业余无线电丛书

天线手册（修订版）

[美] 美国业余无线电转播联盟 著

匡磊 陈荣标（BG7IGG）等 译

朱守正 审

人 民 邮 电 出 版 社

北 京

内容提要

本书包含设计完整的天线系统所需的所有信息。

书中既有现代天线理论，也含有大量实用的、教您如何实现工程的实例。通过使用本书，读者可以获得一些最基本的天线设计知识，如：线天线、环形天线、垂直极化天线、八木天线等，并且以这些知识为基础，对高等天线的理论和应用加以阐释。本版中许多天线的设计直接得益于尖端计算机建模技术的进步。

本书译自英文原版第 21 版，该版经过广泛修订，在原来版本的基础上补充了大量的信息。这个版本包含了一些最新的内容，例如：高仰角入射天波（NVIS）技术、相控阵技术、最新的矢量网络分析仪（VNA）的 S 参数，Beverage 接收天线，带电机驱动的移动天线，电离层的空间分布图等。您可以通过使用这本书来设计非常专业的天线，并使其最优化。

本书适合业余无线电爱好者，天线技术和射频技术等相关专业的工程师、技术人员及大专院校师生阅读，本书的内容将为他们的学习与实践提供非常有益的帮助。

业余无线电丛书编委会

主　任：谢飞波（BA1XIE）

副主任：蒋伟（BG1ANA）　陈平（BA1HAM）

委　员：（按姓氏笔画排序）

马惠敏（BG1RAR）　刘涛（BD1DO）　陈方（BA4RC）

陈新宇（BA4RF）　周海婴（BA1CY）　范斌（BA1RB）

钱皋韵（BA1KY）　龚万骢（BA1DU）　黄彤（BG1WXD）

童效勇（BA1AA）　樊绍民（BA1EO）

业余无线电丛书序

100 多年以来，业余无线电活动把数以百万计的男女老少引入了奇妙的无线电技术世界，使他们变成了能够亲手驾驭无线电波的业余专家，为人类的发展和文化的进步做出了毋庸置疑的贡献，得到了社会的赞许，业余无线电爱好者也因此被赋予合法使用业余无线电频谱的特别权利。

近年来，随着我国社会的开放和经济的持续发展，受到朋友启发而加入业余电台操作行列的人群越来越壮大。然而其中不少朋友还刚刚步进门槛，离成为一名值得称道的业余无线电爱好者还有距离，因为业余无线电爱好者是需要认真学习无线电技术的。国家有关法规和国际法规明确规定，业余无线电爱好者必须是对无线电技术有兴趣的人，空中活动的内容离不开自我训练和技术交流，要获准使用业余无线电波也必须具备一定的无线电技术知识。要学习，无线电技术书籍是必不可少的。

在业余无线电的发展历程中，美国业余无线电协会（ARRL）在促进业余无线电活动和技术进步中一直处于领先地位，所出版的大量业余无线电技术书刊成为世界业余无线电爱好者的启蒙读物和进阶参考，也经常领导着业余无线电活动的新潮。人民邮电出版社从美国业余无线电协会引进了业余无线电丛书，首批有 6 本：ARRL《业余无线电手册》、《天线手册》、《射频电路实战宝典》、《业余无线电入门》、《业余无线电移动应用指南》、《从零起步学电子》。这套丛书是长期风行世界的经典技术图书，其中凝集了几代业余无线电爱好者的宝贵实践经验，可以成为我国业余无线电爱好者很好的借鉴，业余无线电新手尤其可以从中了解国际业余无线电活动传统的丰富内涵，对于帮助自己认准发展方向具有引导意义。其中的 ARRL《业余无线电手册》和《天线手册》经过不断修订、再版，它们在我国业余无线电界，从最早的业余无线电家起，已经流行了好几代，但还没有过完整的中文译本。这次出版的丛书除了这两本经典手册外，其他丛书中的内容包括了业余电台的设置、操作和电路技术初阶，以及业余电台移动运用等。

我们首先可以通过泛读这些书，看看国外业余无线电爱好者在学习什么，从而体会到业余无线电丰富的传统技术内涵，了解要做一个火腿高手至少还应该掌握哪些方面的知识，以便修正自己的努力方向和发展目标。这些书籍中还包含了大量实践举例，可以根据自己不同阶段的需要，选择相应的内容深入阅读，在作者的引导下动手解决自己的具体问题。

无疑，人民邮电出版社对这套丛书的引进、翻译、出版为我国的业余无线电界提供了一个了解世界的窗口，给大家的学习提供了一个参考平台，为提高我国业余无线电活动的水平做了一件好事。

业余和专业的区别在于使用电波的目的，无线电技术本身并没有业余和专业的区别。因此这套书所涉及的原理和方法也可作为专业无线电工作者的参考。

当前无线电是世界迈向信息社会最热门的技术之一，无线电技术正在经历着空前快速的进步，作为追逐时代前沿的业余无线电爱好者，也正在不断瞄准新的目标，开发新的课题，有些还没有成书。我国业余无线电活动全面恢复得比较晚，而我国无线电产业的地位提升得很快。希望我国的新一代火腿朋友能够在认真学习国外经典书刊的基础上，善于从各种信息来源了解无线电的最新技术动态，潜心钻研、勇于创新，把它们移植到自己的活动中来，使我们的业余无线电活动紧跟时代步伐，取得持久的活力，为国家和社会造就更多的优秀的民间业余无线电专家。

中国业余无线电运动协会秘书长
陈平（BA1HAM）

修订版编前语

自 2009 年 7 月《天线手册》中文第 1 版出版以来，这本经典巨著受到了业余无线电爱好者、天线相关领域的工程师、相关专业师生的广泛关注，并得到了读者的欢迎与认可。不过，《天线手册》中文第 1 版在翻译和出版中的内容疏漏、差错与问题，也为读者使用该手册带来了不便。为此，我们推出了《天线手册》修订版。本修订版对原版各章节中的翻译、排版等问题进行了梳理和进一步的审改，并增加了与本手册配套的附加光盘，进一步提升了手册的实用性。

《天线手册》的修订工作得到了中文第 1 版译者匡磊老师和陈荣标（BG7IGG）老师的再次支持。匡磊老师重新对原书的十几个章节进行了逐字逐句的审改，陈荣标老师通过 hellocq.net 等业余无线电爱好者论坛发起了为《天线手册》中文第 1 版纠错的活动，得到了很多业余无线电爱好者的支持与帮助，刘和平（BD1HP）老师和关振元（BA1EC）老师也对《天线手册》的修订提出了宝贵意见。

本书中的部分内容会涉及原版书附加光盘的程序，读者可到《无线电》杂志网站（www.radio.com.cn）上了解相关程序的获取方式。

我们衷心希望《天线手册》修订版能为更多的读者带去权威的技术指导，也欢迎读者继续关注我们推出的业余无线电丛书，随时指正。

《无线电》编辑部

2011 年 3 月

编前语（中文第 1 版）

美国业余无线电转播联盟的《天线手册》是一本经历了 70 年不断积累和更新的技术手册，在全球范围的业余无线电领域及天线专业领域享有盛誉。从 2007 年年底我们出版社开始组织《天线手册》的翻译和编校工作到正式出版，历时 1 年半。虽然离读者期盼的出版时间延迟了不少，但对这样一本有着 70 年发展历程的权威书籍，出版社和翻译团队一直坚持以严谨的态度来对待版权引进、翻译、出版的每一个环节。

我们组织了由 12 位译者组成的翻译团队来完成全书的翻译。为了保证全书的业余无线电特色和天线领域的技术专业性，翻译团队中不仅有天线专业领域的高校老师，还有业余无线电爱好者。下面，我们为大家介绍一下这支翻译团队和他们的工作。

华东师范大学匡磊老师完成了本书第 1、3、14、20、23、25、26、27、28 章的翻译工作；

华为技术有限公司陈荣标（BG7IGG）老师完成了本书第 5、6、7、9、13、17、19、21 章和附录的翻译工作；

其余的章节由中国科学技术大学集体电台成员完成翻译，分别是：李哲（BD6ABP）（第 2 章）、钱峰（第 4 章）、吴建荣（第 8 章）、蒋永磊（第 10 章）、朱荣华（BG6AHS）（第 11 章）、姚海涛（BG6AGT）（第 12 章）、江晓（BG6AGH）（第 15 章）、刘杰（BG6ATS）（第 16、18 章）、薛林林（第 22 章）、金恬（BG6ALP）（第 24 章）。

我们还邀请了华东师范大学电子系教授、博士生导师朱守正老师担任本书的技术审查专家。

翻译团队和技术审查专家为本书的出版付出了辛勤的劳动。在本书的出版过程中，我们还得到了刘和平（BD1HP）、刘燕北（BD2BH）等老师在语言习惯调整、图表翻译等方面的帮助。在此，向他们表示衷心的感谢。

由于翻译团队人员较多，在译文风格方面，各章节之间有可能存在差异，而且难免有翻译、排版错漏之处，请读者批评指正。

《无线电》杂志编辑部

2009 年 6 月

专家意见

由人民邮电出版社《无线电》杂志社组织翻译的第 21 版的美国业余无线电转播联盟《天线手册》面世了。作为本书的审稿者，通过对本书翻译过程中 1 年多时间的审稿，我对本书有了一个比较深的了解，结合审稿者 20 多年对天线理论和技术的教学与研发的经验，谈谈对本书的一些看法，或许对读者选择与使用这本手册有所帮助。

天线作为无线系统的不可或缺的关键部件之一，一直受到从事该领域的工程师、学者和有关大专院校的师生的关注。多年来已出版了不少天线技术方面的书籍，其中大致可以分为两类。一类是天线教科书，其注重于天线本身的知识体系结构，适于本科生或研究生的教学应用，如近年来人民邮电出版社出版的本人与安同一教授翻译的 W.L.Stutzman & G.A.Thiele 的《天线理论与设计》、电子工业出版社出版的章文勋教授译的 J.D.Kraus 和 R.J.Marhefka 的《天线》，以及国内同行写的一些天线教材；另一类是天线专著与天线手册。天线专著主要介绍有关天线方面的研究成果，专业性较强，而天线手册注重于介绍各种具体天线技术、设计方法、制作以及应用等，覆盖面较广。美国业余无线电转播联盟的《天线手册》属于后一类。

这本手册的内容非常丰富，总计 28 章的内容涉及了天线基础、天线建模与系统规划、多种应用天线、天线阵列、天线材料与附件、天线的接地系统与地面对天线和电波传播的影响、传输线、无线电波传播，以及天线与传输线的测量等，甚至包括了主要天线产品的供应商的概况。

作为一本业余无线电转播联盟的天线手册，其主要内容涵盖了业余无线电频段的几乎所有的主要天线形式，如各种振子天线、环天线、八木天线、多波段天线、宽带天线、对数周期阵列、方框阵列、测向天线、便携天线、移动天线和水上天线、中继台天线系统、VHF 和 UHF 天线，以及用于空间通信的螺旋天线和反射面天线等；同时对业余无线电频段（包括 HF、VHF 和 UHF 频段等）的各种电波传播特点与组织通信的方式等给出了详细的描述。虽然该天线手册历史悠久，但通过一次次再版的修改与补充，因此内容不乏新的天线和电波传播技术，如手册中用相当篇幅介绍了应用当代计算机建模软件分析、设计天线和进行电波传播预测的内容。

与其他天线手册不同的是，这本天线手册还对如何设计、制作所需要的天线，对架设和维护天线系统提供了相当丰富的信息。从如何应用先进的计算机建模技术，如何选择天线、天线杆的材料，如何注意安全性等各方面都有很详细的介绍。除了提供大量的加工图，给出加工数据之外，甚至还给出了业余条件下物美价廉的替代方法和建议。书中附有很多天线的实例，这不仅对业余无线电爱好者中的动手派是一种福音，也可为天线工程师和天线制造企业提供一种很好的参考。

除关注业余无线电频段的人员之外，这本天线手册以其对天线与无线电波传播技术的广泛的覆盖，以及其中一些很有特色内容，对其他天线工程师和从事天线研究与应用的人员也可作为一本很好的参考书。例如：手册中对天线阵列馈电系统的详细描述、对螺旋天线阻抗匹配技术的详细描述、对应用史密斯圆图进行有耗传输线参数计算技术的描述等，在其他天线书籍中是很少能见到的。

美国业余无线电转播联盟《天线手册》自从 1939 年 9 月出版第 1 版以来，到本书已是第 21 版了，这充分说明这本手册的生命力。相信它也可以成为我国从事天线技术工作的科技人员、射频工程师以及相关大专院校师生的一本很好的天线参考书，从而为我国的天线技术的发展和天线人才的培养作出贡献。

最后，作为这样一本内容浩瀚的巨著，有多名译者参与了本书的翻译，各人的翻译风格不同，本人的水平有限，审稿中难免有疏漏之处，敬请读者不吝指正。

华东师范大学电子系教授　朱守正

前　言

我们非常高兴能为您提供第 21 版的美国业余无线电转播联盟《天线手册》。自从本书的第 1 版在 1939 年 9 月出版以来，所有新版的《天线手册》都能够给您提供关于无线电天线这个吸引人的领域更好的信息。这些年我们已经卖出超过 100 万本的《天线手册》，这些书的用户有类似于无线电爱好者和专业工程师这类的人。这使得本书成为我们一系列种类繁多的出版物中最成功的图书之一。

在一版又一版不断更新中，阐述天线基础的部分极少改动，但是这些基础知识的最新应用，可以产生更多更加优化的或者更加专业的天线。例如：本版中许多天线的设计直接得益于尖端计算机建模技术的进步。

我们在每一个新的版本中将会更新其中至少 20%的内容，这本书也不例外。这里列出如下章节中一些主要修改的地方：

第 2 章：更新了关于“增益”这个概念的信息。

第 6 章：更深层地洞察了追求更低的频率情况下，低仰角的重要性。并且加入了一个全新的小节，用来介绍 NVIS（高仰角入射天波）的实际操作。

第 8 章：增加了一个全新的小节用来介绍 Roy Lewallen 的关于相控阵馈电系统的技术。

第 13 章：更新了 Beverage（贝弗利日）接收天线的相关知识。

第 14 章：在猎狐行动中，新出现的“卷尺”量级的便携式八木天线。

第 16 章：关于带电机驱动的移动天线的新的信息。

第 23 章：在一个小节中，详细阐述了电离层的空间分布图。

第 27 章：其中增加了一个新的小节来阐述矢量网络分析仪（VNAs）中所用到的 S 参数。

我们非常荣幸地得到了许多知名的并且在天线方面有很深造诣专家的指导意见。他们中的一些还写了或者是评论了本书中的一些章节，以确保本书技术性问题上的准确性。这些专家有：

Rudy Severns（N6LF）和 Roy Lewallen（W7EL）——低频天线。

LB Cebik（W4RNL）——天线建模。

Dick Jansson（WD4FAB）——卫星天线。

Dave Hallidy（K2DH）——月面反射阵列天线。

Bob Hunsucker（AB7VP）和 Carl Luetzelschwab（K9LA）——高频电波传播。

你现在打算进行“无线电远征”，去一些你以前从未到过的地方吗？本书附带光盘中包含了一些既简单化又详细的传播预报的表格，其中包含了世界上大约 170 个 QTH。即使你没有去过较远的大陆，这些表也可以给你许多见解，包括计划一项竞赛或者是 DX 策略，它们同样也可以帮助你对天线实践进行规划。

尽管我们尽了最大的努力，但是对于目前这种大量的印刷出版活动，错误在整个出版的过程中仍然会不知不觉地出现，这几乎是不可避免的。如果能够从我们的读者那儿听到关于本书的错误，或者是一些对于本书在未来的版本中如何变得更加有用的建议，我们将非常感激。

ARRL 执行副主席

David Sumner（K1ZZ）

图书在版编目（CIP）数据

天线手册 / 美国业余无线电转播联盟著 ; 匡磊等译
. -- 2版（修订本）. -- 北京 : 人民邮电出版社,
2011.4
（业余无线电丛书）
ISBN 978-7-115-25011-7

Ⅰ. ①天… Ⅱ. ①美… ②匡… Ⅲ. ①天线－技术手
册 Ⅳ. ①TN82-62

中国版本图书馆CIP数据核字(2011)第031792号

版权声明

ANTENNA BOOK，21st Edition by ARRL，ISBN 0-87259-987-6

Copyright ©2006 by The American Radio Relay League, Inc.

This work is publication No. 15 of the Radio Amateur's Library, published by ARRL.

All rights reserved. No part of this work may be reproduced in any form except by written permission of the publisher.

Simplified Chinese translation edition jointly published by The American Radio Relay League, Inc.and POSTS & TELECOM PRESS.

本书简体中文版由美国业余无线电转播联盟授权人民邮电出版社出版。未经出版者书面许可，不得以任何方式复制或抄袭本书的任何部分。

版权所有，侵权必究。

业余无线电丛书

天线手册（修订版）

◆ 著　　[美] 美国业余无线电转播联盟
译　　匡　磊　陈荣标（BG7IGG）　等
审　　朱守正
责任编辑　黄　彤　房　桦

◆ 人民邮电出版社出版发行　　北京市崇文区夕照寺街 14 号
邮编　100061　　电子函件　315@ptpress.com.cn
网址　http://www.ptpress.com.cn
北京　　印刷

◆ 开本：880×1230　1/16
印张：
字数：　　千字　　2011 年　月第 1 版
印数：1–3 000 册　　2011 年　月北京第 1 次印刷

著作权合同登记号　图字：01-2008-1362 号

ISBN 978-7-115-25011-7

定价：180 元

读者服务热线：(010)67132837　印装质量热线：(010)67129223
反盗版热线：(010)67171154
广告经营许可证：京崇工商广字第 0021 号

目 录

第 1 章　安全第一 …… 1
第 2 章　天线基本理论 …… 25
第 3 章　地面效应 …… 43
第 4 章　天线建模与系统规划 …… 71
第 5 章　环天线 …… 103
第 6 章　低频天线 …… 129
第 7 章　多波段天线 …… 179
第 8 章　多元阵列 …… 213
第 9 章　宽带天线匹配 …… 263
第 10 章　对数周期阵列 …… 281
第 11 章　高频八木天线阵列 …… 307
第 12 章　方框阵列 …… 353
第 13 章　长线与行波天线 …… 363
第 14 章　测向天线 …… 385
第 15 章　便携天线 …… 417
第 16 章　移动天线和船载天线 …… 437
第 17 章　中继台天线系统 …… 475
第 18 章　VHF 和 UHF 天线系统 …… 493
第 19 章　空间通信天线系统 …… 545
第 20 章　天线材料与附件 …… 589
第 21 章　天线产品厂家 …… 603
第 22 章　天线杆 …… 611
第 23 章　无线电波传播 …… 641
第 24 章　传输线 …… 685
第 25 章　发射机与传输线的匹配 …… 711
第 26 章　传输线与天线的匹配 …… 729
第 27 章　天线与传输线的测量 …… 755
第 28 章　史密斯圆图计算 …… 811
附录 …… 827
后记 …… 835

第 1 章

安 全 第 一

安全问题首先从你的个人态度开始。如果你把它当作一种习惯，在每次开始工作之前都对你的工作进行详细的计划，对安全方面的问题进行周全的考虑，你将会比“粗心的卡尔”安全得多，他对这方面一直持很随便的态度，没有养成好的习惯。要学会用一种积极的正面的态度去对待安全问题。在你开始工作之前，对你将要进行的工作将可能导致的危险进行详细的分析，千万不要抱着这样的侥幸心理：“我认为这件事不会发生在我身上”。

然而仅对安全问题有一个正确的看法仍然是不够的。你必须对处理常见的安全问题的原则有一定的了解，并且切实遵循它们。安全问题处理原则并不可能涵盖所有你将可能遇到的问题，但是当你面对安全问题使用一些常识性的措施时，你就应该能够更加安全地从事你的工作了。

这一章将会为你和你的业余无线电站，提供一些安全问题方面的处理原则和切实可行的保护措施。但是你不要认为我们所说的这些已经包含了对所有安全措施的讨论。对安全方面的考虑将会影响到你在架设一架天线时，对于天线的材料以及安装程序的选择。这本书的其他一些章节将会给你一些关于天线安全架设措施方面更深层次的意见。例如，在第 22 章我们将会给你一些关于架设天线塔方面的重要建议。

架设简易线天线

不管你选择架设什么类型的天线，你都必须记得一些安全方面的关键点。如果你使用弹弓或者是使用弓射箭越过一棵树，划过一道完美的弧线，请确保所有的人都离开了你的试验区域。用石头或者是钓鱼线的坠子偶尔击中你的助手并不是什么好事，甚至最终以一起严重的伤害事故结尾。

确保你所架设天线的末端有足够的高度，这样行人就触碰不到它们了。即使你的天线是用来发射一些低功率的信号，在天线的末端也会积累起足够的电压，给其他人造成严重的射频灼伤。如果你所架设的天线是垂直天线，它的底座在地平面上，那么你最好在它的周围至少 4 英尺远的地方，做一个木制的安全隔离栅栏。不要使用金属栅栏，它将会干扰天线系统的正常运行。尤其要确定你的天线没有靠近任何输电线，这是唯一可以确保你的天线不会和它们发生接触的途径。

跟天线有关的工作通常需要有人去爬一座天线塔，或者是爬上一棵树，或者是爬上屋顶，千万不要单独行动！工作的时候要小心缓慢，每次移动之前都要彻底地考虑清楚。在梯子上、天线塔上、树上、屋顶上等的工作人员必须要系上安全带，并且确定它已经安全地固定住了。用细绳或者是轻质的绳索把你的工具系在身上，对你的工作是非常有帮助的（同时也是安全的）。如果工具系在你的身上，当你不小心弄掉它们去捡的时候，就会节省时间，同时也大大降低了伤害地面上你的帮手的风险（在这一章的后面还会有更多的关于爬天线塔以及在天线塔上工作的安全贴士。只要你在地面之上工作，哪怕是架设最简单的天线，这些安全贴士也能起到重要的作用）。

1.1 天线塔安全

如果你对自己所从事的工作一无所知，那么在天线塔以及天线上进行操作是非常危险的，甚至是致命的。如果在你架设天线塔或者天线的过程中出现任何的错误，都将会导致天线和天线塔的严重损坏，或者是个人

的人身伤害。在你的无线电系统中永远使用质量最好的材料。遵守制造商给出的使用规范，多加注意底座以及使用绳索的详细说明。千万不要让天线塔超负荷运行。如果你对自己能安全地在天线塔以及天线上进行操作的能力有任何的怀疑，联系在这一领域内其他有丰富经验的无线电爱好者，或者向专业人员寻求帮助。

第 22 章“天线杆”提供了更多详细的规范指导，它将会让你知道如何架设一座天线塔的底座，进而架设出一个完整的天线塔。在这一章中还会说明如何在地面给天线塔配置合适的固定绳索以及固定锚。这些都是安装天线塔过程中非常重要的一部分，你最好不要指望走捷径或者是使用一些质量较差的材料。否则整个天线系统的性能以及安全性将会大打折扣。

任何手工操作的活在你使用正确的工具后都会变得更加简单。天线塔方面的操作也不例外。除了一些质量好的种类繁多的扳手、螺丝起子、钳子之外，你还需要一些专业的工具，以便能够更安全更有效地在天线塔上工作。你可能已经拥有这样一些工具，其他的一些工具也可以买到或者是借到。不要急于开始你的工作，直到你装备了所有的这些工具之后才可以开始你的工作。如果你在 70 英尺的高空拿你的性命打赌，采取了一些所谓的捷径或者是使用了一些临时准备的工具，并且最终你输了，那么这是非常致命的。下面的这些小节将会详细地描述你在天线塔上安全地进行操作时，所需要的一些工具。

1.1.1 衣着

当你在天线塔或者是天线上进行操作时，你所穿的衣服必须精心挑选，以确保最大限度地舒适和安全。穿着合适的衣服将会保持你的身体温暖，并且允许你的身体完全自由地活动。粗斜纹的棉布长裤和长袖的衬衫将会保护你免于被擦伤或者是受到其他诸如戳伤之类的伤害（像运动衫一样没有胸前开口，并且没有容易挂到天线塔上零件的纽扣，套头穿的衬衫是最好的）。你还需要一双鞋底较重的工作鞋，或者最好工作鞋是有钢制的鞋垫芯片（钢片插入鞋底）。当你需要站在狭小的天线塔梯的横挡上时，这样的鞋可以给你的脚以足够的支撑。

无论是对于攀爬天线塔的工作者还是对于地面上工作的地勤人员手套都是必须的。质量好的皮质手套不仅可以保护你的手免受伤害还可以保持手部温暖。在你手持绳索的时候手套也可以给手提供保护，并且还可以提供对绳索更好地控制。在寒冷的季节里，一双轻巧的具有隔热功能的手套，有利于保持你手部的温暖。当然这副手套不能太过厚实，以至于制约你的手部活动能力。

地勤人员必须戴上坚硬的头盔对头部加以保护，防止天线塔上坠落的物体对自己造成伤害。从天线塔攀爬者身上掉下一些工具或者是一些五金器具并不是什么稀奇的事情。一只扳钳从 100 英尺的高空坠落下来，砸在松软的地面上，会陷进去好几英尺。你可以想象一下，如果它是砸在毫无防备的头骨上会发生什么事情。

1.1.2 安全带和攀爬附件

任何与天线塔打交道的业余无线电爱好者都必须有一副如图 1-1 所示那样的高质量的安全带。不要在没有安全带保护的情况下试图去攀爬天线塔，哪怕距离很短也不行。对于有经验的攀爬者来说，安全带不仅仅是安全保护装置，它还可以解放你的双手，以便你更好地进行操作。安全带可以使攀爬者的身体离开天线塔塔体一段距离，向后仰能够得到螺栓或者某些接头。同时还为将天线吊起到空中的时候，身体向相反的方向倾斜使更大的力，提供了一个坚实的平台。



图1-1 Bill Lowry（W1VV）使用在天线塔上工作所必需的高质量安全带。安全带应当用大号的钢环作为皮带扣。安全带后部的皮带环应当可以很方便地携带工具。（图片由K1WA提供）

一个攀爬者必须信任他的安全带可以保护他的生命。正是由于这个原因，一根完全符合专业安全标准的、商业制造的、经过测试和认可的安全带才是可以被接受使用的。你可以核对第 21 章的供应商名单和天线产品供应商，同时也可以查看 QST 杂志上的攀爬安全带和附件供应商的广告。在每次使用你的安全带之前都要检查其是否有故障。如果安全带或者系索（缚

住天线塔用）不管是由于什么原因破损了、磨损了或者是折旧了，销毁已经破损的那根，并且用一根新的代替。你千万不要想试试看，你的那根损坏的安全带是不是还能够使用。

在你购买安全带的同时，你最好还要认真地考虑你是不是还要购买其他的一些攀爬附件。帆布工具袋可以更好地帮助你将专业工具和五金器具带上天线塔。双层袋，包含有除了放一些工具的大帆布袋以外，还有一个小的袋子，可以和放一些小的五金器具，使你在找一些你需要的东西时更加容易。还有一些特别的弹簧钩，它和系于天线塔上的系索末端有点相似。这些弹簧钩可以有利于你将工具包以及其他装备系在天线塔上方便使用的地方。这些弹簧钩要比那些使用绳索在天线塔上打个结捆住的工具包要好。因为在将弹簧钩钩上去以及取下来的时候，你可以只用一只手就可以完成了。

许多的“火腿族”使用在图 1-1 中所示的攀爬带。但是全套集成的有防摔落配置的以及有安全套装的安全带更好。图 1-2 是型号为 ASL-301 的安全带。在安全带的背后有一个 D 形的扣环，安全系索就是扣在这个上面的。这些安全带可以通过 Champion Radio Products，Box 572, Woodinville，WA.98 072，www.championradio.com.获得。

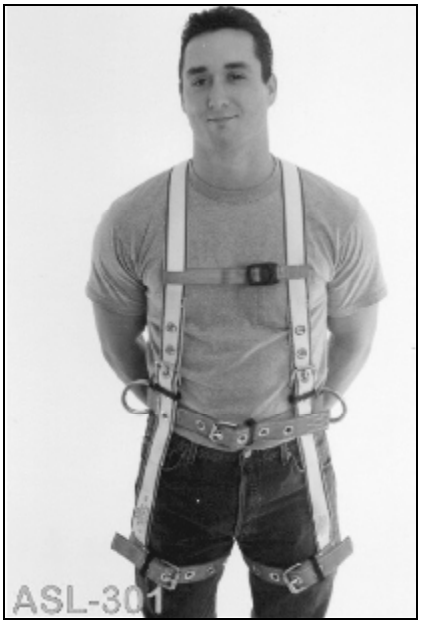


图1-2　垂直保护安全带与攀塔的定位安全带相结合。(图片由Champion Radio Products提供)

绳索和滑轮

所有拥有一座属于自己的天线塔的无线电爱好者，也应该拥有一个属于自己的高质量的绳索，这根绳索的长度最起码应该有天线塔高度的两倍。绳索对于安全地架设天线塔、安装天线和电缆是非常必要的。尽管更粗的绳索将会更加结实，并且更加易于操纵，但是对于绝大多数的安装工作来讲，一根高质量的 1/2 英寸直径的马尼拉麻绳就足够了。当然某些型号的聚丙烯绳索也可以使用，这个可以查看制造商的质量等级。尼龙绳在这里并不推荐，因为在使用过一段时间后，它的长度会变长，而且不能够安全简单地打结。

每次使用之前都要仔细检查你的绳索，看看它有没有撕破或者擦破。不要试图继续使用那些已经破损的绳索。如果它从塔架上断开或者是从半空中的天线断开的话，那么财产损失和人身伤害就是不可避免的结果了。如果你的绳索必须弄湿，那么在你把它收起来存放时，务必将它完全彻底地风干。

另一样非常值得购买的是图 1-3 所示的滑轮。为了给您的绳索选择尺寸合适的滑轮，必须确保您购买的滑轮在绳索绕过它时，不会阻塞或者束缚住您的绳索。

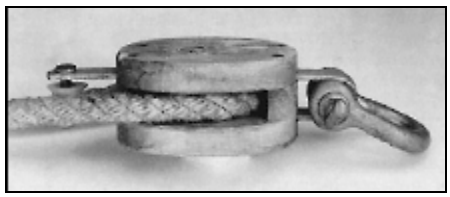


图1-3　高质量的绳索和滑轮是任何天线塔和天线上的工作所不可或缺的。滑轮外部用木材包裹，所以绳索不会从滑轮里脱落造成阻塞。

1.1.3　起重吊杆

如图 1-4 所示的便是起重吊杆，它是您在天线塔的零件或者是天线竿上工作时，一个简易的装置。起重吊杆是被设计用来夹住 Rohn No.25 型天线塔或者 Rohn No.45 型天线塔的一根塔支撑架。那个大约有 12 英尺长的钢管的末端有一个滑轮。绳索就被设计为沿着钢管穿过然后从滑轮上绕过。当起重吊杆被连接在天线塔上，钢管伸向空中时，这时绳索可用来将天线塔的零件或者是天线竿拉到空中。图 1-5 显示了这一基本流程。购买一根起重吊杆对于个人来说是比较昂贵的，尤其是那些只架设一次天线塔的个人。一些无线电爱好者的俱乐部会提供起重吊杆给他们的会员使用。一些经常卖天线塔零件给业余无线电爱好者或者是卖给一些商业用户的商店也会提供起重吊杆出租，以帮助别人架设天线塔。如果你自己打算做一个属于自己的起重吊杆，请使用足够重量的材料来制作。为安全地将把杆夹紧在塔上提供一种手段。因为使用的自制起重吊杆失灵，在地勤人员吊装天线塔零部件时坠落，这样的案例有许多。

当你在使用起重吊杆时，尽可能地将负载垂直于地面。尽管起重吊杆是非常结实的，但是如果你仍然过多地使用侧力，无疑是自找麻烦。

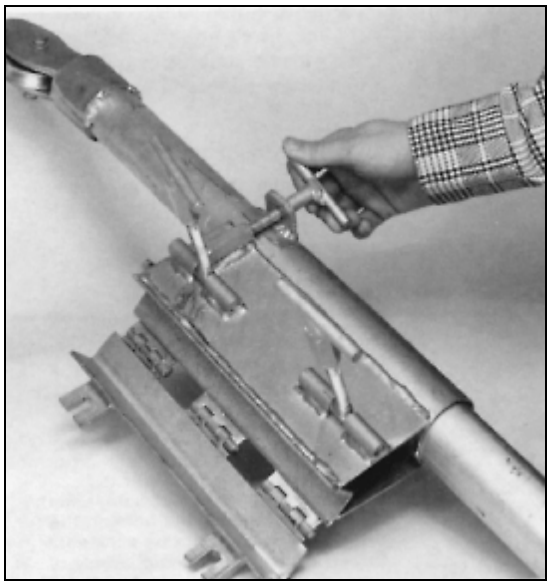


图1-4　起重吊杆可以被夹在天线塔的支架上，可以像桅杆一样帮助组装零件。铝管贯穿夹钳，并且在管夹夹紧之前，塞入到合适的位置。绳索应当穿过管道并且从顶端的滑轮上绕过。



图1-5　当使用起重吊杆将每一个组件吊装至合适的位置时，天线塔零件的组装就变得非常简单了。注意到两个攀塔者的安全带都在电杆的下面扣牢，因此可以防止皮带从顶端的部件上滑落。（图片由K1WA提供）

1.1.4　将天线安装到天线塔

各种不同天线的安装在许多方面也都是不同的。因此事先进行详细地计划安排是安装任何天线过程中重要的第一步。当你开始工作的时候，在你攀爬任何天线塔之前，操作的全部过程都要先在脑海中进行全面地思考。整个天线安装的过程都要事先进行讨论，以确保工作团队中的每一个人都知道将要做什么。对如何排除所有可能出现的故障，事先做好详尽的计划。事先考虑好哪些工具和零件需要安装，以及在天线塔上哪些原则需要遵循。在爬上天线塔以及从天线塔上下来时，你可能会遇到被拌到的情况，也可以通过事先周密的计划避免。

准备吊起一根桅杆，需要事先进行周密的计划。如果一切准备妥当的话，把一副天线安放到合适的位置上，这样一件实际的工作只需要一个人在天线塔顶端进行操作，便可以很轻松地完成。这里的窍门就是所有的体力活全部由地面上的工作人员来完成，这样可以使在天线塔上的工作人员不需要做这些活，而只需要专心地指挥地面上的人员如何将天线吊装到合适的位置即可。

在天线被吊起安放到它所需要放到的位置之前，天线塔和它周围的空间都必须准备好。地面上的工作人员必须事先将天线塔底座周围的地方打扫干净，否则当工作人员爬上天线塔取下天线或者其他一些零部件的时候，会妨碍他们的工作。第一个爬上天线塔的工作人员还需要装配绳索和滑轮，以便吊装天线。对天线塔进行准备的时间是在天线离开地面之前，而不是在你的3.5MHz 偶极子天线和它纠缠在一起的时候。

1.1.5　一些爬塔技巧

以下是一些攀爬天线塔的安全小技巧，是由 Tom Willeford（N8ETU）负责搜集的。对于任何喜爱冒险的工作狂来说，安全问题最重要的因素就是你对它要持有正确的态度。安全问题是相当重要的，它值得你仔细地考虑和执行。对安全问题持有正确的态度是每一个爬塔者所必须具有的。但是不要空口说白话，安全问题必须在实际中得到重视。

可靠的“火腿族”安全观点很简单：不要碰不需要碰的运气。没有任何情况是这条简明清晰的原则的例外。这是安全问题的首要原则，当然也是攀爬的首要原则。第二条原则也是同样地简明：不要不情愿结束一项不得不停止的工作（例如，攀爬天线塔），任何时候只要事情的情况看起来不太妙，就得当机立断。

从容地花费一定的时间对你的攀爬计划进行周密地考虑（或设计），这个时间是不会被浪费掉的。这是安全问题这幢大楼的第一块“基石”。在你攀爬天线塔之前，和将要帮助你完成任务的朋友讨论一下相关的攀爬技巧。选择一定的时间然后再调整至最合适的时间来进行相关的操作。选择一些有经验的人作为整个安装活动的地面总指挥，负责和天线塔上的工作人员进行联络和协调。学习一些关于你将要攀爬的天线塔结构方面的知识，并给自己规划一条合理的最佳攀爬路线。对你在向上攀

爬天线塔以及从天线塔上下来的时候可能会遇到的紧急情况进行推测，并想好解决的办法。

在你的电话机旁边准备好处理有关紧急事件的电话号码，即使它们可能用不到，也以防万一。为援救塔上的工作人员做一个详细的计划是非常有必要的。

对完成你的工程所需要花费的时间进行详细的思考。为爬上天线塔，干活，再从天线塔上下来，这一过程留好足够多的白天的时间。在这当中，休息的时间也是要考虑进去的，因为这决定了你的工程是否会高质量地完成。记住当太阳落山以后气温会变化得很快。当你的手和脚是冰冷的时候，去爬天线塔或者从天线塔上下来是很困难的，同时也是非常危险的。

对于气候的影响要进行详细的考虑。攀爬天线塔最好只安排在气候条件较好的时间。对风向条件、当地的气温，以及天气预报进行详细地调查和研究。天气的变化可以是非常快的。所以如果你所要攀爬的是一座非常高的天线塔，那么在你攀爬的过程中，实时收听相关的天气灾害警报的广播是个不错的主意。切记绝不要攀爬潮湿的天线塔。

在您打算攀爬天线塔之前，必须切断并且标记天线塔上所有的电源装置或者其他的动力装置。所有的开关或者是断路器都必须贴上清晰的指示标签：“严禁合闸!”。所有在设计的时候允许上锁的开关，都必须用锁锁上（如图 1-6 所示）。只有攀爬者才可以再次连接电源系统。

在攀爬计划中很重要的一部分是认真地查看记录，弄清楚已经安装在天线塔上的装置以及所有以前已经在这座塔上进行过的操作。随身携带笔记本是个好主意，你可以记录下你在天线塔的架设过程或者是天线的安装过程中，所涉及的每一只螺栓和螺母的尺寸。然后，当你需要爬上天线塔进行维修时，你便可以根据你所要进行的操作，携带最少的工具上去。如果你携带了太多的工具和零部件上天线塔的话，你从上面掉东西下来，砸伤地面工作人员，损坏工具的机会就大大增加了。

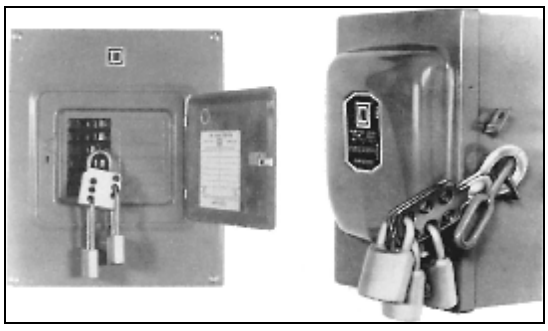


图1-6　如果地面上的电源给塔上的设备供电，在爬天线塔之前，应把天线开关及电源开关切断，并在盒上加锁并加挂警示牌“严禁合闸”。

另外在你攀爬天线塔之前，认真检查说明图表并且随身携带它也是个很不错的主意。换句话说，在你即将开始工作之前，认真地计划你所要做的事情，高效地安全地完成你所需要做的事情。

使用绳索和滑轮来起吊你所需要的工具更好。攀爬天线塔是一项困难的工作，因此再带上一大包的工具不是非常明智的做法。一般都是由地面上的工作人员操纵绳索和滑轮，将工具和设备起吊或者是取下来。

攀爬使用的安全设备

设备是安全问题需要重点考虑的另一个方面。这里的设备不是说的普通工具，而是安全设备。因为你的生命就决定于安全设备——事实也是如此，所以安全设备必须进行严格挑选和仔细关注。

安全地攀爬天线塔以及在天线塔上安全地工作，所必须的安全设备列表应该包括：

（1）一根高质量的安全带

（2）安全目镜

（3）安全帽

（4）长袖的，没有纽扣或开口形成阻碍的套衫（长袖衬衫在攀爬木制杆时尤为重要）

（5）没有翻边的长裤

（6）牢固的，舒适的，有钢制鞋垫芯片和防滑鞋底，同时还有明显后跟的鞋子

（7）不会限制手指活动的手套（如果你必须在寒冷的气候下工作，选择隔热的）

你的安全带必须被认证过可以在你所攀爬的建筑物上使用。不同类型的建筑物可能会需要不同类型的安全钩或者是安全皮带。安全带最好质量较轻，但是不能因为节约重量而牺牲对它在工作强度方面的要求。同时它穿在您的身上时还必须要舒适。所有活动的部件，诸如安全钩之类，都可以灵活地工作。在每次攀爬之前，你最好仔细小心地，彻底地检查你的安全带以及连接在身上的带子，铆钉、缝纫连接处以及承重轴承的机械部件，你尤其需要注意这些地方。

支撑安全钩最好一直都是钩在朝外结构的 D 形环上。当安全钩和 D 形环相扣的时候，安全钩开口的部分必须避开并且远离天线塔（如图 1-7 所示）。安全钩这样和 D 形环相扣的时候，如果你想把它取下来就会容易很多了。但是当你在爬上天线塔的时候，记住千万不要使塔的一部分压到安全钩上导致它打开，也不要让塔上的一些部件不小心和安全钩扣上了。经常试一试这些安全钩是不是真的可以自如地扣上去和取下来。安全钩不管有没有扣上都会发出相同的声音。所以不要只通过声音

来判断安全钩有没有扣上，在你确信安全钩真的扣上之前，一定要亲眼看一下它是不是真的完全扣上了。

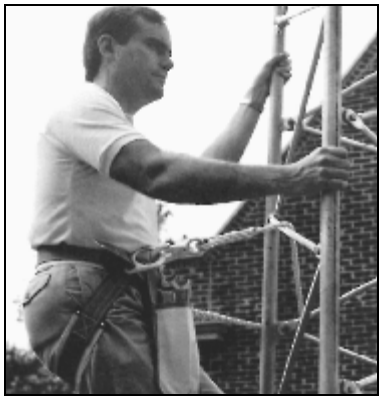


图1-7　Mark Wilson（K1RO）示范了系上安全钩的正确方式，将安全钩打开并且正面远离天线塔。通过这种方式连接安全钩就不会因为压在天线塔支架上面而造成意外打开的情况了。

记住，安全带上的 D 形环是专门为了支撑安全钩而设计的。没有其他的什么工具或者是绳索需要系到 D 形环上面。其他的一些工具或者绳索应该避免和支撑安全带的安全钩扣上，否则他们会缠在安全钩上。最多，它们可以保证钩子不至于在紧急情况下松下来。没有人必须要解开安全钩然后才能拿工具，然后在再次工作之前再把安全钩扣上去。这种做法不是聪明的做法。

你所购买的安全设备最好是全新的。自制的安全带或者是自己加固的绳索是非常危险的。已经使用过的安全带可能已经很旧了，或者是缝纫的连接处不牢靠了，或者是可能有其他的一些故障。对一些所谓的“便宜货”一定要多加小心，因为选择这种安全带很有可能会让你付出生命的代价。

皮带、系索还有绳索应当尽可能地短。记住，通常一个普通的结会使绳索负载强度减少大概 50%。

在你开始攀爬之前，一定要实地去考察一下你将要工作的建筑物。再检查一下你的攀爬线路。检查看看有没有障碍物，天然的障碍物（如黄蜂窝）和人为的障碍物都要看一看。检查建筑物的支撑是否是牢靠的，看看是不是还需要再加固。长绳可能会成为你攀爬的一个障碍，但是多一点支撑总比支撑不足要好。在你上塔之前，在塔下面就检查你的安全带、支撑带以及安全钩是否完好。在你需要使用他们之前先进行实实在在地测试。不要在没有安全带的情况下离开地面，哪怕只有 5 英尺或者是 10 英尺高。在你做好所有的这些准备之后，如果你有足够的细心，那么后面的攀爬就是小意思了。

攀爬的时候要慢一点稳一点，不要爬过了头。如果你的手和脚都可以很好地控制住身体，那么你的耐性和警觉性也会越来越强。我们可以从攀岩者身上学到不少东西。在攀爬天线塔的过程中，要定时地进行休息。不要试图通过把手臂或者是腿插到天线塔的一些连接处来休息，同时也不要试图在休息的时候将安全钩打开。休息可以给你提供一个机会，你可以趁此机会来检查一下剩余还要继续攀爬的路线，看看你的安全设备是否感觉良好并且工作正常。同时休息还可以帮助你贮存备用体能，以便应对接下来可能出现的困难。

最后，一定要记住，绝大多数在天线上进行操作时发生的危险，都是发生在你真正地去攀爬天线塔之后，而同时你的安全钩又没有扣上。所以你在上去以及下来的时候都要额外地小心。

你必须爬到天线塔上去安装天线或者在天线上进行操作。然而，一些工作原本是可以在地面上完成的，结果却需要到空中去完成了。如果一些组装过程或者是调节过程你可以在地面上完成，那么就在地面上完成吧。你在天线塔上面花费的时间越少，那么你就会变得越来越优秀。

当你到达工作区域之后，将安全钩扣到天线塔上，并且在脑海中回顾一下你需要做的每一件事情。决定好在哪个位置开展工作是最佳的。解开（释放）你的安全皮带，然后移到那个位置。再重新将你的安全皮带连接到附近安全的地方，记住要远离天线塔的连接处以及其他一些有障碍的地方。如果你必须在一个障碍物周围移动，那就在安全钩钩住的时候试着这样去做，找到一个舒适的位置，然后开始工作。不要移动过头了，因为之后你还需要再移回来工作。

在你的工作任务中要使用正确的工具。如果你的身边没有携带，那么让地勤人员把它吊上来。要有耐心。哪怕是很轻的工具，在你用完它们之后都不要直接从上面扔下去，因为扔下去的工具还会从地面上反弹起来，可能造成人员受伤，工具损坏或者是丢了工具。在工具上系上一段细绳或者是较轻的绳索，然后另一端扣在天线塔上或者是其他的一些地方，这样如果你的工具掉下去的话，它们就不会一直掉到地上去了。无论如何都不要把工具系在你的安全带或者 D 形环上。

对于天线可能会失去平衡这一情况一定要小心。当你握住哪怕是很小的一根桅杆时，只要你手握住的地方离它的平衡点很远，那么想获得额外的杠杆作用力来维持它的平衡都是很困难的。杠杆作用在设备被升起的时候，对于攀爬者来说是有用的。许多滑倒事故以及手指关节的皮擦伤都是由于这种情况引起的。一只严重受伤的手或者是一根严重受伤的手指对于攀爬者来说确实是一个很大的问题。

在你从天线塔上下来之前，检查之前工作中所涉及的所有的接线是否接好，以及螺栓和螺母是否拧紧。让地勤人员使用绳索和滑轮将你使用的工具取下来。尽可能地减轻你身上所携带的负载。记住，你下来的时候比你刚刚上去的时候要累得多。在你的安全钩仍然钩在天线塔上的时候，在鞋子里活动活动你的脚趾，轻轻地移动一下你的身体，让你的注意力重新集中。检查一下你下来的路线，然后开始慢慢地下来，要比之前爬上去的时候更加稳重一点。休息对于你从天线塔上下来更加重要。

地面上的总指挥负责管理所有地面上的工作，而且应该是唯一和在天线塔上的工作人员随时保持通信联络的人。手持无线电收发机对于这种通信是非常有用的，但是不应该还有其他人给塔上的工作人员发号施令。因为哪怕是非常小的混乱或者是关于在天线塔上移动的误解都是非常危险的。

“天线党”有很多的乐趣，但是这些玩笑以及吊儿郎当的作风都应该等到工作全部完成，所有的人都下来之后再开始。先别忙庆祝，直到所有的工作，包括地勤人员的工作，全部完成的时候，再一起庆祝。

这些仅仅是很少的关于攀爬天线塔安全问题的想法。没有一个完整的清单可以包含所有你必须注意的事项。你还可以在第 22 章中看到一些其他的建议。记住：你在攀爬的时候，多小心。当你在做关于天线方面工作的时候，脑袋里时刻要记着安全问题。同时还要确保在你爱上业余无线电之后，千万不要从上面摔下来。

1.1.6 天线塔防护罩

天线塔可以被合法地认为是可以引起伤害的“吸引人的麻烦事”。你最好给你的塔做好防护措施，以确保一些“未经授权的攀爬者”不能伤害到你的天线塔。这种天线塔防护罩最初是由 Baker Springfield（W4HYY）和 Richard Ely（WA4VHM）在 1976 年的 QST 杂志上首先描述的，以此来消除人们对于天线塔安全的一些顾虑。

通常“吸引人的麻烦事”一说是对在你面对入侵者时对你的财产有保护责任（关于你对一个入侵者的责任，法律的规定更加严格）。不管小孩子们是不是技术层面上的入侵，或者也不管是不是你的天线塔自身引诱他们去爬你的塔，你最好还是希望你的天线塔可以不吸引小孩子。天线塔对于小孩子们来说是很危险的，尤其是因为他们没有鉴别危险的能力。有什么东西可以让小孩子在他们第一眼看到天线塔之后，可以忍住不去攀爬它的呢？因为这份危险，所以你有法律职责去采取一些合理的保护措施来消除危险，或者另一方面也可以使小孩子们在面对天线塔诱惑时，免受危险。

天线塔防护罩是由围在天线塔周围的一圈镶板简单地组成的。这使得攀爬天线塔几乎不可能。这些镶板大约有 5 英尺高，并且足够地宽，可以很好地贴合在天线塔的支架和横挡的平面处。5 英尺的高度几乎可以应对所有的紧急情况了。镶板是由厚度规格为 18 的白铁皮金属片做成的。这种金属片可以在本地的金属片商店中获得，然后切成合适的尺寸。当然规格较小的白铁皮也可以使用，但是如果对用白铁皮保护天线塔的横挡，没有采用其他的额外保护措施，那么额外使用物理重量更重规格的白铁皮可更加有用。镶板是由镀锌钢板制成的，支架是铝制的，螺丝钉和螺母则是黄铜制成的。这三种类型的金属都是理想的不易生锈并且不易氧化的材料。对于一个三角形的天线塔来说，防护罩右由三块镶板组成，三块镶板中的每一个面都是由两个支架支撑的。这些支架是用 6 英寸的薄铝皮角形支架制作而成。把其中的两只角形支架用螺丝钉和螺母栓成 Z 形的支架。（如图 1-8、图 1-9 和图 1-10 所示）这里的 Z 形支架是由头部镶有黄铜的机械螺钉拧在一起的。

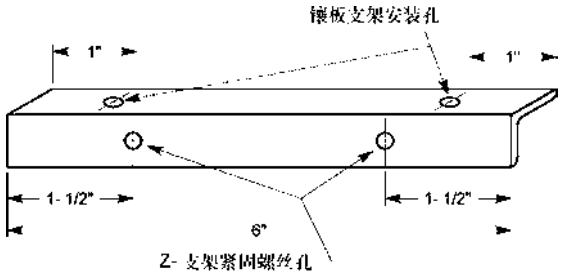


图1-8 Z-支架元器件片。

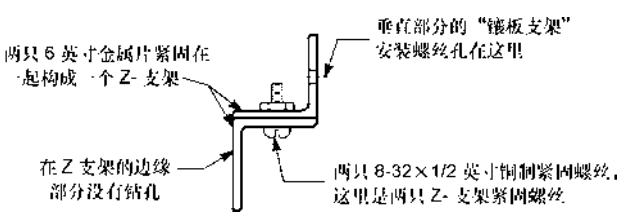


图1-9 装配Z-支架。

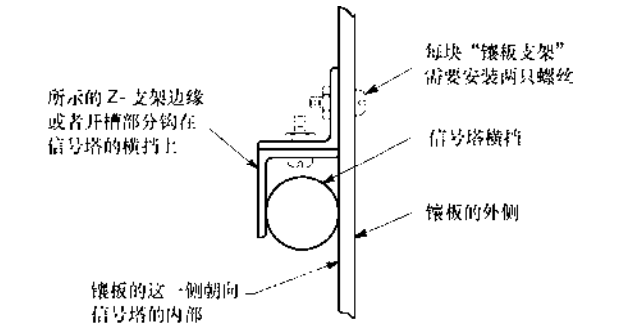


图1-10 天线塔梯的横挡上安装屏蔽装置。

将镶板平放，然后测量，做标记，钻孔。首先，从天线塔上安置有横挡的顶端到底部横挡的顶端进行测量。（安置横挡的地方将被选择为嵌上镶板的位置）在镶板上做好距离的标记。在镶板上统一使用尺寸一样的黄铜螺丝钉和螺母。将每一个 Z 形支架垂直部分的顶端都用螺丝钉和螺母拧在镶板上。在距离 Z 形支架的末端大约 1 英寸的地方钻好安装螺丝的孔。因此可以用来抵消 Z 形支架上的夹紧螺钉孔和镶板支架安装螺丝孔之间的偏移。每一块镶板上都钻上同样大小的孔来匹配 Z 形支架上的孔。

镶板依靠自身的重力挂在天线塔上。镶板本身并不好抓握，因为它们和天线塔的支架吻合得很好。如果你认为为了防止有人故意挪开镶板，有必要增加一些安全措施，那么还有一种办法可以采用，可以用金属绳将镶板和天线塔之间扣牢。在镶板的上面和下面，还有每一块 Z 形支架的中央全部都打上小孔。用镀锌的金属绳从 Z 形支架上面的孔穿过然后再绕在 Z 形支架上，再从 Z 形支架的底部穿回去，然后将金属绳的两端拧好。每块镶板使用一根金属绳系上就足够了，当然如果你愿意也可以使用两根。

完整的镶板是很笨重并且难以搬动的。如果镶板需要挪开，一般是为了攀爬或者是更好接近天线塔，这个时候你需要一个特别的装置，一副可拆手柄。这个可拆手柄可以由一根螺杆和八个螺母制作而成。（如图 1-11 所示）在镶板上 Z 形支架的顶端往下一点，Z 形支架的底部末端往上好几英寸，钻两对用于钩住可拆手柄，搬动镶板的孔。在安装或者是移动镶板的时候你就可以把手柄钩在镶板上的这些孔上，手柄顶端的钩子刚刚好吻合每一对手柄孔中顶部的一个孔。手柄是可以选择的，但是用它可以使得移动镶板或者是安装镶板的时候更加安全简便。

图 1-12 中是已经安装在天线塔上的防护罩。这是一个可以避免事故发生的相对简单的一个装置。

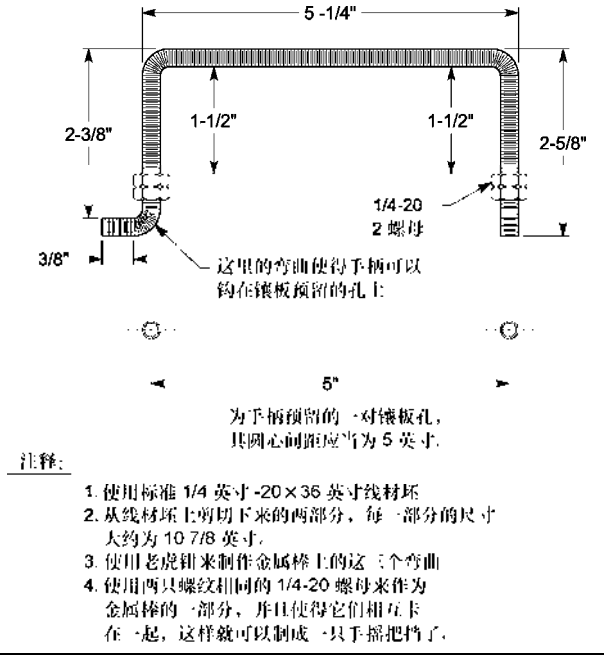


图1-11　可拆式手柄的制作。

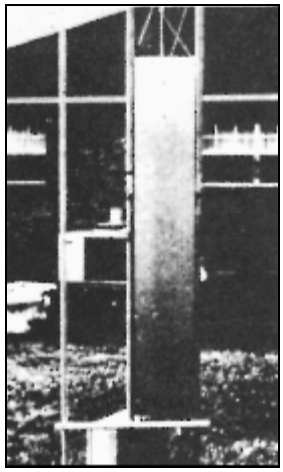


图1-12　安装好的天线塔屏蔽装置。可以看到使用手柄所需的孔。

1.2　与电有关的安全问题

尽管绝大多数业余无线电基站中的射频、交流、直流电压，对于人的生命和天线的零部件都是潜在的严重威胁，但是一些关于安全措施的常识判断和知识经验将会帮助你避免一些事故。架设和运行一个业余无线电基站几乎对所有的无线电爱好者来说，都是一个完美的安全的消遣方式。然而粗心大意可以导致严重的人身伤害甚至是死亡。这里我们所提出的意见仅仅是指导原则，是不可能包含所有的安全防范问题的。记住，没有其他任何东西可以替代安全常识。

对于一个装备完善的业余无线电基站来说，灭火器是必需品。在由电力所引起的火灾中，二氧化碳型的灭火器是最为有效的。把它存放在你可以轻易取到的地方，并且在建议的间隔周期时间内检查它的有效性。

你的家庭成员应该知道如何安全地关闭你的无线电基站。他们最好也能够知道如何进行人工呼吸。许多社会团体会提供一些心肺复苏术（CPR）方面的课程。

交流电和直流电的安全问题

你的无线电基站的主要电路应该由一个总开关进行控制。你家庭的其他成员也应该知道，在紧急情况下如何切断你的无线电基站的电源。所有的工作设备都应该进行良好的接地。在无线电基站周围，所有承力的金属绳都应该使用合适的尺寸，来承受可能受到的拉力的作用而不被拉长，同时这些金属绳还应该在所涉及的电压范围内保持良好的绝缘性。裸线、底架敞开的建筑、暴露在空气中的连接器，这些都是意外事件发生的导火索。要记住强电流低电压的电源和弱电流高电压的电源同样的危险。在你的无线电基站里最危险的电压电源可能是 120 V 的初级供电电源，这是一个常常被忽视了的危险，因为它每一天都存在，是我们生活中的一部分。在你的无线电基站里，哪怕是最小的供电电源都要十分小心。

无论何时只要有可能，在你再次使用设备之前都要关闭电源，拔掉设备的插头。使用绝缘起子释放掉电容器上累积的电荷，不要一厢情愿地认为泄漏电阻是百分之百可靠的。在使用功率放大器的时候，将管板上的插座和地面连接短路，并且确定其电源没有处于充电状态。如果你必须在正在运行的设备上进行操作，那么把你的一只手放在口袋里。避免身体接触到接地部件，防止你的身体在电压电源和地面之间形成一个通电回路。在调整电路或者是移动电路设备时，使用绝缘的工具。千万不要一个人工作，工作的时候必须要有其他人也在场，这在发生紧急情况的时候可以救你的命。

国家电气法规

国家电气法规是一个适用范围非常广泛的国家标准，它详细规定了各种类型的电气安装所需要遵守的安全要求。除了为房屋的配线和接地设置了安全标准之外，法规中也包含了关于无线电和电视设备的部分——第 810 条款。其中的 C 和 D 部分明确地涵盖了业余无线电发射站和接收站。如果你自己对学习更多的电气安全知识有兴趣，你也可以购买一本由 Peter Schram 编辑的《国家电气法规》或者是《国家电气法规手册》的副本。

在法规中也详细规定了有关天线安装的事宜。它规定了不同尺寸的线天线所需要的最小尺寸的避雷针。对于冷拉铜线，规定指定 14 号金属线用于无支架的（无支撑的）跨距小于 150 英尺的情况，10 号金属线可以使用于跨距更大点的情况。如果是镀铜的钢线，青铜线，或者是其他高强度的导线，14 号线可以在跨度小于 150 英尺的范围内使用。而 12 号线可以在跨度再大点的情况下使用。对于天线引入导线（适用于裸线传输线）应当至少和说明中规定的适用于天线的尺寸相当。

法规中还说明了天线和天线引入线必须贴在墙上，十分牢固地安装在距离楼房表面 3 英寸的非吸收性的绝缘体上。对于这个最小距离，唯一的例外情况是天线引入线外面覆盖上一层耐用的进行了可靠接地的金属屏蔽层。当然这个例外也包括同轴电缆。

依照法规，天线引入线（除了上述那些例外的情况）必须通过一根坚硬的不易燃的无吸收性的绝缘管道或者是套管穿入到墙体内，或者是通过可以提供至少 2 英寸开阔范围的地方，或者是通过钻孔的窗户玻璃。所有的天线引入线和发射设备之间的连接必须事先规划好，以便不易发生意外的接触。

无线电基站需要提供一种方法来释放由天线系统上传递下来的静电噪声负荷。因此必须在所有的天线引入线上安装天线放电单元（避雷器）（除非天线引入线外面有一层连续的耐用的进行了可靠接地的金属屏蔽层保护着，或者是天线是经久耐用并且可靠接地的）。对于避雷器的安装，一个可以接受的办法是安装一个开关，在发射机不用的时候将天线引入线进行接地。

接地避雷针在法规中也进行了详细地描述。接地避雷针一般用铜、铝、包铜的铁丝、青铜或者类似的抗腐蚀性的材料制成。绝缘倒不一定是必须的。保护接地避雷线（主避雷针与接地棒相连接）必须和天线引入线一样大，但是不能比 10 号线小。工作接地避雷线（接在设备底座上）最起码要有 14 号线那么大。接地避雷针必须充分地支撑和准备，这样它们才会不易被损坏。在实际的操作中，在天线杆或者是放电单元和接地棒之间的走线应当尽可能地走直线。

在法规中还包含了一些在无线电工作站内应当注意的安全方面的信息。建筑物内的导电线必须和照明线或者信号传输线隔开至少 4 英寸，除非它们和其他的导电线之间用管道或者其他的非导电材料相隔离。发射机必须装入金属柜里面，而且金属柜必须接地。所有工作人员可以接触到的金属手柄和控制器都必须接地。通道门必须安装联动装置，当门打开的时候就自动切断所有电压大于 350 V 的电源。

接地

对于每一个业余无线电基站来说，一个有效的接地系统是非常必要的。接地系统的任务是两方面的。首先，

它可以减少当设备的一部分可能失灵并且外壳或者金属柜过热时，电击发生的可能性。如果连接恰当的话，使用三线电气系统将设备的外壳接地，但是一些年纪较长的业余无线电爱好者的设备，更多的是使用不接地的两线电气系统。“直流接地”通常被认为是一个优秀的可以防止电击伤害的接地系统。

接地系统所需要完成的第二个任务是为无线电工作站内出现的射频电流杂波干扰提供低电阻通路接地。射频杂波干扰可以引起设备故障，并且可以引起射频干扰问题。这个低电阻通路一般称为“射频接地”。在绝大多数情况下，直流接地和射频接地都是由同样的接地系统来完成。

建造一个接地系统的第一步是将你的无线电工作站内的所有设备和外壳连接起来。对于直流接地系统来说使用普通的连接线就可以了，而对于射频接地系统来说则要使用低电阻导线。一般在买卖的时候我们称铜带为“flashing copper”，铜制接地母线在这种系统中是最好的。但是这种线也是比较难找到的。同轴电缆的金属编织层是比较流行的选择。它可以很容易地获得，用来制作低电阻导线，并且它还有很好的柔韧性。

接地母线可以在设备外壳之间的连接中使用。但是还有个更加便利的方法可以使用，如图 1-13 所示。在这种安装方法中，一根直径为 1/2 英寸的铜水管就可以在整个工作平台上运行了。一个厚的编制层（可以从废弃的 RG-8 电缆中获得）可以从每一个台设备连接到铜管的夹子上。铜水管几乎可以在所有的五金商店或者家用物品中心里购买到。或者，也可以使用一根铜带从操作台的后面将设备的外壳连接起来。

设备的后面是连接在公共接地总线上的。这个接地总线必须很好地连接在接地地面。这个接地模块也需要一个巨大的导体（金属编织层再次是一个比较普遍的选择），这个导体必须在垂直方向上尽可能的短。这里的接地地面通常有一两种形式。

在绝大多数情况下，最好的方法是将一根或多根接地棒插入无线电工作站内的接地总线导体离开建筑物处的地面。可以使用的最好的接地棒是那些可以从电气供应商店里获得的接地棒。这些接地棒大多是 8～10 英寸长，使用钢和厚的铜板制作而成。不要依赖于一些家庭电气供应商所提供的短薄的电镀的钢棒。这些接地棒在你把它们钻入土壤中不久后就会立刻开始生锈。在很短的时间里它们就变得没有任何价值了。好的接地棒虽然在刚刚买的时候比较贵，但是可以提供很长时间的保护。

如果你所接触的土壤很松软，并且还含有少量的小石块，一个可以接受的真实的接地棒替代物是直径为 1/2 英寸的铜水管。一个 6～8 英寸长的铜水管可以提供一个很好的接地效应。但是它在被插入土壤中的时候也有可能弯曲。也有一些人建议你在铜水管上接上水管，并且向铜管中注入水，以便于它在插入地表下时仍然可以保持它原有的形状。但是这个方法也会带来一个问题，当土壤变干后，土壤和铜水管就容易分离，铜水管和接地棒之间的接触就没有那么好了。这样将会带来一个更加不好地接地。

一旦接地棒安装好之后，用夹子将地面接地总线上的导体和接地棒夹住，这样就会安全地夹紧，并且也不会生锈。尤其铜板夹子更可以达到这些要求，它一般可以在电气供应商店买到，但是不锈钢的软管夹也可以达到同样的效果。同时，在管道上合适的位置钻几个孔，用螺栓把接地导体和铜水管拧在一起。

另外一个比较流行的接地位置是建筑物里面的冷水管系统。利用这个现成的接地系统，从无线电工作站的接地总线到方便的冷水管道，可以形成一个低电阻接地系统。更加适宜的地方是主供水管道接入房屋的地方。记住避免使用热水管道，因为他们一般不直接注入到土壤中。聚氯乙烯（PVC）管道的出现，使得检查你所打算

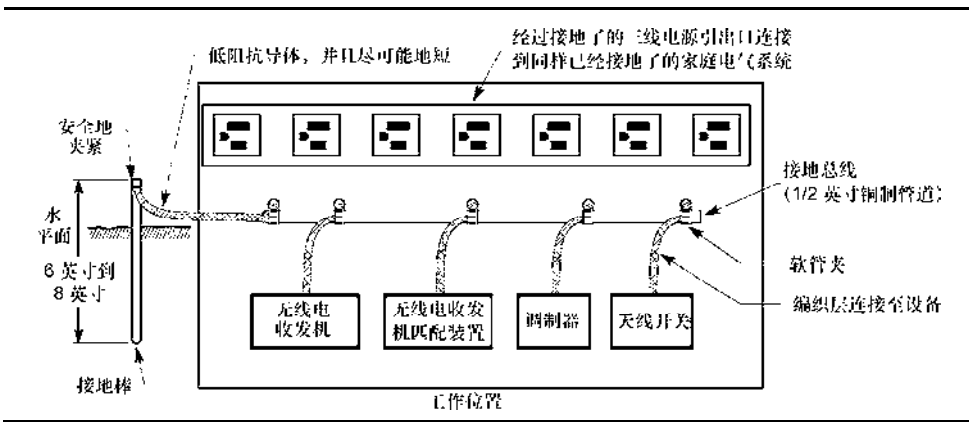


图1-13　使用低阻抗导体将有效的基站接地与所有的设备外壳相连接，然后接地。

进行的接地系统连接到主入口的冷水管道变得非常有必要。PVC 是一个绝佳的绝缘体，所以任何 PVC 管道或者相关的装置都可以取代冷水管道，你不用再使用冷水管道作为接地。

对于一些安装，尤其是那些一楼以上的安装，如上所描述的传统的接地系统将会形成一个良好的直流回路，但是不会为射频杂波干扰提供一个必须的低电阻接地回路。接地总线和最终接入地下的接地点之间的接地线长度会成为一个问题。例如，接地线的长度大约是一些无线电基站工作波长的 1/4 倍（或者是 1/4 波长的奇数倍）。一个 1/4 波长的金属线将会起到一个 1/4 波长阻抗变换器的作用。由于这个接地线接地一端的阻抗很低，那么在设备一端的阻抗将会相对而言较高。可能导致的结果就是当发射机正在工作的时候，无线电工作站的周围就处于射频辐射区域。这样的一个接地系统比没有接地系统还要危险。

另外一个可以代替使用的射频接地系统就是如图 1-14 所示的接地系统。在系统和接地总线之间用 1/4 波长的辐板连接。相对于每一个工作波段都至少安装一个对应波长的辐板。同时还必须确定交流电源配电线和接地系统之间连接正常。如果在你的无线电收发室里出现一些射频方面的问题你也可以试试这套系统。它将会帮助你解决许多的问题。但是，你一定要小心要防止接触到辐板的末端。因为那里的电源射频电压非常高，要高于 QRP 的标准。

接地噪声

接地系统的噪声可以影响到灵敏的无线电设备工作。接地噪声通常与以下三个问题有关：

（1）接地导体的尺寸不足；

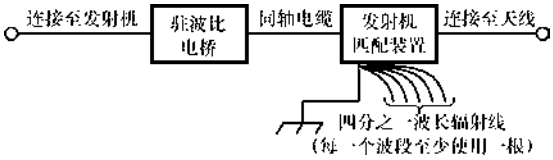


图1-14　如果基站安装在离地面很高的地方，并且基站内的射频信号成为一个问题时，图示则是大地接地的替代物，每一个使用波段至少安装一个 *l*/4辐线。

（2）接地连接不牢固；

（3）接地环路。

这些问题在精确的科学实验仪器还有一些工业测量仪器中，通过执行一些可靠的标准已经得到了解决。接地导体的尺寸最起码和整个初级电力网中最大的导线的尺寸一样大。接地导体必须在地面和需要接地的设备直接形成一个牢固的连接。在这里高度推荐使用大量的锁紧垫圈和星形垫圈。不牢固的接地系统会成为巨大的噪声源，这一点在一些高灵敏度的接收系统中尤为表现显著。

应该不惜一切代价避免接地环路的产生。一个简短的、关于接地环路是什么、如何避免它的讨论可以给你提供合理的处理方法。接地环路是由于不止一个大地电流在单一的接地线路中流动产生的。这种情况一般发生在接地系统形成环状连接（串行连接）。将设备接地的正确的方法是把所有的接地导线通过一个公共点引到一个好的接地系统或者冷水管道系统。

接地噪声同样可以像影响信号的接收一样，影响信号的发射。随着需要使用较低电平的音频来驱动业余无线电发射机，随着我们的信号接收机的灵敏度不断提高，正确的接地方式正变得越来越重要。

1.3　雷电和电磁脉冲的防护

国家消防协会（National Fire Protection Association，NFPA）出版了一本名叫《防雷准则》（NFPA no. 78-1983）的小册子，业余无线电爱好者应该对这本小册子很感兴趣。至于如何得到这本小册子的副本的信息你可以写信给国家消防协会（NFPA），Batterymarch Park，Quincy，MA 02269。业余无线电爱好者一般对于其中特殊的两小段非常感兴趣，现在罗列出来：

“3-26 天线，在一个受保护的建筑物内，安装无线电天线和电视天线的金属杆，应当也要同时建造一个有大尺寸的避雷针和其他防护设备的防雷保护系统”。

“3-27 避雷器、雷电保护装置，天线放电单元应当被安装在供电引入线、电话引入线和无线电天线引入线、电视天线引入线上”。

对于雷电的最佳防护措施就是将天线和设备分离并且将设备和电力线分离。将天线馈电线接地可以安全地释放点天线上积累的静电噪声。尽量切断雷击可能通过的路径。天线定位的转子电缆和其他的控制电缆在遭遇到严重的电暴时，同样也需要切断。

在一些地区，雷电冲击通过 120/240 V 的供电线进入房屋内的概率是很高的。雷电还会产生随距离变化的电场和磁场。这些场可以耦合到输电线里，破坏离雷电发生几公里之外的设备里的电子元器件。无线电设备也可以通过使用瞬时保护设备在一定范围内防止雷涌对设备造成损坏。

电磁脉冲和业余无线电爱好者

以下的一些材料是根据 Dennis Bodson（W4PWF）发表在 QST 上的 4 部分文章整理而成的。这些文章发表在 1986 年的 QST 杂志上的 8 月刊到 11 月刊。这一系列文章是由国家通信系统报道 NCS TIB 85-10 浓缩而成。

一项装备测试计划显示，绝大多数的业余无线电基站都可以通过一些最基本的保护方案，来避免其遭受雷电、电磁脉冲现象的袭击而损坏。在所有的外部电缆线被移除后，绝大多数的设备都是不易被破坏的。拔掉外部接入的交流电源线，拔掉无线电收发装置后面的天线馈电线，同时将其他任何长的金属导线和无线电驱动设备分离，你便可以重复这种孤立的测试结构。但是，通常情况下，当设备不在工作的时候，完全切除设备和外界的联系是不太现实的。同样，当无线电基站在工作的时候，几公里外的雷击可以在输电线或者是天线上引起一个很强的电压瞬变，这个是非常危险的。但是，你可以给互相连接的系统增加两个电压瞬变防护措施，这样便可以使你的系统接近于前面所提到的安全的孤立的结构。

交流电源线和天线馈电线是两个非常重要的部位，所以必须要给它们配备瞬变保护装置。这是给所有的业余无线电装置建议的最简单的基本保护方案。（对于固定设备，天线旋转器的连接同样也需要给予充分的考虑。如图 1-15 所示）穿着“橡胶帆布”的工作人员使用手持式无线电收发设备，在天线插座处不需要保护。但是，如果手持式无线电收发设备使用的是要大得多的天线，则仍然需要安装保护装置。

总则

因为雷击和大的瞬变现象附近的能量含量是不可预知的，所以金属氧化物变阻器（MOV）遭受电涌，经过的电流超过它的额定承受能力是可能的。这可能会导致金属氧化物变阻器被损毁和封装爆炸性的破裂。这些爆炸的碎片可能会对它周围的电子元器件和操作人员造成伤害，并且会点燃它周围的一些易燃材料。因此对金属氧化物变阻器必须进行物理隔离。

一个严格意义上的接地系统是达到对雷击和电磁脉冲瞬态防护目的的关键因素。必须安装低电阻的接地系统，以此来避免瞬态环路通过无线电设备，为暂态抑制设备提供一个良好的物理接地。这里推荐一个单点接地系统（如图 1-16 所示），来帮助防护从天线馈电同轴电缆的防护罩上进入屋内的闪电。许多的“火腿族”使用一个安装在屋外的，接地良好的放射状接入板，来使他们的同轴电缆在进入屋内先接地。如图 1-17 所示，是一块 K8CH 在密歇根（Michigan）的家中使用的接入板。所有和无线电设备连通的外部导线，接入站内或者是从站内出来都必须经过这块板。所有的暂态抑制设备都可以直接安装在这块板上。尽可能地使用最短尺寸的 6 号实芯线将无线电设备的外壳和接地总线相连接。

交流输电线保护

一些试验表明，家用电线所固有的能够承受的最大的瞬变电流，大约是 120 A 的电流。因此，如果有可能，业余无线电基站应该安装在远离房屋交流接入板和断路器的盒子处，来利用这些限制产生的影响。

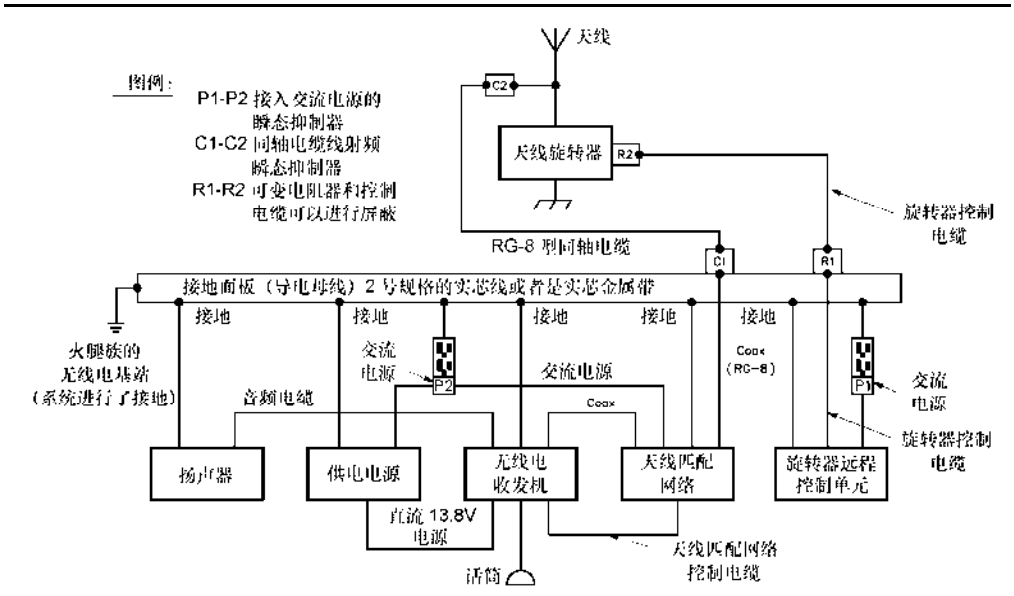


图1-15　瞬态抑制技术在业余无线电基站上的应用。

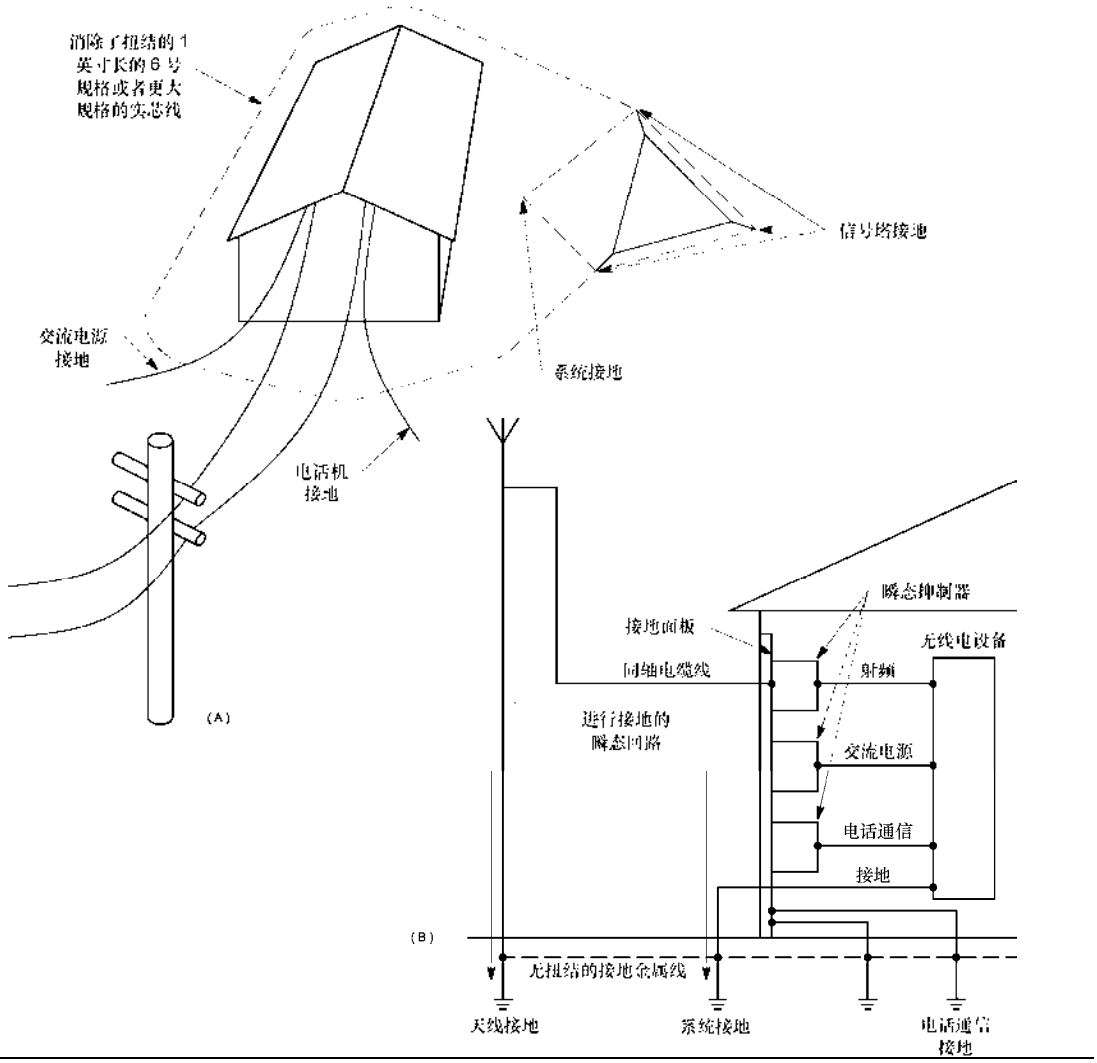


图1-16　在A中，将所有的接地点互相连接的正确的方法。瞬态接地路径使用单点接地系统，并且使用B中所示的瞬态抑制器。使雷击附近产生的瞬态效应不会进入无线电基站。

交流输电线保护装置应该是容易安装，即插即用的瞬态保护器。为了在 1986 年发表那一系列文章，进行了 10 个这样的器件测试。对于一个典型的业余无线电基站来说，插入片单元是所有选择当中最好的。它们可以提供设备所需要的保护，安装简便，并且可以很方便地随着设备搬移到其他的工作位置。

在他们的测试中，全国通信系统（NCS）发现这个模块，可以提供从高压线和零线到接地（普通模式）的瞬态接地通路，同时也可以提供高压线和零线之间（振荡模式）的瞬态通路，并且都工作得最好。这个最好的工作模块由 3 个金属氧化物变阻器（MOV）和一个三极气体放电管避雷器组成，它可以提供快速工作以及大功率耗散能力。经过再三地测 试，这个单元都没有出现过工作失灵的现象。

简易型计算机在 20 世纪 90 年代大量出现，随之而来的有大量的过电压保护器件，这些器件用来限制瞬态电压峰，这些瞬态电压峰来自交流输电线，同时它们也可以通过电话线进入到与计算机相连接的调制解调器。在这些器件中许多都设计得非常好，并且可以信赖它们，像它们宣称的那样提供系统保护。

但是你也可以很轻易地在跳蚤市场和打折的五金器具商店里发现一些价格很便宜的廉价金属条。一个便宜品牌的 6 美元的元器件，当瞬态电压峰通过，然后毁坏你那价值 2 000 美元的计算机或者是价值 4 000 美元的无线电收发设备时，你就会知道它的确是个质量差的便宜货了。

对于一个滞销货，但是上面又标明它通过了保险商实验室的安全标准 UL-1449，你最好格外小心。这个表明它的最小的钳位电压超过了一个浪涌电压，保护器会自动烧毁以保护和它的输出相连接的设备。UL-1449 标准限定的是交流 330 V 电压。来自 Tripp Lite、APC 或者 Curtis 的设备，其价格在 30 美元到 80 美元之间，这个价格取决于它的上面有多少个交流接口以及指示灯的数量，还有带开关和不带开关接口的数量。一个品牌产品相对于一些廉价的

产品所贵出的那一点点，还是相当值得的。

一个瞬态抑制器需要一个三线的电源插座。这个插座应该事先进行测试，以确保所有的金属线都可以很好地连接上去。在一些年代比较久远的房屋里，交流接地应当需要专门的有资质的电工来进行安装。交流接地必须可以让插入式电子瞬态抑制器很好地运行。插座的交流接地必须和无线电工作站内的接地总线相连接，插入式的插座必须安装在无线电设备后面的接地板上。

紧急备用发电机

紧急备用发电机主要有两个瞬态保护方面的优势。首先，将无线电工作站和商业交流电供电系统断开，这可以使无线电设备和一个最主要的破坏性瞬态源相分离。其次，试验显示，紧急备用发电机可能不易受到电磁脉冲瞬态的影响。

当将无线电设备直接插入到紧急备用发电机的电源供应插座里面时，瞬态保护可能就不需要了。但是假如延长线或者是家用配线时，瞬态保护系统必须使用。紧急备用发电机在接入到家用电路时，必须让有资质的电工来施工。当紧急备用发电机和家用电路完全连接好之后，必须有一个开关在发电机和家用电路连接之前，将商用交流供电系统和家用线路断开。这个开关是用来控制发电机的输出反作用到商用电源系统。如果这一步没有做到，就会导致那些毫无准备的电网线务员死亡或者是重伤。

馈线保护

同轴电缆被推荐用来做传输线，因为它可以给与之连接的设备提供一个定量的瞬态过压保护。同轴电缆的外导体可以防护同轴电缆内导体，使之不受瞬态场的影响。同时，同轴电缆通过将中心导体和接地电缆的屏蔽层之间相差的电压进行放电，也可以限制中心可以通过的最大瞬态电压。

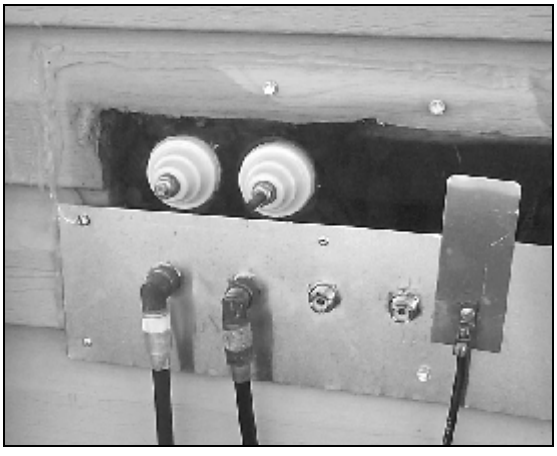


图1-17　K8CH的无线电接入面板。使用扁平的铝板作为所有同轴电缆的共用接地点，来防止雷击附近的瞬态效应进入到馈线所经过的小室内。用来抑制同轴电缆内导体瞬态效应的“火花隙”保护器安装在面板的后面。避雷保护器同样也可以在两个裸线的馈电线绝缘器上。这些绝缘器通常安装在铝板背后的树脂玻璃片上。

通过在无线电设备前面提供一个接地通路，动力装置可以避免把闪电和电磁脉冲引起的大电流传递到天线系统上。一个单一的安装在无线电天线插座上的保护器件就可以保护无线电收发设备，但是不可以保护传输线。为了保护传输线，必须在天线和传输线之间重新安装一个瞬态保护器（如图 1-15 所示）。

通过使用超高频连接器配备的 RG-8 同轴电缆我们测试了(如表 1-1 所示)一些制造商生产的射频瞬态保护器件。所有列举出来的器件都显示它们可以被用在同轴电缆传输线上。回想起来，在测试的过程中，RG-8 同轴电缆好像是一个干扰抑制器；当电压水平接近 5.5 kV 时，具有破坏力的电磁脉冲能量在中心导体和电缆的输入套管之间释放。

在选择射频瞬态保护器件时，那些便宜的钳位电压较低的器件应该考虑。但是一般低成本的器件一般都有更高的钳位电压，而较高成本的器件都有一个更低的钳位电压。正因为如此，所以飞斯卡尔通信公司生产的中等价位的器件被选择用来做测试。Fischer 专门为同轴电缆生产的峰值防护干扰抑制器（55 美元的那种）可以被设定为工作在一个特定钳位电压。Fischer 生产的器件可以令人满意地抑制住有破坏性的瞬时脉冲，可以通过载有信号的发射机射频输出能量但是没有干扰产生，同时还可以在一个很宽的频率范围内有效地工作。

Polyphaser 公司的器件在提供有效的瞬态防护方面同样是非常有效的。但是这个可以利用的器件限制了发射机的射频输出能量在 100 W 或者 100 W 以内。这些器件大约每一个需花费 83 美元。

射频同轴保护器需要安装在无线电工作站的接地总线棒上。如果你使用的是 Fischer 的设备，它应该被接在已经接好地的超高频（UHF）插座上，这时候这个插座

表 1-1　　射频同轴电缆保护器

制 造 商	设　　备	近似花费（美元）	测到的高 *Z* 钳位电压（V）
Fischer	FCC-250-300-UHF	55	393
Fischer	FCC-250-350-UHF	55	260
Fischer	FCC-250-150-UHF	55	220
Fischer	FCC-250-120-UHF	55	240
Fischer	FCC-450-120-UHF	55	120
Polyphaser	IS-NEMP	83	140
Polyphaser	IS-NEMP-1	83	150
Polyphaser	IS-NEMP-2	83	160

注意：在选择任何设备时，都应当对发射机的输出功率，工作频率和传输线驻波比进行考虑

就相当于是一个抑制干扰的平台。这在保护器的外壳和接地总线棒之间形成了一个可导的通路。Polyphaser 公司的器件则可以直接安装在提供支架的接地总线棒上。

使用一条较短的同轴电缆（6 英尺或者更短）将无线电收发机或者天线匹配网络和接地保护装置相连接。尽管同轴电缆自身可以提供一条从无线电设备到接地总线棒的接地回路，但是对于无线电收发机来说，这并不是一条令人满意的瞬态保护接地回路。在无线电收发机和接地总线之间必须用 6 号实芯金属线安装出另外一条接地通路。同轴电缆的屏蔽层必须接在天线塔底部的塔架处接地。每一个天线塔的塔架都必须有一根接地线，并且被连接到如图 1-16 所示的单点接地系统上。

天线转子

天线转子可以通过把控制台插到一个受防护的交流电流源上，并且对天线转子的控制线进行防护来保护。当控制线被安置在一个屏蔽了的电缆中时，屏蔽层的两端都必须要接地。尺寸合适的金属氧化物变阻器（MOV）应该安装在控制电缆的两端。在无线电工作站的末端，在一个跟无线电站的接地总线相连的小金属盒里面，终止控制电缆。用金属氧化物变阻器连接盒子内部的每一个导体和接地线。在控制电缆的天线末端，将金属氧化物变阻器安装在天线转子的盒内，或者是一个进行了良好接地的小金属盒也可以。

例如，Alliance HD73 天线转子使用一个最大控制电压为直流 24.7 V 的导线未屏蔽的控制电缆。选择一个钳位电压标准高 10%（27 V 或者更高）的金属氧化物变阻器，所以变阻器将不会钳制住控制信号，使之接地。如果控制电压是交流的，当考虑钳位电压标准时，要确定将均方根（RMS）电压值转化为峰值电压。

移动电源保护

移动业余无线电基站的工作环境将无线电设备暴露于除了闪电和电磁脉冲的其他的瞬态危害中。在车载电气系统中，当引擎刚刚工作的时候，瞬间电流可以达到 300 A，这可以产生出超过 200 V 的电压峰。闪电和电磁脉冲不太可能像影响固定位置的设备那样，影响车载电气系统，因为汽车的底盘一般都没有正常地接地，当然这里不包括汽车底盘无意中的接地。例如，当汽车在停车时，恰好靠着一个接地的金属导体。移动无线电系统相对于固定的无线电系统而言，有两大优势：闪电的影响几乎不会成为问题，同时汽车的蓄电池是一个天然的电涌干扰抑制器。

移动无线电设备在安装的过程中，在某种程度上应当利用好蓄电池的保护功能。如图 1-18 所示。为了达到这个目的，将无线电的正极电源导线直接连接到电源的正极位置，而不连接到电气系统里的中间点，例如在点火开关上安装着的熔断器盒或者是辅助触点。为了防止设备损坏或者起火，应当在正极导线连接到蓄电池的位置处接入一个内嵌式的熔断器。

在设备电源线的两根导线之间应该安装一个金属氧化物变阻器。在这种情况下，推荐使用一种由 GE 生产的金属氧化物变阻器（V36ZA80）。金属氧化物变阻器可以提供一个精确的较低的钳位电压（170 V），并且价格实惠。

移动式天线安装

尽管测试显示在天线系统没有采取保护措施的情况下，移动无线电基站仍然可以免受电磁脉冲瞬态的影响。但是天线系统仍然需要采取保护措施来防范雷电瞬态的影响。应当在车辆的底盘上、天线和无线电天线连接器之间安装一个同轴电缆瞬态抑制器。

一种 Fischer 公司生产的干扰抑制器可以安装在一种在汽车底盘安装并且通过汽车底盘接地的超高频插座上。Polyphaser 公司生产的保护器可以通过它的法兰安装并且接地在汽车底盘上。在无线电设备和瞬态干扰抑制器之间应当使用尺寸较短的同轴电缆相连接。

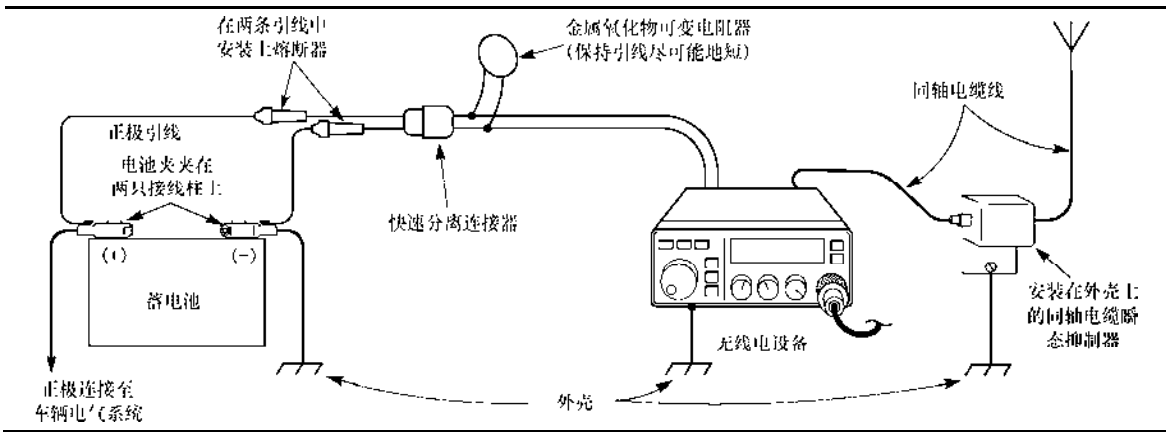


图1-18　将移动无线电设备连接到车用蓄电池和天线上的推荐方法。

钳位电压计算

当你在选择一个用于无线电设备天线端口的电磁脉冲防护器件时，许多的使用条件应当考虑。这其中包括发射机射频功率输出，驻波比（SWR），还有工作频率。保护器件必须可以让输出的射频信号不受钳制。在每一个业余无线电安装中，都需要对钳位电压进行计算。

当传输线中存在电压过载放电器时，射频功率耦合到传输线中产生了相应的电压，这一过程就相当重要了。驻波比由于其对电压标准的影响，因而显得非常重要。给定输入功率，最大电压可以通过以下式子计算得到：

$$V = \sqrt{2 \times P \times Z \times SWR} \qquad (1\text{-}1)$$

其中：

P 为峰值功率，单位为 W

Z 为同轴电缆的阻抗，单位为 Ω

V 为通过电缆的峰值电压

方程（1-1）可以用来计算出穿过传输线出现的峰值电压。因为射频瞬态保护器件使用气体放电管，因此它所钳制的电压标准并不固定。在计算峰值电压时，必须预留出一定的安全余量。这个可以通过乘上一个计算值为 3 的系数来实现。这个安全余量是必须的，用来确保发射机的射频输出功率可以通过瞬态抑制器，而不会引起保护器件将有效射频信号钳制至接地。这个最终得到的钳位电压足够的大，可以允许发射机正常地工作，同时给干扰抑制设备提供最低的实际钳位电压。这可以确保给整个无线电系统提供最大程度的保护。

这里举了一个怎样计算我们需要的钳位电压的实例。我们假定驻波比（SWR）为 1.5:1。发射机的功率输出是 100 WPEP。RG/8 同轴电缆的阻抗为 52 Ω。因此：

P = 100 W

Z = 52 Ω

SWR = 1.5

将这些值代入到方程（1-1）中，得到：

$V = \sqrt{2 \times 100 \times 52 \times 1.5}$ =124.89 V（峰值）

注意这里的电压 V 是射频包络峰处的峰值。最终钳位电压是这个值的 3 倍，也就是 374.7 V。因此所使用的同轴电缆瞬态抑制器的工作电压应该是 375 V 或者更高。

每个固定位置业余无线电基站如果采用双点基本保护方案的花费据估计大概在 100 美元。这其中包含了一个高品质的插入式输电线保护器(45 美元)和一个 Fischer 牌的同轴电缆保护器（55 美元）。

廉价的瞬态保护装置

这里有两个低成本的瞬态保护器件以供配备。它们在测试中的表现都是完美无缺的。

无线电基站的天线连接器可以通过使用另外一种简易装置的方法来进行保护。如图 1-19 中所示，两只火花隙（Siemens BI-A350）串联安装在同轴电缆 T 形连接器的一个末端。在两只火花隙之间使用最短连接长度（大约 1/4 英寸）。导线的一端应当向前弯曲安放在内部同轴电缆连接盒被劈开的部分，直到火花隙靠近连接器的管体。在火花隙和连接器外壳之间使用长度较短的绝缘材料（例如像迈拉，一种聚酯类的高分子化合物）填充。另一个火花隙的导线应当从绝缘线的上方折过去，然后用导带（金属的）将安装处绕起来。这个使用方法在测试中被证明是足够的经久耐用，可以让器件反复地插入和移动。这个装置的造价估计是 9 美元。相似的装置也可以使用 Joslyn、General Electric、General Semiconductor 或者是 Siemens 公司生产的器件。

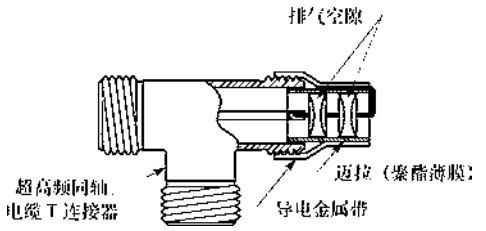


图1-19　便宜的自制射频同轴电缆瞬态保护器实物原理图。

总结

业余无线电爱好者应该知道在他们的无线电系统中哪些元器件是容易被电磁脉冲损坏的。他们同样也应当知道如何来维修这些损坏了的设备。业余无线电爱好者们还应当知道如何在雷电袭击发生后重建通信信号，要考虑它对地球大气和无线电设备的不利作用。在一系列重要的事情中应当被注意的是，倘若无线电设备正在工作，在频率低于大约 100 MHz 所有频率的无线电广播中突然发生的无线电寂静。这种无线电寂静的部分起因是电磁脉冲瞬态损坏了没有采取保护措施的无线电设备。来自太阳风暴中心的方向的电磁波信号将会被完全淹没。由太阳风暴所引起的对电磁波的吸收和衰减，进而产生了射频信号损耗。

当电磁脉冲干扰结束之后，业余无线电爱好者应当准备以连续波的方式工作。因为连续波可以在不利的条件下提供大部分的信号功率。它同样也可以在一般的公众场合，提供一定等级的信息安全。

业余无线电爱好者应当发展他们无线电基站的容量和机动性，以便电台工作在不只一个频段上。对于在电磁脉冲事件结束后立即恢复长距离的通信来说，较低频率的地波是非常有用的。对于视线范围内的局部通信来说，甚高频（VHF）是非常有用的。

怎样做才可以增加一个业余无线电基站的寿命？这里有一些建议：

（1）如果你有多余的设备，要切断它们的电源；只使用无线电站的一些基本设备，这样那些备用的设备在发生电磁脉冲事件后，就可以被利用起来了。

（2）当设备不使用的时候，记住要关闭设备的开关，将天线和输电线切断。

（3）在一般工作模式的情况下，只连接那些必须的外部导线。

（4）将所有的固定设备都进行单点接地，防止通过地面形成闭环电路。

（5）想办法获得你所使用的设备和工具的原理图，以便将来维修它们。

（6）对于无线电设备和天线系统上的一些敏感电子元器件，在手头上要准备好备件。

（7）学习如何修理和更换无线电设备中的敏感电子元器件。

（8）如果可能，使用非金属的固定绳索和天线结构架。

（9）你需要有一个紧急备用电源并且在世界政治氛围日趋紧张的阶段使用它。这个电源应当与商用输电线完全分离。

（10）当设备处于空闲状态的时候，设备的电源线应当断开。或者是当无线电工作站不工作时，设备馈线上的断路开关应该放在“OFF”挡上。

（11）当无线电工作站不工作的时候，应该将天线引入线切断。或者使用天线接地开关，在设备不使用的时候，将开关放在“GROUND”挡上。

（12）在手边准备好备用的天线和传输线，以便替换一些损坏了的天线系统。

（13）在所有和设备还有天线相连接的初级导线中，安装电磁脉冲电涌放电器和滤波器。

（14）保留一些使用电子管的设备和一些备用电子元器件，使它们保持良好的工作状态。

（15）在电磁脉冲事件之后不要试图依赖微处理器来控制无线电工作站。要能够在没有微处理器的情况下控制无线电工作站。

这一部分的建议是建立在脑海中有节约成本思想的基础上的。它们并没有有意地要涵盖所有在业余无线电爱好者团体中产生的设备与安装方法的结合。业余无线电爱好者应当检查他们自己的设备，并且在为他们的设备提供保护措施时，使用本文作为指导方针。

1.4 射频辐射和电磁场安全问题

业余无线电活动基本上是一项安全的活动。但是，在近些年里，有很多值得思考的讨论，以及一些关注关于电磁辐射（EMR），包括射频能量和电力工作频率（50～60 Hz）的电磁（electromagnetic EM）场，可能产生的危险。美国联邦通信委员会（FCC）的规章为无线电发射机工作时所产生的最大允许辐射量（MPE）设定了限制。但是这些规则不能替代射频安全措施。以下的部分将会涉及射频安全问题的话题。

这一部分的资料是由 ARRL 射频安全委员会的成员精心准备的，并由 Dr Robert E. Gold，WBØKIZ 整理。它总结了现在普遍认可的是什么，并且提供了一些基于长期研究试验基础的安全防范措施。

所有地球上的生物都已经适应了生存在一个脆弱的、自然的、低频电磁场（除了地球的静态电磁场之外）的环境中。自然的低频电磁场主要有两大来源：太阳，雷暴活动。但是在最近的 100 年里，人为制造的具有更高强度的及不同频谱分布的电磁场已经改变了地球上原有的电磁背景，而这一过程到现在也没有完全搞清楚。研究员们则继续检测这些具有很宽频谱和很宽的能量等级的射频辐射所产生的影响。

射频和 60 Hz 的电磁场都被划分为非电离辐射。因为这些频率都比较低，不能为电离原子提供足够的光子能量。电离辐射，例如 X 射线，伽马射线，甚至是一些紫外线，都具有足够的能量去撞击电子，使它们摆脱原子的束缚。当这一过程发生的时候，阳离子和阴离子就产生了。尽管如此，电磁辐射如果具有足够高的能量密度，肯定同样会造成健康危害。自从早期的无线电射频能量可以通过加热人体组织来引起伤害，人们就已经认识到这一点了（任何曾经不正确地触摸了接地的无线电设备外壳，或者触摸被激励的天线受到射频灼伤的人，都会同意这种类型的伤害是十分痛苦的）。在极端案例中，射频感应灼伤发生在眼部时，还会导致白内障的形成，甚至是导致失明。过量的射频灼伤生殖器官，还会导致不育。这些与灼伤有关的健康危害称为“热效应”。微波炉就是热效应的正面应用。

现在也有一些观察是关于在能量等级较低以至于不会引起热效应的射频能量等级面前，生理机能的改变。这些生理功能都会在电磁场消失后恢复正常。尽管研究还在继续，但是还没有有害健康的结论和这些生理机能的转变联系起来。

除了继续研究之外，但是有很多其他的关于这方面的事情已经开始做了。举个例子，美国联邦通信委员会规章

就对无线电发射机的辐射量设定了限制。国际电子电气工程师协会、美国国家标准化协会、国家辐射防护测量委员会和其他一些组织，已经推荐了一些非官方的指导方针，用来限制射频能量对人体的辐射。美国业余无线电转播联盟（ARRL）已经成立了由医学博士和科学家组成的射频安全委员会，他们都自愿为电磁场方面的科学研究提供指导，并且为业余无线电爱好者提供安全措施方面的建议。

1.4.1 射频能量的热效应

人体组织在遭受到很高能量等级的射频辐射后，会遭遇严重的热破坏。这些效应取决于能量的频率，照射人体的射频电磁场的能量密度，还有其他的一些因素，比如电磁波的极化。在靠近人体自然共振频率的时候，射频能量将会更加有效地被人体吸收，这还会加重热效应的伤害。对于成年人而言，假如人体接地，则这个共振频率大约为 35 MHz，如果人体没有接地，那么这个共振频率大约为 70MHz。而身体的各个不同部位，它们的共振频率又是不一样的。例如，成年人的头部的共振频率在 400 MHz 左右。而婴儿的头部体积较小，其共振频率接近 700 MHz。因而身体的尺寸决定了哪个频段的能量最容易被身体所吸收。当频率远离共振频率时，这些频率的射频能量对身体灼伤的可能性就会越小。吸收率（SAR）是用来描述在生物组织中不同频率的射频能量被吸收的比率。

最大容许照射量（MPE）限制是基于增加了包括标准和规定中的部分额外的安全系数的整个身体的吸收率。这一点可以用来解释为什么这些安全辐射量的值会随着频率的变化而变化。最大容许照射量限制规定了电场磁场强度的最大值或者这些场形成的平面波的等效能量密度，这样也许可以使一个人在暴露于射频辐射的环境时，不会受到有害的影响并且有一个可接受的安全系数。这个规定假设一个人受到的射频照射是在指定的（安全的）最大容许照射量等级范围内，那么他的身体对射频能量的吸收同样也是处在一个安全的吸收率水平。

然而，射频能量的热效应却没有引起业余无线电爱好者足够的重视，因为我们通常所使用的射频能量等级并不高，并且绝大多数的业余无线电爱好者使用时无线电基站时都是断断续续的。比起发射信号，通常业余无线电爱好者花在接受信号上面的时间更多。许多的业余无线电工作者发射连续波（CW）和单边带调制波（SSB）时，使用的是低占空因数模式（虽然使用调频（FM）和无线电报（RTTY）时，在每次发射过程中，射频能量连续地处于它的最大能量等级处）。无论如何，业余无线电爱好者遭受到足够强剂量的射频电磁场辐射，导致产生了热效应都是比较罕见的，除非他们处在一个正在受激励的天线或者是一个未加屏蔽的功率放大器附近。在本章后面的部分我们将会给出一些如何消除额外射频辐射的特殊建议。

1.4.2 电磁辐射的非热效应

有关人体暴露于低等级的能量场中产生的可能的健康方面的作用，即非热作用的研究有两个最基本的类型：流行病学研究和实验室研究。

由于电磁辐射可能会对动物以及人类产生影响，科学家们将生物机能引入到实验室研究中。流行病学家们通过统计学的方法，来观察大规模人群中的健康形态。这些流行病学方面的研究都是非决定性的。通过他们的基础性工作，这些研究都没有展示出诱因和影响，同时它们也没有主张疾病机能为事实。相反，流行病学家们希望在环境因素和已经观察到的疾病类型之间找到结合点。例如，在最早的关于疟疾的研究中，流行病学家们观察到了疟疾高发的人群和他们接近大量滋生蚊子的沼泽地有关。而分离那些血液中含有疾病引起疟疾的人，以及同样在蚊子中分离出这样的生物体，这些事情则留给了生物学家和医学家们。

在非热作用的情况下，一些研究确认了在工作场合或者是在家中暴露在电磁辐射下和各种不同的恶性疾病（包括白血病、脑癌等）之间存在着一些微弱的联系。但是许多其他同样精心设计的并且很好地执行的研究并没有发现这一联系。在一些积极的研究中，一个风险概率为 1.5～2.0（观察到恶性事件的数量为 1.5～2.0 次，这是一个人们所希望的在人群中发生的次数）。流行病学家们通常认为在研究中风险概率达到 4.0 或者更大的话，就说明在诱因和结果之间存在着很强的联系。例如，那些每天吸一包烟的人，他们的肺癌发病率增长为不吸烟的普通人的 10 倍，而每天吸两包烟的人其发病率则增长为不吸烟的普通人的 25 倍。

但是流行病学研究本身是很少有决定性意义的。流行病学研究只确认群体性的健康类型——且通常并不会得出决定它们的诱因是什么。通常还会有一些失败的因素：我们当中的大多数人都暴露于一些的环境危害中，这些危害可以通过各种不同的途径影响到我们的健康。而且，并不是所有关于人暴露在高剂量的电磁辐射中的研究，都会产生相同的结果。

近些年里，还有一些值得考虑的关于电磁辐射生物效应的实验室研究同时出现。例如，一些独立的研究发现即使是相当低能量等级的电磁辐射也可以改变人体的生理规律，影响免疫系统中 T 淋巴细胞的活动规律，改变电化学信号通过细胞膜在细胞间的通信传递，等等。尽管这些研究非常地新奇，但是它们也没有说明任何这些低能量等级的电磁场对所有生物体的作用。

现在更多的这种研究聚焦在低频磁场，或者是经过

键控的脉冲调制的或者是较低音频（一般小于 100 Hz）调制的射频电磁场。一些研究认为人类和动物相对于间断的键控的经过调制的射频载波，更加容易适应一个稳定的射频载波。

在这个领域内的研究结果以及一些关于不同类型调制的影响的争论，过去有争议并且现在仍然存有一些争议。到目前为止，所有的研究都没有表明低能量等级的电磁辐射可以对健康有什么反作用。

基于这个事实，现在有大量的正在进行的研究在调查暴露在电磁场中对健康造成的后果。美国物理学会（一个由具有很高声望的科学家组成的全国性的团体）在 1995 年 5 月发表了一份声明，这份声明基于对现有的关于癌症与暴露在 60 Hz 的电磁场中可能存在联系的数据所进行的评论。这份报告非常详尽，而且所有对电磁场有浓厚兴趣的人应当好好地阅读。其中大体的结论如下：

（1）无论是科学文献还是其他专业人员的评论报告，都没有显示在癌症和电力线电磁场之间有可靠的有效的联系。

（2）还没有可接受的，非常微弱的 60Hz 电磁场系统地引起并加剧癌症的生物物理学机能被识别出来。

（3）虽然不能证明暴露在任何环境因素中没有有害健康的影响发生，在得出这种影响的确发生之前，证明其中可靠的、有效的、有因果的关系是非常有必要的。

在国家科学院的国家研究研究会下属的一个委员会在一份 1996 年 10 月 31 日的报告中得出结论：没有清晰的令人信服的证据存在来证明在住宅里面暴露于众多电磁场中，会对人体的健康造成危害。

1997 年 7 月，一项国家肿瘤学会关于住宅内磁场照射和儿童急性淋巴母细胞白血病的流行病学研究，在《新英格兰医学杂志》（《New England Journal of Medicine》）上发表。这份详细的长达七年的研究最终得出了这样的结论，如果说他们之间在本质上一定存在什么联系的话，那么这种联系也会由于极其微弱而不能被人察觉。

当更深层次的研究被发表时，读者可能会进一步关注这个话题。但是业余无线电爱好者应当知道，无论如何，暴露于所有能量等级和频率的射频无线电和低频（60 Hz）电磁场中所产生的影响还没有完全研究透彻。“谨慎避免”所有可以避免的电磁辐射总是一个好主意。谨慎避免不是说业余无线电爱好者应当害怕使用他们的无线电设备。绝大多数的无线电爱好者工作环境中的电磁照射量还是在最大容许照射量的限值之内的。如果有一些危险的时间确实发生了，几乎可以肯定这些危险的起因是在我们所罗列的可以导致电磁照射伤害你身体的诱因里面（在你汽车里面的清单的另一端）。但是，它确切的用意是：“火腿族们”应当意识到暴露在他们的无线电工作站中存在的潜在的危险，采取任何他们可以采取的步骤，尽量减少工作站本身的辐射和他们自身受到的照射。

安全照射剂量水平

多大的电磁能量是安全的呢？科学家和管理者投入了大量的精力，对安全电磁照射剂量限制作出决定。这是一个非常复杂的问题，牵涉到艰难的公众健康和经济问题的考虑。在这些年中，建议的安全能量等级一次又一次地被向下调整——甚至是今天，并不是所有的科学团体都对这一问题达成了共识。国际电子电气工程师协会（IEEE）标准的电磁照射剂量限制在 1991 年公布（见参考书目）。它取代了 1982 年美国国家标准化协会（ANSI）的标准。在新标准中，绝大多数的允许照射剂量水平被修订得更低（变得更为严格），以便更好地反应出最新的研究。新的国际电子电气工程师协会（IEEE）标准在 1992 年被美国国家标准化协会（ANSI）采用。

新的 IEEE 标准推荐了一些随频率以及时间变化的最大容许照射剂量的水平。与早期版本的标准不同的是，1991 年版本的标准建议了在受限制的环境中（在这里，能量的等级可以被精确地控制，并且环境中的每个人都知道有电磁场的存在）和未受限制的环境中（能量的等级是不知道的，并且人们可能也没有意识到自己处于电磁场环境中）不同的射频照射剂量限制。美国联邦通信委员会（FCC）规章中也包含了受限制的/职业的以及未受限制的/普通的人群的的照射环境。

图 1-20 中的曲线图描述了 1991 年版的 IEEE 标准。这的确是一个重要的复杂的曲线图。因为在这个标准中，不仅仅存在着受限制环境和未受限制环境的不同，而且还存在着电场和磁场的不同。基本上，最低的电场照射剂量限值是频率为 30～300 MHz，而最低的磁场照射剂量限值是频率为 100～300 MHz。ANSI 标准将在受限制环境下，频率在 30～300 MHz 的电场最大辐射剂量限值设为能量密度为 1 mW/cm^2（61.4 V/m），但是在未受限制环境下，这个限值仅为受限制环境下的 1/5（0.2 mW/cm^2 或者是 27.5 V/m）。磁场在受限制环境下，频率在 100～300 MHz 的照射剂量限值下降到 1 mW/cm^2（0.163 A/m），在未受限制环境下这个限值仅为 0.2 mW/cm^2（0.0 728 A/m）。在频率低于 30 MHz（对于磁场是低于 100 MHz）和高于 300 MHz 时，可以容许有更高的能量密度限值。这是基于这样一个观念：在那些频率范围内，身体的共振将不会发生，因此将会吸收更少的电磁能量。

FCC（美国联邦通信委员会）射频辐射规范

FCC 规范控制了从你的无线电基站中工作时辐射出来的射频辐射的剂量（§§97.13，97.503，1.1307（b）（c）（d），1.1310 和 2.1093）。这个规范将从所有无线电服务中使用的发射机所辐射的射频能量限制值设置在最大容许辐射剂量（MPE）。它们同样也要求确定所估算的基站类型，以便来确定它们是否遵守了在规范中所规定的 MPE 值。FCC 同样也需要将 5 个有关射频环境安全措施问题加到初学者、专业技术人员和一般许可证的考试中。

对于新建的基站或者是给 FCC 提交 Form605 申请书的基站，这些规范在 1998 年的 1 月 1 日生效。其他一些已经存在的基站可以放宽到 2000 年 9 月 1 日来遵守这些规范。

规则

最大容许辐射剂量（MPE）

所有受 FCC 管理的无线电基站都必须遵守 MPE 的要求，甚至是功率只有几个瓦特或者更低的低发射功率无线电基站也必须遵守。MPE 随着频率的变化而变化，如表 A 中所示。MPE 限制值被详细地分类为，频率低于 30 MHz 的最大电磁场，频率高于 300MHz 时的功率密度和频率介于 30～300 MHz 之间时所有 3 种量。为了一致起见，所有的这些限制值都应当分开考虑。如果这些量中的任何一个值超标了，那么基站就应当停止使用。

这些规范控制了人体在射频电磁场中所遭受的辐射剂量，而不是射频电磁场的强度。在这里没有限制一个电磁场的强度应该为多少，只要没有人暴露在它的辐射中，尽管 FCC 规范需要业余无线电爱好者任何时候都使用所需的最小功率（§97.311[a]）。

表 A　（来自 1.1310）最大容许照射剂量（MPE）限值

（A）职业的/可控的辐射剂量限制

频率范围（MHz）	电场强度（V/m）	磁场强度（A/m）	功率密度（mW/ cm²）	平均时间（min）
0.3～3.0	614	1.63	（100）*	6
3.0～30	1 842/f	4.89/f	（900/f²）*	6
30～300	61.4	0.163	1.0	6
300～1 500	—	—	f /300	6
1 500～100 000	—	—	5	6

f =以 MHz 为单位的频率

* = 平面波等效功率密度（见注解 1）

（B）一般种类的/非受控的辐射剂量限制

频率范围（MHz）	电场强度（V/m）	磁场强度（A/m）	功率密度（mW/ cm²）	平均时间（min）
0.3～1.34	614	1.63	（100）*	30
1.34～30	824/f	2.19/f	（180/ f²）*	30
30～300	27.5	0.073	0.2	30
300～1 500	—	—	f /1 500	30
1 500～100 000	—	—	1.0	30

f =以 MHz 为单位的频率

* =平面波等效功率密度（见注解 1）

注解 1：这就意味着计算或者测量得到的具有电场或者磁场成分的等效远场强度。这种等效在天线的近场并不能得到很好的应用。使用下面的关系式可以得到在远场或者近场区域范围内的等效远场功率密度：$P_d = |E_{total}|^2 / 3770$ mW/cm² 或者是 $P_d = |H_{total}|^2 \times 37.7$ mW/cm²。

环境

FCC 定义了两种照射环境——受控的环境和非受控的环境。受控的环境就是被电磁场所辐射的人知道他处在辐射环境中，并且如果合适的话，他可以采取一定的措施来减小辐射照射。而在非受控的环境中，被电磁场辐射的人通常并不知道他们处在电磁场的辐射中。非受控环境的限制值通常要比受控环境的限制值要严格得多。

尽管受控环境通常意味着是一个职业工作环境，FCC 仍然决定将它推广应用到业余无线电工作者和他们的直接家庭成员。在大多数情况下，受控环境的限制值可以应用到你的家还有其他你可以控制物理通路的产权范围。非受控环境通常的定义是那些公众可以接近的场合，例如你邻居的设备。

MPE 水平是基于平均辐射量的。通常在受控环境中使用 6 分钟的平均时间，对于非受控环境通常使用 30 分钟的平均时间周期。

基站评估

FCC 需要对确定的业余无线电基站进行评估，以确定它们是否符合 MPE 的要求。尽管业余无线电爱好者可以让其他人来做这项评估，但是让火腿族们自己对自己的无线电基站进行评估是困难的。ARRL 的书《RF Exposure and You》中包含了大量的关于这些规范的信

表B　业余无线电基站的功率门槛例行估算

波　长　带	如果功率*（W）超量时需要的估值
MF（中频）	
160 m	500
HF（高频）	
80 m	500
75 m	500
40 m	500
30 m	425
20 m	225
17 m	125
15 m	100
12 m	75
10 m	50
VHF 甚高频（所有波段）	50
UHF（超高频）	
70 cm	70
33 cm	150
23 cm	200
13 cm	250
SHF 超高频（所有波段）	250
EHF 极高频（所有波段）	250
中继站（所有波段）	非建筑物安装的天线：高于地面到天线最低点的高度＜10m，同时功率＞500W 有效辐射功率 安装在建筑物上的天线：功率＞500W 有效辐射功率

*发射机功率＝天线的输入峰值包络功率。仅仅对于中继站而言，功率排斥是基于 ERP（有效辐射功率）的。

息，同时还有一大章的表格给出了特殊的天线和功率水平对应的适应距离。这些表格中的一些还被 FCC 的资料 OET Bulletin 65 和它的附录 B 所引用。但是，如果火腿们愿意，他们自己可以做更加广泛的计算，使用计算机对他们的天线及其辐射进行建模，或者进行一些实地的测量。

无条件免评估

一些类型的业余无线电基站不需要进行评估，但是这些基站必须仍然遵守 MPE 的限制值。基站的负责人仍然应当对确保他们的基站符合这些要求负责。

FCC 免除了这些基站要进行评估的要求，是因为这些基站的输出功率、工作模式和频率被假定是符合规则的要求的。

无线电基站使用功率等于或者小于表 B 中的功率水平不需要进行评估。例如，对于 100 W 射频业余无线电基站，评估只需要对 12 m 和 10 m 进行。

手持式无线电设备和车载移动无线电设备在工作时使用 PPT 按钮同样也绝对地免于接受例行评估。使用的功率小于 500 W 有效辐射功率的中继站或者是那些天线没有安装在楼顶的中继站，如果它们的天线至少高于地面 10 m，同样也不需要进行评估。

校正问题

绝大多数的火腿都已经遵守 MPE 要求了。一些业余无线电爱好者，尤其是那些使用室内天线或者大功率高占空比模式，例如 RTTY 公告无线电基站和地月通信运转的专门基站，可能需要调节它们的基站或者是运转模式以符合规范要求。

FCC 允许业余无线电爱好者相当弹性地遵守这些规范。举个例子，火腿们可以调节他们的工作频率、模式或者功率来达到 MPE 限制值的要求。他们同样也可以调整他们的操作习惯或者控制他们的天线辐射方向的指向。

更多的信息

这里的讨论只提供了关于 MPE 这个话题的一个综述观点，更多的信息资料可以在 ARRL 的网站 www.arrl.lrg/news/rfsafety 上找到《RF Exposure and You》这本书来了解。ARRL 的网站还有到 FCC 网站的链接，你可以得到《OET Bulletin 65》和附录 B，同时也可以连接到一些火腿们用来评估自己的无线电基站的软件。

一般而言，1991 年版的 IEEE 标准需要通过平均时间周期在 6～30 分钟范围内的能量水平来计算能量密度，同时也取决于工作频率和其他的一些变量。ANSI 标准规定未受限制环境中的照射剂量限值要低于在受限制环境中的限值，但是为了补偿这一差值，这项标准允许取更长时间的周期来计算平均值（一般为 30 分钟）。对于给定功率水平和天线配置的情况，这个较长的平均时间则意味着一个间歇工作的射频发射源（例如一个业余无线电发射机）相比于一个连续运行的无线电基站，将会表现出较低的能量密度。

时间平均是基于这样一个观念：相比于较长的时间周期，人的身体在较短时间周期里可以经受更大量级的身体热效应（因此，也就意味着一个更高能级的射频能量）。但是当考虑到射频能量的非热作用时，时间平均也可能是不合适的。

IEEE 标准把任何发射功率在 7 W 以下的发射机都排除在考虑范围之外。因为这样一个低功率的发射机将不能够产生出足够的全身热效应（近来的研究发现，在头部一些手持式的无线电收发机产生的能量密度高于 IEEE 标准）。

在科学界有关于这些射频照射剂量的指导方针有不同的意见。IEEE 标准仍然在试图从根本上解决热效应的问题，在低能量水平的情况下，没有能量辐射。一个小的但是足够引起重视的数量的科学家现在越来越相信，

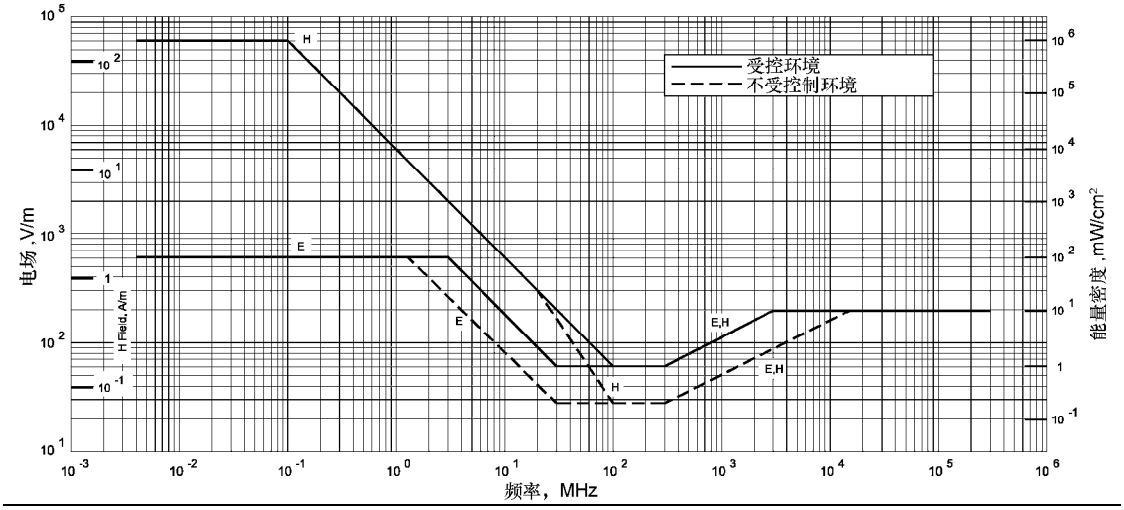


图1-20 1991年版人体射频照射保护指南。它已经被正式地称为“考虑到无线电频率电磁场（3 kHz～300 GHz）人体照射安全水平的IEEE标准”。

对非热作用同样应该进行详细地考虑。一些欧洲国家和美国的一些地方已经采用了比更新过的IEEE 标准更为严格的执行标准。

在美国另一个国家性的团体，国家辐射防护测量委员会（NCRP）同样也已经采用了推荐的照射剂量指导方针。NCRP 强烈要求频率在 30～300MHz 范围内，非职业工作环境中的辐射剂量限定为 0.2 mV/cm^2。NCRP 的指导方针与 IEEE 的相比，有两点显著的不同：它重视在射频载波上调制产生的影响，它也没有将发射功率小于 7 W 的发射机排除在考虑范围之外。

FCC 的 MPE 的规章是基于 1992 年的 IEEE/ANSI 标准和 NCRP 的建议的。在规章中，MPE 的标准与 IEEE/ANSI 标准规定的限值有些许的差别。应当注意到 FCC 的 MPE 标准将会应用到于 1998 年 1 月 1 日对业余无线电爱好者生效的 FCC 规则中。这里的 MPE 标准并没有反应和包含 IEEE/ANSI 标准中所有的假设和排除。

心脏起搏器和射频安全

人们广泛地持有这样的意见：当心脏起搏器暴露在电磁场中时，它们的功能将会受到不利的影响。那些安装有心脏起搏器的业余无线电爱好者应当问一问，他们所从事的工作是否会危及他们自身或者到他们的工作站中参观且安装有心脏起搏器的访问者的生命。因为这个原因，以及其他电磁场产生源产生的相似的利害关系，心脏起搏器制造商应用了一些设计方法，在极大程度上屏蔽起搏器电路不受相对高强度的电磁场的影响。

我们建议任何身体内安装有心脏起搏器或者正在打算安装一个心脏起搏器的业余无线电爱好者，应当和他们的医生详细讨论这个问题。医生可能会根据他们的实际情况，让业余无线电爱好者和一些在技术上有代表性的心脏起搏器厂商联系。这些有代表性的技术一般都是非常好的办法，并且他们有一些来源于实验室或者是临床实验关于特殊类型心脏起搏器研究的数据。

一项研究调查了一个最新的（双心室）心脏起搏器在业余无线电基站工作站里面和周围的工作情况。心脏起搏器的发电机中有一个电路用来接受和处理由心脏产生的电信号，同时它自身也产生一个电信号来激励（驱动）心脏。在一系列的实验中，心脏起搏器和一个心脏模拟器相连接。这个系统被安置在一个 1kW 的高频线性放大器的小柜子上，放大器以单边带调制波（SSB）和连续（CW）波工作。在另外一项测试中，这套系统被安置在非常靠近一些 1～5 W 的 2 m 波段手持式无线电收发机。在第三个实验中，和心脏模拟器相连的心脏起搏器被放在地面上，上面 9 m 高和后面 5 m 远的地方，是一个 3 单元的高频八木天线。在这些实验中都没有观察到对心脏起搏器性能产生了干扰。

尽管通过这些少量的观察并不能完全排除干扰出现的可能性，但是这些实验相比于一个业余无线电爱好者在通常情况下会遇到的电磁照射（常识中认为的平均量），设定了更加苛刻的暴露在电磁场辐射中的情况。当然，审慎地规定，安装有心脏起搏器使用手持式甚高频无线电收发机的业余无线电爱好者，应当尽可能地保持天线远离心脏起搏器电源植入的位置。他们也应当使用可以保持适当地通信所需要的最低的发射机输出功率。对于高能量的射频发射，天线应当尽可能地远离工作的位置，并且所有的工作设备都应该进行良好地接地。

低频电磁场

尽管 FCC 并不管制 60 Hz 的电磁场。但是相对于射

频能量而言，近年来关于电磁辐射的关注则更加集中在低频能量。尽管在典型的家用环境中还有很多其他的电磁场源，但是业余无线电设备仍然会成为一个重要的低频磁场源。磁场可以使用很多制造商生产的便宜的 60 Hz 测量仪表相对准确地测量。

表 1-2 给出了业余无线电设备以及其他的各种家用电器典型的磁场强度。因为这些电磁场随着距离的增加消散得很快，“谨慎避免”可能就意味着和绝大多数的业余无线电设备保持 12～18 英寸的距离（与带有 1kW 射频放大器的电源则应该保持大约 24 英寸的距离）。

表 1-2 业余无线电设备和交流电家用设备周围典型的 60Hz 磁场

值的单位为 milligauss（毫高斯）		
条 目	场	距 离
电热毯	30～90	表面
微波炉	10～100	表面
	1～10	12 英寸
IBM 个人电脑	5~10	显示器顶部
	0～1	距离屏幕 15 英寸
电钻	500～2 000	手柄处
电吹风	200～2 000	手柄处
高频无线电收发机	10～100	机壳顶部
	1～5	距离前部 15 英寸
1kW 射频放大器	80～1 000	机壳顶部
	1～25	距离前部 15 英寸

（来源：测量的结果由 ARRL 射频安全委员会的成员完成）

确定射频功率密度

令人遗憾的是，测量由业余无线电设备产生的射频电磁场的功率密度并不像测量低频电磁场那样简单。尽管一些尖端的复杂精密测量仪器可以用来精确地测量射频功率密度，它们的耗费也是非常昂贵的，而且还需要频繁地重新校准。绝大多数的业余无线电爱好者没有机会使用这些设备，同时我们手中现有的一些便宜的场强测量仪表又不适合测量射频能量密度。

表 1-3 给出了 1990 年美国联邦通信委员会和美国环保署在业余无线电基站中，得到的一些抽样测量结果。正如表中给出的，一个很好地离开居民区的天线在 IEEE/ANSI 标准下不会带来任何危害。然而，FCC/EPA 的测量仍然显示业余无线电爱好者应当小心使用室内的或者是安装在阁楼上的天线，移动式天线，低方向性天线，或者其他任何靠近居民区的天线，尤其是在使用较大发射功率的时候。

在理想的条件下，在使用任何很接近于居民区的天线之前，你都必须测量一下天线的功率密度。如果这点不太切实可行的话，那么下一步最好的选择就是要留意表 1-4 中列出的安全建议，尽可能地选择安全的地方来安装天线。

表 1-3 业余无线电天线周围典型的射频电磁场强度

美国联邦通信委员会和环境保护局 1990 年所测量得到的采样值				
天 线 类 型	频率（MHz）	功率（W）	电场（V/m）	位置
阁楼上的偶极天线	14.15	100	7～100	在家中
阁楼上的盘锥形天线	146.5	250	10～27	在家中
半异径接头天线	21.5	1 000	50	距离基座 1m
7～13 英尺高偶极天线	7.14	120	8～150	距离地面 1～2m
垂直天线	3.8	800	180	距离基座 0.5m
60 英尺高 5 单元八木天线	21.2	1 000	10～20	在收发室内
			14	距离基座 12m
25 英尺高 3 单元八木天线	28.5	425	8～12	距离基座 12m
22～46 英尺高倒 V 形天线	7.23	1 400	5～27	天线下方
地面上的垂直天线	14.11	140	6～9	在屋内
			35～100	天线调谐器处
车顶移动天线	146.5	100	22～75	2m 天线
			15～30	在车辆中
			90	在后座位置
20 英尺高 5 单元八木天线	50.1	500	37～50	10m 天线

当然，使用简单的方程来计算天线周围大概的功率密度仍然是有可能的。但是这样的计算有很多的缺陷。举例来说，这种可以计算的位置大多是功率密度足够地大到可以被察觉的近场处。但是这些近场处，接地的交互作用以及其他的变量产生的功率密度并不能通过简单的算法来计算出。只有在远场的时候，条件的预测才可以通过简单的计算变得更加容易。

远场和近场之间的分界线取决于发射机所发送信号的波长和天线的物理尺寸及构造。对于一架天线的远场和近场之间的分界线大概是距离天线几个波长远的地方。

计算机天线模拟程序是另外一个你可以使用的方法。MININEC 或者是其他源于计算电磁学编码的程序代码也适合用来估算业余无线电天线系统周围的射频电磁场。

以上的这些模型都有局限性。接地交互作用在估算近场功率密度的时候必须要考虑。同时“正确地接地”也必须进行建模。计算模型通常并不能足够精确地来预测近场区的“热点”。由于对附近物体的反射，这里的场强可能会比预想中的要高很多。另外，“附近的物体”还会经常随天气和季节的变化而改变，所以那些经过艰苦地设计的计算模型还很有可能不能代表

真实的情况。而在这个时候，它已经开始在计算机中运行，进行计算了。

局部强烈增加的场一般可以被专业测量仪器探测到。这些“热点”常常在工作站内靠近电源线的地方，还有金属物体附近，例如天线杆和仪器柜等处被发现。

表 1-4　　射频常识方面的一些原则

这些原则是由 ARRL 射频安全委员会发展出来的，是基于表 1-3 中 FCC/EPA 的测量结果以及其他一些数据的。

- 尽管天线在信号塔（很好地远离人群）上并没有表现出辐射暴露问题，但是仍然要确信射频辐射被限制在天线的辐射元器件自身附近。提供一个单一的好的基站接地，消除来自传输线的辐射。使用质量好的同轴电缆或者是其他一些合适的馈电线。避免在你的天线系统和馈电线上出现严重的失衡。对于大功率设备来说，避免直接接入发射机部分的末端馈电天线靠近操作人员周围的区域内。
- 任何人不应靠近正在工作（发射）的天线。尤其是对于移动天线或者安装在地面上的垂直天线而言更是如此。在 1kW 的发射功率水平下，高频和甚高频天线都应当高于人类的活动区域至少 35 英尺。如果完全有可能的话，避免使用室内天线或者安装在阁楼顶的天线。如果使用裸线馈电线，确保人（或动物）是不可能不小心触碰到馈电线的。
- 不要在机盖移开时，对大功率放大器进行操作，尤其是当放大器的工作频率在甚高频或者超高频频段。
- 在超高频/特高频范围内，千万不要用眼睛从波导管或者微波喇叭天线的一端看进去，或者是使它的一端对着某个人（如果你这样做了，你很可能会使你的眼睛遭受到超过射频辐射最大容许辐射剂量的辐射）。永远不要将高增益窄带宽天线（例如，抛物面天线）对着别人。在打算使用 EME（月球反射技术）天线阵列指向地平面时，使用警告标识；EME 天线阵列所传递的有效发射功率大约为 250 000W 或者更高。
- 使用手持式无线电收发机时，保持天线远离你的头部，并且使用可以保障通信的最小的功率。使用和收发机相分离的话筒，并且使设备尽可能地远离你的身体。这样做将会降低你所遭受的射频辐射能量。
- 不要在加载有射频功率的天线上进行操作。
- 当交流电源打开时，不要站在或者坐在靠近供电电源或者线性放大器的周围。应当与电力变压器、电风扇和其他一些具有大功率水平的 60Hz 磁场的源保持至少 24 英寸的距离。

但是，哪怕是使用最好的测量仪器和测量方法，这些近场区的测量结果仍然有可能出现错误。

但是，人们不需要有更加精确的测量方法和更加精确的天线系统建模来发展一些天线计算周围的相关场的想法。在通常情况下，运用精密的几何近似方法和精确的天线功率输出近似，计算机建模已经可以满足要求了。那些熟悉 MININEC 的人可以通过计算机建模来估算他们的天线系统的功率密度，那些可以有机会使用专业的能量密度测量仪器的人可以得到有效的测量结果。

当我们首要考虑的一般都是天线辐射出来的信号的能量密度时，我们也应当记住还有其他一些潜在的功率源应当考虑。当功率放大器在工作的时候没有进行恰当地屏蔽，你同样也有可能直接暴露在它的射频照射之中。在一些条件下，传输线也会辐射出明显剂量的能量。质量较差的微波波导连接头或者是没有正确组装的连接器是另外一个容易产生辐射的辐射源。

更深层次的射频辐射建议

一些潜在的可能引起辐射的位置应当给予足够的重视。基于 FCC/EPA 的测量结果和其他的一些数据资料，表 1-4 中给出的“射频意识”指导方针已经被 ARRL 的射频安全委员会进行了发展改进。Ivan Shulman，MD，WC2S 在 QST 上发表了指导方针的一个更长的版本，这个版本包含了全部参考数目的列表。（“业余无线电对我们的健康有害吗？”，QST，1989 年 10 月，第 31～34 页）更多的信息和背景可以参照下一章射频安全问题参考书目列表。

另外，ARRL 还出版了一本书——《RF Exposure and You》。这本书可以帮助“火腿族”们照做 FCC 的射频辐射规章。同时 ARRL 还在它的主页上专门开辟了关于射频辐射新闻的网页。您可以连接到 www.arrl.org/news/rfsafety。这个站点还包含了一些精选的关于射频辐射的 QST 文章的复印版，同时这个站点上还有一些链接，你可以连接到 FCC 或者是其他一些有用的站点。

第 2 章

天线基本理论

天线属于叫做“变换器”的一类设备。这个术语源于两个拉丁单词，其字面上的意思分别是“引导”或“传递”。因此，一个变换器就是一个传送设备，或把能量从一种形式变换为另一种形式的设备。天线的目的就是把无线电频率的电流变换为辐射到空间中去的电磁波（要了解电磁波传输的详细性质，见第 23 章“无线电波传播”）。

我们不能直接看见、听见、尝到或碰到电磁波，所以电磁波是怎么发射出去的这个问题有点令人困惑是不奇怪的——尤其是对新手来说。在日常生活中我们会碰到各种各样的变换器，但我们通常不会深入地去了解它们。把一种你能够实际看得到摸得到的变换器进行对比，对你的理解是会有帮助的。你一定对扬声器非常熟悉。它把从收音机或者立体声音响设备输出来的音频电流转换成声压波（通常称为“声波”），而声波通过空气传到你的耳朵里，然后你的耳朵感觉到声波，从而听到声音。

我们通常把扬声器看作是把电能转换成声能的设备。但反过来，扬声器同样可以把声能转换成电能。当一个扬声器被这样使用时，它就成了话筒。扬声器/话筒就这样展示了互易原理，这个词起源于拉丁语的反向移动。

现在我们更加深入地来看我们称之为“天线”的特殊的变换器。当天线以发射射频电流的发射机馈电的时候（通常通过传输线），天线产生电磁场，并把电磁场发射到空间中。这与扬声器把声波发射到空中的原理十分相似。在相邻的城市或遥远的大陆的另一端，另一个相似的变换器（称之为接收天线）截取一部分电磁波并把它变换成电流，再由接收机进行放大和检波。

扬声器可以用作话筒，同样，无线电天线也服从互易原理。换句话说，天线可以用作发射，也可以用作接收。但是，不像扬声器那样，天线并不需要介质（比如说空气）传递电磁波。电磁波可以在空气中传播，也可以在外太空的真空或接近真空的外层大气中传播。这就是无线电的奇迹——电磁波可以在没有物理介质的情况下传播。

2.1 天线的基本特性

还有什么其他东西把天线与普通的电路区别开来呢？在普通的电路中，线圈、电容和连接的尺寸通常比工作频率所对应的波长小得多。这里，我们把波长定义为电磁波在真空中传播一个周期的距离。真空中电磁波的传播速度为光速，波长由下式定义：

$$l_{\mathrm{m}}=\frac{299.7925\times10^{6}\mathrm{m/s}}{f_{\mathrm{Hz}}}=\frac{299.7925}{f_{\mathrm{MHz}}} \qquad (2\text{-}1)$$

其中 l_{m} 是希腊字母，是真空中的波长，单位为 m。

把（1）式中的单位转换为英尺，则：

$$l_{\text{英尺}}=\frac{983.5592}{f_{\mathrm{MHz}}}\approx\frac{983.6}{f_{\mathrm{MHz}}} \qquad (2\text{-}2)$$

当电路的尺寸与 l 相比很小时，大部分的电磁场能量都被限制在电路内，要么被有用的工作耗尽，要么转化为热能。但是，当连线或其他部件的尺寸与波长相比相当大时，部分能量就会以电磁波的方式辐射出去。

天线分很多种，包括不同形状和大小，多得甚至令人困惑。本章介绍天线的基本理论，只涉及简单形式的天线的理论，并假定天线在“自由空间”中，没有地的

影响。以后的章节会集中讲述几种特定的天线。第 3 章讲述的是一个复杂的主题：地对天线的影响，包括不平坦地形的影响。在现实中，地的影响是相当复杂的。

无论天线采取什么样的形式，是简单还是复杂，其电性能均由以下重要属性描述：

1．馈电点的阻抗；

2．方向性、增益和效率；

3．极化方式。

2.1.1 馈电点的阻抗

天线的第一个重要特性是馈电点的阻抗。我们业余无线电爱好者可以在指定的频段内选择工作频率，因此我们必须了解一副天线的馈电点阻抗是怎样在一个波段内随工作频率变化的。如果打算在多个波段使用一副天线，我们还要了解天线馈电点的阻抗在各个不同波段中的变化情况。

天线有两种形式的阻抗：自阻抗和互阻抗。和你设想的一样，自阻抗是天线完全远离其他任何导体时在馈电点终端所测得的阻抗。

互阻抗又称为耦合阻抗，是由于附近导体的寄生效应而产生的，也就是说，互阻抗是由于有导体处于天线的电抗性近场区产生的（关于天线附近的区域划分会在稍后进行详细讨论）。互阻抗包括地的影响——地是一个有损的导体，但它毕竟是一个导体。和自阻抗一样，互阻抗也是由欧姆定律定义的。但互阻抗是一个导体中的电压和另一个（耦合）导体中的电流的比。相互耦合的导体会使有高度方向性的天线的方向图发生扭曲，也会改变馈电点处的阻抗。

在本章关于天线的基本理论的讨论中，我们不会直接谈到互阻抗，而是把它看作是天线附近导体产生的副作用。在这里，我们会集中精力于处在自由空间的天线的讨论上，这时天线远离地和其他任何导体。在第 11 章中，我们会详细讨论天线的互阻抗。对定向天线来说，这是十分必要的。

自阻抗

电流要流过天线的馈电点，必须要有一定的电压。天线的自阻抗是馈电点电压与电流的比。如果电压与电流同相，那么自阻抗是个纯电阻，即电抗部分为零。这时的天线是“谐振”的（业余无线电爱好者通常对“谐振”一词的使用不是很严格，通常仅是指“几乎谐振”或“接近谐振”）。

应该注意到天线不需要谐振就可成为有效的辐射体。事实上这对谐振天线来说没什么好奇怪的，但前提当然是你要用有效的办法对天线馈电。很多业余无线电爱好者使用非谐振的（甚至是任意长度的）天线，这些天线使用明线传输线馈电并且用到了天线调谐器。这种天线系统和使用同轴电缆与谐振天线的系统一样地辐射信号。这种天线还通常可以在多个波段上使用。把天线和它的馈线看作一个系统是很重要的。在这个系统中，应该使所有的损耗都达到最小。第 24 章详细讨论了传输线损耗和阻抗不匹配程度之间的关系。

除了在真正谐振的频点上，天线的电流和电压的相位是不同的。换句话说，此时天线表现为馈电点阻抗，而不是纯电阻。馈电点处的阻抗是由容抗或感抗与串联的电阻共同组成的。

辐射阻抗

加在天线上的功率通过两种途径消耗掉：一种是以电磁波的形式辐射出去；另一种是以热能的形式在导线和附近的电介质中损耗掉。辐射出去的功率是我们所要的，是有用的部分，但同样可以认为辐射出去的功率也是一种“损失”，就像以热能形式损耗掉的那部分一样。在以上两种情况中，所消耗的功率都等于 I^2R。在热能损耗的情况，R 代表真实的电阻。但是，在辐射的情况，R 是一个“虚”的电阻。这个电阻值如果用真实的同阻值的电阻来代替，会消耗和天线实际辐射出去的功率相同的能量。这个电阻称为辐射阻抗。于是，天线的总功率等于 I^2（R_0＋R），其中 R_0 为辐射阻抗，R 为总的损耗电阻。

在业余无线电频率上工作的普通天线，导体中的热损耗不超过加在天线上的总功率的百分之几。用分贝表示的话，这种损耗小于 0.1 dB。即使是使用 14 号这么细的铜导线，其射频损耗电阻相对于辐射阻抗来说也是十分小的——只要天线周围没有太多物体，也不是太靠近地就行了。因此你可以认为只要天线的架设地点合理，其热损耗是可以忽略的，而天线的总的阻抗（馈电点处的阻抗）就是辐射阻抗。作为电磁波的辐射体，这样的天线是一个效率很高的设备。

中心馈电的偶极天线的阻抗

中心馈电的半波偶极天线是天线的一种基本类型。在历史上，$l/2$ 偶极天线在业余无线电爱好者中广泛使用，很重要的一个原因是偶极天线易于架设并且性能出色。它也是很多其他天线系统的基本组成部分，包括像八木天线这样的定向天线。

中心馈电的半波偶极天线由（1）式定义的 $l/2$ 的直导线组成，并在中心馈电。“偶极”源于希腊单词“两极”。图 2-1 为 $l/2$ 偶极天线只是偶极天线的一种形式。实际上，

中心馈电的偶极天线的电尺寸可以是任意长度的，只要它有两条相同长度的对称的振子。还有不在中心馈电的偶极天线，这种偶极天线称为偏心馈电偶极天线，或者缩写为“OCF 偶极天线”。

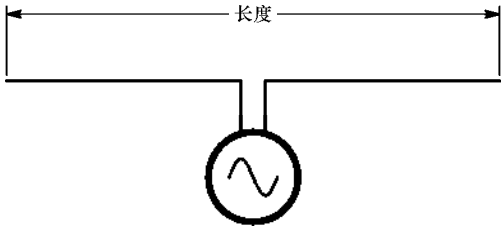


图2-1　中心馈电偶极天线。它假设功率源直接位于天线馈电点，没有插入传输线。通常在业余应用中，整个偶极天线的长度为$l/2$，不过天线实际上可以是任意长度。

在自由空间中——意思是天线远离任何其他物体——用无限细的导体做成物理长度为半波长的偶极天线的阻抗理论值为 73+j42.5 Ω。这种天线的电阻和电抗同时存在。+j42.5 Ω 中的正号表示天线在馈电点呈现电感性。与确切的谐振长度相比，这时天线的电长度稍长了一点。在谐振时，天线的电抗为零。

任何天线的馈电点的阻抗都会受波长与导体直径之比（l/D）的影响。理论家们喜欢假设天线是“无限细的”，因为这在数学上比较容易处理。

如果我们保持天线的物理长度不变，而改变导线的粗细会出现什么情况呢？进一步，如果我们改变工作频率，从刚好低于谐振频率到刚好高于谐振频率，天线馈电点处的阻抗又会怎样变化呢？图 2-2 给出了自由空间中用极细的导线做成的 100 英尺长、中心馈电的偶极天线的阻抗变化图。导线的直径只有 0.001 英寸。这里的 100 英尺并没有特别的意思，这只是有具体数字的一个例子。

实际上，我们不可能架设这么细的天线（我们也不可能把它架设在“自由空间”中），但我们可以用强大的计算机软件 NEC-4.1 模拟出天线的工作情况。有关天线建模的详情，请见第 4 章。

图 2-2 中，加在天线上的频率从 1～30 MHz 变化。由于在频率范围内天线阻抗变化很大，所以对 x 轴取了对数，而 y 轴则表示是线性的，代表阻抗的电抗部分。在 y 轴上感抗是正的而容抗是负的。螺旋线上的粗体字是以 MHz 为单位的频率。

在 1 MHz 上，天线的电长度非常短，其电阻部分为大约 2 Ω，而其电抗呈容性，比电阻高几个数量级，大约 −5 000 Ω。在接近 5 MHz 处，螺旋线经过零电抗线，这意味着天线在此达到半波谐振。在 9～10 MHz 之间，天线达到感抗的峰值，约为 6 000 Ω。在 9.5～9.6 MHz 之间天线达到全波谐振（再次通过零电抗线）。大约在 10 MHz 处，电抗峰值大约为−6 500 Ω。大约在 14 MHz 处，再次通过零电抗线，意味着天线在这里达到 3$l/2$ 谐振。

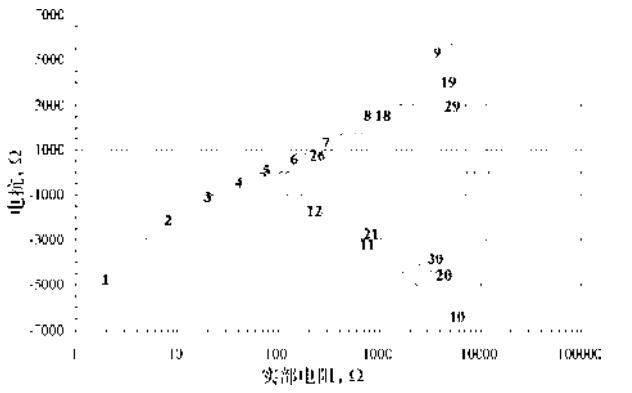


图2-2　自由空间理想100英尺长度偶极天线的馈电点阻抗与频率关系，中心馈电并且导线直径精确为0.001英寸。y轴中间零线的上方为正（感性）电抗值，往下方向负（容性）电抗值。这些电抗值范围在-6 500～+6 500 Ω之间。注意x轴由于表示馈电点阻抗电阻的实部范围很大，从2～10 000 Ω，因而采用对数方式。沿着曲线标注的数值为以MHz为单位的频率值。

在 19～20 MHz 之间，天线达到 4$l/2$ 谐振，此频率为全波谐振频率的 2 倍，半波谐振的 4 倍。如果你还想观察一下在超过 30 MHz 时天线的情况，它最终会螺旋下降到电阻部分为 200～3 000 Ω 之间的某处。它最终会在某处螺旋下降到电抗值约 400 Ω。这个值并不是任意的，实际上应为 376.7 Ω——真空中的波阻抗——自由空间中电场与磁场的复振幅之比。这个阻抗值也可以表示为 $\sqrt{m_0/e_0}=376.7\ \Omega$，其中 m_0 为真空中的磁导率，e_0 为真空中的介电常数。因此，我们可以从另一个角度来看天线——可以把它看成把自由空间中的阻抗变换成在天线馈电点处看到的阻抗的一种变压器。

现在请看图 2-3。图 2-3 所示的是和图 2-2 相似的螺旋线，只不过图 2-3 中的天线比图 2-2 的天线粗得多，其导线直径为 0.1 英寸。这个导线直径比较接近 10 号导线，实际上我们也很有可能用这种导线来架设一副实用的偶极天线。图 2-3 的电抗范围为±3 000 Ω，而图 2-2 的电抗范围为±7 000 Ω。在 1～30 MHz，图 2-3 中天线电抗变化范围为+2 300～−2 700 Ω。而在图 2-2 的极细的天线中，在 1～30 MHz，电抗变化范围为+5 800～−6 400 Ω。

图 2-4 所示的是用真正比较粗的直径为 1 英寸的导线做成的 100 英尺长偶极天线的阻抗变化图。其电抗的变化范围为+1 000～−1 500 Ω，这再次表明了直径较大的天线其电抗随频率变化的偏移相对较小。注意在比 5 MHz 稍低一点的半波谐振点处，其电阻部分仍为 70 Ω，这和用直径小得多的导线所做成的天线是一样的。虽然在全波谐振点

处，粗一点的天线的阻抗值比较小，但天线的半波辐射电阻不会像电抗那样，随导线直径的变化而有太大的改变。

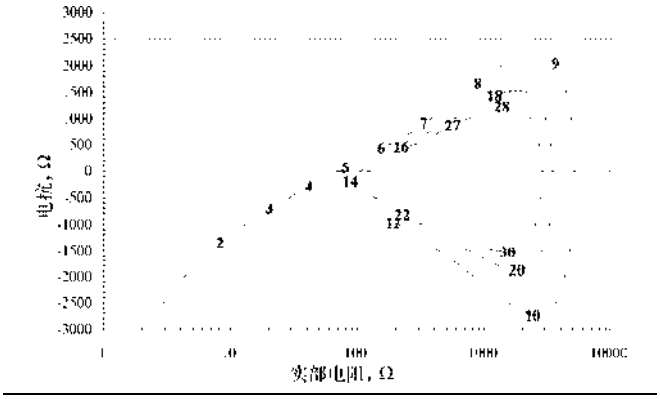


图2-3　自由空间理想100英尺长度偶极天线的馈电点阻抗与频率关系，中心馈电并且导线直径为0.1英寸（#10）。可以看到电抗的变化范围比图2给出的小，在−2 700～+2 700 Ω。其最大的电阻值，大约在5 000 Ω，也比图2的细导线大约10 000 Ω的阻值低。

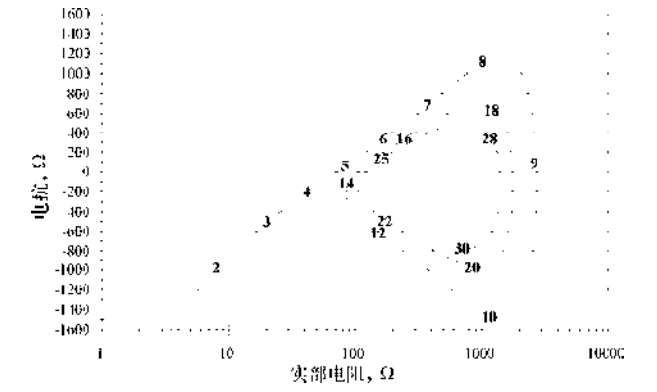


图2-4　自由空间理想100英尺长度偶极天线的馈电点阻抗与频率关系，中心馈电并且导线直径为1英寸。再次可以看到，在整个频率范围的电抗和电阻两者的波动范围，粗导线的都要比细导线的范围窄。

图 2-5 为直径 10 英寸的粗天线的情况。这时，电抗部分随频率的偏移就更小了：从+400～−600 Ω。注意这副特别粗的天线的全波谐振频率大约为 8 MHz，而较细的天线的全波谐振频率则接近 9 MHz。另外还要注意的是这副粗天线的全波谐振电阻大约为 1 000 Ω，而图 2-2 中的天线的全波谐振电阻大约为 10 000 Ω。不管天线的振子直径是多少，在图 2-2～图 2-5 中显示的几副天线的半波谐振频率均在接近 5 MHz 处。再次说明一下，这副非常粗的天线的半波谐振电阻为约 70 Ω，这说明在这个频率附近非常粗的天线的半波谐振电阻与细天线的差别要比其他频率小得多。

你可能觉得奇怪，这副 100 英尺长的天线要用直径 10 英寸的导线做成。但这副天线的长度和直径之比为 120:1，这与一副 432 MHz 上直径为 0.25 英寸的半波偶极天线的长度/直径比是非常相近的，其比值为 109:1。换句话说，这副 100 英尺长、10 英寸粗的天线的长度/直径比在实际的 UHF 频段上是十分平常的。

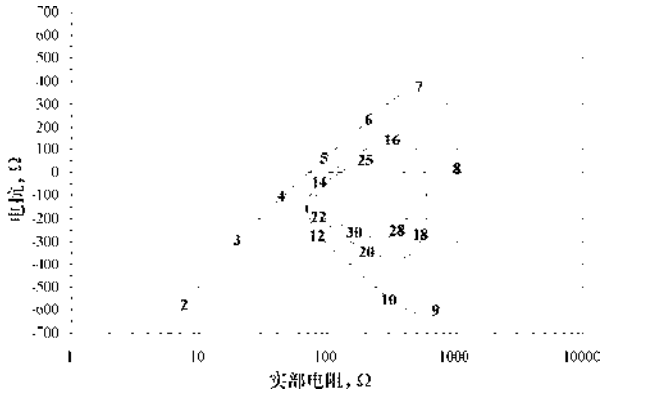


图2-5　自由空间理想100英尺长度偶极天线的馈电点阻抗与频率关系，中心馈电并且使用直径很粗为10英寸的导线。这个长度与直径的比率，与在432 MHz频率上常用的棒状偶极单元一样的。现在其最大电阻大约为1 000 Ω，最大电抗范围从−625～+380 Ω。这种做法在“笼状”偶极天线中可以看到，采用数根并排的导线模拟一根粗导体。

图 2-6 是突出天线电阻与电抗变化关系的另一种表示方法。图中把在半波谐振频率附近，从 4～6 MHz 处的曲线展宽了。在这个区域中，每条螺旋线都十分接近直线段。细天线（直径为 0.001 英寸）所代表的直线段的斜率比粗天线（直径为 0.1 英寸和 1 英寸）所代表的直线段的斜率大。图 2-7 是研究天线半波谐振频率附近阻抗数据的又一种途径。此图所对应的天线是用 14 号导线做的 100 英尺长偶极天线。这里没有显示出频率，而显示的是波长，这样这幅图的通用性就更强了。

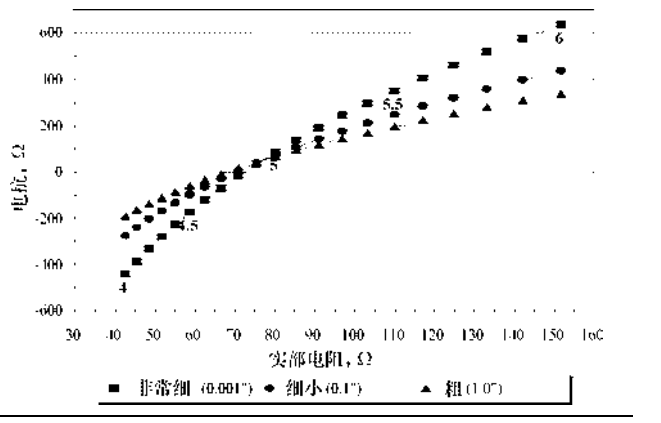


图2-6　3种不同粗细直径中心馈电偶极天线，在半波谐振点附近频率范围的扩展情况。频率用单位为MHz沿着曲线标注的数字标注。串入电抗与串入电阻的变化斜率，较细天线的要比1.0英寸直径天线的变化陡峭，表明了细直径天线的*Q*值要高些。

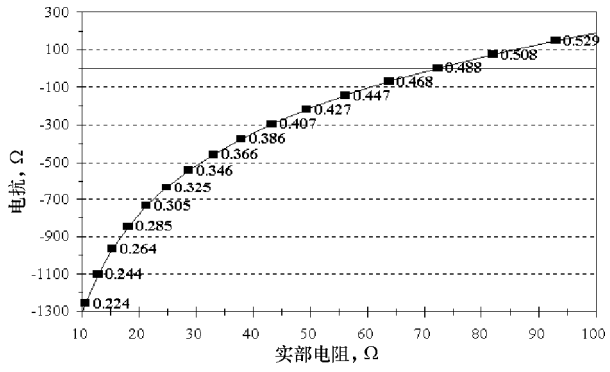


图2-7　另一种观察该100英尺长，中心馈电#14号导线构成的自由空间偶极天线数据的方式。沿着曲线标注的数值表示小数波长，而不是像图6那样表示频率。可以看到天线通过半波长谐振点长度是0.488 λ，而并不刚好是准确的半波长物理长度。

图 2-8 是处理这些天线数据的又一种方法。这里引入一个常数“*K*”，用来与自由空间的半波长相乘，作为半波长和导线直径比的函数。这条曲线的 *K* 值在导线无限细的情况下逼近 1.00，也就是说，在半波长/直径比为无穷大的时候 *K* 值等于 1。

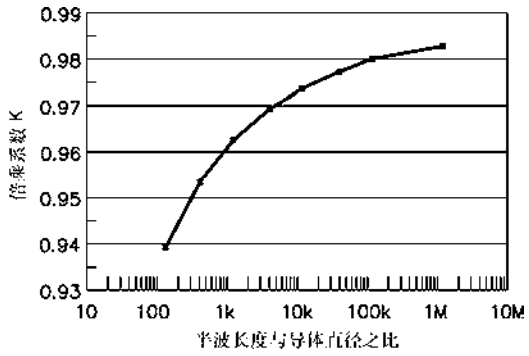


图2-8　天线直径对半波长谐振长度的影响。用一个倍乘系数K来表示，乘以自由空间的半波长长度。

具有不同 *l*/*D* 的天线的影响与具有不同 *Q* 值的普通串联谐振电路的影响相对应。当电路的 *Q* 值较小时，电路的电抗也较小，在谐振频率附近电抗随频率的变化也较小。如果电路的 *Q* 值较大，则上述结论的反面成立。低 *Q* 值电路的频率响应曲线比较宽，而高 *Q* 值电路的频率响应曲线则比较尖锐。对应于天线的情况，粗天线的阻抗在较宽的频率范围内变化较慢，而细天线则变化较快。天线的 *Q* 值由下式定义：

$$Q=\frac{f_0\Delta X}{2R_0\Delta f} \qquad (2\text{-}3)$$

其中 f_0 为中心频率，ΔX 为随频率改变量 Δf 改变的电抗变化量，R_0 为 f_0 处的电阻。对图 2-2 中的直径为 0.001 英寸的细天线来说，频率从 5.0 MHz 变化到 5.5 MHz，电抗从 86 Ω 变化到 351 Ω，而 R_0 为 95 Ω。因此 *Q* 值为 14.6。对图 4 中的直径为 1.0 英寸的粗天线来说，ΔX＝131 Ω，R_0 仍为 95 Ω，*Q* 值为 7.2，大约为细天线的一半。

让我们重温一下前面的内容。首先我们把天线描述为一个变换器，然后把它描述为变换一系列自由空间阻抗的一种变换器。现在，我们又把天线与串联调谐的电路进行比较。在半波谐振频率附近，中心馈电的半波偶极天线的特性和这种电路非常相近。在真正谐振的频点上，馈电点的电流和电压是同相的，馈电点的阻抗值为纯电阻。在低于谐振频率处，电流的相位领先于电压的相位，此时天线的电抗呈容性；在高于谐振频率处，情况恰好相反，电流的相位落后于电压的相位，此时天线的电抗呈感性。就像普通的串联调谐的电路一样，天线的电抗和电阻决定着它的 *Q* 值。

2.1.2　天线的方向性与增益

各向同性辐射体

在讲述实际中的天线之前，我们必须首先介绍一种纯理论化的天线——各向同性辐射体（isotropic radiator）。想象一下，一副在外层空间中与所有其他东西完全隔离的无限小的天线，其形状为一点。再想象一下有一个无限小的发射机给这副无限小的点天线馈电。现在你该对各向同性辐射体有了一点印象了。

这种仅在理论上存在的点源天线的唯一有用的特性是它向所有方向辐射相等的能量。这就是说，各向同性辐射体对任何方向都没有偏向性，换句话说，它完全没有方向性。这种各向同性辐射体作为一种比较的尺度在测量一副实际中的天线时是很有用的。

稍后，你会发现所有真实的天线都会有一定程度的方向性，也就是说在某个方向辐射强些，在其他方向上辐射弱一些。真实的天线不会在所有方向上有相同的辐射强度，在某些方向上其辐射强度甚至可能为零。真实的天线的这种方向性（而各向同性辐射体是没有方向性的）并不意味着这是一件坏事。例如，接收从某个方向过来的信号的天线因而可以消除其他方向上的干扰和噪声，从而提高信噪比。

方向性与方向图 —— 电筒照射的类似

天线的方向性是与其在自由空间中辐射出去的场强图样联系在一起的。这种显示在离天线固定远处，场强随天线的方向变化的函数关系的真实或相对的图样，称为天线的方向图。我们虽然不可能实际地看见由天线辐射出来的电磁波所形成的方向图样，但我们可以考虑一个类似的情况。

图 2-9 显示了在一个完全黑暗的房间里的一束电筒的光。为了量化我们的眼睛所看到的东西，我们使用摄影师

所用的光强计来测量，并把其亮度分为 0 至 10 级。我们把光强计放在电筒的正前方，并调整光强计与电筒的距离，使光强计读数为 10，即满量程。我们还要认真地记下光强计与电筒的距离。然后，保持光强计与电筒的这个距离以及光强计离地面的高度，把光强计按箭头所示方向绕电筒移动，在若干个不同的位置记下光强计的读数。

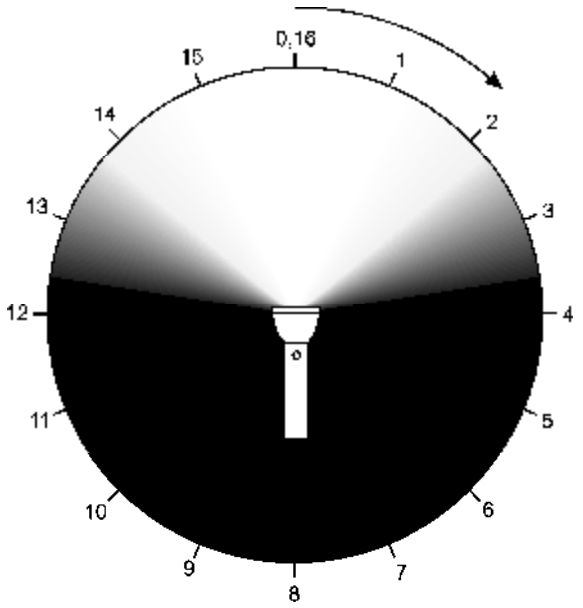


图2-9　电筒照亮整个黑暗区域的光束情况。读数来自照相用的光度计沿着圆圈取16个点值，用于表示出电筒的照射图形。

记下所有读数后，我们把这些读数记在极坐标纸上，如图 2-10 所示。完成后，我们就画出电筒光的方向图样了。

天线方向图的测量

天线的方向图也可以用类似的方法进行测量。对待测的天线加上一定的功率，用场强仪测量信号的强度。我们可以转动待测的天线，而不是移动测量仪器。我们也可以利用天线的互易原理，天线的接收图样和发射图样是一样的。给小功率发射机接上天线，对待测天线发射，而待测天线则接到测量仪器上。在第 27 章“天线和传输线测量”中，有关于测量天线方向图的更多技巧的介绍。

为保证测量是准确并可重复实验的，有一些问题是必须注意的。在电筒光强的测量中，假设光源与光强计的距离为 2 m，约 6.5 英尺。可见光的波长约为 0.5 μm，而 1 μm 是 1/1 000 000 m。

在电筒光强的测量中，光源与检测器的距离为 $2.0/(0.5\times10^{-6})=4\,000\,000\ l$，相对于波长来说非常大。而在对实际的短波或超短波天线的测量中，这个距离如果以波长为单位计算的话就要小得多了。例如，一副全波长的 3.5 MHz 天线长为 85.7 m，即 281.0 英尺，如果要按照电筒光强的测量的距离进行测量，我们几乎要把场强仪放到月球上去了，要 25 万英里！

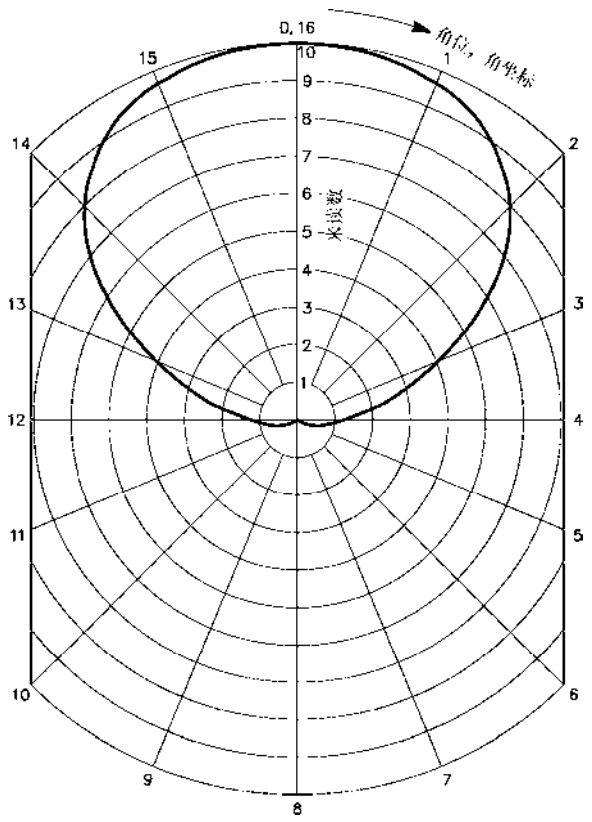


图2-10　在图9电筒的照射图形。这些测量值用平滑曲线连接起来画出。

天线周围的场

场强仪有自己的接收天线，为什么我们要考虑待测天线与场强仪之间的距离呢？其中一个重要的原因是如果你把场强仪的接收天线放得离待测天线很近，两副天线的相互耦合会使待测天线的方向图发生变化。

这种相互耦合会在离待测天线很近的区域发生。这个区域称为天线的电抗性近区场区域。“电抗性”指的是发射天线和接收天线的互阻抗在本质上可以呈容性，也可以呈感性。电抗性近区场有时也被称为感应场，意思是在这个区域中，磁场通常相对于电场来说处于支配地位。这时，天线就像一个非常大的集总参数的电感或电容，在近区场储存着能量而不是通过空间发射出去。

对简单的导线天线来说，电抗性近区场通常被认为是离天线辐射中心半个波长的区域。在稍后提及八木天线和方框天线的章节中，你会发现天线单元之间的相互耦合可以被有目的地用来改变天线的方向图。但对测量天线的方向图来说，我们不希望两副天线离得太近。

在电抗性近区场中，场强随待测天线距离变化的规律是十分复杂的。越过电抗性近区场后，天线的辐射场又分为辐射近区场和辐射远区场。历史上，辐射近区场和远区场曾被分别称为 Fresnel 场和 Fraunhöfer 场。但这两个术语已经很少用了。虽然在电抗性近区场中，电抗性场占主要地位，但辐射场与电抗性场是共存的。

这些区域的界线十分模糊，专家们也一直为哪里是一个区域的开始哪里是一个区域的结束而争论不休，但辐射近区场和辐射远区场的界线的定义则被广泛接受为：

$$D \approx \frac{2L^2}{l} \qquad (2\text{-}4)$$

其中 L 为天线的最大物理尺寸。这个定义的单位仍为波长 l。请记住，有很多天线并不严格地遵守（2-4）式的规定。图 2-11 描述了普通线天线的 3 种场。

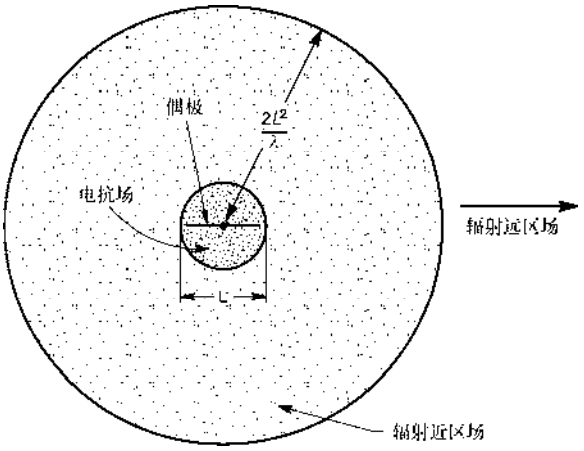


图2-11　辐射天线周围的场。非常接近天线的是电抗场区域，在这个区域内，天线与任何其他测量天线都存在互阻抗。在电抗场外围是近场辐射区，直到大约为$2L^2/l$，其中L为天线最大尺寸长度。在近场/远场区边界之外，存在远场辐射，其功率密度随着辐射距离的平方倒数变化。

在本书余下的内容中我们主要讨论天线的辐射远区场，正是天线的辐射远区场把电磁波传播开去的。远区场辐射的一个显著特点是场强与距离成反比，而且虽然电场与磁场在波前处是正交的，但在时间上是同相的。全部能量在电场与磁场间平均分配。离天线数个波长以外，这就是我们要考虑的全部的场了。要准确地测量天线的辐射场，我们必须把测量仪器放在离待测天线数个波长以外的地方。

方向图平面

上面得到的天线方向图只是其中的一个平面。在电筒光强的测量例子中，所测量的平面上的点离地面的距离都是一样的。实际上，任何天线的方向图都是三维的，因此单个平面上的绘制是不够的。自由空间中的“立体”方向图应该测量离天线中心等距离的假想中的球面上的每个点。这样测得的信息就可以构成一个立体的图样。在任何给定的方向上，某点的场强都与方向图上相同方向上的点的强度相对应——与它们到天线的距离成反比。图 2-12（B）所示为半波偶极天线的三维线格方向图。

在业余无线电领域，场强的相对值就比较足够了。换句话说，我们并不需要知道在天线加入一定功率下，在离天线 1 英里处会产生多少μV/m 的电场（但在 FCC 标准中，这是 AM 广播天线系统必须符合的规定）。

无论收集到（或用理论公式计算出来）什么数据，我们经常对其值归一化，使最大值刚好达到图表的外沿。在极坐标系中，方向图的形状并不会随归一化而改变，改变的只有方向图的大小。

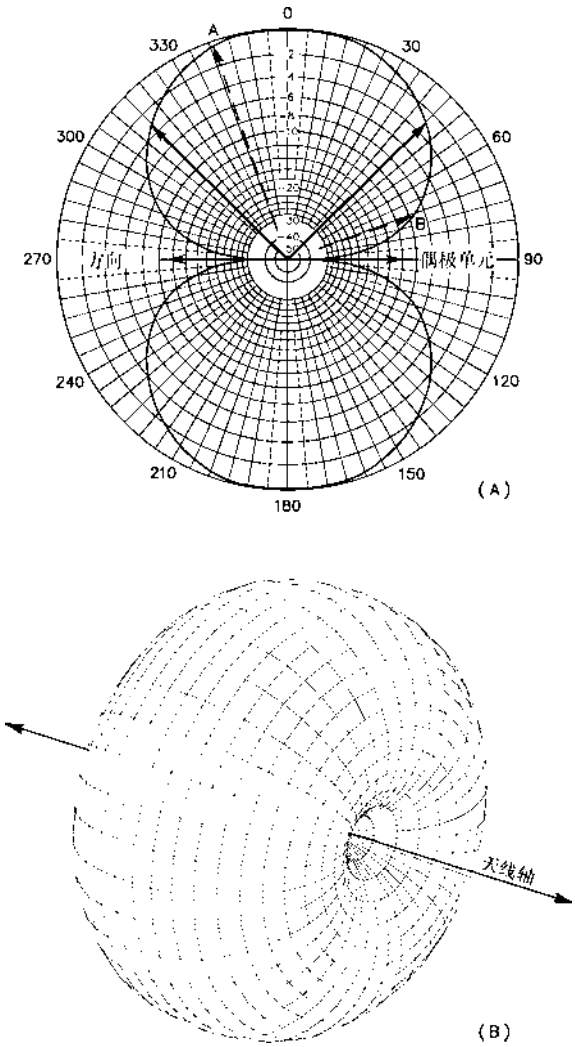


图2-12　自由空间偶极天线方向性图。在A图中，辐射图形平面包含了导线轴线，每个虚线箭头长度表示了在此方向上，与导线轴线成直角方向的最大辐射为参照的相对场强。在大约45°和315°的箭头为半功率或-3 dB点。B图的网格线表示了同一天线的立体辐射图。这些同样的辐射图可以用于任何短于半波长度的中心馈电偶极天线。

E 面和 H 面方向图

自由空间中天线的三维立体方向图的场强数据并不能清楚地表示在平面白纸上。制图师们也面临过相似的问题，他们要把地球绘制在平坦的纸上。这时，横截面图表或平面图表就十分有用了。其中有两个平面上的图样可以表达出天线的方向图的大部分信息，一个是包含偶极天线的平面，另一个是与之相垂直的平面。包含天线轴（译者注：本书中很多地方出现“天线轴”一词。在本书中偶极天线的天线轴指的是偶极天线的导线走向，请读者注意）的平面的方向图称为 E 面方向图，与天线轴垂直的平面的方向图称为 H 面方向图。之所以使用这种表示称呼，是因为电场（E）和磁场（H）分别位于这两个平面上。

分贝介绍

天线的功率增益通常用分贝表示。分贝是实用中常用来衡量功率比值的单位，因为这种表示方法比功率比本身更紧密地把功率在远处产生的实际作用联系在一起。一个分贝代表了刚好可以检测到的信号强度变化，而不论信号强度的实际值是多少。例如，20 分贝（20 dB）的信号强度，代表了检测到了信号强度增加了 20 格。20 dB 相对应的功率比（100:1）在通信中则是比较夸张的想法。任何功率比所对应的分贝值等于功率比的常用对数值的 10 倍，即

$$dB = 10\log_{10}\frac{P_1}{P_2}$$

如果给出的是电压比，则分贝值等于电压比的常用对数值的 20 倍，即

$$dB = 20\log_{10}\frac{V_1}{V_2}$$

在使用电压比的时候，所测得的两个电压值必须是在相同阻抗的前提下得出的，否则得出的分贝值是没有意义的，因为从根本上说测量电压比就是为了测量功率比。

使用分贝表示的主要原因是连续的功率增加用分贝表示时只需把分贝值简单地相加。因此增益 3 dB 再增益 6 dB 后其总增益为 9 dB。如果用普通的功率比，这些比值就要相乘了。

功率的减小也只需简单地减去相应的分贝值就可以了。因此，功率减小为原来的一半对应于分贝值减 3。例如，如果在系统的其中一部分中功率增加到原来的 4 倍，而在另一部分中功率减小为原来的一半，则总功率增益为 $4 \times 0.5=2$，也就是 $6-3=3$ dB。功率的减小或“损失”用分贝表示只需简单地在分贝值前加上一个负号。

电场线代表着天线的极化方向。在本章的后面内容中，我们会详细地讨论极化问题。第 23 章“无线电波传播”的图 2-1 是一幅电磁场的图，这是由垂直极化天线辐射出来的电磁场。垂直极化天线是天线导体垂直于地面架设的天线。

当天线架设在地面上方而不是在自由空间时，我们将会自动得出两个参考框架——方位角和仰角。方位角通常以天线的最大辐射处作为参照，并把此处定义为 0°，也可以以地理正北作为方位角的参照。地面上方的天线的 E 面方向图现在被称为“方位角方向图”。

仰角是以地表水平面作为参照的。地表水平面为 0°。虽然地球是圆的，但由于其曲率很大，所以在这里可以认为在天线下方的区域内它是平的。90° 仰角的方向就是天线的正上方，180° 仰角的方向就是天线正后方的水平面。

专业的天线工程师经常以天线正上方的点作为参考——也就是使用顶角而不用仰角。仰角可以由 90° 减去顶角得到。

以地球的水平面作参照，天线的 H 面方向图现在称为“仰角方向图”。不像自由空间的 H 面方向图，地面上方的天线的仰角方向图只有一个半圆范围，因为只有地表上方的正仰角范围是可用的。由于地面的反射，或者认为是负仰角的镜像辐射，地表以下的辐射无需考虑。

在小小的练习和一定的想象之后，这两个平面方向图的引入就可以在相当的准确度上把三维的方向图展现出来，在这里我们假定天线的三维方向图是“平滑”的，对于像半波偶极天线这样的简单天线来说，这样的条件是成立的。

正如前面说过的那样，平面方向图画在极坐标纸中。辐射为零的点称为零点。从一个零点到另一个零点的曲线，或其相对应的三维方向图中的曲面，称为波瓣。辐射最强的那一瓣称为“主瓣”。图 2-12（A）显示了半波偶极天线的 E 面方面图。在图 2-12 中，偶极天线是放置在自由空间中的。方向图中除了主瓣和零点外，还标出了所谓的“半功率点”。这些点处的功率比主瓣的峰值点低 3 dB。

方向性与增益

现在让我们更深入地讨论方向性问题。如前所述，所有的实际中的天线，即使是最简单的天线，都会有一定程度的方向性。这里有另一幅图可以用来解释方向性的概念。图 2-13（A）所示为吹成正常球体形状的气球。这表示一个“参考的”等方向性源。在图 2-13（B）中，挤压气球中部，产生一个像 8 字形的偶极天线，它在顶部和底部的峰值比参考等方向性源的要大，将它与图 2-13（C）相比较，下面，挤压气球的底端，产生一个辐射图，它的增益比参等方向性源的要大。

自由空间中的天线的方向性可以在数量上把它的三维方向图与各向同性天线比较。在假想的半径为数个波长的理想球体中心放置的各向同性天线，其场强（单位面积的能量，或称为“功率密度”）在假想球体的表面的每一点处都是一样的。而在这个相同的假想球体的表面，待测天线辐射出与各向同性天线相同的功率，其方向性导致在某些点处功率密度大些，而在另一些点处功率密度小些。最大功率密度与整个假想球体表面的平均功率密度（等于各向同性天线在相同条件下的功率密度）之比可以用来衡量天线的方向性。也就是：

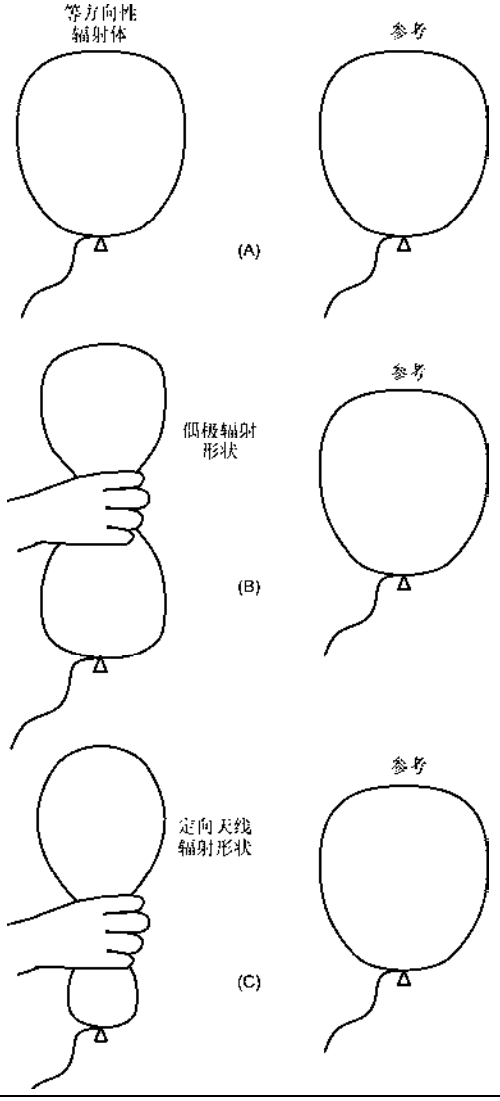


图2-13　用气球做天线辐射增益的演示。用一个气球，吹起来成为大概一个圆形，看作等方向性辐射体的辐射形状，接下来，再吹一个同样大小形状的气球，并告知听众把它当作参考天线（A）图，然后挤压第一个气球中间，形成一个8字形状，这就是一个偶极天线辐射形状，并将最大尺寸与参考天线作比较，（B）图。偶极天线可以看作相对于参考的等方向辐射体有一些“增益”。接下来，再将第一个气球尾部进行挤压，变成一个香肠的样子，这就演示了某类定向天线产生的辐射形状。

$$D = \frac{P}{P_{\text{av}}} \tag{2-5}$$

其中 D 称为“方向系数”，P 为假想球体表面最大功率密度，P_{av} 为平均功率密度。

天线的增益与天线的方向系数密切相关。因为天线的方向系数只由天线的方向图决定，它并不关心实际天线中的任何功率损失。在计算增益的时候，必须把这些损失从加在天线上的功率中减去。一般来说，这些功率损失占天线输入功率的一个固定的百分比，因此天线的增益为

$$G = k\frac{P}{P_{\text{av}}} = kD \tag{2-6}$$

其中 G 为天线的增益（以功率比表示），D 为方向系数，k 为天线效率（辐射功率除以输入功率），P 和 P_{av} 如前面定义。

对业余无线电用的很多天线来说，天线的效率是很高的（损耗部分只占总功率的百分之几）。这时，天线增益可近似地认为等于天线的方向系数。天线的方向图压缩得越厉害——或者用通用的术语说，天线的波瓣越尖锐，天线的增益就越高。得出这个结论是很自然的，天线的辐射功率要在某个方向上比较大，其他方向上自然比较小，那么天线的波瓣就比较窄了。这样天线辐射出去的能量就集中在某些方向上，其他方向上能量就比较小。一般来说，在相同波瓣半径的三维方向图中，波瓣体积越小，功率增益越高。

如前所述，天线的增益与方向系数有关，而方向系数又与方向图形状有关。天线方向图主瓣宽度是一个常用的衡量天线方向性的指标，这也是与天线增益相联系的。这个宽度以两个半功率点即−3 dB 点之间所夹的角度表示，常被称为“半功率波束宽度”。

这一信息只能给出天线相对增益的大体概念，而不是确切的测量。因为绝对数据的测量需要知道假想球体表面上每一个点的功率密度，而单个平面的方向图只能表示出球体中的一个大圆所在平面的情况。习惯上，在对几副天线进行对比之前，必须起码测量各自的 E 面和 H 面方向图。可以用（2-7）式来估算天线相对于各向同性天线的增益，但条件是天线的副瓣相对于主瓣较小，而且天线在电阻上的（热）损耗也较小。如果天线的方向图比较复杂，就需要用数值方法才能得出实际的增益了。

$$G \approx \frac{41\,253}{H_{3\text{dB}} \times E_{3\text{dB}}} \tag{2-7}$$

其中 $H_{3\text{dB}}$ 和 $E_{3\text{dB}}$ 分别表示对应平面上的半功率瓣宽，单位为度。

不同频率下中心馈电的偶极天线的方向图

较早前，我们看到了中心馈电的偶极天线馈电点处的阻抗随频率变化的情况。这种天线的方向图又是怎样随频率改变的呢？

总的来说，中心馈电天线的长度越长（以波长为单位），其方向图就分割出越多的波瓣。所有这些方向图的一个共同特点是：主瓣——在固定距离下强度最大的点所在的波瓣——总是和天线成最小的角度。而且当天线长度增长时，这个角度减小。

让我们看看用 14 号（#14）导线做成的 100 英尺长偶极天线的自由空间方向图是怎样随频率变化的（改变频率也就是改变固定长度天线的波长）。图 2-14 显示了在 4.8 MHz 半波谐振点处天线的 E 面方向图。这是偶极天线的典型方向图，其相对于各向同性天线的自由空间增益为 2.14 dBi。

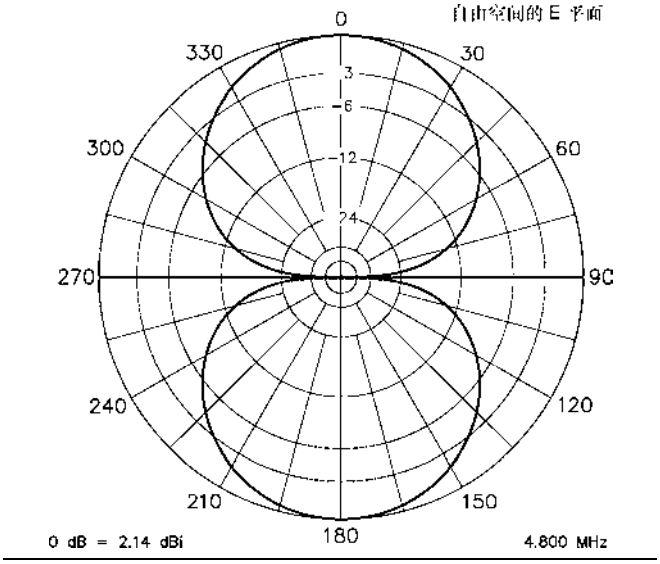


图2-14　自由空间100英尺长度偶极天线，工作在4.80 MHz半波谐振频率时的E平面辐射图。该天线增益为2.14 dBi，偶极天线沿着90°～270°方向摆放。

图 2-15 显示了相同天线在 9.55 MHz 全波（2*l*/2）谐振点处的 E 面方向图。请注意这个方向图被“夹紧”了。换句话说，在这个频率上，两个主瓣变得更尖锐了，增益变成了 3.73 dBi，比半波频率时高。

图 2-16 显示了相同天线在 14.6 MHz（3*l*/2）谐振点处的 E 面方向图。比起图 2-14 来说，这时出现了更多的波瓣。这意味着功率被分散到更多的波瓣中，因而天线的增益降低了一点，为 3.44 dBi。这仍比半波频率时的增益高，但比全波频率时的增益低。图 2-17 显示了相同天线在 19.45 MHz 两倍波长（2 *l*）谐振点处的 E 面方向图。现在方向图又重新合并成只有 4 个波瓣了。而增益上升为 3.96 dBi。

图 2-18 中在 24.45 MHz（5*l*/2）谐振点处，情况又复杂起来了，一共有 10 个波瓣。虽然有很多副瓣，但增益为 4.78 dBi。最后，图 2-19 中在 29.45 MHz 3 倍波长（3 *l*）谐振点处，虽然波瓣数目少了，但增益又略为下降到 4.70 dBi。

固定长度天线的方向图——并由之而决定天线的增益——随频率变化得相当显著。当然，如果把频率固定下来，而改变天线的长度，情况是一样的。在这两种情况下，波长都是在变化的。另外，还可以明显地看出在某些天线长度上天线增益得以增强。如果天线的方位角不变，当频率改变时，峰值增益处的位置也是要改变的。也就是说，主瓣的位置也会随频率的变化而变化。

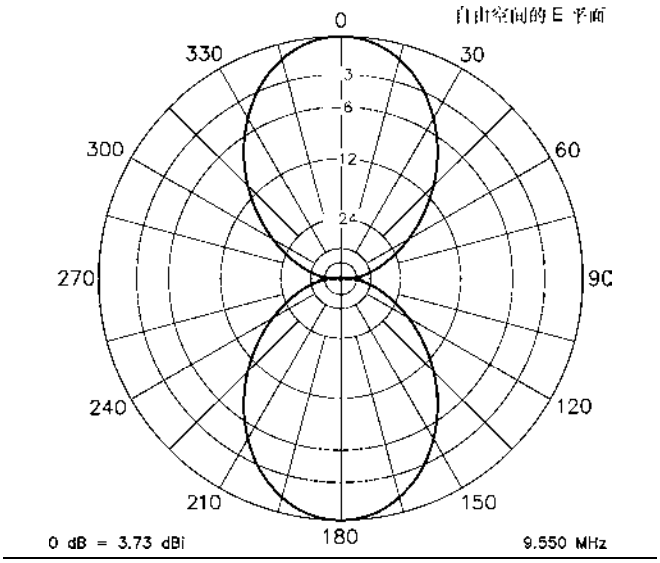


图2-15　自由空间100英尺长度偶极天线，工作在9.55 MHz全波谐振频率时的E平面辐射图。增益增加到3.73 dBi，因为其主瓣相对图13的要集中和尖锐些。

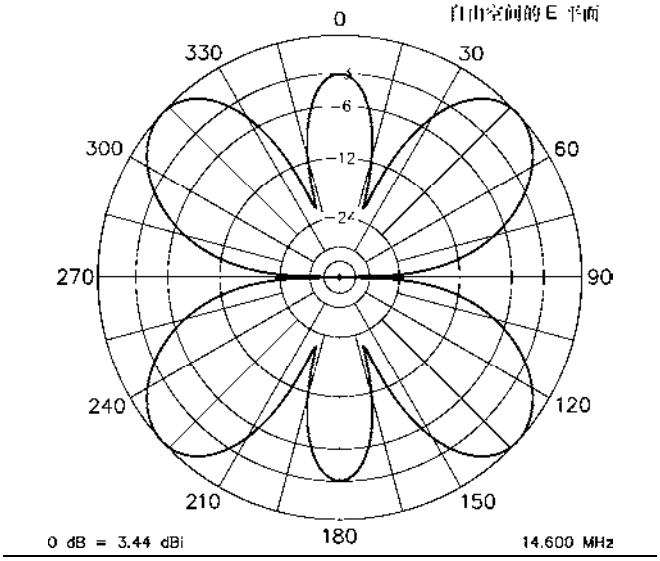
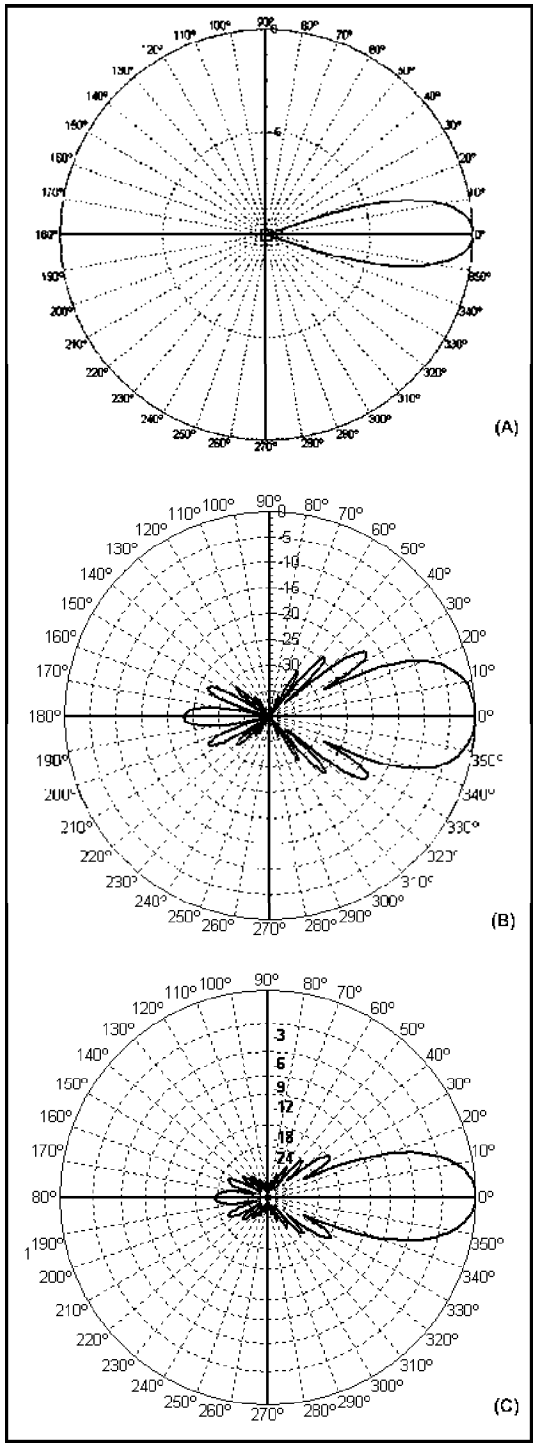


图2-16　自由空间100英尺长度偶极天线，工作在14.60 MHz，3/2 *l* 谐振频率时的E平面辐射图。辐射形状裂为6个波瓣，因此最大增益下降为3.44 dBi。

方向图的坐标尺度

在画天线的方向图时有几种不同的坐标尺度可供使用。业余无线电爱好者们有时会见到使用矩形网格坐标系方向图，但极坐标系统则更为常用。极坐标系统可分为 3 类: 线性、对数以及改良对数。

必须记住的一点是天线方向图的形状是和其坐标系统有关的。图（A）就是一个例证。这里把一副定向天线的方向图画于 3 个不同的坐标系统中。



线性坐标系统

图 2-10 为使用线性极坐标系统中的电筒光方向图。同心圆的距离是相等的，并被分别被标为 0 到 10。这种坐标系可用来线性表示天线的方向图。为了便于比较，我们把这几个等距同心圆的标注用分贝代替，以最外沿的圆为 0 dB。这时，副瓣被抑制了。比主瓣低 15 dB 左右的副瓣则由于太小而完全看不见了。这种表示方法对有高方向性的低副瓣的天线阵列很好用。

对数坐标系统

天线生产商常用的另一种坐标系是对数坐标系。同心圆的距离是以信号电压的对数值来取定的。如果把这些以对数距离取定的同心圆用相距适当距离的以对数标注的同心圆代替，这时这些对数坐标圆的距离就是线性的了。从这个角度来看，对数坐标系可以称为线性—对数坐标系——用对数校正过的线性分隔的坐标系。

这种坐标系增大了副瓣的显著度。如果你的目的是要显示出一个阵列有其一定的全向性，那么这种坐标系刚好合此目的。在圆周内有 8 dB 或 10 dB 的方向性差异的天线在这个坐标系中看起来更接近全向性，见图（B）。

ARRL 对数坐标系统

ARRL 使用的改良过的对数坐标系统中同心圆间隔为信号电压对数值的 0.89 倍。在这种坐标系统中，比主瓣低 30 ~ 40 dB 的副瓣也可以识别出来。这样的副瓣在 VHF 和 UHF 中是比较引人关注的。0 ~ −3 dB 的距离明显比−20 ~ −23 dB 的距离大，而后者又明显比−50 ~ −53 dB 的距离大。这些距离大体地显示了它们对天线性能变化的重要程度。本书中的天线方向图都是在 ARRL 对数坐标系统绘制出来的，见图（C）。

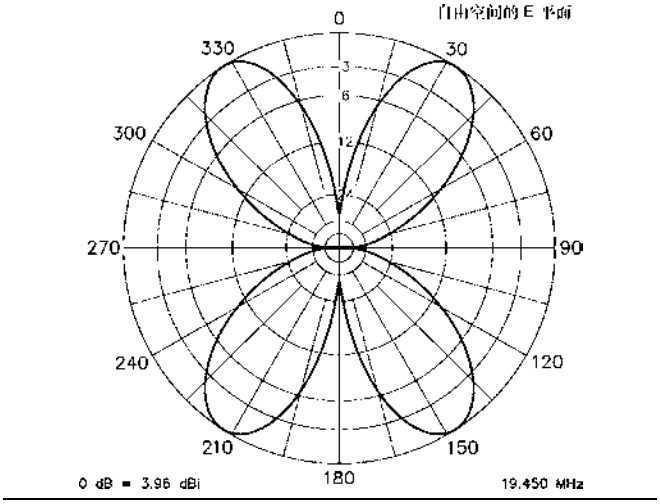


图2-17　自由空间100英尺长度偶极天线，工作在19.45 MHz，两倍全波长谐振频率时的E平面辐射图。辐射形状裂为4个波瓣，最大增益为3.96 dBi。

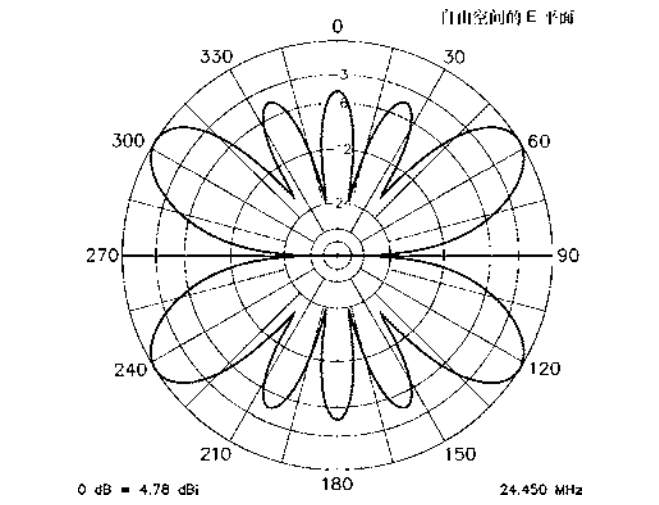


图2-18　自由空间100英尺长度偶极天线，工作在24.45 MHz，5 *l*/2谐振频率时的E平面辐射图。辐射形状裂为10个波瓣，最大增益为4.78 dBi。

2.1.3　极化

前面我们已经讨论了天线的 2 个重要参数：方向图和馈电点阻抗。天线的第 3 个重要参数是极化。天线的极化是以天线辐射最大方向的电磁波中电场强度来定义的。

例如，一副水平架设在地面上方的半波偶极天线，电场在垂直于天线轴（即与导线垂直）方向最大， 并且平行于地表。因此，在这个例子中，由于最大的电场是水平的，我们规定这副天线的极化也是水平的。如果偶极天线竖直架设，其极化方向将为垂直极化，如图 2-20 所示。请注意如果天线是在自由空间中，由于没有参照平面，其极化方向就无法确定了。

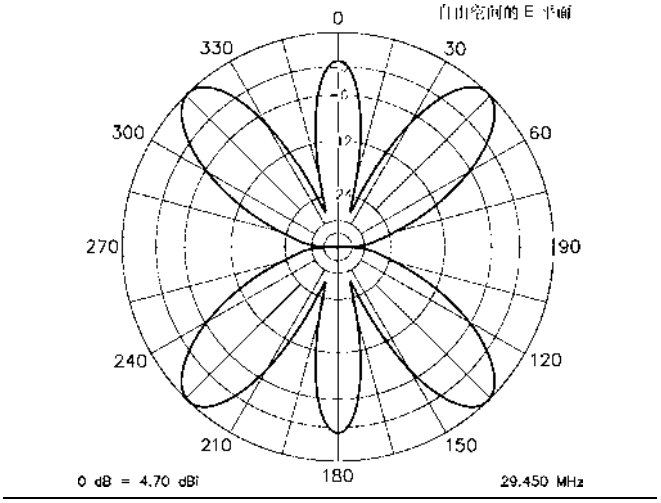


图2-19　自由空间100英尺长度偶极天线，工作在29.45 MHz，三倍全波长谐振频率时的E平面辐射图。辐射形状又裂为4个波瓣，最大增益为4.70 dBi。

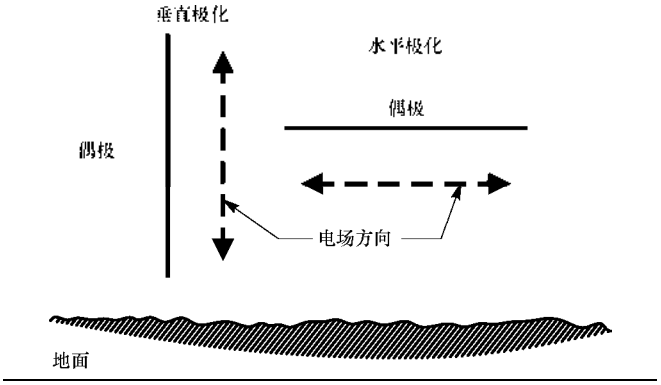


图2-20　地面上偶极天线的垂直与水平极化。极化方向为最大电场方向相对于地面的方向。

由几个半波长单元排列而成的天线各单元的轴向相互平行或重合，因此天线的极化方向与任意一个单元的极化方向一致。例如，由一组水平极化偶极天线组成的阵列是水平极化的。但是，如果天线阵中同时使用水平极化和垂直极化单元，并按同相关系辐射电磁波，极化方向就要看每个单元对辐射出去的电磁场的贡献了。在这种情况下，天线的极化方式仍为线极化，但会在水平极化与垂直极化之间发生倾斜。

在辐射并非最强的方向上，即使是简单的偶极天线所辐射出去的电磁波也是由水平极化波与垂直极化波组成的。在水平架设的偶极天线末端辐射出去的电磁波实际上是垂直极化的，只是其幅度远小于整副天线辐射的水平极化波——极化是会随方向而变化的。

因此，在分析天线时，经常在球坐标系中分析天线的方向图，而不只是线性地在水平或垂直面上分析。见图 2-21。球坐标系中的参考轴在天线下方垂直于地面。

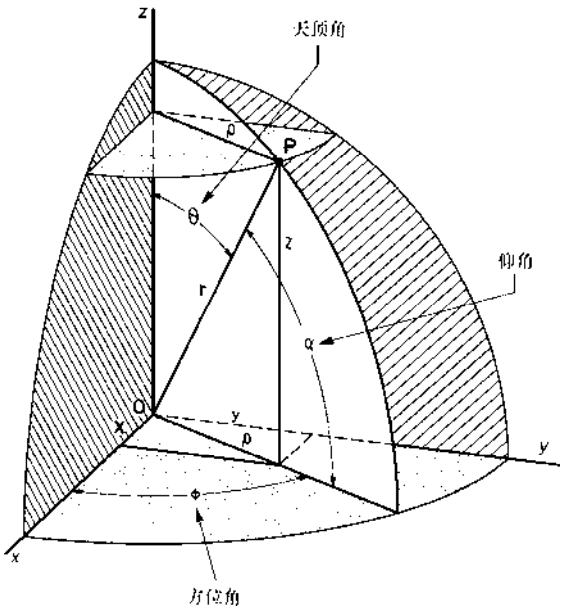


图2-21　图中表示了位于虚拟球面上P点的点源天线。该坐标系角度的变化以*x*，*y*和*z*轴为参考。

顶角通常用*q*表示（希腊字母 theta），方位角通常用*f* 表示（希腊字母 phi）。大部分业余无线电爱好者都不喜欢用顶角，他们更熟悉仰角。当顶角为 0° 的时候仰角为 90°，也就是在头顶正上方。美国人写的 NEC 或 MININEC 天线分析程度使用顶角而不用仰角，但大部分商用版本可以自动地把仰角转化为顶角。

如果天线阵的垂直极化和水平极化单元不同相馈电（馈电给垂直极化单元的射频信号与馈电给水平极化单元的射频信号在时间上不同相），这时天线的极化方式为椭圆极化。圆极化是椭圆极化的一个特例。圆极化波（经过固定观察者时）看起来是在旋转的，每个周期变化 360°。在每一时刻，场强都是相等的。圆极化波常用于空间通信。我们会在第 19 章详细讨论。

天波传播通常会改变电磁波的极化方式（在第 23 章中会有详细讨论）。因此，在 3～30 MHz 这个频率范围，由于几乎所有的通信都是通过天波来传播的，接收天线和发射天线的极化方式不需要相同（除几英里距离的情况之外）。在这个频率范围中，天线的极化方式通常由天线实际可以达到的高度、附近人为射频噪声源的极化方式、可能由于附近物体而出现的能量损失、干扰邻近广播或电视接收的可能性又及天线架设的方便程度等因素共同决定。

2.2　天线的其他特性

除了阻抗、方向图（增益）和极化外，天线还有一些其他有用的特性。

2.2.1　收发互易性

谐振天线在接收上的很多特性或参数在发射时也是一样的。天线的接收和发射方向图是一样的。当接收天线正对着其辐射最大方向时，它传给接收机的信号强度也最大。在相同的测量方法下，接收天线和发射天线的阻抗也是一样的。

天线处于接收状态下时，它是接收机的信号来源，而不是功率的负载（天线处于发射时才是这种情况）。当接收天线的阻抗与接在其上的负载相一致时，天线才会有最大的输出。我们说天线与它的负载“匹配”。

在满足一定条件时，天线在接收状态下的增益和在发射状态下是一样的。其中一个条件是在这两种情况下负载阻抗都必须和天线阻抗相匹配，以使两种情况下天线都可以传输出最大的功率。另外，作比较的天线的架设时方向应正确，以使它能对测试中的信号有最大的响应。也就是说，天线的极化应与信号的极化相一致，并且其架设方向应满足天线的最大增益方向对准信号源。

但是，在通过电离层反射的长距离发射和接收中，天线的接收和发射可能并不是完全互易的。这是因为电磁波并不是总是按相同的路径传播，所以在发射和接收时间不同时，可能会有所差别。另外，如果电磁波的反射涉及超过一层电离层时（见第 23 章），即使沿着相同的路径，有时在一个方向上接收不错，但在另一个方向就比较差。

电磁波的极化在电离层中通常会发生改变。不管发射天线是什么极化方式，到达接收天线的电磁波是趋向于椭圆极化的。可以认为垂直极化的天线相对于水平极化天线在接收和发射上的性能可以认为是一样的。但总的来说，不管电离层使电磁波发生什么样的变化，在一个方向上发射性能好的天线它在相同方向上的接收性能也不会差。

2.2.2　按频率比例缩放

任何天线尺寸的设计都可以按照用于其他频率或另一个业余频段的天线尺寸进行缩放。天线的尺寸可以按照（2-8）式进行计算。

$$D = \frac{f_1}{f_2} \times d \qquad (2\text{-}8)$$

其中 D 为缩放后的天线的尺寸，d 为天线原尺寸，f_1

为原天线的工作频率，f_2 为缩放后天线的工作频率。

从（2-8）式可以看到，如果已有一公布的天线尺寸，比如说在 14 MHz，可以把其尺寸按比例缩放后使其工作于 18 MHz 或其他所需频率。类似地，我们可以在 VHF 或 UHF 频段通过实验得出天线的尺寸，然后把它缩放到 HF 频段。例如，由(2-8)式，可以把 39.0 英寸长的 144 MHz 天线缩放到 14 MHz：$D=144/14\times39=401.1$ 英寸，即 33.43 英尺。

对天线进行缩放时，天线的所有尺寸都必须缩放，包括天线单元长度、单元间距、主梁直径和单元直径。长度和间距都可以用上面的方法直接缩放，但单元直径就有点麻烦。例如，假设设计 14 MHz 天线时，先得出 144 MHz 天线的数据，而这副 144 MHz 天线的单元为直径为 3/8 英寸的圆柱。如果直接缩放到 14 MHz，天线单元也应为圆柱形，其直径为 $144/14\times3/8=3.86$ 英寸。在现实主义的立场，直径为 4 英寸是可以接受的。但一个长 33 英尺直径为大约 4 英寸的圆柱是多么笨重啊（而且很贵，更不要说它的重量了）！唯一可行的方案是另外选择单元直径了。

直径缩放

在偶极型天线设计中，简单地把单元直径直接缩放而不对单元长度进行修正并不十分令人满意。这是因为改变单元直径就改变了原设计方案的波长直径比，这样就改变了天线单元的谐振频率。必须对天线单元的长度进行修正以补偿直径偏差所产生的效果。

但是，准确地说，直径缩放的目的并不是保持单元的谐振频率不变，而是保持工作频率上自电阻与自电抗之比不变——也就是说缩放后的 Q 值应该相等。在使用缩节形的管子作天线单元时，这一点并不总能准确做到。

缩节形的天线单元

可旋转的定向天线的天线单元通常是用金属管架成的。在 HF 波段中常用的方法是使用像望远镜那样的缩节形的管子。管子的中心部分直径较大，而末端则相对较小。这样不仅可以减轻重量，也可以减小天线的材料成本。在第 11 章中我们将会对 HF 波段的缩节形的八木天线单元进行讨论。

缩节形天线单元的长度修正

缩节形天线单元在效果上改变了它的电长度。也就是说，两根长度相同的天线单元，一根是圆柱形，另一根是缩节形，大家的平均直径一样，但它们并不会谐振在同一个频率上。要得到相同的谐振频率，缩节形单元必须取得长一些。

Dave Leeson（W6NL，曾用呼号 W6QHS）编写了一个计算缩节形单元长度的程序。这个程序是基于 Schelkunoff 在贝尔实验室中的研究成果写出来的，这在 Leeson 写的《八木天线的物理设计》（Physical Design of Yagi Antennas）一书中有详细说明。本书附带的软件中有一个名为 EFFLEN.FOR 的子程序，可以计算缩节形单元的有效长度。这个程序使用 W6NL-Schelkunoff 算法，并且每一步都有注释。这个程序只计算天线的一半，因为该程序假设天线单元是相对于横梁对称的。

同样，可以看一看 SCALE.TXT，这个 SCALE 程序可以自动地进行复杂的数学计算，把八木天线尺寸从一个频率缩放到另一个频率，或者把一副缩节形单元天线缩放到另一个频率。

2.3 垂直单极天线

到目前为止，我们对天线基本参数的讨论都是以自由空间中中心馈电的偶极天线作为例子的。单极天线是发展自偶极天线的另一种简单的天线。顾名思义，单极天线是偶极天线的一半。单极天线总是和地平面一起使用。地平面起着电镜像的作用。图 2-22 是半波偶极天线与 $l/4$ 单极天线的对比。单极天线的镜像天线在地平面的下方，用虚线表示出来。单极天线的镜像形成了天线的“缺少的另一半”，使单极天线等价地变成一副偶极天线。通过这样的解释，你可以理解为什么有时把地平面称为镜像平面。

虽然在整章内容中，我们集中讨论了自由空间中的天线，但实际中的单极天线通常是相对于地面垂直地架

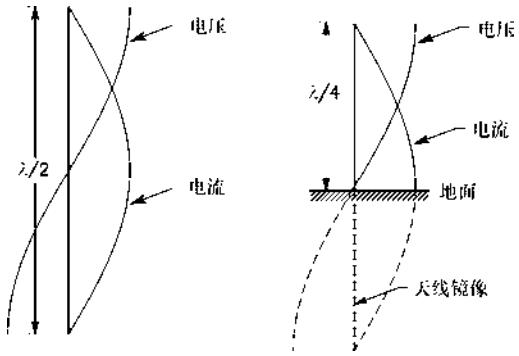


图2-22 $l/2$偶极天线与$l/4$地网平衡系统，“缺失”的$l/4$由良好的（就是高传导率的）地面镜像来提供。

设的。这样的天线称为“垂直单极天线”或简称为“垂直天线”。实际中的垂直天线通常在辐射器与地系统之间馈电。地系统通常由一些平行导线做成，这些导线排列成辐射状，位于天线的底部。这些导线称为“辐条”。

“地平面”一词也用在使用“平衡系统”的*l*/4 垂直天线上。“平衡系统”是对提供另一半天线的地平面的另一种叫法。有地平面的天线的平衡系统由 4 条安装在地面上方的*l*/4 辐条组成的，如图 2-23 所示。

第 3 章“地面效应”把很多注意力集中在对高效的垂直单极天线的地系统的要求，第 6 章“低频天线”则讨论了带有地平面的垂直天线。

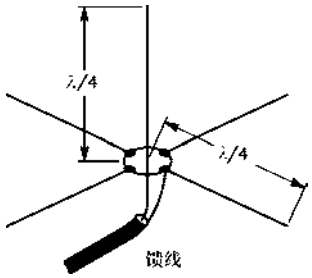


图2-23　地网天线。能量加载在垂直辐射体底部与4根地网导线的中心。

l/4 单极天线的特性

在自由空间中，*l*/4 单极天线的方向特性与半波长偶极天线是一样的。*l*/4 单极天线在垂直于单极的平面上是全向的。

l/4 单极天线的电流分布是呈正弦变化的（和半波偶极天线一样），电流最大点为单极与地平面的连接处。而射频电压则在天线的开路（顶）端达到最大，在地平面处最小。带有“理想地平面”的垂直单极天线的*l*/4 谐振时其馈电点阻抗是半波偶极天线半波谐振时的阻抗的一半。在这里，理想地平面是一个无限大、无损耗的导体。

图 2-24 显示了用 14 号（#14）导线做成的 50 英尺长的带有理想地平面的垂直天线的馈电点阻抗。这个图覆盖了整个短波段。和半波偶极天线一样，这里选择 50 英尺为垂直辐射体的长度并没有什么特别之处，只不过是为了计算方便罢了。图 2-25 把在*l*/4 谐振点附近的阻抗关系展宽了，但此时长度按波长表示。注意这副天线在 0.244 *l* 处获得*l*/4 谐振，而不是刚好在 0.25 *l* 处。就和半波偶极天线一样，其谐振长度随导线的直径变化。

在提及底部在地面上或地面上方附近的垂直天线时，“高度”一词是很常用的。在这里，高度和半波偶极天线的“长度”的意思是一样的。在前面的内容中，高度经常指以自由空间波长（360°）为参照的电角度，但在这里高度是以自由空间波长为参照的长度。图 2-25 的长度范围是 0.132 *l*～0.300 *l*，相对应的频率范围是 2.0～5.9 MHz。

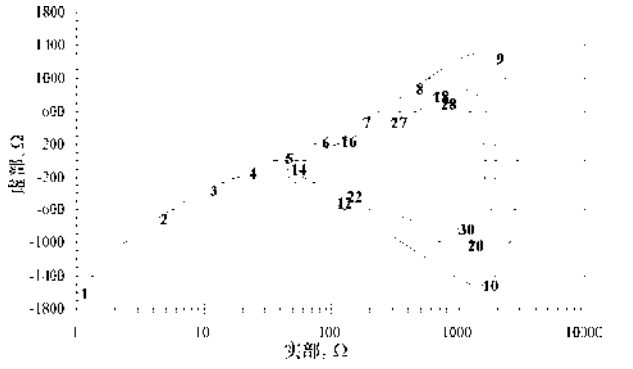


图2-24　一副理想50英尺高度#14导线构成的地网垂直单极天线的频率与馈电点阻抗关系。沿着曲线标注的数字是以MHz为单位的频率值。该图表是在“良好”地面条件下计算所得的，实际地面损耗将会增加在一个实际天线系统的馈电点阻抗体现出来。

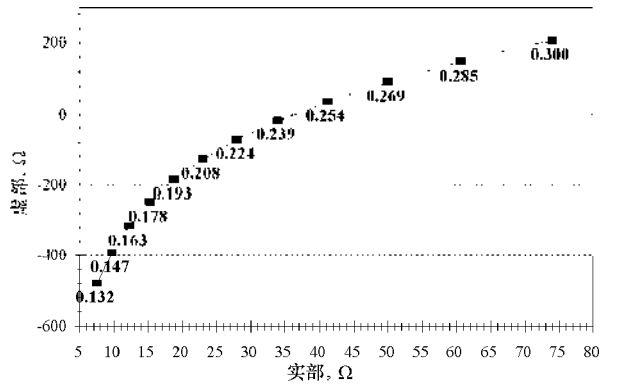


图2-25　与图21相同天线的馈电点阻抗，但采用波长而不用频率作为变量，从0.132 *l*～0.300 *l*，涵盖了*l*/4谐振上下的范围。

和前面讨论过的水平架设中心馈电的偶极天线一样，垂直天线馈电点阻抗的电抗成分受长度直径比影响很大。图 2-23 和图 2-24 的曲线是在 14 号（#14）导线（长度直径比为大约 800:1）的情况下得出的。和偶极天线一样，粗一点的天线在给定高度的情况下电抗成分小一些，细一点的天线则会大一些。

垂直单极天线的效率

垂直单极天线效率这一主题会在第 3 章中详细讨论，但值得注意的是架设在地面上方的真实的垂直天线的效率相对于半波偶极天线受地的影响十分严重。在没有很好的地系统的情况下，其效率很难超过 50%，还可能要低得多，尤其是比*l*/4 还要短的单极天线。

参考资料

J. S. Belrose, “Short Antennas for Mobile Operation,” *QST*, Sep 1953.

G. H. Brown, “The Phase and Magnitude of Earth Currents Near Radio Transmitting Antennas,” *Proc IRE*, Feb 1935.

G. H. Brown, R. F. Lewis and J. Epstein, “Ground Systems as a Factor in Antenna Efficiency,” *Proc IRE*, Jun 1937, pp 753～787.

G. H. Brown and O. M. Woodward, Jr., “Experimentally Determined Impedance Characteristics of Cylindrical Antennas,” *Proc IRE*, April 1945.

A. Christman, “Elevated Vertical Antenna Systems,” *QST*, Aug 1988, pp 35～42.

R. B. Dome, “Increased Radiating Efficiency for Short Antennas,” *QST*, Sep 1934, pp 9～12.

A. C. Doty, Jr., J. A. Frey and H. J. Mills, “Characteristics of the Counterpoise and Elevated Ground Screen,” Professional Program, Session 9, Southcon ’83 (IEEE), Atlanta, GA, Jan 1983.

A. C. Doty, Jr., J. A. Frey and H. J. Mills, “Efficient Ground Systems for Vertical Antennas,” *QST*, Feb 1983, pp 20～25.

A. C. Doty, Jr., technical paper presentation, “Capacitive Bottom Loading and Other Aspects of Vertical Antennas,” Technical Symposium, Radio Club of America, New York City, Nov 20, 1987.

A. C. Doty, Jr., J. A. Frey and H. J. Mills, “Vertical Antennas: New Design and Construction Data,” *The ARRL Antenna Compendium, Volume 2* (Newington: ARRL, 1989), pp 2～9.

R. Fosberg, “Some Notes on Ground Systems for 160 Meters,” *QST*, Apr 1965, pp 65～67.

G. Grammer, “More on the Directivity of Horizontal Antennas; Harmonic Operation—Effects of Tilting,” *QST*, Mar 1937, pp 38～40, 92, 94, 98.

H. E. Green, “Design Data for Short and Medium Length Yagi-Uda Arrays,” *Trans IE Australia*, Vol EE-2, No. 1, Mar 1966.

H. J. Mills, technical paper presentation, “Impedance Transformation Provided by Folded Monopole Antennas,” Technical Symposium, Radio Club of America, New York City, Nov 20, 1987.

B. Myers, “The W2PV Four-Element Yagi,” *QST*, Oct 1986, pp 15～19.

L. Richard, “Parallel Dipoles of 300-Ohm Ribbon,” *QST*, Mar 1957.

J. H. Richmond, “Monopole Antenna on Circular Disc,” *IEEE Trans on Antennas and Propagation*, Vol. AP-32, No. 12, Dec 1984.

W. Schulz, “Designing a Vertical Antenna,” *QST*, Sep 1978, pp 19～21.

J. Sevick, “The Ground-Image Vertical Antenna,” *QST*, Jul 1971, pp 16～17, 22.

J. Sevick, “The W2FMI 20-Meter Vertical Beam,” *QST*, Jun 1972, pp 14～18.

J. Sevick, “The W2FMI Ground-Mounted Short Vertical,” *QST*, Mar 1973, pp. 13～18, 41.

J. Sevick, “A High Performance 20-, 40- and 80-Meter Vertical System,” *QST*, Dec 1973.

J. Sevick, “Short Ground-Radial Systems for Short Verticals,” *QST*, Apr 1978, pp 30～33.

C. E. Smith and E. M. Johnson, “Performance of Short Antennas,” *Proc IRE*, Oct 1947.

J. Stanley, “Optimum Ground Systems for Vertical Antennas,” *QST*, Dec 1976, pp 13～15.

R. E. Stephens, “Admittance Matching the Ground-Plane Antenna to Coaxial Transmission Line,” Technical Correspondence, *QST*, Apr 1973, pp 55～57.

D. Sumner, “Cushcraft 32-19 ‘Boomer’ and 324-QK Stacking Kit,” Product Review, *QST*, Nov 1980, pp 48～49.

W. van B. Roberts, “Input Impedance of a Folded Dipole,” *RCA Review*, Jun 1947.

E. M. Williams, “Radiating Characteristics of Short-Wave Loop Aerials,” *Proc IRE*, Oct 1940.

天线的教科书

C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design* (New York: Harper & Row, 1982).

D. S. Bond, *Radio Direction Finders*, 1st ed. (New York: McGraw-Hill Book Co).

W. N. Caron, *Antenna Impedance Matching* (Newington: ARRL, 1989).

K. Davies, *Ionospheric Radio Propagation*—National Bureau of Standards Monograph 80 (Washington, DC: U.S. Government Printing Office, April 1, 1965).

R. S. Elliott, *Antenna Theory and Design* (Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1981).

A. E. Harper, *Rhombic Antenna Design* (New York: D. Van

Nostrand Co, Inc, 1941).

K. Henney, *Principles of Radio* (New York: John Wiley and Sons, 1938), p 462.

H. Jasik, *Antenna Engineering Handbook*, 1st ed. (New York: McGraw-Hill, 1961).

W. C. Johnson, *Transmission Lines and Networks*, 1st ed. (New York: McGraw-Hill Book Co, 1950).

R. C. Johnson and H. Jasik, *Antenna Engineering Handbook*, 2nd ed. (New York: McGraw-Hill, 1984).

E. C. Jordan and K. G. Balmain, *Electromagnetic Waves and Radiating Systems*, 2nd ed. (Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, Inc, 1968).

R. Keen, *Wireless Direction Finding*, 3rd ed. (London: Wireless World).

R. W. P. King, *Theory of Linear Antennas* (Cambridge, MA: Harvard Univ. Press, 1956).

R. W. P. King, H. R. Mimno and A. H. Wing, *Transmission Lines, Antennas and Waveguides* (New York: Dover Publications, Inc, 1965).

King, Mack and Sandler, *Arrays of Cylindrical Dipoles* (London: Cambridge Univ Press, 1968).

M. G. Knitter, Ed., *Loop Antennas—Design and Theory* (Cambridge, WI: National Radio Club, 1983).

M. G. Knitter, Ed., *Beverage and Long Wire Antennas*—Design and Theory (Cambridge, WI: National Radio Club, 1983).

J. D. Kraus, *Electromagnetics* (New York: McGraw-Hill Book Co).

J. D. Kraus, *Antennas*, 2nd ed. (New York: McGraw-Hill Book Co, 1988).

E. A. Laport, *Radio Antenna Engineering* (New York: McGraw-Hill Book Co, 1952).

J. L. Lawson, *Yagi-Antenna Design*, 1st ed. (Newington: ARRL, 1986).

P. H. Lee, *The Amateur Radio Vertical Antenna Handbook*, 2nd ed. (Port Washington, NY: Cowen Publishing Co., 1984).

A. W. Lowe, *Reflector Antennas* (New York: IEEE Press, 1978).

M. W. Maxwell, *Reflections—Transmission Lines and Antennas* (Newington: ARRL, 1990). Out of print.

G. M. Miller, *Modern Electronic Communication* (Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1983).

V. A. Misek, *The Beverage Antenna Handbook* (Hudson, NH: V. A. Misek, 1977).

T. Moreno, *Microwave Transmission Design Data* (New York: McGraw-Hill, 1948).

L. A. Moxon, *HF Antennas for All Locations* (Potters Bar, Herts: Radio Society of Great Britain, 1982), pp 109～111.

Ramo and Whinnery, *Fields and Waves in Modern Radio* (New York: John Wiley & Sons).

V. H. Rumsey, *Frequency Independent Antennas* (New York: Academic Press, 1966).

P. N. Saveskie, *Radio Propagation Handbook* (Blue Ridge Summit, PA: Tab Books, Inc, 1980).

S. A. Schelkunoff, *Advanced Antenna Theory* (New York: John Wiley & Sons, Inc, 1952).

S. A. Schelkunoff and H. T. Friis, *Antennas Theory and Practice* (New York: John Wiley & Sons, Inc, 1952).

J. Sevick, *Transmission Line Transformers* (Atlanta: Noble Publishing, 1996).

H. H. Skilling, *Electric Transmission Lines* (New York: McGraw-Hill Book Co, Inc, 1951).

M. Slurzburg and W. Osterheld, *Electrical Essentials of Radio* (New York: McGraw-Hill Book Co, Inc, 1944).

G. Southworth, *Principles and Applications of Waveguide Transmission* (New York: D. Van Nostrand Co, 1950).

F. E. Terman, *Radio Engineers' Handbook*, 1st ed. (New York, London: McGraw-Hill Book Co, 1943).

F. E. Terman, *Radio Engineering*, 3rd ed. (New York: McGraw-Hill, 1947).

S. Uda and Y. Mushiake, *Yagi-Uda Antenna* (Sendai, Japan: Sasaki Publishing Co, 1954).[Published in English—Ed.]

P. P. Viezbicke, "*Yagi Antenna Design*," NBS Technical Note 688 (U. S. Dept of Commerce/National Bureau of Standards, Boulder, CO), Dec 1976.

G. B. Welch, *Wave Propagation and Antennas* (New York: D. Van Nostrand Co, 1958), pp 180～182.

The GIANT Book of Amateur Radio Antennas (Blue Ridge Summit, PA: Tab Books, 1979), pp 55～85.

IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms, 3rd ed. (New York: IEEE, 1984).

Radio Broadcast Ground Systems, available from Smith Electronics, Inc, 8200 Snowville Rd, Cleveland, OH 44141.

Radio Communication Handbook, 5th ed. (London: RSGB, 1976).

Radio Direction Finding, published by the Happy Flyers, 1811 Hillman Ave, Belmont, CA 94002.

第 3 章

地 面 效 应

在“天线基本理论”（第 2 章）一章中，我们主要讨论了自由空间中的理论天线模型，没有考虑地面的影响。然而，任何实际的天线都设置在地面上。本章，我们将集中讨论天线与地面之间的互作用。

天线与地面之间的互作用依据发生地点与天线之间的距离可以分为两种：近场感应区和远场辐射区。近场感应只存在于距离天线非常近的区域。在这个区域，天线如同一个大型的集总参数元器件：电感或者电容——能量大部分储存在天线中，只有极少部分辐射出去。在这个区域，天线与地面的互作用会在它们之间产生互阻抗，这不仅会改变天线馈电点处的阻抗，还会增加损耗。

在远场辐射区，地面将很大地影响实际天线的辐射方向图。天线相对于地面的极化方式不同，它们之间的互作用也不同。对水平极化天线而言，在竖直平面内，辐射方向图的形状主要取决于天线距离地面的高度。对垂直极化而言，在竖直平面内，辐射方向图的形状和强度很大程度上取决于地面本身的性质（工作频率处地面的介电常数和电导率）和天线距离地面的高度。

3.1 近 场 感 应

3.1.1 距地高度对馈电点阻抗的影响

天线发出的电波向下传输到地面，并被地面垂直反射回去，在向上传播回天线的过程中，会产生一个感应电压。由该感应电压导致的感应电流的相位和幅度取决于天线与反射面之间的高度。

天线中总的电流由两个部分组成：第一部分的幅度由发射机提供的能量和自由空间天线的馈电点电阻决定；第二部分即天线中由地面发射波引起的感应电流。在大部分高度点上（实际中存在），第二部分电流比第一部分小很多，可以忽略。然而，在某些高度点上，二者是同相的，此时，总的电流比自由空间中馈电电阻中的电流大。在其他的高度点上，两者相位相反，总的电流是两部分之差。

假定天线的输入功率恒定，改变天线距离地面的高度将改变天线中总的电流。如果要在输入功率相同的情况下获得较大的电流，这要求天线的有效电阻较小，反之亦然。换句话说，因为天线与它下面的地面相互耦合，馈电点的电阻将受到天线距离地面高度的影响。

地面的电特性将影响反射信号的幅度和相位。因此，地面（位于天线下面）的电特性将影响天线的阻抗。位于相同高度处的天线，如果它们所在地面的电特性不同，这些天线的阻抗有可能不同。

图 3-1 中所示为垂直半波天线和水平半波天线的辐射电阻随高度（距地面的高度，用波长 l 度量）的变化关系。垂直半波天线的高度是指天线底部到地面的距离，对水平半波天线而言，如果天线的高度大于 0.2 l，理想地表和实际地面的影响之间的差别可以忽略不计。高度小于 0.2 l 时，理想地表条件下馈点电阻随着天线高度的减小而急剧下降，而实际地面条件下，这种趋势没有这么明显。实际地面条件下，馈点电阻在天线高度低于 0.08 l 时开始增大。原因在于，越靠近有耗地面，天线感应场被地面吸收的能量越多，损耗增大，其结果表现为馈点电阻增大。

如图 3-1 所示，对一个长为 $l/2$，垂直极化的偶极子天线，理想地表与实际地面对馈点阻抗的影响的差别可以忽略不计。这幅图中，我们假定使用的是理想半波天线——天线由无限细的导体制作而成。

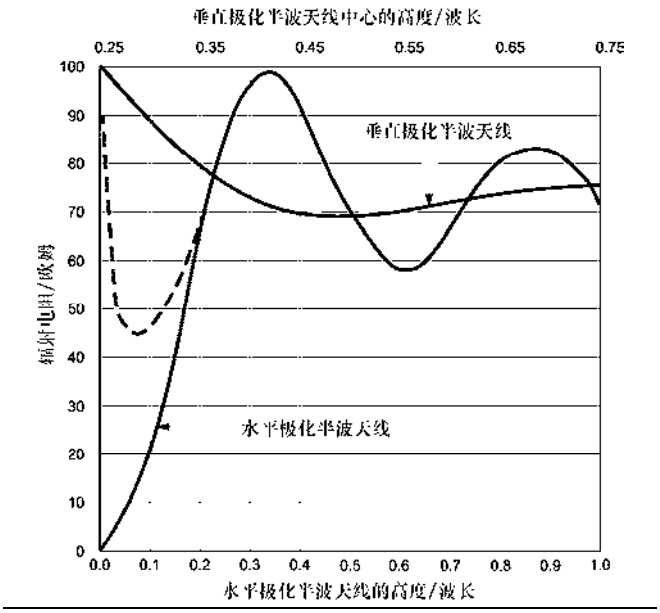


图3-1　水平和垂直半波天线的辐射电阻随天线高度的变化关系。实线代表理想地面，虚线代表实际地面条件下水平半波天线高度较小时的情况。

3.1.2　垂直单极子天线的地面系统

这部分，我们将集中讨论垂直单极子天线。单极子天线需要某种地面系统来构成天线“遗失”的另外一半，减少近场区的能量损耗。本章中我们将介绍 Rudy Severns（N6LF）的一些理论。关于本章讨论的主题，他贡献很大。

在“天线基本理论”（第 2 章）一章和本章中，垂直单极子天线的讨论主要是在理想地表条件下进行的。同时我们简单讨论了自由空间中的接地平面天线。它的地面系统由 4 根接地的辐射棒组成。

理想地表作用于垂直单极子天线，使得单极天线功能上与中心馈电的偶极天线相似，但是谐振时馈点电阻是偶极天线的一半。对实际垂直天线而言，如何才能得到理想地表呢？

1. 在近场感应区模拟理想地表

在天线下面的地面上或地表附近安装一个大型的金属屏或者金属网，可以模拟出理想地面的作用效果（就馈点处的电阻和损耗而言）。在天线的每一个方向上，金属屏（也被称做地网系统，尤其是当它高出地面时）必须长达至少半个波长。此时，$l/4$ 垂直细天线的馈点电阻将接近理论值36.6 Ω。然而，对大部分业余爱好者来说，在 HF 波段，使用这样的金属屏以模拟理想地表的方法并不实际。

基于 Brown，Lewis 和 Epstein（请参见参考书目）在 1937 年发表的研究结果设计了一个地面系统，它包含 120 条导线，每条至少长 $l/2$。这些导线从天线底部出发呈发射状分布，在一个圆周上等间隔分布。就感应场电流而言，这也是模拟理想地表的一个切实可行的方法。这些导线可以直接安装在地面上，也可以安装在地下几英寸处。

模拟理想地表的另外一种方法是采用接地平面天线，它的 4 根辐射棒要高于有耗地面适当的高度。实践证明，这个高度值（4 根辐射棒组成的人工地面系统与地面之间的距离）大于 $l/8$ 时结果非常理想。有关接地平面天线的更多知识将在“低频天线”（第 6 章）一章中加以介绍。

对竖直天线而言，无论采样哪种方法（使用金属网或大量地网辐线构成的大型地面屏，或者使用接地平面天线的人工地面来模拟理想地表）都可以减少天线附近区域的地面损耗。因为屏导体是彼此紧密地结合在一起的，阻值将远小于有耗、低导电率地面的电阻。如果没有使用地面屏或接地平面天线的地面系统，RF 电流将强制性流入有耗、低导电率地面，然后回到天线底部。地面屏或接地平面天线的地面系统将避免电流在有耗地面中流动。

2. 准理想地面系统

当垂直单极子天线地面系统为准理想地面屏时会发生什么样的情况呢？该地面系统由安放在地面上的呈发射状分布的大量导线构成（称为地网辐线）。关于垂直天线的地面系统仍然存在大量的疑难问题，相关的信息也比较缺乏。对于地面上的垂直天线，通常认为“地网辐线的数量越多越好”，“使用大量的短的地网辐线比仅使用几根长的地网辐线好”，这些观点常被作为地网辐线地面系统优劣的评判准则。但是还存在许多问题，例如不同地网辐线系统之间的区别，以及在给定长度的情况下地网辐线的最佳使用数目等。实际上这些问题都可以归结为一个：对于安装在地面上的竖直天线，需要使用多少条地网辐线，这些地网辐线的长度又应该取多少？

对于许多业余天线系统来说，由于受到空间和资金的限制，一个由 120 条 $l/2$ 地网辐线构成的地面系统并不实际。遗憾的是，随着地网辐线数量的减少，地面的电阻 R_g 急剧增加。当使用大型的地面系统受到限制时，为了使地面损耗最小，我们需要理解地面损耗产生的机理，在空间和预算许可的条件下实现地面系统设计的最优化。

3. 电场和磁场

在“天线基本理论”（第 2 章）一章中，为了解释天线的一些基本理论我们引入了电场和磁场。为了理解地

面损耗产生的机理，需要对近场区域的电场和磁场加以研究，首先我们需要知道什么是电场和磁场。下面将对电场和磁场作一个简要的描述。这个描述并不严谨但至少可以帮助我们直观地理解电场和磁场。

1820 年，Hans Oerstad 发现，电流流经导线时，会使导线附近的磁针发生偏转。我们把这归因于电流的磁效应（磁场），用 H 表示。H 是一个矢量，既有大小（A/m，安培/米）也有方向。图 3-2 中所示是一个典型的实验。图中小磁针的排列就是磁场的形状。该场分布与竖直天线的场分布极其相似。

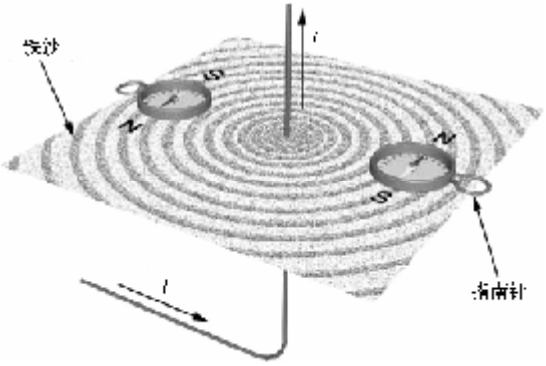


图3-2　电流流经导体时周围的磁场形状，用小磁针的分布表示。磁针的指向即磁场（H）的方向。小磁针的分布大致给出了与导体垂直的平面内的磁场形状。

小磁针（本身就是一个小的磁体）总是试图与磁场 H 的方向保持平行。当磁针围绕导体运动时，磁针的指向也随之改变。磁针的指向就是磁场 H 的方向。当你试图将磁针从原来的位置移开时，你会发现存在一个力阻止磁针离开原来的位置。力的大小与磁针所在位置处的磁场强度成正比——称之为该点的场强或 H 的幅度。导体中的电流变大时，由它产生的磁场也会变大。流经天线的电流也会产生磁场，该磁场即为近场的一个分量。

天线周围还存在电场（E），该电场可以通过一个平板电容进行观察，如图 3-3 所示。将一节电池（其电势为 V_{dc}）连接在平板电容的两端，电容两板之间的电场为 E，如图中带箭头的线条所示。矢量 E 的单位 V/m（伏特每米），所以电容两端电势为 V，距离为 d 时，$E=V/d$ V/m。V 增大或 d 减小，则 E 增大。天线中，天线的各部分之间，天线与地面之间存在交流电势差。这些电势差确定了与天线相关的电场。

4. 传导和位移电流

图 3-3 中，用交流电源替换直流电源时，由于电荷的移动（通常是电子），一个稳定的交流电流将在直流电源和电容两板之间流动。但是电容两板之间——特别是当两板之间是真空时——没有电荷的载体来传输该传导电流。然而，电流仍然能够在整个电路中流动，这是因为电容两板之间存在一个位移电流（I_d）——它保证了整个电路中电流的连续性。位移电流和传导电流是两种不同的电流形式。一些观测者更倾向于把传导电流直接称为“电流”，而把位移电流称为“假想”电流，无论使用哪种术语都是可以的。电路中包含电容时，对两种电流都要加以考虑。

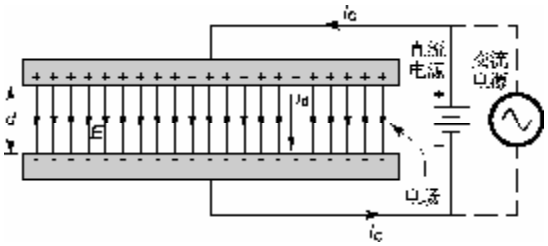


图3-3　电场示例，$E=V_{dc}/d$。用交流电源替换直流电源，电容两板之间将出现位移电流（I_d）。

在安装在地面上的天线中，位移电流是指从天线表面经空气流入地面的电流。大地中的电流主要是传导电流，但也可能存在位移电流。电容两板之间填充的不是理想的绝缘体时，两板之间同时存在传导电流和位移电流。以填充物为土壤介质为例——既具有电阻特性也具有电容特性，这一点将得到很好的说明。土壤介质可以等效为图 3-4 中的电路：一个电阻和一个电容的并联，电阻中电流为传导电流 I_c，电容中电流为位移电流 I_d。两个电流进行矢量叠加即为土壤介质中的总电流 I_T。

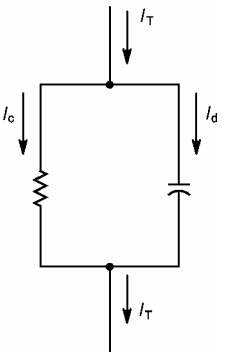


图3-4　电容两板之间填充物不是理想绝缘体时，将同时存在传导电流I_c和位移电流I_d。土壤介质既具有电容特性也具有电阻特性。土壤介质中的损耗是由电阻中的电流引起的。

5. 垂直天线

垂直天线的两种场（E，H）将在天线周围的地面中感应出电流。垂直天线的电场（E_Z，V/m）和磁场（H_f，A/m）如图 3-5 所示。由于天线附近的土壤具有相对较大

的电阻，因此电场和磁场都将在地面中感应出电流（I_V，I_H），这些电流就是损耗出现的原因。将耗散在地面中的能量（蚯蚓之类的动物喜欢温度较高的地面）从辐射总能量中减去后信号变弱。如图 3-5 所示，磁场（H）的切线分量会感应出径向流动的水平电流（I_H）。电场的法向分量（E_Z，与地面垂直）会感应出沿竖直方向流动的电流（I_V）。当然实际情况要复杂的多，但是我们现在只需要概念性地理解这些现象，所以没有必要对实际情况加以深究。

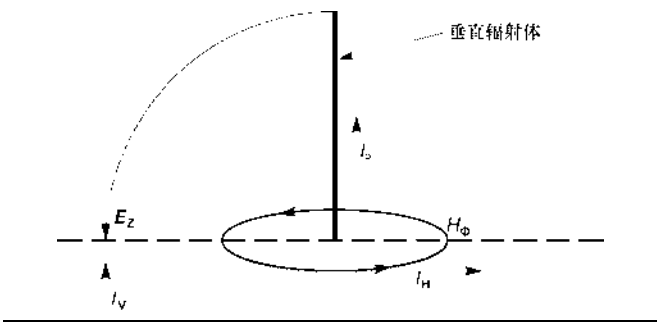


图3-5　竖直天线底部附近的场和地面电流分布。注意：磁场与图3-3中的磁场分布一致。

现在我们建立这样一个模型：天线的辐射功率为 P_r，辐射电阻为 R_r，天线中的电流为 I_o 有 $P_r = I_o^2 R_r$。类似地，通过引入一个损耗电阻 R_g 与 R_r 串联可以得到地面中的损耗功率：$P_g = I_o^2 R_g$。由导体、加载线圈等引起的附加损耗同样可以通过引入串联的损耗电阻来模拟。暂时不考虑这些附加损耗，垂直天线的效率（h）可表示为：

$$\eta = \frac{P_r}{P_r + P_g} \qquad (3\text{-}1)$$

用电阻表示，式（3-1），可转换为：

$$h = \frac{R_r}{R_r + R_g} = \frac{1}{1 + \dfrac{R_g}{R_r}} \qquad (3\text{-}2)$$

大体上，效率等于辐射功率与输入功率（$P_T = P_r + P_g$）的比值。也可以这样认为，效率取决于地面损耗电阻（R_g）同辐射电阻（R_r）的比值，如式（3-2）所示。在输入功率恒定的情况下，R_g 越小，辐射功率越大。设计地面系统的根本目的就是要减小损耗电阻 R_g。

垂直天线中的电流及天线底部周围地面中的电流（由 H 场产生）分布如图 3-6 所示。I_Z 表示 H 场产生的半径为 r 的圆柱表面径向流动的电流（称为区域电流）的总和，I_o 表示天线底部的馈点电流。理论上讲，该圆柱无限长，I_Z 为半径为 r 的圆柱表面的电流积分。

假设垂直天线的馈点处只有一根接地棒，图 3-7 给出了不同天线高度（h，用波长度量）处，流经地面然后回到天线的区域电流 I_Z 的幅度同圆柱半径 r 的变化关系。

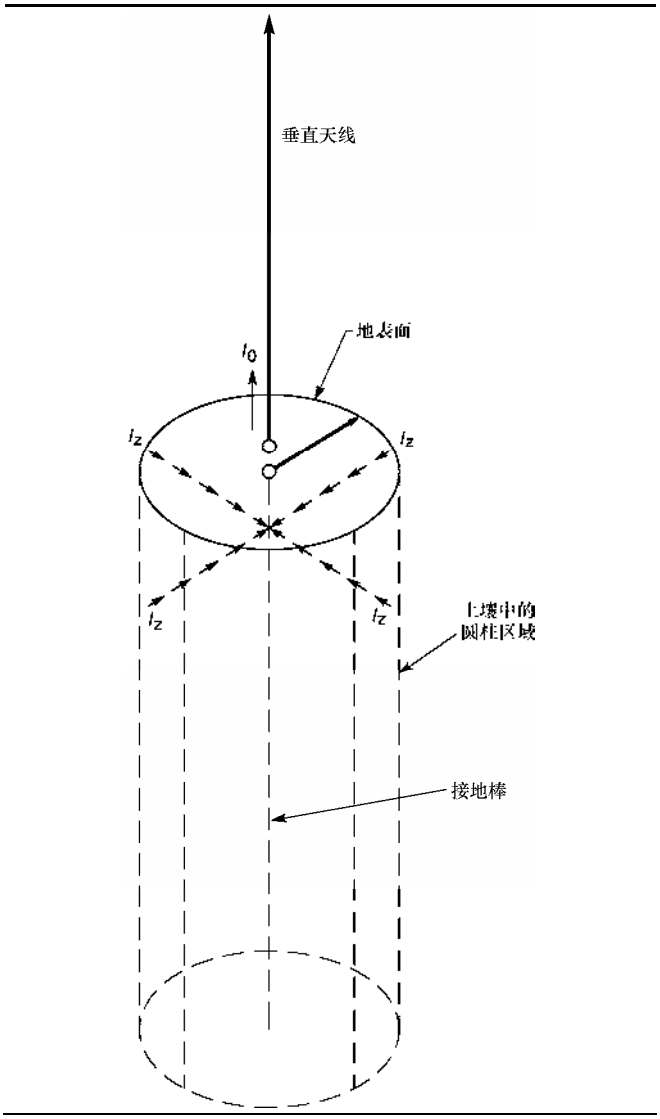


图3-6　竖直天线底部附近区域的区域电流。I_Z表示H场感应出的半径为r的圆柱表面径向流动的电流的总和。（图3-5中I_Z被记作I_H）。

此处的高度是指有效电高度。例如：如果对竖直天线顶部加载，则该天线的有效电高度大于它的实际物理高度。

必须注意：在给定物理高度的情况下，对竖直天线顶部加载（加“顶帽”）将减少地面损耗——可以从图 3-7 中 h 对地面电流的幅度的作用效果曲线观察得到，h 增大地面电流减小。即使只是简单地将加载线圈从天线底部移到天线中央也可以减少地面损耗，因为这样的操作会降低地面电流的幅度。但是我们必须注意：加载线圈消耗的能量不能大于地面损耗的减少量！加载线圈或者“顶帽”都会使辐射电阻 R_r 增大，从而提高了效率。

图 3-7 中，h 改变 R_r 也随之改变，可通过改变 I_o 来补偿 R_r 的变化量，从而使辐射功率保持恒定。为保证辐射功率恒定，若 R_r 减小，I_o 必须增大。天线底部的馈点阻抗与 h 密切相关。例如：h=0.25 l 时，R_r 为 36 Ω左右，

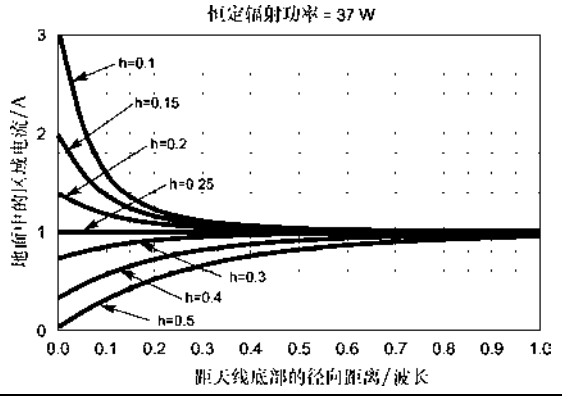


图3-7　垂直天线底部的区域电流（单位：安培）与高度（h）和半径（r，用波长度量）的关系曲线。假定0.25 l天线底部的电流为1 A，辐射电阻随高度变化时为保证辐射功率恒定必须改变电流（$P_r=I_o^2R_r=37$ W）。

h=0.1 l时，R_r 小于 4 Ω。关于短天线的更多知识将在第16章中加以介绍。

图 3-7 中所示为短天线底部附近地面中天线磁场感应出的大电流。0.1 l高度的垂直天线，其底部地面中的电流强度是 0.25 l天线的 3 倍。天线高度越小，区域电流增加得越快。由于地面损耗与地面电流的平方成正比（$P_g=I_o^2R_g$），所以在输入功率相同的情况下，在紧靠天线底部的区域内，短天线的地面损耗比 0.25 l垂直天线大得多。

可以根据磁场或电场的强度计算土壤中感应电流引起的损耗。假定辐射功率恒定为 37 W，图 3-8 中所示为不同高度的天线的 H 场感应电流产生的损耗。天线高度为 0.25 l时，距垂直天线底部 0.5 l区域内的总损耗大约为 16 W（图中右部所示），此时天线效率h =37/（37+16）=70%。h=0.1 l时，总损耗为 94 W。只考虑 H 场引起的损耗，此时h =37/（37+94）=28%。注意到这两种情况下，大部分损耗都来自于天线底部的邻近区域（＜0.1 l）。

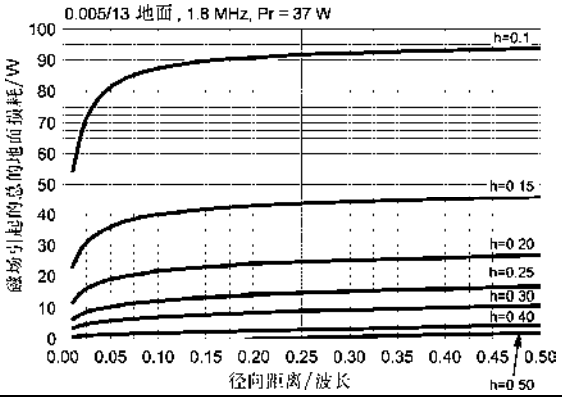


图3-8　辐射功率P_r=37 W，不同高度（h）的垂直天线底部，半径为r的圆周内H场引起的地面损耗。邻近天线底部的区域内总损耗随r增大迅速增加。超过r =0.15 l区域，总损耗的增加速率迅速减小，曲线接近平直。同时，天线越短，损耗越大。

随 r 增大，总损耗增加的速率迅速减小，如图中所示，变化曲线几乎平直。

图 3-9 中所示为辐射功率为 1 500 W 时，3 副不同 h 的垂直天线周围的电场强度的变化曲线。电场强度的大小与地面系统的类型关系不大（电容两端之间的电压与电容两板的尺寸关系不大，与此类比你可以很好地明白这一点）。天线底部附近区域内，0.1 l垂直天线的电场强度约为 0.25 l垂直天线的 100 倍，由于损耗与电压的平方成正比，则电场损耗将是 10 000 倍！辐射功率为 1 500 W 时，垂直天线底部附近的场引起的损耗有可能使温度达到附近区域内草皮和树丛的着火点。所以天线底部附近 0.1 l区域内不能种植草皮等。

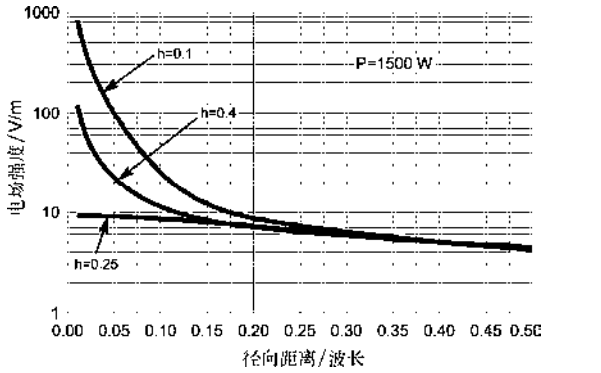


图3-9　P_r恒为1 500 W，不同高度垂直天线底部附近区域内的电场强度。

图 3-10 计算了辐射功率为 37 W 时，不同 h 的垂直天线的电场引起的损耗。对于 0.25 l竖直天线，其电场强度很小，因此其损耗也很低，只有 1.5 W。在任何一个合理的地面系统中，0.25 l垂直天线的电场损耗都非常小。

对于更长或更短的垂直天线，曲线会有所不同。这就是为什么图 3-10 中 h =0.1 l的垂直天线的损耗比较高（＞100 W）。在没有好的地面系统的条件下，电场损耗和磁场损耗将使 0.1 l垂直天线的效率降低到 16%，甚至更低。在短天线中，电场损耗不能忽略，因为随天线变短，损耗将呈指数级增加。

在天线顶部加“帽”将会增加“帽子”下面区域内的电场强度。但是，在大部分实际的业余天线系统中，由于“帽子”非常小，所以与其相关的电场损耗也很小。通过加“帽”能减小天线垂直部分产生的场，可以减小电流 I_o，从而减少电场损耗，该减小量大于加“帽”操作导致的电场损耗，因此在整个过程中我们还是获益的。

垂直天线高于 0.25 l时电场强度也会增强，但不如短天线那么剧烈。垂直天线长于或短于 0.25 l时，损耗主要集中在半径为 0.05 l的圆周内。从图 3-10 中我们可以看到，半径超过 0.05 l时，损耗功率曲线变得平缓。

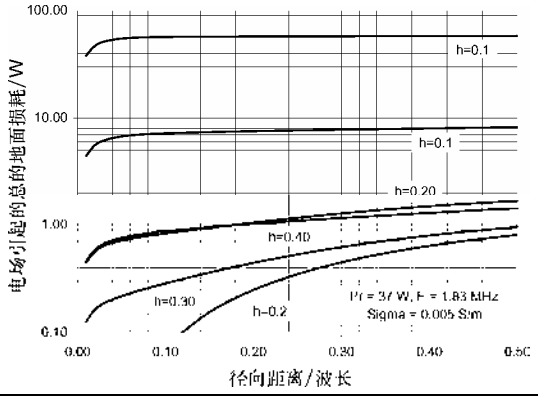


图3-10　辐射功率P_r=37 W，不同高度（h）的垂直天线底部，半径为r 的圆周内E 场引起的地面损耗。邻近天线底部的区域内总损耗随r 增大迅速增加。超过r =0.15 l 区域，总损耗的增加速率迅速减小，曲线接近平直。同时，天线越短，损耗越大。h =0.1 l时，电场损耗高于磁场损耗。

有一点并不广为人知，那就是，像 Larsen（见参考书目）所指出的那样，在同一个地网辐线系统作用下，虽然地网辐线能够有效地减小 H 场损耗，但是 E 场损耗减小的方式并不与之相同。h＞0.5 l时，这一点并不重要，因为此时电场损耗很小。然而，对短天线来说，在天线底部半径为 0.05 l圆周内，安装地面金属屏或者密集的地网辐线就非常有用了。

我们可以使用图 3-8 和图 3-10 中的数据来计算地面电阻 R_g的有效值。图 3-11 给出了计算结果。图 3-11 中理想地面金属屏的半径在 0.25 l～0.5 l内变化。金属屏半径很小时，地面损耗较大，这意味着 R_g较大，效率较低。增大屏的半径，电流从耗损地面流入极低损耗的金属屏中，R_g 急剧减小，效率增加。

图 3-11 说明了为什么一个好的地面系统，其半径至少要为 0.125 l，且半径越大越好。天线越短，地面系统的存在越重要，尤其是在靠近天线底部的区域内。在这个例子中使用的地面系统由一块高导电率的，紧贴地面的金属屏，遗憾的是，由于条件限制，在业余天线系统中这样的地面系统并不实际。更典型的地面系统由大量的呈发射状分布的导线（称为地网辐线）组成。该地面系统虽然效果不如金属屏，但是更为实用。具体我们将进一步介绍。

图 3-11 中，h 减小，R_g也将随之减小——虽然地面损耗增大了。随 h 减小，辐射电阻急剧减小（见第 16 章），为保证辐射功率恒定，I_o必须增大。在给定的地面系统中，测量 R_g值发现，减小 h，R_g也会随之减小，如图 3-11 所示。但是，因为 I_o增大的速率大于 R_g减小的速率，因此地面损耗增大，效率降低。这里，R_g 的大小取决于地面系统，土壤特性和天线结构。不能脱离天线系统的限制给 R_g任意赋值。

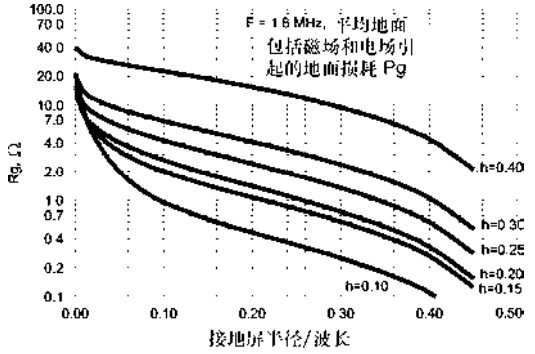


图3-11　天线高度取不同值时，天线底部附近区域的有效地面电阻R_g与地面系统中金属屏半径的函数关系。注意高导电率的金属屏使R_g和地面损耗按什么样的曲线降低的。

6. 地网辐线系统

图 3-11 中所示为地面系统为密集的理想传导金属屏时，R_g 的变化曲线，但是我们真正需要知道的是：在地网辐线系统中，地网辐线的数目和长度是如何影响 R_g的。可以通过计算地网辐线系统中的电流与土壤中电流的比值来得到 R_g。图 3-12 中所示为地网辐线系统中的区域电流与地网辐线的长度、数目的关系曲线。

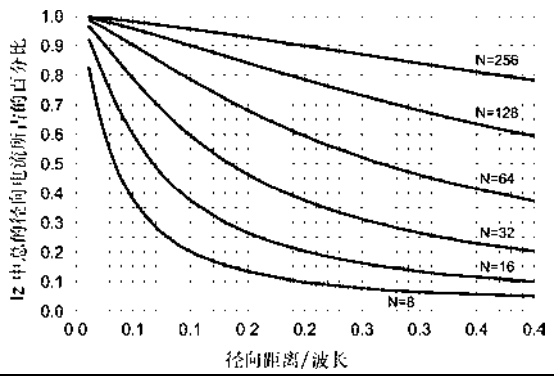


图3-12　地网辐线数目（N）不同时，r 处（到0.25 l垂直天线底部的距离）地网辐线系统中的电流占总的区域电流的百分比。N越大，地网辐线系统中区域电流所占的比例越大，地面中的区域电流越小，从而地面损耗减小。只使用几条地网辐线时，地网辐线中区域电流所占的比例下降得非常快。这将导致高的地面损耗，因为大部分区域电流在地面中流动，而不是在地网辐线中。

离天线底部越远，地网辐线中的电流越小，地网辐线的数目越少，电流减小得越快。这意味着，在邻近天线底部的区域内，大部分电流都集中在地网辐线系统中。到天线底部的距离增加时，耗损地面中的电流也随之增加。使用的地网辐线数目较少时，地网辐线外端（远离天线底部那一端）对减小地面损耗的贡献甚小。

原因何在？如图 3-13 所示，I_z并不是立即流入地网辐线的最近端，而是先在土壤中流动一段距离。随着到

天线底部的距离增大，相邻张线之间的间隔增大，从而在电流抵达某条地网辐线之前，在土壤中流动的距离增加。使用的地网辐线越多，地网辐线之间的间隔越小，在地网辐线中流动的区域电流的比例越大。因此，地面损耗减小。

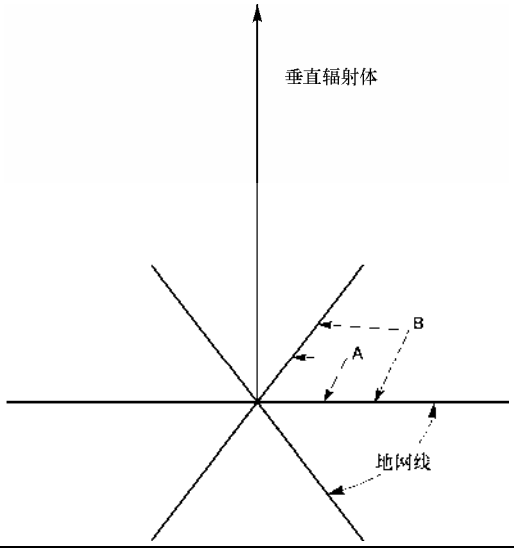


图3-13　地网辐线之间地面中的电流。电流在进入某条地网辐线之前，要先在地面中流动一段距离。

如果知道地面中的电流分布，就可以计算出能量损耗和 R_g。图 3-14 给出了一个 h=0.25 l时的典型例子。从图 3-14 和类似的曲线图中，我们可以学到许多有关地网辐线系统设计的知识。如果使用的地网辐线数目较少，地网辐线中的电流将迅速减小。大部分电流将在土壤中流动。

这样的地面系统效率很低，即 R_g较大。当仅使用 16 条地网辐线时，将电网线的长度增大 0.1 l，R_g下降 1～2 Ω，地网辐线的长度大于 0.1 l长时，R_g随地网辐线长度的变化曲线开始变得平坦。没有必要继续增大地网辐线的长度，因为超过 0.1 l后，地网辐线外端中的电流很小，R_g 基本保持恒定。增加地网辐线的数量，更远距离处地网辐线中的电流会增大，此时增加地网辐线的长度是有用的。这种效果是不断累积的——地网辐线的数量越多，地网辐线的有效长度越大，进而减小了地面损耗。如图 3-14 所示，R_g 随地网辐线数量的增加而降低，在地网辐线的外端变得平坦。例如，使用 128 条地网辐线时，地网辐线的有效长度为 0.25 l或更大。

图 3-14 的例子中，地网辐线使用#12 线。与土壤相比，地网辐线的电阻非常小，尤其是当使用的地网辐线数量很多时，无论地网辐线多细，对总的损耗的影响都不会很大——改变地网辐线的尺寸，地面和地网辐线系统中电流的比值将随之缓慢变化。使用更粗的地网辐线也只能极小地减小 R_g。原则上讲，地网辐线应该选用很细的导线。不过在实际应用中#18 或#20 已经足够细了。线太细了，埋入地下时很容易断掉，铺设在地面上，行人和车辆的碾压也很容易让它断掉。

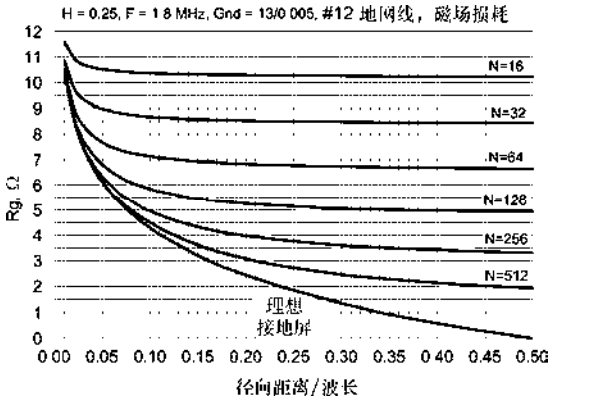


图3-14　h =0.25 l时，R_g随地网辐线长度和数目（N）的变化曲线。N 较小时，使地网辐线的长度大于0.1 l意义不大。对于给定长度的地网辐线，增加N 会减小R_g，此时增加地网辐线的长度有用，可进一步减小R_g。取其他h 值时情况类似。

另外，比#12 粗的导线很贵。铺设数千英尺的#8 线，所需的资金对于广播站来讲也许是可以承受的，但是对于大多数业余爱好者来讲却并非如此。并且即使将线的尺寸从#20 增加到#10，R_g 的减少量也很小。当然，正如 W9QQ（见参考书目）所指出的那样，如果你恰好有数千英尺的 RG-8 旧电缆（其直径与#0 000 线相当），那么的确可以较为有效地减小 R_g。不过，使用小尺寸的导线比使用大尺寸的更符合经济效益。选择什么样的尺寸的导线，更多的是机械上和经济上的问题，而不是电学上的问题。

改变图 3-14 例子中的地面特性，曲线的形状保持不变，但是会发生上下移动。例如，干燥土地的 R_g 较大，但是对于给定的 N 值，地网辐线的有效长度将增大。潮湿土地的导电率较大，R_g 较小，对于给定的 N 值，地网辐线的有效长度变短。

对短天线而言，R_g 开始下降得非常剧烈，很快，它的变化曲线变得平坦。这说明对短天线而言，可使用相对较短的地网辐线。考虑到短天线系统中的高损耗，最好铺设大量的地网辐线。与前面的例子一样，增大 N 将同时增加地网辐线的有效长度。

频率从波长 160 m 开始增大，R_g将随之缓慢增大，并稳定在 7 MHz 频率附近，这取决于地面特性。这一点同趋肤深度与频率的变化关系相类似，具体将在本章的后面部分加以讨论。同时，频率增加时，地网辐线与地面中的电流比值将有一个小的变动。

7. 注意

在前面讨论中，我们给出了很多的曲线图。通过观察这些图表，我们可以知道应该怎样来设计地网辐线系统。每张图在推导时都假定地面的导电率和介电常数已知。但是，在实际中，业余爱好者对天线下面的地面特性只有一个粗略的了解。并且即使经过了仔细的测量，在一年中，地面特性还会随着降雨量的变化而变化。

由于土壤在竖直方向上总是分层的，在可与地网辐线长度相比拟的距离范围内，在水平方向上地面特性可能会成比例变化——2 倍或更大。因此，再精密的测量，所获得的结果也只是一个平均值。另外，通常对地面系统的尺寸和形状会有所限制。所以，我们可使用前面的计算结果和图表作为总体的指导思想并作出初步设计，但是实际安装地面系统时，我们应该试着去测量，或者至少是估计出 R_g 值。

R_g 值停止下降，或者我们的耐性或资金用完时，就应该停止增加地网辐线的数量了。我们可以使用阻抗电桥来测量馈点电阻以估算 R_g 值。天线馈电点阻抗等于辐射电阻和损耗电阻之和。要确定 R_g 值，首先要估算 R_r（根据天线高度）和其他加载、导体引起的损耗，然后将它们从总的输入电阻中减去，差即是 R_g。增加地网辐线数量，R_g 将随之减小。R_g 停止减小时，恐怕我们已经铺设了相当数量的地网辐线了——其长度等于有效长度。要进一步减小 R_g，需要更多更长的地网辐线。

8. 有关垂直天线地面系统的一些实用的建议

如果条件允许，地网辐线的数量至少要达到 16 根。实验和计算结果表明，地网辐线数量为 16 时，依据地面特性的不同，损耗电阻使 0.25l 垂直天线效率下降 30%～50%。一般而言，对于安装在地面上的垂直天线来说，更好的方法是铺设大量的地网辐线（即使它们中的一些甚至是全部都比较短），而不是只铺设几根长的地网辐线。导体的直径并不那么重要，这一点前面已经讨论过，#12 到#22 之间的铜导线就可以了。

表 3-1 对上述结论进行了归纳。John Stanley，K4ERO 最先在 1976 年 10 月的 QST 中提交了这份材料。另外一份地面系统设计的资料是 Radio Broadcast Ground Systems（见本章最后的参考书目）。表 3-1 中的大部分数据来表自于该资料，或者从该资料所提供的数据推导得到的。

表 3-1 是基于地网辐线数量的。不同的配置对应不同的最佳地网辐线长度和导线使用总长（用波长度量）。对于给定的 N 值，使用比表中所建议的更长的地网辐线，或者地网辐线长度确定的情况下使用更多的地网辐线，虽不会使系统性能变差，却也不能明显地改善性能。这明显不符合导线和时间使用的最优化原则。在可使用导线总长给定的条件下，表中的每一条建议满足地网辐线长度和数目的最优化。表 3-1 给出了以下几条建议。

表 3-1　　最优地面系统配置

	配置编号					
	A	**B**	**C**	**D**	**E**	**F**
地网线数目	16	24	36	60	90	120
每根地网线的长度/波长	0.1	0.125	0.15	0.2	0.25	0.4
地网线之间的空间间隔/度	22.5	15	10	6	4	3
安装的地网线的总长度/波长	1.6	3	5.4	12	22.5	48
仰角较小时，+l/4 辐射元件的功率损耗/dB	3	2	1.5	1	0.5	0*
l/4 辐射元件的馈点阻抗/Ω	52	46	43	40	37	35

注意：配置编号只是为了方便文章的叙述；

*参考：与理想传导地面相比，该配置的损耗可以忽略不计

如果只铺设了 16 条地网辐线（配置 A），这些地网辐线不需要很长，0.1 l就足够了——频率为 1.8 MHz 时，地网辐线的总长为 875 英尺。

如果你有足够的导线、空间和耐性来铺设 120 条地网辐线（配置 F），此时选取地网辐线长度为 0.4 l。该地网辐线系统与 16 条地网辐线系统相比，可获得 3 dB 的增益，频率为 1.8 MHz 时，导线总长为 48 l（26 000 英寸）。

如果铺设 36 条 0.15 l长的地网辐线，与配置 F 相比将损失 1.5 dB。频率为 1.8 MHz 时，导线总长为 5.4 l（3 000 英寸）。

表 3-1 假定 h =0.25 l。使用更短的天线时可以做一个大略的近似：天线高度减半则损耗增倍（dB）。对更高的天线而言，按表 3-1 中的配置 A，随天线高度增加，损耗将下降，最多可下降 2 dB。天线越长效果越好。

表 3-1 中地面的导电率取平均值。不同配置之间损耗的变化是相当可观的，尤其是当使用的地网辐线较少时。如果天线安置在干燥或砂石地面上，损耗将更大。另一方面，地面导电率高于平均值的潮湿土壤时，辐线数目最少的那些配置更有吸引力。天线（无论是寄生天线还是全激励天线）排列成阵列时，天线之间的互阻抗会降低各个天线元的辐射电阻，这将极大地增加地面损耗，因为在相同的功率水平上，I_o 变大了。例如：天线馈点阻抗为 50 Ω，其中 10 Ω为地面损耗电阻，天线效率近似为 83%。由两副相同天线组成的有源天线阵，效率将

下降到 70%或者更低。

在这些情况中，为了获得理想的效果，我们必须特别注意。一般而言，宽间距边射天线阵在这方面的问题很小，因为 R_r 很大。但是，除非采用了低损耗的地网辐线系统或其他预防措施，尽量不要使用小间距端射天线阵，因为 R_r 小得多。第 8 章对垂直天线阵进行了详细讨论。

天线的方向性比较好或空间上允许时，可以在一个方向上铺设宽间距的长地网辐线，而在另一个方向上铺设小间距的短地网辐线。多频带地面系统在不同频段使用的最优化配置不同。通常，低频段使用的地网辐线数量较少。频率升高，增大短地网辐线的数量，可获得更好的效果。

就表 3-1 中的配置来说，具体操作时不需要那么严格，地网辐线数量或长度的小的改变并不会引起大的问题。32 条 0.14 *l* 或者 40 条 0.16 *l* 地网辐线系统的使用效果同配置 C 相差不大。

如果地网辐线的数量少于 90，那么它们的长度没有必要取到 0.25 *l*。这一点与接地平面天线（谐振辐射棒安装在地面上空）相比有很大的不同。对一副安装在地面上的天线来说，辐射棒取 0.25 *l* 长并不是最优的，因为这些辐射棒实际上是安装在地面上的，如果辐射棒完全位于地面上，则它们通过电容或导体与地面耦合，此时谐振效应变得不再重要。地网辐线的作用就是为地面电流提供的一个低损耗的流通路径。

Radio Broadcast Ground Systems 中指出“实验表明：包含 15 条地网辐线的地面系统，每条地网辐线长 0.1 *l* 就足够了，再长则没有必要，包含 113 条地网辐线的地面系统，每条长度可以超过 0.5 *l*”。该文献给出了大量图表对这个说法进行了验证。当然，这并不是说这两套系统的效果一样，事实上也不一样。但是，如果每条地网辐线的长度为 0.1 *l*，那么就没有必要使用比 15 条还多的地网辐线，除非垂直天线的高度也很小。天线设计者应该：

弄清楚各种地网辐线配置的花费和收益；

比较各种增大发射功率的方法及其花费；

考虑增加垂直天线的高度（电长度），而不是一味去改善地面系统。

使用多元天线阵来满足方向性和增益要求，注意与互阻抗相关的必要的预防措施，具体将在第 8 章中加以介绍。

3.2 远场区地面效应

天线远场区地面的特性非常重要，尤其是对于前面所讨论的垂直极化天线而言。对于垂直极化的天线，与理想地表条件下的分析结果相比，即使在近场感应区使用最优化的地网辐线系统，有效地减小了地面损耗，地面的电属性在远场区仍将使系统的性能降低。关键在于垂直极化波和水平极化波的地面反射有很大的不同。

3.2.1 反射

首先，考虑平坦地面。平坦地面条件下，在远场区，天线发射的水平或垂直极化波向下传播，入射到地面上后被地面反射，反射方式同光波的镜面反射相似：反射角等于入射角。例如入射角为 15° 时反射角也为 15°。

反射波以各种方式与直达波（辐射角在水平线以上）进行叠加。叠加方式受各种因素的影响，如天线的高度、长度、地面的电特性、波的极化等。在水平线上的某些仰角角度上，直达波和反射波同相——两者的最大场强同时抵达空间中的同一点，并且场的方向相同。此时，合场强由两者直接相加可得（在这些角度上，与自由空间相比，场强增加了 6 dB）。

还有一些仰角角度上，两者是反相的——同一时刻二者场强大小相等方向相反，此时两者的场互相抵消。在其他的角度上，合场强取上述两种情况的中间值。因此，地面效应在一些仰角角度上使辐射场强增强，在另外一些角度上使之减弱，如第 2 章中所指出的那样，在竖直面方向图中，将出现波瓣和零点。

像天线理论对分析反射效应非常有用。如图 3-15 所示，由于 *AD* 等于 *BD*，反射波就像是直接由地面下与 *A* 点对称位置处的虚拟天线 *B*（其特性与天线 *A* 一致）发出来的一样。

如果我们从地面上一个比较远的点观测理想地面上的天线及它的像，我们将发现水平极化天线和它的像中的电流朝着不同的方向流动，换句话说，两电流反相。

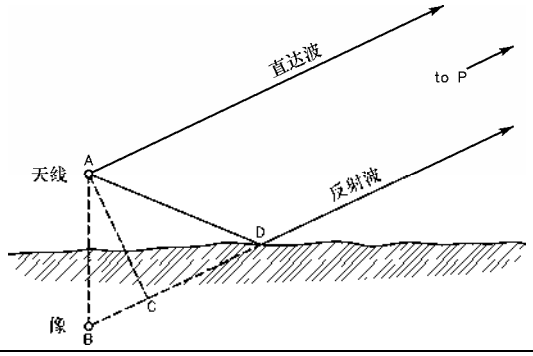


图3-15 远处任意点*P* 的场强是反射波和直达波场强的矢量叠加。发射波就像是从像天线（*B*）处发出的一样，它的传播路径比直达波长*BC*。

但是，垂直极化天线和它的像中的电流流向相同——它们是同相的。因此，水平极化波和垂直极化波的地面反射波之间存在 180° 的相位差，它们与其对应的直达波的最后叠加结果因而不同。

3.2.2 远场区地面反射和垂直极化天线

垂直极化天线在方位上是全方向性的。理想传导地面上的 0.5 *l* 垂直天线的竖直面方向图如图 3-16 中实线所示。真实地面条件下的情况更接近图中的阴影部分所示。因为实际上不可能获得理想地表，因此只需要考虑小角度辐射的情况。

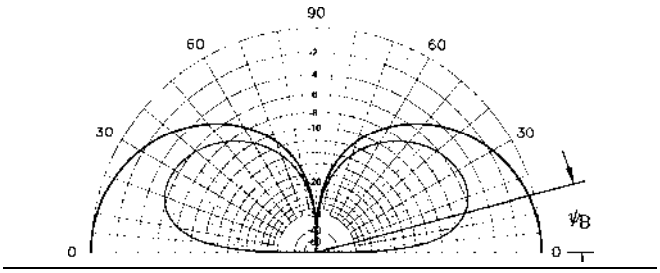


图3-16　安置在地面上的 *l*/4 垂直天线的竖直面方向图。实线代表理想地表条件下的方向图。阴影代表频率为 14 MHz，平均地表（*k*=13，*G* =0.005 S/m）条件下的方向图，此时 pseudo-Brewster 角（PBA）y_B 为 14.8°。

图 3-17（A）比较了两副半波偶极天线在频率为 14 MHz 时的竖直面方向图。一副水平取向，位于地面上 *l*/2 处，另一副垂直取向，其中心离地面 *l*/2（注意天线底端并没有触到地面）。地面取平均地面，介电常数为 13，导电率为 0.005 S/m。仰角为 15° 时，水平极化偶极天线的增益比垂直极化偶极天线多 7 dB。比较图 3-17（A）和图 3-17（B），海面（在 RF 段为理想反射面）上的垂直极化半波偶极天线的峰值增益在 15° 时与水平极化的偶极天线有可比性，仰角小于 15° 时则大大超过水平极化的偶极天线。

为了定性地理解为何地面不“理想”时垂直天线的小角度辐射不再适用，我们研究了图 3-18（A）。各个天线段发出的波经两条路径到达 *P* 点，一条经 *AP* 从天线直接到达 *P* 点，另一条经地面反射，沿路径 *AGP* 到达 *P* 点。（注意：因为 *P* 点离得比较远，因此角度变化很小——为方便处理，假定到达 *P* 点的两束波互相平行。）

如果地面是理想导电地面，垂直极化波经 *G* 点反射后不会发生相移。由于传播路径的长度不同，两束波到达 *P* 点时相位不同。两束波传播路径长度的不同正是自由空间中天线辐射方向图与地面上天线辐射方向图不同的原因所在。

图 3-18（B）中，*P* 点位置接近水平线。由于传播路径 *AP* 和 *AGP* 的长度近似相等，辐射角为零度时，*P* 点的合场强达到最大。双向箭头表示发射和接收时的情况相同。

但是，在真实地面条件下，垂直极化天线发出的波经地面反射后相位和幅度都会发生改变。事实上，仰角足够小时，反射波的相位改变了 180°，它的幅度将从直达波的幅度中减去。出射角为零时，与直达波相比，幅度基本保持不变，相位呈 180° 反相。

这一点同低仰角处水平极化波的情况极为相似。事实上在 0° 处，如果反射波和直达波完全抵消，方向图中

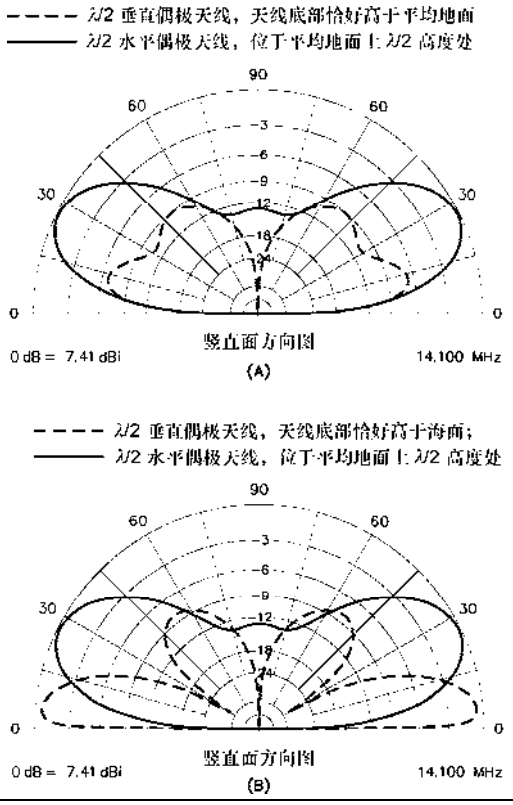


图3-17　（A）中对平均地面（*k*=13，*G* =0.005 S/m）上水平极化和垂直极化的半波偶极天线的竖直面方向图进行了对比。水平极化天线位于地面上 *l*/2 处，垂直极化天线其中心离地面 *l*/2。与垂直天线相比，水平天线受远场区地面损耗的影响要小得多。（B）为将地面替换为海面时的情形（天线的工作波长为 20 m）。海面对垂直极化天线极为有利。

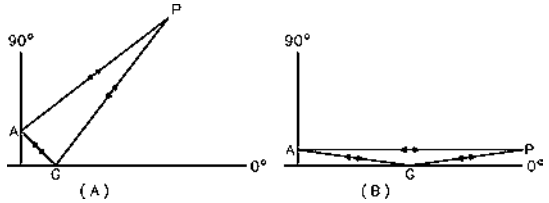


图3-18　反射波和直达波在 *P* 点叠加得到该点的合场强（*P* 距离天线非常远）。（A）中 *AP* 和 *AGP* 两条路径的长度略有不同，（B）中两条路径的长度几乎相等。

将出现很深的零点，辐射和接收将被抑制。真实地面条件下，相对于水平极化天线，仰角较小时，垂直极化天线将失去理论优势。图 3-17（A）清楚地表明了这一点。

相对于水平极化天线，仰角较小时，垂直天线占优势的程度取决于垂直天线周围的地面特性。下面我们将对这一点加以讨论。

3.2.3 准布鲁斯特角与垂直天线

下面有关 pseudo-Brewster 角的资料大部分来源于 Charles J. Michaels（W7XC）在 1987 年 7 月的 QST 上发表的文章，其他的来源于 *The ARRL Antenna Compendium，Vol 3*（见本章最后的参考书目）。

渔夫们发现，太阳比较低的时候，太阳光被水面反射使得水面变得非常耀眼，难以看清楚水面下的事物。而太阳比较高时，光线可以穿透水面，因而能够清楚地看到水面下的事物。从前者变换到后者的临界入射角就是 *Brewster*（布鲁斯特）角——用英国物理学家 David Brewster（1781—1868 年）先生的名字命名的。

垂直极化天线中也存在类似的情形，RF 射线的传播模式同可见光相似，天线下面地面的作用与水面相同。准布鲁斯特角（PBA）指相对于直达波，反射波发生 90° 相移时的仰角。之所以说是“准”布鲁斯特角是因为取该角度时 RF 反射波发生 90° 的相移，此现象与可见光系统中的现象极为相似。角度小于 PBA 时，与直达波相比，反射波的相移在 90°～180°，直达波与反射波将发生某种程度的互消。0° 附近消减得最厉害。从 0° 变化到 PBA 的过程中，这种消减效应逐步减弱。

PBA 的值与天线本身无关，而是取决于天线周围的地面特性。这些特性中最重要的是地面的导电率 *G*（度量土壤导电的能力），其大小等于电阻的倒数。第二个影响因子是地面的介电常数 *k*（度量地面的电容效应，无单位）。对水平和垂直极化天线而言，这两者的值越大地面越理想。影响 PBA 的第三个因素是给定位置处的工作频率。其他条件相同时，频率越高 PBA 越大。表 3-2 中给出了几组不同类型的土壤的导电率和介电常数（典型值）。图 3-19 中的地图给出了美洲大陆各个地区的土壤的近似电导率。

随频率的增加，介电常数对 PBA 的影响越来越大。表 3-3 给出了 PBA 随地面导电率、介电常数和频率的变化关系。表 3-3 表明 PBA 的取值取决于地面特性和频率。各地区的地面特性并不一定要取这些典型值，这些只是示例。

角度小于 PBA 时垂直极化波的反射波需要从直达波中减去，结果导致辐射场强迅速减小。类似地，角度大于 PBA 时，反射波与直达波相加，此时的辐射方向图接近理想地面条件下的情形。在图 3-16 中 PBA 记作 y_B。

表 3-2　不同类型的地表的导电率和介电常数

地 表 类 型	介电常数	导电率（S/m）	相对品质
淡水	80	0.001	
盐水	81	5.0	
田园，低矮的山坡，肥沃的土壤——Dallas，TX 到 Lincoln，NE 地区之间的典型地面；	20	0.030 3	很潮温
田园，低矮的山坡，肥沃的土壤——OH 和 IL 地区的典型地面；	14	0.01	
平坦的乡村，沼泽，茂密的树林——密西西比河附近 LA 地区的典型地面；	12	0.007 5	
田园，中等高度的山丘和森林——MD，PA，NY 地区的典型地面（不包括山区和沿海地区）	13	0.006	
田园，中等高度的山丘和森林，厚重的粘土——VA 中部的典型地面；	13	0.005	平均地表
富含岩石的土壤，陡峭的山坡——典型的山区；	12～14	0.002	干燥
沙质，干燥，平坦——沿海地区	10	0.002	
城市，工业区；	5	0.001	很干燥
城市，重工业区，高程建筑；	3	0.001	相当干燥

表 3-3　准布鲁斯特角与频率、介电常数和导电率的变化关系

频　率（MHz）	介电常数	导　电　率（S/m）	准布鲁斯特角（度）
7	20	0.030 3	6.4
	13	0.005	13.3
	13	0.002	15.0
	5	0.001	23.2
	3	0.001	27.8
14	20	0.030 3	8.6
	13	0.005	14.8
	13	0.002	15.4
	5	0.001	23.8
	3	0.001	29.5
21	20	0.030 3	10.0
	13	0.005	15.2
	13	0.002	15.4
	5	0.001	24.0
	3	0.001	29.8

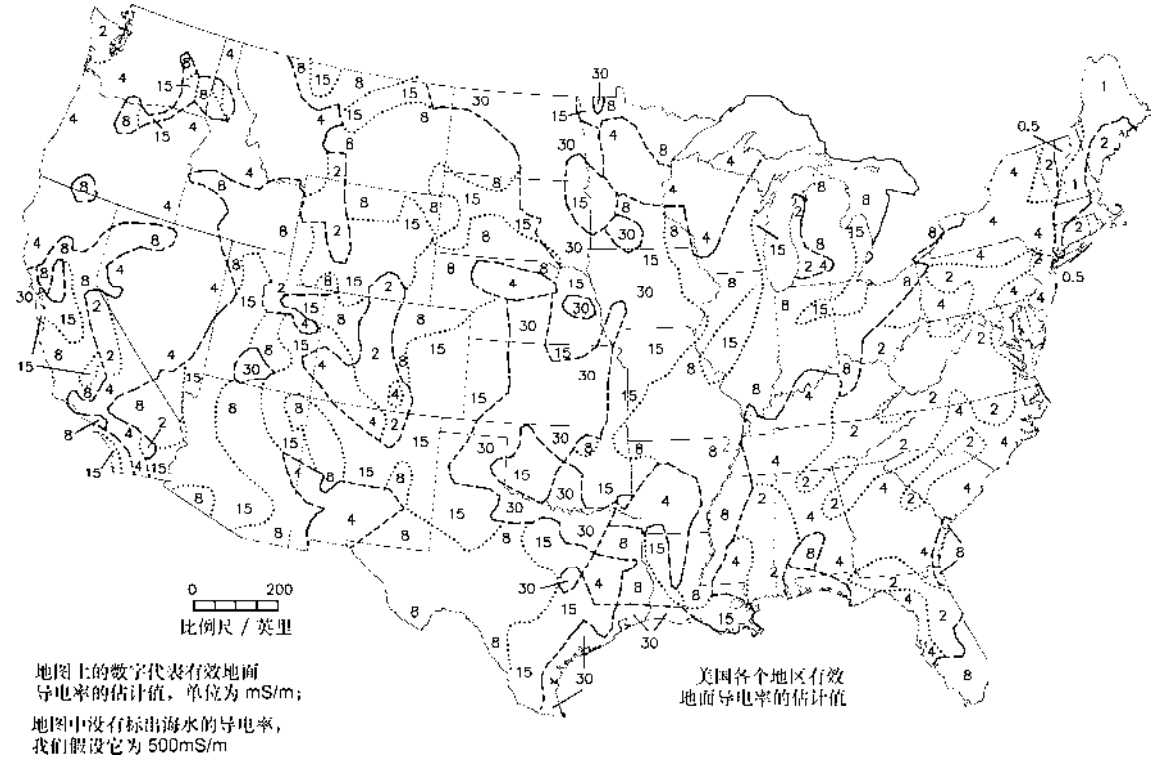


图3-19　美洲大陆各个地区的导电率均值（典型值）。导电率单位为mS/m，1 mS/m=0.000 1 S/m。

画真实地面上垂直天线的辐射方向图时，反射波需要乘上一个垂直极化波反射系数进行修正，修正结果与直达波进行矢量叠加就可以得到最后结果。该反射系数由衰减因子 A 和相位 f 两部分组成，通常写作 $A\angle f$（f 总是取负值，因为这种情况下地面如同一个有耗电容）。任意频率点的地面导电率，介电常数和仰角（在许多文献中也叫做波角）已知时，可使用下面的公式来计算垂直极化波的反射系数。

$$A_{\text{Vert}}\angle f=\frac{k'\sin y-\sqrt{k'-\cos^2 y}}{k'\sin y+\sqrt{k'-\cos^2 y}} \qquad (3\text{-}3)$$

其中：$A_{\text{Vert}}\angle f$ 为垂直极化波的反射系数，y =仰角。

$$k'=k-\mathrm{j}\left|\frac{1.8\times10^4\times G}{f}\right|$$

k：地面的介电常数（空气中 k=1）

G：地面的导电率，单位 S/m

f：频率，单位 MHz

j：−1 的平方根

选取几个点解该方程，计算结果表明了在给定的频率范围内，某个位置处的地面是怎样影响垂直极化信号的。图 3-20 给出了反射系数同仰角的关系曲线，此时工作频率为 21 MHz，地面特性取平均值（G=0.005 S/m，k =13）。注意，相位曲线过 90° 时，y 的取值与衰减因子（A）取最小值时的取值相同。该角度即为 PBA。仰角等于该角度时，反射波不仅与直达波相位相差 90°，它的幅度也非常小，不能使直达波显著增大。图 3-20 中 PBA 取值约为 15°。

1. PBA 随地面特性的变化关系

要从公式（3-3）中推导出各种地面条件下的 90° 相

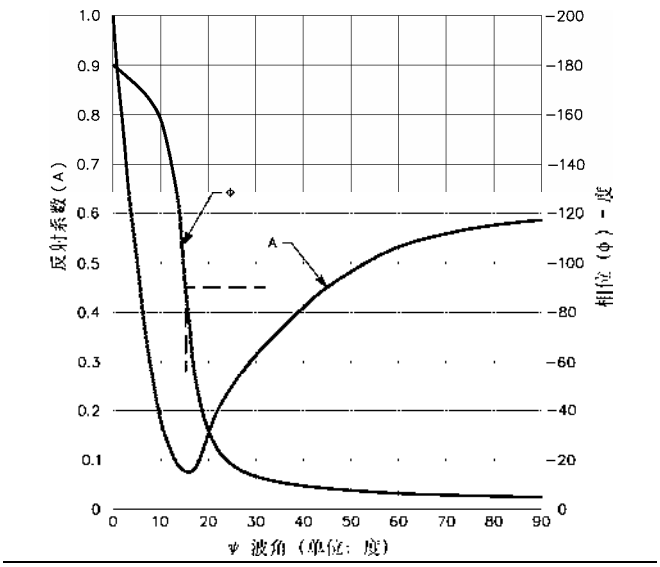


图3-20　垂直极化波的反射系数。A为幅度，f为相位，y为波角，地面特性取平均值（G =0.005 S/m，k =13），工作频率为21 MHz。

位点或衰减曲线的最小值点比较麻烦。作为替代，PBA 可以由式（3-4）计算得到：

$$y_{\mathrm{B}}=\arcsin\sqrt{\frac{k-1+\sqrt{(x^2+k^2)^2(k-1)^2+x^2[(x^2+k^2)^2-1]}}{(x^2+k^2)^2-1}} \tag{3-4}$$

其中 k，G，f 的定义同式（3-3）一样，并有：

$$x=\frac{1.8\times10^4\times G}{f}$$

图 3-21 给出了不同地面条件下，工作频率在 1.8～30 MHz 时，由式 3-4 推导得到的一组曲线。同预期的一样，干燥地面的 PBA 较大。遗憾的是，PBA 在高频区（在 DX 中小角度辐射非常重要）最大。发射和接收时的 PBA 相同。

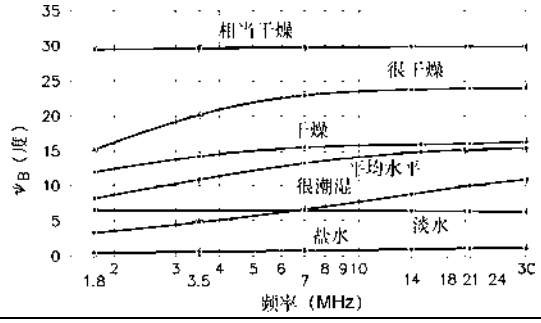


图3-21　工作频率在1.8～30 MHz之间，不同地面条件下，PBA（y）同频率的变化关系。注意频率刻度按对数标示。各条曲线所采用的地面特性在表3-2中给出。

2. 关联 PBA 和位置、频率

表 3-2 列出了各种土壤的导电率和介电常数。注意，一般而言，越肥沃的土壤介电常数和导电率越大。因此可以根据地面特性简单地将土壤分为：相当干燥、很干燥、干燥、平均水平、潮湿等。

淡水和海水是两个特殊的例子。因为淡水具有高电阻率，它的 PBA 只有 64°，并且在 30 MHz 以下几乎不受频率的影响。由于海水的导电率相当高，在 30 MHz 以下，它的 PBA 绝不超过 1°。表 3-2 中的一些城市的地面导电率特别低（最后一种情况），其原因不仅在于实际的土壤特性，更多是由四周建筑和其他障碍物的杂乱回波导致的。根据图 3-21 中的曲线，可以找到给定频率点任意位置处的 PBA。

3.2.4　平表面反射和水平极化波

水平极化天线同竖直极化天线的情形不同。图 3-22 给出了频率为 21 MHz 时平均地面条件下水平极化波的反射系数。此时，发射系数的相位从零度开始变化，

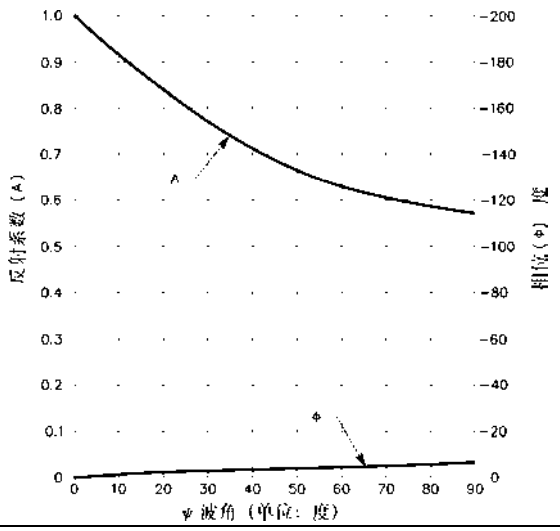


图3-22　频率为21 MHz时平均地面（k=13,G=0.005S/m）条件下水平极化波的反射系数（幅度用A，相位用f表示）。

但始终不会变得很大。衰减因子导致了大波角处的大部分损耗——在小波角处接近 1。土壤越干燥，衰减因子越大。

计算 l/2 水平偶极天线的侧射方向图时，理想地面条件下的像电流（与真实天线的电流大小相等，180° 反相）需要乘上反射系数（按式（3-5）计算得到）。计算结果与直达波矢量叠加便得到最终结果。水平极化波的反射系数可按式（3-5）计算得到：

$$A_{\mathrm{Horiz}}\angle f=\frac{\sqrt{k'-\cos^2 y}-\sin y}{\sqrt{k'-\cos^2 y}+\sin y} \tag{3-5}$$

其中：

$A_{\mathrm{Horiz}}\angle f$：水平极化波反射系数

y：仰角

$$k'=k-\mathrm{j}\left(\frac{1.8\times10^4\times G}{f}\right)$$

k：地面的介电常数

G：地面的导电率，单位 S/m

f：频率，单位 MHz

j：−1 的平方根

对于地面附近的水平极化天线，其合成方向图可以通过对自由空间中水平极化天线的辐射方向图进行修正得到。图 3-23 中给出了，理想导电平表面条件下，水平极化的l/2 天线方向图的修正过程。左边是从天线一侧看去得到辐射方向图，右边是从天线末端看去得到的辐射方向图。将天线离地面的高度从l/4 变到l/2，方向图中大辐射角部分将发生显著的变化——主瓣幅度变小。

天线高度为l/2 时（图 3-23 底部），理想传导地表条件下，由于反射波与直达波存在相位差，方向图在仰角

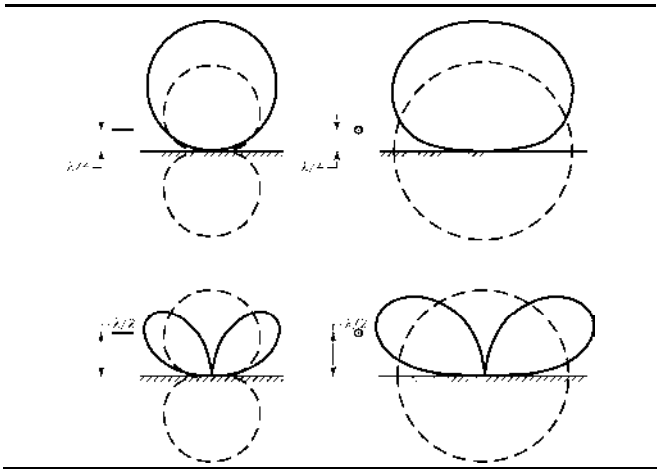


图3-23　地面效应对$l/4$和$l/2$高度处半波水平偶极天线辐射方向图的影响。虚线代表不存在地面反射时的情形（自由空间）。

为 90° 的位置出现零点。真实地面条件下，地面损耗使大仰角时不能发生理想反射，90° 时结果不再为零。

仰角为零度位置处，水平极化天线的方向图出现零点，因为此时经地面反射发生相移的反射波与直达波互相抵消。仰角从零度开始增大时存在填充效应（使反射波和直达波的合场强不再为零），导致仰角较小时，与垂直极化波相比，水平极化波的辐射得到加强。通常，特别是工作在高频波段，地面为耗损地面时，水平极化天线比垂直极化天线更适合用在 DX 作业中。

比较图 3-20 和图 3-22（绘制两幅图时，所使用的地面特性参数，频率都一致，所以可以直接进行比较）可以知道：在大部分角度上垂直极化波和水平极化波的反射系数有很大的不同，原因前面已经提到过，水平极化天线的像天线与其本身是反相的，而垂直极化天线与其像天线是同相的。

结果就是，在各个仰角上，水平极化天线和垂直极化天线反射波的相移和幅度相差很大。垂直极化波反射系数的幅度在小仰角时最大（接近 1），相位接近 180°。正如前面提到过的那样，小仰角时反射波和直达波几乎完全互相抵消。在相同的角度范围内，水平极化波反射系数的幅度同样接近 1，但是相位接近 0°。（条件与图 3-20 和图 3-22 一致。）这使水平极化波的辐射方向图在小仰角时得到加强。在大仰角时（示例中该角度约为 81°），水平极化波和垂直极化波反射系数的幅度和相位都相同，此时，地面反射对水平极化和垂直极化信号的作用效果相同。

3.2.5　RF 电流的穿透深度

考虑地面特性时，常常需要研究的一个问题是 RF 电流的穿透深度。例如，如果给定位置处存在一层阻值很大的岩石，岩石上面还覆盖了一层 6 英尺厚的土壤，那么这两者中谁占支配地位呢？问题的答案取决于频率，土壤和岩石的介电常数及传导率。下面的公式可以用来计算任意深度处的电流密度：

$$e^{-pd}=\frac{\text{深度为}d\text{处的电流密度}}{\text{表面上的电流密度}} \qquad (3\text{-}6)$$

其中：

d：穿透深度，单位 cm

e：自然对数的底数（2.718）

$$p=\left(\frac{X\times B}{2}\times\left(\sqrt{1+\frac{G^2\times10^{-4}}{B^2}}-1\right)\right)^{1/2}$$

$$X=0.008\times\pi^2\times f$$

$$B=5.56\times10^{-7}\times k\times f$$

k：土壤的介电常数

f：频率，单位 MHz

G：土壤的导电率，单位 S/m

上述方程可以用来计算穿透深度为 d 处的电流密度（该电流密度与表面电流的密度之比小于 1）。电流密度（用指数表示）为表面电流密度的 37%（1/e）的深度（也称为趋肤深度）若假定电流为均匀分布，该处电流密度将为 0—— 若按均匀分布表示（在很多物理现象中都会使用到 1/e。例如在一个 RC 时间常量内，电容的电量将达到最大值的 1/e）。在这个深度处，由于功率损耗正比于电流的平方，也就是说 91%的功率被损耗掉了，并且发生了很大的相移，所以小于当前值的电流都可以忽略不计。

图 3-24 给出了 1.8～30 MHz 频率范围内，几种不同地面条件下式（3-6）的计算结果。例如，频率为 14 MHz 时，在很潮湿的地表中 RF 电流的穿透深度为 3.3 英尺，在平均地表中为 13 英尺，在很干燥的地表中可以达到 40 英尺。因此，如果上面覆盖的土壤潮湿时，下面岩石层的影响很小。但是，如果土壤仅仅处于平均水平，此时下面的岩石层将是决定 PBA 和 RF 电流穿透深度的主要因素。

RF 电流的在淡水中穿透深度约为 156 英尺，并且在低于 30 MHz 的业余波段几乎不受频率的影响。频率为 1.8 MHz 时在海水中穿透深度大约是 7 英寸，随频率增加，穿透深度稳定减小，频率为 20 MHz 时约为 2 英寸。潮湿地表中溶解的矿物质将使其导电率增大。

图 3-24 中的穿透深度曲线值得注意。趋肤效应使 RF 电流在导体的表面上流动。相较于其他许多介质，由于地面是高耗损介质，RF 电流在地表中的穿透深度要大得多。RF 电流的穿透深度是频率和地表类型的函数。大部分电流在传播介质的表面流动，这仅在频率高于 30 MHz，传播介质为高传导性介质时成立（如海水）。

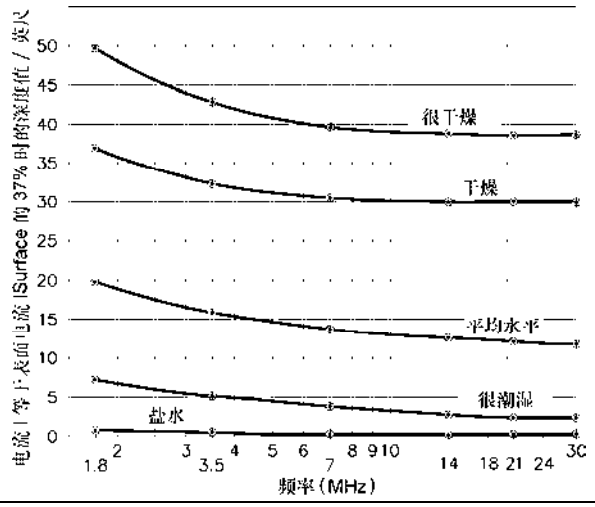


图3-24　1.8～30 MHz频率范围内，几种不同地面条件下，电流密度取表面电流密度的37%时的穿透深度值。淡水中为156英尺（图中没有画出），并且在频率低于30 MHz时，几乎不随频率变化。地面特性常数见表3-2。

3.2.6　真实地表条件下的方向图

在第 2 章中已经讨论过，天线的辐射方向图是三维的，分析不同高度处的竖直面方向特性对帮助我们理解天线的工作模式非常有用。可以给出以天线轴为中心的各个方向上的竖直面方向图。研究天线的边射方向图（与天线轴垂直的宽边方向）和端射方向（沿天线轴方向）图，可以为研究水平半波偶极天线提供大量的有用信息。

地面的反射效应可以用一个方向图因子（用分贝表示）来表示。任意仰角位置，将自由空间中的天线方向图与这个因子代数相加可以得到最终的合成方向图。极端情况是直达波与反射波同相或反相，此时直达波和反射波幅度相同（假定此时没有地面损耗）。前面一种情况，天线在远场区的合场强比自由空间中大 6 dB（为自由空间中远场区场强的 2 倍），后面一种情况，天线在远场区的场强为零。

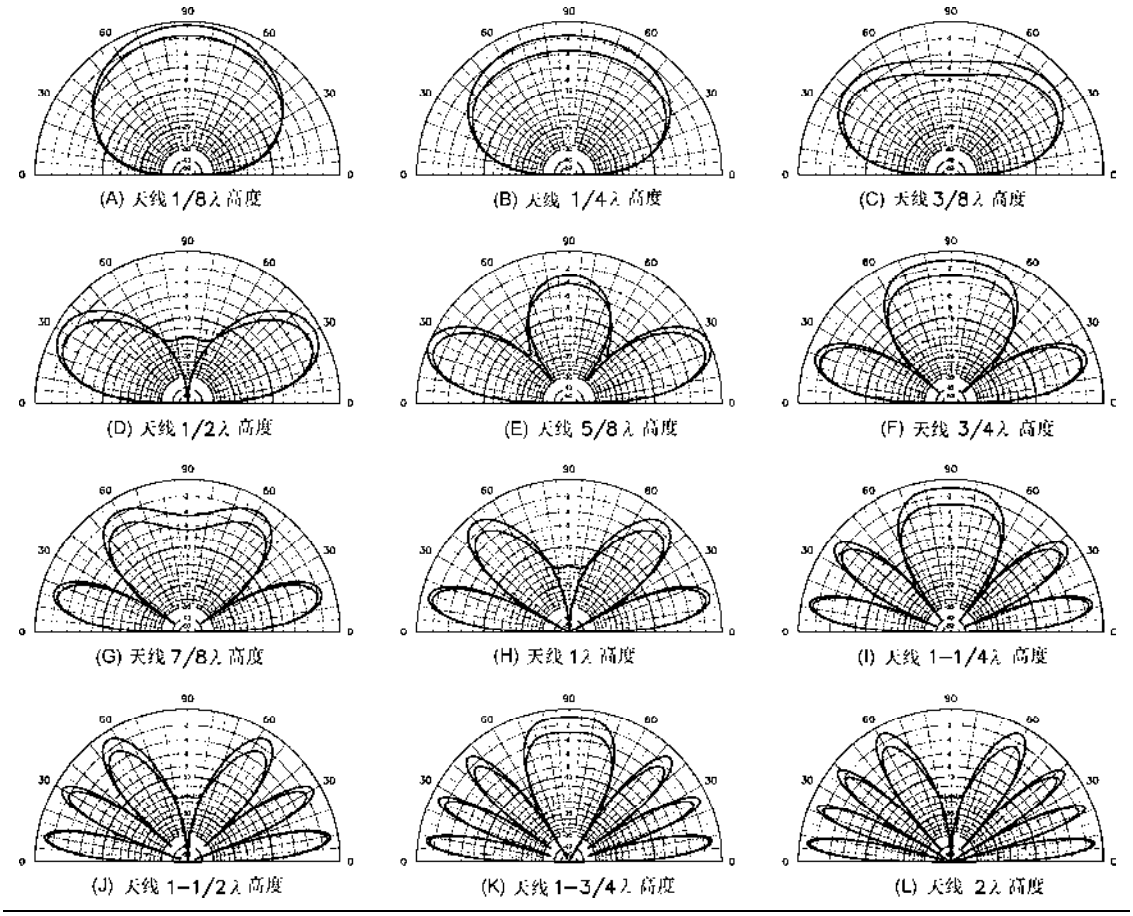


图3-25　水平偶极天线距离平表面不同高度处的反射因子。实线代表理想地表条件下的方向图（与天线侧视），阴影代表地面为平均地表（k=13，G=0.005 S/m），频率为14 MHz时的情形。反射因子将使偶极天线的绝对增益（dBd）比自由空间中大7 dB，或者说增益（dBi）增加9.15 dB。例如，仰角为25°，高度为5/8 l时，理想地表条件下的峰值增益为7 dBd（或9.15 dBi）。

1. 水平极化天线

图 3-25 中所示为平坦地面条件下，方向图因子随水平极化天线高度（距地面）的变化关系。实线代表理想导电地面条件下的情形，阴影代表真实地表条件下的情形。这些方向图适用于任意长度的水平极化天线。实际上，下面这些图是水平单线天线的边射方向图。切记：这些图仅代表方向图因子。

图 3-26 中所示为不同天线高度（距地面）处，水平半波偶极天线的竖直面方向图（End-fire）。这些方向图都经过了尺度缩放，以便能够直接与图 3-25 中相应高度处的方向图进行比较。图 3-26（A）和图 3-25（B）中理想地表条件下的方向图与图 3-23 中上面部分的图相同，图 3-26（B）和图 3-25（D）中理想地表条件下的方向图与图 3-23 中下面部分的图相同。小仰角时，与边射方向图相比，端射方向图的强度要小很多。图 3-26 中也清楚表明，在某些高度处，仰角比较大的位置上，边射方向图与端射方向图的强度几乎一样，这说明天线本质上是全方向辐射体。与天线轴的夹角在 0° 和 90° 之间的那些方向上的竖直面方向图的形状介于边射方向图和端射方向图之间。将夹角从 0° 变化到 90° ，我们可以非常好地观察到端射方向图是怎样逐步变化到边射方向图的。

图 3-27（A）中所示为 $l/2$ 高度处半波偶极天线在 45° （与天线轴的夹角）方向上的竖直面方向图。（B）和（C）中的天线分别位于 3/4 l 和 l 高度处。这些方向图也经过了尺度缩放，以便能够直接与图 3-25 和图 3-26 中相应高度处的方向图进行比较。

图 3-28 中的曲线可以帮助我们决定水平极化天线的高度—— 该高度处，我们期望的仰角位置上方向图的最大值或最小值得到最大加强。例如，如果你希望水平极化天线的方向图零点出现在仰角 30° 位置处，则天线架设高度的取值为虚线与 30° 线的交点的横坐标。满足要求的高度取值有两个：1 l 和 2 l 。

再举一个例子说明。如果希望仰角为 20° 时，地面反射能使水平极化天线的直达波增强，则天线架设高度应为 0.75l 。该高度处方向图的零点出现在仰角 42° 位置处，第二旁瓣峰值出现在仰角 90° 位置处。

图 3-28 还可以帮助我们观察水平极化天线的竖直面方向图。例如，如果天线位于 1.25 l 高度处，它的主瓣在 12° 与 37° （实线与 h=1.25 l 线的交点的纵坐标）之间，第二旁瓣的最大值点在 90° 位置处。该方向图的零点出现在 24° 和 53° 位置处（虚线与 h=1.25 l 线的交点的纵坐标）。

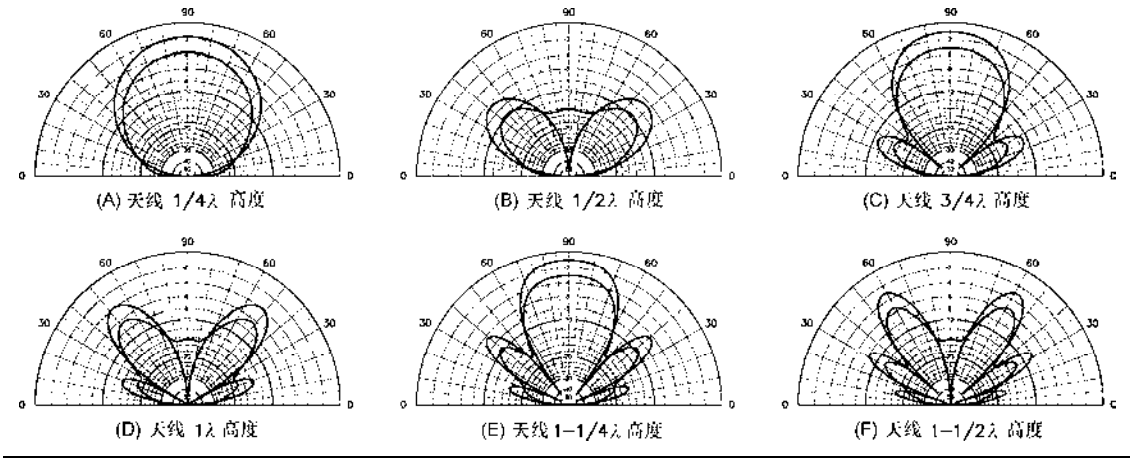


图3-26　半波水平偶极天线的End-fire方向图。实线代表理想平地面条件下的方向图，阴影代表地面为平均地面（k =13，G =0.005 S/m），频率为14 MHz时的情形。假定最大增益方向的主瓣峰值为0 dB（作为参考值）。反射因子将使偶极天线的绝对增益（dBd）比自由空间中大7 dB，或增益（dBi）增加9.15 dB。

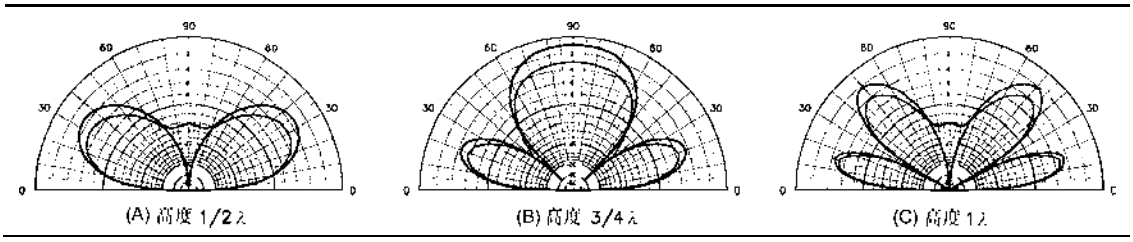


图3-27　平坦地面条件下，水平极化的半波偶极天线在45°（与天线轴的夹角）方向上的竖直面方向图。实线和阴影代表的意义与图3-25和图3-26中相同。这些方向图也经过了尺度缩放，以便能够直接与图3-25和图3-26中相应高度处的方向图进行比较。

图 3-28 中 y 轴为仰角，x 轴为平坦地面上天线的高度，用波长度量。图 3-28 中没有给出与我们感兴趣的目标位置进行实际通信时所需的仰角值。有关全球通信时各通信路径的仰角取值范围在第 23 章中有详细介绍。

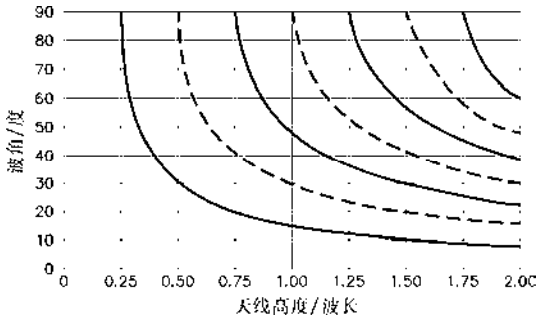


图3-28　平坦地面反射因子的零点和最大值（6 dB）与水平极化天线高度和仰角的关系曲线。这里天线高度不超过2 l。实线代表最大值，虚线代表零点。可参见文章中的例子。仰角值可以根据三角关系确定：q =arcsin(A/4 h)，其中q 代表仰角，h 代表用波长度量的天线高度。对于第一条最大值曲线A 为1，第一条零值曲线A 为2，第二条最大值曲线A 为3，第二条零值曲线A 为4。

2. 垂直极化天线

对于垂直极化半波偶极天线或接地平面天线来说，在任意仰角位置天线的水平方向图都是一个简单的圆周（虽然不同仰角处天线的实际场强随天线距离地面的高度变化）。因此，在给定天线高度处，只通过一幅竖直面方向图就可以得到与轴线垂直的各个方向上的完整信息了。图 3-29 中给出了一系列不同高度处天线的竖直面方向图。将各幅图绕 90° 轴旋转便可得到相应高度处天线的三维方向图。

图中实线代表理想传导地面上不同馈点高度处垂直极化的半波偶极天线的竖直面方向图。阴影代表同一天线在平均地面（G =0.005 S/m，k =13）上的竖直面方向图，频率为 14 MHz。PBA 取 14.8°。

简单来说，垂直极化天线的远场区损耗在很大程度上取决于天线周围地面（离天线底部最远处超过任意天线的末端，近场感应损耗就发生在这个区域）的导电率和介电常数。对一个垂直极化的单极天线来说，在天线底部周围铺设更多的地网辐线可减小近场区的地面感应损耗，但是仰角较小时不会使远场区的辐射增强，除非地网辐线的长度在各个方向上都超过 100 个波长！除非将天线搬到虚拟的“海水覆没的高山顶上”，几乎不可能通过改变地面的特性来影响真实垂直极化天线的远场区响应。有关垂直极化天线的经典文献中一般都会给出“无限宽，理想导电地平面”上的竖直方向图。导电率有限，非理想介质的真实地面会极大地减弱仰角较小时的辐射，原本在这些角度上垂直极化天线的辐射很强。

虽然真实地表上的垂直天线在仰角较小时的辐射并不是很理想，但是由于相同辐射水平的天线中它的费用比较低，安装比较容易，因此老手们仍然极为推崇垂直极化天线。在波长 160 m 和 80 m 波段，由于天线在实际安装时业余爱好者们不能将天线架设得足够高，因此水平极化天线的小仰角辐射并不是很有效率。1.8 MHz，273 英尺高度处半波天线的峰值辐射出现在 30° 仰角位置处。

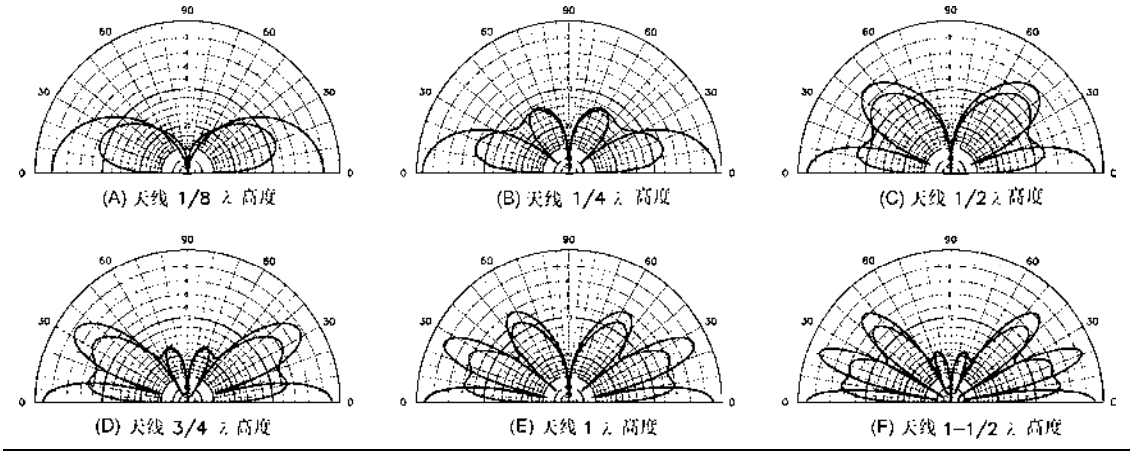


图3-29　平坦地面上接地平面天线的竖直面方向图。接地平面天线的人工地面由四根呈发射状分布的辐射棒组成，此处天线的高度指的是人工地面的高度。实线代表理想地面条件下的方向图，阴影代表真实地面条件下的方向图。这些阴影方向图经过了尺度缩换，以便能够直接与实线方向图进行比较，从而比较任意仰角处的损耗。真实地面取平均地面（k =13，G =0.005 S/m），频率为 14 MHz。在这些条件下PBA为14.8°。与自由空间相比，绝对增益（dBd）增大了6 dB。

3.3 远场区不规则地表的影响

下面的内容摘编于，R. Dean Straw（N6BV）于 1995 年 7 月在 *QEX* 上发表的一篇文章。*HFTA*（HF 地形评估 HF Terrain Assessment）*HFTA* 是 *YT* 软件的最新版本。*YT* 在老版本的 ARRL 天线手册的附带资料中可以找到。

3.3.1 为 DX（远距离通信）选择 QTH（电台位置）

纵览整个业余无线电的历史，业余爱好者们始终对如何为 DX 选择 QTH 兴趣浓厚。毋庸置疑，Marconi 在进行首次跨大西洋无线电传讯之前，在纽芬兰花了大量的时间来寻找一个合适的 QTH。将大量高效能的 HF 站聚集在一处举行竞赛或 DX 时必须遵循几条简单的准则。首先，QTH 要非常理想，位于乡村的山顶就不错，实在不行，至少也要在一个小山坡顶上，当然还有更好的选择——被海水包围的山顶！找到梦寐以求的 QTH 之后，将所能获得的最大的天线安装在能找到的最高的无线电塔上。现在就可以进行各种 DX 了——当然，要注意太阳黑子的影响。

唯一的麻烦是即使满足了这些准则也不一定能取得令人满意的结果。即使足够幸运能够找到非常陡峭的山并将其山顶作为 QTH，业余爱好者们还是常常遇到这样的情况：他们最高的天线工作得并不是很好，尤其是在波长 15 m 和 10 m 频率处，但是在波长 20 m 的频率处工作得不错。他们将他们的信号同平地上的当地信号相比较，有时候（并不总是如此）反而是输的那一方，尤其是太阳黑子活动比较强的时候。

另一方面，进入太阳活动谷年时，位于山顶的高天线通常工作得很好——但并非总是如此。因此，那些雄心勃勃的竞赛狂热爱好者，拥有大量的资源和无限的热情，在大量天线塔上所有可能的高度处都装上了天线。

其实有一种更为科学的方法可以帮助你在 11 年的太阳活动周期中找到合适的地点和高度来架设天线以使你的信号最优。在 HF 站设计中，我们提出了一种系统方法，该方法需要注意以下几点：

1．点 *A* 到点 *B* 的仰角的取值范围；

2．不同类型和配置的天线的竖直面方向图；

3．地表对水平极化天线竖直面方向图的影响。

3.3.2 需要什么样的仰角取值范围

截至 1994 年，*ARRL*《天线手册》中包含的有关全球通信时仰角（本部分的仰角取值是指能实现目标区域之间通信时所取的仰角值）应如何取值的信息仍然非常有限。在 1974 年的版本中的电波传播一章中的表 1-1，其标题为：“发射站位于英格兰接收站位于新泽西岛时测定的仰角”。

标题中没有说明的是该表是根据 1934 年贝尔实验室的测量结果推导得到的。最高频率时的数据有很大的抖动，此时应该考虑到 1934 年是第 17 个太阳活动周期的谷年这个因素。除了从新泽西到英格兰，这些数据不适用于其他任何传播路径。但是，在美国仍然有许多业余爱好者使用 1974 年版本中表 1-1 提供的信息，原因在于这是他们拥有的唯一可以帮助他们确定天线架设高度的资料（如果他们住在山坡上，在估算地形影响时，一段长的连续的斜面被用来代表山坡。具体将在后面加以介绍）。

1993 年 ARRL HQ 启动了一个大型工程，对从美国各个地区到全世界所有重要的 DX QTH 之间的传播路径的仰角值进行制表。这是由计算机程序 *IONCAP* 运行了数千次完成的。*IONCCAP* 是由美国的多个政府机构花费了超过 25 年的时间联合开发出来的，被包括 Voice of America，Radio Free Europe 在内的许多机构和 100 多个政府作为传播软件的对照标准。*IONCCAP* 使用起来比较麻烦，但的确是对照的标准。

在所有的太阳活动层级，全年 12 个月，每天 24 个小时，*IONCCAP* 都进行了计算。计算结果储存在一些大型的数据库中，可通过专门软件从中获取具体的统计数据。本书第 17 版第 23 章中的表 4 到表 13 给出了计算结果的摘要，详细信息可以在那本书附带的磁盘中找到。

图 3-30 给出了波长为 20 m，传播路径为新英格兰（以 Newington，Connecticut 为中心）到全欧洲时的仰角取值范围（竖线表示）。这些数据覆盖了 11 年太阳活动周期中的所有月份。波长为 20 m，传播路径为新英格兰到欧洲时，最有可能的仰角值为 5°，该取值出现的概率为 1。4°～6°取值的出现概率为 34%。10°～12°取值的出现概率达到第二个峰值，为 25%。

图 3-30 中的曲线是平坦地面上三副不同的水平极化八木天线的竖直面响应。第一副安装在 140 英尺高处（相当于 2 *l*），第二副安装在 70 英尺高处，第三副安装在 35 英尺高处。140 英尺高度处天线的方向图在 15°位置处出现一个深的零点，同时在仰角为 5°（出现概率最大）位置处，它的响应也是最高的，达 13.4 dBi。但是，在仰角为 12°位置处（出现概率为 9%），140 英尺高度处的天线的响应比 70 英尺处的要低 4 dB。

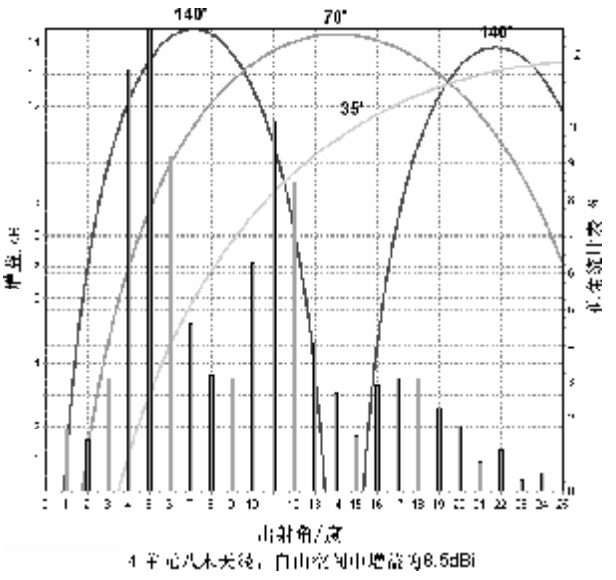


图3-30　波长为20 m，传播路径为新英格兰到欧洲，竖线为各仰角取值出现时间所占的百分比，曲线为地面上3副工作波长为20 m的天线的竖直面方向图。5°出现的概率最大，虽然在不同的年、月、日、时，仰角的实际取值都不同。注意，140英尺高度处天线的方向图在14°位置处出现深的零点。

可以证明，由于在 1°～25°（波长为 20 m 时大多数行为都发生在该仰角取值区间内）方向图中没有出现零点，因此 70 英尺高度处的天线能最大程度的覆盖整个仰角取值区间，如图 3-30 所示。但是，仰角为 5°时，它的响应只有 8.8 dBi，比 140 英尺高度处天线的响应低 4.6 dB。35 英尺高度处天线的峰值响应出现在仰角超过 26°的某个位置，仰角为 5°时，它的响应比 140 英尺高度处天线的响应低 10.4 dBi。显然，没有哪副天线覆盖了所需的整个仰角取值区间。

注意，140 英尺高度处的八木天线有一个很强的旁瓣，其峰值出现在仰角为 22°位置处。假定有两副天线可供选择(一副在 140 英尺高度处，一副在 70 英尺高度处)，来自远处某个站的信号入射角为 22°。你可能会误以为入射角为 6°左右，此时 140 英尺高度处天线响应接近第一个峰值，然而实际并非如此，真正的入射角要大得多。仰角为 22°位置处，70 英尺高度处天线的响应要比 140 英尺处天线的响应低，但是此时较高天线的响应是由副瓣引起的。(可根据 35 英尺高度处八木天线的响应来确定入射角的大小是 6°还是 22°——它的响应在 22°位置处接近峰值，在 6°位置处要低很多。)

需要指出的是，这些仰角取值只是统计数据，换句话讲，虽然 5°是出现概率最大的仰角取值（波长 20 m，传播路径为新英格兰到欧洲），但并不意味着在特定的年、月、日、时，仰角值不能为 11°。事实上，实验结果（与 *IONCAP* 计算结果一致）表明，波长为 20 m，传播路径为新英格兰到欧洲时，早上（新英格兰时间）的仰角较小，下午期间上升到 11°左右，这段时间内新英兰的信号是最强的，并且从下午一直持续到晚上。

如果将同相馈电的 140 英尺、70 英尺和 35 英尺高度处的八木天线进行天线堆叠，会发生什么情况呢？结果如图 3-31 所示。图中还给出了一个优化程度更高的 120/80/40 英尺天线堆叠的响应曲线，该响应更好地覆盖了整个仰角取值区间（传播路径为康涅狄格到欧洲）。

图 3-32 中，使用与图 3-31 中相同的堆叠天线（波长 20 m，120/80/40 英尺），但传播路径为华盛顿的西雅图到欧洲。作为对比，图 3-32 中给出了位于平坦地面上的 100 英尺高度处单副 4 单元八木天线的响应曲线。虽然 5°是出现概率最大的仰角取值（出现概率约为 13%），但这并不意味着在某个特定的时刻仰角值不能为 10°，甚至是 2°。统计表明，从 W7 到欧洲，5°是最有可能的仰角值，但是来自欧洲的波长 20 m 的信号的入射角取值区间为 1°～18°。这个取值区间比传播路径为 W1（地理上看，W1 比美国太平洋西北海岸到欧洲的距离近一些）到欧洲时的取值区间要小一些。如果你想设计这样一个天线系统：波长为 20 m 时能够覆盖欧洲和西雅图之间通信所需的所有可能的仰角，这要求该天线系统能够覆盖 1°～18°这个仰角取值区间。

类似地，如果你想设计一副天线在波长为 15 m 时能够覆盖芝加哥和南非之间通信所需的所有可能的仰角，这要求它要能够覆盖 1°～13°这个仰角取值区间，虽然 1°出现的概率最大（为 21%），如图 3-33 所示。

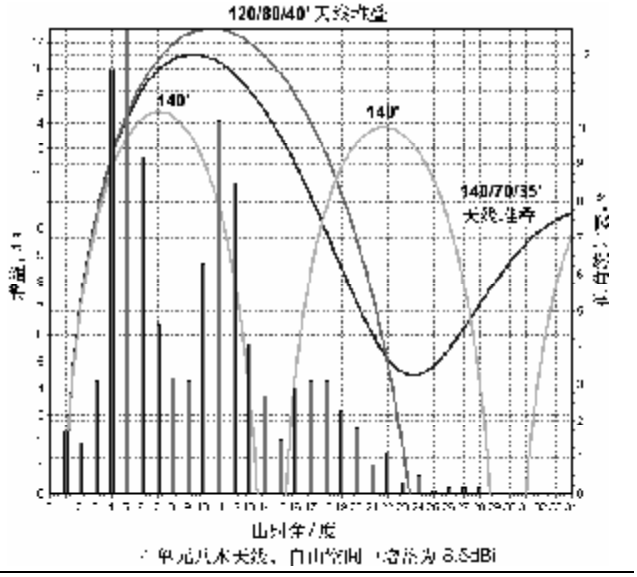


图3-31　波长20 m，传播路径为康涅狄格（W1）到欧洲，同一天线塔上不同高度处天线构成的堆叠天线覆盖的仰角值的取值范围更广。优化后的堆叠天线（120/80/40英尺）比140/70/35英尺堆叠天线和140英尺处单副八木天线的覆盖效果要好。

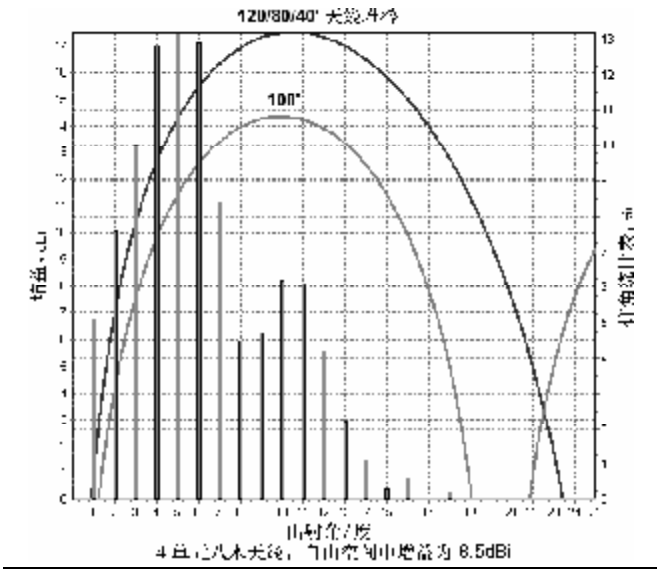


图3-32　波长20 m，传播路径为西雅图（WA）到欧洲，竖线为各仰角取值的出现概率，曲线为平坦地面上两个工作波长为20 m的天线系统的竖直面方向图。仰角值5° 的出现概率最大（约占13%）。在图中的仰角取值范围内，较高的天线占优势。

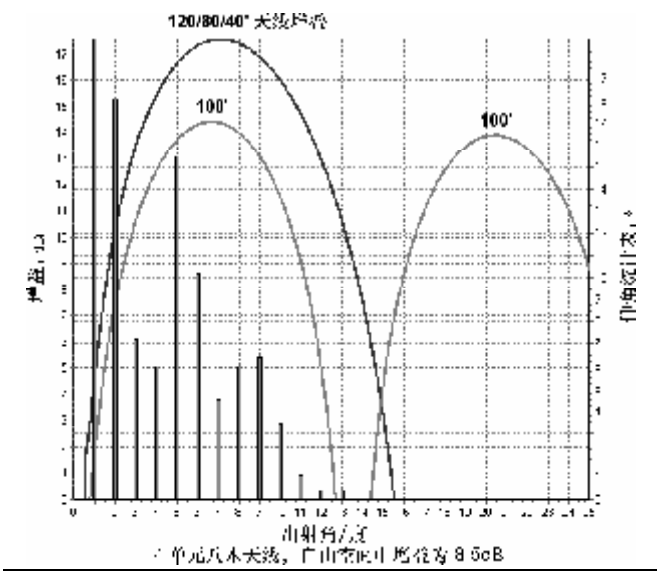


图3-33　波长15 m，传播路径为芝加哥到南非，竖线为各仰角取值的出现概率，曲线为水平地面上两个工作波长为15 m的天线系统的竖直面方向图。仰角值5° 的出现概率最大（约占13%）。在图中的仰角取值范围内，较高的天线占优势。

注意，图 3-30～图 3-33 都是针对平坦地面的。天线安装在不规则地表上时，情况会变得复杂得多。首先，我们将讨论多用途天线仿真软件——它们总是尽量模拟真实地表情形。

3.3.3　真实地表条件下天线计算机模型的不足

现代多用途天线仿真软件，例如 *NEC* 或 *MININEC*（它们相应的商业升级版本为 *NEC-Win Plus*，*EZNEC* 和 *EZNEC ARRL*），能够精确地仿真各种类型的业余无线电天线。另外，还有一些专门的软件，其作用是有效地仿真八木天线，例如 *YO* 或 *YW* 窗户八木天线或 *YagiMax*。然而，除非在理想平地面条件下，这些软件都不能精确地仿真天线。

虽然 *NEC* 和 *MININEC* 能够仿真不规则地表，但是却很不精确，它只是简单地将天线周围的地面按高度划分为一系列的同心圆环。*NEC* 和 *MININEC* 的文档清楚表明它们没有对各同心环之间的绕射加以仿真。严格的仿真证明手册中的那些警告项需要特别注意。

虽然你可以按自由空间或平地表模型分析和优化天线设计，但实际中由于绕射的存在情形要复杂的多。虽然要恰当地分析绕射比较困难，但是仍然应该加以考虑，因为这会使真实地表的分析结果比平地表反射模型更加可信得多。

3.3.4　不均匀地表条件下的射线追踪

1. 射线追踪

首先，我们考虑没有绕射，只有水平极化反射时的射线追踪。从天线塔上某一高度处，天线射出射线（好像是射出子弹一样），仰角的变化范围为水平线上+35° 到水平线下−35°，变化的步长为 0.25°。追踪前景地貌上的每条射线，并在我们感兴趣的传播方向上观测它能否与地面上的点发生碰撞。如果射线打在地面上，它将被地面反射并遵守反射定律，即反射角等于入射角。射线进入电离层后进行矢量叠加即得到远场区的竖直面响应。

下一步，在进行地形仿真时除考虑反射外加入绕射。1994 年在 Dayton antenna forum（代顿天线论坛）上，Jim Breakall（WA3FET）作了一次非常精彩的关于前景地貌效应的报告。后来，Breakall，Dick Adler（K3CXZ）Joel Young 以及其他一些研究者在 1994 年 7 月的 *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 上发表了一篇十分有趣的题为“The Modeling and Measurement of HF Antenna Skywave Radiation Patterns in Irregular Terrain”的文章，简单描述了对 *NEC-BSC* 软件所作的一些修正，介绍了如何在常规 *NEC* 软件的简单阶梯式反射模型中引入射线跟踪反射和绕射以获得更加真实可信的结果。为了验证其正确性，他们在犹他州某地利用直升飞机获得的实测方向图与修正版 *NEC* 软件的仿真结果进行了对比。遗憾的是，由于该项目是由美国海军资助的，因此在很长一段时间内它被作为军事机密未对外公开。

2. 一致性几何绕射理论发展简史

简单回顾一下几何光学（GO）到一致性几何绕射理

论（UTD）的演变（这种演变还在持续进行）历史是非常有意义的。*Introduction to the Uniform Geometrical Theory of Diffraction* 一书（作者：McNamara，Pistorius，Malherbe）非常全面地介绍了 UTD 及其发展历史，下面有关 UTD 的历史概述即参考此书得到。

在公元前许多年前，古希腊学者就已经开始研究光学了。据记载早在公元前 300 年欧几里德就发现了反射定律。其他许多古希腊学者，例如托勒密，也对光学现象作了研究。17 世纪一个叫斯涅尔（Snell）的荷兰人发现了光的折射定律，即后来的斯涅尔定律。经过无数人的努力，到 19 世纪早期，古典光学理论的数学描述已经比较完善。

正如名字所表明的那样，古典几何光学理论处理的是几何外形问题。当然在光学中几何学的重要性不应被最小化——毕竟，没有几何光学就不会有眼镜的出现。对形状的数学分析采用了光线追踪的方法（光线的传播路径与粒子的直线路径类似）。但是，在古典几何光学理论中，有 3 个非常重要的特性没有涉及到：相位、强度和极化。然而，如果不考虑这 3 个量便没有办法处理干涉和绕射现象。要处理这些现象需要用到波理论。

波理论的发展也经历了很长一段时间，虽然没有几何光学理论的历史那么长。17 世纪中期，Hooke 和 Grimaldi 等人就已经观测到了干涉和绕射现象并作了相应的记录。17 世纪晚期，Huygens 利用波理论原理对折射现象进行了解释。19 世纪晚期，Lord Rayleigh，Sommerfeld，Fresnel，Maxwell 等人完成了对电磁现象（包括光现象）的数学描述。

遗憾的是，很多问题都不能用射线理论解决——至少古典光学中的射线理论不能解决。真实世界中物体的几何外形很多是不规则的，不能作出严格的数学描述。真实世界中的一些现象在微观水平上从电子和质子的角度很容易解释，而另外一些微观现象（例如谐振）从波的角度更容易解释。为了处理真实世界中的物理现象，需要将射线理论和波理论结合起来。

古典光学理论和波理论的结合并不容易，其突破性的进展是由贝尔实验室的 J. B. Keller 在 1953 年取得的，并于 20 世纪 60 年代早期发表。Keller 以非常简单的语言介绍了他的想法，一束射线打到衍射楔上并在尖端发生干涉，在绕射点将产生无数的绕射波。每个绕射波都可以看作是绕射点的一个点辐射源。然后，对每个波按古典光学理论进行追踪。Keller 对衍射楔尖端发生的绕射作出了合理的数学描述。

图 3-34 中是一个简单的衍射楔，a_r（与水平线的夹角）方向上的入射线打在衍射楔的尖端处。衍射楔假设为理想导体，射线不能穿透。衍射楔绕射点处产生无数的绕射波，这些绕射波沿着各个方向（除被它挡住的方向）传播。绕射波的幅度和相位由射线与绕射点的相互作用决定，而该相互作用由与衍射楔相关的各个角度决定。图 3-34 中定义了楔顶角，射线入射角 f'（与衍射楔入射面的夹角）和某一绕射波的观测角 f（与楔表面的夹角）。

图 3-34 中还示出了被称作阴影边界的区域。反射阴影边界（RSB）是指入射角给定的情况下，超过它（RSB）不会有反射发生的临界角度。入射阴影边界（ISB）是指超过它（ISB）入射射线将被楔的“O 面”挡住而不能照到观测点的角度。

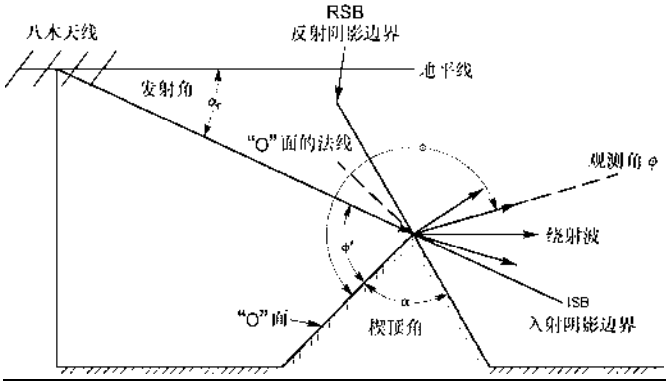


图3-34　a_r（与水平线的夹角）方向上的入射线打在衍射楔的尖端处产生绕射，楔的顶角为 α。以入射面为参考面（在UTD中称作O面），入射角为 f'。衍射楔产生无数的绕射波，某一绕射波与O面的夹角为 f，该角度在UTD中被称作观测角。

Keller 将古典几何光学理论同 Sommerfeld 的精确数学解法（应用模型：一束平面波打到一个无限长的衍射楔（为理想导体）上）进行对比从而推导出了幅度和相位因子。简单来讲，剩下的就是绕射因子。Keller 将这些绕射因子同 GO 因子相结合就得到了各个位置的合场强。

Keller 的理论即是我们所熟知的几何绕射理论（GTD）。GTD 的优越之处在于它能够处理古典几何光学（GO）不能处理的区域（GO 认为这些区域的场为零）。下面我们举例说明：图 3-35 所示为一假想模型。地面上 60 英尺高处安装了一个工作波长为 15 m 的 4 单元八木天线系统，该天线系统的照射区域为一块很宽的理想平坦地面。一块 10 英尺高的岩石被放置在距离天线塔底 400 英尺处并位于出射射线的传播方向上。图 3-36 所示为使用 GO 方法（只考虑反射）得到的竖直面方向图。由于直达波 *A* 和反射波 *B* 被岩石挡住，因此使得连续的竖直面方向图上出现了一个洞。

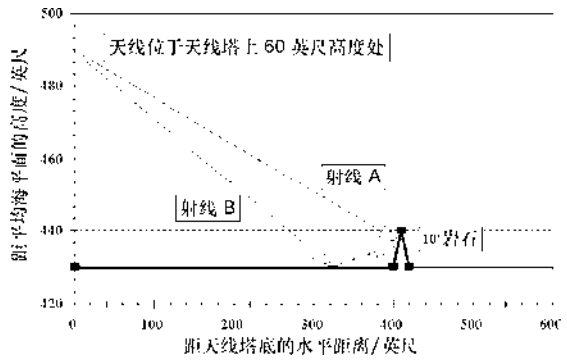


图3-35　假想地表之“10英尺岩石效应”。在距塔底400英尺处安放了一块10英尺高的岩石，岩石与塔底之间的地面为平坦地面。该岩石相当于一个衍射楔。它将挡住所有试图穿过它到达平坦地面的直达波，如图中射线*A*所示。平坦地面的反射波，如射线*B*所示，也将被岩石挡住。此处使用GO分析得到的结果如图3-36所示：由于GO没有考虑绕射，连续的竖直面方向图上出现了一个洞。

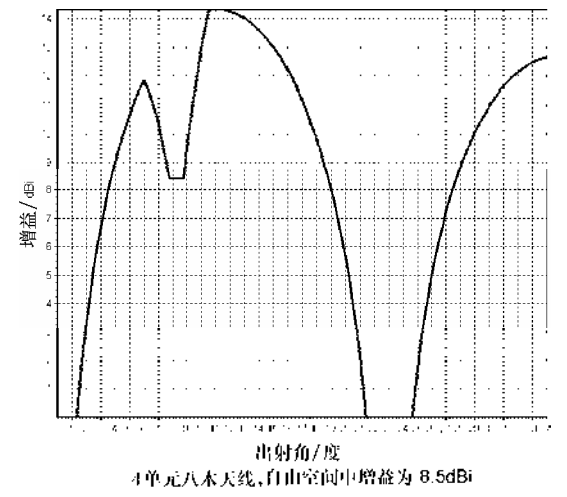


图3-36　图3-35所示地表条件下，60英尺处4单元八木天线的竖直面响应。该结果是使用GO理论计算得到的。注意到在6°和10°之间有一个洞。但是实际上，频率为21 MHz时，一块10英尺高的岩石不可能产生如此大的影响！

一块 10 英尺高的岩石真的会对波长 15 m 的信号产生这么大的影响吗？Keller 的 GTD 在分析问题时考虑了绕射——波可以绕过岩石，使得竖直面方向图中的洞被填补了起来。整个 GTD 方案的确非常聪明。

但是，GTD 并不是完美的。GTD 的推导结果中会出现一个很大的尖峰，虽然竖直面方向图的整体形状与 GO 相比已经非常接近真实情况了。RSB 和 ISB 区域通常是容易出现问题的地方。由于楔子的阻挡作用，GO 因子在这些点处为零，而 Keller 绕射因子在这些点处却趋于无穷大——数学上我们称之为奇异值问题。虽然如此，在分析绕射问题时 GTD 的分析结果仍然比 GO 要好得多。

20 世纪 70 年代早期，俄亥俄州立大学的 R. G. Kouyoumjian 和 P. H Pathak 领导下的一个研究小组在解决该奇异值问题上做出了一些关键性的工作——引入一个补像因子对阴影边界处的 Keller 绕射项进行补偿以阻止其趋于无穷大。他们引入了菲涅耳积分形式的过渡函数。最重要的是，俄亥俄州的研究人员还开发了几个 FORTRAN 软件来计算绕射波的幅度和相位。好了，现在电脑黑客们可以开始工作了！

这些软件最终发展为 HFTA（HF 是 Terrain Assessment 的缩写，其 DOS 版本为 YT——Yagi Terrain 的缩写）。正如名字所表明的那样，HFTA 可用于分析当地地表对穿过电离层的 HF 信号的影响。HFTA 是为研究水平极化的八木天线设计的，虽然它也可以用来仿真平顶偶极子天线的地面效应。相比水平极化，要精确分析地面效应对垂直极化信号的影响要复杂得多。HFTA 不能处理垂直极化问题。

3.3.5　真实地表条件下的仿真——一些简单的示例

首先，我们研究一下简单地表条件下的仿真结果以验证计算的合理性。前面我们已经讨论过“400 英尺处放置−10 英尺高岩石”的地表模型，发现由于没有考虑绕射，GO 理论的计算结果并不准确。

现在我们考虑如图 3-37 所示的简单情况，一个非常长的斜坡从天线塔底部向下延伸。注意 x 轴和 y 轴的刻度比例有所不同：y 轴从 800 英尺变化到 1 100 英尺，x 轴从 0 变化到 3 000 英尺，这使斜坡的倾斜角看起来很大——实际上倾斜角很小，只有 $\tan^{-1}(1\,000-850)/(3\,000-0)=-2.86°$。也就是说，距天线塔底 3 000 英尺处，地表高度下降了 150 英尺。

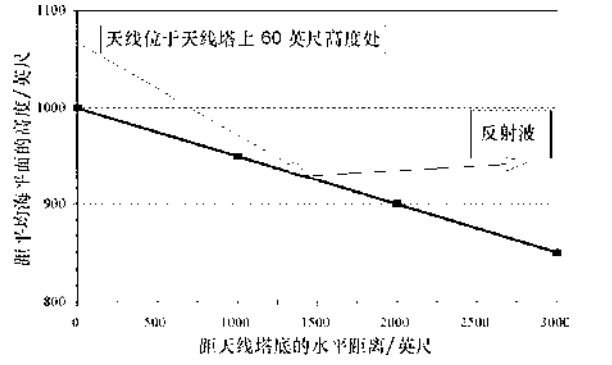


图3-37　长的小倾斜角斜坡。该斜坡没有明显的绕射点，因此可使用GO理论分析。

图 3-38 所示为该地形条件下，60 英尺高处水平极化 4 单元八木天线的竖直面响应，并与水平地面上 60 英尺高度处相同八木天线的竖直面响应作了对比。比较发现，小山顶上天线的竖直面响应与水平地面上天线的竖直面响应之

间存在 3° 的偏移（向低仰角方向）。事实上，该偏移是由小山坡的倾斜角（−2.86°）引起的。斜坡面上的反射会发生−2.86° 的倾斜。此时在 3 000 英尺处即斜坡的底部（程序中假设地表从此处开始变得平坦）将出现一个绕射。

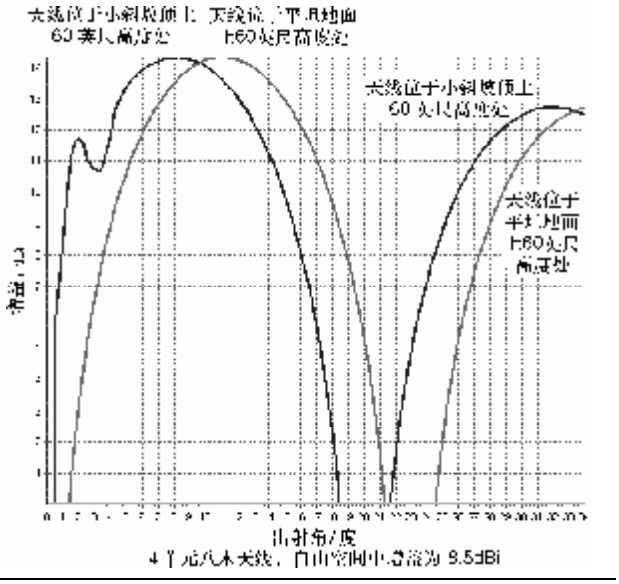


图3-38　图3-37中所示地表条件下，安装在60英尺高处，波长15 m，水平极化的4单元八木天线的竖直面响应。该响应朝着低仰角的方向（向左）偏移，偏移角度等于斜坡的倾斜角。作为对比，图中还给出了水平地面上相同八木天线的竖直面响应。

图 3-39 中所示为另外一种简单的地形廓线，即“山-谷”模型。这里，60 英尺高的天线塔竖立在一个坡度较小的俯瞰山谷的小山顶上。与前面一样，由于 *x* 轴和 *y* 轴的刻度比例不同，山坡的倾斜程度被夸大了。图 3-40 所示为工作频率为 21.2 MHz，安装在坡顶 60 英尺高天线塔上的 4 单元八木天线的竖直面响应。

同样，图中给出了水平地面上 60 英尺高处相同八木天线的竖直面响应作为对比。与水平地面上天线的响应相比，仰角大于 9° 时，山顶上天线的响应朝着低仰角的方向有所偏移，偏移角度为 3° 左右，这同样是由

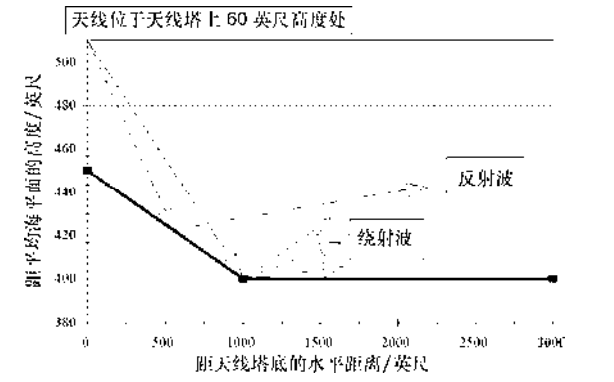


图3-39　“山-谷”地貌。图中同时还标出了反射和绕射波。

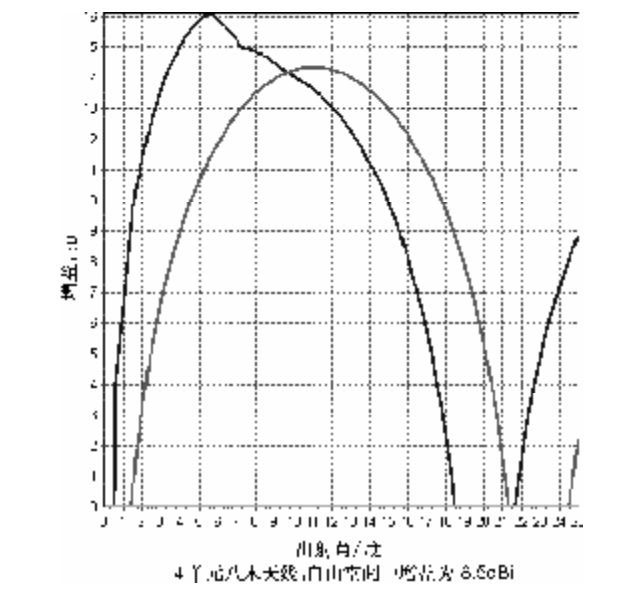


图3-40　图3-39所示地形条件下，安装在山顶60英尺高处，波长15 m的4单元八木天线的竖直面响应（使用*HFTA*计算得到）。斜坡使该响应朝着低仰角的方向偏移。仰角为5°时，绕射使*HFTA*计算得到的增益比用GO理论计算得到的增益稍大。

小山坡斜坡面上的反射引起的。与水平地面上的天线相比，坡顶天线的响应在仰角为 1°～9° 时有所增强，这是由坡底处的绕射引起的。

如果在我们感兴趣的方向上有一座山发生什么样的情况呢？图 3-41 中所示即为该类型的地形廓线，称作“山体前挡”模型。这里假设天线塔位于平均海平面上 400 英尺处，塔底距离山脚 500 英尺，二者之间的地面为平坦地面。距塔底 500～1 000 英尺的距离范围内山体升高了 100 英尺，之后（距塔底大于 1 000 英尺）地面高度保持在海平面上 500 英尺（高原）。

图 3-42 所示为 60 英尺高天线塔上，21 MHz4 单元八木天线阵的竖直面方向图，同样引入了平坦地面上 60 英尺高处相同天线的方向图作为对比。仰角为 0° ～2.3°

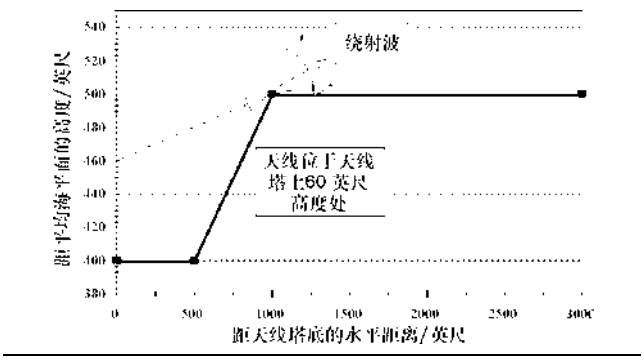


图3-41　“山体前挡”地表模型。波入射到高地边缘（山顶）处发生绕射，绕射波如图所示。

时天线发出的直达波将被小山挡住。另外，地面反射波和仰角在 2.3°～12°之间的波也将被小山挡住。由于小山的遮挡效应，仰角为 8°时该地表条件下的信号比平地上的信号弱 5 dB。直达波仰角增大到能够照射到小山的顶部边缘时开始出现绕射波。绕射波出现时仰角大于 12°，此时没有反射波。

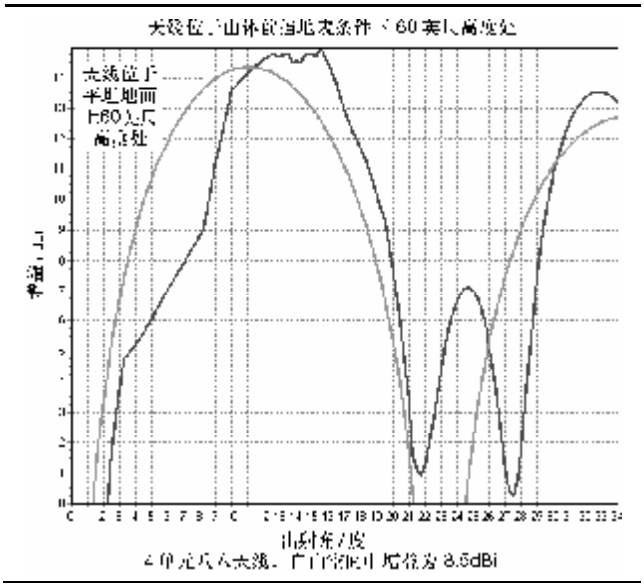


图3-42　使用HFTA计算得到的图3-41中所示“山体前挡”地表条件下的竖直面响应。小山将挡住直达波和反射波。出射角大于10°时，绕射波和直达波叠加得到图中所示的竖直面响应。

这样糟糕的 QTH 能够用于 DX 吗？图 3-43 给出了一个有效解决方案的竖直面响应。这里使用了 4 副 4 单元八木天线构成的堆叠天线，4 副八木天线分别安装在天线塔上 120 英尺、90 英尺、60 英尺和 30 英尺高处。对比发现，仰角比较小时，该堆叠天线的响应与平地上单副 4 单元八木天线的响应一致。哪里有业余爱好者，哪里就有路！

仰角为 5°时，4 个绕射元（反射元为零）进行叠加得到远场区辐射方向图。这很容易理解，因为 4 副八木天线各自独立地照射到绕射点，并且仰角较小时没有哪副天线发出的波能直接越过小山并被反射。

波长 15 m，传播路径为欧洲到新英格兰时，仰角值 5°出现的概率（出现时间占总时间的百分比）为 13%。3°～12°之间的仰角值出现的概率为 2/3。但是直到仰角大于 10°，出现概率约为 1/3，堆叠天线才开始体现自己的特性（与平地上 60 英尺处单副天线的响应有所不同）。

更复杂的地表模型

简单地表的仿真结果还是比较合理的，接下来我们讨论更为复杂的真实地表条件下的仿真。图 3-44 所示为新罕布什尔州 N6 BV/1 QTH 所在区域的地形（方位向取

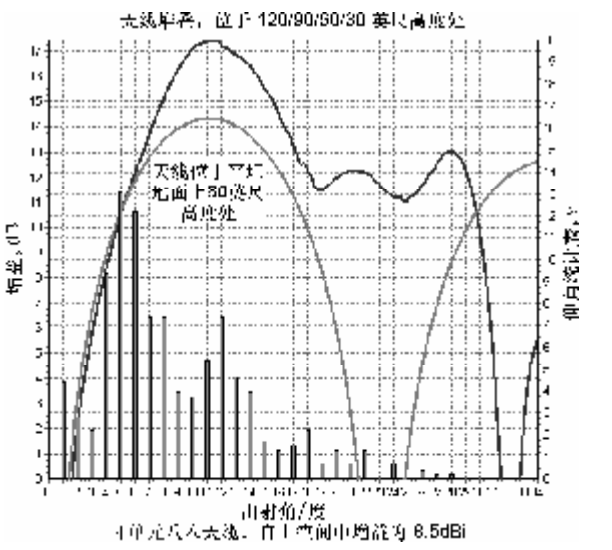


图3-43　安装在天线塔上120英尺、90英尺、60英尺和30英尺高处的4副4单元八木天线构成的堆叠天线的竖直面响应，地表条件如图3-41所示。仰角较小时，该响应与平地上60英尺高处单副4单元八木天线的响应一致。图中还给出了传播路径为新英格兰到欧洲时仰角的统计数据作为参考。

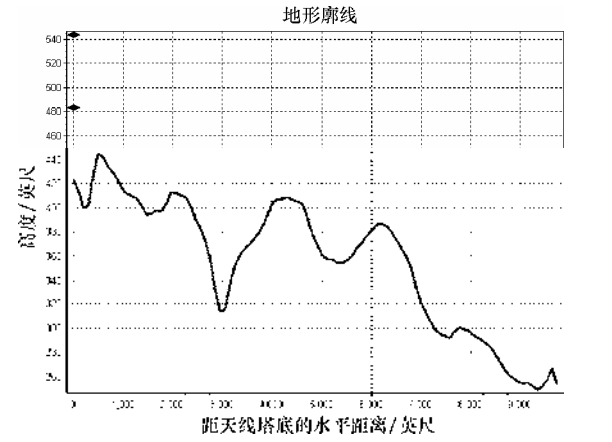


图3-44　新罕布什尔州N6BV/1 QTH所在区域的地形（指向日本）。*HFTA*处理时选取了52个不同的点作为绕射点。

指向日本的方向）。该地形很复杂，*HFTA* 在处理时取了 52 个不同的点作为绕射点。图 3-45 中所示为 *HFTA* 对 3 个不同天线系统（波长都为 20 m）的竖直面响应的计算结果：120/60 英尺堆叠天线，单副 120 英尺天线和作为参考的平地上的 120/60 英尺堆叠天线。图中还给出了传播路径为新英格兰到日本时仰角取值的统计数据——图形看起来非常复杂，在彩色 CRT 上用不同颜色标记各曲线看起来会比较容易一些。

将不规则地表和平坦地面上的相同 120/60 英尺堆叠天线的竖直面响应进行对比，可以帮助我们分析到底是不规则地表上的哪些点在影响竖直面响应。在 3°～7°的范围内，平地上堆叠天线的增益比图 3-44 所示地表条

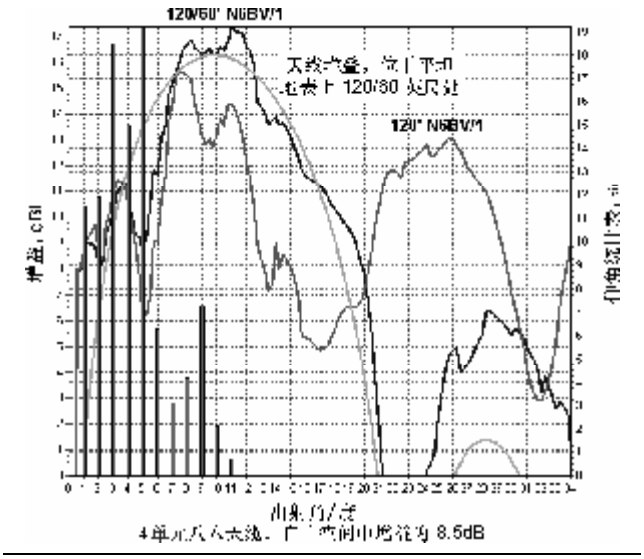


图3-45　*HFTA*对3个不同天线系统的竖直面响应的计算结果：图3-44所示地表条件下120/60英尺堆叠天线，单副120英尺天线和作为参考的平地上的120/60英尺堆叠天线。由于大量绕射和反射元的存在，响应曲线非常复杂。

件下堆叠天线的增益大，在 8°～12°范围内情况相反。这再次证明了能量守恒定律——某些仰角值处的信号比较强，那么在其他角度处信号必定比较弱。观察发现，波长 20 m 时，N6BV/I 指向日本方向的信号总是比较弱，因为这条路径上占主导地位的仰角值比较小。

仔细观察 *HFTA* 在仰角为 5°时输出的数据，发现总共有 6 159 个绕射元。在传输到日本的过程中有大量的地面弹跳信号！由于受到地表的遮挡，有些绕射点 120 英尺高处的八木天线能够照到，而 60 英尺高处的八木天线却不能照到。

有时会出现这样的情况：从电离层传播到接收机的信号从相反的方向到达地面。这并不奇怪，因为发射和接收并不一定是完全互易的。

图 3-45 中 120/60 英尺堆叠天线的增益在仰角为 11°时达到最大，为 17.3 dBi，比相同角度处单副 120 英尺八木天线的增益大 3 dB——对于来自日本的入射信号，在大部分仰角取值范围内，3 dB 的优势始终存在。堆叠天线和单副天线工作的不同已经过多次观测证明。然而，在进行比较时，大多数时候信号之间微小差别很难测量，尤其是在一次典型的 QSO 过程中 QSB 以 20 dB 的步长改变信号时。可以发现，堆叠天线比单副天线的衰落要小。

3.3.6　使用 HFTA

1. 手动生成地形廓线

HFTA 采用两种截然不同的算法生成远场区的竖直面方向图。第一种是只考虑反射的 GO 算法。第二种是考虑绕射的 UTD 算法。这两种算法处理的都是沿某个方位向（比如指向日本或指向欧洲）的数字化的地形廓线。

可以用直尺或圆规按地形图手动生成地形廓线文件。手动操作理论上很简单。在美国地质调查局的 7 点 5 分地图上标出天线塔的所在位置。7.5 分地图可以在当地的五金店之类的地方找到，也可以从美国地质调查局获取。它的联系方式是：U.S. Geological Survey，Denver，CO 80 225 or Reston，VA 22 092. Call 1-800-MAPS-USA。你也可以向它索取你所在地区的地形图。美国以外的其他许多国家的地形图也有。因为大部分地形图以米为单位，使用 *HFTA* 时必须乘上 3.28，将米转换为英尺，或者在磁盘文件的最前面加一行程序以便 *HFTA* 能够自动识别“米”。

从塔底开始朝着感兴趣的方向用铅笔画一条直线，可能从新英格兰指向欧洲（方位角为 45°），也可能指向日本（方位角为 335°）。然后测量塔底与直线和等高线所有的交叉点之间的距离，并将测得的距离/高度数据输入一个 ASCII 计算机文件中，该文件的文件扩展名为“PRO”，代表廓线。

图 3-46 中所示是 USGS 地图的一部分，上面标出了 Windham，NH 地区的 N6 BV QTH。从该位置出发，沿欧洲不同地区和远东方向作了几条直线。为了避免混淆，等高线的海拔高度是用铅笔手工标注的。

HFTA 将真实地表剖分为许多的平面，这些平面是由连接*.PRO 文件中的高度点的直线构成的。该模型是二维的，即在某一个方位向上只包含距离和高度数据。*HFTA* 假定上述剖分平面的宽度与它的长度密切相关。显然，真实世界是三维的。如果八木天线向下指向一个非常陡峭的峡谷，在某个方位向上，实际得到的竖直面方向图将与 *HFTA* 的计算结果有所不同。除了受到地表高度变化的影响外，信号在峡谷两壁之间还存在水平倾斜。*HFTA* 不能处理峡谷类型的地貌。

为了获得真实地表效应的三维图像，进行地表建模时必须包含塔底周围两英里内各个方向上所有点的方位、距离和高度信息。在你忍受过单一方向的二维廓线的不足之后，你会发现虽然生成 360°全方位的三维廓线的工作量很大，但是还是很值得的。

2. 因特网上的地形数据

因特网上的数字化地形数据一度由于分辨率太低，精确度不够高，而不被 *HFTA* 采用。不过，现在已经可以从网上免费下载到完整精确的 USGS 7.5 地形图了。使用 US Naval Academy 的 Peter Guth 教授编写的软件 *MicroDEM* 能够非常快捷简便地将地形数据文件（topographic data files）转换为廓线数据文件（terrain data files）供 *HFTA* 使

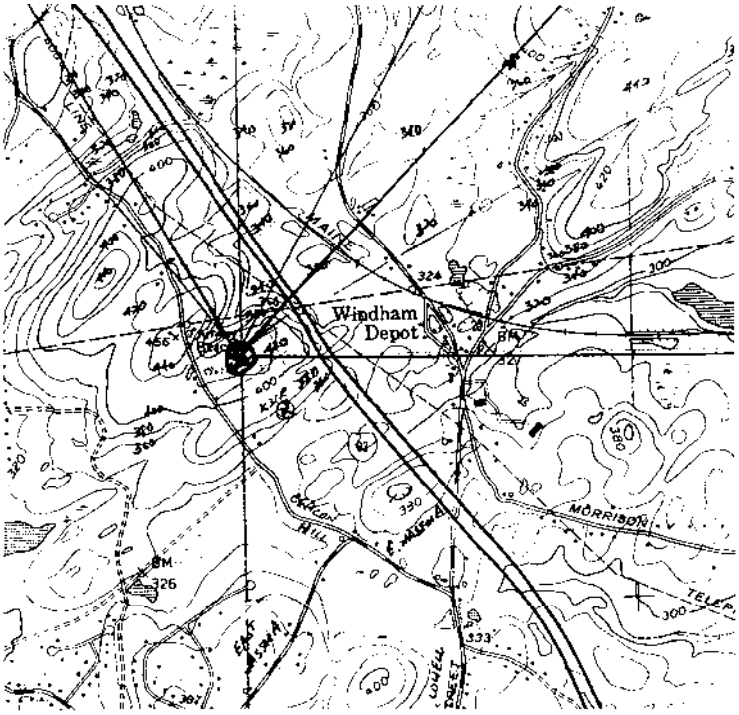


图3-46　USGS 7.5分地形图的一部分。图中给出了N6BV/1的地理位置，并沿欧洲和日本方向作了数条直线。为了避免混淆，等高线的海拔高度是用铅笔手工标注的。这里需要用到放大镜。

用。除了能够自动生成廓线数据文件供 *HFTA* 使用外，*MicroDEM* 本身还是一个功能齐全的测绘软件。

MicroDEM 的使用说明在 *HFTA* 的帮助文件中（HFTA.PDF）可以找到——单击 *HFTA* 主窗口中的 Help 按钮即可。图 3-47 中所示为 *MicroDEM* 软件对新罕布夏州 N6 BV/1 所在区域（方位角 45°，指向欧洲）处理结果的截屏。黑/白-截图不能完全传达彩色图像包含的丰富信息。地形廓线的计算结果绘制在图 3-47 右边的窗口中，数据文件如顶部右端的窗口所示。

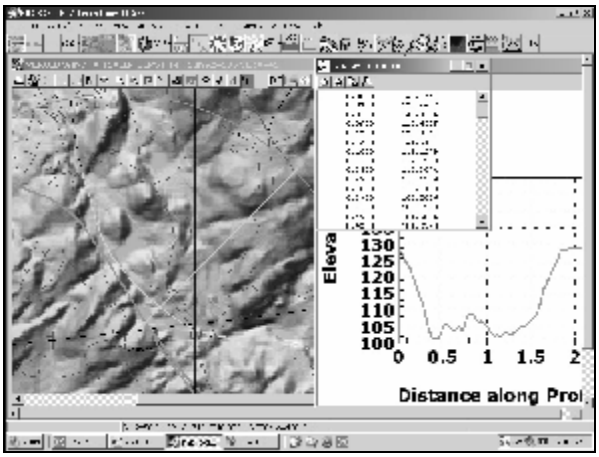


图3-47　MicroDEM软件截屏，所示为图3-46中地表的地形图，右边窗口中是N6BV/1，Windham，NH所在区域（方位角45°，指向欧洲）的地表廓线计算结果。

使用 *MicroDEM* 和网上的 USGS 地形数据可以自动生成包含方位信息（方位采样间隔为 1）的 360 个三维廓线文件，并且软件处理过程只需要几秒钟就可以完成（1 的方位间隔已经很小了，大多数人选择 5 的方位采样间隔，可得到 72 个廓线文件）。在地形 DEM（数字高程模型）图上，可以使用精度和纬度来定位天线塔的位置——GPS 接收机中采样该方法——并可通过 *MicroDEM* 获取视域。具体可查看 *HFTA* 帮助文件。

将 *MicroDEM* 自动处理过程（只需要几秒钟）同廓线手动生成过程（在纸质地形图上进行，仅生成一个廓线文件就需要数小时，并且需要小心翼翼不出差错）进行比较，无疑前者才是我们的最佳选择！

3. 射线追踪算法

廓线文件生成后，波在此地表条件下传播时，*HFTA* 在处理过程中将涉及多传播机制：

（1）反射，此时需引入菲涅耳地面反射系数；

（2）直达波绕射：天线发射信号直接照到绕射点，射线到达绕射点之前不受任何地面特性的影响；

（3）绕射波又被地面反射；

（4）地面反射波照到绕射点并产生大量的绕射波；

（5）一个绕射波照到另一个绕射点时产生大量绕射波。

对于某些山壁非常陡峭的碗形地貌，向后传播的反

射或绕射信号遇到后面山壁后将再次被反射回去，反射波传播方向变为先前。*HFTA* 不处理这些传播机制，因为这将大大延长计算时间。它只计算我们感兴趣的方向上向前的传播机制。

图 3-48 所示为频率为 21.2 MHz 时，*HFTA* 对新罕布夏州 N6BV/1 所在区域（欧洲方向）处理结果的截屏的一部分。它将 90/60/30 英尺 TH7DX 三重频带堆叠天线的响应同平地上相同堆叠天线以及平地上 70 英尺高处单副天线的响应进行了对比。70 英尺高处的单天线代表一个典型的信号站，其波长为 15 m。与平地上相同堆叠天线的响应相比，前述地表条件下堆叠天线在仰角较小时的增益比较高。在整个仰角取值范围内，前述地表条件下堆叠天线的增益与 70 英尺高处单天线的增益接近或高于它。向电离层发射信号时地表的影响非常大——或好或坏。

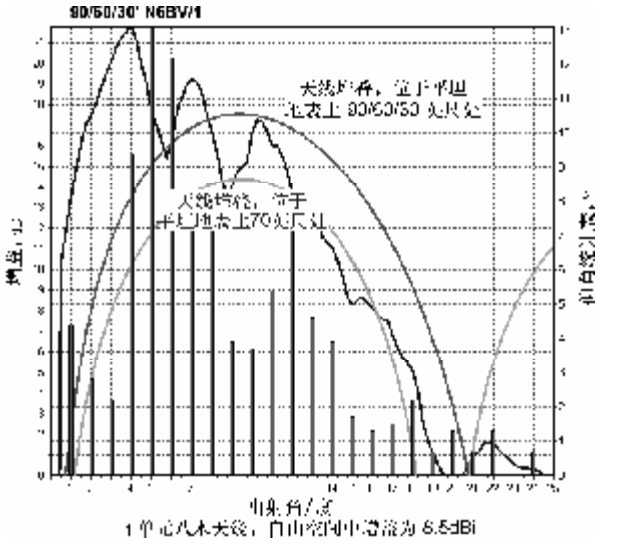


图3-48　频率21 MHz，N6BV/1 QTH所在区域（方位向45°，指向欧洲），90/60/30英尺TH7DX三重频带堆叠天线的竖直面响应。仰角较小时，与平地上的堆叠天线相比，该地表条件下的响应增益大得多。能量守恒定律再次得到证明——从仰角较大位置“盗取”能量，使仰角较小时的能量增大。

4. HFTA 天线模型

操作者可以选用 *HFTA* 中任意类型的天线——从偶极子单天线到 8 单元八木天线。默认设置的响应为余弦的平方，与自由空间中单副 4 单元八木天线的响应一致。*HFTA* 在射线跟踪时只沿研究方位的前向进行，这使得算法相对简单，能在很大程度上节省计算时间。

HFTA 把组成堆叠的每副天线都看成是一个独立的点源。如果 *HFTA* 仿真中使用的是行波天线，例如菱形天线，特别是当天线下面的地面不平坦时，仿真将无法进行。对于典型的八木天线，即使其天线大梁很长，点源的假设依然是合理的。同时，*HFTA* 假设所使用的八木天线都是水平极化的。它不处理垂直极化的天线模型，这一点前面我们提到过。仿真时，堆叠中八木天线之间的空间间隔必须适当（这一点，*HFTA* 文件中有特别警示）——0.5 *l* 或更大，因为 *HFTA* 不能很好地处理堆叠中八木天线之间互耦效应。

HFTA 的仿真结果同利用直升飞机在犹他州获得的实际测量结果（by Jim Breakall（WA3FET）前面我们提到过）比较吻合。Breakall 的测量中使用的是安装在 15 英尺高处的水平极化偶极天线。

3.3.7　有关 HFTA 的更多内容

频率覆盖范围

HFTA 可用于频率高于 HF 波段的情况中，虽然其图形分辨率只有 0.25°。频率高于 100 MHz 时，仿真得到的方向图看起来呈颗粒状。UTD 是一种高频近似模型，所以理论上频率越高得到的结果可信度越高。需要谨记的是 *HFTA* 是为仿真天波传播的发射角设计的，包括电离层 E 和 F，甚至偶发性电离层 E。由于定义电离层发射角时只包含了水平面以上的角度，因此 *HFTA* 不考虑发射角为负的 UHF 直视模式。

更多有关 *HFTA* 的使用说明和一些大型站点的地形廓线文件都包含在原版书附带的光盘中。

参考资料

有关本章主题的更多内容和进一步讨论可在下面的参考文献和第 2 章（天线基本理论）末尾列出的书籍中找到。

B. Boothe, “The Minooka Special,” *QST*, Dec 1974.

Brown, Lewis and Epstein, “Ground Systems as a Factor in Antenna Efficiency,” *Proc. IRE* , Jun 1937.

G. Brown, “The Phase And Magnitude Of Earth Currents Near Radio Transmitting Antennas,” *Proc. IRE*, Feb 1935, pp 168～182.

R. Collin and F. Zucker, *Antenna Theory*, Chap 23 by J.Wait, Inter-University Electronics Series (New York: McGraw-Hill, 1969）, Vol 7, pp 414～424.

T. Hullick, W9QQ, “A Two-Element Vertical Parasitic Array For 75 Meters,” *QST*, Dec 1995, pp 8～41.

R. Jones, “A 7-MHz Vertical Parasitic Array,” *QST*, Nov 1973.

T. Larsen, “The E-Field and H-Field Losses Around Antennas With a Radial Ground Wire System,” *Journal of Research of the National Bureau of Standards*, D.Radio Propagation, Vol

66D, No. 2, Mar-Apr 1962, pp 189～204.

D. A. McNamara, C. W. I. Pistorius, J. A. G. Malherbe, *Introduction to the Geometrical Theory of Diffraction* (Norwood, MA: Artech House, 1994）.

C. J. Michaels, "Some Reflections on Vertical Antennas," *QST*, Jul 1987.

C. J. Michaels, "Horizontal Antennas and the Compound Reflection Coefficient," *The ARRL Antenna Compendium, Vol 3* (Newington: ARRL, 1992）.

R. Severns, N6LF, "Verticals, Ground Systems and Some History," *QST*, Jul 2000, pp 38～44.

J. Sevick, "The Ground-Image Vertical Antenna," *QST*, Jul 1971.

J. Sevick,"The W2FMI 20-Meter Vertical Beam,"*QST*,Jun 1972.

J. Sevick, "The W2FMI Ground-Mounted Short Vertical," *QST*, Mar 1973.

J. Sevick, "A High Performance 20-, 40- and 80-Meter Vertical System," *QST*, Dec 1973.

J. Sevick, "The Constant-Impedance Trap Vertical," *QST*, Mar 1974.

J. Stanley, "Optimum Ground Systems for Vertical Antennas," *QST*, Dec 1976.

F. E. Terman, *Radio Engineers' Handbook*, 1st ed. (New York, London: McGraw-Hill Book Co, 1943）.

Radio Broadcast Ground Systems, available from Smith Electronics, Inc, 8200 Snowville Rd, Cleveland, OH 44141.

The last major study that appeared in the Amateur literature on the subject of local terrain as it affects DX appeared in four *QST* "How's DX" columns, by Clarke Greene, K1JX, from October 1980 to January 1981. Greene's work was an update of a landmark Sep 1966 *QST* article entitled "Station Design for DX," by Paul Rockwell, W3AFM. The longrange profiles of several prominent, indeed legendary, stations in Rockwell's article are fascinating: W3CRA, W4KFC and W6AM.

第 4 章

天线建模与系统规划

4.1 概览：用计算机分析天线

正如第 3 章“地面效应”中所指出，不规则的地形将对发射至电离层的高频信号产生深远的影响。这就需要靠系统的方法去架设一个科学地规划的电台。我们在第 3 章曾指出，天线的建模分析程序一般不考虑不规则地形的影响——“不规则”指的是所有不平坦的地形情况。大部分基于 NEC-2 或 MININEC 的建模程序都建立了反射的模型，而没有建立衍射模型。

另一方面，即使有像 ***HFTA***（高频地形评估）一样的射线追踪程序将衍射考虑在内，也不能准确地计算出天线与地之间的互阻抗所产生的影响。***HFTA*** 做出了以下基本的假设：天线架设在离地面足够高处，使天线与地之间的互阻抗达到最低。

在本章中，我们将考虑天线在计算机上的建模过程。我们将探讨一些典型天线在平坦地形上和在自由空间中的特性。一旦表征出其特性—— 甚至对某些特性加以优化—— 便能利用 ***HFTA*** 以及在第 3 章中讨论过的其他工具在真实地形上对这些天线进行分析。

天线建模简史

自 20 世纪 80 年代初期以来，个人计算机迅速普及，业余无线电爱好者和专业人士一起，在计算机天线系统分析上大步前进。现在，业余无线电爱好者们可以在相对廉价的计算机上对复杂的天线系统进行计算。业余无线电爱好者们可以清楚地掌握天线系统的运作——在过去对许多人来说一直都是个谜。另外，现代计算机工具使业余无线电爱好者能够揭穿过分鼓吹某些天线的牛皮。

日前最流行的天线分析程序都源自美国政府实验室开发的一个叫 NEC（天线数值计算）的程序。NEC 使用了一种叫“矩量法”的算法。这个有趣的名称起源于一次数学会议。会议讨论了当对天线的线上电流分布做出特定简化的假设后，会引起多“大”的积累误差。如果你有兴趣深入研究“矩量法”，John Kraus（W8JK）的《Antenna》（第 2 版）中有一章内容写得非常好。也可以参考 Bob Havilland（W4MB）编写的《ARRL Antenna Compendium》（第 4 卷）中《利用矩量法编写的天线分析程序》一文。

矩量法背后隐藏着艰深的数学理论，但其基本原理却十分简单。天线可以被分解成许多直线小段，每一小段中由射频电流产生的场可以通过其本身以及由其他小段互耦合产生的场计算而得到。最后，将各个有效小段所产生的场进行矢量相加，就可以得到总的场。这样，就能计算出任何仰角和方位角的场了。平地面反射的影响（包括大地电导率和介电常数）也同样可以计算出来。

20 世纪 80 年代初期，为了在个人计算机上运行，MININEC 用 BASIC 语言编写。由于当时个人计算机内存与运算速度的局限性，MININEC 中需要一些简化的假设，而这些假设限制了计算精度。最大的局限性或许在于，即使远场中辐射方向图考虑了实际的地面参数，仍然假设天线正下方是理想地面。这意味着离地高度小于约 0.2 l 的天线模型有时会得出错误的阻抗和偏大的增益，尤其在水平极化的情况下。尽管有这些局限性，MININEC 还是代表着分析能力上的重大飞跃。见 Roy Lewallen（W7EL）在 1991 年 2 月 QST 杂志上发表的一篇关于怎样出色地运用 MININEC 处理缺陷的文章《MININEC——the Other

MININEC 和 NEC-2 程序的商业应用软件

自从 NEC-2 和 MININEC 的源代码被公开后，热心的程序师们已将这些程序进行了浓缩、扩展与提高，现在有许多可用的免费软件，以及多种商业应用软件。

这张工具表只涉及应用最广的商业版本，即业余无线电爱好者广泛应用的程序。需要注意，无论你选择哪一种程序，都要投入学习时间或是金钱。当然你的时间是很宝贵的，但与其他设计者交换自己的设计模型文件的能力也同样宝贵。他人的设计模型文件可有效地让你学习到“专家”是如何建模的，尤其是在你刚刚起步时（ELNEC 是只支持 DOS，KMININEC 为核心的 EZNEC 的前身），例如，互联网上已经有可使用 EZNEC/ELNEC 提供的程序文档，因为这一软件已流行多年。

下面的列表总结了自 2006 年以来一些比较流行商业天线建模程序的特点与价格。使用 NEC-4 核心技术的程序需要从 Lawrence Livermore 国家实验室获得单独的许可证号。

名　称	EZNEC 4.0 (+ ver.)	EZNEC-M Pro	EZNEC/4	NEC-Win Plus +	NEC-Win Pro	GNEC	天线模式
制造商	Roy Lewallen	Roy Lewallen	Roy Lewallen	Nittany Scientific	Nittany Scientific	Nittany Scientific	Teri Software
核心技术	NEC-2	NEC-2	NEC-4	NEC-2	NEC-2	NEC-2/NEC-4	MININEC
操作系统	Windows 32-bit	Windows 32-bit	Windows 32-bit	Windows 32-bit	Windows 32-bit	Windows 32-bit	Windows 32-bit
数字段	500（1500, + ver.）	20,000	20,000	10000	10000	80,000	Limited by memory
NEC 卡输入	No	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	No
其他输入	ASCII（NEC, + ver.）	ASCII, NEC	ASCII, NEC	CAD *.DXF	CAD *.DXF	CAD *.DXF	No
编程线	No	No	No	Yes	Yes	Yes	Yes
源设置	By %	By %	By %	By %	By %	By %	By %
源类型	Current/ Voltage/Split	Current/ Voltage/Split	Current/ Voltage/Split	Current/ Voltage/Split	All types	All types	Current/Voltage
R + j X 负载	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes
RLC 负载	Series,Parallel, Trap	Series,Parallel, Trap	Series,Parallel, Trap	Series, Parallel	Series, Parallel	Series, Parallel	Series, Parallel
真实陷波负载	Yes	Yes	Yes	No	No	No	No
拉普拉斯负载	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	No
电导率表	Yes*	Yes*	Yes*	Yes	Yes	Yes	Yes
平均增益测试	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes
传输线	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	No
视图几何	Excellent	Excellent	Excellent	Good	Good	Good	Very Good
几何核对	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes
高度易变性	Yes	Yes	Yes	No	No	No	No
极化图	ARRL, linear-dB Az/El, Circ.（+ ver.）	ARRL, linear-dB Az/El, Circ.	ARRL, linear-dB Az/El, Circ.	ARRL, linear-dB Az/El Patterns	ARRL, linear-dB Az/El Patterns	ARRL, linear-dB Az/El Patterns	ARRL, Linear –dB Az/El Patterns
直角坐标图	SWR	SWR	SWR	SWR, Zin	SWR,Zin,Az/El, Near/ Far Plots, Currents	SWR, Zin, Az/El, Near/ Far Plots, Currents	Gain, SWR, F/B, F/R, Rin, Xin
操作速度	Fast	Fast	Fast	Very Fast	Very Fast	Very Fast	Slow
史密斯圆图	Data for Ext. Smith program	Data for Ext. Smith program	Data for Ext. Smithprogram	No	Yes	Yes	Yes
近/远场表	Both	Both	Both	Far	Both	Both	Both
地面波分析	No	Yes	Yes	No	Yes	Yes	No
定价	$89 Web; $99 CD-ROM, $139（+ ver.）	$450	$600; must have NEC-4 license	$150	$425	$795	$85

*所有电线的导电率相同

Excellent（优异），Very Good（很好）、Good（好）的等级划分由《天线手册》编辑作出

Edge of the Sword》。

由于 MININEC 向公众发布时公开了源代码，大量的程序师为业余无线电市场编写了一些面向业余爱好者的功能强大的商业版本。其中有许多都整合了不错的制图法来显示天线二维或三维辐射方向图。这些程序还简化了流行的天线类型的建模过程，有些还附带有天线的样本库。

到了 20 世纪 80 年代末期，个人计算机速度和性能的提高使 NEC 的 PC 版得以应用，目前有好几个版本可供业余无线电爱好者使用。最新的大众版本是 NEC-2，我们将其作为计算核心在本章的例子中使用。

类似于 MININEC，NEC-2 也是一个通用的模型包，对某些特定的专用天线形式来说可能难以使用，操作上较慢。于是，定制商业软件应运而生，其用户界面更为友好、对特定天线类型（主要为八木天线）分析更为快速。见第 11 章“高频八木天线阵列”，也可见侧边栏“MININEC 和 NEC-2 程序的商业实现”。

在原版书配套光盘中，Roy Lewallen（W7EL）提供了他的 EZNEC3.0 程序的特别版，名为 EZNEC-ARRL。这一版本可用于计算特定天线。光盘中注意 EZNEC 的这个 ARRL 特别版对除该光盘中所包含的模型之外的所有模型的最大分段（我们将在后面解释段的概念）数限于 20，你可以从 EZNEC-ARRL 程序的帮助部分中找到购买 EZNEC 完整版本的相关信息。

由于有关天线建模内容的完整的书籍已经写成，所以下面所列出的只能是一个梗概。对于有严谨态度的建模人员，我们极力建议你报名参加 ARRL 认证与继续教育系列课程中的在线天线建模课程。由 L.B.Cebik（W4RNL）所创立的天线建模课程容纳大量的信息、技巧以及计算机建模方法。若需要更多信息，可以浏览：http://www.arrl.org/ news/stories/2002/02/06/2/。我们还强烈推荐读者阅读 EZNEC-ARRL 中的帮助文档，其中有不少关于天线建模要点的实用信息。

4.2 天线建模基础

本章以 EZNEC-ARRL 为例，通过使用基于 NEC-2 的建模程序来讨论有关于天线建模的话题：

- 程序输出
- 导线几何学
- 分段、警示和限制
- 源（馈电点）的布置
- 环境（包括接地类型和频率）
- 负载和传输线
- 测试

4.2.1 程序输出

软件程序的指导手册往往在开篇时详尽地描述程序所需的输入数据，然后演示程序产生的输出数据。尽管那是有益的，但是为了更好地理解，先简单地从一个典型的天线建模程序的输出入手。

我们将看看大众版 NEC-2 的输出，接下来利用 W7EL 提供的 EZNEC-ARRL 软件来看看 NEC-2 的商业改版所提供的输出信息。在简单概览了这些输出程序后，我们将细致地分析一个建模程序工作所需的输入数据。在接下来的讨论中，如果事先在你的计算机中安装了 ***EZ NEC-ARRL***，并打开每一范例的具体建模文件，将会十分有益（本章接下来的部分中，将只涉及 EZNEC3.0 的一个专业分支——官方名称为 EZNEC，或 EZNEC-ARRL，而不讨论 EZNEC3.0。必要时，我们将指出 EZNEC3.0 与其限量版的 EZNEC-ARRL 之间的具体差异）。

原始的 NEC-2

原始的 NEC-2 程序可以产生页面和用于主机行式打印输出格式的页面。有些较为年长的人可能还记得由行式打印机打印出来的那些白白绿绿的、由拉纸器供给的 132 列的计算机打印纸。MIS（管理信息系统）总部存放着许多箱那样的打印纸。

原始的 NEC-2 程序是由 Fortran 语言编写的，Fortran 代表公式翻译。程序员利用打孔卡片向巨型机输入程序本身以及程序所需的输入数据。如果说 NEC-2 输出的纸片繁多，甚至会令人咋舌，都还是轻描淡写了些。有用信息与原始数据间相去甚远，原始 NEC-2 的原始输出足以让原始数据使用者焦头烂额。

以 NEC-2 为计算核心技术的商业版软件使读者避开了原始行式打印机式的冗繁输出以及打孔卡片式的输入（或是打孔卡片的磁盘替代品）。如 EZNEC 一类的商业软件可以输出十分实用的数字化表格，这些表格可以呈现出诸如单频点的源阻抗或是驻波比，以及负载或传输线的特性等参数。不过，正如老话所说，“一幅图像胜过千言万语”。如同适用于其他需要应付大量数据的工作一样，这句话也适用于建模程序。因此，大部分的商业设计软件包都为使用者绘制了图表。EZNEC 提供了以下的图表类型：

- 远场仰角与方位角响应的极坐标图
- 总的远场响应的三维线框图
- 某一频段上的 SWR（驻波比）图

- 模型中各个导体上射频电流的图形化展示
- 用于建模的线段的可旋转可缩放的三维视图
- 对可生成史密斯圆图的程序的输出

图 4-1（A）和图 4-1（B）展示了计算机模拟出的一个 135 英尺长的水平偶极天线的仰角与方位角的方向图。这个水平偶极天线安装在距平地 50 英尺高的平顶屋内。这两张图是偶极天线频率在 3.75 MHz 时使用 EZNEC 生成的。图 4-1（C）展示了一张 14.2 MHz 远场响应的三维线框图。作为比较，表 4-1 展示了行式打印输出的 3.75 MHz 方位角方向图的小部分数据。显然，实际需要更多的打印页。一张图的确能够替代数千个数字！

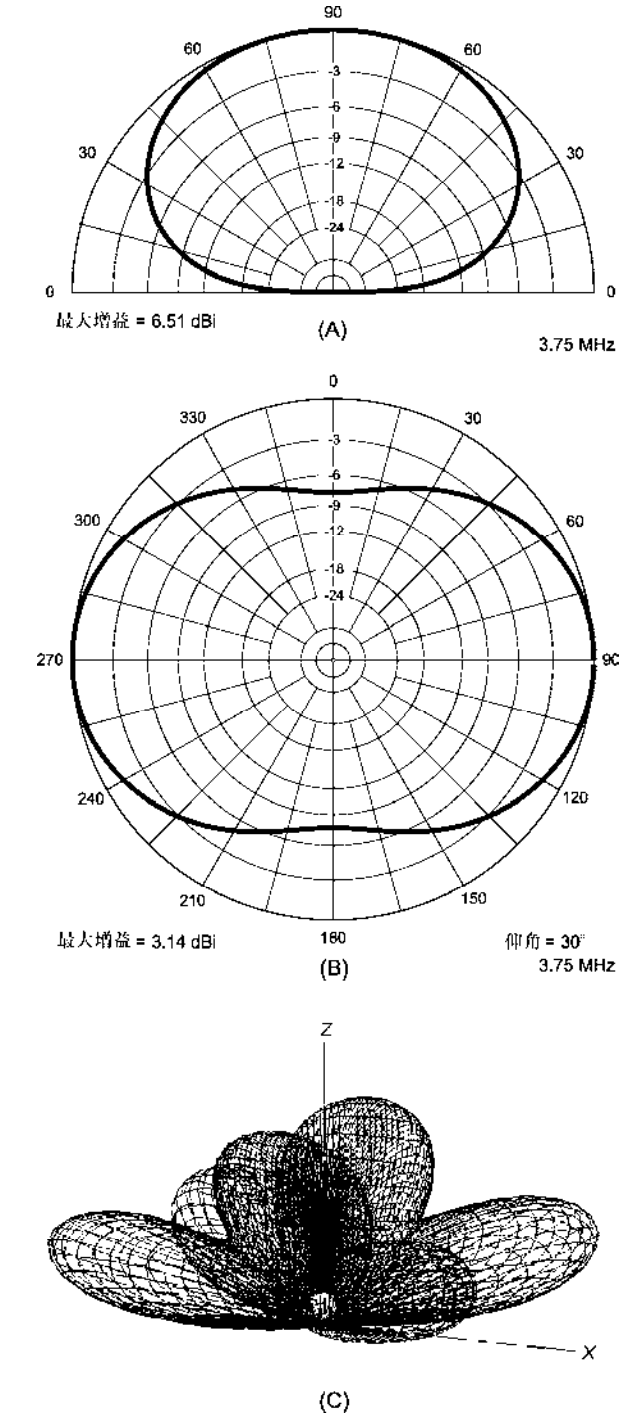


图4-1　A，3.5 MHz高于平地50英尺处135英尺长的水平偶极天线所产生的远场俯仰平面方向图。B，处于30° 仰角的远场方位方向图。

图 4-2 展示了该天线由 50 Ω 无损耗传输线馈电时在 3.0～4.0 MHz 频段上计算出的 SWR（驻波比）曲线。在 EZNEC 中使用“SWR”按键就能生成此图。图 4-1 和图 4-2 代表着以 NEC-2 为计算核心的商业软件所能生成的典型的图形输出的类型。

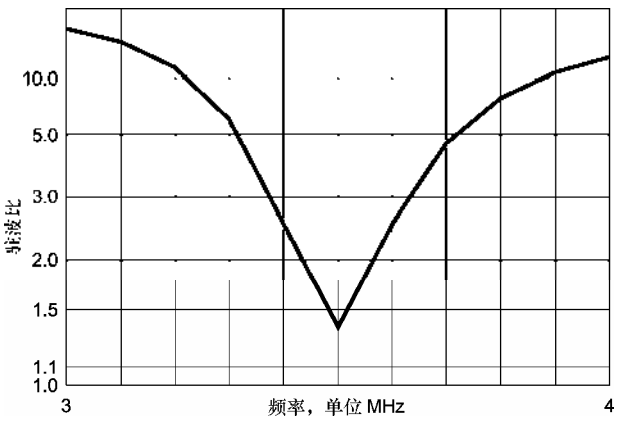


图4-2　135英尺的平顶偶极天线匹配50Ω馈线在3.0～4.0 MHz上的SWR曲线。此天线仅为示例，并不是业余无线电波段的最优的选择。

接下来，我们讨论一下运行一个典型的矩量法天线模型程序所需输入的数据的细节问题。

4.2.2　程序输入：导线几何学

x，*y*，*z* 坐标系

使用一款 NEC 型的模拟软件最困难的部分在于构建天线的几何形体——你必须将自己置于一个三维空间（笛卡儿坐标系）中来考虑。导线的每一端点都由 3 个数，即 *x*，*y*，*z* 坐标来表示。这些坐标代表着离原点的距离（*x* 轴），天线的宽度（*y* 轴）以及高度（*z* 轴）。

举个例子来说明些问题。图 4-3 展示了一个被架于距地 50 英尺高处，135 英尺长，由 14 号（#14）铜线制成的中间馈电的偶极子的简单模型。这种天线的通用术语是平顶偶极天线。为方便起见，地面设置于坐标系原点，即正好位于此偶极天线正下方的（0，0，0）坐标处。图 4-4 展示了此天线类似 EZNEC 电子表形式的输入数据（使用模型文件：Ch4-Flattop Dipole.EZ）。EZNEC 允许你从主窗口来指定导电材料的类型，点击“Wire Loss”按钮来打开一个新窗口。在这个偶极子模型上，我们点击“Copper”按钮。

表 4-1　　部分行式打印机输出 NEC-2 分析 135 英尺偶极天线的数据

- - - RADIATION PATTERNS - - -											
- - ANGLES - -		- POWER GAINS -			- - - POLARIZATION - - -			- - - E（THETA） - - -		- - - E（PHI） - - -	
Theta Degrees	Phi Degrees	Vert dB	Hor dB	Total dB	Axial Ratio	Tilt Degrees	Sense	Magnitude Volts	Phase Degrees	Magnitude Volts	Phase Degrees
60.00	0.00	−999.99	3.14	3.14	0.000 00	90.00	LINEAR	0.00000E+00	0.00	6.62073E-01	−66.87
60.00	1.00	−37.87	3.13	3.14	0.003 01	89.52	LEFT	5.89772E-03	−86.64	6.61933E-01	−66.87
60.00	2.00	−31.85	3.13	3.13	0.006 03	89.04	LEFT	1.17915E-02	−86.64	6.61512E-01	−66.87
60.00	3.00	−28.33	3.12	3.12	0.009 04	88.56	LEFT	1.76776E-02	−86.64	6.60812E-01	−66.87
60.00	4.00	−25.84	3.11	3.11	0.012 06	88.08	LEFT	2.35520E-02	−86.64	6.59834E-01	−66.87
60.00	5.00	−23.91	3.09	3.10	0.015 08	87.59	LEFT	2.94109E-02	−86.64	6.58577E-01	−66.87
60.00	6.00	−22.34	3.07	3.08	0.018 10	87.11	LEFT	3.52504E-02	−86.64	6.57045E-01	−66.87
60.00	7.00	−21.01	3.05	3.06	0.021 12	86.62	LEFT	4.10669E-02	−86.63	6.55237E-01	−66.87
60.00	8.00	−19.87	3.02	3.04	0.024 15	86.14	LEFT	4.68565E-02	−86.63	6.53158E-01	−66.87
60.00	9.00	−18.86	2.99	3.02	0.027 18	85.65	LEFT	5.26156E-02	−86.63	6.50808E-01	−66.87
60.00	10.00	−17.96	2.95	2.99	0.030 22	85.15	LEFT	5.83405E-02	−86.63	6.48190E-01	−66.87
60.00	11.00	−17.15	2.91	2.96	0.033 27	84.66	LEFT	6.40278E-02	−86.63	6.45308E-01	−66.86
60.00	12.00	−16.42	2.87	2.92	0.036 31	84.16	LEFT	6.96739E-02	−86.63	6.42165E-01	−66.86
60.00	13.00	−15.75	2.83	2.89	0.039 37	83.66	LEFT	7.52755E-02	−86.63	6.38764E-01	−66.86
60.00	14.00	−15.13	2.78	2.85	0.042 43	83.16	LEFT	8.08291E-02	−86.63	6.35108E-01	−66.86
60.00	15.00	−14.56	2.72	2.80	0.045 50	82.65	LEFT	8.63317E-02	−86.62	6.31203E-01	−66.86
60.00	16.00	−14.03	2.66	2.76	0.048 58	82.14	LEFT	9.17800E-02	−86.62	6.27051E-01	−66.86
60.00	17.00	−13.53	2.60	2.71	0.051 66	81.62	LEFT	9.71711E-02	−86.62	6.22657E-01	−66.85
60.00	18.00	−13.07	2.54	2.66	0.054 75	81.10	LEFT	1.02502E-01	−86.62	6.18027E-01	−66.85

原点之上，*z* 轴的 50 英尺处为此偶极天线的馈电点，在 NEC 术语中被称作“源”。此偶极天线的左宽为全长 135 英尺的一半，或表示为沿 *y* 轴负方向上的−67.5 英尺。偶极天线右端处于＋67.5 英尺坐标处。而偶极天线的 *x* 坐标为 0，意即此偶极天线与 *x* 轴平行且位于 *x* 轴上方。此偶极子的两端分别由坐标为（0，−67.5，50）和（0，67.5，50）的两点表示（单位为英尺）。使用小括号搭配有序坐标的表示方法是天线模型中描述导线端点的习惯表示方法。

图 4-3（B）包含了该天线导线几何形状之外的一些有用信息。图 4-3（B）覆盖了 30° 仰角下导线的几何形状、沿导线的电流分布以及远场的方位角响应等方面。

尽管在图 4 -3 中没有明确表示，天线的粗细即为导线的直径——14 号（#14）规格。注意：原来的 NEC 程序默认的是导线的半径而不是直径，但是，如 EZNEC 这样的程序使用更直观的导线的直径而不是半径。EZNEC（及其他商业版程序）还允许使用者以 AWG 规格指定导线规格，例如#14 或#22 型号的导线。

图 4-3 中，我们使用单根直导线来表示简单偶极天线。实际上，所有用于矩量法程序的天线模型都是由直导线组合而成的，其中包括一些更为复杂的天线，例如螺旋天线和环形天线。模拟复杂天线的数学依据是，这些曲线可以用多边形进行替代。例如，圆环天线可以用八边形来建模。

分段和指定源段

我们已经详细说明了该简易单导线偶极天线的几何形状。接下来，我们还要连接几个建模细节——我们为了对天线进行矩量法分析需要指定天线的分段数目，还需要以某种方式给天线馈电。NEC-2 设置分段数目的方针是每半波长内至少分割 10 段。这是一种经验法则，然而，在许多模型中，为提高精确度必须进行更密集的分割。

在图 4-3 中，我们在 80 m 波段上将该偶极天线分割为 11 段。这是符合上述经验法则的，因为 135 英尺长的偶极天线大约是 3.5 MHz 波长的 1/2。

设置源段

使用 11 这个奇数的分段数目而不是 10 的偶数分段数目，并将偶极天线的馈电点（NEC 语言中为“源”，一个能让初学者迷糊的词）恰好置于天线的中心，即第 6 段的中央。为了与其名字中的“EZ”相一致，

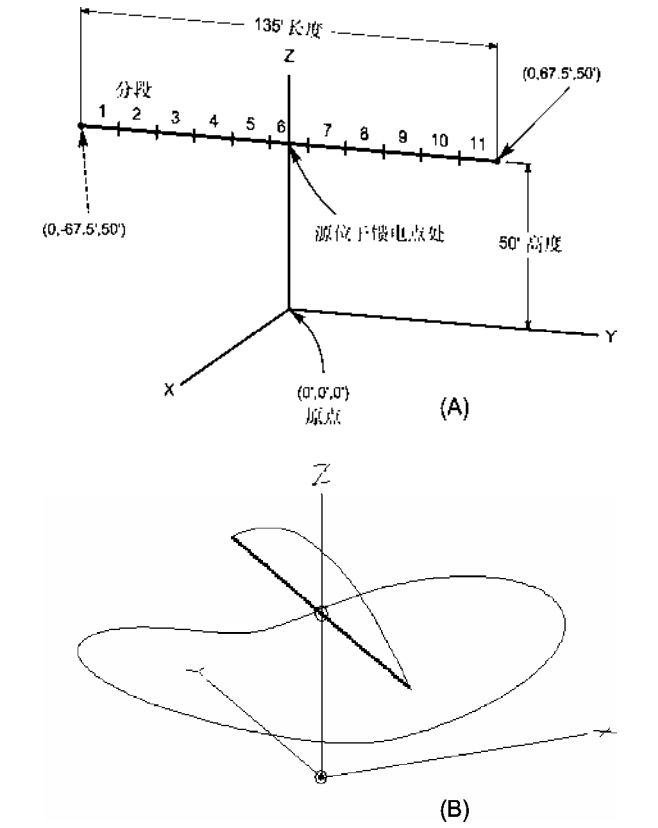


图4-3　A为距地50英尺高的一副135英尺水平偶极子。此偶极子位于*y*轴上方，被分割为11段，第6段中央作为馈电点。馈电点左臂端点距馈电点是 −67.5英尺，右臂则为67.5英尺。B为EZNEC “View Antenna” 制图，显示出导线几何形状及其*x*，*y*，*z*坐标，在导线几何结构图上还画出了在30° 仰角时，沿导线的电流分布以及在远场方位角响应。

EZNEC 让使用者简单地通过沿导线的百分比数来指定源段。在这个中心馈电的例子中，导线的百分比数为 50%。

此时，你也许会非常惊讶在我们中心馈电偶极天线中间的绝缘体为什么没有被表示出来，毕竟一副真实的偶极天线需要有中心绝缘体。然而，矩量法程序假设源发生器被置于导线上一个无限小的缝隙中。尽管从数学的观点上这样的假设很方便，但这无限小的缝隙使用时未明确说明，这往往会使天线建模的新手犯迷糊。在本章的稍后部分，我们将讨论更多源的设置中的细节、警告和限制。那么现在，只需相信我们刚才描述的 11 分段，在第 6 段馈电的模型是可以在 3.5～4.0 MHz 的全部业余段段上正常工作的。

现在，考虑如果让 135 英尺长的偶极天线工作在 3.5～29.7 MHz 的高频业余波段而不是 3.5～4.0 MHz 时，将会发生些什么。我们使用明线线路而非同轴电缆进行馈电并在无线电收发室用天线调谐器给发射机建立一个 50 Ω 的负

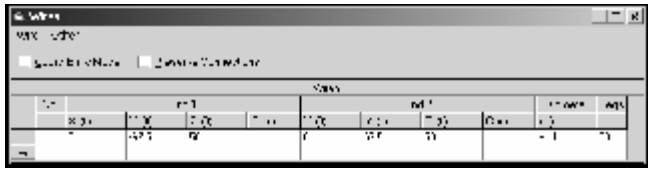


图4-4　图4-3所示简单直导线偶极天线的“Wire”EZNEC电子表。除导线直径外的其他数据单位是英尺。EZNEC允许指定AWG规格，此例中为14号。注释：此天线在3.5～29.7 MHz波段分析上被分为了83个片段。

载。为了遵守上述分段法则，模型中使用的分段数目需根据信号频率不同而变化，或者至少大于等于最高使用频率的最小推荐分段数。这是因为 29.7 MHz 波的半波长是 16.6 英尺，而 3.5 MHz 波的半波长却有 140.6 英尺。因此，在 29.7 MHz 上合理的分段数目应该为 10×135/16.6=81。我们要比最低要求更保守些，指定为 83 分段。图 4-4 展示了此模型的 EZNEC 输入数据表（使用模型文件：Ch4-Multiband Dipole EZ）。

在类似 NEC 的程序中，使用更多分段的代价是使程序的运行速度与分段数目成平方比衰减——分段的数目加倍，速度就会降为原来的 1/4。如果我们使用太少的分段，将会引入误差，尤其是在计算馈电点阻抗的时候。稍后我们讨论模型的合理性的检测时将会就分段密度的更多细节进行深究。

分段长度与导线直径的比

即使你愿意忍受由于大量导线分段数目带来的运算速度的迟缓，但仍要保证分段长度与任意导线直径的比率大于 1:1。这就是说分段的长度要大于导线的直径。这样做并非是出于 NEC 程序自身内部的限制。

对于 135 英尺长的简易偶极天线所使用的#14 导线，你在任何合理的分割数目内打破这个限制的可能性微乎其微。毕竟，#14 导线的直径只有 0.064 英寸，而 135 英尺却有 1 620 英寸。要保持分段长度在 0.064 英寸之上，则最大分段数目为 1 620/0.064=25 312。这是一个非常大的分段数，即使你的程序能应付也需要花费非常长的时间去运算。

不过，在 VHF/UHF 波段时，要保持分段长度对导线直径比率高于 1:1 就更加困难，尤其是对于由铝管制成的相当大的“导线”。顺便一提，这也是另外一个容易使天线设计初学者迷惑的术语。在一个 NEC 类型的程序中，模型中所有导体都被认为是“导线”，即使它们是由空心铝管或铜管所组成的。表面效应将任何导体中的射频电流限制在导体的外表面上，所以也就无关于导体是空心还是实心，或是由多股绞合线组成。

我们来看看一个 420 MHz 的半波振子。它有 14.1 英寸长。如果使用 1/4 英寸直径的管材作偶极天线，根据

1:1 径长比率的要求，最大的分段长度也是 1/4 英寸。那么，最大分割数目就应该是 14.1/0.25=56.4，四舍五入为 56。由此，你应该明白了为什么矩量法程序要使用“细导线近似”。现实中的粗导体将会给你的分析带来麻烦，尤其是工作在 VHF/UHF 频段上。

关于几何形体的一些告诫与限制

示例：倒V形偶极天线

现在，我们尝试加大些难度，来详细说明另外一种 135 英尺偶极子，不过这次是形如倒 V 形的天线。如图 4-5 所示，你要指定 2 根导线，二者在其顶部，即坐标为（0，0，50）（单位英尺）处相连接（再次说明，本程序不会在模型中使用中心绝缘体）。

如果使用 NEC 的原始版本，你可能必须要回到高中的三角学课本上去寻找如何计算夹角为 120° 的“下垂”偶极子两端点的坐标。图 4-5 展示了计算的细节以及所需要的三角等式。EZNEC 在此处则更加“容易”，因为它允许你在适当的角度范围（此例中偶极天线的每端改变 −30°）内压低每根导线的端点来自动创造一个倒 V 天线结构。图 4-6（A）展示了用来描述夹角为 120° 的倒 V 偶极子的 EZNEC 电子数据表。

有关如何使用“elevation rotate end”快捷方式为“RE-30”，通过下压导线末端 30°，从而轻易创建倾斜导线，请参阅“Wire Coordinate Shortcuts”下的“Help”部分。现在关于源的指定比前面稍微困难，最简单的方法是指定两个源，对于两根导线的每一臂在接合处各分配一个。如果你指定一个称为 split-source 的馈电，EZNEC 将会自动处理这些。图 4-6（B）中，在两根导线的倒 V 字接合点上以两个开圆环表示两个源。EZNEC 所做的就是在两根导线的接点两侧的最接近分段处创建两个源。EZNEC 计算出两个源阻抗之和作为一个单独输出的读数。

View Antenna窗口中的操作

此刻，有必要来探究一下使用 EZNEC 主窗口上的“View Ant”按钮来查看导线几何形态的一些方法。在 EZNEC 中打开“Ch4-Invert V Dipole.EZ”文件，然后点击“View Ant”按钮，你将会看到一个小型的倒 V 偶极子浮现在（0，0，0）地面原点上方，地面位于倒“V”偶极天线馈电点的正下方。首先，按住鼠标左键，然后拖动鼠标来“旋转”偶极子。你就可以任意确定图的方向了。

我们来更近地观察馈电点两侧的导线的接合部位。点击窗口底部的“Center Ant Image”复选框，将

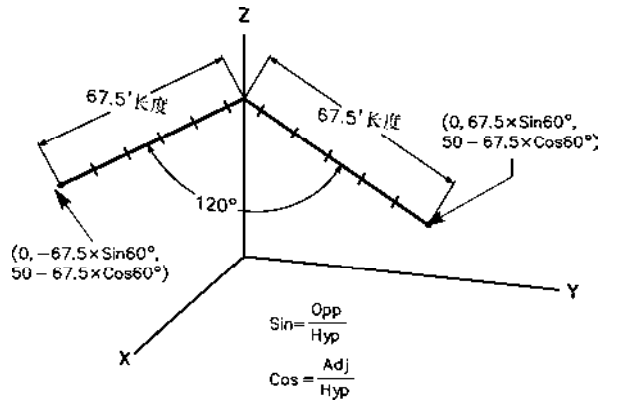


图4-5　夹角为120°的倒V偶极子的模型。正弦和余弦函数用来表示天线斜臂端点的高度。

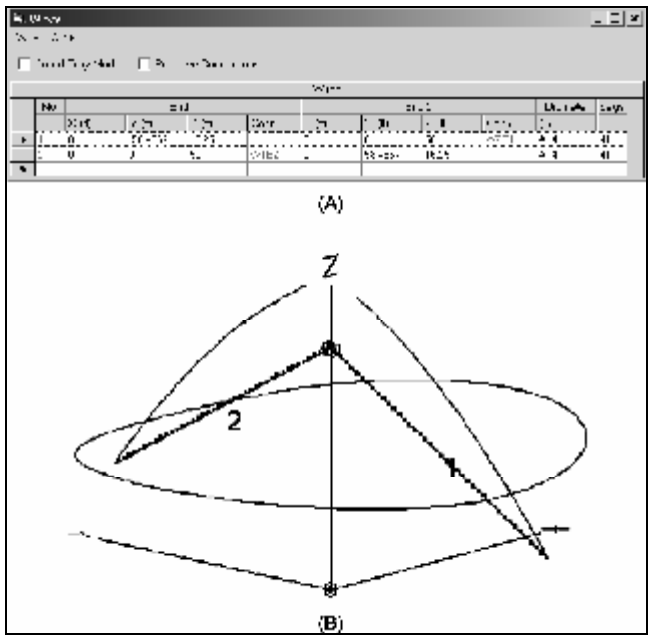


图4-6　（A）是图4-5中倒V偶极子的EZNEC电子数据表。此时，倒V偶极天线的端点距地高度为16.25英尺，而不是平顶偶极天线时的50英尺。（B）是EZNEC“View Antenna”制图，同时画有几何结构、电流分布和方位角图。

图片固定在窗口的中心。然后，向上拖动“Zoom”滑标来放大图像。有时，两斜导线的连接点会移出窗口边缘，此时要点击“Z Move Image”滑标的左边将连接点移回视野中。此时，你可以观察到连接点的放大图像，并可以看到临近导线连接点分段中央代表分割源位置的两个开环。

现在，将鼠标指针移至任一条倾斜的导线上并双击鼠标左键，EZNEC 便会识别那条导线并显示出其长度。导线上任意分段长度用同样的方法显示。是不是很方便呢？

短粗导线和锐角连接点

另有一种麻烦可能由短粗分段的导线引起，尤其是那些夹角较小的导线。这些导线分段可能会有部分体积重合，

导致建模困难。一旦你将导线的每一分段想象为一个粗圆柱，你就会体会到将两导线末端连接起来时所遇到的困难。两根导线总在某些程度上重合着。图 4-7 以图的形式描述了将两根短粗导线末端以锐角连接时所遇到的困难。一个经验法则是在导线体积重合部分多于三分之一之处避免创建连接点。这可以通过增加分段长度或是减小导线直径来实现。

一些其他实用天线几何形体

垂直半波偶极天线

如果你转动图 4-1 中的 135 英尺水平偶极天线端，你就会得到一对位于 *x*，*y*，*z* 坐标原点之上的垂直偶极天线。图 4-8 中，偶极子的底端被置于距地面 8 英尺处，即（0，0，8），以避免人类与动物的破坏。那么顶端距地就是 8＋135=143 英尺，即（0，0，143）。图 4-8 也显示了此天线的电流分布以及仰角方向图（使用 EZNEC 中的模型文件：Ch4-Vertical Dipole.EZ）。

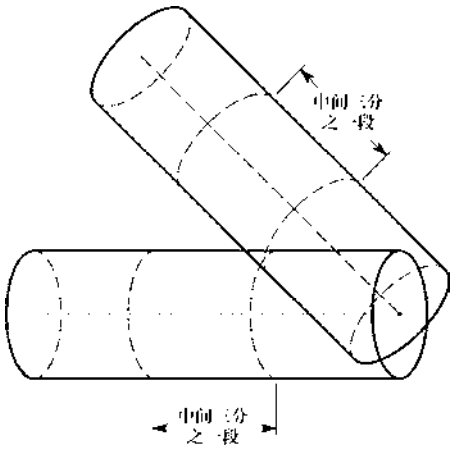


图4-7　两段成锐角的短粗导线分段的连接点。这导致重合部分超出了建议的1/3体积的位置。

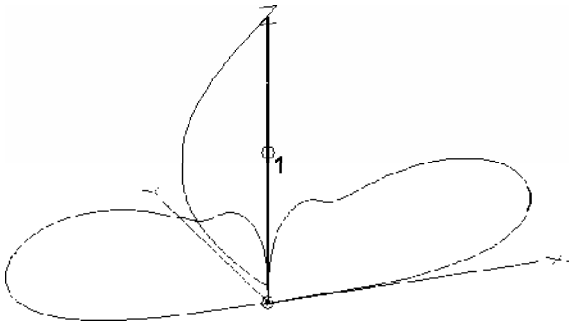


图4-8　由图4-3中偶极天线直立后所形成的垂直半波长偶极天线。底端至少离地8英尺以避免与人类与动物接触。此天线的电流分布以及仰角方向图也一并展示在导线几何构架上。

接地平面天线

接地平面模型比之前所提到的模型都要复杂，因为它总共需要有 5 根导线：1 根作为垂直辐射振子而 4 根作为辐板。图 4-9 展示了一副被安置在距地 15 英尺高处（也许是在车库顶）的 20 m 长的接地平面天线，并带有电流分布以及仰角方向图（使用 EZNEC 模型文件：Ch4-GP.EZ）。注意此时的源被设置在垂直辐射振子的底端分段上。程序仍然不需要底部的绝缘体，因为 5 根导线均连接在同一点上。EZNEC 指出，此天线有 22 Ω 的馈电点谐振阻抗，并且在不使用例如伽马匹配系统或发夹型匹配系统时，与 50 Ω 的同轴馈线相连会产生 2.3:1 的 SWR（驻波比）。

图 4-10 所示为同样的天线，但辐板下倾了 35° 以接近理想的 50 Ω 匹配（SWR=1.08:1）。需要补充的是此模型中的辐射振子被缩短了 6 英寸以使天线再次谐振（使用 EZNEC 模型文件：Ch4-Modified GP.EZ）。倾斜接地平面天线辐板是个老窍门，而建模程序确认了业余无线电爱好者长期以来所做的事。

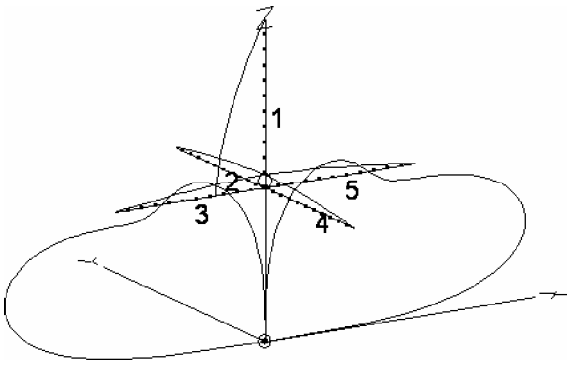


图4-9　垂直接地平面天线。模型中天线的辐板及垂直辐射振子的底端被置于距地面15英尺高处。天线的几何构架上同时画着电流分布以及远场俯仰平面的方向图。

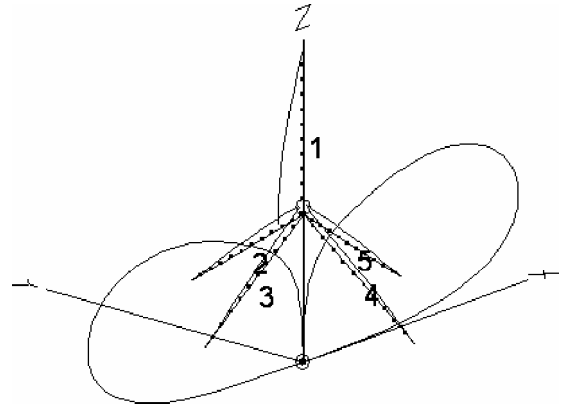


图4-10　由EZNEC模型可见，为了在馈电点改善驻波比，将垂直接地平面天线的4个辐板下倾到40°。

5单元水平八木天线

这是一个更具挑战性的建模练习。我们在 40 英尺的支撑杆上采用 5 单元设计，单元的材料摒弃伸缩铝管而采用 14 号（#14）导线。表 4-2 所示为此天线的元阵列（在本章节的稍后部分中，我们将看到在实际八木天线设计中使用伸缩铝管将会出现什么情况）。

下面解释一下表 4-2 所示信息。首先，数据所示的只是各元振子一半的长度。原版书配套光盘中的 YW（Yagi for Windows）程序将会自动计算出八木天线的另一半长度，实际上只要在支撑杆的另一边复制对称的另一半天线即可。由于必须以实际八木天线的一半尺寸来考虑，此时使用伸缩铝管将会简单得多。

其次，沿支撑杆的元阵子的放置从位于 0.0 英寸处的反射器开始。相邻振子间的距离在这个文件中被定义为振子自身与前一振子之间的距离。例如：激励元（有源振子）与反射器之间的距离为 72 英寸，而第一引向器与有源振子之间的距离也是 72 英寸。第一引向器与第二引向器的距离是 139 英寸。

图 4-11（A）所示为八木天线阵列被安置在距平地面 720 英寸（60 英尺）高处时的几何形态，图 4-11（B）所示为表述天线坐标的 EZNEC 电子数据表（使用 EZNEC 模型文件：Ch4-520-40 W.EZ）。由图可知，元振子的 *x* 轴坐标可自动地通过 SCALE 程序进行移动，使得支撑杆的中心被置于原点正上方。这样，计算旋转支撑杆上以“圣诞树形”排列的不同单频八木天线的堆叠效应会更加简易。典型的圣诞树形堆叠可被包含 20、15 以及 10 m 单频天线，它们被安放在一根置于天线塔顶部的旋转支撑杆上。

图 4-12 所示为计算所得的该八木天线工作频率在 14.175 MHz 时的方位方向图，其仰角为 15°，即在距地面高度下前向波瓣的峰值与地面所张成的角度。此天线显示出极佳的 13.1 dBi 增益，并且在其主瓣后有一个无副瓣方向图。90° 到 270° 方位角之间任意点中最差的前后比也高于 23 dB。EZNEC 仿真说明其馈电点阻抗为 25-j23 Ω，正好适用于简单的发卡型匹配或伽马匹配。

表 4-2　520-40W.YW，使用 520-40H.YW 中的 14 号（#14）导线 14.000 MHz　14.174 MHz　14.350 MHz

5 单元 间距	英寸 **0.064**
0.000	210.923
72.000	200.941
72.000	199.600
139.000	197.502
191.000	190.536

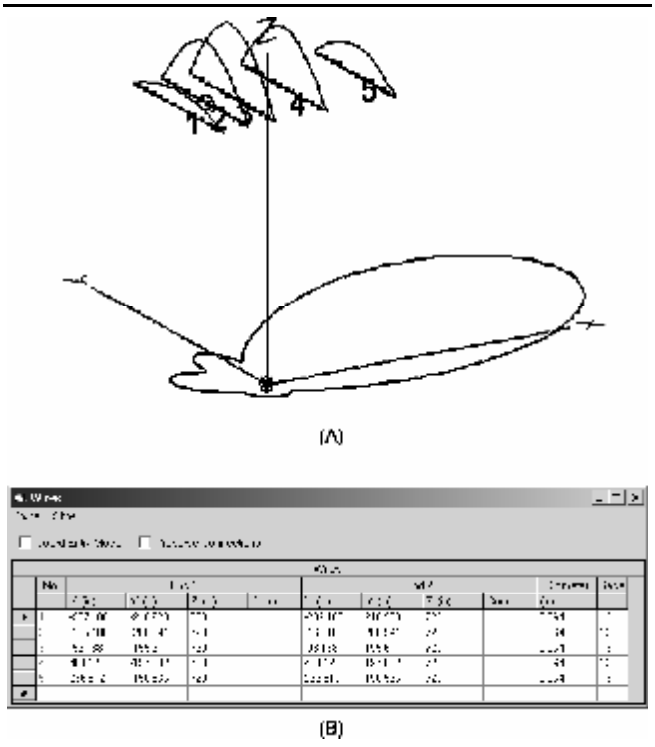


图4-11　（A）为安置在距地平面720英寸（60英尺）高处40英尺长支撑杆的5单元八木天线的几何模型以及其电流分布和方向图。（B）是此天线的EZNEC导线电子数据表，简单起见，本设计中使用14号导线。

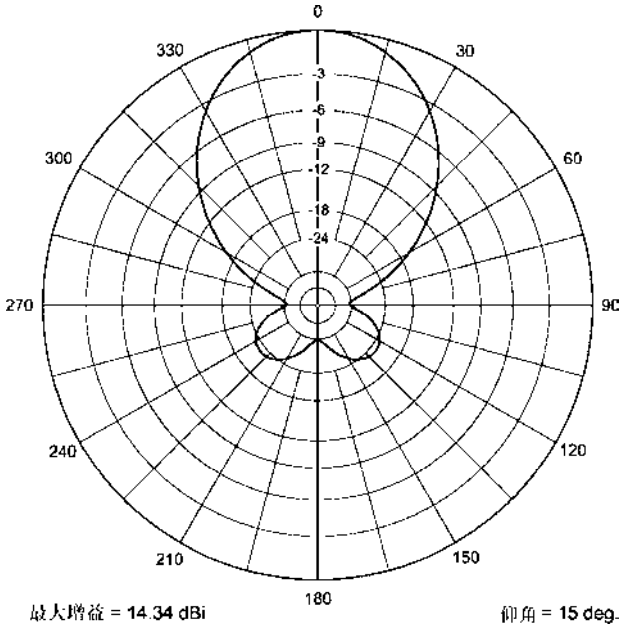


图4-12　如图4-11所示使用14号导线所制的八木天线在仰角为15°时的EZNEC方位面方向图。

单频两单元立体方框天线

与八木天线振子仅在 *x*-*y* 平面分布的特性不同，方框天线的振子是三维的。方环在 *z* 轴上表现为高度 ，在 *x*-*y* 平面上表现为长度与宽度。单频方框天线的每个环都由 4 根导线组成，并在拐角处连接。图 4-13 所示为支撑杆长度为 10 英尺，由反射单元及激励单元所组成的一架两单元 15 m 方框天线。

你可以观察到，对称轴 *x* 轴穿过此模型的中心，这意味着这个特殊的 *x*、*y* 和 *z* 坐标方案的原点位于反射单元的中心。原点（0，0，0）如此设置为导线连接处的坐标赋值提供了方便。在真实的天线架设中，各点的 *z* 轴坐标值也依据模型距地面的指定高度进行相应的改变。EZNEC 包含了一项内置程序，可以一次性调整所有导线的高度。

图 4-14 所示为自由空间中的方框天线的输入 EZNEC 电子数据表，清楚地展示出了拐角处坐标的对称性质（使用 EZNEC 模型文件：Ch4-Quad.EZ）。此处应强调的是，你必须以合理的顺序来输入导线上各点的坐标。此模型最明显的示例是，你应该对所有相关的导线进行分组。例如：

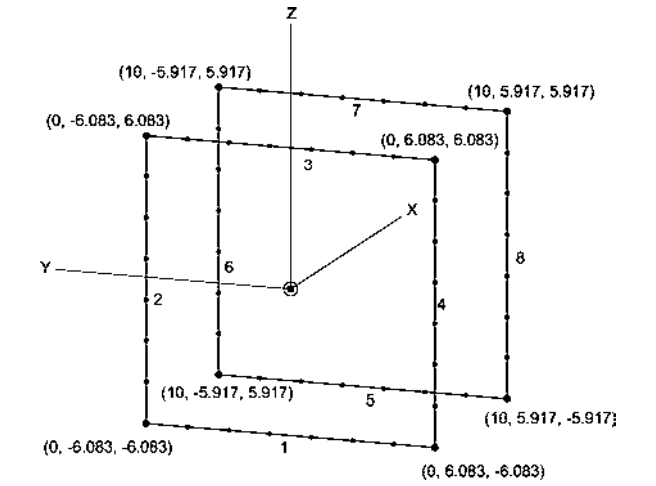


图4-13　由一个反射单元与激励单元所组成的两单元立体方框天线构型。*x*轴是此自由空间模型的对称轴。

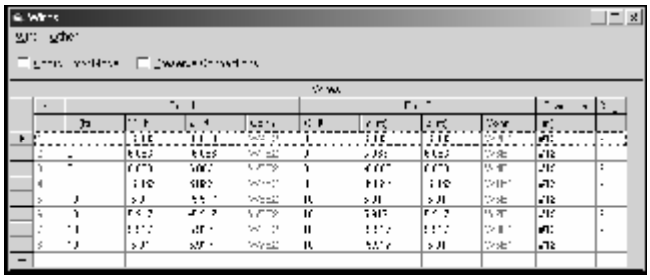


图4-14　展示了图4-13天线坐标的EZNEC导线电子数据表。注意怎样用*x*轴描述单元在10英尺支撑杆上的位置，以及*x*轴是怎样作为各单元的对称轴。*z*轴与*y*轴的相对于*x*轴对称分布。

与反射单元的 4 根导线应当放置在一起。在图 4-14 中你可以看到 *x* 坐标为 0 的 4 根导线都是代表着组成反射单元的导线。

最好是依据逻辑顺序按常规来输入环形结构的导线。方法是：将某导线的终点与下一导线的起点相连接。例如：在图 4-13 中，导线 1 的左端连接着导线 2 的底端，导线 2 的顶端则连接着导线 3 的左端。依次，导线 3 连接导线 4 的顶端，而导线 4 的底端则连接着导线 1 的右端。这种模式被称为“绕着牛角走”，也就是意味着依某一方向不断地进行下去，在此模型中即为顺时针方向。

在图 4-11（B）所示的 5 单元八木天线模型中，你也可以看到组成单元的导线的输入也具有一定的顺序，由反射单元开始，然后是激励单元，接下来是引向器 1、引向器 2，最后是引向器 3。这也并不是说你不能打乱其顺序。比如先是指定激励单元，接下来是引线器 3，接下来是反射单元或其他任意的单元。不过，可以打赌说如此随机顺序的输入，将会给以后再访模型及他人阅读带来麻烦。

4.2.3　建模环境

地面

前面，在讨论架设于平地上 50 英尺高处的 135 英尺偶极子时，我们简单地提及了这一天线模型的环境影响中最重要的一项——天线下方的地面。我们来检查一下 EZNEC 中的 NEC-2 环境为我们提供了哪些可用选项：

- 自由空间
- 理想的地面
- MININEC 型地面
- “快捷”（“Fast”）型地面
- Sommerfeld-Norton 型地面

自由空间的环境选择项不需多加说明——天线被置于不受任何地面类型影响的自由空间内。在对某天线的某些特性进行优化时，就会使用到这个选项。例如，你希望在整个业余波段上优化一副八木天线的前后比。这将需要大量的运算，而自由空间在所有的地面选项中运行得最快。

理想地面作为参考十分有用，尤其是对于实际地面上的垂直极化天线。天线在理想地面上的评估出现在许多经典的天线教科书中，所以，将简单的天线模型与教科书上的案例进行比较，将十分有益。

MININEC 型地面适用于高于地面 0.2 *l* 的垂直天线或水平天线。尽管考虑了地面的远场反射作用，使用了用户指定的地面导电系数与介电常数，但由于其假设位于天线下方的地面是理想的，它的运算速度仍会比“快速”型地面和 Sommerfeld-Norton 型地面的运算速度要快。

由于天线下方的地面是理想的，使用 MININEC 型地面的 NEC-2 用户可以将导线设计接地（但不可延伸至地面以下）。这些功能原来只允许高级 NEC-4 程序的用户在随后所描述的更精确的 Sommerfeld-Norton 型地面环境中使用（NEC-4 目前不在公众领域流通，并被美国政府严格控制和授权使用）。这种能够设计接地导线的能力对于垂直天线是有用的。设计者须警惕水平极化或垂直极化导线的馈电点源阻抗，因为在 MININEC 型地面中做出了理想地面的固有假设。

“快速”型地面是一种混合型地面，做出了某些简化假设，当水平导线高于地面约 0.1 *l* 时可以采用这些假设。但由于现代高速计算机设备的应用，Sommerfeld-Norton 型地面更受人们青睐。

Sommerfeld- Norton 型地面（EZNEC 中称为“高精度”地面）相对于其他类型的地面更为可取，因为它对导线的高度本质上没有限制。它的缺点是其运算速度是 MININEC 型地面的 1/5，不过现代的高速计算机将此缺点变得无关紧要了。同样，基于 NEC-2 的程序不能设计插入地面以下的天线模型（尽管存在下面介绍的替代方法）。

如前文所提及的，对于理想地面或自由空间之外的任意地面，使用者事先必须设定地面的导电系数与介电常数。EZNEC 提供了几项便于使用的地面分类，其中 *s*（单位：西门子/米）表示导电率，*e* 表示介电常数。

- 极差的：城市，高层建筑（*s*=0.001，*e*=3）
- 很差的：城市，工业区（*s*=0.001，*e*=5）
- 砂质，干燥（*s*=0.002，*e*=10）
- 差的：多岩石，多山（*s*=0.002，*e*=13）
- 一般的：田园，厚土（*s*=0.005，*e*=13）
- 田园式：丘陵与森林（*s*=0.006，*e*=13）
- 平坦地，湿地，茂林（*s*=0.007 5，*e*=12）
- 田园，肥沃土壤，美国中西部（*s*=0.010，*e*=14）
- 很好的：田园，肥沃土壤，美国中部（*s*=0.030 3，*e*=20）
- 淡水（*s*=0.001，*e*=80）
- 海水（*s*=5，*e*=80）

让我们使用 EZNEC 中的功能将几张图整合在一张图中，并在海水和贫瘠土壤两种不同的地面环境中比较图 4-9 中垂直接地平面天线的响应。打开 EZNEC 中的 Ch4-GP.EZ 文件，点击“Ground Descrip”按钮，然后在打开的媒体窗口任意位置点击鼠标右键。先选择“Poor：rocky，mountainous”选项按钮，点击“OK”，然后选择“FF Plot”。当仰角图出现后，点击主窗口顶部的“File”菜单，然后点击“Save As”，选择合适的路径名称，如“Poor Gnd.PF”。

返回并在“Ground Descrip”选项中选择海水，然后依循同样的过程运算并绘制海水地面的远场图。现在通过点击菜单的“File”、“Add Trace”选项来添加 Poor Gnd.PF 路径。图 4-15 显示了这一比较。海水环境明显更胜一筹，尤其是在低仰角的情况下。在 5° 时，设于海水上的比在陆地情况下接地平面天线大约多出 10 dB 的增益。

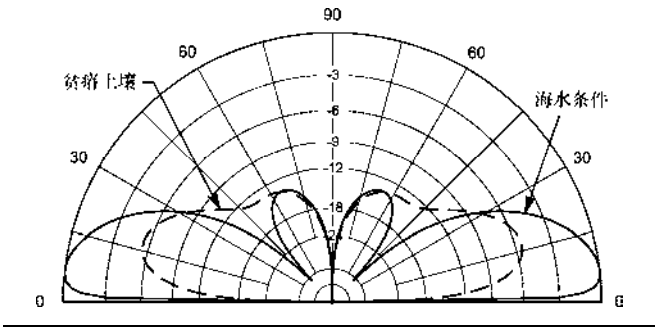


图4-15　图4-9中垂直的地平面天线分别在海水与“多岩石，多山”的贫瘠土地上的仰角响应比较图。海水环境对垂直天线效果极佳，可以发射极好的低仰角信号。

你也许会好奇，如果将接地平面天线移近地面将会出现什么情况。辐射棒能够接近有损地面的更低的界限是 0.001 *l* 或是径向导线直径的两倍。0.001 *l* 在 1.8 MHz 频率时的长度是 6 英寸，而在 30 MHz 频率时的长度是 0.4 英寸。尽管基于 NEC-2 的程序不能设计深入地面以下的天线模型，但是由 8 根以上的辐板导线所组成的略高于地面的辐射系统可以用来近似模拟直接连接地面的情况。

建模环境：频率

在一个频段，而不是在某个特定的频率点来评估一架天线是一个好办法。扫频可以明显地看出其趋势，而点频则不能。原始的 NEC-2 内置了频率扫描功能，不过商业版的程序又一次将这过程改进得更加易懂易用。图 4-2 中你所看到的驻波比曲线就是利用 EZNEC 进行扫频的结果。图 4-16 所示为图 4 -11 中的 5 单元八木天线在 20 m 波段的方位角响应的频率扫描，由于按 117 kHz 步进，因而有 4 个评估频率。在 14 MHz 时此八木天线的增益只是略小于在 14.351 MHz 时的增益，但其后向方向图却明显地降低了，使其前后比降至 20 dB 以下。

EZNEC 可以将扫频仰角方向图（或方位方向图）保存至一系列的输出图形文件。其实，上述将图保存到磁盘并覆盖到另外一张图上的过程是在计算机中自动完成的。EZNEC 还能保存为文本文件以便于日后的分析（或者导入到电子数据表中）。下面是可供用户选择的一些参数：

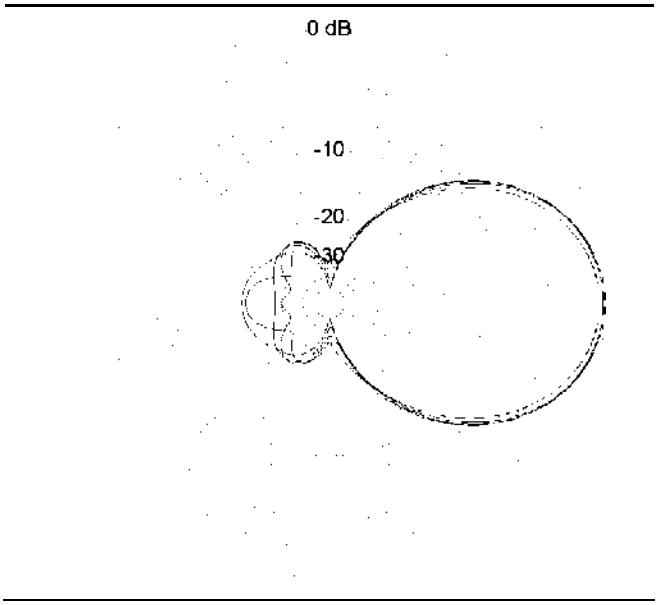


图4-16　图4-11中5单元八木天线的多频率图，显示出方向图随频率变化的规律。

- 源数据
- 负载数据
- 方向图数据
- 电流数据
- MicroSmith 数值数据
- 方向图分析概要

频率缩放

EZNEC 有一项十分有用的功能，它允许你将频率缩放到一个新的值来建立新的模型。在点击“Frequency”按钮后，再勾选“Rescale”框，调用可将模型从一个频率缩放到另一个频率的算法。EZNEC 将会按比例缩放模型的所有维度（导线长度、高度和直径），有一种情况除外——当最初以 AWG 规格制定导线大小时，变换到新频率时导线的直径将保持不变。例如：14 号（#14）铜线的 80 m 半波偶极天线转化为 20 m 半波偶极天线时依旧是 14 号（#14）铜线。但是，如果你最初设置的直径是浮点数，则其导线直径、导线长度与高度都将会依据新旧频率之比进行缩放。

启动 EZNEC 程序，打开适用于位于 40 英尺支撑杆上的 5 单元 20 m 八木天线的 Ch4-520-40 W.EZ 文件。点击“Frequency”框，然后勾选“Rescale”复选框。此时在频率处输入 28.4 MHz，然后点击“OK”。这样，你已经便捷地新建了一副 5 单元 10 m 波段的八木天线。该天线架设于 29.994 9 英尺高处。它以最初的 20 m 波段天线为原本，依照 28.4 MHz 比 14.173 9 MHz 的精确比例进行缩放。点击“FF Plot”按钮来绘制新八木天线的方位方向图，你会发现其图像十分接近 20 m 波段天线的图像。点击“Src Dat”计算出其源阻抗为 25.38- j22.19 Ω，同样十分接近于 20 m 波段天线的源阻抗。

4.2.4　再说源的规格

源定位的敏感性

之前，我们曾简要地描述过怎样使用 EZNEC 在某特定的分段上指定源的位置。到目前为止我们所研究的相对简单的偶极天线、八木天线及方框天线模型，源都被安放于显而易见的导线中心位置。垂直的接地平面天线的源的位置是在垂直辐射振子的底部，一个非常符合寻常逻辑的地方。在其他的例子中，给定馈电导线的分段数为奇数，我们将源的位置定在导线的中点。请注意，截至目前为止的所有例子中，馈电点（源）都被安置在阻抗相对较低的点上，在那里分段与分段间的电流变化较为缓慢。

现在，我们要考虑一些在源设置中的细微问题。NEC-2 因对源设置问题敏感而闻名，若随意选择源所在的分段及周边分段将会引起严重的错误。

让我们回到图 4-5 中的倒 V 偶极天线。我们初次计算此天线（Ch4-Inverted V Dipole.EZ）时在 EZNEC 中设定了分离源。这项功能使用了两个源，在临近两根下倾导线连接点处的分段上各安置了一个。

为了在以某角度相接合的两根导线连接处安置源，另一种方法是将两导线分开一小段距离，然后中间用直导线连接，接下来就只要在直导线的中点馈电即可。图 4-17 所示为这种设计的特写图像。在图 4-17 中，中间短导线周边的分段长度被有意地定为与中间导线等长，而中间短导线自身就作为一个分段。表 4-3 所示为由 EZNEC 计算出的这 3 种不同模型的源阻抗及其最大增益。

1．Ch4-Inverted V Dipole.EZ（原始模型）

2．Ch4-Inverted V Dipole Triple Segmentation.EZ



图4-17　使用中间短导线的倒V偶极天线模型，在中间短导线上设置源。

3．Ch4-Modified Inverted V Dipole.EZ（见图 4-17，中间导线被设置为 2 英尺长）

4．Ch4-Mod Inverted V Poor Segmentation.EZ（此处两倾斜导线上的分段增加到 200）

表 4-3 中模型 2 显示了将模型 1 的分段数增至 3 倍后的结果。这一分段数目上的测试表明与高的分段数相比，低的分段数的结果基本保持不变（尽管高的分段数计算起来更慢，但理论上的结果更优一些）。我们特意设置了模型 4，使得中间单分段导线两侧任意一边上的分段长度（0.33 英尺）都与其中间导线的长度存在很大的差异。

前 3 个模型的馈电点及增益值相互间十分接近。但是可以看到模型 4 开始与前 3 个产生了差异，较平均值而言，其电阻与电抗都改变了 5%，而其最大增益改变了 3%。此例说明最好将源旁边的分段长度设置为相等或至少近似相等。我们稍候将分析一项称为“平均增益”测试的指标。这里有必要提示一下，前 3 个模型的平均增益测试都十分接近，而由第 4 个模型开始产生了变化。

如果将源设置在天线上的高阻抗点将会出现更有趣的结果——例如，在全波振子的中点，计算出来的源阻抗值将会较高，并且分段的长度会对结果产生较大的影响。我们将重新计算同样的倒 V 偶极天线，不过这回是用 2 倍的工作频率——7.5 MHz。

表 4-4 总结了计算结果。正如所料，阻抗较高。注意到，4 个模型的电阻部分变化较大，在平均值附近有 23%的浮动。有趣的是，分段最少的模型其电阻值却落在了另外 3 个模型的中间。4 个模型的电抗部分较为接近，不过仍在平均值附近保持了 4%的浮动。最大增益显示出了相同的趋势，即在模型 4 中的值相对于前 3 个模型值偏低，因此潜在来看，在 7.5 MHz 时工作不如在 3.75MHz 时可靠。

表 4-3　工作在 3.75MHz 的 135 英尺长倒 V 偶极天线

模型	分段数	源阻抗值（W）	最大增益（dBi）
1	82	72.64 + j 128.2	4.82
2	246	73.19 + j 128.9	4.82
3	67	73.06 + j 129.1	4.85
4	401	76.21 + j 135.2	4.67

表 4-4　工作在 7.5MHz 的 135 英尺长倒 V 偶极天线

模型	分段数	源阻抗值（W）	最大增益（dBi）
1	82	2297 − j 2668	5.67
2	246	1822 − j 2553	5.66
3	67	1960 − j 2583	5.66
4	401	2031 − j 2688	5.48

这只是分段方法中的一个小例子，需要提醒的是，万不可认为其结果已代表所有可能的情况。不过此处所要学习记住的是，当某点电流快速变化时，其馈电点（源）阻抗也将在较大范围内变化，正如其在高阻抗点馈电时所表现的一样。另一条从表 4-4 中提炼出的一般结论是，更多的分段，特别是在源附近的不恰当分段，并不能带来更多益处。

电压源与电流源

在我们离开源的话题之前，你应该明白 EZNEC 及其他类似程序都能够模拟电压源与电流源。尽管原始的 NEC-2 程序提供了多种类型的源，但是电压源是业余无线电爱好者最为广泛使用的。虽然原始的 NEC-2 程序没有提供电流源，但却完全可由电压源作用于高阻抗元器件来替代。基本网络理论指出：任意戴维南电压源都可由诺顿电流源进行等效。NEC-2 不同的商业运行软件在电流源的创建方法上会有细微的差别。有一些利用高感抗值作为串联阻抗，而另外一些则利用串联电阻的高阻值作为串联阻抗。

为什么我们要在模型中使用电流源来替代电压源呢？一般的回答是，当只在单馈电点含有一个源的时候，使用电压源是不会有问题的。而使用多源的模型时，通常有着不同的振幅与相移，此时最好使用电流源。

例如，相控天线阵以不同振幅与相位的射频电流对两个或两个以上的单元进行馈电。每一单元中的阻抗将会有十分明显的差异——有些阻抗甚至会有负的电阻值，这表示由于与其他元素的相互耦合导致能量流出这个单元而进入到馈电系统。类似于 EZNEC 的程序都包含有实用的工具，能够在馈电点设置电流而非馈电电压的振幅与相移。

下面，我们来看看构建模型的另一重要方面——设置负载。之后，我们将了解一下关于模型电压准确性的两个测试。这些测试有助于确定源的安放位置以及其他的一些问题。

4.2.5　负载

许多业余无线电爱好者制作的天线，尤其是电短天线，使用一些类型的负载使系统谐振。有时选用的负载是“电容帽”，但是这些负载建模时必须将导线连接在垂直辐射振子的顶部。电容帽并不属于我们将在本部分中所研究的类型。

此处，“负载”这个术语所指的是为达到某种效果而安置在天线系统中某点（或某些点）上的离散的电感、电容与电阻。一种相当普遍的负载形式是用于使电短天

线谐振的加载线圈。在业余无线电爱好者制作的天线中，常见的另外一种负载形式是线圈回路。EZNEC 内置有一种特殊的功能来计算并联谐振回路，即使其频率在主并联谐振频率之外。

仅作为对比，分布材料负载是一种更为精细的负载。我们在第一个天线模型也就是 135 英尺长的平顶偶极子中就遇到过这种负载。只是当时我们并没有特别将其作为负载考虑，而是把它当作是由铜导线引起的“线损”。

NEC-2 核心程序可以模拟许多内置负载，包括分布材料负载和离散负载。EZNEC 提供了以下的离散负载。

- 串联 R±*j*X 负载。
- 串联 R-L-C 负载，表示电阻（Ω）、电感（μH）和电容（pF）。
- 并联 R-L-C 负载，表示电阻（Ω）、电感（μH）和电容（pF）。
- 回路负载，在特定频率上由电阻（Ω）与电感（μH）串联后再与旁路电容（pF）并联构成。
- 拉普拉斯负载，由数学上的拉普拉斯系数来指定（有时应用于较早的建模程序，在 EZNEC 中保留下来以兼容老版本设计）。

认识到离散负载在天线设计程序中并不产生辐射且大小为 0 十分重要。L.B.Cebik 在他的天线建模课程中将 NEC-2 的离散负载描述为数学式的负载。NEC-2 负载不辐射的事实意味着使用绕在一段玻璃纤维鞭状物上的螺旋负载线圈的流行移动天线由于线圈会产生辐射而不能利用 NEC-2 程序建模。

如果我们在一架 40 英尺长、50 英尺高的平顶振子的中点放置空载 *Q* 值为 400 的空芯加载线圈，那么天线将在 7.1 MHz 达到谐振。此天线的示意图如图 4-18 所示。通过 Ch4-Loaded Dipole.EZ 模型文件来看看在馈电点（源）阻抗是 25.3 Ω 时，串联 RL 负载是怎样在 7.1 MHz 下让该短振子谐振的。这需要 1.854 Ω 的串联电阻和 +741.5 Ω 的感抗。注意，我们再次使用了单根导线来构造此天线，并在导线的中心安置负载。

这里的负载正是采用我们所需的空载 *Q* 值为 741.5/1.854=400 的 16.62 μH 线圈。现在我们假设使用理想的变换器能够将 25.3 Ω 的源阻抗转化成 50 Ω。如果我们现在试图在 7.0～7.3 MHz 的 40 m 全波段上进行频率扫描，那么负载的电阻与电抗都将保持不变。这是因为我们已经指定了固定的电抗值与电阻值。也因此，由于电抗随频率会发生变化，源阻抗也只有在指定电抗与电阻值的频率上才正确。

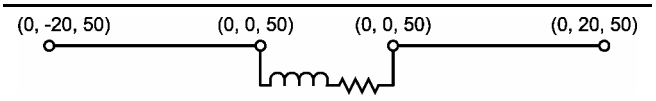


图4-18　中间安放有加载线圈的40英尺长平顶振子天线的示意图。此线圈在7.1 MHz时的空载*Q*值为400。

我们来使用另一项负载性能，在 7.1 MHz 时用 1.854 Ω 的电阻来替代 16.62 μH 线圈。我们使用 EZNEC 来处理电抗以及随频率变化的串联电阻的计算细节问题。电抗值以及线圈电阻随频率的损耗变化程度都可以通过点击 EZNEC 主窗口上的“Load Dat”按钮来观察。

图 4-19 展示了计算出的 25.3 Ω Alt SWR Z0 参考电阻的驻波比曲线。其中 2:1 驻波比带宽大约是 120 kHz。正如我们所料，天线由于电短，只有相当窄的带宽。

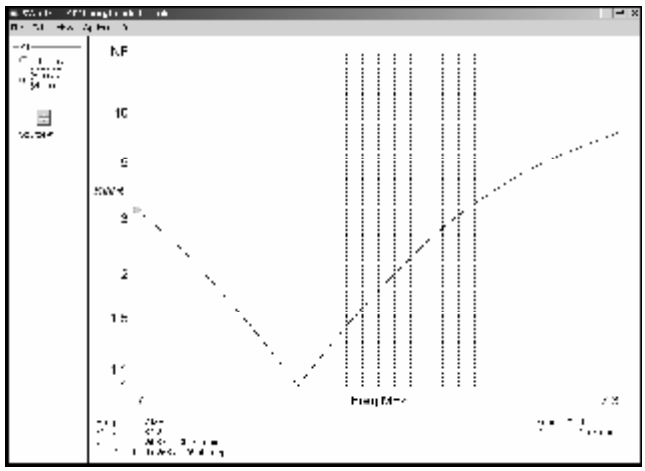


图4-19　图4-18所示的40英尺长加载平顶振子天线的驻波比图。

4.2.6　测试

确定模型精确度问题的测试方法有两种：

- 收敛测试
- 平均增益测试

收敛测试

收敛测试的原理很简单：如果你在某模型中增加分段的数目而结果的变化程度在你所期望的范围之外，那么继续增加分段数目直到计算结果收敛到你认为合适的某一水平上。这种方法存在着某些主观因素，但对于简单的天线模型是可以很快达到收敛的。在此部分中，我们将回顾之前提到的一些天线，来看看它们是怎样收敛的。

让我们回到图 4-3 中的简单偶极子天线。最初的分段数定为 11，不过我们将从一个远低于推荐分段数的分割入手——3 个分段。表 4-5 所示为 3.75 MHz 下其源阻抗和增益是怎样随着分段数增加而变化的。对于这种简单天线，当分段数达到 11 时其增益开始稳定在 6.50 dBi。

若分段数增加为推荐最小分段数的 10 倍（达到 111 个分割），增益也只增加了 0.01 dBi。

可以证明，当分段数达到 11 时（尽管纯化论者会选择 23），其阻抗也保持稳定。分段数增多所付出的代价是计算速率的减慢。

让我们看看 5 单元八木天线在分段数目变化时是怎样趋于收敛的。表 4-6 展示出源阻抗、增益、180° *F*/*B* 和最差 *F*/*R* 是怎样随分段密度的变化而变化的。当每根导线都达到 11 段分段时，其阻抗与增益都会非常稳定，*F*/*R* 也是如此。而 180° *F*/*B* 则随分段数的增加而一直保持增长，直到分段数为 25 左右。但是频率上一个十分微小的变化都将导致最大 *F*/*B* 的明显变化。例如，每边导线分段数为 11 时，将频率变化为 14.1 MHz——只有 0.5%的变化——就把最大 180° *F*/*B* 从 50 dB 改变到 27 dB。基于此原因，认为 *F*/*R* 在作为衡量分段恰当数目的指标时比 *F*/*B* 更为可靠。

表 4-5　工作在 3.75MHz 的 135 英尺水平偶极天线

分段数	源阻抗值（W）	最大增益（dBi）
3	85.9 + j 128.0	6.34
5	86.3 + j 128.3	6.45
7	86.8 + j 128.8	6.48
11	87.9 + j 129.5	6.50
23	88.5 + j 130.3	6.51
45	89.0 + j 130.8	6.51
101	89.4 + j 131.1	6.51

表 4-6　工作在 14.1739MHz 的 5 单元八木天线

分段数	源阻抗值（W）	最大增益（dBi）	180° *F*/*B* dB	*F*/*R* dB
3	28.5 − j 30.6	12.79	23.2	22.4
5	26.3 − j 25.6	13.02	30.5	23.1
7	25.6 − j 24.0	13.07	34.8	23.1
11	25.1 − j 22.9	13.09	39.9	23.1
25	24.9 − j 22.0	13.10	43.7	23.1
99	24.7 − j 21.5	13.10	44.2	23.1

平均增益测试

平均增益法背后的理论有些复杂。基本思想是：如果排除模型中所有的人为损耗，并且将天线放置在自由空间或是理想地面上时，所有馈给天线的能量都将被它辐射出去。在程序内部，程序执行 3-D 分析，将所有方向上的辐射能量加起来再将馈给天线的总能量除以该辐射能量之和。之前提及 NEC-2 程序对源的设置十分敏感，所以平均增益测试可以很好地指示出源指定问题上的错误。

NEC-2 的不同商业版本在执行平均增益测试上也有着不同的方法。EZNEC 要求操作员排除导线上所有的分布损耗或者是将负载中所有离散的电阻损耗置 0。接下来将地面环境设置为自由空间（或是理想地面）并绘制 3-D 方向图。EZNEC 就会给出平均增益，如果模型没有问题那么平均增益则是 1.000。平均增益有可能高于或低于 1.000，但是如果在 0.95～1.05 间浮动则认为是合适的。

正如 L.B.Cebik（W4RNL）在他关于天线建模的《ARRL Certification and Continuing Education Course》（《ARRL 认证与继续教育课程》）中所规定的：“与收敛测试一样，平均增益测试是衡量天线可靠性的必要条件而非充分条件。”然而，若通过了这两项测试，你就可以确定你的模型具有真实性了。若只通过一项测试，那么你就有必要考虑你的模型在多大程度上反映了真实情况。

再次打开模型文件 Ch4-Mod Inverted V Poor Segmentation.EZ 并将“Wire Loss”设置为零，“Ground Type”设置为自由空间，“Plot Type”设置为 3-D 模式。点击“FF Plot”按钮，EZNEC 将给出平均增益为 0.955=−0.2 dB。这个结果十分接近高精度指标的底线 0.95。这是强制使源分段临近的分段的长度远小于源分段所导致的直接结果。正如表 4-4 中所暗示的，用这种测试所反映的增益比理论值小 0.2dB 左右。

现在，我们再次使用基本模型 Ch4-Inverted V Dipole.EZ 并看看表 4-4 中的模型 2。模型 2 相当于基本倒 V 天线的一项收敛测试。这一基本模型与 3 倍分段数的模型相比，其阻抗与增益的改变都十分微小，所以，此模型通过了收敛测试。此基本模型的平均增益测试值是 0.991，很好地位于高精确性指标限制之内。由于此模型通过了两项测试，所以可以认为此模型是准确的。

进行 5 单元八木天线的平均增益测试（每根导线均使用 11 分段，收敛结果见表 4-6）得到 0.996 的结果，同样也在高精确性指标范围之内。而工作在 3.75 MHz 的 11 分段简易平顶偶极子天线的平均增益测试结果是 0.997，也是很精确的模型。

4.2.7　其他可能的模型限制

基于 NEC-2 核心代码的程序还有一些你应该清楚的经证实的限制。尽管有一些限制在限制访问的 NEC-4 核心中被取消了（NEC-4 一般不提供给公众），但其他限制仍然存在，即使是在 NEC-4 中。

间距紧密的导线

若导线的布线间隔太近，NEC-2 的运行将会出现错误。如果分段没有小心地排列，在精确性方面也会出现问题。最糟的情况是两个导线太过接近以致相互嵌入了。这种情况在紧密排列的平行粗导线上时有发生。你应该在平行导线之间保留至少数倍于直径的距离。

例如，14 号导线的直径是 0.064 英寸。那么导线之间的距离就应该至少保持在 2×0.064=0.128 英寸以上。当两导线相互接近，特别当两导线直径不同的时候，你需要进行收敛测试以确保你的解决方案结果切实能够收敛。在设计含有临近导线的天线模型时，通常需要比平常更多的分段数并要小心保持分段之间的整齐排列。

当导线相互交叉的时候，事情会变得更加麻烦些，因为这种交叉有时候难以显现。同样，原则上也是保持交叉导线之间的间隔至少为两倍导线直径。假如你要将两个导线连接在一起，要确保是在导线端点处连接并统一坐标。若违反任意一条原则，收敛测试及平均增益测试通常都会提醒你可能会出现误差。

平行传输线与对数周期振子阵（LPDA）

导线间距太近所引发的问题中的一个常见例子发生在有人试图设计平行传输线的时候。在这种情况下，基于 NEC-2 或是 MININEC 的程序在这种情况下都不能很好地工作。若模拟平行传输线的两根导线的直径不同，问题会变得复杂起来。在使用 NEC-2 程序时，通常情况下，比起将邻近平行导线设计为传输线，选用程序内建的“理想传输线”函数效果更好。

例如，对数周期振子阵由一系列传输线馈电的一系列单元振子组成传输线，在每一单元处的相位都将转变 180°。换句话说，馈线从左至右反相连接着各单元。这样做很麻烦。但是你可以在 EZNEC 中使用单独的导线来设计这样的传输线。这显然让人头疼，并且，如平均增益测试所示，该模型结果的准确性通常令人怀疑。

使用 EZNEC 主窗口上的“Trans Lines”功能来设计精确的对数周期振子阵模型要简单得多。图 4-20 所示为 9302A.EZ16 单元对数周期振子阵的“Trans Lines”窗口。15 条特征阻抗为 200 Ω的传输线反相连接在 16 个单元各单元的中点。

粗导线与细导线的连接

设计一些业余无线电爱好者常用的天线时，例如许多八木天线以及一些方框天线，NEC-2 计算内核中的其他一些局限就会显现出来。

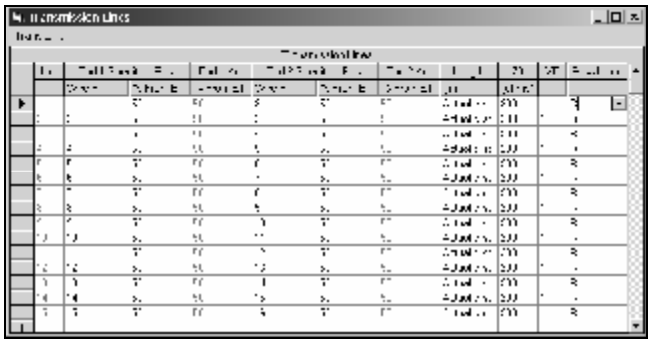


图4-20　9302A.EZ16单元对数周期振子阵的传输线窗口。注意，单元之间的传输线是“反相”的。即在每一单元相位相差180°，以符合对数周期振子阵的馈电要求。

渐削单元

如前文所提到的，许多八木天线是由伸缩式铝管构成的。这项技术减轻了单元重量并使得单元更加柔韧结实。比起“单向渐消”单元设计，它更能抵御风霜。许多垂直天线也是由伸缩式铝管构成的。

不幸的是，原始 NEC-2 程序不能精确地模拟出这样的渐削单元。然而对于这样的单元，存在着一种复杂但准确的解决方法，称为 Leeson 修正。源于贝尔实验室的 Schelkunoff 做的先驱工作，由 Dave Leeson（W6NL）推导的 Leeson 修正可以计算出电尺寸等价于渐削单元的单元长度与直径。这样的单向渐削的单元更易于在类似于 NEC-2 的程序中使用。关于 Leeson 修正的更多信息请参看第 2 章“天线基本原理”。

在满足基本条件时，ENENC 及其他 NEC-2 程序都可以自动调用 Leeson 修正。对于常用作八木天线单元振子的伸缩式铝管，这些条件幸好都是满足的。EZNEC 给予你是否选择使用 Leeson 修正的权利，它位于“Option”菜单下的“Stepped Diameter Correction”（Leeson 修正在 EZNEC 中的名称）子菜单下。打开包含了渐削伸缩式铝管单元的模型文件 520-40 H.EZ，并将使用和不使用 Leeson 修正的结果进行比较。

表 4-7 列出了 5 单元八木天线工作于 20 m 波段，距地 70 英尺时的这种差别。可以看出未经 Leeson 修正的数据与修正的数据之间有着很大的差异。在 14.3 MHz 时，未修正的八木天线方向图 *F*/*R* 只有 3.1 dB，而在刚超出业余波段上限的 14.4 MHz 时，未修正的天线方向图完全都颠倒了。甚至在 14.2 MHz 的时候，未修正的天线表现出了较低的源阻抗的特性。而与此相对的是，修正过的模型的增益、*F*/*R* 及阻抗在整个波段上都保持着平稳的变化，与实际的天线情况相符。

表 4-7　　工作于 14.173 9 MHz 用渐削铝管制作的 5 单元八木天线

	经过 Leeson 修正			未经 Leeson 修正		
频率（MHz）	源阻抗值（W）	增益（dBi）	*F/R*（dB）	源阻抗值（W）	增益（dBi）	*F/R*（dB）
14.0	23.2 − j 26.5	14.82	23.3	22.4 − j 12.7	14.92	23.1
14.1	22.7 − j 20.5	14.87	22.8	18.6 − j 12.5	14.70	21.6
14.2	22.8 − j 14.8	14.87	22.7	6.6 − j 4.6	14.01	16.2
14.3	22.5 − j 11.9	14.76	21.5	1.9 + j 10.6	10.61	3.1
14.4	14.5 − j 10.5	14.45	19.9	1.6 + j 23.7	11.15	−11.4

部分方框天线

有些类型的立体方框天线混合使用了铝管与导线单元，例如欧洲十分流行的“Swiss”方框天线。同样，基于 NEC-2 的程序对这样的管/线单元处理得不是很好。最好避免设计这样的天线模型，虽然有一些途径可以试图进行修正或近似，但是这些方法超出了本章的范围。

4.2.8　近场输出

FCC 规章对无线电发射机操作的最大允许辐射量（MPE）做出了限制。这些限制表现在天线附近的电场（V/m）与磁场（A/m）上。基于 NEC-2 的程序能够计算出近场的电场与磁场，FCC 采用了这样的计算结果来衡量某装置是否符合他们的管理需要。参见本书第 1 章“安全第一”。

我们将继续使用 70 英尺高处的 5 单元八木天线来示范近场计算。打开 EZMEC 中的 Ch4-520-40 H.EZ 文件，在主窗口顶部选择“Setup”，然后选择此菜单中的“Near Field”。让我们在距离天线塔基固定距离（如 50 英尺）处，主波束功率电平为 1500W（选择主菜单上“Option”选项中的“Power Level”）时计算下近场中的电场与磁场。我们可以在许多高度上进行此项操作，通过每次增加 10 英尺高度，来观察八木天线在 70 英尺高处所呈现的波瓣结构。

表 4-8 所示为总的电场与磁场强度随高度的变化。正如你可能所期望的，位于 70 英尺高处，当与天线成一条直线时，场最强。在地面上，所有场的电场与磁场射频照射量都符合 FCC 的规定。事实上，即使有人站在塔基上，直接暴露在天线之下，他所接受的辐射量也不会超过 FCC 的指标。

表 4-8　1500W 输入功率电平，70 英尺高的 5 单元八木天线在 14.2MHz 时的电场与磁场强度

高度（英尺）	磁场（A/m）	电场（V/m）
0	0.04	4.1
10	0.03	13.8
20	0.04	20.6
30	0.06	22.6
40	0.08	25.8
50	0.10	33.8
60	0.12	41.5
70	0.12	44.3

4.2.9　天线建模概要

天线建模这一部分只是简单地介绍一下天线建模的技术。天线建模既是一门科学也是一门艺术，因为建立某一天线或某些天线的模型的方法已有多种。

实际上，天线周围其他导线的存在会影响该天线的性能。最后，在现实世界里架设天线存在实际问题。我们将在下面作答。

4.3　设计天线系统的实际问题

装配一个天线系统所花的最主要的时间是用于规划的时间。在第 3 章“地面效应”中，我们介绍了评估地形对高频通信的影响所需的步骤。在那一章中，我们强调过必须将受地形影响而产生的天线方向图与覆盖不同地理区域的统计相关仰角条件下所得方向图相比较（这个仰角统计值在第 23 章“无线电波传播”中作了介绍，也可从收录于原版书的光盘中的地形评估程序 HFTA 中查到）。

第 3 章中隐含的假设是：（1）你要知道你想要与哪些地方进行通信；（2）你希望实现最有效的系统。在开始理论分析时，要明白节约成本不是目标。实际上，像成本或者配偶的期望都可以以后再考虑。毕竟，你是在检验方案的可行性。如果没有其他问题，你就可以用第 3 章中提出的方法来评估你考虑要买的东西，以建设你的“理想工作站”。

其次，在本章的第一部分，我们讲述了用来评估不同类型天线的模拟工具。这些模拟工具可以帮助你确定哪种类型的天线适合你所需的操作形式。你是否需要一个后端接收信号的衰减比较大的八木天线呢？由地形分析可知，所需天线的高度至少为 50 英尺。你是真的需要

架设铁塔，还是说一个架设在树枝上的简单偶极天线就可以满足通信需求了呢？在庭院架设一根垂直天线是否可行？能否让该天线不起眼却仍能满足邻居和自家的需求，并维持你的通信活动？

简而言之，用我们在第 3 章、第 23 章和本章此处介绍的方法和工具，就能科学地设计出最适合你的情况的天线系统。然而，你必须付诸实践。仔细的考虑和装置的规划可以节省时间和金钱，还能减少失败。由于不会有人告诉你设计的每个确切步骤，因此，这一部分可能会对你有所帮助（由 Chuck Hutchinson（K8CH）提供）。

4.3.1 你真正需要什么

计划之初是弄清楚通信的需求。你对哪些频带感兴趣？你要和谁或哪些地方进行通信？想在什么时候通信？你愿意在天线系统上花费多少时间和金钱？总体规划受到什么物理限制？

从上面问题的答案中，我们来制定目标——短期、中期和长期的。这些目标一定要切合实际。记住，有 3 个你可以控制的电台效能因素：操作技术、工作室中的设备和天线系统。要提高操作技术只能靠自己。但设备和天线之间却可以折中考虑。例如，高功率放大器可以补偿非最佳的天线。同样，好的天线在接收和传输信号方面也都有优势。

再考虑限制因素。你生活的社区是否对架设天线有监管限制？是否有与你的财产相关的文契限制或契约？或者是否有其他因素（资金、家人的意见、其他利益等）会限制架设天线的类型或高度？所有这些因素都必须调查清楚，因为它们在决定架设天线的类型中扮演着重要角色。

可能你并不能立即做你想做的事情。此时需考虑一下接下来一段时间如何安排你的资源。你的资源包括钱、你能用来工作的时间、手头上的材料、愿意提供帮助的朋友等。安排的方法之一是把最初的努力集中在给定的一个或两个频带上。如果你的兴趣是进行 DX 通信，那么你可以先做一个 14 MHz 频带的很好的天线。一个简单的多频带天线最初可能用在其他频率上。之后你可以在那些其余频段上增加好一些更好的天线。

4.3.2 架设地点的选择

当你开始考虑可选天线时，一张天线架设地点的地图会有很大的帮助。你需要知道当地的建筑物、树木和其他主要物体的尺寸和位置。另外要注意在地图上标记好地理方向。在这种情况下，图表或方格纸（或简单的CAD表）会很有用处。例如图4-21所示的表样。复印几份架设地点的地图是个好方法，这样当你在进行规划时就可以直接在复印图纸上进行标记了。

利用地图设计好天线的布局以及支撑塔或支撑杆的位置。如果你的设计需要不只一个天线塔或天线杆，可以考虑用它们来架设线天线。在设计天线布局时，虽然地图上显示的是二维的，但一定要想象它的三维结构。

另外要考虑到邻居的感受。在住宅区的前院子里架设一座 70 英尺高的拉索式天线塔并不是什么好的想法（也有可能违反了当地的规章制度）。可以考虑在后院架设这座天线塔。

分析

用本章前面和第 3 章、第 23 章给出的知识来分析当天线朝向某个你所感兴趣的地理区域时水平面和垂直面上的天线方向图。如果你想让天线进行 DX 通信，那么你就需要天线在中低角度方向上辐射能量。天线方向图受地面的存在的影响，并受本地地形的影响很大。因此，要仔细分析在你所考虑的高度上地形对天线方向图的影响。一个 70 英尺高的天线的高度分别是 7 MHz、14 MHz、21 MHz 和 28 MHz 波长（*l*）的 1/2、1、1½ 和 2 倍。这些高度对长距离通信非常有用。但是同样的 70 英尺高度仅是 3.5 MHz 波长的 1/4。在这个高度上的偶极子天线辐射的能量大多数都集中在竖直方向上。这种情形对长距离通信并不理想，但对某些 DX 通信还是很有用的，且对短距离通信非常有帮助。

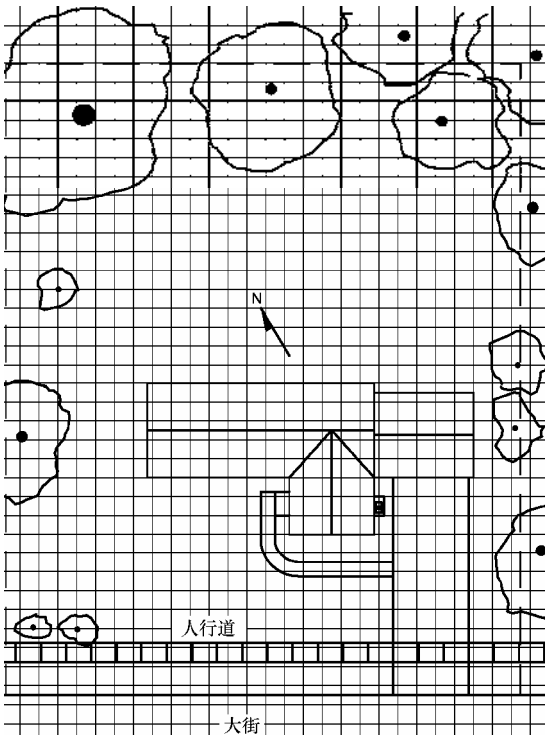


图4-21 地点图样。这样的一幅地图对于天线系统的计划非常有用。

较低的高度对通信可能会比较有利。然而，考虑到通信效率，“越高越好”的观点通常也是正确的。当然，这种普遍的经验法则需对本地地形详细分析后再作修改。如果天线架设在陡峭的山顶，那么较低的天线架设高度就能获得很好的覆盖面。

也许有一些地方不能在离地面 $l/4$ 处或更高的位置安装低频偶极天线。对于长距离通信来讲，采用有多个辐板的垂直天线是一个不错的选择。有时，为了在 3.5 MHz 或 7 MHz 频带上通信，需要同时安装偶极天线和垂直天线。在 1.8 MHz 频带上进行 DX 通信时，除非能找到非常高的支撑杆，否则垂直天线就是最有效的了。然后选择出在所给的一系列环境下工作性能最好的一副天线。低频偶极天线在短距离通信时性能往往要好些，而垂直天线通常更适合进行长距离通信。

再考虑一个固定天线的方位方向图。你肯定会把它转向你最感兴趣的方向上去。

4.3.3 架设天线系统

规划完成后就需要进行天线系统的架设了。你很可能需要把架设过程分为几个阶段或几个步骤。比方说，你有很大的架设空间，你的长期计划中需要两座天线塔，一座 100 英尺高，另一座 70 英尺高，用于支撑单频带八木天线。同时，这两座天线塔也要用来支撑工作在 3.5 MHz 的一副水平偶极天线，用于进行远程通信。在地图上完成标记后，80 m 波段的偶极天线将侧面朝向欧洲方向。你决定架设一个 70 英尺高的天线塔，包括一副三频带八木天线以及 80 m 和 40 m 波段的倒 V 形偶极天线，来开始这个项目。

在你的总体规划中，你来设计 70 英尺高的天线塔的拉索、锚和所有硬件设备，用于支撑 10 m 和 15 m 波段堆叠式 4 单元单频带八木天线。因此一定要买一个重负荷的转向器和一根牢固的用于支撑单频带天线的天线杆。这样可以避免先买一个中型转向器和质量较轻的天线塔设备，改善工作站时再把它们卖掉的麻烦。从长远来看，为你感兴趣的波段架设一个单频带天线是在节约资金，但是，考虑到目前 14 MHz、21 MHz 和 28 MHz 频带的天线更为重要，因此要选择商用三频带八木天线。

计划的第二步就是搭建第二座天线塔，然后分别把 40m 波段的 2 单元单频带八木天线和 20 m 波段的 4 单元单频带八木天线架设上去。在这里，打算用堆叠式 10 m 和 15 m 波段的 4 单元单频带八木天线来代替 70 英尺天线塔上的三频带天线。虽然这仍是一个“理想系统”，但现在可以采用本章前面讨论过的建模技术来确定系统的总体性能。

理想工作站上天线间的干扰模拟

在这一节的分析中，我们假设你有足够的地面空间，可以使 70 英尺和 100 英尺天线杆的架设地点相距 150 英尺，这样你就可以在它们之间再架设一个 80 m 波段的偶极天线。另外，我们再做一个假设，就是要架设的这个 80 m 波段偶极天线从你的所在地（康涅狄格的纽因顿）朝向欧洲的 45° 方向上有最大响应。同时，这个偶极天线朝向美国和新西兰的波瓣方向为 225°，这样天线既能很好地进行国内通信，又能进行 DX 通信。

现在我们来检查一下可旋转的 10 m、15 m、20 m 和 40 m 波段八木天线间的干扰。图 4-22 特意放大了安装在 70 英尺天线塔上的 4 单元 15 m 波段八木天线的电流幅度。这里，所有的天线都已经过旋转，且都朝向欧洲方向。可以看出，只有少量的电流辐射到 10 m 波段天线上，且事实上根本没有电流辐射到 40 m 和 20 m 波段的八木天线。这个结果很好。

可是，大量的电流却辐射到 80 m 波段的偶极天线上，再被它辐射出去。这个不期望得到的电流会影响 15 m 波段天线的辐射方向图。图 4-23 所示为该 4 单元 15 m 波段八木天线和有其他天线干扰时单独存在时的辐射图。在辐射图上可以看到由于 80 m 偶极天线的二次辐射，此 4 元 15m 波段

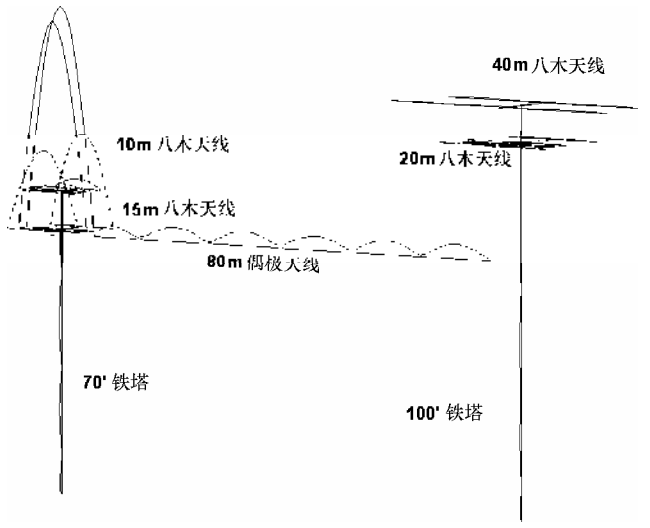


图4-22　两座天线塔系统的布局图，两座天线塔高度分别为70和100英尺，二者相距150英尺。70英尺的天线塔上安装有两副天线，一副是架设在80英尺高度处的10英尺高的旋转杆上的10 m波段4单元八木天线，另一副是架设在70英尺高度上的15 m波段4单元八木天线。另有一副80 m波段的偶极天线从70英尺天线塔沿伸到100英尺天线塔处。100英尺天线塔上的110英尺高处有一副40m波段二元八木天线，100英尺高处有一副20m波段4元八木天线在此图中，所有的可旋转八木天线都朝向欧洲方向，15 m波段天线的电流分布也在图中画出。注意一下由80 m波段偶极天线二次辐射出的大量电流。

八木天线的方位角方向图出现了纹波。在最差情形下，“纹波”幅度约为 1 dB，因此它们对前向波瓣（朝向欧洲方向）的影响并不很大，但后向波瓣却有些退化，刚刚低于 20 dB。

图 4-23 同时也给出了 15 m 波段八木天线的最差情形。在这里，15 m 和 10 m 波段的堆叠式天线又顺时针转了 90°，使其朝向加勒比海方向，而把架设在 100 英尺天线塔上的 40m 和 20 m 波段的八木天线逆时针转 90°（朝日本的方向上），使其朝向架设有 10/15 m 波段天线的 70 英尺天线塔。你可以在图 4-24 中看到其布局以及电流分布。此时，40 m 和 20 m 波段的八木天线对 15 m 波段八木天线的能量进行了再辐射，使其最大增益降低了约 1.5 dB。注意，在这个方向上，80 m 波段的偶极天线不再有 15 m 波段的八木天线的能量辐射到它上面。

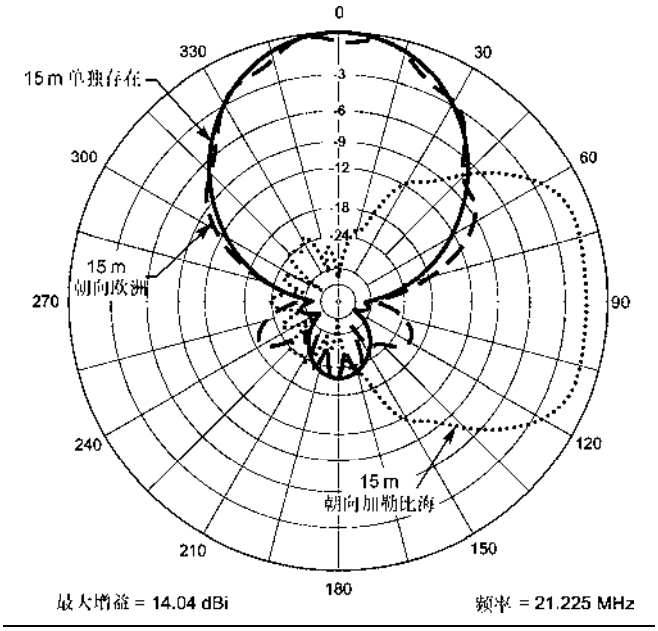


图4-23　几个方位方向图。实线是无干扰情况下15 m波段天线的辐射方向图。虚线是有其他天线影响时15 m波段天线的方向图。点划线是在此15 m波段天线朝向加勒比海方向而100英尺天线塔上的天线朝向该70英尺天线塔时的15 m波天线的方向图。可以看出，15 m波段八木天线方向图的峰值响应降低了约1.5 dB。

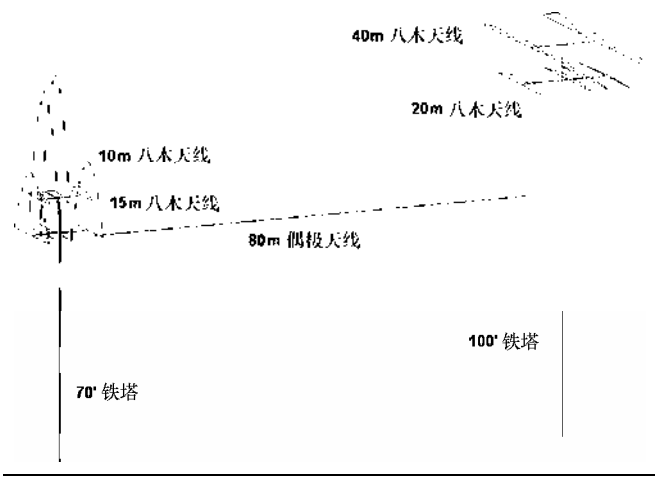


图4-24　当100英尺天线塔上的天线都朝向70英尺天线塔时的布局以及15 m波段的八木天线的电流分布图。此15 m波段八木天线已经旋向100英尺天线塔方向（朝向加勒比海方向）。

方向图的形状会随着你是否指定其他天线模型的“电流”或“电压”而改变，因为就现在所考虑的 15 m 波段天线的能量来看，它会使其他天线的馈电点有效开路或短路。事实上，这意味着天线间的干扰因每副天线上馈线的长度和当其不用时是处于短路或开路状态而有稍许的不同。

现在你应该知道在实际的天线系统中，朝向不同方向的各种天线间的干扰可能会很强。总之，较高频率的天线会被低频天线的再辐射所影响，这种干扰比其他方式的干扰要强烈得多。因此，10 m 或 15 m 波段的堆叠式天线是不会对 20 m 波段的天线有任何干扰的。

建模也可以辅助确定安装在同一旋转杆上的单频带八木天线间的最短堆叠距离。既然这样，10 m 和 15 m 波段的天线间有着 10 英尺的间距就能使它们间的干扰比较低了，这样 10 m 波段的八木天线的方向图和增益也就不会被影响得太多。图 4-25 在朝向的欧洲的方向上证明了这一点，在此图中 10 m 波段八木天线的独立方向图与在其下方 10 英尺处装有一 15 m 波段的八木天线时的方向

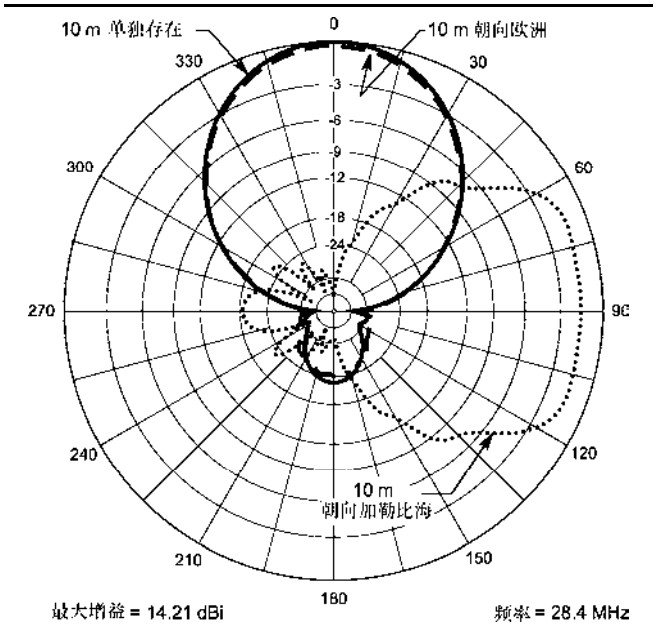


图4-25　10 m波段八木天线的辐射方向图。实线是无干扰情况下的方向图。虚线是有其他天线干扰时该天线的方向图。点划线是最差情形方向图，也即是架设在100英尺天线塔上的天线朝向70英尺天线塔，而架设在70英尺天线塔上的10 m天线朝向加勒比海方向时。此时，10 m波天线的峰值响应降低了约1.5 dB。

图吻合得很好。最差情形是在天线朝向加勒比海方向，而 40m 和 20 m 波段的天线朝向 70 英尺的天线塔时，使得 10 m 波段八木天线的增益由最大值降了 1.5 dB 左右，标志着最大干扰情形的出现。

在这种情况下，你或许会发现，若把 70 英尺天线塔也朝向与加勒比海最近的方向时，情况会改善到最好，前提是这个方向如果对你很重要。因为这样做会造成远东方向上的方向图会受到 10 m 和 15 m 波段天线影响。使用模拟工具就可以对任意情形进行评估以确定什么对你来说才是最重要的。

4.3.4 折中考虑

由于各种各样的限制，大部分业余爱好者都难以架设出理想的天线系统。这就意味着需要进行一些折中考虑。但无论任何时候都不能为了性能而忽略天线装置的安全性。一定要遵守制造商在天线塔装配、装置和附件方面的建议。一定要保证所有的硬件设施都在其额定范围内使用。

业余无线电爱好者经常使用拉索式天线塔，因为在相同的性能下，复杂的非拉索式或独立式天线塔的成本要高。如果架设者自己可以或他的朋友愿意登塔的话，拉索式天线塔是个不错的选择。但你有可能还会考虑可折叠的或带有摇柄（可以摇上或摇下）的天线。有些天线塔也是可以折叠和带有摇柄的，如图 4-26 所示。这就为天线的调整和维护提供了很大的方便，可以避免登塔的麻烦。摇柄式天线塔还有另外一个优势，即在天线的非运作期（如由于美观原因或大风天气）可以把天线降低。

一副精心设计的单频带八木天线应该做得比多频带八木天线好。在一副单频带天线的设计中，可对增益、F/R 和匹配度进行最佳调整，但此时的调整只是对单一频带而言。在多频带天线的设计中，为了使天线能在多个频段上工作，这些性能间需要做一些折中调整。尽管如此，一副多频带天线比两副或更多副单频带天线更有优势。多频带天线对重型硬件设施的需求较小，只需要一根馈线，占地面积小且成本低。

对于公寓居民来说，在天线的选择方面会有更大的限制。对他们中的大多数，架设天线塔仅仅是一个梦想（一位有进取心的业余无线电爱好者会为架设天线作一些安排，他会去开发商那里购买顶层的住房。这些安排都是在开始施工之前做的，且计划中也应该增加屋顶天线塔架设这么一项）。对于公寓居民，架设天线并非没有希望。下面的章节介绍了一些可以考虑的想法。

4.3.5 一些例子

你可以根据之前概括的步骤把中型或大型的天线系统组装起来。那么，如果一位业余无线电爱好者每一方面都

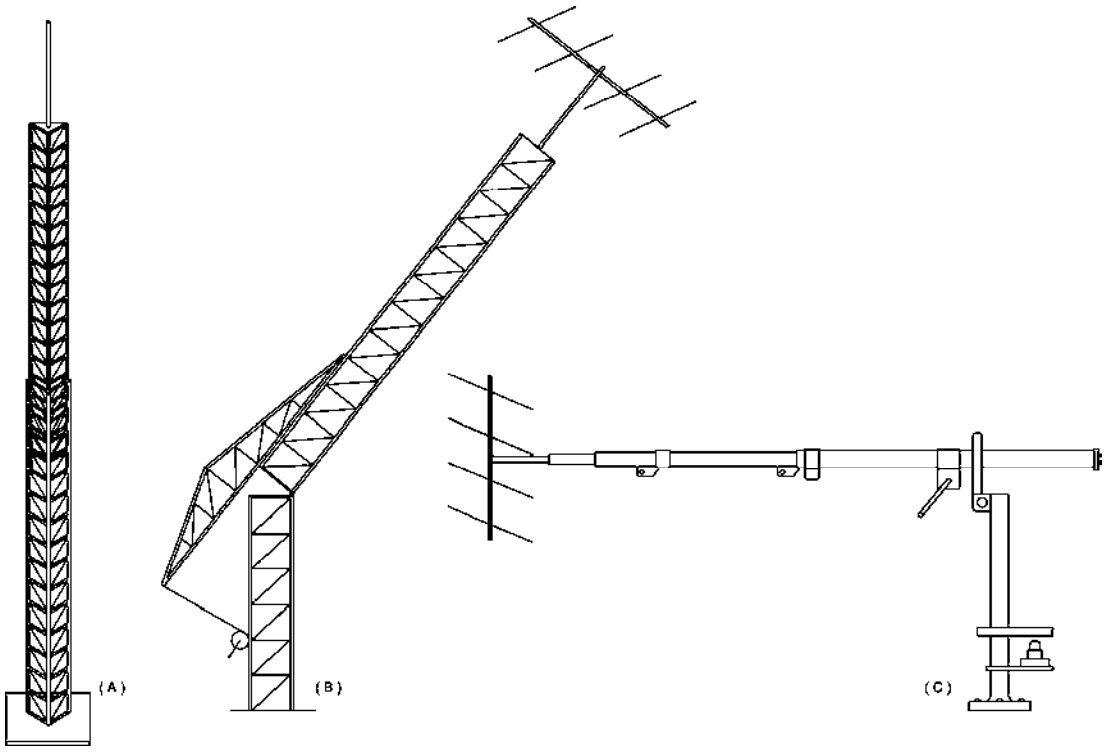


图4-26　图中是几种可选用的拉索式天线塔的结构。(A) 图的摇柄式塔可以降低天线的操作的高度。同时，在天线的非运作期也可以把天线降低。该天线的电动形式也可以获取。图 (B) 的折叠式塔和 (C) 中的组合天线塔可以让架设者在地面高度对天线进行操作。

想尝试一些新的东西而又没有很多的预算，他应该如何装配这副天线呢？我们假设他的目标是：（1）低成本；（2）无天线塔；（3）所要架设的天线要覆盖所有的 HF 频带和 VHF 频带的转发器部分；（4）可以进行某些 DX 通信。

通过对本书的学习，工作站的所有者打算首先架设一副中馈式的 135 英尺天线。后院的大树可以像天线杆一样把天线支撑起 50 英尺的高度。此副天线可以通过使用平衡馈电线和天线调谐器而覆盖整个 HF 频带。对于 10 MHz 或更高频率的 DX 通信，效果应该不错，而更低频带的 DX 通信应该也可以进行。然而，整个计划还需要一副 3.5 MHz 的垂直天线和一副 7 MHz 的垂直天线，以增强在这些频带上进行 DX 通信的可能性。对于 VHF 频带，还需增加一副架设在烟囱上的垂直天线。

4.3.6 另一个例子

一对拿到天线架设许可的夫妇可能会有更高的目标。他们工作站的目标是：（1）一组工作在 14 MHz、21 MHz 和 28 MHz 的用于 DX 通信的好的天线装置；（2）一座天线塔；（3）成本适中；（4）天线在 1.8MHz、3.5MHz 和 7 MHz 上也有进行某些 DX 通信的能力；（5）不需要覆盖这些频段的 CW 部分。

考虑了这些选项以后，这对夫妇打算安装一座 65 英尺的拉索式天线塔。在其顶部要架设一副大型的商用三频段八木天线。用于对 3.5 MHz 和 7 MHz 频带的话筒部分进行调谐的回路偶极天线的中心将用一根木梁支撑，且此木梁安装在天线塔的 60 英尺高处，端部呈倒 V 形下垂。一个 1.8 MHz 的倒 L 天线从接近地面的高度开始，向上连到天线塔另一边的相同木梁上。其水平部分从天线塔直角处沿伸到回路偶极天线。之后，丈夫将会对 3.5 MHz 的倾斜天线进行测试。如果测试不成功的话，此频段还需使用一副 $l/4$ 的垂直天线。

4.4 不同住宅架设天线的可能性

对一个公寓住户来说，对天线类型、天线位置和馈线位置的完整和准确的估计是非常重要的。可能的类型包括阳台天线、隐形天线（由细导线制成）、垂直天线或者像安装在天线杆顶部的电视天线以及室内天线。

一些业余天线爱好者成功地说服了住户或物业管理员在房顶上安装短的垂直天线。同轴电缆和旋转控制电缆可能被安放在管槽中或管道系统中。如果你住在上面几个楼层中，也许会把电缆放在房顶的边缘，穿过窗户是一个可行的办法。有个关于一个业余爱好者的故事，他有一个安装于约 10 英尺天线杆上的三频带波束天线，但尽管天线杆如此短，他还是让他所有的爱好无线电的朋友们羡慕，因为他的天线高度极好。他的天线杆位于 22 层楼的顶部。

通常的挑战是怎样把天线安装到一个不太显眼的地方。这就意味着找到适当的架设天线的地方，比如阳台、屋檐、树木周边等。例如，一个简单但是有效的阳台天线方案是摇摆垂直放置。将一个细线连接在一个移动鞭子或者一定长度的金属棒或金属管的顶端。然后把天线比较硬的部位水平固定在阳台护栏上，把金属线悬挂出阳台边缘。天线安放在紧靠阳台护栏的地方，或者紧靠其他金属架构。对于天线馈电点来说，一个匹配网络是必要的。建筑里的金属很可能会产生方向性效应，但是这一效应通常不会产生什么严重后果，而且有时甚至是个优点。当不用的时候，可以把天线拆除并且储存起来。

通常情况下，为馈线找一个不太明显的地方安装要比单独的安装天线困难得多。比如 Al Francisco（K7NHV）在公寓居住的时候，就采取了在树上安装垂直天线的方法。同轴馈电线从他的公寓的窗子里穿出来，沿着墙搭到地上。A1 把窗户底下到附近的一棵树的这一部分天线埋了起来。在树上，漆包线的一部分连接到同轴电缆的内导体。他在没有人经过的地方把导线沿着树向上铺设，再加上一些短的辐射状的短线就完成了整个安装。该天线运行良好，而且没有被邻居注意到。

看第 6 章“低频天线”和第 15 章“便携天线”中，可以找到相关的适用于该环境下的低频天线和便携天线的安装方法。你的选择受到你的想象力和智慧的限制，同时也受到经济条件的限制。对公寓居民来说，另一个可行的选择是把天线安装在离家较远处。有些爱好者致力于安装移动的天线，作为固定电台的必要的补充。这很有可能和 HF 移动用户进行大量接触，有些人已经用这样的方式进行 DXCC 通信了。

设想你喜欢 VHF 比赛，但是由于其他的活动，你在比赛之外进行 VHF 操作不是特别感兴趣，那为什么不把你的装备和天线带到山顶上来娱乐呢？许多爱好者把他们对无线电的爱好融入到宿营或者徒步旅行之中。

4.5 有限空间情况下的天线

有时安装全尺寸的 HF 天线是不太现实的，那些住在公寓楼里的业余无线电爱好者可能被限制于使用小尺寸的辐射器，一方面是因为住房规定，另一方面可能仅是因为无法找到安放天线的空间。还有一些业余无线电爱好者可能是出于美观的考虑，也有可能是为了与不喜欢高塔和大型天线的邻居和谐相处。总之一些爱好者选择稍短的天线有很多原因。这一节就讨论一些已经经过证实的设计和许多构建方式以及对它们的有效使用。你会发现用计算机构建天线模型（甚至是折中的“隐蔽天线”）将助于你在付诸实施之前决定对你而言的最实用的系统。

很少有折中的天线可达到与全尺寸天线相同的性能，但是有耐心且有技术的操作者经常能够与那些装备了高功率和全尺寸天线的人做得一样好。有些使用小尺寸天线的人不能经常在波段上“钻孔”，也不能享受到更加专业的装备带来的乐趣。但是当波段条件适合的时候，也可以很好地进行远程通信。

4.5.1 隐蔽的天线

我们爱好者并不认为天线碍眼，往往把它们看作一种艺术品。但是有时户外天线或可见天线有可能带来麻烦。

当我们遇到限制的时候——这些限制来自于自我约束或其他——在通信时我们可以采取许多选择，使天线至少可以辐射适度的有效信号。从这种情况下，稍微差一点的天线总比没有的好。这一章节讨论如何构建室内天线或隐蔽的室外天线。

取决于给定时间的波段条件，许多此类的系统可以达到较好甚至完美的效果。最重要的考虑事项是绝不安装对人、动物和建筑物造成危害的天线。安全第一！

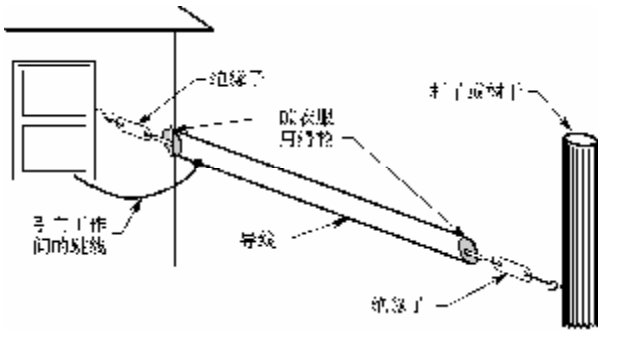


图4-27 晒衣绳天线有着更为突出的作用。

晒衣绳形状的天线

晒衣绳有时被连接到一个滑轮上，这样用户可以在绳子上挂衣服，并从后门廊取回衣服。这种类型的晒衣绳可作为附近“风景”的一部分而被人们所接受，其实它可以很方便地用作业余天线，只需将滑轮与支撑点隔离开。这需要采用可导电的晒衣绳，比如具有聚四氟乙烯或乙烯基材料绝缘体的大型绞合电线。也可以用高质量的灵活的钢铁电缆来替代，如果你不介意在挂衣服之前先清洁它的话。

具体操作的时候，可以把一个跳线从电线一端接到所在工作间。如果在晒衣绳和滑轮之间有很好的电气连接，就可以得到永久性的连接，做法就是将滑轮和绝缘体之间的线路用引入线连接起来。天线调谐器可以用来使该随机长度的“隐蔽”导线与发射机和接收机匹配。

隐蔽的长导线

一根导线天线只有当其长度大于等于一个波长的时候才能称为“长导线”。但是仍有一些业余无线电爱好者把物理上比较长的导线称为长导线。为了讨论的方便，我们假设有一个相当长的导线，我们称之为端馈线天线。

如果我们将小直径的漆包线用于端馈天线，很有可能它就消逝在天空和邻近的风景之中而无法被我们看到了。导线越细，越不容易被看到。但细导线的缺点是脆弱。折中的选择是当距离达到 130 英尺时使用 24 号（#24）或 26 号（#26）漆包线；如果距离更近（如 30 或 60 英尺）时，可以使用更小规格的漆包线。对于导线的使用寿命最大的威胁是结冰。当然，鸟也可能飞到线上并且破坏它们。因此，此类天线需要频繁的维护及更换。

图 4-28 所示为如何搭建一个隐蔽的端馈线。重要的是绝缘设施也不容易被发现，Tiny Plexiglas 在这方面就做得很好。小口径的干净塑料药瓶也可以胜任。有些爱好者只是使用橡皮筋作为终端绝缘体，但是它们暴露于太阳下和空气污染物中，会逐渐老化。但是对于隐蔽天线的短期操作，橡皮筋还是足够用了。

雨水槽和电视天线

一些爱好者在设计不显眼的天线的时候，充分利用了房间本身的标准固定设施。一种很古老的方法是利用雨水槽和落水管。比如在图 4-29 中，引线从雨水槽的一端引入操作间。我们必须假设贴附有雨水槽的木料干燥

且质量上乘，这样才能提供良好的绝缘性能，如果不是干燥的话，天线的性能也会变得很糟。

介于雨水槽和落水管之间的接点都应该用编织绑带或者防水铜板进行电绑定，保证系统有很好的连续性。如果接点处理不好，可能会造成射频整流，随后还可能造成电视干扰和其他谐波干扰。同样，也有必要在地面上方约 8 英尺处插入一部分塑料落水管，以防止在天线工作时对走过的行人造成射频电击或灼伤。如果你把前面和后面的雨水槽通过跳线连接起来以增加天线系统的覆盖面积，就会大大改善系统的性能。

图 4-29 也表明电视天线或者 FM 天线也可以用作隐蔽业余天线。许多此类天线可以轻易被改造成适用于 114Hz 或者 222 Hz 频段的设备，这样就可以使用 300 Ω 导线作为馈线系统。有些 FM 天线可以被应用到 6 m 波段，只要在设备的末端加入 10 号（#10）的总线延长线并调整匹配使 SWR 为 1:1。如果使用了 300 Ω 导线，需要一个巴伦或天线调谐器来把导线和工作站设备连接起来。

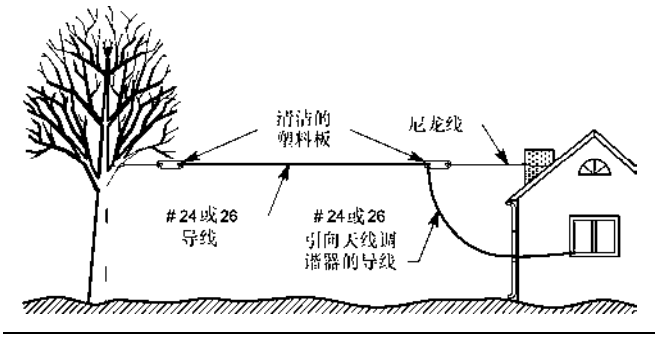


图4-28　隐蔽的端馈天线。

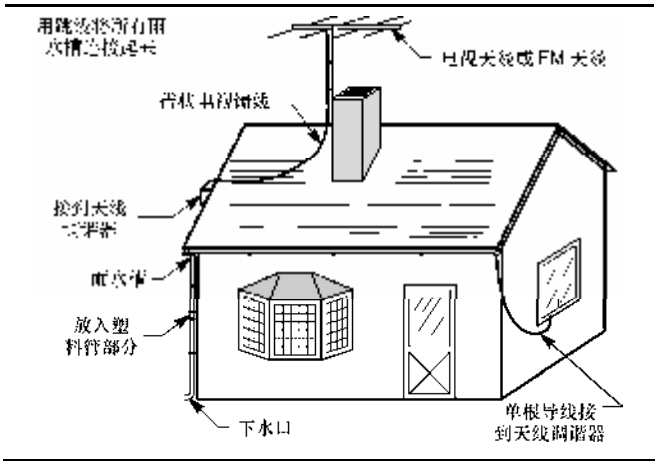


图4-29　雨水槽和电视天线装置可以用作不显眼的业余无线电爱好者的天线。

对在 HF 波段的操作，该 TV 或 FM 天线的馈电线可在发射机端系在一起，系统作为一随机长度的导线处理。如果这样做了，300 Ω传输线将不得不接在 TV 支架的绝缘子上，并且远离电话和电力线。自然地，当天线作为业余爱好使用时，电视和调频收音机就必须和系统断开连接。类似的，如果天线系统用作业余操作时，桅顶放大器和分流器必须从线上移除。如果系统大部分是垂直的，那么可以采用良好的射频接地系统，在房子根基周围安放许多辐板，来提高系统性能。

用顶部安装有大电视天线的一段电视天线杆可以构造性能很好的顶部加载垂直天线。辐板可以安装在房顶或地面上，而以电视“馈线”作为垂直天线的一部分。在第 6 章“低频天线”中我们还将对加载垂直天线及辐射系统进行进一步的研究。

旗杆天线

我们可以像图 4-30 一样，在隐藏自己的天线的同时展现自己的爱国主义。该垂直天线其实就是放置在一个塑料杆里或玻璃纤维杆里的导线。

图中所示的旗杆天线仅适用于单一的业余波段，并且假设旗杆的高度相当于所选波段的 *l*/4。辐板和馈电线可以像图示那样埋在地下。在实际安装时同轴电缆的密封端可略微伸入塑料杆的底端。

如果可以获得一个大口径的玻璃纤维杆，那么就可以把一个多波段垂直天线藏在里面。或者你可以用一个金属杆，在底部装一个不透水的盒子，盒中含有对感兴趣频段的固定调谐匹配网络。可以通过这个盒中的继电器来对这些网络进行远程选择。在这类系统中，如果一

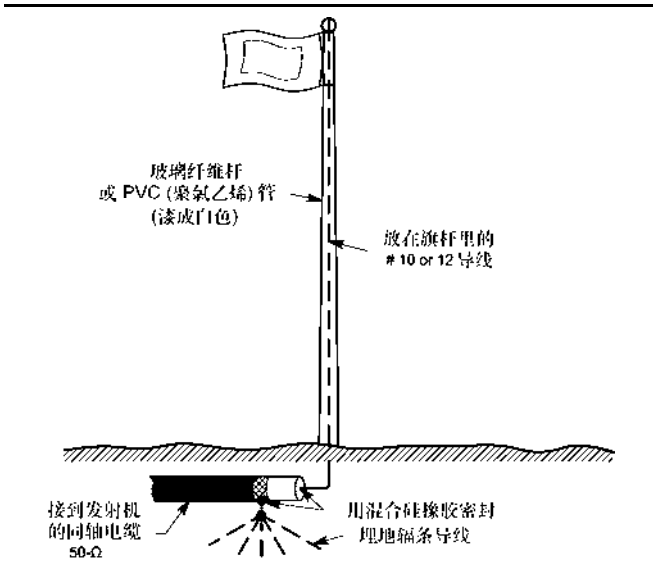


图4-30　旗杆天线。

个 30 英尺的旗杆和一个埋藏好的辐射系统连接在一起，就可以产生较好的效果。

另一个技术是应用一个木制的旗杆。可以把一根小直径的导线钉在旗杆上，然后使它到达同轴馈线或者匹配网络。如果升降索是用结实的绝缘连接线制成的，它本身就可以构成天线导线。对这种类型的天线实际上有很多变种，业余无线电爱好者们只有想不到的，没有做不到的。

其他隐蔽天线

有一些业余无线电爱好者把公寓阳台上的金属栅栏作为天线，并在高频（14 MHz、21 MHz 和 28 MHz）的较高频段获得了很好的结果。我们必须假设栅栏没有和建筑的钢铁架构连接在一起，而是应该和它们依附的混凝土地面绝缘。这些阳台栅栏也可以作为天黑之后的 HF 波段垂直天线的临时接地系统（地网）。

纽约的一个业余无线电爱好者使用公寓楼中的防火梯作为 7 MHz 的天线，宣布用其进行远程通信时取得了很好的效果。还有一个业余无线电爱好者使用起居室的落地窗的铝框作为 21 MHz 和 28 MHz 的天线，工作时将其靠在同一屋子的踢脚板式取暖器的金属导体上。

多年来有许多关于床弹簧天线的笑话。其实这个主意一点也不荒唐。已经有许多公寓住户运用床弹簧和金属端板作为 14MHz、21MHz 和 28 MHz 的天线了。地网可以沿房间的踢脚板绕制，并与弹簧床结合起来使用。重要的是一个适当大小的独立（绝缘）物体都可以作为天线使用，只要能与发射机匹配。有一个底特律的业余无线电爱好者有一次用单位的机器（约 5 英尺高）做成了一个 28 MHz 的天线。当波段条件好的时候，用它进行过多次 DX 通信。

一些操作人员曾经在甚高频操作时用过金属窗帘拉杆和纱窗，并发现它们可用于本地通信。只要和室内的金属线以及其他导体有足够的距离，这些临时的天线还是可以取得较好的效果的。

4.5.2 室内天线

毫无疑问，天线最好的放置位置是户外无遮挡物处。而且越高越好。但是对于我们中的很多人来说，由于法律、社会、邻居、家庭或者土地限制，而在只能使用室内天线。对于爱好者来说，只能在室内使用限制了他们追求有效的无线电通信，但也不应该就此绝望地放弃所有的操作。

首先，我们应该理解为什么室内天线不能很好地发挥作用。主要的缺点有以下几项。

- 离地面的距离不够高。天线不可能放置得比屋顶还高。从 HF 的波长角度来说，屋顶通常较矮。
- 天线必须能够在一个有损耗的 RF 环境下工作，这样的环境除了包括在诸如木头、石膏和砖瓦等非导体上的介电损失外，还涉及与电线、排水沟、水管，以及其他寄生导体间的强耦合。
- 从波长角度来讲，有时候天线必须做得较短。
- 通常室内天线不能旋转。

室内天线有明显的缺点，不过利用室内天线进行全球通信还是有可能的，但是你应该保证不让你的家人或邻居暴露在过多的辐射中。请看本书的第 1 章“安全问题”。

室内天线的一些实际的好处包括以下几项。

- 不受比如风、冰、雨和日晒等天气的影响（阁楼天线的 SWR 还是会受潮湿或多雪的房顶的影响）。
- 室内天线可以使用不能构造室外天线的材料来制作，比如铝箔和铝线（天线只需承受自身的重量）。
- 支撑的结构已经存在于室内，因此无需使用天线杆。
- 在各种天气条件下都可方便地接触或使用天线，简化了修剪和调谐的过程，无需攀爬或倾斜高塔即可实现。

经验结论

通常的房间或公寓，它们的电磁环境非常复杂，很难从理论上来论证室内天线在哪个方向或地点的效果会最好。这就是传统的尝试并取最佳情况的经验主义发挥作用的场合了。但是要正确判断哪个最为适合，需要对天线测量的基本原则有一些了解。

遗憾的是，许多业余爱好者不知道如何科学评估天线的性能，也不知道如何进行天线之间的相互比较。通常情况下，他们会架设好一个天线，尝试用无线电进行广播，与之前的天线进行对比以观察天线是如何发射电波的。显然这是一个比较差的评估方法，因为没有办法知道影响结果好坏的原因是因为波段条件的变化、S 表特性的不同还是其他的一些因素。

很多时候两个天线之间，或者同一天线的不同位置之间只相差几分贝。除非两者可以瞬间切换，否则这样微小的差别是难以察觉的。当然几分贝的差别在信号强的时候是可以忽略的，但是当传播路径较曲折时（室内天线就常出现这一情况），几个分贝的差别就有天壤之别，可能导致信号很好，也可能造成无法建立真正的通信。

除了一个通信接收装置之外，对天线的简单检测估计几乎不需要其他装置。如果可以瞬间切换天线的话，你甚至可以用耳朵进行定性比较。但是低于 2 dB 的区别还是很难区分的。对于 S 表来说也是一样，低于 1 dB 的信号强度的差别很难看出。如果你想看到分数位的分贝差别，你应该在接收机的音频输出端运

用一个精密的交流伏特计，并把 AGC 挡关掉。

为了比较两个天线，需要在两根同轴传输线之间进行切换。不需要非常复杂的同轴开关，即使一个普通的双掷开关或滑动开关也可以在 HF 频段达到大于 40 dB 的隔离。如图 4-31，不推荐通过手动控制同轴开关通断来进行切换，因为那样太费时间了。在切换的间隔，衰落可能会引起信号强度的变化。

接收信号强度表现出的任何变化都是两个天线在信号方向上性能的差别指示。为了保证实验的有效性，两个天线应该具有大致相同的馈电点阻抗，如果二者的 SWR 都低于 2:1，这个条件就算满足了。

在电离层传播（天波）的系统中，信号会有持续性的衰落，为了进行有效的比较，需要对两个天线信号之间的差值取平均值。少数情况下，稍差的天线传输给接收机的信号可能会更强一些，但从长远的平均值来看，好的天线还是更胜一筹。

对于地波信号，比如在城镇之间通信的由工作站发出的信号，不存在衰落的问题。地波信号能使操作者比较精确地估计在源方向上的被测天线的性能。其结果也适用于该方向上低仰角的天波信号，在 28 MHz 的时候，所有信号的接收和发射都是在低仰角，但在更低的频段，尤其是 3.5 MHz 和 7 MHz，我们经常在高仰角传播信号，有时甚至接近顶点。在这些情况下，只在本地工作站间使用地波信号测试已经不那么精确了，这时就有必要引入天波信号。

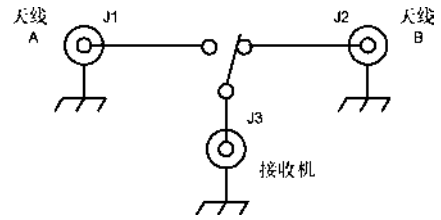


图4-31　当比较天线的信号衰落时，对于精确的测量而言，同轴电缆断开和重新连接的延时太长。在HF频段，一组简单的滑动开关就可以有效完成同轴电缆的切换。这4个元件可以安装在一个小罐子或小金属盒里。引线应该短而直。J1到J3是同轴电缆的接头。

偶极天线

对于 HF 来说，最实用的室内天线就是偶极天线。由于与地面过于接近，或者与室内电线产生耦合，试图用寄生单元获得更高的增益往往事与愿违。户外定向天线使用的天线参数往往并不适用于阁楼天线，因为房顶的结构会造成寄生单元的介电加载。与其试图通过寄生单元来提高性能还不如花时间优化偶极天线的位置和性能。

大部分阁楼的长度不足以容纳 7 MHz 或者更低频的半波偶极天线。在这种情况下，折叠天线就可以派上用场了。天线的最终形状取决于阁楼的规格和构造。记住，偶极天线的中心部位电荷分布最多，因此辐射量最大。这一部分应该放置得尽量高，尽量不要被折叠。由于偶极天线的末端辐射的能量小于天线的中心部位，所以其指向就不那么重要了。但是它们还是承载着最大电压，所以应该留心把末端放置得尽量远离其他导体，防止产生电弧。

偶极天线可以设计成 L 形、Z 形、U 形或者其他难以描述的螺旋形状，这取决于空间的实际情况，但即使是这种非直线的电流分布，天线还是可以发挥不错的性能。图 4-32 所示为一些可能的结构。应用明线馈电线和一个天线调谐器，就可以进行多波段操作。

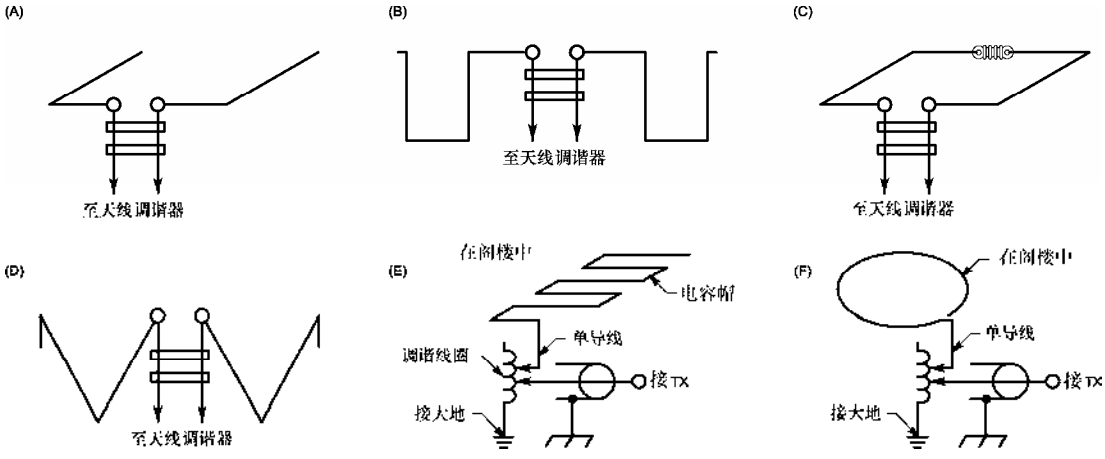


图4-32　几种不同结构的室内天线。详细讨论请参看原文。

另一个此处未给出的方法是铝箔偶极天线，这是Rudy Stork（KA5FSB）率先构思的。他提出把偶极天线放在阁楼里或者壁纸后面，该天线具有许多优异的特性，如便携性、便于构建和调整、节约设计成本等。由于这样的天线导体面积非常大，因此它也可以获得不错的带宽。如果运用了同轴馈电，就需要对阁楼天线进行一些调整来实现频带中央驻波比最小。如果先在户外调试好然后在室内安装是不可行的，因为将天线放在阁楼里，其性能将会改变。如果天线有所弯曲，谐振就会受到一定影响。

即使天线直线放置，寄生导体和附近树木产生的介电加载也会影响天线的阻抗。陷波偶极天线和加载偶极天线比完整大小的天线要短，但是表现相当。陷波偶极天线还会在第 7 章“多波段天线”中讨论，而负载偶极天线将会在第 6 章“低频天线”中讨论。

偶极天线方向

从理论上来说，垂直偶极天线在低辐射角度是最有效率的，但是实践证明水平偶极天线是最好的室内天线。一个较高水平的偶极天线确实会在低辐射角度时有方向性效应，但是安装于阁楼中的偶极天线可能无方向性或方向性很强。有些人在操作地点把两个偶极天线放置成直角，预备对它们进行切换。他们的理由是近旁的寄生导体会以一种无法预测的方式，不可避免地对辐射方向图产生干扰。如果像图 4-33（A）和图 4-33（B）所示那样，两个偶极天线垂直放置则几乎没有耦合。像图 4-33（C）所示那样放置则会有少量耦合，但是即使是这样放置也比单个偶极天线更为可取。

如果把两个天线分开放置，呈 90°，那么你可能会发现某个天线在所有方位都会比另一个好，在这种情况下你可以撤掉那个比较差的天线，或者把它放到别的地方。这时，可以通过实验的方法确定房间或阁楼里的最佳放置地点。

寄生导体

不可避免地，你房间附近接近于或高于本工作波长的导体都可能和你的天线产生寄生耦合。“寄生”一词可以很好地反应这种情况，因为这些导体可以产生损耗，留给辐射的能量就会减少。与定向天线的寄生单元不同，诸如室内导线或者水管这样的导体经常和一些有耗物体如地面、电器、砖瓦或者其他消耗能量的物体连接在一起。即使在这些能量再辐射的场合，也不大可能在所希望的方向上保持合适的相位。事实上，这些导体很可能成为 RFI 源（射频干扰源）。

尽管如此，还是有一些解决寄生导体问题的方法。最明显的方法是重新分布寄生导体，使它们与天线之间呈直角，或者使它们接近地面甚至于埋到地下，当然在已经装修好的家里，埋到地下不太现实。如果不能改变导体的走向，那么可以采取其他措施。可以在电路布线时串一个 RF 扼流圈以阻止射频电流通过，而允许 60 Hz 的电流（电话线的情况是音频电流）无阻通过。一个典型的电源线的 RF 扼流圈可以是在一段直径为 1 英尺的塑料管上用 10 号（#10）绝缘线密绕 100 圈。当然每一个导体都需要一个扼流圈。一根三股线就需要 3 个扼流圈。这些扼流圈可以简化成用双股线或三股线缠绕在一个线圈架上。

4.5.3 谐振式断路器

显然，RF 扼流圈无法应用于如金属管和导电管这样的导体上。但是还是可以在不破坏金属管的前提下，阻隔 RF 电流。Fred Brown（W6HPH）于 1979 年 10 月在 QST 上首次提出了谐振式断路器。

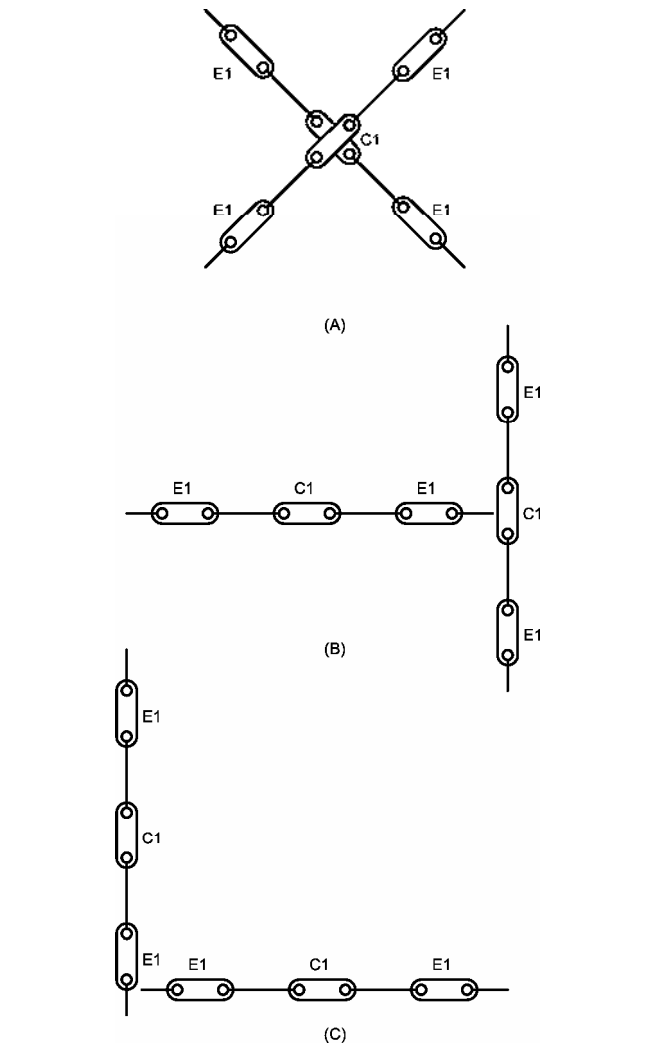


图4-33　垂直放置一组偶极天线的方式。图（A）和（B）中的放置方法不会导致两个偶极天线之间的耦合，但（C）中的放置方式却会造成两者间的耦合。端绝缘子（E1）和中央绝缘子（C1）如图所示。

图 4-34 所示为谐振式断路器的一种可实现方法。一个 8 字形的线圈与寄生导体电感耦合，调节可变电容器，在期望的频率下产生谐振。结果就是与管道、导电管或电线串联而产生了极高的阻抗。该阻抗将阻止射频电路的通过，这个 8 字形的线圈可以看作是两圈的空心线圈，由于寄生导体穿过了空心孔，在二者之间就会产生紧密耦合。由于该 8 字形的线圈是并联谐振的，通过变换可等效为给线性导体串联了一个很大的阻抗。

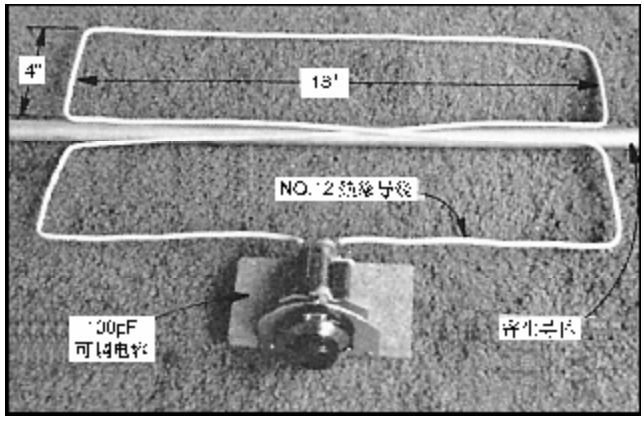


图4-34　在此给出的一个“谐振式断路器”可以在不切断导体物理结构的条件下阻止射频电流。由于调谐很尖锐，建议用一个微调刻度盘与可变电容合用。100 pF的电容与线圈串联。该谐振式断路器在14～29.7 MHz进行调谐。对较低的频段可构建更大的谐振式断路器。

在你为这些谐振式断路器而费心之际，应确保有大量的 RF 电流通过寄生导体，这样你才能通过装一个谐振式断路器而受益。在第 27 章“天线与传输线测量”中所介绍的那种 RF 电流检测仪可以用来测量相对电流幅度。根据寄生导体电流的经验法则，如果测得的 RF 电流小于偶极天线中心值的 1/10，则寄生电流通常会较小，可以忽略不计。

在断路器安装好之后，也需要用电流探测仪来使其谐振。通常谐振式断路器会安装在寄生电流最大的点的附近。当通过谐振进行调谐时，RF 电流值将急剧减小，并在电流探测仪上显示出来。当然，谐振式断路器只能在单个波段发挥作用。在探测仪显示有相当大的电流的地方，你就需要为每一个波段安装一个谐振式断路器。

额定功率容量

迄今为止，我们还没有讨论关于室内天线的额定功率容量。只有采用全功率或是比常规峰值功率略高的功率才会出现诱爆性（闪燃的可能性）。在进行任何操作前都应仔细检查电弧或 RF 加热观象。记着阁楼非常容易遭受火灾。一个由典型的业余无线电发射机馈电的偶极天线末端有可能产生几百伏的电压。如果使用了功率放大器，在偶极天线的末端就可能产生几千伏的电压。要保证你的天线单元远离其他物品。安全第一！

4.6　架设细节和实际中需考虑的一些事情

最后，天线架设的成功与否依赖于天线制作的细节。在本书的其他章节中将介绍大量的有关天线架设的知识。例如，第 11 章将讨论 HF 波段八木天线的架设，第 12 章将讨论方框天线阵，第 18 章将介绍 VHF 频段的天线，第 20 章将详细地讨论天线的材料，特别是用于天线单元的导线和管形材料。在这里也将介绍一些有用的有关天线架设的知识。

4.6.1　末端效应

如果根据标准式 $l/2 \approx 491.8/f$（MHz）来计算 $l/2$ 天线长度的话，天线可能会在比所需频率略低的某一频点上产生谐振。原因是除导线直径和地面的影响（第 3 章“地面效应”）外，还有用在导线末端用来支撑天线的绝缘子造成的“加载”的影响，绝缘子和把绝缘子固定到天线上的线圈会给系统增加一个小的电容。正如任一调谐回路中的额外电容会使谐振频率降低一样，此电容也会使天线频率有稍许降低，在天线系统中，被称为末端效应。由于末端效应的存在，有少量的电流流到末端电容，因此天线末端的电流值并不为零。注意，第 2 章“天线基本理论”所给出的图 2-2～图 2-7 所用的计算方法都没有把末端效应考虑进去。

末端效应会随天线频率的增加而增大，且会因天线安装的不同而有所差异。尽管如此，在 30 MHz 的高频带（导线天线经常使用的频率范围）—— 经验表明，一副实际的 $l/2$ 天线的长度（已经考虑了导线直径和末端效应的影响）比自由空间波长的一半短 5%左右。取平均值，一副谐振的 $l/2$ 线天线的物理长度可以由下式算得：

$$l = \frac{491.8 \times 0.95}{f(\text{MHz})} \approx \frac{468}{f(\text{MHz})} \qquad (4\text{-}1)$$

用式（4-1）来计算一副给定频率的 $l/2$ 天线的物理长度，结果相当精确，但它并不适用于那些长度超过半波长的天线的计算。在实际中，如果天线长度必须调整到某一固定频率（不是所有的天线系统都有此要求），那么这个长度应该进行“减缩”以产生谐振。注意，如果使用塑料绝缘导线，半波偶极天线的谐振频率将会降低约 3%。

4.6.2 绝缘子

导线天线的末端一定要绝缘。能买到的绝缘子都是由陶瓷、玻璃或塑料制成的。从许多无线电经销商那里都能买到。还有一些地方，如 RadioShack 和当地的五金店铺，也可能有绝缘子出售。自制绝缘子可能由许多种材料制成，包括（并不仅限于这些）丙烯酸薄片或丙烯酸棒、聚氯乙烯管、木头、玻璃纤维棒甚至是一些废弃容器的硬塑料等。图 4-35 所示为一些自制的绝缘子。陶瓷或玻璃纤维材料的绝缘子通常比天线的寿命更长久，因此对于要求安全、可靠且持久的天线系统来讲，最好选用这些材料。其他材料可能会因压力或阳光的暴晒而破裂损坏。许多塑料的抗侵蚀能力并不强。

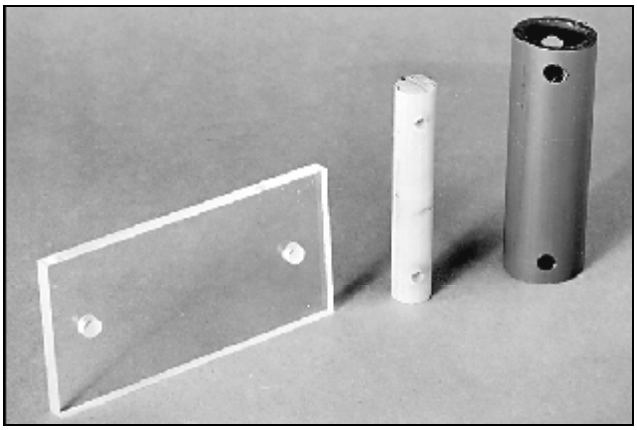


图4-35　几种自制天线绝缘子的方法。

4.6.3 安装传输线

许多导线天线都要求在馈电点安装一个绝缘子。虽然有许多种连接馈线的方法，但你还是需要考虑一些事情。如果用同轴电缆作馈线，那么你有两个选择。你可以在中央绝缘子上安装一个 SO-239 的连接器(如图 4-36 的中间模型所示)，再在同轴电缆的末端装一个 PL-259 连接装置，或者你可以把中间导体和编织层分开，直接把馈线拉到天线上，如图 4-36 的另外两个模型和图 4-37 的例子所示。虽然直接连接的成本更低，但使用连接器却有几个优点。同轴电缆的编织层会像海绵一样吸水，除非它防水性很好。如果天线馈线端密封性不好，水就可能会渗到同轴电缆的编织层里来。馈线中的水会导致污染，腐蚀同轴电缆，大大降低其使用寿命。许多业余无线电爱好者会对同轴电缆进会防水处理，首先绕一层乙烯电绝缘带，再涂上一种叫做“PlastiDip”的涂漆材料，这种材料在 RadioShack（白色种类的零件号码是 910-5166）都可以买到。

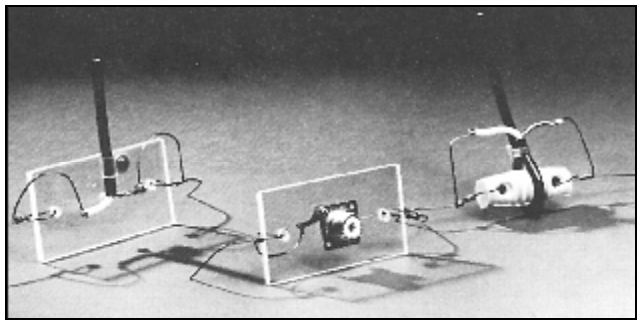


图4-36　几种自制的偶极天线中心绝缘子。中间的这种包含一内置的SO-239的连接器。其他两种可以直接与馈线相连。

如果天线连接处没有进行完全的防水处理，使用 1 年左右你往往会在无线电收发室里看到同轴电缆末端滴水的现象。如果结合使用 PL-259/SO-239（或者自己选择连接器），会大大简化防水连接的工作。结合使用 PL-259/SO-239 的连接装置还有一个优点，就是如果有必要，馈线的替换会非常方便。

无论你是使用同轴电缆、梯形线，还是双芯引线作为天线的馈线，需要考虑到的一点就是连接装置的机械强度。另外，除非馈线固定得很好，否则线天线和馈线在微风中也都会摇动得很厉害，时间久了连接装置就会损坏。电连接点接触不良，或是天线与馈线完全分离，都可导致最后的失败。图 4-37 和图 4-38 给出了把同轴电缆或梯形线固定到天线上的几种方法。

当使用明线作为馈线时，应该把馈线的导线部分穿过绝缘子的孔 2～3 圈加以固定，再在焊接固定之前把线绕回来与另一头线绕紧。此时应该再用一根松弛的连接线把馈线导体部分和天线连起来，如图 4-38 所示（连接线可能是馈线导体自身的延长部分）。当窗形线像图 4-38 中那样挂在天线上时，应该再进行一下缠绕——每英尺绕几圈——以防止天线在风中持久的挠曲而导致的应力硬化。

当使用塑料绝缘明线天线时，如果天线的中心绝缘子比馈线的间隔长，如图 4-38 所示，就可以在一定程度上防止馈线的挠曲和接近天线处发生短路。在风大的地区，有必要使用 1/4 英寸厚的树脂玻璃而非较薄的材料作为中间绝缘子。

4.6.4 把馈线从天线端拉到工作站

第 24 章“传输线”给出了一些安装馈线的指导。在这一节将更详细地讨论其相关知识。无论任何时候，只要条件允许就得使传输线垂直于天线引出，以使从天线到传输线的耦合降至最小。这种耦合会造成传输线上电流的不均衡，而这种不均衡又会导致传输线的辐射和天线的失谐。

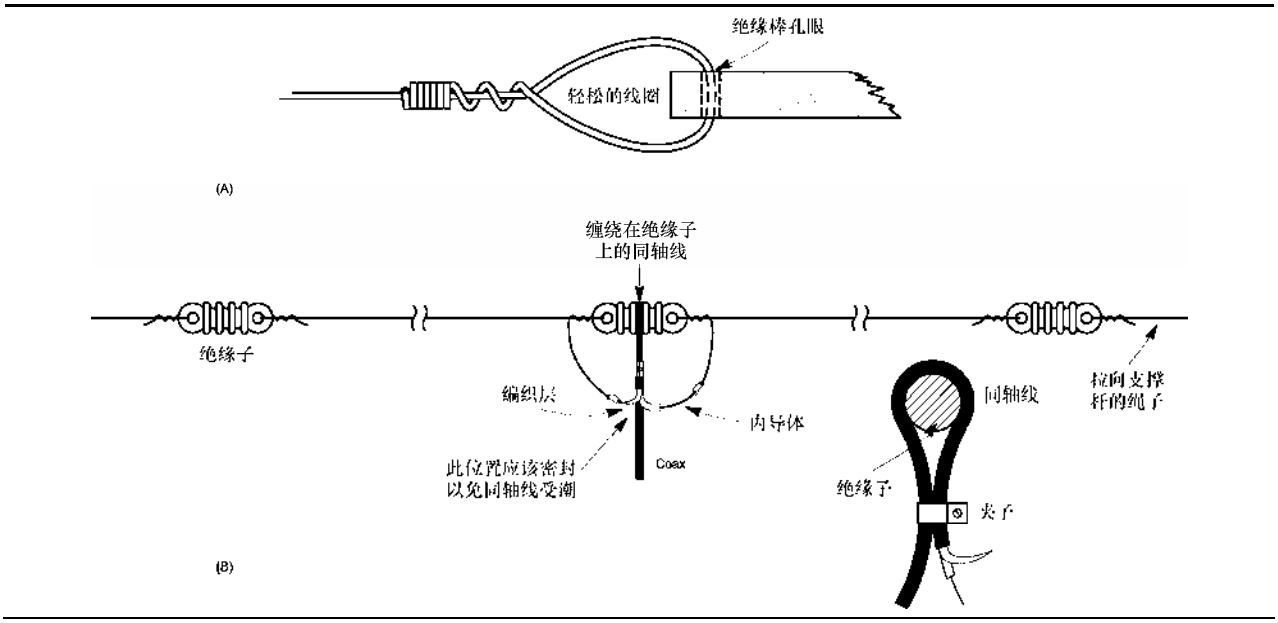


图4-37　偶极天线的结构细节。图（A）是端绝缘子的连接。图（B）显示的是一制作完成的天线。由于这是一副平衡天线，因此在馈电点经常会用到巴伦（图中并未画出）。

除与天线非常接近的馈线部分外，同轴电缆从天线端拉到工作站时不需要特别关注，只需注意是否会有机械损坏。如果天线的支撑点不是在其正中间，那么馈线就应该固定在一根比人头高且位于天线正下方的柱子上，使柱子和天线之间留有足够的间隙以应付大风天气里天线的摆动。如果天线馈电点是由天线塔或天线杆来支撑的，就可以把同轴电缆每隔一段距离捆在天线杆或天线塔的一条腿上。

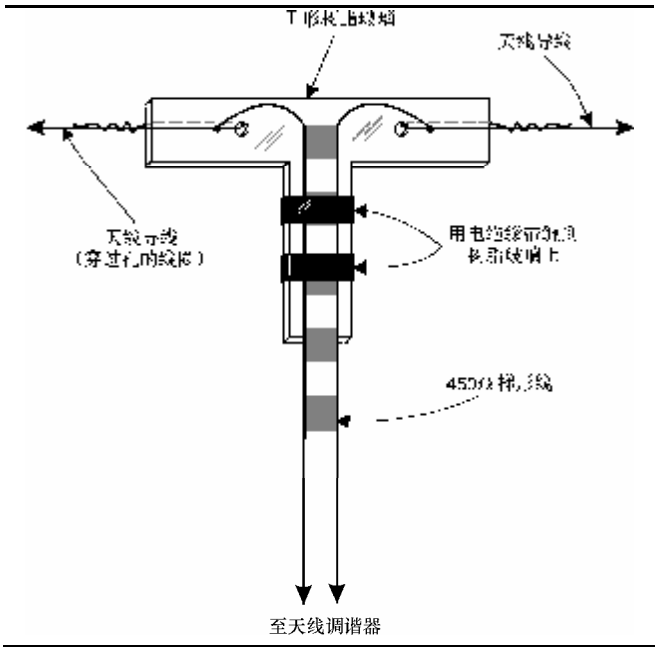


图4-38　一片树脂玻璃片可以用作中央绝缘子来支撑梯形线馈线。这种树脂玻璃可以降低与天线连接处的导线的弯曲性。在大风地区可使用用厚实的树脂玻璃。

对于那些规定直接埋在地下的同轴电缆，可以直接把它们埋在地下几英尺，再把馈线从天线端拉到工作站。可以用铲头边缘为方形的铁锹挖出一个很深的狭缝。把铁锹铲到地面足够深处，在拔出铁锹前，前后移动把手以把狭缝推宽。用一块 1 英寸的平板把 3 或 4 英寸宽的狭缝中，然后同轴电缆放入就可以把狭缝埋好踩实了。许多业余无线电爱好者会先把同轴电缆穿进一根聚氯乙烯管中再埋在比霜冻线更深的地下，且稍微向下倾斜以便于水分的排出，以防止管内这段长度上水分的淤积。

实芯带状电缆或较新的窗形电缆应该与其他与之平行的导体保持至少几英尺的距离。一种用在电视上的带有狭条夹板的支座绝缘子可以用来把这种电缆沿天线杆或天线塔的一条腿进行固定。类似的旋入式绝缘子也可以用来把电缆长期固定在木杆上。

对于导电部分裸露在外的明线电缆，则需要进行频繁的支撑以防止其扭曲和短路，同时还需减少它的机械变形。图 4-39 所示为一种支撑长距离水平明线电缆的方法。电缆必须牢固地固定在天线馈电点下面的某一点处。

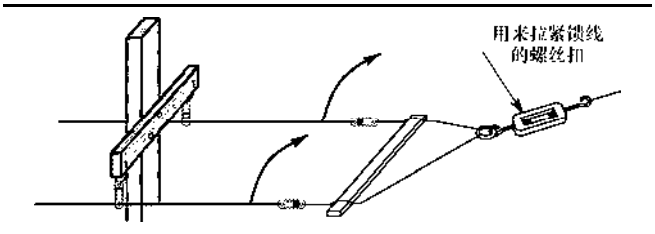


图4-39　明线电缆的一种支撑装置。天线端部的支架必须能够很好地承受天线的张力。

窗形电缆可以使用固定在绝缘子上的电线连接装置或黑色电缆连接装置（可以不受太阳紫外线辐射影响的设备）用类似的方法进行支撑。

为了使馈线避开人和车辆，通常需要把它固定在工作站房屋的屋檐或房梁上（见图 4-40），然后把它对准插入点垂直放下。固定的地点和把它垂下的位置都应该仔细选择，以避免垂下的导线刚好在窗户旁影响美观。

如果工作站在底楼，一种把同轴传输线拉到屋里来的方法是使传输线从地下穿过外墙，经地下室或地板下的供电线或水管等通过的槽隙对传输线进行馈入，然后从地板的洞里把传输线拉出来接到工作站。在建筑物一侧打洞前，应该进行一些适当的测量以保证这个洞穿过基线（如果钻孔与托梁平行，钻孔最好在托梁之间）上 2～3 英寸处的基石。另外，馈线应该能够在建筑外的洞口处松弛垂下，以使线上的雨水可以滴完。

虽然明线电缆的每一导体各需要一个洞，但也可以用相似的方法进行馈入。每一个洞都应该用一定长度的聚苯乙烯管或透明合成树脂管进行绝缘。如果可能，最好选用陶瓷材料的管子（可以从一些旧式的把手或电装置管道上去找找），这种材料的性能更好。所钻的洞最好朝外侧向下倾斜，以防雨水渗入。关于窗形梯形线，必须除去几个横撑绝缘子，在传输线穿过洞之前对其进行切割（要保证有足够的长度伸入到室内），再与室内剩余部分进行连接。

如果工作站在地面以上，或者对上面所讲的步骤有异议，可以像图 4-41 所示那样在窗户上打洞。且可以使用如图 4-42 所示 Amphenol 公司的 83-1F（UG-363）型电缆接头；明线可以使用陶瓷穿线绝缘子。带状电缆可以直接穿过嵌板上的孔，再用胶带在嵌板两侧对电缆进行固定，或从一对电视支座绝缘子上把扣环和绝缘子切下来，在嵌板两侧各夹一个。

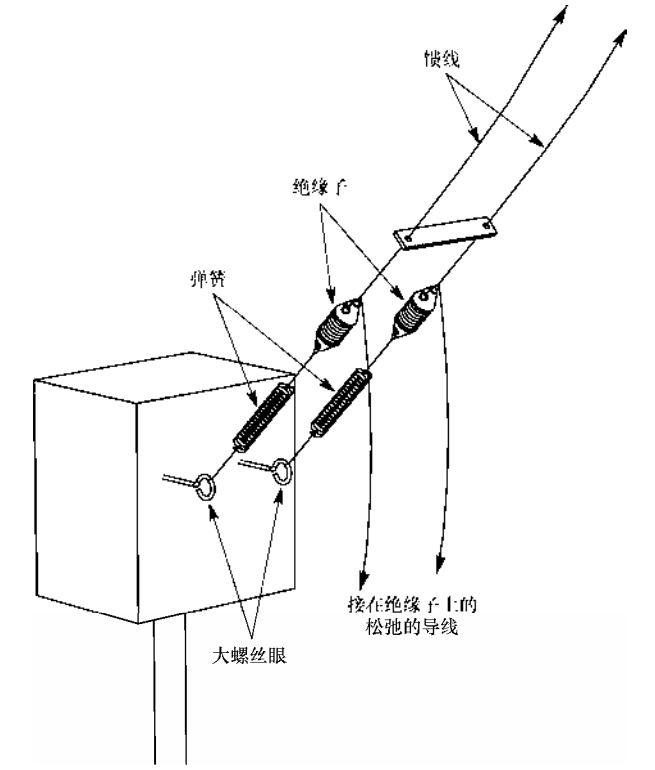


图4-40　在工作站端固定明线馈线。如果馈线在其固定点和天线之间没有其他支撑物支撑的话，就必须使用弹簧装置。

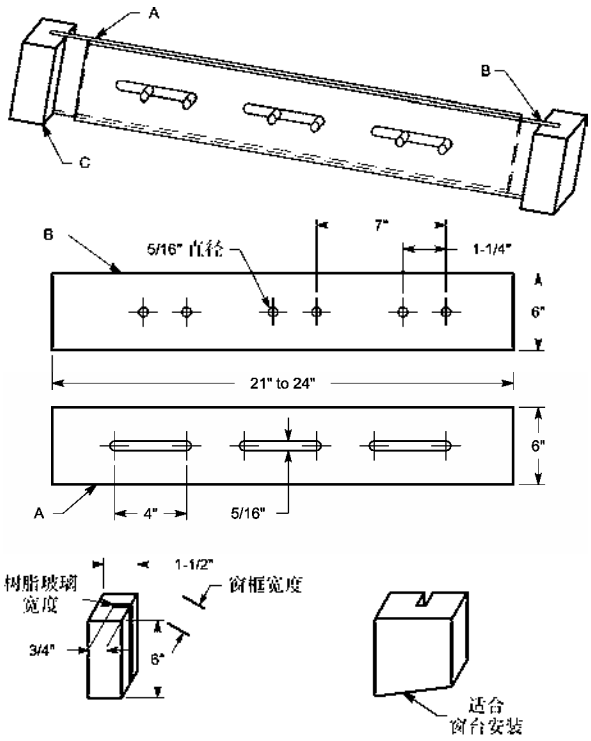


图4-41　一个可调的从窗户引入天线的嵌板装置，它由两片透明合成树脂或树脂玻璃制成。用在同轴电缆上的馈线连接器可以做成如图4-28所示那样。陶瓷穿线绝缘子适用于明线电缆。（W1RVE）

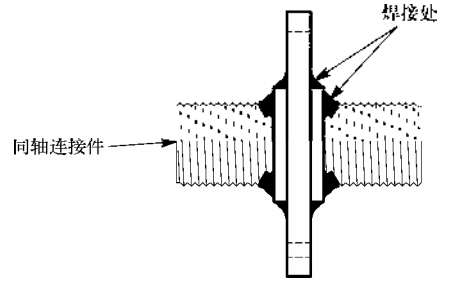


图4-42　用于同轴电缆的馈线接头。Amphenol 83-1J（PL-258）这种电缆接头，可用于把同轴电缆的截面连接起来，它被焊接在黄铜器件的法兰盘的一个孔上。Amphenol公司的隔板适配器83-1F也可以替换接头使用。

4.6.5 防雷

市场上有 2～3 种用在同轴电缆上的避雷装置。如果天线的馈电点位于一个基础牢固的天线塔顶，可以把避雷器固定在塔顶，以实现接地的目的。把一段同轴电缆固定到一个同轴插头上，再把它从天线的馈点拉到避雷器的插座上，而传输线从避雷器的另一个插头拉到工作站。当然，如果工作站接入点处可以方便地接地，这样的避雷器也可以装在工作站的接入点（为保险起见，两处都应安装避雷装置）。

图 4-43 是一个用在明线电缆上的自制避雷装置。这种类型的避雷器适用于距离避雷器中心 1 英寸左右的带状电缆线上，如图 4-44 所示。电缆穿过避雷器处的绝缘装置应该移去，以方便焊接避雷器的连接线。

避雷器的接地

避雷器的接地连接线应该与导线的尺寸相同，至少应等于 10 号（#10）电线的尺寸。用在电视天线的地线上的 8 号（＃8）铝制电线可以满足要求。3/4 英寸宽的铜丝编织线（Belden 8662-10）也符合要求。导体应该垂直地接到地面。可以利用水管系统（如果管子不是塑料的），或是一座建筑的接地金属架，或者是一个或更多个 5/8 英寸的埋在地下至少 8 英尺深的接地杆来进行接地。有关避雷的更多详细的信息可参看第 1 章“安全第一”

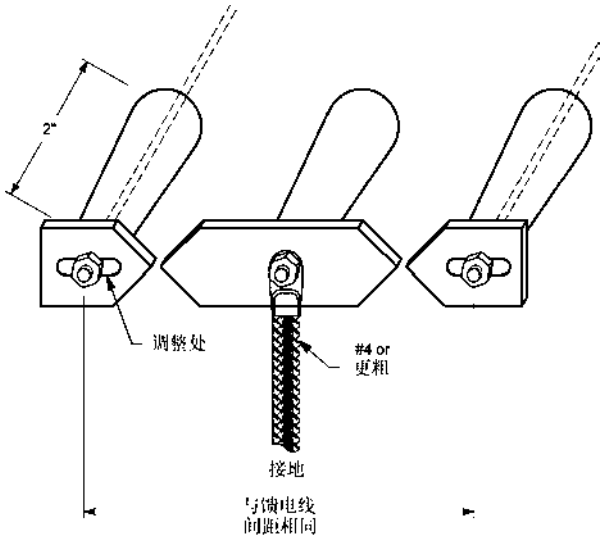


图4-43　一种用在明线电缆上的简单的避雷器，它由3个支座绝缘子或穿线绝缘子和1/8英寸×1/2英寸的黄铜或粗铜条组成。它应该安装在电缆线接入工作站的位置处。粗接地线应该尽可能地短，尽可能地直。间隔应该调整到最窄，以防止发射器工作时形成电弧。

对于接入室内的同轴电缆，极力推荐一种中央接地嵌板。图 4-45 所示为 Chuck Hutchinson（K8CH）在他密歇根州的家里安装的自制接地嵌板的照片。同轴电缆旋入双阴馈通的 UHF 接头。K8CH 将这个铝制嵌板安装在室外的烤架下。烤架可用作输送管，将助燃气体送入未使用过的壁炉中。他用接地母线与位于嵌板下方的接地棒相连接。有关接地嵌板的更多详细信息可以参考 ARRL 出版的《Simple and Fun Antenna》一书。

在雷雨来临之前，谨慎的业余无线电爱好者会切断无线电收发室内的所有馈线、转向器电线和控制线，以避免敏感元器件的损坏。这样即使室外电闪雷鸣，你也不用担心它们会损坏室内的设备了！

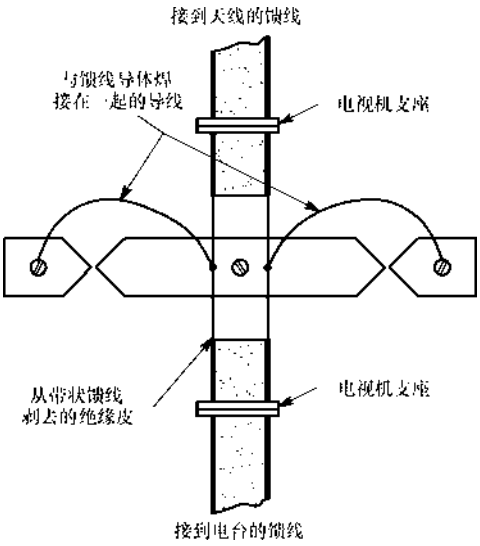


图4-44　图4-39所示的避雷器可以如上图这样与300Ω的带状电缆一块使用。电视支座支撑着离避雷器接地线的中间段1英寸左右的电缆。

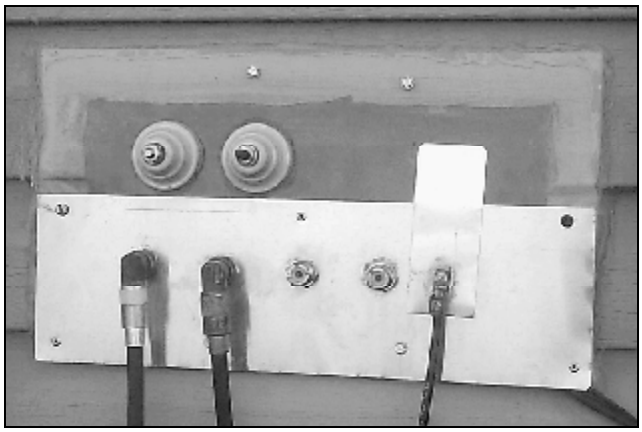


图4-45　K8CH的安装在外墙壁上的同轴电缆接入嵌板装置（之后在上面放一烤架，将助燃气体送入未使用过的壁炉中）。接地母线接在嵌板下方的接地棒上（照片出自Simple and Fun Antennas for Hams）。

第 5 章

环 天 线

环天线属于闭合回路类型天线，也就是用一根导体弯曲成一圈或多圈并且导体两端闭合在一起。环天线可以分为两类：一类是导体的总长度以及一圈的最大线性尺寸相对于工作波长都非常小；另一类是导体的总长度和环尺寸都与工作波长有相当的可比性。

小环天线可以认为是一个简单的大线圈，并且在环天线里的电流分布与在线圈里的一样。也就是说，电流在环天线的每一部分都具有相同的相位与幅度。为了满足这个特性，环导体的总长度必须不大于 0.1 *l*。小环天线将在本章后面部分，以及后续的第 14 章“测向天线”中进一步讨论。

大环天线则是电流在环天线里的每一部分的幅度和相位都是不相同的。电流分布的这种变化使得它与小环天线相比具有完全不一样的特性。

半波长环天线

最小尺寸的大的环天线通常也要采用 *l*/2 的导体长度来构成。导体通常形成一个正方形形状，如图 5-1 所示，每边长为 *l*/8 长度。当在其中一个边长的中点馈电时，闭环环路内的电流流向如图 5-1（A）所示，电流的分布大致与 *l*/2 导线上的一样，所以最大值出现在 X-Y 端点对边的中点上，而最小值则在端点处本身。这样的电流分布将引起最大场强出现在环平面上，并且方向由低电流一边指向高电流一边。如果与端点相对的边是在中心开路的，如图 5-1（B）所示（严格讲，此时不再是一个环天线了，因为它不再为一个闭合回路），电流流向依然保持不变，但是最大电流值却出现在端点处，所以最大辐射方向也发生了改变。

在电流波腹处的辐射电阻（也就是图 5-1（B）中 X-Y 端点的电阻）近似为 50 Ω，而图 5-1（A）在端点处的阻抗则可达数千欧姆，不过这可以通过使用两个相同的环天线相距数英寸并肩放置，并且在其中一个环的 X 端点和另一个环的 Y 端点之间馈入功率，来降低输入阻抗。

与 *l*/2 偶极天线或小环天线不同，图 5-1 所示类型的环天线辐射为零的地方，是没有方向性的，但在垂直于环平面方向上是存在可以测量得到的辐射，相比于“后方”——即图示相反的方向上，其前后比（F/B）为 4～6 dB。这类环天线的场强在最佳方向上与 *l*/2 偶极天线最佳方向上相比较来说，由于较小的尺寸和方向图的形状，将导致大约 1 dB 的损失。

通过对连接前部分和后部分的两条边用感应电抗进行加载，天线的前向辐射与后向辐射之比将会增加，场强也会同样地增加并且相比偶极天线要高 1 dB 的增益，如图 5-2 所示。这些电抗值，大约等于 360 Ω，将减弱它们所接入的那一边的电流，而加强接线端所在边的电流，这将增强方向性并提高作为辐射体的环天线效率，不过有损耗的线圈却会使这些优点大打折扣。

全波长环天线

导体长度为 1*l* 的环天线特性与 *l*/2 环天线有很大不同。图 5-3 给出了 3 种形式的 1 *l* 的环天线。在图（A）和图（B）中方框的各边都等于 *l*/4，区别是接入的馈电端点位

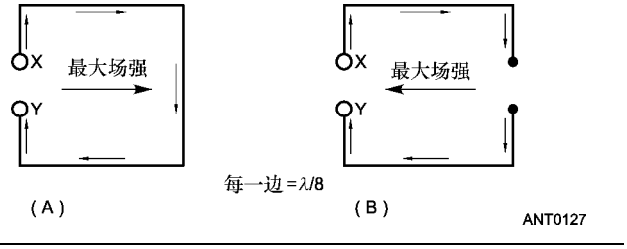


图5-1　*l*/2环天线，由总长度*l*/2的单圈构成。

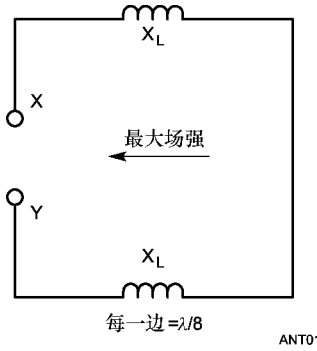


图5-2　l/2环天线两边电感加载，可以增加方向性与增益。最大辐射或响应在环平面上方向，如图箭头所示。

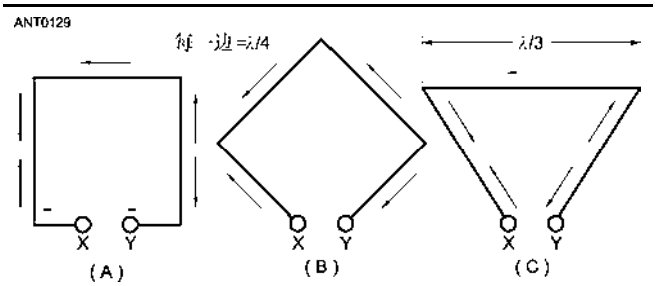


图5-3　在图（A）和图（B）中，环的各边都为l/4长，在（C）的各边是l/3长（导体总长度是1 l）。极化取决于环的摆放方位以及在整个环周长上的馈电点位置（即X-Y端点）。

置不同；在图（C）中三角形各边长度等于 l/3。它们各自对应的电流方向如图所示，大约在环周长一半位置时电流方向反转，这种电流反向总是发生在导线l/2 节点处。

这种环天线的方向特性与那些小环天线刚好相反，就是最大辐射方向垂直于环平面而最小辐射在环所在平面的各方向。假设图 5-3 所给的 3 种环天线都处于垂直平面，并且馈电端点在底部，则为水平极化辐射。当将图 5-3（A）的馈电点移到其中一个垂直边的中点，或图（B）中移到侧边角的位置，辐射就变为垂直极化。假如图（C）中端点也移到一边的角位置，极化将改变为对角倾斜，同时包含有垂直与水平分量。

与直线天线比较，周长为 1 l 的环天线电长度比实际的物理长度要短。对于用 18 号（#18）裸导线做成的环天线，工作在 14 MHz 时，导线的长度与线径比非常大，那么当长度如下式时，环天线将接近谐振：

$$Length_{\text{feet}} = \frac{1\,032}{f_{\text{MHz}}}$$

在这种情况下，谐振的 1 l 环天线的辐射电阻大约为 120 Ω。由于环的直径比那些l/2 偶极天线大，辐射效率也高。

在最大辐射方向上（即环平面的侧面方向，与馈电点在哪个位置无关），1 l 环天线比l/2 偶极天线表现出稍高的增益，理论上大约为 1 dB，实际测量也证实确实如此。

全波长环天线常常用做定向天线阵的一个单元（方框天线与 Delta 环天线在第 12 章“方框阵列”中有描述），而很少单独使用，尽管没有特别原因解释为什么没有单独使用。在方框天线与 Delta 环天线中，由于总是在近处激励，所以极化方式是水平极化。

5.1　小 环 天 线

各种形状的小环天线存在许多年了，可能最让人熟悉的一种形状是在便携式 AM 广播收音机里面的铁氧体磁棒天线。这类小环天线在业余方面的应用主要包括无线电测向、1.8 MHz 和 3.5 MHz 低噪声定向接收，以及小型发射天线。因为用于发射和接收用的环天线设计考虑上有些不同，这两种应用情况都在本部分分别讨论，这部分信息由 Domenic M.Mallozzi（N1DM）来执笔。

基本的环天线

什么是小环天线？什么不是小环天线？在定义上，当环的导体总长度小于 0.1 l（本节中是小于 0.085 l）时，从电气角度来讲，就说它是小环天线。这个尺度是基于在整个环周长上的电流必须相位相同这个因素，当绕圈导体长于 0.085 l 时，就不成立了。这个约束因素导致小环天线产生一个可以预测得到的 8 字形辐射形状，如图 5-4 所示。

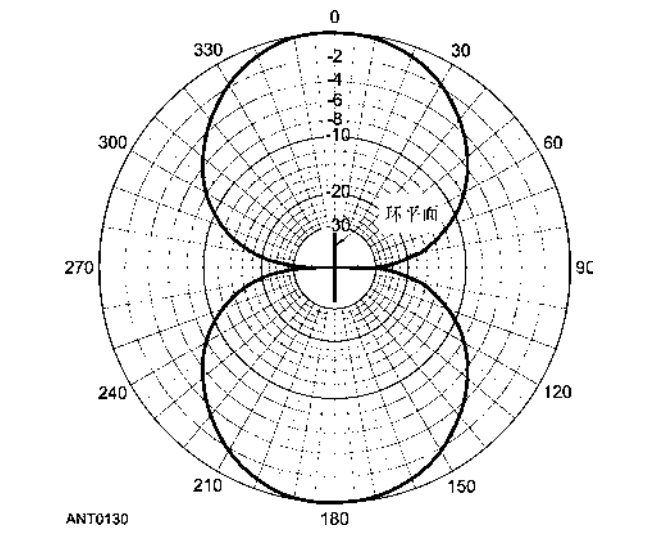


图5-4　计算所得的小环天线辐射方向图

这个最简单的小环天线是一个 1 圈的非调谐环，并且负载与位于其中一边中心的一对接线端连接在一起，如图 5-5 所示。如果我们看看这种天线相对于信号源在某些时刻的“快照”，就不难画出天线辐射图是如何演变出来的。图 5-6 表达了处于上方的环与瞬间辐射的电压波形，注意到环天线的 A 和 B 点正收到相同的瞬间电压，这意味着没有电流通过这个环，因为在两个等电势的点上是没有电流流动的。图 5-7 也给出类似的分析，将环在图 5-6 所示位置转动 90°，显示出在该位置环天线有最大响应。当然，由于环天线很小的物理尺寸，由通过的电波产生的电压值也很小。图 5-4 是给出的理想的小环天线辐射图。

环天线两个端点的电压可以由下式给出：

$$V = \frac{2\pi ANE\cos\theta}{\lambda} \qquad (5\text{-}1)$$

其中，

V =环天线两端点间电压

A =环面积，m^2

N =环的圈数

E =射频场强，V/m

q =环平面与信号源（发射台）夹角

l =工作波长，m

该等式来自一个称为有效高度的术语，有效高度就是能够传递给接收机相同电压值的一段地面上导线的垂直段的高度（或长度）。有效高度的等式如下：

$$h = \frac{2\pi NA}{\lambda} \qquad (5\text{-}2)$$

其中 h 单位为 m，其他定义与式（5-1）相同。

用计算器做一个简短的计算即表明，在上述约束条件下，环天线的有效高度很小，这意味着即便是在发射信号很强，它将会分配一个相对较小的电压到接收机上。

5.1.1 谐振环天线

我们可以在天线的接线端上并接电容器来调谐环天线，由于这样的并联谐振电路构成的 Q 值，会使环天线两端点的电压变得很高。

环的端点电压可由下式给出：

$$V = \frac{2\pi ANEQ\cos\theta}{\lambda} \qquad (5\text{-}3)$$

其中 Q 为调谐电路的有载 Q 值，其他各变量定义同上述。

多数在业余应用的环天线都是可调谐类型的。由于这个原因，下面所有的阐述都是基于调谐环天线。调谐环天线具有一些特殊的优点，例如，在接收系统的前端它具有很高的选择性，可以帮助很大程度提高如动态范围等指标。通过精心制作环结构可以轻易得到 100 或者更高的有载 Q 值。

我们来考虑一种利用环天线固有优点的情况，假设环在 1.805 MHz 频率下 Q 值为 100，现在我们正在和一

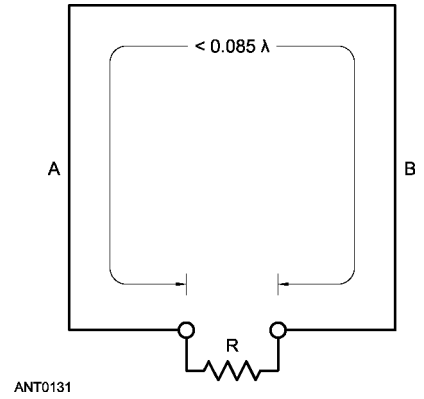


图5-5　简单的非调谐小环天线。

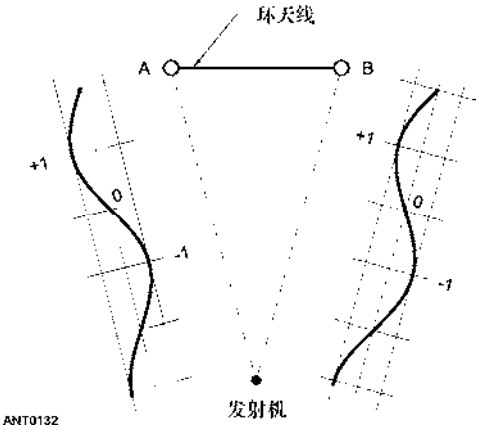


图5-6　小环天线此方位放置对信号源没有响应（在辐射图中为零点）的例子。

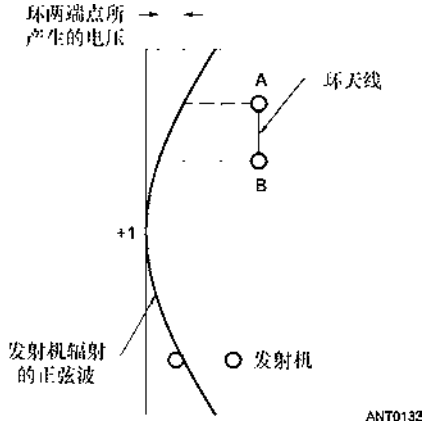


图5-7　在最大响应时环天线的方位的例子。

个 DX 电台通信，并且正受到与它偏离 10 kHz 频率的本地电台的强干扰。我们从偶极天线切换到小环天线时，就可以将偏离频率信号的强度降低 6 dB（大约一个 S 点），这种效果，就增加了接收机的动态范围。事实上，如果附近频率工作的电台其频率偏离更远，则对它的抑制效果更好。

环天线另外一个好处是可以利用辐射图的零点来消除同频（或近邻频）干扰信号。例如，我们正在与北方的 DX 电台通信，在偏离 1 kHz 有个本地电台也正在工作，并且在我们的西面，我们就可以很方便地旋转环天线使它的零点对准西面方向，这样 DX 电台就变得清晰可读，而同时将本地台信号压制下 60 dB 或更多，这种效果是相当明显的。环天线的零点非常尖锐，而且通常只是对地面波信号比较明显（后面详述）。

当然，采用零点抑制的办法只是对干扰电台与我们所通信的电台不是在同一方向上（或相反的直线方向上），才有效果。如果两个电台都处于和我们位置一条直线上，那么需要的电台信号与不需要的电台信号都会同时被零点抑制掉。不过幸运的是，零点是相当尖锐的，当电台之间偏离 10° 以上时，环天线的零点特性就可以起作用了。

还有一个类似的对零点特性的用法是消除本地噪声干扰，例如来自邻居的调光灯。只要将零点对准讨厌的调光灯方向，这些噪声就可以消失掉。

现在我们已经知道小环天线的一些可能用途，接下来看看详细一点的设计。首先，环构成了一个绕圈长度与其直径之比很小的电感。针对电感线圈比它的直径长的情况，多数无线电手册都给出了计算电感量的公式。不过，美国国家标准局的 F.W.Grover 提供了具有普通的截面形状且长度与直径比很小的电感器的计算方程（见本章最后的参考书目），Grover 的方程见表 5-1。使用这些方程式可以产生相对准确的数据，很容易通过科学计算器或家用计算机算出结果来。

环天线的调谐电容值很容易通过标准的谐振公式计算得到。唯一需要在计算之前考虑到的是环的绕圈带来的分布电容值。由于相邻线圈之间的电压有微小的差别，因此相邻线圈之间产生电容。这使得每一圈都像一个充电板极。与其他所有电容一样，分布电容的值取决于线圈的物理尺寸。要对这个值做精确的数学分析是相当复杂的，下面是 Medhurst（见参考书目）给出的简化近似式子：

$$C=HD \qquad (5\text{-}4)$$

其中，C＝分布电容，单位为 pF

H =与线圈的长度/直径比相关的常数（表 5-2 给出不同长度/直径比值的 H 值）

D =线圈绕制直径，单位为 cm

Medhurst 的算式是针对圆截面的线圈，对于方截面的环，其分布电容算式由 Bramslev（见参考书目）给出：

$$C=60S \qquad (5\text{-}5)$$

其中，

C=分布电容值，单位为 pF

S=每边长度，单位为 m

如果您将这个算式的长度单位转换为 cm，就可以看到 Bramslev 算式得出的结果与 Medhurst 算式结果具有相同的数量级。

这个分布电容将在环端点处等效呈现为一个并联的电容器，因此确定调谐电容值时，应该从使环发生谐振的总电容值中减去分布电容值。分布电容还决定了特定环天线所能工作的最高频率，因为它是一定存在的最小电容值。

表 5-1　短线圈（环天线）的电感方程

三角形：

$$L(\mu H)=0.006N^2S\left[\ln\left(\frac{1.1547SN}{(N+1)\mathbf{l}}\right)+0.65533+\frac{0.1348(N+1)\mathbf{l}}{SN}\right]$$

正方形：

$$L(\mu H)=0.008N^2S\left[\ln\left(\frac{1.4142SN}{(N+1)\mathbf{l}}\right)+0.37942+\frac{0.3333(N+1)\mathbf{l}}{SN}\right]$$

六边形：

$$L(\mu H)=0.012N^2S\left[\ln\left(\frac{2SN}{(N+1)\mathbf{l}}\right)+0.65533+\frac{0.1348(N+1)\mathbf{l}}{SN}\right]$$

八角形：

$$L(\mu H)=0.016N^2S\left[\ln\left(\frac{2.613SN}{(N+1)\mathbf{l}}\right)+0.75143+\frac{0.07153(N+1)\mathbf{l}}{SN}\right]$$

其中：N=线圈匝数，S=边长，cm；$\mathbf{l}$ =线圈长度，cm

备注：对于单匝线圈情况，导体的直径可以直接替代 $\mathbf{l}$ 。

表 5-2　分布电容的常数 H 值

长度与直径比	H
0.10	0.96
0.15	0.79
0.20	0.78
0.25	0.64
0.30	0.60
0.35	0.57
0.40	0.54
0.50	0.50
1.00	0.46

静电屏蔽环天线

有一段时间，许多环天线运用了静电屏蔽套。这个屏蔽套通常为管状套在绕圈的外面，用可导且无磁性的材料（如铜或铝）制成。其目的是为了保持环相对于地平衡，使得环的任何部位与地之间的电容都是相等的，如图 5-8 所示。这种保证环的电平衡以消除所谓的“天线效应”是十分必要的，当天线不平衡时，它将部分地表现为一个垂直小天线，这个垂直辐射图将叠加到理想的 8 字形辐射图上从而破坏其辐射特性和零点，产生的图形如图 5-9 所示。

增加屏蔽套后，虽然对环的信号拾取能力有所减弱，但是这个损失换来了环天线零点深度的加强。环天线的严格平衡要求接在环上的负载也是平衡的，通常可以采用巴伦变换器或平衡输入前置放大器。关于屏蔽套非常重要的一点是，它不能沿着环周长形成一个连续的电路径，或呈现出一个短路圈，通常需要在馈点对侧绝缘断开，以保证对称。另一个需要考虑到的是屏蔽套要比环线径大得多，否则会降低环的 Q 值。

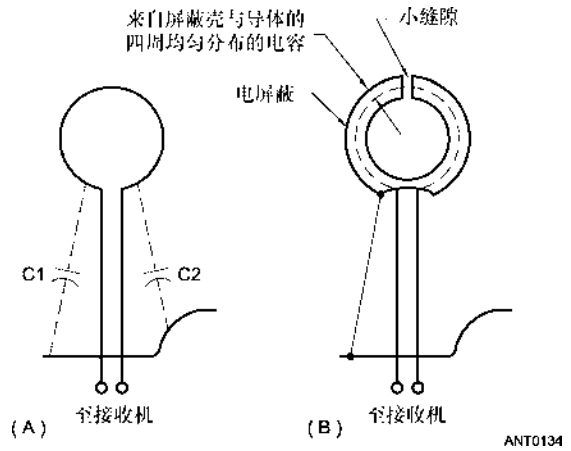


图5-8　在图（A）中，电容相对于地表面而言，环是不平衡的；在图（B）中，静电屏蔽套的使用克服了这种影响。

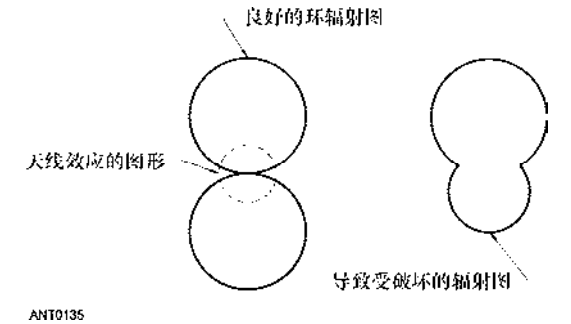


图5-9　天线效应对环天线辐射图的破坏。

已有多种结构形式被用于制作屏蔽环天线。Genaille 是将环的绕圈放在铝管里面，实际上就是绕圈外面有一个铝的屏蔽层。也有其他人采用一段硬同轴线来构成一个环，外导体作为屏蔽层。DeMaw 采用柔性同轴电缆，在环导体中央的地方将外屏蔽层断开，绕成工作于 1.8 MHz 的多圈环天线。Goldman 则给他的广播接收环天线采用了另外的屏蔽套方案，他的屏蔽套是用金属编织网形成一个桶状，将环放在它的中央（上述例子均可见参考书目）。所有这些办法都可以提供足够的屏蔽以保证平衡性。不过如 Nelson 所做的那样，通过精心对称考虑也是有可能制作出一个没有屏蔽套的环天线，并具备良好的零点特性（60 dB 或更好）。

5.1.2　环的 Q 值

如上面所提到的，Q 值对于环的性能是一个重要的考虑因素，因为它决定了环的工作带宽与一定场强下终端的感应电压大小。环的有载 Q 值基于如下 4 个因素，它们是：（1）环绕圈本身的 Q 值；（2）负载的影响；（3）静电屏蔽套的影响；（4）调谐电容器的 Q 值。

最主要的因素是环自身的 Q 值。由于趋肤效应引起的导体交流电阻是主要考虑点，铜导线的交流电阻可以由下式来确定：

$$R=\frac{0.996\times10^{-6}\sqrt{f}}{d} \qquad (5\text{-}6)$$

其中，

R =每英尺电阻值，单位为Ω

f =频率，单位为 Hz

d =导体直径，单位为英寸

导体的 Q 值可以很容易地将电感的感抗除以它的交流电阻得到。如果您正在使用的是多圈的环，并且追求完美准确，您也许还要计入导体临近效应所带来的损失，这个效应在本章后续有关发射环的部分中会详细讲述。

Q 值的提高在某些情况下可以采用 Litz 线（Litzendraht 的缩写，即绞合线）来实现。Litz 线由多根单独的绝缘导线搓合并编织成一股，这样每根导线都在编织股里以相等的频率占据各自的位置。在到达 3 MHz 频率之前，相等长度下的 Litz 线在提高 Q 值上比单芯线或多芯线更有作用。

同样，环天线调谐电路的 Q 值也决定于发生谐振的电容器 Q 值。采用空气可变电容器或云母电容通常就不会有问题。但如果使用变容二极管作为远端调谐环路，就要特别注意厂家对二极管在工作频率上给出的 Q 值参数，因为这种调谐二极管对电路的 Q 值有十分显著的影响。

现在，我们来考虑负载阻抗对环的 *Q* 值影响。对于直接耦合环（见图 5-5）的情况，负载是直接地跨接在环的接线端，可以看待为并联 RLC 谐振电路中的并联电阻。显然，如果负载比较低，环的 *Q* 值也跟着低。一个简单的补救方式是接入一个变压器提高映射到环端点的负载阻抗。事实上，如果我们将变压器改用为巴伦，还可以允许我们使用非平衡输入的接收机并保证环的对称性。另外一种方案是使用所谓的电感耦合环，例如 DeMaw 的 4 圈静电屏蔽环所采用的。用一个单圈环连接到接收机，但是和其他 4 圈是一起绕的，实际上就是把变压器做进天线结构中了。

还有一种方案解决负载阻抗对环 *Q* 值影响的问题，就是运用一个高阻抗平衡输入和不平衡输出的有源前置放大器，具有对环输出的低电平放大作用的优点，适用于普通灵敏度的接收机适用。实际上，当用一个高阻抗平衡输入前置放大器时，环的 *Q* 值也可能会太高以至在某些场合中不好使用，举个会发生这种情况的例子，当这样的环天线用于接收一个 5 kHz 带宽的 AM 信号，而在该频率下环的带宽却只有 1.5 kHz，这时检波出来的音频信号就会失真，解决的办法是在环的两端跨接一个降低 *Q* 值所用的电阻。

5.1.3 铁氧体磁芯环天线

铁氧体磁芯环天线可以考虑为空心接收环天线的一个特例，因为它用在每个 AM 广播便携收音机上。从数量上来说，铁氧体磁芯天线是环天线最流行的形式。它还远不止用在广播波段的接收上，在无线电测向设备和时间频率标准系统的低频段接收上（500 kHz 以下）都可以发现它的身影。近年来，这种类型的天线设计信息已经在业余无线电讲座中较少被提起，所以在下面的一些段落将会提供详细点的说明。

铁氧体环天线相比于它的工作频率来说具有尺寸非常小的特征。例如，一个工作在 3.5 MHz 频率的该天线只有 15～30 cm 长，直径 1.25 cm。在本章前面，曾引入了有效高度作为环天线灵敏度的度量，那么对于空心环天线的有效高度由公式（5-2）给出。

假设空芯的环处于一个场中，将会切割场力线但不会干扰到它（见图 5-10A），但是当一个铁氧体磁芯放在这个场时，附近的场力线将会改变走向而通过环（见图 5-10（B）。这是因为铁氧体材料比周围的空气的磁阻小，所以附近的通量线就趋近于从环中通过，而不是按原走向经过（磁阻是类似于磁的阻力的概念，而通量是类似电流的概念）。磁阻是与磁棒的导磁率m_{rod}成反比的（有些文章中磁棒的导磁率指的是有效导磁率，m_{eff}）。这个影响稍加修改就可以得到铁氧体磁芯环天线的有效高度方程：

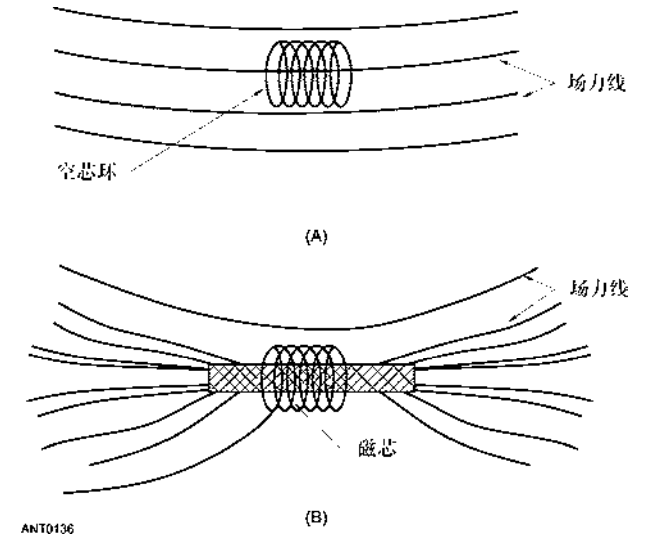


图5-10　在图（A）是一个没有被附近场力线所影响的空心环；图（B）表示了铁氧体磁芯受附近场力线的影响，场也受到铁氧体材料作用而发生改变。

$$h = \frac{2\pi NA\mu_{rod}}{\lambda} \qquad (5\text{-}7)$$

其中，

h =有效高度（长度），单位为 m

N =环的圈数

A =环面积，单位为 m^2

m_{rod} =铁氧体磁棒导磁率

l =工作波长，单位为 m

这表明“收集”的信号大大地增加了。如果磁棒导磁率为 90，那么相同圈数下使得环的面积相当于大 90 倍。例如一个直径 1.25 cm 的铁氧体磁棒环天线，在有效高度上等于直径 22.5 cm 的空芯环（圈数同样时）。

现在您已经知道我们非常关注磁棒导磁率这个参数，一个很重要的原因就在这里。磁棒导磁率的呈现是由材料本身的导磁率或m、磁棒的形状以及磁棒的尺寸一起复合构成。在铁氧体磁棒中，m有时指的是初始导磁率，即m_i 或磁环的导磁率m_{tor}，由于多数业余用铁氧体环天线都是棒状的，所以我们就只讨论这个形状。

m_{tor} 与m不同的原因是个非常复杂的物理问题，超出本书的范围，对于有兴趣进一步深究的人，可以参考 Polydoroff 写的书籍，以及 Snelling 对这个专题的深入考虑（参见参考书目）。对于我们而言，简单地了解就可以了。磁棒在实际上并不是通量最好的导引物质，参见图 5-11，可以注意到有些力线是从磁芯侧边擦碰而过的，假如线圈是从磁芯的一端绕到另一端的话，这样的力线是不穿过线圈的所有绕线的，我们称这些力线通量为漏通量，或有时也叫通量泄漏。

漏通量会引起磁芯通量密度沿着它长度方向上分布不均匀。从图 5-11 可以看出，通量在磁芯长度的几何中心具有最大值，往两端逐渐减少。这将引起一些明显的影响，当一个短线圈放在一个长磁芯的不同位置时，它的电感量是变化的，最大电感量出现在线圈套在磁棒中心位置，其 *Q* 值也是在这个中心位置达到最大。从另一方面说，如果您要求一个比这还高的 *Q* 值，建议您将线圈各绕圈沿着磁芯在整个长度上摊开，尽管这样做会导致电感值比较低（其实电感值可以通过增加原匝数来得到）。图 5-12 给出的是磁棒导磁率与材料导磁率在各种比值时的关系图。

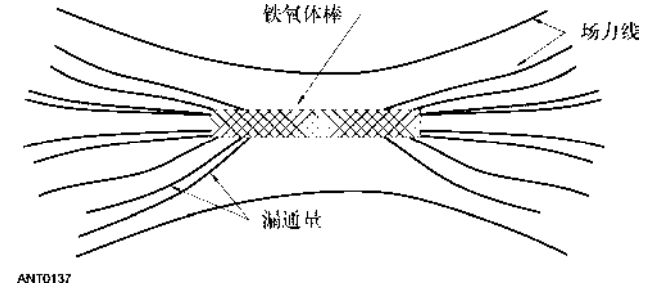


图5-11　靠近一个实际铁氧体磁棒时的磁力线例子，表明出现漏通量。

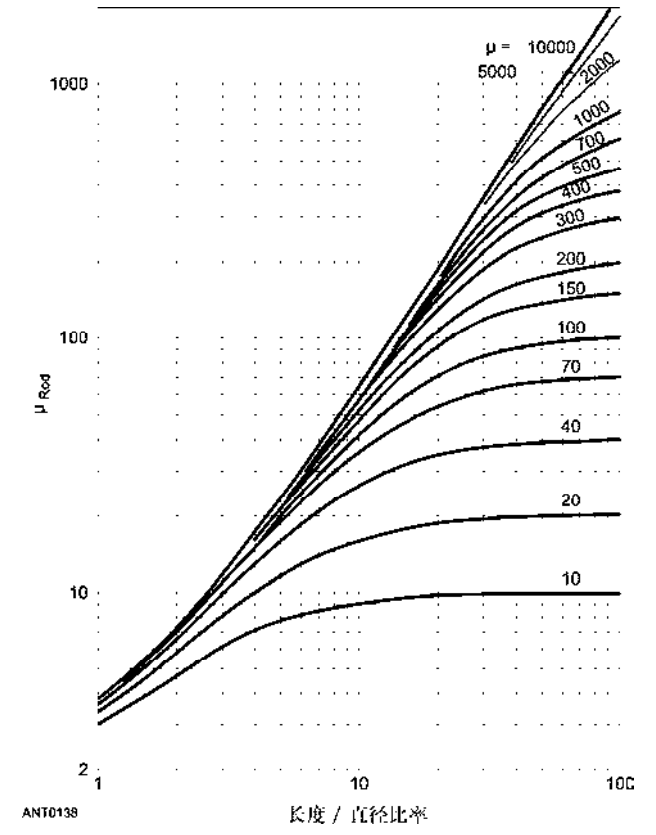


图5-12　对于不同磁棒长度与直径比率，磁棒导磁率m_{rod}与材料导磁率m的关系曲线。

m值在整根磁棒长度上的变化会导致m_{rod} 具有可调性，即所谓的“末端自由性”（指那些没有被线圈套住部分）。可调因子由下式给出：

$$m' = m_{rod}\sqrt[3]{\frac{a}{b}} \qquad (5\text{-}8)$$

其中，

m_{rod}=已矫正的导磁率

a =磁芯长度

b =线圈长度

用这个m'的值替代方程式（5-7）中的m_{rod} 值，以得到最准确的有效高度。

所有这些可变性使得铁氧体环天线电感量的计算有时比起空芯环天线精确度要差一些。铁氧体环的电感量由下面给出：

$$L = \frac{4\pi N^2 A m_{rod} \times 10^{-4}}{l} \qquad (5\text{-}9)$$

其中，

L = 电感量，μH

N = 线圈匝数

A = 磁芯截面积，mm^2

l = 磁芯的磁体长度，mm

实验表明线圈直径应该尽量接近磁棒的直径，以使电感量和 *Q* 值最大。应用这些资料，我们就可以确定环天线端点间的电压及其信噪比（SNR）了。电压从下式得出：

$$V = \frac{2\pi A N m' Q E}{l} \qquad (5\text{-}10)$$

其中，

V = 环端点输出电压

A = 环面积，m^2

N = 环的匝数

m' = 矫正的磁棒导磁率

Q = 环有载 *Q* 值

E = 射频场强值，V/m

l = 工作波长，m

Lankford 方程给出在 SNR 为 10 dB 时环的灵敏度：

$$E = \frac{1.09\times10^{-10} l\sqrt{fLb}}{ANm'\sqrt{Q}} \qquad (5\text{-}11)$$

其中，

f = 工作频率，Hz

L = 环电感量，H

B = 接收机带宽，Hz

类似地，Belrose 给出了调谐环天线的 SNR 计算公式，

$$\mathrm{SNR} = \frac{66.3NAm_{rod}E}{\sqrt{b}}\sqrt{\frac{Qf}{L}} \qquad (5\text{-}12)$$

通过该方程式，假如场强 E、m_{rod}、b 和 A 已经确定，那么应该提高 Q 或 N（或减小 L）以获得更好的 SNR。将多个铁氧体磁芯捆绑一起以增加比单磁棒更多的环面积，从而也可以获得更高的灵敏度（尤其在低于 500 kHz 频率时）。高灵敏度在这里非常重要，因为环天线不是一个有效的信号拾取者，不过它却能够提供比其他接收天线更好的 SNR 性能。正因为这样，当使用小环接收天线时，应该尽量让 SNR 最大。在有些场合下，由于物理空间上的限制，您无法将铁氧体磁芯天线做得很大。

经过方程式（5-11）和（5-12）的计算，您可能发现仍然需要在天线系统增益上做些提高以更有效使用环天线。在这种情况下，增加一个低噪声前置放大器是相当有用的，即使在平时很少用到的低频率波段上也是如此。第 14 章包含了这种前置放大器的说明。

先前讨论到的关于空芯环的静电屏蔽也可以有效地应用于铁氧体磁芯环天线（结构制作的例子在第 14 章有讲述）。和用在空芯环天线一样，屏蔽套也可以帮助磁芯环天线降低电噪声，并提高环的平衡性。

5.1.4 传播对零点深度的影响

在制作完一个平衡的环天线以后，您可能发现并未能获得理论性能那么好的零点深度，这个问题可能由传播影响所引起的，在某些传播条件下，将环从垂直平面倾斜有可能可以提高环的性能，得到更好的垂直入射角度。基本上，对上述的环天线性能讨论只是当信号以环的旋转轴方向垂直入射时的情况。对于入射角并不垂直的情况，零点的位置与深度将会变差。

假如将环天线置于非理想导电性能的地面上时，事实上对这个问题影响更大，波的前行方向将倾斜或弯曲（这种弯曲也并非总是不利，在使用贝弗利日天线时，架设的地点要利用到这个影响）。

另外一个引起零点深度性能变差的原因，来自极化偏差。如果信号的极化不是完全的线极化，那么天线的零点就显得不那么尖锐。事实上，对于圆极化信号，环天线可能几乎表现出没有零点方向。这些传播引起的影响将在第 14 章做更多讨论。

5.1.5 设置地点对环的影响

环的位置对环性能也是有影响的，有时还相当明显。对于一个理想性能的环天线应该设置在室外并且远离其他任何大的导体，比方金属下水管或铁塔等。一个 VLF 环天线，如果处于这样的环境，在平衡性良好时就会具有很好的相互之间具有 180° 夹角的零点方向，这是因为 VLF 主要传播模式为地面波。在 HF 段的频率，信号有明显的天波传播部分，这时零点就往往只有部分作用了。

多数的业余无线电爱好者是将他们的环天线安装在操作地点的附近。如果您将小环天线安放在室内，它的零点性能可能就没有期望的那么好，并且辐射图也有些变化差别。为了能够精确定向，要一起考虑制作时的布线、弯管和其他金属结构带来的误差。同样，对于一个本地强台信号，也可以激起周边导体的再次辐射，以至于环天线任何位置都找不到零点。由此看来没有可以预知的方案来对付这类问题。但所有这些问题不应该让您没有信心在室内安放一个环天线，在此所说的这些信息只是给您一个可能存在不完美之处的概念，许多业余无线电爱好者都报告说在室内安装环天线取得优异的效果，而不管是否存在这些问题。

将接收环天线安装在发射天线的地方，可能会在接收天线接线端处产生很高的电压，这有可能足以毁坏灵敏的 RF 放大器晶体管或前端的保护二极管。可以通过在发射周期时断开环天线的办法来解决，显然可以采用一个继电器在发射机工作时自动断开来实现。

5.1.6 环天线阵列

由相同的环天线相互结合而成，或者是由环天线与其他形式的天线组合而成的环天线阵列使用已经许多年了。阵列的采用通常是为了在特殊应用中克服单个环天线使用时的不足，比方零点方向上有 180° 的模糊性、灵敏度较低等问题。

测向判决单元

对于测向应用而言，单环存在 180° 方向上有两个零点的问题，这会导致在定向某个给定位置的发射电台时存在 180° 的两个模糊可能性。这时可以在环天线上附加一个测向判决单元（经常也叫判决辅助天线），使整个天线具有心形辐射图和只有一个零点。这个判决单元是一个小的垂直天线，高度等于或稍高于环的有效高度，在物理位置上与环天线靠近一起，并且把它的全向辐射调整好，使得它的幅度与相位等于环的其中一个波瓣，这时复合在一起的辐射图就会形成心形。通过采用铁氧体环的方式，这个天线可以制作得相当小巧紧凑，构成一个 HF 测向用的可随身携带的 DF 天线。第 14 章包含了更多的关于使用判决单元的结构方面信息。

环天线阵列

一个能够产生多种不同波瓣的先进一点的阵列，应该含有两个或更多的环天线，它们的输出端通过合适的相位线和合路器复合在一起构成一个相位阵列。两个环天线也可以组成一个阵列，产生不需要天线本身物理转

动的旋转，这个方案在1907年由Bellini和Tosi开发出来，并使用一个称作测向器的特殊变压器完成了明显的对比性演示实验。这个测向器在第14章有描述。

非周期性阵列

非周期性环阵列是一种宽带天线，至少在10倍以上频率范围都可以工作，比如2～20 MHz。不像前面所说的各种环天线，各个环单元在非周期性阵列中都是不谐振的，这类阵列天线已经商用许多年了。图5-13给出了用于这种阵列的其中一个环天线，它与本章所讨论的其他所有环天线很不一样，因为它的辐射图不是所熟知的8字形，而是全向的。

该天线之所以是全向的，是因为它故意地不平衡，也由于加入的隔离电阻使得天线呈现出如同两个相互靠得很近的短单极天线。这种环至少可以在4～5倍频率范围保证它的全向特性。所以将一些这样的环天线组合成为端射或垂射相控阵列时，可以给人留下相当深刻印象的性能。这种类型的商用端射阵列，通常由沿着一条25 m长的基线均等摆放的4个环天线组成，它可以在覆盖2～30 MHz频率范围内提供超过5 dBi的增益，超过这个频率范围相当多部分时，这个阵列依然可以保持10 dB的F/B比。尽管商用的这种产品相当昂贵，在业余条件下还是可以依照Lambert提供的资料制作一个的。这种类型的阵列其中一个有趣的特性是，通过适当的混合连接和合路器，天线可以同时连接到两台接收机并分别接收不同方向的信号，如图5-14所示。这对于需要使用一个定向接收阵列天线来监测两个或更多相邻业余波段信号的人会特别感兴趣。

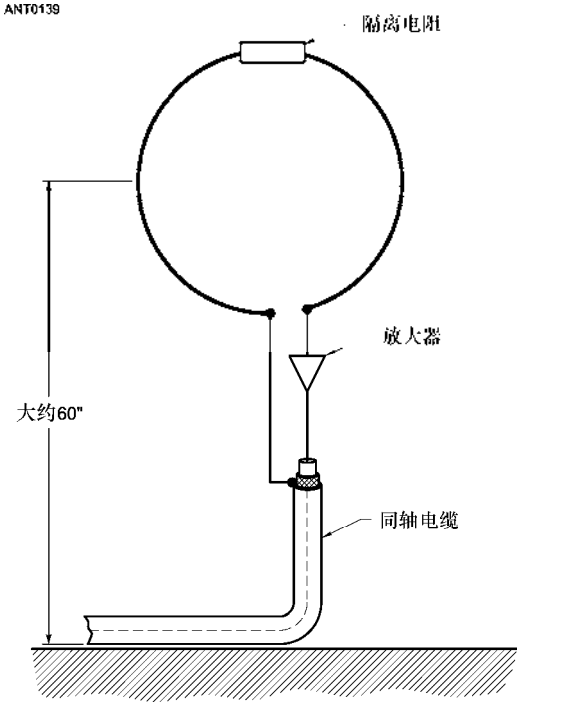


图5-13　用于非周期性阵列的单个宽带环天线。

5.1.7　小型发射环天线

发射电小环天线相对于接收环天线有一些不同的设计考虑。不像接收环天线，天线尺寸的限制并非有那么明确的定义。对于多数的应用目的，物理周长小于 $l/4$ 的任何发射环天线都可以认为是“小天线”。在多数例子中，作为相对大尺寸（相比于接收环天线）的一个推论，发射环天线沿着周长的电流分布应该是不均匀的，这将导致不同于接收环的一些性能变化。

发射环是一个带有充当辐射器的大电感一起构成的并联谐振电路。与接收环一样，发射环的电感量计算可以使用表5-1的方程式。这里为了避免反复不断查找这些方程式，计算发射环天线用到的其他各基本公式都在表5-3里给了出来。

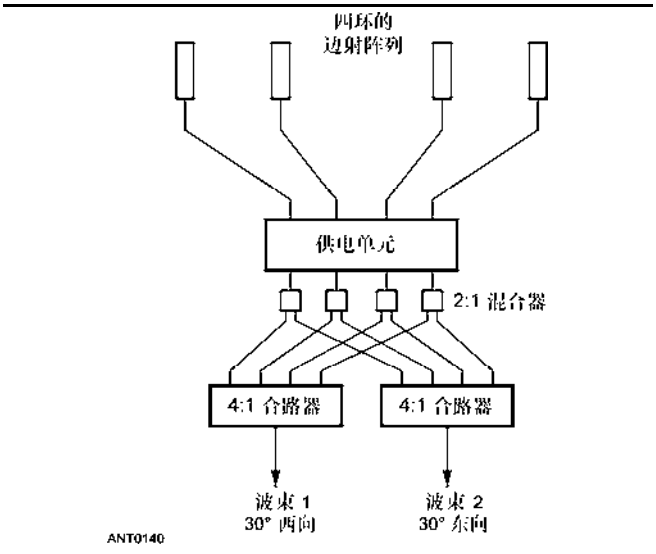


图5-14　具有水平方位上分开60°角的双波束的四环边射阵列天线方框图。

表 5-3　　发射环计算公式

$X_L = 2\pi f L$	其中，
$Q = \frac{f}{\Delta f} = \frac{X_L}{2(R_R + R_L)}$	X_L = 感性电抗，Ω
$R_R = 3.12 \times 10^4 \left(\frac{NA}{\lambda^2}\right)^2 \Omega$	f = 工作频率，Hz
$V_C = \sqrt{PX_LQ}$	Δf = 工作带宽，Hz
$I_L = \sqrt{\frac{PQ}{X_L}}$	R_R = 辐射电阻，Ω
	R_L = 损耗电阻，Ω（见文中说明）
	N = 所绕的圈数
	A = 环所包围的面积，m^2
	l = 工作波长，m
	V_C = 电容器两端电压
	P = 馈入功率，W
	I_L = 环路中的谐振电流

在 1968 年 3 月份的 QST 杂志上，Lew McCoy/W1ICP 给业余爱好者们介绍了一种所谓的“军用环天线”，这是一种业余版本的环天线，由美国军队的 Patterson 设计用在东南亚便携使用的天线，并于 1967 年给出了描述。图 5-15（A）有这种军用环天线的资料图表，表明它是一个并联的调谐电路，并通过串联分接的电容器阻抗匹配网络来馈电。

Ted hart/W5QJR 在 1986 年 6 月份的 QST 杂志上介绍了 Hart“高效”环天线，它在图 5-15（B）给出示意，带有一个独立于匹配网络的串联调谐电容器。Hart 匹配网络是一种基本的伽马匹配形式。其他一些设计也有使用一个更小的环连接到传输线上，然后再耦合到一个较大的发射环天线。

环的近似辐射电阻（Ω）由下面给出：

$$R_R = 3.12\times10^4\left(\frac{NA}{l^2}\right)^2 \qquad (5\text{-}13)$$

其中，

N = 环的圈数

A = 环的面积，m

l = 工作波长，m

小型发射环天线通常其辐射电阻非常低，例如，一个单圈 1 m 直径的圆形环天线，其半径就是 0.5 m，包含的面积是$\pi\times0.52=0.785\ m^2$，假设工作在 14 MHz，其自由空间波长是 21.4 m，这样可以计算出它的辐射电阻只有 3.12×10^{-4}（$0.785/21.4^2$）^{2}=0.092 Ω。

不幸的是，环本身还存在损耗，包括损耗电阻以及趋肤效应带来的损耗，将这些损耗也考虑进去时，辐射效率就可以从下面式子计算出来：

$$\eta = \frac{R_R}{R_R + R_L} \qquad (5\text{-}14)$$

其中，

h = 天线效率，%

R_R = 辐射电阻，Ω

R_L = 损耗电阻，Ω，包含了环导体本身损耗 + 串联调谐电容器的损耗。

通过简单的 R_R 和 R_L 比值表明其对效率的影响，就像图 5-16 看到的，损耗电阻主要来自导体的交流电阻，它可以通过式（5-6）来计算。发射环天线通常需要采用直径至少 3/4 英寸以上的铜导体，以获得较好的效率。管状的比实芯的导体更有用，因为高频电流仅仅在导体很浅的表面流动，导体的中心部分几乎不影响高频电流的流动。

需要注意的是上面的 R_L 还包括了调谐电容器损耗的影响。通常情况下，电容器的空载 Q 值是可以认为很高的，调谐电容的任何损耗几乎可以忽略。例如，一个板极没有机械接触的高品质调谐电容器（比如可变真空电容器或蝶型发射用电容器）的空载 Q 值可以高达 5 000，这相当于在 100 Ω 的电容容抗中串入一个小于 0.02 Ω 的损耗电阻。但是，当环的辐射电阻仅仅只有 0.1 Ω 这个量级时，这个相对微小的损耗电阻就变得十分明显。关于抑制电容器损耗的实际细节将在本章后面提到。

对于多圈的环的情况还有一种称为“临近效应”的损耗，靠近效应发生在各线圈十分接近的情况（比方相互线圈间只有一个线径的间隔），当这些有电流流动的导体之间相互靠得很近时，沿着每圈导体流过截面的电流密度就会发生重新分布，结果就是每平方米面积有更多

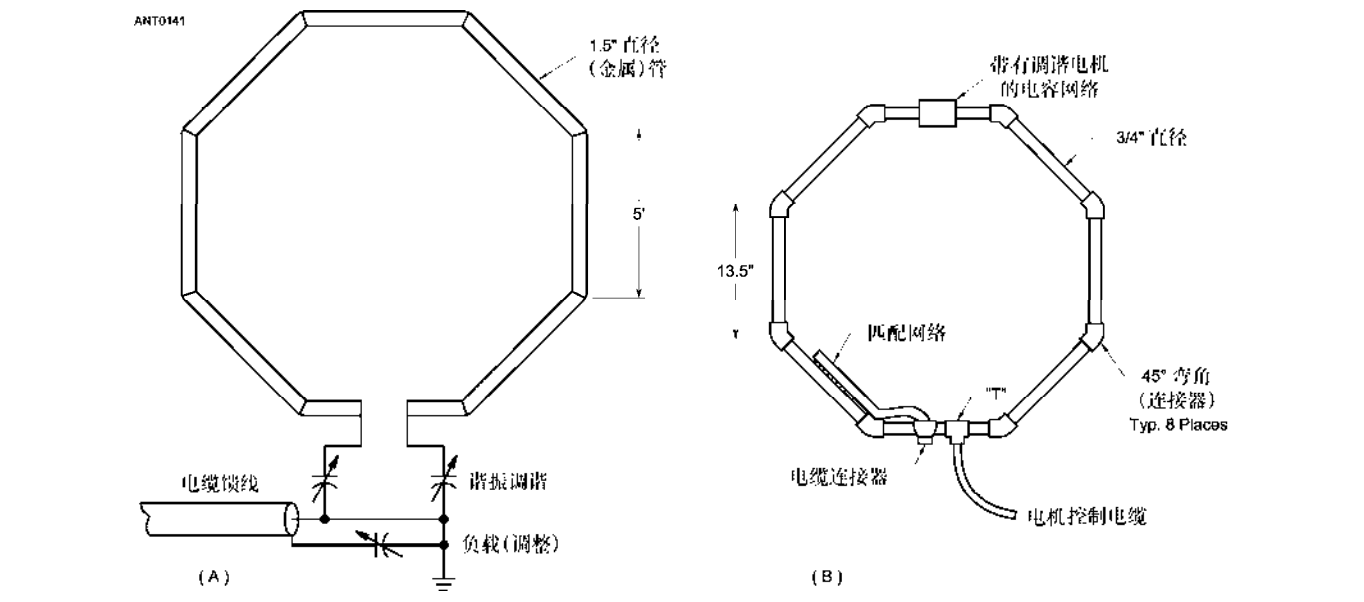


图5-15　图（A）是一个简化的军用环天线示意图，图（B）是W5QJR环天线，在本章后面将会详述。

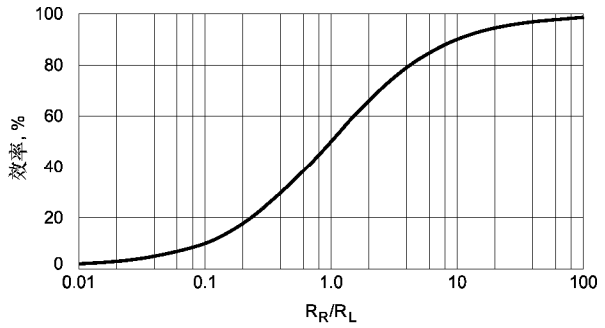


图5-16　R_R/R_L比值对环效率的影响。

的电流跑到与其他导体更靠近的导体表层上流动，这意味着它的损耗会比简单的趋肤效应分析得出的损耗还要高，因为比起邻近没有其他线圈时，电流会更集中起来流过导体上一个更小的截面积。

当环的效率可以达到 90%时，这个靠近效应影响并不严重。但不幸的是，环的效率如果变得越低，这个效应的影响就会越严重。比方，一个 8 圈的发射环天线的效率为 10%（通过趋肤效应方案来计算），实际上由于计入靠近效应附加的损耗，它的效率就只有 3%。所以如果您打算制作一个多圈的发射环，您应该考虑到将各圈导体分开一些以减少这种效应。G.S.Smith 在 1972 年 IEEE 发表的论文上含有这种效应的详细图表。

在谐振发射环天线中的所有元器件都会承受大电流和高电压，这是由于构成天线的高 *Q* 调谐回路会产生很大的回路电流，这使得任何固定电容器要求具有高的 RF 电流承受能力非常重要，比方采用发射机专用的陶瓷或 Centralab850 系列的电容器。要知道即使是 100 W 的发射功率，都将会产生几十安培的电流，以及调谐电容器上超过 10 000 V 的电压。任何用于连接环和电容器的导体也要考虑到这一点。一根#14（14 号）的导线可能比环导体本身的电阻都还要大！

所以最好是使用从同轴电缆剥出来的铜带或铜编织带作为所有的连接线。并采用焊接或焊接头以获得尽可能好的电气连接，应该避免使用螺母和螺丝，因为在射频下，这样的连接具有较高的电阻，尤其是受到风化腐蚀之后更严重。

作为一个不幸的推测可知，要拥有一个体积又小效率又高的发射环天线，它的有载 *Q* 值就要非常高，因此工作带宽非常有限。这类天线也许 5 kHz 的频率变化都需要重新调谐。假如您使用 AM 或 FM 之类的宽带模式，就会引起信号保真度的问题，这时您就需要牺牲一点效率以满足带宽要求。

发射环天线的一个特殊例子是，铁氧体加载的环天线。假如我们考虑到铁氧体磁芯可以使接收环性能提高，那么道理上也应该推论出可以用于发射环上。不过将铁氧体应用于发射环的天线还处于开发之中（见 DeVore 和 Bohley 的参考书目）。

5.1.8　实用的小型发射环天线

一个理想的小型发射环天线应该拥有和大天线相等的性能，但是一个小型的环天线要达到这个性能，除非要尽量减少带宽，不过这个问题可以通过重新调谐来克服。这部分内容由 Robert T.（Ted）Hart（W5QJR）所写的资料改编和更新而来。

如前面所指出的，小天线的一个特征就是辐射电阻低。对于一个典型的小天线，比如短偶极天线，经常需要加上加载线圈以获得谐振，然而线圈固有的损耗会导致天线的效率低下，但如果用一个大的低损耗电容器取代线圈，再加上一个低损耗的导体以获得谐振，并且假设天线的导体弯曲以使两个末端能连接到这个电容器，就构成了一个环天线。

基于这个想法，相比于线圈加载的同类天线，小环是有能力得到相对高的效率。另外，当小环天线垂直安装时，在低频段所需的相当宽仰角范围内能有效辐射，这是因为它同时具有高仰角和低仰角响应。见图 5-17，它给出了一个只有 16.2 英寸宽，工作于 14.2 MHz 的小型发射环的仰角响应。这个环是垂直极化的，它的底部距离地面 8 英尺高，地面状况为导电率 5 mS/m，介电常数 13 的一般地面。为了对比，图 5-17 也给出 3 个其他参考天线的响应——一个是同样大小但侧翻放在 30 英尺高以产生水平辐射的小环天线；一个是全尺寸 *l*/4 地网天线，安装在普通地面上 8 英尺高位置，使用了两根谐振长度的导线做地网；最后是一个高于平坦地面 30 英尺的简单 *l*/2 平顶偶极天线。这个相当小的发射环天线在 10° 仰角处相比大得多的 *l*/4 垂直天线相差仅小于 3 dB，而在高仰角的地方则比 *l*/4 垂直天线强得多，因为它在高仰角的地方没有地网引起的凹陷点（零点）。当然，这个特性也使得它更加容易受到来自高仰角的强信号影响。顺便提及，有一个可能令您疑惑的情况是，增加更多的 *l*/4 地网线，对于安装在 8 英尺高度的 20 m 波段来说不会有多大性能上的根本改善。

图 5-17 中的简单水平偶极天线，在任何一个角度都是一个毫无异议的胜者，这是因为它的水平极化辐射不会像垂直极化波那样受到地面反射带来的很大损耗。不过对于小环天线水平安装在 30 英尺高度的情况，这个例子还说得不够清晰，虽然它可以在中等仰角范围提高一些增益，但由于需要安装在支杆上，并考虑到低仰角时垂直安装在高于地面 8 英尺的同样的天线仅有轻微的损失，所以并不值得去这样做。

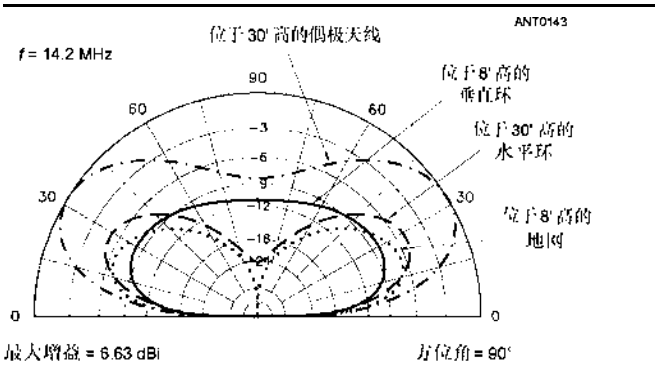


图5-17　14.2 MHz仰角面辐射图，显示了一个8.5英尺周长的八角形铜环天线的响应（宽度为16.2英寸），与一个全尺寸l/4地网垂直天线，带有两条升高的l/4地网导线，以及一个同样尺寸的小环天线，但翻平后处于30英尺高度，最后还有一个l/2的平顶偶极天线在高度30英尺处。l/4地网垂直天线和垂直极化环天线都是在8英尺高，ρ=5 mS/m，ε=13的普通地面条件。高度较低的垂直极化环具备很好的竞争力，相比于大得多的地网天线在低仰角处仅仅差2.5 dB。而且垂直环在高仰角与低仰角辐射一样，所以对于本地电台的工作要优于在高仰角带有深凹陷特性的垂直地网天线。然而，那个简单的平顶偶极天线，比两个垂直天线都要好，这是因为相比于水平极化信号来说，地面对垂直极化信号的反射性能不好。

物理尺寸上很小的天线，如 16.2 英寸宽的垂直极化环，相对于比它大得多的对比天线，确确实实能输出令人印象深刻的信号。尽管样子有些不好看，不过，举个例子，它比起许多移动鞭状天线的性能明显好得多。小型发射环天线主要的不足还是在它的工作带宽较窄，必须准确地调谐到它的工作频率上。使用遥控电机驱动可以使环天线在一个较宽频率范围上调谐。

例如，对于固定台站，可以用两个环天线，制作成可以提供连续覆盖 3.5～30 MHz 频率范围。一个环制作成 8.5 英尺周长，16 英寸宽，可以覆盖 10～30 MHz，另一个环为 20 英尺周长，72 英寸宽，可以覆盖 3.5～10.1 MHz。

表5-4给出HF业余波段的各种尺寸环天线的总结数据。通过计算机分析，考虑到性能与成本，最佳尺寸导体是 3/4 英寸硬铜水管。如果采用 5/8 英寸的软铜管，则性能会稍微折中，但这种管容易弯曲为任何所需形状，甚至圆形。3/4 英寸的硬铜管做带有 45° 弯角的八角形环天线最合适。

环的周长应该在工作频率的 l/4 到 l/8 之间。超过l/4 时容易发身自谐振，而短于 l/8 时效率迅速下降。在表 5-4 所给出的频率范围，高频率是用一个最小电容量值包括寄生电容在内一共大约 29 pF 的电容器来调谐的。

表 5-4　　环天线设计数据

环周长＝**8.5′**（宽度=**32.4″**），垂直极化				
频率，MHz	10.1	14.2	21.2	29.0
最大增益，dBi	−4.47	−1.42	+1.34	+2.97
最大仰角	40°	30°	22°	90°
增益，dBi@10°	−8.40	−4.61	−0.87	+0.40
总电容值，pF	145	70	29	13
电容器上的峰值电压，kV	23	27	30	30

环周长＝**20′**（宽度=**6′**），水平极化，@**30′**				
频率，MHz	3.5	4.0	7.2	10.1
最大增益，dBi	−13.32	−10.60	−0.20	+3.20
最大仰角	42°	42°	38°	34°
增益，dBi@10°	−21.62	−18.79	−7.51	−3.22
总电容值，pF	379	286	85	38
电容器上的峰值电压，kV	22	24	26	30

环周长＝**8.5′**（宽度=**32.4″**），水平极化，@**30′**				
频率，MHz	10.1	14.2	21.2	29.0
最大增益，dBi	−3.06	+1.71	+5.43	+6.60
最大仰角	34°	28°	20°	16°
增益，dBi @10°	−9.25	−3.11	+2.61	+5.34
总电容值，pF	145	70	29	13
电容器上的峰值电压，kV	23	27	30	30

环周长＝**38′**（宽度=**11.5′**），垂直极化			
频率，MHz	3.5	4.0	7.2
最大增益，dBi	−2.93	−2.20	−0.05
最大仰角	46°	42°	28°
增益，dBi@10°	−6.48	−5.69	−2.80
总电容值，pF	165	123	29
电容器上的峰值电压，kV	26	27	33

环周长＝**20′**（密度=**6′**），垂直极化				
频率，MHz	3.5	4.0	7.2	10.1
最大增益，dBi	−7.40	−6.07	−1.69	−0.34
最大仰角	68°	60°	38°	30°
增益，dBi @10°	−11.46	−10.12	−5.27	−3.33
总电容值，pF	379	286	85	38
电容器上的峰值电压，kV	22	24	26	30

备注：表中的各个环都是八角形的，使用3/4英寸铜水管以及45°铜弯角焊接制作。增益数值是假设电容器空载Q_c=5 000，真空可变类型的调谐电容器为前提。环的底部为安全考虑假设离地面8英尺高，并且地面条件为典型值，导电率=mS/m，介电常数=13。发射功率为1 500W。调谐电容器两端耐压对于较低功率可以用（P/1 500）$^{1/2}$为倍数算得。例如在100W时，使用周长38英尺环天线工作于7.2MHz，则峰值电压是33kV×（100/1 500）$^{1/2}$=8.5kV。

表5-4列出的低频率是在环的响应下降大约10 dB时的频率，并有一个适合于低仰角DX工作的升高的全尺寸的地平面的情况。图5-18给出的是两个环天线在3.5 MHz仰角响应的叠加图，一个环周长是 8.5 英寸，一个环是20英尺。放在图中一起的还有一个全尺寸80 m波垂直天线的响应曲线，由两根谐振地网线构成的地网平面高于地面 8 英尺。20 英尺周长的那个环与全尺寸的地网天线相比，保持有自身的优势。

损耗控制

与早期有人报道的相反，在垂直极化发射环天线下方增加$l/4$ 的地网线并没有实质性地提高环的效率，但是，构成发射环天线的导体尺寸，却确实直接影响环性能的几个相关指标。

表 5-4 的数据是以 3/4 英寸的铜水管（就是 0.9 英寸的外径）来计算的。记住在周长接近$l/4$ 时，环的效率较高，但 Q 值较低。更大尺寸的管子可以减小损耗电阻，但同时 Q 值也升高，因此它的带宽变窄并且调谐电容器上的电压会升高。调谐电容器上的电压对于大功率工作时变得十分突出，如表 5-4 所示的 3/4 λ 硬铜水管是一个在电气性能上很好折中又可以使制作成的小直径环结构稳固的材料。

环的等效电气电路是一个很高 Q 值的并联谐振电路，因此带宽窄。它的效率是辐射电阻除以辐射与损耗电阻之和的函数。辐射电阻比 1 Ω 还低很多，所以需要尽量降低影响很大的趋肤效应带来的损耗电阻，而调谐电容器的损耗通常非常低。要避免简单粗糙的结构制作，所有环上的连接点都要采用铜焊或焊接的办法。

然而，如果系统的损耗过分低也不是完全好事。例如，采用直径非常大的管子，其 Q 值就会非常高，那么带宽对于实际使用要求而言就太窄了。这些原因说明在动手加工环结构之前应该进行一个全面的分析。

在一个完整的环天线中，除了导体和电容器的损耗，还有一个额外的损耗引入，假设环是安装在靠近有损耗的金属体的地方，发射产生的强大磁场会将电流导入这些金属体，并被反映为环的损耗。因此环天线应该尽可能远离其他导体。如果您在一个用大量钢材或类似铁质材料建筑的屋子里面使用环天线，而又没有办法将环天线安放到其他地方的话，您就只好与损耗活在一起了（就是说到处都会带来损耗）。

调谐电容器

图 5-19 示意了对于 HF 业余波段任何给定的频率范围时，调谐电容与环尺寸的选择，这里指采用 3/4 英寸铜水管，弯角为 45° 的八角形环天线。举个例子，电容器可以从 5 pF 变化到 50 pF，环的周长为 10 英尺，那么就可以从 13 MHz 调谐到 27 MHz（图中靠左那段垂直的黑线）。如果一个 25～150 pF 的电容器配上一个 13.5 英尺周长的环，则可以覆盖 7～14.4 MHz 的频率范围，如右侧那段垂直黑线。

图 5-20 说明了一个 10 英尺周长环天线在 29 MHz 仰角辐射图是如何被变形为更像冠状的样子，尽管在低仰角上的响应依然比全尺寸的地网天线好。

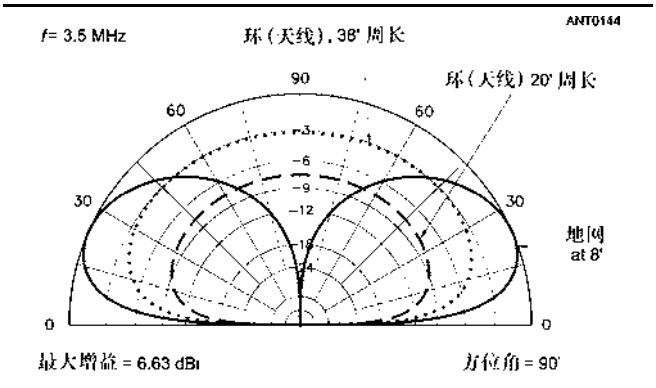


图5-18　3个天线在3.5 MHz频率的仰角平面响应。一个是20英尺周长的八角形铜环天线，一个是38英尺周长铜环天线，另一个是全尺寸$l/4$地网天线，带有两根升高的地网线。为考虑安全，每个天线都安装在离地面8英尺高的位置。38英尺周长的环（11.5英尺的展开宽度）对于大得多的地网天线还是有竞争力的，在低仰角时只小了大约4 dB。20英尺周长的环则损耗较大，但由于它的最高顶处离地面也只有14英尺，是个非常隐蔽的天线。

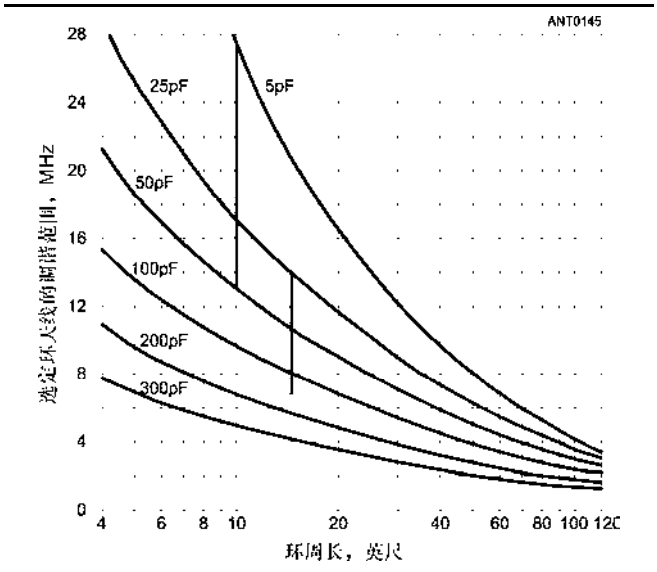


图5-19　使用3/4英寸铜水管的八角形环天线的频率调谐范围，与各种不同调谐电容和环周长的关系。

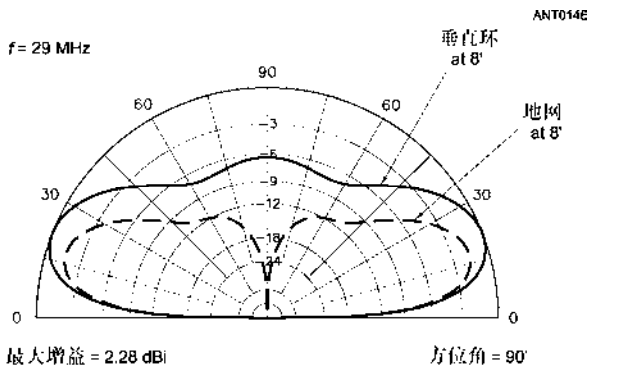


图5-20　工作于29 MHz、展开宽度16.2英寸的八角形铜环天线仰角平面输出图。与一个带有两根提高的地网线的λ/4地网天线比较。在低仰角的增益几乎相同，在中高仰角处环天线表现出更高的增益。再次说明，为考虑安全，每副天线都安装在离地面8英尺高的位置。

空气可变电容器

如果使用的是空气可变类型的调谐电容器，需要非常细心。使用叉开定片组的电容器可以减除转动接触电阻，这个电阻是电容器各单个部分所固有的。环的两个接线端都连接到定片组上，而动片部分与各个定片组构成可变的耦合路径。这种接法的电容值只有原来的一半，但电压耐压值可以提高 1 倍。

对于发射环天线的应用，您必须认真地挑选可变电容器，也就是所有的板极都必须采用焊接，不允许有机械连接的板极。比方，在定片组中各个板极不是采用焊接方式，那么在每组连接点都存在损耗，从而降低环的效率（早期的发射环天线表现出很差的性能也是因为使用了旋动的接点造成的）。

对于这里的应用，也有几种比较合适的电容器，真空电容器是一种非常好的选择，可以选择到足够高的耐压值，不过可惜的是这种电容器非常昂贵。

W5QJR 在他的设计中使用一个经过特别改装的空气可变电容器，每组具有高达 340 pF 最大电容值，1/4 英寸的间隔，当两组串联为一个蝶型电容器时可以得到 170 pF 电容值。还有另外一种可以获得大的空气可调的办法，将铝片拆掉，换为铜片或双面 PCB，以减少损耗，将转轴上以及定片的所有板片各自连接一起，用铜带将电容器和环本身焊接起来。

空气可变电容器上各个板片之间的间距决定了它的耐压能力，每英寸间距大约可承受 75 000 V 电压。对于其功率容量，通过将你所需功率与 1 000 W 的比值的方根值，乘以间距（或电压值）就可以算出。比方，100 W 的功率，比值就是 0.316。

一种聚四氟乙烯绝缘的长号式可变电容器

另外有一种在业余讲座中提到的，用于小型发射环天线的可变电容器，是被称为所谓的“长号式”电容器。图 5-21 给出了 QST 杂志 1994 年 11 月 Bill Jones（KD7S）所创作的一个实用长号式电容器结构。它使用了朝下延伸的两段 3/4 英寸外径主铜管，用 1/2 英寸外径铜管套上一段聚四氟乙烯材料作为长号柄部分，长号柄部分滑进主铜管，用一个 180r/min 转速带齿轮的电机和直螺杆作为驱动，就像蝶型空气可变电容器一样，这个长号式电容器也没有接触上的损耗问题。Jones 所制作的电容器可以从 12 pF（包括寄生电容）变化到将近 60 pF，非常适合于他的 3 英尺周长的环天线，100 W 以下可工作在 14～30 MHz 范围。

KD7S 用了 5mil（0.005 英寸）厚的聚四氟乙烯片作为绝缘片，由于聚四氟乙烯每密耳厚度耐压可以超过 1 kV，所以这个电容器的击穿电压可以超过 5 kV，相关材料列于表 5-5 中。

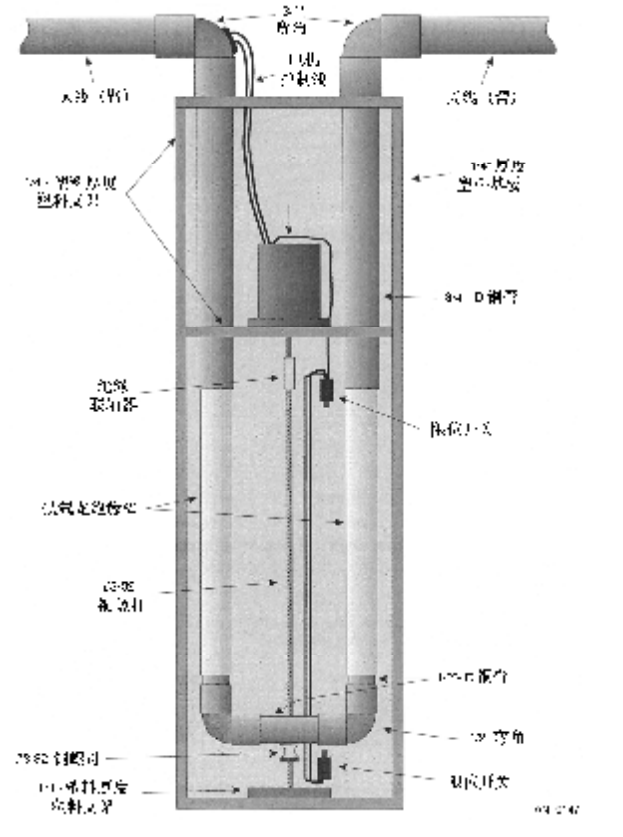


图5-21　Bill Jones（KD7S）设计的一个实用长号式电容器，用于他的小型发射环天线。电容器调节范围12～60 pF，可以承受至少5 kV的峰值电压。10英寸长、1/2英寸内径铜管上用铁氟龙薄膜覆盖，并滑进3/4英寸内径的铜管。

表 5-5　KD7S 的标称 50 pF 电容值的长号式电容器组件

2	10 英寸长，3/4 英寸内径的 M 型铜水管
2	10 英寸长，1/2 英寸内径的 M 型铜水管
1	3 英寸长，3/4 英寸内径的 M 型铜水管
2	1/2 英寸，90° 铜弯角
2	3/4 英寸，90° 铜弯角
2	10 英寸×22 英寸的 0.005 英寸厚铁氟珑薄膜
1	12 英寸长＃8-32 规格铜丝杆
1	＃8-32 规格铜肩螺母
2	22 英寸×5½英寸×¼英寸 ABS 塑料片（上盖和下盖）
3	1 英寸×5½英寸×¼英寸 ABS 塑料
2	1 英寸×22 英寸×¼英寸 ABS 塑料（侧栏）
1	50～200r/min 带齿轮头的直流电机
1	双刀双掷，中间位断开的拨动开关（上/下控制）
2	双刀双掷，微动开关（限位开关）
	50 英尺，3 芯控制电缆
1	控制开关外壳

用一小段塑料管将铜螺杆接到电机上，它作为绝缘和弹性耦合，以容许转轴安装偏差，达到顺利转动。螺杆的另外一端旋入一个焊在支撑 1/2 英寸铜管的交叉部位上的螺母里。Jones 使用的是 12 V 时 180 r/min 的电机，但实际上用 4 V 电压也能产生足够扭力。这里不需要复杂的可变占空周期的速度控制电路，他只是采用了一个 LM327 可调稳压芯片来改变电机的电压为 4～12 V 即可。调谐速度从 12V 电压时的每英寸 11 s，到 4 V 电压时的每英寸 40 s。低速使得可以在一个波段内任何所需的频率上很容易精确微调电容值。

制作电容器的时候，需要注意较小直径的铜管要能够平滑地套进较大直径的管里面，任何摩擦阻塞都会引起调谐过程不稳定。同样的道理，#8-32 铜丝杆也要正直和刚好配合铜螺母，这些地方都需要您仔细花点功夫。

制作绝缘片可能最容易的办法是先裁剪一段合适尺寸的聚四氟乙烯薄膜带，在铜管上粘上一小段双面胶带，并粘住聚四氟乙烯薄膜带的一端，然后将薄膜带沿着铜管尽可能紧密地缠绕，注意不能有褶皱或疙瘩，最后用另外的双面胶带粘好固定。两边的铜管都绕满后，要确保可以刚刚好地放进较大直径的铜管里，并且绝缘层与小铜管的伸开的那端要完全交叠在一起，不然的话，加上几瓦特的功率就可能会引起电容器内部打火。

将电机引线放在天线管子里面可以尽量减少天线里面存在金属物体，将引线从同轴电缆旁边一起引出。用 3 根线连接限位开关就可以对长号柄部分的运动范围做一个限制。要确保将电容器的所有金属部件都是焊接一起，可以使用一个小型的丙烷气焊工具，高质量的焊剂和 50/50 固体焊料来完成这个工作。不要使用含酸性助焊的焊料！要先用钢丝绒对所有焊接部位进行清洁然后再涂上焊剂。

一种相框玻璃制作的饼干片状可变电容器

在 ARRL Antenna Compendium 第 2 卷中，Richard Plasencia（W0RPV）描述了一个巧妙的高压可变电容器，他用唾手可得的材料完成这个制作。图 5-22 是 Plasencia 自制的高压可变电容器照片，以及他的自制天线耦合器所用到的线圈和其他部件。这个电容器可以从 16 pF 变化到 542 pF，实测的击穿电压为 12 000 V。

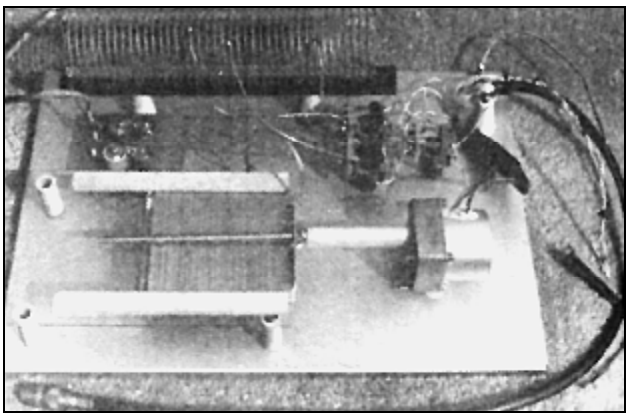


图 5-22　Richard Plasencia（W0RPV）设计的用相框玻璃制作的可变电容器。两片铝板用一片从相框拆下的玻璃隔开做成一个可变电容器，耐压 12 000 V，电容变化范围为 12～542 pF。

这个电容器安装在 4 个 PVC 小柱子上，由两片 4½×4½英寸的铝板，用一块 8½×5½英寸大小的窗玻璃隔开后组成。玻璃下面的铝板使用环氧胶粘在玻璃上，上面的铝板可沿着粘在玻璃上面的木质槽轨里自由地移动。电机可以正反方向通过转动螺纹杆来移动上面的电容板极，螺纹杆旋入固定于上方电容板极上的蝶型螺母。4 个小支柱用 PVC 管切段而成，用于隔离电容器与底盘，并将电容器提高到电机转轴一致的高度。

W0RPV 使用了一片 0.063 英寸厚的玻璃，介质常数为 8，他从一个钱币收藏相框拆下这块玻璃。按照业余无线电爱好者流行的仿古做法，他即兴给上方的电容板极用木质的油漆搅拌棒制作了一个木槽轨，并且用铝“饼干片”作为电容器的两个板极。

用于上板极的木槽轨，制作时将木质的油漆搅拌棒用刀子劈开成一窄条和一宽条，窄条粘牢在顶上并悬于可移动的板极上，形成一条槽轨。由于木条是被玻璃板所支撑，所以其绝缘性能并不重要。

工作原理非常简单，可反转的电机转动一根 1/4 英寸大小的丝杆，每英寸 20 丝的密度，丝杆与固定在可移动

电容片的蝶型螺母接合。虽然 W0RPV 将电容器的移动板极用金属编织带接地，但还是应该像上面制作长号式电容器类似地将丝杆传动绝缘。几段从 RG-8 电缆屏蔽网剥下制成的编织带，可应用于连接小型发射环导体的两端，使连接点低损耗。

W0RPV 使用了一个从旧机器拆下的 90r/min 转速的电机，来移动两边 $4^1/_2$ 英寸的可变电容器板极，从一端移动到另一端大约需要 1 分钟。由于他希望减少复杂性，以及考虑到室外使用时限位开关的不稳定性，他通过串入在电机每边引线的两个 3 Ω，2 W 的电阻，并且将电阻并联到位于控制盒上的红色 LED 灯，来监测电机的直流电流。当电机由于 PVC 柱限位的干预或内部塑料安装盒卡住而被迫停转时，电机电流的增加就会使其中的一个 LED 灯亮起。

5.1.9 典型的环结构

在您为环天线应用上选择好电气性能设计方案后，您就要考虑如何安装以及如何馈电的事情。如果您只希望覆盖 10～20 m 的 HF 的高波段，您可能会选择一个周长大约 8.5 英尺的环天线，用 1 英寸直径的 PVC 管和 5/8 英寸的软铜管弯成圆形来制作一个相当牢固的环。Robert Capon（WA3ULH）制作了一个 QRP 用的发射环天线，在 1994 年 5 月份的 QST 杂志上做了描述。图 5-23 给出他的环天线照片，里面还有一个 PVC 做的 H 形支架。

这个环的设计采用了一个 20 英寸长，RG-8 同轴电缆制作的耦合环，将能量磁耦合进发射环，而不是像 W5QJR 在他设计中采用的伽马匹配的办法。耦合环用 2 英寸长的 8 号（#8）螺栓锁紧到 PVC 管框架上，同时也将主发射环固定到支杆上。

另外也可以如图 5-24 中 W5QJR 设计那样的结构，用硬的 3/4 英寸铜水管制作一个稍微粗糙点的环，虽然圆形的环理论上效率要高一点，但八角形则更容易制作，表 5-4 也给出八角形的环制作数据。

给定环的周长后，将它除以 8，并按照这个值截取 8 段等长的 3/4 英寸铜水管，用 45° 弯角将各段接起来构成八角形，将环平放在地面，用铜焊或其他的焊接方法将所有连接处焊牢。

W5QJR 用一个干净的塑料板制作成安装可变电容器的盒子，盒子安装环和电容器的那一面应该至少有 1/4 英寸厚度，最好 3/8 英寸，其他面用 1/8 英寸厚的塑料板就可以了，将铜管中间切开 2 英寸宽缺口后，用 1/4 英寸的螺栓（中间两侧各两个）将环安装到塑料板上，在电容器接电机的一侧，他将铜管子再切开个缺口，并安装一个铜 T 形三通头，用于电机的走线。

下一步，W5QJR 将铜带焊接到环的接端以及电容器接片上，然后重新将环安装到塑料板上。如果在管子里塞个木销，锁紧螺栓时管子还可以保持圆形不变。接下来他将电机引线穿过环并接到电机上，用天线旋转器的电缆线来当这个引线就非常合适。塑料盒子各面板子的连接可以用短角铝和小金属螺丝钉来完成。

此时，环天线就可以垂直竖立起来了，要记住周围不能有其他金属物。W5QJR 制作了 2 英寸×4 英寸方木条的撑杆，在两侧固定有 1 英寸×4 英寸的木板，构成 I 字型部分，木板用 1/4 英寸的螺栓锁在一起，离开它 2 英尺，用绳子拉到顶端。这样可以制作一支达 50 英尺高的很好的撑杆。杆的高度应该比环的直径高出 1 英尺，以在环下面腾出空间方便割草或除杂。W5QJR 在撑杆的顶端安装了一个滑轮，可以通过绳子升降环天线。将环的底部用绳子系到杆上，另外还用拉绳栓到环的侧边，以避免环在风中摆动，而通过移动在地面的锚，就可以在水平方位上旋转环天线。

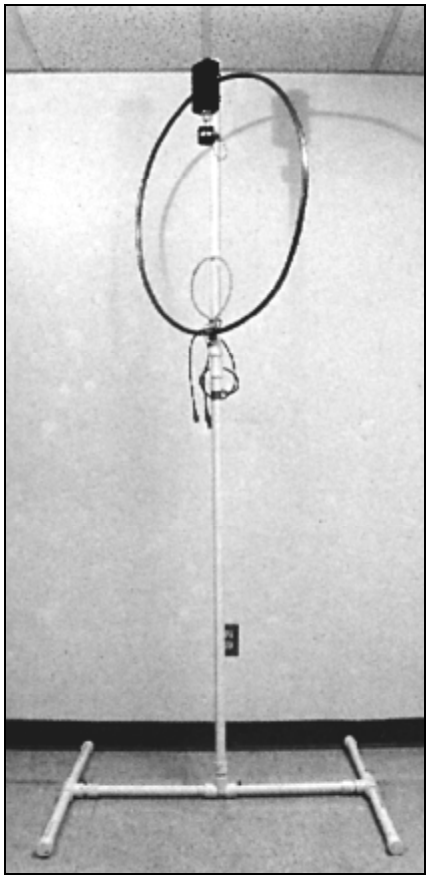


图5-23 Robert Capon（WA3ULH）设计的小型发射环天线照片。使用了1英寸的PVC H型框架来支撑由5/8英寸软铜管做成的环天线。小耦合环由RG-8电缆编织层做成，并耦合到同轴馈线。调谐电容器和驱动电机在环的顶部。这里展出的是它在ARRL实验室测试时的照片。

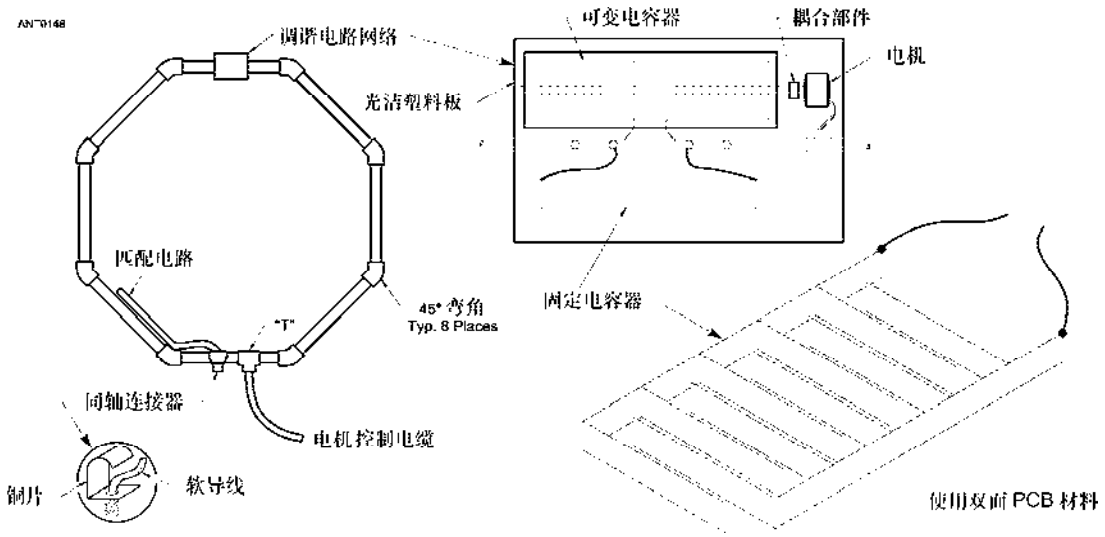


图5-24　八角形环的详细结构。表5-4给出了各种频率范围的环设计数据。

W5QJR 用软的 1/4 英寸铜管做伽马匹配，将环耦合到传输线。在环其中一边的中间，将铜管切开，装一个铜 T 头，邻近 T 头的地方安装一块安装片，用于装电缆连接器，这个安装片可以用铜带做成。铜带用一段铜管锤平整即可。

由于环是垂直位置安装，W5QJR 裁剪了一段 1/4 英寸的软铜管，长度等于环的一个直边长度，将其中一端打平，另一端焊接一小段软导线。用电胶布将这个管子缠裹起来做绝缘，将软导线接到同轴连接器，然后把这段软铜管沿着环的内侧用胶布临时安装上。将打平的部分焊接到环上，并翘起来形成一个伽马匹配，不用加其他电抗元器件。这个简单的馈电方式可以在 2:1 频率范围内提供优于 1.7:1 的 SWR。考虑到安全方面，他在环下面打了一支接地棒，并用粗的软导线连接到电缆连接器的接地引出片上。

5.1.10　调整步骤

环的谐振频率可以很容易地通过将接收机设在所需频率，然后旋转电容器（通过遥控）直到找出来最大的信号。由于环的高 *Q* 特性，峰值将是很尖锐的。

打开发射机处于调谐频率方式，调整发射机频率或环的电容器使场强仪指示最大信号，或者使 SWR 电桥指示最大的前向指示功率。通过弯曲匹配管的程度来调节匹配网络使 SWR 最小，通常是在 1/4 英寸匹配管弯一个小的驼峰状，如图 5-24 所示，就可以获得需要的结果。对于需要覆盖两个或更多波段的环天线，在调谐范围内的两个末端频率上，调整馈电匹配棒以获得相等的较低 SWR，那么在调谐频率范围的中部 SWR 就会很低，两端则会升高。

如果在环天线附近有金属物，附加的损耗将降低 *Q* 值以及环的阻抗，在这种情况下，需要加长匹配线的长度和将匹配线距离环导体远一些，以获得 50 Ω 的匹配。

5.1.11　性能比较

如前面指出的，一个小型的发射环天线可以提供接近全尺寸的偶极或垂直天线的性能。为此，举个例子说明，一个 100 英尺周长的环天线在 1.8 MHz 工作频率时需要 30 英尺高，而一个能良好工作的偶极天线将是 240 英尺（*l*/2）并且至少需要 120 英尺的高度（*l*/4）。一个 *l*/4 的垂直天线有 120 英尺高，并且需要许多地面上的接地线，每根都有 120 英尺长度。所以用一个更小的环天线可以替代那些天线，而在性能上仅仅是中等的下降，另外还需要一个高压可调电容器。

在较高的工作频率，可以用同样的比率，但全尺寸的天线就没有那么引人注目了。不过很少有居民可以竖立一根性能良好的带有全尺寸地网的垂直 7 MHz 天线。即使在 14 MHz，一个 3 英尺高的环天线也可以通遍全世界。

除了小尺寸带来的代价是窄的带宽和需要高压电容器外，这种小型发射环天线确实是个优秀的天线，可以在无法实现架设大型天线的地方派上用场。

5.2　Skywire 环天线

您是否正在寻求一个多波段，制作简单、花费极低而又很好用的 HF 天线呢？您也许可以试试这里介绍的天线——Skywire 环天线，它是一个全尺寸的水平环天线。早期的爱好者建议给这个天线采用同轴电缆馈电，

而较少考虑其损耗，但是后来的分析证实这只是一种愿望想法而已，在多个波段工作具有相对低的 SWR 值的情况，表明馈线损耗成为天线的一部分，包括对性能的影响。所以对这个可多波段使用的天线，馈电的最好办法是采用明线梯状馈线，再在工作间使用天调，给发射机匹配到较低的 SWR 值。

5.2.1 天线设计

Skywire 环天线如图 5-25 所示，整个天线周长在其设计频率或基波频率上为 1/λ，如果使用英尺为单位来计算 L_{total}，可以使用下式：

$$L_{\text{total}} = \frac{1005}{f}$$

其中，f 是以 MHz 为单位的频率。

给定任意长度的导线，则天线围绕起来的可能最大占用面积就是将导线围成一个圆圈的形状的面积。但由于支起一个圆形的环天线需要很多支柱，所以还是采用方形的环天线（需要 4 个支柱）比较切实可行。要进一步减少导线环绕的面积（用更少的支柱）将在特性上带来趋近于折合偶极天线，并且也会导致谐波阻抗与馈线电压问题的出现。环的几何结构除方形之外的形状也是可能考虑的，但要记住 Skywire 环天线的两个基本要求——水平放置与最大化环绕面积。

3.5 MHz 的 Skywire 环天线

（可作为 3.5～28 MHz 环天线与 1.8 MHz 的垂直天线）

环总周长：272 英尺

方框边长：68 英尺

7 MHz 的 Skywire 环天线

（可作为 7～28 MHz 环天线与 3.5 MHz 的垂直天线）

环总周长：142 英尺

方框边长：35.5 英尺

这个天线系统还有另外一个优点是，它可以作为带顶部加载的垂直天线在其他波段操作使用。这可以简单地通过保持馈线与天线尽量垂直并且远离其他物体来做到，此时可将馈线的两根导线并接在一起，并与良好的大地一起馈电。

5.2.2 结构制作

该天线结构简单，尽管这个环天线可以制作成工作于任何波段或工作频率，但下面介绍的两个 Skywire 环天线具有良好的性能，并且 10 MHz 波段都能够在这两种天线上工作。

由于长度并不要求十分严格，所以实际的总长度可以有几英尺的变化。不用担心将环调谐和修剪到谐振的事情，采用哪种方案对于接收到的信号都不会有差别。

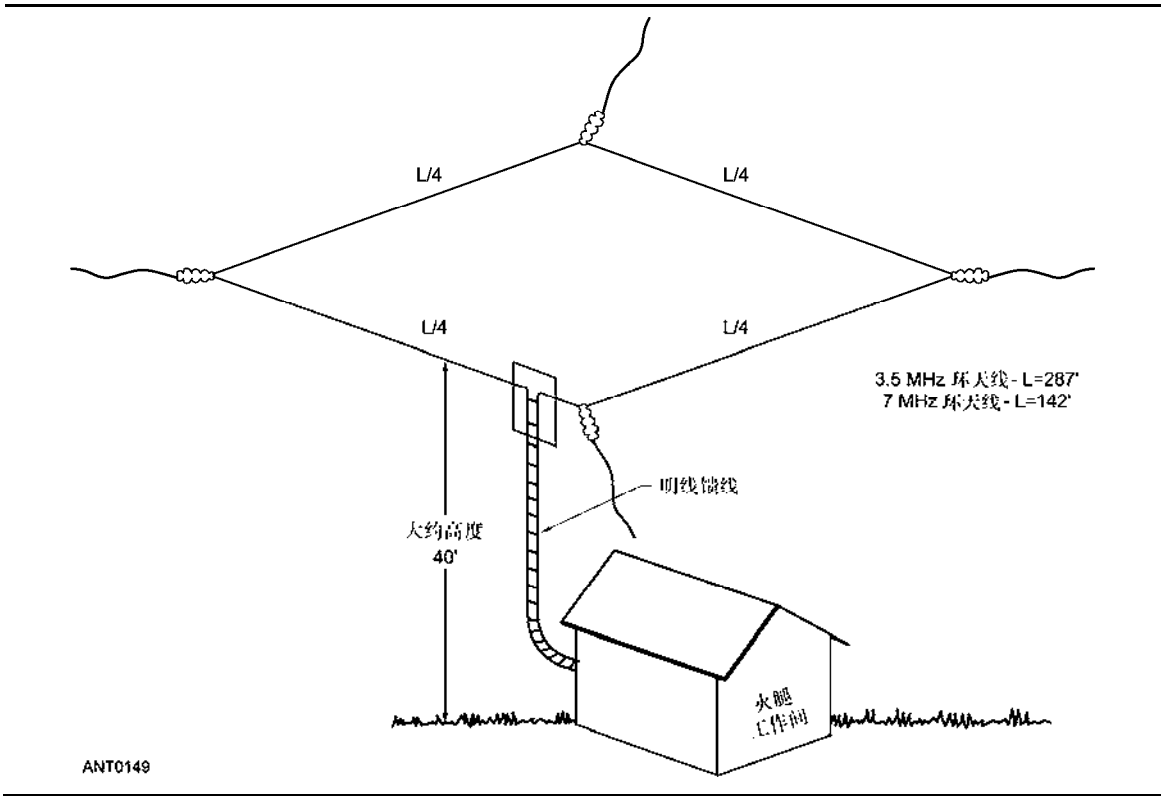


图5-25 一个Skywire环天线的全貌，方框水平架高于地面。

这个环天线使用了 14 号裸铜线。图 5-26 示意了在环边长夹角处绝缘子的放置办法，有两种通行的办法来连接到绝缘子，一种是如图 5-26（A）那样，在环导线的某位置栓住绝缘子并打结固定住；一种是如图 5-26（B）那样，将环导线穿过绝缘子，绝缘子在导线上可以自由滑动。多数的环天线使用者用了至少两个不固定的绝缘子，这样允许在环天线安装上后可以拉拽调整松紧，免除了需要在所有固定撑杆设置拉紧器的做法，通常建议采用两个对角可以滑动。

图 5-27（A）给出了一个在 7.2 MHz 工作的 142 英尺长，安装在 40 英尺高度的 7 MHz Skywire 环天线，在 10° 仰角时的方位水平面辐射性能，以及它与在 30 英尺高正常水平安装的 *l*/2 偶极天线的比较。在较高的频率上，环天线继承了它本身的特性。图 5-27（B）给出的就是在 14.2 MHz 工作时的响应，再次与 *l*/2 在 30 英尺高的 14.2 MHz 偶极天线比较，现在可以看出环天线有几个辐射波瓣比偶极天线强。图 5-27（C）给出的是在 21.2 MHz 的响应及与偶极天线的比较，这时环天线几乎在所有的方位角上都比 *l*/2 偶极天线有更高的增益，在 21.2 MHz 最佳辐射方向上，这个环天线比起偶极天线要高 8 dB。

您可以根据意愿将馈电点设置在环的任何位置，不过通常多数使用者是将它设在 Skywire 环天线其中的一个角。图 5-28 描述了这样做的一个方案，用一块有机玻璃作为绝缘板，同时也可以缓解对梯形平行馈线的拉力，将馈电件置于离角支撑一段距离是有好处的。在离角 1 英尺左右馈电使得馈线放置更加自由。这个方案可以保证馈线不受到环天线支撑杆的限制。

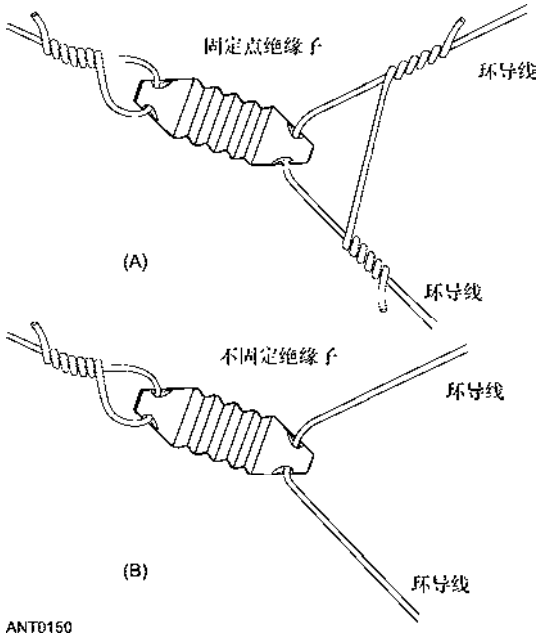


图5-26　在环天线角处安装绝缘子的两个方案。

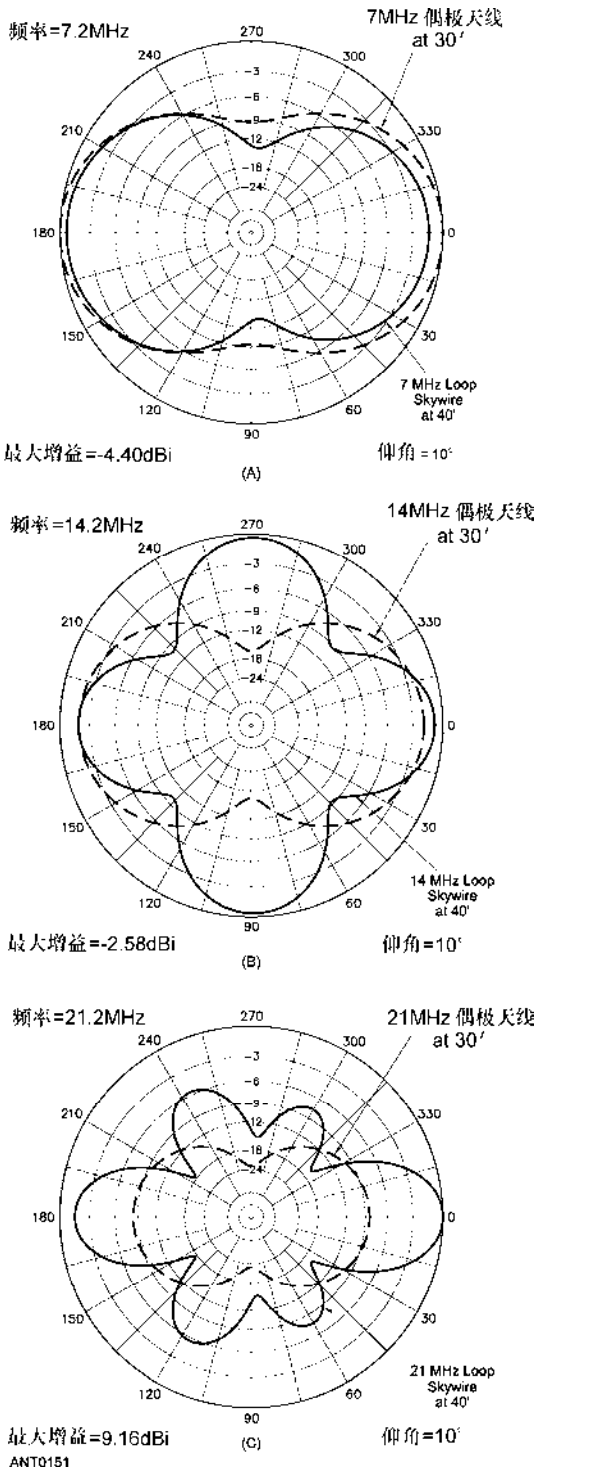


图5-27　图（A）为142英尺长的7 MHz Skywire环天线在水平方位面的响应，工作于7.2 MHz高度40英尺，与*l*/2高度30英尺的偶极天线比较；图（B）为工作在14.2 MHz同样的环天线响应，与*l*/2高度30英尺的14.2 MHz偶极天线比较，可以看出环天线现在在某些方向已经具备优点；图（C）为工作在21.2 MHz同样的环天线响应，与高度30英尺的偶极天线比较，在此，环天线几乎在所有方向上比简单的偶极天线有更高的增益。所有方位面辐射图都是在仰角为10° 的条件下。

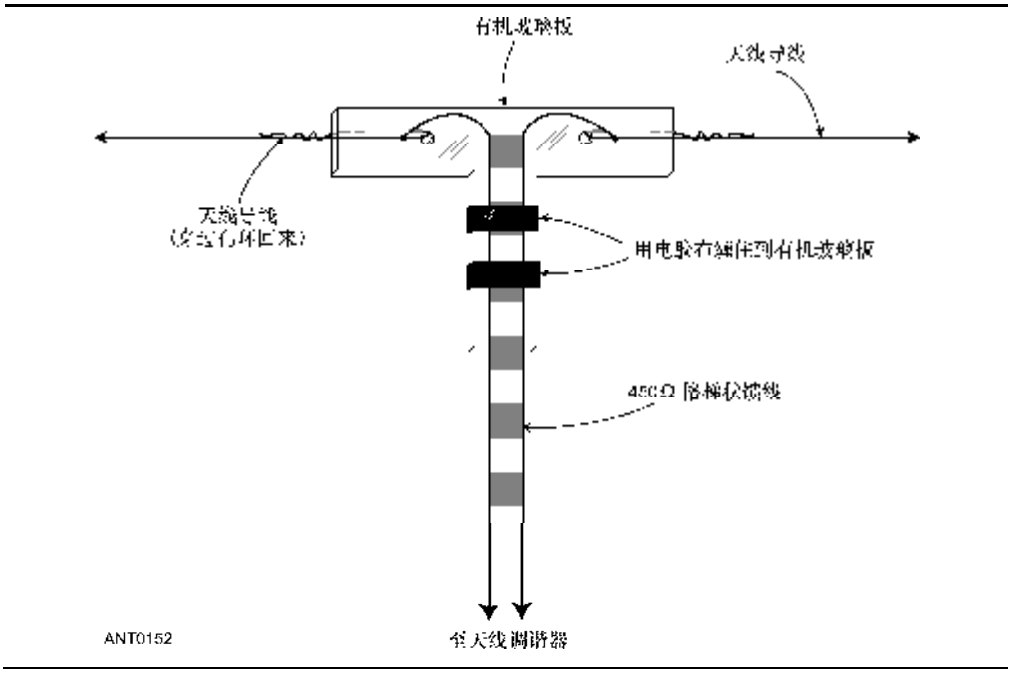


图5-28　多数使用者在Skywire环的一角馈电。采用高阻防天气侵袭的绝缘板作为馈电点安装板。

这里通常至少需要 4 个支撑点。如果采用树木作为支撑，那么至少需要两根用于支持绝缘子的绳子或拉线，以保持受力平衡并可以自由滑动。不过接馈线的那个角通常几乎都是系好固定住的，很少需要再用拉紧办法来支撑环天线（这点与偶极天线非常不一样）。因此，所需用来配衡的东西重量也很轻。有几种这样的环天线都使用橡皮筋系住 4 个绝缘子其中的 3 个，从而省去了使用其他平衡配重部件的需要。

这种天线推荐的放置高度是 40 英尺或更高，越高越好，尤其是您希望将环天线用于垂直天线模式工作时。不过，也有不少例子报告说该天线在 20 英尺高工作时本地和 DX 台的通信都很成功。图 5-29 所示为使用 Skywire 环天线作为低波段工作的顶部加载垂直天线时与地之间的馈电方法。

由于环天线的在空中架设较高，并且所有东西都是暴露在空中没有电气防护的，所以应该采用一些适当的办法来消除感应或直接的闪电对工作间与操作人员的危害，有些使用者是在闪电打雷时简单地将天线与天调、电台以及工作室完全地断开。

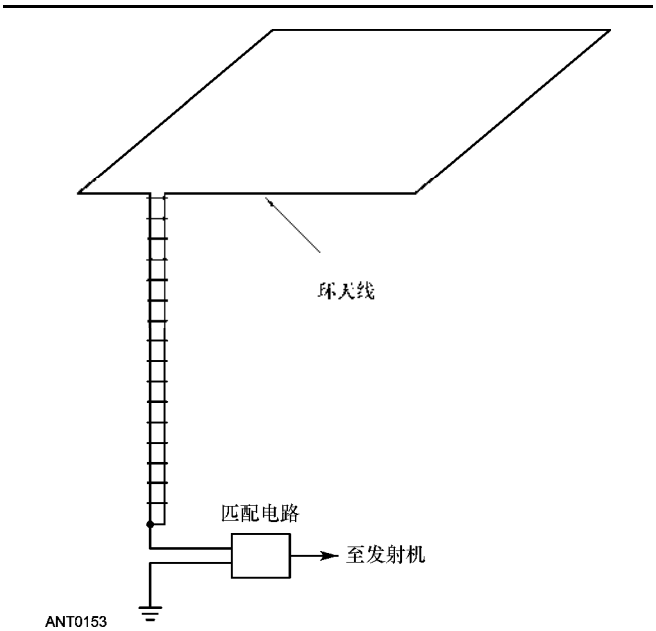


图5-29　skywire环天线作为垂直天线工作于7 MHz时的馈电方式。

5.3　7MHz 环天线

有一种简单有效的 7 MHz 天线是一个全波长的闭合垂直环天线，它在理论上增益大约比偶极天线高 1 dB。这种环天线不一定需要是正方形的，见图 5-30（A）。它可以是梯形、矩形、圆形，或其他这些形状的变形都可以。不过，为得到最好的效果，应该尽可能采用正方形的形状，如果形状上越趋近于矩形，系统能量可能就被抵消越多，效率也就降低。在极端的情况下，环天线将丧失它的环特性而变成一个折合偶极天线。

如果需要的是垂直极化，您可以在环的其中一个垂直边的中心馈电；需要水平极化时，您可以在其中一个

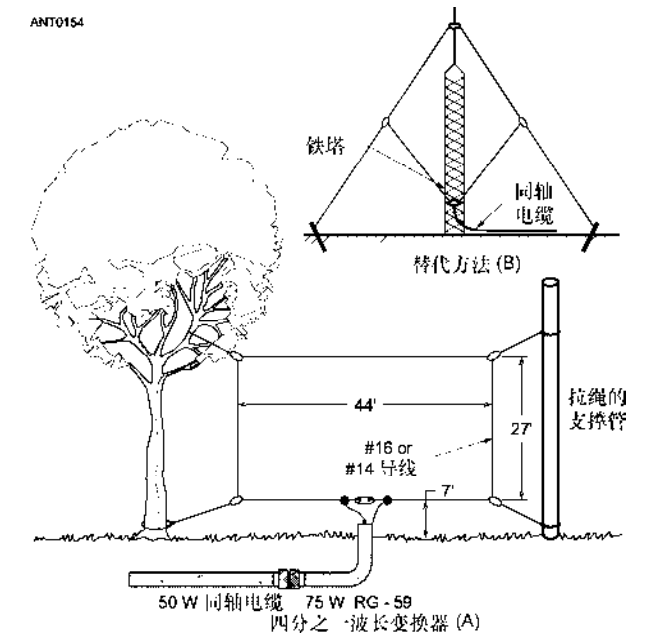


图5-30　在图（A）是矩形全波长环天线的详细尺寸。这里所给的数据是工作在7.05 MHz的，尽管架设者在不牺牲垂直边长度的情况下可以将天线安装更高以提高性能，但这里的高度离地面7英尺。在图（B）示意了单支撑结构的菱形环架设方案，在菱形的最低点处馈电产生水平极化辐射，在其他边馈电则产生垂直极化辐射信号。

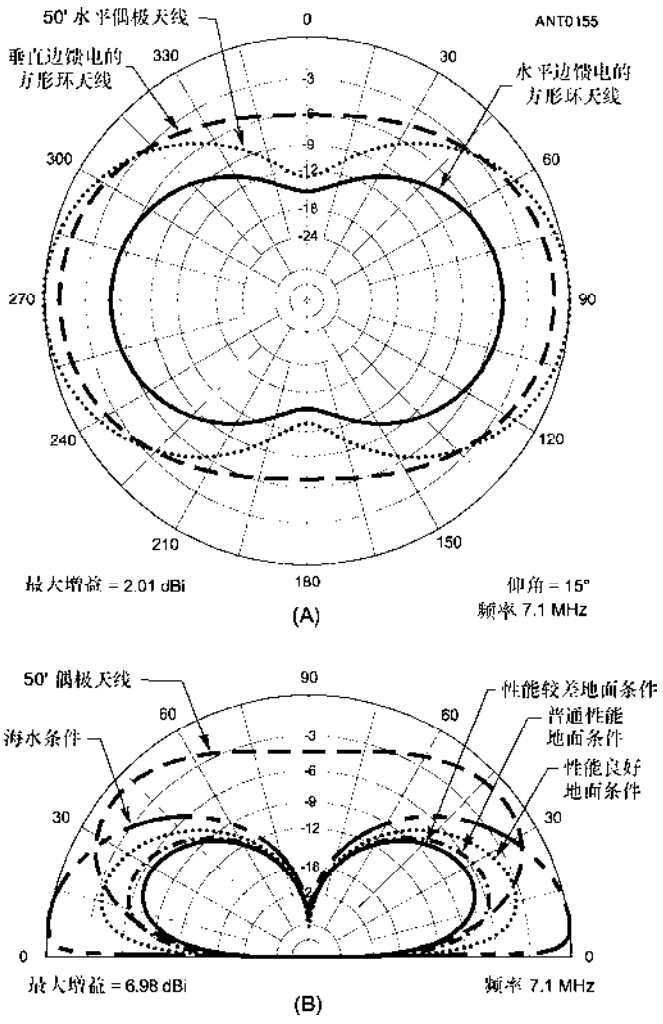


图5-31　在图（A）中，7 MHz环天线垂直与水平极化的方位面响应，与一个50英尺高的水平偶极天线比较， DX工作的仰角为15°。实线是在环底部水平馈电，虚线是在环垂直边馈电，点线是50英尺高的简单水平偶极天线。对于DX操作，垂直极化环天线具有优越的性能。

水平边中点馈电。由于最优的方向性发生在环平面的垂直角度（或简单地说就是环的侧向），您应该将环的最大辐射对准你需要的方向。

图 5-31（A）所示为发射角为 15° 时的水平方位响应图，这个角度也是典型的 40 m 波段 DX 角度，这里指对于在一般导电率和介电常数地面条件上的垂直或水平馈电系统而言。图 5-31（A）也包括了一个参考例子，即一个 50 英尺高的水平偶极天线的响应。对于 40 m 波段的 DX 操作，垂直极化环天线可以工作得很好，比水平极化环天线或水平偶极天线都要好，特别在偶极天线的水平方位零点的地方。

对于有利 DX 操作的低仰角，最佳的馈电位置是在其中一个垂直边导线的中点。如果在环的底部某个角的位置馈电，则可以兼顾本地与 DX 通信。在底部水平边中间，角的位置或垂直边的中点位置，它们的输入阻抗都大致相同。

图 5-31（B）说明了在不同类型的地面条件下垂直极化方式的增益变化情况，包括海水、很差性能地面（导电性=1 mS/m，介电常数=5）、良好性能地面（导电性=30 mS/m，介电常数=20）以及一般地面（导电性=5 mS/m，介电常数=13）的地面条件。需要重新指出，这里是以一个 50 英尺高的平顶偶极天线仰角的响应为参考。如前面各章节提到的，海边是一个架设垂直天线绝佳的地方。

如何竖立起环天线，主要取决于您家后院有什么可以利用到的东西。树木是最容易用来挂起环天线的支撑物。对于图 5-30（A）给出的矩形环天线，有个缺点是需要两个高达 34 英尺的支撑，尽管在多数情况下您家的楼房作为其中一个支点是足够高的。假如您有个大约高于 50 英尺的铁塔，图 5-30（B）就示范了如何支撑起一个 40 m 波段的菱形环天线。仰角与方位角的响应对于矩形或菱形配置的两种环而言几乎一样。

环天线所使用的整个导线长度采用英尺作为单位时，可以由方程 $1\,005/f$（MHz）来确定。因此，工作于 7.125 MHz 时其总导线长度为 141 英尺。匹配用的变压器是一段电长度为 $l/4$ 的 75 Ω 电缆，可以用 246 除以用 MHz 为单位的频率值计算得到，然后再将这个数字乘以所用电缆的速度系数（译注：国内亦称缩短系数）。比如，工

作频率为 7.125 MHz，246/7.125=34.53 英尺，假设电缆采用实芯的聚乙烯填料，速度系数应该为 0.66，如果是发泡的聚乙烯填料则为 0.8。这里假定使用 RG-59 电缆，作为匹配变压器的电缆段长度就应该是 34.53（英尺）× 0.66=22.79 英尺，也就是 22 英尺又 9½英寸。

在图 5-30（A）中，同样地，这个垂直馈电的环天线也可以用于 14 MHz 和 21 MHz 的波段，尽管此时它的辐射图形没有基频工作时好，并且您需要使用平行传输线来给它馈电以获得多波段的应用。图 5-32 给出了此环天线的最大辐射波瓣，是在以环平面成 45° 角的方向，并给出与一个 30 英尺高的简单 20 m 波段的半波偶极天线最大响应的比较。可以看出，安装在 30 英尺高的一个平顶偶极天线的增益要比工作于谐波时的环天线高。

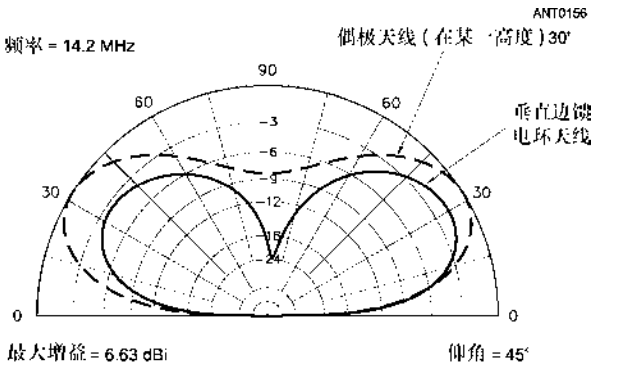


图5-32　7MHz环天线用于工作在14.2 MHz频率时仰角面的响应，馈点在两个垂直边之一的中点，虚线是一个架高30英尺的20 m波段平顶偶极天线响应的比较曲线。

5.4　一种 1.8MHz 的接收环天线

在某些情况下，尤其是在业余低频段的时候，您可以使用一个小的屏蔽环天线来改善接收性能。当周边存在很大的人造噪声干扰，或当附近广播电台的二次谐波刚好落在 1.8 MHz 频段，或当附近区域存在其他业余电台的干扰信号等情况下，采用这种环天线是十分正确的办法。一个制作合理且已处于调谐状态的小环天线将会表现出大约 30 dB 的前向/侧旁（F/S）响应比，最小响应是在与环平面成直角方向上。因此，通过将转动环天线使旁侧对准干扰源方向，就可以显著地降低噪声和干扰，甚至或者可以消除掉。

通常而言，小型屏蔽环天线对于人为干扰噪声的敏感性比起尺寸较大的发射或接收天线要低很多，但使用时需要在性能上做一些折中，相比于一个全尺寸的谐振天线，小环天线接收到信号的强度要小 10 dB 或 15 dB，不过这种情况对于 1.8MHz 或 3.5 MHz 并不成为障碍，这种接收台都有相当的灵敏度和足够的增益。因为前/旁比可以达到所期望的 30 dB，屏蔽环在转动时可以用于消除多种接收方面的问题，如图 5-33 所示。

为了获得小环天线尖锐的双向指向特性，整个环导体长度不要超过 0.1 *l*。图 5-34 所示的环导体长度是 20 英尺，在 1.81 MHz 频率工作时，20 英尺就是 0.037 *l*。对于这样的环，如果您要使天线能发生谐振，那么 0.037 *l* 大概是它的最长实际尺寸了，这个限制来源于环的屏蔽套和内部导体之间的分布电容。在本例中使用 RG-59 电缆作为环材料，它每英尺的电容值是 21 pF，所以整个分布电容就是 420 pF，那么要使环在 1.810 MHz 发生谐振，就只需再加上 100 pF 的外部电容。

因此，环的大约电感量是 15 μH，电容的影响在 HF 频谱高段变得不那么明显，所提供的相同百分比波长长度电容量可以用来计算导体的长度。分布电容值与用于馈点上的集总电容值（译注：指外部加上的电容器值）之间的比值在谐振条件下变得很大，所以当将这个环进行尺度变换到 1.8 MHz 以上其他频段时，这些因素应该事先考虑到。

如果使用 RG-59 以外的其他电缆，在环的结构需求上没有太大的区别，对于环单元来说电缆的特征阻抗并不重要。不过，各种不同类型的同轴电缆每英尺的电容值是不一样的，所以需要增加或减少跨接在馈电点上的电容值以发生谐振。

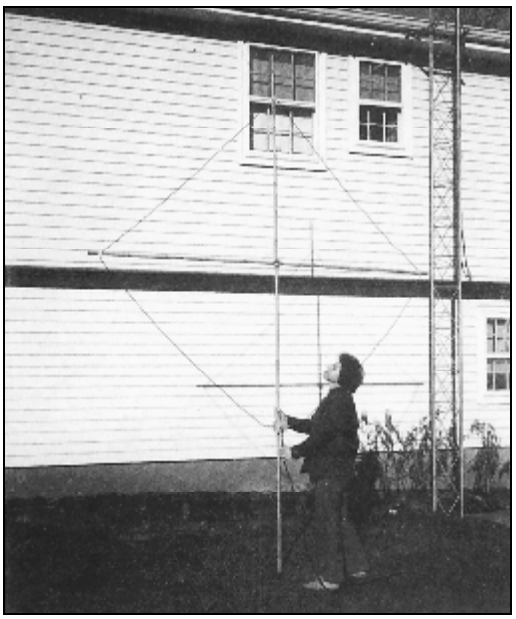


图5-33　Jean DeMaw（W1CK）正在测试1.8 MHz的屏蔽环天线。竹子做的交叉臂作为天线支撑。

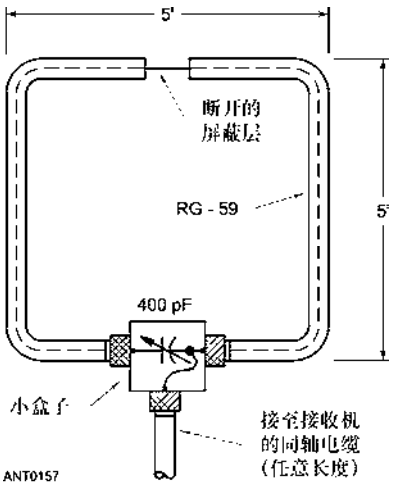


图5-34　屏蔽环天线原理图。其中尺寸并不十分严格，但整个环长度不要超过0.1 *l*。只有这个天线尺寸一半或更小的小环天线在空间受限的地方更有用，值得考虑。

屏蔽环受周围的物体影响不明显，所以调整谐振后放置在室内室外都可以。从一个地方移到另外的地方并不会明显影响它的谐振情况。

您可以从图 5-33 看到，支撑结构是采用竹竿的方式，X 形框架的中央用两个 U 形螺栓固定一起。环单元就系在框架交叉臂上构成一个方框，您如果愿意使用金属的交叉臂，也对天线性能的降低不会太严重。另外一种选择是可以采用木条作为支撑框架。

在环的馈电位置要使用一个小盒子来装谐振用的可调电容器。在这个例子中，是采用了一个小型的 50～400 pF 的微调电容器来建立谐振。用于室外安装使用时要注意对盒子的防水处理。

剥去作为环的电缆外层屏蔽网大约为 1 英寸，直接作为馈电点，如果这样做，一定要对暴露在外的部分用密封材料做处理。

在实际操作上，这个接收环天线已被证明对于消除本地广播电台二次谐波的信号非常有效。在做 1.8 MHz 的 DX 和比赛期间，它可以帮助防止接收机受到这个共享波段邻近的 1.8 MHz 电台的过载影响。对降低噪声很明显的表现使得这个环天线成为一个接受弱信号时很有用的电台辅助器材。它不是所有时间一直使用，而是在需要的时候通过天线切换器接入到接收机。当其他的天线都由于噪声影响而无法正常工作时，用这个环天线接收来自新英格兰的欧洲电台是有可能的。

另外发现风暴（伴随着大气噪声的出现）来临之前对环天线也有些影响，这时想通过转动环来消除所带来的噪声，会发现也变得没什么作用。应该说这是由于这种环天线对于天波传播信号的接收变得几乎没有方向性，它所具备的方向性特点主要是相对地面波信号而言的。这个特点隐藏的一个好处是，在消除本地噪声或干扰的同时，您依然可以抄收到来自各个方向的天波传播来的信号。

对于作为接收应用，并不需要严格对馈线与环匹配，尽管匹配了会有一些性能增强。如果并不试图为了获得 SWR 为 1，制作者采用 50 Ω 或 75 Ω 同轴电缆作为馈线都可以，在性能上感觉不到差别。这个环的 *Q* 值十分低，允许操作人员在 1.9 MHz 获得谐振峰值，又可以在整个 1.8 MHz 频段使用。在 1.8 MHz 和 2 MHz 两端的性能下降十分轻微，不易察觉出来。

5.5　一种室内安装的隐蔽环天线

Ted Phelps（W8TP）在 ARRL 的 Antenna Compendium 刊物第 7 卷写了一篇文章，介绍了他在楼阁安装的导线环天线，通过一个自动天调馈电。这里是该文章的简化描述：

如果您驾车到我所在的德国 Newark 的 Whitechapei 村的街道上，想通过寻找我的天线的办法来找到我的业余无线电爱好者室位置，您是办不到的。哪怕您已经站在我的公寓面前，也不会觉察到任何迹象，因为我的这个多波段天线是完全隐藏的，它是设在一个 1999 年建成的退休社区里的两居室公寓的楼阁上。

在搬迁进来之前，对该使用哪种类型的天线我做了许多考虑，由于楼房管理机构的规定限制，我知道在室外架设一个固定的天线是不可能的。所以我在将要签署的销售协议上准备了一个条款，特别提到业余无线电以及我要在我新住处架设电台的愿望，我决定不会搬到对我这辈子的爱好有太多约束或限制的地方去住。

这样就意味着我有把握像以前一样享受业余无线电的乐趣，我需要安装一个和常用室外天线系统一样出色的室内天线。采用什么类型呢？在 Ohio 州，我已经尝试过用 14 号导线做的水平极化的楼阁偶极天线，工作并不理想，主要是由于离地面太低。

我得知有一种高技术的方案，可以通过带有微处理器的天线耦合器远端遥控天线的调谐。我发现这种类型的自动调谐器在美国有两个厂家有销售，并且价格也合理。尽管我们的搬迁还要过几个月，我购买了一个 SG-230 型号的天线耦合器，先在 Delaware 州住处使用，它是由

SGC Inc，Belleve，WA 公司所制造。

图 5-35 给出我的隐藏环天线的最后尺寸，它是一个单圈的矩形环天线，竖立在一个南北方向的垂直面上，用了将近 78 英尺长的 6 号带有 PVC 外套的航空用导线，在每个较高的角用滑轮和拉线挂起，在较低的那个角拉紧。由于它是垂直极化，在低仰角辐射上相当好。另外，也许您正奇怪为什么我要使用 6 号这么粗的导线作为环天线呢？因为我从女婿那边可以十分容易地得到它！

图 5-36 给出了我整栋公寓单元的全景，屋顶的老虎窗距离阁楼地面有 12 英尺，正好是我隐藏环天线基部一边的高度。

在建造我的系统过程中，必须要克服公寓原有的射频干扰问题。每个公寓单元在储藏室上方的架子上都有自己的电子式（消防）安全控制板，当我使用电台中等功率馈给这个环天线时，会出现火警报警，引起消防人员上门！这个误触发的干扰信号已经发生好多次了。通过和一位安全装置安装方面的技术人员一起研究，我发现我家的安全控制板居然没有地线！技术员说“我们从来没碰到这种麻烦”，然后让我惊讶的是，用一段 14 号（#14）线将安全控制板接地到房屋的水管后，再在安全控制板的每个输入脚套上磁珠，在电键的引线、GFCI 电器插座等地方也套上磁珠。采用这些措施后看起来已经消除了我的射频干扰问题。

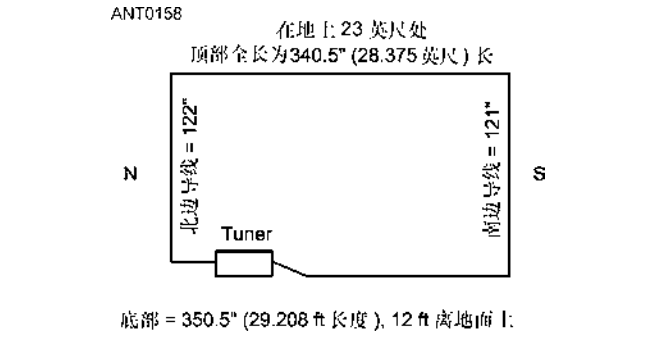


图5-35　框图给出了W8TP室内隐藏环天线的布局。



图5-36　您能否在这张照片中看到W8TP的天线？当然您看不到，它隐藏在阁楼里面无法被看到！

当我们搬进公寓时，我贴上一个不允许使用线性放大器的明显告示，并非常小心地给电台设备采用单点接地的方式，将所有设备的接地端连接到操作位置后面专用的金属电源箱的盖板上，并从那里连接到前院子的一根单独的接地棒上。我还在收发信机的馈线上使用一个 1 kW 的 RL Drake 低通滤波器。

这样的室内天线系统是否安全？我相信应该是的。阁楼的位置与我的起居室相隔甚远，与多数业余天线不同，它是完全固定在那里的，不会有天气影响的问题。当数次雷电来临时，我也不会去使用这个只有简单接地的系统。

图 5-37 给出了计算出的 20 m 波段的仰角图和方位图。调谐器可以将 SWR 降到足够低，使得我的 JRC-245 收发机通过它的内置天调可以正常工作。

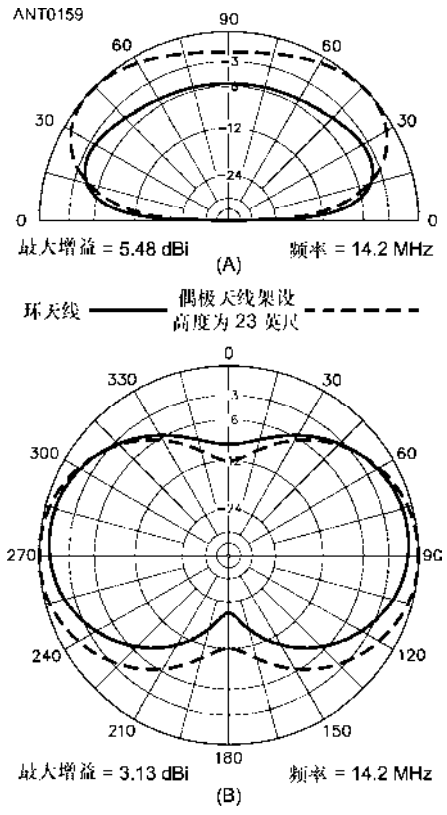


图5-37　在图（A）中，是工作在14.2 MHz的W8TP隐藏环天线（实线）计算得到的仰角面辐射图，与高度23英尺的20 m波段偶极天线做比较。在图（B）中，是W8TP隐藏环天线（实线）在20° 仰角，与高度23英尺的20 m波段偶极天线比较的方位面辐射图。环有轻微的不对称响应，是因为在角的位置馈电，但它的性能与室外的偶极天线可以比拟，事实上，对于这个垂直极化天线与较低高度的水平天线比较而言，它的低仰角性能很不错。

参考资料

原始资料与有关本章内容的进一步讨论，可以在下列的参考书目和第 2 章结尾所列的书籍中找到。

C. F. W. Anderson, "A Crossed-Loop/Goniometer DF Antenna for 160 Meters," The ARRL Antenna Compendium,Vol 1 (Newington: ARRL, 1985), pp 127～132.

J. S. Belrose, "Ferromagnetic Loop Aerials," Wireless Engineer, Feb 1955, pp 41～46.

J. S. Belrose, "An Update on Compact Transmitting Loops," QST, Nov 1993, pp 37～40.

D. S. Bond, Radio Direction Finders, 1st ed. (New York: McGraw-Hill Book Co, 1944).

G. Bramslev, "Loop Aerial Reception," Wireless World, Nov 1952, pp 469～472.

R. W. Burhans, "Experimental Loop Antennas for 60 kHz to 200 kHz," Technical Memorandum (NASA) 71,(Athens, OH: Ohio Univ, Dept of Electrical Engr), Dec 1979.

R. W. Burhans, "Loop Antennas for VLF-LF," Radio-Electronics, Jun 1983, pp 83～87.

D. DeMaw, "Beat the Noise with a Scoop Loop," QST,Jul 1977, pp 30～34.

M. F. DeMaw, Ferromagnetic-Core Design and Application Handbook (Englewood Cliffs, NJ: Prentice-HallInc, 1981).

D. DeMaw and L. Aurick, "The Full-Wave Delta Loop at Low Height," QST, Oct 1984, pp 24～26.

R. Devore and P. Bohley, "The Electrically Small Magnetically Loaded Multiturn Loop Antenna," IEEE Trans on Ant and Prop, Jul 1977, pp 496～505.

T. Dorbuck, "Radio Direction-Finding Techniques," QST,Aug 1975, pp 30～36.

R. G. Fenwick, "A Loop Array for 160 Meters," CQ, Apr 1986, pp 25～29.

D. Fischer, "The Loop Skywire," QST, Nov 1985, pp 20～22. Also "Feedback," QST, Dec 1985, p 53.

R. A. Genaille, "V.L.F. Loop Antenna," Electronics World, Jan 1963, pp 49～52.

G. Gercke, "Radio Direction/Range Finder," 73, Dec 1971, pp 29～30.

R. S. Glasgow, Principles of Radio Engineering (NewYork: McGraw-Hill Book Co, Inc, 1936).

S. Goldman, "A Shielded Loop for Low Noise Broadcast Reception," Electronics, Oct 1938, pp 20～22.

F. W. Grover, Inductance Calculation-Working Formulas and Tables (New York: D. VanNostrand Co, Inc, 1946).

J. V. Hagan, "A Large Aperture Ferrite Core Loop Antenna for Long and Medium Wave Reception," Loop Antennas Design and Theory, M.G. Knitter, Ed. (Cambridge, WI: National Radio Club, 1983), pp 37～49.

T. Hart, "Small, High-Efficiency Loop Antennas," QST, Jun 1986, pp 33～36.

T. Hart, Small High Efficiency Antennas Alias The Loop (Melbourne, FL: W5QJR Antenna Products, 1985)

H. Hawkins, "A Low Budget, Rotatable 17 Meter Loop," QST, Nov 1997, p 35.

F. M. Howes and F. M. Wood, "Note on the Bearing Error and Sensitivity of a Loop Antenna in an Abnormally Polarized Field," Proc IRE, Apr 1944, pp 231～233.

B. Jones, KD7S, "You Can Build: A Compact Loop Antenna for 30 Through 12 Meters," Nov 1994 QST, pp 33～36.

J. A. Lambert, "A Directional Active Loop Receiving Antenna System," Radio Communication, Nov 1982,pp 944～949.

D. Lankford, "Loop Antennas, Theory and Practice," Loop Antennas Design and Theory, M. G. Knitter, Ed.(Cambridge, WI: National Radio Club, 1983), pp 10～22.

D. Lankford, "Multi-Rod Ferrite Loop Antennas," Loop Antennas Design and Theory, M. G. Knitter, Ed.(Cambridge, WI: National Radio Club, 1983), pp 53～56.

G. Levy, "Loop Antennas for Aircraft," Proc IRE, Feb 1943, pp 56～66. Also see correction, Proc IRE, Jul 1943, p 384.

J. Malone, "Can a 7 foot 40m Antenna Work?" 73, Mar 1975, pp 33～38.

R. Q. Marris, "An In-Room 80-Meter Transmitting Multiturn Loop Antenna," QST, Feb 1996, pp 43～45. Feedback. QST, May 1996, p 48.

L. G. McCoy, "The Army Loop in Ham Communications,"QST, Mar 1968, pp 17, 18, 150, 152. (See also Technical Correspondence, QST, May 1968, pp 49～51and Nov 1968, pp 46～47.)

R. G. Medhurst, "HF Resistance and Self Capacitance of Single Layer Solenoids," Wireless Engineer, Feb 1947, pp 35～43, and Mar 1947, pp 80～92.

G. P. Nelson, "The NRC FET Altazimuth Loop Antenna," N.R.C. Antenna Reference Manual Vol. 1, 4th ed. R. J. Edmunds, Ed. (Cambridge, WI: National Radio Club, 1982), pp 2～18.

K. H. Patterson, "Down-To-Earth Army Antenna," Electronics,

Aug 21, 1967, pp 111～114.

R. C. Pettengill, H. T. Garland and J. D. Meindl, “Receiving Antenna Design for Miniature Receivers,” IEEE Trans on Ant and Prop, Jul 1977, pp 528～530.

T. Phelps, W8TP, “A Hidden Loop Antenna,” The ARRL Antenna Compendium, Vol 7 (Newington: ARRL, 2002), pp 160～162.

R. Z. Plasencia, WØRPV, “Remotely Controlled AntennaCoupler,” The ARRL Antenna Compendium, Vol 2(Newington: ARRL, 1989), pp 182～186.

W. J. Polydoroff, High Frequency Magnetic Materials—Their Characteristics and Principal Applications (New York: John Wiley and Sons, Inc, 1960).

E. Robberson, “QRM? Get Looped,” Radio and Television News, Aug 1955, pp 52～54, 126.

G. S. Smith, “Radiation Efficiency of Electrically Small Multiturn Loop Antennas,” IEEE Trans on Ant and Prop, Sep 1972, pp 656～657.

E. C. Snelling, Soft Ferrites—Properties and Applications (Cleveland, OH: CRC Press, 1969).

G. Thomas, “The Hot Rod—An Inexpensive Ferrite Booster Antenna,” Loop Antennas Theory and Design, M. G. Knitter, Ed. (Cambridge, WI: National RadioClub, 1983), pp 57～62.

J. R. True, “Low-Frequency Loop Antennas,” Ham Radio, Dec 1976, pp 18～24.

E. G. VonWald, “Small-Loop Antennas,” Ham Radio, May 1972, pp 36～41.

“An FET Loop Amplifier with Coaxial Output,” N.R.C. Antenna Reference Manual, Vol 2, 1st ed.

R. J. Edmunds, Ed. (Cambridge, WI: National Radio Club, Oct 1982), pp 17～20. Aperiodic Loop Antenna Arrays (Hermes Electronics Ltd, Nov 1973). Reference Data for Radio Engineers, 6th ed. (Indianapolis: Howard W. Sams & Co, subsidiary of ITT, 1977).

第 6 章

低 频 天 线

从理论上来讲，在 10 MHz 及以上的这些低频率下的天线从理论上来讲没有多大差别。然而在实际上却常常有着非常重要的差异，就是天线的尺寸会随着频率的降低而增大，这就在实际的物理实现上存在必须付出相当代价的限制。

在 7.3 MHz，1 l=133 英尺，而对于 1.8 MHz，1 l=547 英尺，即使对于 160 m 波段的 $l/2$ 偶极天线，也是非常长的。这种结果对于这些波段的一般天线，与高频段比较合适的八木天线或其他相对复杂的天线，情况就很不一样。另外垂直天线在低频率上的应用比起 20 m 波段或以上的波段更有利，因为对于低频段的水平天线来说往往架设高度不高（以波长衡量）。因此在低频段的许多工作都是聚焦在如何利用有限的资源制作出简单又有效的天线。本部分内容专注于 1.8～7 MHz 之间用于业余波段的天线。

6.1 低仰角在低频段 DX 的重要性

在第 3 章“地面效应”中，我们强调了天线的仰角响应应尽量与目标区域通信所要求的仰角范围相近匹配的重要性。图 6-1 给出了在整个 11 年太阳活动周期中，覆盖从马萨诸塞州的波士顿到整个欧洲的路径，40 m 波段所需的仰角统计图。这些角度从 1°（40 m 波段开通欧洲传播的时间占 9.6%）到 28°（占 0.3%的时间）。

图 6-1 同时也叠加了一个 100 英尺高的平顶偶极天线在仰角统计数据中的仰角响应曲线，它表明即使在这样的高度，其覆盖也是很难满足所需的所有仰角要求。不过图 6-1 本身有趣的是，从另外一个角度可以由数据中看出，需要更加强调低仰角的重要性。图 6-2 输出的“积累分布函数”是在每个低仰角角度或以下的值时，40 m 波段从波士顿到欧洲的开通时间的总百分比数。例如图 6-2 所给出的，在仰角为 9° 或更低时，有 50%的时间机会可以开通波士顿到欧洲的 40 m 波段传播；在仰角为 19° 或更低时，该波段有 90%的时间机会开通传播。

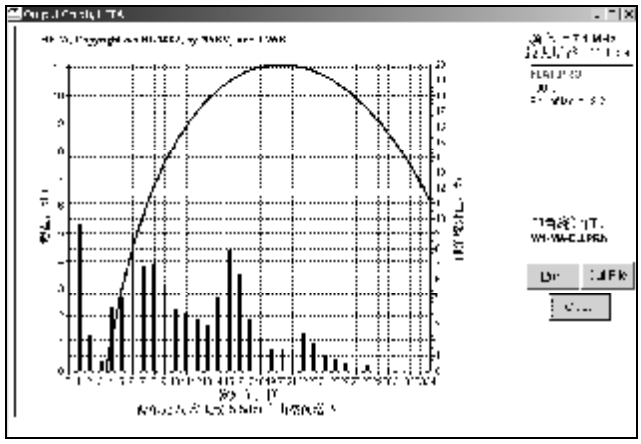


图6-1 HFTA程序的截图给出了在平坦地面100英尺高的7.1 MHz偶极天线的仰角响应，并叠加了跨过整个11年太阳活动周期，从新英格兰（波士顿）到整个欧洲所需的仰角统计条形图，即使是100英尺高的天线也无法覆盖整个所需的各个角度。

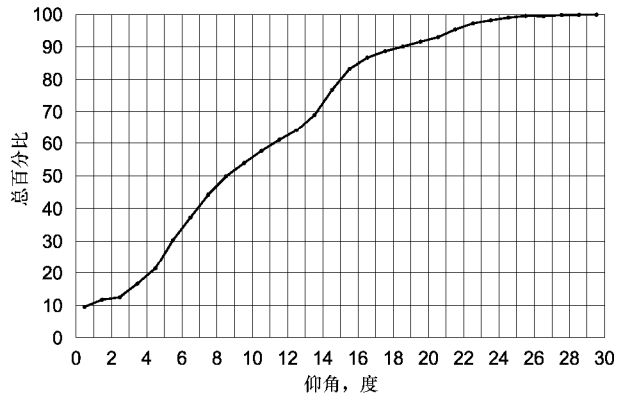


图6-2　从另外的角度看图6-1仰角统计数据，它给出了在每个仰角或更低角度，从波士顿到欧洲的路径上40 m波段开通的时间百分比。例如，在9°或更低仰角，该波段有50%时间开通；在19°或更低仰角，该波段有90%时间开通。

图 6-3 输出的是从波士顿到全世界主要的 6 个地理区域 40 m 波段传播的仰角数据。通常，仰角的整个范围对于远距离的地点来说是比较小的，并且这些角度要低于近距离地点所需仰角。例如从波士顿到南亚（印度），有 50%的时间要求入射角是 4°或更低。在波士顿到日本的路径上，有 70%的时间要求入射角是 6°或更低，这确确实实需要低仰角。

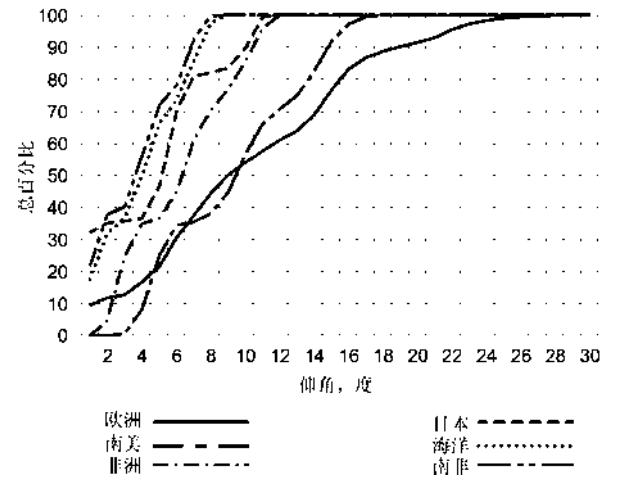


图6-3　40 m波段在每个仰角或更低角度，从波士顿到各地的DX路径：包括欧洲、南美、南非、日本、大洋州和南亚，其开通时间的百分比。仰角要求相当低的特点非常突出。例如，从波士顿到日本的路径，当40 m波段开通时有90%的时间，可以在仰角等于或小于10°进行通信。在低发射角上获得良好的性能，需要使用非常高的水平极化天线，或者高效的垂直极化天线。

图 6-4 也给出了对于 40 m 波段从加州的旧金山到全球其他地方传播的类似数据。从美国西海岸到南非的路径是一条很长距离的路径，65%的开通时间时，要求角度为 2°或更低。对于 40 m 波段到日本的路径则需要 10°或更低发射角度才能保证超过 50%开通时间。如果您足够幸运拥有一个 100 英尺高的 40 m 波段的扁平偶极天线，在 10°发射角的响应将比在 20°时，它的最大值低 3 dB，在 5°仰角的响应将比最大值低 8 dB。因此您可以看到为什么加州的电台架设在山顶上能获得很好的 40 m 波段 DX 通信。

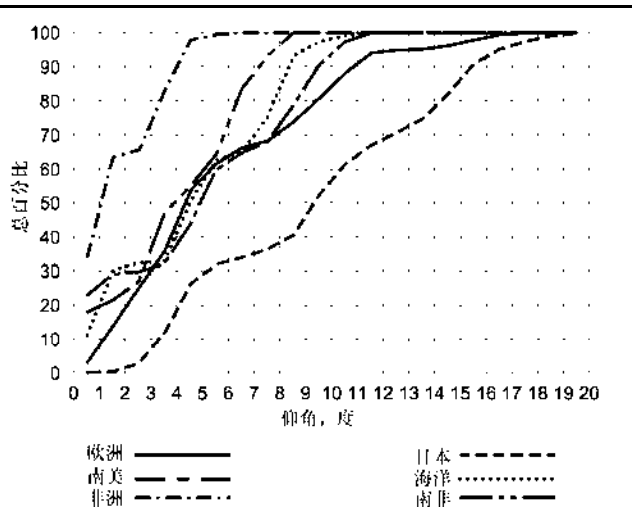


图6-4　来自西海岸的40 m波段统计数据：从旧金山到全球其他DX地方，在发射角小于或等于11°时，有90%的时间开通欧洲，所以对于居住在西海岸山顶上的业余无线电爱好者可以很好地通信欧洲并不奇怪。

图 6-5 给出 80 m 波段从波士顿到世界各主要地区相同的时间百分比数据，从波士顿到欧洲，80 m 波段仰角为 13°或更小时有超过 50%开通时间；从波士顿到日本，发射角为 13°或更小时有 90%开通时间（要注意的是这些仰角统计值是在无干扰的电离层条件下计算得出的。有时入射角会受到磁暴的影响，通常来讲在这种条件下仰角会升高）。

图 6-6 给出了从旧金山到世界各地 80 m 波段传播数据。图中低仰角占优势，为了得到最好覆盖，水平天线需要尽量架设得高。事实上，对于所有传播路径，有 50%的时间，需要仰角是低于 10°。

在本章余下的部分，我们将会经常比较在可行的高度下水平极化天线与垂直极化天线，通常是在有利于 DX 通信的发射角 5°或 10°的条件下比较。不过我们先会来看看高发射角比较有价值的情形。

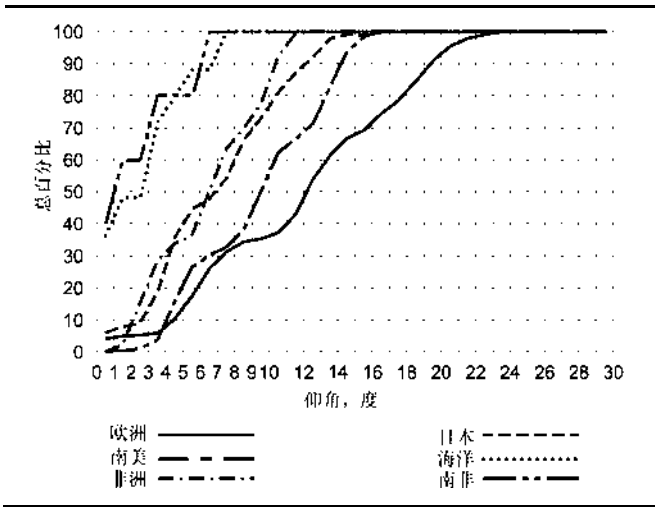


图6-5　从波士顿到全球其他DX地方的80 m波段的情况。到欧洲,是仰角小于或等于20°时90%的时间开通;从波士顿到日本,仰角小于或等于12°时也有90%的时间开通。

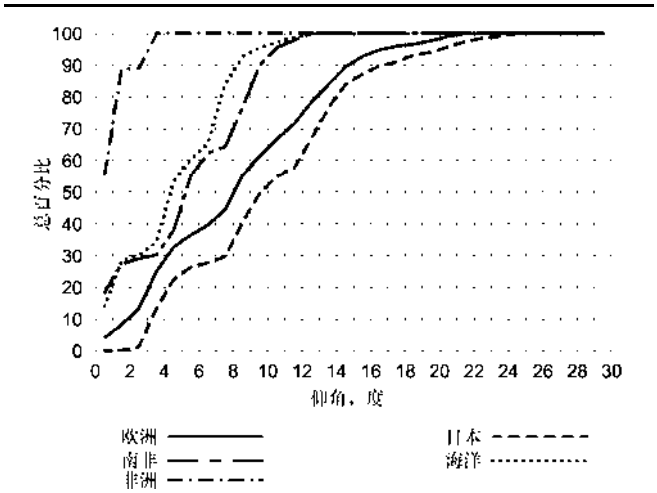


图6-6　从旧金山到全球其余DX地方的80 m波段传播：到日本，发射角小于或等于17°时有90%的时间开通，小于或等于10°时有50%的时间开通，小于或等于6°时有25%的时间开通。一个距离平坦地面600英尺的水平极化天线其最优辐射角刚好在6°。

6.2　中短距离通信

并非所有的业余无线电爱好者对几千英里之外的电台通信感兴趣，车台操作者或聊天派事实上也许只对近距离通信有兴趣，可能也就是离他们600英里之内的范围。

例如，有个波士顿的业余无线电爱好者希望和在克里夫兰的妹夫谈话，这条路径仅仅 550 英里远；或者一个操作者在纽约的布法罗，想参加在纽约和新泽西主控电台（NCS）的台网，她需要能够覆盖到大约300英里远的距离。

依据在白天的时间，近距离所需的最合适业余频率是 40 m 和 80/75 m 波段，在夜间某些时间，160 m 波段也有可能，尤其在太阳黑子循环周期的低谷期间。在这种近距离通信中通常需要高仰角，对于跨越地波传播覆盖区的通信几乎是垂直向上的（在 40 m 波段可能只有几英里短的距离）。例如，马萨诸塞州的波士顿市与瓦切斯特之间距离大约 40 英里，对于 40 m 波段，40 英里的距离已经是超过地面传播所能覆盖范围，所以您需要通过电离层的天波信号在这些城市之间通信，其需要的仰角为 83°——非常接近垂直入射。

爱好者们采用垂直天线作为附近电台的通信，可能会明显发现在低波段他们的信号往往被噪声电平掩盖，尤其他们没有使用最大的合法发射功率时。这种相对短距离路径通信被称为所谓的 NVIS（近距垂直入射天波），一个 HF 通信系统覆盖附近地理区域的时髦名称。美国军方讨论的 NVIS 大约是 500 英里范围内，包括覆盖一个旅的军事势力范围。要覆盖 0～500 英里距离所需仰角为 40°～90°，这个覆盖范围也包括了业余通信，尤其是应急情况通信。

下面这部分内容来自 2005 年 11 月 QST 杂志上的文章 “What’s the Deal About NVIS?”。这篇文章用一个假设旧金山发生地震的例子来分析对 HF 应急通信的要求。

6.2.1　业余无线电在自然灾害中的作用

旧金山有个有点不太好的称号——“等死的城市”。当大地震来临的时候，您可以肯定的是所有的蜂窝电话和地面通信线路都会出现拥塞，旧金山海湾地区的电话呼入和呼出事实上是不可能了。同样的事情发生于 2001 年 9 月 11 日的曼哈顿岛，整个加州北部的互联网也受到非常严重的影响，因为它的中继是经过电话网络设备的。商业用电因为电力线路的故障而将大范围停电，事实上总供水管也都没法供水了。

如果旧金山海湾地区一些小山上的中继台没有被地震所破坏，那么有些业余无线电爱好者在 VHF/UHF 的通话声音可以覆盖到中部地域，至少可以工作到备用电池用完。但是通过业余中继台连接到此时已经紊乱的电话系统也将是非常困难。

随着此时电话很少或不能覆盖，对用于灾害救援的业余无线电通信提出一个显然的要求，就是从旧金山到萨克拉曼多（美国加州首府）需要通信，萨克拉曼多在海湾地区东北部 75 英里，这就远远超出 VHF/UHF 覆盖范围，在这种无线链路中就需要用业余 HF 通信，应急救援人员（包括参与救援与重建的军队人员）之间的直

接地面通信往往用 VHF/UHF 比较困难，因为旧金山是个多山丘的地方，所以这时也需要 HF 作为工作人员与工作人员、工作人员与通信中心之间的短距通信。整个城市中，便携式的 HF 电台应该能够被快速架设以提供这种通信。

业余无线电爱好者们曾经半开玩笑地戏称短距离的 40 和 80 m 波段 HF 通信为“烧云”，这是个十分形象的说法，因为发射角需要能发射 HF 信号进入电离层，然后再反射下来覆盖到周围的电台，这样的角度几乎是直接向上的。表 6-1 列出从旧金山到美国西部其他几个城市的距离与所需发射角。旧金山到萨克拉曼多之间的距离大约是 75 英里，最佳的发射角大约是 78°，发射这样高仰角的信号最好的做法是用水平极化天线安装在比较靠近地面的高度。

6.2.2 NVIS 的地理覆盖范围

图 6-7（A）给出了使用倒 V 偶极天线的 100 W，这样的天线还可以加上作为 80 m 波段的倒 V 天线，就是 7.2 MHz 电台在旧金山周围的地理覆盖范围，天线的中央离平坦地面高 20 英尺，末端为 8 英尺高。在实际使用中，安装在与 40 m 波段倒 V 成 90° 地方并直接并接馈电，参见图 6-8。8 英尺的高度使得末端避免对人员（或多数的动物）的 RF 灼伤。天线距离地面的低高度，意味着在高仰角上的方位图是全向的。

图 6-7 用 VOAAREA 程序生成，它是 VOACAP 传播预测程序包的一部分。时间是 12 月份，0000UTC，接近太阳下山的时间，太阳活动周期低谷时期（平滑太阳黑子数，SSN=20）。接收电台仍然假设使用相同的倒 V 偶极天线。

您可以看到几乎整个加州地区都可以覆盖 S9 信号，只是在加州东南部的墨西哥边界狭长的小块区域有所减弱，信号降到 S7。来自得克萨斯州的信号预测值仅为 S5 或更弱。但比起从得克萨斯州来的信号，来自路易斯安那州的信号（或者雷暴状态）就只有几个 S 点的微弱信号。

表 6-1　从旧金山到各目的城市所需的平均仰角

地点（城市）	距离（英里）	平均仰角（度）
San Jose，CA	43	80
Sacramento，CA	75	78
Fresno，CA	160	63
Reno，NV	185	60
Los Angeles	350	44
San Diego	450	42
Portland，OR	530	30
Denver，CO	950	18
Dallas，TX	1 500	8

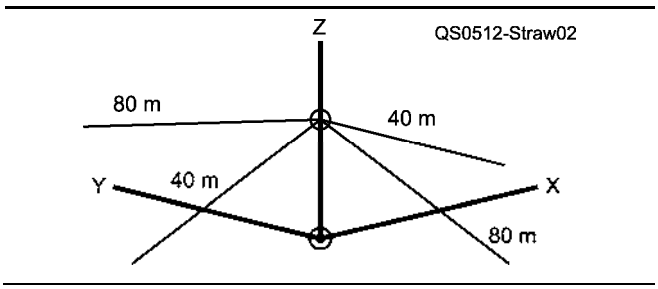


图6-8　40 m和80 m两波段倒V偶极天线的布局图。两个偶极天线在中央同时馈电，并互为直角拉开以减小相互之间相作用。两个偶极天线的末端要保持高于地面8英尺，以保证人员安全。

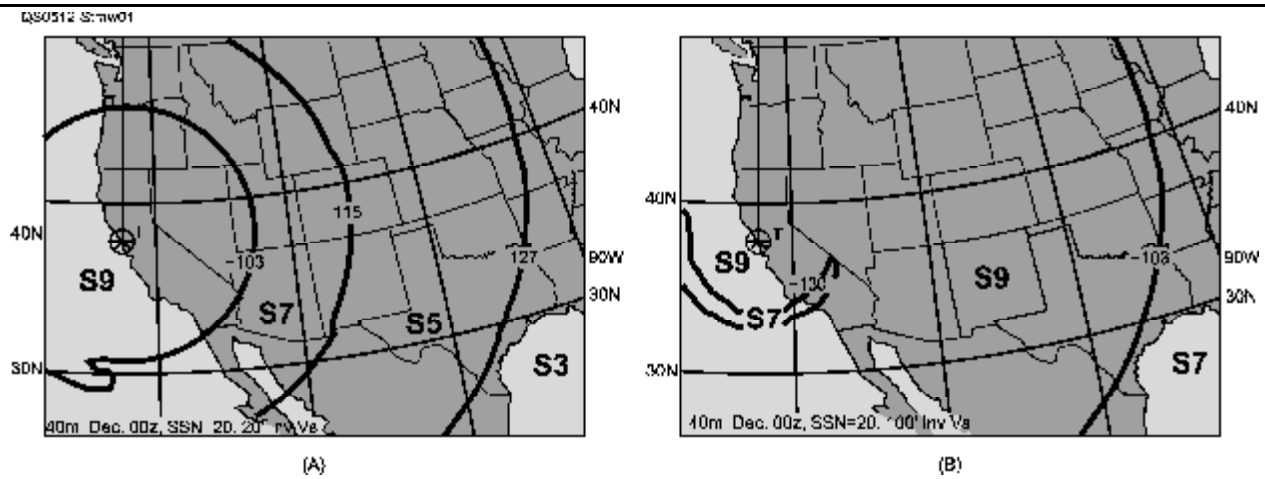


图6-7　在（A）中，100 W发射机，在12月份0000UTC（接近日落），SSN=20时的40 m波段覆盖预测图。天线采用20英尺高的倒V偶极天线。在（B）中，相同日期和时间的40 m波段覆盖，但天线为100英尺高平顶偶极天线。在两种情况中，加州多数地方覆盖为S9信号，但在偶极天线较高位置的情况下，更容易受到来自加州以外的雷暴干扰，比方来自亚利桑那州甚至得克萨斯州，这种噪声将会干扰到加州地区的通信。

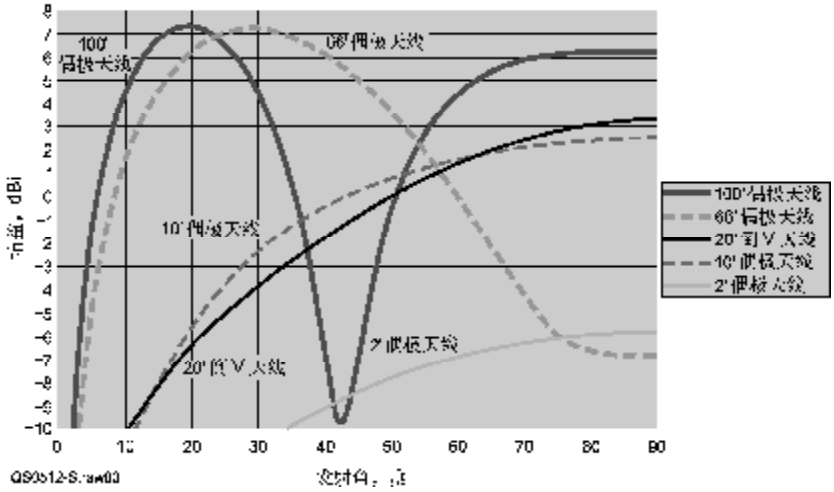


图6-9　在普通条件（5 mS/m的导电率，介电常数为13）的平坦地面上不同40 m波段天线的仰角图的比较。10英尺高的平顶偶极天线和20英尺高的倒V天线都具有相近的特性，注意到在100英尺高的平顶偶极天线的42°仰角处有一个响应深陷点，该点增益只有大概相当于2英尺高的偶极天线增益。

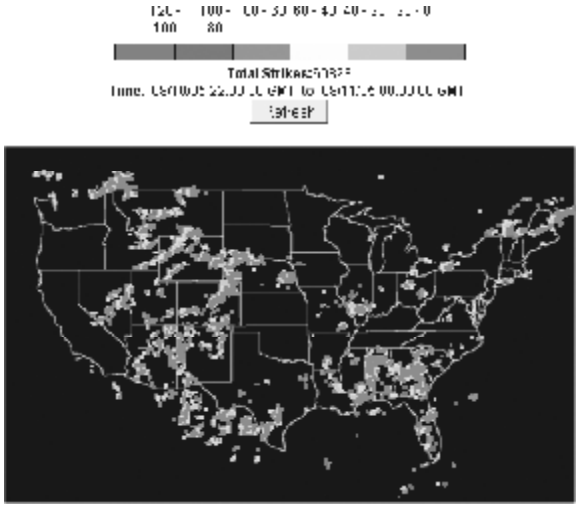


图6-10　从2000到0000VTC，2005年8月10日加州时间午后雷暴分布图。美国在夏季会发生很多雷暴——其中60 898次都发生在这两个小时的时段里。

现在请看图 6-7（B），在这里，日期、时间与太阳活动条件都保持相同，但天线是一个 100 英尺高的平顶偶极天线。除了靠近洛杉矶有趣的弯月形小片区域信号下降为 S7 外，加州依然覆盖 S9 信号，进一步对这个有趣的信号强度下降的地方做研究，发现正好是所需仰角为 44° 的地方，从旧金山到加州南部这个地方刚好落在这个 100 英尺高的天线仰角辐射图的第一个深陷点，见图 6-9，该图给出 5 种 40 m 波段天线在不同高度的仰角图。在 44° 入射角的深陷点处，这个 100 英尺高的偶极天线仅仅相当于 2 英尺高的偶极天线效果。我们将在后面详细讨论 2 英尺高的偶极天线情况。

对于加州多数地区，100 英尺高的 40 m 波段天线的主要问题是来自得克萨斯、科罗拉多州或华盛顿州到旧金山都有 S9 的干扰信号，所以也会感应到来自整个西部和海湾大部分区域的雷暴干扰（Ed Farmer（AA6ZM）有一次开玩笑说军队是不会有任何干扰信号问题的，他们只有在空袭的时候呼叫，我们业余无线电爱好者通常没有这个能力，尽管我们偶尔也会参加 FCC 大会）。见图 6-10，它给出了整个美国在 8 月份中旬加州时间的午后典型雷暴分布，整个国家在夏季都有相当多的雷暴。

对于一个 20 英尺高的倒 V 偶极天线，其信噪比（*S*/*N*）和信干比（*S*/*I*）相比于一个 100 英尺高天线来说，在 500 英里半径的中距离通信中将相当不错。20 英尺高的天线可以不理会午后来自亚利桑那州沙漠上空中等角度的雷暴噪声干扰，尽管对抵抗来自内华达州中部山脉上的雷暴干扰的作用不大，因为它将与有用的 NVIS 信号相同的路径以较高的仰角达到旧金山。

这就是 NVIS 所体现的本质所在。NVIS 揭示了较低高度水平极化天线与较高高度的水平极化天线，甚至垂直天线的仰角图响应相比较的差别。许多年来，不少业余无线电爱好者曾经相信天线架设越高越好，其实考虑到中短距离信号的覆盖，这并非完全正确。

如果 NVIS 仅仅关系到只是在 40 m 波段架起一个较低高度的水平极化天线，事情到这里就可以结束了，然而，实际的“烧云发射”要复杂得多。它还关系到不只一个工作频率的选择策略，以得到全天候通信覆盖的可靠性。

图 6-11 给出了使用 VOACAP 对旧金山到洛杉矶 350 英里路径在太阳活动低周期的 12 月份的信号强度预测，其天线使用了 10 英尺高的某些类型偶极天线，它们都几

乎与 20 英尺高的倒 V 偶极天线类似。所选择的低 SSN 期间的 12 月份，是最差的传播情形，因为 12 月 21 日是冬至（译注：太阳离地球最远点），这是一年当中白天时间最短的日期（与此相反的是 6 月 21 日的夏至，在一年中有最长的白天时间。）。请注意，图 6-11 信号的上限是“S10”，它是为了作图方便所假定的，S10 就是等于 S9+，或者至少 S9+10 dB。

图 6-11 中 40 m 波段的曲线表明 MUF（最高可用频率）在日落后实际低于 7.2 MHz 的业余波段，信号在夜间从 0300 到 1700UTC 将近 14 个小时内都变得相当弱。在太阳活动低谷期间，40 m 波段在中等距离路径，因此变成确确实实的“白天波段”。

图 6-11 中 80 m 波段曲线表明黄昏之后，整个夜间以及直到日出后大约 1 个小时的时段都是强信号，在日出后，80 m 波段开始由于受到电离层 D 层的吸收，信号强度下降。因此 80 m 波段确实是个“夜间波段”。

我们看看在太阳活动高峰期的夏季 6 月夏至期间，从旧金山到洛杉矶路径上会发生什么现象？图 6-12 给出 40 m 波段此时由于 6 月份白天小时数的增加而全天所有时间都能开通通信，是因为电离层因太阳更加活跃而电离程度加强。在此期间，该条件下的 80 m 波段，在这条路径上仍然保持夜间开通。

现在我们来看看较短距离的路径——即我们 75 英里从旧金山到萨克拉曼多的那条应急通信路径，我们再次处于夏至期间的 6 月份，太阳活动高峰期（*SSN*=120），因为这表达了另外一种最差的情形。图 6-13 表明 40 m 波段全天候在这条路径都可以开通，只是在日出之前的一小段时间其信号稍稍下降。日出时，MUF 下降到接近 7.2 MHz，对于 80 m 波段依然是夜间传播波段，甚至在白天也可以有几个小时的可用信号传播，不过 40 m 波段则是在 1 200 到 0 400UTC 期间传播较好，所以在这条路径上 40 m 波段仍然还是白天工作波段。

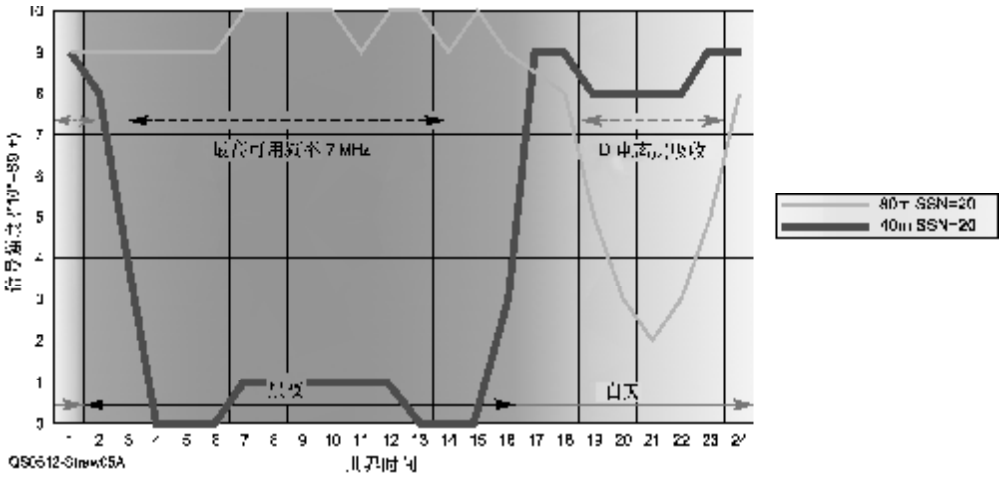


图6-11　VOACAP计算了一个使用10英尺高扁平偶极天线从旧金山到洛杉矶350英里路径的情况，它给出了用S值（“S10”=S9+10）表示的，在月份/SSN都最差时，即12月冬至以及太阳活动低谷（SSN=20）期间的信号强度情况。由于MUF下降到低于7.2 MHz，40 m波段信号在夜间也下降到很低的电平；80 m波段信号由于电离层D层的吸收，在下午信号也变弱。所以对于该路径的24小时通信，基本原则上就是在白天选择40 m波段，在夜间采用80 m波段。

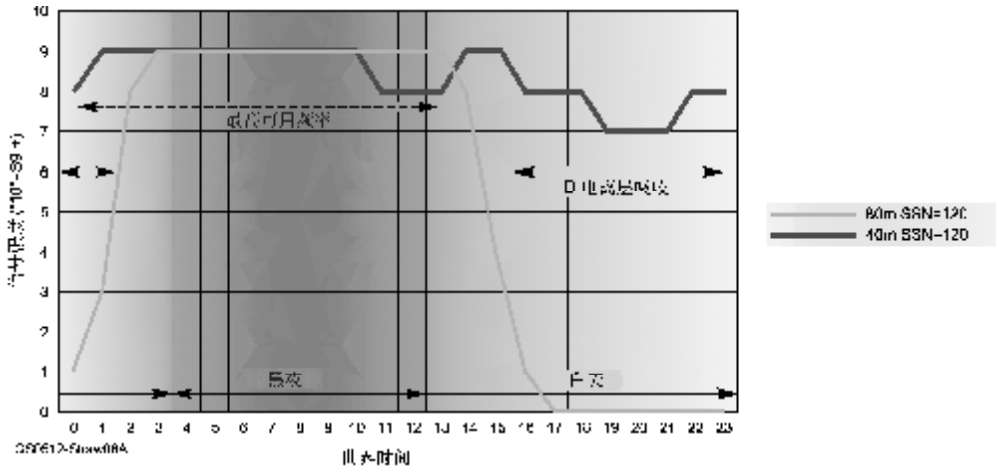


图6-12　从旧金山到洛杉矶路径在最差（译注：即另外一种极端情况）月份与SSN，即6月份夏至，太阳活动高峰期（SSN=120）的信号强度曲线。这时，80 m波段在白天期间由于电离层D层的吸收而降落很快。在太阳活动高峰期，40 m波段则保持24小时开通，且信号电平稳定良好。不过，NVIS的基本原则在这里依然成立：白天使用40 m波段，夜间使用80 m波段。

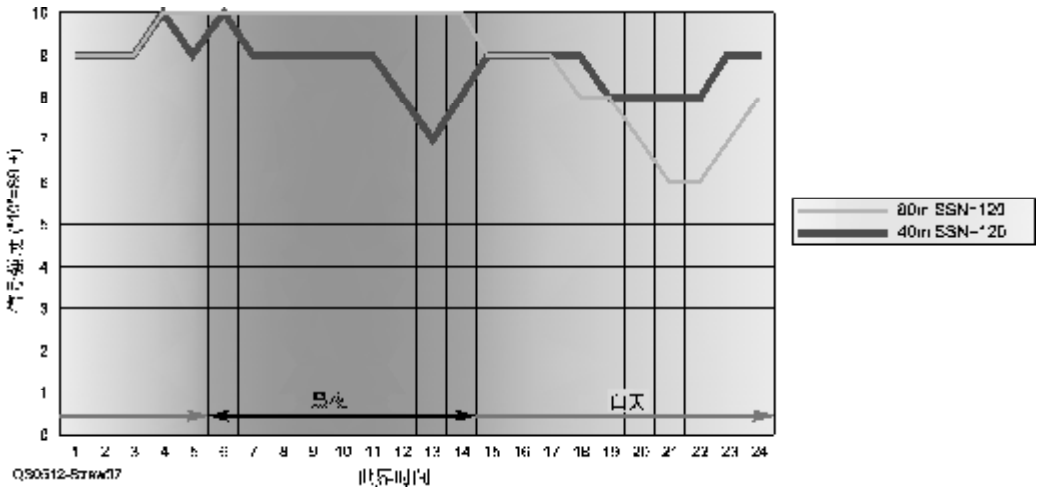


图6-13　从旧金山到萨克拉曼多75英里路径的信号强度图。这时条件是6月份以及SSN=120。其中任一波段都可以在24小时可靠使用，因为信号强度总是高于S6。不过NVIS的简单基本原则依然适用：白天使用40 m波段，夜间使用80 m波段。这样可以简化操作者对HF传播规律掌握的习惯。

6.2.3　选择正确的 NVIS 频率

在此，您可以看到一个对于达到 500 英里中短距离通信有效的 NVIS 辐射图：

- 在白天您应该选择 40 m 波段的频率工作；
- 在夜间您应该选择 80 m 波段的频率工作；
- 您应该选择一个有利于中等或更高仰角（从 40° 到几乎 90°）的天线。

也许您会问“对于 60 m 波段又是什么情况呢”。60 m 波段的特性介于 40 m 与 80 m 波段之间，尽管它更类似于 40 m 波段。从接近 40 m 波段特性，而又只有 5 个可用分配信道和 50 W 的最大功率限制来说，这个波段对于真正的 NVIS 使用的价值不大。

那么对于 160 m 波段呢？对于 100 W 功率等级的电台，即使在最差月份和太阳活动低谷期间，临界频率也不会下降到 3.8 MHz 以下而破坏其通信能力，即便是在短距离上的通信。作为一种将就的办法，可以考虑安装一个展开长度 255 英尺的 160 m 波段的半波偶极天线，至少在中央位置要高于 30 英尺。而一个缩短型加载垂直天线如 160 m 波段的移动鞭状天线，对于 NVIS 所需要的高仰角响应来说是很差的。您也许可以在一个固定的场地安装一个庞大的 160m 波段水平天线，但要在野外架起如此的天线却不是一件轻易的事情。

6.2.4　关于 NVIS 的其他经验——策略

您可能会提出一个关于 NVIS 是否是一种操作模式，或实际上是一种操作策略的问题。我们坚持 NVIS 是一种策略的看法，它包括了适当频率和这些频率所需的合适天线两方面的选择问题。图 6-13 确实表明在短距离路径上，比如从旧金山到萨克拉曼多，您应该整个白天和夜间都留在 80 m 波段工作。但如果您不得不用一个简单的原则来指导那些对 HF 操作不够熟悉的人员，我们应该告诉他在白天期间用较高频率的波段，在夜间用较低频率的波段。

6.2.5　关于 NVIS 的其他经验——天线高度

有些 NVIS 的狂热爱好者曾经提倡将偶极天线设置在地面几英尺高处，类似的说法“如果 NVIS 是低些有利，那么越低就越好”。现在我们没有一定要说在某些情况下一个高度非常低的天线就不能工作，例如在覆盖像罗得岛州那么小的州，或仅仅是旧金山海湾区域这样的情况。

当然，在一些如 2 英尺高的红色交通柱锥上安装一个 40 m 波段偶极天线是十分方便的，不过您将十分怀疑这样的天线覆盖一个整个较大面积的州的能力，尤其在 80 m 波段，比方对整个加州或得克萨斯州。图 6-14 给出了一些 80 m 波段天线，包括一个 2 英尺高的偶极天线在内的计算仰角响应图。

图 6-15（B）给出了 2 英尺高度 80 m 波段平顶偶极天线的地理覆盖情况，并与图 6-15A 的两个末端 20 英尺高的倒 V 偶极天线在同样路径的比较。在 12 月份 0300UTC 和 SSN 为 20 时，2 英尺高的偶极天线跨越整个加州的信号强度要比 20 英尺高的倒 V 偶极天线产生的强度小 2 个 S 点，原因是位置低的偶极天线要受到更多的地面损耗。

加州的信号与可能来自比方说新墨西哥的干扰信号之间的差异，对同一个 20 英尺的倒 V 偶极天线而言，预测为 4 个 S 点的差别。因此这里的任何一个高度，对于信号—干扰比或信号—噪声（雷暴静电感应）都没有实际的优点，这是因为图 6-14 中的所有响应曲线形状低于 20 英尺时它们的轨迹基本并行。

然而，天线越低，所发射出去的信号强度就越低，这是物理上的规律。而且如果您是在应急情况下使用电池工作，您可能会将功率从 100 W 减低到 10 W，然后馈入一个 20 英尺高的倒 V 偶极天线，并依然可以保持像一个 2 英尺高的天线在 100 W 工作时相同的信号强度。

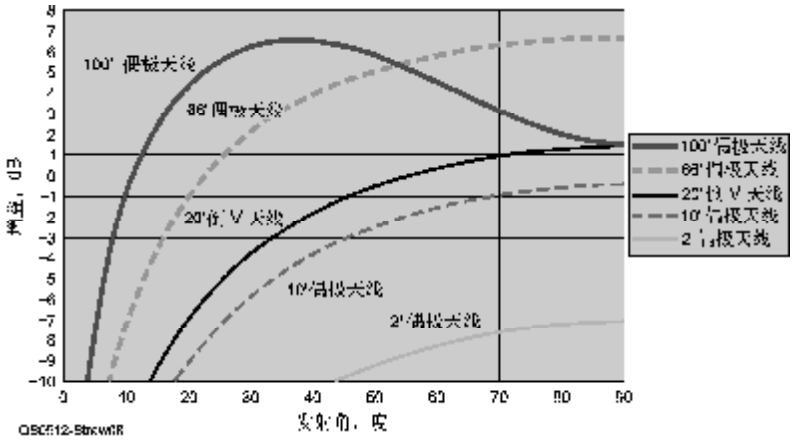


图6-14　普通土壤条件下80 m波段天线的仰角响应图。图中轨迹形状彼此都不错，在平坦地面2～66英尺高度时基本保持并行，2英尺高的偶极天线增益非常低，比20英尺高的倒V偶极天线在所有角度都大约低9 dB。

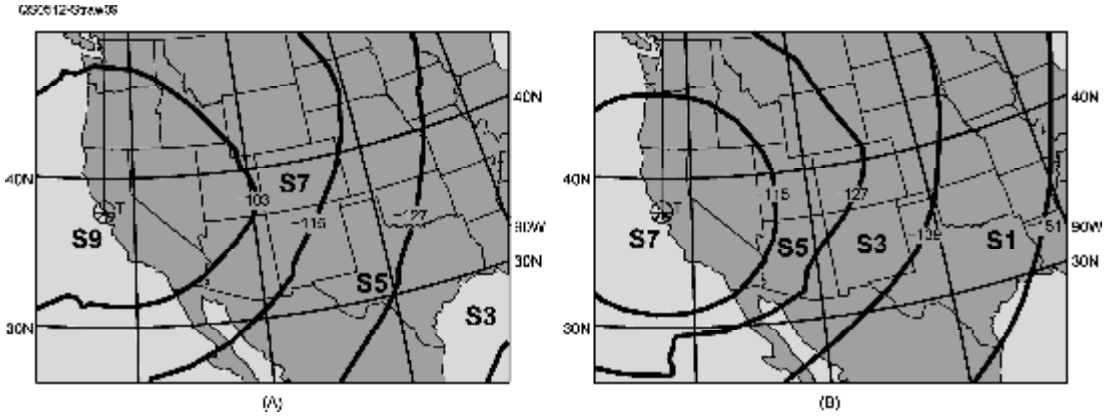


图6-15　在12月份，SSN=20时的地理覆盖图。在图（A）中，天线为在普通土壤地面20英尺高的倒V偶极天线。在图（B）中，天线为在普通土壤地面2英尺高的平顶偶极天线。2英尺高的天线响应要低大约2个S点，即在一般的接收机指示低8到12 dB。

6.2.6　低 NVIS 天线与本地电力线噪声

有些着迷于超低高度天线的狂热爱好者曾经声明接收到的噪声要比位置较高的天线低很多，由此会使信噪比（SNR）更好。不过这种说法有多少正确性还取决于噪声的类型，如果噪声来自远方的雷暴，那么 SNR 对于一个 2 英尺高的天线比 20 英尺高的是明显要好，如图 6-15 所示。

如果是噪声是来自半英里外高压（HV）电力线绝缘器的电弧现象，这种噪声是以地面波传播到天线的。我们计算得到 2 英尺高的天线接收到的地面波噪声，比 20 英尺高的倒 V 偶极天线要低 4.4 dB。然而在它的 45° 仰角正好最适合从洛杉矶到旧金山传播的角度，高度低的偶极天线比较高的天线，其信号却下降了 7.1 dB，2 英尺高的天线 SNR 净损失是 7.1～4.4，即 2.7 dB。最后对于超低高度 NVIS 天线小结如下：

- 一个 2 英尺高的偶极天线产生较弱的信号，相比于其他较高位置的同类天线在 SNR 上没有优越之处；
- 一个 2 英尺高的偶极天线在夜间很容易使人被绊倒，我们曾经称它为“咬膝盖的动物”（要是您比较高大，那就可以叫“咬脚踝的动物”）；
- 您（和您的狗）很容易被这个只有离地面 2 英尺高的天线的 RF 灼伤。

这似乎不是一个交朋友或做 QSO 的吸引人的策略。不过，高度非常低的偶极天线倒是在某些需要的时候用于您的短距离通信。然而要记住的是，对于 NVIS（或稍微更长距离）应用来说，“越高越好”并不总是对的，“越低越好”也不是万能药。

6.2.7　75/80 m 波段中等距离通信的仰角

图 6-16 给出一个 75 m 波段，从波士顿到克利夫兰 550 英里路径的仰角统计图，并含有（或覆盖）几种不同类型天线的仰角辐射图。这些仰角统计图覆盖了这个路径的 11 年太阳活动周期的所有情况。流行的 G5RV 天线（本章后面将讲到）响应有两种离地面不同的高度：50 英尺和 100 英尺。80 m 波段的半波斜拉天线（完全斜拉）与 80 m 波段地网天线也在这里给出。所有天线的曲线都是在“普通地面”条件，即导电率 5 mS/m、介电常数 13 下得到的。

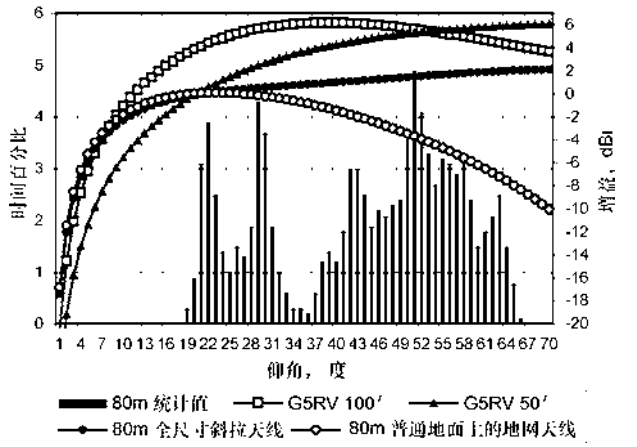


图6-16　80/75 m波段在11年太阳活动周期的所有时间期间，从俄亥俄州的克利夫兰到马萨诸塞州的波士顿的仰角统计图，同时给出4种不同类型的多波段天线情况。100英尺高的水平极化G5RV天线，在所需的整个发射仰角范围都效果很好。

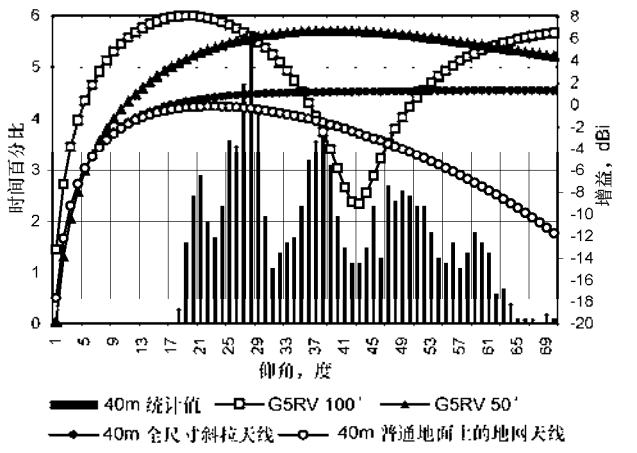


图6-17　克利夫兰到波士顿的40 m波段仰角统计图，含有4个天线的仰角辐射图。在图中，100英尺高的水平极化G5RV天线，在这条路径相应所需的仰角范围的中间，将有盲区。对于这条路径相对近距离电台的多波段使用，50英尺高的水平天线比起100英尺高的天线是个更好的选择。

在这些统计值中最突出的发射角大约是 50°，两个水平极化的 G5RV 天线大致相等。在第二高的仰角接近 30°，100 英尺高的 G5RV 通过在它下面的配衡体而具有 4 dB 的优势。全尺寸的斜拉天线从 1°到大约 20°，具有与 100 英尺高的 G5RV 天线相媲美的性能，然后在高于 70°后逐步提高。全尺寸的斜拉天线在低起始仰角情况下比 50 英尺高的水平 G5RV 天线更优越。80 m 波段的地网天线则在顶部存在很深的凹陷，在仰角为 70°时，它比 50 英尺高的 G5RV 要低 16 dB 增益。

在一个秋季傍晚的 75 m 波段 QSO 中，位于汉普郡南部的 N6BV/1 与康涅狄格州中心的 W1WEF，生动地演示适合于高仰角辐射的各种天线的优点。这次的距离大约为 100 英里，W1WEF 使用他的四方形垂直阵列天线。尽管 W1WEF 的信号在四方阵是 S9，N6BV/1 建议了一个实验，不再连接所谓的“剩余功率”连接器到 W1WEF 的 Comtek ACB-4 混合相位耦合器再到 50 Ω 假负载（通常的配置方式），而是将这个“剩余功率”切换到他的 100 英尺高的 80 m 波段水平偶极天线，W1WEF 的信号提升了超过 20 dB！原来大约有 100 W 浪费在假负载的功率现在转换为有用信号。

6.2.8　40 m 波段中等距离通信的仰角

图 6-17 给出 40 m 波段的情况，路径从波士顿到克利夫兰，放在一起的还有图 6-16 所用的相同 80 m 波段天线。注意到 100 英尺高的水平极化 G5RV 在 43°仰角有大约 16 dB 的凹陷，这对于低仰角并不影响，但对于 30°～60°仰角到达的信号则有很大的影响，尤其相比较于 50 英尺高的水平 G5RV。40 m 波段的全尺寸斜拉天线在 35°～50°的角度上，完全胜出高位置的水平天线，并且可以看到地网天线明显不适合作为波士顿到克利夫兰这样中等距离的天线，尽管它作为远距离路径通信由于其较低的发射角而具备良好性能。

一个 100 英尺高的多波段偶极天线，在 75/80 m 波段工作大约是3*l*/8的高度，对于一般目的的本地和DX操作，它是一个优秀的天线。但同样的偶极天线用于 40 m 波段时，就变成 3*l*/4 的高度，在这个高度上，其仰角图中的凹陷给附近的 40 m 波段通信带来很大的一个覆盖漏区。许多操作者已经发现 40～50 英尺高的 40 m 波段偶极天线，比起更高高度的偶极天线，甚至是架设较高的两单元 40 m 八木天线，在近距的 QSO 中更能得到十分优异的性能。

6.2.9　关于 NVIS 小结

对覆盖较近和中等距离不超过 600 英里的通信，NVIS 策略的使用包括了较低 HF 频率的明智选择，作为业余无线电爱好者波段的 NVIS 基本原则是，白天推荐使用 40 m 波段，夜间则使用 80 m 波段。

NVIS 也包括了适合该策略的天线选择，水平极化的 80 m 和 40 m 双波段偶极天线，架设高度大于 10 英尺时对于轻便携操作来说都非常合适；80 m 和 40 m 的双波段倒 V 偶极天线，在中央支撑高于地面 20 英尺时也可以在便携操作中胜任。

而 30 英尺高单一波段的 40 m 波段平顶偶极天线和 60 英尺高的 80 m 波段扁平天线，对于固定位置来说都可以很好地工作。

6.3 低波段的水平天线

如在第 3 章“地面效应”和这里所说的水平天线辐射角，都是与地面波长高度非常相关的函数关系。对于典型的$l/2$到 1 l 的 DX 工作高度，应该认为是最小所必须的。当频率下降时，这些高度变得难以实现。例如，一个 160 m 偶极天线在 70 英尺高度时仅仅才是 0.14 l 高，这样的天线对于本地或短距离的 QSO 是很有效的，但对于 DX 并不太好。尽管有这种局限，水平天线在低波段使用还是十分流行的，因为低频率常常用于短距离通信、本地台网或聊天。另外水平天线也不需要很大的接地系统来加强效率。

6.3.1 偶极天线

半波偶极天线和各种变异形式都可以成为低波段天线的很好选择，图 6-18 给出一个可能的这类天线。一根非谐振或“扁平”的馈线在任何波段都是合理的选择，因为它们的损耗较低，不过这也通常限制了天线只能用于一个波段。在只需单波段工作的地方，$l/2$ 天线采用明线馈线的做法在 3.5 MHz 和 7 MHz 波段是很流行的。

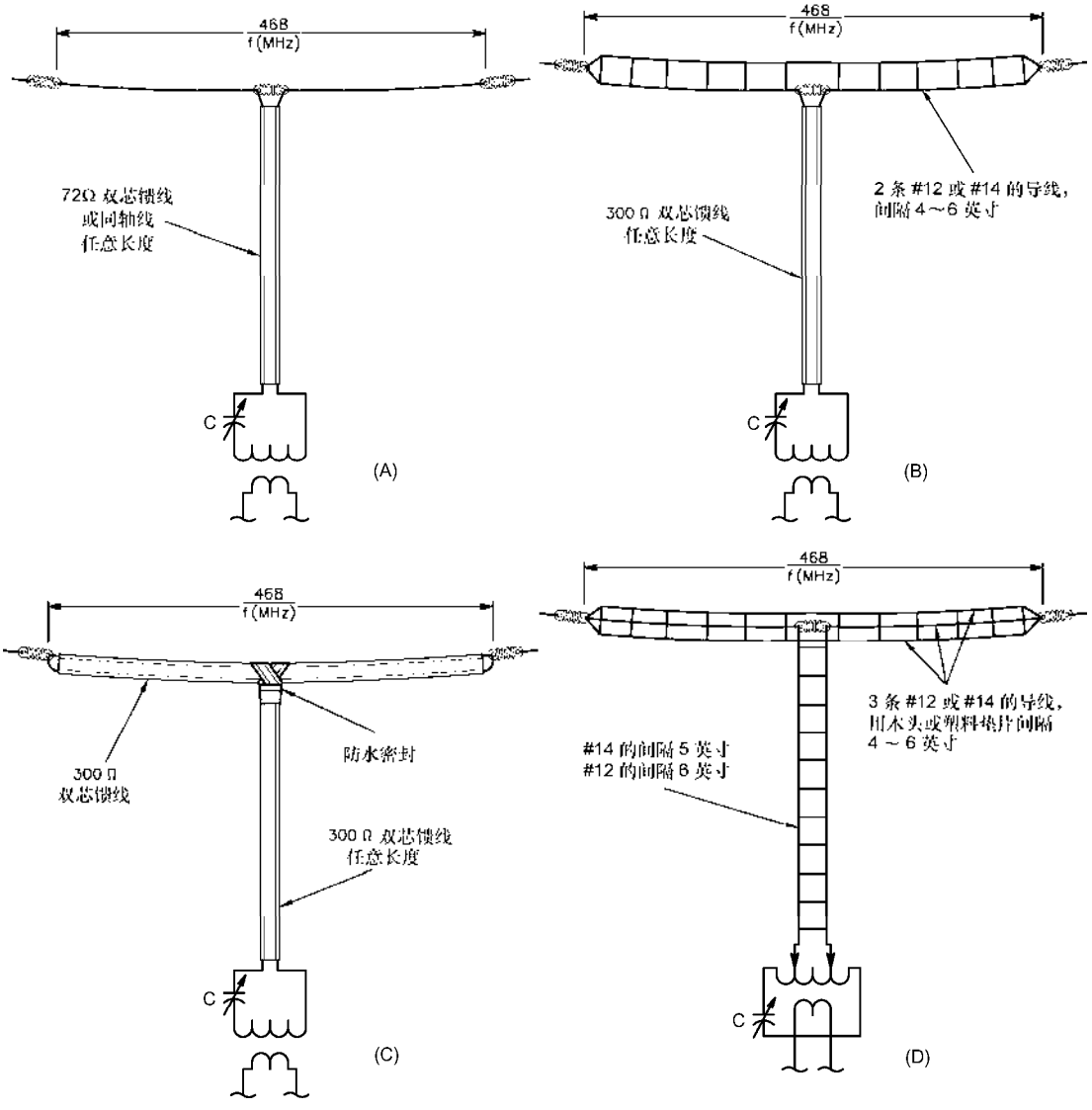


图6-18 单波段工作的半波长天线。图（B）、图（C）给出了多线类型的天线，图（D）提供了在某些较宽频率范围与馈线更好匹配的方式，不过其他性能上是一样的。馈线运行应该以直角角度尽量远离天线。在给出的耦合电路，应该谐振于工作频率上。对于图（A）、图（B）和图（C），建议L取高值而C取低值；而在图（D）中，电感和电容应该与放大器输出谐振回路类似，馈线至少应该接在1/2线圈的抽头。第25章给出的抽头线圈的匹配电路，在许多情况下也可以被各个例子的电路取代。

如果天线是单线的情况，它的阻抗在 60 Ω 附近，并依赖于它的高度和地面特征情况。最常用的办法是用 50 Ω 或 75 Ω 的同轴电缆来馈电。沉重的同轴电缆给支撑也带来问题，因为天线的中间受力过于集中，有将天线中心往下拉扯的趋势。不过这可以使用一根辅助的杆子来支撑电缆的部分重量克服这个问题。电缆应该与天线成垂直角度布线，并且可以为任意长度。

折合偶极天线

折合偶极天线（图 6-18 中的 B 和 C）的阻抗大约是 300 Ω，并可以直接用任何长度的 300 Ω 馈线馈电。折合偶极天线可以使用重量很轻的 4 英寸或 6 英寸长的木条或塑料间隔开普通导线的办法来制作，也可以用一段 300 Ω 或 450 Ω 的双平行线或梯形线来制作。

折合偶极天线可以用 600 Ω 的明线馈电，SWR 仅仅 2:1，但一个几乎完美的匹配是采用三线式的偶极天线，用 450 Ω 的梯形馈线或 600 Ω 的明线馈线来馈电。这种双线或三线形式的天线，相比于单线方式，其中一个优点就是可以在较宽的带宽范围匹配良好，可以预期到它对于要覆盖 3.5 MHz 整个波段来说尤为重要。

倒 V 偶极天线

水平偶极天线的两侧可以向下倾斜形成一个倒 V 偶极天线，如图 6-19 所示。这对于只能用一个较高支撑杆或水平空间有限的需求来说是个优点。它与一般的水平偶极天线在性能上有些差别，倒 V 偶极天线辐射图如图 6-20，在最高增益上有所减弱，辐射图方向性也减弱。

导线的倾斜会导致谐振频率的升高，以及馈电点阻抗和带宽的下降。因此，对于相同的工作频率，偶极天线的长度应该长一点。顶角的角度并不苛刻，不过它最好不要小于 90°。因为阻抗变低，所以 50 Ω 馈线就可以在这里使用。对于那些最求匹配完美而其他的都不会满意的人来说，通常的办法是在调整长度以保持偶极天线谐振的同时，也要调整这个夹角使得 SWR 最低。带宽的问题可以通过使用多导线的办法解决，如采用笼状的结构。

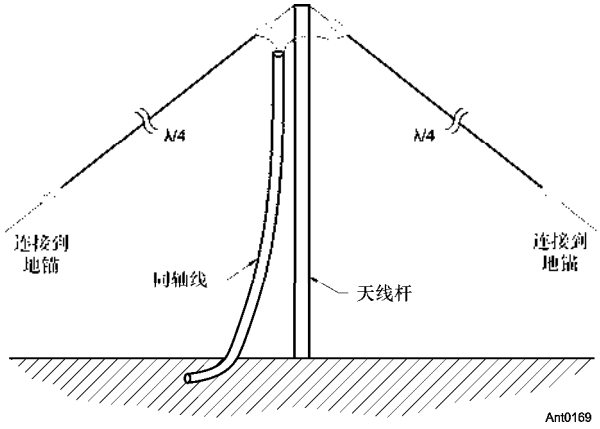


图6-19　倒V偶极天线。长度与顶部夹角需要按照文中介绍做调整。

6.3.2　相控水平天线阵列

采用水平天线单元构成的相控阵列，可以提供方向性增益。如果天线阵列可以架设在离地面 40 英尺高以上，用于 7 MHz 时就很有优势。但如果用于 3.5 MHz 时要体现出天线阵的优点，则需要高于 70 英尺或以上。

有许多种驱动阵列在第 8 章已做了讨论，甚至在第 11 章讨论的某些八木天线也可以用作固定的定向天线。如果需要的是双方向的特性，可以采用 W8JK 阵列，如

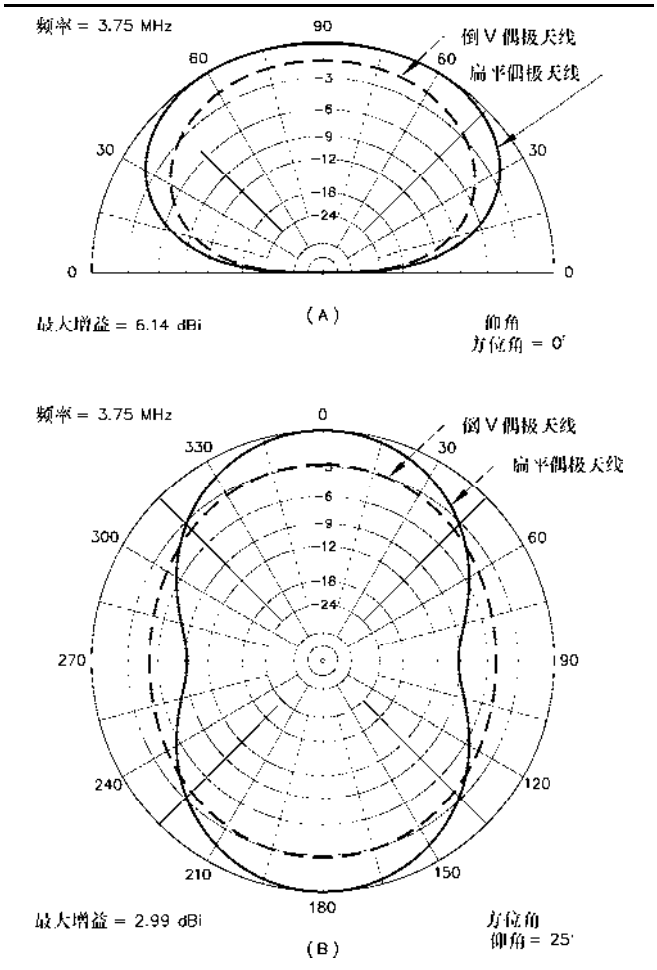


图6-20　这里比较了一个80 m波段的水平偶极天线与倒V偶极天线，在（A）中的仰角图与在（B）中的方位图。两个偶极天线的中央位置高度都是65英尺，其中倒V的两个末端位置高度是20英尺。工作频率为3.750 MHz。

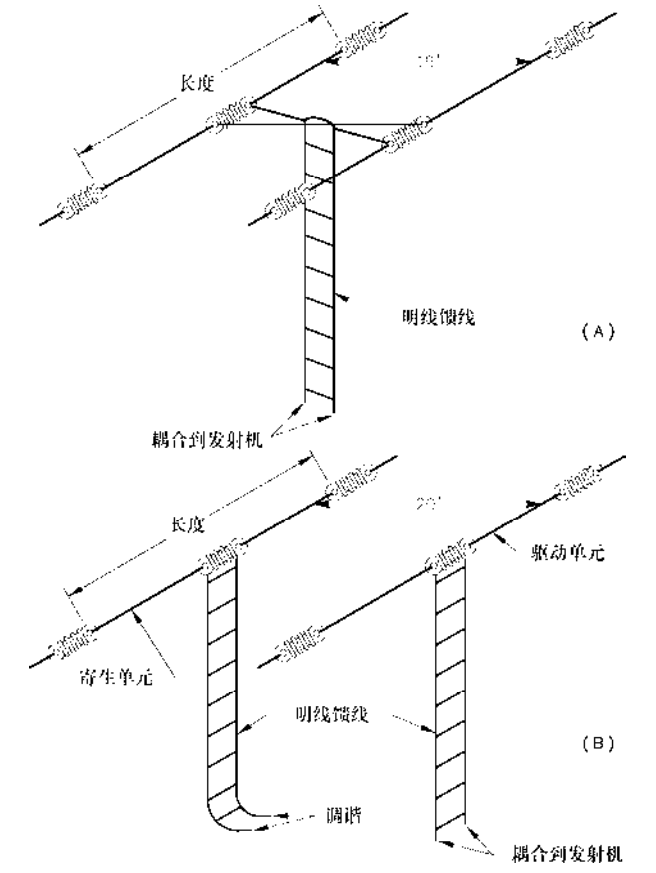


图6-21　7MHz的定向天线。为充分利用这类天线的优势，它们应该被架设在至少40英尺高的地方。在图（A）中的天线系统是双向的。在图（B）中的天线系统是单向的，并根据寄生天线单元的调谐情况决定单向的方向。图中任何一个天线里的单元长度都必须完全相等，但长度在60~150英尺之间取值都可以。假如图（A）中天线的长度在60～80英尺之间，那么天线将在7 MHz和14 MHz上都具有相同的双向性；图（B）的天线系统用同样的方法也可以工作于7MHz和14 MHz，也要保证天线单元长度在60～80英尺之间。

图 6-21（A），这是一个不错的天线阵。但如果要求单向特性，只要两个天线单元相隔开大约 20 英尺，并规定将其中一个调整为引向单元或反射单元即可。

寄生单元可以在它的馈线连接处的末端，加上一个串联或并联调谐电路来调整（通常这种情况是要求每个天线单元都需要馈入功率）。调整到正确状态的办法，可以通过使用这个天线系统来接收并收听来自天线后方直线方向的远地电台信号来确定。调整寄生天线单元的馈电电路可以将来自天线后方的接收信号最小化。这对于将天线的前-后比调整到最大非常有效。虽然最大的前-后比并不一定与最大前向增益发生在同一条件，但是此时前向增益的损失已经非常小了。将天线调整到具有最大的前向增益（即在天线前方获得最大接收信号强度），虽然确实可以稍微提高前向增益值，但是往往此时的前-后比会变得相对差些。

6.3.3　一种改进的扩展型双 ZEPP 天线

如果用于支撑天线的空间允许大于$l/2$，那么可以用单导线的共线阵列这种简单的形式就能获得相当明显的增益。这种扩展双 Zepp（DEZepp）天线已经在业余爱好者中使用很长时间，在第 8 章“多元阵列”中也有讨论。这种可以充分改善工作带宽的简单改进形式，对于 3.5 MHz 和 7.0 MHz 非常有用。下面要讨论的材料来自 Rudy Severns（N6LF）在《The ARRL Antenna Compendium，Vol. 4》的文章。

提升一个标准的扩展双 Zepp 天线性能的关键，是改善电流的分布，其中一个最简单的办法是在导线中接入一个电抗，可以是电感或者电容。串联电容器通常可以有较高的 Q 值和较小的损耗。在尽可能少用器件的条件下，其中任何一种都是值得选择使用的。

在 7 MHz 频率上开始调试时，可以只使用两个电容器，天线的两边各一个。电容的取值和位置可以变化，以观察发生的现象。很快就可以清楚，在馈点的电抗通过调整电容器的值可以消除掉，使天线在整个波段如同只有电阻一样。通过改变电容器的位置和电容值，使天线发生谐振，天线馈点的电阻值也跟着从小于 150 Ω 到超过 1 500 Ω 产生变化。

有几种有趣的组合可以设计出来，最终这里选择的是如图 6-22 所示的天线，它长度 170 英寸，两个 9.1 pF 的电容器在天线两臂距离中 25 英尺的位置。天线用 450 Ω 传输线和一个 9:1 三磁芯的 Guanella 类型巴伦来馈电，转换为发射机所要求的 50 Ω。传输线的长度可以任意，工作时具有很低的 SWR。

这个天线所有要讨论的就是这些了。图 6-23 的辐射图形中也叠加了一个标准的 DEZepp 天线作为比较，旁瓣减少到 20 dB 以下，主瓣在 3 dB 点的宽度是 43°，而原来的 DEZepp 只有 35°。这个天线使得一个偶极天线能获得大于 50° 的宽度，而主瓣的增益仅仅比原来的 DEZepp 天线下降了 0.2 dB。

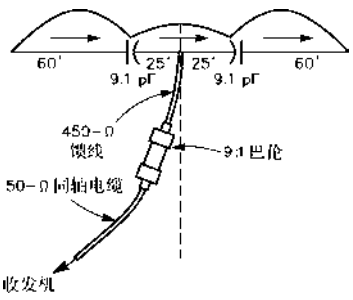


图6-22　改进型的N6LF扩展双Zepp天线原理。整个长度是170英尺，在天线两边距离中心25英尺的位置各有一个9.1 pF的电容器。

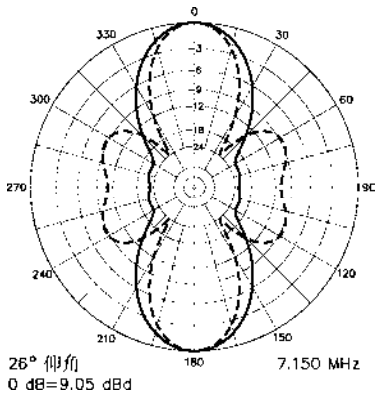


图6-23　N6LF扩展双Zepp天线的方位辐射图（实线），与经典的扩展双Zepp天线（点划线）作了比较。改进后天线的主瓣比经典型的稍微宽一些，旁瓣的压制也更好些。

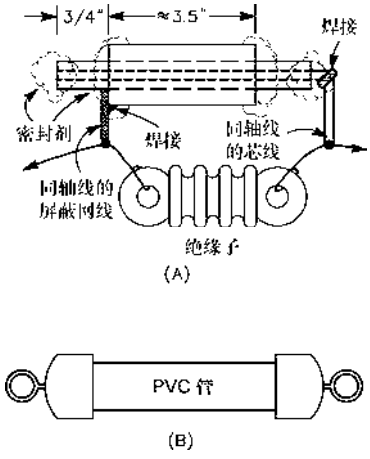


图6-24　用RG-213同轴电缆构成的串联电容器详细结构。在图（A）中是N6LF所采用的方案；在图（B）是一个对密封电容器以提高防潮性能的一种推荐办法，就是加上一段有盖子的PVC管。

实验结果

该天线用#14 号导线和两个各 3.5 英寸长的 RG-213 电缆构成的电容器来制作，见图 6-24（A）。要注意仔细地处理好电容器的防潮密封。在馈入 1.5 kW 功率时电容器两端的电压大约为 2 000 V，所以任何的电晕发生都有可能损坏电容器。

可以用硅胶来密封，将同轴电缆两端密封好，最后再用塑料胶布包扎紧密。图中所画的焊点是为了防止潮气通过编织网渗透进去，并固定住芯线导体。对于需要长期在室外气候下使用来说这些都是非常重要的细节。还有一个更好的办法是将电容器放到一个两端带盖子的一段 PVC 管里面，见图 6-24（B）。

注意，不是所有的 RG-8 类型电缆都具有相同的每英尺电容值，另外末端效应也会稍微增加电容量。如有可能，应该用电容表来修剪调整电容器，不过它并不需要太精确，已经检验过电容值变化±10%后的影响情况，发现天线依然能工作得很好。

得到的这些结果与用计算机建模预测的非常接近。图 6-25 就给出了整个波段的 SWR 实测值，这些测量采用鸟牌（Bird）的双向功率表，最差的 *SWR*=1.35，是在波段的边缘。

Dick Ives/ W7ISV 架设了一根 80 m 波段的这种天线，如图 6-26（A）所示。串联电容器是 17 pF。由于他对 CW 不感兴趣，所以 Dick 就将最低 SWR 调整到波段的高端，如图 6-26（B）中给出的 SWR 曲线那样。该天线还可以调谐到更低一些的频率工作，整个波段 *SWR*＜2:1，如虚线所示。

这种天线提供了较宽的工作带宽，以及在整个 75/80 m 波段中等的增益，并非有很多的天线可以像它一样，简单的单线结构就能提供如此好的性能。

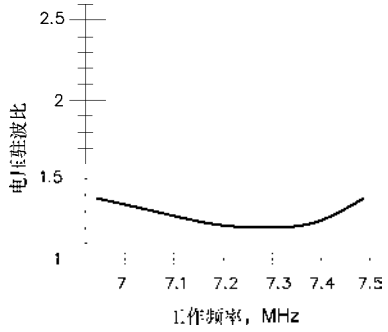


图6-25　N6LF DEZepp天线在整个40 m波段的实测SWR曲线。

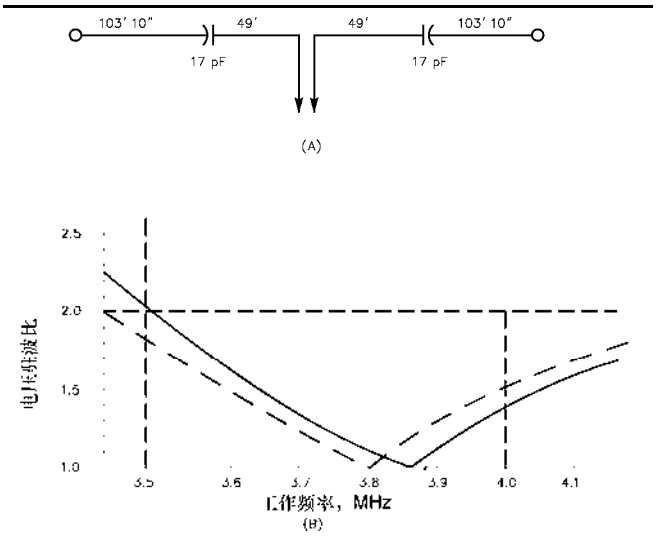


图6-26　75/80 m波段改进型的扩展双Zepp天线，采用NEC Wires设计。图（A）是天线的原理图，图（B）是跨过75/80 m整个波段的SWR曲线。实线是W7ISV的天线测量曲线，它的SWR最小值通过修剪调整到波段的高端，点划线是将最小SWR设在3.8 MHz频率上所计算出来的响应曲线。

6.4 垂 直 天 线

在低波段，*l*/4 高的垂直天线是非常有吸引力的，尤其对于 DX 工作，因为它们可以提供很低的仰角。这在实际高度对于架设水平天线来说太低的地方，尤其有用。另外，垂直天线很简单而且结构不夸张，比如它很容易伪装成为一个旗杆。事实上，一个实际的旗杆确实可以作为垂直天线使用。垂直天线的性能取决于下列几个因素：

- 垂直辐射体部分的高度；
- 地面或地网系统的效率，如果需要用到两者之一的话；
- 在近场与远场区的地面特性；
- 加载部分与匹配网络的效率。

6.4.1 半波长垂直偶极天线（HVD）

垂直天线最简单的形式就是半波长的垂直偶极天线，即 HVD。这是一个将水平偶极天线旋转 90°，使它垂直于地面的形式。当然，这样的天线其顶部末端至少必须高于地面半各波长，否则它就要触到地面了。如果制作者想做一个低频段的自立式天线的话，这样的姿势将是一个结构上的挑战。拥有高大树木财产的幸运业余无线电爱好者们，可以从树上悬吊用导线制作的 HVD 天线，同样，拥有两座高塔的业余无线电爱好者也可以在两座塔之间拉一根绳子，并挂上一个 HVD 天线。

垂直半波偶极天线在操作上相比普通的垂直放置的天线有些优点，*l*/4 垂直天线使用时需要某种类型的地面地网系统或地面辐射状导线系统，图 6-27（A）和图 6-27（B）所示为这里讨论的两种配置方式。在每个例子中，天线的最低部分要高于地面 8 英尺，以保证行人不会接触到任何带电的导线。在 80 m 波段，这里的每个天线都假设用 14 号（#14）导线制作。

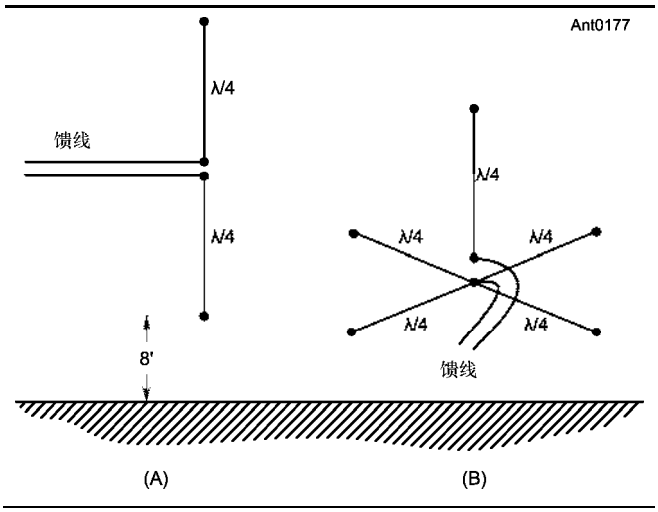


图6-27　在图（A）中，是80 m波段的半波垂直偶极天线，离地面高度8英尺。馈线与天线垂直方向拉远；在图（B）中，是地网类型的*l*/4垂直天线，带有4个抬高的谐振辐条。两种天线都是安装在离地面8英尺高度，以避免行人碰触。

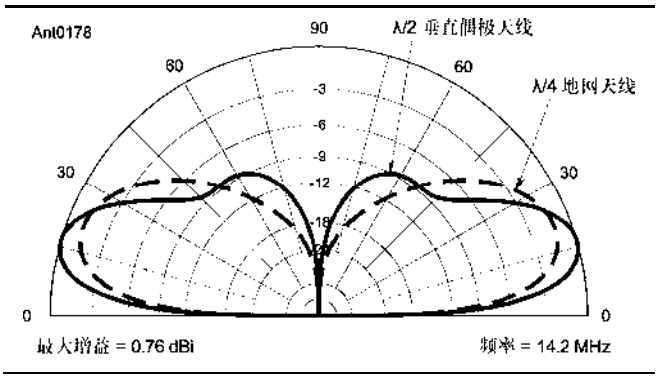


图6-28　对于图6-27的两种天线的仰角图比较。HVD天线的峰值增益比起带有地网辐条的*l*/4天线高出1.5 dB。

半波长垂直天线的馈电

图 6-28 比较了两种天线在普通地面条件时的仰角图，您可以看到半波长垂直偶极天线具有高出 1.5 dB 的峰值增益，这是由于它比 1/4 地网的作用更能将垂直面的仰角压得接近水平。另外的一个优点是，相对于带有水平辐条的*l*/4 垂直天线，使用半波长的辐射体，除了增益较高外，还不需要占用那么多水平面上的“固定资产”（译注：这里意指地面空间）。

HVD 一个明显的缺点是比*l*/4 地网天线高出许多，如果您采用导线来制作时，需要有更高的支撑体（比如更高的树木），或者用伸缩铝管制作时长度需要更长。

另外一个问题是，理论上讲，你必须使馈线完全与半波长的辐射体垂直，这意味着在你将馈线放到地面上之前必须把同轴馈线架高地面一段距离。这立即带来一个问题：在馈线放到地面之前，到底需要将它水平架设多高，才能有效消除辐射到电缆屏蔽层的共模电流呢？这种共模电流将会影响馈点的阻抗以及天线系统的辐射图形。如果共模电流无法抑制掉的话，对方位辐射图的破坏将比较严重。通常需要使用共模扼流器，也称为电流巴伦来处理。

制作这样的共模扼流器也非常简单：在同轴电缆上套 3 个大的铁氧体磁珠（要在将连接器焊上电缆之前，不然就套不进去），并用胶布把它们缠在一起。这样剩下

的一个问题就是要增加支撑体（某些类型是“挂钩”方式）以支撑电缆水平放置。我们也可以简化这个安装，将同轴馈线电缆从馈点处向地面倾斜，与垂直线的倾斜角大约为 30°，如图 6-29 所示。

注意到图 6-29 的馈线底部末端是与一根接地棒接地的，这样做有几个目的：一个是作为机械连接将电缆固定，还有一个是提供了防雷保护。那么，要作为一个完全实用的东西，我们还要如何进一步讲究呢？假如我们忽略第二个共模扼流器，仅仅只是在馈电点处使用一个，又会怎样呢？计算机模型预测出在方位辐射图上有些受到破坏，大约是 1.1 dB 损失。这到底是否算比较严重是依您而定，不过您可以发现同轴线外层的共模电流还会带来其他的问题——例如 RF 电击或 SWR 的读数会随着连接到工作间的同轴电缆摆放的位置而变化。所以再增加 3 个铁氧体磁珠是抑制共模电流最经济的保险方法了。

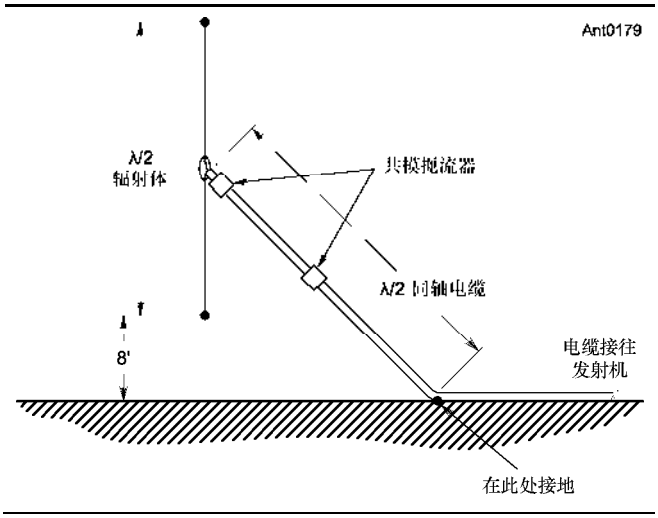


图6-29　一个底部高于地面8英尺的20 m波段HVD天线。用一根*l*/2的RG-213电缆馈电。这个系统在馈电的地方和馈线向下*l*/4的位置都使用了共模扼流器。方位面辐射图结果是比完全的圆形小0.4 dB。从辐射体到同轴电缆落地的地点，即天线系统展开部分为27英尺宽。

在本章的后面，我们还会讨论到缩短型垂直天线，可以安放成为垂直偶极天线和带有地网辐条系统的垂直单极天线都可以。

6.4.2　带有地网辐板的单极垂直天线

为了得到最好的性能，地网类型的天线器垂直部分应该为*l*/4 或更长，不过这也并非绝对。通过适当的设计，天线也可以短到 0.1*l*甚至更短也能比较有效。短于*l*/4 的天线将会出现电抗，需要某些类型的加载或适当的匹配网络。

如果辐射体采用导线并采用非金属材料支撑，那么*l*/4 谐振的大约长度可以从下面方程式得到：

$$e_{\text{feet}} = \frac{234}{f_{\text{MHz}}} \qquad (6\text{-}1)$$

对于采用金属管，谐振的长度要比上述方程得到的短一点，因为长度与直径的比值要比导线的低一些（见第 2 章“天线基本理论”）。对于采用塔体作为辐射体，其谐振长度就会更短。无论哪种情况，安装之后天线的长度（或高度）都可以根据所需的频率来调整到谐振状态。

地面特性对损耗和仰角图的影响已经在第 3 章“地面效应”讨论过，在讨论中最重要的几点是，地面特性对于辐射图形的影响，以及在埋地系统中获得低地面损耗电阻的一些措施。当地面导电率提高，低仰角辐射就增强，这就使得垂直天线对于那些居住在具备良好地面导电率的人来说，很有吸引力。如果您的 QTH 是在海岛、沙滩，那么垂直天线将十分有效，甚至比在很高高度的水平天线都好。

当使用一个埋地辐板系统时，天线的效率将受到接地系统损耗电阻的限制。接地可以是几根从天线底部向外延伸的大约*l*/4 的辐状导线，或者是打进地面的金属棒，它同时提供了防雷电电气安全，不过它通常对于垂直天线的 RF 接地来说没有什么作用，除非是在沼泽或海滩地区。如第 3 章所指出的，采用很多根长的辐板是比较有用的，然而一般而言，采用很多根短的辐板比起采用少数几根长的辐板的做法更加可取，尽管最佳的系统要求有 60 或更多根长于*l*/4 的辐板构成。另外，一个抬高地面的辐板系统或地屏（地网系统）也可以取代埋地系统来使用，并可以构成比较有效率的天线。

6.4.3　抬高的辐板与地网

与地面隔离开来并被抬高到一定高度的辐板，可以用来取代很大的埋地辐板地网系统。Al Christman（K3LC，以前是 KB8I）的工作表明，使用 4～8 根抬高于地面的辐板可以提供和 120 根*l*/4 长度的埋地线相媲美的效果，这对于需要十分庞大而多数业余爱好者难以实现的埋地系统的低波段来说尤其重要。这种抬高的地面系统有时也称为“接地平面”或“地网”。图 6-30 比较了埋地系统和抬高地网系统，给出在两个系统中不同的电流差别。

抬高的地网可以有几种形式，可以是如图 6-30（B）那样几根导线在天线底部均匀排列为辐条状，通常用 4 根，少数使用 2 根，也有使用多达 8 根导线的。对于给定高度的垂直天线，辐板的长度可以修剪，使天线发生谐振，对于*l*/4 垂直天线通常辐板的长度也是*l*/4。

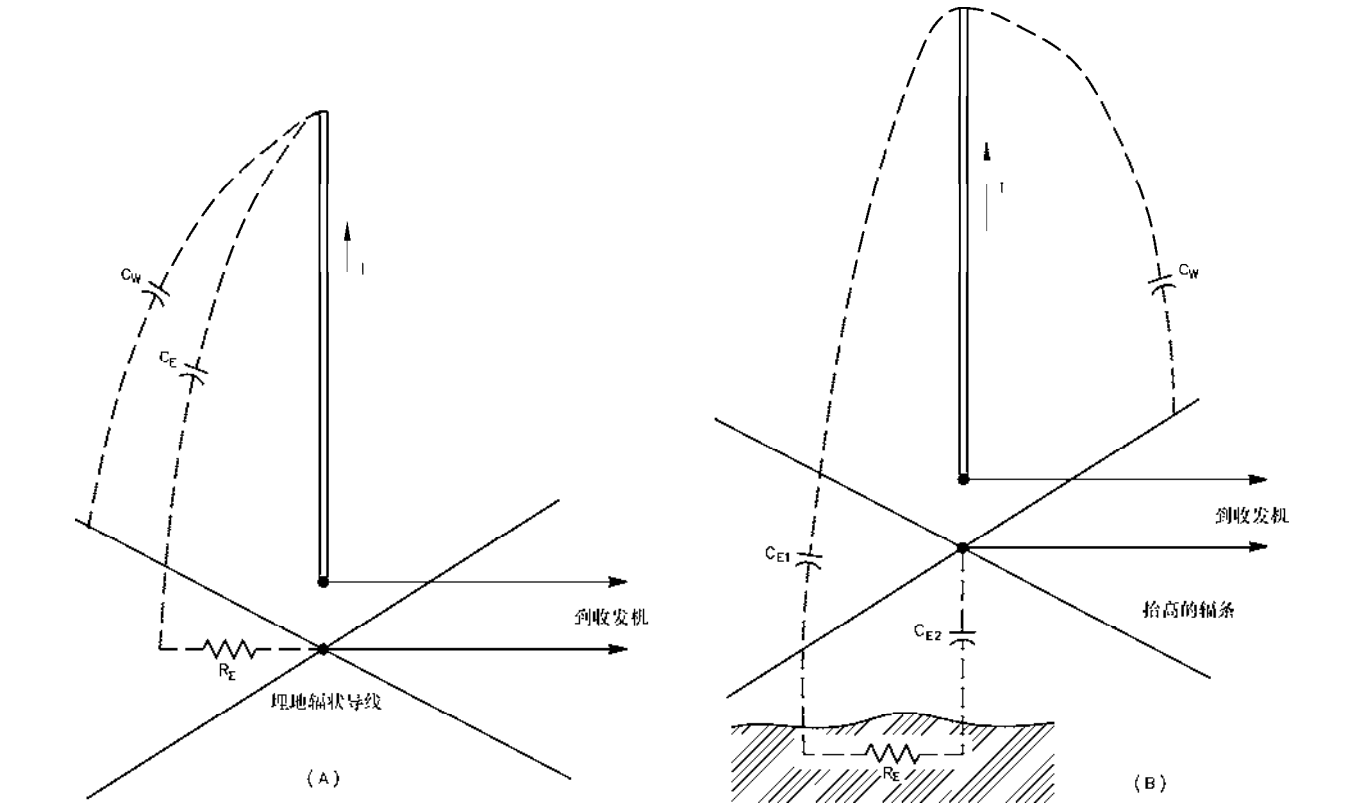


图6-30　此图表示出在一个垂直天线系统中地面电流是如何影响损耗的。在图（A）中，如果CE比CW（即垂直辐射体与地网导线之间的电容）大很多的话，通过串联一起的CE和RE的电流就十分可观，这个比率还可以通过增加更多的辐条进一步提高（达到某个指定数值），通过将整个天线系统抬高于地面，CE（包括了串联在一起的CE1和CE2）将会减少，而CW保持不变。在图（B）中的辐条系统有时也称地网。

对于多波段垂直天线的情况，需要两组或更多组不同长度的辐板，可以交叉排列，在指定的波段调整其对应的每组地网使天线发生谐振即可。

地网多数采用抬高的辐板形式，这些导线辐条如图6-31那样，内部用跳线连接在一起。在图6-30中，抬高的地网系统是为了给位移电流提供最靠近天线的返回回路，目的是减少电流流经损耗很大的实际大地。通过将辐板抬高于地面，绝大多数的电流都将流过导电性能良好的辐板，这样就可以用一个简单的辐板系统来提供一个高效的地，当然这需要您多花点钱。

现在我们知道地网系统会直接影响到馈电点的阻抗，引入电抗和电阻，以及带宽会相对变窄一些。对于给定的垂直高度，辐板的长度一定要调整到使天线发生谐振，如果是多波段垂直天线的话，要调整它们的长度使每个波段都能谐振。为了减少电流流入大地，天线体、地网和馈线都应该与大地RF隔离，稍后详细论述。

垂直辐射体部分的高度并不一定必须刚刚好是$l/4$，其他高度也可以，这时通过调整辐板的长度也可以使天线谐振。表6-2给出工作频率3.525 MHz，使用4根抬高的辐板时，3种不同垂直辐射体长度天线的比较。

表6-2示意了变化垂直辐射体高度（$L1$）、抬高的地网辐条长度（$L2$）以及辐射电阻（R_R）相互之间的影响。天线使用了12号（#12）线，普通地面上抬高5英尺，工作频率3.525 MHz。

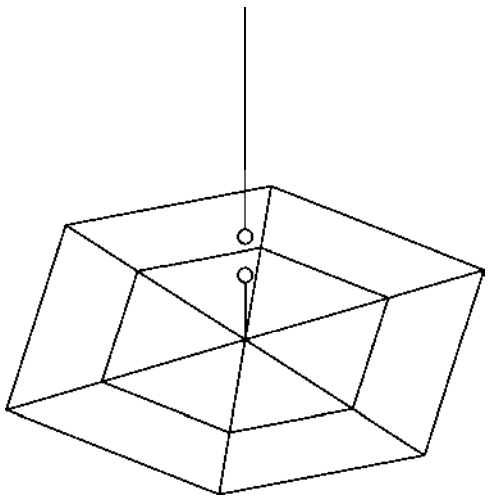


图6-31　地网结构，其导线辐条通过跨接线连接在一起。每个独立的网格周长应该保证 < $l/4$，以避免不必要的谐振，有时地网的中央部分可以制作成网状的。

表 6-2　变化垂直辐射体高度（*L*1）、抬高的地网辐条长度（*L*2）以及辐射电阻（R_R）相互之间的影响。天线使用了#12 线，普通地面上抬高 5 英尺，工作频率 3.525 MHz

*L*1（*l*）	*L*1（英尺）	*L*2（英尺）	R_R（W）
0.225	62.8	94	28.8
0.25	69.8	67	38.4
0.27	75.0	45	51.0
0.3	83.7	24	75.9

表 6-2 中可以看到有个重要的特点是，即使是垂直辐射体高度（*L*1）少许增加，辐板的长度（*L*2）将会急剧减少。例如，在 80 m 波段，增加垂直部分 5 英尺的高度，辐板的长度可以减少 22 英尺。另一方面，将 *L*1 减少一点点，会引起 *L*2 的大幅度增长，这个做法则不是我们所期望的，因为地网所需的空间已经相当多了。还要注意到，垂直长度的少许增加就可以将 R_R 提升到 51 Ω，这种通过稍微增加垂直体高度来减少地网系统的尺寸，和增加输入阻抗的技巧非常有用。在下面关于缩短天线顶部加载部分将继续讨论。顶部加载同样也可以应用于 *l*/4 垂直天线，以获得增加高度同样的效果，即能够采用更短的辐板长度和更好的匹配。

6.4.4　地网天线

地网天线就是如图 6-32 那样带有 4 根辐板的 *l*/4 垂直天线，整个天线抬高于地面。图 6-33 给出一个 7 MHz 地网天线的实际例子。如前面所述，将天线抬高是为了减少地面损耗以及降低辐射角度等。辐板稍向下倾斜可以使馈电点阻抗接近 50 Ω。

天线的馈电点阻抗会随着天线离地面的高度变化，地面的特性条件也有所影响。图 6-34 是一个带有平行于辐板的地网天线的馈电点阻抗图（R_R），R_R 作为离地面高度的函数输出。注意到，除非天线离地面太近，其他情况下良好地面条件与普通地面条件（ ε =13， σ = 0.005 S/m）之间的差异较小。接近地面时 R_R 在 36～40 Ω，这是一个与 50 Ω 馈线比较好的匹配，不过随着天线逐步升高其 R_R 就会下降到将近 22 Ω，这时的匹配就比较差了，但是可以通过将地网远离垂直辐射体往下倾斜的办法使馈电点的阻抗升高。

图 6-35 给出辐板下倾的影响，图中天线要求离地面高度大于 0.3 *l* 。可以看到，当辐板的下倾角为 45° 时，R_R =50 Ω。天线的谐振长度随着角度的变化有轻微的改变。另外，谐振长度随离地面高度的改变也有少许的变化。由于这些原因，包括导体直径的影响，通常需要对辐板长度作调整。当地网天线用于 HF 高波段和 VHF 波段时，适当的高度下将辐板下倾 45° 角可以取得和 50 Ω 馈线良好匹配。

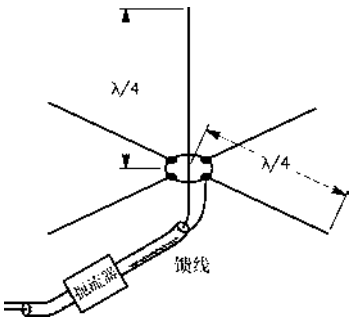


图6-32　地网天线，功率从垂直辐射体底部与地网中央馈入，如图的接法。传输线与任何导电支撑结构之间的去耦是非常有必要的。

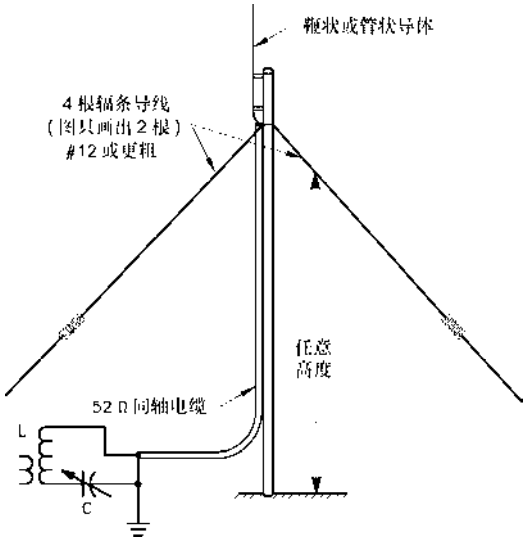


图6-33　地网天线对于7 MHz的DX操作非常有效。虽然天线的底部可以高于地面任何高度的位置，但尽量保证较高的高度可以使地面损耗减小。天线直接用50 Ω同轴电缆馈电时SWR很低，垂直辐射体部分和地网辐条长度都是*l*/4电长度，物理长度则根据不同的长度与直径比，以及离地面的高度和垂直辐射体的长度来定，具体如文中所讨论。

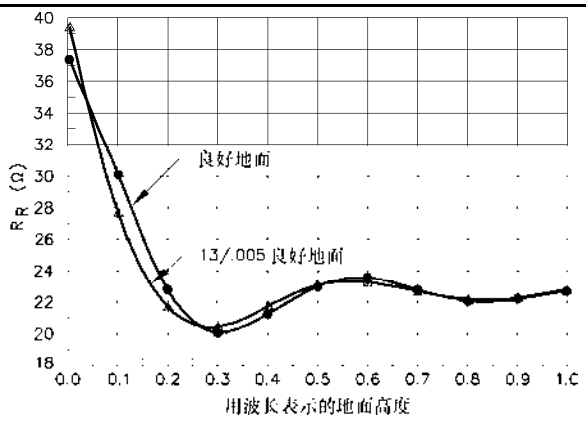


图6-34　带有4根辐板的地网天线辐射电阻作为离地面高度的函数，图中也给出良好地面与普通地面比较，工作频率是3.525 MHz，辐射角（ θ ）是0°。

图 6-36 给出辐板下倾角 θ=45° 时离地面高度对 R_R 的影响。对于 7 MHz 以及更低频率，很少有可能将天线抬高到与相当部分波长高度，以及可以良好匹配 50 Ω 馈线所需的 10°～20° 下倾角，这时应该使天线垂直部分长度尽可能长些，这样可以改善匹配情况和保持辐板与地面平行。

折合偶极天线（见图 6-18）的基本原理也可以应用于地网天线，如图 6-37 所示。这就是折合单极天线，馈电点阻抗可以通过相互平行的垂直导体数目以及它们直径的比率来控制。

前面已经提及，安装时天线与馈线和任何导电支撑结构之间隔离非常重要，这样做可以减小经过地面的返回电流。返回电流存在于馈线本身或支撑结构都会严重改变辐射图形，甚至带来更加糟糕的问题。由于这些原因，必须采用巴伦（见第 26 章“传输线与天线的匹配”）或其他隔离办法，1:1 的巴伦通常对于高波段有效，但对于 3.5 MHz 与 1.8 MHz 波段，商用巴伦常常由于并联电感太低而无法提供足够的隔离。当隔离不充分时是很容易观察出来的，可以在调整天线时观察经隔离后的阻抗值或 SWR 表，您会发现触摸仪器时调整会变得很敏感，调整完后接上馈线，SWR 表又会变化很大。当馈线没有充分隔离时，表现出来的谐振频率或辐条所需的谐振长度，都可能与您所期望的有一定的差异。

通常，3.5 MHz 和 1.8 MHz 的隔离扼流器的电感量需要 50～100 μH，其中一个最简单的办法是像图 6-38 那样用一段同轴线绕一个线圈，对于 1.8 MHz，用 RG-213 电缆在一段 14 英寸长、8 英寸直径的 PVC 管上绕 30 圈，就可以制作成一个隔离性能不错的扼流式巴伦，并可以连续承受合法功率。也可以在 4 英寸直径的塑料排水管上用 RG-8X 或聚四氟乙烯电缆绕一个小一点的扼流式巴伦。这里最关键的就是要将天线与馈线以及支撑结构之间隔离或去耦。

全尺寸的地网天线对于 3.5 MHz 来说不太实际，对于 1.8 MHz 就更不可能了，但用于 7 MHz 尤其是 DX 操作则非常有效，这类天线的缩短版本对 3.5 MHz 和 1.8 MHz 也很有用。

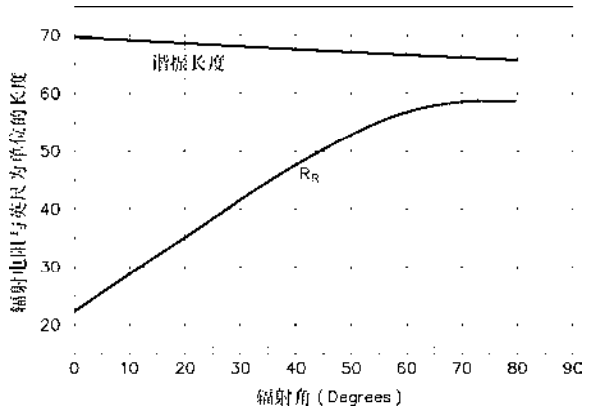


图6-35 高于地面0.3 l，带有4根辐板的地网天线的辐射电阻与谐振长度，和辐板下倾角（ θ ）的函数关系。

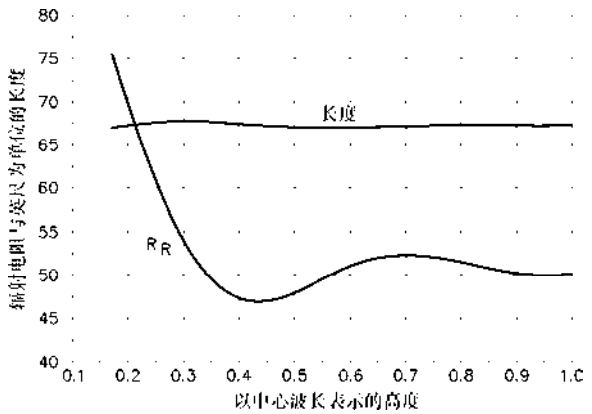


图6-36 带有4根下倾角 θ=45° 的辐板时的地网天线辐射电阻与谐振长度在不同地面高度的关系。

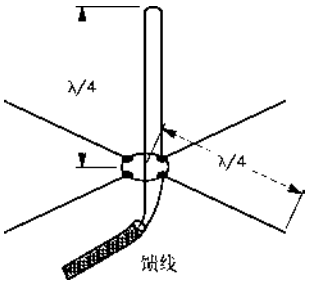


图6-37 折合单极天线，地网是4根 l/4的辐条，折合单元可以接到一个外加的地网工作，或者直接安装在地面而不需与埋地的辐条地网和大地一起工作。与折合偶极天线一样，馈电点的阻抗取决于两根辐射导体尺寸的比率以及它们之间的间隔。

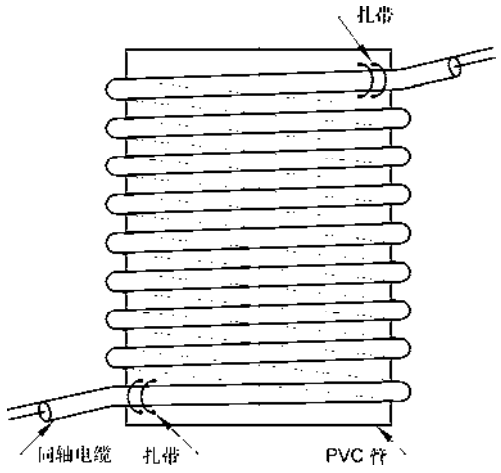


图6-38 一种具有足够阻抗来隔离天线的扼流式巴伦，可以将同轴电缆绕在一段塑料管上制作成，文中已给出合适的尺寸值。

6.4.5 垂直天线实例

有很多种办法可以制作一个垂直天线——完全取决于您的聪明才智。最基本的问题是要增加天线垂直部分使其有足够高度。一些通常的办法有：

- 专用的铁塔
- 使用上面安装有 HF 八木天线的已有铁塔
- 从树枝或墙面悬挂下来的绳索
- 被两棵树或其他支撑体之间绳索所支撑的下垂绳索
- 支撑导线的高杆
- 旗杆
- 路灯杆
- 灌溉管
- 电视天线杆

如果您拥有空间和这些资源，最直接的办法就是竖立一个专用的铁塔给装垂直天线用。这当然是一个有效的办法，但许多的业余无线电爱好者并没有足够的空间或资金去这样做，尤其是他们已经有一个铁塔顶上安装有 HF 八木天线的情况。其实已有的这个铁塔是可以作为顶部加载的垂直天线的，采用并联馈电的方式和一个地网辐条系统即可，这样的系统可以参见图 6-39（B）。

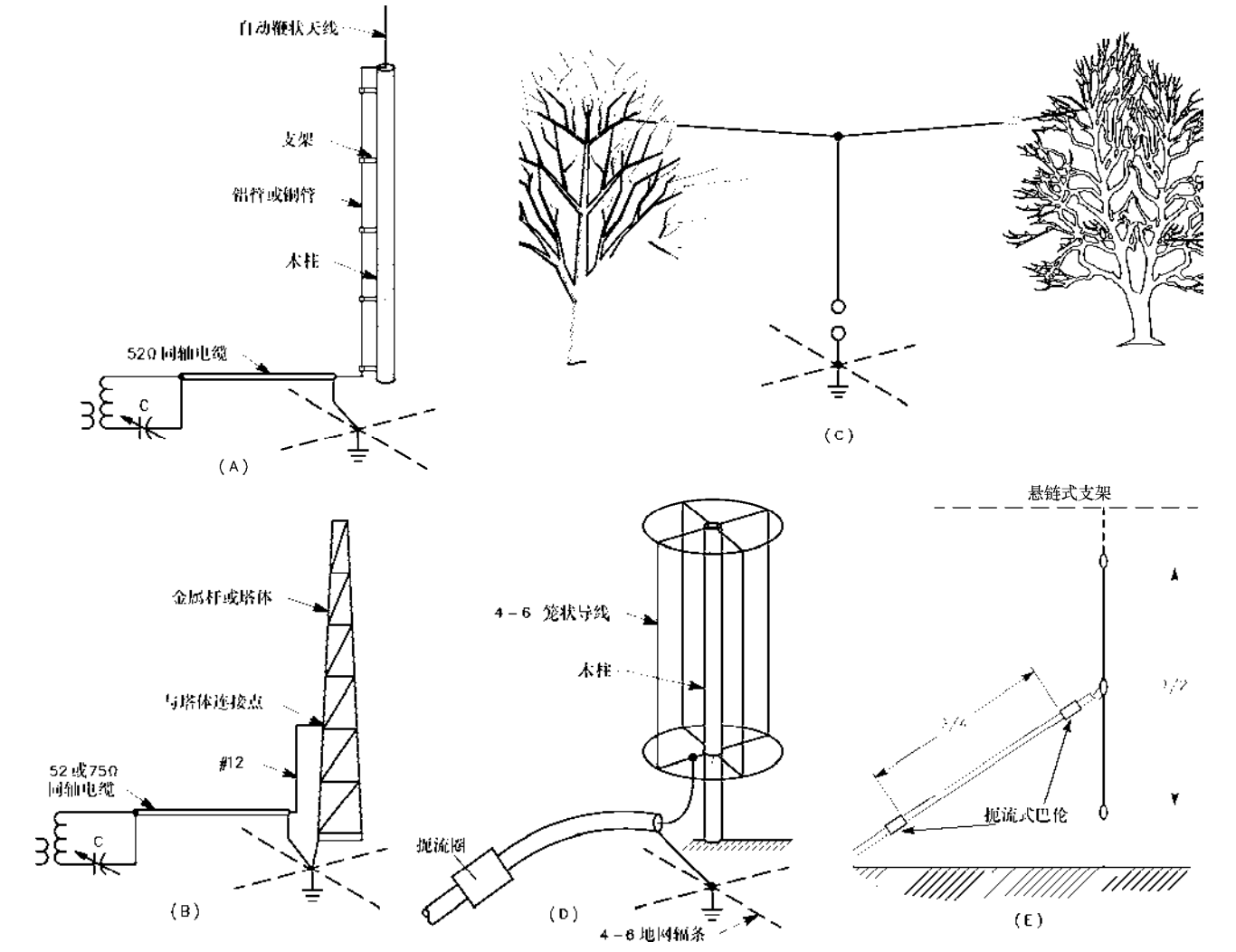


图6-39　对3.5MHz或7 MHz有效的垂直天线。在（A）中给出的l/4天线直接用50 Ω电缆馈电，通常可以得到小于1.5:1的SWR，取决于大地电阻。如果使用图（B）中的接地天线，天线可以用50 Ω或75 Ω同轴电缆并联馈电，最佳的抽头位置和C的值要通过实验来确定。沿着天线往上的馈线离天线距离要有6英寸到12英寸。如果有高树可以支撑天线挂在两棵树之间，见图（C），假如垂直部分不够高，那么水平支撑部分可以使用导线作为顶部加载。杆或接地的铁塔也可以加上抬高的辐条后使用，见图（D）所提供的4根或6根导线构成的笼形天线。笼形所环绕的杆可以是木的也可以是接地的导体。

对于那些居住在有许多高树地区的人，可以在两棵树之间安装一根支撑绳索，或在一棵树与已有的铁塔之间（但千万不要使用一根带电的电线杆）。天线的垂直部分可以像图 6-39（C）那样从支撑绳悬挂到地面。如果需要顶部加载，部分或所有的支撑线可以成为天线的一部分。

您本地的电力公司可能定期有些不再使用的旧电线杆，这些东西有时非常便宜甚至免费。所以如果您在当地看到正在重新建造或修理电线杆，您应该停下来问问施工队的负责人，有时候他们拆除的旧电线杆不再使用，并且还要将它们运回公司处理掉，您就地帮他们“处理”会更受他们欢迎。这样的杆可以用来接上如图 6-39（A）所示的金属管或鞭状导体。当然，电线杆并非是您唯一的选择，在美国的某些地区，比方东南部或西北部，可以直接采用小的针叶松作为高杆。

自立的（免拉索的）旗杆和铁路用的照明杆也有高度超过 100 英尺的，它们用玻璃钢、铝管或镀锌钢材做成，所有这些都可以备选为垂直天线的材料。在您的电话黄页上，旗杆供应商列在“旗帜与横幅”类别下，您可以联系一些当地的电气五金经销商。像木杆、玻璃钢旗杆是不需要在底部绝缘的，但金属杆则需要，另外还需要拉绳。

一个可选的避免使用拉线以及底部绝缘的办法是直接将杆埋入地表，然后采用并联馈电方式。如果您想要保持杆接地，但又想使用抬高的地网系统，您可以在杆上部分用导线（4～6 根）做成一个笼的形状，见图 6-39，笼将杆包围着，并允许杆（或铁塔等）接地，同时又能使用抬高的地网辐条，这种办法可以非常有效地增加等效直径，使天线的 *Q* 值降低，因此可以增加带宽，同时也减少了导体的损耗，尤其当杆采用镀锌钢材等不良的 RF 导体时。

铝制的供给管，直径有 3 英寸和 4 英寸，长度 20 英尺到 40 英尺，常常被用于农村地区。当使用非金属拉绳时，用一到两节这种管接起来，可以做成一根不错的垂直天线，它同样非常轻，并且相对容易立起来。另外还有各种电视天线杆，也可以用来制作垂直天线。

6.4.6 采用已有铁塔做 1.8～3.5 MHz 垂直天线

如果有良好的接地系统，铁塔可以用来作为垂直天线。在直接架设全尺寸的 *l*/4 垂直天线几乎不可能的情况下，并联馈电的铁塔在 1.8 MHz 就是最好的天线，几乎任何高度的铁塔都可以用。如果铁塔上的定向天线结构提供了顶部加载作用，就更好了。如果合理地馈电，任何东西都可以产生辐射。W5RTQ（现在为 K6SE）用一个自立的升降铝塔，在 70 英尺位置安装了一副 TH6DXX 三波段定向天线，实测表明整个塔的结构与一个 125 英尺的垂直天线性能相同，作为在 1.8 MHz 和 3.5 MHz 频率需要低仰角的 DX 通信天线，可以很好地工作。

结构的准备工作

通常对塔体尝试并联馈电之前，对于塔系统有些工作需要准备。如金属拉索应该断开后加上绝缘子，如果需要，也可以合理设置第一个绝缘子的位置，将拉索仿造一个顶部加载体，不过也不用太过分讲究，毕竟由于采用并联馈电的方式，并不一定要把辐条调整到谐振状态。如果塔体有超过大约 1/4 高度是靠近房屋的话，有可能需要将塔体的这一部分与建筑物做绝缘，可以用 1/4 英寸或更厚的树脂玻璃板弯成任何所需的形状做绝缘，用炉子加热就可以使树脂玻璃弯曲。

所有的电缆应该紧贴着塔体内侧，一直下延到地面。虽然不需要将整根屏蔽电缆与塔体电气连接，但电缆下到底部时应该接地的原则还是并不例外的。

良好的埋地地网系统是非常有用的，理想上是应该使用 120 根辐板，每根长度 250 英尺，但实际上往往只使用较少和较短的辐条就足够了。您可以将它们铺设到房子各角落，或者沿着篱笆或人行道，埋入地表下面数英寸，甚至在地表面也可以。晾衣用的铝线也广泛用于不易受到腐蚀的地方，带氯丁（二烯）橡胶外皮的铝线用于酸性土壤比较合适，即使与土壤接触也不重要。如果有可能，将打入大地深处的接地棒与地下的铜水管连接起来效果更好，尤其对于防雷提供保护作用。

并联馈电的安装

1.8 MHz 和 3.5 MHz 并联馈电的铁塔详细原理如图 6-40 所示，虽然硬的柱子或管子可以用来作为馈电部分，但是粗的铝线或铜线用起来更加方便。W5RTQ（现为 K6SE）是采用软性的 8 号（#8）铜导线给他的 1.8 MHz 天线馈电，因为当塔体降下来时，馈电导线必须要跟着下来。连接点是在塔的顶部 68 英尺的位置，并通过一根长度为 4 英尺长水平放置的铝管夹到塔的顶端，导线则被铝管伸出来的末端夹住，并沿着绝缘支架垂直下来，这些支架可以用 12 英寸长的 PVC 塑料水管套入一段 3 英尺长度的铝管，这些铝管按照 15～20 英尺间隔固定夹到塔体，最底下的一个支架要高于地面 3 英尺。这些支架的长度应该允许塔体与导线之间的间距在 12～36 英寸可以调整，以获得阻抗的匹配。

对于 1.8 MHz，伽马匹配的电容器是一个 1/6 英寸板距的 250 pF 可变电容器，这样可以承受高达 200 W 的功率，在需要更高功率应用场合，就应该采用大型的发射专用的或真空的可变电容器。

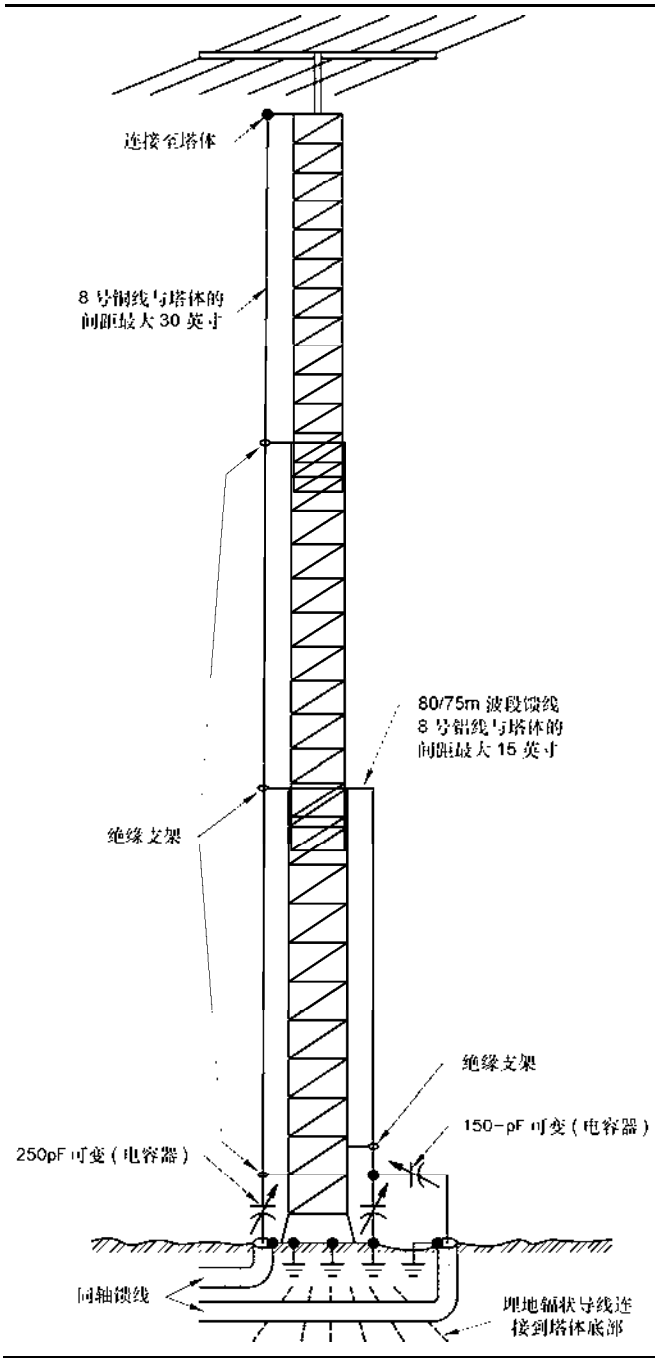


图6-40　W5RTQ（K6SE）并联馈电塔的详细原理。工作频率为1.8 MHz时，在左侧，通过1英寸直径的铝管作为水平伸出臂连接到塔的顶端，另外的其他臂在外末端接一段一英尺长的塑料水管作为绝缘支架。工作在3.5～4 MHz时的连接，在右侧，制作类似，但连接点在28英尺高的位置，不过还用了两个可变电容器允许在较大频率范围调整匹配。

调谐过程

如果塔的结构为 75 英尺或低一些的话，对于 1.8 MHz 的馈电导线应该连接到塔的顶部，并装上绝缘支架使塔体与馈电导线之间间隔大约 24 英寸，将导线拉直并夹住到下面的绝缘支架，如有必要可以稍微留松一点，以调节导线与塔体的间距。

调节在 1.8 MHz 馈电导线那边的串联电容，使连接在同轴线与电容器连接头之间的SWR表反射功率指示最小，调整时可以放在您所需要操作频率范围的中间频点上。如果 SWR 指示较高，可以试着把馈电导线靠近塔体一些。无论是否需要减小间距，调整时仅仅需要移动下面部分的馈电导线，假如 SWR 能够下降，那么再将所有的绝缘支架靠近塔体一些，然后再次调试一下即可。

假如 SWR 变高，就拉开一些间隔，实际的间隔调节范围是 12～36 英寸，如果调整到 12 英寸还不能得到较低的 SWR，应该试着将顶部连接点往下移动一些。如果是间距已经调节到较宽了 SWR 还调不下来，就应该尝试采用欧米伽匹配方式，这种匹配方式不需再调节间距了，并且对于比较矮的塔体或塔的顶上很少或没有顶部加载的情况来说，更可能需要这种匹配方式。

欧米伽匹配中的两个电容器对于在 1.8 MHz 波段需要一个超过 25 kHz 的频带时也很有帮助。可以先调到最高频率，比如 1 900 kHz，在该频率上先只使用单个电容器，使导线的间距和连接点的设置固定下来，然后调节到较低的频率，比如 1 810 kHz，将第二个电容器接上电路，并在这个频率上调节。这样，对第二个电容器进行开和关就可以从一个频带切换到另一个频带，而不需要重新去调谐第一个电容器。

6.4.7　简单有效的带抬高地网的天线

本部分描述了一个使用接地铁塔的简单而又有效的办法，上面可以装有天线也可以没有，作为一个用于 80 m 和 160 m 波段带抬高地网的天线。它最早出现在 1994 年 6 月份 QST 杂志上 Thomas Russell（N4KG）发表的文章。

从斜拉天线到垂直天线

重新提起 $l/4$ 的斜拉天线，也就是半斜拉天线（半斜拉天线在本章后续将详细讨论）。它由单独一段 $l/4$ 长度的导线构成，从一个接地铁塔上面馈电点处斜拉下来。当馈电点在塔顶所安装的八木天线下面的地方时，可以得到很好的效果。馈电时可以将同轴电缆的芯线直接连接斜拉天线，电缆的屏蔽层连接到铁塔上。现在，我们设想安装 4 根（或更多）斜拉线，但不是每根导线都单独馈电，而是将它们连接在一起并接到单根电缆的芯线，哇噻，这样就立即成为一个带抬高地面的地网的天线。

现在，您所需要做的就是确定怎样使天线谐振。塔的上面没有安装天线时，塔体可以认为是一根粗导体，并应该比自由空间的 $l/4$ 稍微短 4%左右，计算出该长度，并在塔的顶部这个长度距离的地方，连接上 4 根独立的

l/4 长度的辐状导线。对于 80 m 波段，上面没有加载（即没有天线）的铁塔，其顶端以下 65 英尺的地方可以候选为馈电点的位置，不过这时所有铁塔的拉绳都应该断开为多段后再用绝缘子连接。对于 160 m 波段，馈电点位置需要在铁塔高度 130 英尺的地方。

那么对于一个典型的安装有八木天线的接地铁塔来说，又该怎么处理呢？顶部安装的八木天线可以作为一个大的电容帽，给铁塔做顶部加载。幸运的是对于垂直天线的加载，在顶部加载的方式是最有效的。

表 6-3 中各个例子应该可以给我们这样一个概念，就是一个典型的业余天线可以得到怎样的顶部加载效果。在等效加载那一列的数据，告诉我们可以代替左边列出来作为顶部加载垂直天线的大概等效垂直高度。为了达到使塔体产生谐振所需的剩余数据，可以从使未加载铁塔发生谐振所需的高度中减去这些数据。注意到除了 10 m 波段外的其余所有波段，等效加载的高度是等于或超过 40 m 波段的 *l*/4 的，所以对于典型的 HF 八木天线，这种方案仅仅在 80 m 和 160 m 波段时使用最好。

表 6-3　普通八木天线的等效加载长度

天线型号	横梁长度（英尺）	*S*（面积，平方英尺）	等效加载（英尺）
3L20	24	768	39
5L15	26	624	35
4L15	20	480	31
3L15	16	384	28
5L10	24	384	28
4L10	18	288	24
3L10	12	192	20
TH7	24	—	40（估计）
TH3	14	—	27（估计）

制作实例

我们来考虑这样一个例子：一个 TH7 的三波段八木天线安装在 40 英尺高的铁塔，TH7 天线整个尺寸相当于全尺寸的 3 单元 20 m 波段定向天线，不过有更多交错排列的单元。它的等效加载估计为 40 英尺，那么在 3.6 MHz 工作频率上，顶上没有加载的铁塔（发生谐振时所需）高度应该是 65 英尺，它减去 40 英尺的等效加载，就可以确定出馈电点应该在 TH7 天线下面的 25 英尺高度的位置。

10 根 *l*/4（65 英尺）的辐条导线可以用尼龙绳将它们系在塔体 15 英尺高的位置和 10 英尺高的支撑柱之间，尼龙绳接上#18 号导线起隔离作用，不必再使用绝缘子。所有的辐条导线连接在一起，并接到一个准确半波长（在 3.6 MHz 时）的 RG-213 同轴电缆芯线，这样可以在电缆的另外一端重现出馈电点的阻抗。图 6-41 为安装图，作者使用了一个 HP 公司低频阻抗分析仪来测量整个 80 m 波段的输入阻抗，在准确谐振时（此时电抗为零）其频率如所预测的为 3.6 MHz，辐射电阻为 17 Ω。那么下一个问题就是如何馈电和匹配天线。

一个比较好的办法是增加一段低损耗的传输线将 80 m 波段天线调谐到频段的低段，再接入天线调谐器来切换工作于该波段的高端部分频率。对于 50 Ω 传输线，17 Ω 的辐射电阻将呈现 3:1 的 SWR，这意味着天线调谐器对于该波段所有频率都可以工作。对于临时使用，也允许直接将 RG-8 或 RG-213 直接接到天线调谐器。如果您有很多低损耗的 75 Ω CATV 硬同轴电缆，您也可以采用另外一个办法。

将两段 RG-59 并联制作成一根 *l*/4（70 英尺×0.66 速度系数 = 46 英尺）的 37 Ω 匹配线，将它连接在馈电点和一段接到发射机的硬同轴电缆之间。*l*/4 匹配变换器的作用就是将输入阻抗（R_i）和输出阻抗（R_o）形成如下关系：

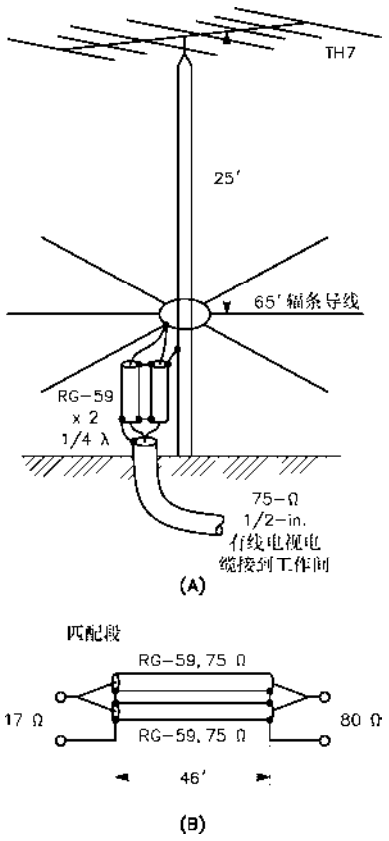


图6-41　在图（A）中，是一个80 m波段顶部加载的，反过来馈电的抬高的地网，采用了一个上面安装有TH7 3波段八木天线的40英尺高铁塔。在图（B）中，是用RG-59电缆做成的3.6 MHz匹配网络所用的尺寸数据。

$$Z_O^2 = R_i \times R_O \qquad (6\text{-}2)$$

对于 R_i= 17 Ω 和 Z_O = 37 Ω，则 R_O = 80 Ω，这与 75 Ω 的 CATV 电缆可以非常好地匹配，在发射机侧可以得到 1.6:1 的 SWR，对于 CW 操作来说不用天线调谐器都已经足够好。

160 m 波段的工作

在 160 m 波段，谐振 l/4 需要高于地网辐板 130 英尺的塔体，如果有这样的高度确实非常棒，减去 3 单元 20 m 波段或 TH7 型号的天线顶部加载等效的 40 英尺，就可以使我们得到更加合理的高于辐板 90 英尺的高度。增加类似形式的天线可以缩短更多的高度。

另外一种安装方式是，使用堆叠安装有多个 TH6 天线的 75 英尺塔体，如图 6-42 所示。地网辐板离地面高 10 英尺。

6.4.8 相控垂直天线

用两个或更多的垂直天线分开一定间隔，可以组成一个单一天线系统，获得增加的增益与方向性。在第 8 章“多元阵列”有更多关于相控阵列的讨论，该章的许多内容对于低波段天线都很有用。

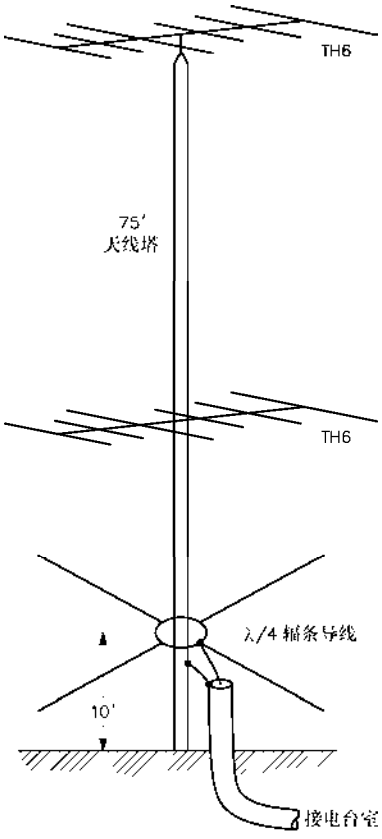


图6-42 使用堆叠安装多个3波段八木天线的75英尺塔体构成的160 m波段天线。

半正方形天线

半正方形天线是 2 单元相控垂直阵列最简单的形式，可以非常有效应用于低波段。以下的内容来源于《The ARRL Antenna Compendium Vol5》中 Rudy Severns（N6LF）的描述。

可以用一个标准的偶极天线做简单改装，即增加两根 l/4 的垂直导线，每个末端各一根，如图 6-42 所示，就构成了一个半正方形天线。这种天线可以在其中一个角的地方馈电（低阻抗，属电流馈电），或者在其中一根垂直导线的低端馈电（高阻抗，属电压馈电），其他的一些馈电方式也是可能的。

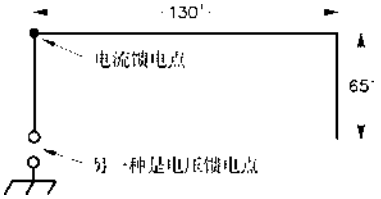


图6-43 典型的80 m波段半正方形天线，具有l/4高度的垂直臂和l/2长度的水平臂。天线可以在底端或拐角位置馈电，当在拐角位置馈电时，馈电点是低阻抗，属于电流馈电，当用其中1根线的垂直臂底端再加上小型的地网馈电时，馈电点是高阻抗，属于电压馈电。

这种天线“经典”的尺寸是顶部导线为 l/2（对于 3.75 MHz 就是 131 英尺），垂直导线（65.5 英尺）是 l/4。不过这些尺寸并非一定这样规定，它们在相当宽的范围变化依然可以得到几乎相同的性能。

这种天线的两个 l/4 垂直臂，间隔 l/2，通过顶部导线进行移相馈电，最大电流出现在两个顶角。相对于单根垂直天线，这种天线的理论增益是 3.8 dB，其中一个非常重要的优点就是不需要额外的接地系统，并且可以在这对十分平常的移相 l/4 垂直臂上来安排馈电位置。

与偶极天线的比较

在过去，其中一个缺少在 80 m 和 160 m 波段使用半正方形天线潜在用户的问题，就是存在 l/4 垂直部分，这将使高度在 80 m 波段大于 65 英尺，在 160 m 波段高于 130 英尺。如果您没有可以这样利用的高度，这也不成问题，比方可以像图 6-44 那样曲折垂直臂下面部分，这种折中的做法对性能影响十分轻微。

在相同高度下，对图 6-43 和图 6-44 所给出的例子与偶极天线做一个比较是很有帮助的，从 40 英尺和 80 英尺两个高度、普通地面、良好地面、海水几个方面进行比较。同时假设垂直导线最底端的最小离地高度为 5 英尺。

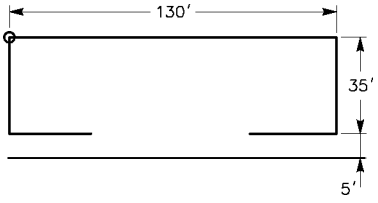


图6-44　配有40英尺高支撑物的80 m波段半正方形天线。两端往里曲折重新调谐天线，这种折中对性能影响甚微。

在 40 英尺的高度，半正方形天线确实相对较小，垂直部分只有 35 英尺（≈l/8）长度。在相同高度，这个天线与偶极天线在仰角面的比较见图 6-45。在普通地面条件下半正方形天线低于 38° 时非常出色，在 15° 角度将近改善 8 dB。对于那些幸运拥有前方为海面的少数人来说，在 15° 角度有高达 11 dB 的优势!同时也注意到 35° 以上，响应快速下降。这对 DX 十分有利，但对本地通信则不好。

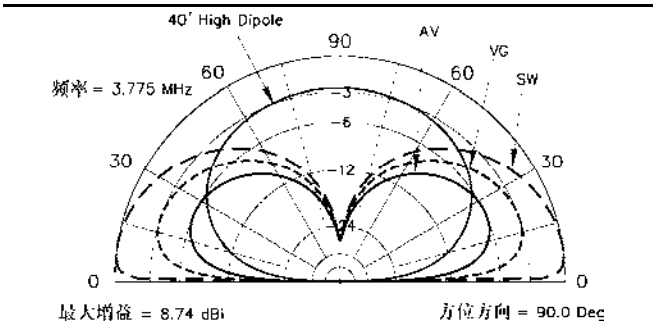


图6-45　在40英尺高度比较80 m波段的各种仰角响应，普通地面40英尺高的水平极化偶极天线，与在3种类型条件下垂直极化半正方形天线比较，包括：普通地面（导电率 σ=5 mS/m，介电常数 ε=13）、良好地面（σ=30 mS/m，ε=20）和海水（σ=5 000 mS/m，ε=80）。可以看到，地面条件的质量对半正方形天线的低仰角性能有明显的深刻影响。即使在普通地面，在低于大约32°，半正方形天线也要胜出较低高度的偶极天线。

图 6-46 给出图 6-44 中的缩短型半正方形天线（实线）在 80 m 波段时的方位面辐射图，但这次比较的是在 100 英尺高的水平偶极天线的响应。这些比较都是在普通地面条件和仰角 5° 的位置。这里得出的信息就是，您的偶极天线越低，地面条件越好，您从偶极天线切换到半正方形天线时就能获得更多的增益。所以选择半正方形天线对于远距离通信看来是个不错的押宝。

半正方形天线的形状变化

如何使形状更加灵活一些？通常有几种比较有实际使用价值的形变方式。有些形变对性能影响很小，但有

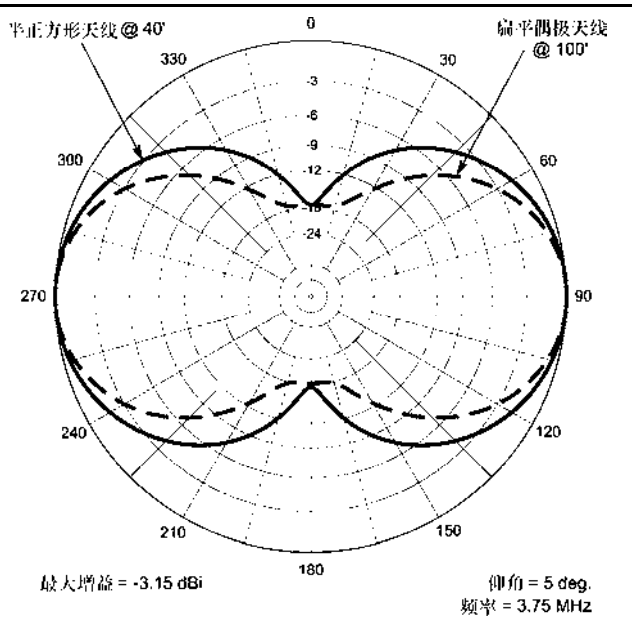


图6-46　图6-44给出的缩短型半正方形天线（实线）在80 m波段的方位角图，与100英尺高度的平顶偶极天线（虚线）作比较。假设这些例子是在普通地面条件。

些对于增益可能是致命的破坏。假设您或者有更高的位置，但比所谓标准形式的宽度窄，或者有更宽的宽度但高度不够，如图 6-47（A）的情况。

固定高度

这些尺寸变化类型对增益的影响情况见表 6-4。顶部长度（L_T）从 110 英尺到 150 英尺之间变化，垂直导线长度（L_V）根据重新调整天线谐振来确定，可见增益的改变只有 0.6 dB。对于 1 dB 的变化，其 L_T 范围为 100～155 英尺，这是个相当宽的范围了。

表 6-4　改变水平长度与垂直高度，重新按谐振所需调整后的增益变化情况

L_T（英尺）	L_V（英尺）	增益（dBi）
100	85.4	2.65
110	79.5	3.15
120	73.7	3.55
130	67.8	3.75
140	61.8	3.65
150	56	3.05
155	53	2.65

如果我们改变顶部水平导线的长度并且重新调整垂直导线长度使天线调谐，同时保持顶部的高度不变，则另外一种变化的结果见图 6-47B。表 6-5 给出这种变化对最大增益的影响，L_T 的范围为 110～145 英尺，增益的变化只有 0.65 dB。

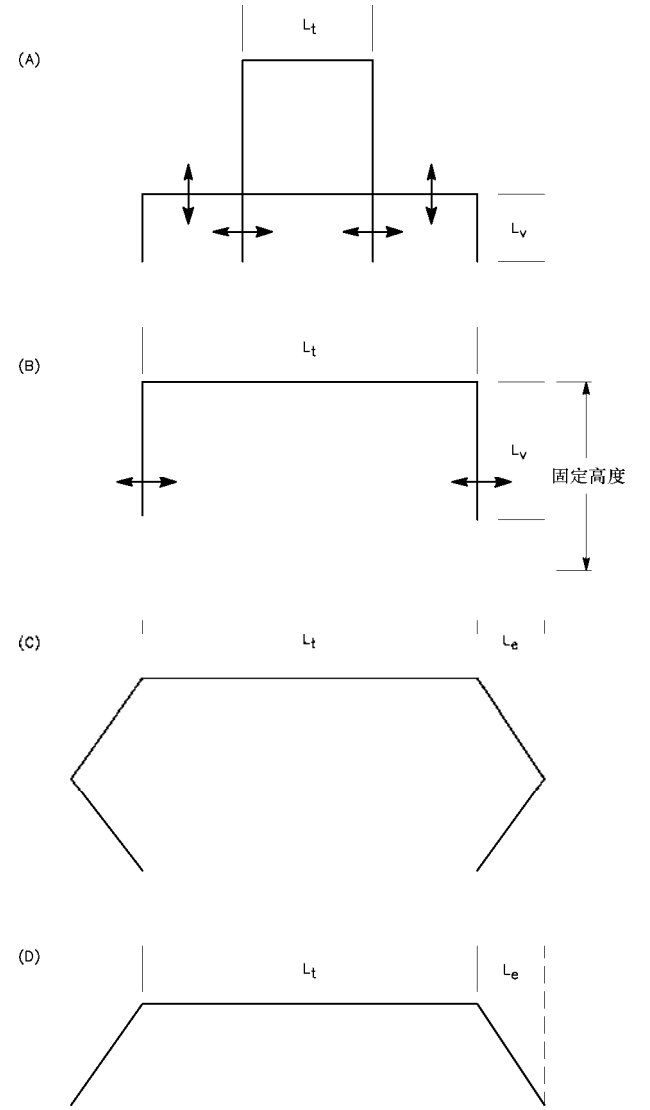


图6-47　半正方形天线在水平长度与垂直高度的变化。在（A）图，水平与垂直臂都变化，同时保持天线处于谐振。在（B）图，水平导线的高度保持不变，但其长度和垂直两臂发生变化，也保持天线处于谐振。在（C）图，水平导线的长度发生改变，两个垂直臂两端往里弯成V字形。在（D）图，两端向外倾斜，水平部分的长度可变。对基本半正方形天线做改变后的所有对称形式，在性能上只有小的损失。

如图 6-47（C）所示将导线两端弯进去形成 V 形的影响情况，见表 6-6。天线的底部高度保持 5 英尺，水平的高度（*H*）为 40 或 60 英尺。可以看到即便这种较大的变形对增益的影响也相对较小。如图 6-47（D）那样将导线两端向外倾斜并改变水平部分长度，对增益也只有小的影响。因为这些改变可以使天线适合不同 QTH 情况的安装，这些都是好消息，不过并不是所有任意的改变都有这么好的结果。

假设两个末端的高度不一样的情况，如图 6-48 所示，半正方形的其中一端比另外一端高 20 英尺。那么它的仰角面辐射图如图 6-49 所示，并与 50 英尺高的偶极天线做了比较。这种形变将影响它的辐射图形状，增益有所下降，顶部的凹陷没有了。天线末端的抵消作用也没有了，将会出现有些端射现象。在这个例子中，高度差为 20 英尺是个较极端的情况，如果是 1～5 英尺的较小差异，则对辐射形状的影响不会太严重。

在两端顶部的高度相同，但是垂直导线的长度不一样的情况，也会对辐射图产生类似的破坏。所以这种天线对于对称的变形有很好的容忍度，但是对于非对称的变形则不太接受。

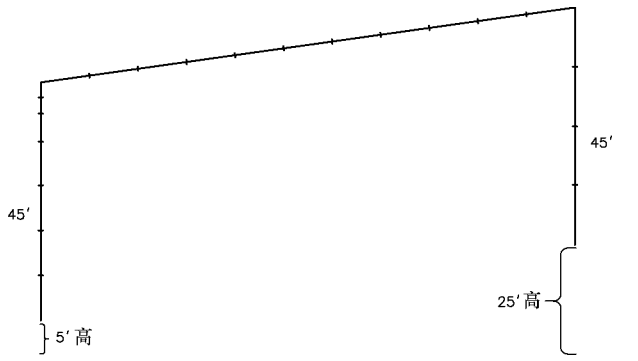


图6-48　半正方形天线不对称的形变，其中一个臂的底端比另外一臂的底端大约高出20英尺，这种形变就会影响辐射图形。

表 6-5　顶部水平导线的长度，以及重新调整垂直导线长度使天线调谐，同时保持顶部的高度不变时，增益的变化情况（见图 6-47（B））

L_T（英尺）	L_V（英尺）	增益（dBi）
110	78.7	3.15
120	73.9	3.55
130	68	3.75
140	63	3.35
145	60.7	3.05

表 6-6　两个末端弯成 V 字形（见图 6-47C）的半正方形天线的增益

高度⇒	*H*=40（英尺）	*H*=40（英尺）	*H*=60（英尺）	*H*=60（英尺）
L_T（英尺）	L_e（英尺）	增益（dBi）	L_e（英尺）	增益（dBi）
40	57.6	3.25	52.0	2.75
60	51.4	3.75	45.4	3.35
80	45.2	3.95	76.4	3.65
100	38.6	3.75	61.4	3.85
120	31.7	3.05	44.4	3.65
140	—	—	23	3.05

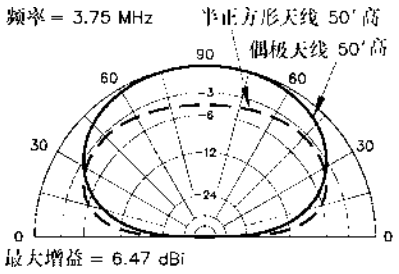


图6-49　图6-48中不对称的半正方形天线的仰角图，并与50英尺高的偶极天线辐射图做比较。两者都是在普通地面条件，导电率为5 mS/m，介电常数为13。可以看到天顶角的凹陷已经被填平，并且最大增益相对于如图6-43那样在同类地面条件的常规半正方形天线来说，也降低了。

如果导线的长度不能使天线在所需频率上发生谐振，情况又怎样呢？根据馈电位置的不同，可能有问题或没有问题，我们将会在后面的辐射图与频率关系中看到这个讨论。半正方形天线与偶极天线相似，在对称安排上也是非常灵活的。

半正方形馈电点阻抗

半正方形天线有多种不同的馈电方式。通常可以在垂直部分的其中一个末端与地之间馈电，或者如图 6-43 那样在其中一个顶角位置馈电。

对于在底端与地之间的电压馈电，其阻抗非常高，常常为几千欧姆。对于在顶角的电流馈电，阻抗就要低得多，通常接近 50 Ω，非常方便用同轴电缆直接馈电。

半正方形天线是一个相对高 Q 值的天线（$Q \approx 17$），图 6-50 给出了这种馈电方式下 SWR 随频率的变化情况。其实 80 m 的偶极天线带宽也没有特别宽，但不会像半正方形天线 SWR 变化那么陡峭。

辐射图 VS 频率

对于天线带宽的定义并不止阻抗一个参数，还要考虑频率的改变对辐射图的影响。对于电压馈电的半正方形天线，电流的分布随频率发生变化，对谐振在 3.75 MHz 附近的天线，电流的分布接近对称。然而，高于或低于该谐振频率，电流分布就越来越不对称。其结果是，天线的开路末端将存在高电压，而馈电点也越来越不太像电压点而更像是最大电流点。这允许电流的分布变得不对称。

这种影响在 3.5 MHz 时减少 0.4 dB，在 4 MHz 时减少 0.6 dB。顶部凹点的深度从−20 dB 变化到−10 dB，侧面的凹陷也减少了。注意到这是在天线物理尺寸不对称的时候才会发生的。无论是由于电流的分布还是结构安排上的不对称，天线的辐射图都会变差。

当在一个顶角采用电流馈电时，在非谐振频率工作带来的不对称性要小得多，因为天线的两末端都是开路电路，形成电压最大的地方，增益的减小仅仅 0.1 dB。所以非常有意思的是，频率改变对辐射图的敏感性与采用的馈电方式相关。

我们更关注顶角馈电采用传输线时的影响，因为通常都是采用同轴线对这种天线直接馈电，屏蔽层接到垂直的导线，芯线接到顶部水平导线。由于电缆的屏蔽也是导体，或多或少会与辐射体平行，并且处于天线近场之中，您可能已预计到实际使用时会对辐射图产生严重影响，但其实这种摆放似乎对辐射图的影响非常小，最大的影响是当馈线长度接近 $l/2$ 的整数倍时，所以应该避免馈线为这些长度。

当然，如果您愿意也可以在馈电点的电缆上使用扼流式巴伦。这样做也许可以减少对馈线的耦合，但对这个问题似乎没有太大作用。事实上，如果您在工作间使

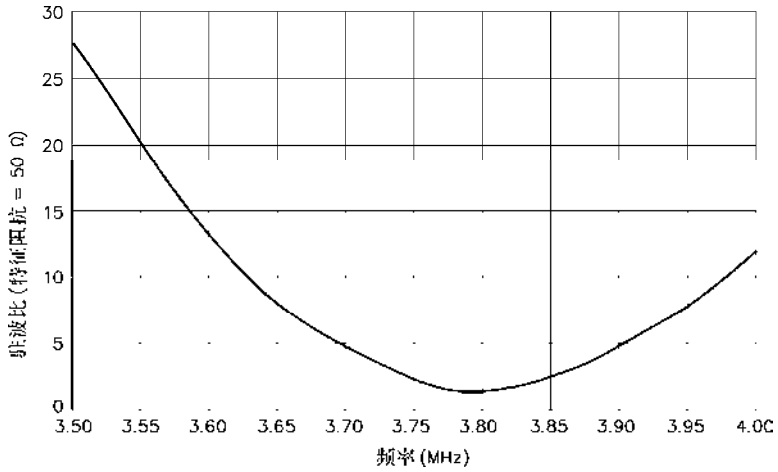


图6-50　电流馈电的半正方形天线SWR随频率的变化曲线，SWR带宽相当窄。

用一个天线调谐器工作在那些天线不谐振的频率时，传输线上都是很高的 SWR，这时在馈电点的巴伦一点作用都没有。

在天线末端电压馈电时的匹配方案

对于窄带的匹配可以有几种直接的办法，不过在整个 80 m 波段的宽带匹配则具有相当的挑战性。如图 6-51 所示，用一个并联谐振电路和一个合适的接地做电压馈电的方案，是这种天线比较习惯的做法。可以通过调谐电路到所需的频率，以及图 6-51（A）的电感抽头，或电容分压方式（见图 6-51（B））来获得匹配，也可能使用如图 6-51（C）的 $l/4$ 传输线匹配方案。

假如采用图 6-51（B）的匹配网络，典型的元器件值是 L=15 μH，$C1$=125 pF 以及 $C2$=855 pF。在任何单个频点的 SWR 都可以获得接近 1:1，不过整个 SWR<2:1 的带宽在<100 kHz 时非常窄。改变 L-C 的比率不会有太大区别。所以半正方形天线用于窄带时有很好的口碑。

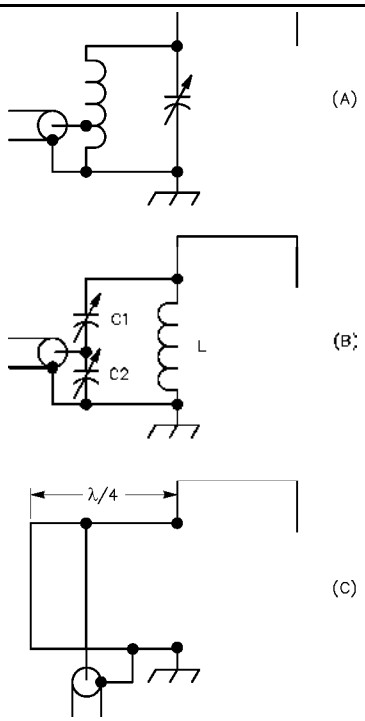


图6-51　用于半正方形天线电压馈电的典型匹配网络。

6.5　缩短型垂直天线

在较低的工作频率上，要架设一个全尺寸 $l/4$ 垂直高度和带有全尺寸 $l/4$ 地网线的天线变得日益困难，对于全尺寸半波长的垂直偶极天线（HVD）就更甭想了。实际上，无论是 HVD，接地的单极天线，还是地网类型的单极天线，都并非绝对地需要制作全尺寸的天线。天线的尺寸是可以减少一半或更多的，并仍然可以保持较高的效率和所需要的辐射图形，不过这需要认真地设计。如果要保持较高的效率，那么缩短天线的工作带宽就会降低，因为此时缩短天线必须有较高的 Q 值。

这样做会使天线偏离谐振而迅速增加电抗分量，不过可通过采用较大直径的导体来减小这种影响，但即使这样处理，带宽依然是个问题，尤其对中心频率两侧都非常宽的 3.5～4 MHz 频段。

如果我们在 3.525 MHz 用一个直径为 2 英寸的垂直单极天线，并将它从 $l/4$ 的长度尽量缩短，其馈电点的阻抗和效率（在底部使用一个电感器以调谐掉电容容抗值）将出现如表 6-7 所示的变化，这个例子中假定地面和导体是良好条件。实际的地面情况不会使阻抗有很大的差别，但是会引入地面损耗，会进一步降低效率，导体损耗也会减小效率。通常较高的 R_R 值可以使效率更高些。

表 6-7 中最重要的一点是当天线不断缩短时，辐射电阻 R_R 将迅速降低，其中包含了用于调谐不断增加的底部电抗（X_C）的电感器损耗电阻（R_L）的增加，从而降低了效率。

表 6-7　采用底部电感加载的小于 $l/4$ 的缩短垂直辐射体的影响。（频率为 3.525 MHz，电感器 Q_L=200，忽略地面与导体损耗）

长度（英尺）	长度（l）	R_R（W）	X_C（W）	R_L（W）	效率（%）	损耗（dB）
14	0.050	0.96	−761	3.8	20	−7.0
20.9	0.075	2.2	−533	2.7	45	−3.5
27.9	0.100	4.2	−395	2.0	68	−1.7
34.9	0.125	6.8	−298	1.5	82	−0.86
41.9	0.150	10.4	−220	1.1	90	−0.44
48.9	0.175	15.1	−153	0.77	95	−0.22
55.8	0.200	21.4	−92	0.46	98	−0.09
62.8	0.225	29.7	−34	0.17	99	−0.02

6.5.1　垂直短天线的底部加载

天线的底部增加一个加载电感是比较方便的，但通常对于给定 Q 值的电感，这个地方不是最低损耗的位置。在第 16 章中，有关于垂直短天线的最佳加载位置与地面损耗和 Q 值的关系将进一步讨论，包括电长度和物理长度缩短的必要性讨论。这些信息在使用电感加载之前应做一个回顾。

在原版书附带光盘中有个 MOBILE.EXE 的小程序，是

一个设计电感加载缩短天线非常好用的工具。在多数情况下，顶部加载无法使用的地方（下面会讨论到），最佳加载位置在垂直部分的中间或偏上。将加载线圈从垂直天线的底部往中部移动将发生很大的差异变化，使 R_R 增大，并减小电感损耗。例如，一个工作于 3.525 MHz 的天线，如果我们使 $L1$=34.9 英尺（0.125l），那么在中间加载的电感量是 25.2 μH，此时天线发生谐振。在这种配置下，R_R 将从 6.8 Ω（底部加载）增加到 13.5 Ω（中间加载）。在依赖于地面损耗和导体电阻的同时，这也能明显地提高天线的效率。

如果不在天线某些位置串入集总电感作为加载，也可以采用“连续加载”的方式，就是将整个辐射体卷成小直径的线圈，效果上就等于把感性负载沿着所有辐射体分布开来。这种方式的电感加载，其线圈就是一个辐射体，运用这个原理的缩短垂直天线的例子在本章后续会给出。

6.5.2 使短天线谐振的其他加载方式

电感加载并非是唯一的方式，或者即便它是降低天线高度的最佳补偿方法，还有可以采用像图 6-52 所示的电容顶加载的方式使垂直单极天线发生谐振。表 6-8 给出了一个使用电容顶加载的 3.525 MHz 缩短垂直天线，垂直部分（$L1$）用直径 2 英寸的金属管，加载顶也是用 2 英寸的金属管在顶部交叉向外伸开，像 T 字形，加载顶 T（±$L2$）的长度可以调整以使天线发生谐振。这里再次指出，表 6-8 中我们假定的是良好的地面条件与良导体。

表 6-8　采用顶部加载的缩短垂直天线的影响

L_1（英尺）	L_2（英尺）	长度（l）	R_R（W）
14.0	48.8	0.050	4.0
20.9	38.6	0.075	8.5
27.9	30.1	0.100	14.0
34.9	22.8	0.125	19.9
41.9	17.3	0.150	25.5
48.9	11.9	0.175	30.4
55.8	7.0	0.200	33.9
62.8	2.4	0.225	35.7

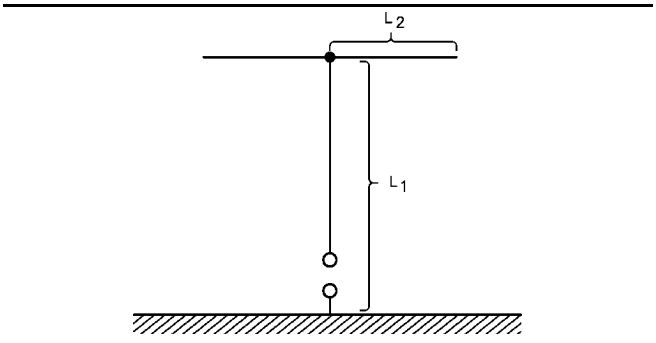


图6-52　水平导线作为缩短垂直天线的顶部加载。

对于给定的垂直高度，电容顶加载使天线谐振将会使得辐射电阻 R_R 升高 2～4 倍，另外加载元器件带来的损耗也更小，结果是使天线在低的高度下有更高的效率。图 6-53 对在电容顶加载和电感底部加载的 R_R 作了一个比较，对于高度低于 0.15 l，顶部加载单元的长度变得不太实际，但是有其他潜在的更有用的顶部加载方式。

对于如图 6-54 所示的一个多导线加载系统，比起单根导体的布置有更大的电容量，因此也就在同样频率下不需要太长的长度即可产生谐振。不过这种设计需要对增加的导线做额外的支撑，理想情况下，这种布置应该形成交叉状，不过相互分开几英尺的平行线也可以给出比单根导线更可观的电容量。

顶部加载可以采用各种足够大的金属结构来得到所需的自电容。例如图 6-55，可以采用一个末端连接一起的多辐条状结构。你也可以很简单地用 4～6 根 8 英尺的 CB 玻璃钢移动鞭状天线，组成一个像车轮辐条的形状，并用另外的导线将各个末端连接起来。

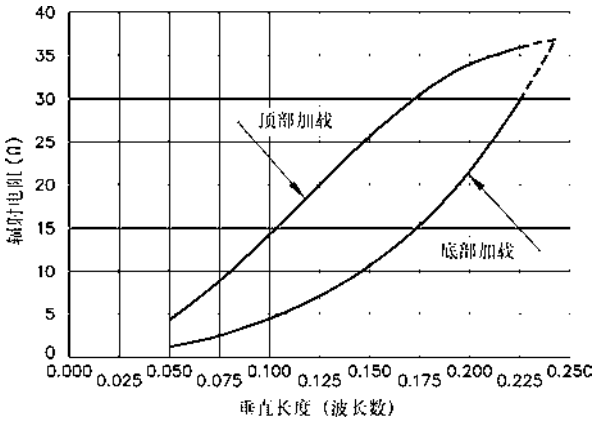


图6-53　缩短型垂直天线顶部（容性）和底部（感性）加载的比较。天线的谐振需要充分地地载。

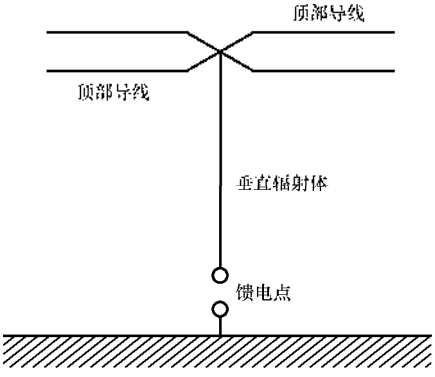


图6-54　顶部多导线可以充分增加等效电容，这样可以使用更短的顶部导线长度获得天线谐振。

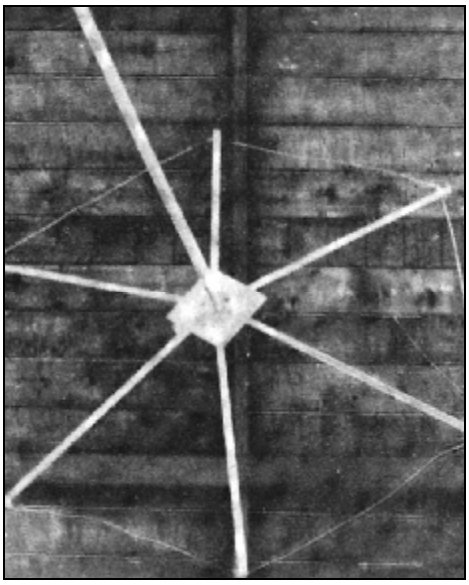


图6-55　7 MHz垂直天线的电容帽近照，使用了多根直径1/2英寸的辐条伸臂，各末端连接成环状。

这种安排方式将构成一个直径 16 英尺，非常经济耐用的电容帽，即便是覆压着冰雪时也可以使用。实际上任何足够大的金属结构都可以被用于此目的，但是一些如球形、圆柱形、盘形等简单几何形状更好些，因为这些形状的电容量相对容易计算出来。

这 3 种几何形状的电容量可以通过图 6-56 以尺寸为函数的曲线估算出。对于圆柱状，长度应该等于直径。无论球形、盘形和圆柱形都可以用金属板制作。如果这些形状都能够在实际中得到应用，那么可以采用导线或金属管来构成屏状或网状的“骨架”形结构，对于每种形状而言，实际上其形成的电容量是相同的。

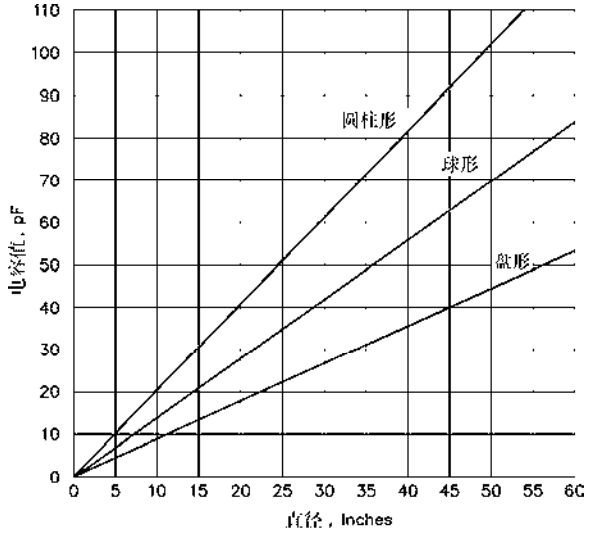


图6-56　球形、盘形和圆柱形构成的电容值是它们直径尺寸的函数，其中圆柱形假设它的长度与直径相等。

确定电容帽的尺寸

可以按照下面过程来确定所需的电容帽尺寸。这部分的信息主要来自 Walter Schulz（K3OQF）在 1978 年 9 月份的 QST 杂志文章。缩短后的天线物理长度可用下面方程式得到：

$$h_{\text{inches}} = \frac{11808}{F_{\text{MHz}}} \qquad (6\text{-}3)$$

其中，h=长度，英寸

在这里，以一个缩短长度为 0.167 l 的 7 MHz 天线为例，h=11 808/7×0.167=282 英寸，即等于 23.48 英尺。将垂直辐射体考虑为一个末端开路的传输线，则其阻抗与加载顶部是可以确定的，垂直天线的特征阻抗可用下面方程式得到：

$$Z_0 = 60\left(\ln\left(\frac{4h}{d}\right) - 1\right) \qquad (6\text{-}4)$$

其中，

ln = 自然对数

h = 长垂直辐射体长度（高度），英寸

d = 辐射体直径，英寸

这个例子中垂直辐射体的直径为 1 英寸，

$$Z_0 = 60\left(\ln\left(\frac{4\times 281}{1}\right) - 1\right) = 361\,\Omega$$

总的顶部加载所需的电容性电抗由下面方程式得到：

$$X = \frac{Z_0}{\tan\theta} \qquad (6\text{-}5)$$

其中，

X=电容性电抗，Ω

Z_0=天线特征阻抗（由（6-4）计算得到）

θ=电加载的数量，度

一个 30° 电容帽就是 361/tan30°=625 Ω，这个电容电抗值转换为电容量可以采用下面方程式：

$$C = \frac{10^6}{2\pi f X_C} \qquad (6\text{-}6)$$

其中，

C=电容量，pF

f=频率，MHz

X_C=电容电抗值，Ω

对于这个例子，所需的 C=10^6/（2π×7×625）= 36.4 pF，可以取 36 pF。这里采用盘形的电容帽。电容量为 36 pF 的加载帽，其大约直径可以从图 6-56 得到，大

约 40 英寸。

图 6-55 中的骨架结构盘被设计成车轮状，6 根长度 20 英寸，外径 1⁄2 英寸的铝管用作辐条，将每一根都等间隔地集中连接到中央，所有辐条的外端用一根 14 号（#14）铜线连接成一个环。注意到这个环会轻微增加加载帽的电容量，使得更加接近实芯盘。23.4 英寸辐射体的顶端加上这个电容帽后，可以使得在 7 MHz 发生 $l/4$ 的谐振。

制作完成后，对于所需频率的谐振，可能需要对辐射体长度或电容帽的尺寸做少许的调整。从图 6-53 可知，一个 0.167 l 高的辐射体的辐射电阻在没有加载时大约 13 Ω，在顶部加载后 $R_R \approx 25\ \Omega$，几乎增加一倍。

6.5.3 紧凑型的垂直偶极天线

关于 HVD（半波垂直偶极）的一个变形是紧凑型的垂直偶极，简称 CVD。CVD 是在每个缩短的垂直辐射臂的末端使用电容帽加载，如图 6-57（C）所示。有人称“顶帽”和“底帽”加载。Les Moxon（G6XN）简称这个加载缩短天线的方案为“末端加载”，他的 40 m 波段 CVD 的垂直线部分是 25 英尺高，在顶部和底部每端都有 15 英尺长的水平加载导线。

K8CHD 的紧凑型垂直偶极天线

顶部加载的导线不一定需要与垂直的辐射体相互垂直，尽管相互垂直对于用铝管来制作的话会比较方便。K8CH 在《The ARRL Handbook》2006 年版手册中描述了他的 30 m 波段 CVD 天线，全部都使用了 14 号线，加载导线是倾斜的。它设计用于挂在高度至少在 32 英尺以上的树木使用，以保证所有导线都高于 8 英尺或高于人和动物之上。垂直的辐射导线部分是 24 英尺长，八根顶部和底部的末端加载导线都是 5 英尺 9 英寸长。见图 6-57（E）和表 6-9 的 CVD1。

顶部的加载导线以 45° 朝地面向下倾斜，并用绝缘绳索来拉住，它同时也支持底部的各加载导线，就是把它们拉住并保持水平。见图 6-58，由于顶部加载导线是“雨伞”形状，所以增益稍稍有所损失，2:1 的 SWR 带宽也略微比水平形状时下降一点，不过对于 30 m 波段来说带宽窄一点也不成问题。

这种天线的 40 m 波段版本即 CVD6，也是使用 24 英尺长的垂直辐射体，底部离地高 8 英尺，用 14 号（#14）导线做成 11.3 英尺长的各加载导线，顶部的 4 根还向下倾斜 45°。这个 CVD 在 250 kHz 带宽有 2:1 的 SWR，直接用 50 Ω 同轴电缆馈电，并用铁氧体磁芯作为共模扼流巴伦套在垂直辐射体中间。另外还在电缆接近地电平的地方也套上一个扼流式巴伦，以抑制其他可能辐射到电缆屏蔽层的共模电流。

您应该注意到表 6-9 中 40 m 地网垂直天线的比较，GP1 是距离地面 8 英尺高的 4 根水平地网辐板，而 GP2 的地网辐板高度只有 2 英尺，由于靠近有耗地面，其增益有些损失。40 m 的 CVD1 和 CVD2 例子，也表明靠近有耗地面后所受到的相同影响。

表 6-9 中的一些例子需要中间加载线圈以使天线谐振，在加载线圈等于“发夹线圈”电感量的地方，加载线圈也作为发夹匹配线圈使用；在发夹线圈电感量稍微小于负载线圈的地方，可以通过从中间加载线圈中部对称抽头来获得匹配。

80 m 波段 CVD 天线

在 80 m 波段，CVD 天线的尺寸成为实际的挑战，需要非常高的支撑结构或多个加载办法以保证垂直辐射体部分能够谐振。表 6-9 的 CVD2 设计给出的是 K8CH 类型的 CVD 线天线，它的垂直辐射体是 46.5 英尺，需要一棵 54.5 英尺高的大树支撑，以保证垂直辐射部分底部末端离地面高出 8 英尺的安全高度。将它与需要 143 英尺支撑来保证底部离地 8 英尺高的 HVD 天线比较，CVD2 天线只是以牺牲 0.7 dB 的增益获得尺寸的缩小，以及在 2:1 SWR 的带宽大约是 75 kHz。

CVD2 天线在从 CW 频率转到语音频率工作时，可能需要重新调谐，可以通过均等改变底部 4 根水平导线长度的办法调整。

6.5.4 线性加载

对于电感加载的另外一种方式是线性加载，这种人们很少理解的辐射体缩短办法几乎可以用于任何的天线，包括寄生阵天线。尽管商用天线制造商已经在他们的 HF 天线使用了这种线性加载，但业余无线电爱好者中较少有人将它用于自己的设计中。其实线性加载用于很多天线都具有优势，因为它带入的损耗相对较小，不会使方向性能降低，并且 Q 值足够低，容易获得较宽的带宽。图 6-59 给出几种采用线性加载天线的例子。

由于线性加载部分的尺寸和间隔，在一个天线的配置与在另外一个天线上可以有很大的变化，所以采用这种加载最好的办法是试用一段比全尺寸天线与缩短天线尺寸之差还要长 10%～20%的导线作为线性加载线，然后用“裁剪与试验”的手段，同时改变加载线的间隔和长度，以得到最佳匹配，另外在馈电点处用一个发夹（匹配）对于将 SWR 调整到 1:1 谐振非常有用。

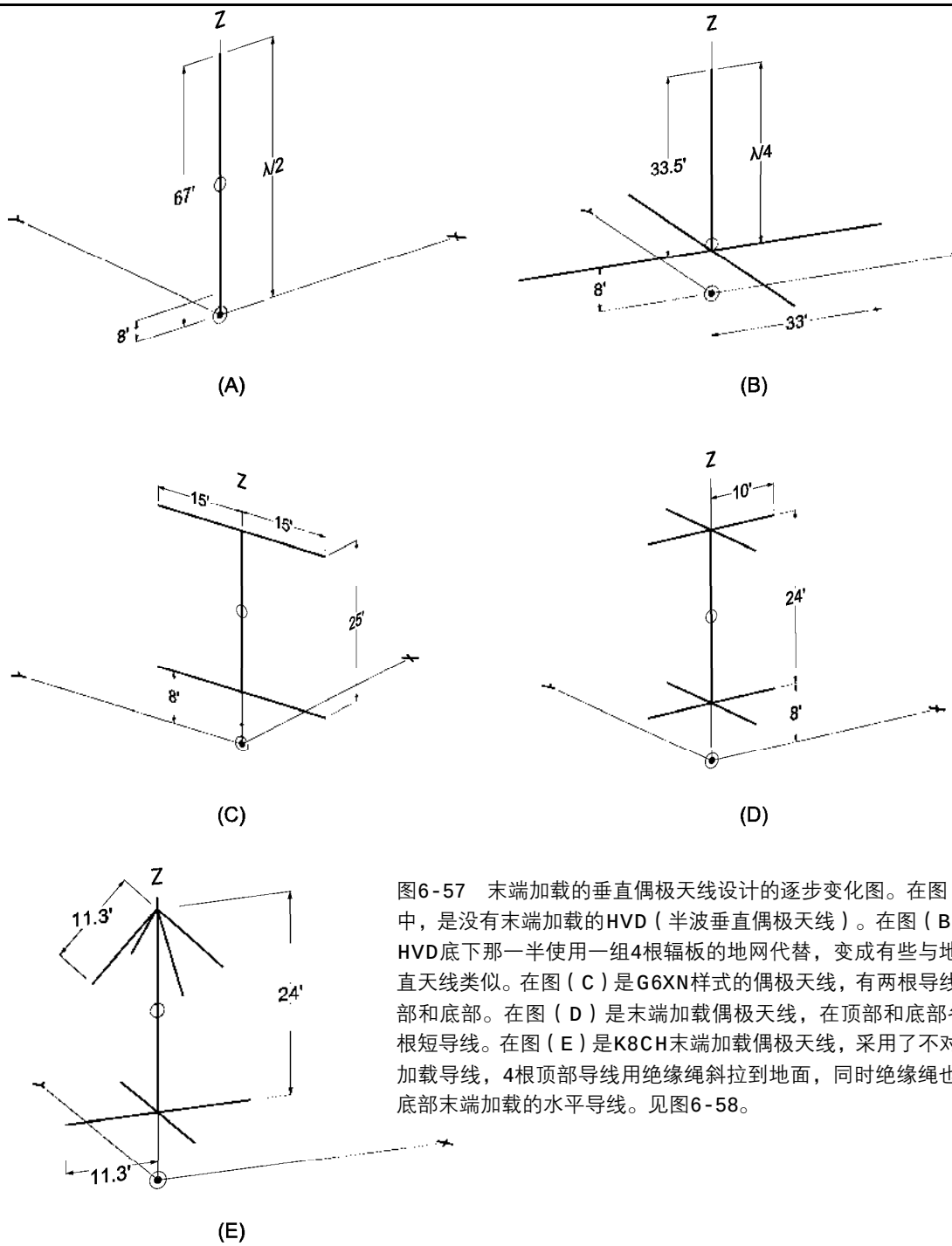


图6-57　末端加载的垂直偶极天线设计的逐步变化图。在图（A）中，是没有末端加载的HVD（半波垂直偶极天线）。在图（B）中，HVD底下那一半使用一组4根辐板的地网代替，变成有些与地网垂直天线类似。在图（C）是G6XN样式的偶极天线，有两根导线在顶部和底部。在图（D）是末端加载偶极天线，在顶部和底部各有4根短导线。在图（E）是K8CH末端加载偶极天线，采用了不对称的加载导线，4根顶部导线用绝缘绳斜拉到地面，同时绝缘绳也拉住底部末端加载的水平导线。见图6-58。

线性加载的缩短型线天线

本部分对于线性加载将做较详细的讨论，原资料来自John Stanford（NNØF）在《The ARRL Antenna Compendium Vol5》的介绍。线性加载可以显著缩短谐振天线的长度，例如，在给定的波段，通过线性加载办法制作的谐振天线可以比原来偶极天线长度缩短 30%～40%，整个长度缩短部分主要是导线的一部分做了折回弯曲，其增加的自耦合比谐振频率要低。所以这种缩短天线的办法对于场地非常有限或需要携带使用的场合非常有用。

实验情况

测量的结果见图 6-60，与早期 Rashed 和 Tai 两位实验者的文章数据比较吻合。它给出了几种简单线天线的结构，包括谐振频率和阻抗（辐射电阻）。参考的偶极天线谐振频率为 f_0，阻抗 R=72 Ω，f/f_0 值给出每个例子通过线性加载后有效降低的频率，例如，采用双线做线性加载的偶极天线，与同样长度的简单参考偶极天线比较，其谐振频率下降到参考天线的 0.67～0.7。

表 6-9　　中间馈电垂直偶极天线的各种变化形式

名称	样式（见图 6-57）	垂直长度（英尺）	辐条长度（英尺）	最低高度（英尺）	最大增益（dBi）	2:1 SWR kHz	发夹式线圈（mH）	中间加载（mH）
20 m								
GP	B	17.53	16.53	8	0.29	400	—	—
CVD1	C	13	7.57	8	0.12	625	—	—
CVD2	D	12	5.1	8	0.00	550	0.68	0.68
CVD3	E	12.15	5.6	8	−0.01	450	0.5	0.5
30 m								
GP	B	24.54	23.14	8	0.04	400	—	—
CVD1	E	24	5.33	8	−0.2	500	—	—
CVD2	E	17	7.60	8	−0.36	400	0.82	0.82
40 m								
HVD	A	66	—	8	0.13	450	—	—
GP1	B	35	33	8	−0.12	325	—	—
GP2	B	34.5	33	2	−0.37	400	—	—
CVD1	C	25	15	8	−0.42	450	—	—
CVD2	C	24	15	2	−1.09	400	—	—
CVD3	D	24	10	8	−0.55	425	—	0.25
CVD4	D	24	5	8	−0.85	225	—	8.7
CVD5	D	16	8	8	−1.18	175	0.94	6.8
CVD6	E	24	11.3	8	−0.59	250	—	—
80 m								
HVD	A	135	—	8	0.19	225	—	—
GP	B	65.5	61	8	0.11	200	—	—
CVD1	C	48.3	30	8	−0.27	200	—	—
CVD2	E	46.5	21.9	8	−0.50	150	—	—

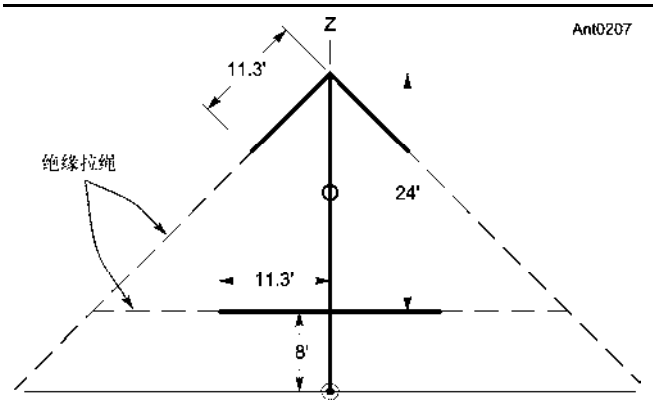


图6-58　采用#14号导线从树枝垂挂下来的CVD天线布局。

采用 3 线做线性加载的偶极天线，与同样长度的简单偶极天线比较，其谐振频率下降到参考天线的 0.55～0.6。

双线的线性加载偶极天线（见图 6-60（B））看起来几乎像个折合偶极天线，但实际上不是，它在馈线连接的对面侧中间位置是开路的。实测也表明这种天线结构谐振频率要比参考偶极天线的低 2/3，*R* 大约等于 35 Ω；3 线的线性加载偶极天线（见图 6-60（C））谐振频率就更低了，*R* 大约等于 25～30 Ω。

线性加载的单极天线（即图 6-60 中偶极天线一半的形状），与辐射状地网一起工作时也具有相似的谐振频率，但是辐射电阻值图中给出的（缩短）偶极天线的一半。

采用梯形线的线性加载偶极天线

基于这些研究结果，NNØF 又制作了一个如图 6-60（B）所示的线性加载偶极天线，使用了 24 英尺长 1 英寸宽的格梯状传输线（常用的是黑色塑料 450 Ω 特征阻抗的那种）作为偶极天线长度，他用尼龙钓鱼线将这个天线挂在树上，顶端离树木 4 英尺，底端离地面 8 英尺，并与地面倾斜大约 60°。这个天线谐振于 12.8 MHz，测得阻抗 35 Ω。测量完天线的谐振情况后，他用 1 英寸宽的格梯状明线传输线给天线馈电（到他工作间的总长度大约 100 英尺）。

为简单起见，我们称这个天线为垂直 LLSD （线性加载短偶极天线）。使用一个天线调谐器可以使该天线很好地工作于 20 m 和 30 m 波段。在这些波段，垂直 LLSD 的性能可以和水平安装在地面高度 30 英尺的 120 英尺长的中间馈电 Zepp 天线相媲美。在某些水平方向上，全波段的 Zepp 天线有许多零点，比方朝着西伯利亚方向，垂直的 LLSD 在这些方向就明显有优势。这个天线系统同样也可以谐振在 17 m 和 40 m 波段，不过从抄收的各种信号来看，NNØF 的印象是这个长度的 LLSD 在 17 m 和 40 m 波段并没有水平的 120 英尺天线好。

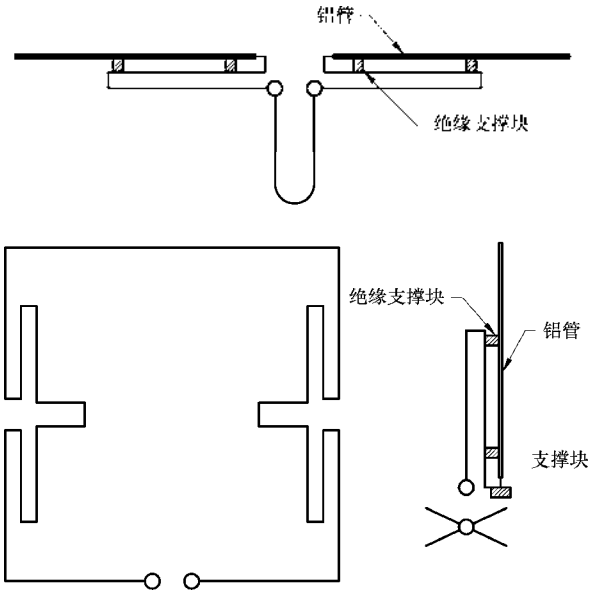


图6-59　一些线性加载的例子，小圆圈代表天线的馈电点。

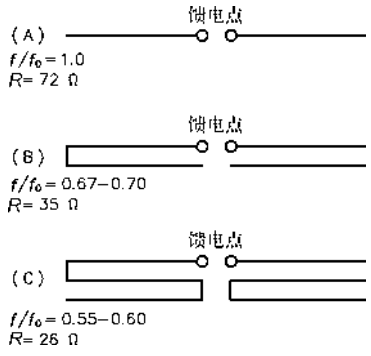


图6-60　导线偶极天线。f/f_0比值是指测量的谐振频率除以同样长度标准偶极天线的频率f_0，R是辐射电阻（Ω）。在（A）中是标准的单线偶极天线。在（B）中是双导线线性加载的偶极天线，类似折合偶极天线，不过馈电所在线的对边是开路的。在（C）中是三导线的线性加载偶极天线。

电容帽的使用

他同时还做了将 LLSD 加载电容帽后使谐振长度更短的实验，如估计到的，电容帽增加了辐射电阻，同时也降低了谐振频率。图 6-61 给出的是在前面的 24 英尺 LLSD 的两个末端各加上 6 英尺长的单根线作为电容帽，天线支撑方式与前面垂直偶极天线一样，不过底部末端的加载线距离草地只有几英寸高。这副天线系统谐振在 10.6 MHz，实测电阻为 50 Ω。

如果将偶极部分的长度稍为加长，比方增加 1 英尺左右，使它达到大约 25 英尺长，它就可以在 10.1 MHz 波段谐振并且可以和 50 Ω 同轴电缆匹配良好，非常适合于作为安装空间有限的 30 m 波段偶极天线，不需要天线调谐器，也没有陷波器带来的损耗，唯一有增加的是外加导线的损耗，但这几乎可以忽略不计。

任何线性加载的偶极天线都可以水平或垂直安装，垂直安装可以作为长距离单跳通信，可以超过 600 英里左右，否则除非有支撑很高的水平天线才能获得这样的低仰角。在线性加载天线使用不同直径的导体产生的结果会有所不同，与导体直径的大小相关，NNØF 用一个 10 英尺长导电金属管（5⁄8 英寸 OD）和#12 铜导线做了一个垂直地网天线的实验。

图 6-62 给出了这种方案，埋在土壤地下几十英寸的辐状地网系统在图中没有画出来。可以看到它不是像（A）或（B）那样接地的折合单极天线。

使用从五金店买到的不锈钢管夹锁紧在金属导体管上的塑料支撑，将两段导体间隔 2 英寸。再用缠绕成直角的软管夹将在电气防护隔离绝缘体上的导体管加紧到固定在垂直打入地面的 2×4 短柱子上。

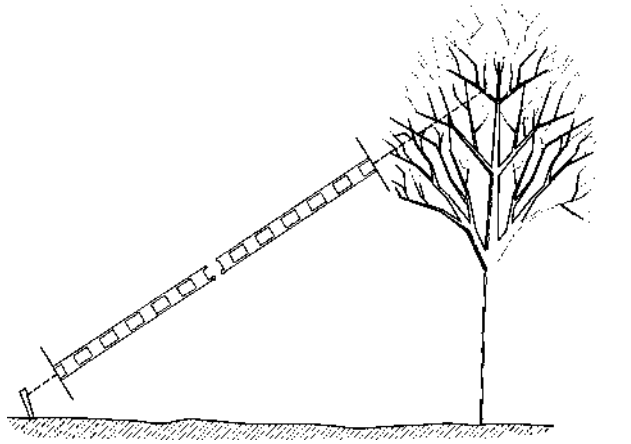


图6-61　双线线性加载的带有电容帽的偶极天线。偶极主长度是一段24英尺长的“开窗”梯格状导线，两端加载帽使用6英尺长的硬导线。整个天线用单股钓鱼线从树枝大约60°斜拉下来。实测的谐振频率和辐射电阻分别是10.6 MHz和50 Ω。

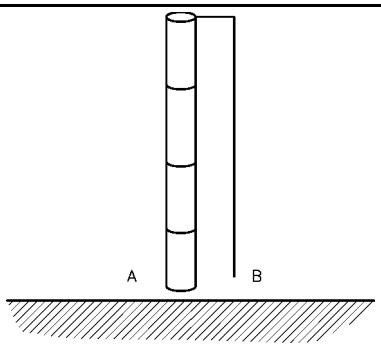


图6-62　垂直地网天线，带有一个10英尺金属管和#12号导线作为线性加载部件。谐振频率与辐射电阻取决于在哪一边馈电（A或B），另外的一边（B或A）就不能再接地了。详见文中所述。

依据不同的结构方案，两种不同直径的导体会使天线特性有所变化，当天线桥接到直径较大的导体（图 6-62 的 A 点），与 B 点不连接时，天线系统谐振在 16.8MHz，R = 35 Ω；当桥接到 B 点（直径较小的导体），而 A 点不连接时，谐振频率下降到 12.4 MHz，R 大约为 24 Ω。

图 6-62 天线系统的谐振频率可以通过改变整体高度来调整，或为了升高频率，将导线长度减少。需要注意的是，如果在细导体馈电时（图 6-62 的 B 点），谐振在 3.8 MHz 的地网在同样高度下，可以仅仅使用通常所需 67 英尺的一半的长度。在这种情况下，金属管的另一端就不要有其他电气连接。上面所给出的长度根据您第一次调整后的数据，可以缩放到所需的其他波段，不过谐振频率还会取决于导体的直径与间隔。

除了采用图 6-62 那样的地网时需要将长度加倍外，同样的办法可以用于偶极天线，其阻抗也将升为原来的两倍。所以说，采用缩短型的 40 m 水平定向天线来提高信号如何呢？答案是肯定的！

6.5.5　组合加载

当顶部加载部分由于天线尺寸进一步缩短而变得比较庞大，有时会显得不太实际，这种情况下通常可以在电容帽与天线顶部之间直接加入电感加载部件，使天线发生谐振。另外一种办法也可以用线性加载替代电感加载。文中前面部分已经给出末端加载与线性加载组合的例子。

6.5.6　辐板的缩短

适合全尺寸的辐板所需的场地往往非常难以找到，不过和天线的垂直部分一样，辐板的长度也同样可以通过加载的办法缩短。图 6-63（A）给出一个在末端加载的辐板实例，辐板的长度只有原来的一半，而效率只有轻微地下降，但是在顶部加载的情况下，天线的 *Q* 值会变高，从而导致带宽变窄。如图 6-63（B）所示，也可以使用电感加载，加载后的辐板不至于非常短（小于 0.1 *l*）时，通过仔细的设计还是可以保持相当的效率的。

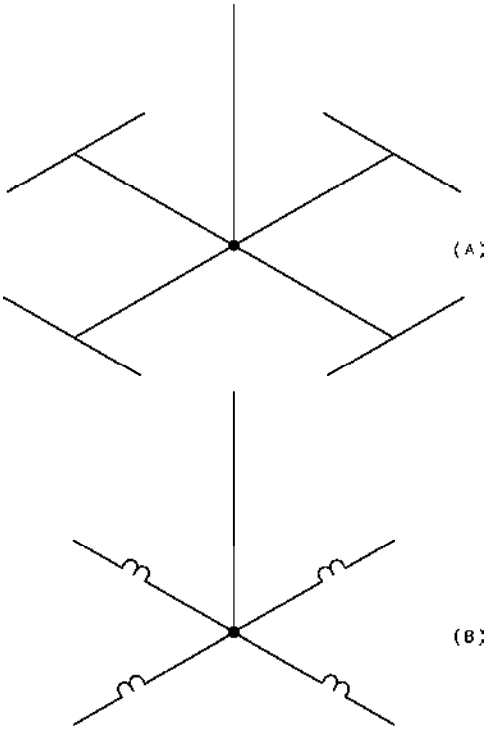


图6-63　辐板也可以使用容性（A）或感性（B）加载的办法缩短长度。极端的情况下是两种都采用，不过此时工作带宽受限。

6.5.7　一般规则

设计一个高效的缩短型垂直天线的步骤如下：

- 保证垂直辐射体部分尽可能长；
- 尽量使垂直辐射体的直径大，用金属管或多根导线构成笼状可以工作得更好；
- 如有可能，尽量靠近顶部和（或）底部的位置加载。
- 如果顶部/底部加载还不足够，可以在加载帽与天线顶部之间加入一个高 *Q* 值电感使天线发生谐振；
- 对于埋地—地面系统，应采用尽可能多的辐板（＞0.2 *l*），最好 40 根或更多；
- 如果使用抬高位置的地网，可以使用 4～8 根辐板，离地面 5 英尺或以上；
- 如果必须使用缩短的辐板，那么电容性加载比电感性加载更好些。

6.5.8　缩短型垂直天线实例

6 英尺高的 7 MHz 垂直天线

图 6-64～图 6-67 给出了这个短小高效的垂直 *l*/4 天线

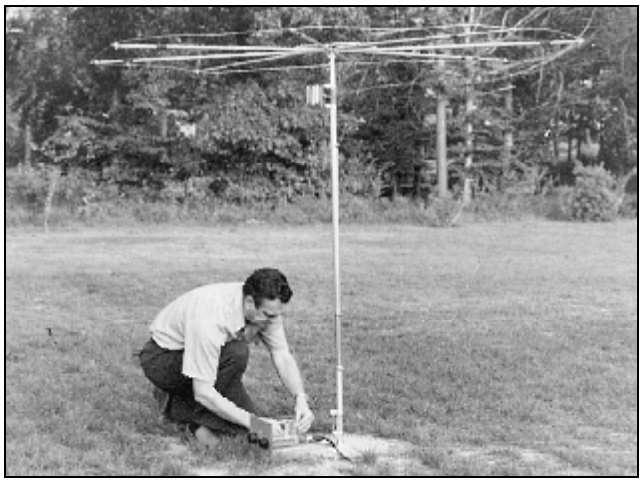


图6-64　Jerry Sevick（W2FMI）在调整一个6英尺高的40m波段垂直天线。

的制作细节。这些资料最早由 Jerry Sevick（W2FMI）做了描述，通过合理的设计和安装，使一支很短的垂直天线可以达到全尺寸 *l*/4 谐振天线的效果。即使在 7 MHz 频率上，这支 6 英尺长的垂直天线也可以产生相当漂亮的信号。理论上这是有可能的，但实际能达到的性能与对地面损耗、加载方式和阻抗匹配的理解程度有关。

缩短型垂直天线成功的关键在于所用天线的地面系统效率，为了得到最佳效果，建议至少要采用 60 根辐条的地网系统，尽管制作者可能会在牺牲一些性能的情况下采取减少辐条导线的方式。地网的辐条可以在各个末端拉紧或牵住，以方便在地面上的安装，这样在割草的时候导线也不会纠缠在草丛里。另外一种方法也可以将导线埋在地面底下，不会露出来被看到。地网辐条的导线直径没有严格的要求，用 28、22 或 16 号线规的导线都可以，结果都是一样的，长度应该不小于 0.2 *l*（27 英尺或 7 MHz 以上）。

图 6-65 示意了一个顶部加载的形状，直径为 7 英尺，并且在轮框的外围用一根连续长度的导线将各辐条连接起来。加载线圈是个 14 圈的 B&W3029Miniductor 电感器（2½ 英寸 dia，6TPI，#12wire），装在顶部加载下方 6 英寸的位置（见图 6-65）。天线的馈电阻抗在 7.21 MHz 时呈现出 3.5 Ω，在高于或低于该频率时，线圈的圈数会相应减少或增加。通过一个 4:1 的变换器将馈电点阻抗提升到 14 Ω，然后通过一个π形网络将 14 Ω 变换到 50 Ω 的办法完成匹配。这个天线的 2:1 SWR 范围带宽为 100 kHz 左右。

用这支 6 英尺长的天线已经进行了 200 多次通信，初显了这个短垂直天线的效率和威力。在大于 500 或 600 英里的固定距离，这个短垂直天线的信号效果很好。对于 7 MHz 以外的其他波段可以通过比例缩放的办法制作出类似的天线。可以在 3.5 MHz 垂直天线上加一个直径 7 英尺的顶部加载帽，天线的高度为 22 英尺，加载

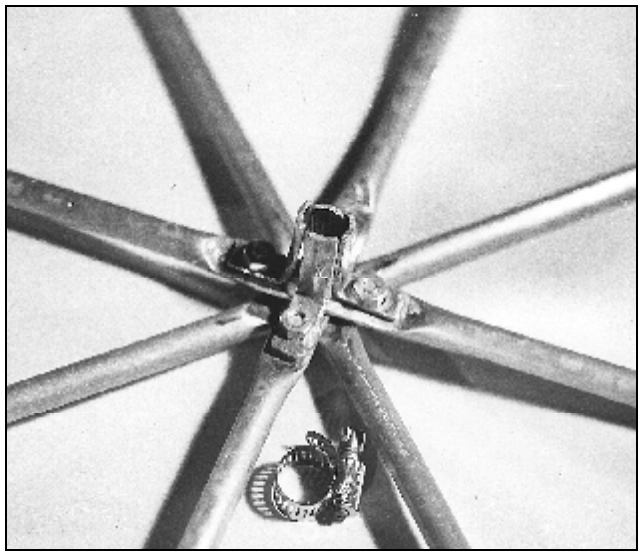


图6-65　顶部加载帽的详细结构图。这里采用长度7英尺直径1/2英寸的铝管，软管夹是不锈钢的，可以从旧店买到，其他五金件都是铝质的。

线圈为 24 圈并放在顶部加载帽下方 2 英尺位置，实际发射操作的结果与 40 m 波段很像，天线的带宽是 65 kHz。

短垂直天线在发射与接收能力方面与全尺寸 *l*/4 天线媲美，只是在相对较低的输入阻抗和带宽上做权衡折中，但是在具有良好地网系统和合理设计时，这些折中是完全可以接受的。

连续加载的短垂直天线

使用集总电感来获得短天线的谐振也是一个可选的办法，天线也可以采用螺旋绕圈的方式产生所需的电感，见图 6-68，在一根长绝缘棒上绕成螺线圈，成为一个缩短的 *l*/4 垂直天线，螺线圈的直径相对于 *l* 应该小许多，以防止天线出现轴向模的辐射。

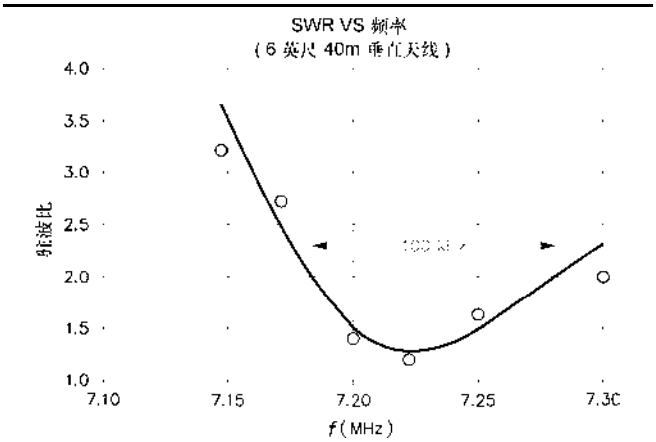


图6-66　采用7英尺顶部加载帽和它下面6英寸有14圈加载线圈的6英尺垂直天线驻波比图。

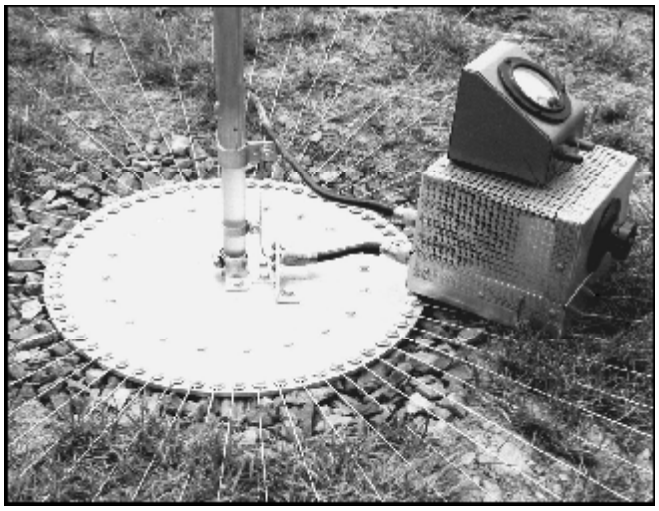


图6-67　垂直天线的底部显示出60根辐条导线地网，铝圆盘直径为15英寸，厚度1/4英寸，外围有60个小孔用于安装1/4-20的六角头铝螺钉，另外还有20个孔在内围。内围的螺钉主要留作需要比较超过60根辐条情况对比时使用。绝缘棒是聚苯乙烯材料（电木或树脂的也可以），直径1英寸。图中还有一个用来测量输入电阻的阻抗电桥。

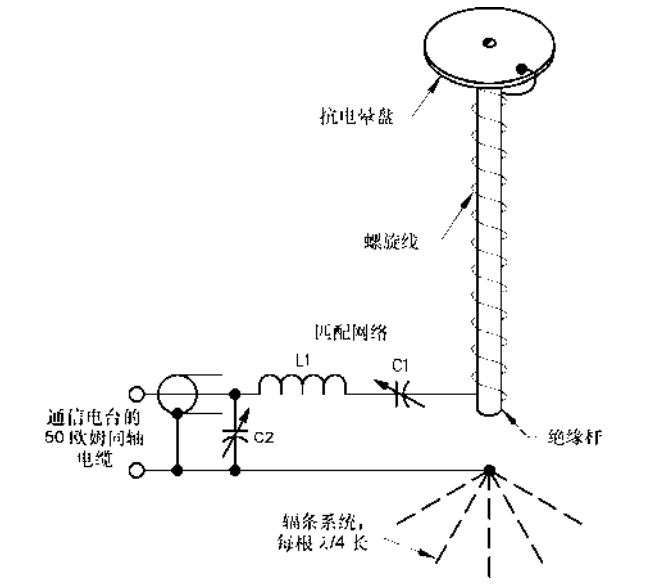


图6-68　螺旋绕制的地网垂直天线。这种类型的天线可以媲美许多全尺寸的*l*/4垂直天线，设计上主要的折中是可用带宽，所有这类缩短型天线都是窄带宽部件。在这个例子中的7 MHz工作时，2:1 SWR带宽只有50 kHz左右，在80 m波段工作时就只有一半带宽，当然在20 m波段是两倍带宽。因此，这种天线应该调整到所感兴趣波段的中心频率上工作。

对于 HF 波段，考虑到实际天线结构外形，可以接受的螺线管直径是 1～10 英寸。玻璃钢、PVC 管、加工后的竹竿或木棒等绝缘杆，都十分适合用来绕制螺旋的辐射体。如果采用木质或竹竿的话，制作者应该在绕天线圈之前用室外清漆至少将这些材料刷两遍，绕完之后整个结构还要用漆再刷两遍以上，这些清漆有助于天线防水和防止线圈松动移位。

关于螺旋垂直天线缩到多短会明显降低性能，并没有非常严格的规律，通常而言，您应该尽可能在可用的空间使线圈长度尽量最长。不过作为一个参考指导，对于一个电长度*l*/4 的天线，其绕后的螺线圈物理长度应该保证 0.05 波长或以上，因此，对于 80 m 波段天线可以绕成 13 英尺长，40 m 波段天线绕成 7 英尺或以上，依次类推。

l/4 的垂直螺旋天线与一个全尺寸的垂直天线表现出来的行为一样，可以和高于地面的地网系统（4 根或更多的辐板构成）或埋地系统或平放于地面的地网系统配合工作。有些操作者曾经报告说使用带有 4 根绕成螺旋状并在工作频率上修剪到谐振状态的地网辐板的这类天线，工作效果不错。这种制作方法应该会吸引那些只能用室内天线工作的爱好者的关注。

绕制信息

还没有一个直截了当的公式可以确定螺旋天线发生谐振所需的导线数量，在指定频率上谐振所需导线的长度与全尺寸*l*/4 之间的关系，取决于几个因素：其中包括导线尺寸，绕圈的直径，绕管/棒材料的介质特性。经验表明一段大约半波长的导线，等间距地（圈与圈之间）绕在绝缘管/棒将产生接近*l*/4 的谐振。因此，用在 160 m 波段的天线大约需要 260 英尺长导线在支撑物上绕成螺旋状。

关于用来绕制螺旋圈的导线，也没有特别的规定。当然，线径越粗，对于降低系统 I^2R 损耗越有利。对于高达 1 000 W 的功率，使用 16 号或以上的导线是明智的。晾衣用的铝线也可以用于在线圈之间间距大于导线直径的（绕制方式）系统中；在需要线圈采用密绕时，应使用漆包线或 14 号带乙烯外皮的导线，单导线固定绕制。制作过程所做的努力就是应该使线圈之间间距尽量大，以获得实际使用上的最大效率。

在螺旋垂直天线的顶端或是高阻抗端应该接上一小段金属棒或金属盘，这是必须安装的一部分，以降低天线的 *Q* 值，加宽系统的带宽，和帮助防止过高的 RF 电压出现在辐射体顶端（有些螺旋天线在馈入高功率时会变成像特斯拉线圈，如果高阻抗端不接金属短棒或盘的话，实际使用会发生打火放电），由于降 *Q* 值部件会给系统带来一些附加电容，所以应该在调整天线之前就把它安装上。

调谐与匹配

一旦将辐射单元绕制完成，就应该装到将来实际要使用的位置，包括接地系统的安装。辐射体的馈电点

可以临时先接到接地系统，然后用一个陷波表靠近辐射体接地的那几匝线圈进行耦合，测出天线的谐振频率，增加或减少一些圈数直到垂直天线谐振到所需的工作频率。

对于绕成螺旋的垂直天线，一般馈电点阻抗的精确值是难以预测的，它取决于辐射体单元的长度和直径，所配接的地网系统，以及辐射体顶端的金属棒或盘子的尺寸。通常而言，该天线的辐射电阻是很低的，大约 3～10 Ω，可以采用图 6-68 中的 L 匹配网络将阻抗提升到 50 Ω，匹配网络的 Q_L（有载 Q 值）比较低，可以提供比较合适的带宽，频率则可以使用下面所列的电抗值确定出来。匹配网络的设计主要基于辐射电阻 5 Ω，如果已知准确的馈电点阻抗，就可以应用下面的方程式来确定匹配网络的准确器件值。（参见第 25 章“发射机与传输线的匹配”，其中关于 L 匹配网络的附加资料）

XA　QRL　　（6-7）

$$X_{C2} = 50\sqrt{\frac{R_L}{50 - R_L}} \qquad (6\text{-}8)$$

$$X_{L1} = X_{C1} + \frac{R_L 50}{X_{C2}} \qquad (6\text{-}9)$$

其中，

X_{C1} = $C1$ 的电容容抗

X_{C2} = $C2$ 的电容容抗

X_{L1} = L1 的电感感抗

Q = 网络的有载 Q 值

R_L = 天线的辐射电阻

举例：计算出馈点阻抗为 5 Ω，工作频率 7 MHz，Q=3 时的各网络元器件参数。

$$X_{C1}=3\times 5=15$$

$$X_{C2} = \sqrt{\frac{5}{50 - 5}} = 16.666$$

$$X_{L1} = 15 + \frac{250}{16.666} = 30$$

在此计算得到，$C1$ = 1 500 pF，$C2$ = 1 350 pF，$L1$ = 0.7 μH。电容器可以采用发射专用的云母电容串联或并联组合得到。电感 L1 可以用只有几圈的 Miniductor 线圈。在 RF 功率为 100 W 或以下时，C1 和 C2 可以使用形状紧凑的微调电容器，因为对于 100 W 功率其（在 50 Ω）最大 RMS 电压为 50 V，即便说在 800 W 的功率下，50 Ω 负载上的 RMS 电压也就大约 220 V。C1 和 C2 采用小型发射可变电容时，建议可以并联上一些固定值的电容器，以获得匹配网络所需的电容量。

通过对网络中某些器件数值作些改变，就有可能把电路调整到 1:1 的 SWR，而不需要精确知道天线的馈电阻抗是多少。事实上，匹配网络中的 C1 可以不用，把它放在这里主要是方便 L1 选择合适的器件值范围。

图 6-68 给出一个典型的带地网螺旋垂直天线的可能采用的实际形状，这种天线的性能可以比得上多数四分之一全尺寸的垂直天线。设计上要考虑的主要是带宽的折中，所有这类缩短型天线都是窄带宽的部件。在这里给出的 7 MHz 例子中，SWR 在 2:1 范围内的带宽只有 50 kHz 左右，在 80 m 波段带宽就只有一半了，在 20 m 波段带宽是 2 倍。因此，该天线应该调整到所感兴趣频率范围的中间频率。

6.5.9　缩短型偶极天线

如前面部分谈到的，可以有多种方法在不严重降低效率情况下对天线进行加载缩小尺寸，但加载总是一种折中办法，最好的办法需要由可用的空间和工作波段来确定。

图 6-69 是缩短偶极天线最简单的办法，假如您在各支撑点之间没有足够的长度空间，可以将天线中间部分尽可能多地简单挂在各支撑物体之间，天线末端部分可以垂下，这些末端可以直线垂下或以某个角度垂下，但无论哪种情况都要安装牢靠以避免风中飘动。在支撑点之间尽可能长的长度是至少要 $l/4$，这样其辐射图形就可以非常接近全尺寸的偶极天线。

导线的谐振长度稍微比全长度偶极天线要短一些，由于末端离地面比较近，可以通过实验调节末端来确定最佳长度。需要留意的是在天线导线末端存在很高的电压时，要确保末端不会被触及的安全。其实像图 6-69 那样让末端导线下垂，事实上形成了电容末端加载的形式，由于这个影响，使匹配带宽也有所减小，这与其他形式的加载是类似的。

采用电感感性加载最大的缺点在于线圈本身的高损耗，所以电感的制作采用尽量粗的导线或金属管以减小损耗，这是非常重要的，如有可能也应尽量避免密绕的方式。一个比较好的折中办法是与末端电容加载结合使用一些不设置在中间位置的电感加载，并尽量保持电感损耗小，以尽可能提高天线效率。

不在中心位置的线圈加载与末端电容加载的一些例子参见图 6-70，这些技巧来自 1974 年 9 月份 QST 杂志上 Jerry Hall（K1TD）的描述。下面的方程式中，直径 D 指天线所使用的导线，单位英寸。频率 f 的单位是 MHz。

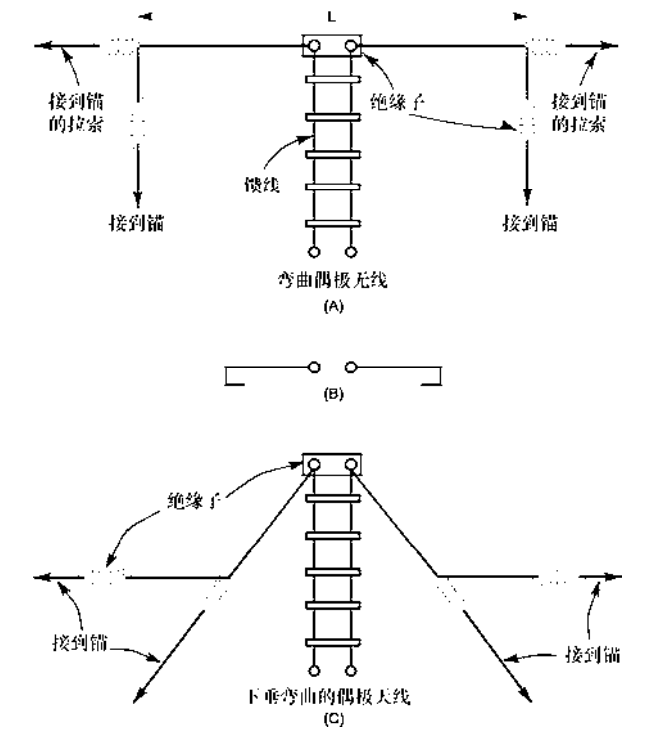


图6-69　当空间有限时，导线末端可以如图（A）那样折下来，或像（B）那样将辐射体对折。偶极天线末端的弯曲可以是垂直下来，或远离天线中心一个角度。在（C）中的倒V天线，当支撑结构不够高时，其末端也可以平行于地面抬高起来。

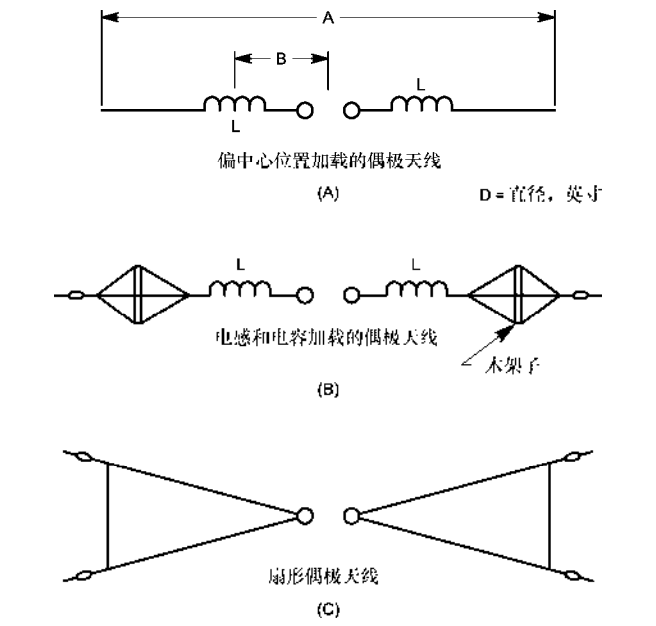


图6-70　（A）是一个使用偏中心位置加载线圈延长电长度的偶极天线，对于一定的尺寸A，尺寸B的距离越大，天线效率就越高，但随着B的增大，电感L的值也需要增加以保证谐振。如果加载天线的两臂末端都加上线圈，理论上它们应该无限大才能保证谐振。在（B）中，末端是电容加载，无论是其他物体靠近天线，或者直接加上电容帽，都可以减少所需的线圈值。在（C）中，是一个扇形偶极天线，也可以使电气长度增长并且展宽带宽。

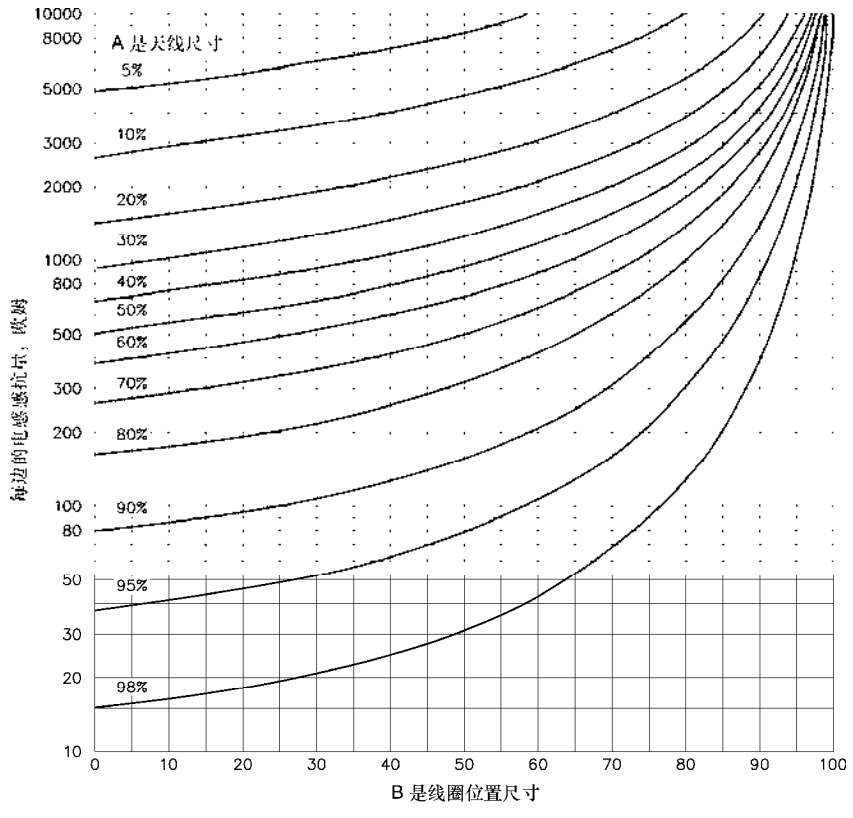


图6-71　确定偏中心加载偶极天线所需的大概电感的图表，见图6-70A。对于图表里面的尺寸A各个近似曲线的某个交点处，可以在对下来的水平刻度选择线圈位置的合适值，在左侧对应刻度就可以读出谐振所需的电感感抗值。尺寸A是用缩短天线相对于同样材料的半波偶极天线长度的百分比数来表示，尺寸B是以线圈偏离馈电点与天线末端的距离百分比来表示。例如，一个缩短天线只有半波偶极长度的50%（即总长度只有 $l/4$），加载线圈在馈电点与天线末端的中间位置（即离开馈电点50%），那么在某工作频率上，天线谐振所需电感电抗值可以从左边刻度读出，大约是950 Ω。

对于这里给出的天线，整个长度越长（图 6-70（A）中的尺寸 A，英尺）并且加载线圈离天线中间位置越远，天线的效率就越高。不过，当尺寸 B 增大时，在指定频率上使天线谐振所需的电感量也越大。

对于单波段谐振所需的大约电感感抗（仅仅就图 6-70（A）天线而言）借助于图 6-71 或下面的式（6-10）估算，最后的值取决于周围物体与各所安装天线的接近程度，这需要由最后实验确定。要获得最高效率，使用高 Q 值低损耗的电感非常重要。

调整天线系统时建议使用一个陷波表或 SWR 指示器。记住对于中间加载偶极天线，需要的电感量最小。如果从图 6-66 中 B 的尺寸为 0 时读出电感感抗值，那么在接近偶极天线中间位置时所使用的线圈大约是此时读出感抗的两倍，图 6-72 给出了这个概念。这个天线是 Jack Sobel（WØSVM）构想的，他给这个 7 MHz 版本天线起了个“矮子四十”的绰号。

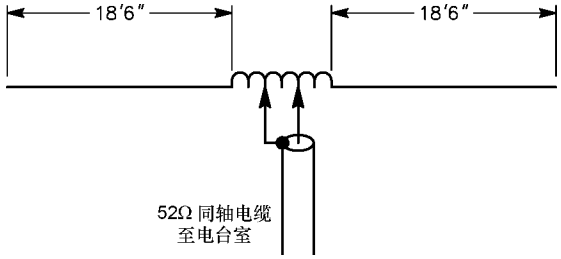


图6-72　WØSVM的“矮子四十”中心加载天线。所给出的尺寸是7.0 MHz工作的。加载线圈为5英寸长，直径2 ½英寸，用12号（#12）线绕30圈，每英寸6圈的密度（Miniductor 3029 库存号）。

$$X_{\mathrm{L}}=\frac{10^6}{34\pi f}\left(\frac{\ln\dfrac{24\left(\dfrac{234}{f}\right)-B}{D}-1\left(\left(1-\dfrac{fB}{234}\right)^2-1\right)}{\dfrac{234}{f}-B}-\frac{\left(\ln\dfrac{24\left(\dfrac{A}{2}-B\right)}{D}-1\right)\left(\left(\dfrac{fA}{2}-fB\right)^2-1\right)}{\dfrac{A}{2}-B}\right) \tag{6-10}$$

6.6　倒 L 天 线

图 6-73 所示的天线叫倒 L 天线，非常简单容易制作，对于入门者或有经验的 1.8 MHz DX 爱好者都是一个好天线。因为整个天线的电气长度稍微大于 $l/4$，馈电点电阻在 50 Ω 左右，所以有些感抗，不过这个电抗可以如图那样串入一个电容器来消除掉。对于垂直部分 60 英尺的长度和水平 115 英尺的长度，输入阻抗大约是 40 + j 300 Ω。

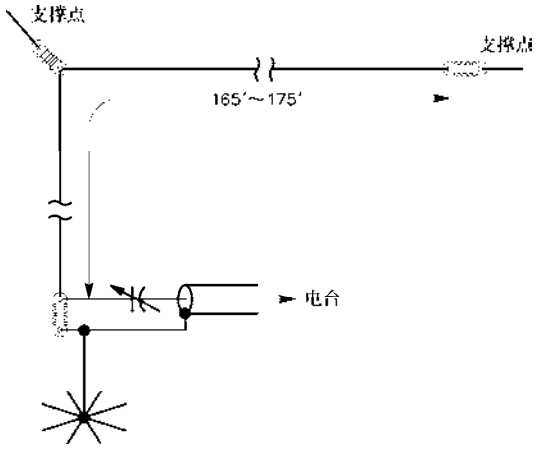


图6-73　1.8 MHz倒L天线。整个导线长度为165到175英尺，可变电容器的电容范围在100～80 pF，耐压大约3 kV。调整天线的长度和调节电容器可以获得最低SWR。

增长垂直或水平部分的长度都将使输入阻抗升高。方位辐射图有些轻微不对称，在水平导线相反的方向上有 1～2 dB 的增量。这个天线需要有良好的埋地地网系统或抬高的辐条地网，2:1 的 SWR 带宽大约是 50 kHz。

这副天线也可以看作是顶部加载的垂直天线，顶部加载是非对称的。由于顶部导线的电流并不像在对称的 T 形垂直天线一样可以抵消掉，所以同时存在垂直和水平两种极化。这并非完全是坏事，因为它也消除了一般垂直天线会出现的顶部凹点，使得在近距离的通信也和 DX 一样好。

固定在铁塔或树枝上的横杆可以作为垂直部分的支撑物，和所有的垂直天线一样，垂直部分的长度应尽可能长以得到最好的效果。一个好的地网系统对于保证良好效果也是必需的，地网系统越好，效果就越佳。

如果您没有足够空间可以像图 6-73（水平部分有 115 英尺长）那样安装倒 L 天线，也没有第二个高的支撑物可以将顶部导线支撑水平，那么可以考虑把顶部的导线向地面倾斜，图 6-74 说明了这样的安装方式，垂直部分高 60 英尺，斜线是 79 英尺。在一个良好的地网系统，馈电点的阻抗大约是 12 Ω，它可以通过将两段 $l/4$

的 50 Ω 同轴电缆并联形成 25 Ω 的变换器来转换到 50 Ω。相比于图 6-73 所示的倒 L 天线，它的最大增益要小 1 dB 左右。图 6-75 是叠加了普通地面条件的多个仰角响应，其 2:1 SWR 带宽大约是 30 kHz，比图 6-73 较大的天线系统带宽要窄一些。

如果像图 6-73 和图 6-74 所示的地网系统难以实现，您也可以使用图 6-76 给出的单根的辐条抬高地网，图中的尺寸得到的 Z_i=50+j498 Ω，需要一个 175 pF 的串联电容器。与图 6-68 的倒 L 天线做比较的方位角辐射图见图 6-77，注意到现在是在水平导线的方向出现 1～2 dB 的不对称性。假设串联电容器调整到使最小 SWR 出现在 1.83 MHz 频率上，则 2:1 SWR 带宽大约是 40 kHz。

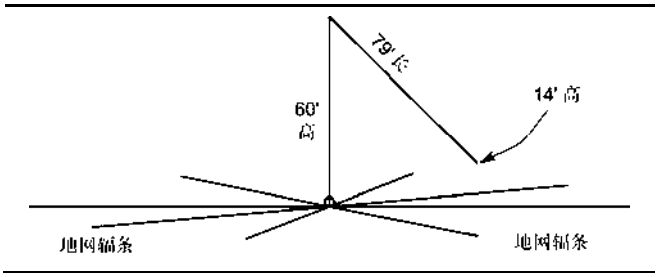


图6-74　本草图给出一个修改后的160 m波段倒L天线，使用了单个60英尺高塔体作支撑，和79英尺长倾斜的顶部加载导线。馈电点阻抗大约12 Ω，需要一个由两段50 Ω电缆并联的 *l*/4变换器做匹配。

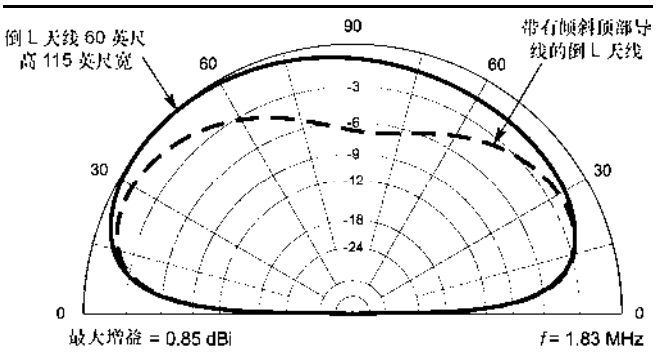


图6-75　仰角响应图，叠加了图6-73（实线）和图6-74（虚线）的两种倒L天线。两种架设方式的增益非常接近，提供给图6-74所用的地网辐条系统应该足够长以使地面损耗降低。

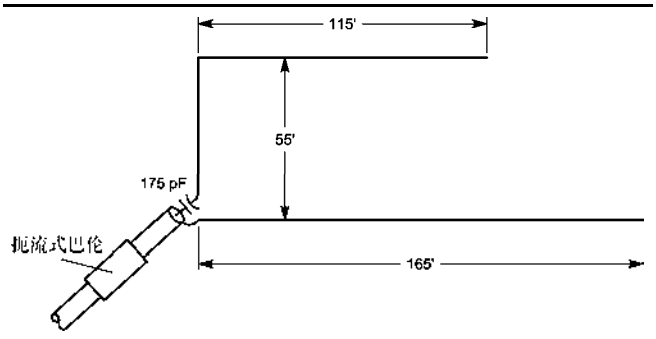


图6-76　单根抬高的辐板也可以用于倒L天线，这将会轻微改变方向性，这个天线的串联调谐电容器大约是175 pF。

图 6-78 给出了在图 6-73 中的 80 m 波段倒 L 天线在 5° 仰角时的方位响应图。最大的响应出现在倒 L 水平部分所指方向的正后方方位上。作为比较，图中也给出一个 100 英尺高的平顶偶极天线的响应。这个天线的顶部导线只有 40 英尺高，并且在带有良好的地损耗发地网系统时，其 2:1 SWR 带宽有将近 150 kHz 宽。

图 6-78 给出了一个倒 L 天线接近全向的方位角响应，相对于在所需方向上受支撑体（如树木或铁塔）限制的平顶偶极天线来说，在某些方向上还是个优点。例如，图 6-78 的平顶偶极天线最差的响应是方位角 90° 和 270°，在这些地方，相比倒 L 天线要下降大约 12 dB。很幸运拥有高的旋转偶极天线或低波段可旋转八木天线的业余无线电爱好者，已经发现这种天线确实十分有效。

另一种实现方法

图 6-79 给出 Doug DeMaw（W1FB）所使用的方案，将他的 50 英尺铁塔通过伽马匹配方式作为倒 L 天线使用，用导线构成笼形以模拟合适直径的伽马匹配棒。调谐电容器采用 1½英寸铝管套在一起构成可以伸缩的，并以聚乙烯管作为介质的结构，这种电容器对于超过 100 W 的功率等级都是足够的。水平导线连接到铁塔顶端以提供附加的顶部加载作用。

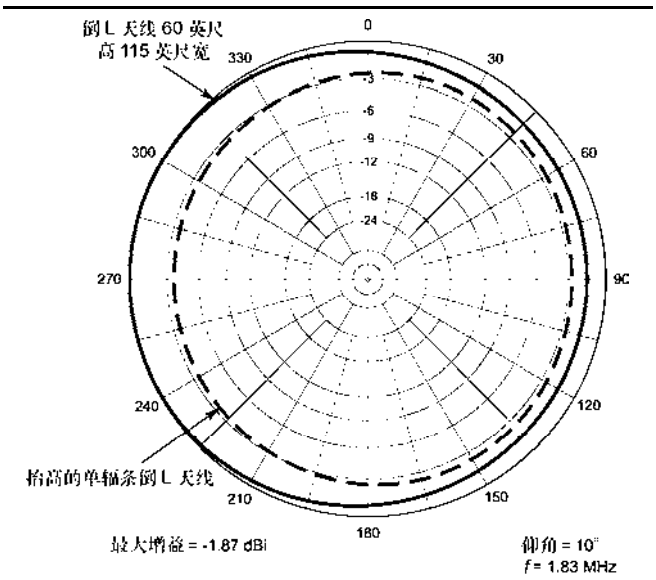


图6-77　方位图的比较，包括图6-73（实线）的倒L天线与图6-76（虚线）折中方式的单辐板系统的天线进行比较。这个图是在10° 发射角得到的。

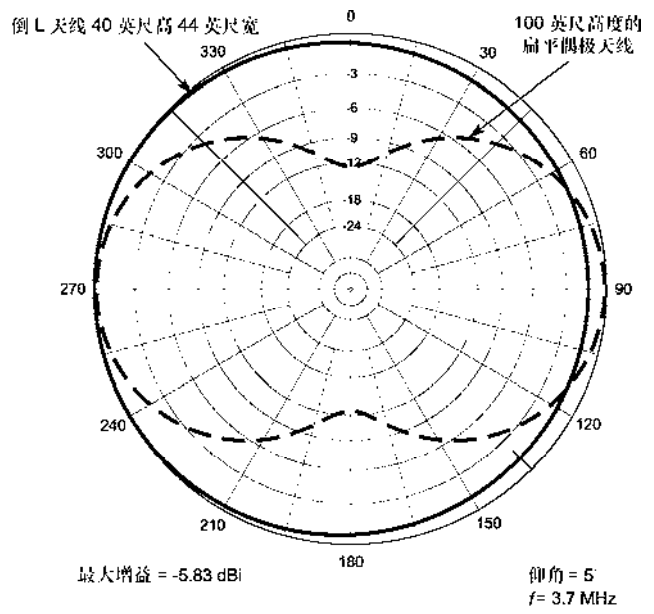


图6-78　发射角为5°时的方位辐射图，包括了图6-73中80m版本的倒L天线（实线）和一个100英尺高的平顶偶极天线（虚线）响应的对比。

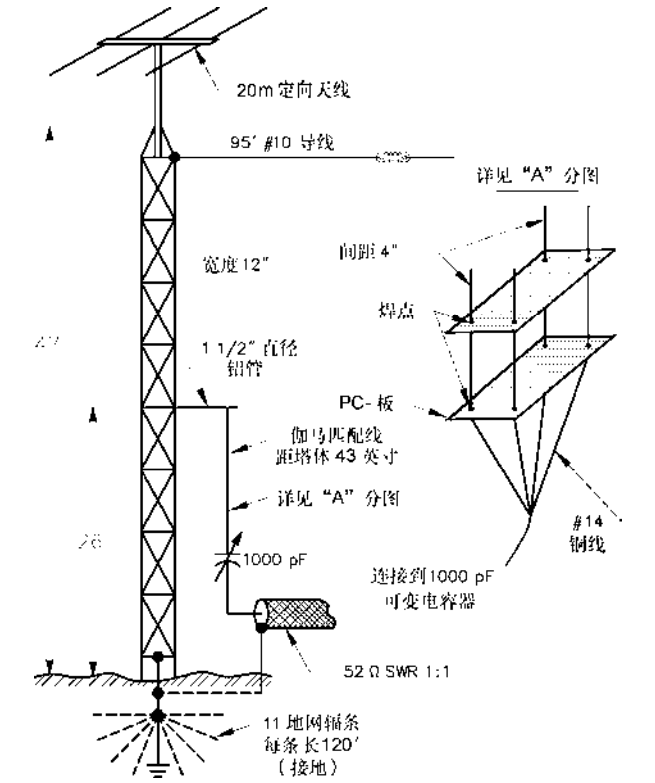


图6-79　一个50英尺高铁塔作为1.8 MHz垂直天线的伽马匹配馈电的详细尺寸图。旋转器的电缆和14 MHz定向天线的同轴馈电电缆都是直接沿着塔体一直下到地面再引入工作间的，不需要任何去耦电路。

6.7　斜 拉 天 线

斜拉偶极天线与 *l*/2 偶极天线在低波段是非常实用的天线。这些天线可以一端系到铁塔、树木或其他建筑物，另外一端可以靠近地面，当然需要抬高一定的高度而不会让人碰到它。下述将给出这类天线的一些例子。

6.7.1　半波斜拉偶极天线

假如有足够高的支撑物，可以安装一个半波长的偶极天线斜拉到地面，产生垂直和水平极化。这种天线就是众所周知的“斜拉天线”或“半波斜拉天线”。与水平倾斜角度可以从作为水平偶极安装的 0° 到完全的 90°，这时变成完全的垂直天线。后面这种方式有时也称为“半波垂直偶极天线”（HVD）。

当我们仔细考虑一个垂直半波偶极天线或者一个半波斜拉天线时就会发现一个问题，就是关于如何处理馈线摆放，以确保它不会意外地成为天线辐射系统的一部分。理想的情况应该是馈线与垂直导线或斜拉导线完全垂直并延伸到无限远。显然这是不实际的，因为馈线会接到靠近地面的发射机。有本书《*Simple and Fun Antennas for Hams*》对 HVD 的馈电做了比较透彻的建模研究，这个研究表明，从垂直辐射体到地面的倾斜角小于 30°，在馈电处用一个共模去耦扼流器件，并且电缆从馈电点拉下 *l*/4 长度，这时只有很小的相互交感作用。这些共模扼流器件可以采用多个铁氧体磁珠套在电缆外屏蔽层，或者同轴电缆本身绕几圈形成一个扼流圈。

图 6-80（A）比较了 40 m 波段在 DX 发射角为 5° 时，3 种配置的方位角图形：平顶偶极天线、倾斜 45° 的偶极天线以及 HVD（半波垂直偶极天线）。它们都是基于普通导电率和介电常数地面条件下，并且每种配置都是以 80 英尺的最高高度来进行计算的。斜拉半波偶极天线表现出大约 5 dB 的前后比，尽管甚至在最需要的方向也没有像 HVD 或平顶偶极天线一样的最大增益。

图 6-80（A）给出了为什么斜拉天线的最大增益会比其他两种配置小，但仍然有一定前后比辐射图形的原因，也给出了在每种配置最大增益时的方位角，相同天线的仰角平面辐射图。半波斜拉天线相比 HVD 来说更多的能量分布在较高的仰角上，但最大增益要低一些。

您也可以从图 6-80（A）看到，80 英尺高的水平偶极天线对于靠近本地的通信工作比 HVD 或半波斜拉天线都要好很多，因为需要较高的仰角角度。另外一方面，除了平顶偶极天线在最需要的方向上表现出较高增益外，HVD 天线则在较低仰角比其他两个天线有更高的增益，不过 HVD 的全向性辐射特点对于发射来说是个优点，但对于接收来说则有可能是个缺点，可能带来某些特定方向上（如电力线）的本地噪声，垂直极化时更明显。在这些情况下，水平极化的平顶偶极天线作为接收天线比任何类型的垂直极化天线要好很多。我们已经提过这样的事实，就是在空中一定高度可旋转的平顶偶极天线是个工作于低波段十分有效的天线。

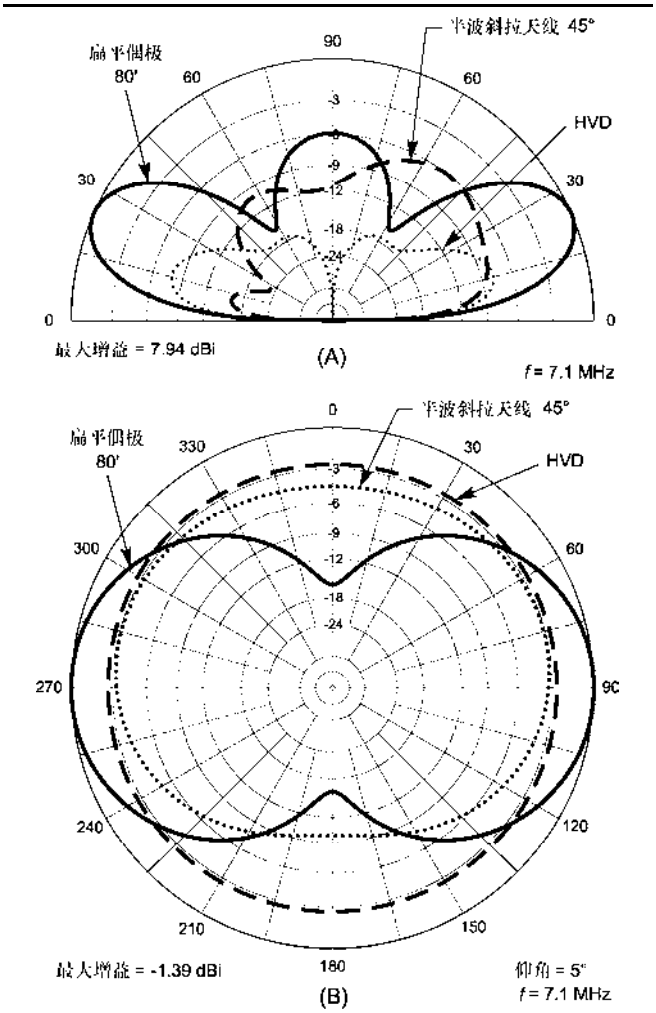


图6-80　在（A）中，是平顶偶极天线（实线）、低端倾斜45°的偶极天线（虚线）和一个HVD（半波偶极天线，点线）的方位角响应图。所有这些都是建模在普通地面条件，即导电率为5 mS/m，介质常数为13。可以看到倾斜的偶极天线表现出大约为5dB的前后比，尽管它的最大增益比起HVD或平顶偶极天线都要低。在（B），是同样这些天线的仰角面辐射图，可以看到倾斜的半波偶极天线（点线）比起平顶偶极天线或HVD在高仰角处有更多的能量。

6.7.2　*l*/4 的“半斜拉”天线

可能最容易安装的天线就是像图 6-81 那样安装的*l*/4 斜拉天线，如上述所指出的，一个倾斜的*l*/2 偶极天线在业余无线电爱好者当中都称为斜拉天线或有时称为全斜拉天线，如果只是使用了它的一半长度，就变成了半斜拉天线。这两种倾斜天线的性能相似，它们在倾斜方向上都表现出有些方向性，并且独立于水平方向在低仰角上也辐射垂直极化的能量。方向性系数的范围从 3～6 dB，根据不同的安装方式有所不同，并且出现在倾斜那边的方向上。

半斜拉天线比起全半波长斜拉偶极天线的最大优点是支撑的铁塔不必那么高。半斜拉天线与全斜拉天线两者的馈电点（即最大电流点）都设置在远高于损耗地面之上，只是对于给定的业余波段，半斜拉天线只需要一半的导线来制作。半斜拉天线的缺点是，采用同轴电缆馈电，有时很难甚至不可能得到比较低的 SWR，尤其是没有隔离性能良好的扼流式巴伦的情况（见上面关于隔离地网天线部分）。

其他影响馈电点阻抗的因素还有铁塔的高度、固定点的高度、斜拉导线与铁塔的夹角，以及塔顶安装有什么物体（HF 或 VHF 定向天线等）。另外铁塔下面的地面质量（地面导电性能，辐条等）也会明显影响天线的性能。最后得到的 SWR 可能从 1:1（经过优化后）到 6:1 之间变化。通常来讲，斜拉天线的低端越靠近地面，就越难获得良好的匹配。

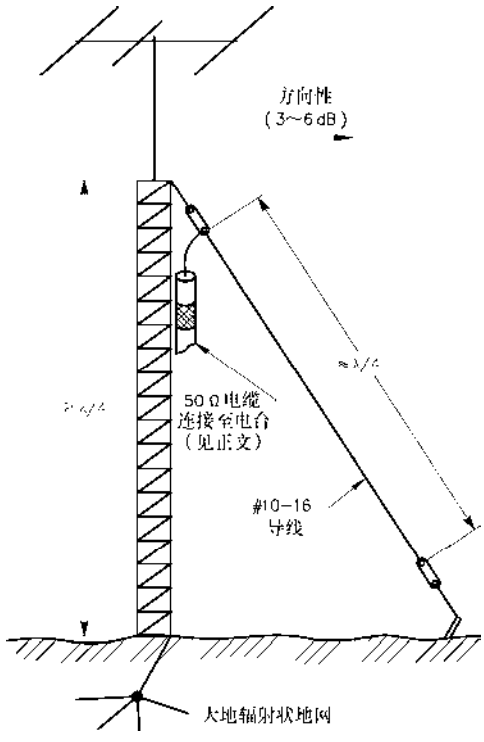


图6-81　*l*/4的“半斜拉”天线。

对半斜拉天线的基本建议

半斜拉天线可以是一个优秀的 DX 类型天线，业余无线电爱好者经常将它安装在诸如金属杆或铁塔等金属支撑体上，支撑体的底端需要接地，最好是设置有埋地或在地面的辐条地网系统。如果采用的是非金属的支撑体，同轴电缆的外屏蔽层将成为回路，应该在支撑体底部的位置将它接地。开始的时候您可以将斜拉线的馈电点固定在离地面大约 $l/4$ 的位置，如果塔的高度不允许这样做，天线就应该尽量根据支撑体有多高就固定在多高的位置。开始时夹角的角度可以大约是 45°，如图 6-81 所示。根据下面等式求导线的长度为：

$$e = \frac{260}{f_{\mathrm{MHz}}} \qquad (6\text{-}11)$$

这样就允许有足够额外的长度可以通过调整导线长度得到最低的 SWR。金属塔体或撑杆都将成为半斜拉天线系统工作的一部分。等效地，它和斜拉线有些像倒 V 偶极天线的功能。换另一种说法就是，铁塔充当了半波偶极天线丢失的那半边。因此它的高度和顶部加载（定向天线）就扮演了重要的角色。

详细的建模表明，充分大量的金属体（就是“大水管”型材料的八木天线）连接到塔体的顶部，可以充当“顶部地网”，此时把塔体从模型中移去，对半斜拉天线系统的基本特性也影响甚小。我们来考虑一种采用一个顶部装有一个大型的 5 单元 20 m 波段八木天线的 50 英尺高自立铁塔的安装方式，假设八木天线的梁是 40 英尺，并与倾斜的 80 m 波段半斜拉线成 90° 方向，通过改变这个斜拉线的长度和夹角可以获得最好的 SWR 为 1.67:1，呈现的馈电点阻抗是 30.1–j2.7 Ω，3.8 MHz 的最大增益在仰角 70° 的地方为 0.97 dBi。图 6-82 给出了这个半斜拉天线在仰角为的 5° 方位面辐射图，并与一个 100 英尺高平顶偶极天线做比较参考。

从模型中将塔体移开后，馈电点的阻抗变为 30.1–j 1.5 Ω，最大增益为 1.17 dBi，显然塔体在这种安装方式中并没有什么作用，原因是庞大的 20 m 波段八木天线本身充当了一个抬高的地网。有趣的是当旋转模型中八木天线的大梁时，可以观察到半斜拉天线 SWR 跟随变化。当大梁旋转 90°，SWR 下降到 1.38:1，这样的 SWR 变化用业余仪器就可以测量出来。

另一方面，用一个小型的 3 单元 18 英尺大梁的 20 m 波段八木天线替代到模型中，当将塔体从模型中移开时，结果引起馈电点阻抗和增益的明显变化，这表明小型的八木天线本身的“地网效果”不足。不过非常有趣的是半斜拉天线和 3 单元八木天线（它的大梁与半斜拉天线重合时是 1.33:1）的最佳 SWR 变化到 1.27:1，此时大梁旋转了 90°。这种比较微小的变化用业余仪器就可能难以测出来。

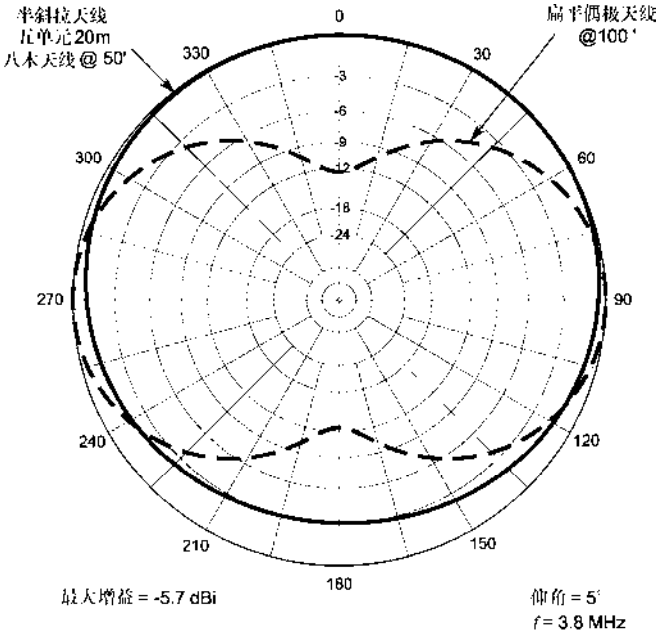


图6-82　安装在50英尺高，并且顶部装有5单元20 m波段定向天线的铁塔上的典型半斜拉天线（实线）辐射图，并与一个100英尺高的平顶偶极天线做了对比。在80 m波段DX工作典型的5°发射角上，两个天线的方向性相当，但高的偶极天线略微好一点点，在其他的方向上，半斜拉天线有大于10 dB的优点。

在任何例子中，用 50 Ω 传输线给半斜拉天线馈电时都应该固定在结构间隔较密的塔臂上，以确保安全可靠。最好的办法是将电缆拉到地面，然后如果不能埋地走线的话，就将电缆沿着地面拉到工作地点，这样可以保证充分的去耦，有助于避免 RF 能量影响电台室内的设备。在塔体或撑杆上跟着旋动的电缆和其他塔上的馈线，都应该做类似的处理。

半斜拉天线的调整可以在 50 Ω 传输线上串入一个 SWR 指示表，通常可以在夹角与导线长度之间找到调整折中，在所选择的业余波段中心频率上得到最低的 SWR。假如 SWR 的“最低点”在 2:1 或更低，那么天线系统不需要天线调谐器就可以很好地工作，使发射机与负载工作良好。工作在 3.5 MHz 或 7 MHz 频率的斜拉天线，SWR 典型的最优值在 1.3:1 到 2:1 之间，在 3.5 MHz 通常有 100 kHz 带宽，在 7 MHz 有 200 kHz 带宽。

如果最低的 SWR 仍然可能大于 2:1，那么应该将连接点的位置升高或降低一些以改善匹配，当馈电点位置的高度改变后，需要重新调整导线长度和夹角。如果铁塔有拉索，应该将金属拉索与塔体绝缘，并断成多段后

加入绝缘子连接以防止产生谐振。

您也许会对采用全斜拉天线还是半斜拉天线究竟哪个好产生好奇。两种天线的最高增益非常接近，图 6-83 叠加了 100 英尺高塔的全尺寸半波斜拉天线，和在图 6-81 中 50 英尺高塔顶上带有 5 单元 20 m 波段八木天线的半斜拉天线两者的仰角面辐射图。全尺寸的半波斜拉天线有较大的前后比，但比半斜拉天线只高出很小 dB 数的增益。图 6-84 比较了 5° 发射角时，100 英尺高的平顶偶极天线与安装在 50 英尺高塔体上带有 3 单元 20 m 波段八木天线的半斜拉系统的方位图。

尽管有些半斜拉天线的安装中，尝试获得较低 SWR 可能经历一些困难挫折，但许多的操作者已经发现半斜拉天线对于 DX 操作仍不失是个有效而便宜的天线。

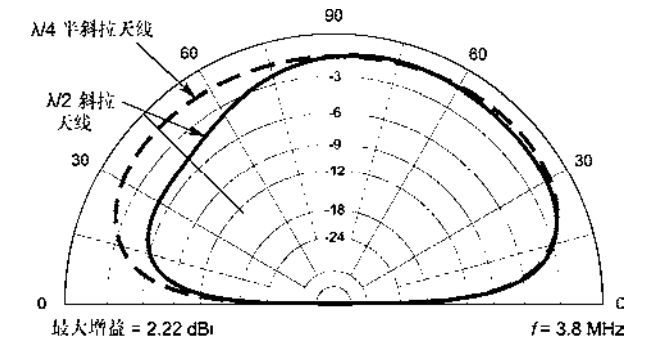


图6-83　仰角图的比较，一个是安装在100英尺塔上的全尺寸半波斜拉天线（实线），另一个是安装在带有5单元20 m波段八木天线做顶部地网的50英尺高铁塔上的半斜拉天线（虚线）。

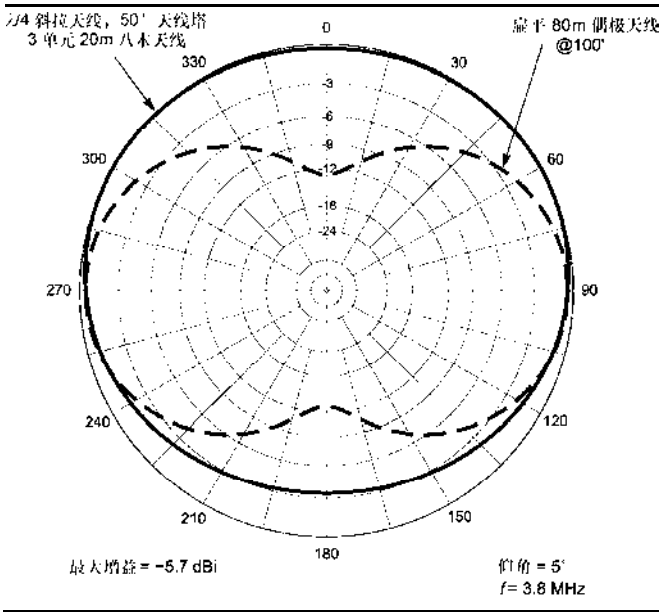


图6-84　方位角响应的比较。安装在顶部带有3单元20 m波段八木天线的50英尺高铁塔上的半斜拉天线（实线）与一个100英尺高的平顶偶极天线（虚线）的对比。两者在5°发射角上再次不分伯仲。

6.7.3　采用塔体的 1.8MHz 天线系统

上面所讨论的工作在 80 m 或 40 m 波段半斜拉天线，也可以很好地用于 1.8 MHz 的工作，其垂直极化辐射体，可以得到所需的低发射角。有成功经验使用半斜拉天线的 1.8 MHz 优秀操作者，建议最小的塔体高度为 50 英尺。Dana Atchley（W1CF）（SK）在图 6-85 给出这种配置方案的概略图，他报告说不做隔离的导线拉索可以作为斜拉线很有效的地网。图 6-86 是 Doug DeMaw（W1FB）（SK）使用于 50 英尺高自立塔的馈电系统，W1FB 天线系统的地网由连接到塔体底部的埋地辐射板提供。

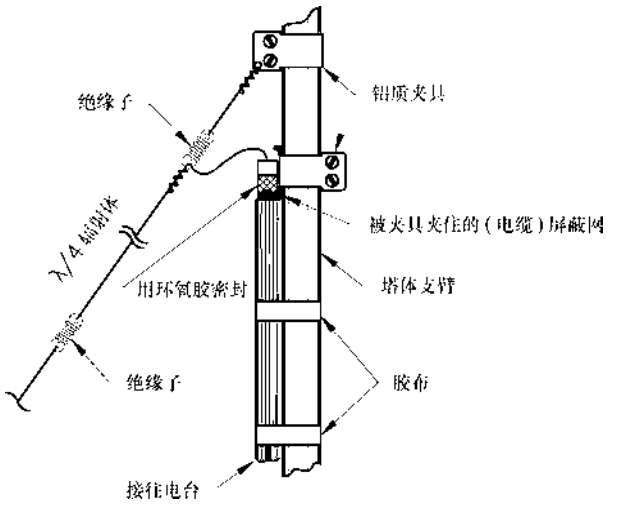


图6-86　W1FB给他的在50英尺高自立塔的1.8 MHz半斜拉天线所使用的馈电系统。

如前所述，通过使用良好的地网系统，塔体可以被用做一个实际的垂直天线。在全尺寸 $l/4$ 垂直天线几乎不可能实现的地方，并联馈电的铁塔应用于 1.8 MHz 是最好的选择，几乎任何塔体高度都可以使用，塔顶的 HF 定向天线还提供了一些顶部加载作用。

6.7.4　K1WA 的 7 MHz“斜拉天线系统”

对于 3.5MHz 和 7 MHz，其中一种相当流行的天线就是前述的半波长斜拉偶极天线。David Pietraszewski（K1WA）在 3 GHz 频率范围上，对带有反射器的斜拉偶极天线在不同高度的情况做了一个深入的研究。通过实验，他开发了一种这里将要描述的新颖的 7 MHz 天线系统，有数根斜拉偶极天线用单一的支撑杆支撑，并使用了一个开关切换网络，可以简单地使得天线具有方向性和前向增益。这个 7 MHz 天线系统采用了数根“斜拉线”等间距地围绕着同一个中央支撑体，每个偶极天线裁剪为 $l/2$ 长，并在中间用 50 Ω 电缆馈电，每端馈线的长度都是 36 英尺。

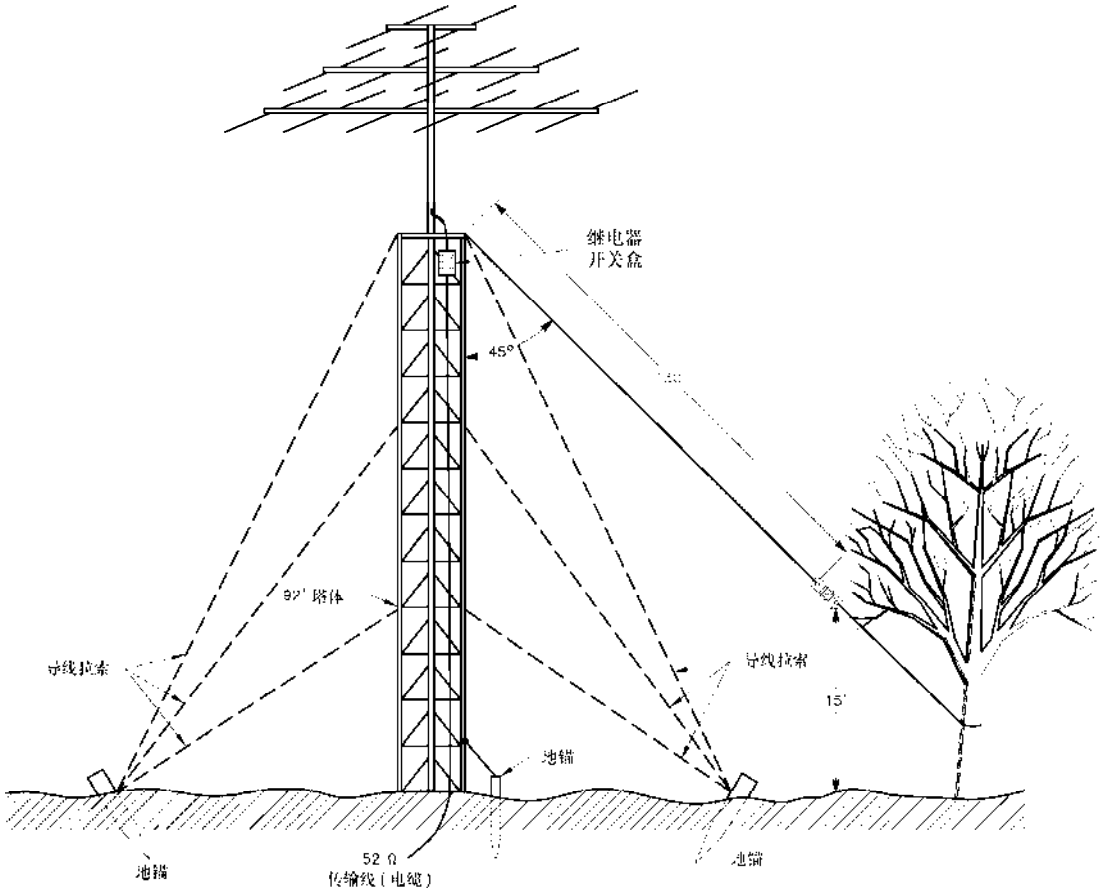


图6-85　W1CF的160 m波段半斜拉天线就采用这种做法，3个单波段天线在塔顶提供了电容性加载。

所有的馈线段都汇聚到支撑体（铁塔）放有开关装置的共同点，馈线的长度36英尺刚好是3*l*/8稍多，这正好提供了一个有用的数值，在7 MHz，当开关盒子处于开路时，同轴电缆对天线呈现感性，这相当于在那个斜拉偶极单元的中间增加了一个电感，使该单元的电长度增长，馈电电缆36英尺的长度就相当于该单元长度增加5%，这样就使得任何没有被选种的单元表现为一个反射器。

这个天线阵列简单而有效，从固定在塔上的继电器盒中选择其中一个斜拉单元，系统就成为一个可以电旋转的寄生振子阵列，除了驱动单元外其他单元都作为反射振子。

图6-87给出了实际布局，这个斜拉天线所需的基本材料在图6-88给出。支撑点的高度应该在70英尺左右，不过稍微矮一点也可以得到不错的效果。斜拉单元的上部分离塔体大约5英尺远，用绳索拉住。每个单元与地之间的夹角大约60°。

在图6-89中，所示的开关盒子包含了所有需要的继电器，用以选择相应的馈线获得所需的指向。每次只能选择一根馈线，而剩下的其他所有电缆保持开路，如图6-90所示。通过这种办法就可以产生电旋转。这些继电器可以从工作间内通过加以适当的电源进行控制和旋转切换。为了安全和简单考虑，可以采用12 V的直流电压给继电器供电。控制线是含有五芯导线的电缆，一根导线作为公共连接线，其他的分别接到对应各继电器。通过采用二极管串联在继电器上，并用双极性电源供电，也可以使控制线的数目减少，如图6-90（B）所示。

实测表明这个斜拉阵列天线可以提供高达20 dB的前后比，和大约超过单根半波斜拉天线4 dB的增益。图6-91给出K1WA阵列的方位面辐射图（发射角为5°），并与一个100英尺高度的平顶偶极天线和一个从50英尺高塔悬挂下来的全尺寸斜拉天线做比较。这些辐射图的计算都是在普通地面条件。有兴趣可以看图6-92，它给出在海水环境下一个100英尺高的平顶偶极天线与K1WA阵列的比较，现在可以看到该天线在低发射角简直就是个“谷仓喷嘴”！这样海边架设系统完全可以媲美一个可旋转的二单元“矮子四十”八木天线。

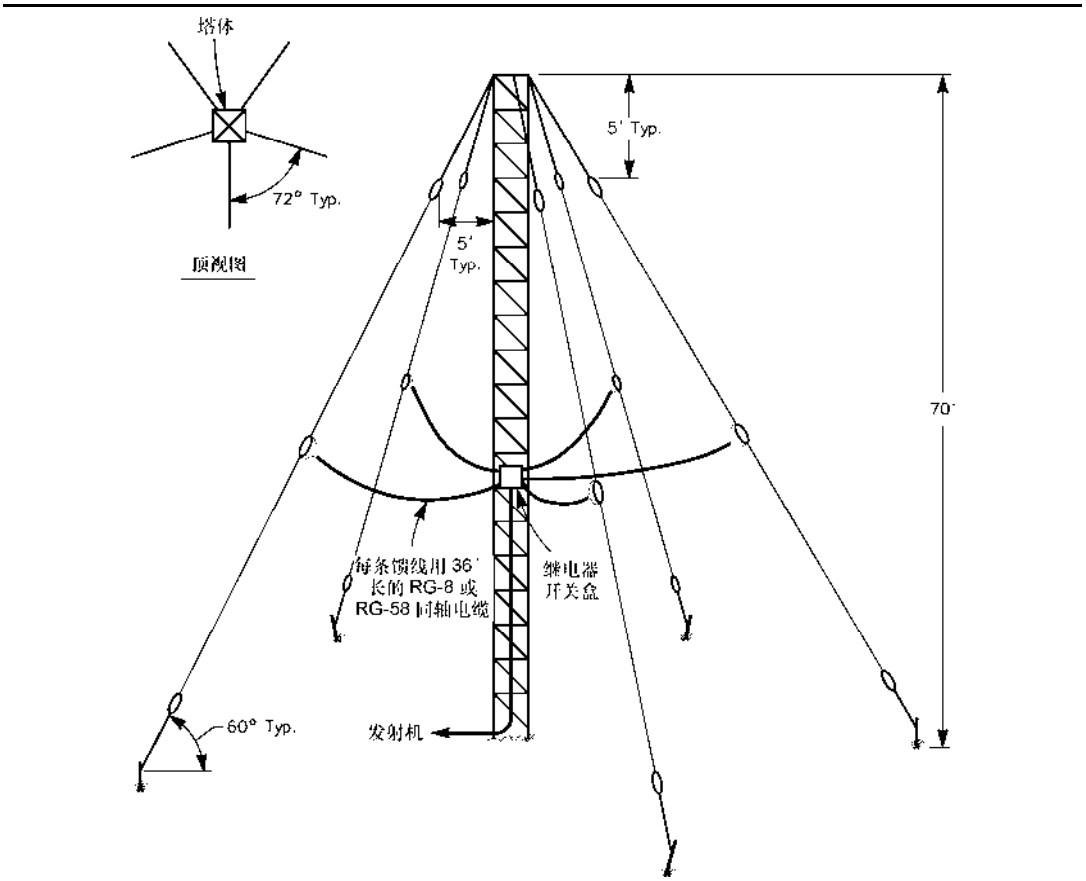


图6-87　从同一支撑体斜垂下来的5根斜拉偶极单元，可以从这个简单的阵列中获得方向性和前向增益。顶视图给出了这些振子单元如何围绕支撑体间隔分开排列。

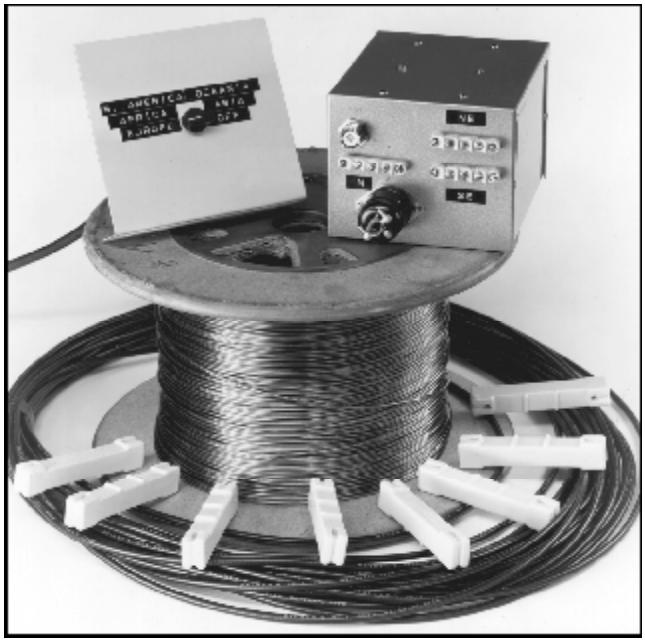


图6-88　斜拉天线所需的基本材料，左边那个是控制盒，右边那个是继电器盒。

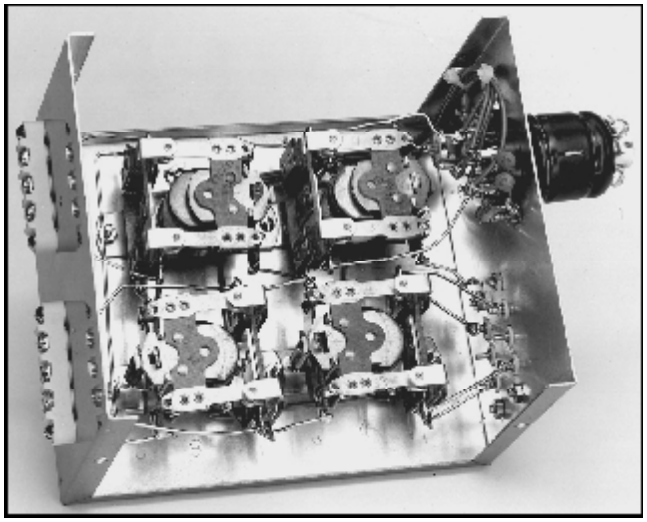


图6-89　继电器盒的内部照片。4个继电器控制了5个天线单元，见文中所述。照片中继电器为Potter and Brumfeld类型的MR11D型号。

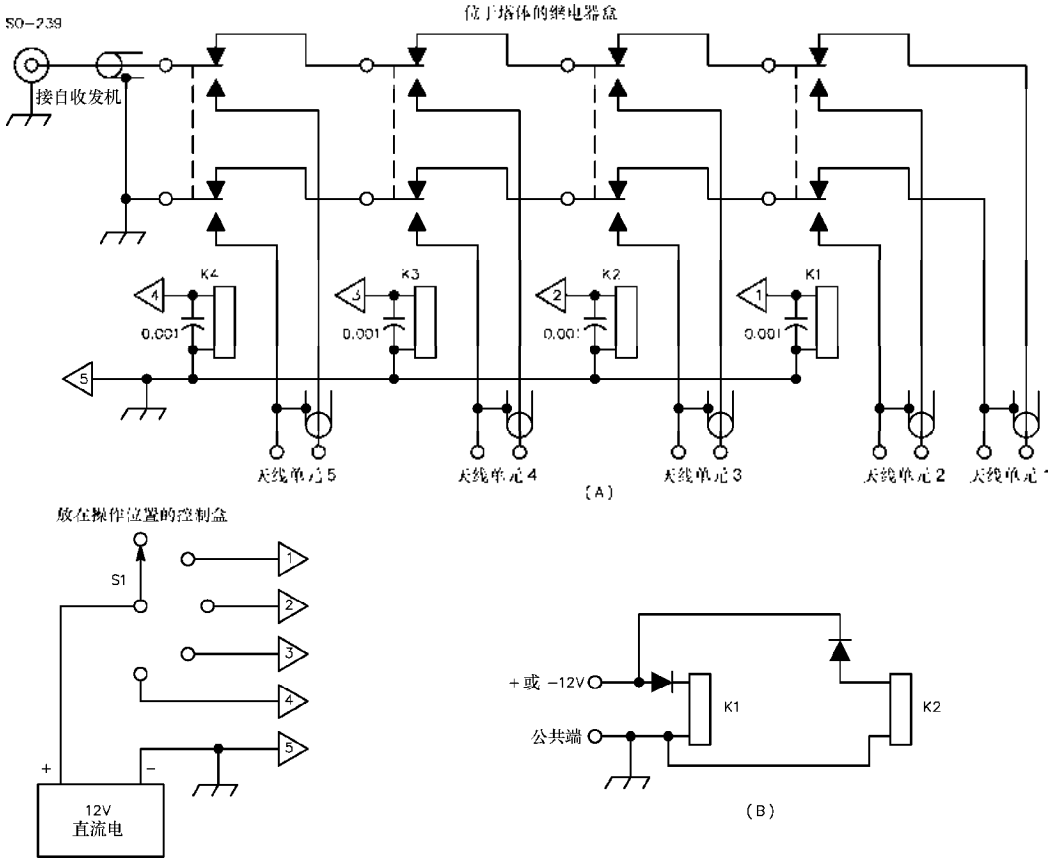


图6-90　斜拉阵列控制系统的电路图。所有继电器为12 VDC，双刀双掷（DPDT）8 A的触点电流容量。在（A）中，是基本的电路，控制电缆和各天线单元没有画在里面。注意到同轴电缆的屏蔽网在没有使用时也是保持开路的。每个继电器用一个0.001 μF电容器并联旁路。电源采用低电流类型即可。在（B）中，当使用直流电供电时，可以使用了二极管以减少控制线的数量，见文中所述。

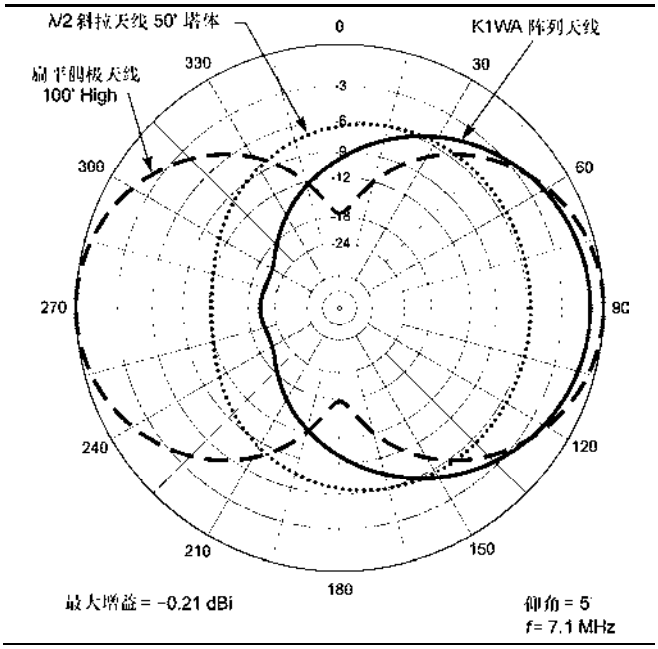
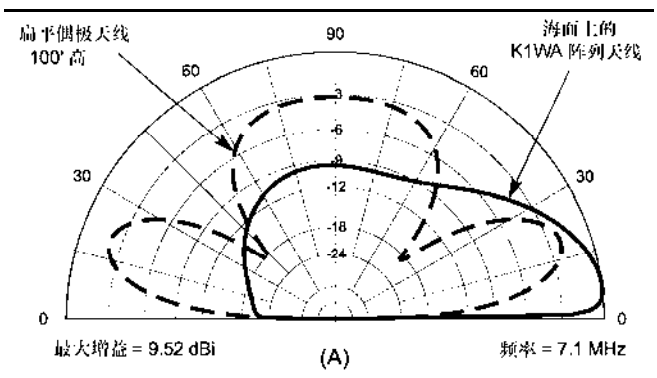


图6-91　K1WA 40 m波段斜拉阵列天线（实线）的方位角辐射图，与一个100英尺高度的平顶偶极天线（虚线）以及一个在50英尺高塔的半波全斜拉天线（点线）做比较。K1WA阵列具有非常好的前后比，以及与很高的扁平天线一样的增益。这些辐射图都是在普通地面条件下的。

如果只是关心其中某个方向，可以不用切换系统，反射单元可以裁剪得比谐振时稍长 5%。这个天线最大的价值在于优秀的前后比。通过合理安排这个天线系统，还可以使零点对准不需要的方向，这样也就可以作为一个有效的接收天线。在这个天线的测试中，反射单元的数量可以是少到 1 根，也可以多到 5 根。最优组合表现为采用 4 根反射单元和 1 根驱动单元时，多于 5 根反射单元的情况就没有测试过。同样的阵列可以放大到 3.5 MHz 也具有类似性能。



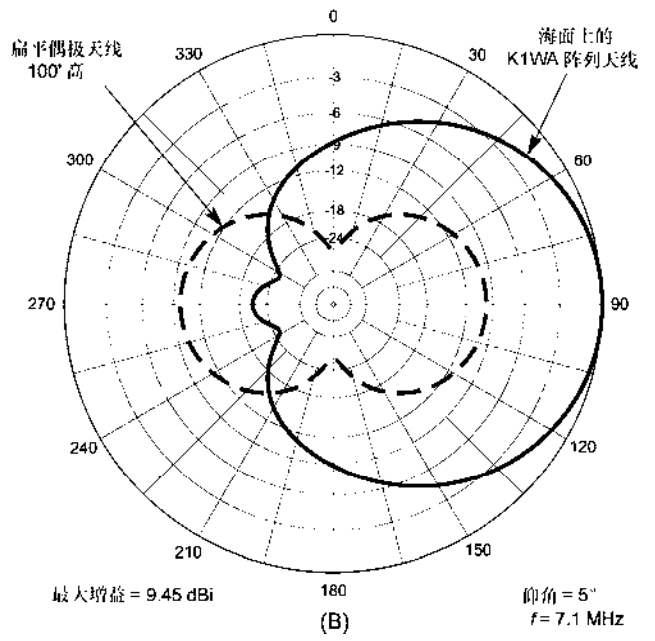


图6-92　位于海水环境的K1WA 40 m波段斜拉阵列天线，与一个100英尺高平顶偶极天线比较。（A）是方位角辐射图；（B）是仰角辐射图。现在可以知道这个斜拉阵列真是另人刮目相看！

参考资料

本章所覆盖内容的原始资料和进一步的讨论，都可以在下列参考资料中找到。

D. Atchley, Jr., “Putting the Quarter-Wave Sloper to Work on 160,” QST, Jul 1979, pp 19～20.

J. Belrose, “Transmission Line Low Profile Antennas,” QST, Dec 1975, pp 19～25.

L. Braskamp, AA6GL, “MOBILE, a Computer Program for Short HF Verticals,” The ARRL Antenna Compendium Vol 4, pp 92～96.

G. H. Brown, “The Phase and Magnitude of Earth Currents Near Radio Transmitting Antennas,” Proc. IRE.

G. H. Brown, R. F. Lewis and J. Epstein, “Ground Systems as a Factor in Antenna Efficiency,” Proc. IRE , Jun 1937, pp 753～787.

P. Carr, N4PC, “A Two Band Half-Square Antenna With Coaxial Feed,” CQ, Sep 1992, pp 40～45.

P. Carr, N4PC, “A DX Antenna For 40 Meters,” CQ, Sep 1994, pp 40～43.

Christman, KB8I, “Elevated Vertical Antennas for the Low Bands,” The ARRL Antenna Compendium Vol 5, pp 11～18.

Curry Communications, PO Box 1884, Burbank, CA 91507, a kit manufacturer of lowfer CW transceivers.

D. DeMaw, “Additional Notes on the Half Sloper,” QST, Jul 1979, p 20.

P. Dodd, The LF Experimenter’s Source Book (RSGB, 1996).

C. Doty, Jr., J. A. Frey and H. J. Mills, “Effi cient Ground Systems for Vertical Antennas,” QST, Feb 1983, pp 9～12.

S. Ford, “Lowfing on 1750 Meters,” QST, Oct 1993, pp 67～68.

R. Fosberg, “Some Notes on Ground Systems for 160 Meters,” QST, Apr 1965, pp 65～67.

J. Hall, “Off-Center-Loaded Dipole Antennas,” QST, Sep 1974, pp 28～34.

G. Hubbell, “Feeding Grounded Towers as Radiators,” QST, pp 32～33, 140, 142.

Hutchinson and R. D. Straw, Simple and Fun Antennas for Hams (Newington, Ct: ARRL, 2002).

P. H. Lee, The Amateur Radio Vertical Antenna Handbook, 1st edition (Port Washington, NY: Cowan Publishing Corp., 1974).

J. Michaels, “Some Reflections on Vertical Antennas,” QST, July 1987, pp 15～19; feedback QST, Aug 1987, p 39.

Rashed and C. Tai, “A New Class of Wire Antennas,” 1982 International Symposium Digest, Antennas and Propagation, Vol 2, IEEE.

T. Russell, N4KG, “Simple, Effective, Elevated Ground-Plane Antennas,” QST, June 1994, pp 45～46.

F. J. Schnell, “The Flagpole Deluxe,” QST, Mar 1978, pp29～32.

R. Severns, N6LF, “Using the Half-Square Antenna for Low-Band Dxing,” The ARRL Antenna Compendium Vol 5, pp 35～42.

R. Severns, N6LF, “Broadbanding the Half-Square Antenna For 80-meter Dxing,” The ARRL Antenna Compendium Vol 5, pp 43～44.

R. Severns, N6LF, “An Improved Double Extended Zepp,” The ARRL Antenna Compendium Vol 4, pp 78～80.

J. Sevick, “The Ground-Image Vertical Antenna,” QST, Jul 1971, pp 16～19, 22.

J. Sevick, “The W2FMI Ground-Mounted Short Vertical,” QST, Mar 1973, pp 13～18, 41.

J. Sevick, “The Constant-Impedance Trap Vertical,” QST, Mar 1974, pp 29～34.

J. Sevick, “Short Ground-Radial Systems for Short Verticals,” QST, Apr 1978, pp 30～33.

J. Sevick, W2FMI, Transmission Line Transformers (Noble Publishing, Atlanta, 1996).

W. Smith, W6BCX, “Bet My Money On A Bobtail Beam,”CQ, Mar 1948, pp 21～23, 92.

J. Stanford, NNØF, “Linear-Loaded Short Wire Antennas,” The ARRL Antenna Compendium Vol 5, pp 105～107.

J. Swank, W8HXR, “The S-Meter Bender,” 73, Jun 1978, pp 170～173.

J. Tyskewicz, “The Heli-Rope Antenna,” QST, Jun 1971.

Vester, K3BC, “The Half-Square Antenna,” QST, Mar1974, pp 11～14.

D. Watt, VLF Radio Engineering (Pergamon Press, 1967) (out of print).

Prediction of Sky-wave Field Strength at Frequencies Between About 150 and 1700 kHz, ITU Doc 3/14, Radiocommunication Study Groups, Feb 1995.

第 7 章

多波段天线

对于在许多波段上进行操作，比如在 3.5 ～30 MHz 之间的波段上进行操作来说，大多数业余无线电爱好者不可能为每一个波段架设一副单独的天线。事实上也没有必要，一个偶极天线，按照最低工作频率来裁剪长度，也很容易用在更高的频率上。当然这样做，必须能够乐意接受谐波工作方式带来天线方向图的改变这个事实，在方位面辐射图和仰角面辐射图都会发生变化（见第 2 章“天线基本理论”，以及第 3 章“地面效应”）。

可以从第 6 章“低频天线”的讨论中看到，在安装多波段水平极化天线时需要仔细考虑高度，不过这只是多波段天线一个方面的问题。另外一个需要慎重的事情是，您是否愿意使用所谓的调谐馈线。中心馈电的单线天线，工作在它的基波谐振频率以上的任何频率时，都可以接受功率并高效辐射，但在低于基波一半频率以下工作时，其效率和带宽都将减少。

事实上，也没有必要一定要求天线在最低工作频率上是完全的半波长，可以比 $l/2$ 短许多，甚至短到 $l/4$，仍然可以是一个相当有效的辐射器。然而，这样短的天线使用上会给天线系统的其他部分带来压力，例如对天线调谐器和传输线。这都将在本章做详细些的讨论。

单个天线结构能够工作于多个波段的方案已经有了，同时还提供对传输线的良好匹配，通常是同轴类型的传输线。不过需要弄清楚的是，多波段天线并没有必要将一根给定的导线在所有您想使用的波段上都匹配。即便是一个相对较短的鞭状类型天线，通过每个波段合适的加载也作为多波段天线使用，这种加载可能是在那些需要加载的频率的天线底部加线圈的形式，也可能是将发射机至天线底部的调谐馈线结合在一起的形式。

本章将描述可以工作于两个或更多波段的几种天线系统。诸如八木天线或方框等定向天线则在后续的章节单独讨论。

7.1 简单的线天线

最简单的多波段天线是采用 12 号或 14 号随意长度的导线，采用图 7-1 所示的其中一种或另外一种方案都可以，事实上几乎都可以把功率馈进这根导线。假如导线的长度是 67 或 135 英尺，它也可以通过如图 7-2 中的调谐电路来馈电。它有利于在图中同轴电缆标有“X”的地方使用 SWR 电桥或其他指示仪器。

如果您已经安装有一个 28 MHz 或 50 MHz 的旋转定向天线，在多数情况下可以使用定向天线的馈线作为低频率的天线，只需将馈线的两条导线在电台一侧并接在一起，成为一根随意长度的导线，就可以如图 7-1 那样方便地耦合至发射机上。在远端的旋转天线系统仅仅对导线有末端加载作用，并无其他影响。

所有这种直接馈电系统的一个缺点，就是天线的其中某些部分事实上在电台里面，您偶尔会碰到 RF 反馈等麻烦问题。通过选择导线的长度常常可以将电台内部的 RF 问题最小化，使得发生在发射机或就近的电流环路呈现低馈电点阻抗。这个办法就是使用 $l/4$ 长度（在 3.6 MHz 是 65 英尺，在 7.1 MHz 是 33 英尺）的导线，或者 $l/4$ 奇数倍（在 3.6 MHz 的 $3l/4$ 是 195 英尺，7.1 MHz 为 100 英尺）。显然，这样做只能仅仅工作于一个波段，或有时在相应的谐波波段。既然导线的长度使得在发射机侧呈现电流环路，那么在 2 倍（或 4 倍）频率上就会呈现出电压环路。

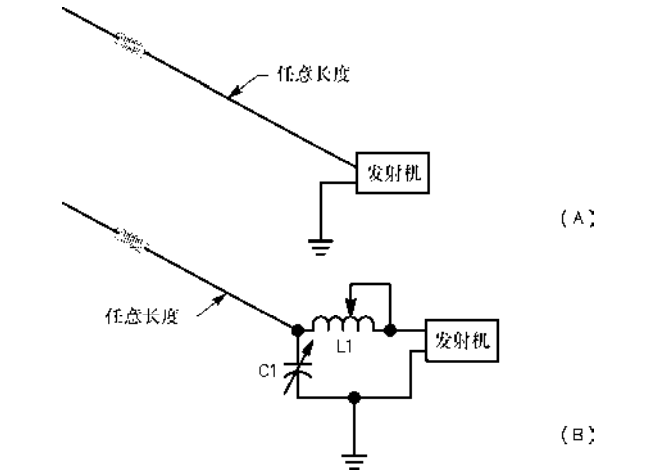


图7-1　在(A)图，是一根随意长度导线直接由发射机的Pi电路网络输出驱动。(B)图中，在(A)图那种方式无法得到足够匹配加载的情况下，再使用一个L电路网络。C1应该具有和电子管类型的发射机中的末级振荡回路电容器大致一样的板极距离；如果L1在20～25 μH，100 pF的最大电容量是足够的，相应地线圈可以用12号(#12)导线绕30圈，线圈直径2½英寸，疏密程度为每英寸6圈。应该采用裸导线以便根据发射机负载需要设置抽头位置。

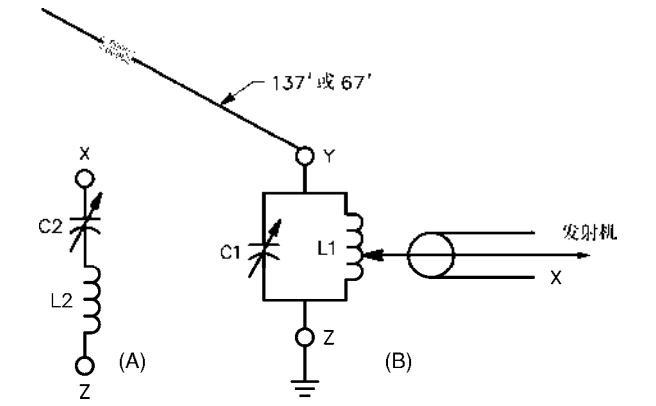


图7-2　如果天线的长度是137英尺，在3.5～30 MHz频率范围的每个业余波段上，都可以使用并联调谐的耦合电路，不过WARC波段的10 MHz、18 MHz和24 MHz可能除外。在所使用的波段上，C1应该与末级振荡回路电容器一样，L1也应该和末级振荡回路电感器相同。如果导线的长度是67英尺，在3.5 MHz可以采用左边所示的串联调谐电路，但在7 MHz或更高频率波段仍然需要采用并联调谐电路。C2和L2通常也应该与末级振荡回路中的电容器和电感器一样，并联调谐时也是同样。图1(B)给出的L电路网络同样也适用于这些天线长度。

当您采用图 7-1 和图 7-2 所示的随机长度的线天线工作时，您应该在各个波段尝试不同形式的接地，看看哪种形式可以得到最好的结果。在多数情况下，发射机的底盘作为返回地，或直接简单接到金属的水管上，是可以取得满意结果的。但如果这些方式都不能正常工作（或者没有金属水管），可以接一段 12 号或 14 号导线（大约 $l/4$ 长度），往往能得到良好效果。将这根导线连接到图中电路的接地点，然后沿着房屋墙边放下，或者如果电台是在一楼或地下室时将它抬高地面数英尺放置，注意该导线本身任何点都不能直接与真正的地连接。

7.1.1　端馈天线

当一根直导线天线在其中一个末端使用双线传输线馈电时，假如要求传输线本身的辐射最小的话，那么对天线部分的长度就变得比较苛刻，这样的多频段天线系统就是图 7-3 中的端馈 Zepp 或 Zepp 馈电天线。这种天线的长度在最低工作频率上是 $l/2$（这个名字源于首次记载这种天线在 Zeppelin 飞艇的应用），馈线的长度就可以根据需要任意了，不过馈线的长度为 $l/4$ 倍数时通常带来并联电流方面的问题，以及系统馈线部分会出现辐射。馈线可以用 14 号实芯铜线按照 4 或 6 英寸距离用陶瓷或塑料隔片间隔开的明线传输线，另外 TV 用的明线馈线（不是有实芯介质套的那种）也是可以方便使用的一种，这种线特征阻抗通常为 300 Ω 和 450 Ω。

假如您的空间只够安装一个 67 英尺的水平偶极天线，但是又希望它能够在 3.5 MHz 波段工作，这时可以将馈线的两根导线在发射机侧并接一起，整个系统作为如图 7-1 所示的随意长度导线直接馈电。防止并行电流引起馈线辐射的最简单办法就是所用的馈线长度不能为 $l/4$ 倍数。如图 7-3 给出的那样，采用一个天线调谐器可以使接有任意长度明线馈线的端馈天线覆盖多个波段。

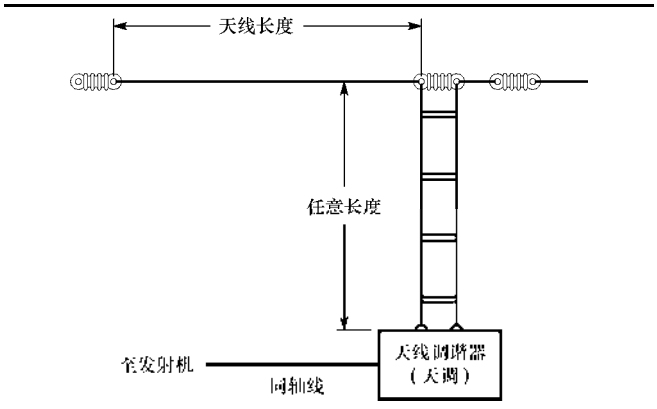


图7-3　端馈Zepp天线可以工作于多波段。

7.1.2　中馈天线

最简单灵活（也是最便宜）的全波段天线就是使用平行明线在天线中间馈电的那些天线，如图 7-4。由于水平天线的每一半都是等长的，馈线电流在所有频率上都是平衡的，当然除非其中的一边由于比另一边接近地面

（或地面物体）而带来不平衡。为了得到最好的效果和保持馈线电流平衡，馈线应该与天线成直角远离，最好离开至少 $l/4$ 的距离。

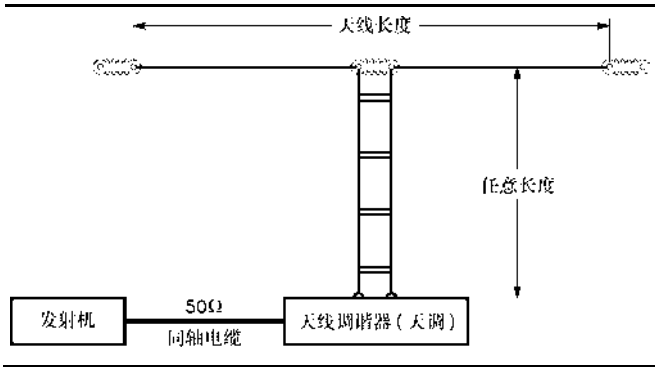


图7-4　中馈天线系统用于多波段工作。

中馈方式不仅仅由于固有较好的平衡而比端馈方式更有用，通常还可以在传输线上获得较低的驻波比，使用的平行导体馈线特征阻抗为 450～600 Ω。TV 类型的明线馈线除了不能在高功率应用（大于 500 W）外，适合于其他所有情况。大功率情况应该采用粗导线和宽间隔以处理大电流和高电压。

这种天线的长度不苛刻，馈线的长度也不用严格。如前面所提到的，天线的长度可以比 $l/2$ 短很多仍然效率很高。如果整个长度在最低频率至少是 $l/4$，整个系统就十分好用。这种类型的天线系统唯一的难点是如何将天线系统的负载耦合到发射机的问题。现代多数的发射机都是设计为连接 50 Ω 同轴负载，这时该类型的天线系统就需要一个耦合电路网络（即天线调谐器）。

馈线的辐射

前面部分已经指出一些减少或消除馈线辐射的措施，然而，应该强调的是传输线的任何辐射不是“损失”了能量，就是带来不必要的危害。馈线产生辐射是否要紧，取决于整个天线系统的用途。例如，当要用做方向性阵列时，就不允许馈线出现辐射，因为馈线的这种辐射会破坏整个阵列的辐射图形，在不需要的方向上产生响应。换句话说，您需要辐射只是来自定向阵列，而不希望阵列和馈线都产生辐射。这方面的详细讨论，可以参见第 26 章的“传输线与天线的耦合”。

另一方面，在所期望覆盖范围的多波段偶极天线情况下，如果馈线产生辐射，这种能量其实也有好的一面。天线专家也许对这种说法有异议，但从实践的立场看，在您并不关心方向性图时，您可以忽略可能的馈线辐射问题而节省时间和精力。

7.1.3　135 英尺长的 80～10 m 波段偶极天线

前面已经提到，其中一种最多用途的天线大概就要算简单偶极天线了，用明线传输线中间馈电，并在工作间内使用天线调谐器即可。一个 135 英尺长的偶极天线，水平挂在两棵树或铁塔之间，高度 50 英尺或以上，就可以在 80～10 m 波段上都很好地工作。这样的天线系统在较高的工作频率上有明显的增益。

平直安装方式还是倒 V 方式?

不可否认，倒 V 安装方式（有时也称作下垂的偶极天线）是相当方便的，因为它只需要单一的支撑杆。然而平直安装方式，即在偶极天线水平安装时，在较高工作频率上可以给出更多的增益。图 7-5 显示了 80 m 波段

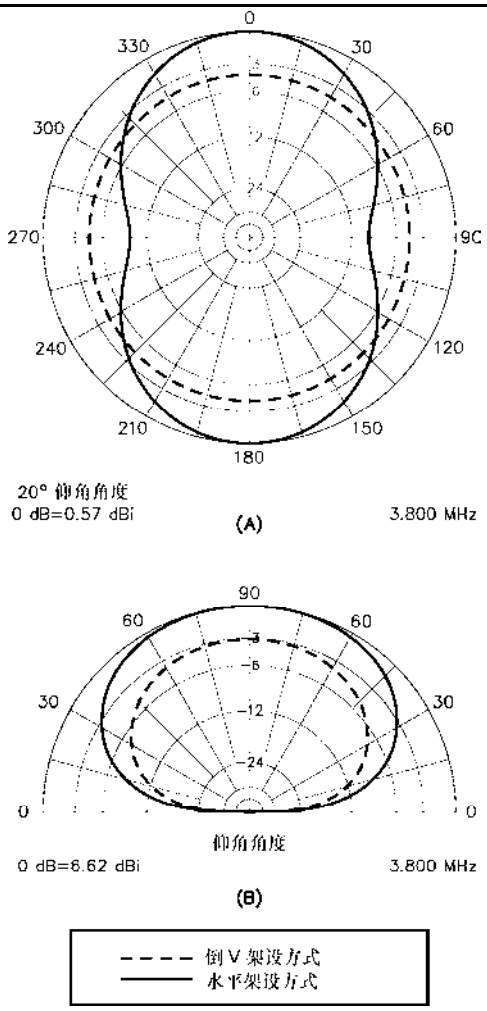


图7-5　在80 m波段135英尺长中间馈电50英尺高的水平偶极天线辐射图，与同样的偶极天线作为顶点50英尺高末端10英尺高的倒V安装时的比较。（A）是方位角辐射图，偶极天线的导线按照90° 与270° 所在平面的方向架设。（B）是仰角辐射图，偶极天线的导线方向垂直穿出纸面。在80 m波段，水平架设和倒V架设的辐射图都没有太大的差异。

的 2 个 135 英尺长偶极天线的方位角和仰角辐射图。第一个天线是平直安装在距离地面 50 英尺高，地面为典型的普通条件，导电率 5 mS/m，介电常数 13；另一个偶极天线采用相同长度的导线，但中间高度大约 50 英尺，两端下垂到离地面 10 英尺高，这个高度对于避免 RF 灼伤行人的危险已经足够。

在 3.8 MHz 频率上，平直偶极天线比下垂的偶极天线的最大增益要高出 4 dB；另一方面，倒 V 安装方式给出比平直偶极天线更加全向的辐射，平直偶极天线在导线两端会有零点。比如，全向的覆盖对于台网操作者来说比最大的增益还要重要。

图 7-6 给出了同样两种天线安装方式的方位图和仰角图，但这次是在 14.2 MHz。水平偶极天线在 10° 仰角的地方分裂为 4 个波瓣，这个仰角是 20 m 波段天波通信的典型角度。9.4 dBi 的最大仰角增益发生在 17°，该水平天线离平坦地面高度 50 英尺。倒 V 方式再次同样表现出更加全向性些，但最大增益比水平方式要低 6 dB 之多。

对于倒 V 方式的情形，在 28.4 MHz 的最大增益很差，比水平架设偶极天线要低大约 8 dB，在该频率上分裂为 8 个波瓣，在 7° 仰角的有 10.5 dBi 最大增益值。见图 7-7 的比较。

无论您选择哪种方式来架设这个 135 英尺长的偶极天线，您都应该用低损耗类型的明线传输线来馈电。所谓开窗的 450 Ω 格梯馈线，对于这种应用非常普遍。注意对这种馈线每英尺要扭绞 3～4 圈，以保证它在刮风时

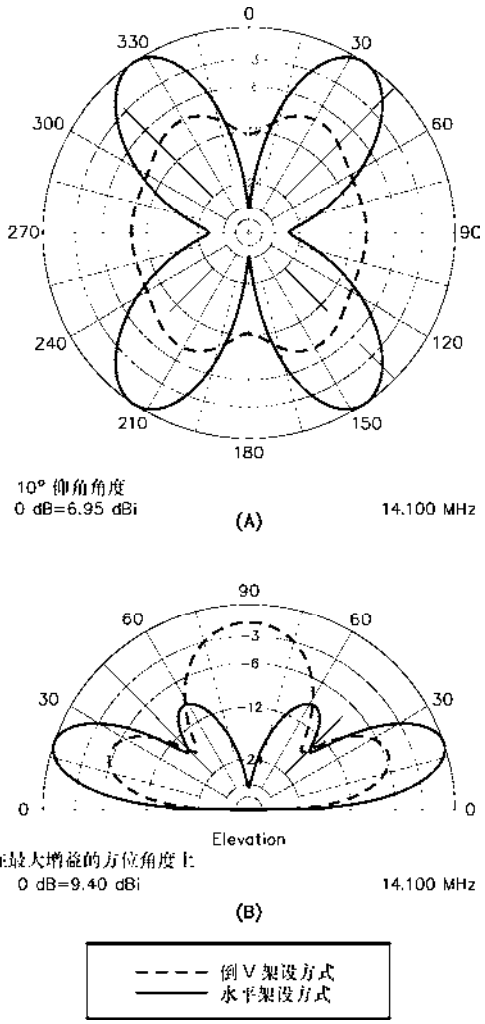


图7-6　两个135英尺偶极天线在20 m波段的辐射图比较。一个为平直安装作为水平偶极天线，另一个是两臂120° 夹角作为倒V偶极天线。(A)给出的是方位图，(B)给出的是仰角图。倒V在最大方位增益上大小约6 dB，但是比较均匀，几乎全向的方位辐射图形。在仰角平面，倒V在顶部有个比较肥大的波瓣，使得它作为本地通信是个更合适的天线，但对于低仰角的DX通联则不太好。

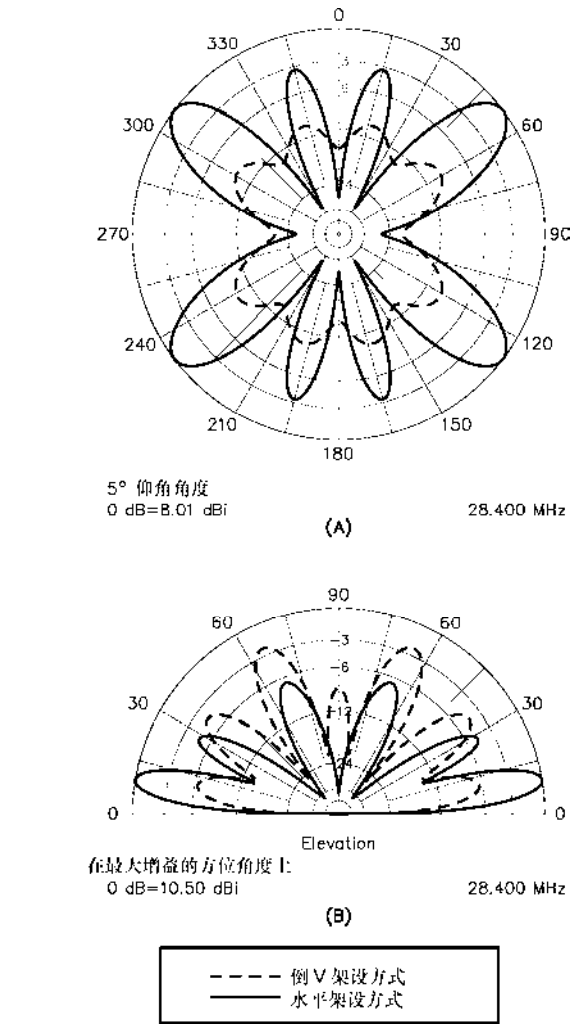


图7-7　在图7-6和图7-7同样天线架设方式下10 m波段的辐射图。再次表明，倒V架设方式产生更加全向的辐射图，但代价是比水平架设在最强波瓣增益要降低几乎8 dB。

不会被过分扭曲。同时也要确保该馈线和偶极导线连接处有机械的支撑，这样可以防止传输线导线的绕曲，因为过度的绕曲会导致传输线破裂。

7.1.4 G5RV 多波段天线

G5RV 天线是一个不需要太多空间，容易制作和费用低廉的多波段天线，几年前由英格兰的 Louis Varney（G5RV）设计，在美国已经相当流行使用。图 7-8 给出 G5RV 天线设计，可以用于 3.5～30 MHz。尽管有些业余爱好者称，直接用 50 Ω 同轴电缆馈电在几个波段都能得到较低的 SWR，但 Varney 本人还是建议除了 14 MHz 以外的其他波段，都应该使用天线调谐器（见参考书目）。实际上，对 G5RV 的馈电点阻抗进行分析表明，找不到任何一种特征阻抗的平衡馈线的某一长度，可以使终端阻抗在所有波段都能够变换到 50～75 Ω 的范围（使用同轴电缆馈电而且没有匹配网络却能够在 14 MHz 以外的波段指示较低的 SWR 值，实际上很可能是由于同轴电缆本身的损耗过大导致的）。

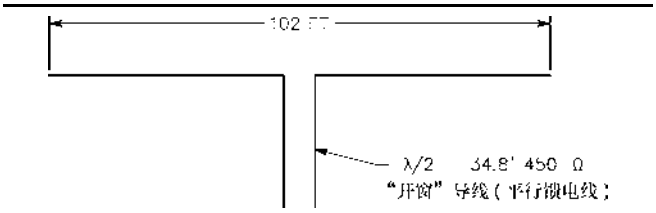


图7-8 覆盖3.5～30 MHz的G5RV多波段天线。尽管许多业余爱好者宣称，可以直接用50 Ω同轴电缆馈电来工作于几个波段，但原创者Louis Varney还是推荐在14 MHz以外的波段使用匹配网络。

图 7-9 给出一个离平坦地面高度 50 英尺的 20 m 波段 G5RV 天线，在适合 DX 工作的 5° 仰角时的方位面辐射图。为了比较，还在图 7-9 中给出另外两种天线的响应，一个是高度 50 英尺的 20 m 波段标准偶极天线，和同样 50 英尺高的 132 英尺长中馈偶极天线。当然在 20 m 波段，G5RV 要比标准半波长偶极天线长，并且增益也要比它高 2 dB。带有 4 个波瓣，看起来挺像四叶苜蓿草，方位面图形比起 2 个波瓣的偶极天线显得更为全向些。132 英尺长的中馈偶极天线要比 G5RV 长，并且比 G5RV 高 0.5 dB 增益，同样表现出 4 个主瓣，包括导线所在平面的 2 个较强窄瓣。总而言之，G5RV 的响应比起其他 2 个天线更呈现出全向性。

G5RV 对于其他频率的辐射图和前面 135 英尺偶极天线在其他频率给出的响应有些类似。顺便提起，也许您对图 7-9 使用的是 132 英尺的偶极天线，而不是前面所述的 135 英尺偶极天线感到有些疑惑，其实这个总长 132 英尺的天线就是我们下面部分关于温顿天线要讨论到的另一种天线。

图 7-8 中的 G5RV 天线部分也可以作为倒 V 方式架设，和前面提及的 135 英尺偶极天线同样在最大增益上有些损失。或者把天线两个末端部分按总长度的 1/6 垂直或半垂直放下，或者与天线主轴任意角度弯曲下来，以符合实际场地的需求。

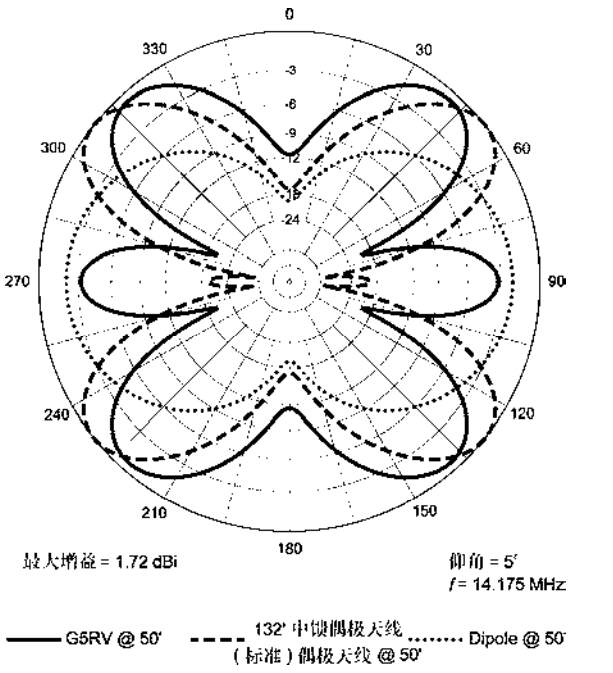


图7-9 一个102英尺长度，50英尺高的G5RV偶极天线（实线）在5° 发射角时的方位面辐射图。为了比较，还给出一个132英尺长、50英尺高的中馈偶极天线（虚线）和一个33英尺长、50英尺高的20 m波段半波偶极天线（点线）的响应图。长度最长的天线比G5RV表现高出大约0.5 dB增益，整个响应上还是G5RV更加为全向性，这对于线天线来说可以不必旋转。

7.1.5 温顿天线

在 20 世纪 30～40 年代有一种我们现在称之为“温顿（Windom）”的天线相当流行，在 1929 年 QST 杂志上 Loren G. Windom（W8GZ）介绍后，以“单馈线赫兹”天线在那时出名。

这个温顿天线，如图 7-10 所示，采用单导线馈线连接在偏离天线中央大约 14%的位置馈电。理论上，通过接地配合工作，在这个位置上可以为单线传输线提供匹配。因为单线馈线没有固有的良好平衡特性，并且它被引到工作地点，所以这个天线工作时将会带来“工作间存在 RF”以及潜在辐射的危害。

偏中心馈电（偏馈）的温顿天线后期版本，是将连接点轻微移动以适合使用平衡的 300 Ω 带状馈线。一个

相对较近出现的版本叫“卡罗莱纳温顿”天线，因为两位设计者 Edgar Lambert（WA4LVB）和 Joe Wright（W4UEB）都是居住在卡罗莱纳州的北海岸（第三位设计者 Jim Wilkie/WY4R 是住在弗吉尼亚州的诺福克附近）。这个卡罗莱纳温顿天线一个有趣的地方，就是将潜在的缺点——馈线辐射转变为潜在的优点。

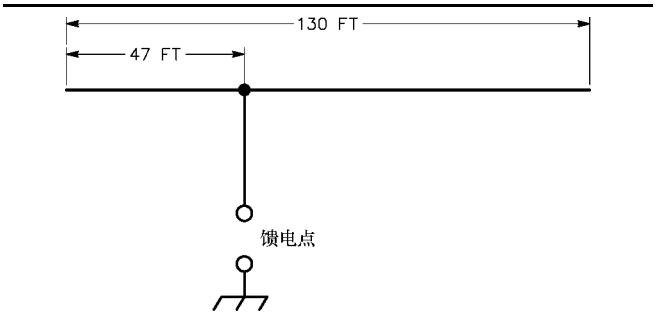


图7-10　长度裁剪为适合3.75 MHz基波频率的温顿天线。单线馈线连接在偏离中心14%的位置，引入到电台室，配合接地馈电。天线在它的各次谐波都有效。

图 7-11 是平展开的卡罗莱纳温顿天线图，50 英尺导线在馈电点绝缘板处再连接一段 83 英尺长导线。图 7-10 中类似的方式就是原始的 W8GZ 温顿天线。卡罗莱纳温顿天线“垂直辐射体”是一段 22 英尺长的 RG-8X 同轴电缆，在底端带有一个“馈线隔离器”（即电流型扼流巴伦），顶部有一个 4:1 “匹配单元”。这个系统利用了水平导线不对称的优点，引导电流进入垂直同轴电缆部分的外屏蔽层。应该注意到的是，匹配单元是一个电压型的巴伦变换器，故意让它不像共模电流扼流巴伦那样。您必须应用一个天线调谐器，使这个系统在 80～10 m 业余波段上连接到发射机时都呈现 1:1 的 SWR。

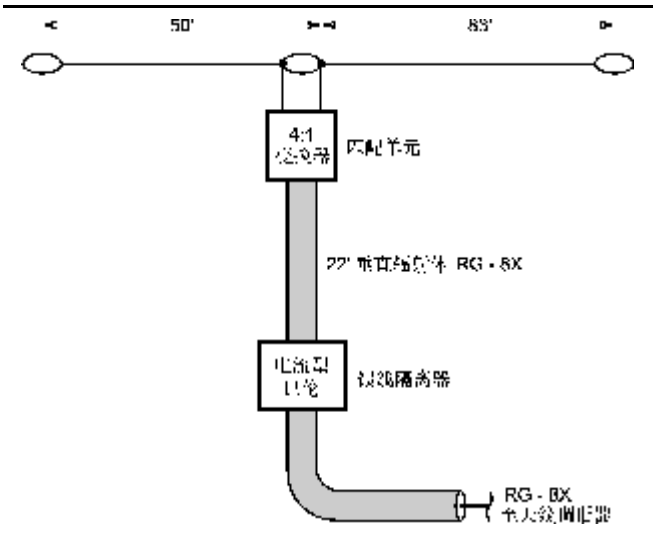


图7-11　平展开的卡罗莱纳温顿天线布局图。

导入 22 英尺长的垂直同轴线部分的电流辐射结果，使得假如采用 132 英尺水平导线中心对称馈电时所表现出来的深零点被填充掉，在海水条件下，DX 通联所需的低仰角上，垂直辐射体可以给出更加显著的增益。确实，在电台靠近或直接在海面上时，卡罗莱纳温顿天线野外通联的报告令人印象十分深刻。在普通土壤条件，所增加的垂直极化分量的好处就没有那么明显。图 7-12 比较了一个工作在海面高度 50 英尺的 14 MHz 卡罗莱纳温顿天线，与一个 50 英尺高 132 英尺长的水平中馈偶极天线。卡罗莱纳温顿天线在方位面辐射图上更加全向一些，在所需要的不同方向通常不用旋转天线，是这个 132 英尺长的天线令人比较满意的特点。

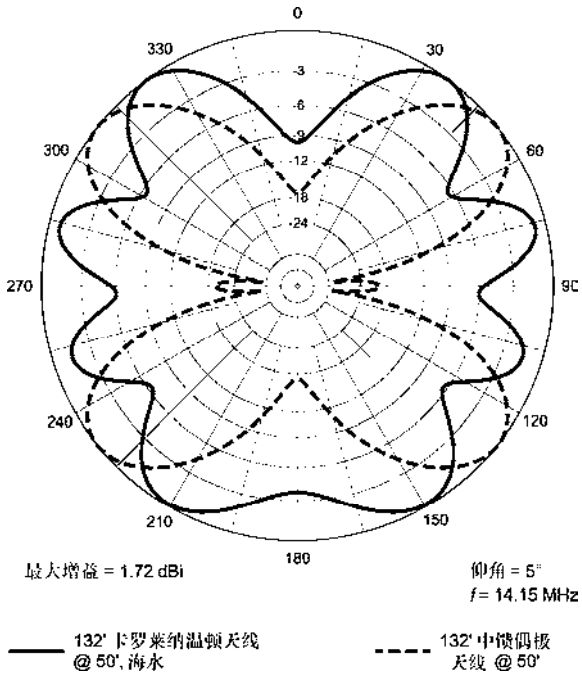


图7-12　20 m波段的132英尺长偏馈卡罗莱纳温顿天线，和一个132英尺长的20 m波段中馈水平偶极天线的方位面辐射图，两者都是在海面高度50英尺。因为从22英尺长的垂直RG-8X电缆产生的垂直极化辐射部分填补了深零点，所以卡罗莱纳温顿天线更加全向性些。

卡罗莱纳温顿天线相比传统的温顿天线，另一个优点是同轴馈线在共模电流扼流器之后是不会辐射的，就是说引入“工作间的 RF”减少。由于馈线在不同业余波段并非总是在低 SWR 工作，所以尽可能缩短同轴馈线的长度以保持较低的电缆损耗。

图 7-13 给出一个 50 英尺长水平卡罗莱纳温顿天线工作于 28.4 MHz，在海水和普通土壤不同的条件下的方位面辐射图，同时也给出一个 50 英尺高、工作于 28.4 MHz 的 20m 波段水平偶极天线的辐射图，由于它是一个 20 m

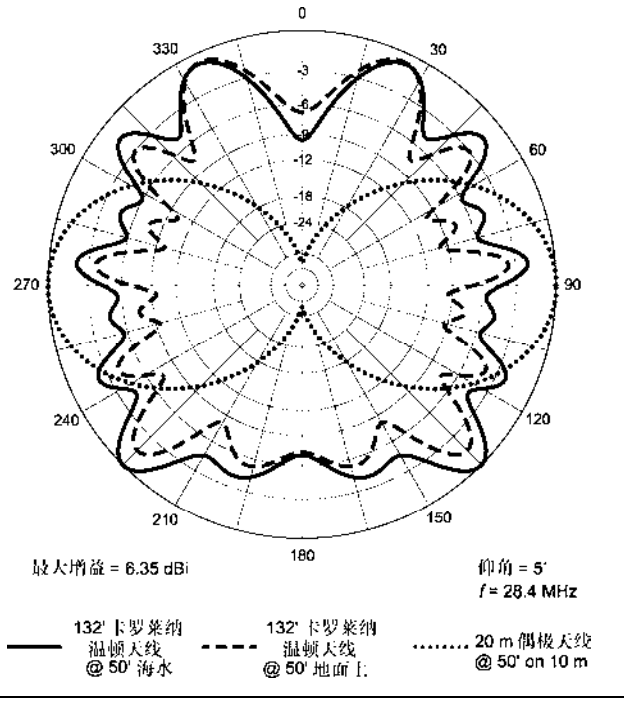


图7-13　工作在10m波段的132英尺长50英尺高的卡罗莱纳温顿天线，在海水面（实线）以及普通地面上（虚线）的方位面辐射图，这里还比较了一个高度50英尺的20m波段半波偶极天线（点线）。

波段的偶极天线用作为多波段天线，馈电时采用的是明线传输线而不用同轴电缆。这里再次看到，卡罗莱纳温顿天线表现出更全向性的辐射，尽管辐射图形在底部有点不太平衡。

7.1.6　多偶极并联天线

图 7-14 的天线系统是由一组的中馈偶极单元构成的，全部都并接在传输线端接点上。这些偶极单元是参差（交错）调谐的，就是说，每个单元都是单独在不同频率裁剪成 $l/2$。在第 9 章“宽带天线匹配”中将讨论偶极天线的参差调谐，可以在较宽的频率范围得到低 SWR 值。参差调谐概念的一个延伸做法，就是按不同波段裁剪来制作的多导线偶极天线。

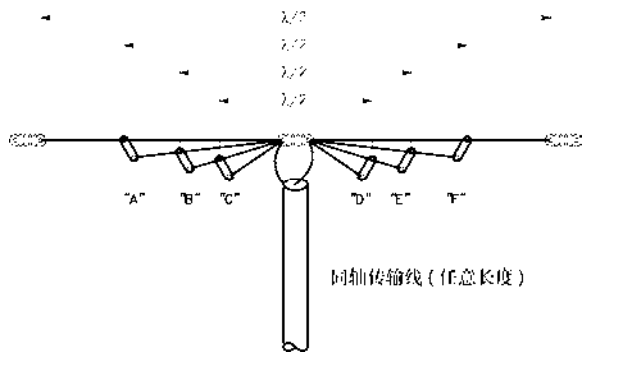


图7-14　使用多偶极天线并联的多波段天线，所有都连接到低阻抗的传输线上。半波长尺寸可以在各个波段的中心频率，也可以选择在每个波段所喜欢的频点上。用英尺为单位的半波长长度是468/*F*（MHz），但是由于各个单元之间相互的互感作用，可能需要对每个波段作谐振的修剪。

理论上，图 7-14 中导线的天线，用同轴馈线时可以工作在 5 个波段，4 对导线分别对应 3.5 MHz、7 MHz、14 MHz 和 28 MHz 作为并联馈电的偶极天线，7 MHz 那根偶极天线可以工作在 3 次谐波的 21 MHz，从而可以覆盖第 5 个波段。然而实际上却发现不容易做到所有波段都可以和同轴线良好匹配。任何一个偶极天线 $l/2$ 的谐振长度，由于互感原因，在其他波段表现出来的特性并不与它本身作为偶极天线时完全一样，试图优化所有 4 个导线长度是个很不容易的过程。因为在不同天线架设环境中优化后的调谐又会发生改变，所以问题比较复杂，在一个火腿那里可以良好工作，可能在另外一个火腿那里就不行了。尽管如此，许多架设天线空间有限的业余爱好者，还是愿意接受个别波段的失配，而获得使用单根同轴馈线就可以享受操作在其他多个频段的乐趣。

由于这个天线系统是平衡的，所以应该使用平衡传输线来馈电，最理想的类型是用 75 Ω 发射用双芯平行线。不过 52 Ω 或 75 Ω 的同轴线也可以使用，同轴线会引入一些不平衡，但这在较低频率是容许的。另外一个办法是用同轴电缆馈电时在馈电点处加一个巴伦。

各个不同频率的偶极单元之间的间距，似乎并不特别严格，其中一对导线可以悬挂在另一对较长的导线下面，使用绝缘隔离棒（用于将馈线间隔开的那种类型）间隔开几英寸。这种天线用户经常也将某些偶极单元相互直角安放以减少互感。有些操作者采用倒 V 方式来安装这些偶极单元，并将它们作为支撑整个天线系统的撑杆拉线。

一个令人感兴趣的制作办法已经由 Louis Richard（ON4UF）制作成功，在图 7-15 中给出。天线有 4 个偶极天线单元（对应于 7 MHz、14 MHz、21 MHz 和 28 MHz），都是用 300 Ω 带状传输线来制作的。用一段带状线就可以构成 2 个偶极天线单元，因此，如草图所画的，两段就可以做成 4 个波段。最好采用含有铜包钢导线（Amphenol type14-022）的带状传输线，因为所有的重量，包括馈线在内都将由最上面的导线来承受。

两段带状线先裁剪成正好两段最长偶极所需要的两半长度，然后将每段带状线中的其中一条导线剪短为其中较高频率波段所对应长度，多余部分的导线和绝缘皮去掉。第二对带状线的也是一样的处理，除了长度上要对应另外的两个较高频率波段不一样外。

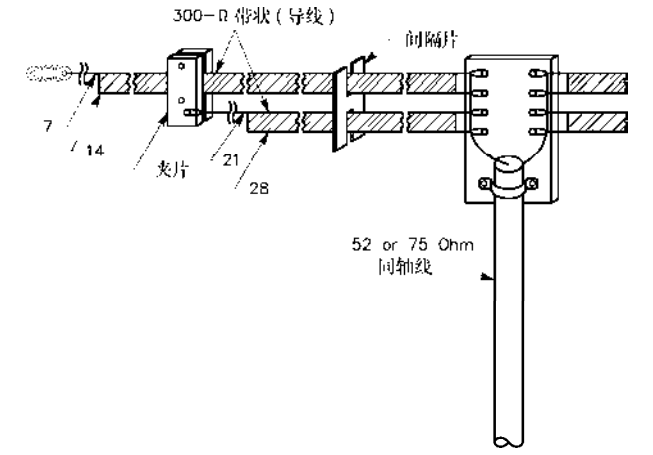


图7-15　草图给出如何安装双芯导线的多偶极天线系统。去掉多余部分的导线和绝缘皮。

用一片厚一些的聚苯乙烯塑料板钻孔，作为中央绝缘板给每根导线固定用。比较短的那对偶极单元按宽边排列悬挂在较长的那对下面，并用聚乙烯塑料片将它们一起夹住。中间的间隔片用聚乙烯塑料加工成槽口，使得正好可以卡住带状线。

这种多偶极的方式原理上也可以用于垂直天线。将多根 *l*/4 的导线或金属管单元并排或排成扇状，共用馈电点，并配合接地或调谐辐板地网，同样可以正常工作。

7.1.7　偏馈（偏离中心馈电）偶极天线

图 7-16 给出一个偏馈或叫 OCF 偶极天线。由于它的外观与图 7-12 中的温顿天线有些相似，这个天线也常常被误称为“温顿天线”或有时叫“同轴馈电温顿天线”。其实这两种天线不是一样的，因为温顿天线是根据地面镜像来工作，而 OCF 天线是其中一臂和另一臂配合工作的。

它不需要在中间位置给偶极天线馈电，尽管在该位置可以允许基波和奇次谐波（例如，一个 7 MHz 中馈半波长偶极天线也可以工作在 21 MHz）工作时具有相对低的馈电点阻抗。与此相反，图 7-16 的 OCF 偶极天线，是在靠其中一端 1/3 长度的位置馈电，可以工作于基波和偶次谐波。在自由空间，工作于 3.5 MHz、7 MHz 和 14 MHz 时的天线馈电端阻抗在 150～200 Ω 附近。

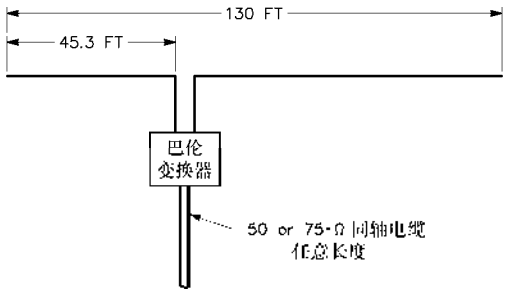


图7-16　工作于3.5 MHz，7 MHz和14 MHz的偏馈（OCF）偶极天线。在馈电点需要使用一个1:4或1:6配置的电流型巴伦。

在馈电点位置用一个 1:4 配置的变换器可以和 50 Ω 或 75 Ω 电缆相当好地匹配，尽管有些商品的 OCF 偶极天线采用的是 1:6 变换器。

在它的 6 次谐波，即 21 MHz，天线有 3 个波长的长度，馈电的是电压环路（最大电压点），而不是电流环路，这时在这个频率上的馈电点阻抗很高，达到数千欧，所以这个天线对于这个波段不合适。

对巴伦的要求

因为 OCF 偶极天线不是在辐射体的中间馈电，所以在馈电点处的两根导线的 RF 阻抗路径不相等，如果直接用同轴电缆（或平衡馈线）给天线馈电，或如果使用了电压类型的变换器，那么相等模值的电压（但极性相反）将加到馈电点两边的导线，但是由于阻抗不相等，结果导致天线电流流向两边导线不相等。这也就意味着天线电流将会流过馈线，即出现在同轴电缆的外导体。（您也许想起这就是卡罗莱纳温顿天线的工作方式，确实是有电流流经一段精心选择长度的同轴线外屏蔽网，并在底端做扼流，所以它实际上充当了垂直辐射体）

有多少的电流会通过同轴外屏蔽网，取决于沿着馈线外部导线的 RF 电流路径的阻抗。一般来说，这并不是我们所期望出现的情况，为了防止这种情况的辐射，需要使馈电点的电流相等，在短臂和长臂导线都有相同的电流流进和流出。因此需要一个电流类型或扼流类型的巴伦来保证这个工作（关于电流类型巴伦在第 26 章“传输线与天线的匹配”中讨论）。

7.2　陷 波 天 线

通过将一些设计恰当的调谐电路有策略地安排到一个偶极天线上，可以使该天线在多个不同频率的基波上发生谐振，其基本原理见图 7-17。

虽然陷波天线的结构方式是比较简单，但是如何解释一个陷波天线的工作却有些不易。在有些设计中，陷波器是谐振在我们的业余波段，但有些天线中（尤其是商品天线）的陷波器，却是谐振在任何业余波段之外的频率。

天线系统中的陷波器，根据在工作频率上是否发生谐振的情况，可以使用两个功能之一。一个熟悉的例子是在业余波段中陷波器是并联谐振的情况，在此我们暂时假设在图 7-17 中的尺寸 A 是 32 英尺，并且每个 L/C 的组合谐振在 7 MHz 波段。由于它是并联谐振，陷波器在天线系统中表现出高阻抗，在 7 MHz 频率陷波器电气上等效于一个隔离电路，它使得外侧部分导线，即 B 部分与天线在电气上断开，结果是容易看到的，现在这个天线系统谐振在 7 MHz 波段。每边的 33 英尺部分（图中标 A 部分）呈现 $l/4$，陷波器行为上成为隔离器，因此我们就有工作在 7 MHz 的全尺寸天线了。

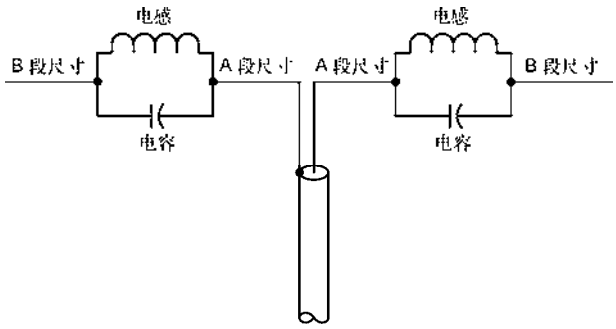


图7-17　陷波偶极天线。该天线可以用50 Ω同轴电缆馈电。根据陷波单元L/C比率以及尺寸A和B的长度选择，这些陷波单元可以谐振在某个业余波段或者某一远离业余波段的频率上，而作为两波段的天线使用。

陷波器的第二个功能，是在工作频率但不是陷波器本身谐振频率时表现出来的，就是一种电气加载作用。如果工作频率低于陷波器谐振频率，陷波器就成为一个电感器，如果高于谐振频率，它就成为一个电容器。电感加载可以加长天线电长度，而电容加载则将缩短天线电长度。

让我们进一步假设并考虑用刚才那个天线在 3.5 MHz 工作时的情况。由于陷波器是谐振在 7 MHz 波段，当工作在 3.5 MHz 频率时它们将充当电感器，加长天线的电长度，这意味着 A 和 B 的总长度（加上电感器本身长度）可以比谐振在 3.5 MHz 的物理 $l/4$ 长度要短一些，因此我们可以得到两个波段的天线，而总长度比低频率波段的全尺寸短，不过由于有陷波器的电气加载作用，天线总的电长度还是 $l/2$。但是谐振于 3.5 MHz 的总天线长度为多少还要取决于陷波单元的 L/C 的比值。

陷波器在非谐振频率工作的关键在于它的 L/C 比率，即 L 的值与 C 的值之比。不过，在谐振时，L/C 比值的多少在实际限制范围内是并不重要的，直到偏离谐振时的工作才需要考虑。例如，在我们上面讨论的天线中，无论电感是 1 μH 和电容是 500 pF（在 7.1 MHz 的电抗稍微低于 45 Ω），还是电感为 5 μH 和电容是 100 pF（在 7.1 MHz 的电抗大约是 224 Ω），对于在 7 MHz 的工作都没有什么不同。但这些值的选取对于在 3.5 MHz 的天线谐振尺寸却有着显著的不同，在上面的第一种情况，L/C 的比值是 2 000，谐振于 3.75 MHz 的天线 B 部分所需长度大约是 28.25 英尺，而在第二种情况，L/C 比值是 50 000，所需长度仅仅为 24.0 英尺，超过 15%的差别。

上面例子主要考虑的是陷波器谐振在两个工作频率之一时构成的两波段天线，在每个波段上，偶极单元的每一半长度都工作为 $l/4$ 电长度。不过，用一个谐振频率远离这两个业余波段，比方说 5 MHz 的陷波器，也可以得到同样的波段覆盖，只要合理选择 L/C 比值，以及 A 和 B 的尺寸，陷波器就可以缩短在 7 MHz 的天线电长度，和延长在 3.5 MHz 的电长度。因此，天线的物理长度就可以介于 3.5 MHz 的全尺寸和 7 MHz 全尺寸之间的某个长度而工作于两个波段，即便是此时的陷波器并没有谐振于其中任一个工作频率，同样的，天线还是工作于各 $l/4$ 电长度。需注意的是这种非谐振陷波器中流经的 RF 电流比较少，因此损耗也要低于谐振陷波器。

可以在天线部分增加另外的陷波器以覆盖3个或更多波段，或者通过巧妙地选择尺寸和 L/C 比值，偶极天线中只用同样的一对陷波器，也可以工作于 3 个或更多波段。

关于陷波器有个需要记住的要点是，如果工作频率低于陷波器的谐振频率，陷波器表现为一个电感器，如果高于，则表现为一个电容器。以上的讨论是基于工作电长度为 $l/2$ 的偶极天线，不过这并非是一个必须的要求，天线单元也可以工作在电长度为 $3l/2$，甚至 $5l/2$，依然可以表现出对于同轴馈线合适的阻抗。在需要覆盖几个 HF 波段的陷波天线中，电长度可以使用最高工作频率对应的 $l/2$ 的奇数倍长度。

为了进一步帮助理解陷波器的工作，我们现在选择陷波器中 L 和 C 在 7 MHz 时阻抗都是 20 Ω，感抗与频率成正比，而容抗则与频率成反比。当我们偏离工作频率到 3.5 MHz 波段时，感抗值变为 10 Ω，容抗值变为 40 Ω。开始会让人想到的是，它可能看起来在 3.5 MHz 变成容性，并且具有更高的容性阻抗，这些增加的容抗会使天线的电长度缩短，不过幸运的是，事实并不是这样，因为电感和电容是相互之间并联在一起的。

$$Z = \frac{-\mathrm{j}X_\mathrm{L}X_\mathrm{C}}{X_\mathrm{L} + X_\mathrm{C}} \qquad (7\text{-}1)$$

其中 j 表示电抗阻抗分量，而不是电阻。正值表明是感抗，负值为容抗。在这个 3.5 MHz 例子中，40 Ω 的容抗与的 10 Ω 感抗，等效串联电抗值为的 13.3 Ω 感抗。这个电感加载在 3.5 MHz 频率上，增长了全长为 $l/2$ 的天线电长度，这里假设图 7-17 中的两个 B 段是等长的合适长度。

当上面的电抗值在 7 MHz 的谐振时，即 X_L 等于 X_C，在理论上串入的等效值是趋于无限大的，这就提供了隔离效果，使两侧末段导线电气上断开。

在 14 MHz 工作时，X_L = 40 Ω 以及 X_C=10 Ω，结果是串入等效陷波器电抗为 13.3 Ω 的容抗，如果让天线总物理长度比在 14 MHz 对应的 $3l/2$ 稍微长一点，那么这个陷波器在 14 MHz 的电抗则刚好可以使得天线缩回到电长度的 $3l/2$。通过这种办法，就可以只用一对同样的陷波器，获得在 3.5 MHz、7 MHz 和 14 MHz 3 个波段的工作。不过，对于在给定（天线）总长度下的任何 L/C 选定值，会同时影响 3.5MHz 和 14 MHz 两个波段的天线谐振频率，所以这种设计方法不是那么直接。

陷波器损耗

由于调谐电路存在固有的损耗，所以陷波天线系统的效率依赖于调谐电路的无载 Q 值。应该采用低损耗线圈（高 Q），电容器的损耗也一样要保持尽量低。在调谐电路足够好，例如，可以和发射机谐振回路所用的低损耗器件相比拟，那么它效率的下降相对于一个简单偶极天线效率来说是比较小的，当然，低无载 Q 值的调谐电路会消耗掉天线中相当可观的功率能量。

上面对陷波器的解释主要针对传统元器件的组合应用。陷波器最主要的功能就是在业余波段谐振时提供一个高隔离阻抗，这个阻抗值与 Q 值直接成比例。不巧的是，高 Q 值却会限制天线的带宽，因为陷波器仅仅在它的谐振频率下提供最大的隔离作用。

7.2.1 五波段的 W3DZZ 陷波天线

C.L.Buchanan（W3DZZ）首次发明了其中一种陷波天线，可以覆盖 3.5～30 MHz 的范围内，不含 1979 年划分 WARC 频率在内的 5 个波段，图 7-18 给出了该天线的尺寸，仅仅使用了一对陷波器，谐振于 7 MHz，使内侧（7 MHz）偶极单元与外侧导线段隔离，加上这些外侧导线则可以使整个天线系统谐振于 3.5 MHz 波段。在 14 MHz、21 MHz 和 28 MHz，天线主要是根据电容电抗原理来工作。用 75 Ω 双芯平行馈线时，这个天线的所有 3 个较高频率波段 SWR 都在 2:1 以下，而在 3.5 MHz 和 7 MHz 上则与类似馈电的简单偶极天线得到的 SWR 几乎相同。

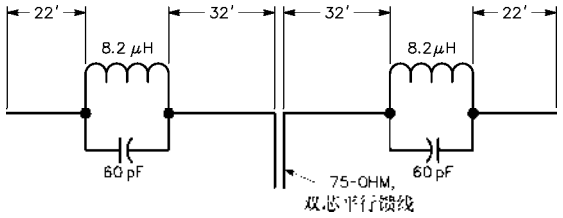


图7-18 五波段(3.5 MHz、7 MHz、14 MHz、21 MHz、28 MHz)陷波天线，用75 Ω馈线工作时SWR很低（C.L.Buchanan/W3DZZ）。采用平衡(并行导线)馈线表现比较理想，不过75 Ω同轴电缆也可以使用，只是牺牲天线系统的一些对称特性。图中所给的尺寸谐振于（最低SWR）3.75 MHz、7.2 MHz、14.15 MHz和29.5 MHz，在21 MHz波段很宽的带宽上都可以谐振，整个波段的带宽上SWR低于2:1。

陷波器的结构

陷波器常常用同轴的铝管（通常在铝管之间用聚苯乙烯管作为绝缘）来构成电容器，电感器采用自支撑结构（译注：指不用骨架），或者绕在一个比管状电容器直径更大的骨架上的线圈。然后线圈与电容器共轴安装，组合为一体，在两端可以由天线的导线拉住支撑。另外一种类型的陷波器由 William J. Lattin（W4JRW）所设计（见本章最后的参考书目），线圈放置在铝管的内部，陷波器电容由线圈与外铝管之间形成的电容而构成，这种类型的陷波器结构具备固有的防水性能。

图 7-19 给出一个比较简单类型的陷波器，容易由现成器件制作，使用了一个小型的发射机用陶瓷“门把状”电容器，和一段成品材料绕制成的线圈配合使用，它们用一个普通的天线绝缘棒支撑。为了使天线谐振点接近各个话音频段的中间，电路上与图 7-18 是一样，但天线的尺寸稍微有些不同。制作数据在图 7-20 给出。如果使用一个 10 圈长度的电感器，那么每端有半圈是用来穿过绝缘板的固定孔作为引脚用的。

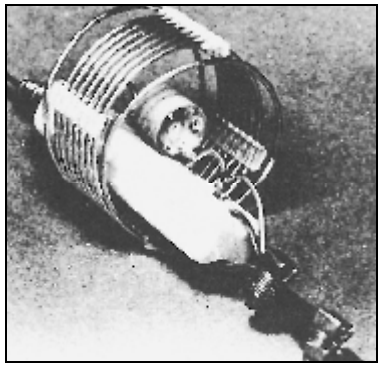


图7-19 用于线天线容易制作的陷波器(A. Greenburg(W2LH))，陶瓷绝缘棒为$4\frac{1}{4}$英寸长(型号 Birnback 688)。夹片作为连接夹具，可以从电气五金店购买到（如Burndy KS90 servits）。

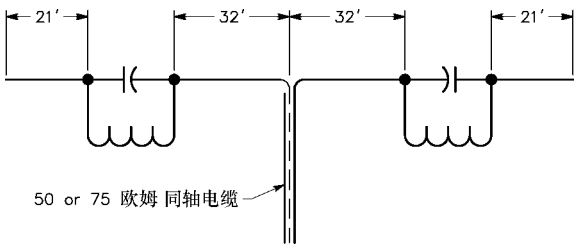


图7-20　采用图7-19陷波器结构的多波段天线图。每边电容器为100 pF，发射机上用的，具有5 000 Vdc耐压（Centralab 850SL-100N）。线圈用12号（#12）线绕9圈，直径2½英寸，疏密度每英寸6圈（型号：B&W 3029），最后几圈可以根据调整陷波器谐振7.2 MHz的需要做伸展。这里给出的陷波器和导线尺寸将使天线大概谐振于每个波段下列频率：3.9 MHz、7.25 MHz、14.1 MHz、21.5 MHz和29.9 MHz（数据基于W9YJH的测量）。

这些陷波器所用的元器件本身有足够的防水性能，所以发现不需要另加防水保护，不过如果它要求能在积雪或结冰情况下保护，可以用聚苯乙烯材料车成两个直径稍微比线圈大的塑料盖子，在中央钻孔以使导线可以穿过，然后将盖子粘牢到一个塑料圆管。如果找不到合适的现成塑料圆管，可以用 0.02 英寸的聚乙烯或树脂薄片按着盖子卷两圈做成。塑料玻璃饮料瓶和 2 升的饮料软瓶都很容易改装为临时用的陷波器保护罩。

7.2.2　两种 W8NX 多波段的同轴陷波器偶极天线

在过去的 60～70 年里，业余爱好者们使用各种各样的多波段天线来工作于传统的 HF 波段，30 m、17 m 和 12 m 波段获准使用后也扩展了我们对多波段天线覆盖的要求。

这里描述了两种不同的天线，第一种覆盖了传统的 80 m、40 m、20 m、15 m 和 10 m 波段，第二种则是覆盖 80 m、40 m、17 m 和 12 m 波段。两种都是使用 W8NX 类型的陷波器，连接为不同的工作模式，并且加入一对短的电容短截线以增强波段覆盖。W8NX 的同轴电缆陷波器有两种工作模式：高阻抗模式和低阻抗模式，两种模式中，陷波器的内导体线圈和屏蔽外层线圈都是串接的。不过，无论是低阻端或高阻端接点，都可以作为陷波器的输出接头。对于低阻抗陷波器的工作，仅仅使用陷波器绕圈的中心导体线圈；而对于高阻抗的工作模式，所有的绕圈都要使用，就是传统的陷波器构成方式。每个天线所用的短截线尺寸和位置是有讲究的，可以更加灵活调整天线的谐振频率。

80 m、40 m、20 m、15 m 和 10 m 五波段偶极天线

图 7-21 给出 80 m、40 m、20 m、15 m 和 10 m 五波段天线，振子用 14 号（#14）多股铜线制作，各单元长度是以英尺为单位的导线跨距长度，即这些标注的长度不包括在巴伦、陷波器和绝缘子的引线长度。内侧 40 m 波段那两段 32.3 英尺长度是从输入巴伦接线空眼，测量到陷波器线圈固定拉孔位置的距离，4.9 英尺那一段的长度从陷波器线圈固定拉孔，测量到 6 英尺短截线位置的距离，16.1 英尺外侧伸出那段则是从短截线到末端绝缘子拉线孔眼的距离。

这个同轴电缆陷波器绕在 PVC 管上成为线圈形状，并使用低阻抗输出连接。短截线为 6 英尺长的 1/8 英寸硬的铝线或铜线，与辐射体单元垂直悬挂，它们长度的第一英寸弯成 90° 以允许用较大直径的铜压接片将它连接到辐射体单元。一般的 14 号（#14）线也可以用作短截线，不过它容易卷曲和缠绕，除非在末端加重。您应该用 75 Ω 同轴电缆连接一个 1:1 巴伦给这个天线馈电。

该天线也可以认为是改进的 W3DZZ 天线，因为它增加了电容短截线。短截线的长度和位置给设计者两个额外的自由度，来使得谐振频率可以调节到业余波段内。这个额外的灵活性对于将 15 m 和 10 m 波段谐振频率调整到需要的频率位置特别有用。原来的 W3DZZ 天线，实际 10 m 波段谐振频率是在高于 30 MHz 的地方，与更加常用的 10 m 波段低端频率相差甚远。

80 m、40 m、17 m 和 12 m 四波段偶极天线

图 7-22 给出 80 m、40 m、17 m 和 12 m 四波段天线的结构。注意到电容短截线是直接接在陷波器外侧接头上，长度为 6.5 英尺，比其他天线所需的长 1/2 英尺。这些陷波器与其他天线所使用相同，不过接在高阻抗并联谐振输出工作模式。由于这个天线只需覆盖 4 个波段，

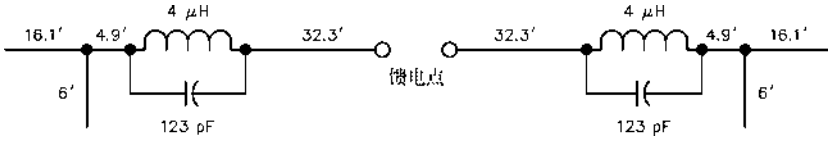


图7-21　W8NX的80 m、40 m、20 m、15 m和10 m多波段偶极天线，图中给出的值（123 pF和4 μH）是同轴电缆陷波器并联谐振在7.15 MHz上，在这个天线使用的每个陷波器是低阻抗输出端。

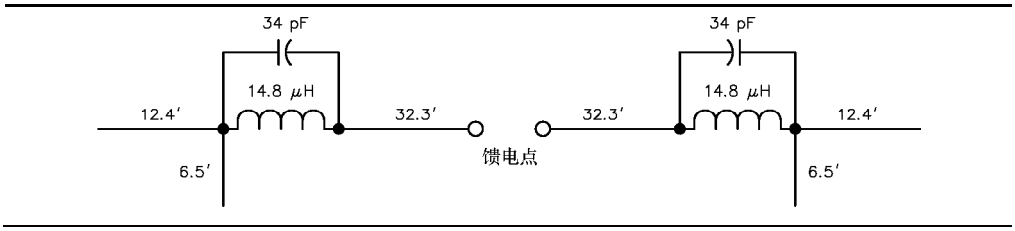


图7-22　W8NX的80 m、40 m、17 m和12 m多波段偶极天线。在这个天线中，每个陷波器都是用高阻抗输出端，其谐振频率是7.15 MHz。

所以很容易精确微调到各个波段所需的频率。12.4 英尺尾段可以裁剪到 12 m 波段频率，而对 17 m 波段频率的影响很小。这些裁剪调整都会轻微影响到 80 m 波段谐振频率。但是，天线的带宽在 17 m 和 12 m 波段上很宽，而没有必要作这种裁剪。40 m 波段的频率几乎不受电容短截线与外侧尾部辐射导线两者调整的影响。与第一种天线一样，这个偶极天线用 75 Ω 的巴伦和馈线馈电。

图 7-23 给出陷波器的电路图，它解释了陷波器低阻抗和高阻抗模式之间的不同。注意到，高阻抗接端是多数传统陷波器应用的输出连接方式，而低阻抗连接方式仅仅使用内部导体形成的线圈，对应于整个陷波器绕圈的一半，这种方式使陷波器的阻抗降到大约只有高阻抗时的 1/4。这样就可以使用单个陷波器，来设计用于两种不同的多波段天线。

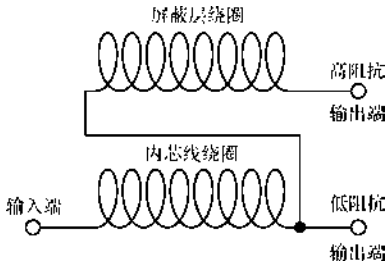


图7-23　W8NX同轴电缆陷波器电路图。RG-59电缆绕在一个2 3/8英寸外径的PVC管上。

图 7-24 是沿着长轴剖开的同轴电缆陷波器截面图，可以看到这个陷波器是个传统的同轴线结构陷波器，只是增加了一个低阻抗输出端。它们用 RG-59（Belden8241）电缆在一个外径 2⅜ 英寸 PVC 管（40 号管内径 2 英寸）上，密绕 8¾圈形成一个线圈，线圈长度是 4⅛ 英寸。陷波器的谐振频率与线圈外径的大小非常敏感，所以需要仔细检查。不好的是，并非所有 PVC 管的壁厚都是一样的，所以在安装之前，陷波器的频率应该用一个陷波计和一般接收机来调整到 7 150 kHz 谐振频率的 50 kHz 带宽内。在线圈每个末端留出 1 英寸，以允许同轴电缆穿过 PVC 孔和天线辐射导线拉接板上的孔。一定要用 RTV 胶把陷波器同轴电缆末端密封好，以防止潮气进入同轴电缆。

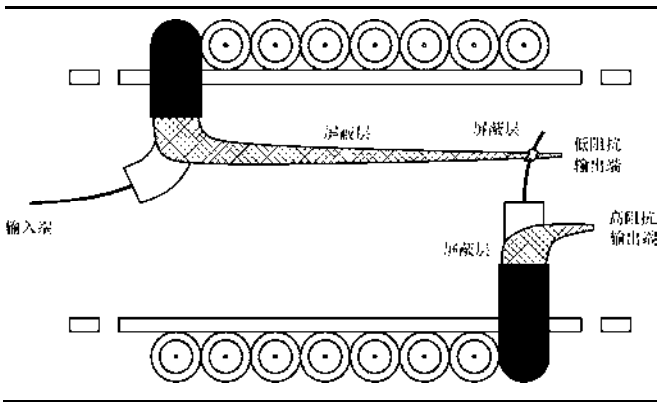


图7-24　W8NX同轴电缆陷波器的详细结构。

同样，一定要注意将 32.3 英尺导线连接到陷波器绕圈的内导体始端，以避免由于同轴电缆外屏蔽层杂散电容引起天线失谐。陷波器的输出端（带有屏蔽层杂散电容）应该在陷波器的外侧。如果将陷波器的输入和输出端颠倒过来连接，将比 40 m 波段频率低大约 50 kHz，不过这个影响在其他波段可以忽略。

图 7-25 给出一个同轴电缆陷波器的照片。更多关于这个陷波器的安装细节见图 7-26，这个图主要用于 80 m、40 m、20 m、15 m 和 10 m 波段天线，采用低阻抗陷波器连接方式。要注意陷波器尾段长度：在它的每端都留有 3～4 英寸。如果您采用其他的布局方式，就必须相应地修改间距长度。所有的连接采用压接连接器而不用焊接，因为用钳压工具伸到陷波器里面比用电烙铁容易。

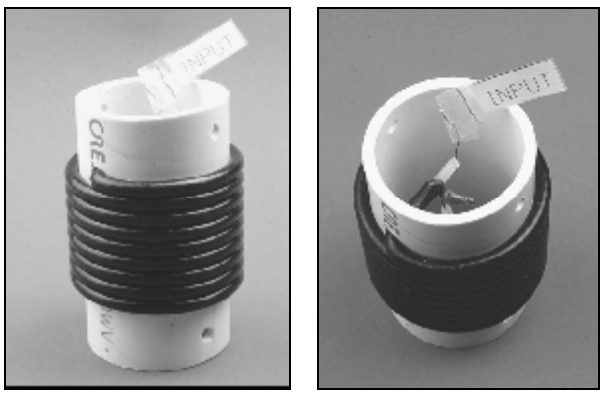


图7-25　W8NX同轴电缆陷波器的其他一些照片。

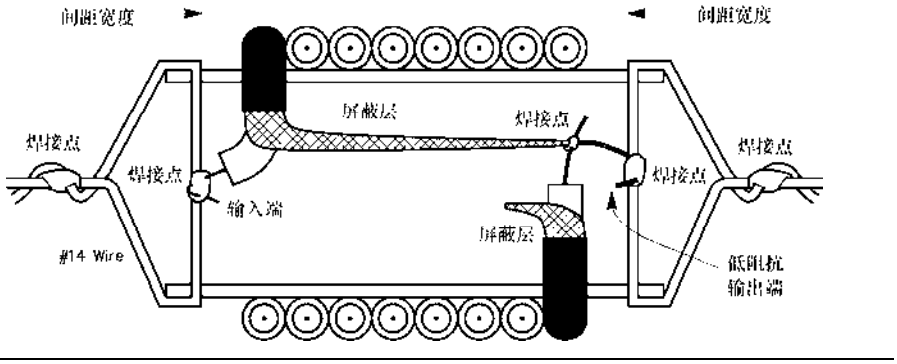


图7-26　W8NX同轴电缆陷波器的进一步详细结构图。

性能

两种天线在性能方面是非常令人满意的，W8NX 使用 80 m、40 m、17 m 和 12 m 波段的天线，主要是因为它覆盖了 17 m 和 12 m 波段（它已经有了 20 m、15 m 和 10 m 的 3 波段天线）。在 17 m 波段的辐射图与一个 3/2 波长偶极天线一样，在 12 m 波段其辐射图则是与 5/2 波长偶极一样。在他所在的俄亥俄州阿克伦城，天线基本上是东西向架设的，按倒 V 方式安装，中部有 40 英尺高，两臂之间夹角 120°。由于短截线非常短，辐射的功率很少，对于辐射图形的贡献很小。在理论上，对于 17 m 波段的辐射图上有 4 个主波瓣，分别对着东北、东南、西南和西北方向，这样可以以低角度辐射到欧洲、非洲、南太平洋、日本和阿拉斯加。一对较窄的最小宽边波瓣提供了北面和南面，包括覆盖了美国中部、南美和极地区域。

在 12 m 波段也有 4 个主要的波瓣，给出接近端射的辐射和东面与西面的低角度辐射。同样有 3 对非常窄的，接近垂射的辐射。在 12 m 波段的最小波瓣，要比主端射波瓣大约低 6 dB。在 80 m 和 40 m 波段，该天线辐射图形为通常的半波偶极天线的 8 字形。

在 80 m 和 40 m 波段，两种天线功能上相当于半波偶极天线，SWR 较低。在其他的工作频率上相当于电流馈电偶极天线的奇次谐波工作方式，有高一些但还能可以接受的 SWR。短截线的存在可以使那些利用 3 次或 5 次谐波工作的偶极天线输入阻抗升高或降低。同样，W8NX 建议使用 75 Ω 而不是 50 Ω 的馈线，因为通常在天线工作于谐波频率时，其输入阻抗比较高。

Palomar 工程人员在 75 Ω 同轴馈线与 50 ΩSWR 电桥连接点之间插入一个 75Ω-50 Ω 转换器后，两种天线的 SWR 曲线都做过仔细的测量。如果一个 50 ΩSWR 电桥用在 75 Ω 电缆上时，对于精确的 SWR 测量，是需要转换器的。多数 50 Ω 的设备使用 75 Ω 的馈线来工作基本上可以满足需要，虽然这需要对设备的最后输出级或天线调谐器做不同的调谐和负载设置。本书作者只有在做 SWR 测量时才使用 75Ω-50 Ω 转换器，并且使用小功率来测试。这种转换器可以承受 100 W 功率，并且当用 1 kW 的 PEP 线性功率放大器时，这个转换器可以移去不用。

图 7-27 给出 80 m、40 m、20 m、15 m 和 10 m 波段天线的 SWR 曲线，最小的 SWR 值在 80 m 波段接近 1:1，在 40 m 波段是 1.5:1，在 20 m 波段为 1.6:1，在 10 m 波段 1.5:1，在 15 m 波段的最小 SWR 稍微低于 3:1。15 m 波段工作时，短截线容性电抗与天线外侧导线段的感性电抗产生谐振，将天线的输入电阻提高到大约 220 Ω，高于一般的 3/2 波长偶极天线的输入阻抗。所以在这个波段可能需要一个天线调谐器以保证固态放大器的末级可以愉快地工作在这种负载情况。

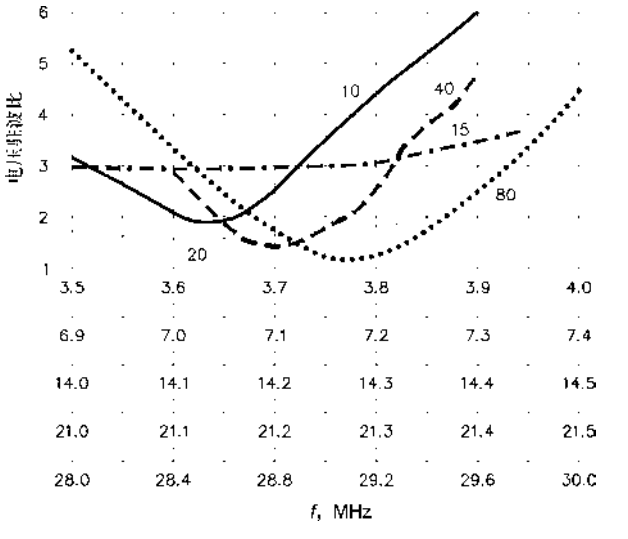


图7-27　80 m、40 m、20 m、15 m和10 m波段天线实测的SWR曲线，按照倒V安装方式，顶部40英尺，两臂之间夹角为120°。

图 7-28 给出的是 80 m、40 m、17 m 和 12 m 的 SWR 曲线，可以看到在 80 m 波段的中间频段有几乎一致的最小 SWR 的优越性能，接近全尺寸 80 m 波段导线偶极天线。在 80 m 波段，短截线和呈现低感性的陷波器对天线有些缩短作用，同样可以看到 17 m 波段性能良好，在整个波段的 SWR 仅仅比 2:1 高一点。

不过也看到这个天线的 12 m 波段 SWR 曲线，在整个波段都是 4:1，这时天线的输入电阻接近 300 Ω，因为短截线的容性电抗与天线外侧导线段的感性电抗产生谐振使得阻抗升高，它们将映射回输入端。这种短截线引起的谐振阻抗升高与其他天线在 15 m 的情况类似，只是更加明显。

不要过分在意馈线上的 SWR，即便如果 SWR 高达 9:1，也不会有破坏性的高电压会出现在传输线上。我们记得传输线电压的增量是它的 SWR 方根值，因此，1 kW 的 RF 功率在 75 Ω 电缆上 SWR 为 1:1 时对应的电压为 274 V，当 SWR 升高到 9:1 时，只是变为 3 倍的最大电压即电缆应该承受 822 V，这个电压远低于 RG-11 电缆的 3 700 V 耐压值，或者 RG-59 电缆的 1 700 V 耐压值，这两种电缆都是最普遍的 75 Ω 同轴电缆。陷波器的电压击穿也不太可能。如后述将指出的一样，这些天线能承受的工作功率主要受限于陷波器的 RF 功率耗散能力，而不是陷波器电压击穿或馈线的 SWR。

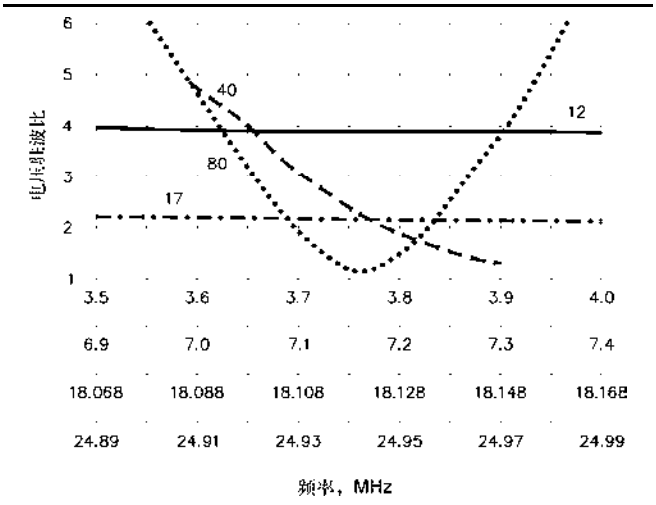


图7-28　80 m，40 m，17和12 m天线的实测SWR曲线，以倒V方式安装，顶端40英尺高，两臂夹角120°。

陷波器损耗与额定功率

表 7-1 给出了陷波器 *Q* 值的测量结果与两个频率推算的办法得到比谐振频率更高频率的情况。W8NX 使用一个重新校准过的旧 Boonton Q 表来测量，通过假设陷波器电阻损耗随着趋肤效应为频率的平方根的值而增加，以及陷波器介质损耗随着频率而直接增加的关系，来推算出更高频率波段的情况。这里系统测量误差不会因频率推算而增加，但是随机测量误差的大小会随着频率增加的推算而增大，在 80 m 和 40 m 波段的结果可信精度在 4%以内，10 m 波段只是在 10%～15%以内。表中同时给出了陷波器高阻抗和低阻抗两种接法的 *Q* 值，在低阻抗输出端的 *Q* 值比在高阻抗输出端的 *Q* 值低 15%～20%。

表 7-1　　陷波器 *Q* 值

频率（MHz）	3.8	7.15	14.18	18.1	21.3	24.9	28.6
高（W）	101	124	139	165	73	179	186
低（W）	83	103	125	137	44	149	155

W8NX 用计算机分析了两种天线在自由空间的陷波器损耗，首先计算出谐振时的天线输入电阻，这时假设陷波器是无损的，*Q* 值无限大。然后再用表 7-1 给出的各个 *Q* 值来计算，天线的辐射效率也转换为用等效陷波器损耗的分贝数表示。表 7-2 给出这个 80 m、40 m、20 m、15 m 和 10 m 天线的陷波器损耗分析小结，表 7-3 给出的是 80 m、40 m、17 m 和 12 m 天线的分析情况。

表 7-2　80 m、40 m、20 m、15 m、10 m 波段天线的陷波器损耗分析

频率（MHz）	3.8	7.15	14.18	21.3	28.6
辐射效率（%）	96.4	70.8	99.4	99.9	100.0
陷波器损耗（dB）	0.16	1.5	0.02	0.01	0.003

表 7-3　80 m、40 m、17 m、12 m 波段天线的陷波器损耗分析

频率（MHz）	3.8	7.15	18.1	24.9
辐射效率（%）	89.5	90.5	99.3	99.8
陷波器损耗（dB）	0.5	0.4	0.03	0.006

这些损耗分析表明两种天线的辐射效率，在除了 80 m、40 m、20 m、15 m、10 m 波段天线中的 40 m 波段外的所有其他波段，都有 90%或以上的辐射效率，而 40 m 波段辐射效率则降到只有 70.8%。所以 1 kW 的功率在 90%效率时对应在每个陷波器有 50 W 的耗散功率。在 W8NX 的实验中，这是在电键（压下）操作时的功率限制，在 SSB 的 1 kW PEP（峰包功率）操作时，则每个陷波器耗散 25 W 或更少功率，这些都远在陷波器的耗散承受能力之内。

当 80 m、40 m、20 m、15 m、10 m 波段天线工作在 40 m 波段时，给天线馈入 1 kW 功率，辐射效率为 70.8%对应的是每个陷波器 146 W 耗散功率，这确实会

烧坏陷波器，即便是持续短暂的时间。因此，这个天线在 40 m 波段长时间压键工作时功率应该限制在 300 W 以下。在 40 m 波段一般的 CW 操作时，50%的 CW 占空周期可以对应 600 W 的功率限制。同样地，该天线在 40 m 波段 50%占空周期的 SSB 操作对应于 600 W PEP 功率限制。

作者知道在陷波器损坏功率值的精确确定方面未做分析，实际的操作实践似乎是确定陷波器烧毁功率承受值的最好办法。在他本人对这些天线的实验中，即便是使用他的 AL-80A 线性功率放大器输出 600 W PEP 功率，加到 80 m、40 m、20 m、15 m、10 m 波段天线中比较苛刻的 40 m 波段工作时的情况，也都没有碰到过烧毁陷波器的情况，不过他没有在全功率下做连续压键的 CW 操作以试图破坏陷波器的试验！

有些火腿也许建议使用不同类型的同轴电缆制作陷波器，因为 RG-59 电缆每 1 000 英尺的 40.7 Ω 直流电阻似乎有些高，但是 W8NX 发现没有比 RG-59 更合适的电缆具有所需的电感与电容比，可以产生 80 m、40 m、20 m、15 m、10 m 波段天线所需要的陷波器特征电抗了。传统的宽匝距空气线圈电感和适当固定值电容器也可以取代同轴线陷波器，不过在方便性、防水性能和制作的简便性方面是难以打败同轴线陷波器的。

7.3 多波段垂直天线

有两种基本类型的垂直天线，其中任何一种都可以用于构成多波段天线。第一种是地面安装的垂直天线，第二种就是地网天线，这些天线都在第 6 章“低频天线”有详述。

任何地面安装的垂直天线效率都与近场区的地面损耗有很大关系，正如第 3 章“地面效应”所指出的，这些近场区的损耗可以通过适当的辐板系统来降低或消除。有关这方面的内容，Jerry Sevick（W2FMI）做了大量的实验，并得到一些相当重要的结论。其中一个可以确定的是，一个包含有 40～50 根 0.2 *l* 长度的辐板系统，当使用 *l*/4 长度作为辐射体时，地面的损耗可以大约减小到 2 Ω。这些辐板应该放在地面上，或者如果埋地的话也不要深于地下 1 英寸，否则 RF 电流在到达辐板前，依然会通过地层损耗。对于多波段垂直天线系统，辐板的长度应该为最低波段的 0.2 *l* 长，也就是对于 3.5 MHz 的工作需要 55 英尺。任何规格的导线都可以用来做辐板，并且应该按照圆形展开，辐射状排列在天线的底部，在中央的连接部位可以使用金属板比方铜片等。

另一个垂直天线的普通类型就是地网天线。通常，这种天线是安装在地面之上，并且辐板从天线底部展开，天线的垂直部分常用 *l*/4 电长度，与每根辐板一样。在这种类型的天线中，辐板系统有点充当 RF 扼流作用，防止 RF 电流流经支撑结构，所以辐板的数目并不像地面安装的垂直系统那么重要。从实用的角度看，常见的辐板数目为 4 根或 5 根。在多波段的配置中，地网天线每个工作波段都需要有 *l*/4 长的辐板。

它与地面安装垂直天线不一样的地方是，地网本身就提供了辐射的镜像。需要注意到，即使 *l*/4 辐板靠近地面时也会严重失谐，但辐板的谐振并不是必须的或正好的。在地面安装的例子中，只要地网辐板长度在最低频率大约 0.2 *l*，这个长度对于更高频率波段更是足够用的。

短垂直天线

短垂直天线通过底部加载可以工作于几个波段，常用的方式与图 7-1 和图 7-2 类似。对于多波段工作，任意长度导线的垂直部分可以用同样的办法来处理。

不过如果期望拥有低仰角辐射的话，垂直天线在最高频率工作时，其长度不应该长于 3*l*/4。假设天线用于 28 MHz 和更低频率，它就不应该超过 25 英尺高，并且接地导线应该尽可能最短。

另一种馈电的办法如图 7-29，L1 是加载线圈，抽头并使天线在所需波段谐振。第二个抽头使得线圈作为变压器，将同轴电缆匹配到发射机。C1 不一定必需，但如果天线很短的话，对于 3.5 MHz 和 7 MHz 低频率则有用，这种情况下 C1 与适当尺寸的线圈 L1 一起，可以使系统调谐到谐振状态。如果天线单独使用线圈无法取得良好匹配时，C1 在其他波段也可以起作用。

线圈与电容器更加适合安放在天线的底部，但如果没有办法这样安放，也可以用导线连接天线的底部到最近可以安放 L1 和 C1 的地方，当然这条另外加上的导线也成为天线的一部分。由于它不得不经过有影响的表面，所以如果有可能应尽量避免使用它。

整个系统最好在 SWR 指示器的帮助下调整，将同轴电缆跨接在 L1 某一线圈（抽头）位置，并不断改变短路抽头的位置进行尝试，直至读出 SWR 下降到一个最低值，然后再改变馈线所接抽头位置，这样可以使 SWR 降到一个低值，最后微调两个抽头应该可以使 SWR 获得 1:1。如果不行，可以尝试加上 C1，然后同样的步骤调整，每次抽头位置的改变都调节一下 C1。

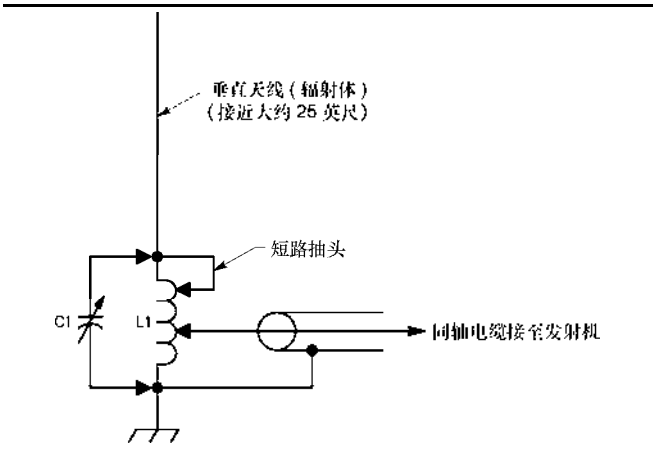


图7-29　采用底部加载在3.5～28 MHz调谐的多波段垂直天线系统。L1应该采用12号裸铜线绕制，以便每圈都可以作为抽头。通常的尺寸是，线圈直径2½英寸，每英寸6圈（如同B&W 3029）。所需的圈数取决于天线与接地引线的长度，天线与引线的长度越短所需的圈数越多。对于25英尺长天线，接地引线在5英尺左右时，L1应该大约在30圈。C1的使用见文中所述，应该尽量使用最小电容量来匹配同轴电缆，但100～150 pF的最大电容量足以对付任何情况。

陷波器垂直天线

陷波器的基本原理在图 7-13 已经描述过，用于中馈偶极天线也同样可以用于垂直天线，但有两点主要的不同。这里只使用了偶极天线的一半，接地替代了去掉的一半，并且馈电点阻抗也只有偶极天线的一半，因此电阻在 30 Ω 附近（加上接地电阻），所以 52 Ω 的电缆可以用在这里，因为它比较接近匹配的常用馈线类型。

一种 21MHz 和 28 MHz 的陷波器垂直天线

能覆盖 HF 高波段的简单天线可以制作得很紧凑和便宜，这里所述的两波段垂直地网天线，在空阔场地安装时对于远距离通信非常有效。

图 7-30、图 7-31 和图 7-32 给出了重要的安装细节，天线垂直部分安装在一个 3/4 英寸厚，7 英寸×10 英寸大小的夹板上，在上面涂上几遍室外用清漆或类似涂料，以保护木板在恶劣环境的使用。支撑杆和辐射体都使用 TV 用 U 形螺栓固定到木板上。垂直辐射体需要套上直径 1 英寸的 PVC 管，使得与木板电气隔离，大约需要 8 英寸的长度，这里使用的是 Schedule-80 类型 PVC 管。PVC 管在准备使用之前，要沿着它的一侧将整根管子切开，可以使用钢锯，PVC 管要刚好能合适地套进铝管，并借助小榔头可以轻轻敲进去。支撑杆就不需要绝缘，直接安装上去即可。

用一个 SO-239 电缆连接器和 4 个接线片，装在用铝板弯成的 L 形支架上，用一段测试用短导线，或者用 RG-58 电缆内导体，焊接到连接器的中心引脚，再用一个 UG-106 连接器盖子，穿过导线盖住同轴连接器，然后将盖子和连接器一同锁紧到铝支架上。铝支架用两个木螺钉固定到夹板上，如示意图和照片所示。将与连接器焊接一起的导线另一没有固定接头，焊接上一个连接片，固定到垂直辐射体的底部。再用 GE 公司的硅胶或类似密封剂填封导线与盖子之间的缝隙，以防潮湿。共有 8 根辐板导线，每波段 4 根，分别焊接到铝支架上的 4 个接线片。用一段丙烯酸棒，将垂直辐射体分开为两段后再连接起来，这大约需要 8 英寸长 7/8 英寸外径的材料，您可以将铝管纵向锯开数英寸，以便能够插入丙烯酸棒，两段铝管之间间隔为 2¼英寸。

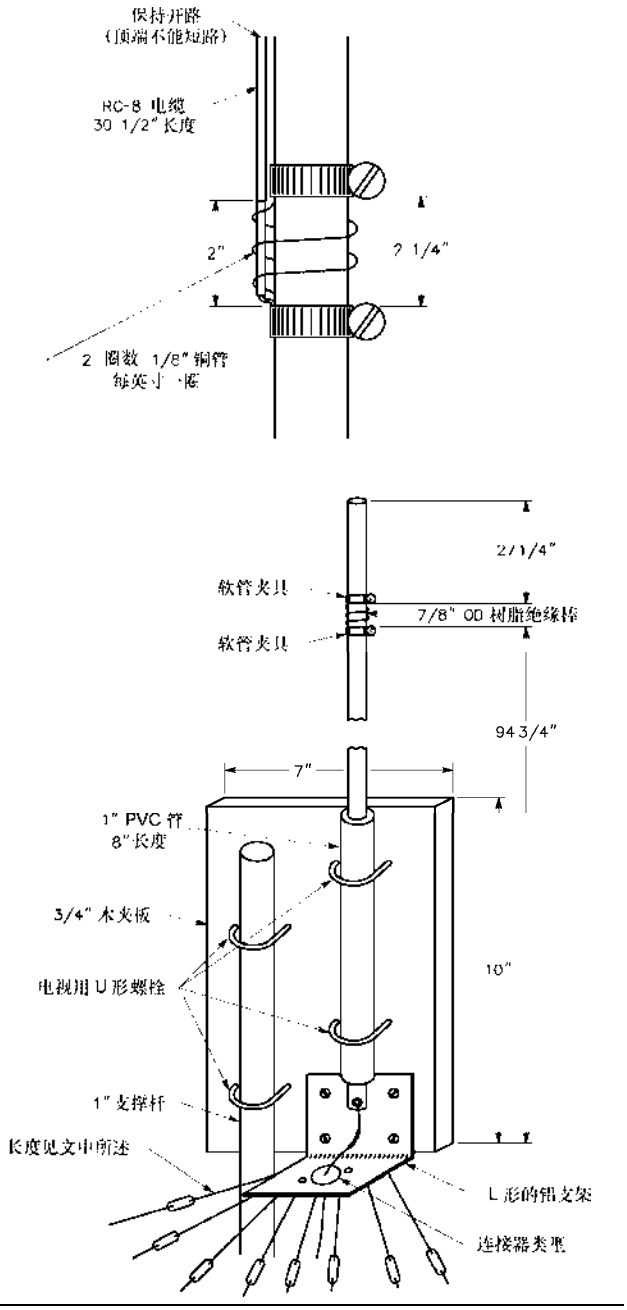


图7-30　21 MHz和28 MHz双波段天线系统的详细结构。

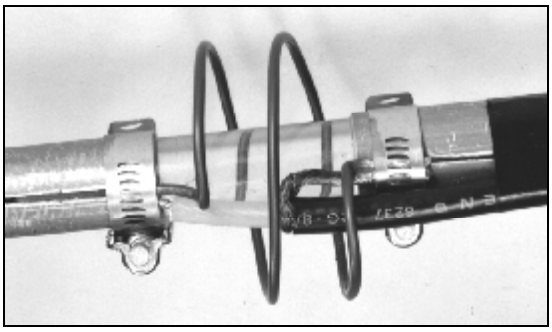


图7-31　陷波器的近照。线圈的直径3英寸，同轴电缆电容器的引脚应该直接焊接到线圈引脚。在用软管夹固定住这些连接处后，要在这些地方涂上清漆。

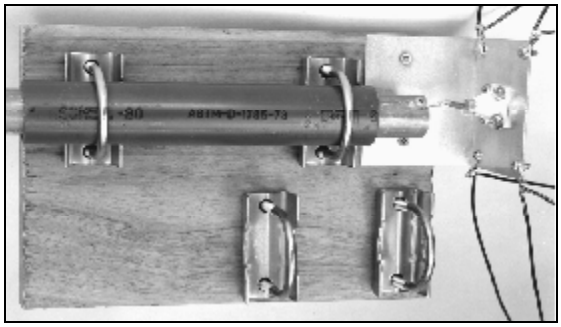


图7-32　21MHz与28 MHz垂直天线的底部装配。可以看到，SO-239电缆连接器及其上面的盖子安装在L形支架铝片中央。U形螺栓是安装TV天线用的五金件。夹板应该用清漆或类似涂料喷涂。

陷波器电容是用一段 30.5 英寸长的 RG-8 同轴电缆制作。RG-8 电缆每英尺电容量为 29.5 pF，RG-58 的为每英寸 28.5 pF。RG-8 电缆比 RG-58 更值得推荐使用，因为它的击穿电压高。屏蔽网层应该折回电缆一端 2 英寸长，电缆中心导体焊接到线圈的一个引脚，屏蔽网层焊接到另一个引脚。将电容器和线圈引脚并在一起，放到铝管边沿位置，用软管夹缩紧。当牢靠锁紧后，软管夹具有两个作用，可以保证陷波器与垂直导体段的良好接触，以及防止铝管从丙烯酸棒滑落下来。同轴电缆电容器沿着天线朝上放置，也就是沿着天线到与电容器屏蔽网层连接的那一侧走线。在天线的最顶上塞一个软木塞或塑料盖子以防潮。

安装与操作

天线可以使用电视三脚架，或在烟囱、墙壁或通风口上安装，还有伸缩撑杆或普通的电视用钢管都可以使用，在这些情况中，辐板还可以当作整个结构的拉索使用，28 MHz 的辐板长度是 8 英尺 5 英寸，而 21 MHz 的辐板为 11 英尺 7 英寸。

这个天线可以使用任意长度的 50 Ω 电缆，两个波段在谐振时的 SWR 应该在 1.2:1 到 1.5:1 之间。SWR 不是 1:1 的原因是由于馈电点电阻不完全是 50 Ω，而是靠近 35 Ω 或 40 Ω。

7.4　开放式套筒天线

虽然开放式套筒天线是最近在业余的 HF 和 VHF 波段所应用的，但实际上它在 1946 年左右就出现了，该天线是斯坦福研究所的 J.T.Bolljahn 博士发明的。本部分关于套筒天线内容由 Roger A. Cox（WBØDGF）执笔。

套筒天线的基本形式如图 7-33 所示，套筒单极天线由底部馈电的中央单极单元和平行靠近的寄生单元（套筒）组成，在中央单元左右两侧各一个，并且它们底部都接地。寄生单元的长度大约为中央单极单元的一半。

阻抗

套筒天线的工作可以分为两种模式，一种是天线模式，另一种是传输线模式，如图 7-34 所示。

Z_A 为天线模式的阻抗，取决于中央单极单元的长度和直径大小。由于套筒长度短于单极单元，所以天线模式阻抗基本上与套筒尺寸不相关。

Z_T 为传输线模式的阻抗，取决于特征阻抗、端阻抗，以及中央单极单元和两边套筒单元形成的三线传输线的长度。假设各单元直径相同，则其特征阻抗 Z_C，由各单元的直径和间隔所确定，并由下式得出：

$$Z_C = 207\log 1.59(D/d) \qquad (7\text{-}2)$$

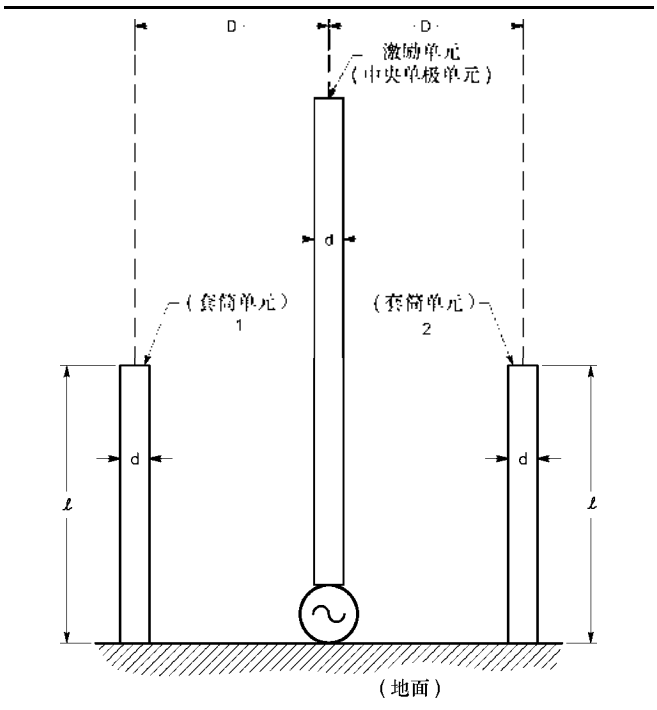


图7-33　套筒单极天线的示意图。

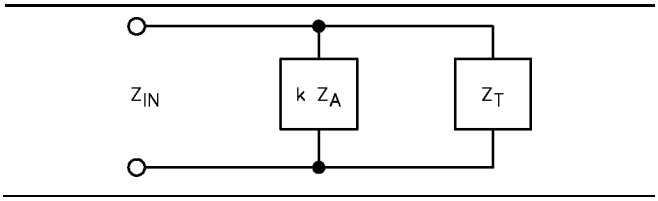


图7-34　套筒天线等效电路。

其中，

D=每侧套筒单元中心与激励单元中心的间隔

d =各个单元的直径

图 7-35 以图表的形式给出这个关系。不过由于端阻抗通常是未知的，所以一般很少需要知道特征阻抗。传输线模阻抗 Z_T，则常常由经验推测与实验得出。

举个例子，我们考虑中央的单极单元在 14 MHz 是 *l*/4 的情况，它将具有天线模阻抗 Z_A，大约为 52 Ω，由地面导电情况与辐板数量来确定。如果在中央单极的任一侧加上两个套筒单元，每个的高度大约都是单极单元的一半，并且间隔也等于它们的高度，那么它们的加入将对在 14 MHz 时的天线模阻抗 Z_A 影响很小。

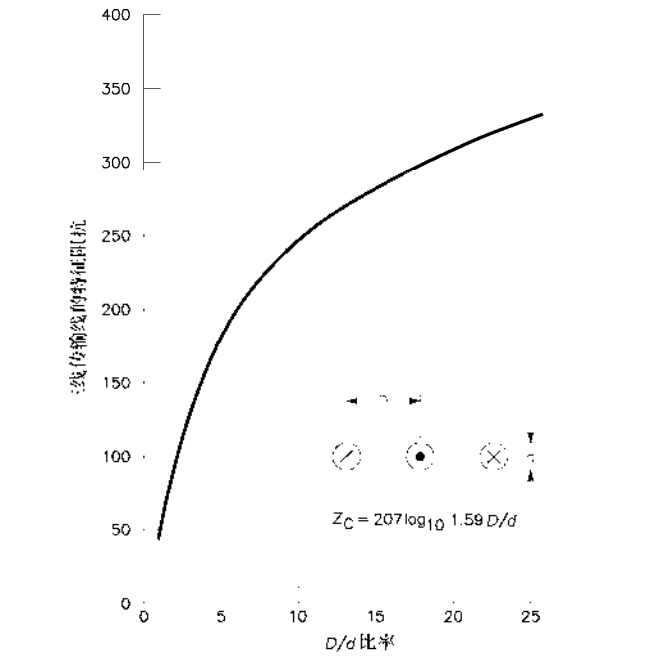


图7-35　在套筒天线中传输线模的特征阻抗。

同样，在 14 MHz 的 Z_T 将通过一段 *l*/8 的很高特征阻抗的传输线转换成为端阻抗值，因此 Z_T 将会是由 500～2 000 Ω 电阻值加上很大的电容电抗分量，这个很高的阻抗与 52 Ω 并联，结果依然是接近的 52 Ω 阻抗。

然而在 28 MHz 频率上，Z_A 是一个端馈的半波天线，具有差不多 1 000～5 000 Ω 的电阻值。同时，由于套筒单元端阻抗由特征阻抗非常高的三线传输线通过 1/4 波长段变换而来，Z_T 在 28 MHz 也同样具有 1 000～5 000 Ω 的电阻值，因此 Z_A 和 Z_T 并联复合的结果仍然是 1 000～5 000 Ω 的电阻。

如果套筒单元不断靠近中央的单极单元，达到其间隔与单元直径之比小于 10:1，那么三线传输线的特征阻抗将下降到小于 250 Ω。在 28 MHz，Z_A 基本上保持不变，而 Z_T 随着间隔的缩小迅速接近 52 Ω。在某些特定的间隔，受 *D*/*d* 比率决定的特征阻抗，在某些频率正好可以变换到端阻抗为准确的 52 Ω。同样，随着间隔的减小，阻抗为纯电阻的频率也将逐渐升高。

14/28 MHz 套筒单极天线的实际阻抗输出由图 7-36 和图 7-37 给出。中央单极长度为 195.5 英寸，套筒单元长度为 89.5 英寸，各个组成单元的直径范围从底部的 1.25 英寸到尾端的 0.875 英寸。在 14 MHz 时，单独的单极单元测量得到的阻抗相当高，如图 7-36 的曲线 A，这可能是由于天线下面不良地面条件的原因。增加套筒单元后可以使该阻抗稍微升高，见图 B、C 和 D。

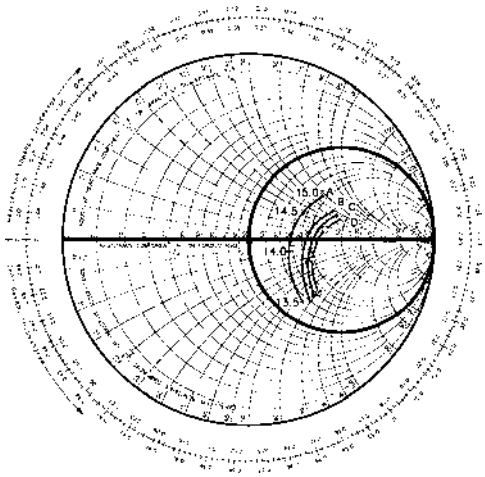


图7-36　频率范围为13.5～15 MHz时的套筒单极天线阻抗圆图。曲线A是在14 MHz时只有单独的单极单元的曲线。对于曲线B，C和D，从中央单极单元到套筒单元之间间隔分别对应8英寸，6英寸和4英寸的情况。其他尺寸见文中所述。

在图 7-37 的曲线 A 和 B，8 英寸的套筒间隔可以在接近 27.8 MHz 时谐振阻抗为 70 Ω，而 6 英寸间隔时则在接近 28.5 MHz 谐振阻抗为 42 Ω，间隔越靠近阻抗越低，谐振频率越高。对于这种特殊的天线，最佳间隔在 6～8 英寸某个值。一旦确定了间隔，套筒单元的长度可以通过稍微伸缩来选择所需的谐振频率。

对于其他的频率组合，例如 10/21 MHz、10/24 MHz、14/21 MHz 和 14/24 MHz，间隔在 6～8 英寸都是十分合适的，各个单元直径在 0.5～1.25 英寸范围。

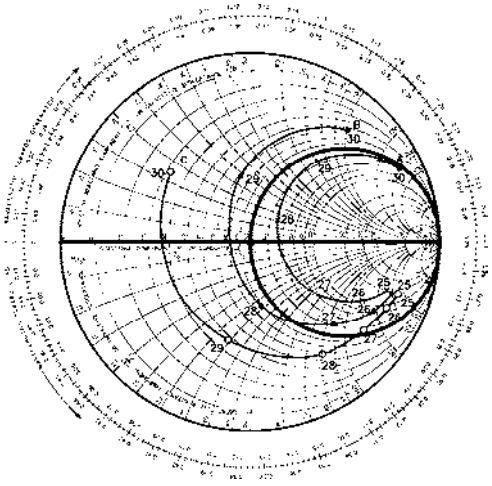


图7-37　套筒天线在25～30 MHz范围的阻抗圆图。曲线A、B和C分别对应中央单极与套筒单元的间距为8、6和4英寸。

带宽

套筒天线用作多波段天线时，并不会表现出宽 SWR 的带宽特性，当然除非两个波段靠得非常近。例如，图 7-38 给出了一个单波段 10 MHz 频率的垂直天线回波损耗（return loss）和 SWR，它的 2:1SWR 带宽为 1.5 MHz，覆盖 9.8～11.3 MHz。回波损耗与 SWR 关系可以由下面等式得出：

$$\mathrm{SWR}=\frac{1+k}{1-k} \qquad (7\text{-}3)$$

其中，

$$k=10^{\frac{R_L}{20}}$$

R_L = 回波损耗值，dB

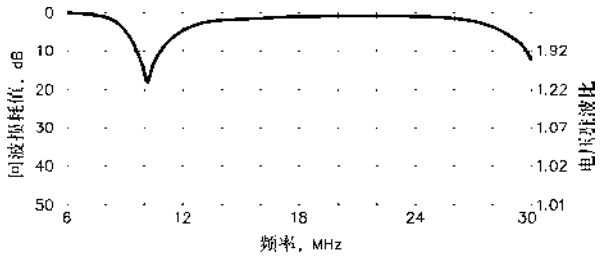


图7-38　一个单波段10 MHz垂直天线的回波损耗与SWR曲线。0 dB的回损值表明SWR为无穷大。文中给出了回损与SWR的转换方程。

当加上套筒单元，使接近 22 MHz 谐振时，在 10 MHz 的 2:1SWR 带宽仍然接近 1.5 MHz，如图 7-39 所示。当然由于增加了可用波段，在 2:1SWR 内的总的频带数量增加了，但是每个谐振波段各自的带宽实质上并不受影响。

然而，如果多个谐振频率相当靠近以至几乎重叠时，套筒天线也可以作为宽带天线结构使用。通过合理选择

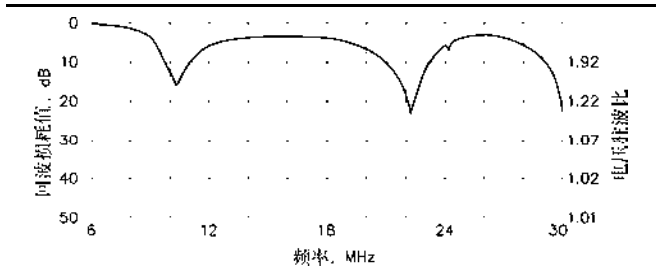


图7-39　一个10/22 MHz的套筒垂直天线的回波损耗与SWR曲线。

谐振频率点，套筒与激励单元的直径以及间隔，在各个谐振点之间的 SWR“小峰丘”可以变得平缓，降低到 3:1 以内，如图 7-40 所示。

电流分布

根据 H. B. Barkley（见本章最后的参考资料）的研究，流入套筒天线底部的总电流可以分为两部分，天线模所产生的电流 I_A 和传输线模产生的电流 I_T。假设这些套筒单元大约为中央单极高度的一半，那么天线模的阻抗 Z_A，在中央单极单元谐振频率上是非常低的，而传输线模的阻抗 Z_T 则非常高，这样几乎所有的电流流进天线模，I_A 远远大于 I_T，因此在中央 $l/4$ 单极单元的电流呈现出标准的正弦变化，辐射与增益特性非常像普通的 $l/4$ 垂直天线。不过，在套筒单元谐振的那些频率上，中央单极单元就是一个端馈的半波长单极天线，其阻抗非常高，因此 I_A 很小。如果选择合适的单元直径和间隔，使它和传输线模的阻抗 Z_T 匹配到 52 Ω，那么传输线模电流就可以比 I_A 高。

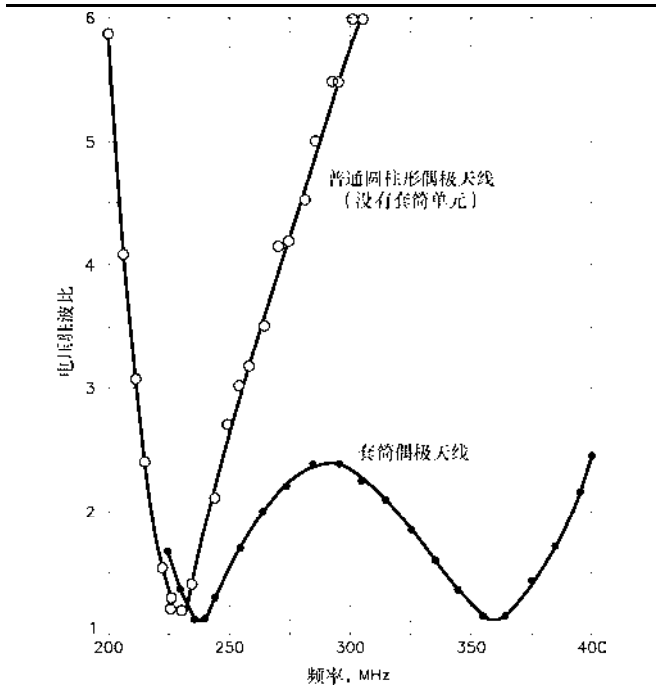


图7-40　套筒偶极天线与普通偶极天线的SWR响应曲线。

这意味着很少的电流会流过套筒上面的中央单极单元，大多数的辐射来自套筒单元顶部以下 3 个单元的传输线模的电流 I_T，产生的电流分布结果见图 7-41 和图 7-42。

对于 3 个单元的长度几乎相等的套筒天线电流分布与单根的单极天线非常接近，如果在某个特定频率上，所有单元长度大约 $l/4$，电流的分布为正弦曲线。

辐射图与增益

如果对于其他长度比值，所选择的直径与间隔是两个套筒单元接近 $l/8$ 的相互间隔的这种情况，方位辐射图将表现出两个同相垂直辐射体典型的方向性，大约相互间离开 $l/8$ 距离，所以如果需要一个双向的辐射图形，这倒是其中一种办法。

间隔还进一步靠近时，将产生接近圆形的方位辐射图形。在 10～30 MHz 范围的实际设计中，可以用 0.5～1.5 英寸直径的单元，将产生变化小于±1 dB 的方位辐射图。

如果中央单极单元的长度与套筒单元长度的比率达到 2:1，那么在套筒单元谐振频率上，套筒垂直天线的仰角辐射图将被轻微压扁，这是因为来自 $l/2$ 中央单极单元对辐射产生同相的作用。

如图 7-43 所示，10/21 MHz 的套筒垂直天线可以在 21.2 MHz 产生较低的辐射角，相应地比单独的 10 MHz 垂直天线增加 0.66 dB 的增益。当长度比率达到 3:1，天线模与传输线模阻抗再次接近相等，中央单极单元再次成为承载天线电流的主要部分，顶部 $l/2$ 部分的辐射与 $l/4$ 套筒单元的辐射的合成，产生了比只有 $l/4$ 垂直单元高出 3 dB 的增益。

长度比率超过 3.2:1 后，将产生更高的旁瓣和水平方向增益下降，除了在较窄的接近偶数比率如 4:1、6:1、8:1 等外，在这些中央单极单元为半波长偶数倍的地方，天线模阻抗太高以至天线模电流很小。

至此，所有假设的仅仅是采用 $l/4$ 谐振长度作为套筒单元长度，其实这些套筒单元的 3 次、5 次和 7 次谐振频率也是可以使用的，但它们的辐射图形通常会包含高仰角波瓣，以及水平方向的增益也低于 $l/4$ 垂直天线。

实际制作与评估

套筒天线本身是非常容易动手制作的，对于套筒垂直天线，只需要一个馈电点绝缘材料，以及一个良好的铝管支撑座，没有特殊的陷波器与匹配网络。套筒垂直天线可以产生比传统 $l/4$ 垂直天线高出 3 dB 的增益。另外，带宽也没有减少，因为没有使用加载线圈。

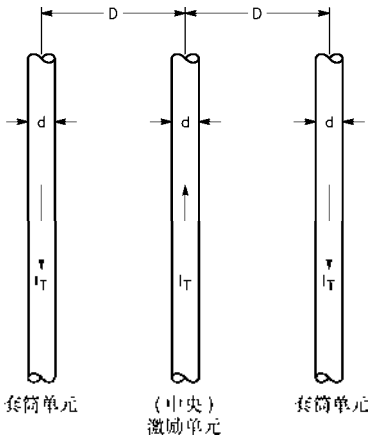


图7-41　传输线模的电流分布。电流幅度由每个套筒单元与中央单元幅度相等但相位相反的电流所产生，如图所示。

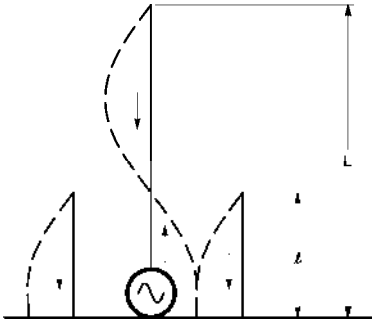


图7-42　$l=L/2$的总电流分布状态。

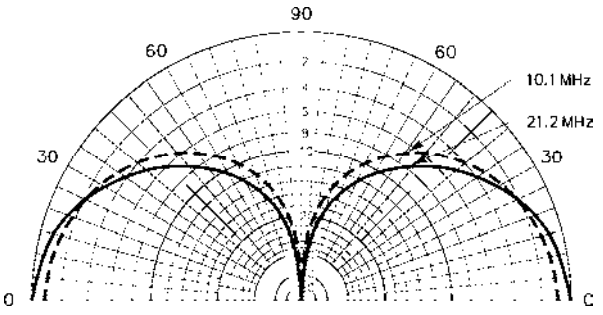


图7-43　位于良好地面上10/21 MHz套筒垂直天线的垂直平面辐射图。在10.1 MHz的最大增益为5.09 dBi，在21.2 MHz为5.75 dBi。

套筒天线的设计也适合用于 HF、VHF 和 UHF 的水平偶极天线以及定向天线。一个很好的例子就是 Telex/Hy-Gain 的 Explorer14 三波段定向天线，它的 10/15 m 激励单元就运用了套筒天线原理。套筒天线也很容易用诸如 NEC 和 MININEC 等计算机程序建模，因为它们是末端开路的筒状结构，以及没有陷波器及其他复杂结构。

总而言之，套筒天线是个令人愉快满意的天线，容易匹配，制作也不困难，可以作成理想的宽带或多波段天线。

7.5 耦合谐振偶极天线

以上所述的各种套筒天线系统其实就是 Gary Breed，K9AY 在《The ARRL Antenna Compendium，Vol5》讲述的耦合谐振器系统，题目为“The Coupled-Resonator Principle: A Flexible Method for Multiband Antennas.”。下述内容由这篇文章总结而来。

在 1995 年，QST 杂志发表了采用一种有趣的技术来实现单天线多波段覆盖的两种天线设计。Rudy Severns（N6LF）描述了运用此技术的一个宽带 80m 与 75 m 波段偶极天线。Robert Wilson（AL7KK）也给我们展示了如何运用该原理制作一个三波段垂直天线。这两种天线都是通过在非常靠近激励偶极或垂直单元的位置，安放谐振导体单元来获得多频率工作，它们之间没有任何物理连接。

耦合谐振器原理

众所周知，靠近天线的导体会产生相互作用，我们所用的偶极天线，垂直天线和定向天线都会受到附近电力线、排雨槽、金属拉绳或其他金属材料的影响。Severns 和 Wilson 就是有意利用这种相互作用来设计天线，达到在单一馈电点可以结合几根导体的谐振。虽然已经有多种其他命名，但我还是称这种天线的工作方式为耦合谐振器（C-R）原理。

从图 7-44 可以看到，它说明了这种原理的一般性概念，每个图都给出在一段频率范围内，偶极天线馈电点的 SWR 情况。当只有单一的偶极天线时，将在半波长谐振频率上具有非常低的 SWR（图 7-44（A））；下一个图是如果我们用一根导线或金属管之类导体逐步靠近偶极天线，我们可以观察到在这根新加进去导体的谐振频率上，偶极天线的 SWR 曲线将出现一个“凹陷”，见图 7-44（B），开始可以看到两根导体之间相互作用的影响。当我们将新加进去导体进一步靠近，到达 SWR“凹陷”突然深陷下去——SWR 最低的地方时，我们就可以在原有偶极谐振频率和新加进去导体频率两者都获得良好的匹配，如图 7-44（C）所示。

对于几个甚至更多不同频率的导体，我们可以重复这个过程，使一个偶极天线（馈电）还可以工作在 3 个、4 个、5 个或更多谐振频率。这个原理也可以应用于垂直天线，就像任何与偶极天线相关的特性，对于垂直天线来说可以认为也是适用的。

我们可以给 C-R 原理给这样一个定义：给定一个谐振于某个频率的偶极（或垂直）天线，和谐振于另外一个频率的额外导体，总可以在它们之间找到一个最优的间距，使得额外导体的谐振强加于原偶极上，结果是两个谐振频率上都能够获得低 SWR 值。

历史回顾

在 20 世纪 40 年代后期，同轴套筒天线被开发使用（见图 7-45（A）），通过在偶极或单极单元 4 周，套上一个谐振于所需更高频率的圆柱管，到达覆盖两个频率。到了 20 世纪 50 年代，Gonset 曾经短暂销售过基于此原理的双波段天线。其他的实验者很快就发现，在第二个频率的两根导体，无论是放在主偶极或单极单元的任一侧，都可以构成代表圆柱体骨架（图 7-45B 那样），这就称作开放式套筒天线。Hy-Gain 公司的 Explorer 三波段天线，在它的激励单元采用了该方案，获得 10m 波段的谐振。之后，又有少数天线开发者得出这些额外增加的导体并不需要成对加入，谐振于每个频率的不同单根导体也可以获得各自额外的谐振（图 7-45（C）），这个方案被 Force12 公司用于它的一些多波段天线产品中。

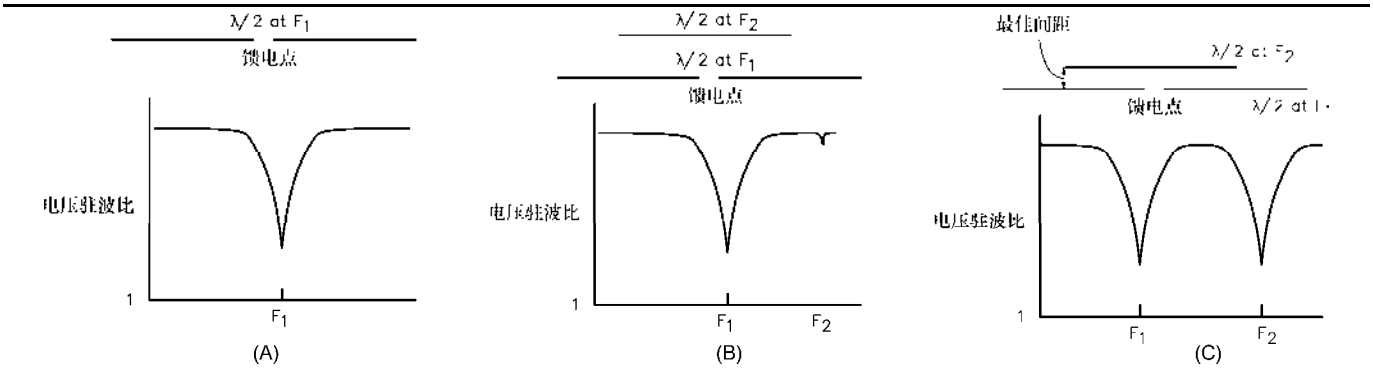


图7-44 在（A）图中，是在宽频率范围的偶极天线SWR曲线；（B）图中是一根导体与偶极天线靠得足够近而相互作用的情况；在（C）图中，当第二根导体处于最佳间隔位置时，两者的组合可以在两个频率上产生匹配的情况。

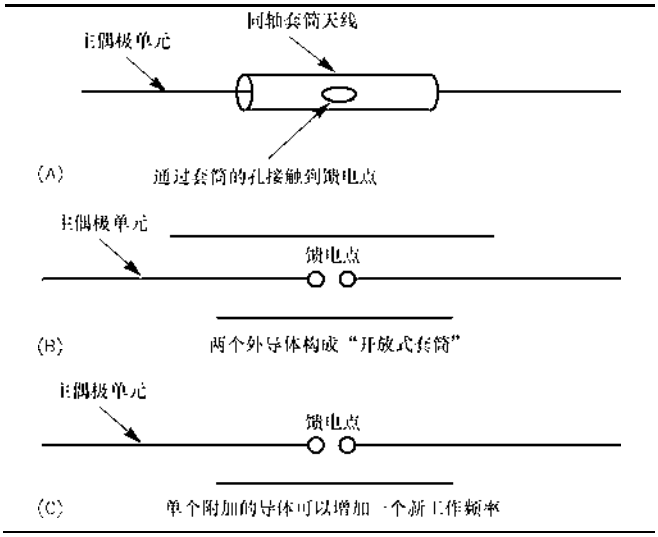


图7-45 耦合谐振器天线的演进历史：在（A）图是同轴套筒天线；在（B）中是套筒偶极天线，而在（C）中则是耦合谐振器偶极，也就是最常用的使用方式。

这是一个科学工作的很好的例子，发现一个特别的思想，后续的发展逐步揭示出一个本质的普遍原理。最早的同轴套筒天线是最特别的，限于两个频率并且需要一个特别的结构，之后的套筒天线是一个中间过程，表明了套筒并不只限于一种结构可以实现。

最后，我们得到耦合谐振器的概念，这是更普遍的原理，可以应用于很多不同天线的结构中，获得很多不同频率的组合。Severns 的天线是在折合偶极天线运用该原理，Wilson 是在一个偏馈的主垂直天线上运用了该原理。作者 K9AY 则把它应用于传统的偶极天线与 *l*/4 垂直天线上。其他许多设计者更加巧妙运用了这个原理，比方，将八木天线第一个引向单元与激励单元靠得非常近，来展宽 SWR 带宽，Severns 设计的偶极天线就采用这个相同的办法。

在过去，多数用单导体技术制作的这种天线也曾被称为套筒天线（或多套筒天线），是来自这种天线历史发展的一种叫法。然而，套筒这个名词常常意味着一根导体必须围绕着另一根导体，但这不是在物理或电气上对天线工作本质的真实描述。因此，K9AY 建议使用耦合谐振器这个名词，它可以最准确地表达这个天线的普遍原理。

一些数学关系

使得耦合谐振（C-R）原理能够工作的相互作用并非可以随意的，它是一个可以预测的有规律的行为。K9AY 最早给出了一个表明一般偶极或垂直天线在激励单元与附加谐振器之间关系的方程式：

$$\frac{\log_{10} d}{\log_{10}(D/4)} = 0.54 \qquad (7\text{-}4)$$

其中

d =各导体之间的距离，以所选择的附加谐振器频率的波长数来计算。

D=各导体的直径，同样以所选择的附加谐振器频率的波长数来计算。

式（7-4）假设它们的直径相同，并且在两个频率上的馈电点阻抗与自由空间的偶极（72 Ω）或良好地面上 *l*/4 单极天线（36 Ω）相同。

这个方程式仅仅表达了由于附加谐振器引起的阻抗。主偶极单元是天线的必须部分，并且它将具有在附加频率上相当低的阻抗，这是在当这些频率接近一起，或当主单元工作在 3 次谐波时的情况。在这些频率上，间隔的距离必须要调整，使得偶极与谐振器并行的组合方式可以获得所需的馈电点阻抗。

K9AY 给出两个修正因子，一个是为了覆盖一定范围的阻抗，另一个是给多个频率靠近一起时用。

$$d = 10^{0.54\log_{10}(D/4)} \times \frac{Z_0 + 35.5}{109} \times \left[1 + e^{-[((F_2/F_1)-1.1)\times 11.3)+0.1)]}\right] \qquad (7\text{-}5)$$

其中

d 与 *D* 和上面相同。

Z_0=在附加谐振器频率上所需的馈电点阻抗（在 20～120Ω）。对于垂直天线，将所需阻抗乘以 2 得到 Z_0，比方如果您需要一个 50 Ω 的馈电，那么 Z_0 取 100 Ω。

F_1=主偶极或垂直天线谐振频率

F_2 =附加谐振器的谐振频率

F_2/F_1 的比率要大于 1.1

e=2.718 3 为自然对数的底数

式（7-5）虽然没有直接给出导体不等直径的情况，但是，如果您在方程中采用激励偶极或垂直单元的直径作为 *D* 的话，它可以用来作为一个计算起点。

C-R 天线的特性

这里有些重要的信息，关于 C-R 天线有什么不同之处？他们的优点是什么？缺点又是什么？主要的关键点有：

- 不需要陷波器、短截线或天调就可以多波段工作；
- 在每个频率上灵活的阻抗匹配；
- 在每个频率上可以独立地微调（相互影响很小）；
- 容易使用基于 *MININEC* 或 *NEC* 的程序建模；
- 天线修剪的过程与简单的偶极天线一样方便；
- 可以兼顾到很多频率（7 个或更多）；
- 耦合作用几乎没有损耗（效率高）；
- 在每个频率上需要单独的导线或金属管导体；

- 结构安装上需要一些绝缘支撑物；
- 与同样的偶极天线相比带宽稍微窄了些；
- 由于存在一定容性而需要导体的长度稍微增长。

从一开始就可以知道，这种天线最明显的特征，就是原理上能够通过不相连接的附加导体，使一般的偶极或垂直天线增加多个谐振频率。有 3 个可变因素：导体的直径；导体的长度；与主单元的相对位置。

可以比较自由地控制这些因素给了我们灵活设计的优点，我们对于每个增加频率的阻抗可以有比较宽的控制范围。另外一个优点是，一旦确定了基本的设计，在每个频率上的行为则会相当独立（即相互影响小），换而言之就是在一个频率上的微调，并不会改变另外频率的谐振或阻抗。最后还有个优点就是效率方面，由于导体都靠近在一起，对于某一个需要谐振的导体，耦合效率是非常高的，而其他多波段天线中的陷波器，短截线和补偿电路网络都会引入有耗的电抗成分。

不过 C-R 天线也有两个主要的缺点。第一个是结构上相对复杂些，需要数根导体，安装时需要某种类型的绝缘隔离部件。虽然其他多波段天线也具有它们的复杂性（例如陷波器天线需要装配和多次调谐），但 C-R 天线通常还是更庞大些，较大的尺寸意味着更大的风阻，对于一些火腿来说这就成了一个较大的问题。

另一个明显的缺点是较窄的带宽，尤其在最高的工作频率上。我们可以选用固有较宽频带特性的大直径导体，针对性克服这个问题，并且在某些情况下还可以增加额外的导体使两个谐振频率在同一波段内。有趣的是它的频带方式刚好与陷波器天线的相反，C-R 天线在工作的最高频率上带宽较窄，而陷波器天线则是在它们的最低工作频率上带宽最窄。

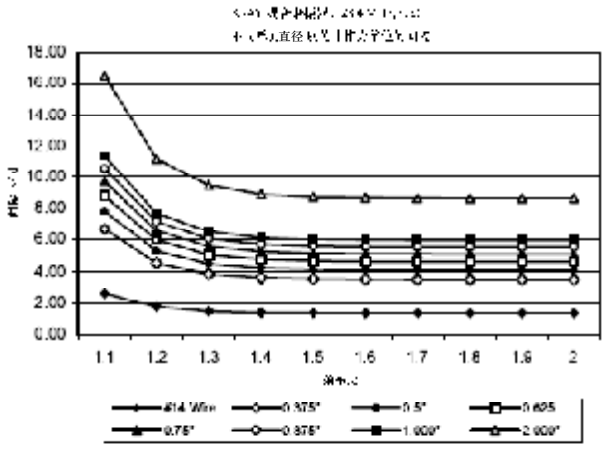
这里有两个特殊的情况应该注意到，第一个是天线的谐振接近于激励偶极单元为 3*l*/2 长度（对于垂直为 3*l*/4）的频率时，偶极天线的阻抗相当低，需要增大 C-R 单元的间隔，以提高阻抗并使得主单元与 C-R 单元的平行组合等于所需的阻抗（通常为 50 Ω）。在主单元超出 C-R 单元长度部分，也存在很明显的天线电流，将对总的辐射图形产生贡献，结果是这种特殊的组合就像 3 段同相的 *l*/2 振子辐射，与偶极天线相比有超出 3 dB 增益和较窄的方向性形状（见图 7-46），这对于覆盖频率比值为 3 的多波段天线来说，比方 3.5 MHz 和 10.1 MHz、7MHz 和 21 MHz，或 144 MHz 和 430 MHz，也许是个优点。

其他特殊情况是当我们需要增加一个非常靠近主偶极单元谐振频率的新频率的情况，80 m 和 75 m 波段天线就是这种情况的一个例子。同样地，在新频率上，激励偶极单元的阻抗相当低，在这些类似导体之间增加的耦

K9AY 上述的公式（7-5），可以得到一个很好的耦合谐振器单元间间隔的“初始裁剪”值。图（A）给出间隔（单位英寸），与两个不同直径（也是英寸）耦合谐振器单元的频率比值的关系。这里是针对 28.4 MHz 以上的频率。在超过 1.5:1（28.4:18.1）频率比值后，间隔对于每种单元直径，相互之间距离都趋于平直和固定。例如，假设用 1/2 英寸单元于 28.4 和 18.1 MHz 频率上，这些单元间的间隔大约是 3.75 英寸。

EZNEC 可以验证公式（7-5）的计算结果。注意到当这些单元相互靠得很近时，每个单元的分段数量需要很大，并且这些单元上的分段也要紧密相接。要记住像分段测试一样，运行平均增益测试。建模人员应该知道如果相互耦合的谐振器，是沿着水平横梁（当它们位于使用耦合谐振器的多波段八木天线上）排列时，较高频率谐振器将会充当向后的引向器，产生一些增益（或增益损失，依据所关注的方位角而言）。

例如，在 EZNEC 文件 K9AYC-R28-21-14 MHz1In.EZ 中，采用了 1 英寸直径的单元，间隔 6 英寸，如果 28 MHz 单元放在 14 MHz 单元后面 6 英寸的地方（还有 21MHz 单元放置在前面 6 英寸位置），那么在 28 MHz 时系统将有 2.6 dB 的 *F*/*B*，有利于反方向的性能。在 21 MHz，系统将表现出 1.6 dB 的 *F*/*B*，有利于前向的性能。当然，也有在增益与 *F*/*B* 由于 C-R 结构可能被很好设计使用的系统，比如上面提到的多波段八木天线。然而，如果这些单元与 14 MHz 激励单元间隔是在上方或下方，就都不会对偶极天线的辐射图产生破坏。



图A　两个耦合谐振器单元的间隔与频率比值的关系图，频率 28.4 MHz，馈电点阻抗50 Ω。

合非常强烈，我们发现需要拉宽间隔才能使天线正常工作。一个谐振于 3.5 MHz 的偶极天线，和另一谐振在 3.8 MHz 的导线，需要间隔 3 英尺或 4 英尺，而 3.5 MHz 和 7 MHz 的组合则仅仅需要间隔 4 英寸或 5 英寸即可。

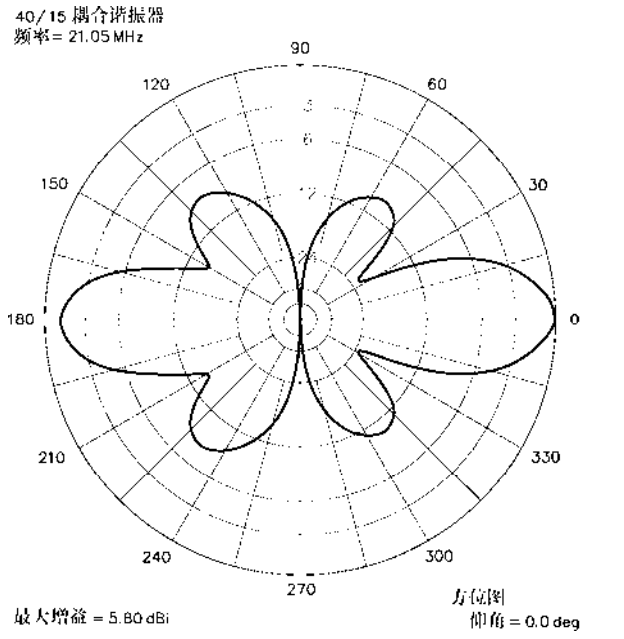


图7-46　C-R天线的频率在主偶极单元三次谐波这种特殊情况下的辐射图形。

C-R 天线还有一个有用的特性，就是在您能够接受的每个程序局限性下，容易运用基于 MININEC 或 NEC 的计算机程序精确地建模。例如，Severns 指出 MININEC 处理折合偶极天线时并非很好，而应该用 NEC 建模。相对于轻松的计算机建模工作方便性来说，上面的设计并不需要非常精确的答案，近似的方案就可以提供快速将天线调整到最佳状况的良好起点。

加入的谐振器对于所有导体的长度都有些影响，原因是这些导体之间存在电容。这些电容将使得天线电气上缩短了，所以每个单元需要比相同频率下简单偶极单元的长度增长 1%或 2%。作为一个基本规律，当计算偶极单元长度时，可以用 477/*f*（单位英尺）来替代一般的 468/*f* 计算式，对于 *l*/4 垂直单元，就用 239/*f* 替代 234/*f*。

一个 30/17/12 m 波段偶极天线

为了说明如何设计 C-R 天线，我们来制作一个覆盖所有 WARC 波段的偶极天线。这里使用 12 号（#12）导线，即直径为 0.08 英寸，主偶极单元长度裁剪为工作在 10.1 MHz 波段。从上面的等式可知，主偶极单元与 18 MHz 谐振器之间的间隔应该是 2.4 英寸，得到 72 Ω 输入阻抗，或间隔 1.875 英寸而得到 50 Ω。在 24.9 MHz，与这个波段谐振器的间隔，对于 72 Ω 需要 2.0 英寸，对 50 Ω 应该为 1.62 英寸。当然，由于天线将被安装在实际的地面上，而不是自由空间，所以这些间隔并非十分确切。将这些数据加入到您所喜欢用的天线建模程序，就可以让您在所选定的安装高度上优化天线的尺寸。

对于那些不用计算机而喜欢用实际天线干活的人，这些估测的间隔也是足够精确，减少制作时反复的尝试试验，不过您应该采用按照 50 Ω 计算出来的间隔数值取一个合适的整数。对于这个天线，K9AY 最后确定在所需高度上最佳的间隔，对于 18 MHz 谐振器是 2 英寸，对于 24.9 MHz 谐振器是 1.8 英寸。为了简化结构，他在两个间隔都用 2 英寸，在这些数据有一点偏差的情况下他得到的最差的 SWR 为 1.2:1。与所有偶极天线类似，阻抗会跟随地面安装高度而变化，不过 2 英寸的间隔，在高于 25 英尺的高度上，两个增加的波段都可以得到很好的匹配结果。

这个工作于 10.1 MHz、18.068 MHz 与 24.89 MHz 偶极天线的最后尺寸，在图 7-47 给出，这是水平拉直安装在 40 英尺高度的偶极天线最后修剪完的长度数据。如果您将这个天线作为倒 V 架设，需要对每根导线留长一点。修剪这种类型的天线与偶极天线一样，如果它的谐振频率太低，就是长度过长了，需要将它缩短一点。因此您开始时可以裁剪得长一些，以便将它们修剪到谐振状态。

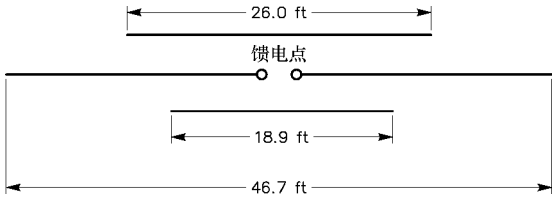


图7-47　30 m、17 m和12 m三波段C-R偶极天线的尺寸。

最后需要注意的一点是：如果您要仿制这个天线，一定要记住这里的 2 英寸间隔是针对 12 号（#12）导线的！C-R 天线所需要的间隔是与导体直径相关。同样的这个天线，用 14 号（#14）导线制作时所需的间隔为 11⁄2 英寸，而用 1 英寸直径铝管来制作时则需要大约 7 英寸间距。

小结

耦合谐振器原理是天线设计者兵器库里的一件重要武器，它虽然不是所有多波段天线的最好方案，但 C-R 的原理提供了替代陷波器和调谐器的另一方案，以使用更多的导线或铝管作为代价。尽管 C-R 天线需要比较复杂的结构，但是它主要吸引人的地方就是无须在匹配或者效率上折中，就可以设计出多波段天线。

7.6 HF 盘锥天线

本部分材料取自 Daniel A. Krupp（W8NWF）在《The ARRL Antenna Compendium，Vol5》的文章，盘锥（discone）取自盘子（disc）和锥体（cone）两个词的合写。尽管人们经常描述盘锥天线时用中心设计频率（例如，“20 m 波段盘锥天线”），实际上它在相当宽的频率范围都可以很好工作，多达几个频程。图 7-48 给出一个典型的盘锥天线，用金属板制作用于 UHF 频段。在较低频率上，金属板也可以用靠得很近的导线或铝管来替代。

盘锥天线的尺寸决定于工作的最低频率，这种天线可以在低仰角上产生垂直极化信号，并且在它的工作频率范围内，将表现出与 50 Ω 同轴电缆良好匹配。盘锥天线优点之一是它的最大电流分布区域靠近天线的顶部，辐射时能够避免地面反射杂波。盘锥天线的锥体部分辐射信号，顶部的盘体辐射是最小的。这是因为在锥体导线流动的电流都是方向一致的，而盘体上的电流都是相互相反而抵消。盘锥天线的全向特性使得它十分适合于作为“圆桌会”QSO 或台网主控台。

这种天线的电气工作性能十分稳定，不会由于下雨或积冰而发生变化。它是一个自成一体的天线结构，与传统地面安装的垂直辐射体不同，盘锥天线的高效工作不用依赖于地面辐板系统。不过，还是与任何垂直天线一样，菲涅耳区的地面质量，也会影响到盘锥天线的远场辐射图。

由于盘体和锥体对于风荷来说，具有固有的平衡，所以风力引起的扭力也最小。整个锥体和金属撑杆或塔体都可以直接接地达到防雷保护作用。

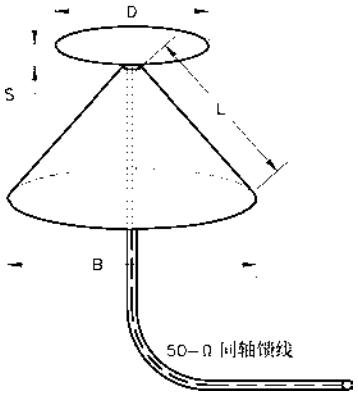


图7-48 VHF/UHF盘锥天线图，盘体和锥体都采用金属板，直接用50 Ω同轴电缆馈电。*L*和*D*的尺寸，与盘体和锥体之间间距*S*，一起决定了天线的频率特性。在所用最低频率上，*L*=246/f MHz。*D*应该为*L*尺寸的0.67～0.70。锥体底部的直径*B*等于*L*。盘体和锥体之间间距*S*可以在2～12英寸之间，天线越大其间距也取得越大些。

与陷波垂直天线或三波段定向天线不同，盘锥天线不需要在某个或者某组业余波段的特定频率调整谐振。相反，盘锥天线功能上有些像高通类型的滤波器，从设计的截止最低频率到物理设计所能达到的频率上限，都可以有效辐射。

然而在 VHF 盘锥天线已经实际使用许多年后，HF 盘锥天线还相当少有。有些文章涉及 HF 盘锥天线的处理，主要是考虑最小化盘体单元数和锥体导线数目，以削减费用和简化结构。通常在最小化处理的同时，还要兼顾可以得到令人满意的实际性能结果，不过 W8NWF 相信他所制作的盘锥天线则不需要做这种折中。

盘锥天线的历史

在 1949 年 7 月和 1950 年 7 月的 CQ 杂志上，有两篇 Joseph M. Boyer（W6UYH）发表的关于盘锥天线的好文章，告知人们盘锥天线已经开发出来，并用于二战期间的军队中（见参考书目）。盘体和锥体的精确结构最早由 Armig G. Kandonian 构思出来。Boyer 在文章中描述了 3 种 VHF 模型，以及如何制作的信息、辐射图，更重要的是详细描述了它的工作原理，他提出盘锥天线可以看作是“渐变的同轴变换器”的一种类型。

Mack Seybold（W2RYI）在 1950 年 7 月发表了一篇文章，描述了建造在他车库屋顶的 11 MHz 版本的盘锥天线。天线撑杆实际上穿过屋顶，以允许降低天线高度。Seybold 的 11 MHz 盘锥天线可以工作到 2 m 波段，不过性能上相比于他的 100 MHz 鸟笼状的盘锥天线要降低 10 dB，他认为这是由于在盘体和锥体之间的间隔相对较大导致的。事实上，他发现性能的下降，是由于在较高频率时电磁波角度向上抬高引起的，锥体导线都是电气上的长线，导致它们担当了长线天线的角色。见图 7-49。

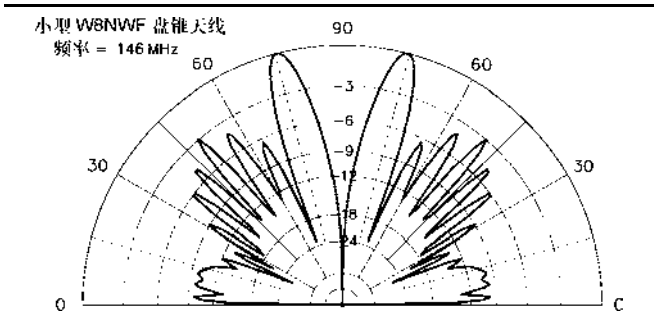


图7-49 W8NWF的小型盘锥天线工作于146 MHz时，在普通地面条件下所计算得出的仰角方向图，可以覆盖到设计频率的10倍范围。锥体导线充当了长线导线的角色，严重扭曲了低仰角的响应，即便是馈电点阻抗依然接近50 Ω。

W8NWF 的第一个盘锥天线：A 字框支架的盘锥天线

第一个盘锥天线是一个覆盖 20 m 到 10 m 波段不需要天线调谐器的天线，锥体使用 10 英尺长导线，并以 60° 的斜坡角度设置，盘体直径为 12 英尺。见图 7-50 和图 7-51。整个过程都可以在地面组装，包括馈电用同轴电缆和拉索，再找几位朋友帮助，就可以将它架设到指定的位置。



图7-50　W8NWF最初的A字架安装的HF盘锥天线照片。

作者使用了一个 40 英尺高的木质“A”字框支撑架，由 3 个 22 英尺长的 2×4s 木柱构成。他给撑杆上了底漆，然后刷上两层红色机器房的面漆，使得更加好看和耐用。盘体的中央是一个长度 12 英寸，3 英寸规格的 schedule-40 管道 PVC 管，这种 PVC 管非常坚韧，略微有点延展性，并且很容易钻孔和切割。PVC 也非常适合用于处理天线馈电点的 RF 能量。

3 段 12 英尺长、0.375 英寸外径的 6061 铝管，管壁厚度 0.058 英寸，用来作为 12 英尺直径的顶部盘体，这些铝管可以切开为两半，使中心部分做成 6 根套接伸展棒。将 4 根 12 英尺长、0.25 英寸外径（0.035 英寸管厚）的铝管裁为 12 段，每段 40 英寸长，可以作为 6 根伸展棒末端的延长部分。

盘体中央部分的装配细节可以参见图 7-52。W8NWF 先在 PVC 管钻通 6 个孔，用于安装 6 根伸展棒，要求孔位精确方正，从顶部往下大约 2 英寸的位置开始，每隔 30° 钻一个孔。每个孔都低于前一个孔所在平面位置 0.375 英寸。钻孔时要十分小心，做得不好就要从头再来花费更多时间！预先制作一个纸模子是个不错的办法，将它贴到 PVC 上再钻孔，这样就可以尽可能适合各个伸展单元。您要是一次没有搞定，就再用一段 PVC 管重新开始吧，反正也很便宜。

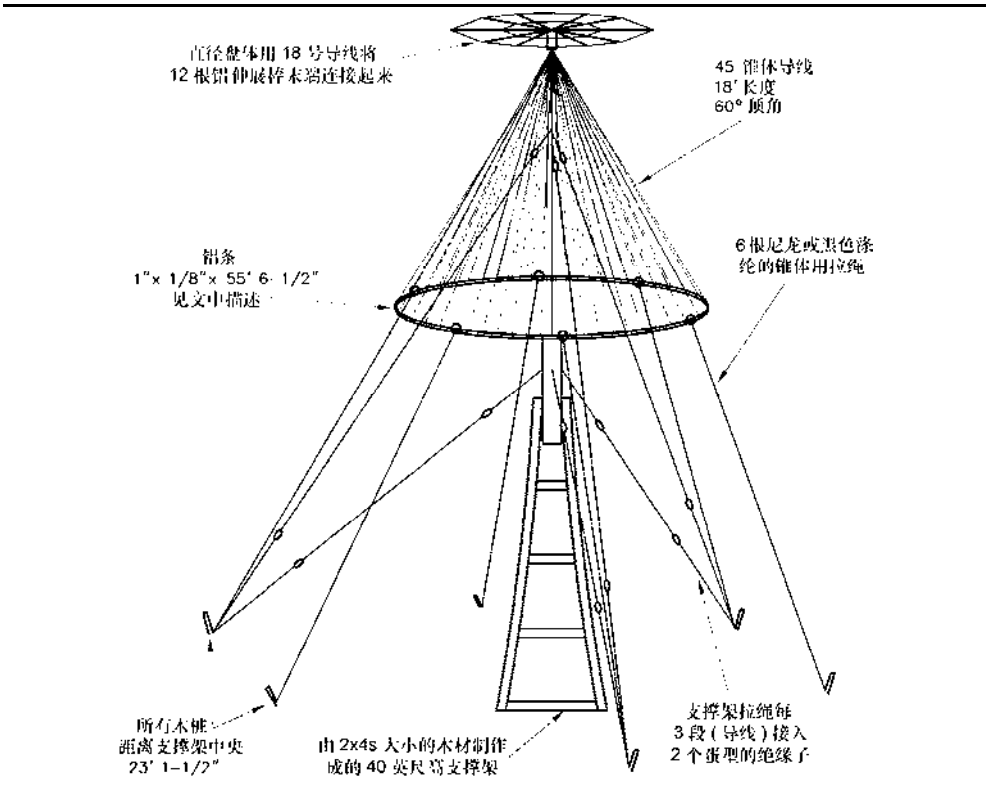


图7-51　14～30 MHz范围的A字框支架盘锥天线详细图。在“A”字框支架顶部的盘体部件直径为12英尺。有45根锥体导线，每根18英尺长，成60°斜坡角度。在整个设计频率范围内，这款天线十分出色。

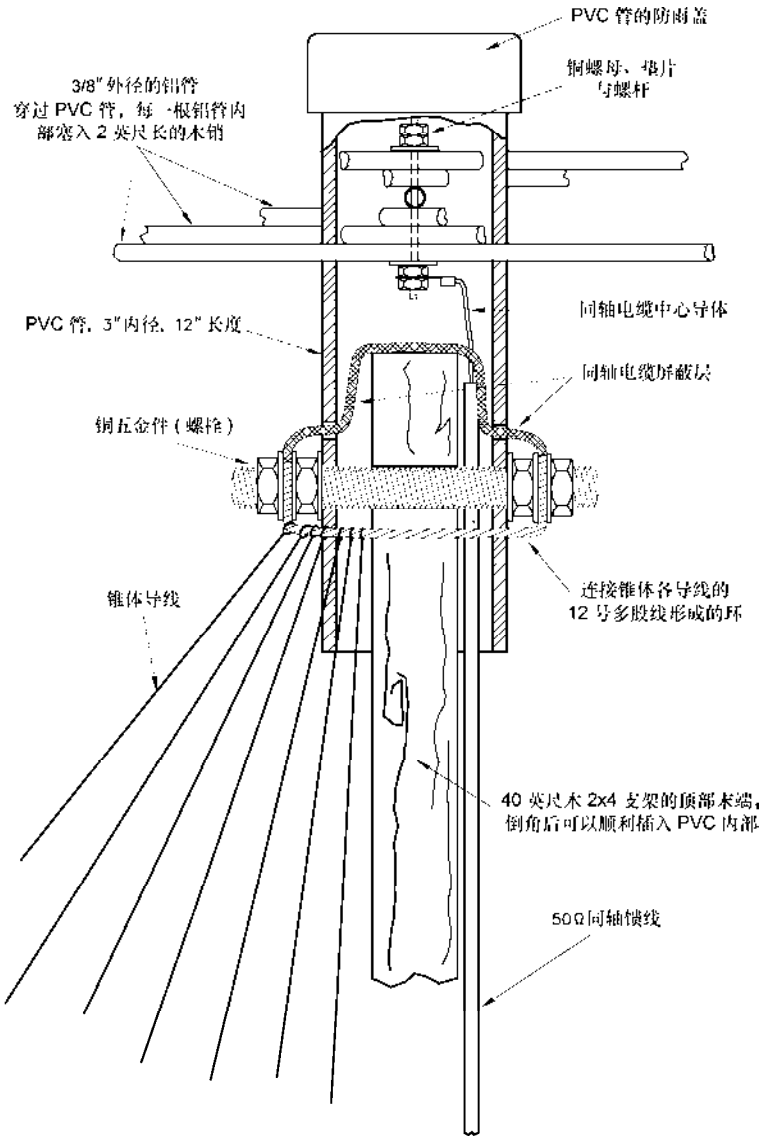


图7-52 “A”字框盘锥天线的顶部中心部件的详图。在3英寸直径的PVC管上钻孔，以支撑6根伸展棒作为盘体顶部。同轴馈电线的屏蔽外层连接到盘体，同轴线的中心导体连接到锥体导线部件，锥体导线部件是用12号（#12）多股导线围绕着中央PVC管外表形成一个环。

每根 6 英尺长的伸展棒在（PVC 管内）中央位置准确穿入到一个 6-32 铜螺杆，并保证这些部件的机械和电气连接牢靠。用一根外径 1/4 英寸 2 英尺长的木销，插入每根 6 英尺长伸展棒（管状）的中间，这些木销可以增加强度和防止螺母与螺杆拧紧时压扁这些部件。将 40 英寸长的延长棒插入每个 6 英尺伸展棒末端 4 英寸，在可伸缩的末端标注并打孔，孔要足够大以方便穿过 18 号（#18）软铜线，这是为盘体的内圈圆周导线准备的。在距离每根延长棒末端 1/4 英寸的地方，再钻一个单孔给 18 号（#18）线使用，外圈圆周导线就穿过这些孔。最后，将所有 6 英尺长的部件插入 PVC 中央管内，并且在中央将这些孔排列好，使得铜螺杆可以穿过中间，把各个部件固定牢靠。

下一步就是将木支撑架的顶部削得刚好可以让 PVC 管套进去 6～7 英寸。为了方便，可以将整个支撑架放平，顶部架在两根晾衣杆和人字梯上。

将盘体顶点安装到支撑（架）杆顶部，不过先不要固定紧，以允许加入伸展棒时还可以转动。一个安全提示是：每个部件末端与眼睛平齐的位置，要贴上一块白布条，将整个天线升起之前记住再拆掉这些白布条。

对于需要长期使用的安装，在安装铝天线部件时，要使用防腐剂，比方 Penetrox。加上伸展棒时，将它们用 18 号（#18）导线穿过（伸展棒）两个孔的最里面那个，然后再穿过剩下的孔，将各个单元环接起来，这样做使得各个单元的侧面也加以支撑。接下来用同样的方式将 18 号（#18）导线穿过伸展管末端活动段的孔，以提供和电气连接一样更好的结构稳定性。

下一步，就是把 PVC 中央管用 3/8 英寸螺杆锁到木架撑杆上，此处也是锥体各根导线连接的位置，用一段 12 号多股铜线围绕 PVC 中央管成环状，将每根锥体导线焊接到这个环上。要确保 12 号（#12）的环导线足够粗方便焊接，而电烙铁又不会烫伤到 PVC 管。

将同轴线的中心导体，用同样的 6-32 螺杆锁紧连接到盘体，把盘体所有单元都接合一起。一定要用密封剂密封同轴线，以防止潮气。然后同轴电缆沿着撑杆放下来，并且在几处地方固定一下，以减少拉力和远离锥体的各导线。

用两套 3 根的拉绳，剪断为数段，接入蛋形的绝缘子，以免对天线造成任何影响。锥体用 45 根 18 号（#18）软铜线，每根 18 英尺长，可以将它们稍微留长一点，以方便焊接到连接环。

现在有个艰巨的任务是，要保证所有的锥体导线不要缠绕在一起！将 45 根导线一根一根焊接到 12 号环导线，线与线之间间隔大约 1/4 英寸，使得正好均匀环绕（PVC 管）分布。

锥体底部的直径为 18 英尺，形成 60° 坡角。在锥体的基底，用 5 段 12 英尺长的铝带，1 英寸宽，1/8 英寸厚，每段都首尾重叠 8¼英寸，用铝铆钉把它们铆在一起，沿着铝带每 15 英寸钻一个孔，用于固定锥体各导线。

将锥体导线末端系到铝带时一定要非常细心，末端弯曲过度可能会折断。先用 6 根细直径的尼龙拉绳系住到锥体底部的铝带，使锥体保持稳定，这些拉绳可以和撑杆拉绳共用地桩。裁剪好尼龙绳后，要将每个线头稍微烧熔，以防止松开。在检查完所有五金件都连接牢固后，用干净的保护喷剂将盘体汇集点的部位喷涂几遍，形成保护膜。最后在盘体 PVC 管上面加一个防雨盖子。

将整个天线升起来

现在您需要许多帮忙将这个天线竖立起来，但是在立起来之前要对所有过程通盘考虑好。您应该先为支架撑杆底部选择好固定地方，打一些管子进入地面，以防止立起过程出现侧倒的问题。3 个拉绳地桩应该打好在距离支撑架中心 23 英尺又 1½英寸的位置。当然，这些拉绳实际准确长度的裁剪时要多留出点余地。注意同轴传输线一定要紧沿着支架撑杆下来。用一根较长的绳子系在拉绳位置较高和较低的位置，用于将整个天线系统拉起来。

作者使用了一个惯用的技巧，将伸缩梯垂直靠近天线底部，将升立用的拉绳在梯子顶部套个环，形成一个良好的升举角度。整个天线盘体和锥体导线总共加到支架上的重量大约 26 磅，多数来自锥体部分。请两位强壮的帮手慢慢立起来，使其他帮忙的人有时间将拉绳和锥体导线系到要求的位置。当天线升到垂直位置时，如果没有搅乱，就可以将拉绳先系牢靠，然后再将 6 根锥体导线系到各个地桩上。

一个真正的大盘锥天线

当作者有机会购买到一个 64 英尺高的自立 TV 塔时，他改变计划，准备直接实现一个完全覆盖 7～30 MHz 范围的盘锥天线。他的新铁塔由 8 段构成，每段都是 8 英尺长，减去段与段之间重叠部分的长度，锥体导线沿着塔体下来大约为 61.5 英尺。

W8NWF 设计这个更大的盘锥天线时，相对第一个盘锥天线来说随意了一些，没有完全按照“书本所要求”的。第一个改变的地方就是锥体的导线，改为 70 英尺，尽管方程上计算的应该是 38 英尺；还有，锥体各导线没有在底部环接起来。由于锥体的导线更长了，所以他认为这个天线工作于 75 m 和 80 m 波段也是可能的。

第二个主要的改变是将 60° 顶角加大为 78°。建模表明这样做可以在整个频谱范围有更平坦的 SWR，而且对塔体的拉线系统更加有利。

顶部的盘体安装件直径为 27 英尺，共有 16 根辐射状伸展棒，可以使用外径 5/8 到 1/2 到 3/8 逐渐变小的铝管套接而成。所有伸展棒采用 0.058 英寸的 6063-T832 规格铝管，可以从 Texas Towers 购买到。一段 10 英寸长度的 PVC 水管用作盘体安装件的中央连接体。

大型盘锥天线的详细结构

当安装塔体的时候，作者将顶部部分留在地面，这样他可以在下面精确地先安装好盘体部分。图 7-53 给出大型盘锥天线的整个布局图。直径 10 英寸的 PVC 管设计用来将整个顶部部件套进去，但稍微大了一点点，可以用一些薄片包住塔体顶部的 3 个主支撑柱，使它们刚刚合适。在 PVC 管从顶端往下开始算 1 英寸的位置钻孔，给 8 个 5/8 英寸外径的伸展臂单元使用。W8NWF 建议，对于小一点的天线所使用的 PVC，可以用错开排列钻孔的方式。

再次提到，直径 1/2 英寸的 3 英尺长木销是用来增强各 5/8 英寸直径伸展臂的中间部分的强度。这里他没有采用将各根锥体导线环接起来的 12 号（#12）导线，而是像处理小型的盘锥天线那样，在低于盘体伸展棒下面 6 英寸的位置，他绕着 PVC 管钻了一周 36 个小孔，这些孔都很小，以避免 PVC 管变得脆弱。

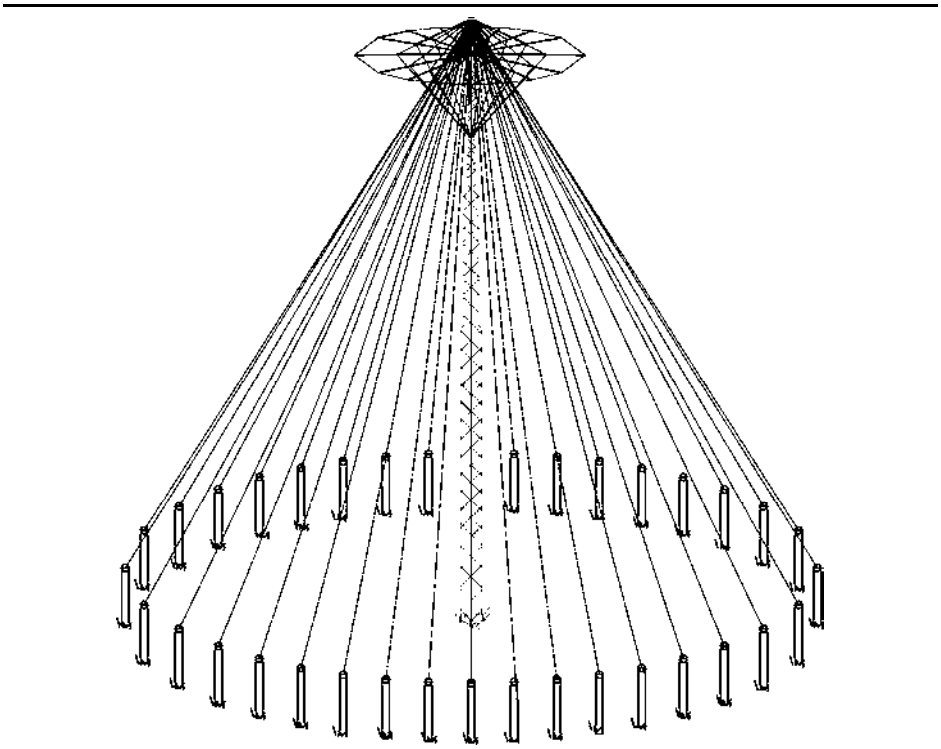


图7-53　大型W8NWF盘锥天线，设计工作于7～14 MHz，不过在工作间内使用一个天调也可以工作于3.8 MHz。

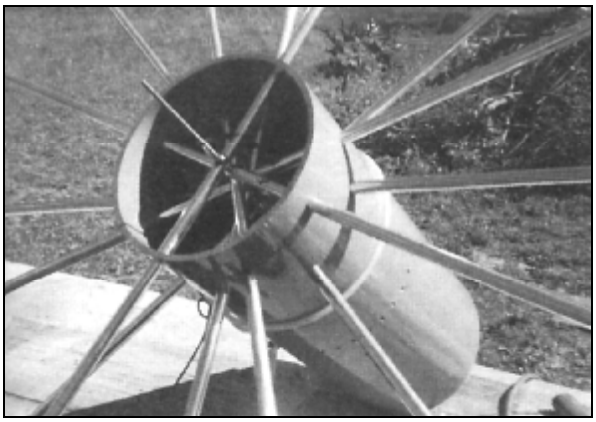


图7-54　照片给出大型盘锥天线中央安装件的详细结构，包括将各辐射状伸展棒串接一起的铜螺杆。10英寸的PVC管要钻孔，用于插入各辐射状伸展棒，每根伸展棒的管内要塞入3英尺长的木销，以增强抗折性能。注意在PVC管所钻的排孔要低于最低的那根伸展棒位置，36根锥体的导线，每根都穿过这排空中的对应一个孔。

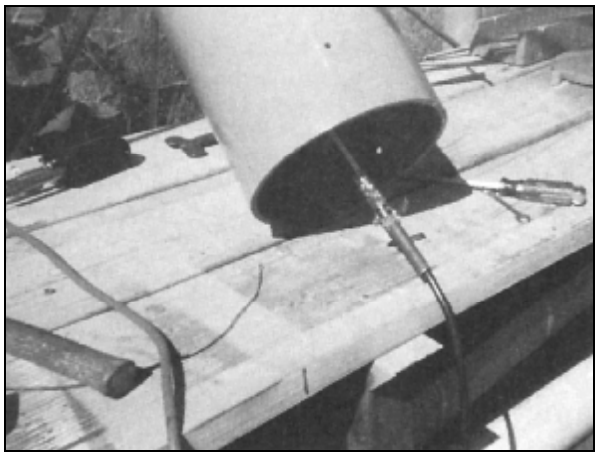


图7-55　铜管套入馈电同轴电缆的细节图片。同轴电缆外屏蔽层折回并盖住铜管，再用两个不锈钢管夹缩紧。锥体的各导线并排在铜管上，再用另外的管夹将它们一起锁牢。

他准备了一段 3 英尺长的 RG-213 同轴电缆，将一端固定地连接到天线，另一端接一个 N 型的电缆母连接头，这里采用 N 型连接器主要是因为它的防水性能很好。同轴线的中心导体连接一个接线片，用螺母紧紧锁牢到盘体伸展棒的铜螺杆上，电缆的外屏蔽层折回，并用不锈钢管夹锁紧到一段 6 英寸长的铜管上。见图 7-55。

在顶部盘体安装件已经升上去，并装到塔体顶部后，每一根锥体导线都要馈电，一根一根地穿过 PVC 管上所钻的小孔，它们都沿着铜管并排一起并用不锈钢软管夹锁紧。

外径 1/2 与 3/8 英寸的伸展棒末段，可以在它们的连接部位用铝铆钉固定一起，同样地作者在所有伸展棒连接的部位都涂上防氧化剂。他在每根 3/8 英寸直径那段的末端附近，各钻一个水平方向的孔，整体上形成一个圆周排列，这样允许将 8 号（#8）铝线环穿过整个盘体（伸展棒），用不锈钢小螺丝旋入每段的末端将铝线压住。

用一段细小直径的黑色涤纶线，与铝线并行走线，

用防 UV 塑料扎带将它固定在每根伸展棒上的 2～3 个位置，这样做的原因是可以保持固定铝线的位置，并在数年后万一断裂时，防止它晃动。同样要用保护清漆将它们都喷涂两遍。

采用用一个托架有助于防止盘体因自重而出现下垂，见图 7-56 的细节，这里给出安装在塔体顶部完整的盘体部件，其中用了一根 3 英尺长 2 英寸直径的 PVC 管作为托架撑杆，装在盘体部件顶上，PVC 管的底部开槽形成鞍状，可以卡在伸展棒顶部连接处，这样就有个支撑点。他还剪了一个适合外径为 10 英寸 PVC 管大小的圆形薄铝片，作为防雨盖子，在盖子中心开一个 2 英尺 PVC 管撑杆能够穿过的孔，这样就可以牢靠地往下牵住盘体。作者最后给 PVC 管喷涂了一层薄薄的油漆，防止阳光的紫外线辐射。

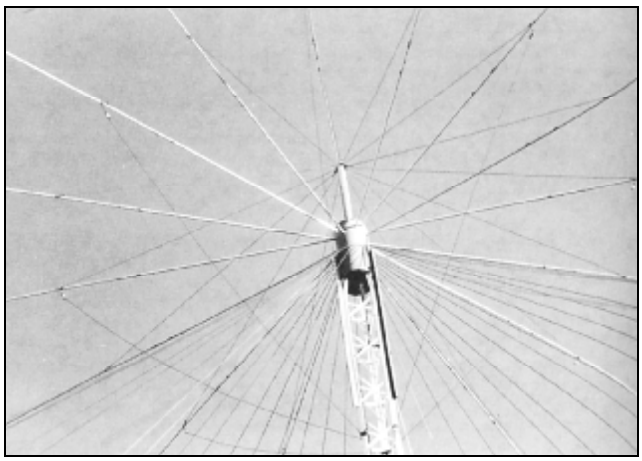


图7-56　伸展棒中央安装部分的照片，可以看到在辐射状伸展棒的上面和下面有很多的拉绳，这是个很简陋的安装。

将 16 根细小直径的黑色涤纶线连接到托架支撑杆顶部，线的各个末端系到盘体伸展棒一半的位置。在直径为 2 英寸的 PVC 撑杆顶端另加一个防雨盖子，再用 8 段同样细小直径的涤纶绳子，系到每间隔一根的伸展棒中间位置，这些绳子是用于回拉到塔体的，以防止风的上升气流将盘体结构往上翻。用小型的蛋形绝缘子串接在 8 根与盘体伸展棒连接的下面绳子附近某个位置，确保在下雨天时不会发生 RF 漏流。

在两人以上的帮助下，将盘体整个安装部件升到塔顶是比较容易的，关键的地方就是将盘体部件从地面平躺的状态垂直起来并升上塔顶的过程中，不能对盘体有损坏。盘体安装件大约有 35 磅，人可以站在塔的顶部将盘体沿着中央撑杆拉上来，并安装在塔顶。

您应该准备好 3 根 6 英尺长的金属背带，缠在 PVC 管外部并系牢到塔体主支臂上，它们会有助于安装。

在埋入房子与塔体底部之间的塑料水管里面，作者放了 100 英尺长 9086 型号的低损耗同轴电缆到工作间。对于锥体导线，采用了他得到的一些 18 号（#18）铜包钢线，外面包有看起来很像氯丁（二烯）橡胶的很厚黑色绝缘皮层。锥体部分需要花费大量的导线：36×70 英尺=2 520 英尺，还要加上每根导线多留出来的末段，所以建议您应该到火腿集会处去找找看，也许可以节省点钱。

在连接每根锥体导线到塔体顶部时，需要一位助手站在另外一端的地方帮忙，将每根导线底部末端用绝缘材料拧到栅栏柱子，见图 7-57。一共有 36 支加工好的栅栏柱子，每根大约 5½英尺高，离塔底 45 英尺远，用于将锥体底部的导线拉住。这样也可以方便割草，不会被锥体导线绊倒。



图7-57　照片给出了一些用于拉住每根锥体导线的栅栏柱子，保证离开地面和避免可能的伤害。背景中的卡车正在运载A字框支架的盘锥天线到KA8UNO的QTH安装。

最后一个步骤，要把八根涤纶下拉绳系到塔上的盘体部件下面 6 英尺的位置。作者的铁塔在底部打了 3 个接地棒，用粗铜线连接到铁塔的 3 个主支臂。

性能测试

通过实际发射测试，证实这个天线性能令人满意的，在 40 m 波段也可以轻松工作，整个波段上 SWR 都是 1:1。W8NWF 在所有方向都取得很好效果，并且收到来自 DX 电台优秀的信号报告。当切换到他的中间馈电长偶极天线（333 英尺）做对比时，他发现偶极天线噪声较大，而接收的有用信号变弱。在白天，附近的电台（短于 300～500 英里）从偶极天线获得的信号要响亮些，不过这个盘锥天线也表现不赖。

作者很高兴地报告这个天线在 75 m 波段同样可以较好工作。您可以估计到，这时不会出现 1:1 匹配，不过实际上整个波段都是在 3.5:1 到 5.5:1 之间，W8NWF 就使用一个天线调谐器，使这个盘锥天线可以工作在 75 m 波段，当然在 75 m 波段似乎就没有像 40 m 波段工

作那么理想。

在 3 0m 波段的 SWR 是 1:1，在 20 m 波段的 SWR 是从 14.0 MHz 的 1.05:1 到 14.3MHz 的 1.4:1。在 17，15，12 和 10 m 波段的 SWR 有一定的变化，在 12 m 波段最高为 3.5:1。

盘锥天线的辐射方向图

K6STI，W8NWF 从 NEC/Wires 建模验证得出，大天线的低仰角特性在高频段要比小盘锥天线差。见图 7-58 中两个天线在普通地面条件下，10 m 波段的仰角图比较。方位图形是一个简单的圆。天线建模程序产生的辐射图形对于我们预先了解天线性能十分有帮助。

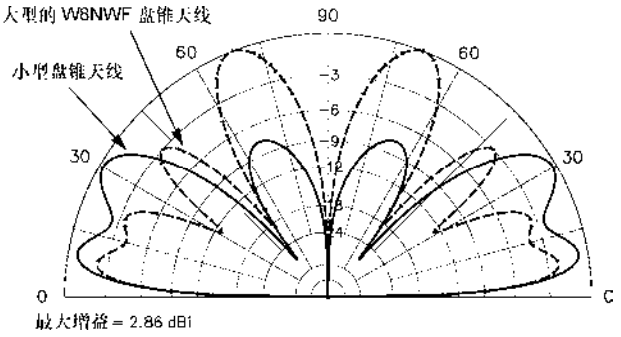


图7-58　计算所产生的辐射图给出了在28.5 MHz时小盘锥天线的仰角响应，与同频率下大型盘锥天线的比较。10 m波段的有效辐射，锥体的导线明显太长，产生了不需要的高角度波瓣，瓜分了所需的低仰角功率。

书中所制作的小型盘锥天线，表现相当不错，在 20～10 m 波段的波瓣都是低仰角。频率范围从 14～28 MHz 是一个频程的覆盖，这正好是他所期望的整个频率范围覆盖都是低 SWR 和低仰角的特性。

对于大型的盘锥天线，将它改造为适合 75 m 波段使用时，就有些不同的故事。在 40 m 波段的低仰角波瓣工作很好，在 75 m 波段性能也不错，尽管在这个波段需要使用天线调谐器。30 m 波段也有良好的低仰角波瓣，但第二个高仰角开始会损害性能。注意到 30 m 波段大约为这个盘锥天线设计频率的 3 倍。在 20 m 和 17 m 波段，仍然具有低仰角波瓣，但越来越多的功率浪费在高仰角波瓣上。

大型锥盘天线在 15 m、12 m 和 10 m 波段的工作逐渐变差，就是说，该盘锥天线尽管在高达 10 倍设计频率的范围上都有相当好的 SWR，但是它的辐射图形对低仰角通信就没有那么好了。见图 7-59，给出大型盘锥天线在 3.8 MHz、7.2 MHz 和 21.2 MHz 上的比较。

根据方程式计算设计的盘锥天线可以如预计地工作起来，不需要任何调整。您可以修改天线锥体的长度和顶角角度而不必担心会失败。盘锥天线的宽带特性使得它在 HF 波段很有吸引力，低仰角的辐射让 DX 变得可行，而且盘锥天线在接收上也和偶极天线一样较低的噪声。

HF 盘锥天线的最大缺点可能是庞大的尺寸，这点无需掩饰。不过，如果您居住在农村，您应该有条件架设一个这样的好天线。

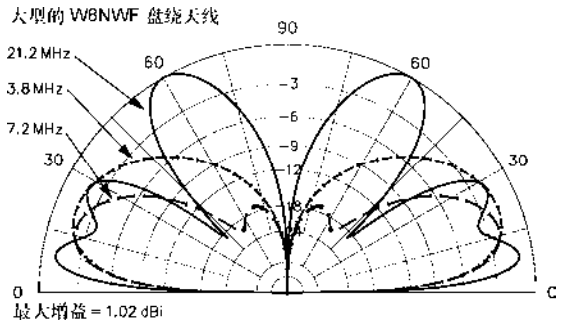


图7-59　计算产生的仰角响应图，工作于3.8 MHz、7.2 MHz和21.2 MHz大型W8NWF盘锥天线。同样如图7-58所示，如果不做优化，尽管在21.2 MHz还是相当有效，但是它的辐射图形会变差。

7.7　多波段天线的谐波辐射

由于多波段天线有意设计成可以在多个不同的频率工作，任何谐波或杂散频率如果刚好落在天线谐振频率的话，就会有轻微的辐射，但都会有衰减。所以实际操作中要特别注意，防止这些谐波频率成分进入天线中。

多波段天线使用已调谐的馈电系统，都具备固有的抑制这种辐射的保护能力，因为它几乎总需要连接于发射机与馈电系统之间的调谐耦合回路（天线调谐器），这样增加了可观的系统选择性，帮助削弱所需频率之外的其他频率成分。

多偶极天线和陷波器天线则不具备这种能力，因为设计的目标是使天线表现出在需要覆盖的所有业余波段上，都有尽可能相同的阻性阻抗。所以建议应该和其他的业余电台做测试，以确定在一定距离，比方说 1 英里外，是否会听到发射机频率的谐波成分。如果可以听到谐波对本地影响，则需要对系统增加更高的选择能力，否则即便是很微弱的辐射，也可能因为传播条件而在相当远的距离时都会很强。

参考资料

关于本章原材料与进一步的讨论题目可以从下面给出的参考和在第 2 章“天线基本理论”最后列出的参考书中找到。

H. B. Barkley, The Open-Sleeve As A Broadband Antenna,Technical Report No. 14, U.S. Naval Postgraduate School,Monterey, CA, Jun 1955.

W. M. Bell, “A Trap Collinear Antenna,” QST, Aug 1963,pp 30～31.

J. S. Belrose, “The HF Discone Antenna,” QST, Jul 1975,pp 11～14, 56.

J. Belrose and P. Bouliane, “The Off-Center-Fed Dipole Revisited: A Broadband, Multiband Antenna,” QST, Oct1990, p 40.

H. J. Berg, “Multiband Operation with Paralleled Dipoles,” QST, Jul 1956.

E. L. Bock, J. A. Nelson and A. Dorne, “Sleeve Antennas,”Very High Frequency Techniques, H. J. Reich, ed. (NewYork: McGraw-Hill, 1947), Chap 5.

J. T. Bolljahn and J. V. N. Granger, “Omnidirectional VHFand UHF Antennas,” Antenna Engineering Handbook .

H. Jasik, ed. (New York: McGraw-Hill, 1961) pp 27～32 through 27～34.

J. M. Boyer, W6UYH, “Discone-40 to 500 Mc Skywire,” CQ, July 1949, p 11.

G. A. Breed, K9AY, “Multi-Frequency Antenna Technique Uses Closely-Coupled Resonators,” RF Design, November 1994. US Patent 5,489,914, “Method of Constructing Multiple-Frequency Dipole or Monopole Antenna Elements Using Closely-Coupled Resonators,” Gary A. Breed, Feb 6, 1996.

G. H. Brown, “The Phase and Magnitude of Earth CurrentsNear Radio Transmitting Antennas,” Proc. IRE, Feb1935.

G. H. Brown, R. F. Lewis and J. Epstein, “Ground Systems as a Factor in Antenna Efficiency,” Proc. IRE , Jun 1937,pp 753～787.

C. L. Buchanan, “The Multimatch Antenna System,” QST,Mar 1955.

R. A. Cox, “The Open-Sleeve Antenna,” CQ, Aug 1983, pp13～19.

D. DeMaw, “Lightweight Trap Antennas—Some Thoughts,” QST, Jun 1983, p 15.

W. C. Gann, “A Center-Fed ‘Zepp’ for 80 and 40,” QST, May 1966.

D. Geiser, “An Inexpensive Multiband VHF Antenna,” QST, Dec 1978, pp 28～29.

Greenberg, “Simple Trap Construction for the Multiband Antenna,” QST, Oct 1956.

G. L. Hall, “Trap Antennas,” Technical Correspondence, QST, Nov 1981, pp 49～50.

W. Hayward, “Designing Trap Antennas,” Technical Correspondence, QST, Aug 1976, p 38.

R. H. Johns, “Dual-Frequency Antenna Traps,” QST, Nov 1983, p 27.

G. Kandoian, “Three New Antenna Types and Their Applications,” Proc IEE, Vol 34, Feb 1946, pp 70W-75W.

R. W. P. King, Theory of Linear Antennas (Cambridge, MA: Harvard Univ Press, 1956), pp 407～427.

W. J. Lattin, “Multiband Antennas Using Decoupling Stubs,” QST, Dec 1960.

W. J. Lattin, “Antenna Traps of Spiral Delay Line,” QST, Nov 1972, pp 13～15.

M. A. Logan, “Coaxial-Cable Traps,” Technical Correspondence,QST, Aug 1985, p 43.

J. R. Mathison, “Inexpensive Traps for Wire Antennas,” QST, Aug 1977, p 18.

L. McCoy, “An Easy-to-Make Coax-Fed Multiband Trap Dipole,” QST, Dec 1964.

M. Mims, “The Mims Signal Squirter,” QST, Dec 1939,p 12.

G. E. O’Neil, “Trapping the Mysteries of Trapped Antennas,” Ham Radio, Oct 1981, pp 10～16.

Orr, W6SAI, “Radio FUNdamentals,” The Open-Sleeve Dipole, CQ, February 1995.

E. W. Pappenfus, “The Conical Monopole Antenna,” QST, Nov 1966, pp 21～24.

L. Richard, “Parallel Dipoles of 300-Ohm Ribbon,” QST, Mar 1957.

R. Severns, N6LF, “A Wideband 80-Meter Dipole,” QST, July 1995.

R. R. Shellenback, “Try the ‘TJ’,” QST, Jun 1982, p 18.

R. R. Shellenback, “The JF Array,” QST, Nov 1982, p 26.

H. Scholle and R. Steins, “Eine Doppel-Windom Antenna

fur Acht Bander," cq-DL, Sep 1983, p 427. (In English: QST, Aug 1990, pp 33～34.)

T. H. Schiller, N6BT, President, Force 12, US Patent 5,995,061, "No loss, multi-band, adaptable antenna," Nov 30, 1999.

M. Seybold, W2RYI, "The Low-Frequency Discone," CQ, July 1950, p 13.

P. Shafer, "Four-Band Dipole with Traps," QST, Oct 1958.

R. C. Sommer, "Optimizing Coaxial-Cable Traps," QST, Dec 1984, p 37.

L. Varney, "The G5RV Multiband Antenna . . . Up-to-Date," The ARRL Antenna Compendium, Vol 1 (Newington: ARRL, 1985), pp 86.

R. Wilson, AL7KK, "The Offset Multiband Trapless Antenna (OMTA)," QST, October 1995.

L. G. Windom, "Notes on Ethereal Antennas," QST, Sep 1929, pp 19～22, 84.

W. I. Orr, W6SAI, editor, "The Low-Frequency Discone," RADIO Handbook, 14th Edition, (Editors and Engineers, 1956), p 369.

第 8 章

多 元 阵 列

单元阵列提供的增益和方向性代表了在发射和接收方面值得改进之处。天线的功率增益等效于发射机功率的增加。但是与增加自己的发射机功率不同的是，天线增益对所需方向的接收信号作用效果相等。另外，方向性降低了来自于不受欢迎方向上的信号强度，因而有助于排除干扰。

获得增益和方向性的一种通常的方法是：将一组半波长偶极天线的辐射方向聚集在想要的方向上。一些解释性的文字将有助于阐明功率增益是怎样得到的。

在图 8-1 中，假定 4 个圆圈 A、B、C、D 代表 4 个偶极天线，它们相互离得足够远，以致它们之间的耦合可以忽略。同时假定点 P 离这些偶极天线足够远以至于该点离偶极天线的距离相等（P 明显应该比图中显示的距离远得多）。在这些条件下，如果对这些偶极天线馈以同相的射频电流，那么来自于这些偶极天线的场在 P 点叠加。

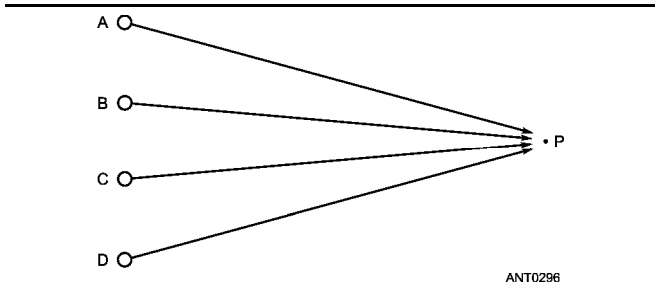


图8-1　各天线产生的场在远场点P处叠加，产生的场强超过由相同功率的单个天线产生的场。

我们假设，加在偶极天线 A 上的特定的电流 I，将在远场点 P 产生一个特定的场强值 E。对于其他的偶极天线，相同的电流在 P 点产生相同的场强值。因而，如果只有偶极天线 A 和 B 各自以电流 I 工作，P 点的场强值就是 2E。当 A、B、C 在工作时，场强为 3E，当 4 个偶极天线同时以 I 一起工作时，场强为 4E。由于 P 点接收到的功率是场强的平方，在 P 点的接收到的相对功率值为 1、4、9 或 16，这取决于有 1 个，2 个，3 个还是 4 个偶极天线在工作。

现在，由于所有的 4 个偶极天线是一样的，并且它们之间没有耦合，因此必须对每个偶极天线输入相同的功率，才能产生电流 I。对于 2 个偶极天线，相对输入功率为 2；3 个偶极天线是 3；4 个偶极天线是 4，以此类推。上述各情况下的实际增益是相对接收（或输出）功率除以相对输入功率。因此我们得到如表 1 所示的结果。上述功率比正比于所采用的单元个数。

有必要记住上述关系成立的条件：

1．在接收点上来自各个天线单元的场是同相的。

2．各单元是相同的，各单元的电流一致。

3．单元的排列方式使得各单元之间的感应电流可以忽略。也就是说各单元的辐射电阻必须与其他单元不存在时一致。

很少有天线阵列准确满足所有这些条件，然而，当采用偶极天线单元的定向阵的单元间隔取最优值的时候，功率增益近似正比于单元数目。换句话说，假定取最优单元间距，每次单元数目加倍时将得到近似 3 dB 的增益。然而，基于这一准则的估计有可能以两倍或更大的比率因子（增益误差为 3 dB 或更大）出错，尤其是互耦合不能忽略的时候。

图 8-1 来自独立的单元的场在远点组合，产生超过由相同功率的单个天线产生的场强。

表 8-1　　耦合可忽略的偶极天线的比较

偶极天线	相对输出功率	相对输入功率	功率增益	增益（dB）
只有 A	1	1	1	0
A 和 B	4	2	2	3
A、B 和 C	9	3	3	4.8
A、B、C 和 D	16	4	4	6

8.1 定　义

多元定向阵列中的一个单元通常是超出地面之上 $l/2$ 或 $l/4$ 的垂直辐射单元。单元长度往往不是正好是电波长的 1/2 或 1/4。因为在某些种类的阵列中，我们想要单元呈现感性或容性电抗，所以长度并不总是正好为 1/2 或 1/4 电波长。然而，长度偏离谐振值通常较小（一般不超过 5%），因此这对于单元的辐射特性没有多大影响。

本章所讨论的多元阵列的天线单元总是要么平行排列，如图 8-2A 所示，或者共线排列（端对端），如图 8-2B 所示。图 8-2C 显示的是平行和共线排列的组合单元阵。单元可以水平或者垂直排列，取决于你想要水平还是垂直极化。除了空间通信，很少使用混合极化，所以阵列通常是由具有相似极化的单元构成。

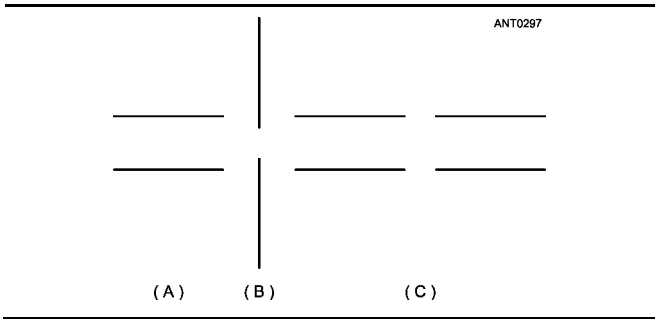


图8-2　A为平行的天线单元，B为共线的天线单元，C为平行和共线的组合单元。

激励单元（有源振子）通常是指由发射机通过传输线供电的单元。寄生单元（无源振子）是指仅仅通过与离它较近的单元的耦合来获得能量的单元。

全部由激励单元构成的阵列叫激励阵列。阵列单元中包含一个或一个以上寄生单元的阵列叫寄生阵列。因为不管怎样，你都需要给阵列供电，所以必须在阵列中引入一个激励单元。

边射阵是指阵列的主要辐射方向与阵列轴和包含所有单元的平面垂直的阵列，如图 8-3 所示边射阵的单元可以是共线排列。

端射阵是指阵列的主要辐射方向和阵列轴的方向一致的阵列。该定义如图 8-4 所示。端射阵必须由平行排列的单元构成。它们不能是共线单元，因为 $l/2$ 单元不能直接从末端辐射。八木天线是我们熟悉的一种端射阵。

双向阵是指在沿最大辐射方向的每一端辐射能量相等的阵列。双向阵列的方向图如图 8-5（A）所示。单向阵列是指只有一个主辐射方向的阵列，如图 8-5（B）所示。

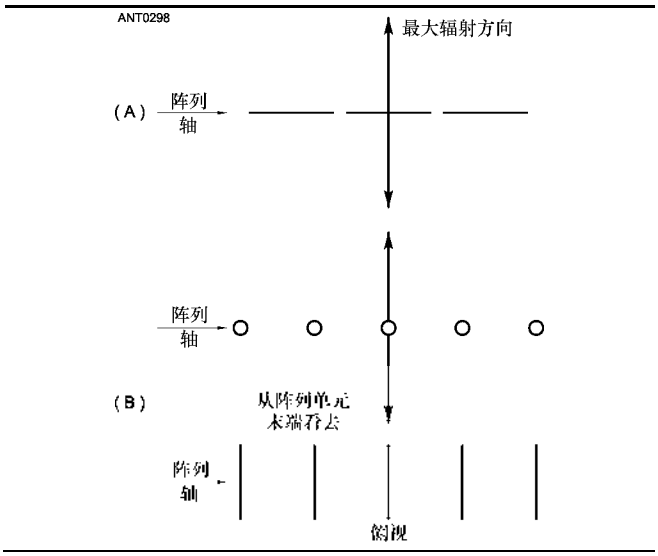


图8-3　典型的边射阵。A为共线单元，B为平行单元。

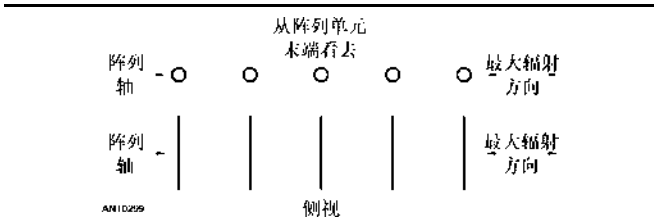


图8-4　一个端射阵。实际阵列可能含有边射方向性（图8-3）和端射方向性，包括平行和共线单元。

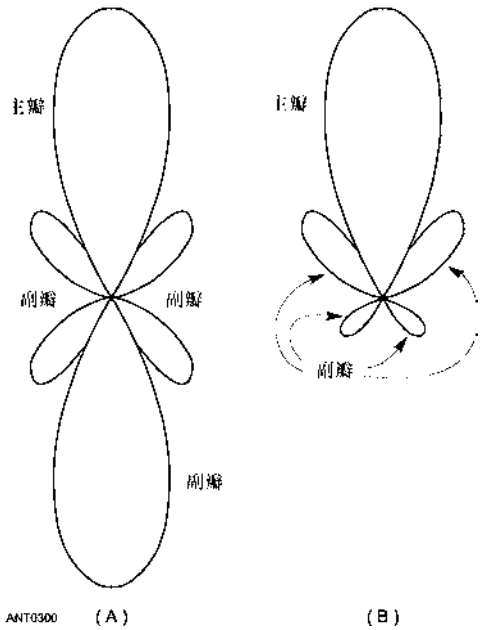


图8-5　（A）为典型的双向方向图，（B）为单向方向图。这些图也说明了术语主、副在方向图的波瓣上的应用。

辐射最大的波瓣叫做方向图的主瓣。比主瓣辐射强度弱一些的波瓣叫做副瓣。相对辐射功率为主瓣辐射功率最大值 1/2 的两个方向之间的夹角（用度表示）叫做定向天线的波束宽度。在这些半功率点处，场强等于主瓣场强最大值的 0.707 倍，或者说比最大值低 3 dB。图 8-6 显示的是一个具有 30° 束宽的瓣。

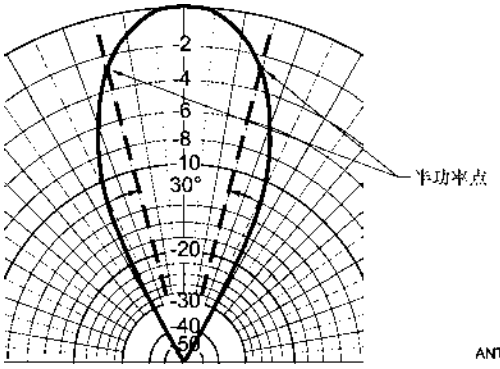


图8-6　束宽是在接收到或发射功率为最大功率一半（-3 dB）的方向之间的角度距离。每个方向图网格的角度间隔是5°。

除非特别说明，这里所说的增益是指相对于一个自由空间的各向同性辐射器的功率增益。增益也可以和一个 1/2 波长偶极天线作比较，偶极天线和比较的阵列具有相同的极化，处于相同的高度，具有相同的输入功率。增益可以通过实验测量或者计算来确定。实验测量比较困难，而且容易引起较大的误差。原因有二：第一，由于简单的射频测量设备的精度较差，正常情况下测量都会发生误差——即使是高质量的射频仪器，和对应的低频和直流仪器相比，在精度上也差得多。第二，测量精度大大依赖于测量时的客观条件：天线架设地点，包括高度，地形特点，以及周边环境。

计算通常基于测量到的或理论计算得到的天线方向图（见第 2 章）。阵列的理论增益可以由下式近似得到：

$$G = 10\log = \frac{41253}{Q_H Q_V} \qquad (8\text{-}1)$$

其中，

G=偶极天线在希望的方向上的增益的分贝值

q_H=水平半功率束宽（用度表示）

q_V=垂直半功率束宽（用度表示）

严格说来，这个方程只适用于无损天线，而且天线具有近似相同且较窄的 E 面和 H 面束宽——最大不超过 20°，且不存在较大的副瓣。E 面和 H 面在第 2 章中讨论。把该公式用于具有相对较大束宽的简单定向天线时，误差较大。误差往往使得理论值大于实际值。

前后比（F/B）是天线在想要的方向与其反向辐射的功率的比值。前后比的讨论见第 11 章，那里也讨论了与它接近的概念：最差前后比。

8.1.1　相位

用于分析有电流流动的天线单元的相位概念和普通电路中的相位概念是一致的。例如，如果两个电流在同一时刻同一方向达到最大值，就说他们是同相的。电流方向取决于以哪种方式对单元进行供电。

图 8-7 对此作了说明，假定以某种方式在每个单元中标有 A 的末端施加相同的电压。同时假定各单元之间的耦合可以忽略，规定电压的瞬时极性使得电流从电压施加点流开。图中箭头显示了假定的电流方向。这样，单元 1 和单元 2 中的电流就是同相的，因为它们由相同的电压激励产生且在空间上沿相同方向流动。而单元 3 由于电压施加在相反的末端，电流在空间上沿着相反的方向流动。因此单元 3 的电流相对于单元 1、2 的电流异相 180°。

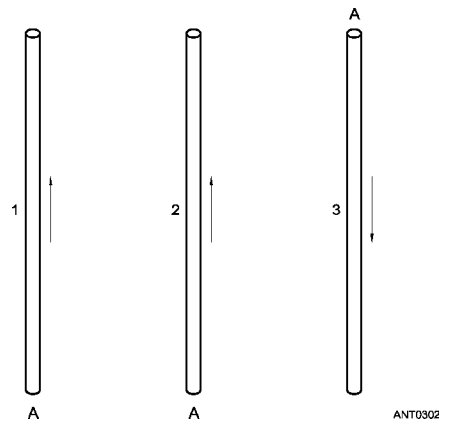


图8-7　该图说明天线单元的电流的相位，由箭头代表。单元1和2的电流同相，而单元3的电流和单元1和2的电流180°异相。

激励单元的相位取决于单元指向、施加电压相位以及电压施加的位置。在很多业余爱好者使用的系统中，施加给各单元的电压相互之间要么完全同相要么完全异相。而且由于常常采用平行或者共线排列，单元轴几乎总是取为同向。所以，在这种系统中激励单元的电流总是与其他单元的电流同相或异相。

在激励阵列中可能采用小于 180° 的相位差，有一种比较重要的情况：一组单元电流的相位和另一组相差 90°。然而，正如本章后面章节将要说明的，在这种系统中实现合适的相位要比在相差 0° 或者 180° 的系统中困难得多。

在寄生阵列中，寄生单元的电流的相位取决于单元间距、调谐，这将在后面描述。

8.1.2　地面效应

定向天线和简单的偶极天线具有相同地面效应。因此在第 3 章所讨论的反射因子适用于阵列的垂直方向图，

该方向图服从那一章提到的一些修正。当阵列中不是所有单元都处在同一高度时，可以采用阵列处在平均高度下的反射因子作为近似。平均高度定义为从地面到最低单元中心点和最高单元中心点的距离的平均。

8.2 互 阻 抗

考虑两个靠得很近的半波长单元。假定只对一个单元馈电来产生电流。该电流产生的电磁场在第 2 个单元内感应出电压，使得第 2 个单元内也有电流。单元 2 中的这一电流反过来也会在单元 1 中感应出电压，引起额外的电流。因此第 1 个单元中的总电流是原始电流和感应电流的叠加（考虑相位）。

有单元 2 存在和没有单元 2 存在时单元 1 中引起的电流的振幅和相位是不一样的。这表明单元 2 的存在改变了单元 1 的阻抗。这种效应称之为互耦合。互耦合导致两单元之间的互阻抗。互阻抗具有电阻和电抗分量。天线单元的实际阻抗为自阻抗（无其他单元时的阻抗）以及与所有附近单元间的互阻抗之和。

第 1 个单元的馈电点的阻抗大小和性质取决于第 2 个单元对它的感应电流幅度，以及原始电流和感应电流之间的相位关系。感应电流的幅度大小和相位取决于它和第 2 个天线间距以及第 2 个天线是否调谐。

在下面所要讨论的几章里，只对 2 个单元之一施加功率。不要因此把互耦合理解成只存在于寄生阵列里。请谨记：互耦合存在于任意两个靠得比较近的导体之间。

8.2.1 感应电流的振幅

当两个天线平行并且靠近的时候，感应电流最大。在这一条件下，第 1 个单元在第 2 个单元中感应的电压，以及第 2 个单元在第 1 个单元感应的电压，都得到最大值并产生最大的电流。随着平行天线单元间距的变大，这一耦合降低。

在共线天线间的耦合相对较小，所以这些天线间的互阻抗也同样较小。但不能忽略不计。

8.2.2 相位关系

当 2 个天线之间的间隔是一个波长的可观部分，天线 1 产生的电场到达天线 2 之前，经过了可以测量的时间周期。而由天线 2 中的电流产生的电场返回到天线 1 产生感应电流所花的时间也类似。因此天线 2 对天线 1 的感应电流与天线 1 的原始电流的相位关系由两天线之间的间距决定。

感应电流和原始电流的相位关系可以在完全同相到完全异相之间变化。如果这两个电流同相，总电流大于原始电流，天线馈电点的阻抗相当于减少了。如果两电流异相，总电流减小阻抗增大。如果相位关系处在中间相，阻抗增大或减小取决于感应电流和原始电流的相位关系中同相和异相哪个占主导。

除感应电流和原始电流正好同相或异相的特例外，感应电流使得总电流的相位随着所加电压变化。结果，附近的第 2 个天线的出现就会导致原来天线的阻抗呈电抗性——就是说，天线会失谐，尽管它的自阻抗呈电阻性。失谐的大小取决于感应电流的幅度和相位。

8.2.3 调谐条件

当天线 2 存在的时候，影响天线 1 的阻抗的第 3 个因素是天线 2 的调谐情况。如果天线 2 并不完全谐振，感应电压引起的电流相位会提前或滞后于当天线 2 谐振时的电流相位。这会返回去影响到天线 2 对天线 1 的感应电流相位，对它有一个额外的提前或滞后。这一相位滞后的效果和自谐振天线间的间距改变类似。但是，调谐的改变并不完全等价于间距的改变，因为这两种情况对感应电流的幅度的影响是不一样的。

8.3 互阻抗和增益

天线间的互耦合是个重要的量，因为对于给定的输入功率，它对产生多大的电流具有重要的影响。正是产生电流的大小决定了从天线辐射出去的电场大小。其他的量可以依此类推，如果两天线间的互耦合使得对于相同的输入功率产生的电流比两天线没有耦合时产生的电流要大，那么功率增益也大。见表 8-1。

另一方面，如果互耦合使得电流减小，增益就会比天线之间没有耦合时小。这一章节里面用到的互耦合这个术语假定考虑单元之间的互阻抗，同时考虑了由单元间距和单元调谐或调相所引起的传播延迟的附加影响。

单元间的互阻抗计算是个复杂问题。图 8-8、图 8-9 绘出了两种简单却重要的情况的数据。这两个图并未显示互阻抗，取而代之的是一个更有用的量——在天线中心测到的馈电点电阻，因为它受到天线间距的影响。

图 8-8 的实线所示是在其中任一天线中点测得的馈电点电阻。当这两个天线自谐振、相互平行、同相工作

的时候，该电阻随着天线间距增大而减小，该趋势一直持续到间距为 0.7 *l*。这是一个边射阵。当天线单元间距在这一范围的时候，这一对单元取得增益最大值，因为对于相同功率而言，其电流更大，而且在与两天线连线垂直的线上的远场点处，这两个天线的场是同相到达的。

图 8-8 中的虚线代表两个 180° 异相的天线（端射），这不能处理得像上面那么简单。在这种情况下，在天线间隔小于 0.6 *l* 时，馈电点电阻随着间隔减小而减小。但是，在上面考虑的间隔范围内，只有当间隔为 0.5 *l* 时，两个天线在想要的方向上的远处场正好同相叠加。在较小的间隔上，场很快就变为异相，因此所得的场小于两者的简单相加。更小的间隔将减小增益，同时反馈电阻抗的减小又能增加增益。对于无损天线，当间隔处在 *l*/8 附近时，增益取到最大值。

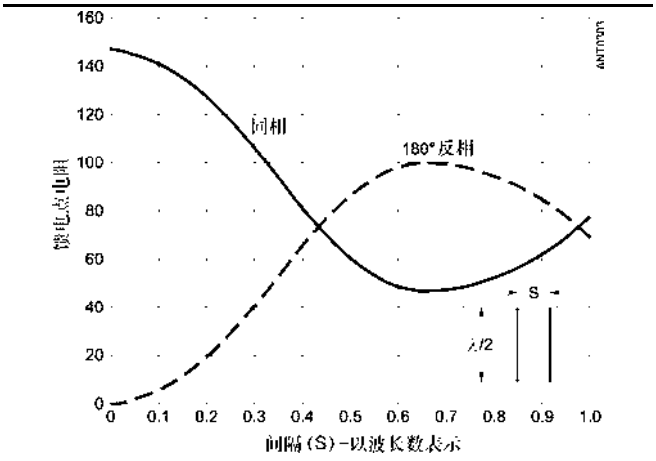


图8-8　在单元中心测得的馈电点阻抗，是两个平行的 *l*/2 自谐振天线单元间距的函数。对于 *l*/4 垂直接地单元，把这些电阻值除以2。

对于两个同相共线单元的馈电点阻抗曲线如图 8-9 所示。馈电点阻抗随着天线邻近的端点间隔增大而减小，并在间隔位于 0.4 *l*～0.6 *l* 较宽的范围内经历最小值。因为这一最小值比独立天线的馈电点阻抗小得不多，所以它的增益并不超过非耦合天线的增益。也就是说，即使采用最优间隔，二个共线单元的功率最多只能增加 2（3 dB）。当两端间隔很小时（通常的工作方式），增益随之减小。

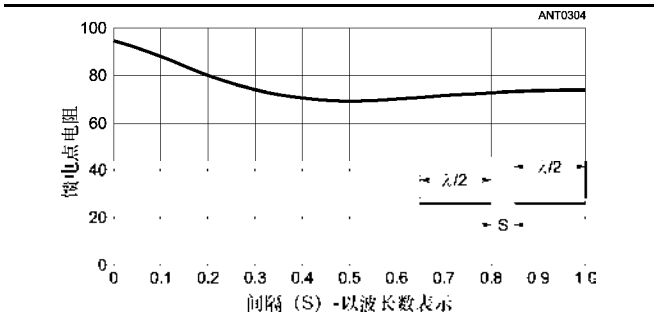


图8-9　在单元中心测得的馈电点阻抗，是两个同相工作的 *l*/2 自谐振共线天线单元间距的函数。

8.4　增益与阵列尺寸

在天线单元个数取最小值的情况下，天线阵列的增益主要由阵列尺寸确定。八木天线的主梁长度、增益和单元个数之间的关系能很好地说明这一点。图 8-10 比较了不同单元数目的八木天线中增益和天线主梁长度的关系。注意对于给定的单元数目，增益随着主梁长度增加而增加，直到最大值。超出这一点，对于给定单元数目的天线阵来说，更长的主梁长度导致更小的增益。这一观察结果并不意味着仅仅使用最小数目的单元总是能达到人们期望的目标。对于给定的单元长度，出于对天线其他性能的考虑，比如前后比、副瓣强度或者工作带宽，使用比最小单元数目多的单元更有优势。在后面部分将给出一个具体的例子来比较半平方、截尾帘和 Bruce 阵列。

边射阵的增益是阵列长度和宽度的函数。可以通过增加单元个数（具有附加的间距），或使用更长的单元（＞*l*/2）来增加增益，当然使用更长的单元要求对单元的电流相位作适当的关注。一般而言，在边射阵当中，对于最小的单元数目，取到最大增益的单元间距在 0.5 *l*～0.7 *l*。具有使增益取到最大值的单元间距的边射阵往往具有显著的副瓣，以及伴有主瓣波束的窄化。可以通过采用单元数比最小单元数更多，间距比最大增益间

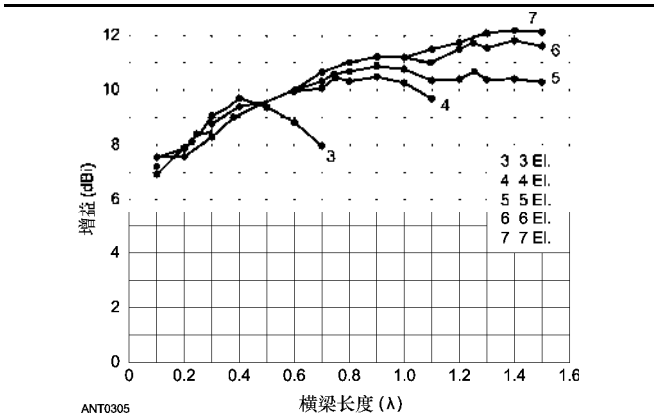


图8-10　具有3、4、5、6和7单元并以大梁长度为变量的定向八木天线增益（源自Yagi Antenna Design，J.Lawson（W2PV））

距更窄的阵列来减弱副瓣。

通过将阵列拓展到三维可以获得额外的增益。例如以边射阵的结构来堆叠端射阵。在短的堆叠端射阵情况下，当间距取 0.5 l～0.7 l 范围时，增益出现最大值。然而对于更长增益更高的端射阵来说，需要取更大间距才能取到增益最大值。这一点对于通常使用长天线主梁的八木天线的甚高频和超高频天线阵列非常重要。

寄生阵列

前述阵列对激励和寄生多单元阵列都适用。但是有些专门针对激励阵列的考虑事项并不一定适用于寄生阵列，反之亦然。对八木天线和方框寄生天线阵的这方面考虑见 11 和 12 章。这一章的剩余部分主要讨论激励阵列。

8.5 激 励 阵 列

通常激励阵列都是边射阵或者端射阵，可以由共线单元、平行单元或两者的组合构成。从实际的角度来看，可用的最大单元数取决于天线可用的频率和占地大小。对于一个采用 16 甚至 32 个单元，结构相当精巧的天线阵，如果它工作在甚高频频段，可以把它安装在很小的空间内；如果是在超高频频段，所占空间更小。工作在较低频段时，要安装许多单元的天线对于大多数业余人员就不太现实。

当然最简单的激励天线阵就是一个 2 单元阵列。共线排列的天线单元总是同相馈电的。如图 8-9 所示，互耦合的效果并不明显。因此，在另一个单元存在的情况下，对每一单元馈电不会有大的影响。当单元相互平行的时候可能就不是这种情况了。但是，因为平行单元的单元间距和相位分布有无穷多组合，可能的方向图也有无穷多。

这在图 8-11 中加以说明。当单元同相馈电的时候，总是产生一个边射阵方向图。当单元间距小于 5 l/8，单元 180° 异相馈电的时候总是形成一个端射阵方向图。当相位差取中间值的时候，结果就不能够简单阐述了。方向图演化为在所有 4 个象限内均不对称。

由于两个单元之间互耦合的影响，对于给定的输入功率，随着间距和相位分布的改变，如前所述，每个单元的电流也会增大或减小。这反过来会影响阵列的增益，这种影响不能仅靠如图 8-11 那样的方向图的形状来体现。因此图 8-11 也给出了增益的补充信息，这一信息紧挨着每种间距和相位分布组合的方向图。增益图以单个单元为参照物给出。例如，一对相位差为 90°，间距为 l/4 的单元，在它的最大辐射方向上相对于单个单元的增益为 3.1 dB。

相控阵中的电流分布

在绘制图 8-11 的时候，假定两个单元完全相同，各自谐振。另外假定在每个单元的馈电点处电流大小相同，如果不对馈电系统进行特殊考虑的话，这一条件在实际情况中是不存在的。我们将在这一章接下来的部分讨论这些特殊考虑。

大多数面向业余无线电爱好者的关于相控阵的文献都假定，如果阵列中所有单元完全相同，那么每个单元分配的电流也完全相同。电流分布被认为是单个孤立单元的分布或者是近似正弦曲线的分布。但是早在 20 世纪 40 年代出版的专业文献资料表明，在相控阵的各单元之间电流分布存在差异（见参考书目中 Harrison 和 King 所著的文献）。Lewallen 在 1990 年 7 月的 QST 杂志上指出了电流分布差异的原因和影响。

本质上来说，即使相控阵中的两个单元可能完全相同，并在馈电点具有期待相位的相同电流，电流幅度和相位关系也会随着偏离馈电点而退化。只要相位关系不是 0° 或 180°，这就会随时发生。因而各个单元的远场强度会不同。这是因为每个单元产生的场除了由其幅度和相位决定外，还和电流分布有关。

对于缩短的单元——垂直单元小于 l/4，偶极天线单元小于 l/2，该效应最小。在大于上述谐振长度时，该效应对辐射方向图的影响开始显现，对于更长的单元——l/2 或更长的垂直单元和 l/2 或更长的中心馈电单元，该效应变得显著。这些效应对细单元没有那么明显。幅度和相位发生了退化，因为阵列单元中的电流不是正弦的。即使在相位为 0° 或 180° 的 2 单元阵列中，电流也不是正弦的，但是在这 2 种特殊情况下，它们确实保持相同。

图 8-11 的方向图考虑了电流分布。可以看到，分布不同的后果是在某些方向图上产生不完整的零点和在其他方向图上产生非常小的副瓣。例如，对于 90° 间隔，90° 相位的相控阵的方向图是一条具有后向完美零点的心形线，往往出现在业余书籍中。图 8-11 用来计算自由空间中 12#导线做成的 7.15 MHz 自谐振偶极天线的方向图，显示出在后向有一个小副瓣，前后比只

有 33 dB。

边射阵的特点之一是功率增益正比于阵列长度，但和所使用的单元数完全独立，只要没超出最优单元间距。举例来说，这意味着 5 单元阵列和 6 单元阵列具有相同的增益，只要两个阵列中的单元间距使两阵列等长。尽管很少使用这一原理来减少单元数目，因为带来了对每个单元以适当相位馈电这一难题，但是事实上如果天线所占空间不是成比例增加的话，通过增加单元数目，在提高增益方面确实得不到什么。

通常说来，当天线组合边射阵和端射阵的方向性，并且同时使用平行和共线单元时，将在最小线性尺寸上产生最大的增益。天线以这种方式延伸到更大空间和在一个方向上把它的长度延展到远得多的范围效果一样。

8.6 相控阵技术

相控阵在业余使用中变得越来越流行，尤其是在低频频段，在该频段它们提供少数几种实用的方法之一来获得可观的增益和方向性。这部分关于相控阵技术的内容由 Roy Lewallen（W7EL）撰写。

相控阵的操作和限制，怎样设计馈电系统来使它们适当工作以及怎样做必要的测试和调试将在以下几页中讨论。例子主要讨论垂直 HF 阵，但是其原理也适用于 VHF/UHF 阵和其他类型单元做成的阵列。

8.6.1 概述

本章的大部分用来讲相控阵的馈电技术。很多对相控阵技术不太熟悉的人以为馈电只是一个简单的问题，只不过是利用由想要电长度传输线组成的定相线来连接阵列单元。不幸的是，除了极少部分特例，这种方法不会得到想要的方向图。

本章另外还给出了一些通用的解决方案，像混合耦合器、Wilkinson 或其他功分器，它们通常也不能获得想要的相位。有时候这些方法产生较好的结果，这更多地出于偶然而不是设计，这些结果足以误导使用者相信这种简便的方法在按照计划工作。当一种方法不能在不同情况下工作的时候就会产生混淆。这一章节将解释为什么这种简单的方案不能像预想的那样工作，以及怎样设计馈电系统使它始终能得到我们想要的结果。

简单地说，简单的定相线方法失败的原因在于：只有当传输线端接电阻的阻值是它的特性阻抗的时候，在传输线中的电流或电压延迟才等于线的电长度。在相控阵中，单元馈电点的阻抗受互耦合的影响很大。

因此，即使每个单元在相互隔离的时候具有正确匹配的阻抗，当所有单元被激励的时候就并不如此了。而且不是以特性阻抗端接的传输线还会改变电压和电流的幅度。最终结果是除了极少数情况以外，阵列单元既没有正确的幅度也没有正确的相位，而这些恰恰是使天线阵正常工作所必需的。这不是只有完美主义者才会关心的小效应，而是一个会引起方向图变形或者零点错位的大的影响。这一问题将在后面深入展开。

由于不同的原因，功分器和混合式耦合器也由于种种原因难以取得想要的结果，尽管在某一通用应用软件中，混合式耦合器偶然会提供能让很多用户可以接受的结果，这些内容将在下面讨论。这一章将揭示怎样设计阵列馈电系统来产生预期的单元电流和阵列方向图。

我们将提供各种 EZNEC 模型来说明本章出现的概念。它们可以用原版书附带光盘上的软件 EZNEC-ARRL 来观看。

8.6.2 相控阵基础

相控阵的性能由几种因素决定。其中最重要的有单个单元的特征，来自单元的场之间是相互增强还是削弱，以及互耦合效应。为了理解相控阵的操作，首先有必要来理解单个天线单元的操作。

首要问题是单个单元产生的场的强度。从线性（直）单元比如偶极天线、垂直单极子辐射的场正比于在天线单元各个部分流动的基本电流总和。对于这方面的讨论，有必要理解由什么决定单个单元中的电流。

在垂直接地天线或地平面天线的基座上流动的电流值由下面这个熟悉的公式给出

$$I = \sqrt{\frac{P}{R}} \qquad (8\text{-}2)$$

这里

P 是供给天线的功率

R 为馈电点电阻

R 由两部分组成，损耗电阻及辐射电阻。损耗电阻 R_L 包括导体的损耗，匹配及负载部件的损耗以及占主导地位（垂直接地天线的情况）的接地损耗。“耗散”在辐射电阻 R_R 上的功率实际上是辐射功率，所以使耗散在辐射电阻上功率最大化是我们所想要的。然而，耗散在损耗电阻上的功率是以热能形式损失的，所以电阻损耗应该尽可能的小。

单个单元的辐射阻抗可以由电磁场理论推导得出，它是天线长度、直径、几何形状的函数。第 2 章给出了

辐射电阻和天线长度的关系图。一个细的*l*/4 谐振垂直接地天线的辐射电阻大约为 36 Ω。一个自由空间中的*l*/2 谐振偶极天线电阻是它的 2 倍，大约为 73 Ω。

缩减天线长度为原来一半，辐射电阻将分别降为 7 Ω 和 14 Ω左右。

采用原版书所附光盘上的 EZNEC-ARRL 这个软件可以很方便地确定各种天线的辐射电阻。当把所有损耗设为零时，辐射电阻简化为馈电点电阻（馈电点阻抗的电阻部分）。

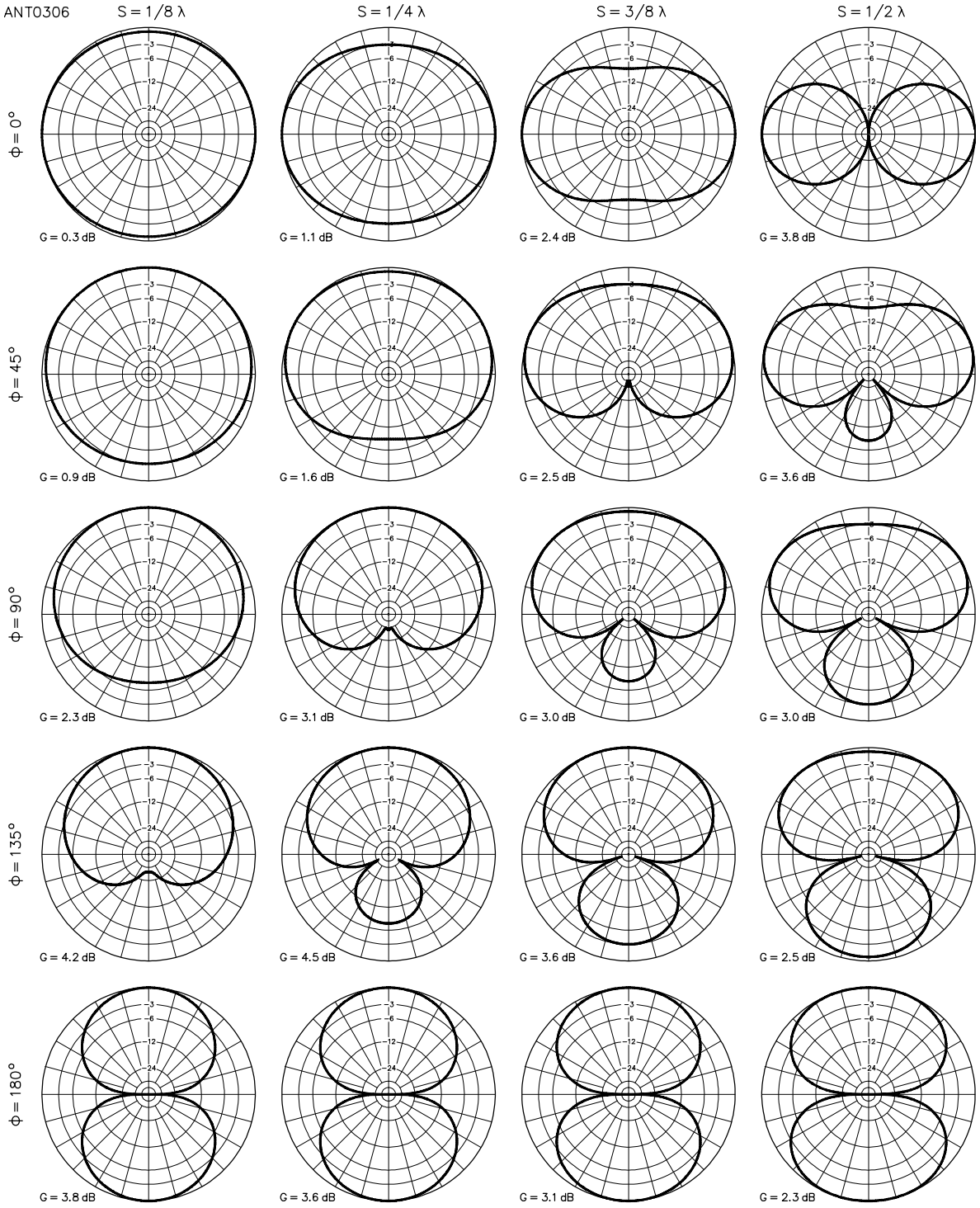


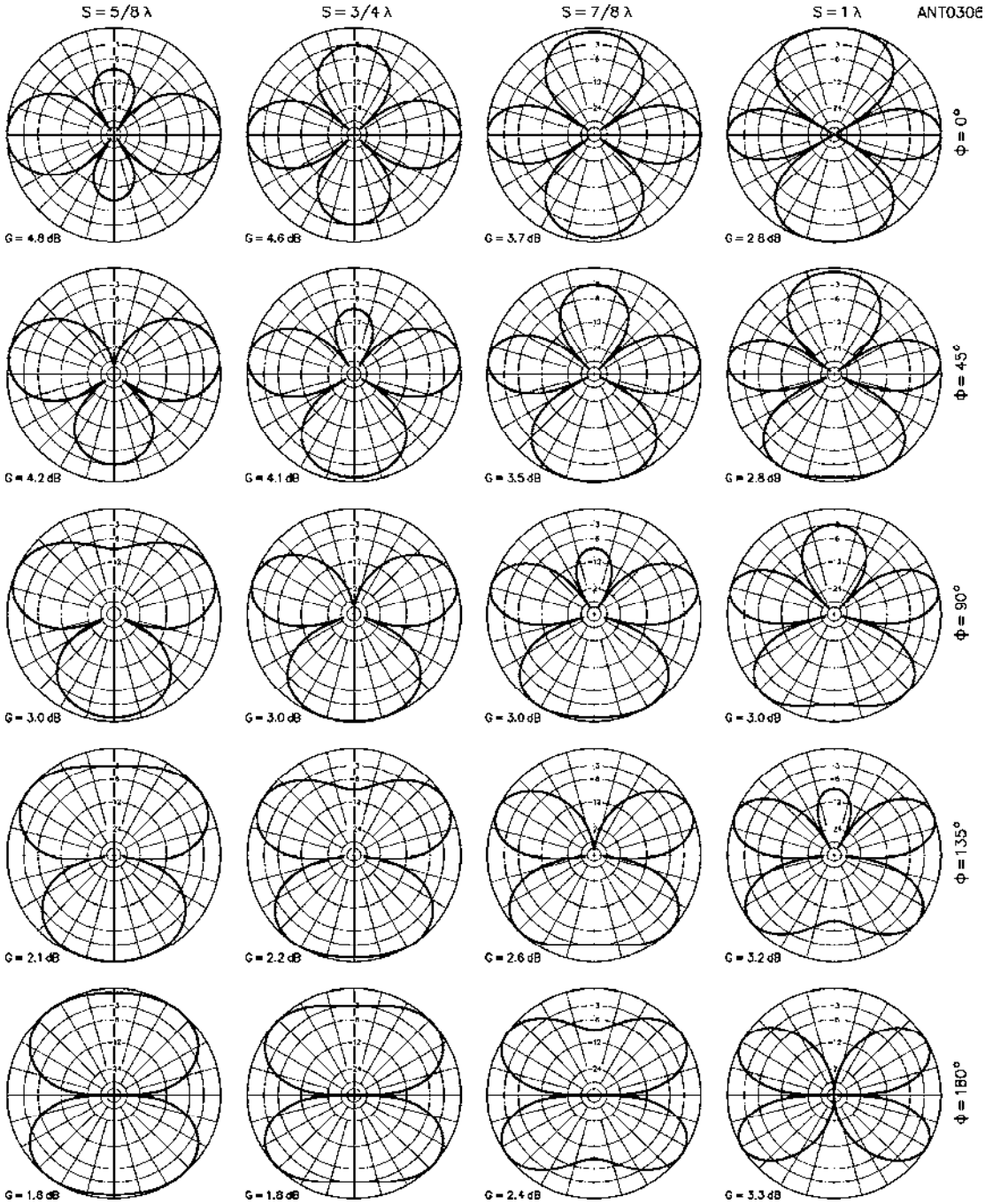
图8-11　两个相同的平行激励单元的H平面方向图，间距和相位如上所示（*S*=间距，ϕ=相位）。单元与垂直轴（0°～180°）对准，更靠近0°方向（本图顶端）的单元在不是0°的角度上相位滞后。假定这两个单元较细并且自谐振，在馈点的电流幅度相等。参见关于电流分布的正文。每个方向图的增益值表示相对单个单元的增益。曲线代表在理想导体上方的两个*l*/4 垂直单元在

辐射效率

为了从一个给定的辐射器得到更强的场，就必需增加功率 P（强行解决方案），减少损耗电阻 R_L（例如对于垂直单元，放置一个更为精细的接地系统）或者以某种方式减少辐射电阻 R_R 使得在给定输入功率下产生更大的电流。这可以通过扩展基线电流的公式看出来。

$$I = \sqrt{\frac{P}{R_L + R_R}} \qquad (8\text{-}3)$$

把馈电点电阻分成两个分量 R_R、R_L，就很容易理解单元效率这个概念了。单元效率是整个功率当中实际辐



0° 仰角上的水平或方位角方向图，或者自由空间中两个水平的 *l*/2 单元，当一个在另一个上方时从一端看过去的垂直或水平方向图。（用 *ELNEC* 计算的方向图——参见参考书目。）

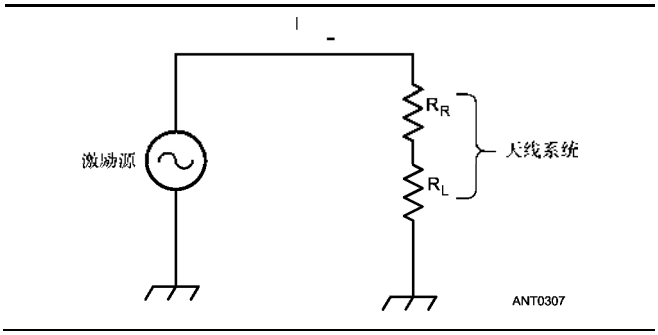


图8-12　对单一单元谐振天线的简化等效电路。R_R代表辐射电阻，R_L代表整个天线系统的欧姆损耗。

射出去的那部分所占的比例。通过分析图 8-12 所示的一个简单的等效电路，可以看出 R_R、R_L 在确定效率时扮演了什么角色。

在 R_R 上耗散的功率（辐射功率）等于 I^2R_R。供给天线系统的总功率为

$$P = I^2(R_R + R_L) \qquad (8\text{-}4)$$

所以效率（供给功率中实际辐射的比例）为

$$Eff = \frac{I^2R_R}{I^2(R_R + R_L)} = \frac{R_R}{R_R + R_L} \qquad (8\text{-}5)$$

效率通常以百分比的形式表达，但是采用相对于一个效率为 100%的辐射器的效率的分贝表示，能够对信号强度的预计给出更为直观的结果。天线单元相对于一个除了无损其余完全相同的单元的电场强度的分贝表示为

$$FSG = 10\log\frac{R_R}{R_R + R_L} \qquad (8\text{-}6)$$

这里 *FSG*=场强增益，dB。

举例来说，Sevick 于 1973 年 3 月在 QST 提供的信息表明，一个带有 4 个长度为 0.2 *l* 的辐板的 *l*/4 垂直接地天线，其馈电点电阻大约为 65 Ω（见本章末的参考资料）。该系统的效率为 36/65=55.4%。想到 100 W 的功率馈到天线上，只有 55 W 能够被辐射出去，其余实际上是在对地加热，确实令人感到沮丧。然而相对于理想接地系统中同样的垂直天线，该信号只有 10 log（36/65）= −2.57 dB。从这一信息的角度看，以略微降低信号强度来换取较低的成本和较高的简洁性可能会成为一个有吸引力的考虑因素。

到目前为止，只考虑了谐振天线基座上的电流，但是场强正比于天线每一小部分的电流总和。电场不仅仅是馈电点电流幅度的函数，也是沿辐射器的电流分布和辐射器长度的函数。在馈电点没法改变电流分布，所以对于给定的单元，场强与馈电点电流成正比。然而，改变辐射器长度或者在馈电点以外的位置加负载会改变电流分布。

更多关于缩短的辐射器或加载的辐射器的信息见第 2 章和第 6 章以及本章的参考资料。尽管对于大多数阵列，与其他单元的互耦合对方向图只有微小的影响，但这也会改变电流分布。这将在后边详细讨论。下面是其他一些要点：

1．如果没有损耗，即使是电场来自无限短辐射器，该电场值会比 *l*/2 偶极天线或 1/4 垂直天线低将近 1/2 dB。没有了损耗，不论天线多长，所有的供给功率都会辐射出去，所以影响增益的唯一因素是极短天线和 *l*/2 天线的方向图的微小差异。该方向图的微小差异来自于电流的不同分布。短天线具有非常低的辐射电阻，这导致在短天线上的巨大电流。在无损情况下，这产生一个可以和更长的天线相比拟的场强。当存在损耗的时候，也就是实际天线的情况，相对较短的天线不能工作得这么好，因为对于给定的损耗电阻，低辐射电阻导致更低的效率。如果仔细考虑，合理的短天线能得到好的效率。

2．在计算折叠天线的效率的时候，必须小心谨慎（见第 6 章）。折叠以相同的因子同时改变辐射电阻和损耗电阻，因此它们的比值及效率保持不变。通过垂直接地天线，很容易看出，由于阻换变换，折叠使从馈线到接地系统的电流降低了两倍。然而，折叠天线还有额外的接地线，它也会携带原始接地电流的一半电流。结果无论折叠与否，都会有相同的电流流向接地系统，从而导致相同的接地损耗。有分析声称展示了其他不改变辐射电阻的变换，但是他们忽略了损耗电阻的变换因而得到不正确的结论。

3．给定输入功率，通过与其他单元的互耦合可以改变单元电流。这一效应等效为改变单元的辐射电阻。有时互耦合被认为影响很小，但是该影响常常并不小。

场增强和相消

相控阵产生增益的机制，及互耦合在决定增益上扮演的角色，已经在前面的章节全面讲述。需要着重强调的是所有的天线必须遵守能量守恒定律。没有天线的辐射功率超过供给功率。辐射的功率总量等于供给功率减去热损耗的功率。这一点对所有天线，从最小的“rubber ducky”到最庞大的阵列都是正确的。

增益

严格说来增益是个相对量，所以除非附带说明它是

相对什么而言的，否则增益这个术语是没有意义的。对于相控阵天线增益的一个有用的量是相对于单个相似的单元的增益。这是通过把一个单元用由与该单元相像的单元构成的阵列替代时得到的信号强度的增量。在某些情况下，例如要考察当所有的单元损耗增大时阵列性能会发生什么变化的时候，增益以一个尽管无法达到，但更为绝对的无损单元为标准是很有用的。

最为普遍的增益参照是另一种无法达到的标准，各向同性辐射器。这一虚构的天线在各方向上的辐射完全相等。这很有用，因为由任何输入功率产生的场强容易计算，所以如果相对该标准的增益是知道的，那么对于任何辐射功率的场强也是知道的。以此为参照的增益用 dBi 表示，并且它是包括 EZNEC-ARRL 在内的大多数建模程序采用的标准。为了找到阵列相对单个单元或其他参照天线比如偶极天线的增益，就要在相同的环境下同时模拟阵列和单个天线单元或其他参照天线，并把它们的 dBi 增益相减。不要依赖很多人假定的关于单个单元的增益值，这些值可能大错特错。

零点

对于用户来说，通常相控阵的方向图零点比增益更重要，因为在接收时它们对于降低人为或天然的干扰是很重要的。因此，人们强调也应该着重强调获得好的方向图零点。不幸的是，好的零点比起增益更难获得，它们对于阵列和馈电系统的缺点更为敏感。

举个例子说明，考虑两个单元，每个在离开阵列好几个波长的距离处产生正好 1 mV/m 的场强，在两个单元的电场同相的方向上，产生的总场强为 2 mV/m。在两者异相的方向上，产生总场强为零。阵列的最大场强与最小场强的比值为 2/0，或者说是无穷大。

现在换一种假定，一个的场强高出 10%，另一个的低 10%，分别是 1.1 和 0.9 mV/m。在前方，场强还是 2 mV/m，但是在场强相消方向，场强变为 0.2 mV/m，前后比从无穷大降为 2/0.2，或者说 20 dB（事实上，为了按这种方式重新分配场强，需要略多一些的功率，所以前向增益减小了，但是幅度很小，小于 0.1 dB）。对于大多数阵列，来自单元的不相等的场对于前向增益影响较小，主要影响方向图零点。这在附录 A 的“EZNEC Example: Nulls”中作了说明。

即使具有完美的电流平衡，也不能保证深零点。图 8-13 显示了总场增强或相消所需的最小间隔。如果单元间距不充分，就不存在电场之间完全异相的方向。（见图 8-13 中的曲线 B）单元之间微小的物理和环境变化常常会影响零点深度，而零点深度也会随着仰角而变。

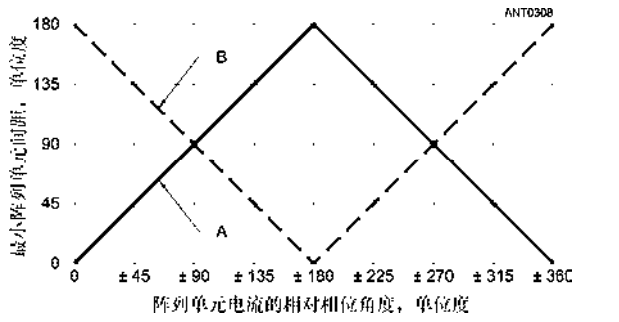


图8-13　产生总场增强（曲线A）或总场抵消（曲线B）所要求的最小单元间隔。总场抵消导致在一个或多个方向上产生零点。总场增强并不意味着单个单元的场强增强，因为损耗和互耦合效应也必须考虑进去。

然而，一个设计、馈电合理的阵列能够产生非常显著的零点。就像产生增益一样，产生好的零点的关键在于控制，单元电场的强度和相位。这部分的余下章节就来讲述怎样达到这一目标。但是必须谨记，产生好的零点比产生近似预期的增益要困难得多。

互耦合

互耦在本章的前面部分做了粗略的讨论。由于它对相控阵的性能以及馈电系统的设计都有重要而深远的意义，这里将对它作更深入的阐述。

互耦指的是阵列中每个单元之间相互作用的一种效应。互耦可以是有意引入的也可能是完全无意产生的。在一小块地上（或汽车顶盖）拥有多个天线的人常常会发现对他们的系统的一个更好的描述是具有多个馈电点的单根天线。通过互耦合，在天线上的各种导体中感应出电流，使其表现得像寄生单元，由寄生单元再辐射并改变天线的方向图。不论天线单元是否被激励，互耦效应始终存在。

假定两个激励单元相隔多个波长距离，每个单元在其馈电点都有一定电压和电流。对每个单元，电压和电流的比值是单元的自阻抗。如果把单元相互靠近，由于和其他单元的场发生耦合，每个单元的电流幅度和相位会改变。来自第 1 个单元的场会改变第 2 个单元中的电流。这就改变了来自第 2 个单元的场，该场又会改变第 1 个单元中的电流，直到达到平衡条件，此时所有单元中的电流（还有它们的场强）变成完全相互关联。

当单元相互远离的时候，所有单元的馈电点阻抗也会改变，并且所有阻抗之间相互依赖。在激励阵列中，馈电点阻抗的变化能引起单元电流的额外变化，因为很多馈电系统的运行依赖于单元的馈电点阻抗。发生明显

的互耦合的间距为一个波长或更长。

把单元和馈电系统连接起来形成一个激励阵列并不会消除互耦效应。事实上，在很多激励阵列中，互耦合比馈电系统对天线运行的影响更大。在馈电系统的设计中，如果想得到预期的电流平衡和相位，必须把由互耦引起的阻抗变化考虑进来。

关于互耦对相控阵天线的影响有一些通用的表述。

1．一个阵列的所有单元的电阻和电抗通常与单元之间相互隔离（即单元间距非常远）时的电阻和电抗值相差很多。

2．如果双单元阵列的单元完全相同，具有同相或180°异相的相等的电流，那么两个单元的馈电点阻抗就相等。但是和单个独立单元的阻抗不同。如果这 2 个单元是一个更大的阵列的一部分，它们二者间的阻抗将相差很大。

3．如果一个双单元阵列的单元的电流既不是同相（0°）也不是异相（180°），那么它们的馈电点阻抗就会不同。这一差异在典型的业余阵列中相当可观。

4．在一个间距很小的 180°异相阵列中，馈电点阻抗会非常低，如果不仔细考虑使损耗最小化，由于欧姆损耗，这会导致效率很低。这一点对其他间隔紧密、预期有大增益的阵列也是正确的。

必须意识到互耦不是一个可以被忽略的小效应。

损耗电阻，互耦及天线增益

损耗减少了互耦合效应，因为由互耦引起的馈电点阻抗变化实际上是与损耗阻抗串联。如果损耗足够大，将会产生两个重要的结果。首先，馈电点阻抗与附近载有电流的单元无关。这大大简化了馈电系统的设计：只要所有的单元物理上相同且每个单元的馈点与馈线和混合耦合器（如果使用的话）的特征阻抗 Z_0 相匹配，那么以下描述的简单的定相线或混合耦合器馈电系统就足够了。

为了使定相线和混合耦合器工作得和预期一样好，阻抗匹配的阻制条件是必须的。相同的单元是必需的，这样相同的单元电流将产生相同的场。

当不存在互耦的时候，一个具有相同单元的阵列相对单个单元（损耗类似）的增益为 10 log（N）。这里 N 是单元个数——假设间距足以使场在某些方向上完全增强。如果间距小一点，最大增益也会更小。当然，阵列相对单个无损单元的增益非常低，当以 dB 表达的时候很有可能是个不小的负数。所以对于一个发射阵列，有意地引入损耗不是一个明智的想法。然而，正如下面将要解释的那样，对于一个接收阵列，这样做有时候是有优势的。

高增益的密集间隔阵列，比如 W8JK 相控阵，而大部分寄生阵列严重依赖于互耦合来达到它们的增益。对这些阵列引入损耗，减小了互耦合效应，这对于增益具有重大的影响。因此，当寄生阵列或间距密集的激励阵列由垂直接地单元构成的时候，除非每个单元的接地系统制作相当精良（从而损耗很低），否则常常会产生令人失望的结果。

如果你把两个低损单元靠得很近，并对它们同相馈电，互耦合使增益大大减小到单个单元的增益，所以这种结构和单个单元相比没有优势。然而如果你有一个无损单元，比如一个短的垂直单元，它的接地系统相对较差，通过加入另外一个间距密集的单元和接地系统，并且对两者同相馈电，增益可以改善多达 3 dB。我们还可以从另一个角度看这一技术，就等于是平行放置两个相等的接地系统阻抗，等效为把阻抗减为一半。实际您能实现的增益依赖于诸如接地系统的交叠之类的因素，但是这对于改进某些情况下传输阵列的性能可能是个行得通的办法。

8.7　给相控阵馈电

前面部分解释了为什么来自单元的场必须接近阵列设计的比例。由于场强正比于单元中的电流，因此要控制场强就需要控制单元电流。事实上对于所有的双单元阵列和大部分（但不是全部）更大一些的业余阵列，期望的电流比都是 1:1，因此就要特别注意确保各单元电流相等的方法。但是我们也会考察其他的电流比。

8.7.1　单元电流的角色

来自于导体的场正比于它上面流动的电流。所以如果我们想控制来自单元的场的相对强度和相位，必须控制它们的电流。我们通常通过控制单元馈电点的电流实现。但是因为来自单元的场依赖于沿着单元各处的电流，如果具有相同馈电点电流的单元具有不同的电流分布——即电流沿单元长度方向上的变化方式不同，它们将产生不同的场。

前面部分解释了互耦会改变电流分布，所以在很多阵列中，单元上的电流分布是不同的，结果导致总场之间的关系与馈电点电流之间的关系不一样。幸运的是，这一效应在细的 $l/4$ 单极子和 $l/2$ 偶极天线上相对较小。最普遍的阵列都是用这一类单元构成的，所以通常我们

可以通过施加相同比例的馈电点电流，得到近似于预期比例的场。下面即将详述一些例外的情况。

8.7.2 馈电点与单元电流的关系

对于大部分天线，相对电流分布的差异而言，环境因素更有可能会引起更大的性能异常，这两者（环境因素和电流分布）都可以通过略微调整馈线系统来校正。但是，如果单元非常粗，并且（或者）单元长度接近 $l/2$（单极子）或接近 l（偶极天线），这时场和馈电点电流比值的差异可能会变得非常可观。在这些情况下，不进行大的调整或修正的话，大多数这里描述的馈电系统将不会产生预期的电场比值，除非是下面这种特殊的情况：阵列由两个相同单元组成，且馈电点电流同相或 180° 异相。在那些特殊的情况下，单元电流分布相同，同理，馈电点阻抗也相同。这将在后面馈电系统部分解释。

为了知道要扰乱具有正确的馈电点电流的阵列的方向图，单元必须要多大，我们对一个由 $l/4$ 垂直单元组成的双单元心形阵列在 10 MHz 时进行仿真。采用直径为 0.1 英寸的细单元，前后比为 35 dB，由稍微不均等的单元电流分布引起的反向波瓣非常小。把单元直径增加到 20 英寸，则前后比减小到 20 dB。要使 20 英寸单元的阵列前后比变回到大于 35 dB，需要把馈电点的电流比从 90° 上 1 的标称值变到 83° 上的 0.88。

相同的阵列一开始用 0.1 英寸直径的单元模拟，它的前后比为 35 dB，然后单元被延长，在单元延长到 36 英尺，或者说大约 0.37 l 的时候，前后比降为 20 dB。在该情况下，调节馈电点电流比为 83° 上的 0.9，可恢复到好的前后比。

在下面的讨论展开中，假定场接近正比于馈电点电流。如果单元很粗或长度足够长，从而使得假定不正确，则需要适当调整馈电点的电流比以获得期望的方向图，尤其是零点。大部分馈电系统可以设计成适用于任何电流比。建模可以揭示达到期望的方向图所需的电流比，从而可以进行相应的馈电系统设计。

8.8 一般的相控阵馈电系统

这部分将首先描述对不能达到期望效果的相控阵进行馈电的几种常用方法，并解释为什么它们工作起来不如期望的那样好。该部分也概括地讨论了可以工作但是对业余阵列不适合或不是最优的系统。

接下来一部分将详细描述产生预期单元电流比和阵列方向图的馈电系统。

8.8.1 “定相线”方法

对于一个阵列要产生期望的方向图，单元电流必须满足幅度和相位关系要求。如上所述，通过引入具有相同关系的馈电点电流可以很好地达到这一要求。

要表面上实现，听起来并不难——只要保证连接到单元的馈线的电长度差等于期望的相位角。不幸的是这种方法并不一定产生期望的结果。第一个问题在于经过馈线之后的相移不等于它的电长度。传输线中的电流（或者对另一问题是电压）延迟只在一些特殊的情况下——在大部分业余阵列中都不存在的情况下才等于电长度！阵列中单元的阻抗常常和单独的单元的阻抗大不相同，并且阵列中各单元的阻抗也是相互不等。

由于互耦，所有单元很少能为单元馈线提供匹配负载。相移不匹配的结果可从图 8-14 中看出。观察当馈线端接一个低于馈线特征阻抗的纯电阻阻抗时（见图 8-14A），线上的电流和电压的相位会发生什么变化。在离负载 45° 相移的点上，电流相位超前量少于 45°，电压超前量多于 45°。在离负载 90° 相移的点上，两者都超前 90°。在 135° 的相移点上，电流超前量多于 135°，电压超前量小于 135°。电流和电压波的这一明显的减速加速现象是由前向波与反射波之间的干涉引起的。只要馈线端接的纯电阻阻抗不等于其特征阻抗，这一观察便会发生。如果负载电阻大于馈线的特征阻抗，如图 8-14B 所示，电压和电流相位角互换。在负载中加入电抗会引起额外的相移。电流（或电压）延时等于馈线电长度的唯一情况是：

1．当馈线是平的，就是说端接一个等于其特征阻抗的纯电阻负载的时候；

2．当馈线长度是半波长整数倍的时候；

3．当馈线长度是 $l/4$ 的奇数倍，且负载是纯电阻的时候；

4．对某些特定的负载阻抗采用其他特定的馈线长度的时候。

如果只是把两根馈线简单连接形成阵列的话，可能会产生多大的相位误差？这个问题没有简单的答案。有一些随意设计的馈电系统或许可以得到令人满意的结果，但大部分不会。

把不同长度的馈线连接到单元所带来的第 2 个问题就是馈线会改变电流幅度。除了上面的情况 1、2、4 之外，从馈线流出的电流（或电压）幅度与流进馈线的电流（或电压）的幅度不相同。这一章后面给出的馈电系统确保电流的幅度和相位都正确。

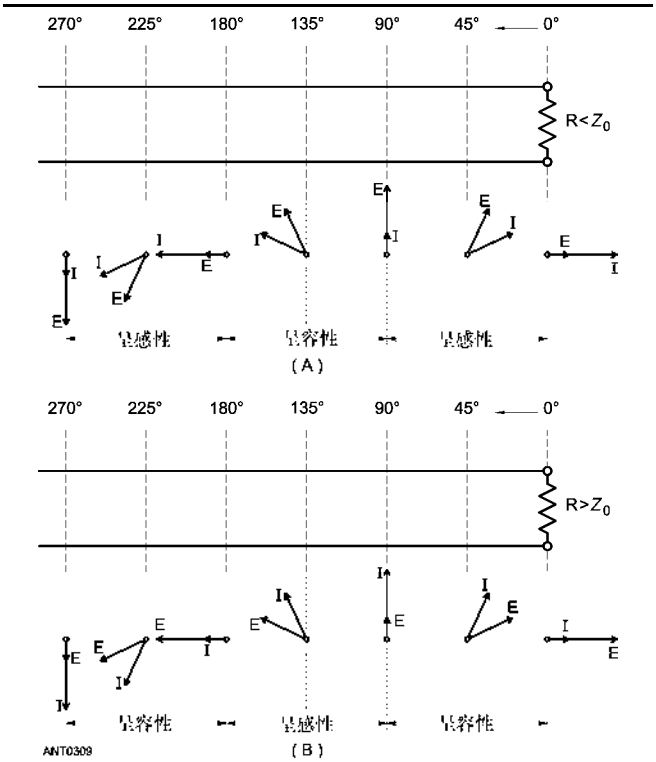


图8-14　沿一根不匹配馈线得到的电流电压。图（A）$R<Z_0$，图（B），$R>Z_0$。

基本的定相线方法适用于 3 种非常特定但又普遍的情况。如果阵列仅由两个相同的单元组成，且单元同相馈电，互耦合会改变单元阻抗，但是两者改变的量相同。结果，假如单元通过相同的传输线馈电，传输线将对电流有相同的变换和延时，导致在单元的馈电点处电流相等且同相。

类似的，由两个 180° 异相馈电的相同单元组成的阵列将具有相同的馈电点阻抗，可以用两根任意长度的传输线馈电，只要一根传输线的电长度比另一根长半波长。但是由于对其他单元的互耦合会导致不同的馈电点阻抗，这不能推广到更大的阵列中的任意两个单元。确保在这种情况下电流比正确的几种方法将在后面给出。

定相线方法适用的第 3 种场合是单元相对波长很短，以及（或者）损耗很大的接收阵列。在任意一种情况当中，单元间的互耦合比单元的自阻抗小得多。这就允许单元各自和馈线匹配，当各单元组合为阵列时，不会发生大的变化。在这些条件下，传输线可以被匹配，并且可以被用作简单的延时线，其相移容易预计，除了电缆损耗，电流和电压幅度没有变换。这将在后面有关接收天线部分进行讨论。

很多阵列可以用只由传输线构成的馈电系统馈电，但是这一技术要求知道单元在正确馈电阵列中的馈电点阻抗。然后就可以计算出提供给那些特定的负载阻抗以正确的电流比例的传输线长度。线长的改变量和单元相角的变化量通常相差很大，合适的线长并不总是能找到。这一技术会在本章后面“能够工作的最简单馈电系统”章节部分给以更全面的描述，并在相控阵设计举例的例子中加以说明。

8.8.2　Wikinson 分配器

Wikinson 分配器，有时候叫做 Wikinson 功分器，曾经被着重推荐为相控阵单元的功率分配方式。尽管在其他方面很有用，但它在天线单元上无法产生想要的电流比。在大多数相控阵中，单元馈电点阻抗不同，因此想要得到相同的电流幅度，所要求的功率不同（参看上面关于互耦合部分）。Wikinson 分配器用来向多个负载传送相同的功率，而不是电流。当负载阻抗不同的时候，这一功能也实现不了。

8.8.3　混合式耦合器

人们提出*混合式耦合器*来解决获得单元间相位差为 90° 的相等电流幅度的问题。不幸的是只有当负载阻抗相等且适当的时候，它们才提供相等幅度、正交（90° 相位差）的电流。这对于正交馈电单元构成的阵列不成立，除了由短单元和/或有损耗单元组成的阵列以外，通常只适于作接收。在那些阵列中，混合式耦合器是有用的，原因与前面讨论的定相线方法相同。

在写这本书的时候，混合型耦合器至少作为一种阵列的相位调整器广泛使用于一种流行的商用产品中。报告指出其工作令人满意。然而，这并不能证明混合型耦合器能在任意阻抗的负载上产生等幅 90° 相差的电流。包括混合型耦合器在内，没有无源网络能做到这一点。详见下面的“魔术弹”。

8.8.4　大型阵列馈电系统

笔者曾经参与一个雷达系统的工作，其发射阵列由 5 000 多个独立的偶极天线单元组成，接收阵列由 4 000 多对交叉偶极天线构成，所有都在一块金属反射面上方，它是一个 140 英尺高的建筑的斜面。在这么大的阵列中，除了阵列边缘附近，每个单元实际上和其他单元处在相同的环境下，所以几乎所有的单元具有接近相等的馈电点阻抗。尽管产生相移和幅度锥削在数学上是一个相当大的挑战，但单元馈电点阻抗不等的问题很大程度上可以被忽略。因此，这些大型阵列的馈电方法通常不适用于典型的少单元业余阵列。

8.8.5　广播方法

我们可以设计网络把单元基本阻抗从激励阵列中的

值变换到 50 Ω。然后可以在馈线的节点处插入另一个网络，对各单元分配适当的功率（并不需要均等分配）。最后必须加入额外的网络来校正其他网络的相移和幅度变换。这一普遍的方法被广播业所采用，用于那些对于特定的频率和方向图只需一次调节的典型装置。

尽管这种技术可以用于对任何一种阵列进行正确馈电，该技术却设计困难，调试繁杂，因为各种调试相互影响。当调试好相对电流和相位后，馈电阻抗变化，这反过来影响单元电流和相位等。采用这种方法更大的缺点在于通常不可能改变阵列的方向。把这一技术应用于业余阵列的相关信息可以在参考书目中 Paul Lee 所著的书中找到。

8.8.6 “魔术弹”

在开始本书写作的 15 年前，天线手册的这一部分包含一种假想的无源电路说明书，不论负载的阻抗大小，该电路都可以为两个负载提供等幅 90° 相差的电流。该电路使我们可以把任意两个单元连接起来，并保证它们具有相同的电流。

说明书上附带了一个请求，请任何了解这一电路的人联系作者（Roy Lewallen（W7EL））或者图书编辑。在这期间，只在 1996 年收到一个回应。这一回应来自 Kevin Schmidt（W9CF）他用数学公式证明，如果只限于互易单元，这种除 0° 和 180° 之外实际可产生任意相对相位的电路根本不可能存在（那就是说，除非是采用方向性器件如铁氧体环行器等，否则不可能存在）。这意味着，为了设计一个在 0° 或 180° 以外的任意相位角上对单元馈电的网络，我们必须至少知道一个单元的阻抗，并且馈电系统的正常工作依赖于该阻抗。这一要求是不可避免的。在写作本书的时候，Schmidt 的证明可以在网页 fermi.la.asu.edu/w9cf/articles/magic/index.html 上找到。

8.9 业余阵列的推荐馈电方法

下面的馈电方法能产生具有期望的电流幅度和相位关系的单元馈电点电流，这就能产生想要且可预计的方向图。当使阵列单元电流处在正确值的时候，大部分方法要求知道一个或更多个阵列单元的馈电点阻抗。直接测量是不可能的，因为如果单元电流正确，馈电系统将正常工作，不需要进一步的设计。

到目前为止，如果可能的话，最容易获得这一信息的方法就是通过计算机建模。建模程序，比如 EZNEC-ARRL（包含在原版书附带的光盘中），允许你构建一个具有理想单元电流的理想阵列，然后观看得到的馈电点阻抗结果。由于该方法简便且用途广泛，它被大力推荐且本章中所举的阵列的例子都是用它来设计的。

有些馈电系统允许进行调整，所以即使是近似的结果也可以提供适当的起点来作为馈电系统设计的基础。计算机建模还有一些其他方法可以选择。一种是先消除待测单元对其他单元的耦合效应，通常通过把其他单元的馈电点开路来实现。然后就可测量单元的馈电点阻抗。接着就得计算来自其他单元的互耦合引起的阻抗变化，计算基于在其他单元中想得到的电流、它们的长度及它们离待测单元的距离。为了进行这一计算，必须知道每对单元间的互阻抗（由于互耦效应，互阻抗不同于阻抗变化），这可以通过测量、计算或图表来确定。

只有对最简单的单元类型才可能使用后两种方法，且测量很难精确进行，因为它涉及分辨两个相对较大值之间的非常小的差异。如果每一个单元相对来说都很粗（也就是说，它们的直径都很大，因为这将会影响到电流分布），或者它们不能完全笔直或平行，那么计算结果的精确性将会下降。

所以你采用建模外的其他方法得到好的结果的唯一情形是用来建模的最简单的情形。建模可以确定许多无法通过手工方式或绘图方式来计算的天线的馈电点阻抗。因此，这里没有讨论或使用手工方式。光盘的附录中包含了 ARRL《天线手册》前一版本的公式，以供感兴趣者参考，你也可以在参考书目的许多文章（尤其是 Jasik 和 Jahnson 的文章）中找到更多的相关信息。

8.9.1 用 *l*/4 传输线强制电流—同相或 180° 异相单元

这里介绍的馈电方法以最简单的形式用在电视接收天线或其他阵列的馈电中，正如 Jasik 在书的 2～12 和 10～24 页，或 Johnson 在书的 2～14 页上提出的那样。然而，直到在 ARRL《天线手册》上首次被提出之后，这种馈电方法才被广泛用于业余阵列。

这种方法利用了 *l*/4 传输线的有趣特性（所有的线长度都是指电长度且假定传输线没有损耗）。见图 8-15。*l*/4 传输线的输出电流幅度等于输入电压除以传输线的特征阻抗。这与负载阻抗无关。另外，输出电流的相位相对输入电压滞后 90°，也和负载阻抗无关。这些特征可以用来在对单元之间具有特定相位差的阵列馈电时进行优化。

如果任意数量的负载通过具有相同阻抗的 *l*/4 传输线连接到相同的激励点上，则无论负载阻抗大小，负载的电流将被强制相等且同相。所以不管单元的阻抗由于互耦合改变了多少，采用这种方法可以使任意数量的同

相单元正确馈电。需要不等幅电流的阵列可以通过不同阻抗的 $l/4$ 传输线来馈电从而获得不同的电流比。

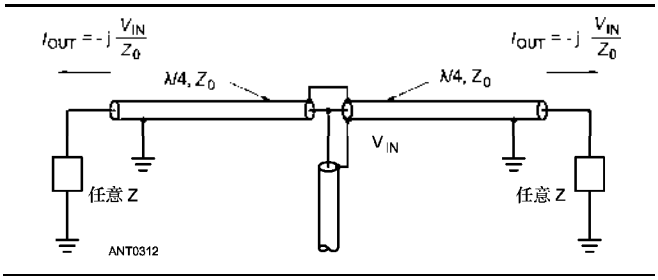


图8-15　$l/4$传输线一个有用的特性，见正文。这一特性用在电流强制法这一对耦合单元阵的馈电方法中。

$l/2$ 传输线的特性也是有用的。因为无论负载阻抗大小，$l/2$ 传输线的输出电流等于输入电流相移 180° 以后的值，任何数目的半波长度的线可以加到基本的 $l/4$ 线上，电流和相位的强制特性将保持。例如，如果一个单元通过 $l/4$ 线馈电，另一个单元从相同的点上，通过具有相同阻抗的特征阻抗的 3/4 l 线馈电，无论单元馈电点阻抗是多少，这两个单元的电流幅度将强制相等，且 180° 异相。

如果一个有且只有两个相同单元的阵列，用等幅度同相或 180° 异相电流馈电，两个单元将具有相等的馈电点阻抗。原因是当每个单元看对方的时候，看到的都完全一样。在同相阵中，每个单元看到一个电流完全相同的单元；在异相阵中，每个单元看到一个电流等幅相位差 180° 的单元，在这两种情况下，单元间距相等。这一点对于像 90° 馈电阵列不再正确，在这些阵列当中，一个单元看到另一个单元的电流比它的电流超前 90°，而另一个单元看到的对方的电流是滞后的。

对于同相或 180° 异相馈电的阵列，通过相等长度（同相）或长度差 180°（异相）的馈线对单元进行馈电，无论馈线多长，单元馈电点阻抗多么偏离馈线的特征阻抗 Z_0，都将导致正确的电流幅度比和相位差。

除非馈电点阻抗等于馈线特征阻抗 Z_0，或者馈线长度是半波长的整数倍，否则馈线输出电流的幅度将不等于输入电流幅度，相移也不等于馈线的电长度。但是两根线将产生相同的变换和相移，因为它们的负载阻抗相等，从而产生一个适当馈电的阵列。然而在实际中，即使在这些阵列中，馈电点阻抗常常不等，这是由诸如不同的接地系统（对垂直接地单元而言），靠近建筑物或其他天线，或者不同的离地高度（对于水平或架高垂直天线而言）等因素所引起的。

在很多更大的阵列中，两个或多个单元必须用相等的电流以同相或异相方式馈电，但是与其他单元的耦合能够使它们的阻抗变得不等——有时候尤其如此。使用电流强制方法允许馈电系统设计者忽略所有这些效应，却仍能保证对任意数目的 0° 或 180° 馈电单元的任意组合，电流幅度相等、相位正确。

这一方法在实际阵列设计部分被用来开发四方和 4 单元矩形阵列的馈电系统。一个四方形天线的前后单元提供了一个具有完全不同馈电点阻抗的单元被强制输出相等异相电流的很好的例子。

8.9.2　“能工作的最简单的相控阵馈电系统”

这是在《ARRL 天线纲要》卷 2 上的一篇文章的题目，这篇文章描述了怎样用仅由传输线构成的馈电系统对阵列进行馈电（这篇文章可以在 eznec.com/Amateur/Articles/Simpfeed.pdf 里看到）。

正如在前面的定相线部分解释的那样，这种方法要求知道在正确馈电阵列中，单元馈电点阻抗是多少。对于大部分但不是全部的阵列，馈线长度可以随之计算出来。这些长度将在确实呈现那些馈电点阻抗的阵列单元上产生期望的电流比。如果你知道连接到传输线（其输入端与公共源连接）的负载的阻抗，就可以很容易地计算出对任意长度的传输线产生的负载电流。然而逆问题要困难得多。那就是说，给定负载阻抗和期望的电流来计算所需的电缆长度。

解决这个问题的一种方法是选择一些馈线长度，求解电流，检查答案，调整馈线长度，再不断尝试直到得到期望的电流。在发展出一种直接求解传输线长度的方法前的一段时间，作者采用了这种迭代方法，首先采用一个可编程计算器，后来用到计算机。直接求解的方法在那篇纲要文章中简要介绍了一下。

图 8-16 显示了用于 2 单元阵列的所谓“最简单”的基本系统。尽管它和前面所述的基本定相线系统类似。关键的区别在于计算了线 1 和线 2 的长度来提供当传输线端接实际馈电点阻抗时的正确的相对电流幅度和相移。

采用这一“最简单”的馈电系统的优势正是它的简单。它不会比基本的相位线方法复杂但却能按计划工作。相对其他一些方法的劣势在于没有简单的调试方法来补偿环境因素、阵列缺陷或已知的不精确馈电点阻抗。

尽管比较罕见，但也有可能对于一些阵列找不到合适的馈线长度，或者至少找不到具有实际馈线特征阻抗的馈线。在馈线电长度之间的差异几乎从来不等于单元电流之间的相角差。这是因为不同的馈线延迟是由不同的馈电点阻抗引起的。

原版书附带光盘上的程序 Arrayfeed1 可以对双单元（单独或位于大型阵列中）、一个四方阵列或一个矩形阵列作计算，四方或矩形阵列中的两个同相单元，相对另两个同相单元用任意幅度和相位的电流激励。这些可能的情况包括了大量的常用阵列。

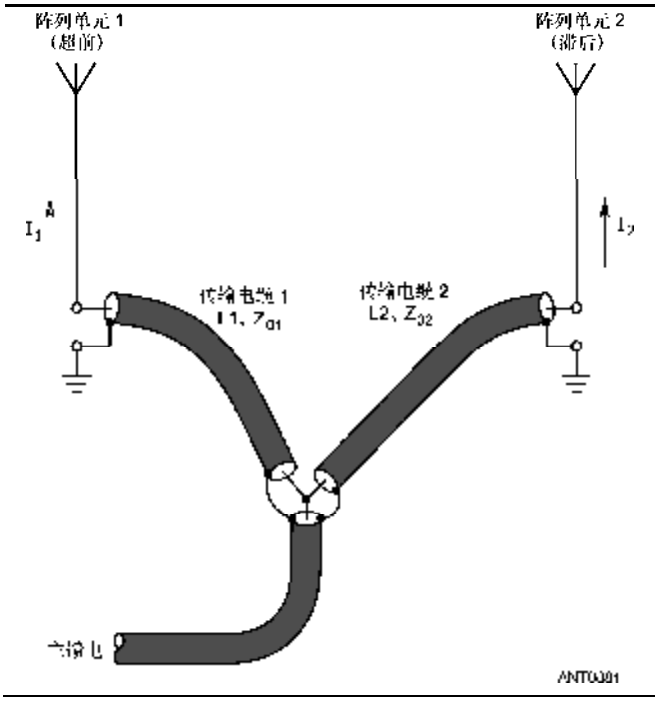


图8-16　对2单元阵的“最简单”馈电系统，这里没有使用匹配或相位调整网络，只有传输线。

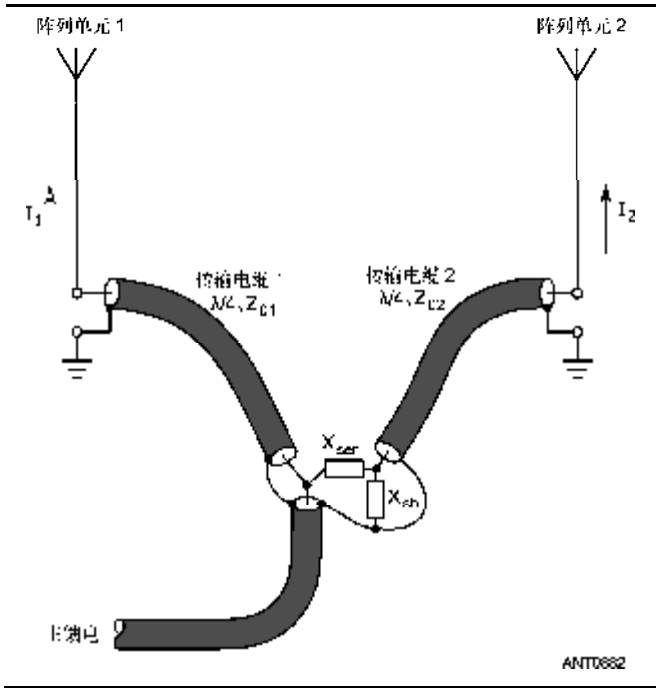


图8-17　在图8-16中加入一个简单的L网络，允许你以其他相对相角或幅度比简单调节单元对的馈电。

使用原版书附带光盘上附录 B 中对更大阵列的馈电部分所描述的方法，Arrayfeed1 也可以用于其他类型的阵列。正确馈电阵列中的单元馈电点阻抗所要用到的知识可以通过使用也包含在光盘上的 EZNEC-ARRL 得到。采用 EZNEC-ARRL 和 Arrayfeed1 来设计几个不同阵列的最简单的馈电系统的例子可以在相控阵设计举例部分找到。

对于选定的馈线特征阻抗，当得到一个可行的解之后，往往能得到第 2 个不同长度的解。参看“相控阵设计实例”的前言部分有关选择所使用的解的评论。

8.9.3　一个可调节的 L 网络馈电系统

调节任意两个单元的电流比需要改变两个独立的量：例如电流比的幅度和相位。要求两个自由度——至少部分独立的调节。前面所述的最简单的全传输线馈电系统通过调节两个传输线的长度来取得正确的比值。

但是如果天线的特征了解得不透彻——例如，甚至不知道接地电阻的近似值——那么初始的最简单设计就不是最优的，并且调节会困难而令人厌烦。电流强制方法独立于单元特征产生正确的电流，所以只要单元相同，它就不需要调节。但是它只适合为同相或 180° 异相以及一些固定电流幅度比的单元馈电。

如图 8-17 所示加入一个简单的网络允许你在其他相对相角或幅度比时可以很方便地调节单元对的馈电。任意想要的电流比（幅度和相位）可以通过在由长度任意的（相等或不等的）线馈电的两个单元上加入一个网络来得到。

然而，一般情况下的计算是复杂的。如果传输线的长度限制为 *l*/4 的奇数倍，形成一个包括一个外加网络的改良的强制系统，这个问题会变得简单得多。这一方案至少还有 3 个优势。其一是即使不知道速度因子，*l*/4 线也容易测量。这在后面的“相控阵设计的实际问题”部分有作说明。

其二是馈电系统对两个单元之一的馈电点阻抗变得完全不敏感。其三是用于对更大阵列中的一组单元进行馈电的强制系统的传输线可以用来替代常规的 *l*/4 线。这同时大大简化了更大阵列的馈电系统的设计和馈电系统本身。注意如果有必要的话，两根线都可以变为 3 *l*/4 长，以跨越单元间的物理间距，但是两根线必须同时为 3 *l*/4 长。

这一基本的馈线方法可以用于任意单元对，或用于具有强制相等电流的两组单元（参看下面的“对 4 单元和更大的阵列馈电”）。很多网络可以实现期望的功能，但是对大多数馈电系统一个简单的 L 网络已足够。网络可设计成相位超前或相位滞后。简单的 2 单元 L 网络馈电系统如图 8-17 所示。这个普遍的方法的很多变形都可以采用，但是这里讨论的方程、程序、方法只适用于图示的馈电系统。

如果 I_2/I_1 的相位角是负数（单元 2 滞后于单元 1），L 网络通常类似于一个低通网络（X_{ser} 是电感，X_{sh} 是电容）。但是如果相位角是正的（单元 2 超前单元 1），L 网络将类似于一个高通网络（X_{ser} 是电容，X_{sh} 是电感）。然而，有些电流比和馈电点阻抗会导致两个器件都是电感

或都是电容。

如果想要维持馈电系统的对称性，X_{ser} 可以分成两部分，每个被串联进一个传输线导体。如果 X_{ser} 是一个电感，每个新的器件都将具有原来的 X_{ser} 值的 1/2，如图 8-18 所示。如果 X_{ser} 是一个电容，每个新的器件都将具有原来的 X_{ser} 值的 2 倍。

由于 $l/4$ 线的电流强制特性，我们需要使线输入端的电压比等于线输出端也就是单元馈电点的期望电流比。L 网络的作用是提供期望的电压变换。如果网络的输出输入电压比为 2，相角为−60°，那么单元电流比 I2/I1 为 2，相角为−60°。网络的电压变换受单元 2 阻抗的影响，但不受单元 1 阻抗影响。所以设计馈电系统时只需要知道单元 2 的阻抗。

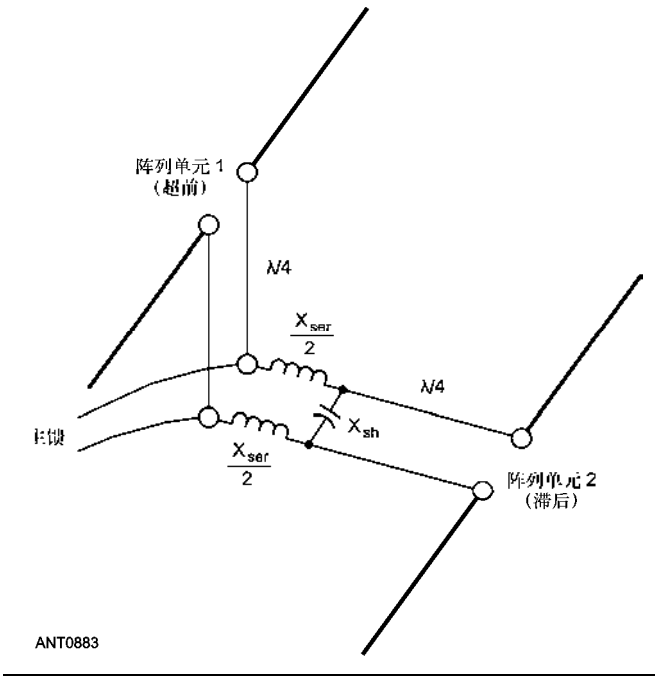


图8-18　类似图8-17的对称馈电系统，馈电网络被分成两个对称部分。

为了设计网络，必须知道滞后单元或单元组的馈电点阻抗。最好的确定方法是用 EZNEC-ARRL 来模拟阵列。对于一些简单的单元和阵列类型的阻抗，用附录 B 的方程就可以手工计算，但是这些同样类型的单元和阵列容易建模。

在“相控阵设计举例”部分也可以找到用 EZNEC-ARRL 和 Arrayfeed1 对几种不同阵列设计 L 网络馈电系统的例子。这个馈电系统的一个类似的应用和用来计算的电子数据表程序由 Robye Lahlum（W1MK）开发，并在 Low-Band DXing 中描述（见参考资料）。如果愿意，Arrayfeed1 可以用于那本书中所描述的馈电系统的应用。

8.9.4　另外的考虑

对4单元和更大阵列馈电

上述最简单的馈电方法和 L 网络方法都可以推广，用于对具有两组单元的更大的阵列馈电，其中每一组的所有单元相互同相或相互异相，本质上说来，就是可以用电流强制方法馈电的任意的单元组。每组中的单元用 $l/4$ 或 3 $l/4$ 线连到公共点，强制使组内的电流比正确。然后最简单的方法和 L 网络方法可以用来产生两组单元间的正确的相位关系，就像两个单个单元之间一样。

适用于这种描述的两种常用的阵列是四方和 4 单元矩形阵列。但是也可以构造更精细的阵列并用这种方法馈电，比如像二项式阵列对（单个二项式阵列在下面的“相控阵设计例子部分”有作描述）。

如果单元不相同该怎么办？

得到想要的方向图要求来自单元的场的相对幅度和相位正确。如果单元相同，这是目前为止我们通常所假定的，那么产生想要的幅度和相位的电流就将产生想要的场（忽略其他地方讨论的互耦合电流分布效应）。

但是如果单元不相同该怎么办？幸运的是，只要系统能够被精确模拟，这里描述的馈电系统仍然能用于任意 2 单元阵列和一些更复杂的阵列。但是需要一种和相同单元情况稍微不同的方法。

第一步是在每个单元的馈电点处用电流源来模拟阵列。然后改变模拟源电流的幅度和相位，直到获得想要的方向图。接着计算馈电点（源）电流比，该值和该模型报告的馈电点阻抗可用于馈电系统设计。馈电系统将产生与模型相同的电流比，结果产生相同的方向图。

一般而言，这种方法对于并联馈电的塔或伽马馈电的单元不起作用，因为精确地模拟那些系统很困难。更多信息见并联和伽马馈电的塔和单元。

并联和伽马馈电的塔和单元

在一个并联、伽马或类似馈电的塔或单元中，馈电点电流和单元中流动的主电流不相同。馈电点电流和单元电流之比不是常数，而是和很多因素有关。在并联或伽马馈电单元中的电流比和馈电点的电流比往往不相同，而且常常差别很大。这使得由这些单元构成的阵列的馈电系统的设计复杂化。

一个限制性更强的问题是馈电点阻抗难以确定。在一个适当馈电的阵列中的一个或更多单元的馈电点阻抗必须知道，这样才能设计除了同相或 180° 异相的双单元阵列之外的所有阵列。

对于一个并联或伽马馈电阵列，获得这一信息的唯一可行办法是通过模拟一个具有想要的单元电流的阵列。但是 Cebik 已经指出（“NEC-4 的两个限制”——见参考资料）很多常用的天线分析程序，包括 EZNEC- ARRL，难以精确模拟具有两个不等直径导线的折合偶极天线。当并联和伽马馈电单元直径和并联或伽马馈线直径相差很大的时候，这一问题也会发生。如果馈电点阻抗不准确，馈电系统就必须经过调节才能工作。利用基于 MININEC 的模拟程序，也许能够得到具有合理精度的结果，但是使用它的时候必须仔细考虑很多问题（参看列在参考书目中 Lewallen 所著的文献，“MININEC——剑的另外一刃”）。

如果这一 MININEC 程序可行，你将不得不模拟整个阵列，包括馈电系统，它的源在并联或伽马线的正常馈电点处。接下来你得调节源的幅度和相位来产生想要的方向图。你将用程序计算出的源阻抗和电流来设计馈电系统。很有可能需要作一些调节，所以最好使用将会在后面描述的如 L 网络这样的馈电系统。

加载、匹配和其他网络

在单元或单元馈电点处串联像加载电感这样的器件不会改变单元电流与馈电点电流的比值。因此，如果单元包含串联器件，设计成产生特定的单元电流比的馈电系统仍将正常工作。然而，设计馈电系统的时候必须考虑加载器件带来的额外的馈电点阻抗。类似的，只要单元电流分布在本质上是相同的，端或顶部加载不会改变馈电点电流和单元电流之间的关系。（见前面的“馈电点与单元电流的关系”部分）

然而，插入任意并联器件或者包含一个并联器件的网络，将改变馈电点和单元电流之间的关系，因为它将转移部分本应流进天线的馈线电流。结果，一个设计成在馈电点处传送正确的电流的馈电系统将产生不正确的电流，因而产生不正确的方向图。因而，在馈电系统到各单元的分叉处，靠天线端的那部分的任何位置，都应该避免采用除了串联负载以外的任何器件或网络。

这一规则有一些例外。如果在激励阵列中各单元的馈电点阻抗相等，就可以在单元的馈电点处放置包含或不包含并联器件的相同的网络，且只要网络在恰当的位置，馈电系统的设计可实现适当的馈电点电流比，就能保持合适的单元电流比。相等的单元阻抗发生在只由两个同相或 180° 异相馈电相同单元构成的阵列，或单元数目任意且单元具有短的电长度和/或损耗很大的阵列上。

相控阵中的巴伦

当用同轴电缆馈线对垂直接地单元进行馈电的时候，为了得到正确的阵列方向图，并不一定需要巴伦。但是如果由于对单元的互耦合，在馈线的外侧感应出的电流在无线电收发室中引起射频，就希望用一个巴伦。并且如下面所解释的那样，对于偶极天线阵列或其他高架单元阵列，巴伦对获得适当的电流比是重要的。

然而，首先将阐述在相控阵中使用巴伦的一般规则。这里“主馈线”是指从发射机或接收机到公共点之间的馈线，在公共点处系统分别对各个单元进行馈电。“定相系统线”是指在公共点和任一单元间的任意传输线。规则如下：

规则 1：必须使用一个或多个巴伦（更确切地说是电流型巴伦，有时候叫做扼流巴伦）来抑制主馈线上的非平衡电流。当用来自非平衡的装备或调谐器的同轴馈线对接地单元馈电的时候通常对这一点不作要求。非平衡电流会发生在同轴或平行导线上。

列在参考书中的“巴伦：它们能做什么以及它们怎么做？”，描述的是非平衡传导（共模）电流。非平衡也可以由对阵列单元的互耦合引起。共模电流对阵列性能至少有两个不利影响。首先，非平衡电流可以从主馈线流向定相系统线，而并不一定以正确的比例分流来维持正确的单元电流比。这会影响阵列方向图。然而在实际中，除非共模电流出奇地大，否则这一效应一般都较小。然而，即使是小共模电流，也会导致主馈线辐射，且即使小量的辐射也会严重恶化阵列方向图的零点。任何种类的电流型巴伦都可用在主馈线沿线的任何位置，除了对共模电流的减小程度有影响外，不会对阵列方向图造成任何影响。

规则 2：巴伦或任何其他器件和网络都不应该插入任何会改变线长或特征阻抗的相控系统线内。这意味着在定相系统线中的巴伦必须是由定相线本身制作而成。可选项有 W2DU 型巴伦，它由沿馈线外围放置的铁氧体芯组成；空心巴伦，它是通过把部分线绕成近似自谐振或高阻抗线圈而做成；或者把部分线绕在铁氧体芯或棒上做成几匝线圈。当使用同轴电缆的时候，馈电系统的特性由电缆的内部规定。任何外侧的芯子或者线圈防止在外侧产生共模电流，但是对定相性能没有影响。这一规则同样适用于平行导线，对平行导线巴伦只影响共模电流（等效为同轴线的外部电流），而定相性能依赖于差模电流（等效为同轴线的内部电流）。

当对偶极天线或其他高架阵列馈电的时候，巴伦是重要的，除非使用完全平衡的调谐器。这是因为共模电流代表一部分本应流到阵列单元的电流的分流。共模电流的出现意味着单元电流正在偏离期望的比例因而得到的不是想要的方向图。巴伦应该放置在任何流路径存在的地方，而不是沿着平行线导体或同轴线的内表面上。例如，在同轴电缆连接到偶极天线的地方存在这样的路径，如上面所引用的巴伦一文的图 1 所示，或者在平行

导体传输线连到非平衡调谐器或同轴线的地方也存在一条这样的路径，如那篇文章中的图 2 所示。在所有这两种情况下，对在同轴电缆外表面流动的共模电流都存在一条路径。巴伦对该电流产生了一个高阻抗，因此降低了它的幅度。但是记住，所有的巴伦遵守上面的规则。

图 8-19 显示了用 L 网络馈电系统对偶极天线阵列同轴馈电的巴伦的推荐位置。

接收阵列

虽然可能不是十分直观，一个发射时增益和方向图固定，并考虑到互耦合、单元电流、场增强和相消等因素的阵列，用作接收时的性能将完全相同。所以设计接收阵列时可把它当作发射阵列来解决问题。

然而，在高频以及以下频段，对发射天线和接收天线的系统要求是不同的，所以设计只用作接收的阵列时可以不适合用作发射但是完全足够在那个频段用作接收。其原因（在本书第 13 章将描述得更详细）是在高频及以下频段，大气噪声通常要比接收机内部噪声大得多。降低接收天线的增益和效率的同时，以同样的因子降低了信号和大气噪声。因为从实际用途来说整体噪声是所有的大气噪声，信噪比不受天线效率的影响。

当然，可以通过降低效率来把大气噪声降低到使接收机自身成为主导的噪声源，但是通常而言，直到天线相当低效的时候，这才会发生。发射的时候，降低效率则降低了发射信号，但是它对接收站的噪声没有影响。所以降低发射天线的效率导致接收端信噪比的降低，所以应该避免。

通过增加单元的损耗（因此也降低了效率）或将单元的尺寸减小到波长的一小部分，可以把互耦合效应降到最低。只实施第 2 个方法而不实施第 1 个通常不是一个好主意，因为对于小单元而言，馈电点阻抗通常会随着频率而急剧变化，使天线只在一个窄带内工作良好。但是即使是小单元，增加损耗除了降低互耦合效应外会展宽带宽。所以这种方法通常用于设计只作接收用的阵列。由于损耗使互耦合效应最小化，因此只要遵照一些简单的规则，馈电系统的设计就会变得相对简单。参见上文的损耗电阻，互耦和天线增益。

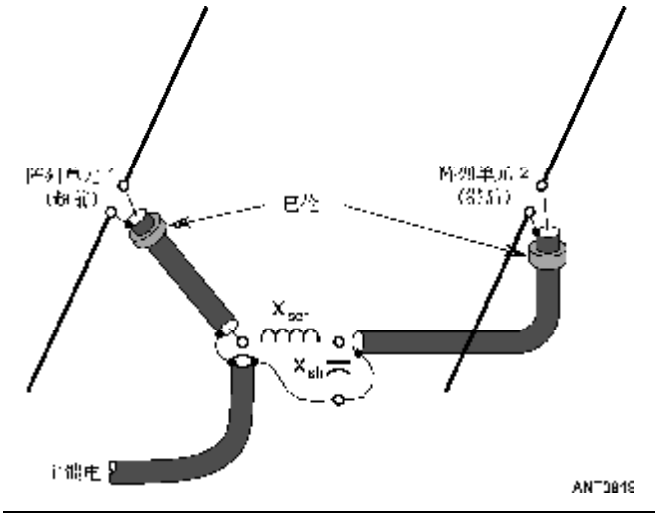


图8-19　在双偶极天线馈电系统中加入扼流型巴伦来去掉辐射到同轴电缆的屏蔽屏的共模电流。

8.10　相控阵设计举例

这部分也是由 Roy Lewallen（W7EL）所著，列举了采用前面部分给出的设计原理为几种阵列设计馈电系统的例子。除了最后一个例子以外，所有的阵列都假定是由 *l*/4 垂直单元组成的。最后一个例子是针对半波长偶极天线阵列的，它说明对于任意形状的阵列，包括偶极天线、方框和三角阵列，都可以采用完全相同的方法。同样的，这里展示的方法一样可以很好地适用于 VHF 和 UHF 阵列。第一个例子比剩下的例子包含更多的细节，所以你应该先读它。

8.10.1　通用的阵列设计考虑

如果使用最简单的馈电系统（图 8-16）或者 L 网络馈电系统（图 8-17）两者之一，当所有的阵列单元具有正确的电流的时候，必须知道一个或多个馈电点阻抗。到目前为止，确定它的最好方法是建模。如果出于某些原因，精确建模实际不可行，那就应该从一个近似的模型进行估计，而你可以预料到建模及安装完成之后，必须调节馈电系统。

在原版书附加光盘的附录 B 中给出了一些简单结构的人工计算方法，但是正如前面所述，其计算比较繁琐，且这种方法能算的就只是那些最容易模拟的结构。在下面的例子中，采用 *EZNEC-ARRL*（也包含在 CD 中）来确定馈电点阻抗。受篇幅所限，我们不在这里对建立模型作详细的说明，所以这里他们都是完整的形成。它们应该为任何你想尝试的变化提供一个方便的起点。若在使用该程序中需要帮助，可参见 EZNEC-ARRL 手册（通过点击主 EZNEC-ARRL 窗口中的 Help/Contens 进行访问）。

在下面的例子中，垂直单元的高度接近 *l*/4，而偶极天线单元接近 *l*/2，并且当其他单元不存在或开路的时

候，它们的长度已经被调整为谐振长度。在实际中，没有必要使单元自谐振——它只是作为这些例子的一个方便的参考点。当看到在阵列中单元馈电点处存在多大电抗时，你会觉得有趣，因为我们知道当只有一个单元存在的时候，电抗非常接近零。

在任何实际的垂直接地单元中，对于每个单元都有接地损耗。损耗大小取决于接地辐板的长度和数目，以及在天线下方和周围的地面类型和湿度。该阻抗变成馈电点阻抗的一部分，所它必须包括在用来确定馈电点阻抗的模型中。下面的 90°馈电、90°间距的阵列例子中讨论了这是怎么做的。图 8-20 给出了基于 Sevick（1971 年 7 月和 1973 年 3 月 QST）测量典型接地系统的电阻值。基于图 8-20 的馈电系统器件参数值将处于正确值的合理范围内，即使地面特性和 Sevick 的测量稍有不同。

测量使用中等长度的辐板（0.2 *l*～0.4 *l*）。确切的电阻值，尤其是对于少数几个辐板的电阻，将由天线下方的土壤决定。为细的 *l*/4 垂直单元的近似的馈电点阻抗加 36 Ω。

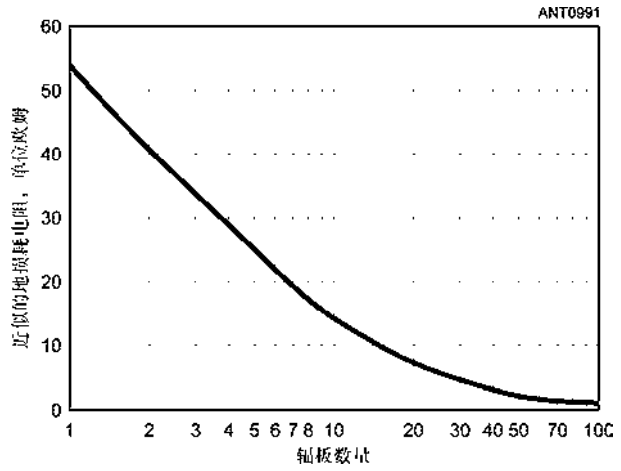


图8-20　一个*l*/4垂直接地单元的近似的接地系统的损耗电阻与辐板数的关系，基于Jerry Sevick， W2FMI的测量。测量使用中等长度的辐板（0.2 *l*～0.4 *l*）。确切的电阻值，尤其是仅有少数几个辐板时的电阻，将由天线下方的土壤决定。细的*l*/4垂直单元的近似的馈电点阻抗应再加上36 Ω。

用于下文阵列设计举例的馈电系统基于下面给出的电阻值。

辐　板　数	损耗电阻（W）
4	29
8	18
16	9
无穷	0

高架辐板系统也具有一些接地损耗，尽管它比具有同样数目的掩埋辐板的系统要低得多。该损耗自动包含在含有高架辐板的模型的馈电点阻抗中，所以不要求作进一步的估计。当用 EZNEC-ARRL 模拟一个高架辐板系统的时候，要保证使用完美的高精度接地系统。在其他基于 NEC-2 的程序中，这可能是指 Sommerfeld 类型的接地。更多的信息可以在 EZNEC -ARRL 中找到。

这里并没有解决如何匹配阵列以取得连接到基站的馈线上的最佳 SWR 问题，因为它是个独立的问题，偏离了我们的主题，即设计馈电系统来产生想要的方向图。有些更简单的阵列提供接近 50 或 70 Ω 的匹配阻抗，所以不需要进一步的匹配。然而，正如程序 Arrayfeed1 显示的那样，很多更大的阵列呈现对直接连接不利的阻抗且如果要求在主馈线上得到低 SWR，就要求匹配。如果匹配是必须的，应该在通往基站的单根馈线内放置合适的网络。尝试通过调整相控 L 网络、单个单元长度或单个单元馈线的长度或在单元馈电点进行区配来改进匹配，通常会破坏阵列的电流平衡。原版书附带光盘包含的程序 TLW，可以用来设计一个适当的匹配网络。在本书的第 25、26 章可以找到关于阻抗匹配的信息。

8.10.2　选择 Arrayfeed1 的解

当为一个双单元阵列设计一个馈电系统的时候，程序 Arrayfeed1 允许你选择连到单元的两条传输线的特征阻抗，两者不一定相等，所以你可以在不止一个解中进行选择。然而，如果传输线具有不同阻抗，定向阵列切换会困难得多，所以你通常应该使用相同的特征阻抗。

对于更大的阵列，Arrayfeed1 要求连到所有单元的馈线具有相同的阻抗。在选择传输线阻抗值的时候，通常你可以简单地使用简便的阻抗。但是通常而言，你应该避免使用器件电抗值和传输线的特征阻抗有很大不同（大于 3 倍或小于 1/3）的解。这种网络对调节更为挑剔，且阻抗和方向图都会随着频率急剧变化。你通常可以通过选择和单元馈电点阻抗在同一数量级的馈线阻抗来避免这个解。在实际阵列设计部分的最后的例子说明了这个问题和它的解。

当设计一个“最简单”的馈电系统的时候，最宽带宽且最不挑剔的系统往往是馈线电长度差最接近单元相对相角的系统。这里，“宽带”是指方向图随频率的变化更少，而不需要 SWR 的变化更少。然而，一个在方向图意义上宽带的阵列通常对于 SWR 而言也是相对宽带的。

Arrayfeed1 计算出在主阵列馈电点处的阻抗。虽然你可能会很想选择在主馈线上产生最低 SWR 的解，但是如果你选择时基于上述准则，且必要的时候，在阵列的主馈电点处提供独立的阻抗匹配，那么你将最终得到一个

更不挑剔且更宽带的系统。

8.10.3 90° 馈电、90° 间距的垂直阵列

这个例子展示了一个 2 单元、90° 间距且 90° 馈电的垂直阵列的“最简单”馈电系统和 L 网络馈电系统的设计。使用其中任一种馈电系统的首要任务是确定当单元放置在一个具有想要的单元电流的阵列中时的馈电点阻抗。“最简单”馈电系统方法要求两个单元阻抗都要知道，而 L 网络系统只要求知道一个。事实上，使用 EZNEC-ARRL 来确定 2 个和找到 1 个一样容易。（附录 B 为那些对人工方法感兴趣或想进一步知道阻抗是怎么来的读者附了方程。）第一步是指定我们要的天线。对于本例，我们指定：

- 频率：7.15 MHz
- 2 个 1 英寸（2.54 cm）直径，33 英尺（10.06 m）长间隔 90° 电角度的相同单元，单元电流幅度相等，相位差 90°
- 在每个单元下方有 8 根掩埋式辐板线，长为 0.3 *l*

已经用 EZNEC-ARRL 建立并配备为了该天线的一个模型。所以下一步是启动 EZNEC-ARRL，点击 Open 按钮，在文本框输入 ARRL_Cardioid_Example（或在文件列表双击它）来打开举例文件 ARRL_Cardioid_Example.EZ。

该 EZNEC 范例模型使用 MININEC 型地面，当计算天线电流和阻抗的时候，它和完美地面一样。由于接地系统有限的电导率，一个实际的天线具有一些额外的电阻损耗。用类似 EZNEC 这样的基于 NEC-2 的程序模拟掩埋式辐板接地系统的唯一方法是就在地上方建立辐板线（用实际高精度接地类型），因为 NEC-2 不能处理掩埋导体。

这只是提供了掩埋系统的中等的近似。另一种估计接地系统电阻的方法是测量单个单元的馈电点阻抗，然后再把它减去由位于完美（或 MININEC 型）地面上方的单元构成的模型计算出的电阻值。然而，对于大部分使用，简单地参照图 8-20 的曲线就可以作适当的近似。如前所述，馈电系统的设计取决于单元馈电点阻抗，这反过来取决于接地系统的电阻。所以在设计馈电系统之前，无论怎样近似，必须知道接地系统电阻。在该例的最后，我们将考查接地系统的变化或在估计电阻上的误差对方向图的影响。

对于 8 根辐板接地，图 8-20 显示接地系统电阻约为 18 Ω。这作为在每个单元馈电点处的简单的电阻负载包括在该举例模型中。点击 Src Dat 按钮来看两个单元的馈电点阻抗。在本模型中，源 1 在导线 1（单元 1）的基座处，源 2 在导线 2（单元 2）的基座处。注意在 Source Data 显示框中，源 1 的电流已被指定为 1 安培 0° 相位，源 2 为 1 安培−90° 相位，所以源 2 单元是滞后单元。你应该会看到单元 1 的阻抗为 37.53–j 19.1 Ω，单元 2 为 68.97+j18.5 Ω。这些是阵列理想馈电，具有相等幅度、90° 相差电流时产生的馈电点阻抗。记录这些值以备在 Arrayfeed1 中使用。

点击 FF Plot 按钮来产生在 10° 仰角上的方位方向图。在二维绘图窗口中，打开 File 菜单并选择 Save Trace as。在 File Name 框中输入 Cardioid_Ideal Feed，然后点击 Save。这保存了心形方向图，所以你之后可以拿它和由传输线馈电系统得到的方向图作比较。

现在该轮到设计馈电系统了。参照下面对应的合适的副标题来分别设计这两种馈电系统。两个系统都使用 Arrayfeed1 程序。

“最简单”（只有传输线）馈电系统

启动 Arrayfeed1。在 Arrag Type 框中，选择 Two Element。在馈电系统类型框中选择“Simplest”。在 Input 框里，输入下列值。

频率为 7.15MHz，馈电点阻抗-超前单元：R =37.53 Ω，X=−19.1 Ω，滞后单元：R =68.97 Ω，X=18.5 Ω（这些是来自 EZNEC-ARRL 的单元的 R 和 X 值）。我们将讨论阵列的输入阻抗，所以如果还没有选中的话，选中主窗口的左下角附近的 Calc Zin 选项。

只要我们能得到具有那些阻抗的电缆，我们可以自由选择任何我们想要的传输线特征阻抗。且两根电缆不一定要具有一样的特性阻抗。每种选择导致一组不同的解。但是有时可能会无解，那就要求选择不同的传输线阻抗。我们试着对两根线都使用 50 Ω 电阻，在两个 Z_0 框中输入 50。

最后在滞后电流幅度：超前电流幅度（I Mag）处输入 1，相位输入-90°。点击 Find Solutions。结果是无解！所以在两个线阻抗框内输入 75 Ω，并再次点击 Find Solution。现在你应该在 Solutions 框里看到两组解，第一个解的电长度为 68.80° 和 156.03°，第二个解为 131.69° 和 185.00°。注意两根线的长度差对于每个解都不是 90°，尽管第一个解十分接近。由互耦合引起单元馈电点阻抗不相同，因而馈线长度差和相位差不同是正常的。

线长度差最接近单元相位差的解通常更具优势。同时，在其他条件相同的情况下，只要线能物理上到达单元，具有最短线的解更好。这是因为它的电流幅度和相位随频率的变化比长度更长的解更小。然而，可能在有些情况下随频率的变化恰好补偿了单元间变化的电距离，所以两个解都模拟是个不错的主意，除非你计划只在窄的频率范围内使用天线。

在这种情况下，第一个解在所有方面看起来是最好的。第一个解中的两根线的和约为 225 电角度。假定两相线具有 0.66 速度因子，线总长将超过 148 物理角

度。由于我们的两个单元间隔 90°物理角度，因此线容易到达。如果它们不能到达，我们可以使用第 2 个解的长度，使用具有更高速度因子的电缆或在第一个解的两个线长度上加半波长。

Arrayfeed1 显示的阻抗 Z_{in} 是馈电系统输入端的阻抗，所以它是主馈线将看到的阻抗。第 2 个解为 50 Ω 传输线提供了近似完美的匹配。但是第一个解几乎对所有应用都是适用。而且连到第一个解的馈电系统的 50 欧线将只有 1.65:1 的 SWR，这在大多数情况下不需要任何匹配。通常的线损耗会进一步降低在同轴馈线的发射端的 SWR。

为了找到需要的物理线长度，在 Physical Length 框输入线缆的速度因子并选择单位。现在就已设计好了；你所要做的是把两根线切到指定长度，然后如图 8-16 所示或图 8-21 的 Arrayfeedl 的屏幕截图所示，将一条线从公共馈电点连接到每个单元。

接下来，我们将为同样的阵列设计一个 L 网络馈电系统。

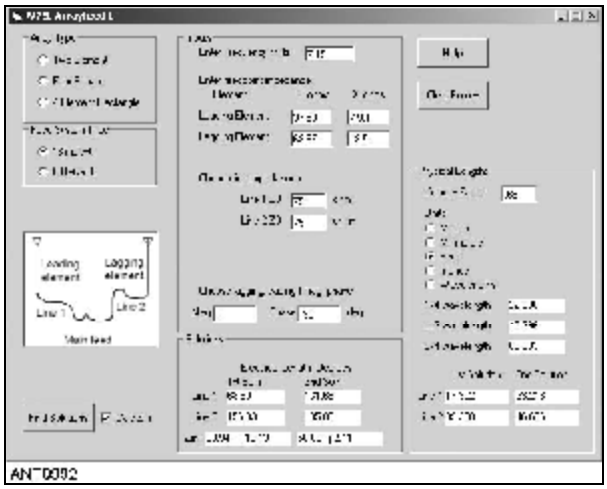


图8-21　来自Arrayfeed1的对于图8-16所示的最简单2单元相控阵的屏幕截图以及由EZNEC- ARRL对它模拟的馈电阻抗。

L 网络馈电系统

在 Arrayfeed1 里，在 Feed System Type 框选择 L 网络。程序不需要知道超前单元的阻抗来计算 L 网络参数，但是它需要计算阵列输入阻抗。如果你想知道该阻抗，选中主窗口左下角的 Z_{in} 框，否则你可以不选中它且超前单元 Z 的输入框会消失。“最简单”分析得到的值仍然应该在适当的选项中出现。如果不出现，参照上面的“最简单”馈电系统设计并重新输入值。我们将再次使用 75 Ω 线阻抗，既然它为“最简单”馈电系统给出了解。该馈电系统更加通用，所以如果有需要，我们可以对该馈电系统使用 50 Ω 线。

点击 Find Solution 并在 Solution 框中查看结果，见图 8-22 的屏幕截图。采用 75 Ω 线，L 网络由一个 1.815 μH 串联电感和一个 199.7 pF 并联电容组成，连接如程序窗口左边部分的图表所示。为了找到 *l*/4 线的物理长度，可在 Physical Lengths（物理长度）框输入速度因子和单位选择。

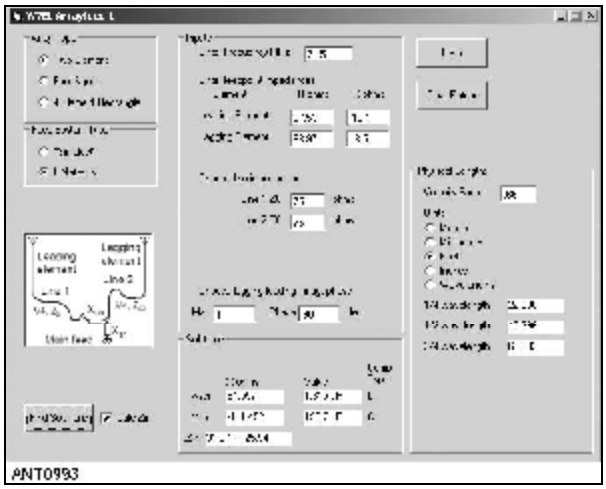


图8-22　用于L网络馈电系统的Arrayfeed1的屏幕截图L网络馈电系统使用*l* /4馈线的电流强制特性。

主馈电点阻抗为 31.37+j25.94 Ω 将在 50 Ω 馈线上产生大约 2.2:1 的 SWR，这对于很多应用是可以接受的。简单地通过在主馈电点加入一个 25.94 Ω（858 pF）阻抗的串联电容，便容易把它降为 1.6:1，或者当然可以用一个简单的 L 网络或用 TLW 程序设计的其他匹配系统把它降为 1:1。

方向图核实和损耗电阻效应——“最简单系统”

EZNEC-ARRL 不具备模拟一个 L 网络的能力，所以方向图的 EZNEC-ARRL 确认和各种修正的效应只能对“最简单”馈电系统实施。

EZNEC 模型 ARRL_Cardioid_TL_Example.EZ 已经被建立来模拟刚刚设计的“最简单”的馈电系统。用 EZNEC-ARRL 打开它。在视图天线显示框中，你可以看到连到处于天线之间中途的源上的传输线。在 EZNEC 中，传输线模型末端的物理位置并不一定和物理位置一样，所以该视图并不能精确代表实际装置的模样（你可以在举例文件 ARRL_Cardioid_TL_Example.EZ 所附带的天线注释文件 ARRL_Cardioid_TL_Example.txt 中找到更多有关这方面的内容）。

点击 FF Plot 来产生天线的二维方向图。在二维绘图窗口中，打开 File 菜单并选择 Add Trace。选择 Cardioid—Ideal Feed（你先前所保存的）并点击 Open。添加的图完

美重叠，表明使用该馈电系统的方向图和我们在每个馈电点处用完美的电流源得到的方向图相同。

为了核实馈电点电流，点击 Currents 按钮。在产生的表格中，你可以看到导线 1 的分段 1 电流为 0.564 67 A 相角为−56.73°，而导线 2 的分段 1 电流为 0.564 67 A，相角为−146.7°（如果你得到相位角的正确但是幅度错误，打开主窗口 Option 菜单，选择 Power Level，并确 Absolute V，I sources 被选中。）比率为 1 相角为−89.97°，这对于想要的比率为 1，相角为−90°在正常误差范围之内。

作为对 Arrayfeed1 的核实，点击 Src Dat 按钮来找到从源看到的阻抗。这将是在实际阵列的主馈线的连接处的阻抗。EZNEC-ARRL 显示 33.96+j13.11 Ω，非常接近图 8-21 的 Arrayfeed1 给出的阻抗 33.94+j13.13 Ω。这个数量级的小的差异是正常的，且是可预期的。这进一步证实了 EZNEC-ARRL 模型正确分析了 Arrayfeed1 馈电系统。

该 EZNEC-ARRL 模型使用固定物理长度而不是固定电长度（角度数）的无损耗传输线，所以当频率变化的时候，它们会表现得像实际的传输线。通过改变 EZNEC 频率，并重新运行二维绘图，你可以看到前后比在 7.0 和 7.3 MHz 处性能变差了。稍微调整一个或多个的线长度，或者在略微不同的频率处采用新的 Arrayfeed1 解会为一些使用产生更好的折中效果。

你可以尝试的其他事情是评估第二个 Arrayfeed1 解，或者试着使用不同的传输线阻抗（如果你期望做阵列方向切换时，保持两根线的阻抗相等）。变化的接地系统电阻的影响可以通过点击主窗口中的负载线并改变负载电阻值来评估。例如，如果接地系统电阻是 9 Ω 而不是我们假定的 18 Ω，前后比会从 32 dB 降为 20 dB。注意，改变该模型中的 EZNEC 地面导电性对馈电点电流比没有影响。对于一个 MININEC 型地面，它只用作方向图计算——在计算阻抗和电流期间假定为完美地面，并且模型中唯一的接地系统损耗是我们特意接入的负载。

前向增益受频率变化或接地系统损耗的影响很小，这一点并不奇怪。为了找到相对单个单元的增益，比较 ARRL_Cardioid_Example 和相同模型在删除其中一个单元时所产生的 dBi 增益。你会发现它非常接近 3.0 dB。90°馈电、90°间距的阵列是个阵列的特例，它的互耦合对两个单元的影响是相反的且相互抵消，导致同样的增益，就好像互耦合不存在一样。但是互耦显然是存在的。

第 2 个解给出一个更有优势的主馈电点阻抗，所以往往会使人们用它来代替第 1 个解。用第 2 个解长度代替馈电点长度来模拟第 2 个解时，表明当使用第 2 个解的时候，在频带的边缘前后比恶化得更厉害。如果期望使用受限制的频率，这或许可以容忍。但是它确实表明采用更短传输线的解往往带宽更宽，并且解的选择不应一律基于给出最有利阻抗的解。

8.10.4 一个 3 单元二项式边射阵

一个 3 单元呈一直线且间隔 $l/2$ 同相馈电的阵列给出的方向图通常是双向的。如果各单元电流相等，产生的方向图相对于单个单元具有的前向增益为 5.7 dB（对于无损单元），但是它有显著的旁瓣。如果电流以二项式系数 1:2:1 呈锥削分布（中心单元的电流是两端单元的两倍），则增益略微下降为刚好低于 5.3 dB，主瓣增宽且旁瓣消失。

阵列如图 8-23 所示，在完美地面上方的 EZNEC-ARRL 天线模型表现出了由 ARRL_Binomial_Example.EZ 提供理想的方向图。为了在单元中获得 1:2:1 的电流比，每个端单元通过阻抗为 Z_0 的 3 $l/4$ 线馈电。选择 3 $l/4$ 的线长是因为 $l/4$ 的线物理上不能到达。中心单元在同一点通过两根特征阻抗相同的并联 3 $l/4$ 线馈电。这等效为通过一根 $Z_0/2$ 阻抗的线馈电。这样电流被强制同相且具有正确的比值。ARRL_Binomial_TL_Example.EZ 是一个 EZNEC-ARRL 模型，它用无损耗传输线来显示这个馈电系统。鼓励读者用这一模型来做实验，看看改变频率，加入损耗电阻（作为在单元馈电点处的电阻负载）以及其他改变对阵列方向图和增益的影响。你还应该用 MININEC 型地面代替完美地面来观察实际地面上的辐射方向图和理论的完美地面的方向图有什么不同。

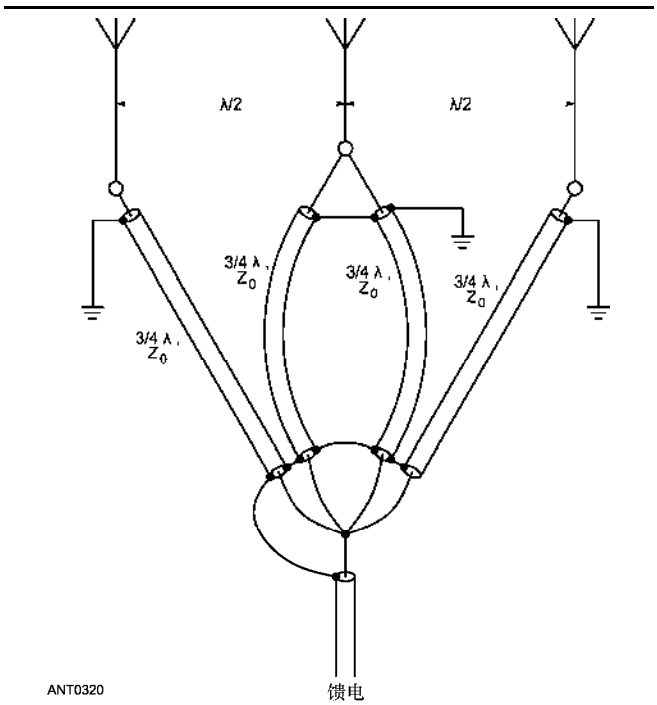


图8-23 3单元1:2:1二项式阵的馈电系统。所有馈线是3/4电波长长度并且具有相同的特征阻抗。

8.10.5 四方阵列

为这种流行的阵列馈电可用到几种馈电系统，大部分馈电系统都存在一个共同的问题——它们不提供正确的单元电流比——尽管它们当中有很多能产生可行的近似。这里描述的馈电系统能产生完全正确的电流比。唯一重要的变量是单元馈电点阻抗，所以结果的质量取决于你模拟正确馈电阵列的馈电点阻抗的能力。正如上面的例子那样，MININEC 将被用于该用途，而 Arrayfeed1 用来设计馈电系统本身。

在这个阵列（见图 8-24）中，4 个单元放置在边长为 *l*/4 的正方形中（四方阵的一种变形采用更宽的间距）。后端和前端单元（1 和 4）相互 180° 异相。侧向单元（2 和 3）相互同相，比前端单元滞后 90°。4 个单元的电流幅度相等。通过前面所述的电流强制方法可以强制使前后单元呈 180° 异相，且电流相等。一个单元接到一根 *l*/4 或 3 *l*/4 长的线，另一个单元连到比第一单元长 *l*/2 的线，并且这两根线连到一个公共点。

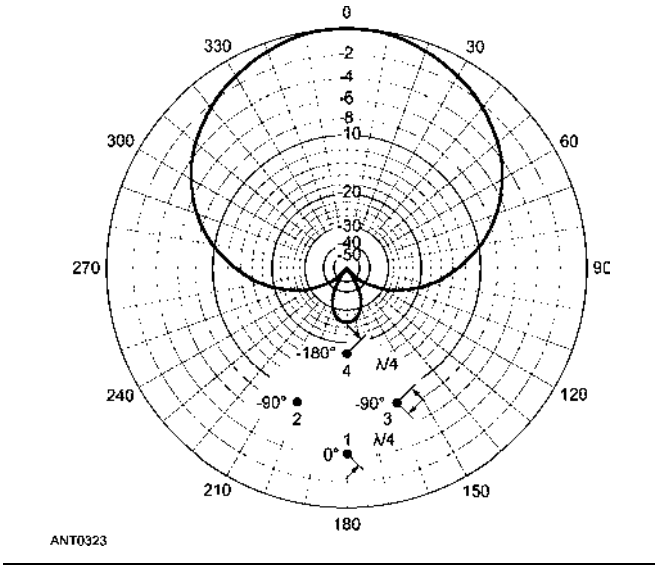


图8-24　4单元四方阵的方向图和布局图。增益是相对于单个相似的单元，在显示的刻度值上加5.5 dB。

同样地，通过 *l*/4 或 3 *l*/4 长的线将两个侧向单元连到公共点，来使其电流强制相等。图 8-25 显示了基本的电流强制系统。

如果要使方向图电气旋转，有必要把来自 4 个单元的电线放置到公共位置上。如果使用具有 0.66 介电常数的固体聚乙烯介质同轴电缆，则 *l*/4 的线不能达到阵列的中心。所以必须使用 3*l*/4 的线。或者你也可以使用由速度因子大于 0.71（留一点余量）的泡沫或其他介质构成的 *l*/4 的线。这些线将达到中心。无论怎么选择，必须有 3 根线长度相等，第 4 根线要长出 *l*/2。

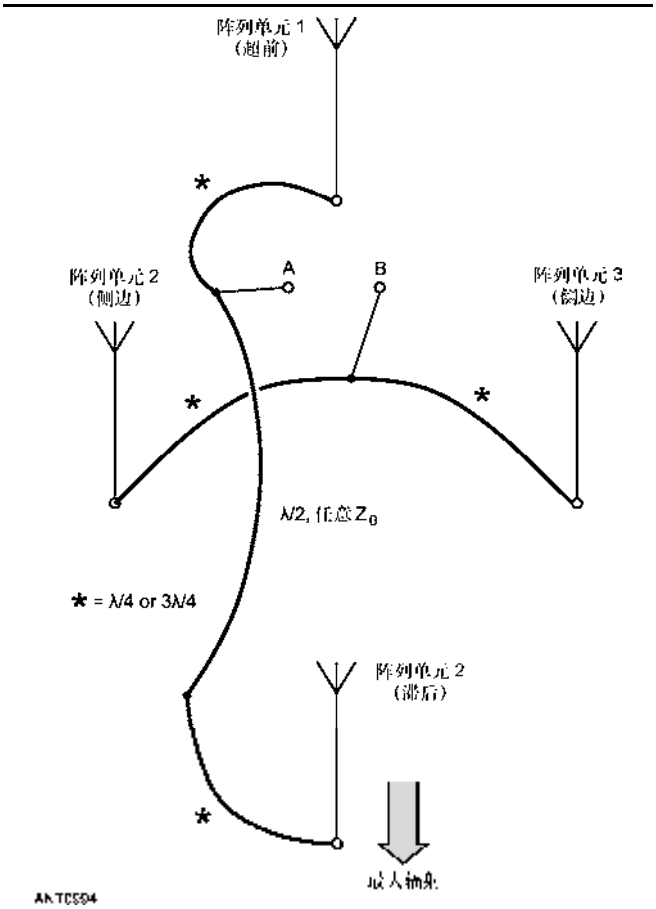


图8-25　图8-24中四方阵列的“最简单”馈电系统。为了说明清楚，省略了地面和线缆的屏蔽包层。

在这个阵列中，侧向单元（2 和 3）具有相等的阻抗，但是后单元和前单元（1 和 4）的阻抗不相等，并且和侧向单元也不相同。为了设计“最简单”的馈电系统，我们必须知道前、后和侧向单元的馈电点阻抗，但是设计 L 网络系统，只需要侧向单元阻抗。如果要计算阵列主馈电点阻抗 Z_{in}，必须知道所有馈电点阻抗。EZNEC-ARRL 模型 4Square_Example.EZ 展示了一个各单元具有 18 Ω 损耗电阻的 40 m 四方阵列，用它来近似 1 个每单元 8 辐板的接地系统（要更多地了解有关接地系统损耗的模拟参见上面的心形阵列例子）。打开在 EZNEC-ARRL 中的文件，点击 SrcDat，将给出下面的阻抗：

源 1：16.4 –j 15.85 Ω

源 2 和源 3：57.47–j 19.44 Ω

源 4：77.81+j 54.8 Ω

你会有趣地注意到源 1 的电阻部分小于我们有意加入来模拟接地损耗的 18 Ω 损耗电阻。那意味着如果接地电阻小于 1.5 Ω，单元 1 的馈电点电阻将是负值。这在相控阵中并不罕见，这只是意味着单元在向馈电系统输送功率。这一功率来自其他单元的互耦合。

“最简单”（只有传输线）馈电系统

为了设计最简单的馈电系统，启动 Arrayfeed1。在 Array Type 框中，选择 4 Square，并在 Feed System type 框中选择“Simplest”。在 Inputs 框里，输入来自 EZNECARRL 的频率和阻抗。

频率=7.15 MHz

超前单元：R=16.4，X= −15.85

侧向单元：R=57.47，X= −19.44

滞后单元：R=77.81，X=54.8

我们将尝试对所有传输线使用 50 Ω 阻抗，所以在下面的 3 个选项内输入 50。

在滞后电流幅度：超前电流幅度处输入 1，相位输入 −90。

点击 Find Solutions。

解显示在 Solutions 框中，如图 8-26 所示。因为通常有解存在的时候，总是可以从中选出两个。具有最短线的那个解往往更优越，所以我们将选择它。对于这个例子，我们将选择具有 0.82 速度因子的 l/4 线，所以在 Physical Lengths 框的 Velocity Factor 选项内输入 0.82，从该框的底部读物理长度。l/4 线（在 Arrayfeed1 图表中用星号标记）为 28.2 英尺，线 1 为 7.483 英尺，线 2 为 51.668 英尺。“最简单”的馈电系统如图 8-26 所示，完整的馈电系统由连接到图 8-25 阵列的这个系统组成。

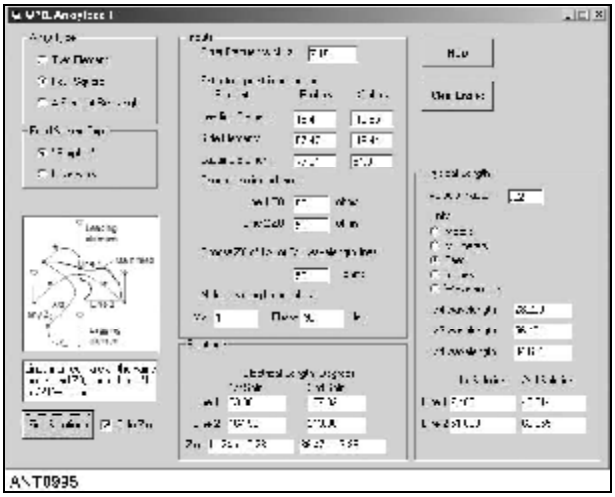


图8-26　来自Arrayfeed1的对于图8-25所示的四方阵列的“最简单”馈电系统的屏幕抓图。

EZNEC-ARRL 模型 ARRL_4Square_TL_Example.EZ 模拟用该系统馈电的阵列。把方向图和来自理想电流模型 ARRL_4Square_Example.EZ 的方向图作比较并检查单元电流，可以证明馈电系统产生的是想要的方向图和单元电流。你可以用 ARRL_4Square_Example.EZ 来考察频率变化，接地损耗和其他变化对阵列增益和方向图的影响。

L 网络馈电系统

为了设计 L 网络馈电系统，只需简单地把 Feed System Type 改为 L Network 并点击 Find Solutions。你将会看到结果为：串联器件 X_{ser} 的电感为 0.484μH，并联器件 X_{sh} 的电容为 1 369.6 pF。L 网络馈电系统如图 8-27 所示，完整的馈电系统由连接到图 8-25 的阵列的 L 网络组成。

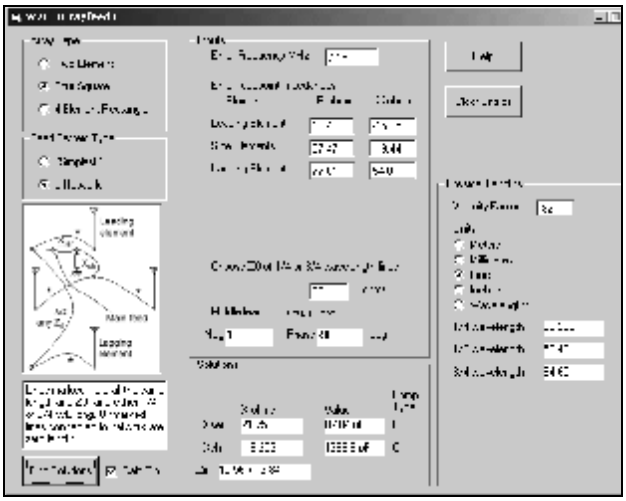


图8-27　对于图8-25中以l/4（或3l/4）电流强制馈电系统馈电的四方阵列的L网络设置。

EZNEC-ARRL 不具备直接模拟 L 网络的能力，所以它不能模拟整个系统。然而，已经采用 EZNEC *v.5* 的网络功能模拟对该系统进行模拟，结果发现能按设计工作。采用该馈电系统，搭建了阵列，并测试了单元电流，结果和预期完全一致。

这个阵列和 90° 馈电、90° 间距的 2 单元阵列相比，对调节更敏感。在下面的“相控阵设计的实际问题”部分，描述了调节的步骤和远距离切换阵列方向的一种方法。

8.10.6　一个 4 单元矩形阵列

方向图如图 8-28 所示的 4 单元矩形阵列已经在业余出版物中出现很多次。然而，很多附带的馈电系统不能对各种单元传送适当幅度和相位的电流。采用本章讨论的原理和下面的设计方法可以对该阵列正确馈电。

可以通过 3 l/4 线对单元 1 和 2 馈电来强制使电流同相且相等（正如在二项式和四方阵列例子中一样，选择 3l/4 线是因为 l/4 线物理上不能到达）。类似的，单元 3 和 4 的电流可以被强制为相等且同相。图 8-29 展示了“电流强制”馈电系统。通过使用一个“最简单”的全传输线馈电系统或一个 L 网络馈电系统使单元 3 和 4 的电流幅度相等，但是和单元 1 和单元 2 相差 90° 相位。两者都会在例子中进行设计。

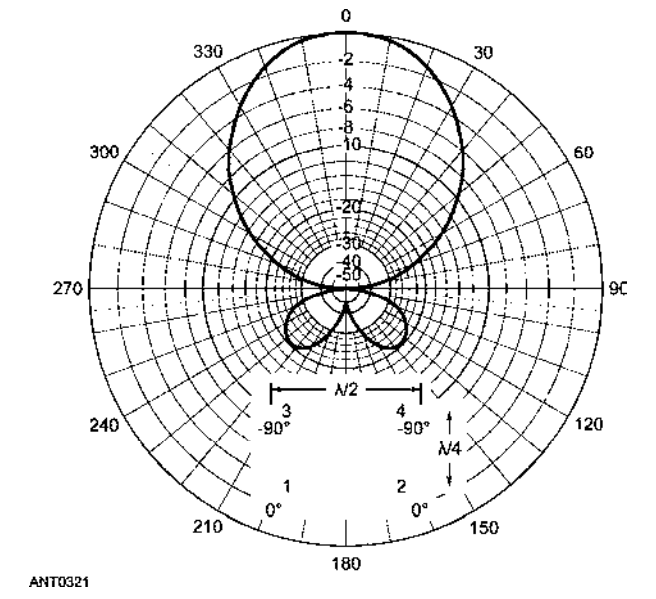


图8-28　4单元矩形阵列的方向图和布局图。增益是相对于单个相似的单元而言；在显示的刻度值上加6.8 dB。

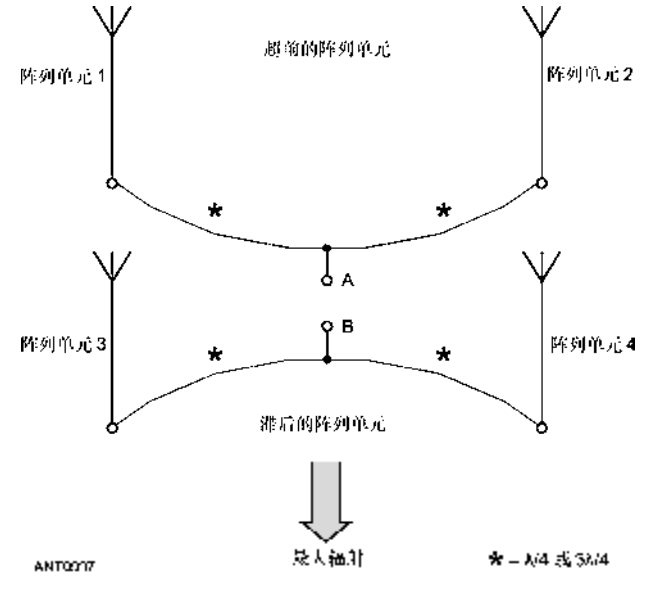


图8-29　4单元矩阵阵列的最简单馈电系统，使用4根相等长度的$l/4$（或3 $l/4$）电缆。

对于这个阵列，为了设计两种馈电系统中的任意一种，我们必须知道两个单元（每对中的一个）的馈电点阻抗。为了再次近似一个每单元 8 辐板的接地系统，EZNEC-ARRL 模型 Rectangular_Example.EZ 展示了一个每个单元具有 18 Ω 损耗电阻的 20 m 矩阵阵列，同样也是用于近似 1 个每单元 8 辐板的接地系统。（要得到更多关于模拟接地系统损耗的信息参见上面心形阵列举例）打开 EZNEC-ARRL 中的举例，并点击 SrcDat 按钮可以找到下面的馈电点阻抗：

源 1 和 2：21.44 –j21.29 Ω

源 3 和 4：70.81 –j5.232 Ω

“最简单”（只有传输线）馈电系统

为了设计一个“最简单”馈电系统，启动程序 Arrayfeed1。在 Array Type 框内选择 4 Element Rectangle，并且在 Feed System Type 框中选“Simplest”。在 Input 框内，输入来自 EZNEC-ARRL 的频率和阻抗。

频率=14.15 MHz

超前单元 R =21.44，X=–21.29

滞后单元 R =70.81，X=−5.232

我们使用的所有传输线的阻抗都是 50 Ω，所以在接下来的 3 个选项内输入 50。

在滞后电流幅度：超前电流幅度中输入 1，相位输入−90。

点击求解。

结果是“无解”——Find Solutions：即这一线阻抗的组合不能用。其他的几种组合也产生这个结果，但是使单元 1 和 2 的阻抗各自变为 75 Ω 且使 3$l/4$ 线的阻抗变为 50 Ω 的话，确实会有一个解。在 Line 1Z_0 和 Line 2Z_0 选项内输入 75，且保留 Choose Z_0 of 1/4 or 3/4 wavelength Lines 选项的值为 50，然后点击 Find Solution 按钮。对线 1 和线 2 不会存在不能到达的问题，所以我们将选择第一个解，因为线更短一点。当在恰当的选项中输入速度因子后，所有线的物理长度将在 Physical Lengths 框里显示。假定我们使用具有 0.66 速度因子的同轴电缆（且所举例的频率为 14.15 MHz），长度为：

线 1：4.982 英尺

线 2：20.153 英尺

3 $l/4$ 线（在 Arrayfeed1 图表中用星号标记）：34.408 英尺。

这些线按照在 Arrayfeed1 窗口的左上方的图表连接。这样就完成了“最简单”馈电系统的设计。EZNEC-ARRL 模型 Rectangular_TL_Example.EZ 模拟了一个用这个系统馈电的阵列。

把该方向图和来自理想电流 Rectanguler_Example.EZ 的方向图作比较，并检查单元电流，可以证明馈电系统确实产生了想要的方向图和单元电流。

L 网络馈电系统

为了用 Arrayfeed1 设计 L 网络馈电系统，把 Feed System Type 改为 L Network 并点击 Find Solutions。结果得到的 L 网络值为：串联器件 X_{ser} 的电感为 0.484 μH，并联器件 X_{sh} 的电容为 1 369.6 pF。

8.10.7　120° 馈电、60° 间距的偶极天线阵列

这个例子展示了一个 20 m 长的 2 单元偶极天线阵列而不是垂直阵列的“最简单”和 L 网络馈电系统。对于

这个由偶极天线而不是垂直单元构成的阵列没有特殊的要求——无论单元形状如何都可使用相同的方法。这个例子也表明“最简单”馈电系统和 L 网络馈电系统都能容易地用于相位角不是 90° 的单元。

任何由单元间隔为 *l*/2 或更短的相同单元构成，且具有相等幅度的电流、相对相角为 180° 减去间距的阵列，将产生单向的方向图，在后部有好的零点。实际中，非常近的间距导致非常低的馈电点阻抗，并具有随之而来的损耗和带宽很窄的特性。但是这个 60° 间距的阵列就在实际可实现的范围内。文件 ARRL_Dipole_Array_Example.EZ 是为该阵列而建的模型具有理想的单元电流。打开 EZNEC-ARRL 中的这一文件，点击 FF Plot 来显示在 10° 仰角上的方向图。通过打开在 2D Plot 窗口中的 File 菜单，选择 Save Trace As，输入路径文件的名字并点击 Save，你可以保存这一方向图，以便日后和最简单馈电系统产生的方向图作比较。

按照上例中同样的步骤，我们通过使用 EZNECARRL 的数值找到理想馈电阵列的单元馈电点阻抗来开始设计阵列。在已经打开 ARRL_Dipole_Array_Example.EZ 的情况下，所需要做的只是点击 Src Dat。结果为：

超前单元（源 1）：36.16–j46.05 Ω

滞后单元（源 2）：49.56+j51.47 Ω

“最简单”（只有传输线）的馈电系统

在 Arrayfeed1 的 Array Type 中选择 Two Element，且在 Feed System Type 里选“Simplest”。在 Input 框的合适的选项内输入 14.15 MHz 频率和来自 EZNEC-ARRL 的阻抗。对于传输线阻抗，描述“最简单”馈电系统的部分建议不要选择与单元馈电点阻抗相差很大的值，但是为了好玩，我们可以采用 300 Ω 的两根线，看看会发生什么。在 Line 1Z_0 和 Line 2Z_0 选项内输入 300。最后，在滞后电流与超前电流的幅度、相位比处分别输入 1 和−120。

点击 Find Solutions。对于该例，我们将假定使用速度因子为 0.8 的 TV 型双芯引线。所以在 Velocity Factor 选项输入 0.8，并在 Physical Lengths 框内读出线的物理长度。使用第一个解建立了这个阵列的模型 ARRL_Dipole_Array_TL_Example.EZ。打开在 EZNEC-ARRL 中的这个文件，并点击 FFTab。你会看到这个图实际上和前面由理想电流馈电得到的图是相同的。注意在二维绘图下方的数据选项内，增益和前后比分别显示为 8.79 dBi 和 31.01 dB。

别想通过减去 2.15 dB 来得到相对于单个单元的增益！这不是自由空间模型，并且地面上方的单个偶极天线的增益远大于 2.15 dB。改为在 ARRL_Dipole_Array_Example.EZ 中删除一个单元来得到单个单元的增益并且从阵列增益中减去那个值。你可以使用撤销功能或重新打开文件来恢复阵列。

现在回到在 EZNEC-ARRL 中采用“最简单”馈电系统的模型并将频率改为 14.0 MHz。再次点击 FFTab。增益下降了一点，变为 8.54 dBi，且前后比也下降了，变为 21.8 dB。在 14.3 MHz。增益稍微变高为 9.04 dBi，但是前后比再次变差，降为 18.64 dB。但是整体上这并不差。

让我们看看第 2 个解。在 EZNEC-ARRL 窗口中点击 TransLines 来打开传输线窗口。把第 1 根线长改为 26.856 英尺，第 2 根改为 28.356 英尺，按输入键以完成这一更改。把频率变回到 14.15 MHz，并点击 FF Tab。对于第 1 个解和理想电流模型，你都应该看到相同的方向图。但是现在把频率改为 14.0 MHz，点击 FF Tab，看一看方向图。

发生了什么？增益降为 5.95 dBi，前后比只有 3.1 dB。现在阵列几乎是双向的。它差不多和 14.3 MHz 时一样糟糕。所以我们建立了一个非常难办的系统。即使在设计频率上正确工作几率也是微小的，因为在模型和实际天线之间不可避免有些差异。

我们确实有一些这种情况会发生的线索。正如描述最简单馈电系统部分所陈述的那样，对线 Z_0 以及得到的解的最好选择，给出在约等于想得到的电流的相位延迟的电尺寸线长上的差异。对于第一个解，电尺寸线长的差约为 150°——不接近于我们想要的 120° 电流相位差，但是比仅差 9.7° 的第 2 个解要好得多。尽管 300 Ω 线特性阻抗 Z_0 和单元馈电点阻抗相差很多，第 1 个解的结果却很好。如果有兴趣，你可以在 Arrayfeed1 中尝试其他线阻抗值，并用 EZNEC-ARRL 估计结果。

请在“相控阵的巴伦”部分参看巴伦的信息。巴伦和图 8-19 展示的 L 网络馈电系统一样放置。

L 网络馈电系统

为了设计 L 网络馈电系统，将 Arrayfeedl 的 Feed System Type 改为 L Network 并点击 Find Solutions。所得结果不是好用的结果。1 573 Ω 和 2 619 Ω 器件电抗幅值比 300 Ω 的馈线特性阻抗 Z_0 大 5 倍多。正如在描述“L 网络馈电系统”部分解释的那样，我们不希望有那么大的器件电抗和特性阻抗 Z_0 的比值。在其他问题当中，电感和电容值特别突出，并且电容的杂散电感和电感的电容量对性能有重要的影响。

问题产生的原因是我们选择的馈线阻抗比单元馈电点阻抗大得多，所以在 L 网络和主馈电点处，λ/4 线把馈电点阻抗变换成更高的值。这个馈电系统将变得尤其挑剔，窄带并难以调节。通过选择和单元馈电点阻抗相差不远的馈线阻抗我们可以做得更好。在这种情况下，比起 300 Ω 来，50 Ω 或 75 Ω 将是好得多的选择。让我们试试 75 Ω。

在 Arrayfeed1 中，把 Line 1Z_0 和 Line 2Z_0 阻抗从 300 变为 75，并点击 Find Solutions。L 网络器件电抗幅度现

在约为 98 Ω 和 164 Ω，比之前好得多。这将会是一个不那么挑剔并且宽带的馈电系统。

务必再次阅读“相控阵中的巴伦”部分中关于巴伦的信息。图 8-19 显示了包括巴伦在内的完整馈电系统。

8.11 相控阵设计的实际问题

对于几乎任意一种天线系统，从对测试和使用各种阵列装置的试验中可以学到很多。在这一部分，Lewallen（W7EL）分享了他通过实际搭建，调试和使用相控阵总结出的多年经验。涵盖此处内容的大部分领域还有很多工作要做，并且 Roy 鼓励读者从事这项工作。

8.11.1 调整相控阵馈电系统

如果只是为了得到前向增益而构造相控阵，大部分情况下就不值得做调试。这是因为大多数阵列的前向增益对单元中流动的相对电流的幅度和相位都不敏感。然而，如果想很好地去掉不想要的信号，可能就要求做调试。而要取得非常深的零点几乎肯定需要一些调节。

同相和 180° 异相电流强制方法为单元提供了无需调整的平衡和定相均良好的电流。如果用该方法馈电的阵列的方向图不令人满意，通常是环境差异的结果，在这种差异下尽管供应了正确的电流，但单元产生不了正确的场。可以对这一阵列进行单向优化，但是必须采用比电流强制方法更普遍的方法。Paul Lee 和 Forrest Gehrke 描述了一些可能的方案（见参考书目）。

与电流强制方法不同，在本章前面部分描述的“最简单”馈电系统和 L 网络馈电系统依赖于单个或多个单元的自阻抗或互阻抗。所需的传输线长度或 L 网络的器件参数可以计算到高精度，但是结果只和相关的馈电点阻抗值一样好。

尽管最简单的馈电系统不容易调整，L 网络的器件容易做成可调节或者可在实验中按增量步进变化。一个实用的方法是尽可能准确地模拟阵列，基于模拟结果设计和搭建馈电系统，然后把网络性能调整到最好。

诸如 2 单元 90° 馈电、90° 间距阵列的简单阵列可以按下面步骤调整。在远离阵列（几个波长为佳）处，沿应该有零点存在的方向放置一个低功率信号源。当用连接到阵列的接收机收听信号的时候，轮流调整这两个 L 网络器件，使信号抑制得最好。

这已被证明是调节 2 单元阵列的很好的方法。然而，当用这种技术调整四方阵列的时候，得到了不定的结果。可能的原因是不止一种电流平衡和定相组合能在给定的方向上产生一个零点，但是每种产生不同的整体方向图。所以为了调整更复杂的阵列，必须使用不同的方法。这就牵涉到以某种方式实际测量电流，并调整网络直到电流正确。调整完电流之后，如果需要可以作一些小的调整来加深零点。

8.11.2 测量单元电流

你可以用两种方法测量单元电流。一种是在馈电点直接测量它们，如图 8-30 所示。需要一个双踪示波器来监测电流。这种方法是最准确的，并且可以直接显示实际单元电流的相对幅度和相位。电流探针如图 8-31 所示。

为了代替直接测量单元电流，你可以通过测量距离阵列 *l*/4 或 3*l*/4 电长度处的馈线上的电压来间接测量电流。

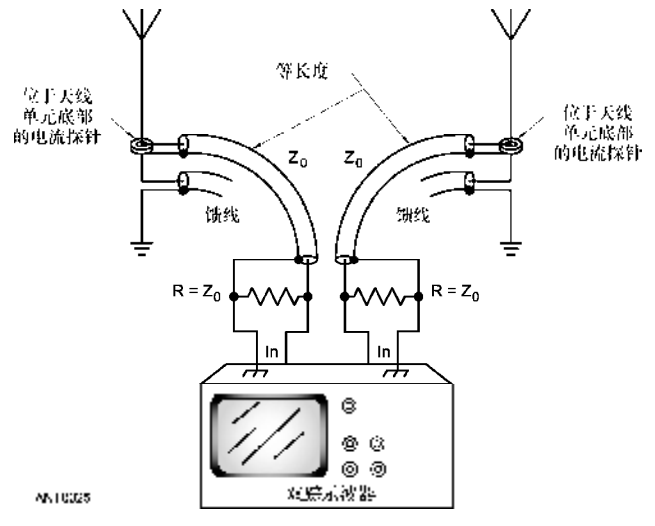


图8-30 一种测量相控阵单元电流的方法。电流探针的细节在图8-31中给出。警告：对于该测量，不要让天线高功率运行，否则可能造成测试设备的损坏。

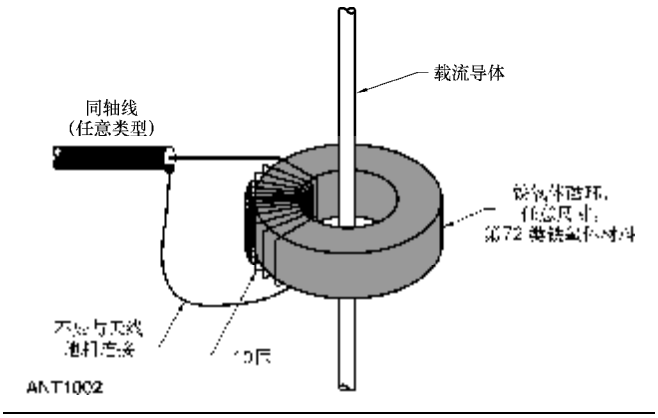


图8-31 在图8-30的测试装置中使用的电流探针。铁氧体芯采用第72类材料，且可以是任意大小。同轴线的另一端必须端接一个等于它的特征阻抗的电阻。你应该把探针做在塑料或金属盒内，以提供机械强度。

这些点上的电压直接正比于单元电流。这就引入了会降低结果精度的额外的变量，但是这种方法通常能产生足够好的性能。用 L 网络系统馈电的 2 单元阵列和前面所讲的 4 单元阵列，从所有单元到一个公共点都有 $l/4$ 或 $3l/4$ 的距离，这使得第 2 种方法比较方便。电压可以用双踪示波器观察，或者为了调整电流使其幅度相等，90° 定相，你可以使用图 8-32 所示的测试电路。

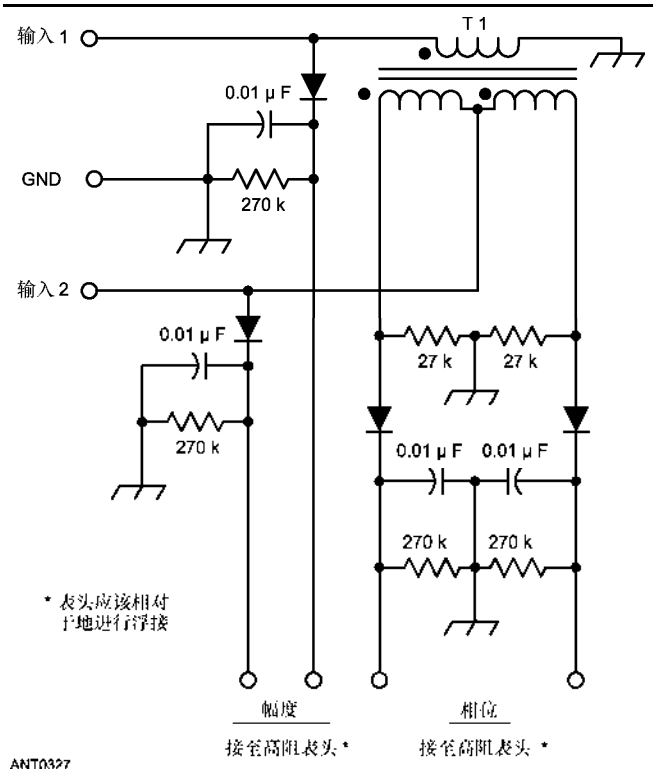


图8-32　积分测试电路。所有二极管是锗的，诸如1N34A，1N270或等效器件。热载流子或硅二极管可以在高功率水平使用。所有晶体管的功率为1/4 W或1/2 W，公差5%，电容是陶瓷的，鳄鱼夹使输入和接地方便地连到天线阵列。T1-7在AmidonFT-37-43，-75，-77或等价的铁氧体环形芯上的3股绕线。

测试电路连接到将被调整成用于 90° 定相的两单元（像图 8-24 和图 8-25 中的四方阵列的单元 1 和 2，或者单元 2 和 4）的馈线上。轮流调整 L 网络的器件直到两个仪表读数为零。通过断开一个输入端可以核实测试电路是否正常运行。相位输出应该保持接近零。如果不是，电路中会有不希望出现的不平衡，这必须被纠正。另一种核实的方法是先调节 L 网络直到测试仪器指示定相正确（相位输出为 0 V）。然后将测试仪器的输入反过来连接到单元。相位输出应该保持接近零。

8.11.3　阵列的方向切换

一种理想的方向切换方法将采用整个馈电系统，包括到单元的传输线，并且从物理上旋转它。可能的最小旋转增量取决于阵列的对称性——馈电系统需要旋转到阵列再次看上去和原来一样。例如，任何 2 单元都可以旋转 180°（尽管如果阵列开始时是双向的，那样做则毫无意义）。图 8-28 和图 8-29 的 4 单元矩形阵列也可以被反转，并且图 8-24 和图 8-25 的四方阵列可以以 90° 增量切换。

通过重新配置馈电系统，包括所用到的任何网络，等效为构造一个不同种类的阵列，就能获得更小的切换增量。以比对称性规定量更小的增量切换将在某些方向上产生与其他方向不同的方向图，并且必须仔细操作来维持相等并且适当定相的单元电流。这里说明的方法只处理以与阵列对称性相关的增量切换，除了一个例外：2 单元边射阵/端射阵。

在所有阵列中，方向切换的成功与否依赖于单元和接地系统是否一致，以使相同的单元电流产生相同的场。对于以电流强制以外的方法馈电的阵列这更为重要，因为这些方法的有效性依赖于单元馈电点阻抗。我们当中很少有人承受得起拥有一个离所有其他导体很多个波长距离的阵列的奢华费用，所以一个阵列几乎总是在每个方向上性能有所不同。当阵列指向要求在零点处取得最大信号抑制时，阵列应该作调整。对于所有实际用途，既然增益比零点容错性更强，前向增益应该在所有切换方向上相等。

基本的切换方法

下面讨论基本的切换方法，怎样通过主馈线和其他实际的考虑进行功率中继。在图表中，常常省略接地来使图比较清楚，但是接地导体的连接必须仔细考虑。实际上，我们推荐把接地导体和中心导体一样切换，在下面的“改善阵列的切换系统”部分将作更详细的解释。在所有情况下，所有互联线必须很短。

使用 $l/4$ 线的电流强制特性，一对间隔 $l/2$ 的单元容易在边射阵和端射阵双向方向图间切换。方法如图 8-33 所示。开关器件可以是由单独电缆供电或经主馈线传送的直流供电的继电器。

图 8-34 显示了用“最简单”的馈电系统进行 90° 馈电的 90° 间距阵列的方向切换。其中 L_1 和 L_2 是两条馈线所需的长度，图 8-35 显示了同样的阵列用 L 网络，电流强制系统馈电时怎样切换。

图 8-28 的矩形阵列可以以类似的方式切换，如图 8-36 所示。为了切换“最简单”馈电的矩形阵列，使用图 8-34 的开关电路，但是将这两根相等长度的线连接到图 8-29 点 A 和点 B，代替图 8-34 的两个单元。

当对称性允许时，以 90° 增量切换一个阵列的方向，至少需要两个继电器。用 L 网络馈电的四方阵列的一种 90° 切换方法如图 8-37 所示。

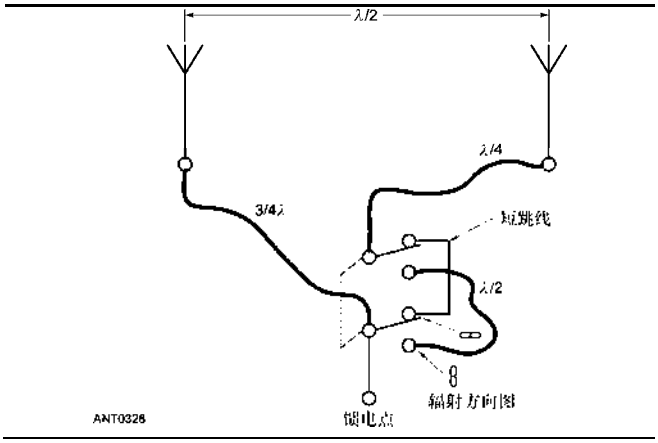


图8-33　两单元边射阵/端射阵切换。所有传输线必须具有相同的特征阻抗。为了说明清楚，省略了接地和电缆的屏蔽包层。

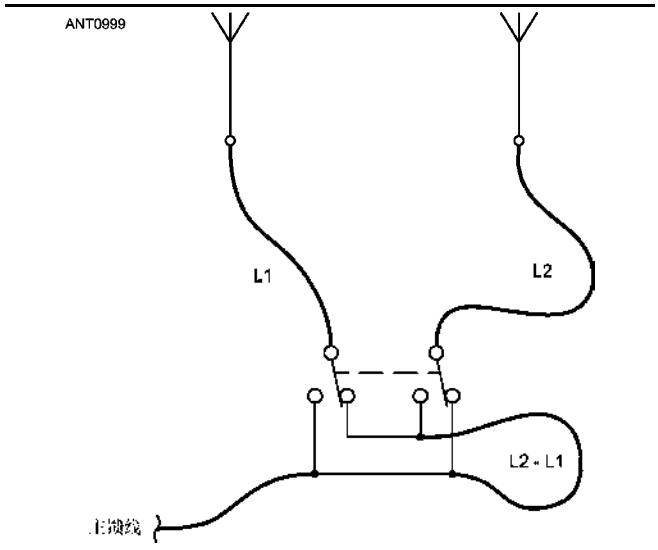


图8-34　以最简单馈电系统馈电的90°，90°间距的2单元阵列的方向切换。

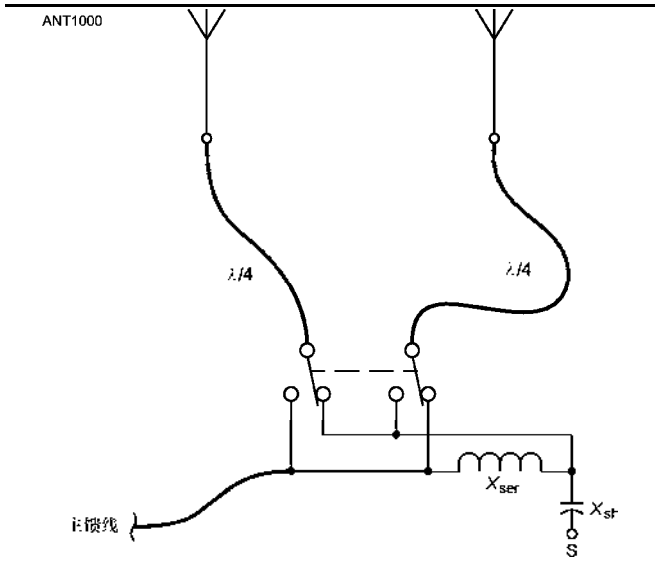


图8-35　以L网络、电流强制馈电系统馈电的90°，90°间距的2单元阵列的方向切换。

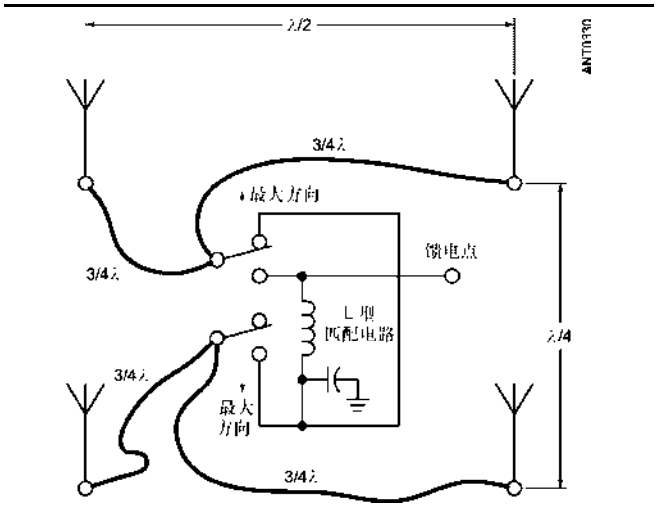


图8-36　4单元矩形阵列的方向切换。所有连接线必须非常短。为了说明清楚，接地和电缆的屏蔽包层照常省略。

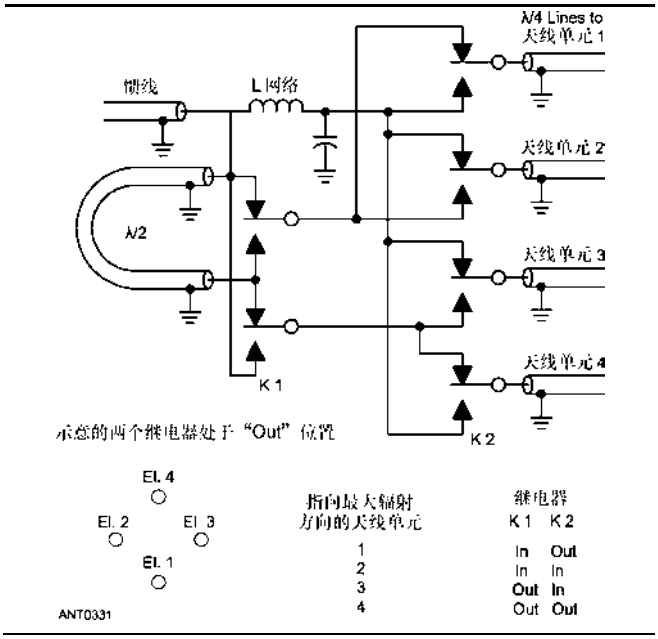


图8-37　四方阵列的方向切换。所有连线必须非常短。

通过馈线对继电器供电

所有上面的切换方法不需要连到开关盒的额外导线就可实现。一个单继电器系统如图 8-38（A）所示，一个双继电器系统如图 8-38（B）所示。当功率电平至少为几百瓦时，这两个系统均可使用小的 12 V 或 24 V 直流功率继电器。然而，不要在发射的时候尝试改变方向。隔直电容 C1 和 C2 应该为高质量的陶瓷或者发射云母单元，其电容为 0.01～0.1 μF。在射频频段输出功率电平达到 300 W 时使用 0.1 μF，300 V 单个陶瓷单元没有遇到问题。如果天线系统在直流时为开路电路，则可以省略 C2。C3 或 C4 应该是 0.001 μF 或更大的陶瓷电容。

在图 8-38（B）中，电容 C5 到 C8 应该以上面给出的图 8-38（A）中对应的额定值选择。图 8-38（B）中跨过继电器线圈的电解电容 C9 和 C10 应该足够大，从而使继电器避免蜂鸣，但又不能大到使继电器工作太慢。对于大部分继电器的最终值应落在 10～100 μF 范围内。它们的额定电压至少应为继电器线圈电压的两倍。有些继电器不需要这个电容。所有二极管为 1N4001 或类似型号。在双继电器系统中，为了以想要的顺序切换继电器，可能需要使用一个旋转开关来替代 2 个拨动开关。

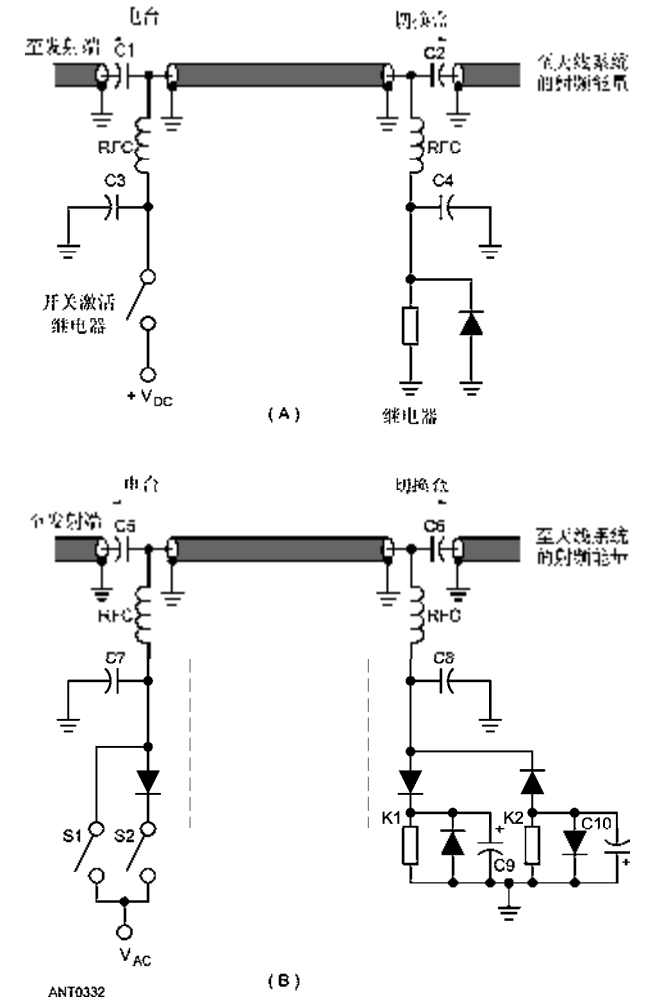


图8-38　继电器的远程切换。器件信息参见正文。单继电器系统如图（A）所示，双继电器系统如图（B）所示。在图（B）中，S1激活K1，S2激活K2。

改善阵列的切换系统

切换阵列包含的额外电路会通过改变供给每个单元的相对电流来降低阵列性能。一个共同的原因是在共地导体中的电流共享，即使保持连接很短的时候也存在。笔者看见过在一个 40 m 阵列馈电系统的 4 英寸长的 12 号电缆段上的 30° 电压相移。

当馈线的两个导体物理上相互隔离时，阻抗增加。当主线是同轴电缆时，这一点尤其明显。如果来自两个单元的电流共同以分叉导线作为接地导体，将导致相对较大的电压下降。离单元 *l*/4 处的电压变化转换成单元上的电流变化。尽管有时候保持所有的导线极其短是可以的，但减少电流共享问题的最好办法是保持每个传输线的两个导体靠得尽可能近，并对每根线的两个导体都切换而不是只切换一个或只切换“热”导体。

一个仔细设计好的切换系统的例子如图 8-39 所示。它避免了共地导体的电流问题，以及另一个常见的问题，即沿不同切换路径有效线长度常常不同。注意从主馈电点经过单根线到每个单元的路径走向，并且除了主馈电点没有公共接地连接到其他线。也注意一下当方向发生切换的时候距离不发生变化。连到两个单元的 *l*/4 线必须在继电器的馈电一边缩短 *l* 的线长度，使得从主馈电点到每个单元的线总长为 *l*/4（或 3*l*/4）。

你可以看到在每个继电器位置，在主馈电点连接有一个长度为 *l* 的开路短截线，在 L 网络的输出端有另外一个。这将会增加在那些点上的电容。在主馈电点处的额外电容会改变从发射机看去的整体阻抗，但不会对阵列或它

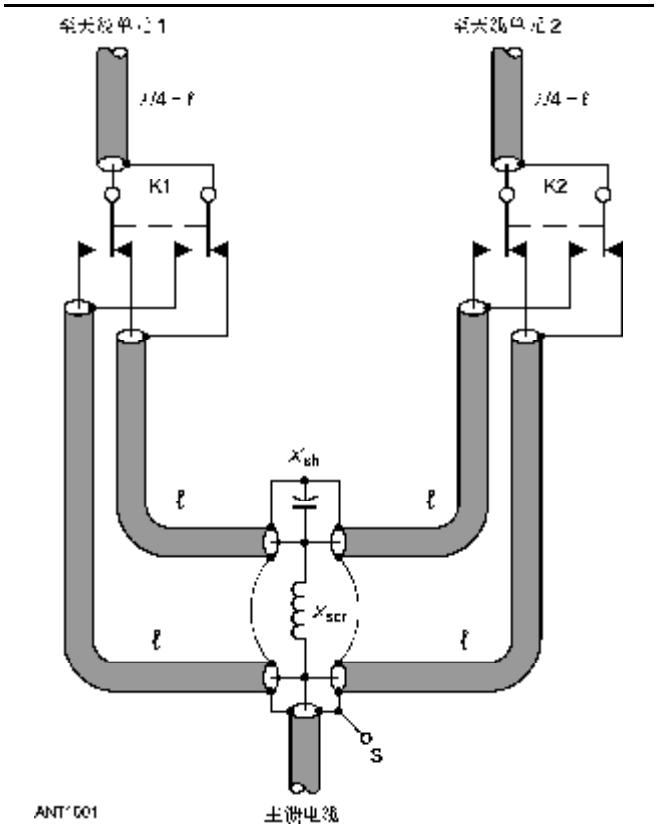


图8-39　仔细设计的L网络、电流强制切换系统，可同时切换同轴馈电线中的热导体和屏蔽导体。

的性能有任何影响。然而，在 L 网络输出端的那个电容将改变网络的传输和相移特性。但是它容易补偿——并联电容单元的值的减少仅是由短截线增加的电容 C 的大小引起的。对任何一种传输线，C 的大小可以从下式计算：

$$C(\text{pf / ft})=\frac{1\,017}{Z_{0VF}}$$

或者

$$C(\text{pf / ft})=\frac{3\,336}{Z_{0VF}}$$

这里 Z_0=传输线的特性阻抗，V_F=速度因子。计算得到，对于具有 0.66 速度因子的 50 Ω 实芯聚乙烯绝缘同轴线，结果为 31 pF/英尺或 101 pF/m。

图 8-39 所示的通用原理可以拓展到其他切换系统。如果如上所述那样切换接地导体不能实现的话，推荐用一个金属盒作为切换电路，那样的话，盒子的相对较大的表面积可以用作公共接地导体，使其电感最小化。总是保持导线极其短。

8.11.4 测量馈线的电长度

当使用前面所述的馈电方法的时候，馈线必须十分接近准确长度。为了取得最好结果，它们应该精确到 1%左右。这意味着一根想在 l/4，即 7 MHz 工作的线，实际 l/4 时应该是工作在 7 MHz 处 70 kHz 的范围内。一种简单但是准确地确定在什么频率上是 l/4 或 l/2 的方法如图 8-40A 所示。线的远端用非常短的连线来短路。信号加到输入端，扫描频率直到输入端阻抗最小。这是线长为 l/2 处的频率。频率计数器或接收机都可以用来确定这一频率。当然，在测得频率的一半处，线长为 l/4。

检波器可以是一个简单的二极管检波器，或如果有的话，可以使用示波器。一个 6～10 dB 的衰减器包含在其中，以防止信号发生器在测量频率上指向一个短路电路。信号发生器的输出必须避免出现谐波。如果有任何疑虑，应该使用一个外置的低通滤波器，如半波谐波滤波器。半波滤波器电路如图 8-40（B）所示，并且必须构建在工作频段。

另一种令人满意的方法是在线的输入端使用一个噪声或电阻桥或天线分析仪，当输出短路时再次在输入端寻找一个低阻抗。简单的电阻桥在第 27 章讨论。

已经发现倾斜振荡器不太令人满意。所需的耦合环对测量影响太大。

8.11.5 测量单元的自阻抗和互阻抗

使用现成的模拟软件使测量单元自阻抗和互阻抗很大程度上已变得没有必要。很少的业余人员能意识到精确测量阻抗具有相当大的困难，并且即使具有专业的测试设备和技能，准确的互阻抗测量依然非常困难。尽管计算机建模拟存在一些限制，但模拟结果常常优于测量值，因为有多种因素影响测量精度。

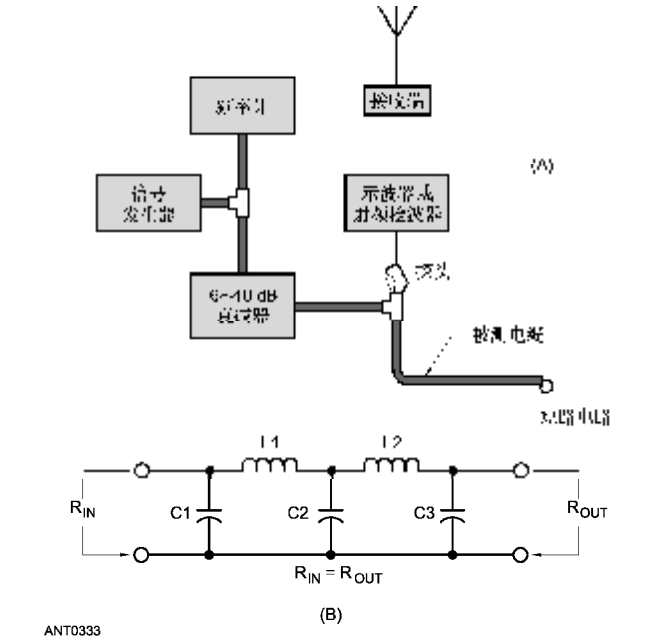


图8-40 （A）测量传输线电长度的装置。可以用接收机替代频率计数器来确定信号发生器的频率。信号发生器的输出不能产生谐波；如果有丝毫疑虑，就在（B）外侧使用半波谐波滤波器。它必须构建在工作频段。在信号发生器和衰减器之间连接滤波器。

图中：
C1，C3—取值使容抗=R_{IN}
C2—取值使容抗=1/2R_{IN}
L1，L2—取值使感抗=R_{IN}

8.12 边 射 阵

垂直射天线阵可以由共线单元、平行单元，或者两者的组合构成。这部分由 Rudy Severns（N6LF）编写。

8.12.1 共线阵

共线阵总是以单元同相的方式工作（如果使该阵列中的单元变为交替异相，系统则变成简单的谐波型天线系统）。共线阵是个边射辐射器，最大辐射方向与天线轴线垂直。

8.12.2 功率增益

由于共线单元之间存在互耦的特性，馈电点阻抗（与约为 73Ω 的单个单元相较）如本章前面（图 8-9）所示的

那样被增大。由于这个原因，功率增益不和单元数目直接呈正比增长。当单元间距变化时两个单元的增益如图 8-41 所示。尽管当端到端间隔在 0.4 *l* ～0.6 *l* 范围时增益最大，但使用这一数量级的间距搭建起来不方便，并且会给两个单元的馈电带来问题。因此，共线单元工作时它们的两端几乎总是挨得非常近——在导线天线中，通常在两者之间只有一个耐张绝缘子。

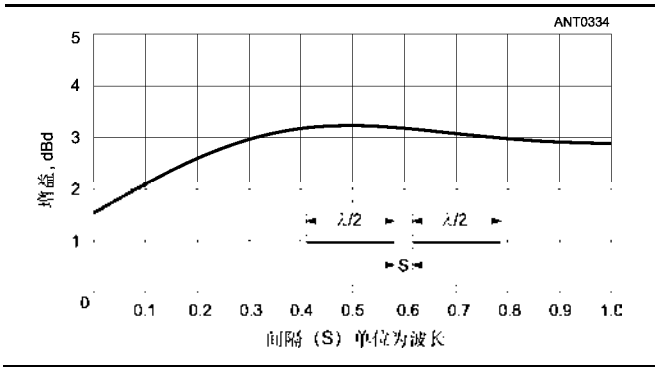


图8-41　作为相邻末端间距的函数的两个共线*l*/2单元的增益

在相邻单元的末端间距很小条件下，假定使用 12 号铜导线，共线阵列相对于自由空间偶极天线的功率增益的理论值近似如下：

2 个共线单元——1.6 dB

3 个共线单元——3.1 dB

4 个共线单元——3.9 dB

超过 4 个单元很少使用。

8.12.3　方向性

在包含阵列轴的平面内共线阵列的方向性，随长度增加。当使用的单元个数超过 2 个时，方向图上出现小的副瓣，但是这些副瓣的幅度足够小以至于通常它们是不重要的。在与阵列垂直的平面上，无论单元数是多少，方向图是个圆。因此，共线操作只影响 E 平面的方向性，即包含天线的平面。

当一个共线阵列的单元垂直放置的时候，天线在所有几何方向上辐射性能都同样好。这样堆叠的共线单元阵列倾向于把辐射约束在低仰角内。

如果共线单元呈水平放置，在与阵列垂直的垂直平面上的方向图与一个位于同一高度的简单 *l*/2 天线（第 3 章）的垂直方向图相同。

8.12.4　2 单元阵列

最简单且最常见的共线阵列常采用两个单元，如图 8-42 所示。该系统通常被认作为同相双半波振子。包含导线轴的平面上的方向图如图 8-43 所示，图上叠加了偶极天线和 2、3、4 单元共线阵的方向图。根据导体尺寸，高度及类似的因素，线天线的馈电点阻抗可以预计在 4～6 kΩ 范围内。如果天线是由具有低 *l*/dia 比（波长对直径的比值）的管子做成，低电阻值 1 000 Ω 是典型值。系统可以通过对于普通长度具有可忽略损耗的开路调谐线馈电，或者如果需要可以使用匹配段。

为了使馈线和天线匹配，第 26 章描述大量安排来使馈线和天线匹配。如果使用了在某种程度上短于 *l*/2 的单元，那么可以采用以略微降低增益为代价的额外的匹配策略。当单元缩短的时候，会发生两件事——馈电点阻抗降低且阻抗具有可以用简单的串联电容调谐的感性电抗，如图 8-42（B）所示。

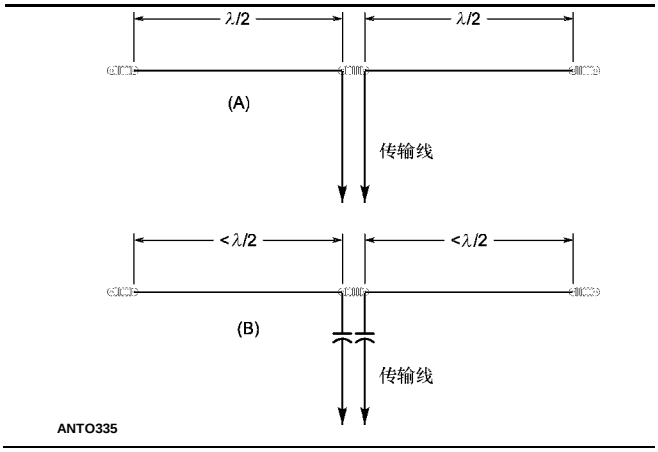


图8-42　（A）为2单元共线阵列（同相双半波振子）。图中所示的传输线将作为调谐线工作。匹配段可以被替代，且如果需要的话，可以使用非谐振线，如（B）所示，匹配部分是两个串联电容。

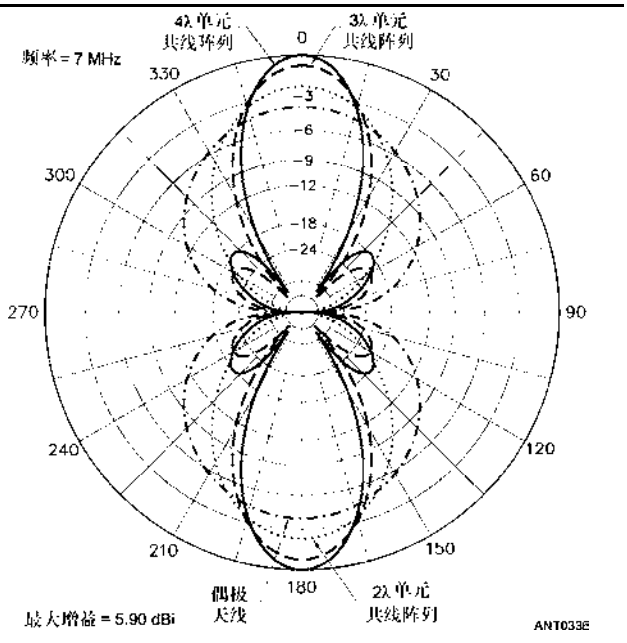


图8-43　对于自由空间偶极天线，2、3和4单元共线阵列的E平面方向图。实线对应4单元共线阵，虚线对应3单元共线阵，点线对应2单元共线阵，点虚线对应*l*/2偶极天线。

注意这些电容必须与功率电平相适应。像那些在功率放大器中经常使用的小的门钮型电容就很适合。举个例子来说，如果一个 40 m 二单元阵列的每一边都从 67 英寸缩短到 58 英寸，馈电阻抗从将近 6 000 Ω 降到大约 1 012 Ω 并具有 1 800 Ω 感抗。可以通过在馈电点处插入 25 pF 电容来使电抗抵消掉。1 012 Ω 电阻可以通过由 450 Ω 延迟线组成的 *l*/4 匹配段转换为 200 Ω，然后再用 4:1 巴伦转换为 50 Ω。按照建议缩短阵列会使增益降低约 0.5 dB。

另一种维持增益的策略是使用 450 Ω 的 *l*/4 匹配段，并稍微缩短天线使它具有 4 000 Ω 电阻。那么在匹配部分的输入端的阻抗将接近 50 Ω，并可以使用一个简单的 1:1 巴伦。很多其他的方法也是可能的。对于一个 2 单元共线阵列，自由空间 E 平面的响应如图 8-43 所示，将其和下面描述的更为复杂的共线阵的响应作比较。

8.12.5 3 单元和 4 单元阵

在一根长导线上，电流流动的方向每隔 *l*/2 长度反向。因此，共线单元不能简单地端对端连接；要使所有单元中的电流沿同一方向流动，必须采取一些措施。当使用两个以上共线单元的时候，为了使所有单元上的电流同相，有必要连接相邻单元间的定相短截线。在图 8-44A 中，在左手的两个单元上的电流方向是正确的，因为短路的 *l*/4 传输线（短截线）连接在它们之间。这个短截线可以被简单地看作一根折叠回自身以消掉辐射的长导线天线可替代的 *l*/2 段。图 8-44A 中传输线的右侧部分总长度为三个半波长，中心半波被折叠回来形成一个 *l*/4 相位反转短截线。在这种安排中，关于馈电点阻抗没有数据可得到，但是各种考虑表明它应该超过 1 000 Ω。

对 3 个共线单元馈电的另一种可替代的方法如图 8-44B 所示。在这种情况下，功率在中间单元的中心处施加，并且在该单元和两个外侧单元之间采用相位反转短截线。该情况下在馈电点处的阻抗略微超过 300 Ω，并且提供对 300 Ω 线的近似匹配。当采用 600 Ω 线的时候，SWR 小于 2:1，这种类型的中心馈电在某种程度上比图 8-44A 的方法

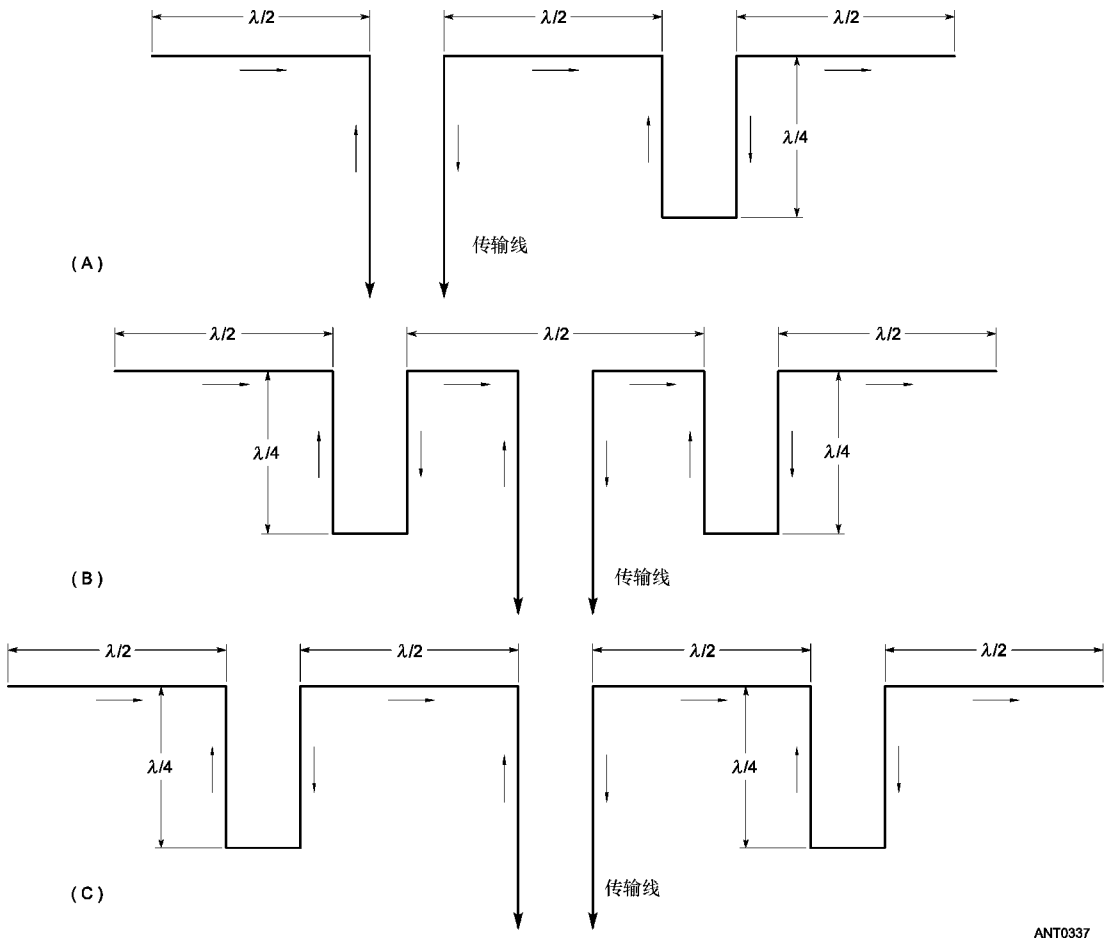


图8-44　3单元、4单元共线阵的布局图。对3单元阵馈电的替代方法如图（A）和图（B）所示。这些图也显示了天线单元和定相短截线的电流分布。通过使用适当的匹配段，一根匹配传输线可以用来替代调谐线。

更有优势，因为系统总体上是平衡的。这保证单元间更均衡的功率分配。在图 8-44A 中，右侧的单元有可能在某种程度上比其他两个单元接收到更少的功率，因为一部分输入功率在它到达位于最右边的单元之前，被中间单元辐射掉了。

一个 4 单元阵列如图 8-44（C）所示。如图所示，当在中心单元之间馈电时，系统是对称的。如同在 3 单元情况下，无法得到关于馈电点阻抗的数据。然而，具有 600 Ω 线的 SWR 会大大超过 2:1。

图 8-43 比较了 2，3，4 单元阵列的方向图。共线阵列可以扩展到大于 4 个单元的情况。然而，简单的 2 单元共线阵是使用最频繁的类型，因为它适合多频带工作。使用的共线单元数很少超过两个，因为从其他类型的阵列可以得到更多增益。

8.12.6 调节

在任何所述的共线系统中，以英尺为单位的辐射单元的长度可以从公式 $468/f_{MHz}$ 中得到。对于所使用类型的线，定相短截线的长度可以在 26 章给出的方程中找到。如果短接线是明线（阻抗为 500～600 Ω），你可以在 $l/4$ 线的公式中假定速度因子为 0.975。通常，没必要进行现场调节。然而，如果需要，当系统具有两个以上单元时，可以采用下面的步骤。

断开所有短截线和除了与传输线直接相连之外的所有的单元（在图 8-44B 所示的馈电情况，只剩下连接到线的中心单元）。利用这一还连着的单元来调节这些单元以达到谐振。当合适的长度确定下来之后，把所有其他的单元切到相同的长度。使定相短截线稍长一些，并使用短路棒来调整它们的长度。把单元连接到短截线，调整短截线使其谐振，可通过短路棒上最大电流或者传输线上的 SWR 来指示是否达到谐振。如果使用 3 个或 4 个以上单元，最好一次添加 2 个单元（阵列一端一个），在每添加一对新单元之前，调整系统使之谐振。

8.12.7 扩展的双 Zepp

在简单的双共线单元系统中，伴随更宽的间距获得更高增益的一种方法是使单元稍微长于 $l/2$。如图 8-45 所示，这增加了在导线末端的两个同相 $l/2$ 段之间的间隔。中心段携带反相电流，但是如果该段较短，电流就较小；它只代表 $l/2$ 天线段的外端。因为电流小，长度短，所以从中心的辐射小。每个单元的最优长度为 0.64 l。长度更长的时候，系统趋向于表现得像长导线天线一样，并且增益降低。

这个系统被称作扩展的双 Zepp。相对于 $l/2$ 偶极天线，其增益近似为 3 dB，作为比较，双共线 $l/2$ 偶极天线增益为 1.6 dB。在包含天线轴的平面上的方向图如图 8-46 所示。对于所有其他共线阵的情况，与天线单元垂直的平面上的自由空间方向图和 $l/2$ 天线的一样——为一个圆。

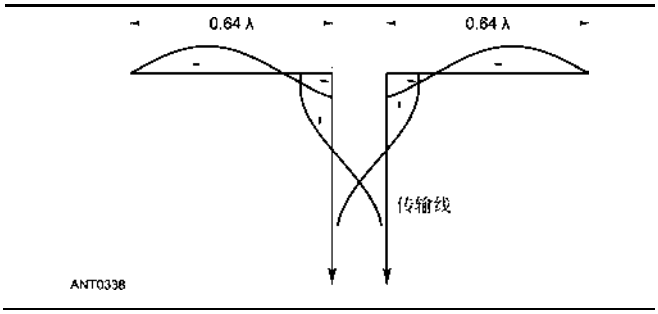


图8-45 拓展的双Zepp。该系统给出了比波长大小的两个共线单元略高的增益。

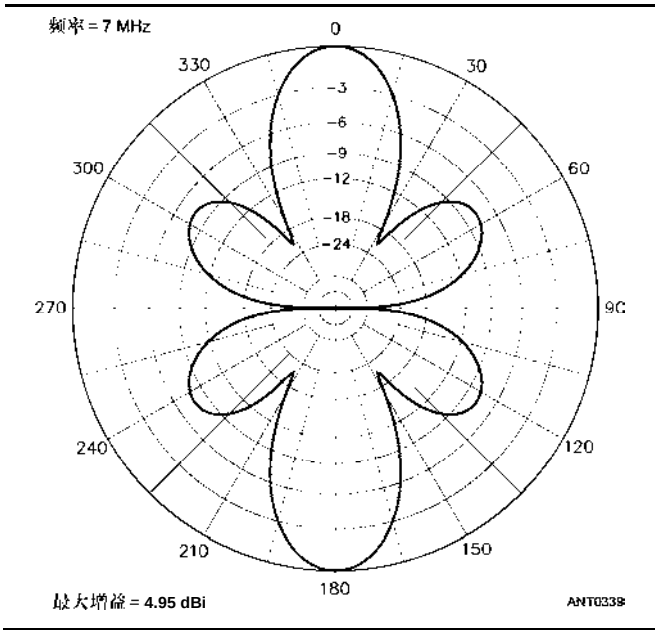


图8-46 对于图8-45的拓展双Zepp的E平面方向图。这也是当单元水平时的水平方向图。单元的轴沿90°～270°线放置。阵列的自由空间增益近似为4.95 dBi。

该天线在工作频率不谐振，以至于馈电点阻抗为复数 $R \pm j X$。对于一个 40 m 双扩展 Zepp，馈电点阻抗在频带上的变化的一个典型例子如图 8-47 所示。该天线通常用接到天线调谐器的明线传输线来馈电。当然也可能有其他的匹配装置。一种把馈电点阻抗变换到 450 Ω，并消除副瓣的方法在第 6 章给出过。

8.12.8 司梯巴阵

两个共线阵可以组合形成司梯巴阵，常常叫做司梯巴帘。一个司梯巴阵的 8 单元例子如图 8-48 所示。端部相连的 4 个 $l/4$ 单元等效为两个 $l/2$ 单元。两个共线阵相隔 $l/2$。$l/4$ 定相线连接起来提供 $l/2$ 定相线。这种装置对于给

定长度具有增加增益的优点，并且也能增加 E 平面的方向性，此时不再是一个圆。这个阵列的另一个优点在于电线形成一个闭环。对于存在结冰问题的地方的设备安装，低电压直流或低频（50～60 Hz）交流电流可以通过电线使之加热防止结冰。加热电流通过退耦振流圈与射频相互隔离。这是商业安装上的标准惯例。

一个司梯巴阵的段数可以根据需要随意扩展，但是段数在 4 个或 5 个以上时很少使用，因为额外的单元会导致增益的增加缓慢，H 平面方向性变窄并且会出现多个旁瓣。在指示点处馈电时阻抗约为 600 Ω。天线也可以在标记为 X 点处馈电，该点的阻抗约为 1 000 Ω。图 8-48 中 8 单元阵相对于单个单元的增益为 7～8 dB。

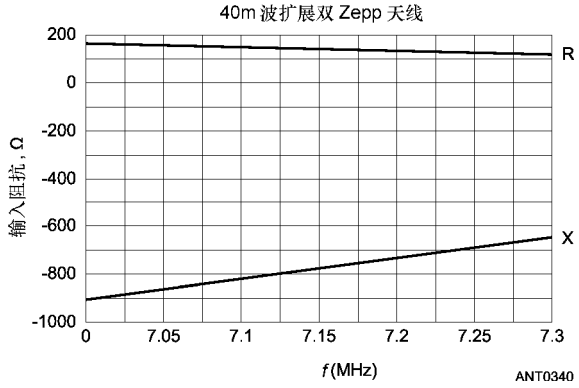


图8-47　自由空间中40 m扩展双Zepp天线的馈电点阻抗和感抗。

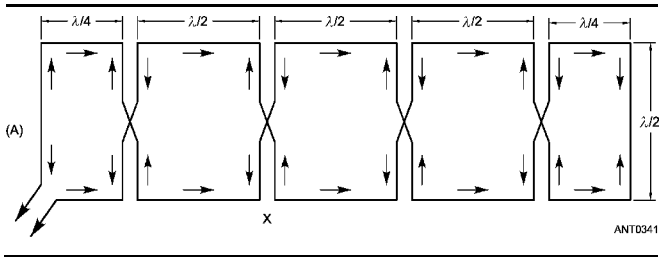


图8-48　典型的8单元司梯巴阵。

8.13　平行边射阵

为了用平行单元获得边射的方向性，单元中的电流必须都同相。位于垂直阵列轴且垂直于包含单元的平面上的线上远点处，来自所有单元的场同相叠加。这种情景就像图 8-1 所画的那样，4 个平行的 *l*/2 偶极天线同时馈电成为一个边射阵。

这种类型的边射阵理论上可以具有任意单元数目。然而，实际中结构和可利用的空间通常限制了边射平行单元的数目。

8.13.1　功率增益

平行单元边射阵的功率增益除了依赖于单元数目外，还取决于单元间的间隔。双单元阵列的增益随间距变化的方式如图 8-49 所示。当间距在 0.67 *l* 附近时，增益取最大值。

具有两个以上单元的边射阵的理论增益近似如下：

平行单元数目	具有 *l*/2 间距的 dB 增益	具有 3 *l*/4 间距的 dB 增益
3	5.7	7.2
4	7.1	8.5
5	8.1	9.4
6	8.9	10.4

当然单元必须都位于同一平面上且必须同相馈电。

8.13.2　方向性

方向图的尖锐度取决于单元间距和单元个数。对于给定单元数目，更大的单元间距会使主瓣更尖锐，如图 8-41 所示直到一个点为止。当间距为 *l*/2 时，2 单元阵没有副瓣，但是在更大间距时，出现小的副瓣。当使用 3 个或 3 个以上单元时，方向图总是具有副瓣。

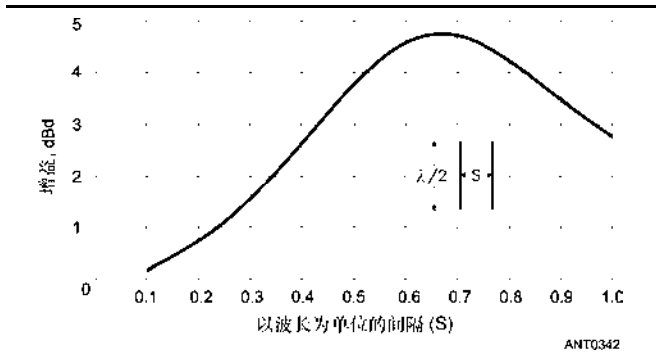


图8-49　增益为同相工作（边射）的平行单元的间距的函数。

8.14　其他形式的边射阵

对于那些具有可用的空间的读者，我们可以提供一些基于边射概念的多单元阵的资料。这些天线较大，但是设计简单且尺寸无严格限制；就单位成本的增益来说，它们也是非常经济的。

大阵列常常可以在几个不同点馈电。然而，方向图对称性可能对阵列中馈电点的选择比较敏感。非对称

馈电点将导致方向图略微不对称，但是这些通常不是很紧要。

3 单元和 4 单元阵列如图 8-50 所示。在图 A 的间距为 $l/2$ 的 3 单元阵列中，阵列在中心处馈电。这是最合适的点，因为它使单元之间的功率分配趋于保持均衡。但是，传输线也可以在图 8-50A 中的点 B 或点 C 之间交替连接，而辐射方向图只是稍微偏移。

当间隔大于 $l/2$ 时，定相线必须是 $1l$ 长，且单元之间不颠倒次序。如图 8-50B 所示。对于这一装置，如果定相线可以按照图中建议的那样折叠，任何达到 $1l$ 间距的单元都可以使用。

C 中的 2 单元阵在系统中心馈电，使单元间的功率分配尽可能均匀。但是，传输线也可以在 B，C，D 或 E 中的任一点连接。在这种情况下，在 B 和 D 之间的定相线部分必须颠倒次序使所有单元中的电流沿同一方向流动。当 B 中的阵列间距是 3 $l/4$ 时，C 中的 4 单元阵和 B 中的 3 单元阵具有近似相等的增益。

一种替代的馈电方法如图 8-50D 所示。该系统也可用于 3 单元阵，并且在任何情况下都能产生更好的对称性。只需要把定相线移到每个单元的中心，使它连接到每根导线的两边而不只是一边。

具有 $l/2$ 间距的 4 单元阵的自由空间方向图如图 8-51 所示。这也近似于 3 $l/4$ 间距的 3 单元阵列的方向图。

按照图中所示的定相原理可以设计并构建更大的阵列。对图 8-50 显示的各馈电点处的阻抗，无法得到准确的值。当馈电点位于定相线和 $l/2$ 单元间的节点处，可以估计阻抗在 1 000 Ω 附近，且当单元数增加的时候阻抗减小。当馈电点位于图 8-50C 所示的端点馈电单元之间的中点处时，采用 600 Ω 的明线定相线，4 单元阵的馈电点阻抗将在 200～300 Ω 附近，（D）中所示的天线的馈电点阻抗应该在 1.5 kΩ 左右。

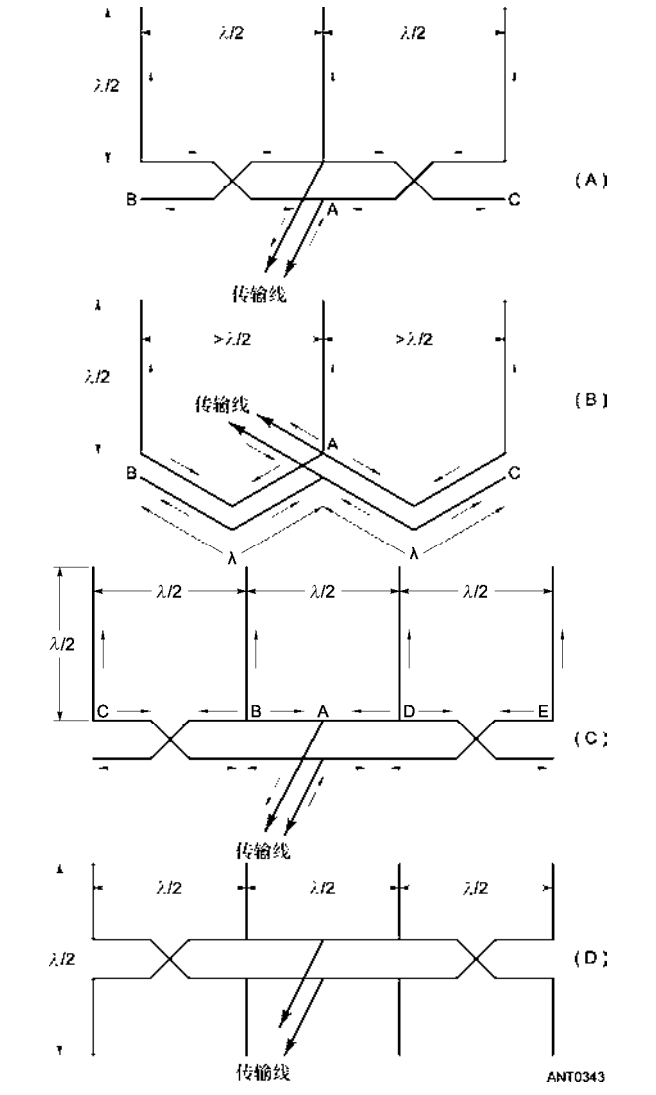


图8-50　由平行单元构成的3单元和4单元边射阵的馈电方法。

8.14.1　非均匀单元电流

如图 8-51 所示的 4 单元边射阵的方向图具有明显的旁瓣。这对于宽度大于 $l/2$，每个单元中流动的电流相等的阵列是典型情况。通过在单元中分配不均匀电流可以降低旁瓣幅度。很多可能的电流幅度分布已经建议过。它们在外侧的单元中都具有较小的电流，而中间单元的电流更大。这稍微降低了增益，但是可以产生更理想的方向图。一种常用的分布叫做二项式电流缓变分布。在

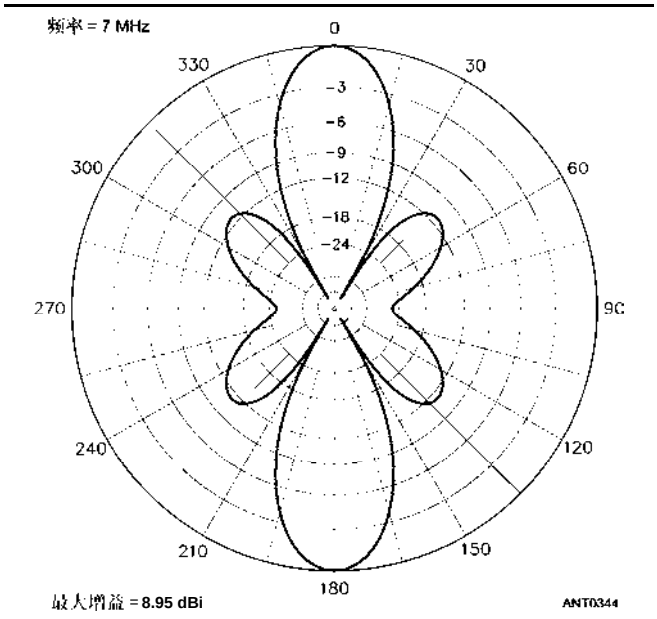


图8-51　使用平行单元的4单元边射阵（图8-50）的自由空间E平面方向图。这相当于在地面上方的垂直极化阵列在低波角上的水平方向图，单元轴沿90°−270°线。

这种方案中，单元电流比设置为等于一个多项式的系数。例如

$1x+1$，$\Rightarrow 1$，1

$(x+1)^2 = 1x^2+2x+1$，$\Rightarrow 1$，2，1

$(x+1)^3 = 1x^3+3x^2+3x+1$，$\Rightarrow 1$，3，3，1　　（8-7）

$(x+1)^4 = 1x^4+4x^3+6x^2+6x+1$，$\Rightarrow 1$，4，6，4，1

在 2 单元阵中，电流相等；在 3 单元阵中，中心单元的电流是外侧单元电流的 2 倍等。

8.14.2　半平方天线

在低频频段（40 m、80 m 和 160 m 波段）由于尺寸的原因，使用 $l/2$ 单元变得越来越困难。半平方天线是个垂直单元高度为 $l/4$ 且水平间距为 $l/2$ 的 2 单元边射阵，参见图 8-52。该阵列的自由空间 H 平面方向图如图 8-53 所示。天线给出了适中（4.2 dBi）但是有用的增益，并且具有只有 $l/4$ 高度的优点。像所有垂直极化天线一样，实际性能直接取决于周围的地面特性。

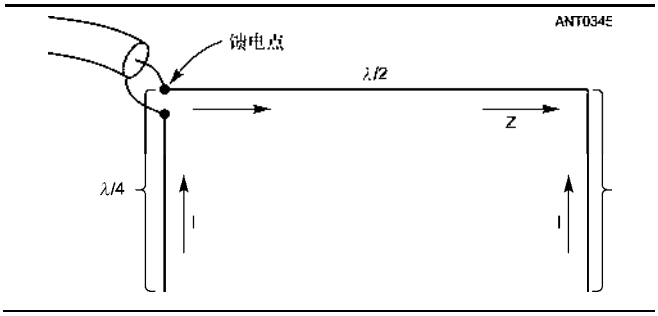


图8-52　半平方天线的布局图。

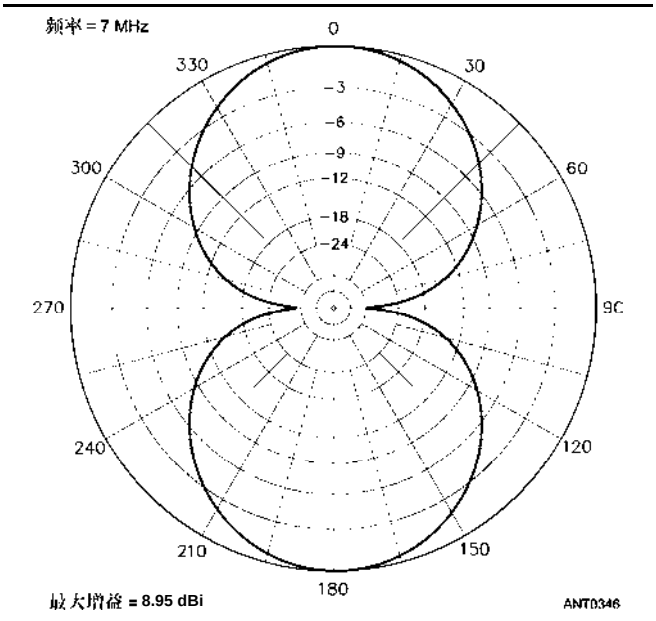


图8-53　半平方天线的自由空间E平面方向图。

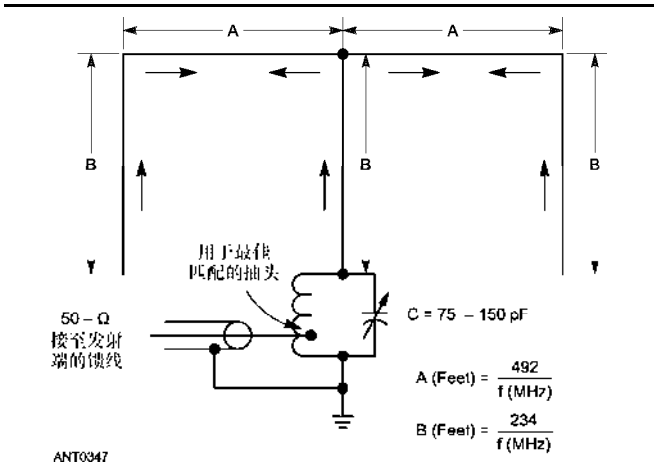


图8-54　截尾帘天线是一个具有边射双向特性的优秀的低角度辐射器。电流分布由箭头表示。尺寸A和B（导线天线的单位是英尺）可以由方程确定。

半平方天线可以采用如图 8-54 所示截尾帘的电压馈电方案，在指示的点馈电，也可在其中一个垂直单元的底端馈电。当在如图 8-52 所示的角上馈电时，馈电点阻抗约为 50 Ω。图 8-55 显示了一个典型的 SWR 图。第 6 章关于半平方天线以及几种变形有详细的讨论，同时有实际的考虑。

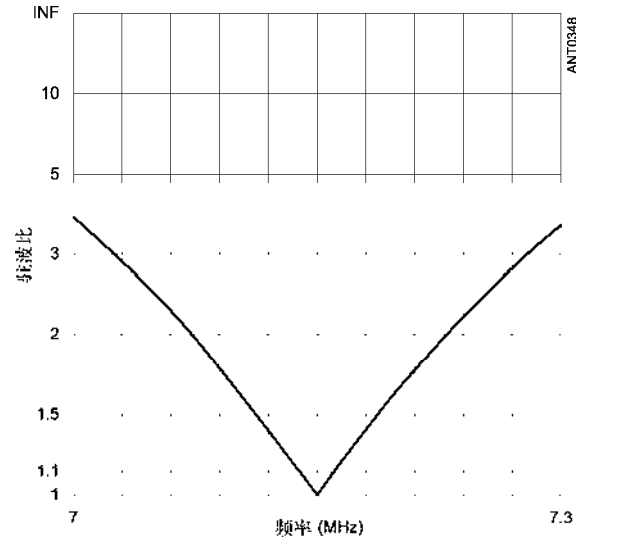


图8-55　40 m长在一角馈电的半平方天线的典形SWR曲线。天线位于自由空间。

8.14.3　截尾帘天线

图 8-54 的天线系统采用同相的垂直导线原理来产生一个边射、双向方向图，它提供相对单个 $l/4$ 单元的增益为 5.1 dB。天线表现得像 3 个同相顶部馈电垂直辐射器，单元高度约为 $l/4$，间距约为 $l/2$。它对于低角度信号最有效，在 1.8、3.5 或 7 MHz 频率上是个优秀的远距离天线。

3 个垂直部分是实际的辐射器件，但是只有中心单元直

接馈电。两个水平部分 A 作为定相线，对辐射方向图没有什么贡献。因为中心单元的电流必须在末端部分间分配，电流分布接近二项式比 1:2:1。辐射方向图如图 8-56 所示。

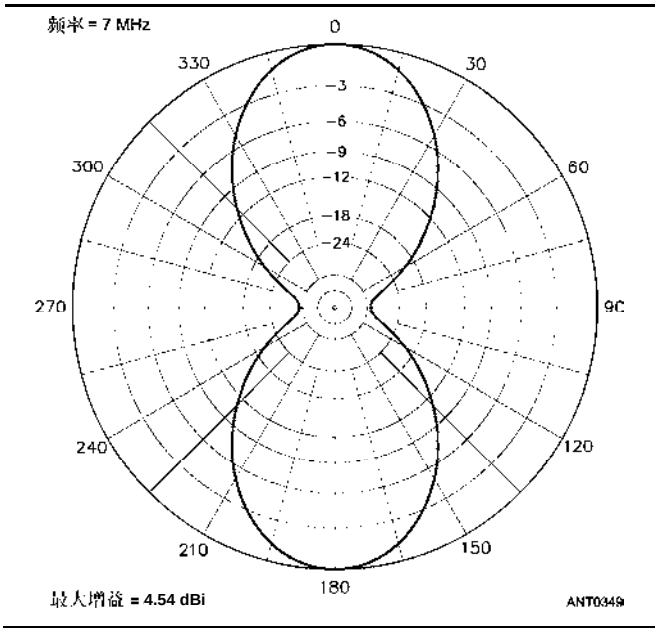


图8-56　对于图8-54中所示的截尾帘天线计算得到的自由空间E平面方向图。阵列沿90°-270°线。

垂直单元应该尽可能垂直。水平部分的高度应该稍大于 B，如图 8-54 所示。调谐网络在工作频率谐振。L/C 应该十分低来提供好的负载特性。作为一个起始点，最大电容的推荐值为 75～150 pF，且电感值由 C 和工作频率确定。首先调节网络使其谐振，然后调整抽头达到最佳匹配。可能需要对 C 进行微调。由少量匝数构成的连接线圈也可以用来对天线馈电。

通过观察位于中心单元顶端的馈电点可以获得对该天线的匹配带宽的感性认识。该点的阻抗近似为 32 Ω。图 8-57 显示了在该点处的一个 80 m 截尾帘天线的 SWR 曲线（Z_0=32 Ω）。然而，实际不建议在该点连一根馈线，因为它会使阵列失谐并且改变方向图。该天线相对窄带。当如图 8-54 所示在中心单元的底部馈电时，在一个频率上 SWR 可以调整为 1:1，但是对于 SWR<2:1 的工作带宽可能比图 8-57 显示的更窄。对于 80 m 的情况，操作通常需要在 CW DX 窗口（3.510 MHz）和电话中的 DX 窗口（3.790 MHz）中进行，当你改变频率的时候，你必须重新调谐网络。这可以通过接入或断开一个电容，用手动方法或用继电器远程控制来实现。

当匹配带宽十分窄时，辐射方向图随频率变化更为缓慢。图 8-58 显示了方向图在整个频带（3.5～4.0 MHz）上的变化。正如预料的那样，增益随频率而增加，因为天线尺寸相对于波长更大。然而，通常方向图的整体形状是稳定的。

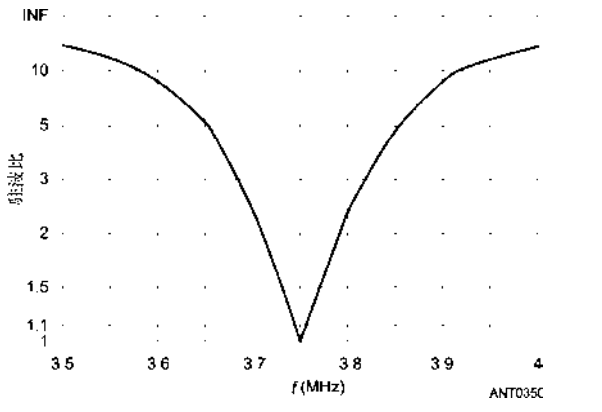


图8-57　自由空间中80 m截尾帘天线的典型的SWR曲线。这是一个窄带天线。

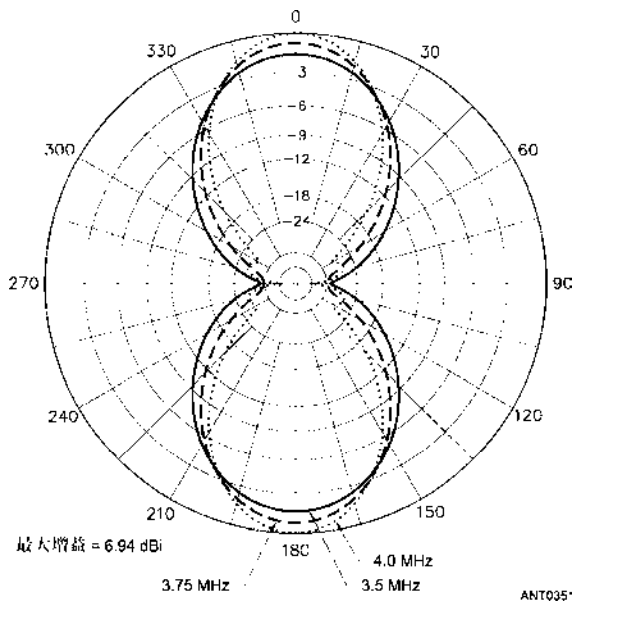


图8-58　自由空间80 m截尾帘天线的E平面方向图在80 m波段上的变化。

8.14.4　Bruce 阵

Bruce 阵的 4 种变形如图 8-59 所示。Bruce 阵就是一根折叠导线，使得垂直部分携带同相大电流，而水平部分相对于（由点表示的）该部分中心携带反向流动的小电流。辐射是垂直极化波。增益正比于阵列长度，但是比你从同样长度的 *l*/2 单元构成的边射阵得到的增益要稍小。这是因为单元的辐射部分只有 *l*/4。

Bruce 阵具有很多优点：

1．阵列只有 *l*/4 高。这对于 80 m 和 160 m 天线特别有用，因为此时 *l*/2 高度的支撑对于很多业余人员来说变得不现实。

2．阵列非常简单。它只是靠单根导线折叠形成阵列。

3．阵列尺寸非常灵活。取决于支架间可用的距离，

可以使用任意多个单元。阵列越长，增益越大。

4．阵列形状不必是精确的 1.05 *l*/4 正方形。如果可用高度较小，但是阵列可做得更长的，那么可以使用更短的垂直部分和更长的水平部分来维持增益和谐振。相反的，如果更多高度可用而宽带受限制，那么可以使用更长的垂直部分和更短的水平部分。

5．阵列可以在对于特定安装更为方便的其他点进行馈电。

6．天线相对来说 *Q* 值较低，所以馈电点阻抗随频率变化缓慢。这对于 80 m 天线很有用，例如，此时天线相对来说带宽较宽。

7．辐射方向图和增益在业余频带上是稳定的。

注意图 8-59 中，阵列的标称尺寸，要求段长度等于 1.05/4 *l*。在大导线阵列中，普遍需要使用稍长的单元来获得谐振。四边形环也和它一样。这与导线偶极天线十分不同，导线偶极天线一般要缩短 2%～5%来获得谐振。

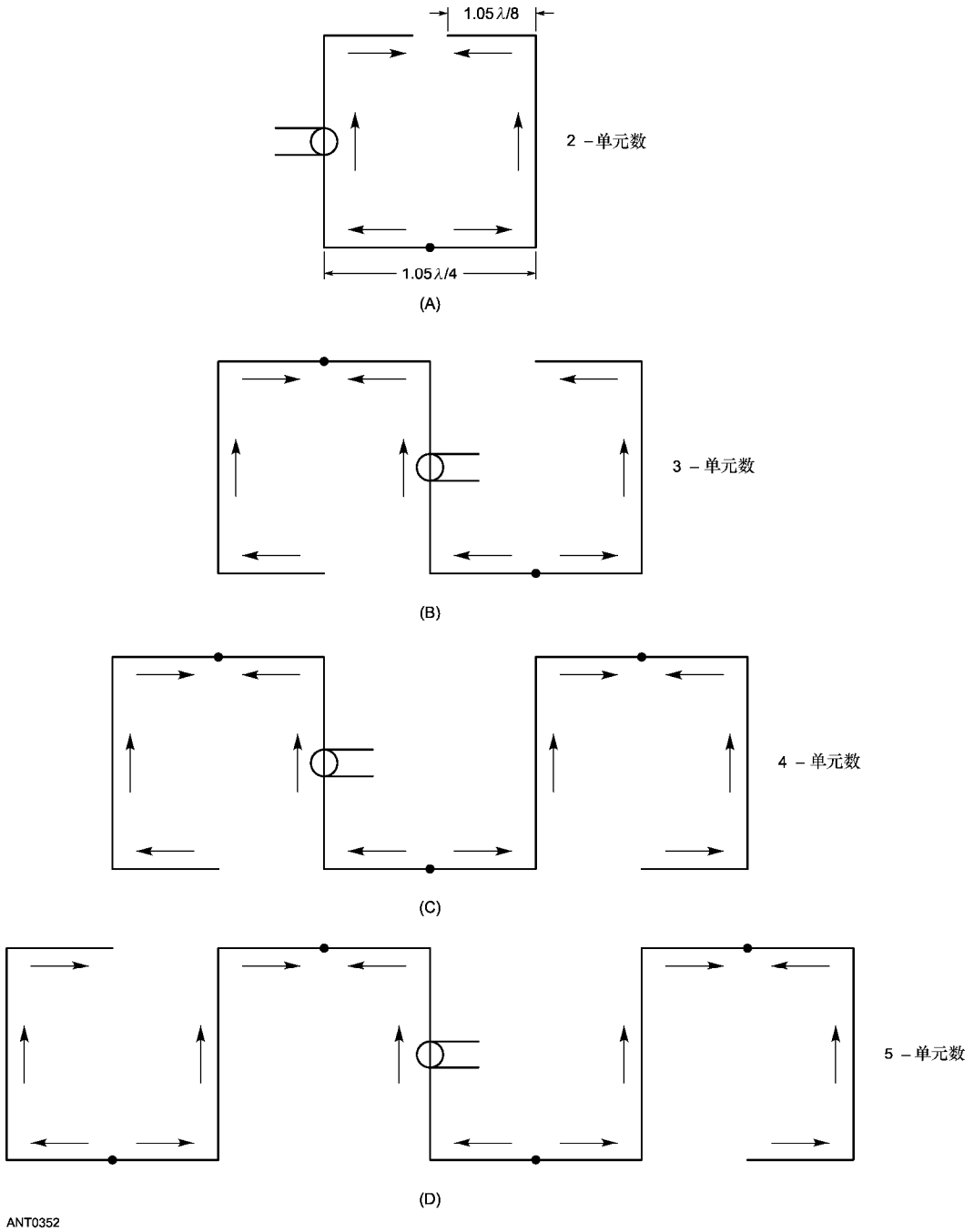


图8-59　各种Bruce阵：2，3，4和5单元的情况。

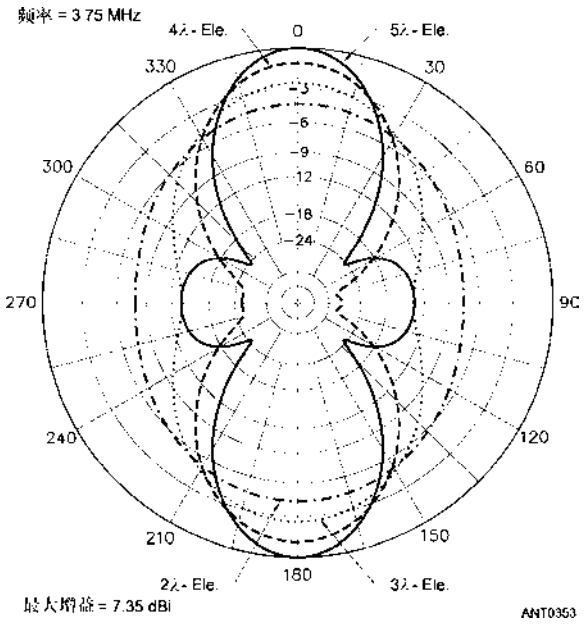


图8-60　图8-59所示的自由空间80 m Bruce阵的E平面方向图。5单元的方向图是实线，4单元是虚线，3单元是点线，2单元是点虚线。

表 8-2　作为单元数的函数的 Bruce 阵长度，阻抗和增益

单元数	相对 *l*/2 垂直偶极天线的增益	在 *l*/4 接地平面上的增益	阵列长度（*l*）	近似馈电点阻抗 **Z**，W
2	1.2 dB	1.9 dB	1/4	130
3	2.8 dB	3.6 dB	1/2	200
4	4.3 dB	5.1 dB	3/4	250
5	5.3 dB	6.1 dB	1	300

图 8-60 显示了对于 2～5 单元的 80 m Bruce 阵的增益和方向图的变化。表 8-2 列出了相对于 *l*/2 垂直偶极天线的增益，一个四辐板接地平面垂直单元和阵列尺寸。所列的增益和阻抗参数是对自由空间来说的。在实际地面上方，方向图和增益将取决于距离地面的高度和地面特性。其中包括了使用#12 导体的铜的损耗。

从这些阵列中可以获得有价值的增益，尤其是对于 80 m 和 160 m 天线而言，任何增益都难以得到。馈电点阻抗是针对垂直部分中心而言。从图 8-60 的方向图你可以看到，当阵列长度增加到超过 3 *l*/4 时，旁瓣开始出现。这对于各单元使用相等电流的阵列是典型情况。

比较截尾帘天线和 4 单元 Bruce 阵，你会发现有趣的情况。图 8-61 比较了这两种天线的辐射方向图。即使 Bruce 阵（3 *l*/4）比截尾帘天线阵（1*l*）短，它具有略高的增益。匹配带宽在图 8-62 中通过 SWR 曲线说明。4 单元 Bruce 阵的匹配带宽（200 kHz）比截尾帘天线的（75 kHz）高出 2 倍多。部分增益差异是由于二项式电流分布——在截尾帘天线阵中中心单元的电流是外侧单元电流的两倍。这稍微降低了增益以至于 4 单元 Bruce 阵变得具有竞争力。这是使用超过最小单元数目来改进性能或减小尺寸的很好的例子。在 160 m 波段处，4 单元 Bruce 阵将比截尾帘天线阵短 140 英寸，这一缩短非常显著。如果截尾帘阵（1*l*）可以获得额外的空间，那么可以使用 5 单元 Bruce 阵，它在增益上有小的增加，但是也带来了一些旁瓣。

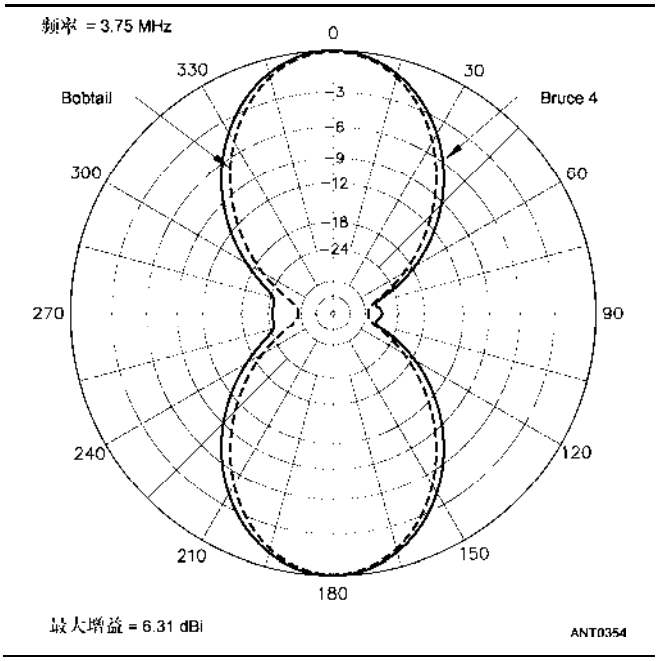


图8-61　4单元Bruce阵（实线）和3单元截尾帘天线（虚线）的自由空间方向图的比较。

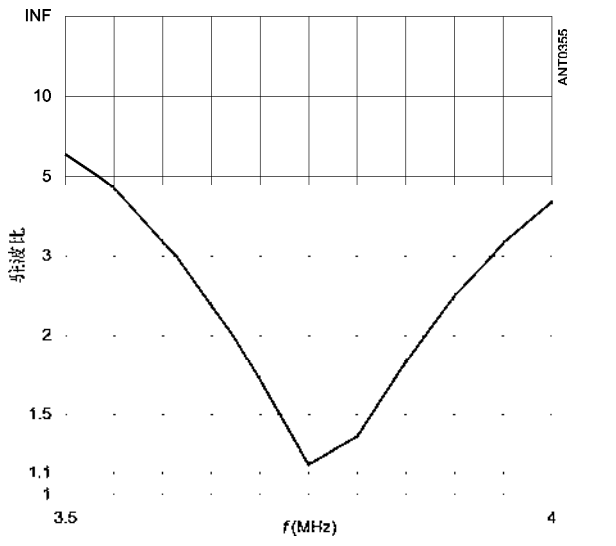


图8-62　80 m 4单元Bruce阵的典型的SWR曲线。

2 单元 Bruce 阵和半平方天线阵都是 2 单元阵。然而，由于在半平方天线阵中，辐射器之间的间距更大，半平方辐射器的增益大约大 1 dB。如果有空间，半平方天线阵是个更好的选择。如果对于半平方天线阵没有空间，那么只有一半长度（*l*/4）的 Bruce 阵会是个好的替代。3 单元 Bruce 阵和半平方阵具有相同的长度（*l*/2），但增益

比半平方阵约大 0.6 dB，并且具有更宽的匹配带宽。

Bruce 天线可以在很多不同的点以不同的方式馈电。除了图 8-59 标明的馈电点，你可以在任何垂直部分的中心连接馈线。在更长的 Bruce 阵中，在一端馈电将导致在单元间有一些电流不平衡，但是方向图结果的畸变较小。实际上，馈电点可以是在沿垂直部分的任何地方。一个很方便的点是在外角落处。馈电点阻抗会更高（约为 600 Ω）。在垂直部分的某处通常可以找到对 450 Ω 梯形线的好的匹配。通过折断导线并插入一个绝缘体在电压节点处馈电会完全改变电流分布，意识到这点是很重要的。这将在“端射阵”部分讨论。

如图 8-63 所示，一个 Bruce 阵可以相对地面或地网不平衡馈电。因为它是一个垂直极化天线，接地系统越好性能就越好。如图 8-63B 所示，可以使用只需两根高架辐板的结构，但是为了提高性能可以使用更多的辐板，取决于本地地面常数。在 20 世纪 20 年代末 Bruce 阵发展过程中，使用了这种馈电装置。

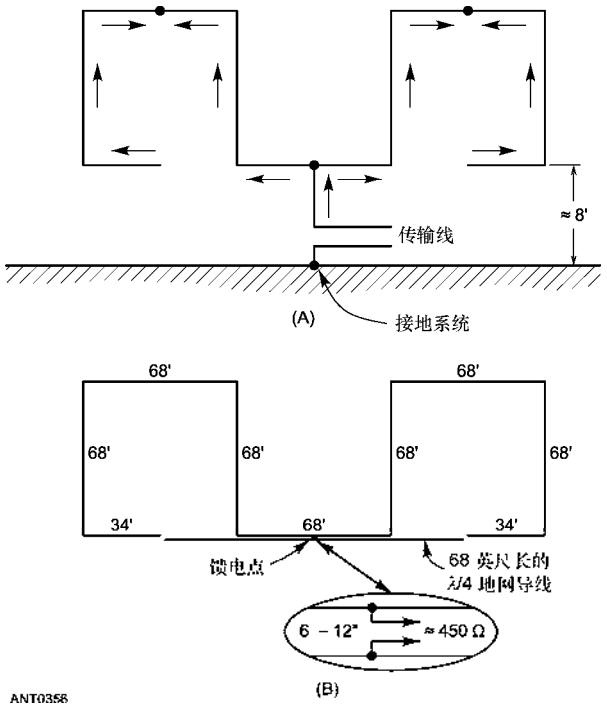


图8-63　Bruce阵的替代的馈电装置。(A)，天线相对接地系统激励，(B)，它使用一个双线地网。

8.14.5　4 单元边射阵

如图 8-64 所示的 4 单元阵，一般被称做“横 H 型（I 型）”（Lazy H）。它由一组双共线单元和一组双平行单元组成，全都同相工作来给出边射方向图。和简单的平行单元边射阵情况一样，增益和方向性取决于间距。间距可以在图中所示的极限值间选择，但是低于 3/8 *l* 的间距不值得选，因为增益小。相对于单个单元的增益估计为：

3 *l*/8 间距——4.2 dB

l/2 间距——5.8 dB

5 *l*/8 间距——6.7 dB

3 *l*/4 间距——6.3 dB

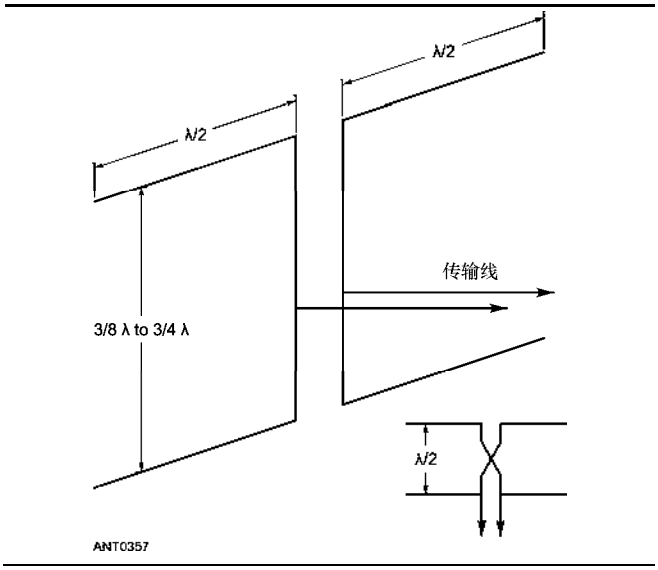


图8-64　4单元边射阵（“横H型”）使用共线和平行单元。

通常采用半波间距。该间距的方向图在图 8-65 和图 8-66 中给出。在平行单元间距为 *l*/2 时，定相线和传输线的结点处的阻抗呈电阻性，在 100 Ω 附近。对于更大或更小的间距，该结点处的阻抗除了有电阻性还将有电抗性。在使用非谐振线的情况下，推荐匹配短截线。如 26 章所述的那样，可以计算并调整它们。

图 8-64 所示的系统可以在具有两倍频关系的两个频带上使用。它应该设计为用于两个频率中较高的那个频率时，使用的平行单元间距为 3 *l*/4。在较低频率上用作一个简单边射阵时，单元间距为 3 *l*/8。

一种替代的馈电方法如图 8-64 中的小图所示。在该情况下，单元和定相线必须调整为正好是半个电波长。馈电点阻抗呈电阻性，且在 2 kΩ 量级。

8.14.6　双平方天线

“横 H 型”天线的一种发展形式，叫做双平方天线，如图 8-67 所示。双平方天线的增益略小于横 H 型的增益，但是这种天线吸引人因为它可以用单个天线杆支撑。它在工作频率下具有 2 *l* 的周长，并且水平极化。

双平方天线由两个 1 *l* 的辐射单元组成，在阵列底部以 180° 异相馈电。辐射电阻为 300 Ω，所以它可以用 300 Ω 或 600 Ω 线馈电。天线的自由空间增益约为 5.8 dB，比单极子单元高 3.7 dB。通过加入寄生反射器或引向器，

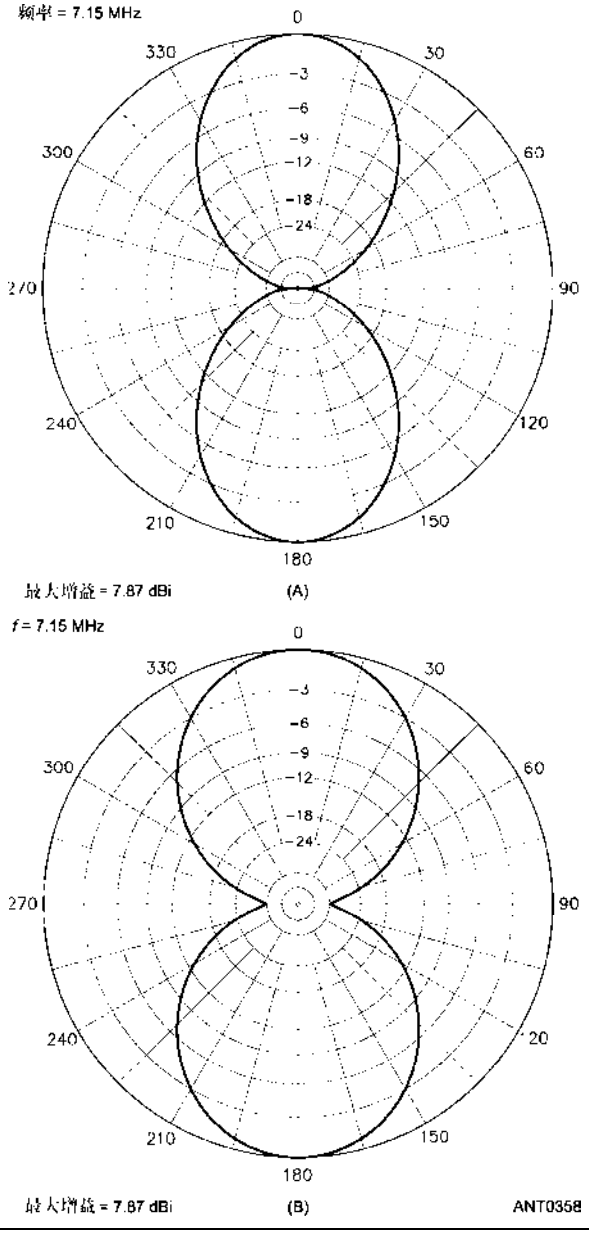


图8-65　图8-64所示的4单元天线的自由空间方向图。A图是E平面方向图。单元轴沿90°-270°线。B图是H平面方向图，从单元末端看去，仿佛一组单元在另一组的上方。

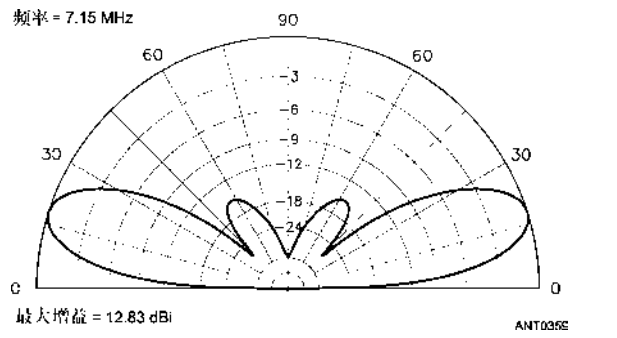


图8-66　图8-64所示的4单元边射天线阵的垂直方向图，安装时各单元水平放置，低处的那组单元位于平地上方$l/4$处。当最低的单元至少$l/2$高时，这种类型堆叠的阵列给出最好的结果。如果最低的单元过于接近地面，增益降低，波角升高。

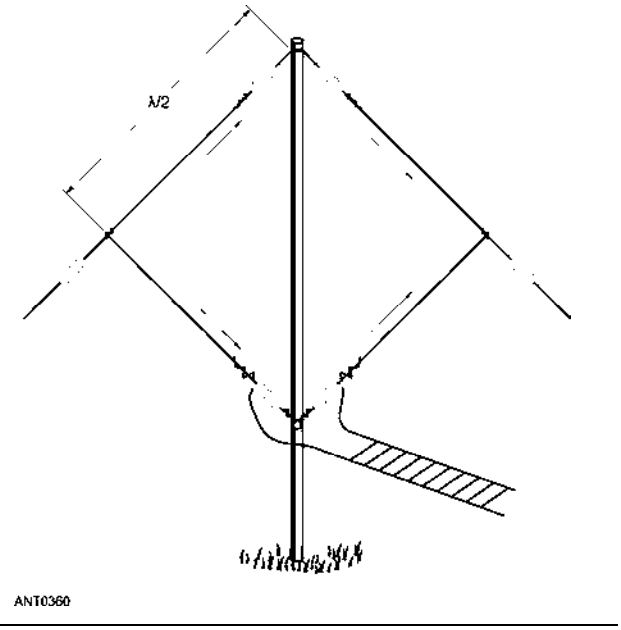


图8-67　双平方阵。它具有环形外观，但不是真正的环，因为导体在顶部开路。每条边的长度是480/f（MHz），单位为英尺。

可以增加增益。两个双平方阵列可以互成直角安装，并通过切换提供全向覆盖。阵列导线可以以这种方式用作天线杆的拉索系统的一部分。

尽管它和一个环型天线相似，双平方天线不是真正的环，因为在馈电点对面的末端是开路的。然而，可以对这两种天线使用相同的构造技术。在低频工作时应用一种远程关闭顶端连接的方式，天线可以工作在两个谐波相关的频带上。例如，一个边长为 17 英寸的阵列可以作为双平方天线工作在 28 MHz，也可以作为全波环形天线工作在 14 MHz。对于这种方式的双频带操作，天线的边长应该支持高频。闭环的长度不是那么挑剔。

8.15　端　射　阵

“端射”这个术语涵盖许多不同的操作方法，这些方法的共同点就是最大辐射发生在沿阵轴线方向，并且阵列由许多在一个平面上的平行单元构成。端射阵可以是双向和单向的。在业余者常使用的双向端射阵中，只有两个单元，并且工作时电流 180° 异相。尽管通常单向端射阵的调节比较复杂，它们也被业余者作为对定相的$l/4$ 垂直接地单元来

使用。这种阵列在本章前一部分有详细讨论。

除了在对数周期阵中有应用（在第 10 章讨论）外，几乎看不到水平极化单向端射阵的业余应用。相反，水平极化单向端射阵通常具有寄生单元（在第 11 章讨论），被称做八木天线。

8.15.1 二元端射阵

在具有等幅异相电流的二元阵中，增益随单元间距的变化如图 8-68 所示。最大增益发生在间距为 0.1 l 附近。低于这一间距，由于导体损耗电阻的影响，增益迅速下降。

在给定最大增益的间距处的两个单元的馈电点阻抗都很低，如本章前面的图 8-8 所示。最常使用的间距是 $l/8$ 和 $l/4$，此时，中心馈电的 $l/2$ 单元阻抗大约分别为 9 Ω和 32 Ω 。

对于不同的间距，导体电阻对增益的影响如图 8-69 所示。由于沿单元分布的电流不是常数（近似正弦分布），图示的阻抗是插在单元中心用来考虑沿单元损耗分布的等效电阻（R_{eq}）。

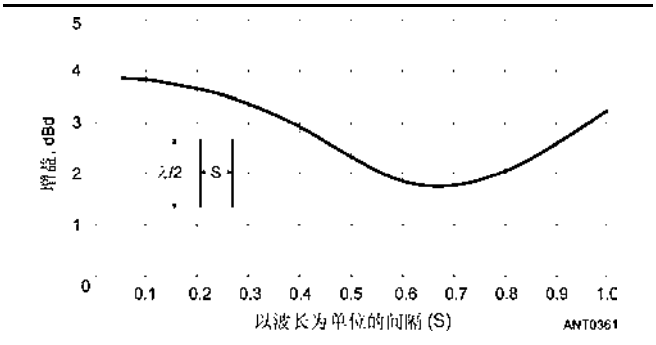


图8-68 由两个180° 异相馈电单元构成的端射阵的增益随单元间距的变化函数。当单元间距达到 $l/2$ 时，最大辐射方向发生在单元所在平面，并与单元成直角，但是在更大的间距时方向改变。

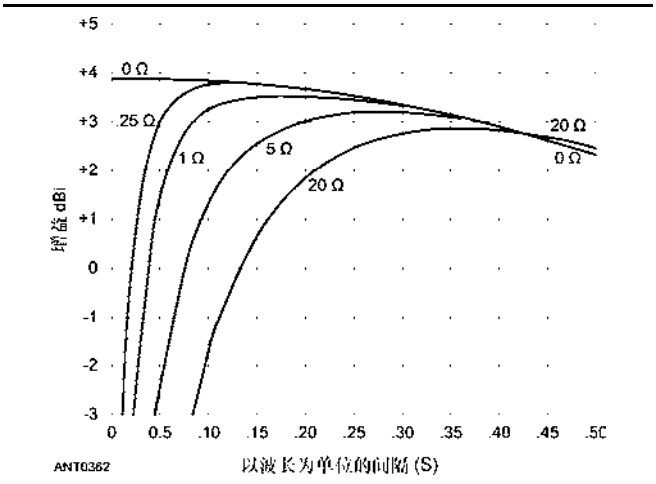


图8-69 自由空间中两个异相单元相对单个单元的增益，是不同损耗电阻下单元间距的函数。

$l/2$ 单元的等效电阻为整个单元交流电阻（R_{ac}）的一半。通常由于趋肤效应，$R_{ac} \geqslant R_{dc}$。例如，使用 12 号铜线，工作在 1.84 MHz 的偶极天线的 R_{eq} 如下：

线长=267 英尺

R_{dc}=0.001 59（/英尺）×267（英尺）=0.42

$F_r=R_{ac}/R_{dc}=10.8$

R_{eq}=（$R_{dc}/2$）×F_r=2.29

对于用 12 号铜线制作，工作在 3.75 MHz 的偶极天线，R_{eq}=1.59Ω。在图 8-69 中清楚的表明：由于损耗的影响，由 12 号或更小的铜线制作的端射天线将限制所能达到的增益。如果你使用导线单元，那么使用小于 $l/4$ 的单元间距是没有意义的。但是，如果你使用铝管，则可以使用更小的间距来增加增益。然而，当间距减小到低于 $l/4$，即使采用很好的导体，增益的增加也是很小的。间距减小，虽然增益增加很小，但是由于阵列 Q 值的迅速增加，会极大地减小工作带宽。

8.15.2 单向端射阵

两个相距 $l/4$，馈以等幅 90° 异相电流的平行单元，其方向图位于垂直于阵列平面的平面上，如图 8-70 所示。最大辐射沿电流相位滞后的阵元方向。在相反的方向，两个阵元的场相互抵消。

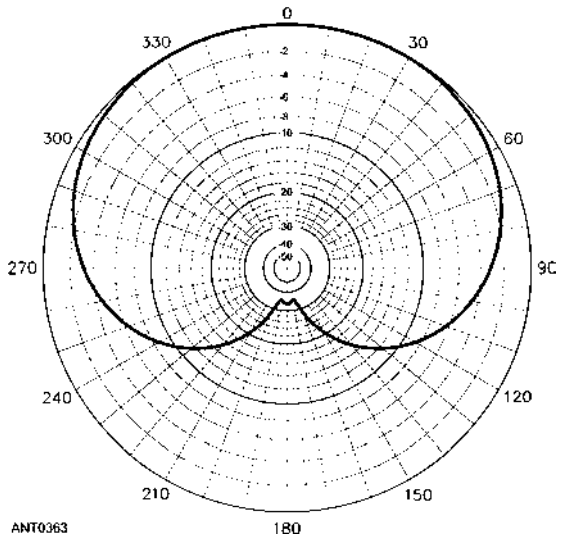


图8-70 间距90° 并以90° 定相馈电的二元端射阵的H平面典型方向图。单元沿垂直轴放置，在最上面的单元相位滞后。此处考虑了不同的电流分布（方向图用ELNEC计算）。

当阵元中的电流即不同相也不 180° 异相时，阵元的馈电点阻抗不相等。这使得给单元馈以相等电流的问题变得复杂，正如在前面几节中讨论的那样。

单向端射阵可以使用两个以上单元。单向性的要求

就是单元之间的渐进式相移等于单元之间的电角度间距。每个单元的电流幅度也必须是相关联的。这就需要二项式电流分布。对于 3 个单元的情况，对于间距为 90°（$l/4$），电流以 90° 定相的单元，要求中心单元的电流是两外侧单元电流的两倍。这种天线全长 $l/2$。方向图如图 8-71 所示。该方向图类似于图 8-70，但是更窄的半功率波束宽度（146° 对比 176°）证明 3 单元定向天线阵方向性更好。它的增益大 1.0 dB。

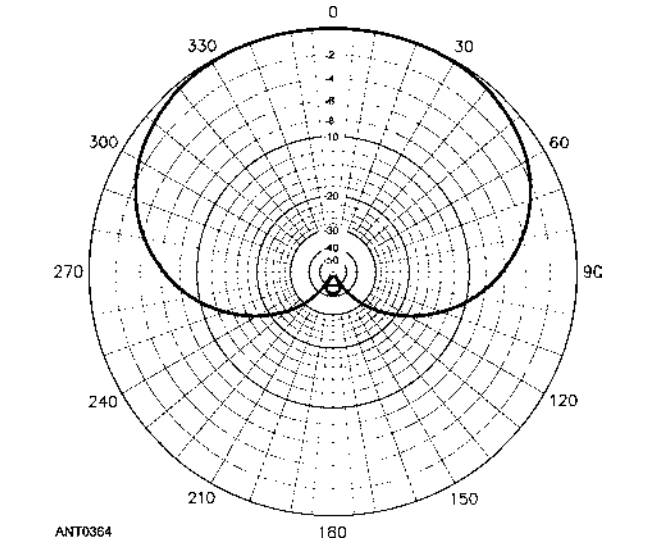


图8-71　具有二项式电流分布（中心单元的电流是每个末端单元电流的两倍）的3单元端射阵的H面方向图。单元沿0°～180°轴以$l/4$间距分布。中心单元落后低处单元90°，而高处单元又落后低处单元180°相位。此处考虑了不同的电流分布（方向图用ELNEC计算）。

8.15.3　W8JK 阵列

正如前面指出的，在 1940 年，John Kraus 描述了他的双向平顶 W8JK 波束天线，如图 8-72 所示。两个 $l/2$ 单元间距为 $l/8$～$l/4$，由 180° 异相电流激励。使用 12 号铜线的这种天线在自由空间的辐射方向图如图 8-73 所示。此方向图在 $l/8$～$l/4$ 之间具有代表性，其增益的变化小于 0.5 dB。相对于偶极天线的增益大约为 3.3 dB（相对于各向同性辐射器为 5.4 dBi），相比之下有显著的提高。每个单元的馈电点阻抗（包括线阻抗）对于 $l/8$ 间距大约 11 Ω，对于 $l/4$ 间距大约 33 Ω。在中心连接点的馈电点阻抗取决于连接的传输线的长度和特性阻抗 Z_0。

Kraus 给出了端射阵的许多其他变形，其中的一些如图 8-74 所示。在中心馈电的（A、C 和 E）通常是水平极化平顶波束。末端馈电的（B、D 和 F）通常是垂直极化，馈电点便于接近地面。

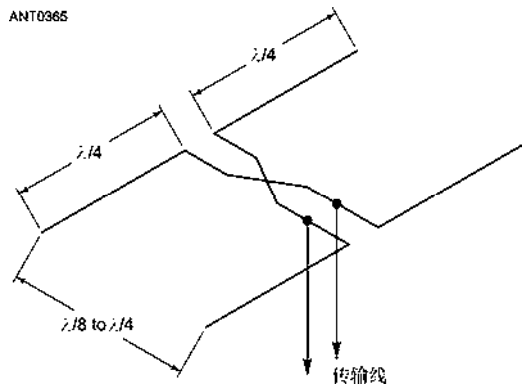


图8-72　二单元W8JK阵。

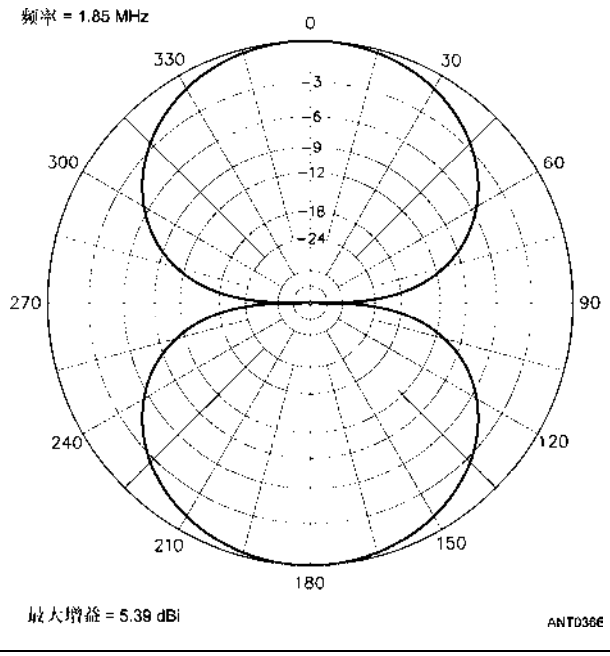


图8-73　2单元W8JK阵自由空间E面方向图。

图 8-75 给出了图 8-74B 的实际变形，在这个例子中，高度被限制在 $l/4$，这样末端可以如图所示弯曲，形成二单元 Bruce 阵。这样稍微减小了增益但是只需短得多的支撑，这对低频来说是一项很重要的考虑因素。如果可以有附加高度，你就能得到附加增益。顶端可以弯曲以适合实用的高度。馈电点阻抗将大于 1 kΩ。

8.15.4　4 单元端射和共线阵

图 8-76 给出的阵列结合了共线同相单元与平行异相单元，从而同时实现边射和端射方向性。它是个两段 W8JK 阵。使用 12 号铜线分别以 $l/8$ 和 $l/4$ 间距排列时，在自由空间中的近似增益各自为 4.9 dBi 和 5.4 dBi。自由空间中的方向图在图 8-77 给出，图 8-78 给出距地高度为 1 l 和 $l/2$ 的方向图。

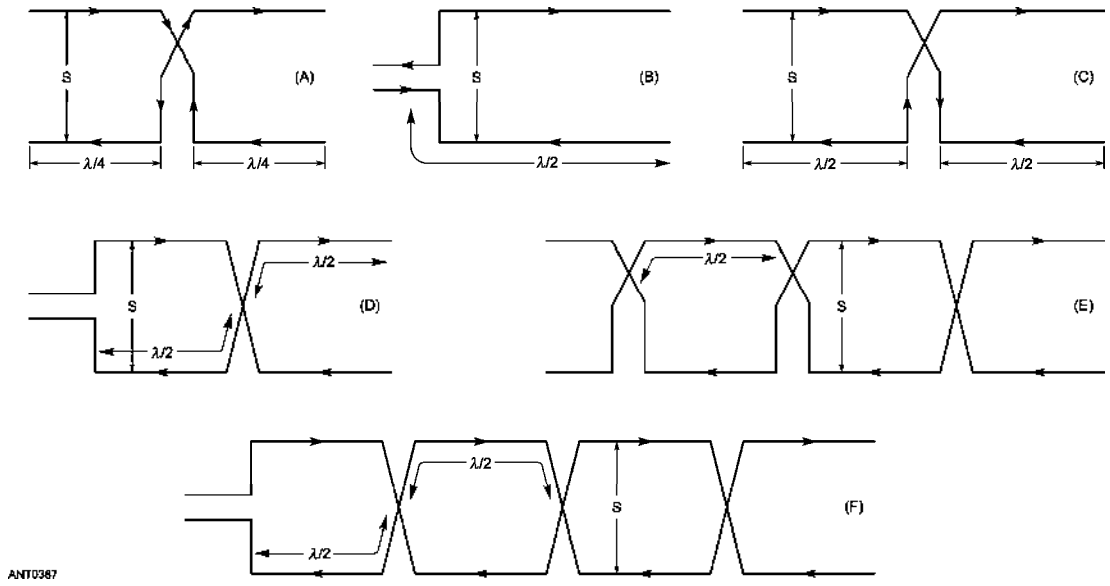


图8-74　W8JK“平顶波束”天线的6种其他变形。

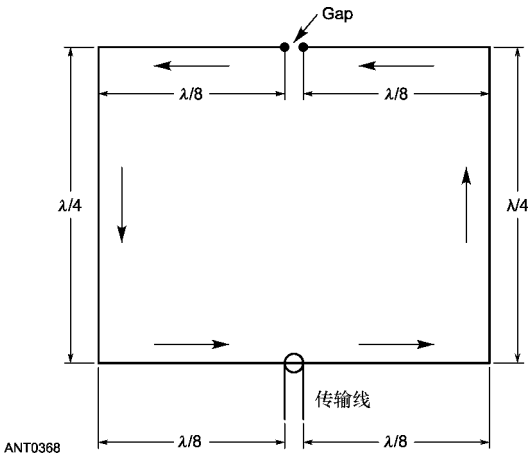


图8-75　缩减高度的二元端射阵。

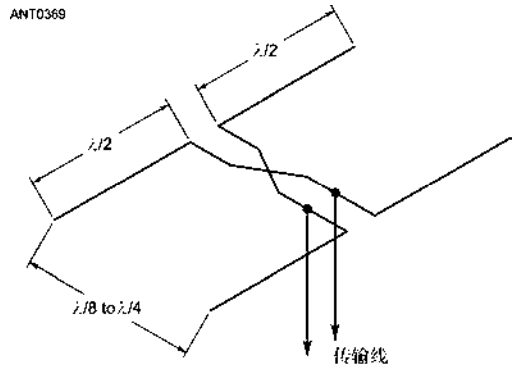


图8-76　结合了共线边射单元和平行端射单元的4单元阵列，一般被称为两段W8JK阵。

在单元之间连接定相线点处的阻抗为数千欧姆数量级。采用不匹配线时 SWR 随之变得非常高，因此如果要使线谐振，这一系统应该用明线（500 Ω或 600 Ω）构造。对于*l*/4 单元间距，在 600Ω线上的 SWR 估计在 3:1 或 4:1 附近。

为了使用匹配线，可以在如图 8-76 所示的传输线结点处连接 3 *l*/16 长的闭合短截线。传输线自身可以连接在匹配段上产生最低线 SWR 的点处。这个点可以由试验决定。

如果使用谐振馈线的话，这一类型的天线可以在频率比为 2:1 的双频带上使用。比如，如果你用*l*/4 的单元间距设计 28 MHz 的天线，你也可以把它作为具有*l*/8 间距的简单二单元端射阵工作在 14 MHz。

组合激励阵列

你很容易将边射、端射和共线单元组合起来以增加增益和方向性。当在阵列中使用两个以上的单元时，这通常可以实际做到。在给定的空间里，这一组合类型比刚才提到的平面阵列类型能提供更大的增益。因为组合类型的设计几乎是无限的，所以这一部分仅描述一些更简单的类型。

多单元功率增益的精确计算需要知道所有单元之间的互阻抗，这在前面部分讨论过。对于近似分析，只要假定每副天线（共线、边射、端射）的增益跟前面的一样就足够了，对于组合阵，将这些增益简单相加。这里忽略了各组天线单元之间的交叉耦合效果。然而这必须要求组合阵列来自交叉耦合的互阻抗相对较小，特别是当间距大于等于*l*/4 时，这样估计的增益将相当接近实际

值。或者，只要你仔细模拟所有的适用参数，像 EZNEC 之类的天线模拟程序可以给出实际天线所有参数的良好估计值。

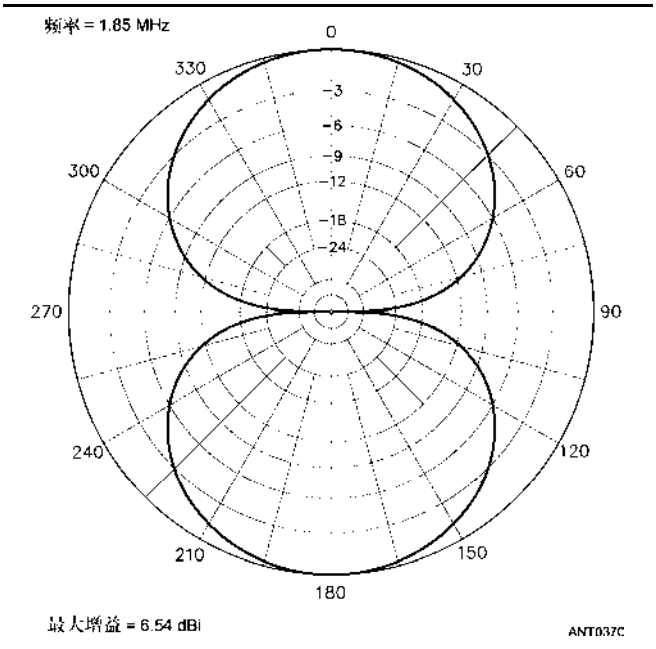


图8-77　图8-76中具有 $l/8$ 间距的天线在自由空间中的E面方向图。在此图中，单元平行于90°-270°线。当间距从 $l/8$ 改变为 $l/4$ 时，半功率波束宽度改变不到1°。

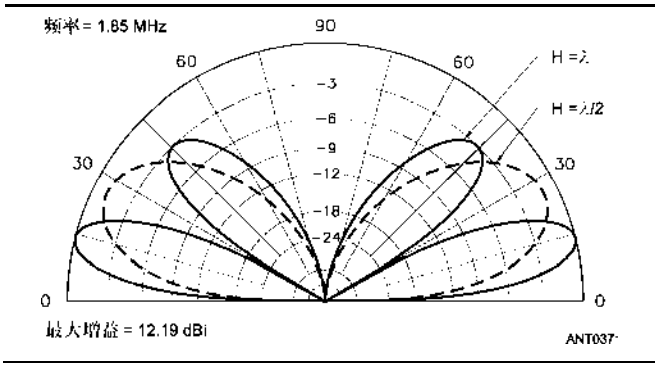


图8-78　图8-76的4单元天线水平安装在距平地两个高度时的正面方向图。实线 = 1 l 高，虚线 = $l/2$ 高。

8.15.5　4 单元激励阵

图 8-79 给出的阵列结合了具有边射及端射方向性的平行单元。最小阵列（物理上）——边射单元间距 3 $l/8$，端射单元间距 $l/8$——估计具有 6.5 dBi 的增益；最大阵列——3 $l/4$ 和 $l/4$ 间距——大约 6.5 dBi。典型的 $l/4 \times l/2$ 阵列的方向图在图 8-80 和图 8-81 中给出。

馈电点的电阻不能达到纯电阻性，除非单元长度正确，且定相线精确为 $l/2$ 长（这需要边射单元间距略小于 $l/2$）。此时，连接处的阻抗估计超过 10 kΩ。在其他的单元间距，在连接处的阻抗既有电阻性也有电抗性，但在任何结果中 SWR 都很大。可以使用明线作为谐振线，或者使用匹配段用于非谐振工作。

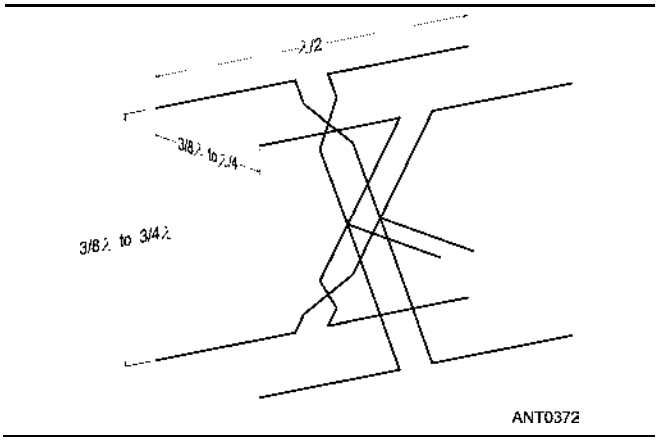


图8-79　结合边射和端射单元的4单元阵列。

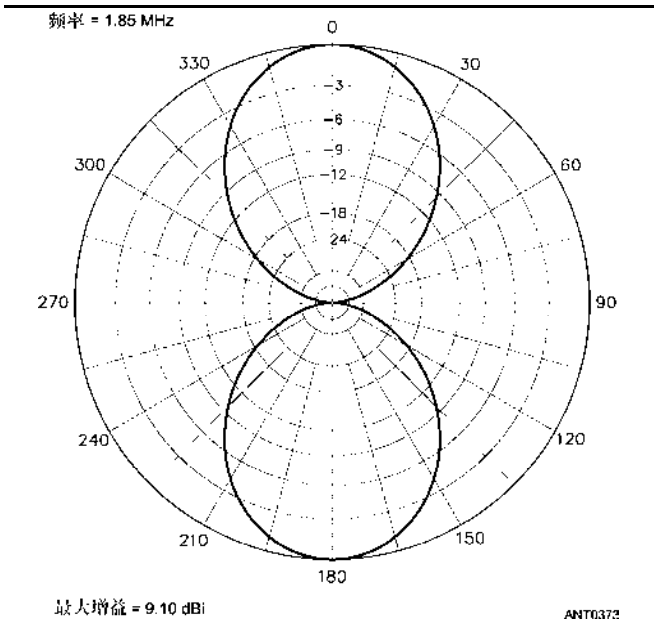


图8-80　图8-79中的4单元天线的自由空间H面方向图。

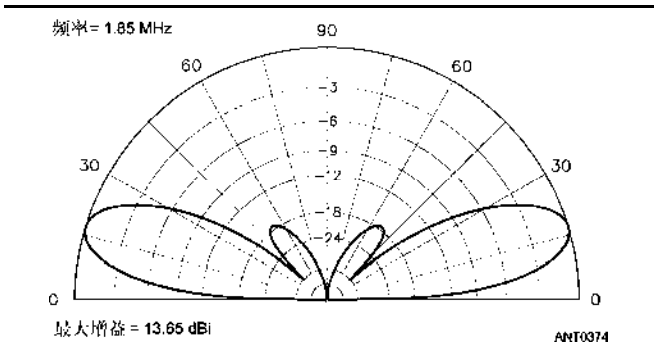


图8-81　当天线水平极化时，图8-79中天线在平均高度为 3 $l/4$（最低单元距地 $l/2$）时的垂直方向图。

8.15.6　8 单元激励阵列

图 8-82 给出的阵列结合了共线和平行单元的边射和端射方向性。在导线天线中，实际通常使用的平行边射单元间距为 $l/2$，端射单元间距为 $l/4$。这里给出的自由空间增益大约 9.1 dBi。使用这些间距的阵列的方向图类似于图 8-80 和图 8-81，但是稍微尖锐一些。

这一排列的阵列的 SWR 将比较高。为了使线不谐振，建议使用匹配短截线。短截线的位置和长度可以用 26 章描述的方法确定。

这一系统可以用于频率为 2:1 的双频带中，假定按照较高的频率设计，平行边射阵单元间距为 $3l/4$，端射阵单元间距为 $l/4$。在较低频率，将像图 8-79 所示的四单元阵列那样工作，对于边射阵单元间距为 3 $l/8$，端射阵单元间距为 $l/8$。双频带操作必须使用谐振传输线。

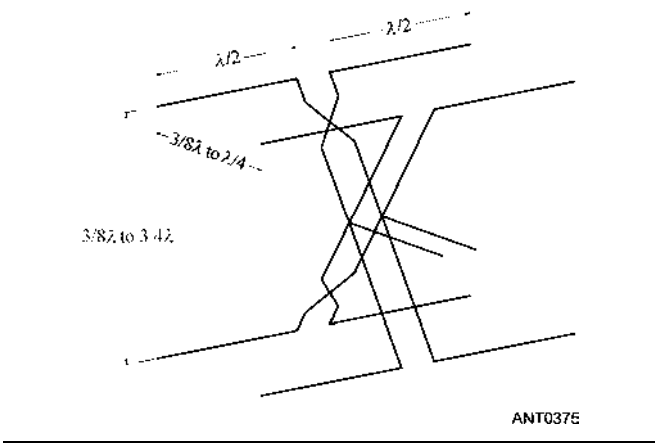


图8-82　结合了共线和平行单元的边射和端射方向性的八元激励阵列。

8.15.7　阵元中的定相箭头

在前面几节的天线图形中，在各种不同天线单元和连接线中电流流动的相对方向用箭头表示出来。在设计任一天线系统时，必须知道定相线是否被恰当的连接；否则，天线可能会有跟预期完全不同的特性。检查相位可以基于电流方向或者电压极性，这里有两条规则需要记住：

（1）从开路端开始，导线每隔 $l/2$ 段，电流方向反相。就电压而言，从开路端开始，在每个 $l/2$ 点极性反相。

（2）在相邻线中的传输线电流必须向相反的方向流动。就电压而言，极性必须相反。

图 8-83A 和 B 中分别给出了运用电流方向和电压极性的例子。系统中的 $l/2$ 点用小圆圈标记。当一段的电流流向小圆圈时，下一段的电流也必须流向它，反之亦然。在图 A 所示的四元阵天线中，右上方单元电流不能流向传输线，因为这样的话，定相线右边的电流必须向上流动，这样就同左边线的电流方向相同了。定相线简单表现为这种情况下的平行双线。当然，如果图中的所有箭头反向，网络效果不变。

C 图给出了变换定相线的效果。将较低的一对单元电流流动的方向变为反向，因此，同 A 图相比，将共线端射阵变换成了共线边射阵。

D 图画出了当传输线连接在一段定相线中间时的情况。从主传输线看去，定相线两部分是并联的，因此从天线单元沿定相线上面部分开始算起，沿着传输线进行测量测出为半波长。到较低单元的距离采用相同的测量方式。显然，定相线的两部分长度必须相等。如果不等的话，电流分布将变得相当复杂；单元电流要么同相，要么 180° 反相，在线上相对的两端的单元不能接收到相同的电流。欲将 D 中的单元电流相位变成 A 中的情况，只要将定相线中的一段简单地反转就行了。反转定相线的一段，连接在该段上的天线单元中的中流流动方向也跟着反转。

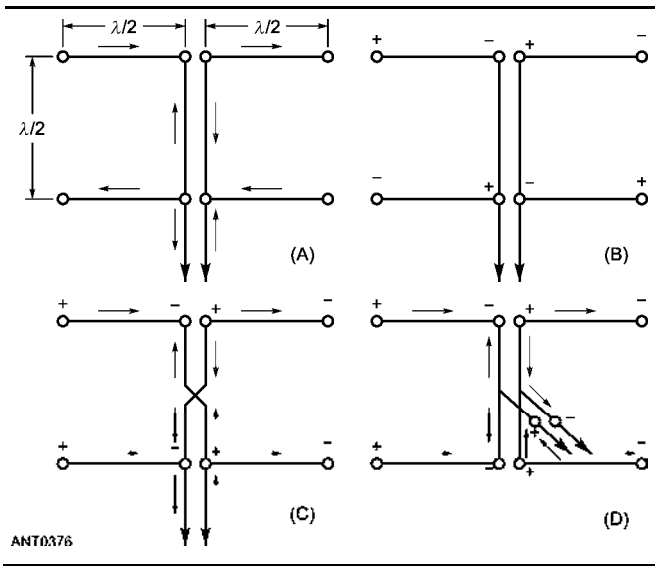


图8-83　检查在单元和定相线中电流相位的方法。

参考资料

本章中涉及的原始资料和论题的展开讨论可以在下面的参考文献和第 2 章结尾列出的书目中找到。

D. W. Atchley, H. E. Stinehelfer, and J. F. White, “360° Steerable Vertical Phased Arrays,” QST, Apr 1976, pp 27～30.

G. H. Brown, “Directional Antennas,” Proc. IRE, Vol 25, No.1, Jan 1937, pp 78～145.

G. H. Brown, R. F. Lewis and J. Epstein, “Ground Systems as a Factor in Antenna Effi ciency,” Proc. IRE, Jun 1937,pp 753～787.

G. H. Brown and O. M. Woodward, Jr., "Experimentally Determined Impedance Characteristics of Cylindrical Antennas,"Proc. IRE, Apr 1945.

L. B. Cebik, "Two Limitations of NEC-4", www.cebik.com/model/fd.html.

A. Christman, "Feeding Phased Arrays: An Alternate Method," Ham Radio, May 1985, pp 58～59, 61～64.

J. Devoldere, ON4UN's Low-Band DXing, 4th ed. (Newington, CT: ARRL, 2005).

EZNEC is an antenna-modeling computer program for Microsoft Windows. See eznec.com for full information.

F. Gehrke, "Vertical Phased Arrays," in six parts, Ham Radio,May-Jul, Oct and Dec 1983, and May 1984.

C. Harrison, Jr, and R. King, "Theory of Coupled Folded Antennas," IRE Trans on Antennas and Propagation, Mar 1960, pp131～135.

W. Hayward and D. DeMaw, Solid State Design for the Radio Amateur (Newington, CT: ARRL, 1977).

W. Hayward, Radio Frequency Design (Newington, CT: ARRL, 1994).

H. Jasik, Antenna Engineering Handbook, 1st ed. (New York:McGraw-Hill, 1961). Later editions are edited by Richard C. Johnson.

R. King and C. Harrison, Jr, "Mutual and Self-Impedance for Coupled Antennas," Journal of Applied Physics , Vol 15,Jun 1944, pp 481～495.

R. King, "Self- and Mutual Impedances of Parallel Identical Antennas," Proc. IRE, Aug 1952, pp 981～988.

R. W. P. King, Theory of Linear Antennas (Cambridge, MA:Harvard Univ Press, 1956), p 275ff.

H. W. Kohler, "Antenna Design for Field-Strength Gain," Proc. IRE, Oct 1944, pp 611～616.

J. D. Kraus, "Antenna Arrays with Closely Spaced Elements," Proc. IRE, Feb, 1940, pp 76～84.

J. D. Kraus, Antennas, 2nd ed. (New York: McGraw-HillBook Co., 1988).

Johnson, Richard C., Antenna Engineering Handbook, 3rd ed.(New York: McGraw-Hill Inc., 1993). This is a later edition of the volume by the same name edited by H. Jasik.

E. A. Laport, Radio Antenna Engineering (New York: Mc-Graw-Hill Book Co, 1952).

J. L. Lawson, "Simple Arrays of Vertical Antenna Elements," QST, May 1971, pp 22～27.

P. H. Lee, N6PL The Amateur Radio Vertical Antenna Handbook, 2nd ed. (Hicksville, NY: CQ Publishing, Inc.,1984).

R. W. Lewallen, "Baluns: What They Do and How They DoIt," The ARRL Antenna Compendium, Vol 1 (Newington: ARRL, 1985). Also available for viewing at eznec.com/Amateur/Articles/Baluns.pdf.

R. Lewallen, "The Impact of Current Distribution on Array Patterns," Technical Correspondence, QST, Jul 1990, pp 39～40. Also available for viewing at eznec.com/Amateur/Articles/Current_Dist.pdf.

R. Lewallen, "MININEC—The Other Edge of the Sword", QST, Feb 1991, pp 18～22. ELNEC, referenced in the article,is no longer available.

M. W. Maxwell, "Some Aspects of the Balun Problem," QST,Mar 1983, pp 38～40.

J. Sevick, "The Ground-Image Vertical Antenna," QST, Jul 1971, pp 16～19, 22.

J. Sevick, "The W2FMI Ground-Mounted Short Vertical,"QST, Mar 1973, pp 13～28,41.

E. J. Wilkinson, "An N-Way Hybrid Power Divider," IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Jan,1960.

Radio Broadcast Ground Systems, available from Smith Electronics,Inc, 8200 Snowville Rd, Cleveland, OH 44141.

第 9 章

宽带天线匹配

很多年来，天线系统在宽频率范围内与发射机良好的阻抗匹配，一直都是火腿们感兴趣的话题。重点通常聚焦在 80 m 波段，因为传统的半波偶极天线，在 3.5～4.0 MHz 波段大约也只有三分之一带宽可以优于 2:1 SWR。宽带匹配的好处是显而易见的，在频率调节过程中很少需要重新调整天线，也无需使用天线调谐器。

本章由 Frank Witt（AI1H）执笔，他曾经在 QST 杂志和《*The ARRL Antenna Compendium*》上发表过关于这个主题的多篇文章，详情可见参考书目部分。

宽带天线这个名词，以前常常被用于描述天线系统给发射机提供宽频带的阻抗匹配。由于多数天线在相当宽频率范围内都是良好的辐射体，所以就定义为“宽带天线”，其实这个用词仍然不够准确，还需要考虑如何将能量注入天线并辐射出来。在某些场合，天线调谐器可以解决这个问题，尽管会额外引入传输线、巴伦和天线调谐器本身的损耗。同样值得一提的是，天线的方向特性通常也与频率相关，但在本章中，我们仅仅讨论天线到发射机的宽带阻抗匹配。

9.1 总 体 概 念

9.1.1 目标

图 9-1 给出一个简单系统：发射机、驻波比（SWR）表和发射机负载阻抗。现代的收发信机设计为 50 Ω 工作负载，在负载阻抗可以承受的被毁坏能力之内，当 SWR 大约小于 1.5:1 时，可以将全部功率能量传递给它们。负载超过这个限制就可能引起收发信机的自我保护，并降低输出功率。

许多收发信机都内置有自动天线调谐器，允许负载超出 1.5:1 SWR 的范围工作，不过匹配的范围有限，尤其在低频段。实际操作上，如果负载的 SWR 保持在 2:1 范围内，就可以简单地直接操作。

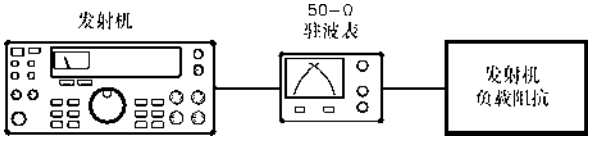


图9-1 发射机输出端的天线系统基本单元。

对于高功率的放大器，最好负载 SWR 也保持在 2:1 范围内，因为其输出调谐器件的承受能力，通常也是基于这种负载条件下。图 9-1 中 SWR 表的主要功能就是测量发射机所关心的负载阻抗匹配特性。我们以后将用负载 SWR 这个词作为发射机负载情况的描述。

SWR 表实际上是读出了系统中某单一位置的电路情况。事实上，该指示仪表真正测量的是反射系数的模值，而不是直接校准后的 SWR 值。有关复负载阻抗 Z_L，反射系数模值 $|\rho|$，以及负载 SWR 之间的关系如式（9-1）和式（9-2）所示：

$$|r| = \left|\frac{Z_L - 50}{Z_L + 50}\right| \qquad (9\text{-}1)$$

$$SWR = \frac{1+|r|}{1-|r|} \qquad (9\text{-}2)$$

其中 50 Ω 是参考阻抗，因为发射机所设计的负载阻

抗假定为 50 Ω。

重要之处是您设计一个宽带匹配网络时，并不需要知道发射机的输出阻抗。关于典型的 RF 功率放大器输出阻抗实际值的问题，在业余圈子里也是有诸多争论的，不过幸运的是，这个问题对于宽带匹配网络的设计来说并不重要，因为负载 SWR 是独立于发射机输出阻抗的。我们的研究目的就是要设计一个匹配网络，可以使负载 SWR（以 50 Ω 为参考电阻）在一个波段中，尽可能宽的频率范围内小于某个值，例如 2:1。

9.1.2 谐振天线

这里所说的宽带匹配技术，是指应用于接近谐振工作的天线。典型的谐振天线包括半波长偶极天线，四分之一波长地面垂直天线以及全波长环天线。为了设计宽带匹配网络，必须知道接近谐振时的天线馈电点阻抗。图 9-2 给出接近谐振的天线阻抗等效电路，尽管串联的 RLC 电路是一种近似，但对于我们所设计的能够显著增加与发射机良好匹配的电路网络来说已经足够。

需要注意的是，阻抗是由谐振频率 F_0，天线谐振电阻 R_A，以及天线 Q 值 Q_A 来定义的。事实上，R_A 是辐射电阻与任何有耗电阻（包括导体损耗以及周边物体引入的损耗，例如天线下方的地面）的总和。R_A 是与频率相关的，但是在匹配网络设计过程中假设它是个固定值，仍然满足设计要求。对匹配网络做小的调节就可以修正 R_A 的频变特性。

天线电阻与 Q 值取决于天线本身的物理特性、地面特性以及距离地面高度。我们考虑一个 80 m 波段水平半波长偶极天线的情况，它由 12 号导线制作，架设在普通地面上（介质常数= 13，导电率= 5 mS/m）。图 9-3 和图 9-4 给出馈电点电阻和 Q 值是如何随高度变化的情况，从图中可以清楚看到，天线参数的变化在比较大范围内波动。对这些参数了解得越清楚，对宽带网络设计越有成功的把握。对于水平偶极天线来说，只要高度按照波长成比例缩放，就可以从图 9-3 和图 9-4 得到天线电阻与 Q 值的估计。例如，一个 160 m 波段的偶极天线架设在 100 英尺高度，将具有与 80 m 波段 50 英尺高度偶极天线相同的电阻与 Q 值。

为了优化结果，可以用计算机仿真（例如用 EZNEC 程序）或测量（采用诸如 MFJ-259B 或 Autek Research 公司的 VA1 或 RF-1 等型号的小功率 SWR/Z 表）的办法得到电阻与 Q 值。R_A 可以通过测量谐振时的 SWR 计算得到。图 9-5 给出了典型的弓形 SWR 曲线，作为谐振天线中频率的函数，S_0 是谐振时的 SWR。如果必须经过一段较长的 50 Ω 传输线，在末端测量时还必须重视馈线的损耗问题。当馈线损耗很低，或直接在天线端测量时，可以使用式（9-3）和式（9-4）。

如果 $R_A > 50\ \Omega$，

$$R_A = S_0 \times 50 \qquad (9\text{-}3)$$

如果 $R_A < 50\ \Omega$，

$$R_A = \frac{50}{S_0} \qquad (9\text{-}4)$$

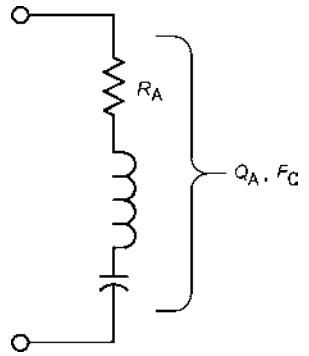


图9-2　谐振天线的等效电路。这个简单的串联*RLC*近似电路可以用于许多类型的谐振天线，如偶极天线、单极天线以及环天线。R_A，Q_A和F_0是这个天线的特征参数，在文中有详细论述。

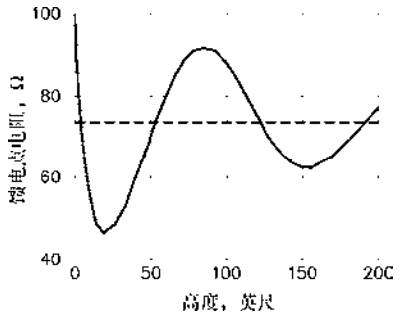


图9-3　80 m波段水平偶极谐振天线馈电点电阻（实线）与地面高度的关系。自由空间值用虚线表示。

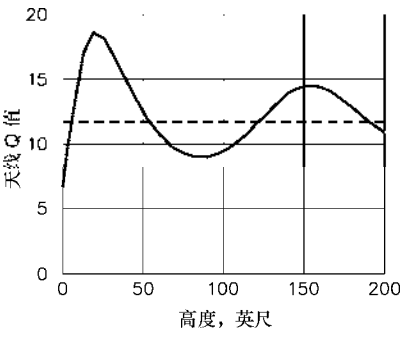


图9-4　80 m波段水平偶极天线的*Q*值与高度关系。自由空间值用虚线表示。

由于我们无法知道 R_A 是大于还是小于 50 Ω，所以这里存在一个不确定的问题。要解决这个问题，一个简单的办法就是在天线阻抗中串入一个 10 Ω 的无感电阻，再进行同样的 SWR 测量，如果此时测量出来的 SWR 升高，则 R_A＞50 Ω，如果 SWR 下降，则 R_A＜50 Ω，这就解决了不确定的问题。

Q_A 可以通过测量 SWR 带宽来确定，我们定义 BW_2 为谐振天线 SWR 小于 2:1 时的频带宽度（与 F_0 的单位相同），见图 9-5。

如果 R_A＞50 Ω，

$$Q_A = \frac{F_0}{BW_2}\sqrt{2.5S_0 - S_0^2 - 1} \qquad (9\text{-}5)$$

如果 R_A＜50 Ω，

$$Q_A = \frac{F_0}{BW_2 \times S_0}\sqrt{2.5S_0 - S_0^2 - 1} \qquad (9\text{-}6)$$

同样，如果在一段较长的 50 Ω 传输线末端测量 SWR，必须注意馈线的损耗问题。

对于水平和倒 V 半波长偶极天线，当 R_A 已知时，式（9-7）可以很好地近似：

$$Q_A = \frac{93.9\left[\ln\frac{8\,110}{DF_0} - 1\right]}{R_A} \qquad (9\text{-}7)$$

其中 D =导线的直径，单位英寸。

9.1.3 损耗

在制作带有某种提高带宽的匹配方案的谐振天线时，要全面考虑宽带匹配器件引入的损耗，以 dB 为单位的损耗可以从式（9-8）计算出来：

$$\text{损耗} = -10\log\frac{\text{天线幅射功率}}{\text{发射机总输出功率}} \qquad (9\text{-}8)$$

或者如式（9-9）所示，采用%的效率来定义，

$$\text{效率} = \frac{100\times\text{天线幅射功率}}{\text{发射机总输出功率}} \qquad (9\text{-}9)$$

图 9-6 的插图是一个 80 m 波段偶极天线带宽展宽的极端情况），这个办法并不值得推荐，在这里提出只是作为一个说明，这种展宽是通过增加电阻损耗为代价的。从网络理论我们可以得到，图 9-6 所示的 RLC（电阻，电感，电容）匹配网络，提供了对天线阻抗的补偿。需要注意的是，即使 SWR 确确实实在整个（或超过整个）波段都是 1:1，但是在偏离谐振的地方其效率大大下降。

图 9-6 中，在波段边缘效率为 25%～30%时，意味着该天线相对于理想的偶极天线有 5～6 dB 的损耗。在波段边缘，从发射机传递到传输线的 70%～75%功率，都在匹配网络电阻产生热量。对于 1 kW 输出等级，电阻的功率承受能力至少要 750 W！所以用 RLC 补偿网络作为频带拓宽的方式不可取，不过它说明了匹配网络中的电阻（或损耗）可以显著增加表面上的天线 SWR 带宽。

任何宽带匹配办法所带来的损耗都必须考虑进去，较高损耗的匹配网络通常会比低损耗的网络提供更大的匹配带宽。

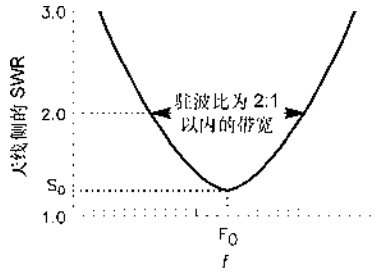


图9-5　天线在谐振点附近的SWR与频率变化关系。

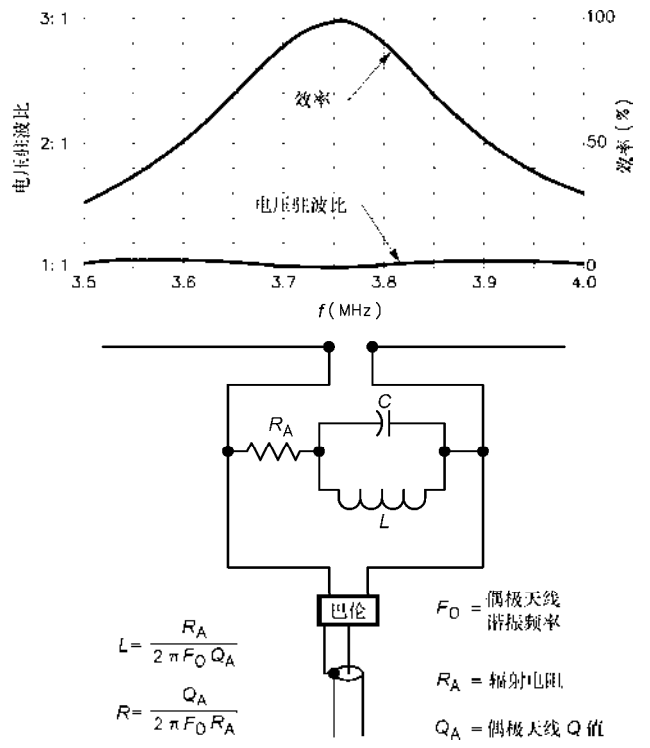


图9-6　用一个RLC补偿网络对偶极天线做匹配，可以极大地提高SWR特性，在整个3.5 MHz几乎都是1:1，然而在波段边缘的相对损耗大于5 dB。

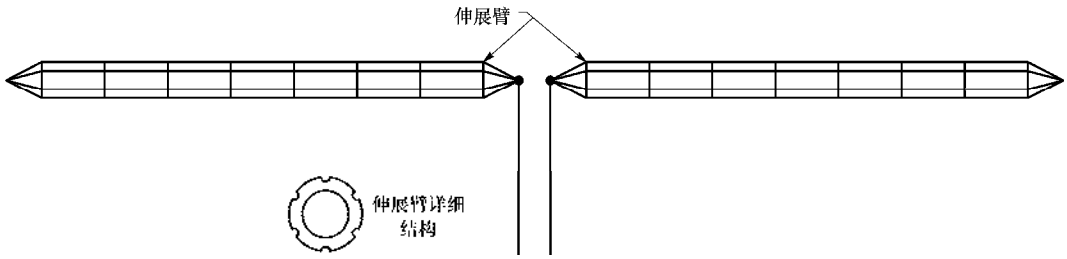


图9-7　笼形偶极天线的结构，与圆柱形鸟笼有些相似。伸展臂（支架）可以不用导体材料，应该减轻重量。在相邻两导线之间间隔为0.02 *l*或更近，伸展导线的数目和间隔应该足够，以保证辐射导线之间相对固定的间距。

9.2　简单的宽带匹配技术

9.2.1　笼形偶极天线

可以使用直径较粗的辐射体，以增加单线偶极天线的匹配带宽，而增益与辐射图基本上与细导线偶极天线的相同，辐射体并不一定要完全为实芯，也可以用如图 9-7 所示的敞开（骨架）结构。一个 80 m 波段具有 6 英寸直径的笼形偶极天线，其理论 SWR 响应见图 9-8，这个天线采用 50 Ω 馈电的 BW_2 是 287 kHz，Q 值为 8，它的 2:1 SWR 频率范围比 Q 值为 13 的典型细导线偶极天线的要宽 1.79 倍。

也有其他办法可以加宽辐射体，获得更好的匹配带宽。蝴蝶结状或扇形的偶极天线也可以得到与笼形偶极天线一样的低 Q 值，从而增加匹配带宽。不过下面要介绍的宽带技术，比不常用的笼形偶极天线要更加实用些。

9.2.2　参差调谐偶极天线

单根导线的偶极天线，对于覆盖 3.5 ～4.0 MHz 波段范围来说，带宽相对较窄。不过有一种已使用多年，能够覆盖整个波段的技术，就是采用两个偶极天线，一个裁剪为工作在 CW 部分，另一个工作在 Phone 部分。这两个偶极的馈电点并联接在一起，使用单一馈线。这种技术就称为参差调谐。

图 9-9 给出了一对参差调谐偶极天线用 50 Ω 馈线时的理论 SWR 响应，假设导线之间没有相互耦合作用，当两个天线相互直角安装时，这个假设条件是成立的。如图 9-9 所示，在整个波段上 SWR 响应在 1.9:1 之内。

这种交叉偶极天线伸展臂的困难之处，是需要 4 个支撑体来支撑水平天线，更常见的做法是用单一支撑体的倒 V 偶极安装方式，各个单元都接到顶角位置，辐射体导线同时还可以作为支撑杆的拉绳。

当各偶极天线不是完全直角安装时，引起两个单元之间的相互耦合作用，调谐时调整其中一个单元的长度会影响到另一单元的谐振状态。当两个偶极天线共用同一支撑体，相互几乎平行放置而且靠得很近时，相互作用最强烈。所以要找到能够覆盖整个波段的每个偶极天线的最佳长度，就变得有些单调而且沮丧。

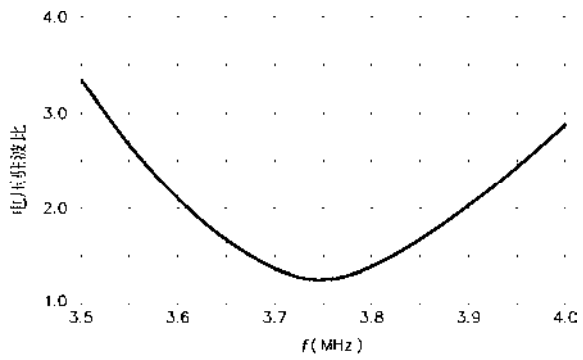


图9-8　笼形偶极天线理论上的SWR与频率响应，长度122英尺加6英寸，伸展臂直径6英寸，用50 Ω馈线进行馈电。2:1 SWR带宽频率为3.610～3.897 MHz，结果BW_2为287 kHz。

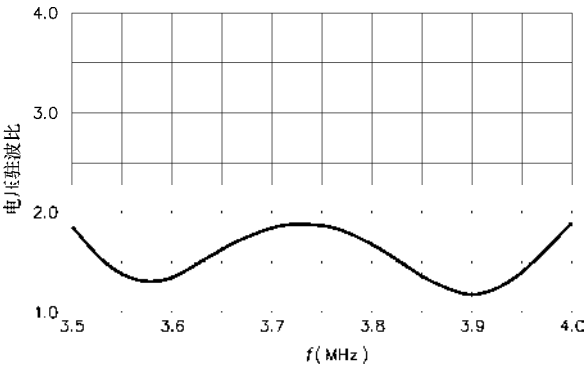


图9-9　两个参差调谐偶极天线的理论SWR曲线。它们并联接在馈电点上，用50 Ω馈线馈电。偶极天线的导线可以采用#12或#14号规格的，各自的总长度分别为119英尺和132英尺。

9.2.3 参差调谐辐条

Sam Leslie（W4PK）对参差调谐做了各种应用，参见他在《The ARRL Antenna Compendium，Vol 6.》上的文章“Broadbanding the Elevated，Inverse-Fed Ground Plane Antenna”。文中使用了一个顶上装有大型定向天线和 VHF/UHF 天线的现成铁塔作为 80 m 波段单极天线，见图 9-10（A），选择在塔体金属部分为 $l/4$ 的那个位置作为馈电点连接的一部分，4 根抬高的 $l/4$ 辐条作为地网，把辐条（上端）连接在一起，但不与塔体相连接，从塔上向斜拉下来。天线用 50 Ω 同轴电缆馈电，另外还使用一个降阻抗的自耦变压器（50 Ω:22 Ω 的 Unun），将它安放在铁塔上。同轴电缆通过变压器，其外屏蔽层连接到塔体，而电缆的“热端”则连接到各辐条的连接节点上。也可以用两段并联的 RG-59 同轴电缆（Z_0 = 75/2 = 37.5 Ω）构成 Q 段部分，取代这里自耦变压器的使用。

通过修剪其中两段方向相反的辐条，使所需匹配频率范围的其中一个边缘（如 75 m 波段那端）达到要求；再修剪另外一对辐条使频率范围的另一边缘（如 80 m 波段那端）也达到要求，这样就实现了宽带匹配。见图 9-10（B）给出的 SWR 频率特性的曲线。

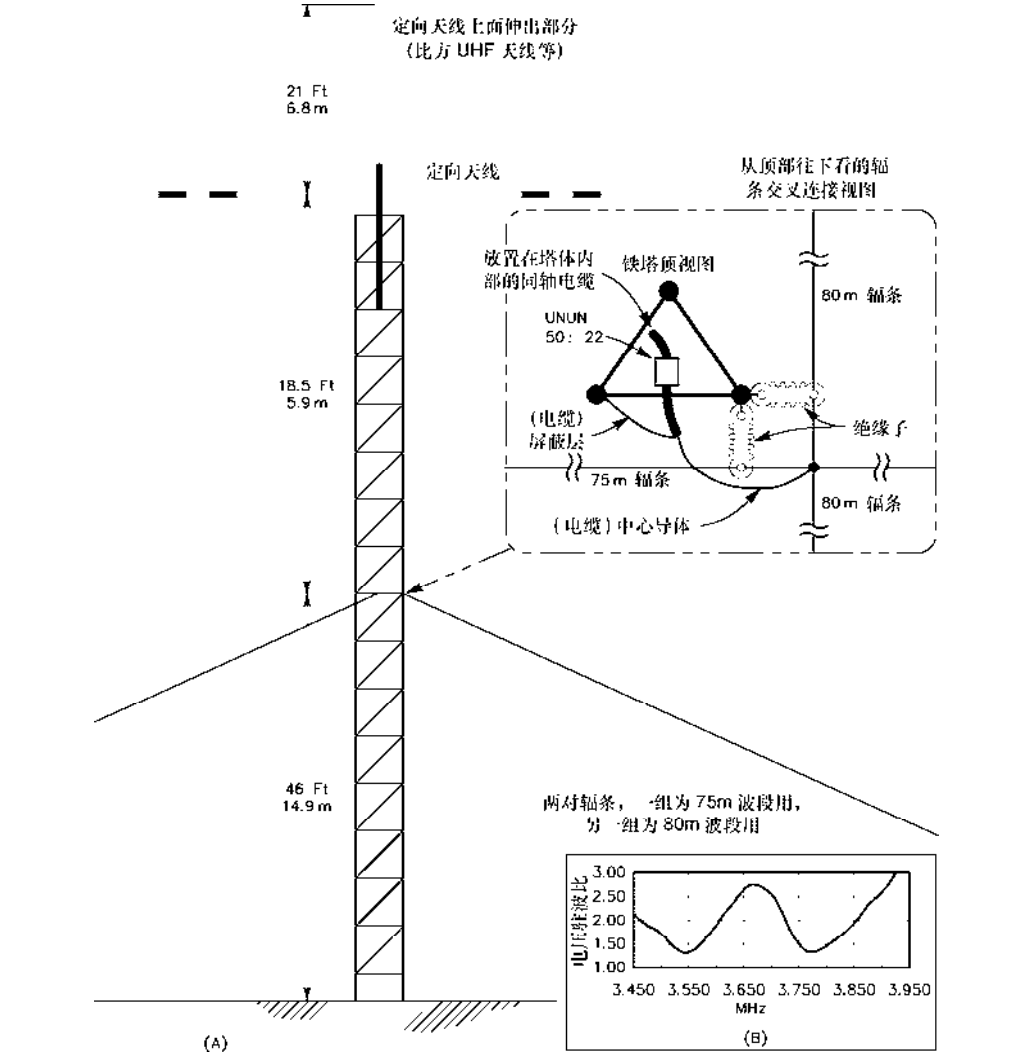


图9-10 图（A）是安装在W4PK的反接馈电地网天线的详细结构。旁边的小图给出馈电点详细接法，要尽量保证两组辐条接近90°，不要调整辐条的各长度使得天线产生谐振（译注：这里应该指不能将两组辐条的长度都调整到使得天线达到同一谐振点，而达不到参差调谐的目的）。图（B）为带有参差辐条的反接馈电地网天线的SWR曲线，目标是获得在75 m和80 m波段CW和SSB两个DX窗口都保持低SWR值。

9.2.4 馈线阻抗失配法

最简单的宽带匹配网络是连接传输线与天线之间的变压器。参见 Frank Witt 在 1991 年 10 月份《QST》杂志上发表的文章“Match Bandwidth of Resonant Antenna Systems”。观察其中的串联 RLC 谐振天线模型的阻抗，在偏离谐振频率时升高，结果是当谐振点 SWR 不是准确的 1:1 时，可以得到更宽的带宽。举个例子，假设天线用低损耗的 50 Ω 传输线馈电，如果有效 R_A = 50/1.25 = 40 Ω，就可以获得最大的 SWR 带宽。不过，BW_2 即 2:1 SWR 带宽的改善，在谐振点附近的良好匹配只有 6%。构成 R_A = 40 Ω的条件，可以通过在馈线与天线连接处增加一个变压器获得。

如果馈线损耗比较大，通过有意地对天线失配的办法还可以得到更宽的带宽，假设匹配线的损耗为 2 dB，改善程度可以提高到 18%。但为了满足这个要求，需要 R_A = 28.2 Ω。同样地，良好谐振匹配的改善要适度。

有趣的是，将无损耗线与有 2 dB 损耗匹配线的 2:1 SWR 带宽作对比时，发现 BW_2 对于有损耗线的情况，是无损耗线情况时的 1.95 倍，所以确确实实是改善了匹配带宽，但这是以相当可观的损耗为代价的。对于有损耗线来说在波段边缘的损耗达到 3 dB!

这个例子主要是为下面更多有用的宽带技术作比较之用，它同时也解释了长馈线会表现出很宽的匹配带宽的原因。

9.2.5 天线终端的并联调谐电路

如前所述，谐振天线可以表示为一个串联 RLC 等效电路，因此可以在天线终端的位置加上一个并联调谐电路，以在谐振中抵消一些天线电抗。并联调谐电路的阻抗大小应该足够低，以能够起作用，同时应该与天线具有相同的谐振频率。可以采用集中 LC 元器件或传输线构成并联调谐电路。终端短路的 l/4 传输线，或终端开路的 l/2 传输线，都可以等效为并联调谐 LC 电路。

9.2.6 双筒偶极天线

图 9-11 给出了有一定争议的双筒天线响应曲线，这种天线实际上包含了由两个 l/4 同轴谐振器短截线（同轴谐振段）串接构成的偶极天线，同轴谐振段在天线的末端短路连接。

由于匹配网络的阻抗太高，这种谐振器连接方式并没有提供太多的带宽增强，在 2:1 SWR 带宽的频率范围内，只比同样馈电方式的简单偶极天线宽 1.14 倍，并且带宽的增加主要是由于同轴电缆外屏蔽层成为“粗”天线导线的原因，另外也无法期望它能够在天线增益和辐射方面，比细导线的偶极天线有所改善。

9.2.7 交叉双筒偶极天线

图 9-12 给出双筒偶极天线的改进版本。在这个版本中，匹配网络的阻抗降低到标准双筒天线网络阻抗的四分之一。整个阻抗越低，对电抗分量的改善越好，因此可以明显增加带宽频率范围，达到简单偶极天线的 1.55 倍。不过需要注意的是，这个天线的效率在 2:1 SWR 边缘点已经下降到大约 80%，相当于大约 1 dB 的损耗。这种带宽的展宽，有部分是由于同轴谐振段的损耗引起的（这里采用 RG-58 A 同轴电缆），它们的 Q 值相当低（只有 20）。

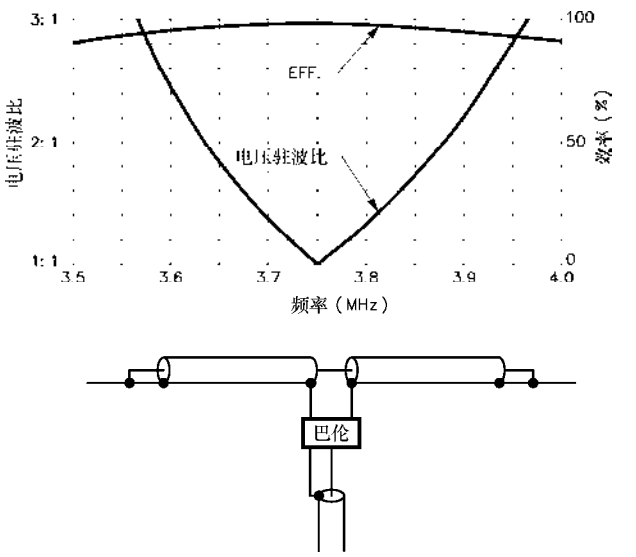


图9-11　双筒天线，有时也称同轴线偶极天线。天线自谐振在3.75 MHz，谐振器短截线（同轴谐振段）是43.23英尺长的RG-58A同轴电缆。

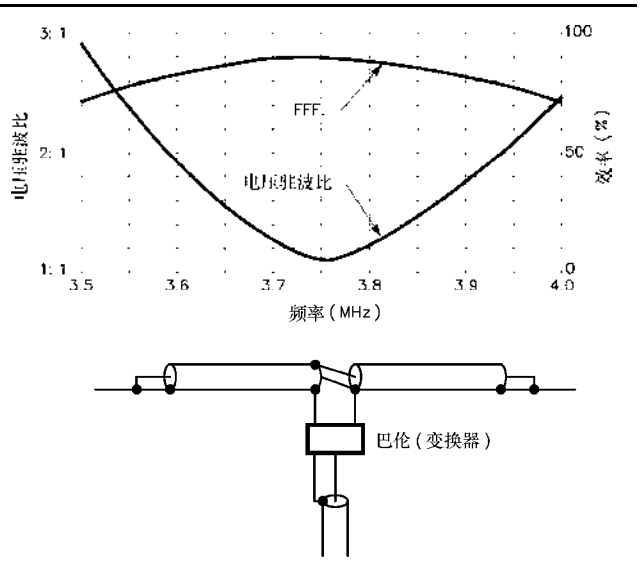


图9-12　交叉双筒偶极天线，通过采用两段 l/4谐振器并接，作为匹配网络来改善带宽特性。在这个双筒偶极天线中，谐振器段是43.23英尺的RG-58A同轴电缆。

9.3 匹配网络设计

9.3.1 最佳匹配

可以在天线终端用变换器或并联调谐电路来改善匹配带宽，这两种方式的结合应用可以有效提高匹配带宽。同样，可以采用集总电路元器件（变压器、电感器和电容器）或分布电路元器件（传输线），作为阻抗的变换或调谐电路的实现。

在 1950 年，R. M. Fano 的一篇文章介绍了任意阻抗宽带匹配理论，不过这个经典的方法局限于无耗匹配网络。但不幸的是，用传输线实现的匹配网络存在相当的损耗，使得 Fano 的研究结果只能作为设计过程的一个起点。关于有耗宽带网络的最佳匹配理论，在 1990 年 4 月份的《*RF Design*》杂志上，Frank Witt 在一篇“Optimum Lossy Broadband Matching Networks for Resonant Antennas”文章上做了介绍，并且后来在《*The ARRL Antenna Compendium Vol.4*》的文章“Broadband Matching with the Transmission Line Resonator”做了总结和进一步讨论。

这里使用的匹配网络，可以使 2:1 SWR 带宽有 2.5 倍的增加系数，不再类似于图 9-5 所看到的弓形的 SWR 与频率曲线，而是产生如图 9-13 那样的 W 形特性曲线。整个带宽内最大的 SWR 是 S_M，带内两边缘分别是 F_L 和 F_H。因此，带宽 BW、中心频率 F_0 可由式（9-10）和式（9-11）得出。

$$\mathrm{BW} = F_H - F_L \tag{9-10}$$

$$F_0 = \sqrt{F_H \times F_L} \tag{9-11}$$

图 9-14 给出一个典型宽带天线系统比较准确的等效电路，并联 LC 匹配网络由谐振频率 F_0（与天线的谐振频率相同），Q 值以及阻抗大小来确定。阻抗的大小为匹配网络中在 F_0 频率下电感或电容的电抗值。最佳发射机负载电阻 R_G，可以通过在发射机与并联调谐电路输入端之间接入一个变换器得到。因此，对于那些最佳负载阻抗设计为 50 Ω 的发射机，所需的阻抗变换器应该具有 50 R_G 的阻抗变换率。

设计的目标就是要保持 SWR 在整个所需带宽频段内尽量低，一定可以在整个频带内找到一个最好或者说最小的 S_M 值，它依赖于所要求的匹配带宽和天线与匹配网络的 Q 值，由式（9-12）给出：

$$S_{M\,min} = \frac{\sqrt{B_N{}^2+1} + \sqrt{B_N{}^2+1+\dfrac{2Q_A}{Q_N}\left(1+\dfrac{Q_A}{2Q_N}\right)}}{2\left(1+\dfrac{Q_A}{2Q_N}\right)} \tag{9-12}$$

其中，

$$B_N = \frac{\mathrm{BW}}{F_0}$$

Q_A =天线的 Q 值

Q_N =匹配网络的 Q 值

谐振状态下并联调谐 LC 匹配网络的电抗由式（9-13）得到：

$$X_{N0} = \frac{R_A}{Q_A}\left[\left(1+\frac{Q_A}{2Q_N}\right)S_{M\,min}{}^2 - \frac{Q_A}{2Q_N}\right] \tag{9-13}$$

其中，

R_A =天线电阻，单位 Ω。

发射机负载电阻由式（9-14）得到：

$$R_G = \frac{S_{M\,min} R_A Q_N X_{N0}}{R_A + Q_N X_{N0}} \tag{9-14}$$

匹配网络的损耗在频带的边缘总是最大的，该损耗 L_{MNE}，单位 dB，由式（9-15）给出：

$$L_{MNE} = 10\log\left[1+\frac{R_A}{Q_N X_{N0}}\left(B_N{}^2+1\right)\right] \tag{9-15}$$

现在，您已经具备设计一个最佳宽带匹配网络的所有数据，以一个 80 m 波段偶极天线为例说明计算的过程，假设为下列参数：

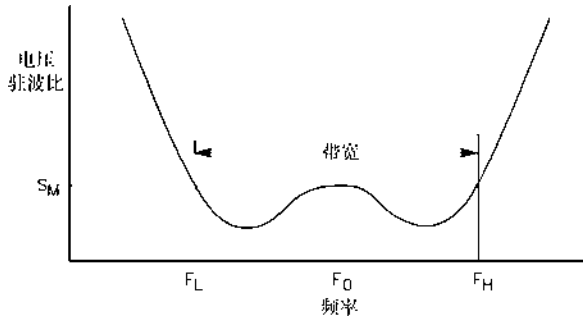


图9-13 W形状的SWR曲线与频率关系，这是使用了变换器与并联LC匹配网络得到的结果。

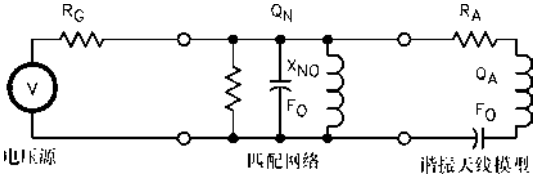


图9-14 宽带匹配系统的假定等效电路，天线与匹配网络具有同样的谐振频率。

F_L = 3.5 MHz

F_H = 4.0 MHz

R_A = 57.2 Ω

Q_A = 13

Q_N = 40.65

对于顶角高度离地面 60 英尺的 80 m 波段倒 V 天线来说，上面假设的 R_A 和 Q_A 值是比较合适的，Q_N = 40.65 由 RG-213 或类似电缆作为谐振器在 80 m 波段中心频率下的 Q 值计算得来的，求得的结果是：

BW = 0.5 MHz（来自式（9-10））

F_0 = 3.742 MHz（来自式（9-11））

$S_{M\,min}$ = 1.8（来自式（9-12））

X_{N0} = 15.9 Ω（来自式（9-13））

R_G = 94.8 Ω（来自式（9-14））

L_{MNE} = 1.32 dB（来自式（9-15））

图 9-15 所给出的是例中 SWR 和匹配网络损耗与频率关系输出曲线，计算 SWR 的参考电阻是 R_G，即 94.8 Ω，由于发射机所需要的负载电阻是 50 Ω，所以我们需要将 94.8 Ω 变换到 50 Ω。本章后续部分给出的例子将说明获得所需阻抗变换的各种办法。

X_{N0} = 15.9 Ω 意味着匹配网络中的电感和电容，在 3.742 MHz 频率上，各自的电抗都是 15.9 Ω，得到 X_{N0} 特殊值的方法在下面例子中将给出。这个例子中 X_{N0} 特殊值，将用 RG-213 电缆制作的 l/4 谐振器（在远端开路）来实现。图 9-16 给出这个例子的系统描述。

图 9-16 所示的宽带天线系统具有比较满意的 SWR 特性，但是接到发射机的馈线情况尚未体现出来。幸运的是，作为谐振器的同轴电缆段，同样可以作为馈线使用。一段长度为 l /2 倍数（l /4 的偶数倍）的馈线特点是，输入阻抗几乎完全重复远端阻抗，这对于在 l /2 条件下频率工作的无耗馈线来说十分准确。同样幸运的是，实用的馈线在上面所提到的谐振频率上，其损耗足够低。偏离谐振时，所期望的电抗抵消作用正好在谐振线段产生。这些同样可以应用那些方程式来计算。

在图 9-17 中，图 9-16 的天线被移到 1 l 谐振段的远端，这种情况的 SWR 和损耗见图 9-18，可以和图 9-15 做一比较，这里的 SWR 略微下降，但在频带边缘的损耗相同。我们用一段 1 l 的馈线以及宽带匹配，假如发射机的负载电阻由 94.8 Ω 增加到 102 Ω，则可以使这个 SWR 曲线变得与图 9-15 的一样。从实用的观点看，这种十分精确的设计并非十分必要，但对于了解 SWR 特性的可控性是有益的。当谐振器段为 l 的奇数倍长度时，也可以运用同样的处理方法，但这种情况下，发射机或天线应该被连接在离短路端 l/4 的位置。

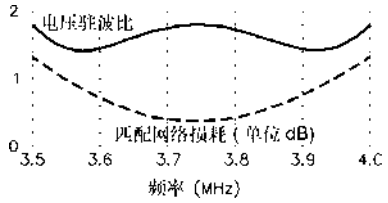


图9-15　本例子的SWR与匹配网络损耗。注意到与计算的一样，S_M是准确的1.8，带宽边缘损耗也是准确的1.32 dB。

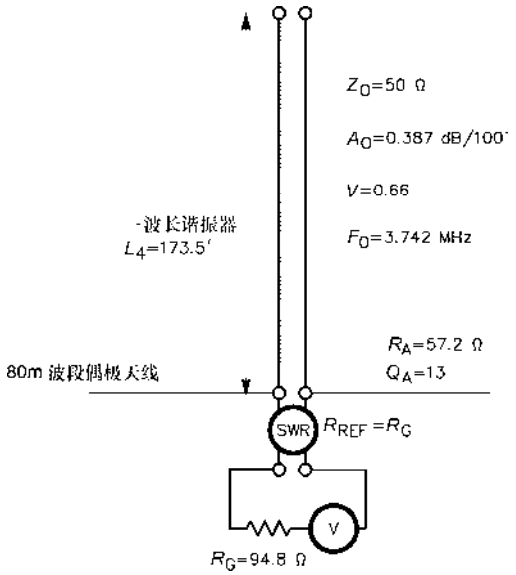


图9-16　采用1 l（传输线）谐振器作为匹配网络的80 m波段偶极天线的例子。

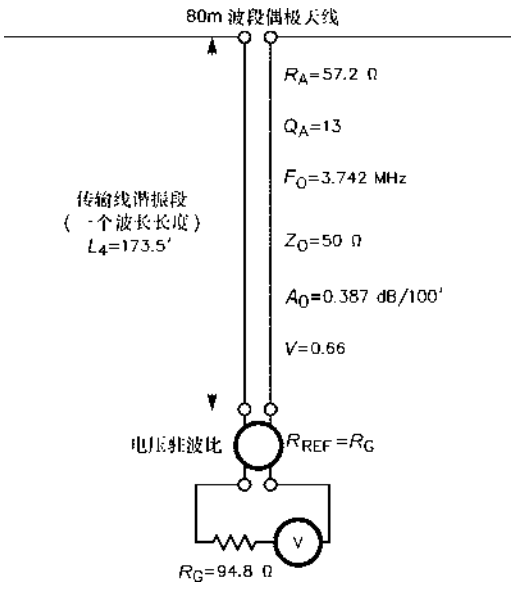


图9-17　天线处于1 l传输线的远端位置。这根传输线有双重作用——作为宽带匹配和信号传输。

9.3.2 切比雪夫匹配方法

尽管从带宽的改善和损耗的观点看，切比雪夫匹配效率不高，但在某些应用场合却很有作用。这种方法可以在同一波段频带内的两个频率点上都产生 50 + j 0 Ω 的发射机负载阻抗，匹配电路网络形式与最佳匹配方式的一样，但参数值不同。在这种方式中，我们假设天线的各参数，F_0，R_A 和 Q_A，网络的 Q 值以及整个频带中最大 SWR 都已经指定，那么带宽、阻抗大小和源电阻都可以由下面方程式给出：

$$BW = \frac{F_0}{Q_A Q_N}$$

$$\left\{\frac{(Q_A + Q_N)[(Q_A + 2Q_N)S_M - Q_A](S_M - 1)}{S_M}\right\}^{\frac{1}{2}} \quad (9\text{-}16)$$

$$X_{N0} = \frac{R_A}{Q_A}\left[S_M + \frac{Q_A}{Q_N}(S_M - 1)\right] \quad (9\text{-}17)$$

$$R_G = R_A\left[S_M - \frac{Q_A}{Q_A + Q_N}\right] \quad (9\text{-}18)$$

在频带边缘的损耗由式（9-15）给出。在发射机负载为 50 + j 0 Ω 时的频率 F_L 和 F_H，由式（9-19）和式（9-21）得到：

$$F_L = \sqrt{F_0^2 + F_M^2} - F_M \quad (9\text{-}19)$$

其中，

$$F_M = \frac{F_0}{2Q_A}\left[(S_M - 1)\left(1 + \frac{Q_A}{Q_N}\right)\right]^{\frac{1}{2}} \quad (9\text{-}20)$$

$$F_H = \frac{F_0^2}{F_L} \quad (9\text{-}21)$$

9.4 LC 匹配网络方式

在提出上述的最佳匹配理论之前，Frank Witt（AI1H）在 1986 年 10 月份 QST 杂志发表的“Broadband Dipoles—ome New Insights”文章中，描述了 LC 匹配网络的基本原理及应用。图 9-19 给出从 Alan Bloom/N1AL 建议原型修改而来的 LC 匹配网络。注意，它给出了基本要素：用于消除电抗的并联调谐电路和变换器。

通过将同轴馈线的外屏蔽层接到电感线圈的中心抽头，这个匹配网络同时也充当了电压巴伦的作用。跨接在整个线圈的电容器实际数值将根据要求取值。这个由集总元器件构成的网络，其 SWR 响应和效率曲线见图 9-20，用 50 Ω 传输线时的 2:1 SWR 带宽为 460 kHz。这个设计属于切比雪夫匹配方式，可以在两个频率点上获得 SWR = 1:1。同样的配置，如果运用最佳匹配理论，可以实现更宽的匹配带宽和更低的损耗。

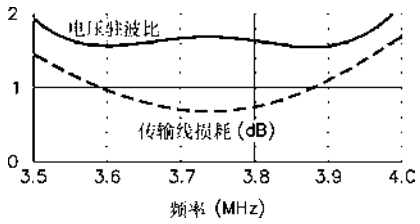


图9-18 1 l长度50 Ω馈线的SWR与损耗曲线，天线系统模型如图9-17中所示。

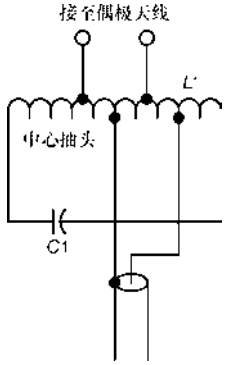


图9-19 一个实用的LC匹配网络，提供了电抗补偿、阻抗变换和巴伦作用。

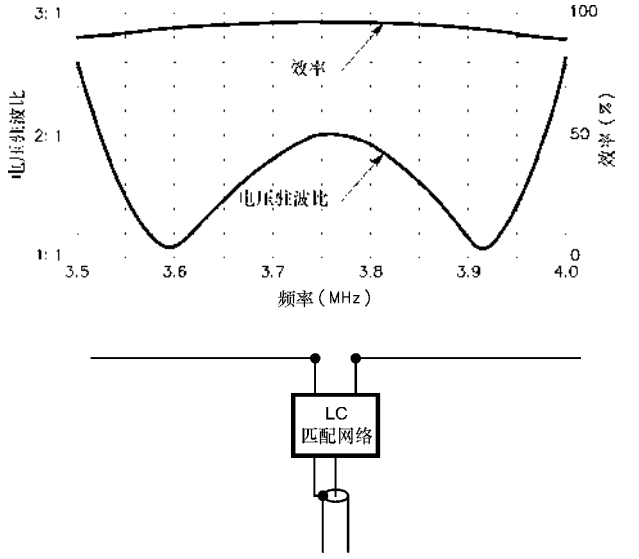


图9-20 用集总元器件LC电路组成有效的宽带匹配网络。这个例子中天线的电阻为72 Ω，Q 值12。匹配网络的阻抗大小12.4 Ω，Q 值200。馈线为50 Ω同轴电缆。匹配网络还提供了2.8:1的阻抗提升比。

该天线系统在频带边缘的效率如图 9-20 所示，为 90%（即损耗为 0.5 dB），损耗较低是由于 LC 匹配网络的高 Q（$Q_N \approx 200$）原因。但是所需很低的阻抗（X_{N0} = 12.4 Ω）不容易用实际的电感-电容值来实现，正是这个原因，线圈采用抽头方式，作为多抽头的自耦变压器，这样就可以得到所需的 1:2.8 阻抗变换率。

80 m 波段 DX 爱好者的快乐

使用 LC 宽带网络的其中一个天线系统实例，被称为“80 m 波段 DX 爱好者的快乐”，这种天线几乎在 3.5～3.8 MHz 范围内 SWR 都最小。单一天线就可以配合大约 50 Ω 发射机负载阻抗工作在此波段的 DX 频段部分，包括 CW 和 Phone。天线的效率与 SWR 特性见图 9-21。

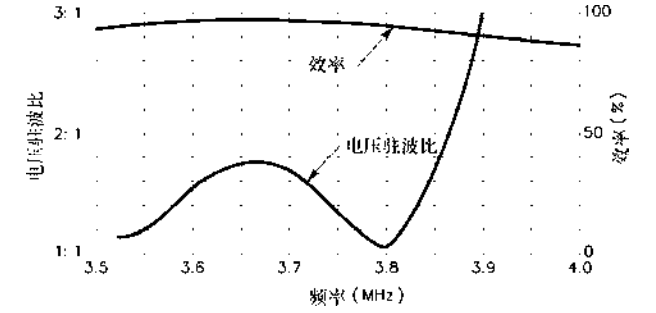


图9-21　“80 m波段DX爱好者的快乐”天线允许与50 Ω发射机负载配合工作在该波段DX频段部分，包括CW和Phone。这个网络设计用于给F_0 = 3.67 MHz的倒V天线提供宽带匹配，倒V天线阻抗60 Ω和Q为13。匹配网络的阻抗大小为9 Ω和Q为220。馈线为50 Ω同轴电缆，匹配网络提供了2.0:1的阻抗提升比。

图 9-22 给出该结构方式。例中电容器的选择需要仔细，尤其是高功率应用的情况。对于图 9-22 说明中的电容器，允许的峰值功率（受限于击穿电压）为 2 450 W。不过，允许的平均功率（受限于 4 A 的 RF 承受电流）仅仅只有 88 W！这些将限制出现在 1.8:1 的 SWR 点上。

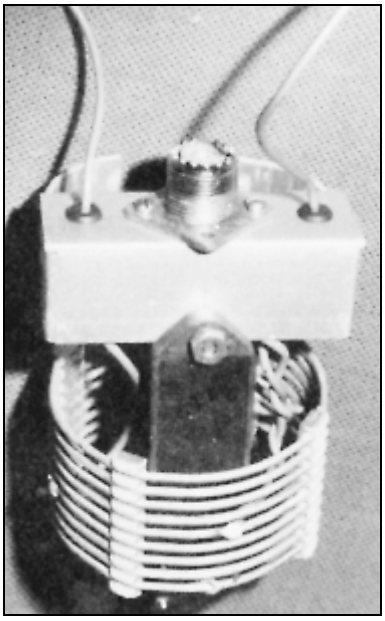


图9-22　LC宽带匹配网络的结构照片。器件都必须选择高Q和足够的耐压与电流承受能力。这个网络设计用在天线馈点的位置，并且应该装在一个室外防护壳内。元器件值如下：$C1$—400 pF发射用云母电容器，可以承受3 000 V，4 A（RF）；$L1$—4.7 μH，8½圈的B&W线圈，型号3029（每英寸6圈，直径2½英寸，采用#12号导线）。该LC电路通过调节线圈的最后一个抽头可以在波段中间的频率谐振，线圈的初级和次级分别为1¾和2½圈。

9.5　传输线谐振器的特性

解决 LC 宽带匹配网络功率限制问题的其中一个办法是，采用传输线作为谐振器。传输线谐振器，简称 TLRs，通常都具有较高的功率处理能力，因为它的损耗尽管较高，但均匀分布在线的所有长度上，而不是集中在 LC 元器件上。传输线谐振器必须是 l /4 的整数倍，对于并联调谐电路，l /4 奇数倍的传输线末端必须短路，而 l /4 偶数倍的传输线末端则必须开路。

匹配网络谐振器的长度是 n 个四分之一电气长度时，其阻抗大小、Q 值以及传输线长度由下面方程式给出：

$$X_{N0} = \frac{4Z_0}{n\pi}$$

或者求 Z_0 为：

$$Z_0 = \frac{n\pi X_{N0}}{4} \qquad (9\text{-}22)$$

$$Q_N = \frac{2.774F_0}{A_0V} \qquad (9\text{-}23)$$

$$L_N = \frac{245.9nV}{F_0} \qquad (9\text{-}24)$$

其中，

Z_0 = 传输线特征阻抗，Ω

A_0 = 匹配线段损耗，dB/100 英尺

V = 速度因子

L_N = 传输线长度，英尺

这些方程式可用于得到图 9-16 与图 9-17 所示系统中

传输线谐振器的特性，RG-213 电缆就具有如下特性：

$Z_0 = 50\ \Omega$

$V = 0.66$

$A_0 = 0.4$ dB/100 英尺，即在 4 MHz 频率下损耗为 0.4 dB/100 英尺

我们需要计算的是在 3.742 MHz 的匹配损耗，由于线损耗大约与频率的平方根成比例，所以

$$A_{0F2} = A_{0F1}\sqrt{\frac{F_2}{F_1}} \qquad (9\text{-}25)$$

其中 A_{0F1} 和 A_{0F2} 分别是在频率 F_1 和 F_2 下的匹配线损耗值，求得：

$A_{0F} = 0.387$ dB/100 英尺，即在频率 3.742 MHz 时为 0.387 dB/100 英尺；

$Q_N = 40.65$，由式（9-23）求得。

上面就是用 RG-213 电缆制作的任何谐振器在 3.742 MHz 时的 Q 值，它与多少个（n）l /4 的电缆长度无关。前面我们计算得到所需的阻抗 X_{N0} 是 15.9 Ω，因此，这里所需的阻抗为：

$Z_0 = \dfrac{n\pi \times 15.9}{4} = 12.5\,n\Omega$，由式（9-22）求得。

这意味着，如果选择 Z_0 = 12.5 Ω，可以使用末端短路的 l /4 电缆段；或者如果选择 Z_0 = 25 Ω，则可以使用末端开路的 l /2 电缆段。在这个例子中，采用了一段末端开路的 Z_0 为 50 Ω 的 1 l 谐振器（n = 4），这是一种选择电缆的办法（符合现有的 RG-213 电缆特性）。虽然我们受到现有电缆特性的限制，但这个例子给出采用传输线制作谐振器时，如何选择所需合适特性的一些技巧。

TLR 变换器

解决可用特征阻抗有限的一个途径，就是采用传输线谐振器（TLR）变换器，其基本想法是沿着传输线在某个中间的位置连接到 TLR，而不是在传输线末端。它与在并联调谐的 LC 谐振电路中采用抽头得到变换作用类似（见图 9-19），变换作用的基本原理见图 9-23，变换器的各个末端指派为 1-1 和 2-2，那么变换器的阻抗比 N_Z 近似为：

$$N_Z = \sin^2 q \qquad (9\text{-}26)$$

距离为 x，单位英尺，可由式（9-27）给出，

$$x = \frac{q}{90} \times \frac{l}{4} = \frac{q}{90} \times \frac{245.9V}{F_0} \qquad (9\text{-}27)$$

这个办法可用于 TLR 到发射机或天线或到这两者的连接，这里举个例子来帮助了解清楚 TLR 变换器的能力，假设我们要宽带匹配一个 80 m 波段的偶极天线（F_0 是 3.742 MHz，R_A 为 65 Ω 以及 Q_A 是 13），馈线为 RG-213 50 Ω 电缆，天线与发射机之间总的距离小于 100 英尺。

由于已知 Z_0 = 50 Ω，我们可以用一段 3 l/4 TLR（n=3）设计一个原型系统。既然 n 为奇数，TLR 就必须在其中一个末端短路，我们可以在发射机馈线末端的地方短路，采用原型系统的中间步骤将协助我们设计最后的 TLR 系统，但还不包括变换作用，然后我们就可以计算出 TLR 上面恰当的连接点。图 9-24 给出了这个原型系统和含有变换器的系统。

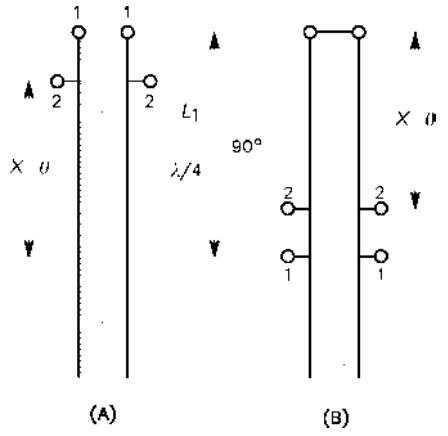


图9-23　TLR中的变换作用，变换器端点的定义取决于TLR末端是开路还是短路。q是电压驻波最小位置（在谐振状态下）与连接点之间的距离，用电角度来表示，x则是以英尺为单位的同一距离。

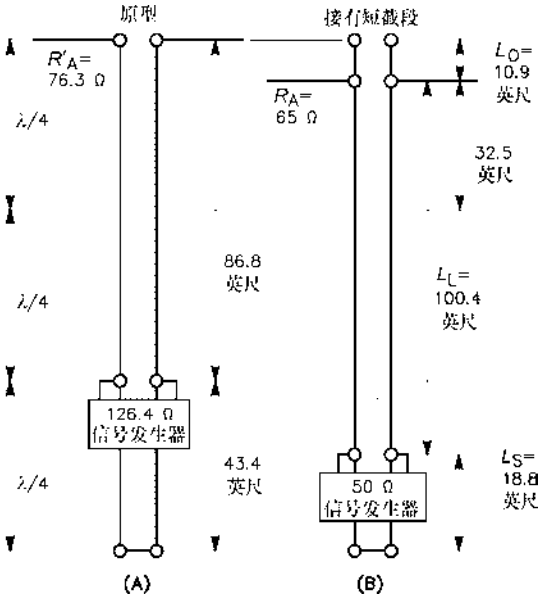


图9-24　用RG-213同轴电缆构成3 l/4 TLR的优化天线系统，在（A）中的原型系统是设计过程中一个有用的中间步骤。在（B）中是具有TLR变换器的配置方式，包括开路段L_O，连接段L_L（作为馈线作用），以及一个短路段L_S。

注意到原型天线是连接在 TLR 的开路端，原型功率源（实际上为发射机）连接在距离天线 $l/2$ 整数倍的位置。谐振情况下，它代表一个近似的天线。我们用带撇号的变量来表示原型天线的各因素。因为原型天线与实际的天线在阻抗大小上是不一样的，所以只有 R_A 会发生变化，F_0 和 Q_A 都保持一样。从 3 λ /4TLR 开始，我们有：

$X_{N0} = 21.2\ \Omega$，由式（9-22）求得。

谐振状态下的原型天线电阻 R'_A，是通过对式（9-13）变形后计算出来的。

$$R'_G = \frac{X_{N0}Q_A}{\left(1+\frac{Q_A}{2Q_N}\right)S_{M\,min}{}^2 - \frac{Q_A}{2Q_N}} \qquad (9\text{-}28)$$

之前，我们已经计算出 $Q_N = 40.65$，$S_{Mmin} = 1.8$，所以现在可以得到，

$R'_A = 76.3\ \Omega$（来自式（9-28））

$R'_G = 126.4\ \Omega$（来自式（9-14））

电角度（单位是度）与连接点位置（单位是英尺）由下面各式给出：

$$q_A = \sin^{-1}\sqrt{\frac{R_A}{R'_A}} \qquad (9\text{-}29)$$

$$q_G = \sin^{-1}\sqrt{\frac{R_G}{R'_G}} \qquad (9\text{-}30)$$

$$X_A = \frac{q_A}{90}L_1 \qquad (9\text{-}31)$$

$$X_G = \frac{q_G}{90}L_1 \qquad (9\text{-}32)$$

其中

$$L_1 = \frac{l}{4} = \frac{245.9V}{F_0}$$

图 9-24 中短截线段的长度和连接段长度，由下面各式给出：

$$L_O = L_1 = x_A \qquad (9\text{-}33)$$

$$L_S = x_G \qquad (9\text{-}34)$$

$$L_L = 3L_1 - L_O - L_S \qquad (9\text{-}35)$$

由于 $L_1 = 43.4$ 英尺，所以

$q_A = 67.4°$，来自式（9-29）。

$q_G = 39.0°$，来自式（9-30）。

$L_O = 10.9$ 英尺，来自式（9-33）。

$L_S = 18.8$ 英尺，来自式（9-34）。

$L_L = 100.4$ 英尺，来自式（9-35）。

这些尺寸在图 9-24 中做了小结。如果有需要，可以在发射机与短路段节点以及连接段之间加入另外的 50 Ω 电缆。TLR 变换器这种不平常的形状，如本例所示，其实就是一个分布在相当长一段距离上的多抽头变换器，如例中超过 100 英尺。

带有 TLR 变换器的天线系统，其计算出来的 SWR 与损耗见图 9-25（A），我们以前提到的短截线段只是一个近似，图 9-25 证实了这一点，不过得到优化结果所需要做的变化相对很小了。通过轻微改变各个长度和偶极天线谐振频率，得到图 9-25（B）所需的目标优化 SWR 结果。所需变化的小结参见表 9-1。

为了说明 TLR 变换器匹配带宽有显著的改善，在图 9-25（C）给出用 100.4 英尺长的 RG-213 电缆馈电的同样偶极天线的 SWR 与损耗，两段短截线引入的，用来换取匹配带宽的损耗是可以忽略的（0.2～0.5 dB）。

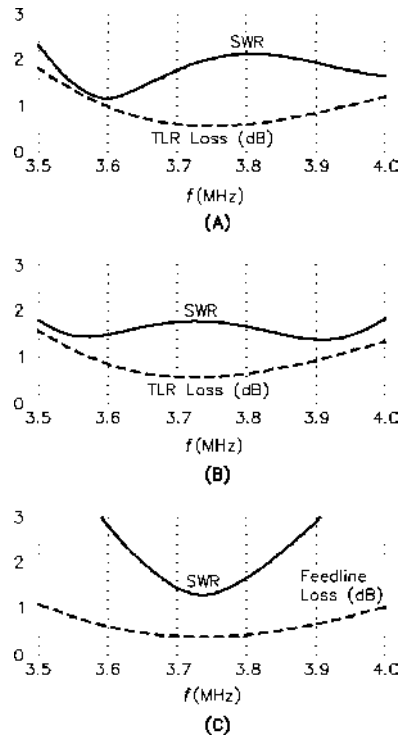


图9-25　TLR变换器天线系统的SWR与损耗曲线图。（A）给出的是含有计算所得的传输线段的结果；（B）给出的是各传输线段长度按表9-1优化后改进的结果；（C）是作为比较用，与（A）同样设置，但没有短截线段时的SWR与损耗的情况。

表 9-1　采用 TLR 变换器的计算参数值与优化参数值

	计　算　值	优　化　值
偶极天线谐振频率（F_0）	3.742 MHz	3.710 MHz
开路短截线段（L_0）	10.9 英尺	13.1 英尺
短路短截线段（L_S）	18.8 英尺	20.1 英尺
连接线段（L_L）	100.4 英尺	101.0 英尺

TLR 变换器其实本身也可以用作低损耗的窄带阻抗变换，类似 *l*/4 的 *Q* 段功能，但本质上与 *Q* 段是不一样的，它是一个真正的阻抗变换器，而 *Q* 段是一个阻抗倒相器。所以 TLR 变换器可以设计到天线系统中，当需要做窄带阻抗变换时，它是个有用的工具。

9.6 传输线谐振器作为天线的组成部分

9.6.1 同轴线谐振器匹配

这部分材料来自 1989 年 4 月 QST 杂志和《The ARRL Antenna Compendium，Vol 2》的一些文章。同轴线谐振器匹配，也是基于 TLR 变换器的概念，具有与 T 匹配和伽马匹配相同的功能，就是将传输线匹配到谐振偶极天线。这些常见的匹配方式和同轴线谐振器匹配都在图 9-26 给出，同轴线谐振器匹配与伽马匹配方式有些类似，允许将同轴馈线的外屏蔽层连接到偶极天线中心，而在偏离偶极天线中心的位置馈电。但同轴线谐振器匹配具有更多的优点：提供阻抗匹配时可使天线系统带宽展宽。

同轴线谐振器匹配是一个由 *l* /4 的同轴电缆段制作的谐振变换器，图 9-27 给出同轴线谐振器匹配的演变过程。现在可以清楚为什么采用同轴电缆作为λ/4TLR 变换器——就是可以使得偶极天线与匹配网络之间的相互作用最小。偶极天线有效的馈电点位置在交叉的地方，这也是一个偏中心馈电的位置，事实上，匹配段在物理上是位于天线“内部”了。在同轴线屏蔽层内侧流动的电流就与谐振器连在一起了，而在同轴线屏蔽层外侧流动的电流就是偶极天线的电流。趋肤效应提供了一定的隔离度，并允许同轴电缆具有双重功能。两个末段延伸的导线作为偶极天线剩余部分，使整个长度等于 *l* /2。

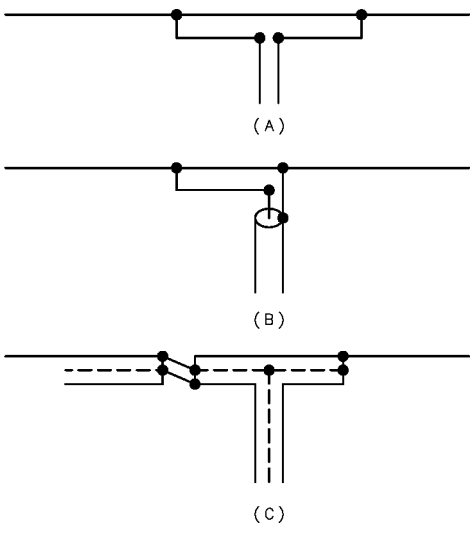


图9-26　偶极天线的多种匹配方式。(A)是T匹配方式，(B)是伽马(r)匹配方式，(C)是同轴线谐振器匹配方式。

采用同轴线谐振器匹配的一个好处，就是整个天线与馈线都处于同一直流电位，因此可以避免电荷积累、噪声和使雷电（感应）电势破坏减弱。

图 9-28 给出了一个采用同轴线谐振器匹配的 80 m 波段倒 V 偶极天线的具体尺寸，这个设计可以提供从 3.5～3.825 MHz 频率范围内的负载 SWR 优于 1.6:1，并被命名为“80 m 波 DX 能手”。同轴电缆为四分之一电

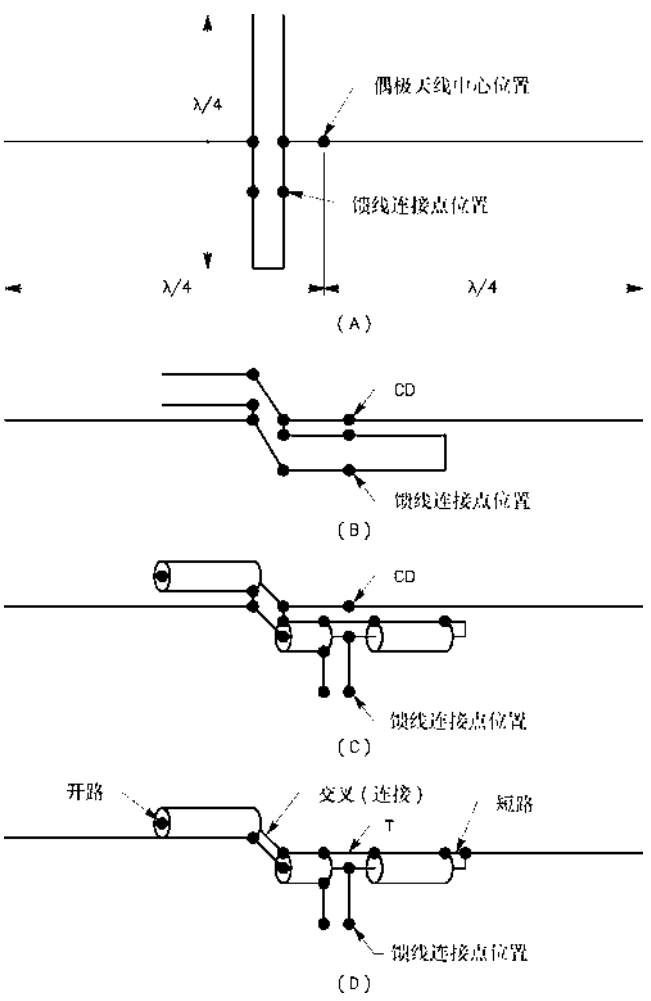


图9-27　同轴线谐振器匹配宽带偶极天线的演变。在(A)中，TLR变换器用于将馈线匹配到偏中心馈电偶极天线。在(B)中是匹配段与偶极天线共轴连接。在(C)中，用同轴线替代上面(A)、(B)的平行传输线TLR变换器的情况，因为同轴线屏蔽层可以作为偶极天线辐射体的一部分，所以与同轴匹配段相邻的导线可以去掉，如(D)。

长度，其中一末端短路，另一末端开路，有意地交叉连接，并用一个 T 连接器馈电（交叉连接就是将一同轴线段屏蔽层连接到相邻段的中心导体，并将剩下的另一中心导体与剩下的另一屏蔽层也类似连接）。天线架设为倒 V 形式，夹角 110°，顶点高度为 60 英尺。实测的 SWR 与频率关系见图 9-29，图中还给出一个未补偿的倒 V 偶极天线的 SWR 特性，它是用同样的材料架设于与宽带版本一样的位置。

80 m 波 DX 能手由 RG-213 同轴电缆和 AWG #14 号导线组成，并用 50 Ω 电缆馈电。用电缆来构成天线，应该仔细裁剪，使得图 9-28 中的连接处长度在 1/2 英寸内。T 形与交叉连接的地方可以用 PVC 塑料管连接头和 SO-239 UHF 底座连接器，如图 9-30（A）和 9-30（B）所示。另一办法也可以使用标准的 UHF T 形连结器和连接头来做成 T 连接，交叉的地方可以采用焊接的办法，如图 9-30（C）所示。这里采用了 RG-213 电缆是因为可以现成得到，物理上耐用，功率承受能力与损耗都适中。

偶极天线末段的导线应该比图 9-28 给出的尺寸留长 3 英尺，当天线首次做好时，如果发现 SWR 频率曲线有些上翘，就可以通过增加或减少这段导线的长度，使曲线看起来和图 9-29 一样平坦，注意每侧末端长度的调整量要相同。

需要提醒的是：如果选择的不是 RG-213 或等效的电缆，图 9-30 中给出的尺寸需要做修改。下面列出与 RG-213 类似特征阻抗、损耗和速度因子的可替代电缆：RG-8，RG-8A，RG-10，RG-10A 和 RG-215。如果偶极天线的 *Q* 值出现特别高或辐射电阻异常偏低，这是由于地面特性、天线高度以及周围物体等引起的，此时各段都需要不一样的长度（调整）。

与传统的倒 V 偶极天线比较，这种类型的宽带天线有什么性能呢？除了由于非理想匹配网络引入的轻微损耗外（大约在波段边缘为 0.75 dB，其他频率则更低），这种宽带天线本质上与偶极天线一样可以修剪到任何所感兴趣的频率上，两种情况的辐射形状也是一样的。

9.6.2 施尼德偶极天线

有一种商品天线就是运用在“匹配网络设计”介绍的原理来设计的，叫施尼德（Snyder）偶极天线。Richard D. Snyder 于 1984 年申请了专利（见参考书目），Snyder 发表的文章在当时引起极大的关注，Snyder 当时宣称这种天线在 2:1 SWR 内具有 20%频带带宽和高效率。

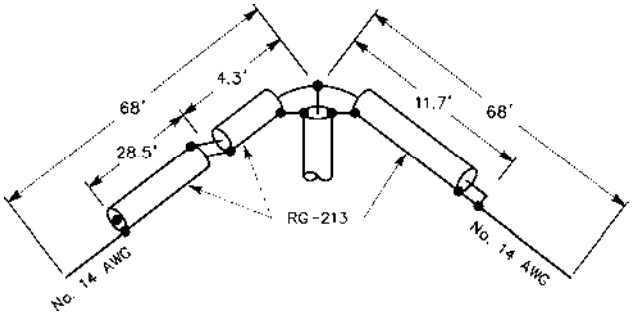


图9-28　80 m波DX能手天线的尺寸，其对于3.5 MHz波段的CW和Phone DX部分的频段优化。同轴段部分的总长度是*l*/4。天线整个长度与传统的倒V偶极天线一样。

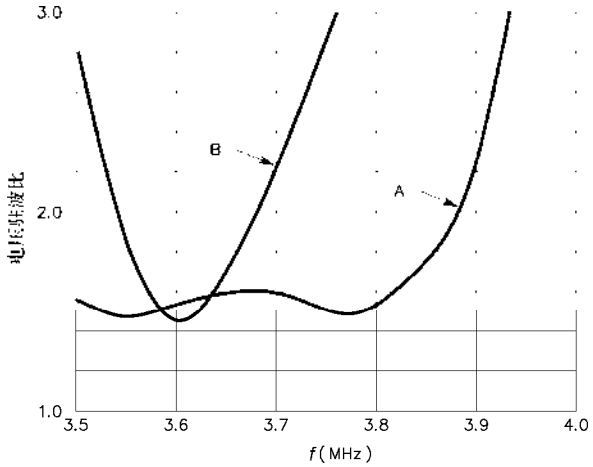


图9-29　80 m波DX能手天线的实测SWR性能，见曲线A，可以看到相对于传统的未补偿的偶极天线，即曲线B来说，呈现实质的频带展宽。

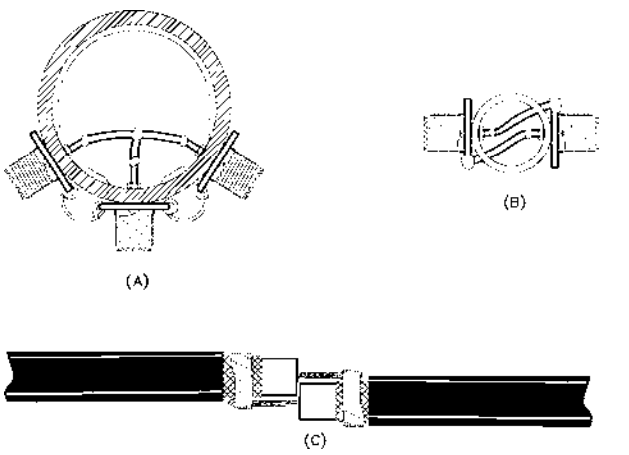


图9-30　T形与交叉连接部分的结构图。在（A）中，用一个2英寸的PVC连接管作为T形连接用，在（B）中，用一个1英寸的PVC连接管作为交叉连接用。这些尺寸是指平常使用的PVC管连接头的内径。T形部分也可以直接采用标准的UHF配件（一个M-358 T连接器和PL-258连接头）。交叉部分的另外一种做法如（C）所示，直接交叉焊接。

施尼德天线的结构与图 9-12 的交叉双筒天线一样，但交叉连接谐振器采用的是 25 Ω 电缆，另外天线的馈电经过一个 2:1 巴伦，该天线也呈现了一个如图 9-13 所示的 W 形 SWR 特性。在波段中心的 SWR，按照专利书上的介绍，是 1.7:1。不过在专业圈子里对施尼德天线所宣称的性能是有些争议的。

9.6.3 改进型的交叉双筒天线

下面介绍的部分材料是从 Reed Fishe（W2CQH）在《The ARRL Antenna Compendium Volume 2》上的文章精简而来，天线如图 9-31 所示。注意到 $l/2$ 的水平部分是用 RG-58 同轴电缆段构成的，这些同轴电缆段作为 $l/4$ 短路段，并联连接到以前介绍的交叉双筒天线的馈电点上。在馈电点 XY 的两边，为 $l/4$ 电长度（43 英尺）的位置，其同轴电缆的中心导体与屏蔽层是短路的。

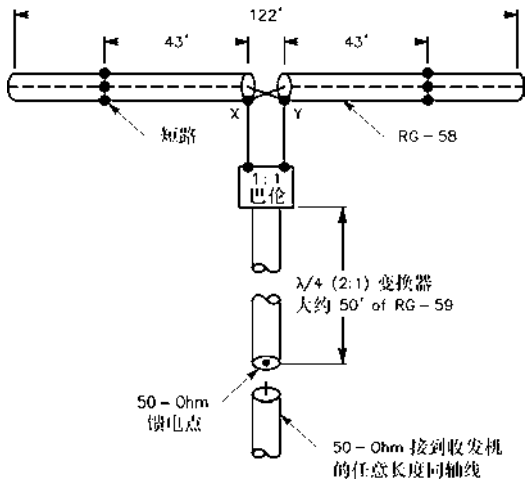


图9-31 W2CQH宽带匹配的80 m偶极天线详细结构。

并接的电缆段提供了电抗补偿，在天线馈电点所需的阻抗变换由 $l/4$ Q 段部分提供，它由一段 50 英尺长的 75 Ω 同轴电缆（RG-59）做成。在馈电点还接入一个 W2DU 1:1 巴伦。这个天线带有和没有宽带匹配网络时的 SWR 频率曲线见图 9-32。

这种天线本质上与图 9-12 的交叉双筒天线一样，增加了 75 Ω 的 Q 段，匹配带宽得到实质性的提高。该天线在 W2CQH 架设是拉直的和几乎水平的，高于普通地面 30 英尺。

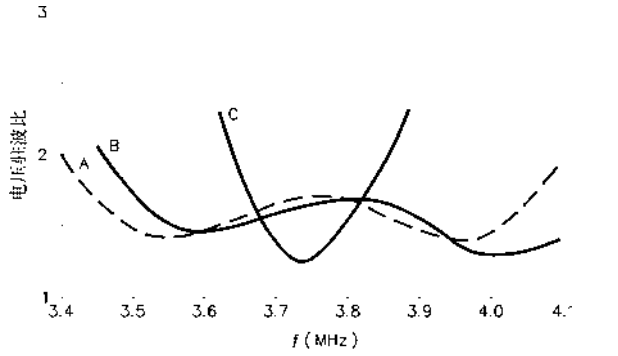


图9-32 改进型双筒天线的SWR曲线。曲线A，是带有50 Ω同轴段和一段 $l/4$，75 Ω匹配变换器时的理论曲线；曲线B则是同样天线的实测响应，用RG-58电缆段和RG-59变换器制作而成。曲线C，是没有展宽频带的偶极天线实测曲线，测量是在W2CQH将偶极天线水平架设30英尺高度情况下做的。

9.7 传输线谐振器作为馈线的组成部分

9.7.1 一个简单的 80 m 波段宽带偶极天线

这个天线系统在 1993 年 9 月 QST 杂志的文章上作了介绍，它的优点就是辐射体和传统的半波偶极线天线是一样的，因此天线重量很轻，容易支撑起来，并且风荷和冰荷都比较小，而宽带匹配网络就集成到馈线系统里面。

整个系统见图 9-33，其实它是本章匹配网络设计部分中图 9-17 所给例子的一个变形。TLR 是 1 l 长度的 RG-213 50 Ω 同轴电缆，阻抗变换由 RG-11 75 Ω 电缆 Q 段来完成。天线以倒 V 方式架设，夹角 140°，顶点高度为 60 英尺。导线为#14 号规格，不过并不严格要求。巴伦采用 W2DU 1:1 电流类型的巴伦，可以轻松承受整个 80 m 波段合法的发射功率等级。实测的 SWR 曲线见图 9-34。

这个天线的独特优点是，在馈点位置并联一个 40 m 波段偶极天线，共享同一馈线，在 80 m 和 40 m 波段都能工作。原因是 Q 段的长度与 TLR 都是 40 m 波段 $l/2$ 的倍数。为了使相互作用最小，两个偶极天线应该在馈点的位置开始相互隔开一定距离。先调整 80 m 的天线，然后调整 40 m 的天线。图 9-35 给出在图 9-33 所示系统上增加 40 m 波段偶极天线后的结果。40 m 波段偶极天线的每臂长度都是 34.4 英尺。可以看到 80 m 波段的 SWR 与图 9-34 比较，其变化很小，80 m 波段的偶极天线长度或者传输线都不需要做任何改变。

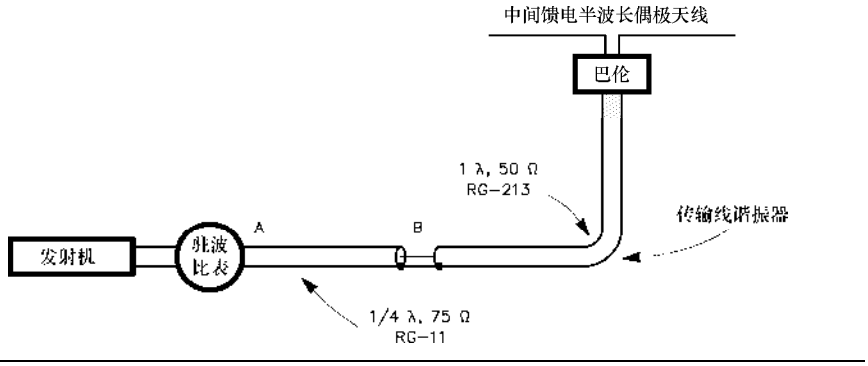


图9-33　由传统的80 m波段偶极天线增加l/4长度75 Ω电缆段改装而来的简单宽带天线系统。Q段的长度、TLR（包括巴伦）以及偶极天线的长度分别对应为43.3英尺、170.5英尺和122.7英尺。

9.7.2　采用 TLR 变换器的 80 m 波段偶极天线

在图 9-33 所描述的系统中，馈线的总长度相当长，大约为 214 英尺。对于短时间的使用，TLR 变换器的运用也许是有优点的。图 9-36 给出的是《The ARRL Antenna Compendium，Vol 4》上面“Optimizing the 80-Meter Dipole”文章上的例子，其 TLR 总长度是 3 l/4，用 RG-213 50 Ω 电缆来制作。这个设计用于 80 m 波段水平架设偶极天线，距离普通地面 80 英尺高，并假设天线的 F_0，R_A 和 Q_A 分别为 3.72 MHz，92 Ω 和 9,（见图 9-3 和图 9-4）。对于其他的偶极天线，其长度必须重新修正。

在本设计中，馈线长度为 113.1 英尺，连接在发射机末端的短路短截线为 21.6 英尺。可以在发射机与短路短截线和馈线连接点之间增加任意长度的 50 Ω 电缆。短路短截线对偶极天线两臂都提供了直流回路，防止电荷积累和起到雷电保护作用。对于采用天线调谐器的多波段工作，应该将短截线部分去掉。

TLR 变换器的一般应用中，在发射机输出端和天线输入端都各有一个连接处（见图 9-24），但在这个例子中，只是应用在发射机的输出端，因为在天线输入端几乎不需要阻抗变换，TLR 变换器的位置就不太明显。我们考虑一段其中一个末端短路的 3 l/4 TLR，在与天线连接地方的另一末端为开路，（发射）源在没有阻抗变换时，应该位于距离短路点 l /4 的位置 （43.6 英尺在 3.72 MHz 下），而当将发射机连接在距离短路点 21.6 英尺的位置时，就可以得到发射机所需 50 Ω 最佳负载的阻抗变换。

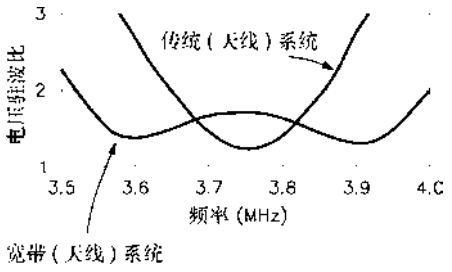


图9-34　实测的宽带天线与传统天线的SWR—频率对比曲线。

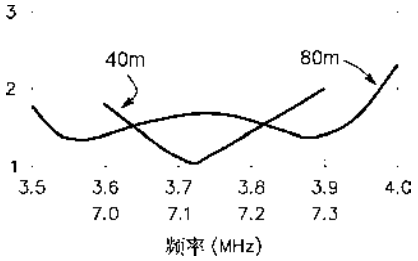


图9-35　80 m与40 m多波段天线系统的实测SWR曲线。

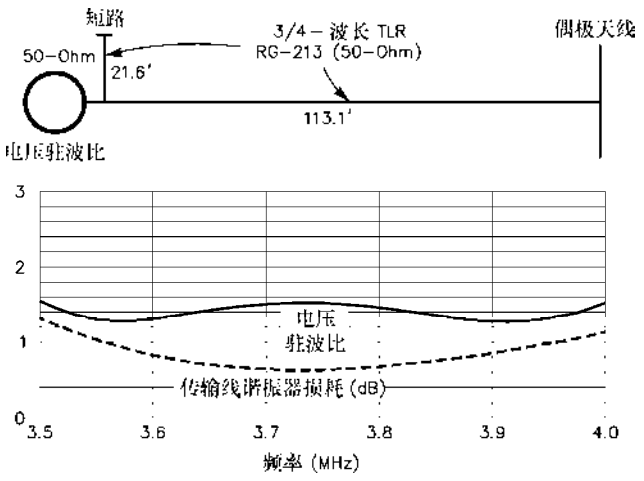


图9-36　采用TLR变换器做频带展宽。给出的尺寸是用于80 m波段水平偶极天线架设在普通地面80英尺高的情况。

参考资料

有关本章主题的原材料与进一步讨论，可以参见下列以及第 2 章末尾的参考资料。

Bloom, “Once More with the 80-Meter Dipole,” Technical Correspondence, QST, Jun 1985, p 42.

R. E. Fisher, “A Simple, Broadband 80-Meter Dipole Antenna,” The ARRL Antenna Compendium, Vol 2 (Newington, CT: ARRL, 1989), pp 119～123.

R. M. Fano, “Theoretical Limitations on the Broadband Matching of Arbitrary Impedances,” Journal of the Franklin Inst, Jan 1950, pp 57～83, and Feb 1950, pp139～155.

J. Hall, “The Search for a Simple, Broadband 80-Meter Dipole,” QST, Apr 1983, pp 22～27.

J. Hall, “Maxcom Antenna Matcher and Dipole Cable Kit,” Product Review, QST, Nov 1984, pp 53～54.

R. C. Hansen, “Evaluation of the Snyder Dipole,” IEEE Trans on Antennas and Prop, Vol AP-35, No. 2, Feb 1987, pp 207～210.

Harbach, “Broadband 80-Meter Antenna,” QST, Dec 1980, pp 36～37 (presentation of a cage antenna).

S. Leslie, “Broadbanding the Elevated, Inverse-Fed Ground Plane Antenna,” The ARRL Antenna Compendium, Vol 6 (Newington, CT: 1999), pp 209～211.

R. D. Snyder, “The Snyder Antenna,” RF Design, Sep/Oct 1984, pp 49～51.

R. D. Snyder, “Broadband Antennae Employing Coaxial Transmission Line Sections,” United States Patent no.4,479,130, issued Oct 23, 1984.

Whysall, “The ‘Double Bazooka’ Antenna,” QST, Jul 1968, pp 38～39.

F. Witt, “A Simple Broadband Dipole for 80 Meters,” QST, Sept 1993, pp 27～30, 76.

F. J. Witt, “Broadband Dipoles—Some New Insights,” QST, Oct 1986, pp 27～37.

F. Witt, “Broadband Matching with the Transmission Line Resonator,” The ARRL Antenna Compendium, Vol 4, (Newington, CT: 1995), pp 30～37.

F. Witt, “How to Design Off-Center-Fed Multiband Wire Antennas Using that Invisible Transformer in the Sky,” The ARRL Antenna Compendium, Vol 3, (Newington, CT: ARRL, 1992), p 74.

F. Witt, “Match Bandwidth of Resonant Antenna Systems,” QST, Oct 1991, pp 21～25.

F. Witt, “Optimizing the 80-Meter Dipole,” The ARRL Antenna Compendium, Vol 4 (Newington, CT: 1995), pp 38～48.

F. Witt, “Optimum Lossy Broadband Matching Networks for Resonant Antennas,” RF Design, Apr 1990, pp 44～51 and Jul 1990, p 10.

F. Witt, “The Coaxial Resonator Match and the Broadband Dipole,” QST, Apr 1989, pp 22～27.

F. Witt, “The Coaxial Resonator Match, The ARRL Antenna Compendium, Vol 2 (Newington, CT: ARRL, 1989), pp 110～118.

第 10 章

对数周期阵列

本章由 L. B. Cebik（W4RNL）撰写。

对数周期偶极天线阵列（LPDA）是非频变天线家族中的一员。但仅有 LPDA 能在很宽的频率范围构成一种特征参数相对不变的定向天线。也可以将它与寄生单元一起使用以在窄带频段内取得特殊的特性。这种混合阵列通常称为对数单元八木天线或者 *Log-Yag*。本章中我们将讨论这两种类型的天线的本质特性。

LPDA 是对数周期阵列系统中最普遍的一种形式，它还包括之字型、平面型、梯形型、缝隙型以及 V 字型。对数周期天线的 LPDA 版本的出现很大程度上归功于它与八木宇田寄生天线阵结构的相似性，因为这会使得定向 LPDA 的结构，至少在高频范围或者更高的频段范围内可以循环。但是，LPDA 中独有的结构及设计理念又使它有别于八木天线。本章稍后将介绍线状和管状单元的一些不同的构造技巧。

LPDA 现行架构形式来源于 D. E. Isbell 于 20 世纪 50 年代末在伊利诺斯州立大学所做的开创性工作。尽管你可能设计频段较宽的 LPDA——例如，3～30 MHz 或者稍微超过 3 个倍频程——但是事实上业余无线爱好者们最常采用的 LPDA 设计仅限于一个倍频程，通常为 14～30 MHz。这一频段内的业余设计倾向采用线性单元，然而，更低频段的实验设计已使用过倒 V 形单元，有些版本在地面系统上使用垂直导向的 *l* /4 单元。

图 10-1 示出了一个典型 LPDA 系统的一部分，它由一些线性单元构成，其中最长的单元约为最低设计频率的 1/2 波长，而最短单元通常为高于最高工作频率的某个频率的 1/2 波长。天线馈线，俗称为定相线，在各单元间使用相位反向或者交叉的方式连续地将各个单元的中心点连接起来。通常在 LPDA 的后面加一个由平行馈线截短的一段长度组成的短截线段。

单元的排列以及馈电方式产生的阵列在设计的工作频段内拥有相对稳定的增益和前后比。另外，LPDA 展示出相对稳定的馈电点阻抗，简化了与传输线路的匹配过程。

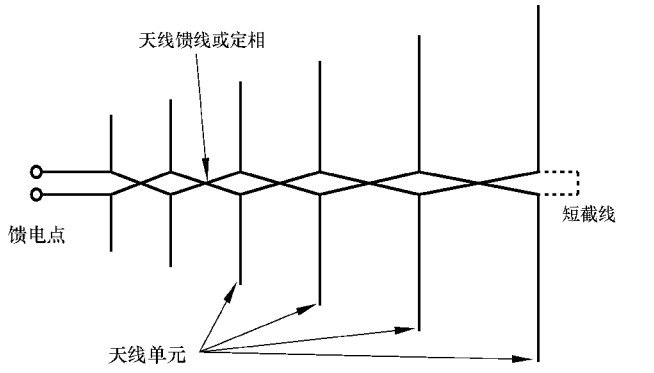


图10-1　对数周期偶极天线（LPDA）的基本结构。在这张示意图中，天线的前向辐射方向朝左侧。还有许多潜在的基本设计的变形。

10.1　基本设计考虑

业余设计者所需要考虑的 LPDA 的最基本的方面围绕 3 个相关的变量：*a*，*t* 和 *s*。它们中任何一个都可以由其他两个量定义得到。

图 10-2 所示为一个 LPDA 的基本构造。角度 *a* 定义了 LPDA 的外形，并允许天线每一维以一个半径或一个圆的半径 *R* 的结果来处理。最基本的结构尺度有单元长

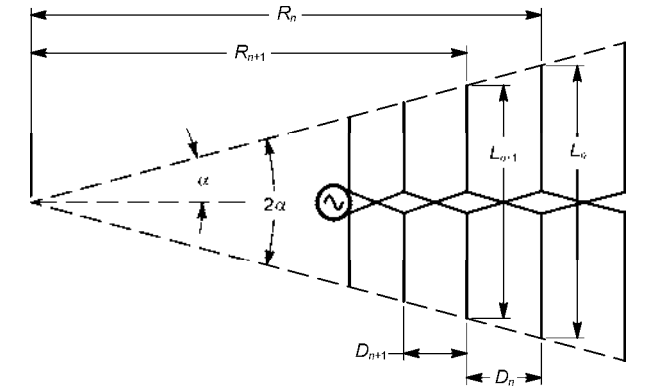


图10-2　定义一个LPDA需满足的一些基本关系。定义式见正文。

度（L），从角a 顶点到各个单元的距离（R）以及各个单元间的距离（D）。一个单独的设计常量t 定义了所有这些关系，关系式如下：

$$t = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{D_{n+1}}{D_n} = \frac{L_{n+1}}{L_n} \qquad (10\text{-}1)$$

其中单元 n 和 n+1 是阵列中朝角a 顶点方向的相邻的单元。t 的值总是小于 1.0，尽管有效的 LPDA 可行性设计要求它的值尽可能地接近 1.0。

变量 t 定义了相邻单元间距之间的关系，但它本身并不能决定最长单元和次长单元之间的初始间距，而相应的t 值正是根据这一初始间隔来确定的。初始间隔同时也定义了天线阵列的角a。因此，我们有两种方法来确定相关间隔常数 s 的值：

$$a = \frac{1-t}{4\tan a} = \frac{D_n}{2L_n} \qquad (10\text{-}2)$$

其中，D_n 表示天线阵列中任意两个单元之间的距离，L_n 表示这两个单元中较长单元的长度。从上述计算s 值的两种方法的第一种方法中，我们可以得到在已知 t 和s 的条件下计算a 的另一种方法。

对于任意的 t，我们可以得到最佳s：

$$s_{\text{opt}} = 0.243t - 0.051 \qquad (10\text{-}3)$$

t 值和相应的最佳s 值的结合可以得到 LPDA 所能达到的最佳性能。当t 值取 0.80～0.98 时，相应的最佳 s 值在 0.143～0.187 之间变化，t 值每增加 0.01，可以得到 0.002 43 的增量。然而，使用最佳s 值时通常会造成天线阵列的总长度超出业余无线电的结构尺寸或者天线塔和天线杆所能支撑的能力范围。因此，业余的 LPDA 通常使用折中的t 和s 值，虽然性能有所降低，但仍然可以接受。

对于给定的频率范围，t 值的增加可以同时增加增益以及所需的单元数量。s 值的增加可以同时增大增益以及总的主梁长度。当t 取 0.96 时——接近于推荐t 值的最大上限——可以得到大约为 0.18 的最佳s 值，并导致在 14～30 MHz 频段范围内的天线阵列增长到超过 100 英尺长。最大的自由空间增益大约为 11 dBi，前后比接近 40 dB。然而，正常的业余实践采用的t 值一般取 0.88～0.95，s 值取 0.03～0.06。

标准的设计步骤通常设定后面单元的长度所使用的频率比最低设计频率低 7%左右，可使用普通偶极天线公式（$L_{\text{feet}}=468/f_{\text{MHz}}$）决定其长度（比自由空间的半波长短 5%，其中 $L_{\text{feet}}=468/f_{\text{MHz}}$）。设计的上限频率通常设为最高设计频率的 1.3 倍。由于t 和s 设定了相邻单元长度间的增量，因此，当最短单元达到与调整后上限频率相对应的偶极天线长度时，单元的数目就变成了一个函数。

LPDAs 的有源单元数的性能导致了调整后的频率上限值。如图 10-3 所示，它描述了一个在 10～20 m 波段上的 10 单元 LPDA 的边视图。竖线表示每个单元在特定频率上的相对电流幅度。在 14 MHz 时，实际上阵列中的每个单元都显示出可观的电流幅度。然而，在 28 MHz 时，只有前面的 5 个单元载有可观电流。如果不将设计频段延伸到将近 40 MHz，具有可观电流幅度的单元数目连同上限频率性能都将会锐减。

在低于最低推荐操作频率时，对于拓展设计公式的需求，将随着t 值的变化而变化。如图 10-4 所示，我们

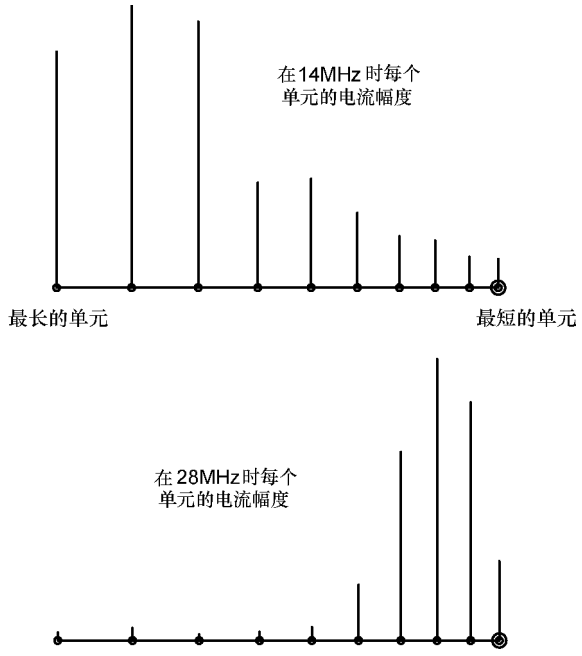


图10-3　对于一个给定的设计，在最高和最低工作频率时，LPDA各单元上的相对电流幅度大小。比较“有源”单元数目，即电流幅度至少为最大幅度1/10的单元数目。

可以比较s 值均为 0.04 的两个 LPDAs 阵列后部单元的电流。上部的设计取t 值为 0.89，而下部的设计取t 值为 0.93。最显著的电流承载单元随着t 值的增加而向前移动，从而减少了（但不是完全消除）对于长度长于与最低操作频率相对应的偶极天线的单元的需求。

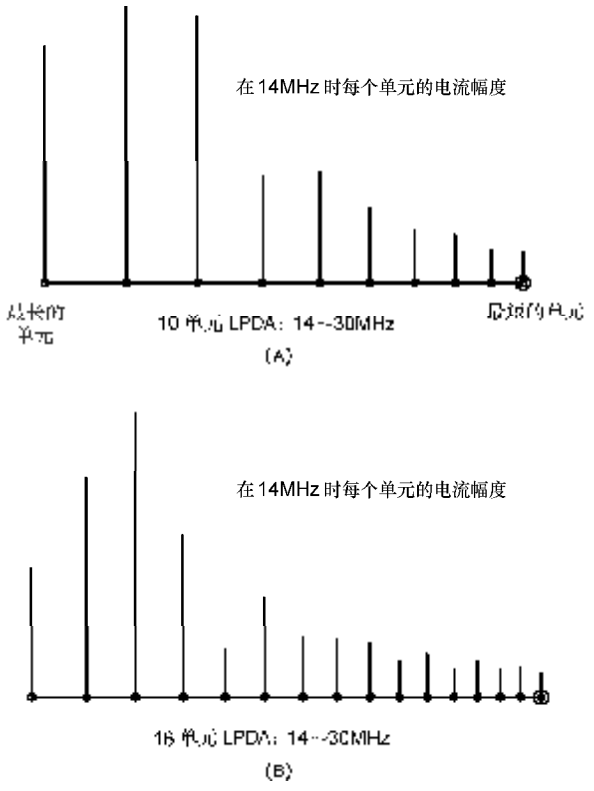


图10-4　在最低工作频率时，两种不同的LPDA设计的电流幅度示意图。10单元低t 值设计和16单元高t 值设计对比。

10.1.1　LPDA 设计与计算

起先，LPDA 的设计通过一系列的设计公式展开，旨在得到一个阵列的完整的规格参数。近来业余无线电爱好者可用的技术越来越多，包括基础 LPDA 设计软件和天线建模软件。LPDA 设计软件中的一个很好的例子就是 Roger Cox，WB0DGF 制作的 LPCAD28。原版书的 CD-ROM 光盘内含有这个免费软件程序的拷贝。用户通常在设计之初指定最低和最高频率，然后输入选定的t 和s 值或者所选的单元数目以及阵列的总长度。有了上述数据以及其他一些数据后，程序会提供一张包含单元长度及间距的表格，并使用在前面描述过的调整后的上下限频率。

该程序还需要知道阵列中最长单元与最短单元的直径以及平均单元的直径。从这些数据中，程序会计算出连接各单元的定相线的推荐值以及输入阻抗的近似电阻值。在附加数据中 LPCAD28 可用的是导线间距，以获得定相线的预期特性阻抗。这些导线可以是圆的——因为我们可能用来做定相线，或者方形——因为我们可能用来做双主梁结构。

LPCAD28 的另外一个非常重要的输出是将设计转化为多种格式的天线建模输入文件，包括适用于 AO 和 NEC4WIN（两者都是基于 MININEC 的软件）的版本，还有一种遵照标准.NEC 格式的版本，适用于 NEC-2 和 NEC-4 的很多应用，包括 NECWin Plus（GNEC）以及 EZNEC Pro。每个 LPDA 设计提案都需要通过天线建模的方法来进行验证和优化，因为基础的设计计算提供的阵列很少在构建前不需要进行进一步的工作。一个一倍频程的 LPDA 代表了由a 定义的一段圆弧，它在上下限频率处被剪断。此外，设计中的一些公式是基于近似值，因此并不是完全地预测 LPDA 的性能。尽管存在这么多限制，但本章稍后列举的大多数 LPDA 设计例子都是直接基于基本计算的。因此，在转向混合对数单元八木天线概念之前，将会详细地列出其设计过程。

LPDA 的设计建模最容易在 NEC 的版本上进行。内置于 NEC-2 和 NEC-4 的传输线（TL）设备缓解了定相线作为一套物理导线建模的问题，因为相位线的每一部分在 MININEC 中与单元垂直连接处都有一系列限制。尽管 NEC 的 TL 设备并未考虑传输线中的损耗，但这些损耗通常很低以至于可以忽略。

若要得到最精确的结果，NEC 模型的确需要一些细致的结构。首先需要注意的是必须进行细致分段，因为各个单元长短不一。最短的单元应该有 9 个或者 11 个分段，如此才能在设计中的最高建模频率拥有足够的分段。最短单元后面的每个单元的分段数都应该多于前一个单元，通常是前者的 1/t 倍。但是还有进一步的限制。由于传输线处于每个单元的中心处，NEC 单元必须有奇数个分段以保持相位线处于中心位置。因此，每个由 1/t 计算而来的分段值都必须计作与之最接近的一个奇数值。

NEC-2 中的 LPDA 的初始建模必须使用统一直径的单元，并且能够提供步进直径单元校正的任何功能都必须关闭。由于这些校正因素只适用于那些在测试频率下偶极天线振荡在 15%以内的单元，因此用步进直径单元构建的模型在任意测试频率下只能校正一小部分单元。这导致校准单元和未校准单元的结合得到的模型无法保证其稳定性。

一旦采用统一直径的单元得到了一个令人满意的模型，那么建模程序便可以用来计算步进直径替代物。当每个统一直径的单元从更大的阵列中抽取出来时都将有一个谐振频率。一旦确定了这一频率，用于最终结构的步进单元将可以被调谐至同一频率。尽管 NEC-4 处理步进直径单元时比 NEC-2 更精确，但是若要达到最大精度，刚刚所描述的处理方法也同样适用于 NEC-4 模型。

10.1.2 LPDA 性能

尽管与窄带的设计相比，LPDA 的性能在很宽的频率范围内都非常一致，正如八木宇田天线阵列那样，但是在设计频段内它还是会呈现出一些显著的变化。图 10-5 从多个方面展现了这些性能。图 10-5 显示了采用直径为 0.5 英寸的铝单元的 3 种 LPDA 设计的自由空间增益。每一模型的标示上都列出了用来设计每一阵列所需的t 值（0.93，0.89 和 0.85）和s 值（0.02，0.04 和 0.06）。最后得到的阵列的长度列在各自的标注内。与“9 302”、“8 904”、“8 504”相对应的单元总数分别为 16、10、7。

首先，在整个频率范围内增益绝对不会完全一致。在设计频谱的低端和高端，增益会逐渐减小。此外，增益值在整个频率范围内波动起伏，峰值的数量取决于所选的t 值以及相应得到的单元数量。前后比的变化趋势与增益一致。一般而言，它在低于 10 dB（此时的自由空间增益低于 5 dBi）到超过 20 dB（此时增益接近于 7 dBi）的范围内变化。当自由空间阵列增益超过 8.5 dBi 时，前后比可能达到 30 s 之高。设计良好的阵列，尤其是那些具有较高t 值和s 值的阵列，易于取得控制良好的背部方向图，使得 180° 前后比与平均前后比之间的差异变得很小。

由于阵列增益是t 和s 二者共同的函数，因此在任何给定的频率范围内，平均增益成了阵列长度的函数。尽管图 10-5 中的增益曲线相互交织，但对于长度在 14～18 英尺范围内的阵列，很少以平均增益的形式去选择它们。设计良好的 10～20 m 波段间的阵列，在 30 英尺阵列长度范围内能够得到大约 7 dBi 的自由空间增益，而在相同频率范围内，40 英尺长的阵列可以得到 8 dBi 左右的自由空间增益。

在这个频段内，要获得超过 8.5 dBi 的平均增益，至少需要长度为 50 英尺的阵列。具有很高的t 值和s 值的长阵列同样易于使所有曲线中的增益与前后比的偏移量更小。另外，高t 值设计倾向于在设计频谱的低频处表现出较高的增益。

图 10-5 所示的频谱扫描点间以 1 MHz 的间距隔开。评估一个在 14～30 MHz 频段内的特殊设计时，应该把检测点间的间距降低到 0.25 MHz 以下，以检测出阵列可能会表现出来的性能弱点的频率。性能弱点是指在整个设计频段内，阵列在其上表现出意想不到的低增益和前后比的一些频段。图 10-5 中就标注了在 26 MHz 时模型“8 904”的这种意想不到的增益衰减。其他几种设计同样也会有弱点，但是它们落在了频率采样点之间。

对于大型阵列，这些区域可能会相当小，但却可能发生在不只一个频率范围内。这种弱点是由较长单元谐波作用于那些期望有高电流的后部单元所产生的结果。考虑一个使用 0.5 英寸铝制单元，12.25 英尺长，工作在 14～30 MHz 的 7 单元 LPDA。在 28 MHz 上，后部的单元工作在谐波模式，如图 10-6 所示的高相对电流幅度曲线。导致的结果是增益的急剧衰减，如图 10-7 中“无短截线”曲线所示。前后比也因阵列长单元对后部单元的强力辐射而下降。

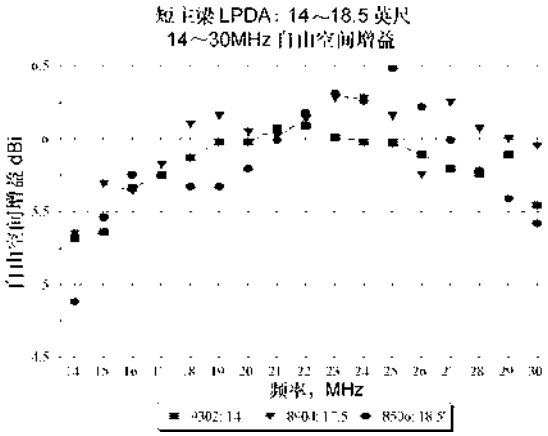


图10-5　不同设计的3种相对较小的LPDA的自由空间增益。对于这些在14～30 MHz频段上性能十分相近的天线，注意t 值与s 值之间的关系。

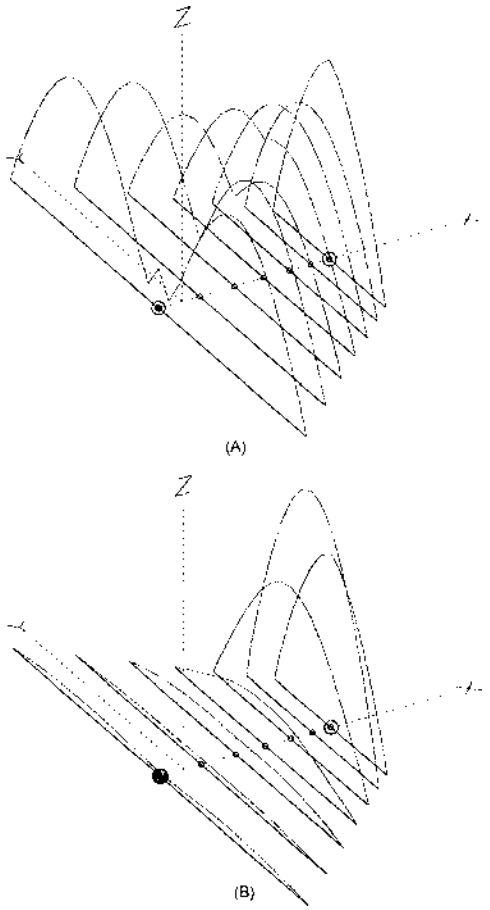


图10-6　28 MHz时，8504模型在没有与有短截线的情况下单元上的相对电流幅度。在加上短截线以抑制谐振工作之前，注意后部单元的谐振工作。

LPDAs 早期设计标准的做法是使用终结传输线短截线来帮助消除频率覆盖范围内的弱点。在当代设计中，这种用法趋于更加有效地消除或者移动表现出增益及前后比弱点的频率（短截线有一个附加的功能，即保持每个单元两侧的静态充放电处于同一水平）。标注为“8504”的模型（通过反复试验）安装了一个 18 英寸、600 Ω传输线的短截线。如图 10-6（B）所示，后部单元的谐波工作效应被削弱了。图 10-7 中的“短截线”曲线显示了天线阵列的增益曲线在整个上半部设计频率上的平滑趋势。在一些表现出多个弱点的天线阵列中，单独的一个短截线可能无法将它们全部消除。但是，它却可以把这些弱点移到其他不用的频率区域。当 LPDA 需要在整个频谱上进行操作时，可能需要在特定的单元上配置附加的短截线。

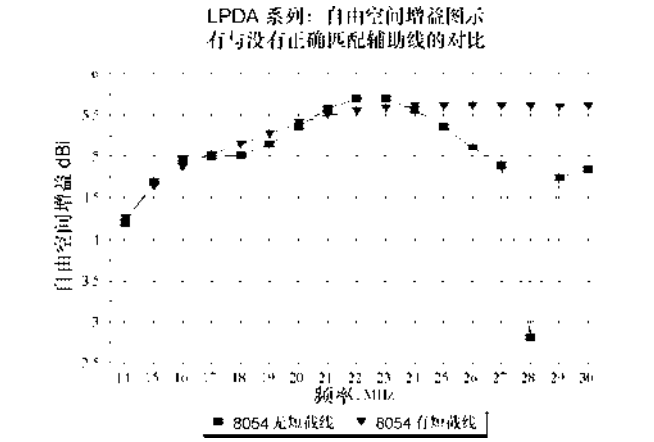


图10-7　图表的8504增益模型显示如果一个没有合适的匹配线天线增益在该频率区域出现了较大衰减，但一旦增加了匹配辅助线到天线阵列中，情况有了较大的不同。

大多数 LPDA 设计得益（关于增益和前后比）于更大直径单元的使用。平均直径在 0.5 英寸以上的单元在 14～30 MHz 频段上是比较合理的。然而，标准设计通常假设一个恒定的单元长度直径比。在 LPCAD28 一例中，该比值约为 125:1，它甚至采取了更大的直径。若要在计算机模型中得到一个相对恒定的长度直径比，你可以设定给定阵列设计中最短单元的直径，然后以 $1/t$ 的倍率增加随后的更长的单元的直径。这种方法经常可能导致最长单元直径相对于标准业余结构惯例大得不合情理。

由于大多数使用铝管来做单元的业余设计采用步进（锥削）直径的单元，除非 LPDA 的构造设计试图减轻阵列前端的单元，否则将会导致大致统一的单元直径。但是这个方案可能并不可取。在设计频谱的高端采用较大单元可以抵消（至少部分抵消）高频增益的自然衰弱，并表现出相对于短直径单元而言更好的性能。

构造 LPDA 的另一种替代方法是始终使用导线。在任何频率，相对于更大直径的管状单元来说，单导线单元的增益会有所下降。管状单元的另一种替代选择如图 10-8 所示。对于管状设计中的每一个单元，都可以用大致相等的双导线单元来代替。通过取出一个管状模型单元并找出其谐振频率，可以确定导线之间的间距。然后在远端用短路线连接，在结点用定相线连接，这样就可以构造出一个同等长度的双导线单元。调整两条导线间的间距直到导线单元与原先的管状单元在相同的频率下谐振。所需的间隔将会随着单元所选导线的不同而变化。由于末端和中心短路线上的分段长度较短，而且必须使用间隔紧密的导线以保持分段连接处尽可能严格平行，因而用于开发这些替代方法的模型必须密切注意 NEC 的分段规则。

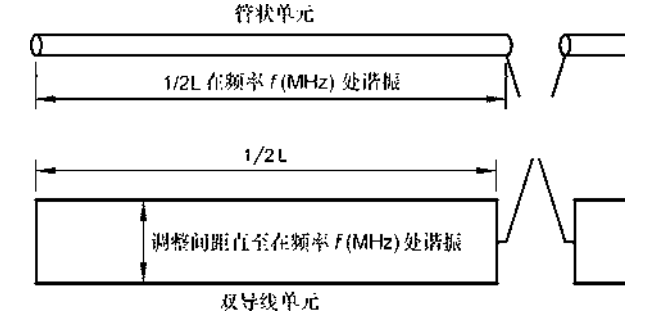


图10-8　大直径管状单元的另一种替代方法，它由2种导线构成，在外侧两端短路，在中心结点处用定相线连接。

10.1.3　LPDA 的馈电及架设

LPDAs 的原始设计程序使用一个单一的、通常具有相当高的特征阻抗的定相线（天线馈线）。随着时间的推移，设计者们意识到定相线的其他一些阻抗值可以为LPDA 性能同时提供机械和性能上的优势。因此，对于当代的设计者而言，定相线的选择和架设技术几乎是不可分割的重要因素。

高阻抗定相线（大约 200 Ω或更高）需要服从于导线结构，就像那些使用普通平行导线的传输线。它们需要用来支撑单个单元（天线单元本身必须与支撑梁绝缘）的金属主梁，它们必须小心放置。连接同样需要小心。如果假定相位线在各个单元之间是半扭的，那么定相线的架设必须保证恒定的间隔并且与金属支撑物间相对绝缘，以维持一个恒定的阻抗并防止短路。

图 10-9（A）中不仅显示了标准平行导线，还显示了一些使用主梁的可能的 LPDA 结构。这些梁既能支撑单元，又能产生相对低阻抗（低于 200 Ω）的定相线。图 10-9（B）显示了双管状梁的基本结构，各单元用绝缘棒侧面支撑。图 10-9（C）显示了方形管的用法，所有单元通过贯穿螺栓直接附在每个管上。图 10-9（D）说明了 L 型托盘的用法，这在 VHF 频率上非常实用。但是所有这

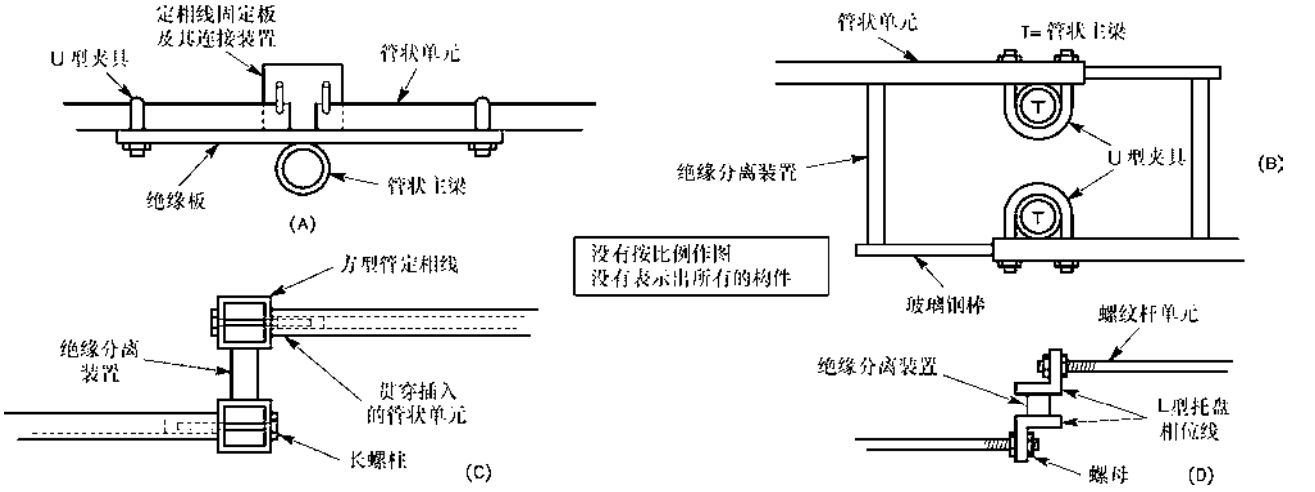


图10-9 （许多技术中的）4种可能的架设技术，图示为天线阵的端视图。图（A）绝缘板支撑并分离定相线，适于采用线单元或管状单元图。图（A）双圆管主梁定相线同样起到支撑振子单元的作用，单元采用侧面支撑以维持主梁稳定性。图（C）中采用了方型管，通过使用螺栓并插入到每个振子的半个单元中将单元与主梁/定相线连接起来。图（D）的L型托盘对于VHF和UHF频段的较轻天线阵很有用。

些示意图都是不全面的，因为它忽略了对于给定的 LPDA 方案，决定其结构机械可行性不可或缺的应力分析。

在计算定相线的特征阻抗时，方形梁材料的使用需要一些校正。对于那些圆形截面的导线有：

$$Z_0 = 120\cosh^{-1}\frac{D}{d} \qquad (10\text{-}4)$$

其中 D 表示导线的中心到中心的距离，d 是每个导线的外径，二者都以相同的单位表示。因为我们讨论的是相对于它们的直径间隔较密的导线，所以推荐使用上面这个计算特征阻抗（Z_0）的公式。对于方形导线有：

$$d \approx 1.18\,w \qquad (10\text{-}5)$$

其中 d 是方形管的等价近似直径，w 是管子一边的宽度。因此，对于一个给定的间隔，方形管允许你得到比圆形导线更低的特征阻抗。然而，相对于可比的圆形管，需要特别注意方形管的强度。

从电气上来说，LPDA 定相线的特征阻抗常常影响阵列的其他性能参数。降低定相线的 Z_0 也会降低阵列的馈电点阻抗。对一些只有少量单元的很小的设计，它们的减少量并不完全与电抗漂移减少量相匹配。因此，使用低阻抗定相线会使得在整个频段上得到2:1或者更低的SWR变得更加困难。但是，高阻抗定相线会导致一个馈电点阻抗，而这需要使用一个阻抗匹配巴伦。

降低定相线的 Z_0 也往往会增加 LPDA 的增益和前后比。该性能的提高是需要付出代价的，即随着定相线 Z_0 的降低，在特定频率范围内的弱点将变得更加显著。对于一个具体的阵列，你必须仔细权衡它的增益和损耗，并使用一条或多条传输线短截线以避免在特定频率上出现性能弱点。

取决于设计中所选的指定的 s 值和 t 值，有时你可以选择一个定相线 Z_0，它能提供 50 Ω或者 75 Ω的馈电点阻抗，使 LPDA 整个设计频段上的 SWR 维持在 2:1 以下。设计中 s 和 t 的值越高，在其中心值附近的电抗和电阻漂移就越低。使用最佳 s 值和高 t 值的设计在整个频率范围内始终呈现出一个微小的电容性电抗。较低的设计值使得这一现象不太明显，因为当频率变化时电抗和电阻取值范围很广。

在频段的高端，源电阻值比设计频段的其他任何地方下降得都要快。在更大的阵列中，这可以通过对最初的大约 20%阵列长度使用可变 Z_0 定相线来克服。然而，除了使用定相线外，这种技术一般很难实施。开始时取线阻抗为其终值的一半，然后均匀地增加电线间隔直到达到其最终固定的间隔。这种技术有时可以在整个频段上产生更平滑的阻抗特性并改善高频 SWR 性能。

如同单元的设计，设计一个 LPDA 同样需要注意相位线的设计。通常在确定架设结构前，对提出的设计模型可能的相位线 Z_0 值进行数次迭代运算是很有用的。

10.1.4 特殊设计校正

图 10-7 中 8504LPDA 例子的曲线显示了标准 LPDA 设计中的一些不足。整个曲线上的弱点可以通过使用短截线来校正，它消除或转移了那些使后部单元工作在谐波模式的频率。在描述阵列特性的过程中，我们已经注意到改善性能的一些其他方法。加粗单元（要么使其一律相等，要么以 t 倍步进增加它们的直径）以及减少定相线的特征阻抗都能使性能得到少量的改善。但是，它们无法完全地校正阵列增益和前后比在 LPDA 频段上下限处下降的趋势。

一种有时可以用来提高频率界限处性能的技术是将

LPDA 的上下限频率设计得比实际用到的频率上下限高得多和低得多。这种技术无需增加阵列的整体尺寸，而且不能消除向下的性能曲线。增加t 和s 值通常会提高性能而在尺寸上所付出的代价不会超过扩频的代价。增加t 值对于提高 LPDA 的低频性能尤其有效。

当工作在标准设计的整个尺寸限制内时，你可能需要使用一种技术来为最后面和最前面的单元分配t 值。如图 10-10 所示，该图是不与总的阵列长度和宽度成比例的。对在最低的工作频率时具有最大电流的单元，以及在最高的工作频率时具有最大电流的单元进行定位（使用天线建模程序）。对单元长度的调整可以从这些单元开始或者最多将一个单元靠近阵列中心。对于需要修正的第一个单元（从中心计起），将t 值大约降低 5%。对于后面的一个单元，相对于不变单元使用t 修正值的倒数计算该单元的新长度，该单元前面正好是这一不变单元。对于前向的单元，相对于不变单元使用新的t 值来计算该单元的新长度，该单元后面正好紧跟着这一不变单元。

对于接下来向外的天线单元，通过调整后的值来计算新的t 值，增加每一步减少量的增量。第二次调整后的单元可以使用比之前计算出的值低 0.75%～1.0%的t 值。第三次调整后的单元可以使用相对于之前值增量在 1.0%～1.5%的值。

不是所有设计都需要进行大量的处理。随着t 和s 值的增加，越来越少的单元可能需要调整以在频率界限上取得最高的可能增益，而这些通常总是阵列中最外向的单元。第二个需要谨慎的地方是在每次变化后检查阵列的馈电点阻抗，以确保它仍然在设计限度内。

图 10-11 显示了一个 10 单元 LPDA 在 14～30 MHz 频段上的自由空间增益曲线，其初始t 和s 值分别为 0.89 和 0.04。该设计使用了一个 200 Ω的相线，0.5 英寸的铝质单元以及一个 3 英寸 600 Ω的短截线。最下面的曲线显示了在只用短截线情况下阵列在设计频段上的仿真性能。在频率界限上的性能显然比峰值性能区域内的性能要低。中间的曲线显示了t 值分配的效果，在频谱的两端平均性能都有显著的提高。

除了单元长度校正外，作为这种方法的一种替代方法，你也可以给 LPDA 增加一个无源引向器，如图 10-12 所示。粗略地截断该引向器，使其用于最高工作频率。它与 LPDA 最前向单元间的间隔可以在 0.1 l～0.15 l。而确切的长度和间隔必须通过实验（或仿真）来确定，要记住两个因素：第一，单元在最高工作频率不能对馈电点阻抗起反作用，引向器的紧密间隔对这个阻抗的作用最大；第二，确切的间隔和单元长度的设置必须使得在阵列整个性能曲线上取得最理想的效果。增加一个引向器在机械上的影响是通过单元所选的间隔增加了阵列整体的长度。

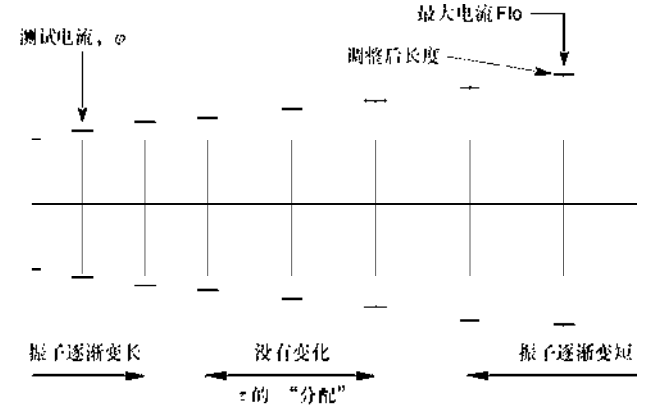


图10-10　LPDA调整前后的示意图，显示了原来振子单元的长度，以及在阵列两端减少t 值的调整。对每个单元适用的变化量见正文部分。

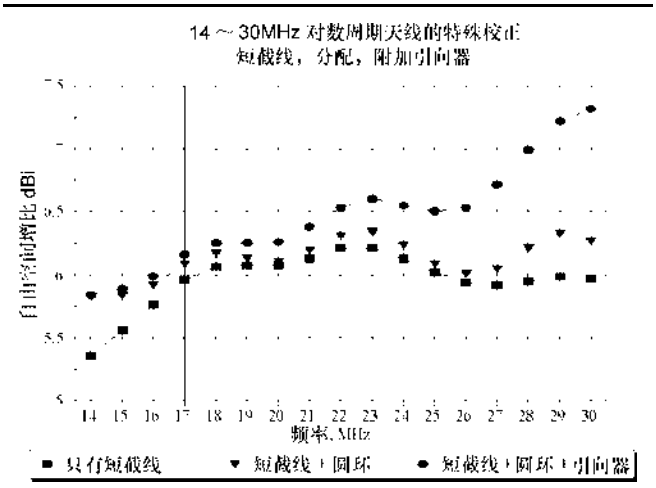


图10-11　一个t 为0.89和s 为0.04的LPDA，在14～30 MHz时的模拟自由空间增益。
方形图：只有一个短截线，以消除弱点。
三角形：短截线及圆环形单元。
圆形图：短截线、圆环形单元和无源引向器。

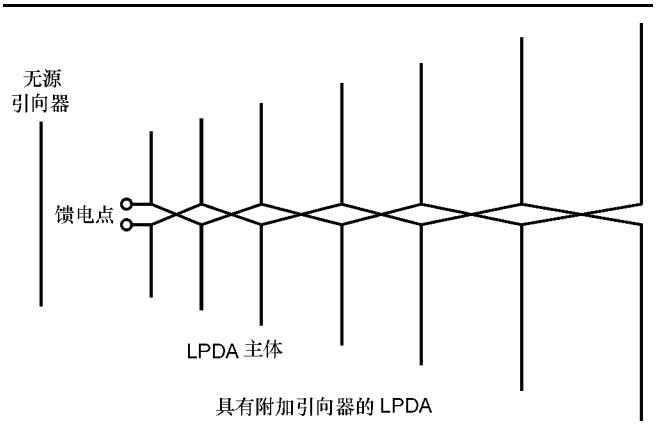


图10-12　LPDA的普遍示意图，额外增加了一个无源引向器，以改善设计范围内较高频段上的天线性能。

图 10-11 中最上面的曲线显示了添加引向器对于已配置了短截线的分配阵列影响。引向器的影响是可累积的，同时也进一步增加了较高频段的增益。注意：附加无源引向器在 LPDA 设计范围内的不仅是在最高频率上有效。它在阵列的整个频率范围内几乎自始至终都有显而易见的影响，尽管在频段的低频端这种影响是最小的。

引向器的添加可以用来增强 LPDA 高端频率的性能，就像图中所示，或者简单地用中端性能来补偿高端频率的性能。拥有良好低频性能的高t 设计，可能只需要一个引向器来补偿高频增益的衰减。为 LPDA 添加引向器的一个潜在的挑战是在高频段维持高的前后比。

贯穿 LPDA 的讨论，示例设计的性能曲线在所有频率上都是同样处理，以寻求整个设计频率范围内的最高性能。特殊的补偿对于只适用于业余无线波段的 LPDA 设计同样可能。它们包括在阵列内以及原始设计边界外插入寄生单元。另外，短截线的使用不是用来消除弱点，而仅仅是把它们移到业余无线电爱好者关心的频段之外的频率上去。

10.2 一个 LPDA 的设计过程

下面介绍对一个拥有任何期待带宽的 LPDA 系统进行逐步设计的过程。过程中需要一些数学计算，使用一个拥有平方根、对数以及三角函数功能的普通计算器就完全足够了。本节中所使用的符号可能与本章先前所用的稍微有些不同。

1）选定最低频率 f_1 和最高频率 f_n 之间的工作带宽 B:

$$B = \frac{f_n}{f_1} \qquad (10\text{-}6)$$

2）选择t 和s 以给出期望的平均增益的估计

$$0.8 \leqslant t \leqslant 0.98 \text{ 以及 } 0.03 \leqslant s \leqslant s_{opt} \qquad (10\text{-}7)$$

这里s_{opt} 是根据本章前面所提到的方法计算出来的。

3）根据下式计算顶点半角a 的余切

$$\cot a = \frac{4a}{1-t} \qquad (10\text{-}8)$$

尽管在计算中并不直接使用a，但是$\cot a$被广泛地使用。

4）根据下式计算作用区的带宽 B_{ar}

$$B_{ar}=1.1+7.7(1-t)^2\cot a \qquad (10\text{-}9)$$

5）根据下式确定结构（阵列）带宽 B_s

$$B_s=B\times B_{ar} \qquad (10\text{-}10)$$

6）计算梁的长度 L，单元数量 N 以及最长单元长度 L_1

$$L_n = \left(1-\frac{1}{B_s}\right)\cot a \times \frac{l_{max}}{4} \qquad (10\text{-}11)$$

$$l_{max} = \frac{984}{f_1} \qquad (10\text{-}12)$$

$$N = 1+\frac{\log B_s}{\log\frac{1}{t}} = 1+\frac{1\mathrm{n}\,B_s}{1\mathrm{n}\frac{1}{t}} \qquad (10\text{-}13)$$

$$l_{1ft} = \frac{492}{f_1} \qquad (10\text{-}14)$$

通常 N 的计算值不会是单元个数的整数值。如果小数部分超过 0.3，则将 N 改为比它大的下一个整数。增加 N 的值同样会增加 L 的实际值，从而超过从刚刚执行的一系列计算中得到的值。

检测 L、N 和 f_1 以确定阵列尺寸是否满足你的需求。如果阵列太大，则增加 f_1 或者减少s 或t 并重复 2 到 6 的步骤。增加 f_1 会减小所有尺寸，减少s 会减小主梁的长度，而减小t 会同时减小主梁长度和单元的数量。

7）确定最终的短截线阻抗 Z_t（注意：对于许多 HF 阵列，你可以省去短截线，用一根 6 英寸跳线将最长的单元短路，或者设计一条短截线来克服一个特定的性能弱点）。对于 VHF 和 UHF 阵列，通过下式计算短截线长度

$$Z_t = \frac{l_{max}}{8} \qquad (10\text{-}15)$$

8）根据下式得到剩下单元的长度

$$\mathbf{l}_n = t\,\mathbf{l}_{n-1} \qquad (10\text{-}16)$$

9）根据下式确定单元间距 d_{1-2}

$$d_{1-2} = \frac{(\mathbf{l}_1-\mathbf{l}_2)\cot a}{2} \qquad (10\text{-}17)$$

这里 $\mathbf{l}_1$ 和 $\mathbf{l}_2$ 是最后两个单元的长度，而 $d_{1\text{-}2}$ 是长度为 $\mathbf{l}_1$ 和 $\mathbf{l}_2$ 的两个单元间的距离。根据下式确定剩下单元之间的间隔

$$d_{(n-1)-n} = t\,d_{(n-2)-(n-1)} \qquad (10\text{-}18)$$

10）选择 R_0，即期望的馈电点阻抗，以给出在预期巴伦比和馈线阻抗上的最低 SWR。LPDA 输入阻抗的平均辐射电阻 R_0 近似为：

$$R_0 = \frac{Z_0}{\sqrt{1+\dfrac{Z_0}{4s'Z_{AV}}}} \qquad (10\text{-}19)$$

其中各分量术语将在后面定义及/或者计算。

由下面这些等式，确定必要的天线馈线（定相线）阻抗 Z_0，

$$Z_0 = \frac{R_0^{\,2}}{8s'Z_{AV}} + R_0\sqrt{\left(\frac{R_0}{8s'Z_{AV}}\right)^2 + 1} \qquad (10\text{-}20)$$

s'是平均间隙因素，由下式得出

$$s' = \frac{s}{\sqrt{t}} \qquad (10\text{-}21)$$

Z_{AV}是偶极天线的平均特征阻抗，由下式给出

$$Z_{AV} = 120\left[\ln\left(\frac{\mathbf{l}_n}{\mathrm{dia}m_n}\right) - 2.25\right] \qquad (10\text{-}22)$$

$\frac{\mathbf{l}_n}{\mathrm{dia}m_n}$比是单元 n 的长度和直径比。

11）一旦 Z_0 被确定，则根据导线的形状套用适当的公式来选择导线尺寸和间隔的组合以获得该阻抗。如果最后得到的天线馈线的间隔不符合实际要求，则取不同的导线直径，然后重复步骤 11。对于要求比较严格的情况，可能有必要选择不同的 R_0 并重复步骤 10 和 11。一旦找到一个满意的馈线设置，LPDA 的设计就完成了。

本章后面许多 LPDA 设计例子都使用了这种计算方法。然而，由此得到的设计必须经受大量建模检验以确定该设计是否有性能上的缺陷或弱点，以致需要在实际架设前对设计进行修改。

对数-单元八木天线

图 10-12 所示为一个具有附加无源引向器的 LPDA。从技术上讲，这使得原始设计转变为一个混合对数八木天线。然而，术语对数八木天线（或者更通俗地称为对数单元八木天线）通常被保留给那些在一个单波段 LPDA 布置中使用两个或多个单元并（通常）包含一个反射器以及一个或多个引向器的单波段设计。其目的在于制作单波段定向阵列，在更宽的带宽上获得比其他许多八木天线设计更为出众的方向性品质。对数八木天线同样也已被成功用作多波段八木天线波束的宽带激励部分。

图 10-13 给出了典型对数-单元八木天线的简要略图。其驱动部分由一个对数周期阵列组成，其设计限于单一业余波段或其他窄带频段。此无源反射器通常位于对数-单元后部的单元后面间隔大约 0.085 l 处，而无源引向器通常位于对数-单元前 0.13 l 至 0.15 l 处。

早期对数-单元八木天线的设计往往是很随意的。与现在具有同等主梁长度经计算机最优化的八木天线相比，大部分早期的设计性能更差。有些在设计中为简单的定向单元对加入了一个或多个无源引向器。虽然可能会得到较好的性能，但是这些设计的工作带宽小，只适用于所谓的 WARC 波段。然而，当对数-单元被设计成窄间距单频段对数周期阵列时，工作带宽将剧增。这里工作带宽不仅仅指 SWR 带宽，还包括增益以及前后比带宽。

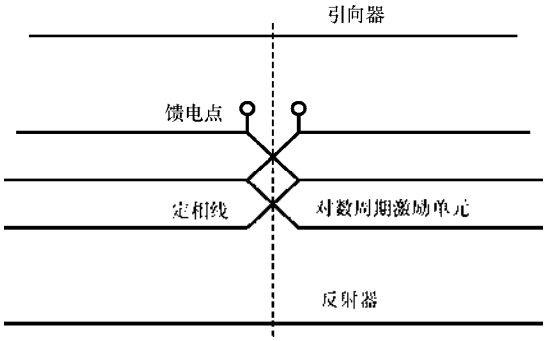


图10-13　一个典型的单波段对数单元天线示意图。原则上反射器是可选的，对数单元可以有2～5个或者更多个，引向器可以有一个或者多个。

对于如 20 m 的变频波段，最宽的工作带宽需要含有 3～4 个单元的对数单元，而对于波段宽度达 10 m 的波段（20 m 波段的带宽大约为中心频率的 2.4%，而 10 m 波段的带宽接近中心频率的 9.4%），则需要 4～5 个单元。无源阵列中的对数-单元使用的 s 值的实际界限为 0.05。更高的 s 值可能会得到略微提高的增益，但代价是需要更长的对数单元。s 的极限值导致 t 的实际值在 0.94～0.95，以得到一个有预期带宽特性的单元。

一个按照这些原则设计的阵列，其总体长度随着对数单元尺寸的变化而变化。拥有一个 4 单元对数单元以及单一寄生单元的典型阵列纵长略长于 0.35 l，而一个 5 单元对数八木天线长度将达到 0.4 l～0.45 l。加宽反射器的间隔（例如，加宽到 0.25 l）无论对增益还是前后比都几乎没有什么影响。更宽的引向器间隔同样对增益只会有很小的影响，因为这种安排已经接近引向器-激励单元-反射器阵列推荐的主梁长度的极限。如果期望从设计中得到额外的增益，在进一步加长主梁长度的同时需要给阵列增加一个或多个引向器。

与具有相同主梁长度的现代八木天线相比，对数单元八木天线要重得多，而且由于对对数-单元激励单元的需求而呈现出一个更高的风力载荷。拥有 3～4 个单元并在刚刚给定的主梁长度内的八木天线可以得到高达 8.2～8.5 dBi 的峰值自由空间增益，并能同时维持一个较高的前后比。前后比的峰值通常出现在 25 dB 附近。然而，八木天线的增益在低于设计频率时趋于降低（而在高于设计频率时增加），而远离设计频率时前后比趋于逐渐变低。对于最大的对数单元尺寸，具有指定主梁长度的对数单元八木天线可以在全波段维持至少 8.2 dBi 的自由空间增益，以及在整个工作带宽上超过 30 dB 的前后比。

对数单元八木天线的馈电点阻抗是单元设计及寄生单元影响的函数。然而，对于大多数单元设计和普通定相位设计，你可以在预期波段上得到电阻和电抗的一个缓慢变化。在很多情况下，馈电点阻抗可以构成大多数业余装置所用的标准 50 Ω同轴电缆的直接匹配（相反，在这用作参照的高增益、高前后比八木天线的馈电点阻抗在 20～25 Ω内变化）。

在一些 LPDA 和对数单元八木天线设计中常用的一个设计技术是使单元向前弯曲，以构成一系列 V 形。相对于一个直线单元来说，阵列中心线两侧的前向角通常约为 40°。在某些实例中，阵列的机械设计可能规定了单元的构成。然而，这种方法没有特别的好处，反而可能会降低性能。

图 10-14 显示了 5 单元对数单元八木天线两种版本的自由空间方位角方向图：一种使用了线性单元，一种使用了前向弯曲 40° 的单元。V 形阵列损失了大约 1/2 dB 的增益，但是，更值得注意的是，它大大减少了抑制来自侧面信号的能力。当使用在 l/2 附近的单元时，也可以在纯 LPDA 设计和八木天线设计之间得到相似的比较。除非出于机械上的考虑要求把单元排列成 V 字形，否则不推荐使用这样的技术。

最后，搭建和使用对数单元八木天线的决定涉及一种平衡，即该设计的额外重量、风力载荷的需求和对天线所有主要工作参数，特别是对前后比和馈电点阻抗的工作带宽的改善之间的平衡。

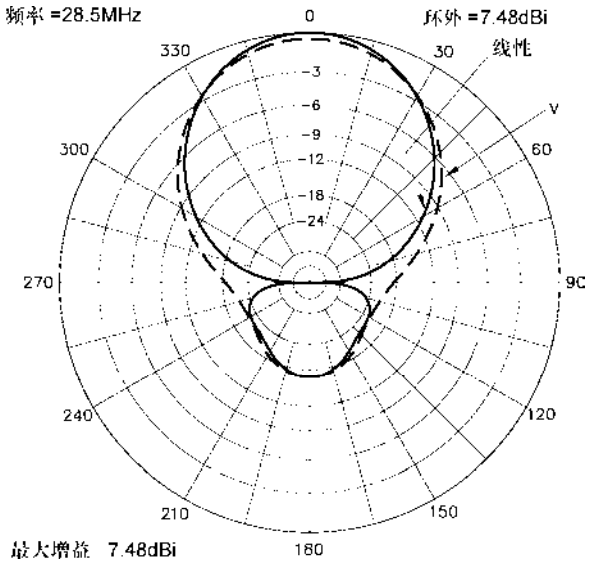


图10-14 2个相拟的5单元对数单元八木天线（含有3单元对数单元）的重叠自由空间方位角方向图，一个使用离直线40°的前向V形单元（虚线），另一个使用线性单元（实线）。

10.3 3.5 MHz 或 7 MHz 导线对数周期偶极天线阵列

在较低 HF 波段上的导线对数周期偶极子阵列不仅设计简单，而且易于架设。其设计要求实现合适的增益，并且要求廉价质轻，而且可利用能在大型五金店内找到的库存物件来进行装配。此外，它们还非常坚固——可以抵挡飓风！这些天线是由 John J. Uhl（KV5E）于 1986 年 8 月在 QST 首次提出来的。图 10-15 给出了一种安装方法。你可以把这里的信息当作向导和参考点来建造类似的 LPDA。

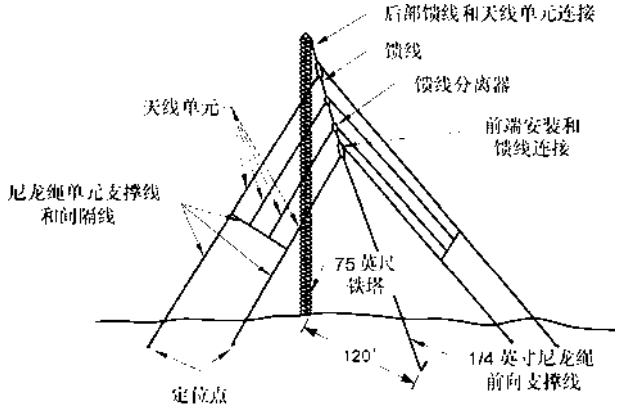


图10-15 竖立在铁塔上的典型HF段低频段4单元对数周期偶极天线。

如果空间允许，在安装完成后可以旋转天线或在方位角上改变其位置。需要一个 75 英尺的天线塔并且在塔基周围 120 英尺旋转半径内是空旷的。如果你只使用 3 个定位点，而不是像图 10-15 所示的 5 个，那么该任务将会得到简化，可省去前向单元上的两个定位点，并将用作单元支撑的两条尼龙绳一直延伸至前向支撑线。

10.3.1 对数周期偶极天线阵列的设计

表 10-1 和表 10-2 中已经列出了两个阵列的设计参数。本章的前面几部分包含了获得这些阵列的尺寸和其他参数的设计过程。这些设计和一个倍频程的 HF 高端天线阵列相比，其主要差异是频段更窄，而且这些单元使用了导线，而不是管子。作为 LPDA 的设计实例，你可能想按步骤一步一步照做，并利用表 10-1 和表 10-2 中的值来核对结果。也许你还会想将这些结果与类似于 LPCAD28 这样的 LPDA 设计软件包的输出相比较。

在设计过程中，两个阵列的馈线间隔稍微有些不同，3.5 MHz 的阵列使用 0.58 英寸间隔，而 7 MHz 的阵列使用 0.66 英寸间隔。为了在两个波段使用，通常的间隔装置常取折中值，5/8 英寸的间隔非常符合要求。令人惊讶

的是，从匹配的角度来看，这里对馈线间隔的要求一点都不严格，它可以通过 $Z_0 = 276 \log（2\ S/\text{diam}）$和公式（10-4）来检验。待间隔增加到宽达 3/4 英寸，得到的两个波段的 R_0 SWR 都仍小于 1.1∶1。

表 10-1　3.5 MHz 单波段 LPDA 设计参数

f_1 = 3.3 MHz	单元长度
f_n = 4.1 MHz	l 1 = 149.091 英尺
B = 1.242 4	l 2 = 125.982 英尺
t = 0.845	l 3 = 106.455 英尺
s = 0.06	l 4 = 89.954 英尺
增益= 5.9 dBi = 3.8 dBd	单元间隔
cotα= 1.548 4	d_{12}=17.891 英尺
B_{ar} = 1.386 4	d_{23} = 15.118 英尺
B_s = 1.722 5	d_{34} = 12.775 英尺
L = 48.42 英尺	单元直径
N = 4.23 单元（单元数减少到 4）	所有= 0.064 1 英寸
Z_t = 6 英寸短接线	l /直径比
R_0 = 208 Ω	l /diam4 = 16 840
Z_{AV} = 897.8 Ω	l /diam3 = 19 929
s'= 0.065 27	l /diam2 = 23 585
Z_0 = 319.8 Ω	l /diam1 = 27 911
天线馈线	
间隔 0.58 英寸的 # 12 线	
巴伦：4∶1	
馈线：50 Ω同轴线	

表 10-2　7 MHz 单波段 LPPDA 设计参数

f_1 = 6.9 MHz	单元长度
f_n = 7.5 MHz	l 1 = 71.304 英尺
B = 1.087 0	l 2 = 60.252 英尺
t = 0.845	l 3 = 50.913 英尺
s = 0.06	l 4 = 43.022 英尺
增益= 5.9 dBi = 3.8 dBd	单元间隔
cotα = 1.548 4	d_{12} = 8.557 英尺
B_{ar} = 1.386 4	d_{23} = 7.230 英尺
B_s = 1.507 0	d_{34} = 6.110 英尺
L = 18.57 英尺	单元直径
N = 3.44 单元（单元数增加到 4）	所有= 0.064 1 英寸
Z_t = 6 英寸短接线	l /直径比
R_0 = 208 Ω	l 4/diam4 = 8 054
Z_{AV} = 809.3 Ω	l 3/diam3 = 9 531
s' = 0.065 27	l 2/diam2 = 11 280
Z_0 = 334.2 Ω	l 1/diam1 = 13 349
天线馈线	
间隔 0.66 英寸的 # 12 线	
巴伦：4∶1	
馈线：52 Ω同轴电缆	

10.3.2　架设阵列

在3.5 MHz 和7 MHz 情况下，阵列的架设技术是一样的。一旦完成了设计，下一步工作就是制作配件；详细信息见图 10-16。将导线单元和馈线切割至合适的尺寸，并对它们进行标记以便识别。当导线被切割并放在一边后，如果不做标记则很难辨认。当你制造的连接器和切割导线都已完成时，就可以组装天线了。建造这些天线当中的某个天线时你可以发挥自己的独创性，没有必要严格复制这些 LPDA。

单元是用标准#14 绞合铜线制成的。两条平行的馈线是用#12 实芯镀铜钢线制成的，如包铜钢丝。包铜钢丝在张力作用下不会伸长变形。前部和后部连接器是由 1/2 英寸厚的莱克桑薄板切割而来的，而馈线隔离装置是由 1/4 英寸树脂玻璃薄板切割而来的。

仔细研究这些图，并且要熟悉将导线单元通过前部、后部和间隔装置连接器连接到两种馈线上的方式。图 10-17 和图 10-18 中大致描述了一些细节。用图中所示的连接方式可以预防导线的破坏。所有的绳索、细绳和连接器必须采用可以经受住张力和风化影响的材料制作。使用游艇驾驶员所用的那种尼龙绳索和细绳。图 10-15 所示的前部支撑绳索延伸至距离 75 英尺塔的塔基 120 英尺处的地平面上。由于空间关系，并不是在所有情况下都适合这样的安装。一种替代的安装技术是在 40 英尺高的树上挂一个滑轮，将前部支撑绳索通过滑轮一直拉到树底部的地平面上。前部绳索必须利用滑轮组固定在地面上。

只要你按照正确的方式装配，将一个 LPDA 装配起来并不困难。当馈线装配在两点间绷直时，将单元连接到馈线上会更容易一些。使用塔及滑轮组，将后部连接器连接在塔上并将 LPDA 装配在塔基上，这会使将天线升高到固定位置变得简单多了。将后部连接器牢固地系在塔基上，并将两条馈线连在上面。然后将两个馈线间隔装置套入馈线。此时这些间隔装置并不牢固，但当单元连接好后，它们将被准确地固定。现在将前部连接器连接到馈线上。警告一句：一定要仔细精确地测量！在进行永久性连接之前，仔细检查所有测量值。

将天线单元通过各自的塑料连接器连接到馈线上，首先从单元 1 开始，然后是单元 2，以此类推。保持单元导线被牢固地盘绕。如果它们散开，你会得到一团混乱的绞在一起的线。再次核对单元与馈线间的连接以确保正确牢固的连接（见图 10-17 和图 10-18）。一旦你完成了所有单元的连接，在前部连接器下面接一个 4:1 的巴伦。将馈线和同轴电缆连接到该巴伦上。

你需要一条单独的绳索和一个滑轮将装配好的 LPDA 上升到相应的位置。首先，用尼龙绳固定住 8 个单元的末端，参照图 10-15 和图 10-17。绳子必须足够长以达到拴系点。将前向支撑绳索连接到连接器，现在装配好

的 LPDA 就可以上升到相应的位置了。提升天线时，要解开单元导线以防止它们散开而绞成一团。请勿必小心！将后部连接器提升到合适的高度并将其牢固地固定在塔上，然后把前部支撑绳索拉紧并固定。移动单元，使其与馈线在前向上呈 60° 角，并将它们彼此恰当地隔开。通过前后走动校正单元末端的位置，你可以将所有这些单元正确地排列起来。现在已经可以将你的装配连入系统并进行一些通信了。

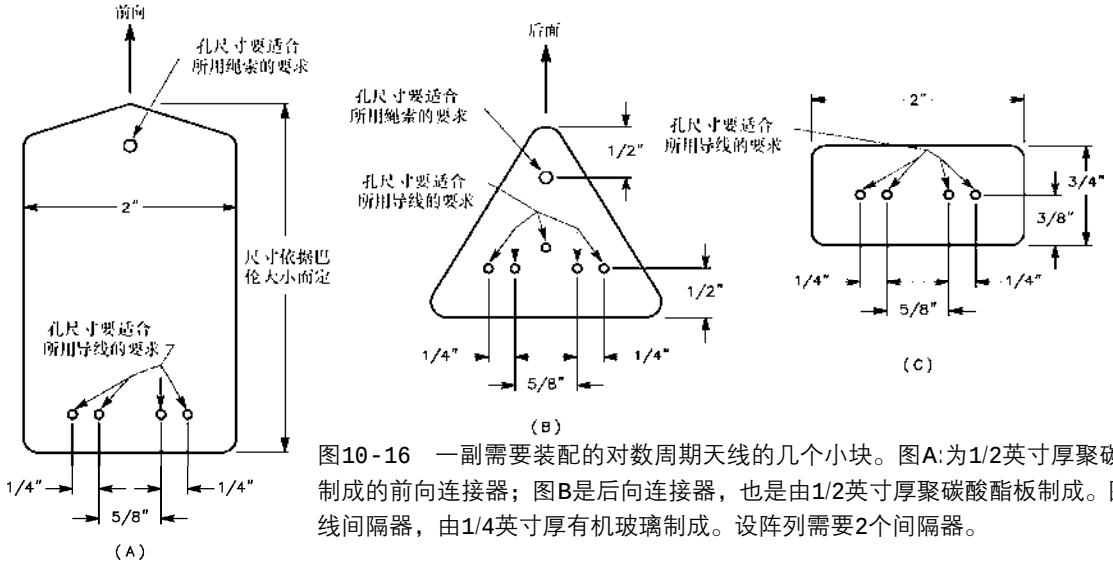


图10-16　一副需要装配的对数周期天线的几个小块。图A:为1/2英寸厚聚碳酸酯材料制成的前向连接器；图B是后向连接器，也是由1/2英寸厚聚碳酸酯板制成。图C是定相线间隔器，由1/4英寸厚有机玻璃制成。设阵列需要2个间隔器。

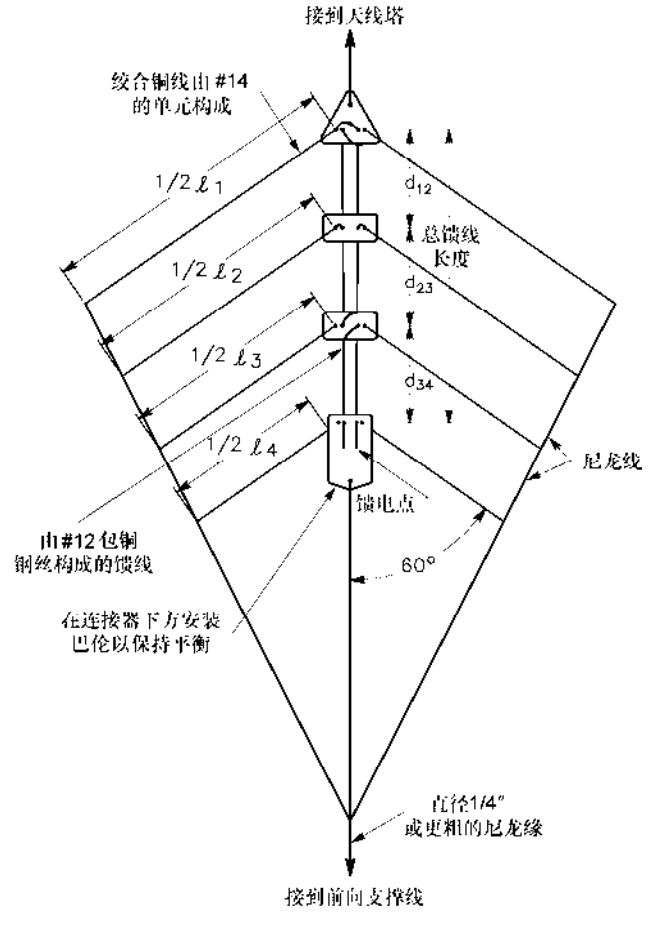


图10-17　HF频段低端对数周期偶极天线的常用设计。采用安装在前端连接器上的4:1巴伦。尺寸见表10-1、10-2。

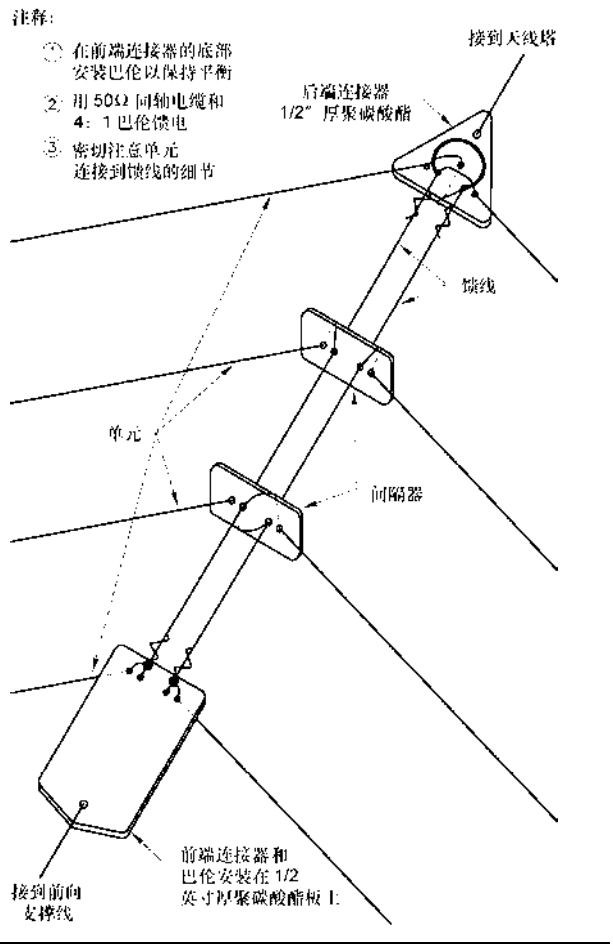


图10-18　单元与相位线的电气连接和机械连接细节。图中没有画出尼龙绳索支撑线的结头。

10.3.3 性能

将从这些 LPDA 上得到的数据与一个倒 V 形偶极天线的数据进行了比较。所有这些天线都是固定的，LPDA 向东北方向辐射，而偶极天线向东北和西南方向辐射。偶极天线的顶点位于 70 英尺处，而 40 m 和 80 m 波段的 LPDA 分别位于 60 英尺和 50 英尺处。在很多收到的数据上基本阵列增益都很明显。在积累期间，有可能尝试在 LPDA 做一些试验，但却不可能用偶极天线在同一积累期间开始工作。LPDA 的增益比偶极天线高出几个分贝。要获得额外的增益，实验者可能会想到在阵列前面 $l/8$ 处尝试放置一个无源引向器。引向器长度以及与前向 LPDA 单元的间隔需要现场调试，以获得最佳性能并同时维持每个频段上的阻抗匹配。

导线 LPDA 系统提供了很多的可能性。它们易于设计和架设：在一些农村中，想在一个可以接受的成本内架设商业化天线及部件是不大可能的，因此这对农村而言可以得到切实的好处。这一系统所需的导线在世界上任何一个地方都可以获得，并且架设成本低廉。如果 LPDA 被损坏，用钳子和焊锡就可以很容易地修好。对那些进行 Dxpeditions 通信的人，空间和重量都是很重要的考虑因素，LPDA 质量轻而且牢固，性能也非常不错。

10.4 5 波段对数周期偶极天线阵列

图 10-19 所示为一个可以旋转的对数周期阵列，其设计覆盖的频率范围为 13～30 MHz。这是个大型阵列，其自由空间增益在 6.6～6.9 dBi 的范围内变化，这取决于设计频率上的工作频率部分。这个天线系统最初是由 Peter D. Rhodes，WA4JVE，于 1973 年 11 月在 QST 上提出的。图 10-20 所示为该阵列的一个测量辐射方向图。

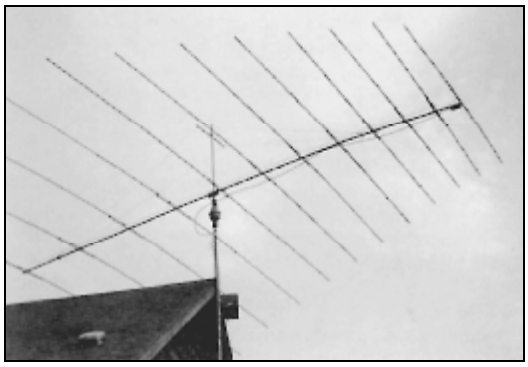


图10-19 13～30 MHz对数周期偶极天线。

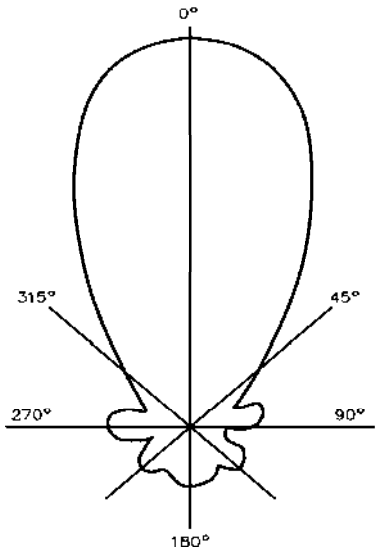


图10-20 10～30 MHz LPDA的测量辐射方向图。天线前后比F/b在14 MHz为14 dB，在28 MHz增加到21 dB。

该阵列的规格参数有：

1）半功率波束宽度，43°（14 MHz）

2）设计参数 t =0.9

3）相对单元间隔常数 s =0.05

4）主梁长度：L=26 英尺

5）最长单元：l_1 = 37 英尺 10 英寸。（单元长度和间隔的表格见表 10-3）

6）总重：116 磅

7）风力载荷面积：10.7 平方英尺

8）所需输入阻抗（平均电阻）：R_0=72 Ω，Z_t=6 英寸 #18 跳线

9）平均特性偶极天线阻抗，Z_{AV}：337.8 Ω

10）馈线阻抗，Z_0：117.1 Ω

表 10-3 13～30 MHz LPDA 尺寸（英尺）

单元编号	长度	d_{n-1}，n（间隔）	最近谐振频率
1	37′10.2″	—	
2	34′ 0.7″	3′ 9.4″ = d_{12}	14 MHz
3	30′ 7.9″	3′ 4.9″ = d_{23}	
4	27′ 7.1″	3′ 0.8″ = d_{34}	
5	24′ 10.0″	2′ 9.1″ = d_{45}	18 MHz
6	22′ 4.2″	2′ 5.8″ = d_{56}	21 MHz
7	20′ 1.4″	2′ 2.8″ = d_{67}	
8	18′ 1.2″	2′ 0.1″ = d_{78}	24.9 MHz
9	16′ 3.5″	1′ 9.7″ = d_{89}	28 MHz
10	14′ 7.9″	1′ 7.5″ = $d_{9,10}$	
11	13′ 2.4″	1′ 5.6″ = $d_{10,11}$	
12	11′ 10.5″	1′ 3.8″ = $d_{11,12}$	

11）馈线：#12 导线，紧密间隔

12）在输入终端配置一个 1:1 环形巴伦，以及一条 72 Ω 的同轴馈线，最大 SWR 是 1.4:1。

机械装配所用的材料很容易在大多数当地五金店或铝材供应库中得到。所需的材料见表 10-4。在图 10-21 的结构图中，材料被标上了相应的材料序列号。该图片显示了总体结构，而制图显示了细节。表 10-5 给出了架设单元所需的管长。

实验者可能希望同时提高阵列设计频率高低端的性能，以更接近于设计频率范围中间的性能。同时提高频谱两端增益和前后比的最适当及通用的技术是本章前面曾提到过的分配 t 。但是，也可以使用其他技术。

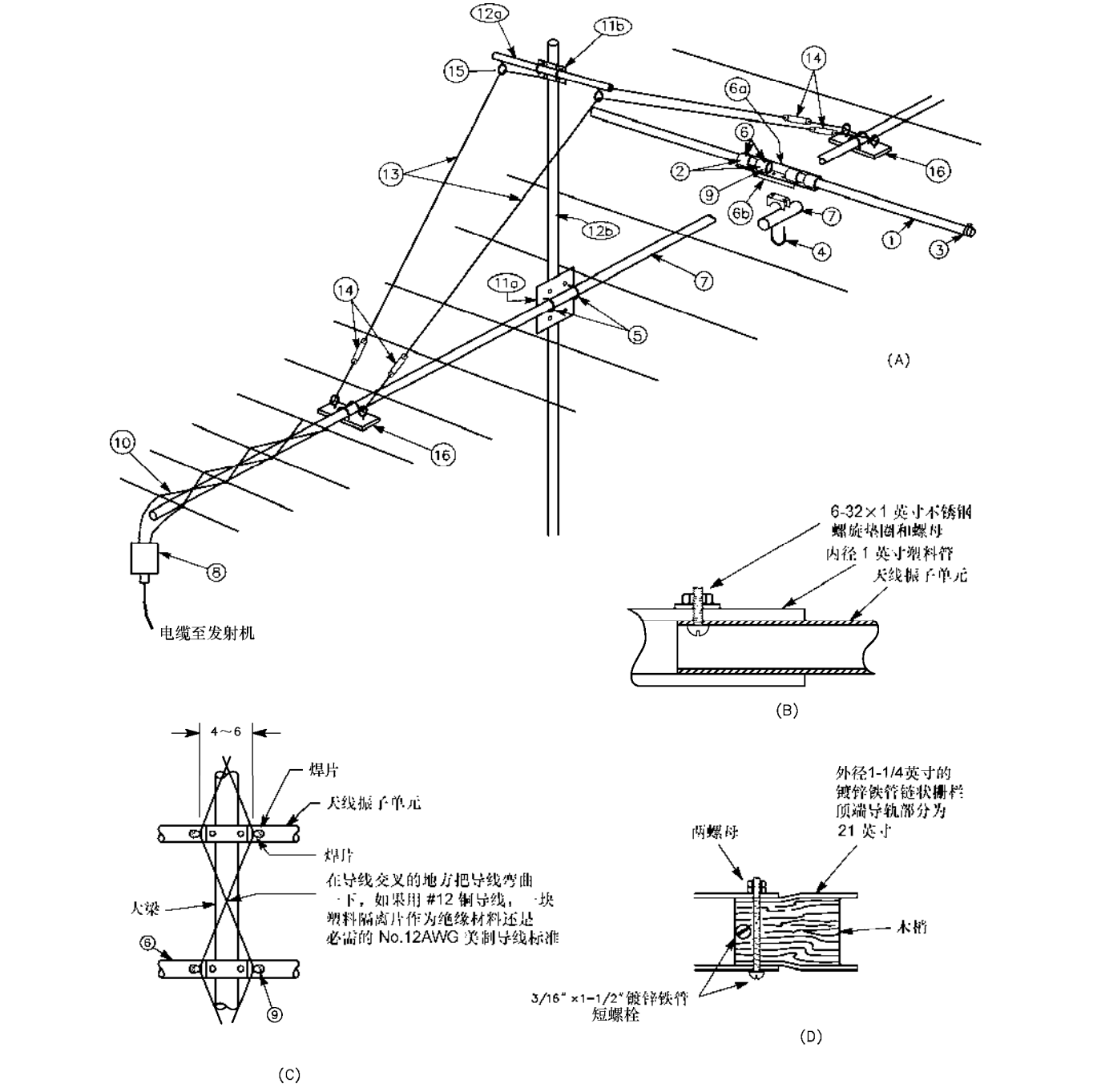


图10-21 （A）13～30 MHz LPDA结构示意图。(B)/（C）为定相线和每个单元半边振子的电气连接示意图。（D）显示的是天线主梁部分的连接方式。

表 10-4　所需材料列表：13～30 MHz LPDA

材 料 规 格	数　量
1）铝管—壁厚 0.047 英寸	
1 英寸～12 英尺或 6 英尺长	126 英尺线长
7/8 英寸～12 英尺长	96 英尺线长
7/8 英寸～6 英尺或 12 英尺长	66 英尺线长
3/4 英寸～8 英尺长	16 英尺线长
2）不锈钢软管夹—最大 2 英寸	各 48 个
3）不锈钢软管夹—最大 1¼英寸	各 26 个
4）电视 U 形螺栓	各 14 个
5）U 形螺栓，镀锌型	
5/16 英寸×1½英寸	各 4 个
1/4 英寸×1 英寸	各 2 个
6）内径 1 英寸的聚乙烯供水管的测试值为 160 英镑/平方英寸，外径约为 1¼英寸	20 英尺线长
6a）1¼英寸×1¼英寸×1/8 英寸角形铝型材—6 英尺长	30 英尺线长
6b）1 英寸×1/4 英寸铝棒 6 英寸长	12 英尺线长
7）1¼英寸链状栅栏的顶端导轨	26 英尺线长
8）1∶1 环形巴伦	各 1 个
9）6-32×1 英寸不锈钢螺丝	各 24 个
6-32 不锈钢螺母	各 48 个
#6 号焊接用接线片	各 24 个
10）#12 号铜质馈线	60 英尺线长
11a）12 英寸×8¼英寸铝板	各 1 块
11b）6 英寸×4 英寸×1/4 英寸铝板	各 1 块
12a）3/4 英寸镀锌铁管	3 英尺线长
12b）1 英寸镀锌铁管杆	5 英尺线长
13）镀锌拉线	50 英尺线长
14）1/4 英寸×2 英寸套筒螺母	各 4 个
15）1/4 英寸×1½英寸带孔螺栓	各 2 个
16）电视拉索夹板和带孔螺栓	各 2 个

表 10-5　13～30 MHz LPDA 单元材料规格

单元编号	1 英寸管		7/8 英寸管		3/4 英寸管		1¼英寸角型材	1 英寸铝棒
	长度	数量	长度	数量	长度	数量	长度	长度
1	6	2	6	2	8	2	3	1
2	6	2	12	2	—	—	3	1
3	6	2	12	2	—	—	3	1
4	6	2	8.5	2	—	—	3	1
5	6	2	7	2	—	—	3	1
6	6	2	6	2	—	—	3	1
7	6	2	5	2	—	—	2	1
8	6	2	3.5	2	—	—	2	1
9	6	2	2.5	2	—	—	2	1
10	3	2	5	2	—	—	2	1
11	3	2	4	2	—	—	2	1
12	3	2	4	2	—	—	2	1

（长度单位：英尺）

10.5　The Telerana 天线

The Telerana 天线（西班牙语称蜘蛛网）是一种可旋转的对数周期天线，它质轻，易于架设并且造价相对较低。该设计覆盖 12.1～30 MHz 频段，是由 George Smith（W4AEO）和 Ansyl Eckols（YV5DLT）共同设计的，并由 Eckols 于 1981 年 7 月在 QST 上首次提出。下面是一些设计参数。

1）t =0.9

2）s =0.05

3）增益=4.5～5.5 dBi（自由空间），取决于频率

4）馈电安排：带有 4:1 巴伦的 400 Ω馈线，用 52 Ω同轴电缆馈电。在所有业余无线电波段上的 SWR 为 1.5:1 或更低。

阵列由 13 个偶极天线单元组成，沿着一条阻抗大约为 400 Ω的明线馈线被适当地隔开和换位，见图 10-22 和图 10-23。阵列在前端（最小的）由一个 4:1 巴伦和 RG-8 电缆进行馈电，它们放置在前臂里并通向发射机。另一种替代的馈电方法是使用明线或者普通 TV 带状线和调谐器，从而省去了巴伦。

支撑天线阵列（见图 10-24）的框架由 4 个 15 英尺玻璃纤维拱形杆组成，它们被接在集线器的短接头上，外观看上去就像轮辐一样（见图 10-25）。集线器装在被插入每个臂端的短金属管套筒内而不是直接装在玻璃纤维内，以防止玻璃纤维变形或破裂。为了接入导线和尼龙绳，有必要钻一些孔。

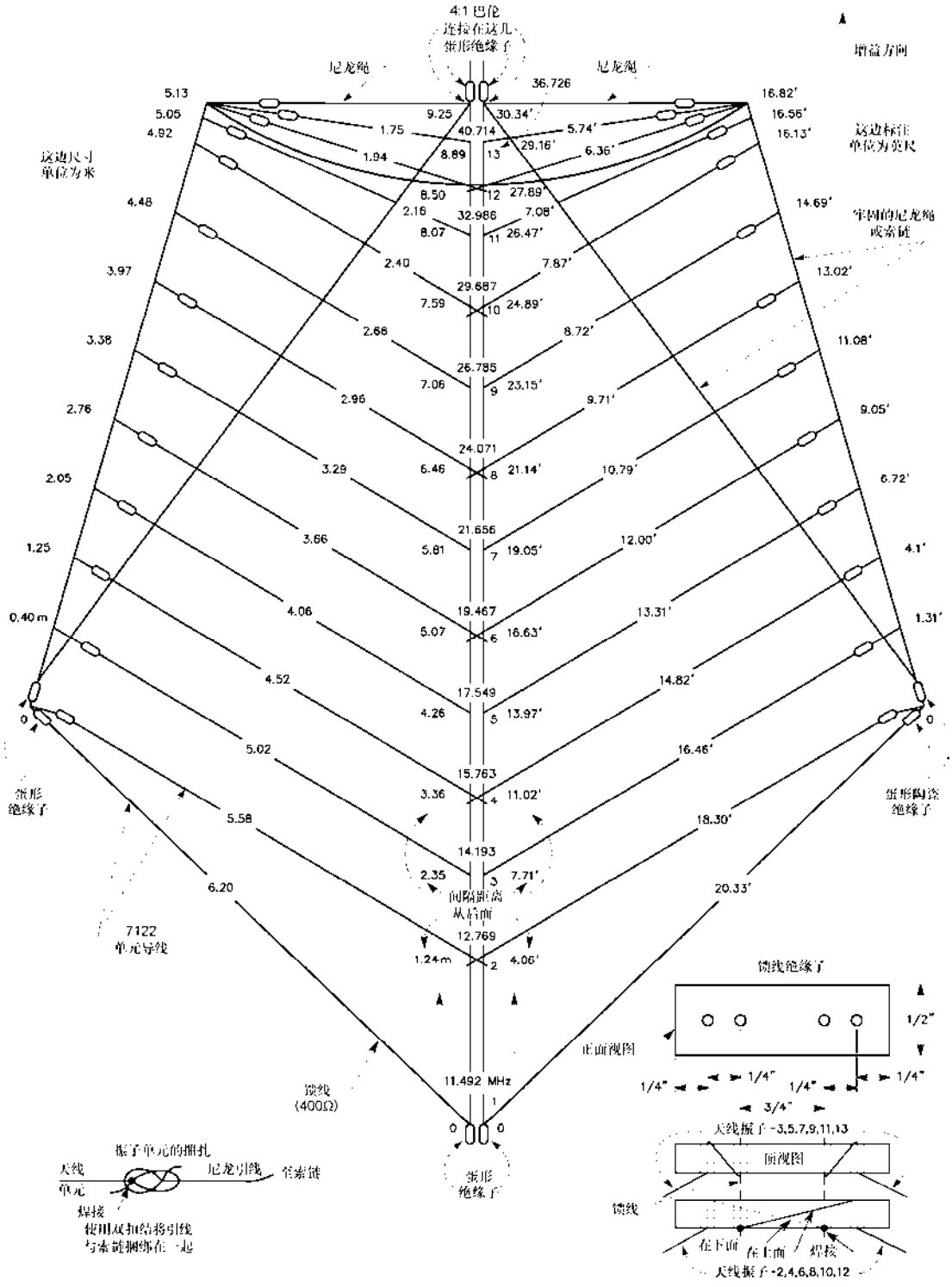


图10-22　蜘蛛网天线的整体布局。从单元末端到尼龙绳采用尼龙单丝线。利用尼龙线将存在交叉线的每一个点都捆紧，前面的玻璃纤维馈源位于馈线上，并与馈线掷在一起。除馈线绝缘子的说明外，其余都给出了公制和英制的测量值。对于单元2至单元12，使用微拉抻的铜线或绞合线。对于单元1应使用7/22软线或#14AWG包铜钢丝。

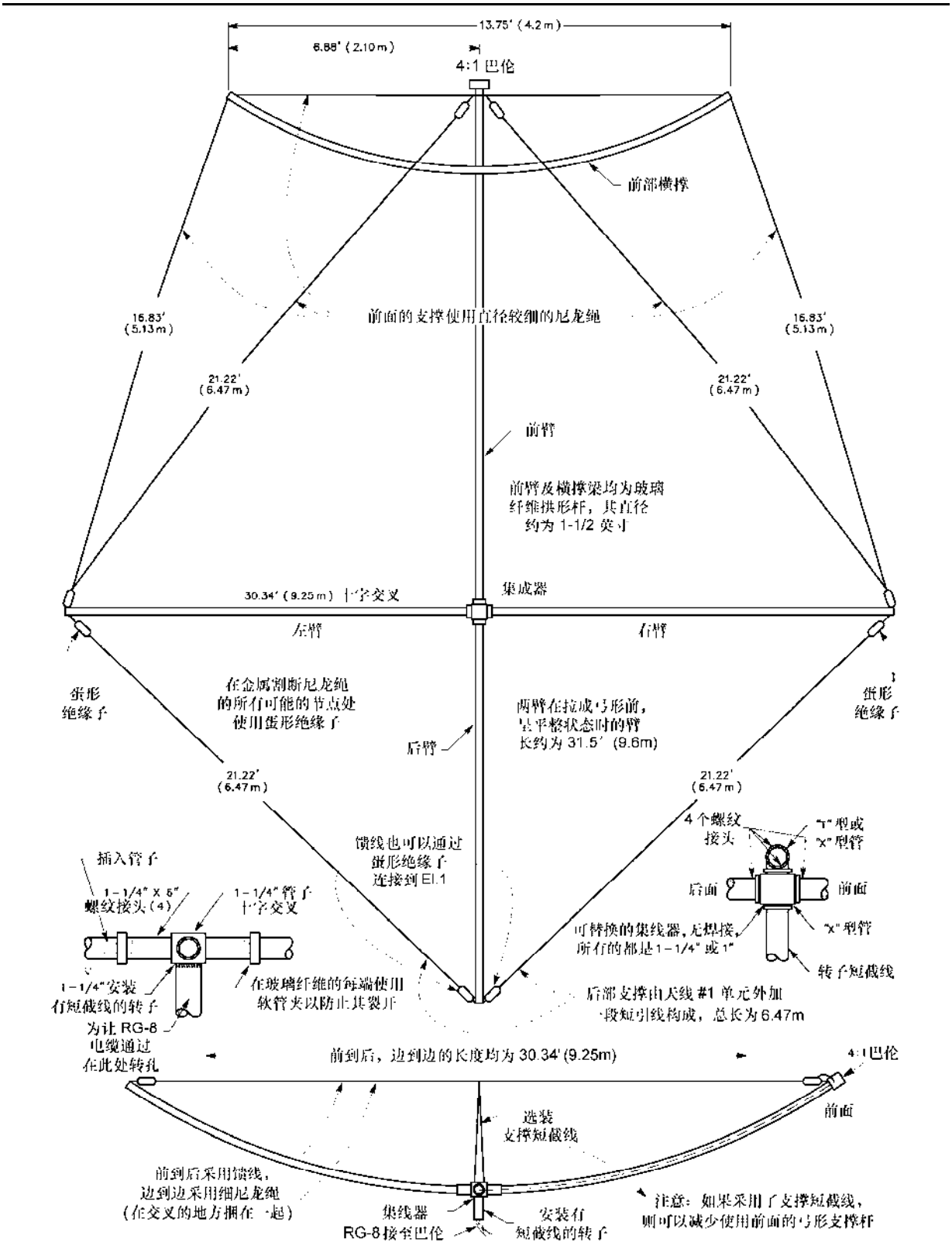


图10-23　蜘蛛网天线的框架结构。图中给出了两种不同的集线器安装方式。

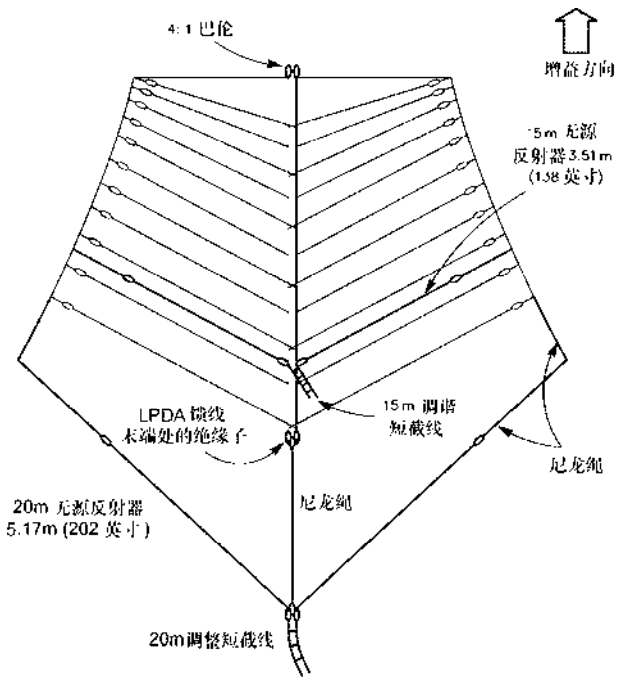
The Telerana 天线的改进

在 The ARRL Antenna Compendiun 第 4 卷中，Markus Hansen（VE7CA）描述了如何改进 The Telerana 天线以改善在 20 m 和 15 m 波段上的前后比。另外，他还增加了一个 30/40m 陷波偶极天线担当顶部桁架系统，使得改进后的天线在强风中能够稳定住而不至于变成一把“外翻的雨伞”。

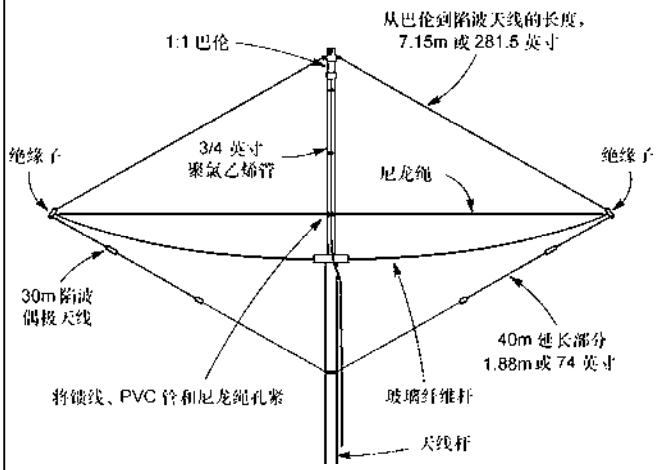
表 A

单元长度及间距，单位为英寸		
单元编号	$\frac{1}{2}$ 单元长度（英寸）	总间距（英寸）
R_1	202.0	0.0
L_1	210.1	102.0
L_2	191.2	140.7
R_2	138.0	158.3
L_3	174.0	175.9
L_4	158.3	207.9
L_5	144.1	237.0
L_6	131.1	261.5
L_7	119.3	285.6
L_8	108.6	307.6
L_9	98.8	327.6
L_{10}	89.9	345.8
L_{11}	82.4	364.5

注意：反射器的长度不包括调谐短截线的长度。



图A—— 增加了20 m和15 m波段上的反射器（代替原The Telerana天线中的前2个单元）后的改进Telerana天线的物理结构。注意增加的反射器的调谐短截线。



图B—— 增加了30/40 m波段的改进Telerana天线的侧视图，将3/4英寸的聚氯工烯管用作30/40 m波段的陷波偶极天线的垂直安定装置及支架。

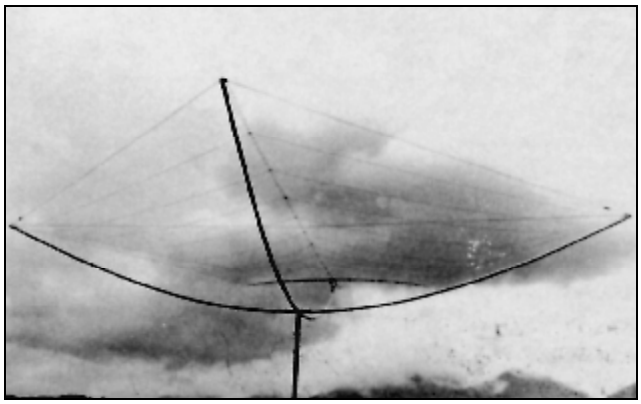


图10-24　如图10-22和图10-23描述的一样，尽管蜘蛛网天线类似于一个可旋转晾衣绳，但是其体积要大得多，然而我们仍能用手将其举起来。

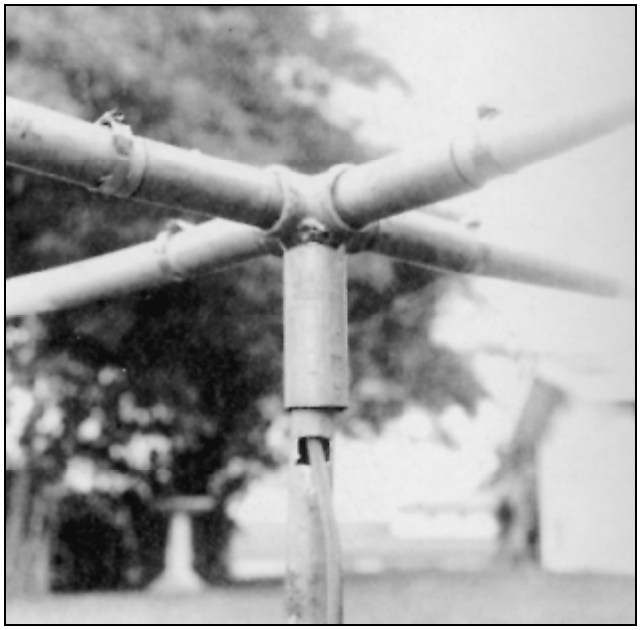


图10-25　蜘蛛网天线集线器的简易安装，详见图10-23和正文。

表 10-6 提供了一份采购清单。中心集线器是用一个 1.25 英寸镀锌四出口十字形或 X 形结构和四个 8 英寸接头制成的（见图 10-25）。可以用一个直径为 1 英寸的 X 形结构来替代，这取决于玻璃纤维的直径。在集线器底部凿一个洞以便将集线器焊接到装有短截线的转子上后，能使导线通过。

阵列的所有 4 个臂长都必须为 15 英尺。它们必须牢固并富有弹性以维持阵列的紧绷状态。如果使用了拱形杆，则尝试使它们获得一样的额定强度。

前部横撑长度应在 14.8 英尺左右。它可以比 4 个主臂轻很多，但它必须足够牢固以保持导线不弯曲。如果横撑呈圆锥形，从中心到两端的尺寸则应该相同。横撑的材料不能用金属来做。

表 10-6　　Telerana 天线购物清单

1 个 1.25 英寸镀锌四出口十字形，或 X 形结构
4 个 8 英尺螺纹接头
4 个 15 英尺的长臂。建议用拱形杆：这些拱形杆必须非常牢固，并且具有相同（150 磅）或更高的强度
1 个横撑，14.8 英尺长（一定不能为金属）
1 个 4:1 巴伦（除非使用明线或电视电缆）
12 个由树脂玻璃或者玻璃纤维制成的馈线绝缘子
36 个小型蛋形绝缘子
单元采用 328 英尺铜线；建议使用 7/22 软线
单元间馈线采用 65.6 英尺（20 m）#14 包铜钢丝
164 英尺（50 m），1/8 英寸直径的牢固的绳
1 卷尼龙单丝钓鱼线，50 镑测试或者更高些
4 根金属内管插入玻璃纤维臂的末端
2 个玻璃纤维钓鱼杆轮坯
4 个软管夹

建造阵列的框架是架设的第一步。一旦架设好框架，其他任何东西都可以在上面架设。首先开始装配集线器和 4 个臂，让它们平放在地面上，并将其转子短截线插入地面的洞中。每一边的顶端到顶端的长度必须在 31.5 英寸左右。在每个臂的末端使用一个软管夹以防止裂开。将金属嵌入物放在臂的外端，并伸出一英寸，在该点上应该钻一些安装孔。如果在这些内管上安装蛋形绝缘子和尼龙绳，就可以通过弯曲臂梁，拉出嵌入物并保证所有东西仍附着在上面，从而将整个天线轻易地拆卸下来。

选择将臂放在前端。在前后分别安装两个蛋形绝缘子用以安装单元间馈线。这些绝缘子应该尽量靠近末端。

在十字臂的每一端上面安装一个小滑轮并来回掷上尼龙绳。拉紧绳子直到上面的弓形支撑杆到达集线器上方 3 英尺高处。由于拉伸的缘故所有绳子在最初几天过后都需要重新拉紧。在准备安装馈线时十字臂可以侧放着。对于前后弓弦，有必要使用不会拉伸的导线，就像 #14 包铜钢丝一样。这一弓弦实际上是单元间的传输线，见图 10-26。

将馈线的后端固定在后面的两个绝缘子上，焊接外包层。在固定前端之前，将 12 个绝缘子滑到两条馈线上。可以暂时用一条绳索做一个弓形支撑杆来帮助安装馈线。馈线端到端的长度必须是 30.24 英尺。

现在将两个弓形支撑杆都升高到它们的垂直位置并将馈线和十字臂弓弦在交叉处绑在一起，在集线器正上方约 3 英尺处。

下一步是装配第一个后部单元，从后部蛋形绝缘子到达左右十字臂，利用其他蛋形绝缘子来提供适当的单元长度。确保将单元的两半都焊接到传输线上。通过将尼龙索链从前臂一直拉到十字臂端，这一部分架设就完成了。在需要的地方使用蛋形绝缘子以防止割断尼龙绳。

在准备安装玻璃纤维前向横撑时，要记住，它在被弯曲前的长度应该是 14.75 英尺，而弯曲后的跨度应该在 13.75 英尺左右。将弓弦中心点固定在前臂的末端。将横撑放在馈线上方，然后用尼龙钓鱼线将馈线绑到横撑上。用索链将横撑末端与十字臂末端串接起来。

在这一装配时刻，准备安装天线单元 2 到单元 13。每个单元将有两段。在外端做一个小环并焊接外包层，这个环将用来做尼龙引线。测量长度加上 0.4 英寸以便将单元段包起来并焊接到馈线上。建议使用 7 股#22 天线导线来制做单元导线。将馈线绝缘子滑到各自适当的位置并将其暂时固定。

图 10-26 显示了必要的调换方法。每个单元的半单元 1，3，5，7，9，11 和 13 连接到它这一边的馈线上，而单元 2，4，6，8，10 和 12 穿到传输线的另一边。

在每个传输线的绝缘子上都有 4 个孔（见图 10-22）。内部的孔是为传输线准备的而外部的孔则是为各单元准备的。由于阵列单元向前倾斜，因此它们需要从前到后穿过绝缘子，然后返回来越过绝缘子到达前端并焊接在传输线上。图 10-22 中的小图显示了单元调换的细节。

在导线交叉的每一处都使用尼龙绳将它们绑好，包括所有铜与尼龙以及尼龙与尼龙的交叉点。细心地捆绑使阵列更加坚硬。但是，在你试着对所有东西进行组装前应该宽松地安装所有的单元。掷紧任何线或者单元都会对其他线或单元有影响。在阵列被正确地组装好前可能需要多次来回安装。期望阵列坚硬但不是极端紧绷。

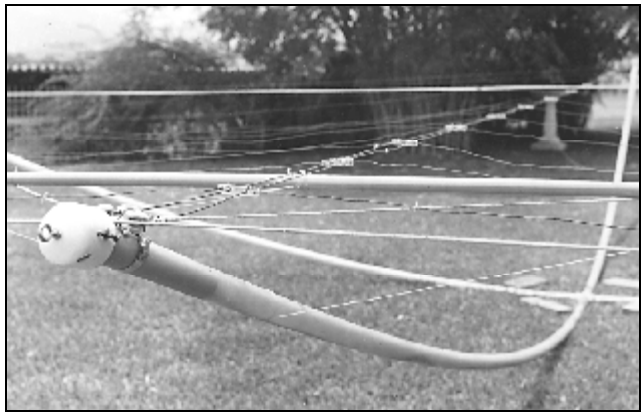


图10-26　蜘蛛网天线的单元、巴伦、传输线和主要弓形主体结构。

10.6　鞭状天线：一个单波段 144 MHz LPDA

图 10-27 中的 4 单元鞭状天线 LPDA 是由 Jerry（K1TD）开发出来的，它工作于 144～148 MHz 波段。因为它一开始是作为实验性质的天线的，因此采用了一些不寻常的架设技术。然而，它达到了一个很高的水平，其理论自由空间增益可达 7.2 dBi，前后比可达 20 dB 或更高。鞭状天线小而轻，它的重量仅为一英磅，并因此得名。另外，如图 10-28 所示，它可以被快速地拆卸和重新组装，因此对于便携式用途，它是一种极好的天线。该阵列作为固定电台天线时同样表现良好，并且可以很容易地转换到垂直或水平极化方式。

天线馈线由两个长度为 1/2 英寸×1/2 英寸×1/16 英寸的角铝组成。两个相对平面的使用能保证建造者得到一个相对于其他采用相同间隔的圆导体所能得到的特征阻抗更低的特征阻抗。馈线同样可以作为鞭状天线的主梁。在最初的实验模型中，阵列仅由间隔为 1 英尺的两个单元组成，因此对于 4 单元版本最初的设计要求主梁长度为 1 英尺。表 10-7 给出了 4 单元阵列计算出的设计数据。

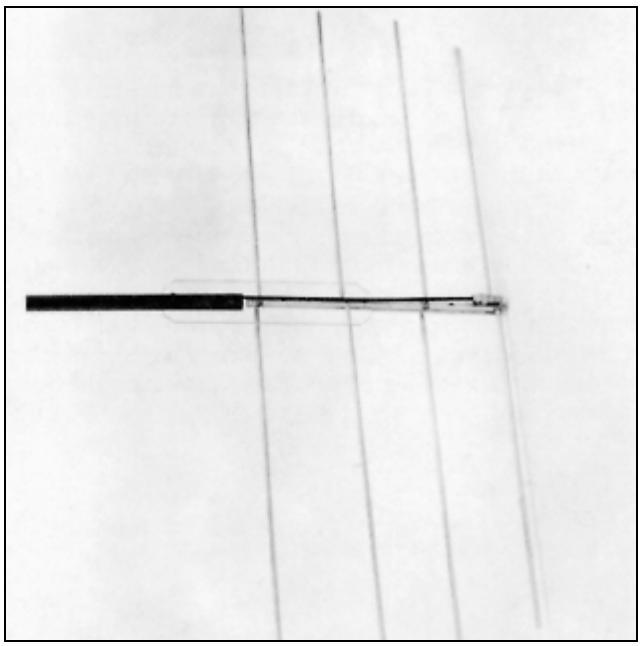


图10-27　144MHz鞭状天线。左边的照片主梁的延伸部分是一个40英寸长的开槽聚氯乙烯管，外径为7/8英寸。该管材可以被夹在天线搭一侧或者用一个小的主梁到天线杆的板子将其接在天线梁上。在夹紧处旋转该管材可提供水平或垂直的极化方式。

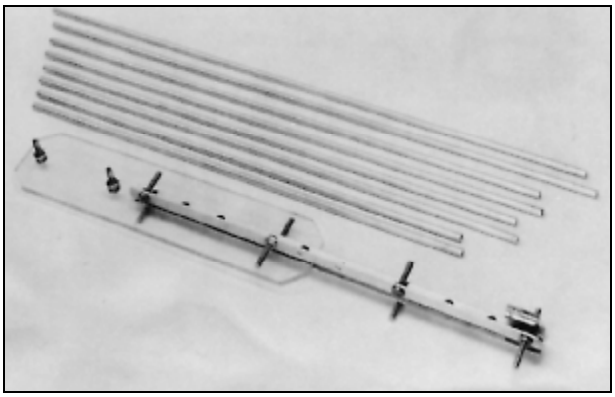


图10-28　每个半单元的一端被固定安装在主梁的螺栓上。拆卸阵列时只需要从主梁上拧下8个半单元即可。拆卸后的整个阵列只有一小捆，长度仅为21英寸。

表 10-7　　144 MHz 鞭状天线的设计参数

$f1$ = 143 MHz	单元长度
fn = 148 MHz	l = 3.441 英尺
B = 1.035 02	l = 3.165 英尺
τ =0.92	l = 2.912 英尺
σ = 0.053 4	l =2.679 英尺
增益= 7.2 dBi = 5.1 dBd	单元间距
$\cot\alpha$ = 2.650 0	d_{12}=0.365 英尺
B_{ar}= 1.230 6 d	d_{23}= 0.336 英尺
B_s = 1.273 6 d	d_{34}= 0.309 英尺
L =0.98 英尺	单元直径
N = 3.90 单元（增加到 4）	所有的= 0.25 英寸
Z_t = 无	l/直径比
R_0= 52	l4/直径 4 = 128.6
Z_{AV} = 312.8 Ω	l3/直径 3 = 139.8
σ = 0.055 26	l2/直径 2=151.9
Z_0 = 75.1	l1/直径 1 = 165.1
天线馈线：1/2×1/2×1/16 角铝型材	
巴伦：1:1（见正文）	
馈线：52 Ω同轴电缆（见正文）	

10.6.1　架设

从图中你可以看到鞭状天线通用的架设方法。1/4 英寸厚、有钻孔和螺纹的几片树脂玻璃被用做角铝馈线的绝缘隔离片。总共使用了两片隔离片，一片在阵列的前端附近，另一片在后端附近。4 块#6-32×1/4 英寸盘头螺钉，将每个铝角形截面固定到树脂玻璃隔离片上，如图 10-29 和图 10-30 所示。每个螺钉配以平垫圈，以防止它与隔离片反面的角料接触。确保螺钉不能太长以致将馈线短路！1/16 英寸左右的空隙就足够了。如果你对螺钉的长度有疑虑，则将电阻表调至兆欧姆挡来检测组装好的主梁是否存在短路。

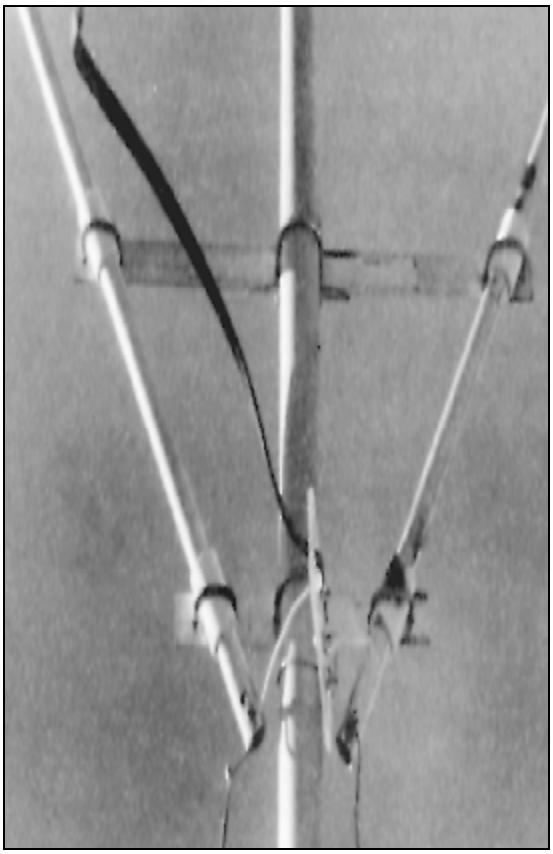


图10-29　天线主梁的近观图，给出了安装的一种替代方案。这张照片展示的是一早期2单元阵列，但主梁结构与2单元或4单元相同。详见正文部分。



图10-30　馈线布置，使用直角底盘安装式BNC接头，修改时去除了部分法兰。一小段总线将中心销连接到另一边的馈线导体上。

两种安装技术中的任一种都可以用来做鞭状天线。如图 10-27 和图 10-28 所示，后部隔离片的测量尺寸为 10×2½英寸，拐角处呈 45°角，以避免尖锐点。隔离片同样容纳了主梁延伸部分的一个聚氯乙烯管，用两个#10-32×1-英寸螺钉固定住。此管可以使鞭状天线在远离天线杆或天线塔处侧面安装。

另一种替代的支撑方式如图 10-29 所示。在阵列的前部和后部使用了两个 1/2×3 英寸的树脂玻璃隔离片。每个隔离片凿有 4 个相距 5/8 英寸的孔以及#6-32 细线抽头。用两个螺钉从任意一边进入每个隔离片，形成了一个紧密的铝-玻璃树脂-铝的三明治结构。在主梁中心，是一个 2×18 英寸的 1/4 英寸玻璃树脂条，只用两颗螺钉固定。在距离玻璃树脂条每端 2 英寸处开槽以便在天线杆顶部安装鞭状天线时能够安装上软管夹。如图所示，装上玻璃树脂条是用于水平极化。尽管采用这种安装方式已经足够了，但是却不会如图 10-27 所示的那样牢固。

这些单元的长度为厚壁铝管的长度，外径为 1/4 英寸。内壁可以很方便地接上#10-32 抽头。线需要穿透到管内至少 1 英寸深处。将 8 个#10-32×1 英寸螺钉以适当的单元间隔附在主梁上并用#10-32 螺帽固定住，如图 10-28 所示。至于安装，随后只要简单地用螺丝将这些单元拧到适当位置即可。

注意当采用这种架设方法时，每个独立单元的两半并不精确共线，它们的轴偏离了 3/4 英寸左右。不过这种偏离似乎并不会影响天线的性能。

10.6.2 馈电结构

首先要仔细安装单元并将单元切割到合理的长度。为了获得 180°交叉馈电结构，馈线/主梁单段的单元两半必须交替改变方向。即单元的两半分别接在角料的两边，单元 1 和 3 指向一边而单元 2 和 4 指向另一边。通过观察图 10-28 中固定单元的螺钉可以看出这种结构。因为这种固定方式，单元的半边管子的长度并不是简单的表 10-7 中所给长度的一半。最后装配完后，单元 2 和 4 的半边会有略微的重叠，而单元 1 和 3 则因主梁的厚度而会略有延长。最好的方式是通过顶端到顶端的测量将每个装配好的单元切割到最终长度。

鞭状天线可以用 RG-58 或者 RG-59 同轴电缆以及一个 BNC 接头来进行馈电。将一个改进的直角底盘安装式 BNC 接头装在馈线/主梁组件的一边以便电缆连接，见图 10-30。所作的改进包括切掉部分从主梁组件中突出来的支承法兰。如此只剩下两个支承法兰的孔，但足够用来进行牢固的固定。一小段细总线将中心销连接到另一边的馈线上，并被固定在最短单元的安装螺帽下。

具体操作时，可以用缘缘带将同轴电缆固定在聚氯乙烯主梁的延长部分或天线杆上。最好使用一个巴伦，特别是当鞭状天线采用垂直单元进行工作时。一个扼流型巴伦就符合要求，它是通过将 6 圈同轴电缆缠绕在一个直径 3 英寸的卷轴上制成的，但磁珠型巴伦更好一些（见第 26 章）。巴伦应该放在同轴电缆从主梁上出来的地方。如果使用了图 10-29 中垂直极化的安装结构，则需要在沿同轴电缆距离第一个巴伦大约 1/4 波长的地方再装一个巴伦。这就导致它被放置在单元的较低端的位置。对于同轴电缆到发射机距离较长的情况，建议使用一个从 RG-58 到 RG-59 或从 RG-59 到 RG-9 的转换器，以减少线路损耗。在阵列附近方便之处进行这一转换。

这里描述的阵列没有使用任何短路馈线终端。该阵列天线馈线（定相线）的特征阻抗 Z_0 在 120 Ω附近，从而导致馈电点阻抗大约为 72 Ω。采用 52 Ω导线的理论 SWR 均值是 72:52 或者 1.4:1。阵列安装完成后，发现 SWR（52 Ω导线）的测量值在整个波段上相对恒定，大约为 1.7:1。鞭状天线对于 72 Ω同轴电缆匹配更好一些。

作为一个全激励阵列，与寄生阵列相比，Pounder 受由附近物体引起的馈电点阻抗变化的影响更小些。当阵列在树边或者其他物体边操作，用于便携式用途时这点更加明显。因此，在环境受到限制时，如在阁楼中时，鞭状天线的性能应该会很好。重量仅一磅，这种阵列只有 1 英磅重，表现得非常出色。

10.7 对数周期八木阵列

构造基于对数周期偶极天线阵列概念的高增益阵列存在几种可能性。一种技术是给 LPDA 添加寄生单元，以增加 LPDA 通带上的某个特定频率上的增益和前后比。LPDA-八木的结合在概念上很简单。它使用了一组 LPDA 的激励单元，以及与 LPDA 有源单元呈标准八木天线间隔的无源单元。

LPDA-八木天线的结合方式有无穷多种。一个单波段高增益设计案例是一个覆盖 21.0～21.45 MHz 频段的 2 或 3 单元 LPDA 外加 2 个或 3 个无源引向器以及一个无源反射器。为这些混合型天线取了个名字叫对数-八木（对数-单元八木）阵列。阵列的 LPDA 部分就是采用通常的设计来覆盖期望的带宽，而标准八木设计过程则用于寄生单元。本节中的信息是基于 P. D. Rhodes（K4EWG）和 J. R. Painter（W4BBP）于 1976 年 12 月在 QST 上发表的“The Log-Yag Array”（“对数-八木阵列”）一文。

对数-八木天线阵列

与单独的 LPDA 相比，对数-八木天线阵列以及附加的寄生单元能提供更高的增益以及更好的方向性。八木阵列需要一个长的主臂和宽的单元间隔来扩展带宽并提高增益，因为八木系统的 Q 值会随着单元数的增加或相邻单元间隔的减小而增大。八木阵列 Q 值的增加意味着阵列总的工作带宽的降低，而设计中指定的增益和前后比只能在波段的一小部分上才能得到（较老的八木天线设计确实存在这里所提到的限制。但是如果在主梁上使用足够多的单元，使其能够进行交错调谐以实现宽带覆盖，则可以用现代计算机辅助设计来得到宽速八木天线。见第 11 章——（Ed）。

对数-八木系统通过使用依据对数周期偶极天线阵列原理设计的多重激励单元克服了这些困难。因为对数单元本身显示了增益和方向性，因此与简单偶极天线激励单元相比它是一个更有效的宽带辐射器。可以通过增加一个无源反射器和引向器来改善对数单元的前后比和增益。

相对于波长而言，寄生单元间隔没必要很宽，因为对数单元是阵列带宽的决定因素。同样，对数单元内的单元间隔相对于波长可能比较小，但对单元增益不会导致明显的恶化。举个例子，将相对间隔常数 s 从 0.1 减小到 0.05，阵列增益的减小量小于 1 dB。

一个实际例子

照片和图片展示了一个在 14 MHz 业余无线电波段的对数-八木天线阵列。这个阵列设计采用的形式为一个 4 单元的对数单元，一个间隔为 0.085 l_{max} 的无源反射器以及一个间隔为 0.15 l_{max} 的无源引向器（其中 l_{max} 是指阵列通带范围内最长的自由空间波长）。当反射器间隔在 0.08 l～0.25 l 之间变化时，阵列增益几乎不受影响，并且增加主梁长度是没有根据的。反射器的功能是提高对数单元的前后比，而引向器使天线前瓣变尖并减小半功率波束宽度。当寄生单元和对数单元间的间隔减小时，寄生单元的长度就必须增加。

当 s =0.05 时对数单元的设计必须符合波段上下限的限制。设计参数 t 取决于结构带宽 B_s，一旦确定了对数周期设计参数，就可以确定单元长度和间距。

阵列布局以及架设细节可以从图 10-31、图 10-32、图 10-33 和图 10-34 中看出。表 10-8 给出了阵列的规格。

天线的馈电方式与没有寄生单元的对数周期偶极天线阵列的馈电方式相同。如图 10-31 所示，每个对数-单元单元都需要一个平衡馈线，而所有邻近的单元通过交替连接以 180° 的相移馈电。由于对数-八木天线阵列会覆盖一个相对较窄的带宽，窄带对数单元的辐射电阻将会取决于工作带宽在 80～90 Ω（管状单元）间变化。寄生单元的增加降低了对数-单元的辐射电阻。因此，建议在对数-单元输入终端上连接一个 1:1 的巴伦，并用一条 50 Ω同轴电缆作为馈线。

表 10-8　对数周期八木定向天线的规格

1）频率范围	14～14.35 MHz
2）工作带宽	B=1.025
3）设计参数	s =0.946 657
4）顶点半角	a =14.921°；cot a =3.753
5）半功率带宽	42°（14～14.35 MHz）
6）结构带宽	B_s=1.178 75
7）自由空间波长	l max=70.28 英尺
8）对数单元主梁长度	L=10.0 英尺
9）最长的对数单元	l1=35.14 英尺（单元长度和间距在表 10-9 中给出）
10）前向增益（自由空间）	8.2 dBi
11）前后比	32 dB（理论值）
12）前侧比	45 dB（理论值）
13）输入阻抗	Z_0=37 Ω
14）SWR	1.3～1（14～14.35 MHz）
15）总重量	96 磅
16）风荷面积	8.5 平方英尺
17）反射器长度	在 6.0 英尺间距下为 36.4 英尺
18）引向器长度	在 10.5 英尺间距下为 32.2 英尺
19）主梁总长度	26.5 英尺

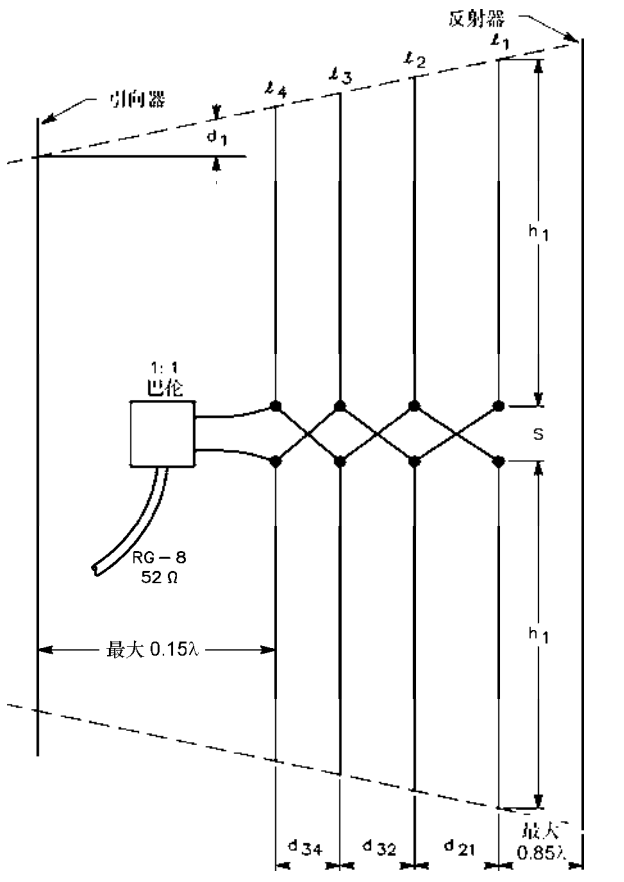


图10-31　对数周期八木天线的结构。

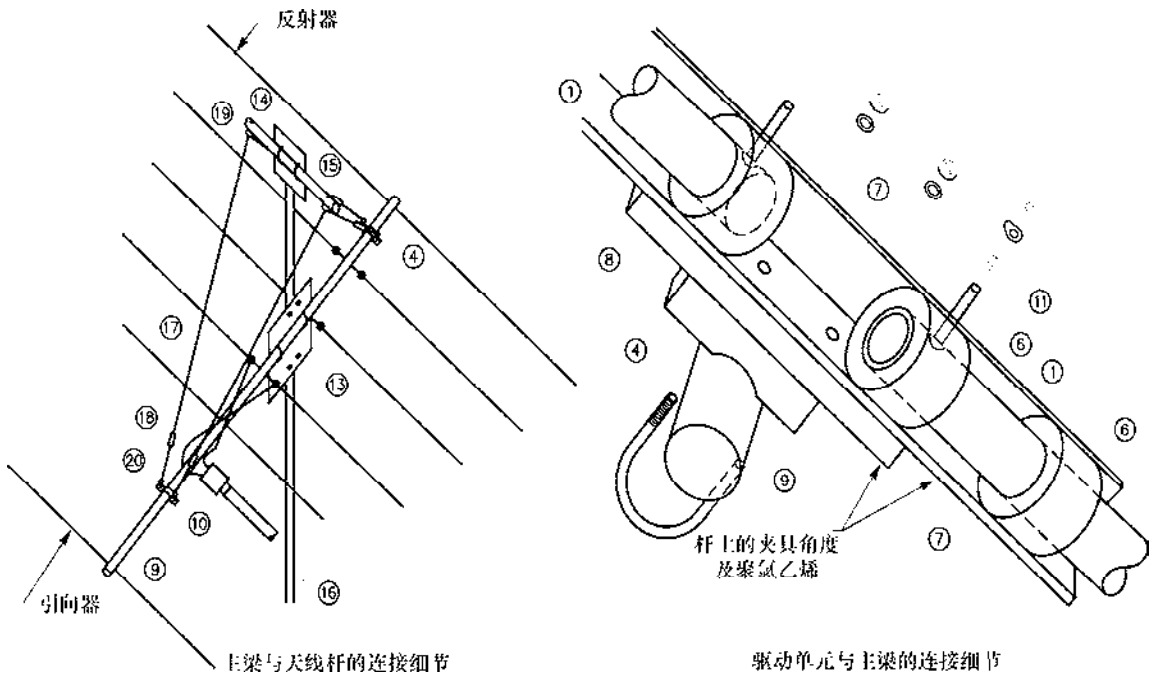


图10-32　装配细节。部件编号见表11。

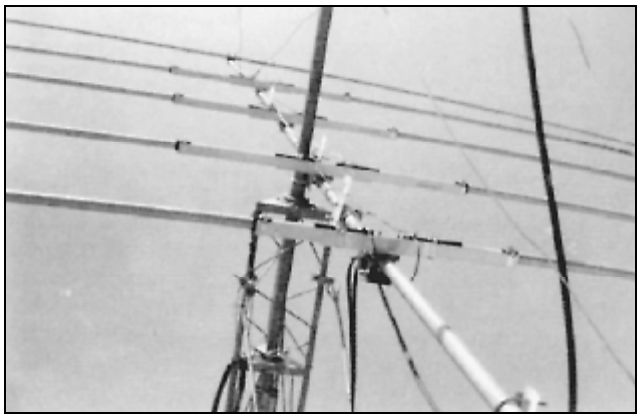


图10-33　单元与主梁的连接。

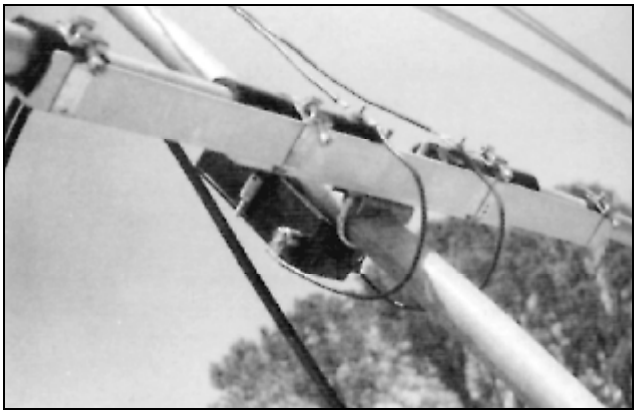


图10-34　对数-八木阵列从前往后看。一个木行架提供横向和纵向支撑。

在 14.0～14.35 MHz 频段范围内，14 MHz 对数-八木天线的辐射电阻的测量值为 37 Ω。假设使用的是管状单元。然而，如果使用了导线阵列，那么辐射阻抗 R_0 和天线馈线输入阻抗 Z_0 必须经过计算才有可能使用合适的巴伦和同轴电缆。该过程在本章前面部分已经作过详细的描述。但是类似于 LPCAD28 这样的软件同样适用于自动计算。

表 10-9 给出了阵列的尺寸。表 10-10 和表 10-11 包含了架构对数-八木阵列所需材料的清单。

表 10-9　　对数-八木阵列尺寸

单　元	长度（英尺）	间距（英尺）
反射器	36.40	6.00（反射器到 l 1）
l 1	35.14	3.51（d_{12}）
l 2	33.27	3.32（d_{23}）
l 3	31.49	3.14（d_{34}）
l 4	29.81	10.57（l 4 单元到引向器）
引向器	32.20	

表 10-10　单元材料要求：对数-八木阵列

	1 英寸管		7/8 英寸管		3/4 英寸管		1¼英寸角	1¼英寸棒
	长度（英尺）	数量	长度（英尺）	数量	长度（英尺）	数量	长度（英尺）	长度（英尺）
反射器	12	1	6	2	8	2	无	无
I 1	6	2	6	2	8	2	3	1
I 2	6	2	6	2	8	2	3	1
I 3	6	2	6	2	6	2	3	1
I 4	6	2	6	2	6	2	3	1
引向器	12	1	6	2	6	2	无	无

表 10-11　对数-八木阵列，材料清单

1）铝管—壁厚为 0.047 英寸
　1 英寸—12 英尺长，线性长度 24 英尺
　1 英寸—12 或 6 英尺长，线性长度 48 英尺
　7/8 英寸—12 或 6 英尺长，线性长度 72 英尺
　3/4 英寸—8 英尺长，线性长度 48 英尺
　3/4 英寸—6 英尺长，线性长度 36 英尺
2）不锈钢软管夹—直径最大 2 英寸，8 个
3）不锈钢软管夹—直径最大 1½英寸，24 个
4）电视 U 形螺栓—1½英寸，6 个
5）镀锌 U 形螺栓：5/16×1½英寸，6 个
5A）镀锌 U 形螺栓：1/4×1 英寸，2 个
6）内径为 1 英寸的聚乙烯供水管 160 英镑/平方英寸，测试值外径约为 1⅜英寸，线性长度为 7 英尺
7）1¼英寸×1¼英寸×1/8 英寸角铝，6 英尺长，线性长度 12 英尺
8）1 英寸×1/4 英寸×1/4 英寸角铝，6 英尺长，线性长度 6 英尺
9）1¼英寸链状栅栏顶部导轨，线性长度 26.5 英尺
10）1:1 磁环巴伦各 1 个
11）6 号-32×1 英寸不锈钢螺钉，8 个
　6 号-32 不锈钢螺母，16 个
　6 号焊接片，8 个
12）#12 铜质馈线，线性长度 22 英尺
13）12 英寸×6 英寸×1/4 英寸铝板，1 块
14）6 英寸×4 英寸×1/4 英寸铝板，1 块
15）1 英寸镀锌管，线性长度 3 英尺；
16）1 英寸镀锌管—天线杆，线性长度 6 英尺
17）镀锌拉索，线性长度 50 英尺；
18）1/4 英寸×2 英寸套筒螺母，2 个
19）1/4 英寸×1½英寸带孔螺栓，2 个
20）电视拉索夹具和带孔螺栓，各 2 个

参考资料

覆盖本章主题的原始资料及其展开讨论可以从如下书目以及第 2 章末列出的参考书目中找到。

D. Allen, “The Log Periodic Loop Array (LPLA) Antenna,” *The ARRL Antenna Compendium, Vol 3*, pp 115～117.

C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, 2nd Ed. (New York: John Wiley & Sons, 1997) Chapter 9.

P. C. Butson and G. T. Thompson, “A Note on the Calculation of the Gain of Log-Periodic Dipole Antennas,” *IEEE Trans on Antennas and Propagation*, Vol AP-24, No. 1, Jan 1976, pp 105～106.

R. L. Carrel, “The Design of Log-Periodic Dipole Antennas,” *1961 IRE International Convention Record*.

L. B. Cebik, “The Monoband Log-Cell Yagi Revisited,” (4-part series) *National Contest Journal*, Jan-Jul 2000.

L. B. Cebik, “Some Preliminary Notes on Standard Design LPDAs for 3～30 MHz,” (2-part series), *QEX*, Mar-May 2000.

R. H. DuHamel and D. E. Isbell, “Broadband Logarithmically Periodic Antenna Structures,” *1957 IRE National Convention Record*, Part 1.

A. Eckols, “The Telerana: A Broadband 13- to 30-MHz Directional Antenna,” *QST*, Jul 1981, pp 24～27.

J. Fisher, “Development of the W8JF Waveram: A Planar Log-Periodic Quad Array,” *The ARRL Antenna Compendium, Vol 1*, pp 50～54.

M. Hansen, “The Improved Telerana, with Bonus 30/40 meter Coverage,” *The ARRL Antenna Compendium, Vol 4*, pp 112～117.

K. Heitner, “A Wide-Band, Low-Z Antenna—New Thoughts on Small Antennas,” *The ARRL Antenna Compendium, Vol 1*, pp 48～49.

D. E. Isbell, “Log-Periodic Dipole Arrays,” *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-8, No.3, May 1960.

J. D. Kraus, *Antennas*, 2nd Ed. (New York: McGraw-Hill, 1988), Chapter 15.

R. A. Johnson, ed., *Antenna Engineering Handbook*, 3rd Ed. (New York: McGraw-Hill, 1993), Chapters 14 and 26.

K. Luetzelschwab, “Log Periodic Dipole Array Improvements,” *The ARRL Antenna Compendium, Vol 6*, pp 74～76.

D. A. Mack, “A Second-Generation Spiderweb Antenna,” *The ARRL Antenna Compendium, Vol 1*, pp 55～59.

P. E. Mayes and R. L. Carrel, “Log Periodic Resonant-V Arrays,” *IRE Wescon Convention Record*, Part 1, 1961.

P. E. Mayes, G. A. Deschamps, and W. T. Patton, “Backward Wave Radiation from Periodic Structures and Application to the Design of Frequency Independent

Antennas," *Proc. IRE*.

J. J. Meyer, "A Simple Log-Yag Array for 50 MHz," *The ARRL Antenna Compendium, Vol 1*, pp 62～63.

C. T. Milner, "Log Periodic Antennas," *QST*, Nov 1959, pp 11～14.

W. I. Orr and S. D. Cowan, *Beam Antenna Handbook*, pp 251～253.

P. D. Rhodes, "The Log-Periodic Dipole Array," *QST*, Nov 1973, pp 16～22.

P. D. Rhodes and J. R. Painter, "The Log-Yag Array,"*QST*, Dec 1976, pp 18～21.

P. D. Rhodes, "The Log-Periodic V Array," *QST*, Oct 1979, pp 40-43.P. D. Rhodes, "The K4EWG Log Periodic Array," *The ARRL Antenna Compendium, Vol 3*, pp 118～123.

V. H. Rumsey, *Frequency Independent Antennas* (New York: Academic Press, 1966).

F. Scholz, "A 14-30 MHz LPDA for Limited Space," *The ARRL Antenna Compendium, Vol 2*, pp 96-99.

W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd Ed. (New York: John Wiley & Sons, 1998), Chapter 6.

J. J. Uhl, "Construct a Wire Log-Periodic Dipole Array for 80 or 40 Meters," *QST*, Aug 1976, pp 21-24.

R. F. Zimmer, "Three Experimental Antennas for 15 Meters," *CQ*, Jan 1983, pp 44-45.

R. F. Zimmer, "Development and Construction of 'V' Beam Antennas," *CQ*, Aug 1983, pp 28-32.

第 11 章

高频八木天线阵列

世界各地的业余无线电爱好者除了使用偶极天线和 1/4 波长垂直天线之外，还广泛使用八木天线阵列。八木天线是由日本大学的两名教授八木秀次（Hidetsugu Yagi）和宇田新太郎（Shintaro Uda）在 20 世纪 20 年代发明的。宇田做了许多开发性的工作，而八木通过他写的英文著作向日本以外的国家和地区提出了这个天线阵列。虽然严格说来这个天线应该被称做八木-宇田天线阵列，但是通常都简称为八木天线阵列。

八木天线是一种端射多单元阵列。它最少包括一个单独的激励单元和一个单独的寄生单元。这些单元被相互平行地安放在一根支撑杆上，相互之间是分开的。这样的结构就被称为 2 单元八木天线。当无源单元被安放在激励单元后面，与最大辐射方向相反时，则被称做反射器，当被安放在激励单元的前面时则被称做引向器。如图 11-1 所示。在甚高频和超高频频谱中，由一个反射器和多个引向器组成的 30 或者更多单元的八木天线是很常见的。在第 18 章甚高频与超高频天线系统中有甚高频和超高频八木天线的详细描述。大型短波阵列可能有 10 个或者更多的单元，将在本章中介绍。

八木阵列的增益和方向图由所有寄生单元的感应电流的相对幅度和相位决定。与第 8 章“多元天线阵”中的直接激励多单元天线阵列不同，其设计者必须补偿单元之间的相互耦合，而八木天线的正常工作依赖于互相耦合。每一个寄生单元中的电流由它与激励单元和其他寄生单元的距离，以及单元本身的调谐来决定。长度和直径都会影响单元的调谐。

在大约 50 年的时间里，业余人士和专业人士主要通过“切割和尝试”的实验性技术来进行八木阵列的设计。在 20 世纪 80 年代初期，Jim Lawson（W2PV）向业余读者详细地描述了八木模型中包含的基本的数学原理。专业的天线设计者对他的著作《八木天线设计》给了很高的评价。在 20 世纪 80 年代中期发展起来的强大的微机和先进的计算机天线建模软件变革了无线电爱好者的八木天线设计领域。在短短的几分钟内，一台计算机就能计算 100 000 种或者更多的单元长度和间距不同的组合，从而设计出一副八木天线，通过调查使其符合一组特定的高性能参数。如果要用实验的方法来研究这些数据的组合，一个实验员花费的时间和精力将难以想象，并且处理过程无疑会受到大量测量误差的困扰。有了今天的计算机工具，架设好并进行通信将不怎么需要甚至完全不需要调谐和尺寸的修改。

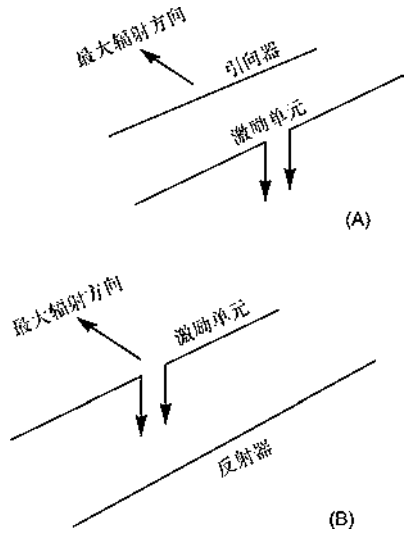


图11-1　采用一个单独的寄生单元的2单元八木天线。在（A）中寄生单元的作用如同一个引向器，而在（B）中则如同一个反射器。箭头表明最大辐射方向。

11.1 八木天线的性能参数

描述一个八木天线的性能主要有 3 个参数——前向增益、方向图和输入阻抗/驻波比，还有一个要考虑的重要因素就是机械强度。有很重要的一点需要认识到，这 3 个电学参数中的每一个都必须从使用的频段来考虑才有意义。在单个频点测得的增益、驻波比或方向图都不能表征一个特定八木天线的总体性能。

众所周知，糟糕的设计会在一个频段上使其方向性反向，而另一些设计具有过窄的驻波比带宽，或者是过度的“峰值”增益响应。最后，天线是否具备抵御所在地理位置可能会有的大风和冰冻的能力，这是一个在任何设计中都要考虑的重要因素。本章的大部分将致力于描述八木天线的详细设计，通过优化使得设计出的八木天线在不同的业余频段上能达到增益、方向图和驻波比之间的平衡，并且能够抵御强风和冰冻。

11.1.1 八木天线的增益

和其他的天线一样，八木天线增益的描述必须与一些标准的参考天线来进行比较。相控垂直天线阵列的设计者描述增益时通常是以一个独立的垂直单元为参考。见第 8 章“多元阵列”中的相控阵列技术这一节。

许多业余天线设计者喜欢将增益与一个自由空间的各向同性辐射源进行比较。这是一种理论上的天线，它在各个方向的辐射完全均等，根据定义，它具有 0 dBi 的增益（dB 各向同性）。然而，很多业余无线电爱好者喜欢把偶极天线作为标准参考天线，主要是因为它是个实际存在的天线。

在自由空间里，一个偶极天线的辐射并非各向同性——它有一个 8 字形的方位角方向图，在导线的两端具有很深的零点。当一个自由空间的偶极天线处于最佳方向时，相比各向同性辐射天线，它具有 2.15 dB 的增益。在业余无线电爱好者的文献中，你会看到 dBd 这样的单位，其意义就是以自由空间的一个偶极天线为参照获得的增益。将以 dBi 为单位的数值减去 2.15 dB 就可转换到以 dBd 为单位的增益了。

我们暂时假设将一偶极天线从自由空间拿到海洋上空一个波长处，海洋的盐水使其几乎等效为一个理想地面。在仰角为 15° 处，海水反射的辐射波与直接辐射波同相叠加，与之在自由空间，没有一点反射的条件下获得的增益相比，该偶极天线大约有 6 dB 的增益。请参阅第 3 章“地面效应”。

如果说一个偶极天线具有 6 dBd 的增益，也是完全合情合理的。尽管 dBd（表示“相对偶极子的 dB 值”）这个单位在此也许会让人觉得这个偶极天线好像相对于自身有一个增益！要记住，用 dBd（或 dBi）表示的增益都是以自由空间中相对应的天线为参照的。在这个例子中，位于海水上方的偶极天线的增益，可以认为是 6 dBd（以自由空间中的偶极天线为参考基准），也可以认为是 8.15 dBi（以自由空间中的各向同性天线为基准）。只要明确地使用统一的规范，任何一种参考基准都是有效的。在这一章中，我们会经常切换描述自由空间中或地面上方的八木天线，为了防止混淆，此处的增益一律以 dBi 为单位。

八木天线在自由空间的增益范围为 5～20 dBi，分别对应小型的 2 单元设计和 31 单元的长主梁超高频设计。一个八木天线的所能提供的增益主要由大梁长度决定。在下节中，将会描述天线的方向图和驻波比特性，之后将详细讨论作为主梁长度函数的增益。

11.1.2 响应方向图——前后比

正如第 2 章“天线基础”中所讨论的，要使一个天线产生增益，它必须将能量集中向某一特定方向辐射，其代价是损失了在其他方向上的能量。因此增益与天线的方向图以及能量损耗有着密切的关系。图 11-2 所示是自由空间的一个 3 单元八木天线与偶极天线和各向同性辐射源相比较得到的 E 平面（也叫做 E 场，即电场）和 H 平面（也叫做 H 场，即磁场）的方向图。这些方向图是采用计算机程序 NEC-2 生成的，由于这个软件的精确性和灵活性，它在无线电专家中广受好评。

在自由空间里，没有地面作为参考，因此无法确定天线的极化方式是垂直的还是水平的。因此它的响应方向图就用 E（电）场或 H（磁）场来标定。对于一个安装在地面上方不是在自由空间中的八木天线，如果电场是与地面平行的（也就是说单元平行于地面），那么天线的极化就是水平的，并且它的电场响应通常可以看作是它的方位角方向图。与此同时，它的磁场响应则可以看作是仰角方向图。

图 11-2（A）说明了这个 3 单元的八木天线在自由空间里是如何产生 7.28 dBi 的增益的（以各向同性辐射源为参考），并且相对于自由空间的偶极天线增益为 5.13 dB。该增益位于图中前向的 0° 方位角处，并且波瓣的前向部分被称为主瓣。对于这个特定的天线来说，E 平面的主瓣在半功率处的角宽度，或者是峰值下降的 3 dB 点处的角度约为 66°。这种特性叫做天线的方位角

半功率波束宽度。

同样如图 11-2（A）所示，该天线在方位角为 180° 的反方向上的响应比前向的少了 34 dB。这种特性称为天线的前后比，例如，它可以用来描述当天线用来接收信号时抵抗直接来自后方的干扰信号的能力。在图 11-2（A）中可以看到，在 120° 和 240° 的方位处有两个副瓣，其幅值相比 0° 方位处的峰值响应下降了 24 dB。由于干扰可以来自各个方向，不仅仅局限在天线的正后方，因此这些副波瓣的存在，限制了天线抵抗后向干扰信号的能力。“最差前后比”这一术语就是用来描述最坏情况下位于天线主瓣后面 180° 宽区域的后瓣的。在此处，最差天线前后比是 24 dB。

在这章的后面，最差前后比将被视作性能参数，并且简写为 F/R。图 11-2（A）中，偶极天线或各向同性辐射源的 F/R 值是 0 dB。图 11-2（B）描绘了自由空间中的同一个 3 单元八木天线相对于自由空间中的偶极天线和各向同性辐射源的 H 场响应。与 E 场方向图不同，H 场方向图在 90° 处，即八木天线的正上方没有零点。对于这个 3 单元的设计，H 场的半功率波束宽度大约为 120°。

图 11-3 比较了一个水平极化的 6 单元 14 MHz 八木天线和同样高度的偶极天线的方位角和仰角方向图，该八木天线的主梁长 60 英尺，安装在离地一个波长的高度处。正如任何一架水平极化的天线那样，距离地面的高度是决定每架天线仰角方向图上的峰值和零点的主要因素。图 11-3（A）所示为 E 场方向图，在此处被标示为方位角方向图。该天线的半功率方位角波束宽度为 50°，并且在 12° 仰角处，呈现出 16.02 dBi 的前向增益，其中包括了相比于相对较差地表的 5 dB 地面反射增益，该地表的介电常数是 13，电导率为 5 mS/m。在自由空间里，这架八木天线的增益为 10.97 dBi。

在自由空间中，这个 6 单元的八木天线的 H 场仰角响应的半功率波束宽度大约为 60°。但如图 11-3 所示，当天线架设于离地一个波长高度时，主瓣（中心位于仰角 12° 处）的半功率波束宽度只有 13°。位于同高度的偶极天线主瓣的半功率仰角波束宽度稍微大些，为 14°，因为它在自由空间里 H 场的响应是全向性的。

要注意，八木天线在自由空间的 H 场的方向性将其在地面之上的第二个波瓣（40° 仰角处）减小至 8 dBi，而偶极天线的响应在其第二个波瓣峰值（大约 48°）处为 9 dBi。

如果八木天线是在真实的地面环境中工作，那么它的方位角方向图的形状将随着该天线与地面的接近而有轻微的改变。但总体而言，方位角方向图不会与自由空间的方向图有显著差距，除非天线距离地面高度小于 0.5l 时。这也就是说工作于 28.4MHz 时，天线高度应大于 17 英尺，工作于 14.2MHz 时，天线高度应高于 35 英尺，这些高度对于大多数业余爱好者而言实现起来并不困难。一些先进的计算机程序可以在某些精确的安装高度上优化八木天线的设计。

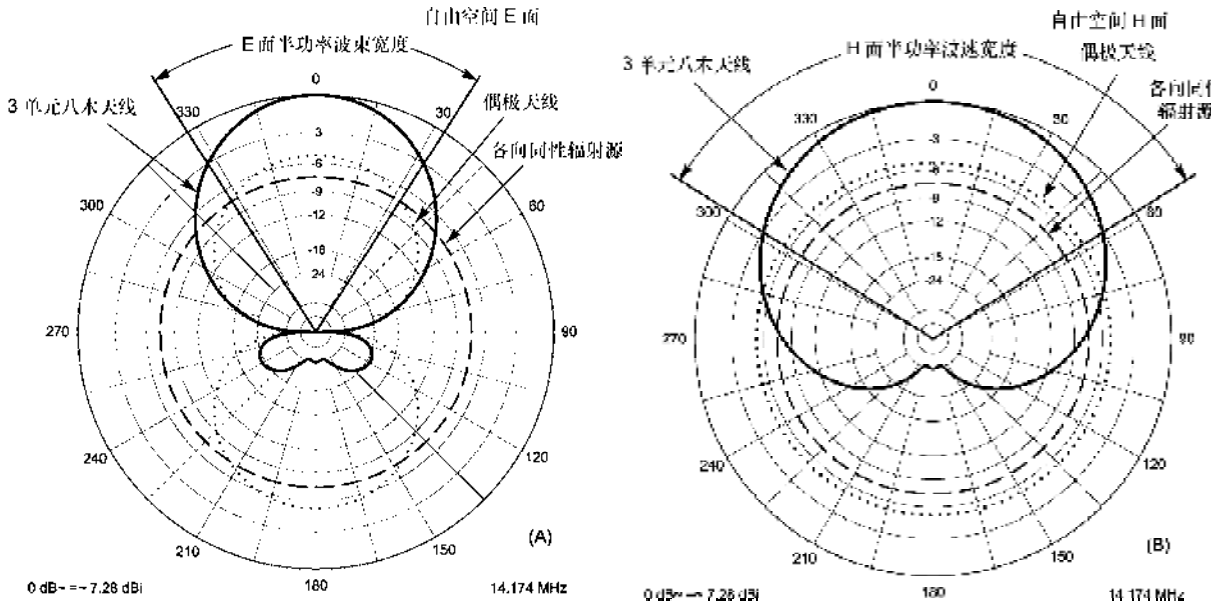


图11-2　一个自由空间中的3单元20 m波段八木天线的E面（电场）和H面（磁场）响应方向图。（A）典型的3单元八木天线E面方向图与一个偶极天线和各向同性辐射源的比较。（B）对于同样天线的H面方向图的比较。该八木天线的E面半功率波束宽度为66°，H面半功率波束宽度约为120°。其增益为7.28 dBi（5.13 dBd）。前后比比较了0°和180°的响应，该八木天线的前后比为35 dB。根据天线在0°与在180°后向圆弧上的最大波瓣（对应于120°和240°）之响应的对比，天线的前后比为24 dB。

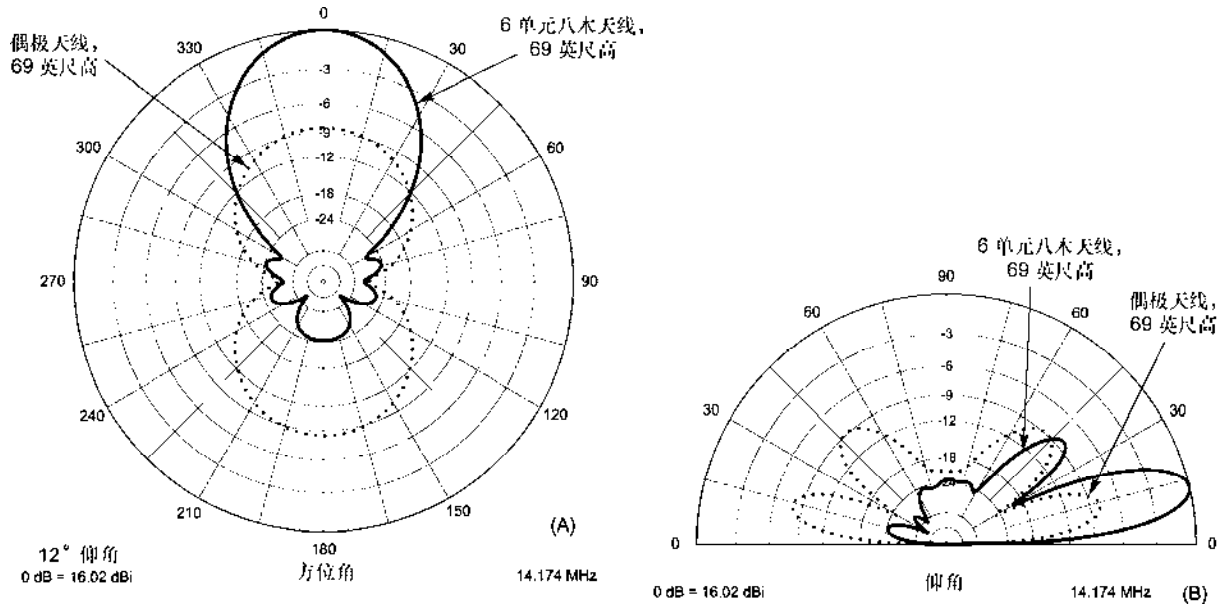


图11-3　6单元20 m波段八木天线方位角方向图，天线的大梁长60英尺，离地面高度为60英尺。（A）所示为在12°仰角处的方位角方向图，与之比较的是位于同样高度的偶极天线方向图。该八木天线的峰值增益是16.04 dBi，或者说相比于偶极天线略高于8 dB。（B）所示为同样两个天线的仰角图。注意，与偶极天线相比该八木天线的峰值仰角图略微压低了一些，即使它们位于离地同样的高度。对于八木天线的第2个波瓣，这一点最为明显，其峰值位于约40°处，而偶极天线的第2个波瓣的峰值位于约48°处。这是由于在较高角度处八木天线的自由空间方向性更大的原因。

11.1.3　激励阻抗和驻波比

八木天线的激励单元的阻抗不仅受激励单元本身调谐的影响，同时也与单元间距以及附近的寄生单元的调谐有关，同时在较小程度上也受到地面的存在的影响。在一些调谐只为获得最大增益的设计中，激励单元的阻抗可以非常小，有时甚至小于 5 Ω。这样可能会因导体电阻太小而导致过多的损耗，特别是在甚高频和超高频的情况下。在一个只优化增益的八木天线中，导体的损耗常常混合着较大的阻抗偏移以及相对小的频率变化。从而又将引起驻波比在频段中的巨大变化，并且在馈电电缆中产生附加损耗。图 11-4 描述了位于长为 24 英尺的主梁上的一个 5 单元八木天线在 10 m 业余频段的 28～28.8 MHz 范围内的驻波比，通过调节，该天线在 28.4 MHz 的点频上获得最大的前向增益。它的驻波比曲线对照于将增益、驻波比以及前后比同时考虑优化设计的八木天线。

要正确地测量天线的前向增益，对于专业的天线设计者来说也是有一定困难的。而另一方面，驻波比的测量对于专业的或者业余的设计者来说都是轻而易举的。几乎没有一个制造商会拿图 11-4 所示的窄带的驻波比曲线来为所出厂的天线打广告。

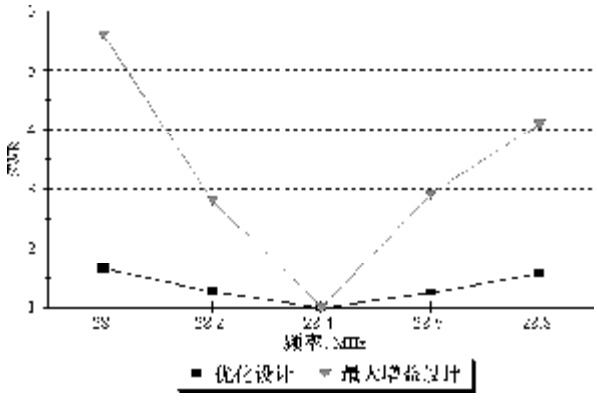


图11-4　两个不同的3单元八木天线设计在10 m波段中28.0～28.8 MHz部分的驻波比（SWR）。其中一个天线是严格按最大增益设计的，而第2个是对该频段的前后比方向图和SWR进行优化设计的。只针对最大增益设计的八木天线的SWR带宽通常很窄。

11.2　单波段八木天线性能优化

11.2.1　设计目标

在前节中，我们讨论了在权衡增益、方向图、驻波比时的激励单元的阻抗和驻波比，特别是在某一频段上而不是在一个单独的频率点上考虑每个参数时。在八木天线设计时参数的权衡取决于个人的品味和操作风格。例如，有个操作人

员也许只关注高频频段的连续波波段，而另外一个人却热衷于通话波段。另一个操作员也许想要一张完美的方向图，用来消除特定方向的干扰信号；其他某些人可能想要最大的前向增益，并且可能忽略来自其他方向的响应。

对八木天线的大量计算机建模及仿真表明，为了使前后比与驻波比达到较宽的频带宽度，必须牺牲前向增益。然而，为了得到较好的前后比以及驻波比频率覆盖范围并不需要牺牲很大的前向增益，特别是当此八木天线的主梁很长的时候。尽管 10 MHz 和 7 MHz 的八木天线并不罕见，但是八木天线最常出现的频段是在 14～30 MHz 的高频波段，这主要是因为制造结实的低频天线所涉及的机械难度较大。最高的 28.0～29.7 MHz 高频频段，代表了高频频段的高端带宽的最大百分比带宽，接近于 6%。在这样宽的一个带宽下，尝试在一个设计中同时优化增益、最差前后比 *F*/*R* 和驻波比这些性能参数是很困难的。因此，很多的商用设计将 10 m 波段的天线设计分为两种带宽范围：28.0～28.8 MHz，以及 28.8～29.7 MHz。相对于 10 m 波段以下的业余频带，覆盖整个带宽的优化设计更易于实现。

11.2.2 设计变量

当在设计八木天线时，为了满足某些设计目标，只有少量变量可用，这些变量是：

1．主梁的物理长度；
2．主梁上可以安装的单元数量；
3．各单元间沿主梁方向的距离；
4．每个单元的调谐；
5．用于馈电的匹配网络的类型。

11.2.3 增益和主梁长度

正如先前所指出的，八木天线的增益主要是主梁长度的函数。随着主梁长度的增加，最大增益也随之增加。对于一个指定的主梁长度，上面的单元数是可以变化的，并且增益可以是保持不变的，当然前提是单元已经经过适当的调谐。一般说来，主梁上的单元数量越多，设计者完成设计目标的可能性就越高，特别是能够将响应延伸到某一频带之外。

图 11-5 列举了位于 8 英尺主梁上的 3 种不同类型的 3 单元八木天线的增益相对于频率的变化。这 3 种天线的设计是针对 10 m 频段的低端——28.0～28.8 MHz，基于以下 3 种不同的设计目标：

天线 1：带宽中点的最大增益，不考虑整个频带上的 *F*/*R* 或者驻波比。

天线 2：频带上的驻波比低于 2:1，最佳的权衡增益，对该频带内的 *F*/*R* 不作特殊要求。

天线 3：“最优”情况：在频带范围内 *F*/*R* 大于 20 dB，驻波比低于 2，最佳的权衡增益。

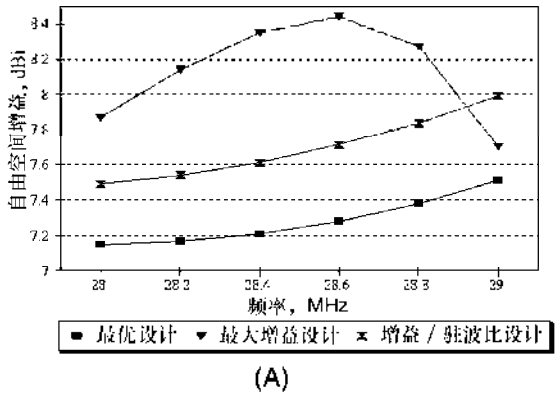
图 11-5B 显示了这 3 种设计在频带范围内的 *F*/*R*，图 11-5C 显示了在频带范围内的驻波比曲线图。天线 1，该设计为了满足最大增益的要求——正如前一节所讨论的驻波比之后所预料的——在频带范围内得到的驻波比曲线较差，在 28.8 MHz 时对应的驻波比是 10:1，而在 29 MHz 时该值上升到了 22:1。在 28 MHz 时，即在频带范围的低端，最大增益设计的驻波比大于 6:1。很明显，只考虑最大增益的设计就驻波比带宽来说是不合格的。天线 1 的 *F*/*R* 在频带的低频端达到了 20 dB 的高值点，而在高频端降到仅有 3 dB。

天线 2 的设计目的是为了达到最佳的权衡增益，并使整个频带的驻波比小于 2:1。虽然该目标达到了，但相对于最高增益的情况，还是平均降低了 0.7 dB 的增益。而这个设计的 *F*/*R* 在频带中刚好低于 15 dB。在计算机建模和优化程序出现之前，这种设计对于许多业余设计者来说是相当典型的。驻波比易于测量，并且前向增益的实验性优化设计也是相当简单的过程。而相比较而言，通过实验来对整个方向图进行优化并不是一件琐碎的事情，特别是对单元数多于 4 或 5 的天线而言。

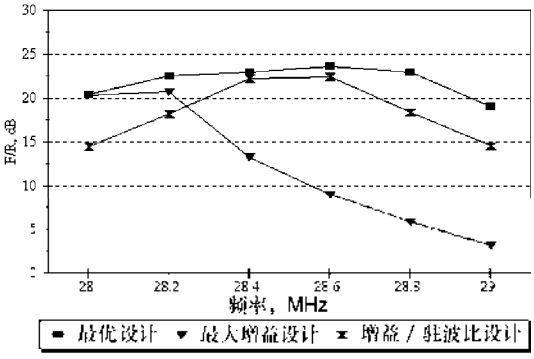
天线 3，设计目标为优化 *F*/*R*，驻波比和增益的组合，其前向增益相对于最大增益的情况平均降低了 1.0 dB，相对于权衡增益/驻波比的情况降低了 0.4 dB。该设计达到了设计目标，即在 28.0～28.8 MHz 频带之间的 *F*/*R* 大于 20 dB，同时在这个范围内驻波比小于 2:1。

图 11-6A 显示了同样的 3 种设计的自由空间增益相对于频率的曲线图，不过这里的天线比原先的要大些，是一个位于 20 英尺长的主梁上的 5 单元的 10 m 波段八木天线。图 11-6B 显示了 *F*/*R* 的变化曲线，图 11-6C 则显示了驻波比相对于频率的曲线。同样，侧重于最大增益设计目标的天线在整个频带内驻波比曲线很不理想，在趋于频带高端的值略高于 6:1。对于该尺寸的主梁，最大增益情况与优化设计情况之间的增益之差被缩小到 0.5 dB 以下。产生这种结果的主要原因是与 3 单元设计相比，5 单元设计拥有更多的变量可供设计者使用，因此他可以通过交叉调谐各个单元使其响应延伸出整个频带的范围。

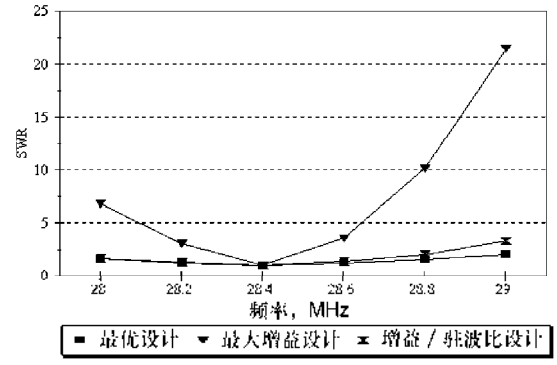
图 11-7A、B 和 C 也显示了上述 3 种相同类型的设计，只不过该天线是安装于 30 英尺长的主梁上的 6 单元八木天线。以最大增益为设计目标的天线相对于前两例较短主梁的设计，驻波比的频带宽度得到了改善。但是在 28.8 MHz 时，驻波比的值仍然高于 4:1，而 *F*/*R* 在整个频带上相当稳定，为 11 dB 的平均中等水平。而以权衡增益和驻波比为设计目标的天线，在频带范围内的驻波比确实低于 2:1，并且和最大增益设计一样，也具有中等的 *F*/*R* 性能。



(A)

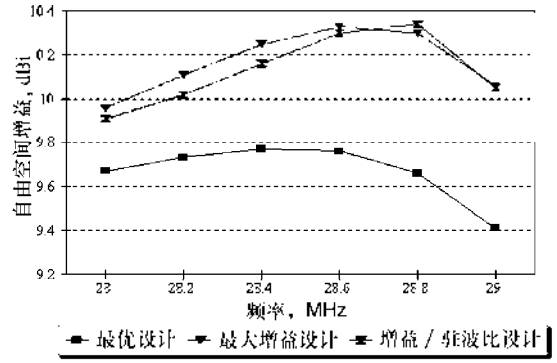


(B)

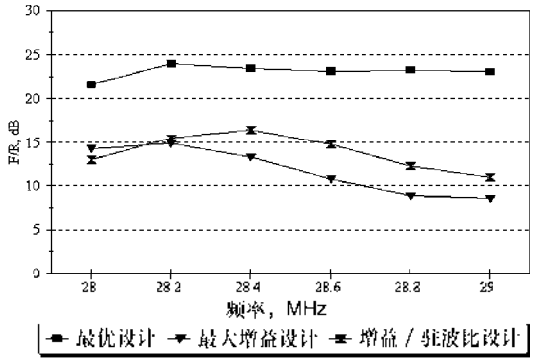


(C)

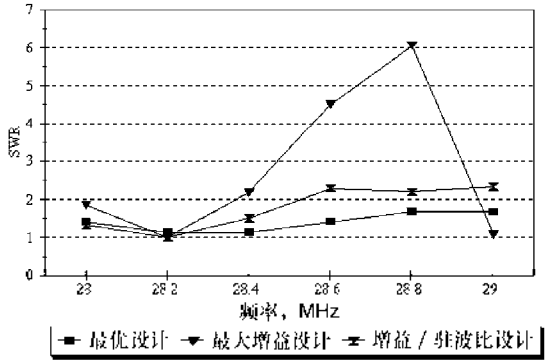
图11-5　使用8英尺主梁的3个不同的3单元10 m波段八木天线设计的比较。（A）所示为增益对比。与按最大增益设计的天线相比，按增益和SWR的最佳折衷设计的八木天线的增益平均损失了约0.5 dB。按前后比、增益和驻波比综合优化的八木天线，其增益比与按最大增益设计的天线平均低1.0 dB，比按最佳增益和驻波比折衷设计的天线低约0.4 dB。（B）所示为这3种不同设计的前后比。按前后比、增益和驻波比综合优化的天线在整个频段上的前后比高于20 dB，而严格按增益设计的天线在频段高端的前后比为3 dB。（C）所示为3种天线设计的驻波比带宽的比较。严格按增益设计的天线在频段高端有很高的驻波比。



(A)



(B)



(C)

图11-6　位于20英尺主梁上的3个不同的5单元10 m波段八木天线设计的比较。（A）所示为3个不同的5单元10 m波段八木天线设计的增益。这3种天线的增益变窄了，因为可通过交叉调谐单元使天线的响应更好地延伸出所希望的频段范围。对于完全优化的天线设计，其平均增益减小约0.5 dB。（B）最优天线在整个频段上展示出优于22 dB的前后比，而按增益和驻波比设计的天线在整个频段上展示出平均低10 dB的前后比。（C）3种天线设计的驻波比带宽的比较。严格按前向增益设计的天线的驻波比带宽很差，并在28.8 MHz达到一个6:1的峰值驻波比。

这个经优化的 36 英尺长主梁的天线，在 28.0～28.8 MHz 范围内的 *F*/*R* 值非常出色，为 22 dB。同时，由于在 36 英尺的主梁上可增加更多的单元及更宽的间距，为设计者在整个频带范围内扩大响应带来了更大的灵活性，而相对于最大增益设计而言，仅降低 0.3 dB 的增益。

图 11-8A、B 和 C 也显示了 10 m 波段的与上述相同的 3 种类型的设计，但其主梁长度为 60 英尺，安装有 8 个单元。由于有 8 个单元以及一根足以将它们间隔开的很长的主梁，因此以最大增益为设计目标的天线，虽然驻波比在频带的高端上升到超过了 7:1，但是在整个频带内能够达到很好的驻波比。在 28.0～28.7 MHz 的频带范围内驻波比保持小于 2:1，这比短主梁的最大增益的设计要好很多。但是最差情况下的 F/R 值绝不会高于 19 dB，并且在频带大部分范围内保持 10 dB 左右。与最大增益设计相比，以权衡增益和驻波比为设计目标的天线增益仅降低了 0.1 dB，但就整个频段上的 *F*/*R* 值而言表现略好一些。

与这两种设计相比，综合了 *F*/*R*、驻波比以及增益的优化设计的天线有出色的方向图，在整个频带范围内的 F/R 值超过了 24 dB，同时在 28.0~28.9MHz 频段上仍保持驻波比低于 2:1。相对于最大增益设计，该设计在低频段末端仅有平均 0.4 dB 的损失；相对于最大增益设计和权衡增益与驻波比的优化设计，该设计实际上在频段高端的增益要大些。

从以上这些比较以及许多其他详细的比较中可以得出这样的结论：以频带中点增益最大为目标设计的天线在整个频带范围的工作性能较差，特别是以驻波比为参考标准的时候。以权衡增益和驻波比为目标设计的八木天线，将产生中等的后向方向图，但与最大增益设计相比，其增益损失相对较少，至少对于 3 单元以上的设计来说是这样的。

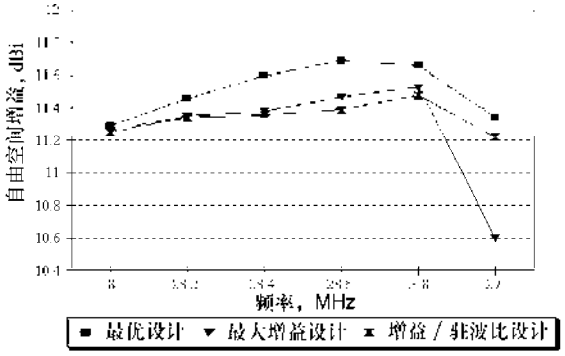
然而，与只权衡增益和驻波比的设计相比，设计一个综合优化 *F*/*R*、驻波比和增益三者的八木天线，其增益损失将小于 0.5dB。图 11-9 总结了 3 种不同设计类型天线所得到的前向增益与主梁长度的关系，这里，大梁长度以波长的形式表达。

除了 2 单元的设计，在本章剩余的部分所讨论的八木天线在所需的频带内都将具有如下的设计目标：

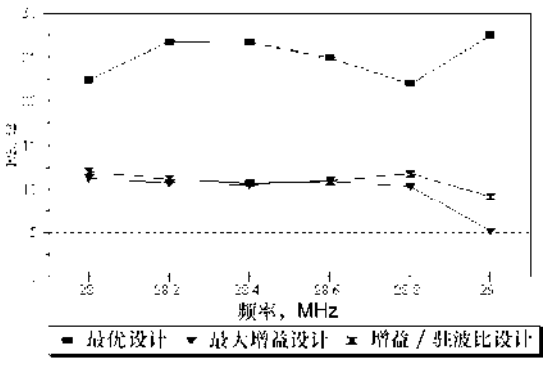
1．整个频带范围内的前后比大于 20 dB；

2．整个频带范围内的驻波比小于 2:1；

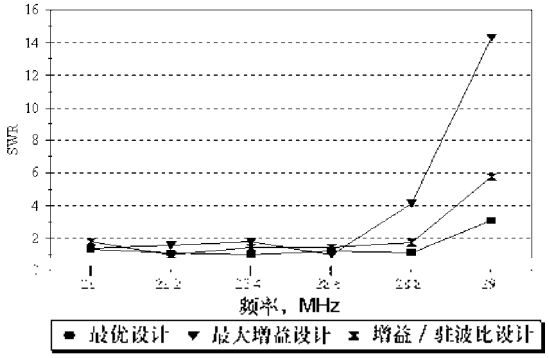
3．在满足 1 和 2 的情况下，得到最大的增益。



(A)

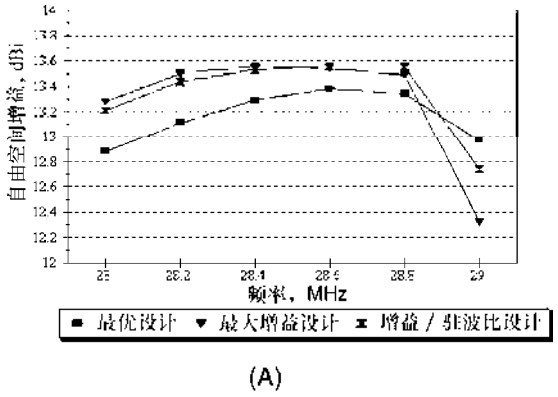


(B)

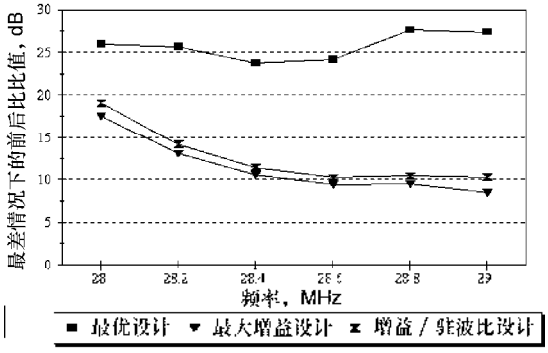


(C)

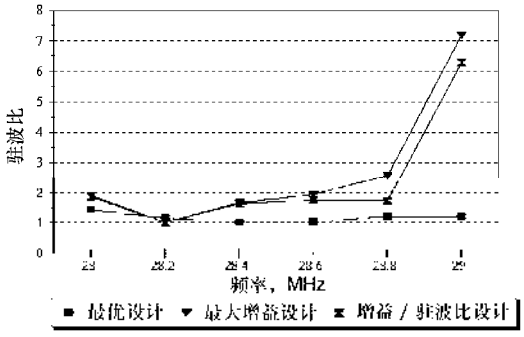
图11-7　位于36英尺主梁上的3个不同的6单元10 m波段八木天线设计的比较。（A）所示为该频段的增益。由于具有更多的单元和更长的主梁，因而更容易做到交叉调谐，使天线增益在整个频段更均匀。这使得严格按最大增益设计的天线与按前后比、SWR和增益综合优化设计的天线在增益上的差别变小。在整个频段上的增益的平均差别约为0.2 dB。（B）所示为整个频段上这三种天线设计的前后比性能。按最优性能设计的天线与其他两种设计相比，保持了平均几乎高出15 dB的前后比性能。（C）比较了驻波比带宽。同样地，严格按最大增益设计的天线在28.8 MHz时展示了4:1的高驻波比，并且在29.0 MHz时上升到超过14:1。



(A)



(B)



(C)

图11-8　使用60英尺主梁的3个不同的8单元10 m波段八木天线设计的比较。（A）所示为该频段上的增益。由于具有更大的自由度来交叉调谐单元，同时具有一根相当长的主梁来放置这些单元，因此此时这三种天线设计在整个频段上所表现的平均天线增益差距小于0.2 dB。（B）相比于其他两种设计约12 dB的平均前后比，按优化性能设计的天线在整个频段保持了24 dB的出色的前后比性能。（C）3种设计在整个频段上的SWR差距缩小了，同样也是因为有更多的可用变量来展宽带宽。

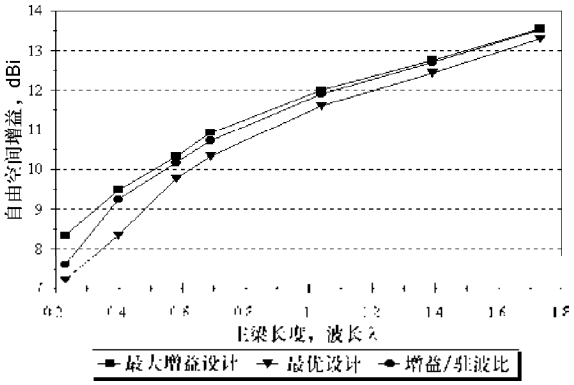


图11-9　3种不同10 m波段设计目标的天线增益随主梁长度的变化曲线。其目标是：（1）按频段上的最大增益设计，（2）按权衡增益和SWR设计，（3）按10 m波段中28.0～28.8 MHz频段的前后比、SWR和增益的最优设计。当主梁长度大于0.5λ左右时，增益的差别小于0.5 dB。

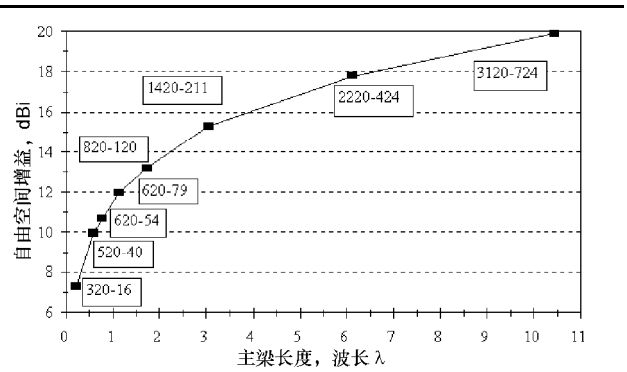


图11-10　按在整个14.0～14.35 MHz频带上天线前后比、SWR和增益综合优化设计的20 m波段八木天线的理论增益随天线主梁长度的变化曲线。对于一个安装有31个单元、长度为724英尺的巨型主梁，其理论增益接近20 dBi。当然，这样一个20 m波段的设计不是太实际的，但是当频率为432 MHz时，在24英尺的主梁上是容易实现的。

仅仅作为一种娱乐，图 11-10 显示的是满足上述 3 点设计目标的理论上的 20 m 波段八木天线的增益相对于主梁长度的变化图。可以看到 14 MHz 的 31 单元天线的结果是令人心潮澎湃的。可惜的是，考虑到主梁要达到 724 英尺之长，几乎是没人能建造出来的。但如果频率增加到 432 MHz 时，这种设计就变得比较实际了。事实上，K1FO 的 22 单元和 31 单元的八木天线就是上述 14 MHz理论长主梁设计的原型。请参看第18章“VHF和UHF天线系统”。

11.2.4　最优设计与单元间距

2 单元八木天线

很多业余无线电爱好者认为2单元的八木天线在各种此

类天线的设计中是最合算的，尤其是对户外活动日的便携操作特别适合。一架 2 单元的八木天线相对于一个简单偶极天线（有时戏称为一个“1 单元的八木天线”）具有 4 dB 的增益，并且 F/R 值适中，约为 10 dB，以用来抑制接收时的干扰。相比之下，一架八木天线从 2 个单元变为 3 个单元，其主梁长度增加了 50%，并且多加了一个单元，即单元数多加了 50%，增益提高了 1 dB，前后比增加了 10 dB。

大型八木天线的单元间距

对于具备 4 个或者更多单元数的高性能八木天线的计算机建模和优化，更为有意思的一个结果是，沿主梁方向的单元间距的显著的方向图具有一致性。当大梁长度大于约 0.3 *l* 时，该方向图相对独立于主梁长度。

通常将这些最优设计的反射器，激励单元和第一引向器很紧靠地捆绑在一起，只占据主梁上 0.15 *l*～0.20 *l* 的空间。这种排阵形式与以往的设计形成了鲜明的对照，以往的设计通常反射器、激励单元和引向器将占据主梁至少 0.3 *l* 的空间。与一架各单元之间保持 0.15 *l* 间距的 6 单元 W2PV 天线相比，图 11-11 显示了一架最优化的 6 单元，主梁长 36 英尺，10 m 波段天线的单元间距。

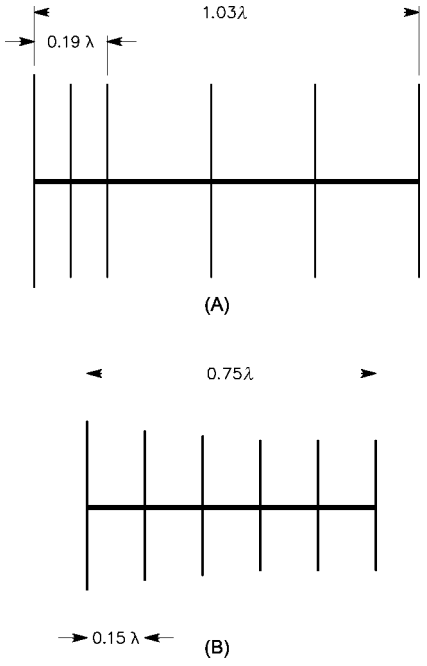


图11-11　渐变间距对比固定单元间距。（A）说明一个优化设计的八木天线，其反射器、激励单元和第一引向器（位于主梁的第一个0.19 *l* 上）是如何捆绑在一起的，与之相比，（B）中的八木天线在所有振子中采用了0.15 *l* 的等间距。最优设计的天线在整个28.0～28.8 MHz频带具有高于22 dB的前后比以及小于1.5∶1的驻波比。

这样一捆单元朝向主梁的反射器端会引发这样的问题——沿主梁的天线风力载荷并不相等。除非采取适当的补偿措施，否则这种新生代的八木天线就会表现得像风向标一样，饱经风霜，经常破损，在大风中旋转器将容易使其旋转或停止。对于该风向标的有效的解决办法就是采用由聚氯乙烯管子制成的“虚拟单元”。这些绝缘的单元放置在主梁上，靠近最末端的引向器，这样天线杆到主梁的支架上的风力载荷就相等了。此外，有必要在主梁的一端插入一定质量的铅，以此来平衡天线的重量。

尽管反射器、激励单元和第一引向器之间相对很靠近，但是现代的最优八木天线设计对于任意一个单元长度或者间距的微小变化并不是很敏感。事实上，这些天线可以直接按照设计表来构建，而无需过分地考虑其精密的尺寸公差。在高达 30 MHz 的高频范围内，将天线设计成最靠近 1/8 英寸，那么如果将该天线放置在高塔处，将导致其性能明显与计算结果保持一致，而无需进行调整或微调。

11.2.5　单元调谐

单元调谐（或称自阻抗）是和每个单元的有效电长度以及各个单元的有效直径相关的复合函数。相应地，每个单元的有效长度和直径与以下这些因素有关，即渐削安排（如果使用的是最常用的构建方式，即伸缩型的铝制管子），每个伸缩部分的长度，用来将单元固定在主梁上或穿过主梁的支架的种类和大小，以及八木天线主梁本身的大小。若要获取更多关于将单元的调谐作为渐削和单元直径的函数的细节，请参看本书第 2 章“天线基础”里标题为“天线频率缩放”和“渐削单元”的部分。特别要注意的是，用线单元构建的八木天线与用伸缩铝管构建的相同天线的性能有很大的差别。

现代八木天线的设计过程通常从现有的安装条件选择尽量长的主梁开始。接着根据给定的渐削安排将适当数量的单元排放在该主梁上，并计算出操作者需要的整个频带范围内的增益、方向图和驻波比。一旦选择好了一种电气设计，设计者接下来就必须确保天线设计的机械完整性。这就涉及核实主梁的完整性以及各个单元在特定地点应对大风和冰冻的预期的承受能力。在第 20 章“天线材料和附件”中有名称为“铝管材料制作”一节，详细描述了用于高频段高端的渐削伸缩铝制单元。另外，在大卫利森（Dave Leeson），W6NL（前-W6QHS）所著的 ARRL《八木天线的结构设计》一书中，详细描述了一架八木天线各个部分的机械设计过程，并在专业的八木天线制作者中受到极力推荐。

11.3 专用单频段八木天线设计

下面详细的八木天线的设计表格是用于 14～30 MHz 的业余频段的等频八木天线的两种渐削安排。重型的单元设计成在无冰冻情况下能抵御时速至少为 120 英里的大风，或者是在冰冻半径为 1/4 英寸的情况下，能抵御时速为 85 英里的大风。中型的单元设计成能抵御时速 80 英里以上的大风，或者是在冰冻半径为 1/4 英寸的情况下，能抵御时速 60 英里以上的大风。

对于 10.1 MHz，所示单元可以抵抗时速 105 英里的大风，或者在冰冻半径为 1/4 英寸的情况下，可抵御时速 93 英里的大风。对于 7.1 MHz，所示单元可以抵抗时速 93 英里的大风，或者在冰冻半径为 1/4 英寸的情况下，可抵御时速 69 英里的大风。对于这两个较低的频段，所需的单元和主梁都很大很重。安装，翻转，并使天线能保持通信，并不是件容易的事。

每个单元都是用一块厚矩形铝板通过带有鞍型卡箍的 U 形螺栓固定在主梁上，如第 18 章“VHF 和 UHF 天线系统”中图 18-35 所示，这种安装振子的方法既结实又稳定，并且由于单元安装在远离主梁处，大梁的存在导致的单元失谐量很小。每个表格中给出的单元尺寸已经考虑了由于主梁与振子之间的金属板的存在引起的任一单元的失谐。对于每个振子来说，末端的长度决定了调谐，因为内部的管子的直径和长度是固定的。

半振子单元

每个设计都给出了安装在主梁一侧的每个单元一半的尺寸。另一半完全对称地安装于大梁的另一侧。建议在单元与中心部分内部使用套管，这样，可以避免单元被 U 形固定螺栓压碎。除非另外注明，管子每一段都是由 6061-T6 型铝管制成的，壁厚为 0.058 英寸。这样的厚度保证了下个标准尺寸的管子可以在里面伸缩。将每个伸缩段插入更大的管子的 3 英寸深处，采用第 20 章“天线材料和附件”中的图 11-11 列举的方法之一来进行固定。

匹配系统

每个天线在设计时其激励单元的长度都适合于发夹型匹配网络。为了更好地匹配，激励单元的长度可能需要进行微调，特别是如果使用了不同的匹配网络。但不要改变寄生单元的长度或伸缩管子的渐削安排——它们已经被优化到了最佳性能状态，在调节激励单元时不再受影响。

图 11-12 是一架 2 单元 17 m 波段八木天线的激励单元的照片，该天线由 Chunk Hutchinson（K8CH）制作，收录在 ARRL 的《Simple and Fun Antennas for Hams》一书中。主梁每边的铝管的外径为 1 英寸，两个管子通过一个外径为 3/4 英尺的玻璃纤维绝缘体结合在一起。卡盘将绝缘带缠绕在绝缘子上，以保护玻璃纤维不受紫外线的辐射。

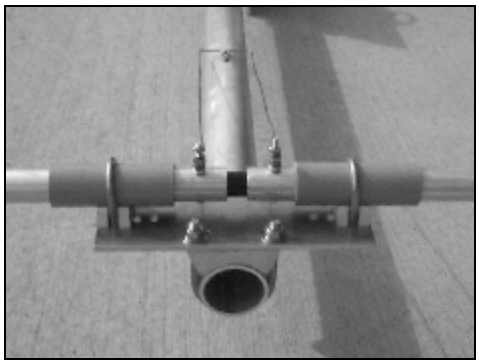


图11-12　一架高频八木天线的典型架设技术。该照片显示了激励单元上的一个发夹型匹配，该激励单元应用了玻璃纤维绝缘子（用果色的乙烯基绝缘带包裹以防紫外线）。围式夹具和鞍件将单元固定在主梁上，而U形螺栓和鞍件将单元固定在从主梁到单元的板子上。灰色的聚氯乙烯套筒使单元与板子绝缘开。馈电同轴电缆与这2个螺栓相连，而这2个螺栓又和发夹型电缆相连。注意，发夹型电缆在另一端接地以消散可能积累起来的静电电荷。

卡盘使用了长 3 英寸，直径 1 英寸的防光照聚氯乙烯管，纵向切开，将灰色部分作为激励单元的外层绝缘子。铝板来自于 DX（远程无线电通信）工程，不锈钢 U 形螺栓和鞍型卡箍也是一样。这些鞍件可以确保在密歇根州的乡村的大风环境中，单元不会绕着 2 英寸外径的主梁旋转。

在图中你可以看到螺栓被用作将中心玻璃纤维绝缘子固定在铝管上，同时也为 12 号发夹型电缆和馈线同轴电缆提供了电气连接，其中馈线同轴电缆主要是采用同轴电缆外部的乙烯基保护层上的铁氧体磁珠来形成一个共模电流型巴伦（图 11-12 没有绘出）。注意，发夹型电缆的中心是采用一块接线片连接到了主梁上，在一定程度上起到了防止静电累积的作用。

11.3.1 10 m 波段八木天线

图 11-13 所示为 8 架 10 m 波段最优八木天线的电气性能，其主梁的长度在 6～60 英尺之间，并且在每个主梁的末端都留有 3 英寸的空间，用来架设反射器和最后的引向器（或者对于 2 单元的设计来说就是激励单元）的支撑板。图 11-13A 所示为每架天线在自由空间的增益相对于频率的变化；图 11-13B 所示的是前后比；

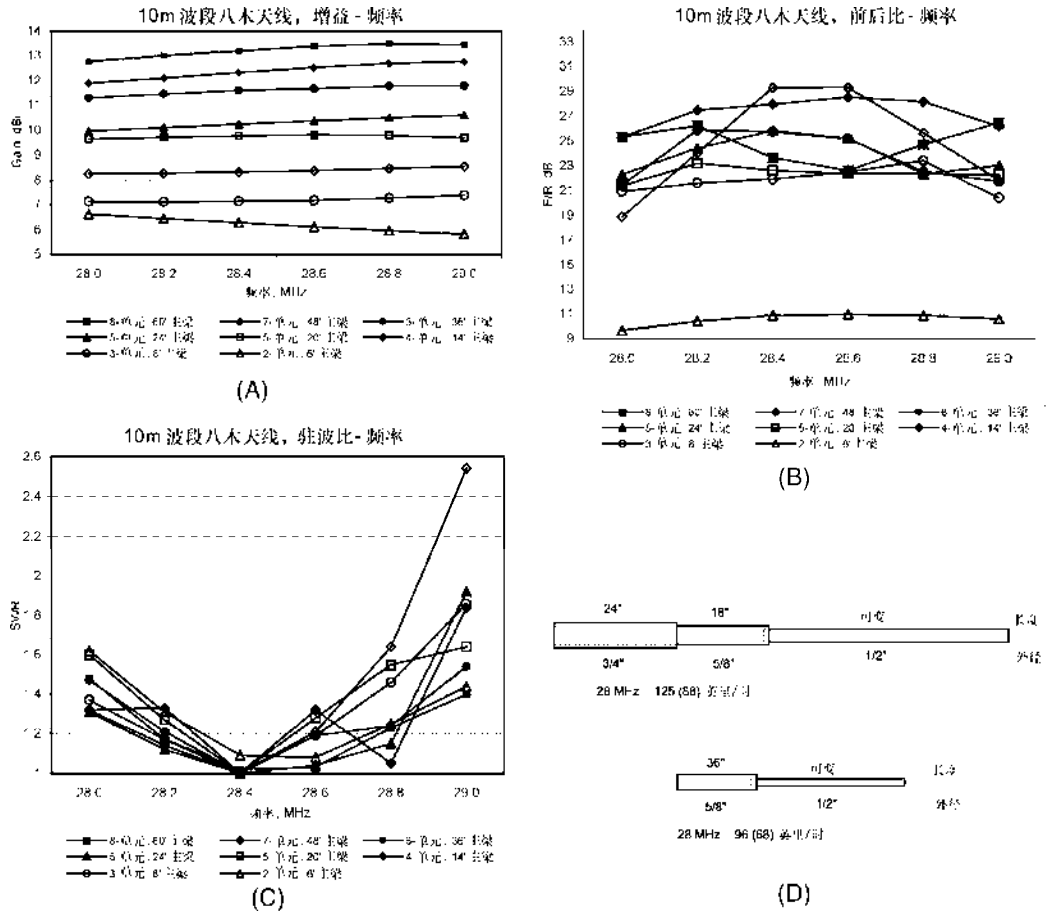


图11-13 10 m波段最优八木天线的增益、前后比和SWR性能随频率的变化。（A）所示为8个主梁长度范围在6～60英尺的10 m波段八木天线的增益随频率的变化。除了其中的2单元的设计外，这些八木天线经优化后，在28.0～28.8 MHz频段范围内前后比优于20 dB，SWR小于2:1。（B）所示为这些天线的前后比随频率的变化。（C）所示为这些天线在频带范围内的SWR。（D）所示为重型和中型的10 m波段的单元的渐削安排。其中重型单元在没有冰冻的情况下能抵御时速125英里的大风，或者是在冰冻半径为1/4英寸的情况下能低御时速88英里的大风。中型单元在没有冰冻的情况下能抵御时速88英里的大风或者是在冰冻半径为1/4英寸的情况下能抵御时速68英里的大风。6061-T6铝管的每段伸缩管的壁厚都是0.058英寸，在每个伸缩连接处的重叠部分为3英寸。

图 11-13C 所示是驻波比相对于频率的变化。每架具有三单元或者更多单元的天线都被设计成能够覆盖 10 m 波段的较低一半频段，即从 28.0～28.8 MHz，同时在该频带范围内其驻波比小于 2:1，前后比大于 20 dB。

图 11-13D 是适用于两种不同类型的 10 m 波段单元的渐削安排图。其中重型设计在没有冰冻的情况下能抵御时速 125 英里的大风，或者是在冰冻半径为 1/4 英寸的情况下能抵御时速 88 英里的大风。中型设计在没有冰冻的情况下能抵御时速 96 英里的大风或者是在冰冻半径为 1/4 英寸的情况下能抵御时速 68 英里的大风。在这些八木天线上，从单元到主梁的支撑板是由厚度为 0.250 英寸，4 英寸宽和 4 英寸长的铝平板制成的。除了绝缘的激励单元外，每个单元都由两个带有鞍型卡箍的不锈钢 U 型螺栓固定在板子的中心。另一组的带有鞍型卡箍的 U 型螺栓用来将支撑板固定在主梁上。

从电气的角度看，每个支撑板等效于一个圆柱体，对于重型单元有效直径为 2.405 英寸，而对于中型单元的有效直径则为 2.310 英寸。主梁每一边的等效长度是 2 英寸。原版书附带光盘上的 YW（Yagi for Windows）计算机建模程序的文件夹中包含有这些尺寸，用来仿真支撑板的效果。

在表 11-1 的第 2 列是沿着主梁呈直线排列的各个相邻单元之间的间距，以反射器为开始位置，反射器本身定义为位于主梁上的 0 参考点位置。不足 30 英寸的天线主梁可以用外径为 2 英寸，壁厚为 0.065 英寸的管子来制作。而 30 英寸以上的设计主梁就要使用外径为 3 英寸的重型管子了。由于每个主梁向每端都有多余的空间，因此实际上常将反射器架设于距离主梁末端 3 英寸远的地方。例如，在 310-08H.YW 设计（在 8 英尺长的主梁上有 3 个单元）中，激励单元位于反射器前方 36 英寸处，而引向器位于激励单元前方 54 英寸处。

表 11-1　　10 m 波段最优八木天线设计

2 单元 10 m 八木天线，6 英尺主梁			
单　元	间　距	重型末端	中型末端
文件名		210-06H.YW	210-06M.YW
反射器	0.000″	66.000″	71.500″
激励单元	66.000″	57.625″	63.000″
3 单元 10 m 八木天线，8 英尺主梁			
单　元	间　距	重型末端	中型末端
文件名		310-08H.YW	310-08M.YW
反射器	0.000″	66.750″	71.875″
激励单元	36.000″	57.625″	62.875″
引向器 1	54.000″	53.125″	58.500″
补偿器	引向器 1 后面 12″	19.000″	18.125″
4 单元 10 m 八木天线，14 英尺主梁			
单　元	间　距	重型末端	中型末端
文件名		410-14H.YW	410-14M.YW
反射器	0.000″	66.000″	72.000″
激励单元	36.000″	58.625″	63.875″
引向器 1	36.000″	57.000″	62.250″
引向器 2	90.000″	47.750″	53.125″
补偿器	引向器 2 后面 12″	22.000″	20.500″
5 单元 10 m 八木天线，24 英尺主梁			
单　元	间　距	重型末端	中型末端
文件名		510-24H.YW	510-24M.YW
反射器	0.000″	65.625″	70.750″
激励单元	36.000″	58.000″	63.250″
引向器 1	36.000″	57.125″	62.375″
引向器 2	99.000″	55.000″	60.250″
引向器 3	111.000″	50.750″	56.125″
补偿器	引向器 3 后面 12″	28.750″	26.750″
6 单元 10 m 八木天线，36 英尺主梁			
单　元	间　距	重型末端	中型末端
文件名		610-36H.YW	610-36M.YW
反射器	0.000″	66.500″	71.500″
激励单元	37.000″	58.500″	64.000″
引向器 1	43.000″	57.125″	62.375″
引向器 2	98.000″	54.875″	60.125″
引向器 3	127.000″	53.875″	59.250″
引向器 4	121.000″	49.875″	55.250″
补偿器	引向器 4 后面 12″	32.000″	29.750″
7 单元 10 m 八木天线，46 英尺主梁			
单　元	间　距	重型末端	中型末端
文件名		710-48H.YW	710-48M.YW
反射器	0.000″	65.375″	70.500″
激励单元	37.000″	59.000″	64.250″
引向器 1	37.000″	57.500″	62.750″
引向器 2	96.000″	54.875″	60.125″
引向器 3	130.000″	52.250″	57.625″
引向器 4	154.000″	52.625″	58.000″
引向器 5	116.000″	49.875″	55.250″
补偿器	引向器 5 后面 12″	35.750″	33.750″
8 单元 10 m 八木天线，60 英尺主梁			
单　元	间　距	重型末端	中型末端
文件名		810-60H.YW	810-60M.YW
反射器	0.000″	65.000″	70.125″
激励单元	42.000″	58.000″	63.500″
引向器 1	37.000″	57.125″	62.375″
引向器 2	87.000″	55.375″	60.625″
引向器 3	126.000″	53.250″	58.625″
引向器 4	141.000″	51.875″	57.250″
引向器 5	157.000″	52.500″	57.875″
引向器 6	121.000″	50.125″	55.500″
补偿器	引向器 6 后面 12″	59.375″	55.125″

这些 10 m 波段的八木天线设计经过优化后在 28.000～28.800 MHz 的频率范围内前后比> 20 dB，其 SWR < 2:1，用于重型单元（抵御每小时 125 英里风速）和中型单元（抵御每小时 96 英里风速）。对于 28.8～29.7 MHz 的覆盖范围，在每个单元末端减去 2.000 英寸，但单元间距不变，如表所示，表中仅给出了单元末端的尺寸，所有尺寸单位为英寸。单元伸缩管安排见图 11-13D。转矩补偿单元是用外径为 2.5 英寸的 PVC 管做的，位于最后一个引向后 12 英寸处。显示的补偿器尺寸是整个长度的一半，中心位于天线主梁上。

表格的下一列给出了重型天线上的可调末端的长度，接着是中型单元的可调末端长度。在上述 310-08H.YW 八木天线的例子中，重型反射器的末端是由外径为 1/2 英寸的管子制成，从外径为 5/8 英寸的管子中伸出 66.750 英寸。注意，管子的每个伸缩段在其相接段中都有 3 英寸的重叠部分，所以反射器的 1/8 英寸外径的管子的总长度为 69.750 英寸。中型反射器的末端从 5/8 英寸外径的管子中伸出 71.875 英寸，总长为 74.875 英寸。正如前文指出的，虽然期望的测量精度要求达到 1/8 英寸，但是尺寸并不是十分严格的。

在每个可变末端列的最后一行是“虚拟单元”转矩补偿器的半长度，该补偿器是用来校正主梁上的不均匀风力载荷的。这个补偿器是用 2.5 英寸外径的聚氯乙烯水管制成，这些管子类似于每个单元上的管子，同样也安装在从单元到主梁的支撑板上。补偿器位于最后的引向器后方 12 英寸处，在 3 单元的 310-08H.YW 中也就是第一引向器。请注意：重型单元与中型单元相比需要更长的转矩补偿器。

11.3.2 12 m 波段八木天线

图 11-14 所示是 7 架优化的 12 m 波段八木天线的电气性能，其主梁的长度在 6～54 英尺。并且在每个主梁的末端也都留有 3 英寸的空间，用来架设反射器和最后引向器（或者是激励单元）的支撑板。由于 12m 波段的频带宽度很窄，因此可以很方便地进行性能优化。图 11-14A 所示为每架天线在自由空间的增益相对于频率的变化曲线图；图 11-14B 所示的是前后比的曲线图；图 11-14C 所示是驻波比相对于频率的变化曲线图。每架具有 3 单元或者更多单元的天线都被设计成能够覆盖 24.89～24.99 MHz 的 12m 窄波段，同时在该频带范围内其驻波比小于 2:1，前后比大于 20 dB。

图 11-14D 是适用于两种不同类型的 12 m 波段单元的渐削安排。其中重型单元的设计在没有冰冻的情况下能抵御时速 123 英里的大风，或者是在冰冻半径为 1/4 英寸的情况下能抵御时速 87 英里的大风。中型单元的设计在没有冰冻的情况下能抵御时速 85 英里的大风或者是在冰冻半径为 1/4 英寸的情况下能抵御时速 61 英里的大风。在这些八木天线上，从单元到主梁的支撑板是由厚度为 0.375 英寸，5 英寸宽和 6 英寸长的平铝板制成的。

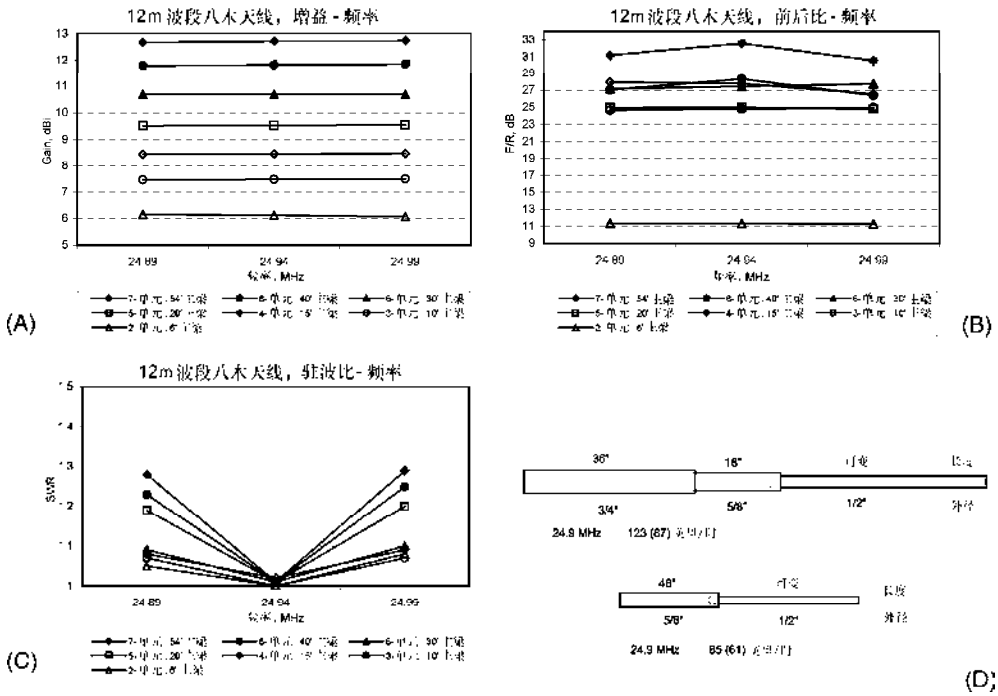


图11-14　12 m波段八木天线的增益、前后比和SWR性能随频率的变化曲线。（A）所示为7个主梁长度范围在6～54英尺的12 m波段八木天线的增益随频率的变化曲线。除了其中的2单元的设计外，这些八木天线经优化后，在24.89～24.99 MHz频段范围内前后比优于20 dB，SWR小于2:1。（B）所示为这些天线的前后比随频率的变化。（C）所示为这些天线在频带范围内的SWR。（D）所示为重型和中型的12 m波段的单元的渐削安排。其中重型单元在没有冰冻的情况下能抵御时速123英里的大风，或者是在冰冻半径为1/4英寸的情况下能抵御时速87英里的大风。中型单元在没有冰冻的情况下能抵御时速85英里的大风或者是在冰冻半径为1/4英寸的情况下能抵御时速61英里的大风。6061-T6铝管的每段伸缩管的壁厚都是0.058英寸，在每个伸缩连接处的重叠部分为3英寸。

表 11-2　　12 m 波段最优八木天线设计

单　元	间　距	重型末端	中型末端
2 单元 12 m 八木天线，6 英尺主梁			
文件名		212-06H.YW	212-06M.YW
反射器	0.000″	67.500″	72.500″
激励单元	66.000″	59.500″	65.000″
3 单元 12 m 八木天线，10 英尺主梁			
单　元	间　距	重型末端	中型末端
文件名		312-10H.YW	312-10M.YW
反射器	0.000″	69.000″	73.875″
激励单元	40.000″	60.250″	65.250″
引向器 1	74.000″	54.000″	59.125″
补偿器	引向器 1 后面 12″	13.625″	12.000″
4 单元 12 m 八木天线，15 英尺主梁			
单　元	间　距	重型末端	中型末端
文件名		412-15H.YW	412-15M.YW
反射器	0.000″	66.875″	71.875″
激励单元	46.000″	61.000″	66.000″
引向器 1	46.000″	58.625″	63.750″
引向器 2	82.000″	50.875″	56.125″
补偿器	引向器 2 后面 12″	16.375″	14.500″
5 单元 12 m 八木天线，20 英尺主梁			
单　元	间　距	重型末端	中型末端
文件名		512-20H.YW	512-20M.YW
反射器	0.000″	69.750″	74.625″
激励单元	46.000″	62.250″	67.000″
引向器 1	46.000″	60.500″	65.500″
引向器 2	48.000″	55.000″	60.625″
引向器 3	94.000″	54.625″	59.750″
补偿器	引向器 3 后面 12″	22.125″	19.625″
6 单元 12 m 八木天线，30 英尺主梁			
单　元	间　距	重型末端	中型末端
文件名		612-30H.YW	612-30M.YW
反射器	0.000″	68.125″	73.000″
激励单元	46.000″	61.750″	66.750″
引向器 1	46.000″	60.250″	65.250″
引向器 2	73.000″	52.375″	57.625″
引向器 3	75.000″	57.625″	62.750″
引向器 4	114.000″	53.625″	58.750″
补偿器	引向器 4 后面 12″	30.000″	26.250″
6 单元 12 m 八木天线，40 英尺主梁			
单　元	间　距	重型末端	中型末端
文件名		612-40H.YW	612-40M.YW
反射器	0.000″	67.000″	71.875″
激励单元	46.000″	60.125″	65.500″
引向器 1	46.000″	57.375″	62.500″
引向器 2	91.000″	57.375″	62.500″
引向器 3	157.000″	57.000″	62.125″
引向器 4	134.000″	54.375″	59.500″
补偿器	引向器 4 后面 12″	36.500″	31.625″
7 单元 12 m 八木天线，54 英尺主梁			
单　元	间　距	重型末端	中型末端
文件名		712-54H.YW	712-54M.YW
反射器	0.000″	68.000″	73.000″
激励单元	46.000″	60.500″	65.500″
引向器 1	46.000″	56.750″	61.875″
引向器 2	75.000″	58.000″	63.125″
引向器 3	161.000″	55.625″	60.750″
引向器 4	174.000″	56.000″	61.125″
引向器 5	140.000″	53.125″	58.375″
补偿器	引向器 5 后面 12″	43.125″	37.500″

这些 12 m 波段的八木天线设计经过优化后在 24.890～24.990 MHz 的整个频率范围内前后比> 20 dB 且 SWR < 2:1，用于重型单元（抵御每小时 123 英里风速）和中型单元（抵御每小时 85 英里风速）。表中仅给出了单元末端的尺寸，所有尺寸单位为英寸。单元伸缩管安排见图 11-14D。转矩补偿单元是用外径为 2.5 英寸的聚氧乙烯水管做的，位于最后一个引向器后 12 英寸处。显示的补偿器尺寸是整个长度的一半，其中心位于天线主梁处。

从电气的角度看，每个支撑板等效于一个圆柱体，对于重型单元，其有效直径是 2.945 英寸，对于中型单元，有效直径为 2.857 英寸。主梁每一边的等效长度是 3 英寸。同样，转矩补偿器也位于最后的引向器后方 12 英寸处。

11.3.3 15 m 波段八木天线

图 11-15 所示是 8 架优化的 15 m 波段八木天线的电气性能，其主梁的长度在 6～80 英尺。并且在每个主梁的末端也都留有 3 英寸的空间，用来架设反射器和最后引向器（或者是激励单元）的支撑板。图 11-15A 所示为每架天线在自由空间的增益相对于频率的变化；图 11-15B 所示是最差前后比；图 11-15C 所示是驻波比随频率的变化曲线图。每架 3 单元或者更多单元的天线都被设计成能够覆盖从 21.000～21.450 MHz 的整个 15m 波段，同时在该频带范围内它们的驻波比小于 2:1，前后比大于 20 dB。

图 11-15D 是适用于两种不同类型的 15 m 波段单元的渐削安排。其中重型单元的设计在没有冰冻的情况下能抵御时速 124 英里的大风，或者是在冰冻半径为 1/4 英寸的情况下能抵御时速 90 英里的大风。中型单元的设计

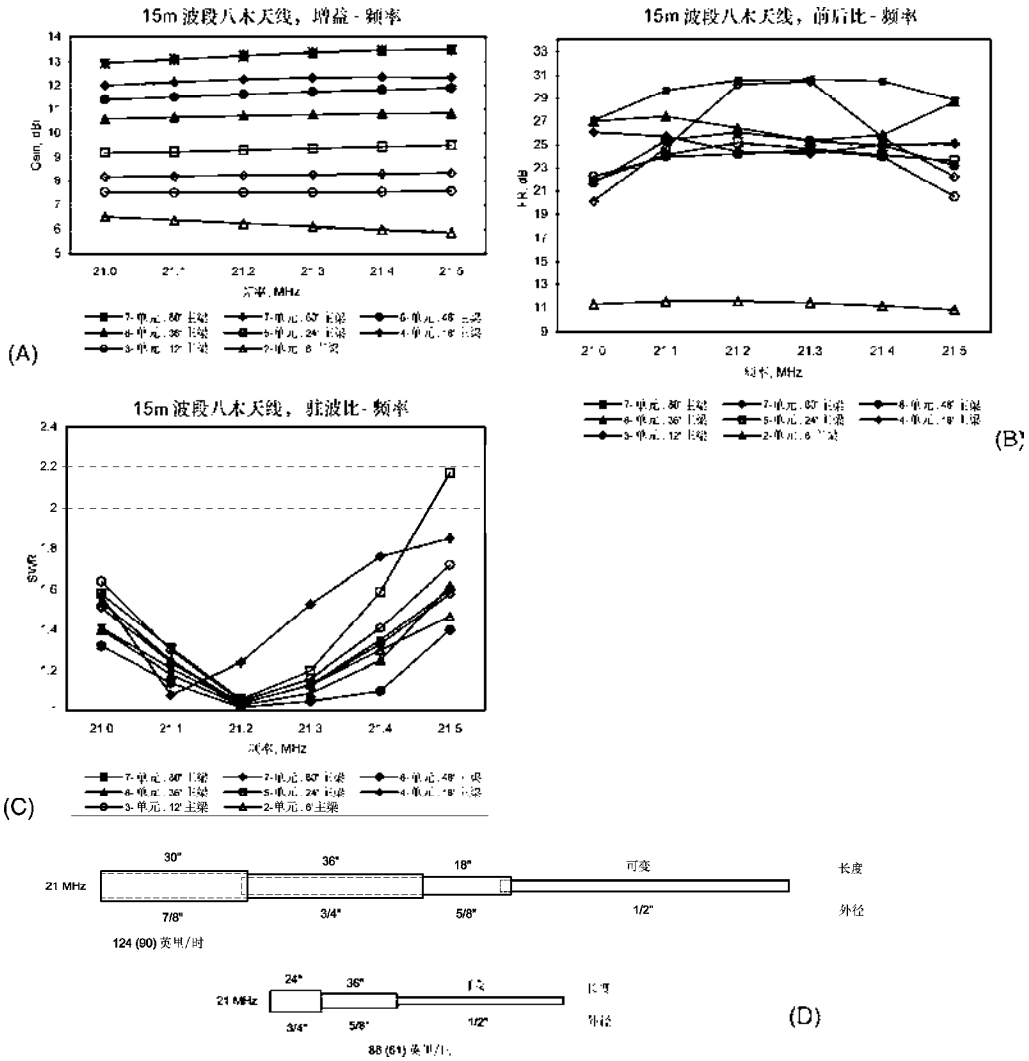


图11-15　优化的15 m波段八木天线的增益、前后比和SWR性能随频率的变化曲线。（A）所示为8个主梁长度范围在6～80 英尺的15 m波段八木天线的增益随频率的变化曲线。除了其中的2单元的设计外，这些八木天线经优化后，在21.0～21.45 MHz段范围内前后比优于20 dB，SWR小于2:1。（B）所示为这些天线在频带范围的前后比随频率的变化。（C）所示为这些天线在频带范围内的SWR。（D）所示为重型和中型的12米波段的单元的渐削安排。其中重型单元的设计在没有冰冻的情况下能抵御时速124英里的大风，或者是在冰冻半径为1/4英寸的情况下能抵御时速90英里的大风。中型单元在没有冰冻的情况下能抵御时速86英里的大风或者是在冰冻半径为1/4英寸的情况下能抵御时速61英里的大风。6061-T6铝管的每段伸缩管的壁厚都是0.058英寸，在每个伸缩连接处的重叠部分为3英寸。

表 11-3　优化的 15 m 波段八木天线设计

单元	间距	重型末端	中型末端
2 单元 15 m 八木天线，6 英尺主梁			
文件名		215-06H.YW	215-06M.YW
反射器	0.000″	62.000″	85.000″
激励单元	66.000″	51.000″	74.000″
3 单元 15 m 八木天线，12 英尺主梁			
文件名		315-12H.YW	315-12M.YW
反射器	0.000″	62.000″	84.250″
激励单元	48.000″	51.000″	73.750″
引向器 1	92.000″	43.500″	66.750″
补偿器	引向器 1 后面 12″	34.750″	37.625″
4 单元 15 m 八木天线，18 英尺主梁			
文件名		415-18H.YW	415-18M.YW
反射器	0.000″	61.000″	83.500″
激励单元	56.000″	51.500″	74.500″
引向器 1	56.000″	48.000″	71.125″
引向器 2	98.000″	36.625″	60.250″
补偿器	引向器 2 后面 12″	20.875″	18.625″
4 单元 15 m 八木天线，24 英尺主梁			
文件名		515-24H.YW	515-24M.YW
反射器	0.000″	62.000″	84.375″
激励单元	48.000″	52.375″	75.250″
引向器 1	48.000″	47.875″	71.000″
引向器 2	52.000″	47.000″	70.125″
引向器 3	134.000″	41.000″	64.375″
补偿器	引向器 3 后面 12″	40.250″	35.125″
6 单元 15 m 八木天线，36 英尺主梁			
文件名		615-36H.YW	615-36M.YW
反射器	0.000″	61.000″	83.375″
激励单元	53.000″	52.000″	75.000″
引向器 1	56.000″	49.125″	72.125″
引向器 2	59.000″	45.125″	68.375″
引向器 3	116.000″	47.875″	71.000″
引向器 4	142.000″	42.000″	65.375″
补偿器	引向器 4 后面 12″	45.500″	39.750″
7 单元 15 m 八木天线，48 英尺主梁			
文件名		615-48H.YW	615-48M.YW
反射器	0.000″	62.000″	84.000″
激励单元	48.000″	52.000″	75.000″
引向器 1	48.000″	51.250″	74.125″
引向器 2	125.000″	48.000″	71.125″
引向器 3	190.000″	45.500″	68.750″
引向器 4	161.000″	42.000″	65.375″
补偿器	引向器 4 后面 12″	51.500″	45.375″
7 单元 15 m 八木天线，60 英尺主梁			
文件名		715-60H.YW	715-60M.YW
反射器	0.000″	59.750″	82.250″
激励单元	48.000″	52.000″	75.000″
引向器 1	48.000″	52.000″	74.875″
引向器 2	93.000″	49.500″	72.500″
引向器 3	173.000″	44.125″	67.375″
引向器 4	197.000″	45.500″	68.750″
引向器 5	155.000″	41.750″	62.125″
补偿器	引向器 5 后面 12″	58.500″	51.000″
8 单元 15 m 八木天线，80 英尺主梁			
文件名		815-80H.YW	815-80M.YW
反射器	0.000″	62.000″	84.000″
激励单元	56.000″	52.500″	75.500″
引向器 1	48.000″	51.500″	74.375″
引向器 2	115.000″	48.375″	71.500″
引向器 3	164.000″	45.750″	69.000″
引向器 4	202.000″	43.125″	66.500″
引向器 5	206.000″	44.750″	68.000″
引向器 6	163.000″	40.875″	64.250″
补偿器	引向器 6 后面 12″	95.000″	83.375″

这些 15 m 波段的八木天线设计经优化后在 21.000 ～ 21.450 MHz 的整个频率范围内前后比> 20 dB 且 SWR < 2:1，用于重型单元（抵御每小时 124 英里风速）和中型单元（抵御每小时 86 英里风速）。表中仅给出了单元末端的尺寸，所有尺寸单位为英寸。单元伸缩管安排见图 11-15D。转矩补偿单元是用外径为 2.5 英寸的聚氯乙烯水管做的，位于最后一个引向器后 12 英寸处。显示的补偿器尺寸是整个长度的一半，其中心位于天线主梁处。

在没有冰冻的情况下可抵御时速86英里的大风或者是在冰冻半径为1/4英寸的情况下可抵御时速61英里的大风。在这些八木天线上，从单元到主梁的支撑板是由厚度为0.375英寸，5英寸宽和6英寸长的平铝板制成的。

从电气的角度看，每个支撑板等效于一个圆柱体，对于重型单元，其有效直径是3.036 2英寸，而对于中型单元，有效直径为2.944 7英寸。主梁每一边的等效长度为3英寸。同样，转矩补偿器也位于最后的引向器后方12英寸处。

11.3.4 17 m波段八木天线

图11-16所示是6架优化的17 m波段八木天线的电气性能，其主梁的长度在6～60英尺。同样，在每个主梁的末端也都留有3英寸的空间，用来架设反射器和最后引向器（或者是激励单元）的支撑板。图11-16A所示为每架天线在自由空间的增益相对于频率的变化曲线图；图11-16B所示是最差前后比曲线图；图11-16C所示是驻波比随频率的变化曲线图。每架3单元或者更

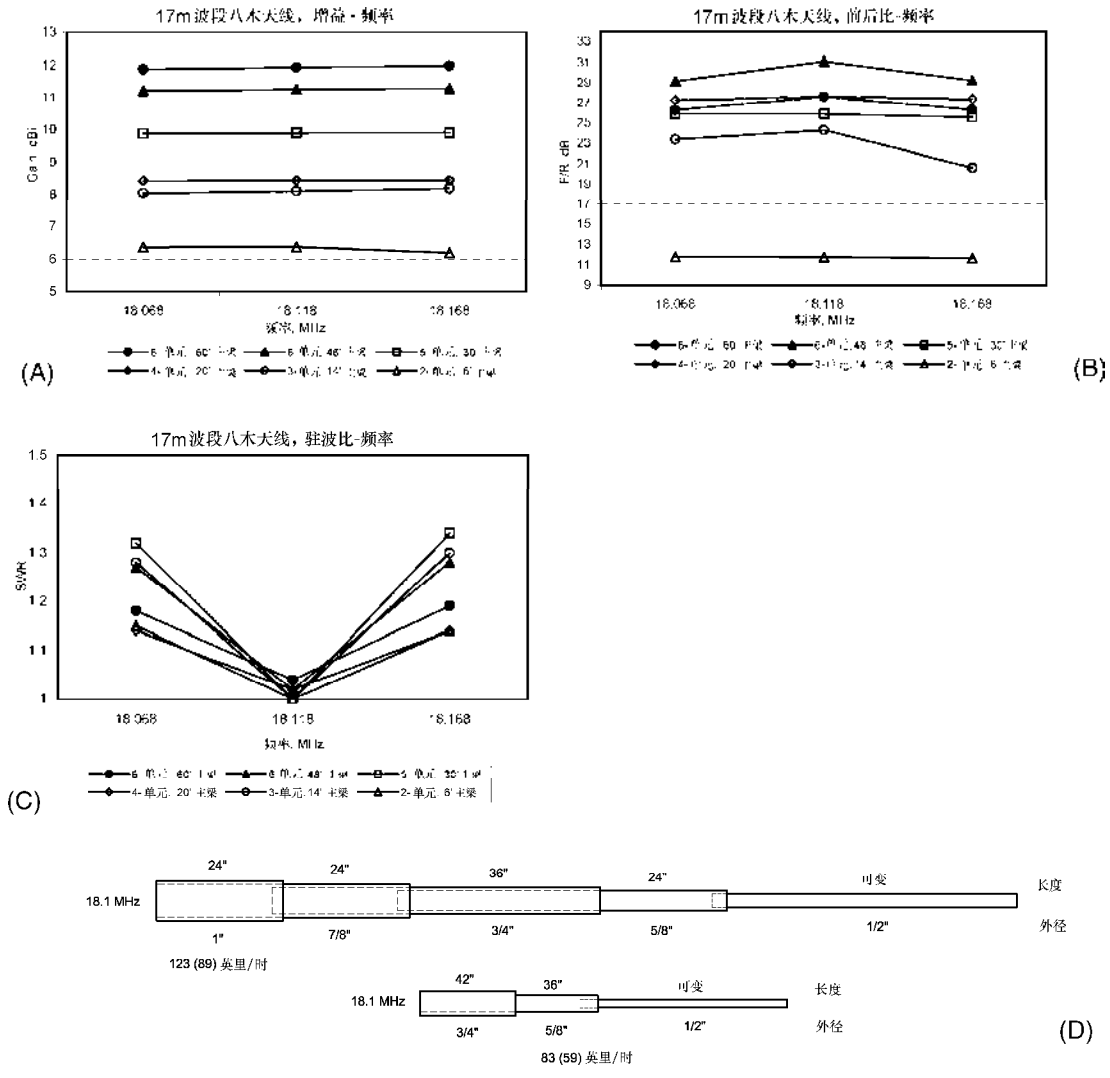


图11-16　优化的17 m波段八木天线的增益、前后比和SWR性能随频率的变化曲线。（A）所示为6个主梁长度范围在6～60英尺的17 m波段八木天线的增益随频率的变化曲线。除了其中的2单元的设计外，这些八木天线经优化后，在18.068～18.168 MHz频段范围内前后比优于20 dB，SWR小于2:1。（B）所示为这些天线在频带范围的前后比随频率的变化。（C）所示为这些天线在频带范围内的SWR。（D）所示为重型和中型的17 m波段的单元的渐削安排。其中重型单元在没有冰冻的情况下能抵御时速123英里的大风，或者是在冰冻半径为1/4英寸的情况下能抵御时速89英里的大风。中型单元在没有冰冻的情况下可抵御时速83英里的大风或者是在冰冻半径为1/4英寸的情况下能抵御时速59英里的大风。6061-T6铝管的每段伸缩管的壁厚都是0.058英寸，在每个伸缩连接处的重叠部分为3英寸。

多单元的天线都被设计成能够覆盖 18.068～18.168 MHz 的整个 17m 波段，同时在该频带范围内他们的驻波比小于 2:1，前后比大于 20 dB。

图 11-16D 是适用于两种不同类型的 17 m 波段天线单元的渐削安排。其中重型单元的设计在没有冰冻的情况下能抵御时速 123 英里的大风，或者是在冰冻半径为 1/4 英寸的情况下可抵御时速 83 英里的大风。中型单元的设计在没有冰冻的情况下能抵御时速 83 英里的大风或者是在冰冻半径为 1/4 英寸的情况下能抵御时速 59 英里的大风。在这些天线上，从单元到主梁的支撑板是由厚度为 0.375 英寸、6 英寸宽和 8 英寸长的平铝板制成的。从电气的角度看，每个支撑板等效于一个圆柱体，对于重型单元，其有效直径是 3.512 2 英寸，对于中型单元，有效直径为 3.329 9 英寸。主梁每一边的等效长度为 4 英寸。同样，转矩补偿器也位于最后的引向器后方 12 英寸之处。

11.3.5　20 m 波段八木天线

图 11-17 所示是 8 架优化的 20 m 波段八木天线的电气性能，其主梁的长度在 8～80 英尺之间。同样，在每个大梁的末端也都留有 3 英寸的空间，用来架设反射器和最后的引向器（或者是激励单元）的支撑板。图 11-17A 所示为每架天线在自由空间的增益相对于频率的变化曲线图；图 11-17B 所示是前后比曲线图；图 11-17C 所示是驻波比随频率的变化曲线图。每架具有 3 单元或者更多单元的天线都被设计成能够覆盖 14.000～14.350 MHz 的整个 20m 波段，同时在该频带范围内它们的驻波比小于 2:1，前后比大于 20 dB。

图 11-17D 是适用于 2 种不同类型的 20 m 波段天线单元的渐削安排。其中重型单元的设计在没有冰冻的情况下能抵御时速 122 英里的大风，或者是在冰冻半径为 1/4 英寸的情况下能抵御时速 89 英里的大风。中型单元的设计在没有冰冻的情况下能抵御时速 82 英里的大风或者是在冰冻半径为 1/4 英寸的情况下能抵御时速 60 英里的大风。在这些八木天线上，从单元到主梁的支撑板是由厚度为 0.375 英寸、6 英寸宽和 8 英寸长的平铝板制成的。从电气的角度看，每个支撑板等效于一个圆柱体，对于重型单元，其有效直径是 3.706 3 英寸；对于中型单元，有效直径为 3.419 4 英寸。主梁每一边的等效长度为 4 英寸。同样，转矩补偿器也位于最后的引向器后方 12 英寸之处。

11.3.6　30 m 波段八木天线

图 11-18 所示是 3 架优化的 30 m 波段八木天线的电气性能，其主梁的长度在 15～34 英尺。在该波段上的八木天线，由于单元尺寸和重量的原因，这里只讨论 2 单元和 3 单元的设计。2 单元天线在 10.100～10.150 MHz 的频带范围内的前后比要求被放宽到了大于 10 dB，而 3 单元的设计则要求该前后比在这一频带范围内大于 20 dB。

同样，在每个主梁的末端也都留有 3 英寸的空间，用来架设反射器和最后引向器的支撑板。图 11-18A 所示为每架天线在自由空间的增益相对于频率的变化曲线图；图 11-18B 所示是最差前后比曲线图；图 11-18C 所示是驻波比随频率的变化。

图 11-18D 显示了 30 m 波段单元的渐削安排。注意前两段管子的壁厚为 0.083 英寸，而不是 0.058 英寸。该重型单元的设计在没有冰冻的情况下能抵御时速 107 英里的大风，或者是在冰冻半径为 1/4 英寸的情况下能抵御时速为 93 英里的大风。在这些八木天线上，从单元到主梁的支撑板是由厚度为 0.500 英寸、6 英寸宽和 24 英寸长的平铝板制成的。从电气的角度看，支撑板等效于一个有效直径为 4.684 英寸的圆柱体。在主梁每一边的等效长度是 12 英寸。这些设计都不需要转矩补偿器。

表 11-4　　**17 m 波段最优八木天线设计**

2 单元 17 m 八木天线，6 英尺主梁			
单　元	间　距	重 型 末 端	中 型 末 端
文件名		217-06H.YW	217-06M.YW
反射器	0.000″	61.000″	89.000″
激励单元	66.000″	48.000″	76.250″
3 单元 17 m 八木天线，14 英尺主梁			
单　元	间　距	重 型 末 端	中 型 末 端
文件名		317-14H.YW	317-14M.YW
反射器	0.000″	61.500″	91.500″

续表

单元	间距	重型末端	中型末端
3 单元 17 m 八木天线，14 英尺主梁			
激励单元	65.000″	52.000″	79.500″
引向器 1	97.000″	46.000″	73.000″
补偿器	引向器 1 后面 12″	12.625″	10.750″
4 单元 17 m 八木天线，20 英尺主梁			
文件名		417-20H.YW	417-20M.YW
反射器	0.000″	61.500″	89.500″
激励单元	48.000″	54.250″	82.625″
引向器 1	48.000″	52.625″	81.125″
引向器 2	138.000″	40.500″	69.625″
补偿器	引向器 2 后面 12″	42.500″	36.250″
5 单元 17 m 八木天线，30 英尺主梁			
文件名		517-30H.YW	517-30M.YW
反射器	0.000″	61.875″	89.875″
激励单元	48.000″	52.250″	80.500″
引向器 1	52.000″	49.625″	78.250″
引向器 2	93.000″	49.875″	78.500″
引向器 3	161.000″	43.500″	72.500″
补偿器	引向器 3 后面 12″	54.375″	45.875″
6 单元 17 m 八木天线，48 英尺主梁			
文件名		617-48H.YW	617-48M.YW
反射器	0.000″	63.000″	90.250″
激励单元	52.000″	52.500″	80.500″
引向器 1	51.000″	45.500″	74.375″
引向器 2	87.000″	47.875″	76.625″
引向器 3	204.000″	47.000″	75.875″
引向器 4	176.000″	42.000″	71.125″
补偿器	引向器 4 后面 12″	68.250″	57.500″
6 单元 17 m 八木天线，60 英尺主梁			
单元	间距	重型末端	中型末端
文件名		617-60H.YW	617-60M.YW
反射器	0.000″	61.250″	89.250″
激励单元	54.000″	54.750″	83.125″
引向器 1	54.000″	52.250″	80.750″
引向器 2	180.000″	46.000″	74.875″
引向器 3	235.000″	44.625″	73.625″
引向器 4	191.000″	41.500″	70.625″
补偿器	引向器 4 后面 12″	62.875″	53.000″

这些 17 m 波段的八木天线设计经优化后在 18.068～18.168 MHz 的整个频率范围内前后比> 20 dB 且 SWR < 2:1，用于重型单元（抵御每小时 123 英里风速）和中型单元（抵御每小时 83 英里风速）。表中仅给出了单元末端的尺寸，所有尺寸单位为英寸。转矩补偿单元是用外径为 2.5 英寸的聚氯乙烯水管做的，位于最后一个引向器后 12 英寸处。显示的补偿器尺寸是整个长度的一半，中心位于天线主梁处。

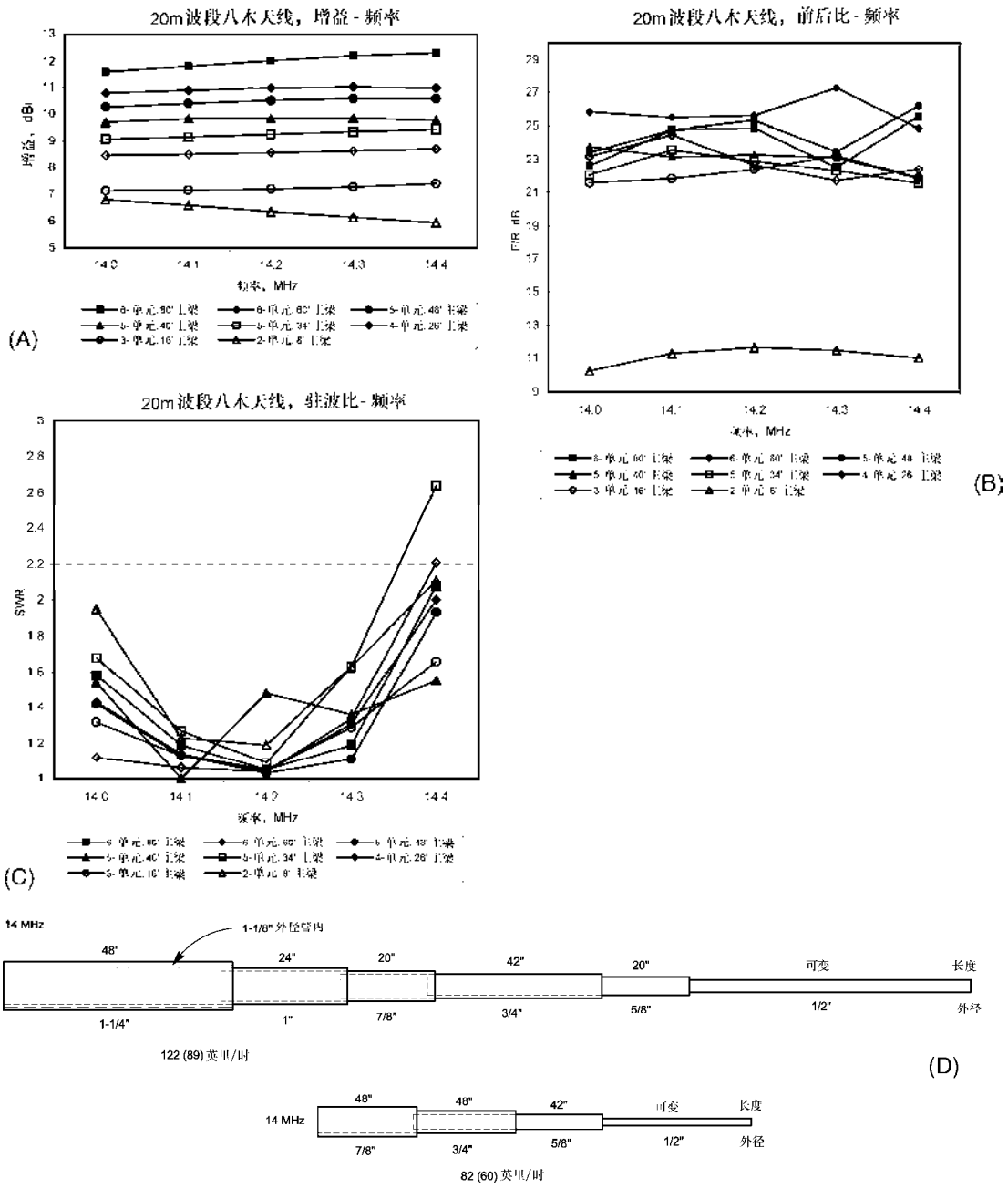


图11-17　优化的20 m波段八木天线的增益、前后比和SWR性能随频率的变化曲线。（A）所示为8个主梁长度范围在8～80英尺的20 m波段八木天线的增益随频率的变化曲线。除了其中的2单元的设计外，这些八木天线都经优化后，在14.0～14.35 MHz频段范围内前后比优于20 dB，SWR小于2:1。（B）所示为这些天线在频带范围的前后比随频率的变化。（C）所示为这些天线在频带范围内的SWR。（D）所示为重型和中型的20 m波段的单元的渐削分布。其中重型单元在没有冰冻的情况下能抵御时速122英里的大风，或者是在冰冻半径为1/4英寸的情况下能抵御时速89英里的大风。中型单元在没有冰冻的情况下能抵御时速82英里的大风或者是在冰冻半径为1/4英寸的情况下能抵御时速60英里的大风。6061-T6铝管的每段伸缩管的壁厚都是0.058英寸，在每个伸缩连接处的重叠部分为3英寸。

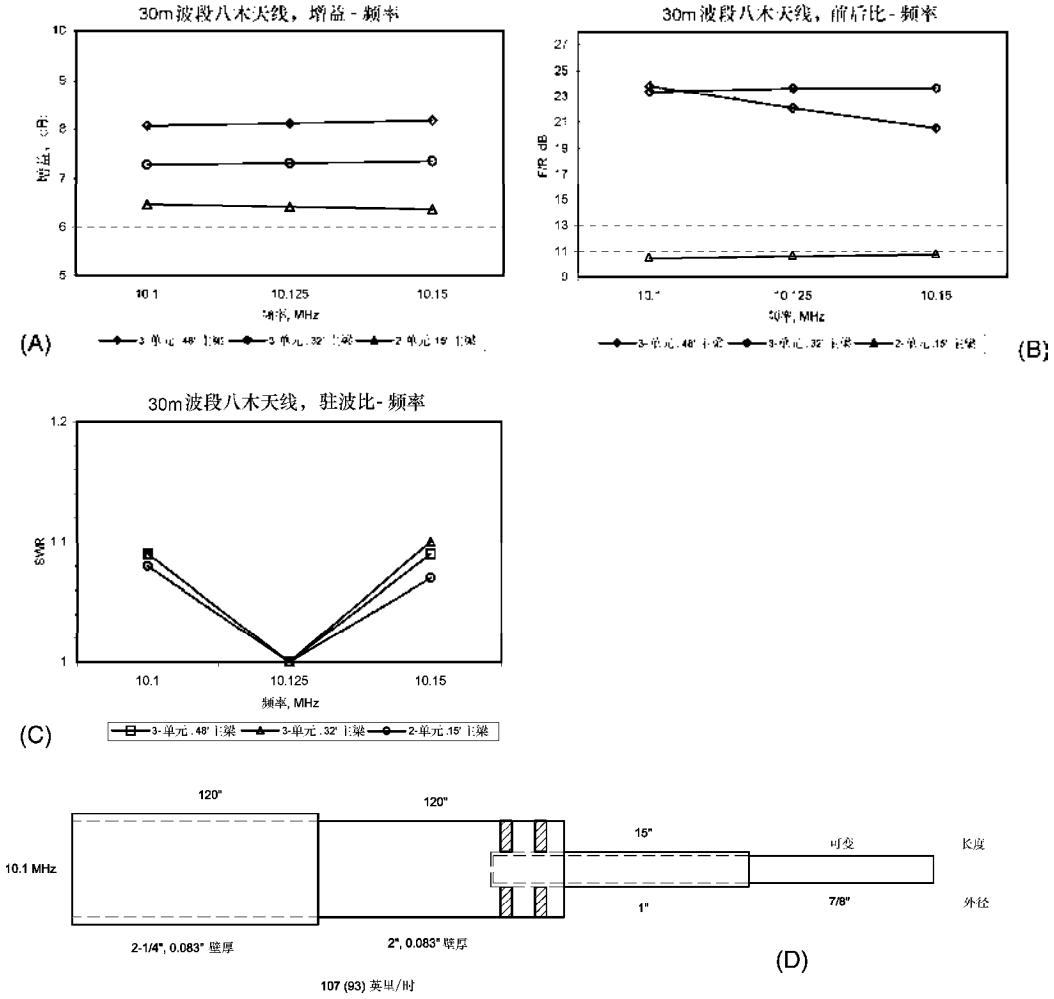


图11-18　优化的30 m波段八木天线的增益、前后比和SWR性能随频率的变化曲线。（A）所示为3个主梁长度范围在15～34英尺的30 m波段八木天线的增益随频率的变化曲线。除了其中的2单元的设计外，这些八木天线经优化后，在10.1～10.15 MHz频带前后比优于10 dB，SWR小于2:1。（B）所示为这些天线在频带范围的前后比随频率的变化。（C）所示为这些天线在频带范围内的SWR。（D）所示为重型的30 m波段的单元的渐削安排，它在没有冰冻的情况下能抵御时速107英里的大风，或者在冰冻半径为1/4英寸的情况下能抵御时速为93英里的大风。除壁厚为0.083英寸的2.25英寸和2英寸段之处，6061-T6铝管的其他段伸缩管的壁厚都是0.058英寸，在带有7/8英寸段的1英寸的伸缩连接处的重叠部分是完全的。2英寸段使用了两段经机械加工的异径接头来容纳1英寸的管子。

11.3.7　40 m 波段天线

图 11-19 所示是 3 架优化的 40 m 波段八木天线的电气性能，其主梁的长度在 20～48 英尺之间。和 30 m 波段天线一样，40 m 波段八木天线的尺寸和重量，这里只讨论 2 单元和 3 单元的设计。2 单元天线在 7.000～7.300 MHz 的频带范围内的前后比要求被放宽到了大于 10 dB，而 3 单元的设计则要求该前后比在 7.000～7.200 MHz 的频带范围内为 20 dB。采用了单元设计时若不牺牲大量增益想要使前后比在整个 40m 波段上保持在 20 dB 以上是极其困难的。

同样，在每个主梁的末端也都留有 3 英寸的空间，用来架设反射器和最后引向器的支撑板。图 11-19A 所示为每架天线在自由空间的增益相对于频率的变化曲线图；图 11-19B 所示是前后比曲线图；图 11-19C 所示是驻波比随频率的变化曲线图。

图 11-19D 显示了 40 m 波段单元天线单元的渐削安排。注意前两段管子的壁厚为 0.083 英寸，而不是 0.058 英寸。该单元的设计在没有冰冻的情况下能抵御时速为 93 英里的大风，或者是在冰冻半径为 1/4 英寸的情况下能抵御时速为 69 英里的大风。在这些天线上，从单元到主梁的支撑板是由厚度为 0.500 英寸，6 英寸宽和 24 英寸长的平铝板制成的。从电气的角度看，每个支撑板等效于一个有效直径为 4.684 英寸的圆柱体。在主梁每一边的等效长度是 12 英寸。这些天线都不需要转矩补偿器。

表 11-5　　20 m 波段最优八木天线设计

2 单元 20 m 八木天线，8 英尺主梁

单　元	间　距	重型末端	中型末端
文件名		220-08H.YW	220-08M.YW
反射器	0.000″	66.000″	80.000″
激励单元	90.000″	46.000″	59.000″

3 单元 20 m 八木天线，16 英尺主梁

单　元	间　距	重型末端	中型末端
文件名		320-16H.YW	320-16M.YW
反射器	0.000″	69.625″	81.625″
激励单元	80.000″	51.250″	64.500″
引向器 1	106.000″	42.625″	56.375″
补偿器	引向器 1 后面 12″	33.375″	38.250″

4 单元 20 m 八木天线，26 英尺主梁

单　元	间　距	重型末端	中型末端
文件名		420-26H.YW	420-26M.YW
反射器	0.000″	65.625″	78.000″
激励单元	72.000″	53.375″	65.375″
引向器 1	60.000″	51.750″	63.875″
引向器 2	174.000″	38.625″	51.500″
补偿器	引向器 2 后面 12″	54.250″	44.250″

5 单元 20 m 八木天线，34 英尺主梁

单　元	间　距	重型末端	中型末端
文件名		520-34H.YW	520-34M.YW
反射器	0.000″	68.625″	80.750″
激励单元	72.000″	52.250″	65.500″
引向器 1	71.000″	45.875″	59.375″
引向器 2	68.000″	45.875″	59.375″
引向器 3	191.000″	37.000″	51.000″
补偿器	引向器 3 后面 12″	69.250″	56.250″

5 单元 20 m 八木天线，40 英尺主梁

单　元	间　距	重型末端	中型末端
文件名		520-40H.YW	520-40M.YW
反射器	0.000″	68.375″	80.500″
激励单元	72.000″	53.500″	66.625″
引向器 1	72.000″	51.500″	64.625″
引向器 2	139.000″	48.375″	61.750″
引向器 3	191.000″	38.000″	52.000″
补偿器	引向器 3 后面 12″	69.750″	56.750″

5 单元 20 m 八木天线，48 英尺主梁

单　元	间　距	重型末端	中型末端
文件名		50-48H.YW	520-48M.YW
反射器	0.000″	66.250″	78.500″
激励单元	72.000″	53.000″	66.000″
引向器 1	88.000″	50.500″	63.750″
引向器 2	199.000″	47.375″	60.875″
引向器 3	211.000″	39.750″	53.625″
补偿器	引向器 3 后面 12″	70.325″	57.325″

6 单元 20 m 八木天线，60 英尺主梁

单　元	间　距	重型末端	中型末端
文件名		620-60H.YW	620-60M.YW
反射器	0.000″	67.000″	79.250″
激励单元	84.000″	51.500″	65.000″
引向器 1	91.000″	45.125″	58.750″
引向器 2	130.000″	41.375″	55.125″
引向器 3	210.000″	46.875″	60.375″
引向器 4	199.000″	39.125″	53.000″
补偿器	引向器 4 后面 12″	72.875″	59.250″

6 单元 20 m 八木天线，80 英尺主梁

单　元	间　距	重型末端	中型末端
文件名		620-80H.YW	620-80M.YW
反射器	0.000″	66.125″	78.375″
激励单元	72.000″	52.375″	65.500″
引向器 1	122.000″	49.125″	62.500″
引向器 2	229.000″	44.500″	58.125″
引向器 3	291.000″	42.625″	56.375″
引向器 4	240.000″	38.750″	52.625″
补偿器	引向器 4 后面 12″	78.750″	64.125″

这些 20 m 波段的八木天线设计经过优化后，在 14.000~14.350 MHz 的整个频率范围内前后比> 20 dB 且 SWR < 2:1，用于重型单元（抵御每小时 122 英里风速）和中型单元（抵御每小时 82 英里风速）。表中仅给出了单元末端的尺寸。单元伸缩管安排见图 17。所有尺寸单位为英寸。转矩补偿单元是用外径为 2.5 英寸的聚氯乙烯水管做的，位于最后一个引向器后 12 英寸处。显示的补偿器尺寸是整个长度的一半，中心位于天线主梁处

表 11-6　优化的 30 m 波段八木天线设计

2 单元 30 m 八木天线 15 英尺主梁		
单　元	间　距	重 型 末 端
文件名		230-15H.YW
反射器	0.000″	50.250″
激励单元	174.000″	14.875″
3 单元 30 m 八木天线 22 英尺主梁		
单　元	间　距	重 型 末 端
文件名		330-22H.YW
反射器	0.000″	59.375″
激励单元	135.000″	35.000″
引向器 1	123.000″	19.625″
3 单元 30 m 八木天线 34 英尺主梁		
单　元	间　距	重 型 末 端
文件名		330-34H.YW
反射器	0.000″	53.750″
激励单元	212″	29.000″
引向器 1	190″	14.500″

这些30 m 波段八木天线经优化后,在整个10.100～10.150 MHz 频域范围内 F/R 大于 10 dB，SWR 小于 2:1，天线为重型单元（可抵御时速 105 英里的大风）。表中只给出了单元尖端尺寸。伸缩单元安排见图 11-18（D）。所有尺寸以英寸为单位。无需转矩补偿单元。

表 11-7　优化的 40 m 波段八木天线设计

2 单元 40 m 八木天线 20 英尺主梁		
单　元	间　距	重 型 末 端
文件名		240-20H.YW
反射器	0.000″	85.000″
激励单元	234.000″	35.000″
3 单元 40 m 八木天线 32 英尺主梁		
单　元	间　距	重 型 末 端
文件名		340-32H.YW
反射器	0.000″	90.750″
激励单元	196.000″	55.875″
引向器/	182.000″	33.875″
3 单元 40 m 八木天线 48 英尺主梁		
单　元	间　距	重 型 末 端
文件名		340-32H.YW
反射器	0.000″	81.000″
激励单元	300.000″	45.000″
引向器/	270.000″	21.000″

这些 40 m 波段八木天线经优化后，在整个 7.000~7.200 MHz 频域范围内 F/R 大于 10 dB，SWR 小于 2:1，天线为重型单元（可抵御时速 95 英里的大风）。表中只给出了单元尖端尺寸。伸缩单元安排见图 11-19（D）。所有尺寸以英寸为单位。无需转矩补偿单元。

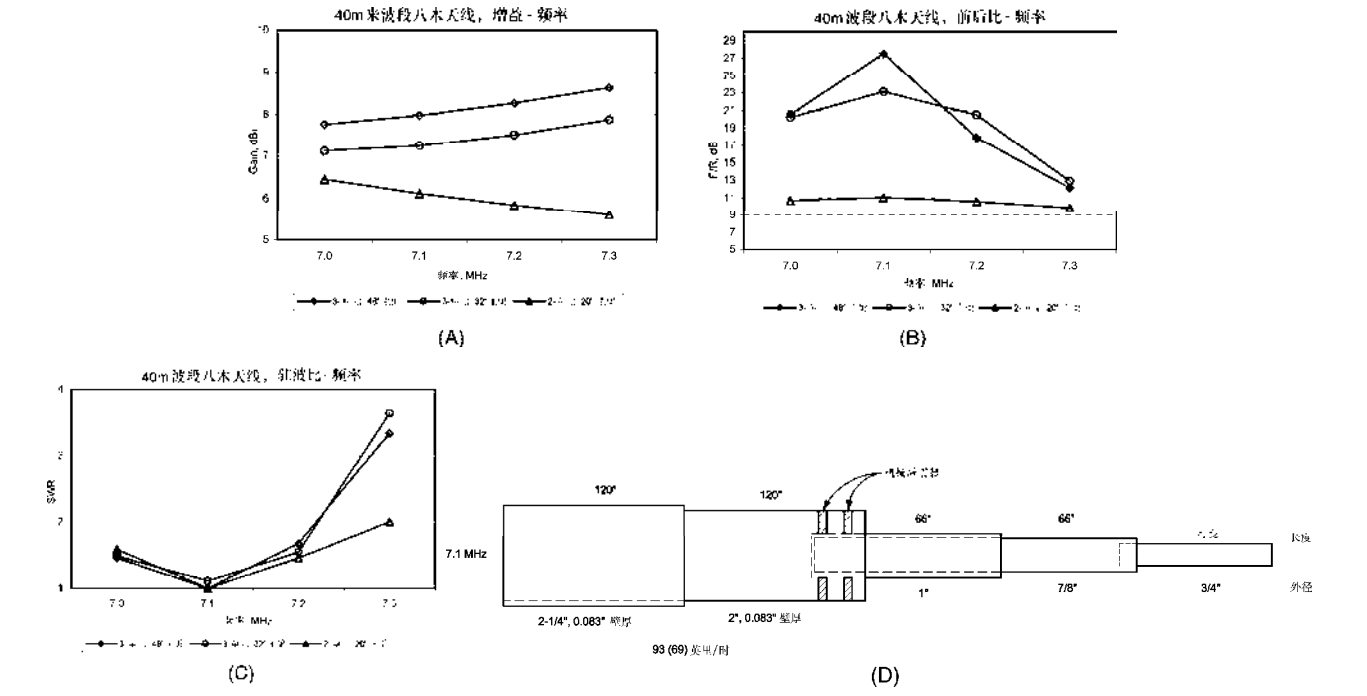


图11-19　优化的40 m波段八木天线的增益、前后比和SWR性能随频率的变化曲线。（A）所示为3个主梁长度范围在20～48英尺的40 m波段八木天线的增益随频率的变化曲线。除了其中的2单元的设计外，这些八木天线经优化后，在7.0～7.2 MHz频段范围内前后比优于10 dB，SWR小于2:1。（B）所示为这些天线在频带范围的前后比随频率的变化。（C）所示为这些天线在频带范围内的SWR。（D）所示为重型的40 m波段的单元的渐削安排，它在没有冰冻的情况下能抵御时速107英里的大风，或者是在冰冻半径为1/4英寸的情况下能抵御时速为93英里的大风。除壁厚为0.083英寸的2.25英寸和2英寸段外，6061-T6铝管的其他段伸缩管的壁厚都是0.058英寸，在末端伸缩连接处的重叠部分为3英寸。2英寸段使用了两段经机械加工的异径接头来容纳1英寸的管子。

11.4　单频段 Hy-Gain 八木天线的改进

有进取心的业余爱好者长久以来一直使用 Telex Communication 公司的高频单频段的 Hy-Gain“Long John”系列作为定制八木天线的高质量铝材和硬件的来源。经常被改良的老型号包括 10 m 波段的 105BA，15 m 波段的 155BA 以及 20 m 波段的 204BA 和 205BA。为了达到更好的性能，新型的 Hy-Gain 设计 105CA，155CA 和 205CA 已经通过计算机进行了重新设计。

Hy-Gain 天线因其优越的机械设计而一直以来享有极好的声誉，并且可以骄傲地指出许多单频段天线在 30 年后仍能工作。在一些较早的设计中，这些单元被有意地沿着主梁排列，从而在从天线杆到主梁的支架上能实现重量的平衡，而第二个目标就是达到电气性能指标。因此，电气性能不必进行最优化，特别是在整个业余频带上。较新的 Hy-Gain 天线在电气性能上要优于旧型的天线，但是由于过分地关注重量的平衡，利用本章中的定义仍然不能使其达到最优。由于增加了风力转矩补偿的虚拟单元，并且在主梁末端引向器上附加铅块来维持平衡，因此使用一样被证实过的机械部件可以使电气性能得到增强。

图 11-20 所示为用 Hy-Gain 硬件制作的一架主梁长度为 24 英尺，10 m 波段的最优八木天线（改进的 105 BA）计算所得的增益，前后比和驻波比。图 11-21 是一架主梁长 26 英尺，15 m 波段的八木天线（改进的 155BA）同样的三个计算值，同样，图 11-22 所示为一架主梁长为 34 英尺，20 m 波段的天线（改进的 205BA）的这 3 个计算值。表 11-8 到表 11-10 列出了这些设计相关的尺寸。原始的 Hy-Gain 天线的渐削安排仍然用于每个单元。只不过每个单元的末端长度（以及沿主梁上各单元的间距）有所改变。

表 11-8　优化后的 Hy-Gain20 m 波段八木天线设计

优化的 **204BA**，**4** 单元 **10 m** 八木天线，**26** 英尺主梁		
单　元	间　隔	单元末端
文件名		BV204CA.YW
反射器	0.000″	56.000″
激励单元	85.000″	52.000″
引向器 1	72.000″	61.500″
引向器 2	149.000″	50.125″
优化的 **205CA**，**5** 单元 **20 m** 八木天线，**34** 英尺主梁		
单　元	间　隔	单元末端
文件名		BV205CA.YW
反射器	0.000″	62.625″
激励单元	72.000″	53.500″
引向器 1	72.000″	63.875″
引向器 2	74.000″	61.625″
引向器 3	190.000″	55.000″

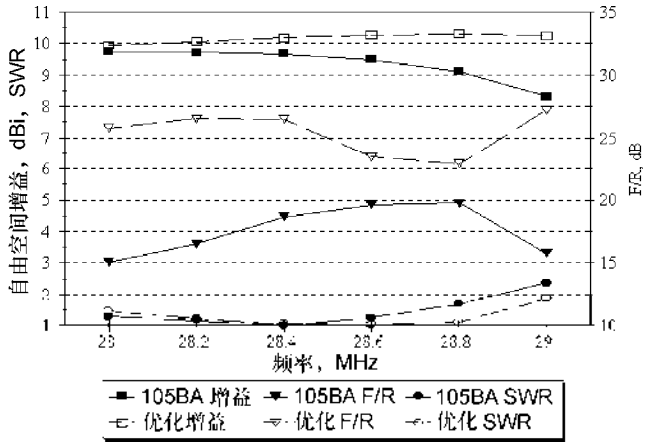


图11-20　原始八木天线和用Hy-Gain硬件优化的八木天线在28.0～28.8 MHz频带的增益、前后比和SWR。原始的105BA设计在主梁到天线杆的支架处表现出了出色的重量平衡，但因为没有对单元间的间距进行优化，因此在一定程度上电气性能有所下降。而优化设计需要风力转矩平衡补偿单元，在主梁的引向器一端补偿了重量以平衡重力。在该频段上优化设计的前后比大于23 dB。每个单元使用了原始的Hy-Gain渐削安排以及从单元到主梁的夹具，但是末端的长度根据表11-8变化。

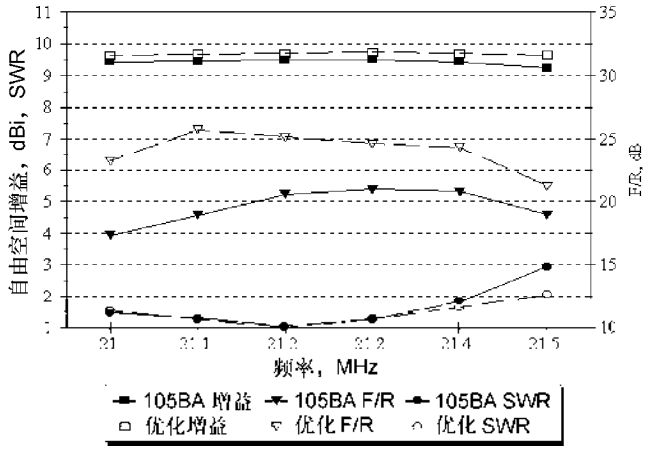


图11-21　原始八木天线和用Hy-Gain硬件优化的八木天线在21.0～21.45 MHz频带的增益、前后比和SWR。原始的105BA设计在主梁到天线杆支架外表现出了出色的重量平衡，但因为没有对单元间的间距进行优化，因此在一定程度上电气性能有所下降。而优化设计需要风力转矩平衡补偿单元，并在主梁的引向器一端补偿了重量以平衡重力。在该频段上优化设计的前后比大于22 dB。每个单元使用了原始的Hy-Gain渐削安排以及从单元到主梁的夹具，但是末端的长度根据表11-9变化。

表 11-9　优化的 Hy-Gaim 15 m 波段八木天线设计

优化后的 155BA，5 单元 15 m 八木天线，24 英尺主梁		
单　　元	间　　隔	单 元 末 端
文件名		BV155CA.YW
反射器	0.000″	64.000″
激励单元	48.000″	65.500″
引向器 1	48.000″	63.875″
引向器 2	82.750″	61.625″
引向器 3	127.250″	55.000″

表 11-10　优化的 Hy-Gain 10 m 波段八木天线设计

优化后的 105BA，5 单元 10 m 八木天线，24 英尺主梁		
单　　元	间　　隔	单 元 末 端
文件名		BV105CA.YW
反射器	0.000″	44.250″
激励单元	40.000″	53.625″
引向器 1	40.000″	52.500″
引向器 2	89.500″	50.500″
引向器 3	112.250″	44.750″

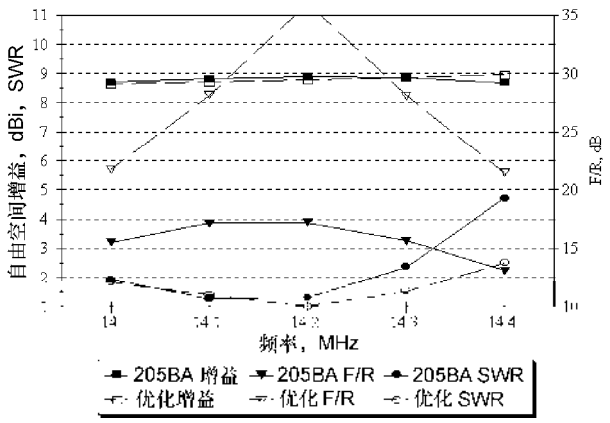


图11-22　原始八木天线和用Hy-Gain硬件优化的八木天线在14.0～14.35 MHz频带的增益、前后比和SWR。原始的205BA设计在主梁到天线杆的支架处表现出了良好的重量平衡，但因为没有对单元间的间距进行优化，因此在一定程度上电气性能有所下降。而优化设计需要风力转矩平衡补偿单元，并在主梁的引向器一端补偿了重量以平衡重力。在该频段上优化设计的前后比大于23 dB。每个单元使用了原始的Hy-Gain渐削安排以及从单元到主梁的夹具，但是末端的长度根据表11-10变化。

11.5　多频段八木天线

至此，本章已经讨论了单频段八木天线——也就是适用于单个业余无线电频段的八木天线。因为业余无线电爱好者具备多频段操作的特权，因此多频段天线的设计总是十分渴求的。

11.5.1　交错单元

在 20 世纪 40 年代末，一些实验者曾尝试采用交错的单元来实现单根主梁上的不同频率，主要是覆盖 10 和 20 m 波段（那时业余无线电爱好者还不能使用 15 m 波段）。实验者失望地发现，不同单元之间的互耦作用会产生各种频率，这是很难处理的。

在调节一个低频单元的时候常常会导致与其邻近的高频单元的耦合作用。实际上，低频的单元作用等同于一个逆向的反射器，从而将附近高频的引向器的有效作用消除。可以通过改变单元长度和单元间距来改进高频八木天线的工作性能，但同时折中的效果很少等同于一架优化的单频带八木天线的效果。对于便携式操作中的合理的折中方法可在第 15 章 VE7CA 写的便携式天线中找到。

11.5.2　陷波式多频段天线

使用单个主梁的多频段八木天线同样也可以使用陷波器。陷波器的使用会引起一个单元的多重共振。要了解陷波器设计详情，请看第 7 章“多频段天线”。自 20 世纪 50 年代开始，供应商就向业余无线电爱好者出售了陷波器天线。有调查表明，继简单线天线和多频段垂直天线之后，在业余无线电领域，陷波式三频段八木天线已成为最受欢迎的天线。

陷波器三频带天线最先由卡斯特·布卡纳（W3DZZ）于 1955 年 3 月在 QST 文章“多重匹配的天线系统”中提出。在 10 m 波段上，这个不寻常的三频带天线使用了两个反射器（一个专用，另一个附有陷波器）和两个引向器（一个专用，另一个附有陷波器）。在 20 m 和 15 m 波段上，有 3/5 的单元都附带有陷波器的有源单元。W3DZZ 三频段天线总共使用了 12 个陷波器，使用粗线和同心管状电容来减少陷波器里的损耗。在构建好之后安装到单元上之前，每个陷波器都逐一地被仔细地调试好。

鲍勃·迈尔（Bob Myers）（W1XT，以前是 W1FBY）在 1970 年的 12 月的 QST 杂志中描述了另一种自制的 7 单元 20/15/10m 波段的三频段天线，其主梁长 26 英寸。W1FBY 的三频段天线，在激励单元只使用了两组陷波器，每个频段都设有专门的反射器和引向器。同时，这些陷波器设计得很好，可以将陷波器的损耗最小化，使用了 7/16 英寸铝管来做线圈和小截 RG-8 同轴电缆的高压调谐电容。

只有相对很少的业余无线电爱好者会自己动手制作三频段天线，主要是因为该天线的构造原理复杂，公差要求较精密。为了保证结果的可重复性，陷波器本身的制作也要求十分精确，同时还要求在雨雪天气和污染腐蚀性的大气环境中具有长久的生命力。

圣诞树式堆叠

使用单频段天线来实现多频段覆盖的另一种可行的方法是将他们按照圣诞树的样子堆叠起来。如图 11-23 所示。对于一个覆盖 20，15 和 10 m 波段的装置，你可以将 20 m 波段的单频带天线安装于塔顶可旋转的桅杆上面，接着在其上方约 9 英尺处你可以安装 15 m 波段的单频带天线，接着沿桅杆再往上 7 英尺处安装 10 m 波段的天线。另一种结构是将 10 m 波段的八木天线放置于低处的 20 m 波段天线和高处的 15 m 波段天线之间。无论怎么放置，在这样的圣诞树型的中间的天线受到来自最低频八木天线的干扰总是最大。

大卫 • 里森（W6NL，以前是 W6QHS）指出，在其紧密堆叠的圣诞树结构上（15 m 波段天线在旋转桅杆的顶端，10 m 波段天线在中间，20 m 波段天线在底端）10 m 波段八木天线会与 20 m 波段天线产生的严重的相互影响，因此会导致大量的增益损失。（N6BV 和 K1VR 计算得到在 W6NL 堆叠结构中，自由空间增益下降到了 5 dBi，相比之下，在周围没有天线的时候，该值大约为 9 dBi）单频带的天线肯定不会普遍比多频带装置中的三频带天线性能优越。在私下的谈话中，W6NL 已经表明不会再重复制作这种矮圣诞树装置了。

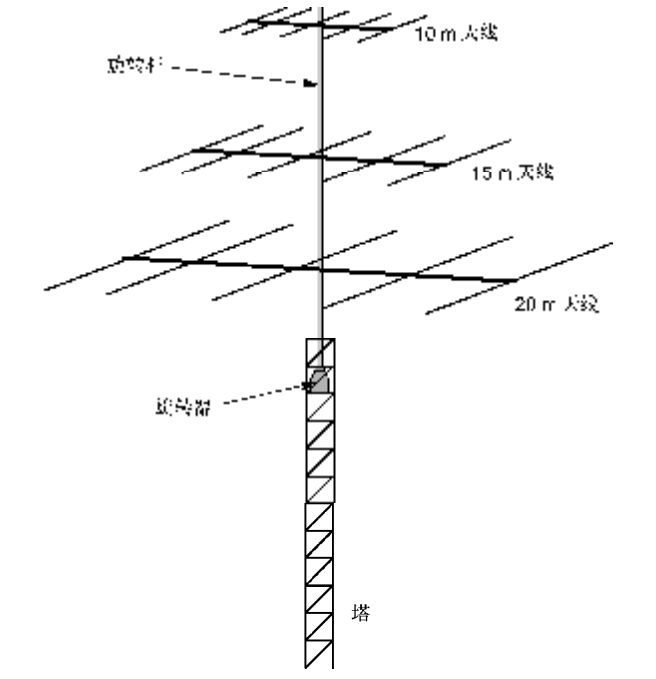


图11-23　在一个旋转桅杆上垂直分隔开的20/15/10 m波段“圣诞树”堆叠式八木天线。

前向交错

有些业余无线电爱好者利用了前向交错的技术，将多频段八木天线安装在一根共同的主梁上。这就意味着大部分（或者所有的）高频单元都被置于低频单元的前方，换句话说，大部分的单元都是没有交错在一起的。理查德 • 芬威克（Richard Fenwick，K5RR）在 1996 年 9 月的 QEX 杂志上描述了他的三频段天线的设计。这个设计使用了前向交错和开放式套筒的设计技术，并且使用了一些先进的建模程序来优化。

Fenwick 的三频段天线使用了一根长 57 英尺，外径为 3 英寸的主梁来支撑 20 m 波段的 4 个单元，15 m 波段的 4 个单元和 10 m 波段的 5 个单元。图 11-24 显示了 K5RR 三频段天线的单元布局，当然，大多数的业余无线电爱好者并没有房地产或者是用来旋转如此巨大装置所必需的硕大的旋转器，但是这个方案完美地解决了干扰问题。

Force 12 的 C3“多个单频带”三频带八木天线

天线生产商 Force12 公司也使用前向交错布局以及开放－封闭式套筒相结合激励技术的专利，该专利被称之为“多个单频带八木天线”，在多频段天线的生产流水线上得到了广泛应用。图 11-25 所示为流行的 Force12C3 三频带天线的结构布局。C3 没有使用陷波器，因而可以避免由陷波器产生的任何损耗。C3 由 3 架位于 18 英尺主梁上的 2 单元八木天线组成，并且使用了全尺寸的单元设计以抵抗强风。

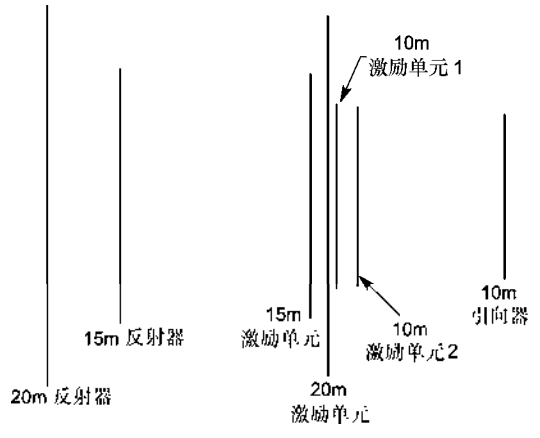


图11-25　Force 12C3多频段八木天线的结构布局。注意，该天线的10 m波段（激励单元/引向器）部分是“前向交错”地位于15 m波段（反射器/激励单元）部分之前。该天线20 m波段的激励单元处馈电，并与15 m波段的激励单元和两个10 m波段的激励单元发生寄生耦合。

C3 馈电系统使用了开放式套筒设计，其中 20 m 波段的激励单元由同轴电缆通过共模电流型巴伦来馈电，并与间距较近的 15 m 激励单元和 2 个 10m 激励单元产生寄生耦合，然后在所有的三个频带上产生一个阻抗接近于 50 Ω的馈电点。请参看第 7 章“多频段天线”中的开放式偶极天线部分。

请注意在 C3 特别是 10 m 波段单元上前向交错技术的应用。为了减小其后低频单元间的耦合，将 C3 的 10 m 波段部分架设在主梁上所有的低频单元之前，并以 10 m 波段的主寄生单元（#7）作为引向器。在 10 m 波段单元之后的低频单元用作逆向的反射器，相比于单频带的 2 单元八木天线，可以提高增益并改进方向图。

在 15 m 波段，主寄生单元（#2）是一个专门的反射器，但主梁上前面的其他单元就用作逆向的引向器，来提高增益和改进方向图，使其在一定程度上优于一架典型的只有一个反射器的 2 单元八木天线。在 20 m 波段，C3 是一架在主梁的后端装有专门的反射器（#1）的 2 单元八木天线。

任何一架八木天线的具体实现，都依赖于使用伸缩铝管的单元的构建方式。C3 类型的设计也不例外。

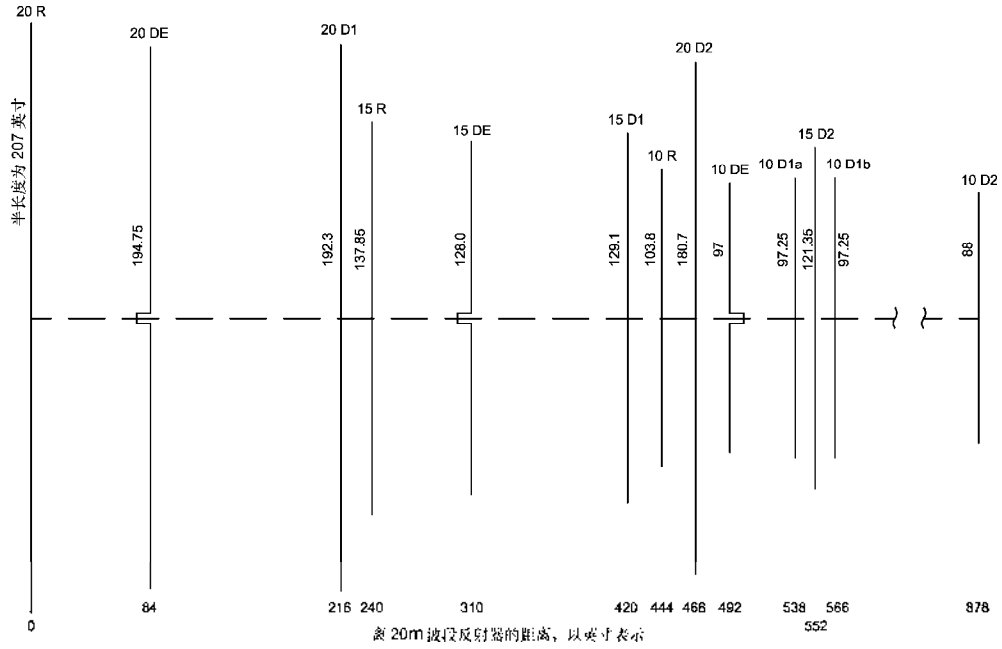


图11-24　K5RR无陷波器三频带天线的尺寸，该天线应用了“前向交错”和开放式套筒技术来处理不同频率单元间的交互作用。

11.6　堆叠式八木天线

单频带的寄生阵列通常以边射或者共线的方式堆叠，以此增加方向性和增益。在高频天线的业余设计中，最常用的边射堆叠是将相同的天线沿着一座塔垂直地堆叠起来。这种布局通常称为垂直堆叠。在甚高频和超高频频段，业余爱好者常用共线堆叠，其中相同的八木天线在同一高度上并排排列。这种布局称为水平堆叠，但在高频设计中并不常见，因为这种大型的可旋转的并排阵列在设计上存在严重的机械困难。

图 11-26 所示为两种不同的堆叠布局。在任何一种方式里，构成堆叠的单个八木天线通常都采用相馈电。然而，有时候也会为了加强某个特定的仰角方向图而对这些天线进行异相馈电。请参看第 17 章“中继台天线系统”，其中就有实现中继站仰角方向图的控制的相关例子。

让我们来看业余无线电爱好者应用堆叠天线的原因：

- 获得更大的增益；
- 在目标地理区域获得更宽广的仰角覆盖范围；
- 获得方位角的多样性——一次可获得两个或更多的方向；
- 减少衰落；
- 减少雨滴静电干扰。

11.6.1　堆叠和增益

图 11-27 比较了 3 架 4 单元 15 m 波段的八木天线系统的仰角响应。单个天线在 120 英尺高度时其响应的第 1 个峰值出现在仰角大约为 5°，第 2 峰值为 17°，第 3 峰值为 29°；在 60 英尺的高度，当该天线单独工作时，第 1 峰值为 11°，

第 2 峰值为 34°。

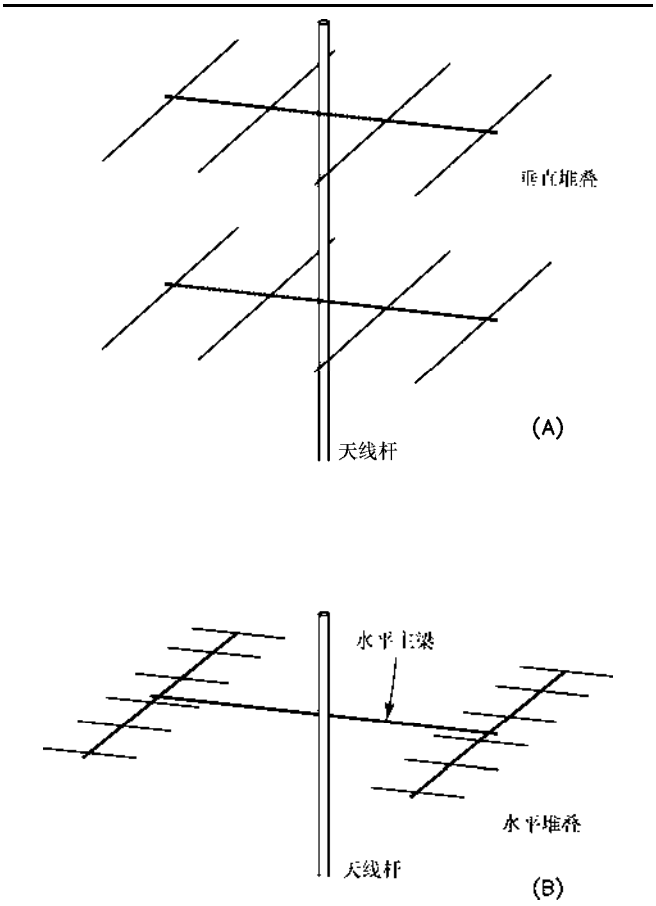


图11-26　堆叠安排。（A）2个八木天线垂直（边射）堆叠在同一天线杆上。（B）2个八木天线水平（共线）并排堆叠。在高频波段，垂直堆叠更普遍，因为大的高频天线并排堆叠在机械上有困难，而在甚高频和特高频波段，水平堆叠用得很普遍。

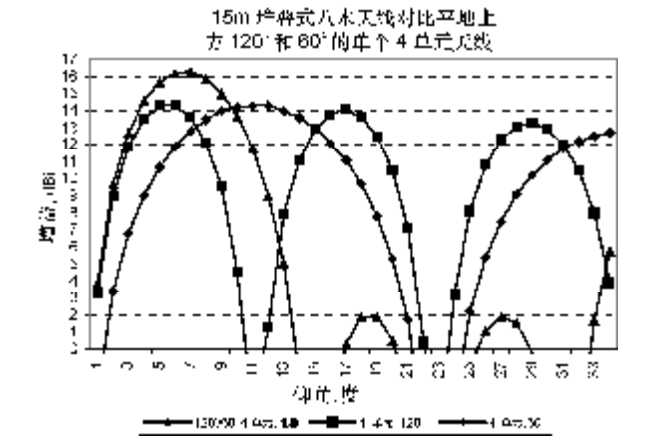


图11-27　位于120英尺和60英尺高度的4单元堆叠式八木天线和相同高度的单个八木天线的15 m波段仰角方向图的比较。堆叠式天线响应的形状主要由顶部天线的响应确定。

一架垂直堆叠的高频天线阵列的基本原则是，它从高仰角的波瓣获得能量，然后将该能量集中到主仰角波瓣中。架设于 120/60 英尺高度的叠式天线的主瓣的峰值是 7°，并且比单独的 60 英尺或者 120 英尺架设的天线增益提高了 2 dB。该堆叠式天线主瓣的左半部分图形主要由 120 英尺高度天线的响应决定，而右半部分的主瓣主要被 60 英尺高度的天线向右“拉伸”（朝向更高的角度），而形状还是和 120 英尺的天线一致。

再看这个堆叠式天线的第 2 和第 3 波瓣，分别出现在 18°和 27°。这些峰值和堆叠式天线的增益峰值比较起来降低了 14 dB，表示能量确实已经从中提取出来了。相比之下，再看看单个的 60 英尺或 120 英尺高的天线的第 2 和第 3 波瓣的能量水平，这些高角度的波瓣几乎和第一波瓣能量一样强。

这个堆叠式八木天线将较高角度的能量压缩到它的主仰角波瓣中，同时保持单个天线的前向方向图主瓣不变。这就解释了为何最高水准的竞赛中电台都是堆叠相对较短主梁的天线阵列而不是堆叠长主梁高增益的八木天线。一架长主梁的高频八木天线使方位角方向图变窄（仰角方向图也是一样），使得天线的指向性变得更关键，并且要将一个信号传播到一个较宽的方位角区域就更困难了。例如在同一时间传播到欧洲和俄罗斯的亚洲部分。

11.6.2　堆叠和宽仰角覆盖范围

通过用尖端的计算机对电离层进行建模并详细地研究发现，为了保证在高频带实现可靠的远程通信或者比赛覆盖，有必要得到较宽范围的仰角。这些研究已经贯穿 11 年太阳周期中的各个阶段，为全世界众多 QTH 的传输和接收起了作用。

一架 10 m 波段天线的例子

图 11-28 所示为一架 10 m 波段天线在从波士顿，曼彻斯特到所有的欧洲大陆的新英格兰路线的仰角的统计数据。该统计数据包括了 3 架 4 单元的八木天线分别在距离平地 90 英尺、60 英尺、30 英尺的上空的仰角响应的计算值。用波长的形式来表示，这些高度分别为 2.60 *l*、1.73 *l* 和 0.86 *l*。

可以看到，高度为 90 英尺的八木天线覆盖较低处仰角的效果最好，但在它 11°的中心响应处却有一个较大的零点。这个零点导致在 10m 波段对欧洲开放的所有时期中，大约有 22%的时间内出现了很大的漏洞。在 90 英尺高度的天线呈现零值的角度，60 英尺和 30 英尺高度的天线将起作用。如果你只有高度为 90 英尺的天线，那么这个天线太高了以致无法很好地覆盖从新英格兰到欧洲的范围。

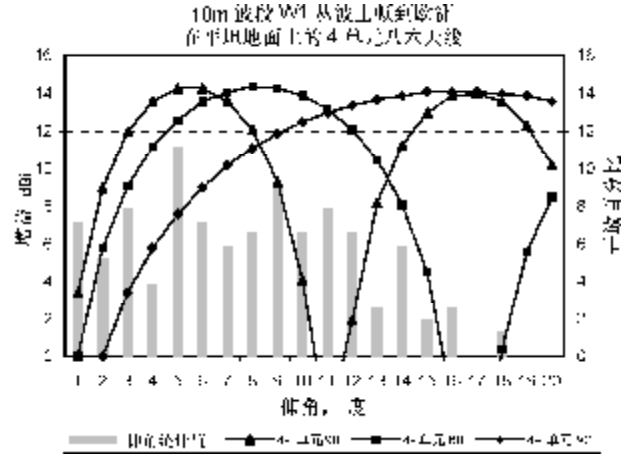


图11-28　安装于平地面上从新英格兰到欧洲的10m波段单个TH7DX三频带天线的仰角图和仰角统计值比较。没有一个单架天线能覆盖所需的从1°～18°的宽角度范围。

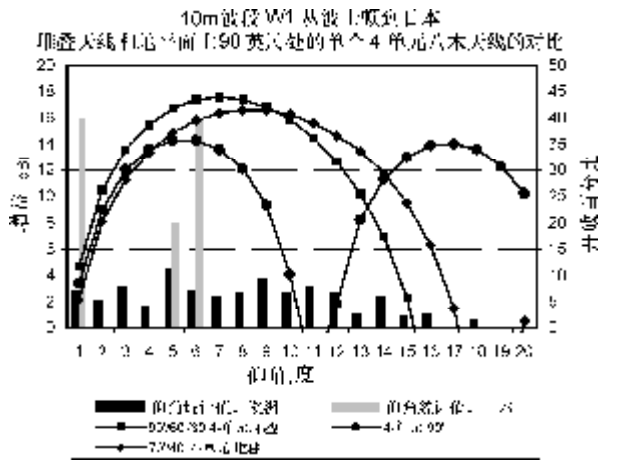


图11-29　平地面之上的4单元八木天线的比较。从新英格兰（波士顿）到日本的仰角统计数据用黑色的竖线条表示，而灰色的竖线条表示到欧洲的仰角统计数据。90/60/30英尺处的堆叠具有到日本的最好仰角覆盖，虽然70/40英尺处的堆叠做得也不错。

到欧洲的这一统计峰值仰角是 5°，在 10 m 波段从波士顿到欧洲开放的所有时间中有 11%的时间会出现这一情况。在仰角为 5°的时候，30 英尺高度的八木天线与 90 英尺高度的相比，增益下降了 7 dB，但在 11°仰角处90英尺高度的八木天线又比30英尺高度的增益下降了至少 22 dB。想在单一高度上优化八木天线使其能够覆盖所有需要的仰角是不可能的，特别对于像欧洲这样的大型地理区域来说就更困难了——尽管对于单一高度，60 英尺高度的天线可以论证是最佳折中方案。然而，为了达到覆盖到欧洲的所有的可能性，需要一架能够均匀覆盖整个 1°～8°范围的 10 m 波段的天线系统。

图 11-29 比较了 2 架 10 m 波段天线的不同路径下的仰角统计数据，一架天线的路径是从新英格兰到欧洲，另一架路径是到日本的。要与远东地区通信需要的仰角很低。在图 11-29 上的交叠曲线是 3 种不同天线系统在平地上的仰角响应的比较，它们使用的都是 4 单元的八木天线。

- 3 个八木天线，分别在 90 英尺，60 英尺和 30 英尺处堆叠。
- 2 个八木天线，在 74 英尺和 40 英尺处堆叠。
- 1 个八木天线在 90 英尺处。

所有 10 m 波段天线中，到欧洲的必要角度覆盖得最好的是在 90/60/30 英尺处的 3 个八木天线的堆叠。在 70 和 40 英尺处堆叠的 2 个八木天线以微弱劣势位居第 2，并且对于 9°以上的仰角来说，70/40 英尺处的堆叠事实上要比90/60/30英尺处的堆叠性能更优越。

在这里讨论的两种堆叠具有比任何一架单个的天线都宽阔的仰角覆盖范围，所以可以自动地覆盖所有仰角而不用手动地将高处的天线切换到低处的天线。这也许就是使用堆叠的主要好处，但绝不是唯一好处，这一点我们稍后将会看到。

到日本和到像欧洲这样较大的目标地理区域相比，所需仰角的范围要小得多。由于在低仰角上增益更高，这个 90/60/30 英尺处的堆叠仍然是最佳选择，虽然那个在70英尺和40英尺高度处的双八木天线堆叠也是不错的选择。注意单个的 90 英尺高的八木天线的工作性能在低仰角处与由两架八木天线组成的 70/40 英尺处的堆叠的工作性能非常相近，但双八木天线堆叠在 10 m 波段仰角高于 5°时还是优于单个的 90 英尺高的天线。

一个 15 m 波段天线的例子

从新英格兰到欧洲的 15 m 波段天线情况类似于上述的天线。对于这种天线来说，能够完全覆盖欧洲的角度范围是 1°～28°。如此之大的角度范围使得要覆盖所有的角度就更困难了。肯•沃尔夫（K1EA）是一位潜心研究竞赛的操作者，同时也是著名的 CT 竞赛记录程序的创作者，他在为 Yankee Clipper 竞赛俱乐部写报告时阐述得很清楚：

假设你在 120 英尺和 60 英尺高度各有一架 15 m 波段的八木天线，但在一个时间里只能给一架天线馈电。在120 英尺高度的15m波段天线波束其最大值大概在 5°，

第一个最小值在 10°。而 60 英尺高度的八木天线波束最大值在 10°，第一个最小值在 2°。在黎明时分，频带刚开始打开，信号到达的仰角为 3°或者更小，并且高处的八木天线的增益超过低处天线 5～10 dB。上午时分，欧洲西部的信号到达的仰角为 10°或更大，而 UA6 仍然维持在 4°～5°。在西欧地区，低处天线的增益比在高处的大 20～30 dB！怎么办呢？把它们堆叠起来！

图 11-30 所示为 KIEA 的方案，描绘了从曼彻斯特到欧洲的仰角高度的数据以及位于平地上方 120 英尺和 60 英尺高度处的两架 4 单元八木天线的仰角响应曲线，以及将两者作为垂直堆叠的天线的响应曲线。该堆叠式天线的主瓣的半功率波束宽度是 6.9°，而对应的单个 120 英尺高度的天线为 5.5°，60 英尺高度的天线为 11.1°。而这些单个天线的半功率波束宽的值也许不那么可信，主要是因为堆叠式天线一开始的增益就很高。一个更有意义的发现是，堆叠式天线在 1°～10°的范围内的增益等于或大于任何一架单个的天线。

这个由 120 和 60 英尺高度的 15 m 波段天线构成的堆叠式天线是否是从新英格兰到欧洲路径的最优选择？答案是否定的，原因会在以后解说，但对于 K1EA 概述的上述方案来说，这个堆叠式天线很明显要比任何一架单个的天线要好。

一个 20 m 波段天线的例子

请看图 11-31，该图显示了 20 m 波段天线在从波士顿到欧洲（灰色的垂直条）和到日本（黑色的垂直条）地区范围的仰角统计数据图，以及架设于平地的四组不同天线的仰角响应曲线图。强调一下，最高的天线

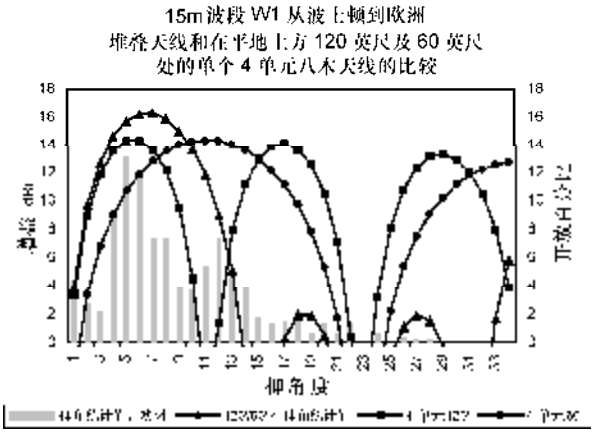


图11-30　K1EA阐述的安装于平地之上的15 m波段八木天线方案的仰角方向图比较，以及到欧洲的仰角统计数据。在120和60英尺处的堆叠式天线在其半功率点产生更好的3°～11°范围的覆盖，比其中任何一个单个天线都好。

是 200 英尺高度的 4 单元八木天线。很显然，这架天线太高了，以致无法完全覆盖到欧洲所需的全部角度。一些新英格兰的操作者已经证实——一架高度相当高的八木天线将在上午向欧洲开放 20 m 波段的带宽，然后到了下午又关闭起来，但是在中午的时候高处天线被低处天线打败了。

然而，从新英格兰到日本，对于 20 m 波段的天线来说所需角度的范围大大缩小了，仅为 1°～11°。对于这些角度来说，这架 200 英尺高度的八木天线是用在新英格兰到日本的最好的选择。

要完成上述任务，条件是该天线是在平地上方辐射的。但实际地形在各方向上通常是不规则的，这就大大改变了有利于天线系统的发射角度，特别是在陡峭的小山上时。关于这点在以后还有深入的讨论。

11.6.3　避免零点

现在，仔细观察图 11-28 中的其他位于 120 英尺和 60 英尺处的 20 m 波段天线。在仰角为 8°时，这两架天线间仰角高度响应的差值仅略高于 3 dB。用无线电通信时你真的能注意到这 3 dB 的变化吗？高频带的信号常常由于衰落而快速地起伏变化，所以 2 dB 或 3 dB 的差异是很难被察觉到的。所以，在 120 英尺高度的天线和在 60 英尺高度的天线之间的差值在两者都覆盖的角度范围内可能很难被发现。但是在仰角响应曲线中深零点却是非常显著的。

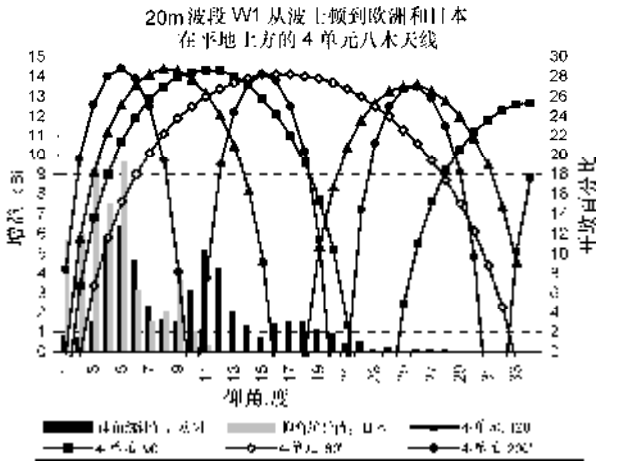


图11-31　平地上方20 m波段的单个八木天线仰角方向图的比较，将其与从新英格兰到欧洲（灰色条）和到日本（黑色条）该频段所需的仰角范围对比。出于娱乐，在图中包含了一个200英尺高的八木天线的响应 – 该天线因其在如10°这样的临界角处的深度零点，因此该天线的高度太高，不足以覆盖到欧洲所需的角度范围。但若要到日本，该200英尺高的天线的覆盖范围是很不错的。

回到 1990 年，编辑丹尼 • 斯州（N6BV）将他的 120 英尺塔安装在新汉普希尔的温德姆，他首次操作的天线是 5 单元三频带的八木天线，其中有 3 个单元工作于 40 m 波段，4 个单元工作于 20 m 波段和 15 m 波段。就在 8 月底的一天，太阳正要下山的时候，斯州在无线电工作室中完成了馈线的连接。该天线看起来是按要求工作了，当它旋转的时候，有一个良好的驻波比曲线和完美的方向图。所以 N6BV/1 打电话给他附近的朋友约翰 • 多尔（K1AR）在电话中让他开始广播以发射某些信号与到欧洲的 20 m 波段的信号进行比较。

令斯州感到震惊的是，当天晚上每个工作的欧洲人都说他的信号比 K1AR 的要微弱 S 个单元。多尔使用的是 4 单元 20 m 波段单频带的天线，架设于离地 90 英尺高度，乍一看和斯州的 120 英尺高的 4 单元的天线类似。但事实上 N6BV 本不应该如此地惊讶的——在新英格兰，在 20m 波段上来自欧洲的仰角在一天的晚些时候几乎要比 11° 还高，并且对于整个太阳周期来说也是事实。

N6BV/1 的电台设置在一座小山丘上，而 K1AR 的电台则是位于朝向欧洲的平坦区域。N6BV/1 的 120 英尺高度的八木天线的仰角响应正好在 11° 的地方产生了一个很深的零点。这在 N6BV/1 电台工作的八年来得到多次的证实。在清早向欧洲开放 20 m 波段时，顶端的天线总是接近或几乎等同于同一天线塔上分别位于 90/60/30 英尺高度的三架 TH7DX 三频带天线的堆叠。但是到了下午，顶端的天线表现总是比叠式天线逊色很多，以致斯州总是在想是不是顶部的天线出现了什么问题。

所以引用上述小故事的目的究竟要说明什么呢？很简单：使用叠式天线可以达到要求的增益，虽然有用，但和能够避免的零点相比，它已不那么重要了。

11.6.4 八木天线间的堆叠间距

到此为止，我们已经用叠式天线工作，达到了和单个八木天线相比产生更大增益的目的，同时也将天线系统的响应匹配到了特殊传播路径所需的仰角范围。最重要的是我们试图在仰角响应中避免零点的产生。上文中，我们问过在 15 m 波段上在 120/60 英尺高度处的堆叠式天线是否是从新英格兰到欧洲路径的最好选择的问题。让我们来分析一下堆叠式天线中单个天线间的堆叠间距是如何影响其工作性能的。

图 11-32 所示为各种 15 m 波段八木天线的不同组合的覆盖曲线。这里也包括了单独的一架 60 英尺高度的八木天线的曲线图，仅供参考之用。首先，我们观察一下该组中间距最大的堆叠天线：120/30 英尺高度的堆叠天线。在这里，由于间距如此之大，第二波瓣事实上要比第一主瓣强。就波长来说，天线间 90 英尺的间距相当于 1.94 l，确实是很大的一个间距。

关于高频阵列的堆叠间距，在业余爱好者中还存在很多民间传说甚至迷信思想。很多年来，高性能堆叠式天线已经被用作甚高频和超高频频带上弱信号的远程通信。关于弱信号工作的最极端的例子就是 EME 工作（地球-月亮-地球，同样也称作月球弹跳），因为在来回月球的途中有大量的路径损失。最成功的用于月球弹跳的阵列有很低的旁瓣电平以及很窄的前向主瓣，使得增益很大。低旁瓣有助于使接收到的噪声最小化，因为能够从月球反弹回地球的信号的接收水平是极其微弱的。

但是高频频段的工作和月球弹跳是不一样的，因为在高频频段的工作中，试图使高角度的波瓣最小化并不是至关重要的，我们已经证明在高频段的主要目标是在宽的仰角平面覆盖范围内实现所需增益且方向图中没有不利的零点。增益随着堆叠式天线中各八木天线间距的电长度的增加而逐渐地增加，但是当间距一旦超过 1.0 l 时增益将缓慢减小。对于一个典型的堆叠式高频八木天线来说，当天线间距在 0.5 l～1.0 l 变化时，增益的变化量只有不到 1 dB。堆叠的距离在 0.5 l～0.75 l 之间的天线在有很好的方向图的情况下增益是最好的。

图 11-32 中的 120/60 英尺堆叠式天线没有第 2 波瓣更强的问题，但是 120/30 英尺的堆叠式天线有这个问题，天线间 60 英尺的间距是 1.29 l，再一次超出了高频堆叠式天线的正常间距范围。因此，120/60 英尺堆叠的天线并不能覆盖它所能达到的仰角范围，并且比 90/60/30 英尺的堆叠式天线和 120/90/60/30 英尺的堆叠式天线都要差。120/60 英尺的 2 个八木天线堆叠至少需要在中间再放置一架天线，以扩大仰角覆盖范围并提供更高的增益。

这也许有争论，但是在 15 m 波段，90/60/30 英尺高度的天线堆叠似乎是能够覆盖从新英格兰到欧洲的所有角度范围的最优选择。注意，在 21.2 MHz 上八木天线间 30 英尺的间距是 0.65 l，正好在典型堆叠式天线间距范围的中间。

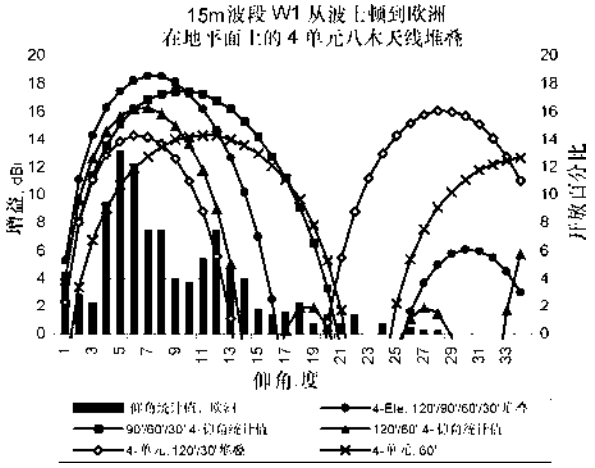


图11-32　各种出新英格兰到欧洲的15 m波段叠式天线。在120英尺和30英尺的叠式天线明显不是最理想的，因为其第2个波瓣高于第1个波瓣。在这方面120/60英尺的叠式天线要更好，但性能上仍不如90/60/30英尺的叠式天线。是否在120/90/60/30英尺高度的4个八木天线的叠式天线方案是个好主意，这还是有争议的，因为在约10°的仰角处其性能跌至90/60/30英尺的叠式天线以下。实际的高频波段八木天线之间的精确间距对于叠式天线好处的获得并不是很关键的。对一个位于90英尺、60英尺和30英尺的叠式3频带天线，各个天线之间的距离以波长计分别为28.5 MHz时的0.87波长，21.2 MHz时的0.65波长和14.2 MHz时的0.43波长。

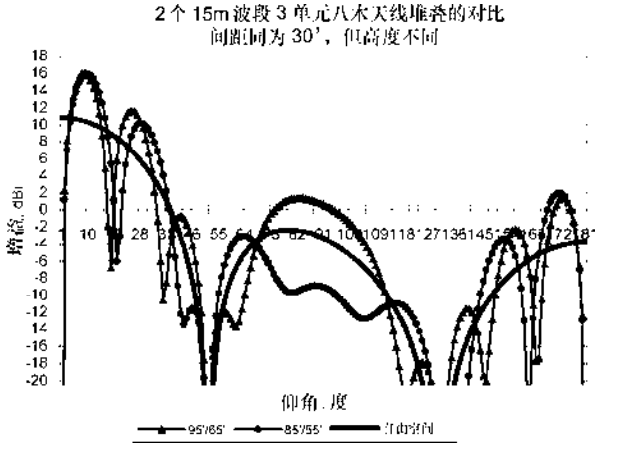


图11-33　比较含2个3单元八木天线的15 m波段叠式天线的直角坐标图——各个八木天线与其相邻天线的间距为30英尺，但各自位于不同的高度。波瓣是天线高度而不是间距的复杂函数，因为间距保持不变。

断开堆叠式天线中的八木天线

在 120/90/60/30 英尺高度的叠式天线的低仰角处仍然是可以获得额外增益的，在图 11-32 中的 4 架八木叠式天线就很诱人。仰角高于 12°的情况在统计上有可能会出现，但可能性很小，此时比较好的方法是将顶端的 120 英尺高度的天线断开，工作时仅使用低处的 3 架天线（允许顶端的天线旋转向另一方向，我们将在以后介绍这方面的内容）。有时候会出现入射角度很高的情况，而且有时甚至需要将顶端的两架天线都断开，变成一架 60/30 英尺高度的堆叠式天线的情况。在本章的后面部分我们会讲到用可调的电路来实现这种堆叠的切换。

高频波段的堆叠距离与波瓣

让我们再进一步来看看堆叠式天线是如何获得增益和宽的仰角覆盖范围的。图 11-33 所示为两架天线在 0°到 180°区间的仰角响应的 *X*-*Y* 直角坐标图，这两架天线均为 3 单元 15 m 波段的八木天线（主梁长度为 12 英尺），间距为 30 英尺（在 21.2 MHz 时为 0.65 *l*），但位于不同的高度：95/65 英尺和 85/55 英尺。该坐标图给出了比极坐标图更高的分辨率。注意图中所显示的高度代表的是 15 m 波段典型的堆叠式天线的高度——做这样的选择没有什么特别的地方。图中也显示出了间距为 30 英尺的堆叠式天线在自由空间的 H 平面方向图，以供参考。

最坏情况的顶部仰角波瓣，仰角范围为 60°～120°（头顶正上方 90°偏±30°），与 95/65 英尺高度的堆叠式天线相比下降了大概 14.7 dB。该头顶处波瓣的峰值大概在 82°的仰角处。对于低处的 85/55 英尺高度的叠式天线来说其顶部的波瓣发生在大约 64°的仰角处，增益下降 19 dB。

两组高度上的 3 单元天线的前后比大概为 15 dB，和单个八木天线 32 dB 的出色前后比相比，有了明显的下降。前后比的下降主要是由堆叠式天线中相邻天线间的耦合作用引起的。

地面反射方向图事实上“调制”了单个八木天线的自由空间的方向图，但其方式很复杂而且不直观。对于 85/55 英尺高度的天线在头顶角度附近这一点特别明显。在这个区域，事情确实变得复杂起来了，因为由于地面反射产生的第 4、第 5 波瓣与堆叠式天线的自由空间方向图产生了相互作用。

虽然这些天线对的间距保持在 30 英尺不变，但是更高仰角波瓣的主要决定因素还是水平极化的天线离地面的距离，而不是它们之间的间距。

改变堆叠式天线的间距

图 11-34 展示了对于 4 个不同间距的情况，事情将变得多么复杂。这里，堆叠式天线中较低处的八木天线从 95/70 英尺的高度以 5 英尺的增量分别下移到 95/65 英尺、95/60 英尺、95/55 英尺的高度。95/70 英尺的堆叠式天线的

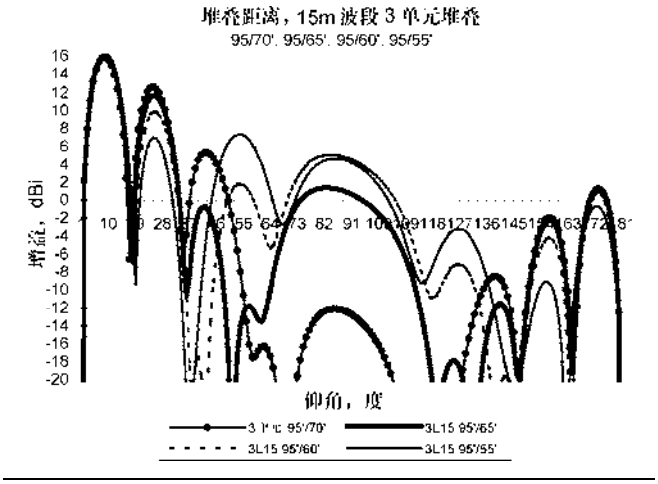


图11-34　2架3单元15 m波段八木天线的4种间距情况。事情变得很复杂。以堆叠增益来衡量最优的间距是30英尺，即0.65λ。接近于顶部的波瓣变得很难看，但是对天波传播不重要。

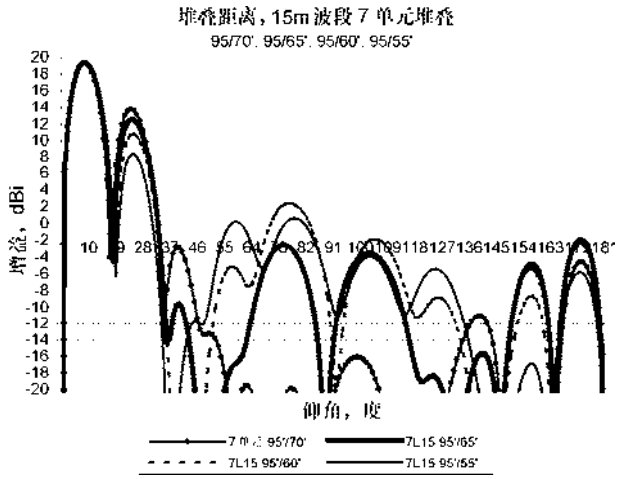


图11-35　2架7单元15 m波段大八木天线（位于64英尺的主梁上）的4种间距情况。同样，0.65λ（30英尺）的间距给出了最高的堆叠增益。

间距最近，为 25 英尺，在 60°～120°顶部区域产生了所谓的“最干净”的方向图。最差情况下的 95/70 英尺堆叠式天线的头顶波瓣增益比峰值下降了 28 dB。前后比仍然是 15 dB 左右。

95/55 英尺高度的堆叠式天线的间距最宽，为 40 英尺，其最差情况下的顶部波瓣增益比峰值下降了约 11 dB。前后比有少量的增加，但仍只有 16 dB 左右。很难直接准确地说出该 3 单元堆叠式天线各个波瓣幅度大小的主要决定因素是间距还是距离地面的高度。我们一会儿就要仔细观察顶部波瓣对于高频工作来说是否重要了。

增大主梁长度和堆叠间距

图 11-35 所示为仰角图的相同类型的覆盖，但这次的天线是两架 7 单元 15 m 波段的八木天线，安装在长 64 英尺的大梁上。这些天线的间距同样也是 30 英尺（21.2 MHz 上为 0.65 *l*），分别安装于图 11-34 所示的 4 组高度之上。正如我们所料，对于一对安装在 64 英尺长的主梁上的一对 7 单元八木堆叠式天线，其自由空间的仰角方向图比安装在 12 英尺长的主梁上的一对 3 单元八木堆叠式天线更窄。而较长的八木天线固有的前后比优于较短的天线的前后比。因此，在这个 7 单元堆叠对中，在两种高度位置超出主瓣的所有波瓣比起相应的 3 单元的天线要低。对于 7 单元的 95/65 英尺高度的天线对来说，最坏情况下的顶部波瓣在 76° 处大概下降了 22 dB，并且前后比要比所有 4 种高度的天线在 172° 处的前后比大 21 dB。

表 11-11 总结了 4 组堆叠式天线的主要性能特点。表中每一个主梁长度的第一项对应的是在 95 英尺高度处的单个八木天线。紧接着按照增益的顺序列举了堆叠的结构。有一列标着“最差波瓣，dB 相对峰值”是由于地面反射产生的第 2 波瓣的幅值，并且其仰角高度也列于表中。

除了上述讨论的 3 单元和 7 单元的设计之外，在表 11-11 中还增加了 4 单元和 5 单元的设计。在 15 m 波段上的天线的堆叠间距在 20～40 英尺（0.43 *l*～0.86 *l*）整个范围内，3 单元堆叠式天线的峰值增益只有小于 0.75 dB 的变化，而在 30 英尺间距处呈现了最高的增益值。因堆叠间距产生的峰值的增益差值随着主梁长度的增加而减小。例如，对于主梁长为 64 英尺的八木天线，当堆叠间距在 20～40 英尺之间变化时，增益变化 19.39−19.08 = 0.31 dB。

换句话说，将间距从 20 英尺增加到 40 英尺（0.43 *l*～0.86 *l*），对于主梁长度为 12～60 英尺（0.26 *l*～1.38 *l*）的天线来说，增益并没有显著的变化。从增益的角度来看，单个天线间的垂直距离在高频堆叠式天线中并不是主要影响因素。

对于单个八木天线来说最差情况的波瓣（通常来说，就是由于地面反射产生的第 2 波瓣）是最高的。毕竟，堆叠式天线能将高仰角波瓣的能量重新分配给主辨，而单个八木天线无法获得这一好处。因此，主梁长度为 12 英尺的一架单独的八木天线在 95 英尺高度处将会有一个副瓣产生在 21° 角处，比主瓣只小 0.9 dB，而由相同的两架八木天线以 30 英尺（0.65 *l*）的间距分别安装于 95/65

英尺高度，将产生一个下降了 4.5 dB 的波瓣。随着垂直堆叠中的天线间距的增加，第 2 波瓣会受到更多的抑制，在 40 英尺（0.86 *l*）间距时下降量高达 8.7 dB。

由于一个 3 单元八木天线在自由空间的仰角图比 7 单元八木天线的要宽，因此由地面反射产生的第 2 波瓣将在某种程度上衰减。这个现象对于在地面上方独立工作的所有长主梁天线来说都是一样的。对于叠式天线，第 2 波瓣的振幅将随着天线间距的变化而变化，但只有 6 dB 左右的变化范围。

对于适当设计的八木天线，前后比也往往会随着主梁长度的增加而增加。表 11-11 显示了在堆叠式天线中天线间距更接近时，前后比要更好一些，这是一个非直觉的结论，因为考虑到近间距天线间的耦合会更加强烈。例如，一架 5 单元的堆叠式八木天线，天线的间距为 20 英尺，前后比是 34.3 dB，而相比之下，天线间距为 30 英尺的堆叠式天线，理论上说应该具有最大的增益，结果前后比只有 21.4 dB。然而，较大的前后比值，很少具备较宽的频率范围，因此相位关系对于达到一个深零值来说是至关重要的，所以实际中 34.4 dB 和 21.4 dB 之间的差异几乎难以察觉。

对于较小的堆叠间距，顶部附近的波瓣结构（仰角在 60°～120°）也偏低——这对所有的主梁长度均适用——在这个例子中所涉及的主梁长度中峰值出现在间距为 25 英尺时。在该 7 单元叠式天线中，由于峰值事实上总出现在更小间距的天线中，即使相对又大又混乱的顶部波瓣并没有排除在堆叠的增益之外。在下面的章节中，我们将分析这个顶部波瓣是否重要。

表 11-11　　15 m 波段八木天线的间距的例子

天　　线	峰值增益（dBi）	最差波瓣（dB 相对峰值）	最差波瓣仰角（°）	*F*/*B*（dB）	顶部波瓣（dB 相对峰值）
3 单元，12′ 主梁					
95′ 高度的单个天线	13.2	−0.9	21	28.8	−17.5
95′/65′（Δ30′）	16.08	−4.5	25	14.9	−14.7
95′/60′（Δ35′）	16.01	−6.2	24	15.1	−10.9
95′/70′（Δ25′）	15.81	−3.2	24	14.8	−28
95′/55′（Δ40′）	15.71	−8.7	24	16.4	−11
95′/75′（Δ20′）	15.34	−2.3	23	16.3	−17.2
4 单元，18′ 主梁					
95′ 高度的单个天线	13.92	−1	21	28.3	−20.4
95′/65′（Δ30′）	16.63	−4.5	23	18.5	−17.3
95′/60′（Δ35′）	16.6	−6.2	24	18.2	−13.1
95′/55′（Δ40′）	16.36	−8.7	24	19.8	−13.2
95′/70′（Δ25′）	16.36	−3.3	24	20.4	−31.8
95′/75′（Δ20′）	15.92	−2.5	23	25.9	−19
5 单元，23′ 主梁					
95′ 高度的单个天线	14.26	−1.1	21	27.9	−22.3
95′/65′（Δ30′）	16.86	−4.6	24	20.8	−19
95′/60′（Δ35′）	16.86	−6.3	24	20.7	−14.4
95′/55′（Δ40′）	16.67	−8.8	24	23.5	−14.4
95′/70′（Δ25′）	16.59	−3.4	24	24.9	−34.4
95′/75′（Δ20′）	16.18	−2.6	23	34.3	−20.2
7 单元，64′ 主梁					
95′ 高度的单个天线	17.93	−2.2	21	28.9	−17.1
95′/65′（Δ30′）	19.39	−6.9	24.3	21.4	−21.9
95′/60′（Δ35′）	19.38	−8.6	24	21.4	−16.9
95′/55′（Δ40′）	19.29	−10.9	24	25.0	−18.6
95′/70′（Δ25′）	19.26	−5.5	23	24	−35.3
95′/75′（Δ20′）	19.08	−4.6	23	27	−23.4

较高角度的波瓣重要吗?

我们已经指出高频八木天线间确切的间距对于堆叠式天线的增益来说并不是关键的。更进一步来说，在堆叠式天线中单个八木天线的高度（还有间距）以一种复杂的方式来决定较高角度的波瓣。

让我们来分析一下高频波段堆叠式天线的这种高角度波瓣的关联。这次，以接收时的干扰减小量来衡量。正如第 23 章“无线电波传播”中所指出的，在大于 30° 的仰角处几乎检测不到远程信号。事实上，远程的信号只在 1°～30° 的仰角范围内传播，并且仅在操作员有望合理堆叠八木天线的所有频带上传播——理论上从 7～29.7 MHz。

你应当记得，对高频传播临界频率的定义是直接到达头顶 90° 仰角的电波被反射回地面，而不是损失在外部空间的最高频率。太阳辐射量达极高水平时的最大临界频率大约为 15 MHz。换句话说，在较高的高频波段高角度方向并不传播信号。

然而，一些国内的信号确实到达了某些相对较高的仰角范围。让我们来看看一些或许会碰到的更高角度的情况以及典型的高频波段堆叠式天线的仰角方向图是如何影响这些信号的。让我们来分析一下与一个更远距离的目标站在相同方向的中等范围干扰站的情况。

我们将研究的典型场景包括亚特兰大、波士顿和巴黎的站点。从亚特兰大到巴黎的方向角为 49°，和亚特兰大到波士顿的方向角相同。换句话说，如果亚特兰大的站点想要与巴黎的站点通信的话，势必会穿越（收取通过）波士顿的某一站点。亚特兰大到波士顿的距离大约为 940 英里，而从亚特兰大到巴黎的距离是 4 350 英里。地波显然以 21 MHz 的频率是无法穿越以上任何一种距离的（在该频率地波覆盖范围少于 10 英里），所以说从亚特兰大到波士顿以及到巴黎的传播是在电离层完成的。

让我们来估计一下 15 m 波段在 10 月的情况。我们假设一个平滑的太阳黑子数为 100，并且每个站点输入 1 500 W 的功率到理论上各向同性的天线上，这些天线在所有的仰角和方向角上都具有+10 dBi 的增益（使用这种理论上各向同性的天线的原因是它们在 VOACAP 中操作更方便。稍后会在实际堆叠式天线中阐述这一点）。VOACAP 预测，来自波士顿的信号在 1 400 UTC（通用协调时间 1400 时）时为 S9 + 8 dB，通过一次 F2 跳跃以 21.3° 的仰角到达。这个仰角要比一般遇到的远程信号的角度要大，但和顶部附近的角度比起来还是相差很远的。

对于同一架理论上各向同性的天线来说，从巴黎到亚特兰大的信号预计大约为 S6。经过 3 次 F2 跳跃后以 6.4 的入射角到达。假定每一个 S 单元大概为 4 dB，S6 的电平证明了每多跳跃一次将损失大约 10 dB 信号强度的经验法则，这对于现代的接收装置来说是个典型值。

现在来看图 11-36，它所显示的是一架 3 单元的堆叠式八木天线在离平地高度为 90/60/30 英尺处的响应曲线，以及一架类似的 7 单元的堆叠式八木天线的响应曲线。我们再次假设 3 个站点使用的都是这样的 3 单元的 90/60/30 英尺高度的堆叠式天线。亚特兰大和波士顿的站点将他们的堆叠式天线指向欧洲，而巴黎站点的天线指向美国。亚特兰大天线阵到巴黎在 6.4° 处的增益将会达到 16 dBi，或者比被选择用在 VOACAP 的具有+10 dBi 的各向同性天线阵的增益要大 6 dB。同样，法国站点的发射信号比起在 VOACAP 算法中使用的各向同性天线阵列增益增加了 6 dB，因此，此时从法国到亚特兰大的信号现在将会是 S6+12 dB，或者大约为 S9。

通过比较，从波士顿到亚特兰大的干扰信号将被该阵列的后向方向图减弱，该阵列将在 180° −21.3° =158.7° 的仰角处以单一的 F_2 的模式发射一个信号。从图 11-33 可以看到，波士顿站点在这个后向的仰角处的增益从各向同性天线的+10 dBi 下降到了−11 dBi，下降了 21 dB。到达亚特兰大接收器的信号在接收时也会受到该地天线阵列方向图的影响而有所减弱，该亚特兰大天线阵列在 21.3° 时具有大约 0 dBi 的增益，与全向性的天线在 6.4° 处+10 dBi 的增益相比，降低了 10 dB。

因此，波士顿站点的信号将下降 21 + 10 = 31 dB，伴随着来自波士顿的干扰信号，该信号由于天线阵列的组合效应下降到了 S3，而对于各向同性天线来说该信号本应该为 S9 + 8 dB 的。这在干扰方面是一个很显著的减弱。但你会注意到，这种衰减与顶部附近的波瓣无关，而和主波以及前后比波瓣的后缘有关系。

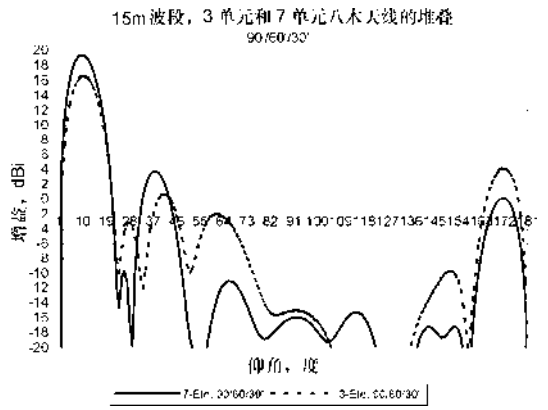


图11-36　在90/60/30英尺高度的15 m波段3单元和7单元八木天线的堆叠。7单元的堆叠式天线的前后比优于3单元的堆叠式天线，其原因主要是长主梁天线的设计本身的前后比更好。

更高的仰角

现在，让我们估算一下一个离波士顿更近的站点的情况，比如说在费城的一个站点。从费城到巴黎的角度是53°，距离为 3 220 英里。如上所述，在 10 月的同一天，VOACAP 预测有一强度为 S8 的信号以 2.7° 的仰角在两次 F_2 反射后从巴黎传输到了费城。VOACAP 计算假设各向同性天线在 3 个站点的增益都是+10 dBi。而 3 单元堆叠式天线在 2.7° 时电路的两端增益也是+10 dBi，所以这个堆叠式天线从巴黎到费城的信号强度也将是 S8。

现在，VOACAP 以 56.3° 作为从费城到波士顿的仰角计算值，即在 53° 的方位角经过一次 F_2 跳跃后的角度，该角度完全在这个堆叠式天线的波束宽度范围以内。VOZCAP 预测具有+10dBi 增益的各向同性天线的信号强度小于 S1！

这是怎么回事呢？波士顿和费城都包含在 21 MHz 的“跳跃”区域，并且信号正好从波士顿跳跃到费城的上空（返回时也是一样）。由于传输和接收的堆叠式天线的实际方向图的缘故，实际的信号和理论上各向同性天线的信号相比要弱得多。在 56.3° 仰角处，接收的堆叠式天线的增益将为−10 dBi，而在仰角 180° −56.3° =123.7° 处，发射的堆叠式天线的增益也将降至−10 dBi。与增益是 10 dBi 的各向同性天线相比，每个堆叠式天线的净减少值将达到 40 dB，正好将干扰信号混进了接收器的噪声中。

你可以放心地说顶部附近的角度并没有出现在图上，很简单，因为中等距离的信号处于电离层的跳跃区域，干扰信号在这个区域已经变得很微弱了。

即使是在前后比不理想的情况下也可能是有利的——因为这样可以提醒发射的信号的站点：你正占据着那个频率——电离层不会传播处于跳跃区域中的中等距离信号。通常，两个站点也许处于相同的频率而不知道对方的存在。

地波？

你也许会想知道对于地波信号会发生什么。让我们来看下这样的一种情况，干扰的站点与期望的目标处于同一方向上，但只相距 5 英里。令人遗憾的是，它的信号是 S9+50 dB。即使将信号电平减少 30 dB 这么大一个数字，其信号强度仍比你所期望目标地点的信号高 20 dB！对于地波信号，你无法改变什么，即使考虑用优化堆叠高度的方法来抵消当地的信号通常也是徒劳的。

多频段八木天线的堆叠间距

按照定义，多频段八木天线组成的堆叠式天线（例如一个覆盖 20/25/10 m 波段的 3 频段八木天线），其天线间的垂直间距是固定的，并且以英尺或者米作单位衡量，而不是以波长为单位。就单个的天线间的最优间距来说，3 频带的天线堆叠和单频带的是一样的。同样，对于一个 3 频带八木天线堆叠来说，间距为 0.5 l 和 1.0 l 在增益上的差值总共还不到 1dB。更进一步地说，实际上限制各种八木天线间（多频带的或者是单频带的）堆叠间距的选择的约束主要还是位于塔本身上面的拉线装置的间距。

总结堆叠间距

简而言之，我们总结出实际高频八木天线的堆叠间距也没有什么神奇的地方，一个很好的经验法则就是 0.65 l 的堆叠间距。这对于单频带堆叠型天线在 10 m 波段上是 23 英尺，在 15 m 波段上是 30 英尺，在 20 m 波段上是 45 英尺。实际上，你能在高塔上安装天线的空间是有限的——主要是安装在拉线允许放置的那些地方。特别是当你想旋转天线塔上低处的天线时尤为明显，所以你必须在天线塔上从高处清除掉这些拉线。

11.6.5 堆叠式天线和衰落

以下内容摘引自 Fred. Hopengarten（K1VR）和迪安 • 斯州（N6BV）于 1994 年 2 月发表在 QST 上的文章。他们通过在各自的站点处使用堆叠的 Hy-Gain 的 TH7DXs 或 TH6DXXs，已经寻求到了一些来自站点的报告，主要是在欧洲，用来作堆叠式天线中不同天线的各种组合方式和单个天线的比较。堆叠式天线的峰值增益通常比单个天线的最佳增益略大一点，这并不惊奇。即使是一个大型的堆叠式天线，和一个单个的八木天线在一个有利于占优势的仰角的高度处所获得的增益相比，也不会超过 6 dB。在通往欧洲的路径上的衰落很可能是 20 dB 或者更多，所以要做出确定的比较是很麻烦的。他们在很多测试中发现，和单个的八木天线相比，堆叠式天线衰落的可能性比较小。即使在典型的 SSB 频带范围内，频率选择性衰落偶尔也会导致一个声音的音质在接收和传输过程中改变，通常，在天线堆叠的情况下变得极其完整，而在单个天线的情况下变得微弱。这种情况不会一直发生，但经常可见。在拿单个天线和叠式天线的比较过程中，他们还观察到与单个天线相比，堆叠式天线的衰落小，衰落周期也更长。

要确切地解释为何堆叠式天线呈现较弱的衰落是个很有吸引力的主题，尽管已存在一系列探索性的观点，但都没有确凿的证明。有些人保持这样的观点，堆叠式天线优于单个天线的原因在于它们具备空间分集的效应，也就是将某一天线按各种不同的物理位置放置，可以随机地接收到另一架物理位置不同的天线无法接收到的信号。

对此很难争辩，同样要证明其科学性也存在困难。

对于堆叠式天线为什么呈现较优的衰落特性的一个更合理的解释是他们较为狭窄的前向仰角波瓣可以消除不想要的传输模式。即使当带宽条件有利的时候，例如，在 10 或 15 m 波段上从新英格兰到西欧的一个很低的 3° 仰角处，有些信号，虽然相对较弱，也能到达较高的仰角处。这些高角度的信号在穿越电离层的旅程中已经传输了更长的距离了，因此此刻的信号强度和相位角都和主传输模式的信号传输不一样了。当与占支配地位的传输模式的信号组合时，净效应为破坏性和建设性的衰落同时存在。如果一个堆叠式天线的仰角响应可以消除在更高仰角处到达的信号，那么理论上，该衰落将被减弱。这充分说明：在实际中，堆叠式天线确实可以减小衰落。

11.6.6 堆叠式天线和静电干扰

在堆叠式天线中的顶部天线往往比下面的天线更容易受到雨雪静电的干扰。N6BV 和 K1VR 观察到了这种现象，下面天线的信号十分稳定时，而 S9+的雨滴静电干扰使得上面天线或者堆叠式天线不能接收信号。这说明有时在堆叠中选择单个天线的能力是非常重要的。

11.6.7 堆叠式天线和方位角的多样性

“方位角的多样性”是用来描述这样一种情形的术语：堆叠式天线中的一架天线有意地指向一个和叠式天线的主方向不同的方向。在某一来自东海岸的 DX 竞赛的大部分时间里，堆叠式天线中较低处的天线指向欧洲，而顶端的天线常常旋转至朝向加勒比海和日本的方向。在一个由 3 架相同的八木天线组成的堆叠式天线中，将一个天线指向一个不同方向的一级效应就是 1/3 的传输功率会从主目标区域里转移。这也就是说，峰值增益减少了 1.8 dB，考虑到当从新英格兰到欧洲的频段开放时，信号强度总是比 S9 高 10～20 dB，所以这点减少量也不算很多。

图 11-37 所示，是一对在 95 和 65 英尺处同相馈线的 4 单元八木天线的三维方向图，但其中较低的天线已旋转 180°，朝－X 方向发射。后向波瓣的峰值出现在一个较高的仰角处，因为在这个方向辐射的天线处于天线塔的较低处。前向波瓣的峰值出现在较低的仰角处，因为该方向辐射的主要天线处于较高的位置。

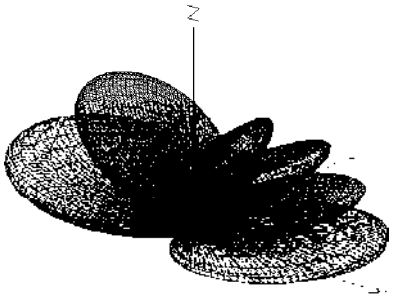


图11-37　两架4单元15 m波段的八木天线方向图的三维表示，顶部天线位于95英尺，而底部天线则在65英尺的高度，但指向相反方向。

11.6.8 N6BV/1 天线系统——强制馈电

在新汉普郡 Windham 的 N6BV/1 系统位于距离波士顿 40 英里远的小山山顶，可以看作是一座优秀的，但并不是主导的竞赛站点。在 20 世纪 90 年代 N6BV 返回加利福尼亚之前，许多排行前十的竞赛结果是在该工作站获得的。

那里有一座 120 英尺高的 Rohn45 塔，拉线间距 30 英尺，并且从塔基处向每个拉线点水平延伸 100 英尺，所以塔上单个的八木天线具有足够的旋转空间。每组拉线电缆都采用了重型的绝缘体，绝缘体间隔 57 英尺，以避免在 80～10 m 业余波段产生谐振。在塔上共安装了 5 架八木天线。在塔顶有一根重型 12 英尺长的钢杆，壁厚 0.25 英寸，通过 Orion 2800 旋转器调节旋转。在旋转器上方使用了两个推力轴承，一个位于塔自身的上托板（顶板）处，另一个位于塔内向下两英尺的一个修改过的旋转器支架板上。这两个推力轴承使旋转器在维修保养时可以被卸下来。

在主杆的顶端 130 英尺高的地方，是一个 5 单元、经计算机优化的 10m 波段八木天线，这是 Create 公司在 24 英尺主梁上的一个修改设计。为了达到更高的增益，以及在带宽范围内获得更理想的方向图，该单元的调谐根据堆叠式天线进行了修正。在塔顶（120 英尺高度）架设了一架 Create 公司型号为 714X-3 的 3 频带八木天线。这是一架较大的三频带天线，具有 5 个单元和 32 英尺长的主梁。其中 3 个单元工作在 40 m 波段，4 个工作在 20 m 波段，4 个工作在 15 m 波段。这些 40 m 波段的单元上装有线圈、陷波器和电容极板，大约为 46 英尺长。一架 3 频带 20/15/10 m 波段的 Hy-Gain TH7DX 天线位于塔上 90 英尺高度处，刚好在第 3 组拉线的正上方，固定指向欧洲。

在该塔的 60 英尺高度处，也就是位于第二组拉线的正上方，有一个叫“摆门”的侧面固定的支架，是由 Oregon 的远程通信工程制造的。在这个支架上装有一个 Hy-Gain 的 Tailtwister 旋转器旋转一个 TH7DX 天线（注意，侧面支架和 TH7DX 本身的单元间距共同防止了绕塔的全向旋转——采用该系统可以实现大概 280° 的旋转）。在 30 英尺高度，即位于第一组拉线的正上方，有第 3 个 TH7DX，同样固定指向欧洲。

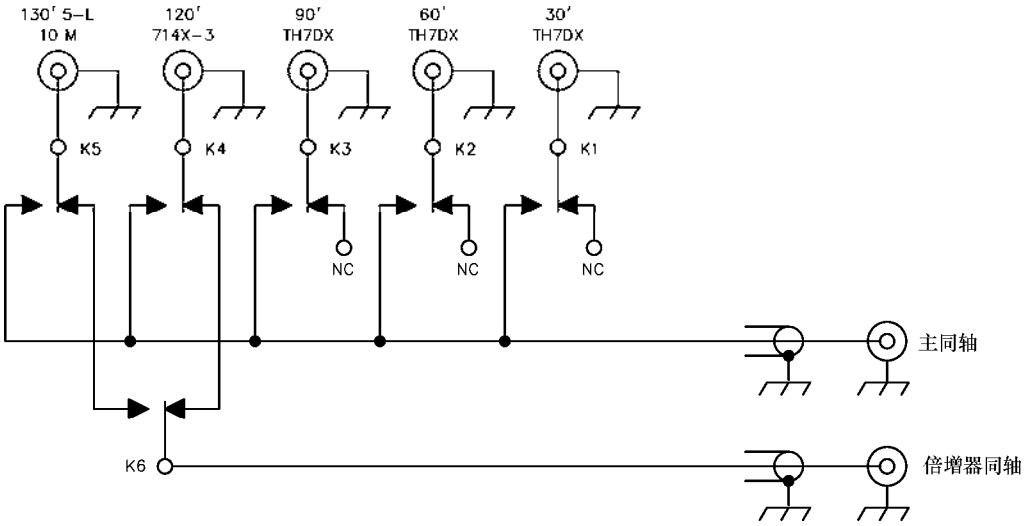


图11-38　N6BV/1配电箱系统。它采用了一个改进的DX（远程通信）工程远程配电箱，加上继电器K6来选择两架顶部天线（5单元10 m波段的八木天线或40/20/15 m波段3频带天线714X-3）中的一架作为“倍增器”天线。当任意一个或所有八木天线以并联方式连接起来组成一个堆叠式天线并由主同轴线馈电时，并没有特别装置使SWR均等化。5架八木天线中的每一架都采用等长的Belden 9913软同轴电缆馈电，因此可在任何频带保持相位条件。通往无线电收发室的主同轴电缆和“倍增器”同轴电缆是外径为0.75英寸阻抗为75 Ω的硬电缆。

所有 5 架八木天线都由等长的 Belden 9913 低损耗的同轴电缆馈电，而且都是用噪声桥测量，以确保相同的电气特性的。在每一个馈电点，有一个铁氧体磁珠扼流巴伦（使用 7 颗大珠子）被安置于同轴电缆上。所有 5 条同轴电缆都通往一个安装在塔上 85 英尺处的继电器配电箱里。图 11-38 所示为配电箱的结构原理图，由总长为 25 英尺，外径为 0.75 英寸，阻抗为 75 Ω的硬线同轴电缆馈电。

这个远程通信工程的远程切换箱通过增加一个继电器 K6 进行了改进，因此可以通过另一根通向无线电收发室的 0.75 英寸的硬线来选择 130 英尺高度或者 120 英尺高度的旋转天线。这样就创造出了一架倍增器天线，与主天线独立。用这种方式可以监控第 2 个频带，同时在另一个频带上使用主天线来呼叫 CQ。在倍增接收器端还需要用到带通滤波器以防止主发射机带来的过载。

这种 0.75 英尺的硬线损耗很低，即便是当配电箱末端存在很大的驻波比时也是如此。这点很重要，因为和 K1VR 系统不同，在 N6BV 上并没有任何设计使得在继电开关 K1 到 K5 打开或关闭时还能保持恒定的驻波比。这一看似漫不经心的态度的出现来源于几个因素。首先，在这个系统中有很多可以一同使用的天线的不同组合。每个继电器的线圈都由无线电收发室中的一个拨动开关独立控制的。由于在所有的 5 个频带中存在无数阻抗的组合，因此 N6BV 无法设计出一个不会变得相当复杂的匹配系统。

其次，当 4 架天线在 10m 波段上并联连接时，4:1 的驻波比失配将导致最坏情况下的额外的传输损耗仅为 0.5 dB。当天线的组合被接通或者断开时，线性放大器的确需要有轻微的重调，但这相对于开关和匹配网络复杂性降低而言，只不过是小小的劣势。这种到欧洲的 90/60/30 英尺的堆叠式天线在远程通信比赛的整个过程中有 95%的时间会用到，所以对于其他天线组合来说放大器微量的重调仅被认为是微小的令人恼火之处。

11.6.9　为什么是三频段的天线?

毫无疑问，K1VR 和 N6BV 最常被问到的问题是：“为什么选择三频带天线来用作堆叠式天线？”三频段天线的选择完全是出于它们是折中的天线的认识。其他一些有进取心的业余爱好者已经制作了堆叠式三频段天线阵列。鲍勃米切尔（N5RM）就是一个显著的例子，他将 4 架 TH7DX 三频段的天线安装在一座高 145 英尺的旋转塔上，制作了所谓的 TH28DX 天线阵列。米切尔采用了一个相当复杂的继电器选择性调谐网络系统，来选择堆叠天线中的上层天线对、下层天线对或者是所有的 4 架天线。得克萨斯州的其他人使用三频段堆叠式天线同样也得到了很好的结果。参赛者丹尼（K7SS）多年来一直成功地使用一对堆叠式的 KT-34XA 三频段的天线。

使用三频段天线的一个主要原因是，两位作者在过去几年已经使用 TH6DXX 或 TH7DX 天线获得了很好的结果。从机械性能和电气性能来讲，它们都有结实的构造。它们能够经受住新英格兰冬日的严寒，而且 24 英尺长度的主梁足以产生显著的增益，尽管陷波损

失有所折中。业余爱好者推测三频段天线中的陷波损失自由地在 0.5～2 dB 来回变动。N6BV、K1VR 以及 Hy-Gain 的工程师们对三频段天线具有较低的陷波损失值很满意。

考虑这样一种情况：如果 1 500 W 的发射机功率传输到一架天线上，那么 0.5 dB 的损耗就相当 163 W 的功率。这样，在一个 TH6DXX 上平均使用的 6 个陷波器上会产生相当大的热量，相当于每个陷波器 27 W。如果损耗高达 1 dB，总的损失功率就是 300 W，或者说每陷波器 50 W。根据常识，如果总的损耗大于 0.5 dB，那么该陷波器工作起来就会更像大型的鞭炮，而不是谐振电路了！类似于 TH6DDX 或者 TH7DX 这样长主梁型的三频段天线，都具备足够的空间来使用专门用于不同频段的单元，所以通常在短主梁的 3 单元或 4 单元的三频段天线发生的单元间距的折中是可以避免的。

有意识地选择三频段天线的另一个因素是由于圣诞树状结构中所使用的主杆上的单频带天线间的位置太靠近了，从而导致天线间的各种相互干扰，这是直接的困扰。N6BV 最坏的经历是在 20 世纪 80 年代初，在 W6OWQ 雄心勃勃地制作 10～40 m 波段的圣诞树天线堆叠时发生的。这个构造使用了 Tti-Ex Skyneedle 管状曲柄回转式基塔，伴有一支旋转的 10 英尺长的厚壁主梁。性能下降最大的天线是 5 单元的 15 m 波段八木天线，像三明治一样被夹在中间，位于主梁顶部的 5 单元 10 m 波段八木天线 5 英尺之下以及全尺寸的 3 单元 40 m 波段八木天线的 5 英尺之上，同样，该天线同样具有 5 个 20 m 波段单元交错排列在 50 英尺的主梁之上。

15 m 波段天线前后比最好大约为 12 dB，与移除底部的 40/20 m 波段八木天线时测量得到的大于 25 dB 值相比有所下降。既使再怎么调整单元间距，单元调谐，或者甚至是 15 m 主梁相对于其他主梁的方向（例如 90° 或者 180°）也不能改善该天线的性能。再者，每个长 20 m 的振子需要在两端增加将近一英尺的长度，用来补偿与其交错的 40 m 波段单元的影响。很幸运的是，这个塔是机动化的曲柄回转，在进行各种实验尝试时它上下了数百次。

在一座短型的圣诞树式堆叠式天线中，由于天线间相互靠得太近而产生的相互作用必定会破坏已经仔细优化好的单个八木天线的方向图。现在，可以通过例如 EZNEC 或者 NEC.这种计算机软件来实现对相互作用关系的建模。由于单频带天线间较短的垂直间距，和架设于周围无干扰的空间中的一架独立的单频带天线增益相比，很容易产生 2～3 dB 的增益下降。很奇怪的是，有时甚至当前后比并不是急剧衰减，或者前后比偶尔实际上被改善的时侯也会发生这种增益的下降。

如果你计划将单频带天线堆叠起来——例如，在单个天线塔上只安装 15 m 波段的八木天线，而将其他单频带的天线堆叠安装在其他的塔上——务必模拟一下这个系统看看是否有相互作用产生。结果也许会令你非常惊讶。

最后，在 N6BV/1 的装置中，选择三频带天线还有一个原因就是要使系统尽可能的简单。当然，先要给定一些理想的性能水平的要求。三频带天线与相等数量的单频带天线相比，更有利于实现较小的机械复杂度。在 N6BV/1 塔上，共有 5 架八木天线，相对于在塔上使用 12 或 13 架单频带天线而言，在 40～10m 波段上能产生更高的增益。

11.6.10 K1VR 阵列：一种更简练的匹配方法

这个 K1VR 阵列位于一座 100 英尺高度的 Rohn25 塔上，并且在 30 英尺，60 英尺和 90 英尺高度含有多组天线拉线，这些天线拉线是用不导电的 Phillystran 材料制成的。这种材料是一段非金属的纤维 B（一种合成纤维）绳索，外面覆盖了一层黑色的聚氯乙烯，用来保护不受阳光中的紫外线辐射的有害影响。使用该绳索时要小心：不要让树枝摩擦到它。该绳索是设计用于拉紧状态的，但又不同于钢铁的拉线，并且抗磨损性也不是很好。

两架天线都是 Hy-Gain 的 TH6DDX 三频段天线，其中顶部的一架位于 97 英尺高度，底部的一架则位于 61 英尺高度。低处的天线由一个安装在自制的“摆门”侧面支撑底座上的 Tekex Han-M 旋转器绕来转动，该支架使其可以绕着塔旋转 300° 而不触碰到任何天线拉线或有任何一单元摇晃到塔上。在塔上 90 英尺高度的点上有一架 2 单元 40 m 波段的 Cushcraft 八木天线，安装在一个环形转子上，因此可以绕塔旋转 360°。

通过尝试去匹配 TH6DXX 天线，使其不仅能够单独使用，还可以用于堆叠式天线，结果发现毫无成果之后，K1VR 决定采用继电选择的宽带环形匹配变压器。当两个三频段的天线作为一个堆叠式天线并同时都以并联的方式馈电时，变压器将阻抗由 25 Ω 变换到 50 Ω。该变压器绕在一个 T-200A 铁粉芯上，它可从 Amidon，Palomar 工程或大洋洲电子公司购得。将两段双 RG-59 同轴电缆（有时被称为 Siamese 或者 Wangnet）的每一段都缠 4 匝在铁粉芯上。也可以使用两条分开的 RG-59 电缆，但是双 RG59 电缆使得装配看起来更整洁。RG-59 电缆的保护层用串联连接，而中心导体用并联连接。详情请看图 11-39。

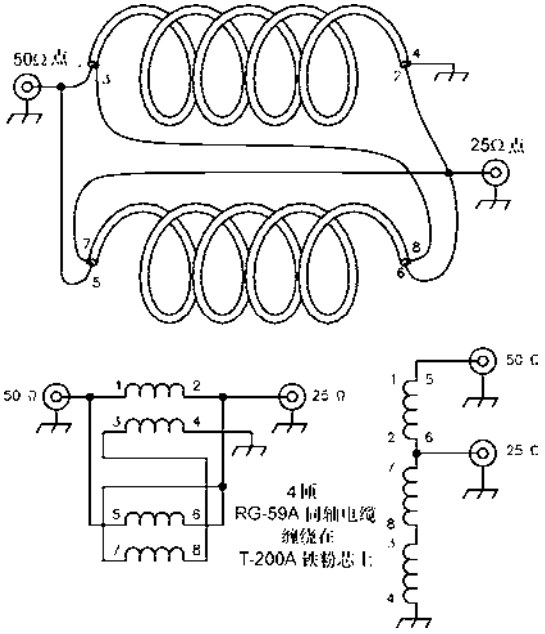


图11-39　K1VR三频段堆叠式天线的匹配变压器示意图。变换器芯采用铁粉芯T-200A，并绕上4匝双RG-59A或“Siamese”同轴电缆。中心导线采用并联方式连接，保护层采用串联方式连接，从而产生0.667:1的匝数比，接近于所希望的25Ω到50Ω的变换。

图 11-40 所示是位于无线电收发室中的 K1VR 配电箱的结构原理图。50 Ω 的相同电长度的硬线首先从天线引入收发室，然后再接到配电箱里。在这个配电箱里，继电器的触头被直接焊到了 SO-239 的机壳连接器上，从而可以使电线的长度降至绝对最小。K1VR 使用了比必要的体积更大一些的金属箱，因为他想在安装环形变压器的时候，可以在变压器和箱壁之间多留些空间。该圆环被一片绝缘的泡沫板固定在适当的位置上。在安装配电箱使其投入使用之前，该系统采用 50 Ω 的虚拟负载进行测试，这些负载使用了等长的电缆并联连接以产生 25 Ω 的电阻。测得的最大驻波比在频率 14 MHz 时为 1.25:1，频率为 21 HMz 时为 1.3:1，频率为 28 MHz 时为 1.15:1，当连续地输出 80 W 功率时，变压器芯仍是冷的。

系统性能的一个关键是 K1VR 使用一个虚构的 TDR（时域反射仪）使两条硬线具有相等的电长度（差别在 1 英寸以内）。K1VR 指出从相同的 500 英尺长的 RG-213 卷线上切下相同长度的电缆，效果几乎和硬线一样好。这样可以消除不同卷电缆之间的制造公差。

K1VR 在过去的 10 年的经历是这样的，清晨当 10 m 波段或者 15 m 波段刚开始向欧洲开放时，顶部的天线表现较优。一旦波段完全开放时，两架天线都将同相馈电以在欧洲产生较大的阴影，或者覆盖范围。到了上午 10 点左右，低处的天线对大多数的欧洲人来说较优，虽然他一

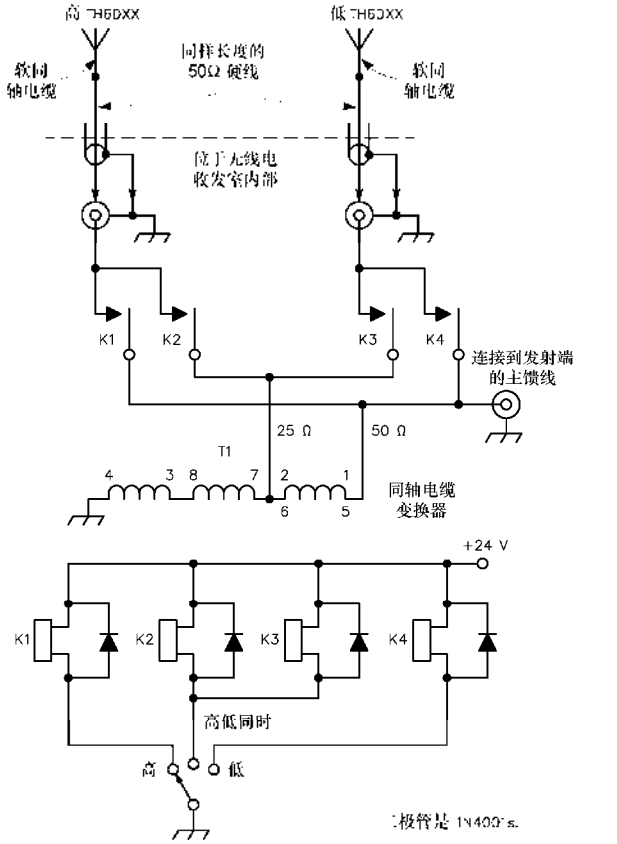


图11-40　用于K1VR三频段堆叠式天线系统的继电器配电箱。同等长度的50Ω的硬线（在每架天线中采用同等长度的50Ω的软电缆以允许天线转动）通向无线电收发室中的配电箱。对应高、低和高低同时的开关位置，所有3个频带的天线SWR非常接近于常数。

直在使用堆叠式天线以防有人通过贯穿欧洲的一段很长的距离收听他的呼叫。

他说当他迅速地与欧洲人建立联络时，很高兴可以被 4S7、HS0 和 VU2 呼叫。

11.6.11　对于堆叠式三频段天线的一些建议

要很多的业余爱好者们去精确地重复 K1VR 或者 N6BV 的竞赛装备是不可能的。然而，很多的业余无线电爱好者已经在一个适中高度的塔顶安装三频段天线，其典型高度大概为 70 英尺。要在这样的塔上大约 40 英尺高度处再安装一个完全相同的三频段天线不是很困难。第 2 个三频段天线可以根据特别的兴趣（例如欧洲或者日本）指向一个固定的方向，或者在侧面支撑底座或是环形转子上绕着塔旋转。如果天线拉线阻碍了它的旋转，则通常可以重新调整该天线使其固定在一个单一的方向。

每隔一段间距使天线拉线绝缘以确保它们不会在电气上覆盖住低处的天线。一个简单的馈电系统由大于 0.5 英寸 75 Ω 等长硬线组成（或者更昂贵的 50 Ω 的硬线，

如果你确实很注重驻波比）。这些硬线沿着天线塔从无线电收发室向上连接到每架天线上。每架三频段天线都通过一段等长的软同轴电缆和铁氧体扼流巴伦连接到与其相应的硬线馈线上，所以这个天线可以旋转。

在下方的小屋中，可以简单地通过并联接入或断开两条硬线来选择仅使用高处的天线，仅使用低处的天线或者同时使用两架天线作为一个堆叠式天线。请参看图 11-41。正如先前声明的，任何阻抗的差值都可以通过简单地重新调谐线性放大器，或者当收发器在外部工作时通过采用内部的天线调谐器（包含在大多数的现代收发器中）来得到处理。在这样一个系统中获得的额外性能将远大于模型计算出来的额外分倍数。

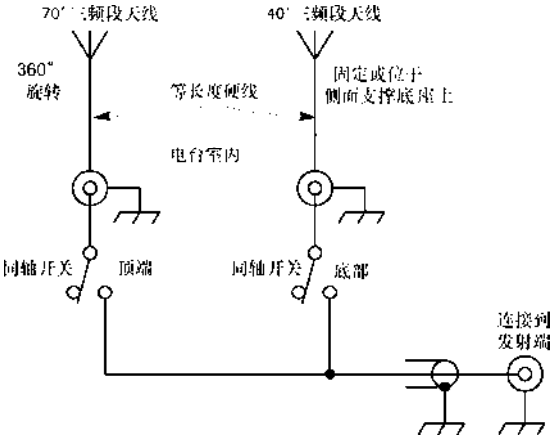


图11-41　用于70/40英尺三频段堆叠式天线的简单馈电系统。每架三频段天线采用同等长度的0.5英寸75 Ω硬线电缆馈电（在每架天线中采用同等长度的软同轴电缆以允许天线转动），并且可在无线电收发室中的操作员位置处单独或并联选择。同样，在该系统中没有使用特殊措施来保证对于任何一种天线的组合，其SWR均相等。

11.6.12　WX0B 使用的堆叠式天线匹配和馈电方法

我们在前文中提到在堆叠式天线中，根据当时需要强调的仰角高度将各种天线通过开关接入或者移出堆叠式天线是多么有用。简 • 泰勒斯克（WX0B）的阵列的解决方法已经为单频段或者是多频段的八木天线设计出了可切换的匹配系统，称为堆叠式天线匹配器。

该系统使用了一个 50 Ω 到 22.25 Ω 宽频带传输线变换压器来匹配堆叠式天线中多达 3 架的八木天线的组合。如图 11-42 所示为一个堆叠式天线匹配器的原理图。选择任何一架单独的 50 Ω 的八木天线时，不需要匹配变压器，继电器 IN 将射频按规定路线直接发送到通往继电器 1、2 和 3 的总线上。选择两架八木天线时，其并联阻抗是 50/2 = 25 Ω，此时，继电器 IN 按规定路线将射频发送到匹配变压器中。驻波比是 25/22.25 = 1.1:1。对于 3 架天线同时使用的情况，并联阻抗为 50/3 = 16.67 Ω，驻波比是 22.25/16.67 = 1.3:1。

这个宽频带的变压器包括 4 组 3 股捆扎在一起的 12 号绝缘瓷漆包线，缠绕在 Ferrite 公司生产的铁磁环形磁芯 FT-240 的磁芯上，该磁芯的外径为 2.4 英寸，由 61 号材料制成（m = 125）。WX0B 使用了封装在塑料箱子里的 10 A 继电器作为射频开关，在操作站通过一个控制箱来选择切换（10 A 的继电器理论上可以处理 $10\ A_2 \times 50\ \Omega = 5\ 000$ W 的功率）。图 11-43 所示为传输线变压器和堆叠主装置的 PCB 的图片。

该控制/指示器箱子采用了一个二极管矩阵来将各种天线的组合接入或移出堆叠式天线。3 个 LED 在前面板上垂直排成一列，以指示在堆叠式天线中选择了哪一个或哪几个天线。

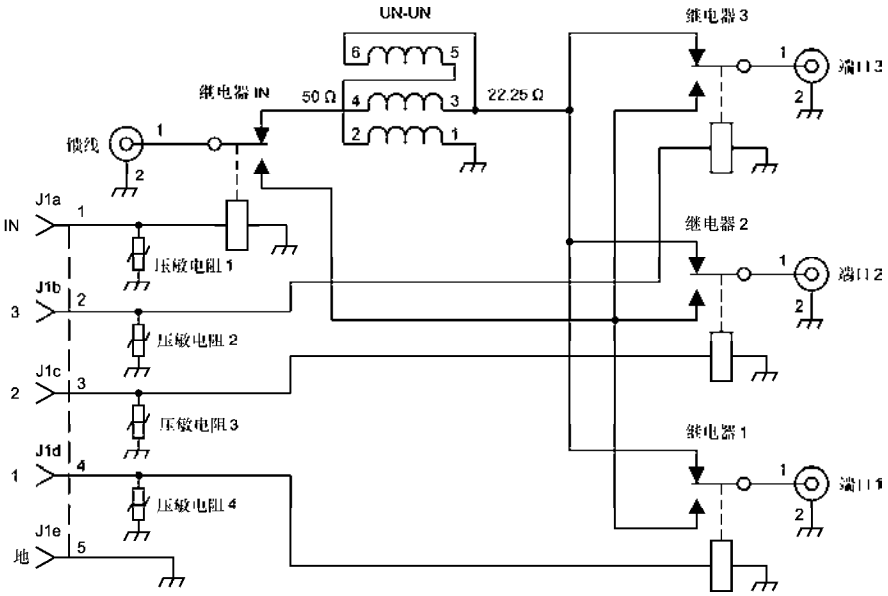


图11-42　WX0B的StackMatch2000配电箱图，该配电箱采用了由3股#12漆包线绕成的宽带传输线型变压器（Courtesy 阵列解决方案）。

11.6.13 BIP/BOP 操作

“BIP”这个缩写的意思是“两者同相”，而“BOP”代表“两者异相”。BIP/BOP 涉及的是由两架八木天线组成的堆叠式天线，尽管该术语常用于包含两架以上天线的堆叠式天线。理论上，采用反相天线对堆叠式天线馈电要比同相馈电产生更高的仰角响应。

图 11-44 所示为 2 架离地高度为 2 *l* 和 *l*（93 和 46 英尺）的 3 单元 15 m 波段八木天线的 BIP/BOP 操作比较的直角坐标图。BOP 的方向图为较高角度的波瓣以及两个在略高于 14° 处交叉的波瓣。BOP 堆叠式天线增益的最大幅值大约比 BIP 天线对的增益少 1/2 dB。作为参考，一架独立的 46 英尺高的八木天线的方向图也叠加在了该堆叠式天线的方向图上。

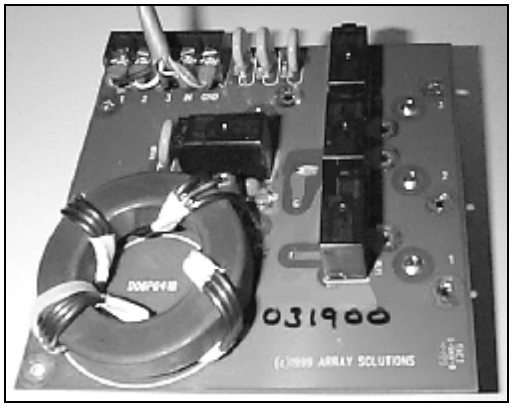


图11-43 StackMatch的内视图(Courtesy 阵列解决方案的照片)。

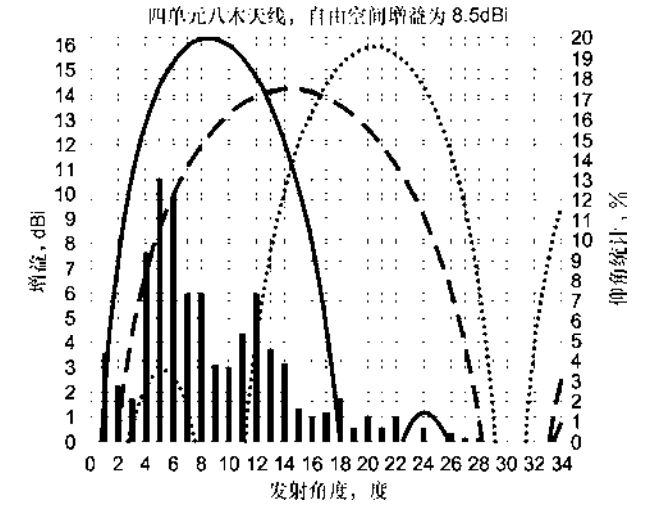


图11-44 两架位于离平地面93和46英尺高度的4单元15m波段八木天线的“BIP/BOP”操作的HFTA屏幕截图。BOP（两者异相）操作中的仰角响应移向更高，在21°左右达到峰值，相比之下，BIP（两者同相）操作在8°时达到峰值。虚线为46英尺高度处的单个八木天线的响应曲线。

对一架八木天线进行 180° 的异相馈电最常用的方法是引入连接到其中一条天线上的一段额外的半波长电长度的馈电同轴电缆。这个方法明显只能工作在单一的频段上，因此对于多频段八木天线的堆叠并不适用，例如三频段堆叠式天线。对于这些多频段堆叠式天线，只对那些较低位置的天线馈电——通过将一个或多个较高位置的天线移出堆叠式天线——对于实现在中等仰角或高仰角处更好的覆盖范围确实是个切实的好办法。

11.6.14 堆叠不同的八木天线

到目前为止，我们一直在讨论由相同的八木天线组成的垂直堆叠式天线。而业余无线电爱好者成功制作出的由不同八木天线组成的堆叠式天线并不是很常见。例如，试想有这样一种情况，把两架 5 单元 10 m 波段的八木天线安装在塔上分别距离地面 46 和 25 英尺处，同时将一架 7 单元 10 m 波段的八木天线安装在同一塔上 68 英尺处。图 11-45 所示为这个堆叠式天线的结构图。注意，顶部的 7 单元八木天线的激励单元正好位于 5 单元天线激励单元的垂直平面之后。这个偏移距离必须通过顶部八木天线激励系统的相移得以补偿。

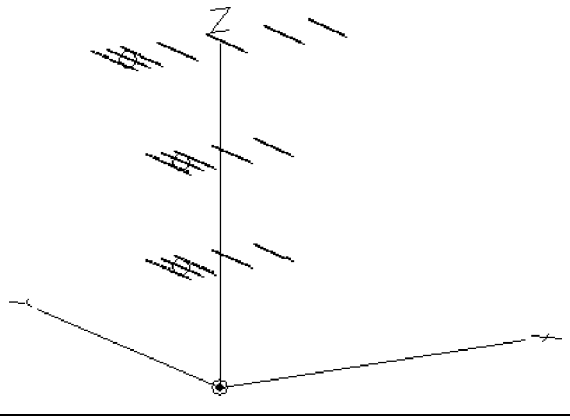


图11-45 堆叠不同的八木天线。在此一架7单元的10 m波段八木天线堆叠在两架5单元八木天线之上。注意与两架5单元八木天线的位置相比，7单元八木天线激励单元位置的偏移。这导致较高位置天线出现不希望的相移。

图 11-46 所示，是未补偿的（等长馈线）和补偿的（对顶部天线增加 150° 的相移）堆叠式天线响应的仰角方向图。该图形是使用了 EZNEC ARRL 软件计算得到。从图可以看到不仅存在大约 1.7 dB 的最大增益的损失，还有仰角的峰值也 8° 的最优发射角上移了 11°——此处也有大约 10 dB 的增益损失。如果不进行补偿，将会造成堆叠式天线仰角方向图的严重失真。

对于 RG-213 同轴电缆，在 28.4 MHz 频率时要获得

150° 的额外相移需要提供 150/360 l = 0.417 l = 9.53 英尺的额外长度。这个计算使用了 TLW 程序（Transmission Line for Windows）。

通常，通过简单使用一段额外的电缆来补偿堆叠式天线中不同的八木天线并不总是可行的，所以你务必要模拟这些组合，以确保其工作的可行性。当然，一个安全的替代方法就是采用同型号的八木天线组成堆叠式天线，并且用等长的同轴电缆来馈电，以保证同相的操作。

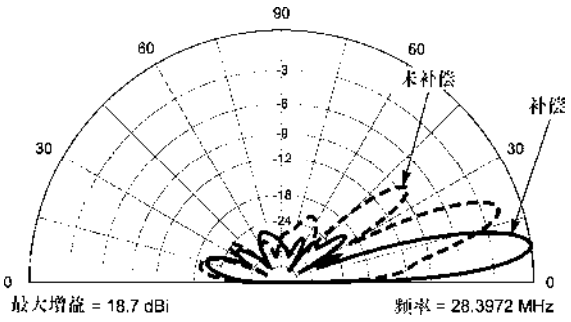


图11-46　7/5/5单元10 m波段的堆叠式天线在有/无激励单元偏移补偿时的仰角响应比较。

11.7　现实世界的地形和叠式天线

至此，所举的堆叠式天线的例子都是针对在平地上方的堆叠式天线讲的。当涉及要处理实际中的不规则地形时，事情就会变得复杂得多了！请看第 3 章“地面的影响”中有关 HFTA（高频地形评估）程序的描述。

如图 11-47 所示是用 HFTA 计算的位于新汉普郡 Windham 的 N6BV/1 位置的 3 架天线朝向欧洲（方向角为 45°）的 20 m 波段仰角响应曲线。用条线图表示的重叠部分是从新英格兰（曼彻斯特）到所有欧洲地区的传输路径的仰角统计数据。在 90/60/30 英尺高度的堆叠式天线覆盖了在 14 MHz 频率处所有需要的最适宜的角度。N6BV 的 120 英尺八木天线在 7°～20° 的区域范围出现了一个严重的零点，最深的零点部分出现在 13°，大致类似于 90/60/30 英尺高度的堆叠式天线在 2°～7° 范围的情况。

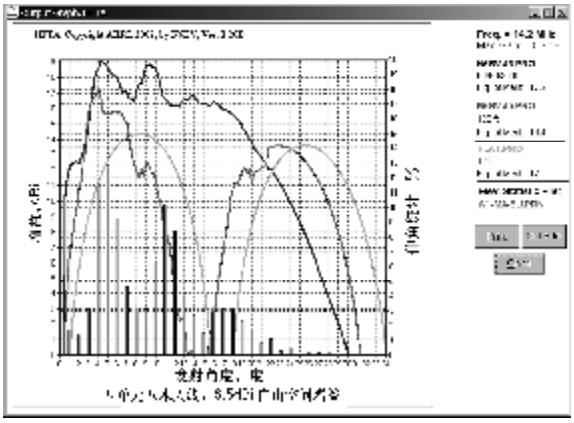


图11-47　HFTA屏幕截图显示出当分析真实世界的不规则地形时事情将会变得多么复杂。这是位于新汉普郡Windham的N6BV/1站的20 m波段堆叠式天线仰角图，天线是安装在同一塔上的90/60/30英尺三频段的TH7DX八木天线和一架120英尺高的4单元八木天线。作为比较，该图中也给出了在平地面上方120英尺处的八木天线的响应。

事实上，当仰角为典型值 5° 左右时，120 英尺高度的八木天线在 20m 波段上确实可以和在早晨向欧洲开放期间的堆叠式天线相比拟。然而在新英格兰的下午，当仰角上升到典型值约 11° 时，这架 120 英尺高度的天线和堆叠式天线相比就逊色很多了。

作为参考，图中也给出了位于离平地 120 英尺高度处的一架单个的八木天线的响应曲线。注意，这架 N6BV 的 120 英尺高的八木天线在 5° 的发射角处的增益比在平地处的同类型的天线大概要高 3 dB。这个额外的增益是由于当地地形的聚集效应，从该地指向欧洲地区有大约 3° 的下滑斜坡。

图 11-48 所示是用 HFTA 计算的一个 90/60/30 英尺高度的堆叠式天线位于 N6BV/1 处 90/60/30 英尺高度处朝向欧洲的高度响应，与之相比的是一架相同的 120 英尺高度的八木天线和一个在平地面上方 90/60/30 英尺高度的堆叠式天线的高度相应。同样地，对于相同的堆叠式天线，这个朝向欧洲的 N6BV/1 地形比起平地对堆叠式天线的增益具有极其重要的影响。事实上，在 4° 仰角处产生的 20.1 dBi 的峰值增益近似于月球弹跳的增益大小。

11.7.1　局域地形的优化

优化局域地形上方的装置只有很少几种可能性：

- 改变天线距离地面的高度。
- 堆叠 2 架（或更多的）八木天线。
- 改变堆叠式天线中八木天线的间距。
- 将天线塔从悬崖（或是小山）处移回。
- BIP/BOP（两者同相/两者反相馈电）。

可以使用 HFTA 程序以及因特网上可获得的数字高程模型（DEM）的地形学数据来评估所有的这些选择。

11.7.2 如此之近，却又如此之远

有时候，当在比较一些位于相同地形的各点处的不同的塔的仰角响应时，结果会非常令人惊讶，特别是当天线位于山间时。图 11-49 所示为 3 架朝向欧洲的分别位于 3 种地形上离地 100 英尺高度的 14 MHz 的八木天线仰角响应的计算值：来自康涅狄格，萨菲尔德西部 K1KI 位置的北塔，来自 K1KI 位置的南塔以及位于平地上方。来自南塔的仰角响应紧跟着平地上方的响应，而来自北塔的响应在低仰角处要强烈得多——平均大约为 1.5 dB，和 HFTA 显示的 Merit 数字一样。

图 11-50 所示为产生这种现象的原因——从北塔到欧洲的地形坡度下滑很快，而从南塔延伸的地形在开始下降之前差不多有 900 英尺的平地。这两座塔相距约 600 英尺。

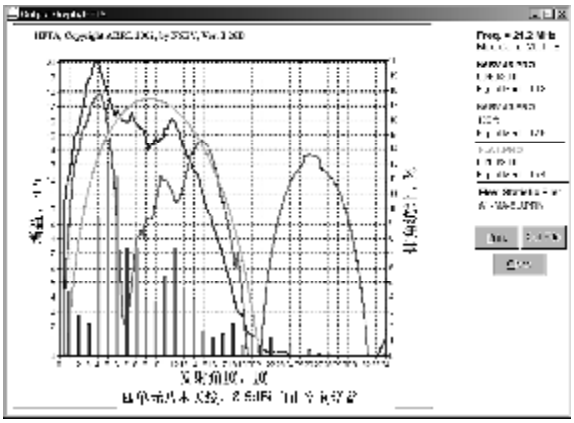


图11-48　HFTA屏幕截图显示出位于新汉普郡Windham的N6BV/1站的15 m波段堆叠式天线仰角图，天线是安装在同一塔上的90/60/30英尺三频段的TH7DX八木天线和一架120英尺高的4单元八木天线。作为比较，该图中也给出了在平地面上方120英尺处的八木天线的响应。

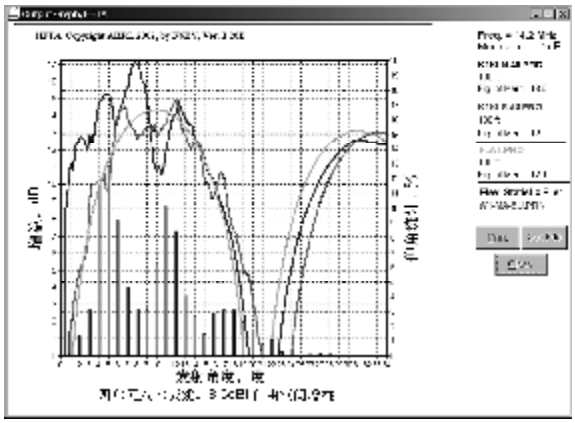


图11-49　HFTA屏幕截图显示出K1KI的北塔和南塔的20m波段仰角方向图，其中100英尺高的4单元八木天线以45° 方位角指向欧洲。对于仅相距600英尺的两个塔，它们的响应有着惊人的不同。

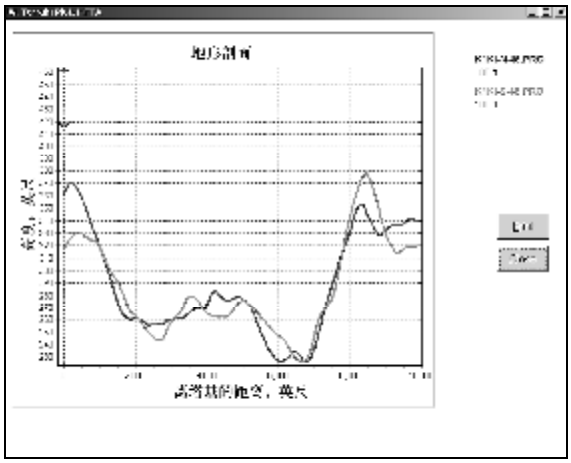


图11-50　在指向欧洲的45° 方位角K1KI的上北塔和南塔的地形剖面图。

11.8 Moxon 矩形天线

LB Cebik（W4RNL）已经广泛地介绍了关于 Moxon 矩形天线，一种起源于 VK2ABQ 的设计，由 Les Moxon G6XN 发明的天线。这种 Moxon 矩形天线和一架传统的 2 单元八木天线设计相比，水平方向占据的空间较小，但还是可以获得相同的增益和优越的前后比。并且它还有另外一个优点就是激励点阻抗接近 50 Ω，所以不需要匹配系统了。

例如，和传统的 2 单元 10 m 波段八木天线不同，这种 Moxon 矩形天线并没有为反射器设置一个 17 英尺的“翼展”，而是有一个 13 英尺宽的矩形，节省了将近 25%。这个 Moxon 矩形天线，W4RNL 在 ARRL《天线手册》的第 6 章中做了概述，在 28.0～29.7 MHz 频带范围内所产生的驻波比小于 2:1，在地面上方的增益为 11 dBi。在 28.0 MHz 处的前后比为 15 dB，在 28.4 MHz 处大于

20 dB，在 29.7 MHz 频率处为 12 dB。

这个 Moxon 矩形天线依靠控制激励单元尖梢末端和反射器尖梢末端的距离（由此来控制耦合）来调节，这两个尖梢互相弯曲。如图 11-51 所示，是一架 W4RNL 的 10 m 波段铝制 Moxon 矩形天线的总体结构。单元的尖梢都由聚氯乙烯材料的隔离装置间隔开，并保持固定的距离。闭合结构的机械装配增加了设计的牢固性，在风中能保持稳定。W4RNL 在 2000 年 6 月发表在 QST 上的文章中描述了其他使用线单元的 Moxon 矩形天线的设计。

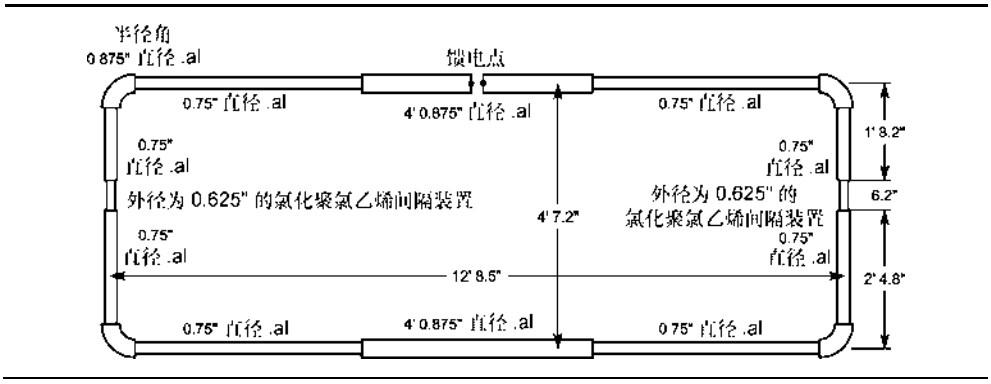


图11-51　10 m波段铝制Moxon矩形天线的总体结构，图中给出了管子的尺寸。

第 12 章

方 框 阵 列

在第 11 章“高频八木天线阵列”中，我们讨论了八木天线阵列可看作是多个近似的半波振子相互耦合的系统。你也可以用同样的原理去分析其他种类的振子系统。例如，各种各样的线圈可以组成定向天线阵列。一种常见的由线圈组成的无源电线阵是方框天线，在这里，周长约 1λ 的线圈的用法与八木天线中半波振子的用法相似。

20 世纪 40 年代初，Clarence Moore（W9LZX）在厄瓜多尔基多的 HCJB 发明了方框天线。他改善了方框天线在高海拔处抗闪电或雷击的能力。在 HCJB 中遇到的问题是，电台的大型八木天线振子顶端会慢慢熔化最终导致自我损坏。这是由巨大的球状电晕所产生的，它一般发生在安地斯山高处稀薄的大气中。Moor 正确地论述了闭合回路单元要比末端阻抗很高的半波振子产生的高压小，因此产生的电晕也少。

图 12-1 给出了带有一个激励单元和一个无源反射器的两单元方框天线的原型。方框线圈可以用对角线水平或垂直的方式进行放置，如左图所示，也可以用两边水平或垂直的方式进行放置（右图）。这两种情形的馈电点会导致水平极化，这种用法非常普遍。

起初，就方框天线性能是否比八木天线好的问题有过一些争论。第 11 章说明了八木天线的 3 个主要的电性能参数是增益，辐射方向图（前后比，*F*/*R*）和输入阻抗/ SWR。要正确地分析方框天线，还需要在你打算使用的频率范围内检查所有这些参数。方框天线和八木天线都是属于“无源，端射阵”类。现代的计算机天线建模显示，具有相同主梁长度和最优性能参数的八木天线和方框天线相比，只有 1 dB 的增益差，且方框天线比八木天线略高。

图 12-2 画出了两个典型天线（单频带 3 单元方框天线和单频带 4 单元八木天线）在 14.0～14.35 MHz 波段内的 3 个性能参数：增益、方向图前后比（*F*/*R*）和 SWR 的曲线。两天线主梁长度都为 26 英尺，此外，为了在整个波段内在增益、*F*/*R* 和 SWR 之间取得最佳折中，我们对天线还进行了优化。

在图 12-2 中，虽然方框天线的确在整个频带内都有比八木天线高 0.5 dB 的增益，但它的 *F*/*R* 在后段的频带中并不如八木天线的好。方框天线在 14.1 MHz 的频率上达到了 25 dB 的最大 *F*/*R* 值，但在频带的低端降至 17dB，而最后在高端却又降到了 15 dB。另一方面，八木天线的 *F*/*R* 在 20 m 波段的整个频带内始终保持在 21 dB 以上。方框天线的 SWR 在频带高端刚好低于 3:1，但在 14.0～14.3 MHz 之间却始终低于 2:1。而八木天线的 SWR 在整个频带内都低于 1.5:1。

图 12-2 中的八木天线之所以能够在整个 20 m 波段内对增益、*F*/*R* 和 SWR 有更一致的响应，是因为它添加了一个额外的寄生无源单元，并因此增加了两个额外的变量——附加单元的长度和附加单元到主梁上其他元器件的间距。

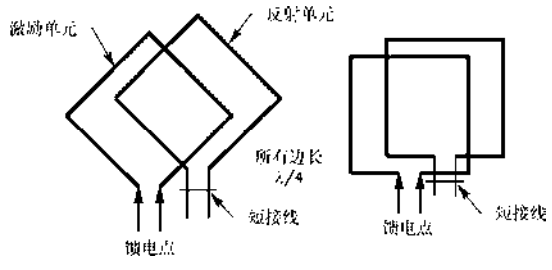


图12-1　带有一个激励单元和一个无源反射器的基本2单元方框天线。有源线圈的周长为一个波长（每边为λ/4的长度）；反向器要稍长一点。图中的两种结构都能产生水平极化。对于垂直极化，左图应该对激励单元的某一侧边角进行馈入，右图应该在其垂直边的中点进行馈入。

提倡使用八木天线的设计者指出，从实际操作角度来看在八木天线上增加其他单元要比在方框天线上增加额外单元更加容易。增加的无源单元使得在一个较宽的频带上优化天线参数时会更加灵活。方框天线的设计者已经有选择地严格优化了增益，如前所述，它们可以获得比具有相同电尺寸的八木天线高一个分贝的增益。但即使这样做，方框天线设计者也不得不满足于在很窄的频带内才具有比较尖锐的前后比。在图 12-2 中画出的 20 m 波方框天线图事实上已经代表了一种折中的方法，稍减小一下增益以在整个频带内有更平坦的 *F*/*R* 和 SWR。

图 12-3 是工作在 10 m 波段上的 2 个单频带天线的增益，*F*/*R* 和 SWR 的曲线图：一个 5 单元方框天线和一个 5 单元八木天线，它们主梁长度都是 26 英尺。在这里，方框天线和八木天线具有相同的自由度，结果在 28.0～28.8 MHz 的频带内具有较一致的方向图和 SWR。方框天线的 *F*/*R* 在 28.0～28.8 MHz 频带内始终高于 18.5 dB，而八木天线的 *F*/*R* 在此相同频带内则始终维持在 22 dB 以上，但在频带前段，八木天线的增益却比方框天线的低了近 0.8 dB，最终在频带末端才赶上方框天线的增益。在频带低端，方框天线的 SWR 刚刚超过 2:1，但之后一直到 28.8 MHz 时仍然保持在 2:1 下面。八木天线的 SWR 在整个频带上都低于 1.6:1。

图 12-4 是工作在 15 m 波段上的两天线的特性参数曲线：一个 5 单元的方框天线和一个 5 单元的八木天线，两天线主梁长度都是 26 英尺。在增益方面，方框天线仍然稍胜一筹，但方向图前后比值比八木天线的稍微低些，SWR 曲线也不如八木天线的平坦。在图 12-2 至图 12-4 中应该注意这样一件事情，八木天线的 *F*/*R* 向图主要由 180° 方向点上的响应决定，也就是方向图前向波瓣的正背面那点。当讨论方向图前后向比时，通常也是参照这一点。

另一方面，方框天线在方向图后面有一个用水手的话讲，叫做“尾斜浪”旁瓣（如果用船作比，也就是帆船尾部朝向后甲板的方向）。这些斜后侧向旁瓣通常比主瓣正后方 180° 点方向上的响应更差。图 12-5 是 15 m 波段上八木天线和方框天线的自由空间场 E 的特性曲线。在 21.2 MHz，方框天线的方向图前后比（*F*/*B*）约为 24 dB，这个性能非常优秀。八木天线在 180° 方向上的 *F*/*R* 约为 25 dB，这个结果同样也非常出色！

然而，在 125° 方向上（和在方向图主瓣对应的另一侧的 235° 方向上），方框天线的斜后侧向旁瓣只降低了约 17 dB，当然这个使得 17dB 处成了最差的前后比处。像第 11 章中所阐述的，*F*/*R* 比 *F*/*B* 重要的原因是接收到的信号可以来自任何方向，而不仅仅是主瓣后面这个方向。

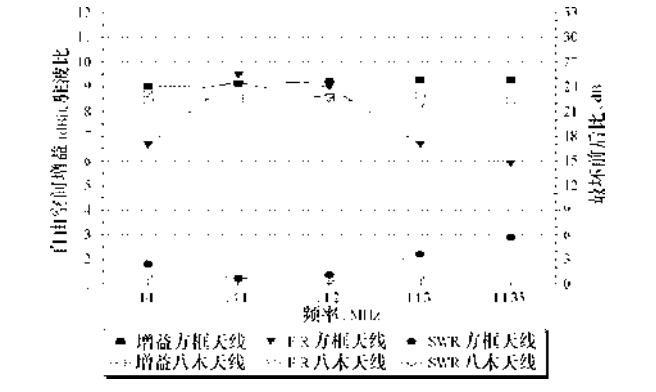


图12-2　经过优化的3单元方框天线和3单元八木天线（主梁长度都为26英尺）在14.0～14.35 MHz频带上的增益，*F*/*R*和SWR的对比。相同主梁长度的方框天线的增益比八木天线的高约0.5 dB，但整个频带内的后向方向图并不如八木天线的好从*F*/*R*曲线中就可以看得很清楚了。方框天线的SWR曲线也不如八木天线的平坦。方框天线在设计中对增益的重视程度高于其他两个参数。

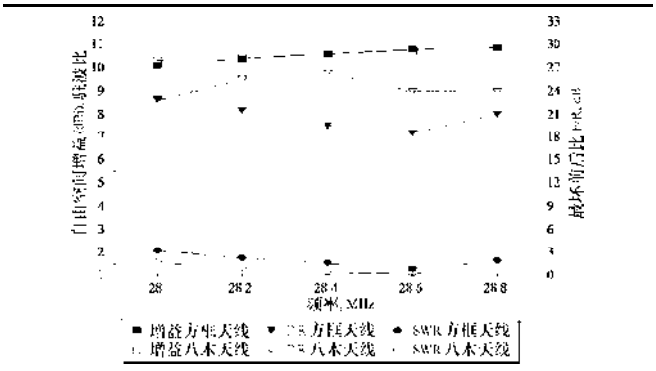


图12-3　经过优化的5单元方框天线和5单元八木天线（主梁长度都为26英尺）在28.0～28.8 MHz频带上的增益，*F*/*R*和SWR的对比。在低频带，方框天线的增益较八木天线高0.26 dB左右。且*F*/*R*曲线也比八木天线更陡一些。

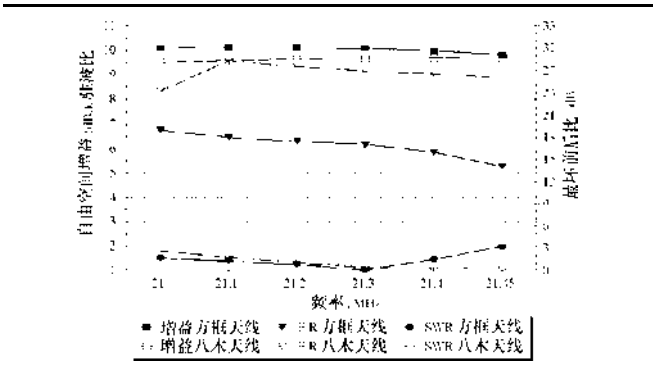


图12-4　经过优化的5单元方框天线和5单元八木天线（主梁长度都为26英尺）在21.0～21.45 MHz频带上的增益，*F*/*R* 和SWR的对比。基本在整个频带方框天线的增益都比八木天线的高约0.5 dB。但它的背向方向图并没有八木天线的好，八木天线*F*/*R*在整个频带上都高于24 dB，而方框天线的*F*/*R*平均值维持在16 dB左右。

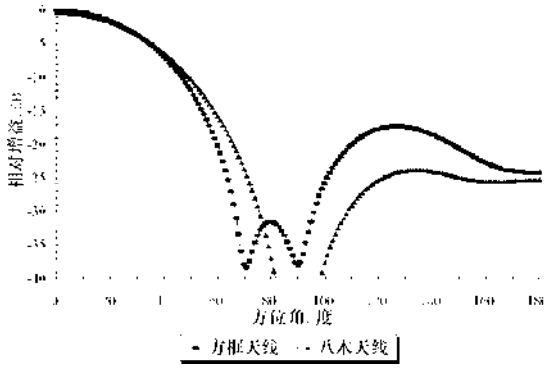


图12-5　图12-4中显示了方框天线和八木天线在15 m波段上方向图的对比。方框天线的前向波瓣较窄（增益比八木天线的高0.5 dB），但在125°方向上有较高的斜后侧向旁瓣（在235°方向上也有一与此对称的旁瓣，图中未画出）。这些旁瓣使得最差情形下*F*/*R*值被限定在17 dB左右，而对每一副天线来说，它们的*F*/*B*（180°方向上，方框天线的正后方）都大于24 dB。

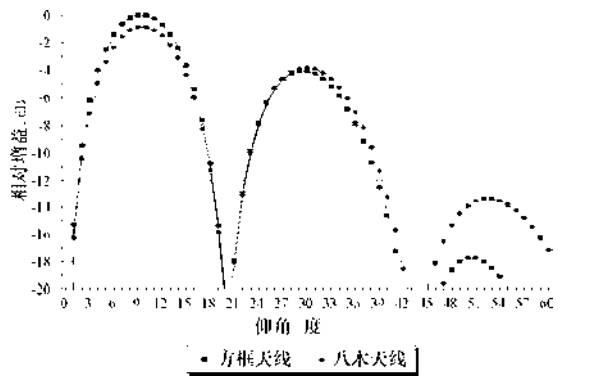


图12-6　在10 m波段上，经过优化的5单元方框天线和5单元八木天线的对比，二者都架设在50英尺的高度上且主梁长度都为26英尺。就达到峰值时的角度而言，两天线没有明显差别。也就是说，在两天线的主梁长度相同的前提下，方框天线的仰角并不比八木天线的有优势。注意，方框天线减小大角度方向上波瓣的能量而将其增加到主瓣上，使得它有比八木天线略高的增益。这种机理与堆叠式八木天线相似。

表 12-1 列出了 3 种用计算机优化的单频带方框天线的相关时，分别对应图 12-2、图 12-3、图 12-4 中所引用的天线。

表 12-1　图 12-2、图 12-3、图 12-4 中用计算机优化的单频带方框天线尺寸（26 英尺）

	14.2 MHz	21.2 MHz	28.4 MHz
反射器（R）	73′ 9″	49′ 6″	37′ 3″
R-DE 间距	17′ 8″	7′	6′ 4″
激励单元（DE）	71′ 8″	47′ 6″	35′ 9″
DE-D1 间距	8′ 3″	5′	5′ 6″
引向器 1（D_1）	68′ 7″	46′ 8″	34′ 8″
D1-D2 间距	—	6′ 8″	6′ 9″
引向器 2（D_2）	—	46′ 10″	35′ 2″
D2-D3 间距	—	7′ 4″	7′ 5″
引向器 3（D_3）	—	45′ 8″	34′ 2″
馈电方式	直接 50 Ω	直接 50 Ω	直接 50 Ω

在较低的高度上，方框天线比八木天线好吗？

热衷于方框天线的人的另一个观念是，方框天线不需要安装在距离地面很高的地方就可以获得极佳的远程通联性能。因此有些人据此推断在离地面相同的高度上，方框天线的性能要比八木天线要好很多。不幸的是，这仅仅是美好的幻想。

与图 12-3 一样，图 12-6 也对两个相同的 10 m 波段的天线进行了比较，但这 2 个天线都被安装在离地面 50 英尺高的天线塔上，而不是理想的自由无界空间了。方框天线的增益的确是比具有相同主梁长度的八木天线的增益略高，这与在自由空间的结果相同。这可以从方框天线被轻微压缩的主瓣上看出来。当你观察在 53° 附近凸起的第 3 波瓣时，这将变得更明显。从结果上来看，这就像是方框天线将其第 2 和第 3 波瓣的能量抽调出来并把它们增加到了第 1 波瓣上。然而在倾角为 9° 时，这种方框天线的增益只比八木天线高 0.8 dB。虽然我们说每个分贝都很宝贵，但是在广播中，你是根本不会区分出两天线的差别的。毕竟，由于 HF 信号的衰落，10～20 dB 的变化还是常见的。

多频带方框天线

另一方面，经过这么多年方框天线依然受欢迎的原因之一是天线制作者制作一副多频带方框天线比制作一多频带八木天线要容易得多。事实上，在此过程中我们能做的也只是在已有的支撑臂上增加一些电线即可。当然也不是这么简单，但这种方便、实用、容易上手的扩展方法对实验者来说还是很有吸引力的。

和八木天线一样，方框天线不同频率的线圈间也相互干扰，但频带间相互干扰的程度比八木天线小。八木天线和方框天线的较高频带总是受干扰最严重的频带。例如，在一个 3 频带的方框天线中，10 m 波段和 15 m 波段最易受到 20 m 段线圈的干扰，而 20 m 波段线圈却不会受到 10 m 和 15 m 波段的影响。

现代计算机建模软件可以通过对屏幕上仿真方框天线进行“调节”来减小一些干扰——这比在天线塔上进行调节要简单多了。然而，模拟三维线天线（如方框天线）的程序（如 NEC2 或 EZNEC）要比模拟单频带八木天线的程序（如原版书附带光盘中的 YW）的运行速度慢得多。这就使得对天线进行优化的过程有点单调，但与优化单频带八木天线时一样，你也要对各个所用频带上的增益、方向图（*F*/*R*）和 SWR 进行权衡调整。

12.1 制作方框天线

图 12-1 中所示的无源单元的调谐方法与八木天线的非常相似。也就是，当此无源单元被用作反射器时，调整其工作频率使其比激励单元的低，而当它被用作引向器时，工作频率比激励单元的高。图 12-1 所示的无源单元带有一个调谐短截线，这就提供了一种方便的调谐方法，我们只要改变截线上的短调谐棒的位置就可以改变谐振频率了。实际上已经发现，如果无源单元是用作反射器的话，线圈的周长约比自谐时的长 3.5%；而如果是引向器的话，周长则比自谐时短约 3.0%。关于线圈周长的近似公式如下（以英尺为单位）：

$$\text{激励单元}=\frac{1\,008}{f_{\text{MHz}}}$$

$$\text{反射器}=\frac{1\,045}{f_{\text{MHz}}}$$

$$\text{引向器}=\frac{977}{f_{\text{MHz}}}$$

以上结论适用于工作在 30 MHz 以下且使用非绝缘的 #14 绞合铜线的方框天线。在甚高频波段，线圈周长与导线的直径之比通常非常小，必需根据波长来增大线圈的周长。比如，一个用于 144 MHz 的由 1/4 英尺管做成的单波长线圈的周长应该比上面公式给出的激励单元的长度长 2%左右。

普遍使用的振子间距在0.14～0.2 倍的自由空间波长的量级上。对于两单元以上的天线，振子间距应选得小一些，因为间距太大对天线的支撑结构不利。振子间距为这个量级的天线馈点阻抗约为 40～60 Ω，所以可以使用同轴电缆直接对激励单元进行馈电，失配度也很小。

对于振子间距在 0.25 倍波长（对工作在 28 MHz 的 2 单元天线或者几单元的天线来说是可行的）量级上的天线，馈点的阻抗非常接近于激励线圈自身的阻抗——80～100 Ω。可以使用第 26 章中所描述的用来给八木天线馈电的方法来进行馈电。

“做结实些”

方框天线的物理坚固度直接与材料的质量和做工的精细程度有关。被选择用来制作方框天线的电线的尺寸和类别非常重要，因为这直接决定着天线抵抗大风和冰雪天气的能力。方框天线的使用者面临的另一个常见的问题是电线的断裂。在总是弯曲的情况下，实芯线比多股线更容易断裂。由于这个原因，推荐使用多股绞合的铜线。对于工作在 14 MHz、21 MHz 或 28 MHz 的天线，使用 14 号或 12 号双绞线是个不错的选择。且不要在易弯曲点焊接双绞线。

有多种连接电线和扩展臂的方法。一种最简单的方法是在扩展臂玻璃纤维的合适的位置上钻洞，然后把电线穿过洞去。之后将金属线绕着扩展臂并焊接住，做中推荐了一种方法。尽管如此，还应该小心不要让焊料流到弯折点那里去，以防此处被弯曲折断。

对于 14 MHz、21 MHz 和 28 MHz 的 2 单元或 3 单元方框天线，一根直径为 2 英寸的主梁就足够承受了，但当主梁长达 20 英尺或更长时，主梁的直径最好得加到 3 英寸了。风在主梁上产生两个力，垂直方向和水平方向。垂直方向上的力可以通过拉索来减小。而水平方向上的力却很难减小，因此管的直径得达到 3 英寸才比较合适。

一般来说，有 3 种材料可以用来作为方框天线的扩展条。最偏宜的材料是的竹子。但是竹子通常也是制作方框天线的最不耐用的材料。它的寿命比较短，通常只有 3～4 年的时间，且经受不了严寒的气候。再就是，与每 13 英尺长只重约一英磅的玻璃纤维相比，竹子太笨重了。玻璃纤维是用来制作扩展条的最普遍的材料，而且能经受得住一般的寒冷气候。一种比传统的玻璃纤维材料要好一些的是用来制作撑杆跳的跳杆的材料。对于工作在 7 MHz 的方框天线的设计，最好使用那些过剩的或者“废弃的”撑杆跳的撑架作为材料，因为它们能够承受巨大的弯曲度。不过这些材料的价格相当高，而且不容易获得。见第 21 章“天线产品厂家”。

选菱形还是正方形？

多年来，关于如何调整扩展条方位的问题被提出过很多次。是否应该把线圈绕成菱形或正方形呢？是否应像图 12-1 右边的图那样，让一组扩展臂与地面平行？还是应该像左边的图那样，电线本身要与地面平行（撑架则以交叉状放置）？从无线电学的角度来讲，各种放置方法没有多大区别。

然而从机械力学角度看，菱形安置法无疑是更好的。因为按这样放置，撑架有横/纵指向，它对冰负荷的承载能力要比没有纵向撑架的系统更好，从而使得线圈能保持直立状态。换一种说法，如果菱形装置的垂直支架足够坚固的话，能够支撑起系统的其他部分。当水滴在电线上积聚凝固成冰时，我们更希望看到的是水滴沿着电线流到一个弯角后逐渐滴完而不是一直附着在电线上并结成冰！绕一个圈或者多绕几个圈的电线（当然是在多频带天线中），也能辅助支撑横向扩展条以缓解冰的负荷。而在冰冻的天气弯曲。正方形摆向的方框天线会因没有辅助支撑物而严重下垂。

当然，在不存在冰冻问题的气候环境下，从美学的角度

考虑，许多业余爱好者指出他们更喜欢正方形的结构。因此，世界上气候温和的地区常会见到正方形结构的框形天线！

在选择放置方法时，还有一点需要考虑。就是在天线杆或电线塔上安装天线时，菱形放置法要安装在相对正方形放置法更高的位置，以使转动天线时，扩展条的底部可以远离拉索。

12.2 两种多频带方框天线

这部分将描述两种多频带方框天线的设计。第一种是大型的三频段（20/25/10 m）方框天线，主梁由 3 英寸泵管做成，长为 26 英尺。这种天线工作在 20 m 波段时是 3 单元的，工作在 15 m 波段时为 4 单元，而 10 m 时为 5 单元。图 12-7 是 5 单元三频带方框天线的照片。

第 2 种是一个紧凑的 2 单元 3 频带方框天线，可以工作在 20，17，15，12 和 10 m 波段，主梁长度为 8 英尺。我们称这是“五角频段”，因为它覆盖了 5 个频段。这种天线有两组扩展条，每一组上都安置了五根同心导线线圈。以上两种天线都可以采用菱形或正方形结构。

这两种多频带方框天线采用一些相同的基本架设技术，但架设较大型的 3 频带天线还是一项有挑战性的工作。大型的方框天线需要有稳固的天线塔和牢固的转向器。同时还需要大片的架设空间，以便在把天线拉升到天线塔上的过程中不会缠绕到周围的树或其他天线上。

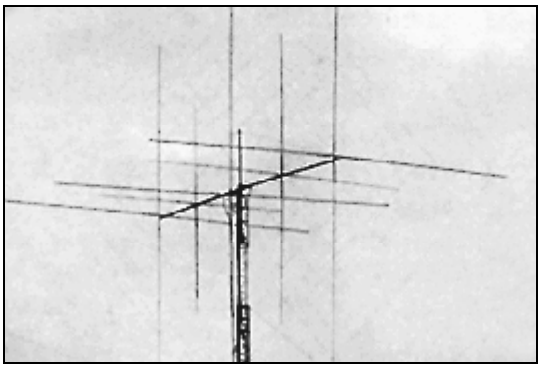


图12-7　三频带5单元方框天线的照片。

12.2.1 主梁长为 26 英尺的 5 单元三频带方框天线

这个天线用了 5 组扩展条来支撑起来，其中 3 个单元工作在 14MHz，4 个单元工作在 2MHz，还有 4 个单元工作在 28MHz。在本设计中，我们在 15 m 波段天线上只用了 4 个单元（而不是把这个长度的主梁上的 5 个单元都用上），因为用 5 个单元带来了额外的复杂度，但在优化效果上的提升并不是很明显！表 12-2 中列出了一些设计参数，所对应的天线中心频率为 14.175 MHz、21.2 MHz 和 28.4 MHz。

这里选择单元间距时，要在考虑主梁长度，机械结构以及天线性能的情况下，找到最优的折中结果。可以看出，这里的 20 m 波段天线的单元间距与那些已经最优化的单频带天线的单元间距的数值相差很大。这是因为这 5 个单元中的 3 个是同时用于 3 个工作波段的，它们使用的是同一组扩展条，而且由于高频段的要求更严格，所以单元间距主要由高频段决定。

表 12-2　三频带五单元方框天线尺寸（26 英尺）

	14.15MHz	21.2MHz	28.4MHz
反射器（R）	72'6"	49'4"	36'8"
R-DE 间距	12'	12'	6'
激励单元（DE）	71'	47'6"	35'4"
DE-D 间距	14'	7'	6'
引向器 1（D_1）	68'6"	46'8"	34'8"
D_1-D_2 间距	——	14'	7'
引向器 2（D_2）	——	46'5"	34'8"
D_2-D_3 间距	——		7'
引向器 3（D_3）	——		34'
直接馈电方式	50Ω	50Ω	50Ω

每一个无源线圈都是闭合的（末端焊接在一起），且不需要调节。图 12-8 是三频带方框天线的设计图。图 12-9 是计算机所得的 20 m 波段天线在自由空间的增益，前后比和驻波比响应曲线。由于这 3 个单元的调谐和间距都只有很小的自由度，因此很难使响应分布能覆盖整个 20 m 波段。这种折中的设计方法造成了不同频率时后向方向图之间的差异，在高频带末端情况最差，此时的 *F*/*R* 是 10 dB，*F*/*R* 的最大值在 14.2 MHz 的话务频段不到 19 dB。而在低频带 *F*/*R* 又降低到 15 dB。

在整个 20 m 波段，天线的 SWR 一直保持在 3:1 以下，在频带后端上升到 2.8:1。这个三频带方框天线的馈电系统包括 3 根分离的 50 Ω 的同轴电缆，每一个激励单元对应一根，同时还包括安装在主梁上的继电器转换箱，这样单根电缆在回到操作位置时也可以使用。每一根馈线都带有一个铁氧体磁珠巴伦，以控制共模电流和保持天线的辐射方向图，并且每一根接到转换箱的同轴电缆都被切成对应 15 m 波段的 3 λ/4 波长的长度。这就在未使用的激励单元上形成了一个短路，因为前面的模型指出 15 m 波段的天线处于开路状态时会被 20 m 波段的激励单元影响。如果使用 RG-213 同轴电缆，每一根 3 l/4 电长度的馈线在 21.2 MHz 频率时长度为 23 英尺。这个长度从转换箱到达激励单元已经足够了。

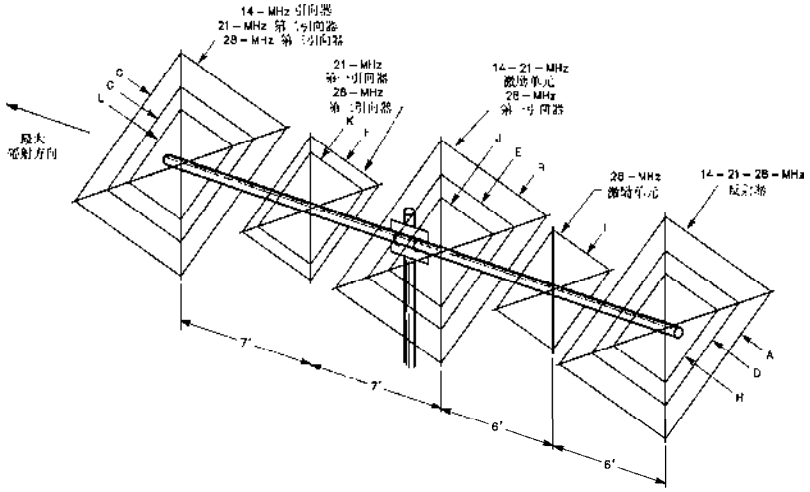


图12-8　三频带5单元方框天线的设计图，图中结构不是按比例尺所画。具体尺寸请看表12-2。

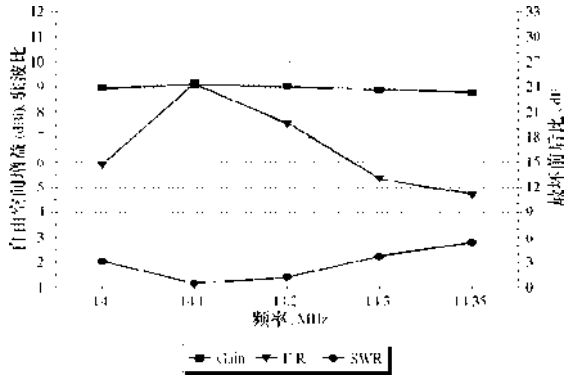


图12-9　三频带5单元方框天线在20 m波段上的特性曲线。阻抗为50 Ω的直接馈入系统的SWR在整个频带上都低于2.8:1。如果天线系统要求更低的SWR，可以采用γ匹配且调谐在14.1 MHz上。F/R在14.1 MHz时达到最大且在整个频带都维持在10 dB以上。

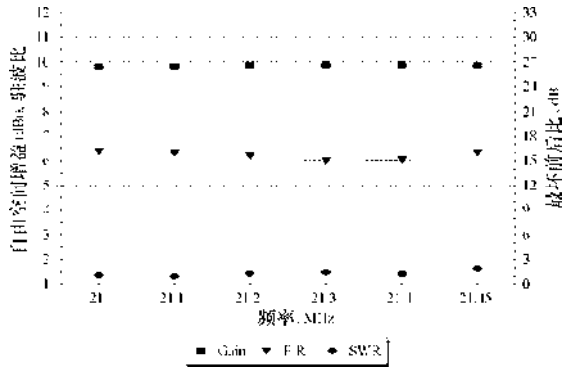


图12-10　三频带5单元方框天线在15 m波段上的特性曲线。由于和20 m波段振子产生一定程度的串扰影响，使得最差情形的*F*/*R*为15 dB左右。整个频带上的增益曲线和SWR曲线都相对比较平坦。

图 12-10 所示为 15 m 波段天线在自由空间的特性曲线。整个波带上前后向比都大约为 15 dB。这是由于 20 m 波天线的振子对 15 m 波天线的残留交互作用的影响，且再没有哪种调谐的方法可以进一步改善 *F*/*R* 了。再注意一下非常平坦的 SWR 曲线。正是由于 SWR 的这种特性，方框天线又被称为“宽带天线”。平坦的 SWR 曲线并不是定向天线如方框天线或八木天线的最佳性能的指示参数，特别是那些多频带天线，它们的最优化必须根据实际需要来折中。

图 12-11 是 2 单元三频带方框天线在 10 m 波段的特性曲线。这些曲线与低的话频特性曲线相似，它们的 *F*/*R* 都是在频带的低端降到约 12 dB，在 28.4 MHz 时又升到 23 dB。而 SWR 曲线也是在大部分频带范围内（频带低端到 28.8 MHz）是平坦的。

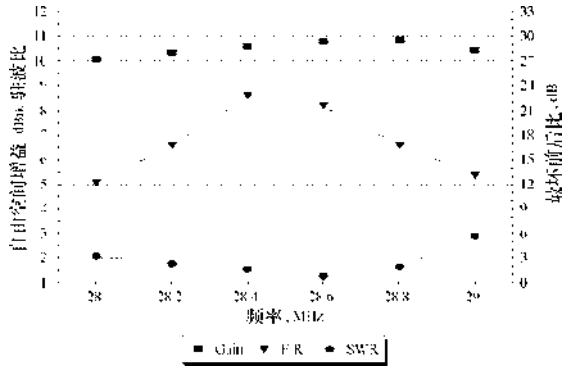


图12-11　三频带5单元方框天线在10 m波段上的特性曲线。在28.0～29.0 MHz的频带内，天线的*F*/*R*高于12 dB，但SWR曲线在频带末端却超过了2:1。整个频带上的自由空间增益都高于10 dBi。

架设

关于方框天线的最明显的问题是架设一个结构合理的天线系统。如果经常有大风或冰雪天气，就必须有一些特殊的防备措施以保护天线。对于方框天线的架设者来讲，真正的绊脚石是要在天线塔上安装三维天线系统（假设八木天线只有两个重要难度的话）——尤其是在天线塔需要拉索来固定的情况下。然而，如果计划得好，许多这样的障碍都可以克服。比如使用缆车系统。

多频带方框天线阵列都用了玻璃纤维作为扩展条（关于厂商参考第 21 章）。竹子是一种合适的替代品（如果很追求经济实惠的话）。但是，竹子比玻璃纤维重了许多。一根典型的 12 英尺长的竹竿重 2 英磅；而玻璃纤维的重量还不到 1 英磅。对于 2 单元天线这个重量差异要被放大 8 倍，对 3 单元的要被放大 12 倍……依此类推，就会发现如果考虑到重量这个重要因素，那么使用玻璃纤维材料无疑是非常值得的。如果保护得好的话，竹子可以有 3～4 年的使用寿命，而玻璃纤维的使用寿命可以达到是竹子的 10 倍。

扩展条的支撑物（有时叫做三脚架）可以从许多不同的制造商那里买到。如果架设者想尽量降低成本的话，也可以自己来做。自己制作的成本大约是从制造商那里购买价格的一半，根据一些权威人士的说法，这种下文所描述的自制三脚架也比买来的产品具有更好的抗风性！

找一根长约 3 英尺的角钢托柄，每一边各为一英寸，用来连接每一对扩展臂。钢板的中间钻有容纳消声夹的孔，消声夹尺寸要足够大以可以将整个装置固定到天线杆上。玻璃纤维也通过自动软管夹（每根杆子上有两个）被夹到角钢板上。每个方框天线的线圈扩展臂都由两个图 12-12 所示类型的装置组成。

有几种不同的方法可以把电线接到玻璃纤维上。在撑架臂的合适位置钻孔，再把电线从孔中穿过。还应该在孔两端的电线上缠上另一根电线，以防止原电线滑动。具体请看图 12-13。一些业余爱好者也许经历过玻璃纤维破裂的情况，这种情况大概是发生在钻孔的过程中。但是，这种情况并不多见。下面介绍的这种方法就不需要在撑架臂上钻孔；电线首先被几层电工胶布固定到扩展臂上，然后再用直径 1/8 英寸的尼龙绳来回交叉地捆 20 圈，如图 12-14 所示。最后再裹上几层防紫外线的电工胶带。

在每个激励单元的下端也即同轴电缆馈入的地方，线圈处于开路状态。所有的无源单元都是连续的线圈，交汇焊点在菱形架的底部。

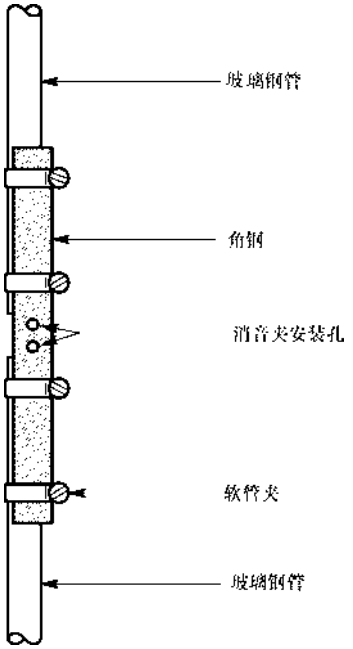


图12-12　扩展条结构的两种装置之一。两种装置背对着用减声器夹连在一起成一X形，减声器夹的位置如图所示。

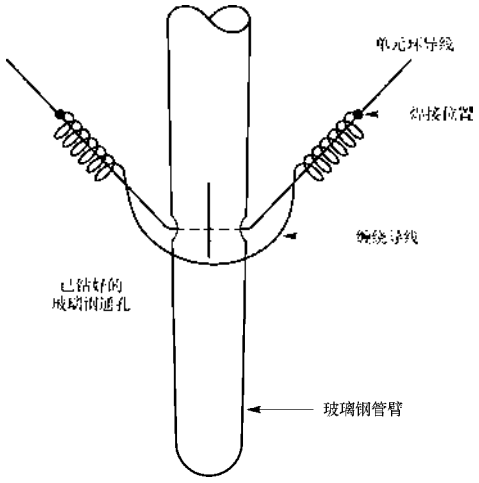


图12-13　一种把方框天线的线圈转弯处和扩展条组装起来的方法。

虽然可以把3根分离的同轴电缆直接拉进屋中，但我们建议在主梁的中间安装一继电器箱。要用到一个三线控制系统，以把电力传给恰当的继电器以切换波段。一种典型的电路图结构如图12-15所示，安装形态可参考图12-16。

要想没有什么机械上的问题，就必须尽可能地设计好合适的结构。另外，硬件设施必须安装牢固，不然大风造成的振动会导致部件的松动和散架。焊点处必须夹紧以防止弯曲变形甚至焊接断裂。

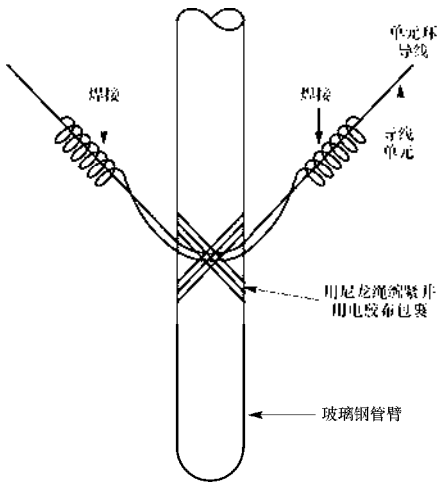


图12-14　另一种备选的组装线圈和撑架的方法。

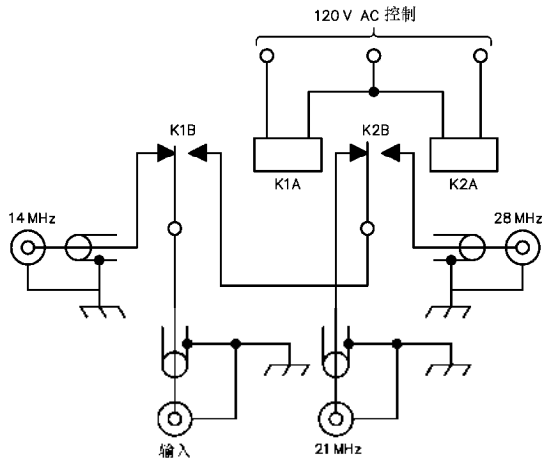


图12-15　三频带方框天线的频带中继转换电路图。需要一个三线控的电缆。K1，K2—RF转换的任何形式的继电器，同轴电缆类型的除外（Potter和Brumfeld MR11A可以接受；虽然这种类型双极接触，但这里大多数单极继电器的结构排列使得它不适合用在RF转换器上）。

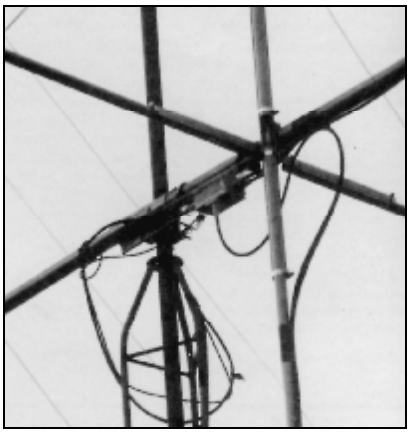


图12-16　继电器箱安装在接近主梁中间的位置。每一根扩展臂的玻璃纤维杆都用软管夹固定在角钢柱上。

12.2.2　主梁长度为 8 英尺的 2 单元五频带方框天线

这种 2 单元五频带（20/17/15/12/10 m）方框天线所使用的架构技术与前面所述天线所用技术是一样的。因为只用了 2 个单元，主梁的要求就不用太高了，直径为 2 英寸就可以了。当然那些喜欢牢固天线的人仍可使用直径为 3 英寸的主梁。

表 12-3 列出了五频带方框天线的单元尺寸。接下来的几张图则给出了天线在各个频段的性能。五频带方框天线的馈电系统用到了 5 根 50 Ω 的同轴电缆自接馈入到每个激励单元上面。在 10 m 波段（频率为 28.4 MHz 时，RG-213 长 17 英尺，直径为 2 英寸）上，这 5 根同轴电缆被切成 3 λ/4 的电长度。在这种设计中，对于 10m 波段，如果其他单元都处于非短路状态，那么将受到最严重的干扰影响！长为 3 l/4 的开路馈线足可以从安装在中央的交换箱到达各个单元。这个长度的前提是假设交换箱把未使用的同轴电缆在交换箱处都处于开路状态。如果交换箱把未使用的同轴电缆都短路了（一些商用交换箱就有这种情况），那么就用 l/2 长的同轴电缆来为这 5 个激励单元馈电（频率为 28.4 MHz 时，RG-213 长 11 英尺，直径为 5 英寸）。

表 12-3　五频带三单元方框天线（在 8 英尺主梁上）尺寸参数

	14.2MHz	18.1MHz	2MHz	24.9 MHz	28.4MHz
反射器	72′4″	56′4″	48′6″	40′11¼″	37′5½″
R-DE 间距	8′	8′	8′	8′	8′
激励单元（DE）	69′10½″	54′10½″	46′7″	39′10½″	34′6″

由于馈入系统简单直接，因此不必强求 SWR 曲线降到 1:1。如果感觉这样不够好的话，当然也可以自己来实现更佳的匹配，如 γ 匹配。大多数的业余爱好者都认为再增加匹配系统的复杂度并没有太大意义了。对于每一个频带，最差情形下的 SWR 都低于 2.3:1，即使是对于 20 米波段上的直接馈入情况也是这样。再比方说，从屋子到天线交换机的馈线典型长度是 100 英尺（RG-213），由于馈线的损耗，发射端处的 SWR 会降低到 2.0:1 以下。

图 12-17 是五频带方框天线在 20 m 波段上的特性曲线。由于只有两个自由度（振子间距离和振子的调谐），20 m 波段天线响应的扩展性并不好。虽然如此，对于这么小的天线来讲，这个波段上的性能已经很不错了。*F*/*R* 方向图在 14.1 MHz 时达到最大值 19 dB，而在频带的两端处又降到了 10 dB。自由空间的增益在 7.5 dBi 和 6 dBi 之间变化，这可与短主梁的 3 单元八木天线相比拟。在整个波段，SWR 曲线始终低于 2.3:1。如果在 14.1 MHz 处采用 γ 匹配，可以把 SWR 的峰值降到 2.0:1，且峰值仍出现在 14.0 MHz 处。

在 17 m 波段上，从图 12-18 中可以看出其他单元对 18 MHz 频率也有影响，即使单元长度是优化过的。经过

检查在其他单元上产生的电流，发现是 20 m 波段的激励单元在干扰 18 MHz 波段，因此略微恶化了天线方向图和增益。尽管如此，17 m 波段天线的性能已经不错了，尤其是对于主梁长度为 8 英尺的五频带方框天线来说。

从图 12-19 中可以看出，在 15 m 波段上，串扰的影响好像已经被抑制了。*F*/*R* 在 21.1 MHz 时达到最大值 19 dB，之后也一直保持在 12 dB 以上。且整个频带上的 SWR 值都很小。

在 12 m 波段上，频带间的串扰较小，因此图 12-20 中的天线参数也很好。SWR 在整个频带上的变化很小，考虑到 12 m 波段为窄带就不足为奇了。

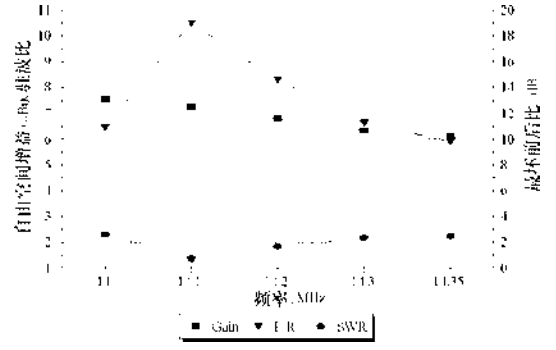


图12-17　20 m波段上五频带2单元方框天线的特性曲线。由于使用的是简单的直接馈入式系统，天线的SWR在频带低端升至2.3:1。如果需要，可以采用 *g* 匹配，这样可以使SWR在14.1 MHz时降到1:1。

在 10 m 波段上，通过计算机对单元的调谐，串扰也受到了很好的限制。在 28～29 MHz 范围，*F*/*R* 始终保持在 14 dB 以上。且一直到 28.8 MHz，SWR 都低于 2.2:1，增益在整个频带上也都很平坦，且维持在 7.2 dBi 以上。见图 12-21。

总的来讲，五频带方框天线结构紧凑，性能优越（在 5 个频带上）。它可以与商业的 LPDA 天线（对数周期振子天线）和三频带八木天线（需要更长的主梁）相媲美。

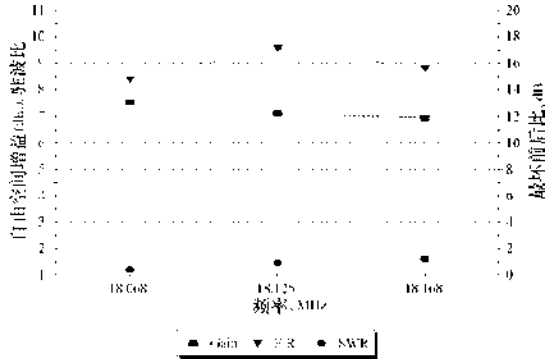


图12-18　17 m波段上五频带2单元方框天线的特性曲线。此时虽受到其他波段上振子的干扰影响，但总的参数性能还是符合要求的。

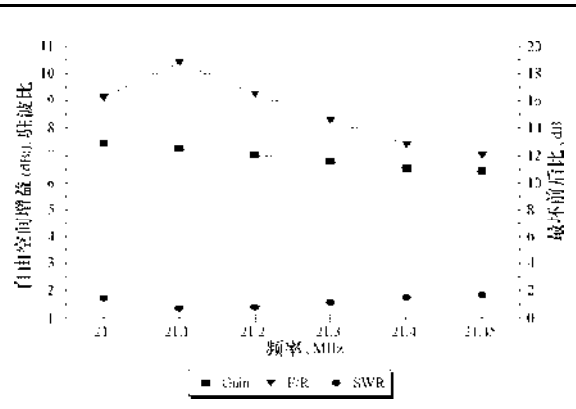


图12-19　15 m波段上五频带2单元方框天线的特性曲线。整个频带的参数性能可以接受。

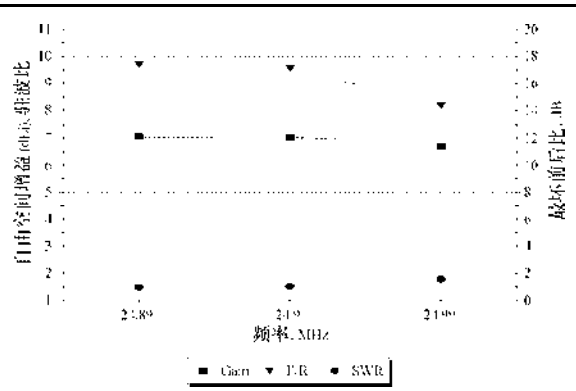


图12-20　12 m波段上五频带2单元方框天线的特性曲线。

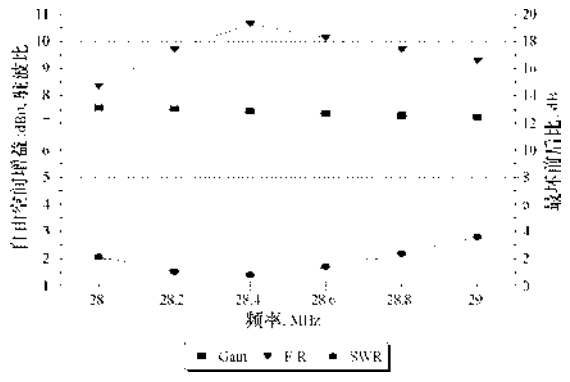


图12-21　10 m波段上五频带2单元方框天线的特性曲线。在频带低端，SWR曲线稍稍高于2:1，且在28.8 MHz时又升至2.2:1左右。但即使由于SWR，能量自动减少了，这仍未必是一个问题，因为由于同轴电缆的损耗，馈线输入端的SWR比天线端的要低。

参考资料

关于本章所包含的原始资料和更深入的讨论，请参考下面所列出的和第 2 章后面列出的参考资料。

P. S. Carter,C. W. Hansell and N. E. Lindenblad,

Development of Directive Transmitting Antennas by R.C.A. Communications, Proc. IRE， Oct 1931.

C. Cleveland, More’n One Way to Switch an Antenna, Technical Correspondence,QST, Nov 1986.

D. Cutter, Simple Switcher, 73, May 1980.

D. DeMaw,“A Remote Antenna Switcher for HF, QST, Jun 1986.

M. G. Knitter,Ed., Loop Antennas—Design and Theory (ambridge,WI: National Radio Club, 1983)

H. Landskov,W7KAR,“Evolution of a Quad Array, QST,Mar 1977.

J. Lindsay, Quads and Yagis, QST,May 1968.

F. E. Terman,Radio Engineering,3rd ed. (ew York: McGraw-Hill Book Co,1947)

E. M. Williams, Radiating Characteristics of Short-Wave Loop Aerials, Proc. IRE,Oct 1940.

第 13 章

长线与行波天线

如前面第 2 章所述，电长度很长的长线天线，其功率增益和方向性特性，使得它们对较高频率的远距离发射与接收很有用。长线天线可以通过组合形成各种形状，获得比单线天线在增益和方向性上均有所提高的性能。在本章中使用长线这个名词，是指任何结构形状，不仅仅是单一的直导线天线。

13.1 长线天线与多单元阵列对比

通常，当天线架设空间有限，长线天线获得的增益，并不会像第 8 章的多元阵列或高频八木天线阵列以及方框阵列（第 11 章和第 12 章）的增益高，然而，长线天线自身的优点可以弥补这些不足。长线天线在电气和机械两方面都非常简单，不需要特别严格的尺寸与调整，就可以很好地工作，并在 1～2 个频率范围内，可以得到满意的增益与方向性。另外，在整个长度不短于半个波长的任何频率上，长线天线都容易馈入功率和产生有效辐射。即使在 28 MHz，由于导线电长度上不是很长，除非它的物理长度至少等于 3.5 MHz 的半波长，任何长线都可以用于所有业余波段的远距离通信。

一个是多单元阵列，另一个是长线天线，这两个方向性天线在理论上具有相等的增益，不过许多业余爱好者发现长线天线似乎在接收方面更有效些，一个可能的解释是长线天线具有分集效应，因为它伸展出很大的距离，而不是像八木天线等集中在一个较小的空间，这样就提升对电离层传播信号的平均接收能量。另外一个因素是长线天线在水平面（方位面）具有非常尖锐的方向性形状，这是其他多单元阵列天线所不具有的，不过这也是一把双刃剑。我们将在本章讨论这方面的问题。

13.2 长线天线的一般特性

无论长线天线是单一导线朝一个方向架设，还是形成 V 字形向天线、菱形天线或其他形状，都有某些共性规律，以及一些对所有类型都通用的性能特点。首先就是长线天线的功率增益，与半波长偶极天线相比，并非有优势，除非天线确实十分长（它的长度应该以波长来衡量而不是某个特定的多少英尺），原因是由于长线天线的各主要长度所辐射的场，无法在某个距离的方向上，像半波长偶极天线用于其他类型定向阵列中所辐射的场那样，可以简单地复合叠加。

在空间上不存在一个点，例如，来自沿着长线上所有点的远场，是精确同相的（当两个或更多共轴或边射偶极用同相电流馈电时，在某个最佳方向上，这种情况是可以存在的）。因此，在某个距离上的场强，总是小于假设相等长度导线被适当分相并分别激励的多个偶极所产生的场强。当导线进一步加长时，场的复合将形成逐渐增强的多个主瓣，但这些主瓣并不能显著增加，除非导线有几个波长的长度。参见图 13-1。

这种天线长度越长，其波瓣就越尖锐，并且由于它在自由空间的辐射是真实的空锥形，所以在两个平面上都会逐渐变得尖锐。同时，它的长度越长，出现的最大辐射波瓣角度就越小。在长线天线方向图上有四个主瓣，每个主瓣相对于导线都有相同的角度。

图 13-2（A）给出 1 *l* 长线天线的方位面辐射图，与 *l*/2 偶极天线做比较。两个天线都架设在距平坦地面 1 *l* 的相同高度（在 14 MHz 时高度 79 英尺，导线长度也是 70 英尺），并且两个辐射图都是仰角为 10° 的情况，这个角度适合于 20 m 波段的远距离通信。图 13-2（A）中的长线处于 90°～270° 方向，而偶极与它成直角方向，使得其 8 字形的特征辐射形状为左右走向。用四个主瓣和两个偶极主瓣相比较，1 *l* 长线天线比偶极天线大约高出 0.6 dB 的增益。

您可以看到，图 13-2（A）左边两个波瓣比右边的两个要低大约 1 dB，这是因为这里的长线天线在计算机模型中是从左手端馈电，辐射出来的能量以波的形式沿着导线行进，同时有些能量由于导线欧姆电阻和地面而受到损失。前行的波在导线右手侧开路末端反方向反射回来，又行进到左侧末端，并在行进过程继续辐射。天线的这种工作方式与终端开路的传输线有许多相同的特性，就是都存在驻波。未终接的长线天线常常称为驻波天线。当长线天线的长度增加，就会产生一个中等的前后比，对于长度很长的天线来说这个值大约为 3 dB。

图 13-2（B）给出长线与偶极天线的仰角平面辐射图。它们的仰角图都是各自在方位面上最大增益时的角度下给出的，对于长线来说，为相对于导线所在轴线 38°

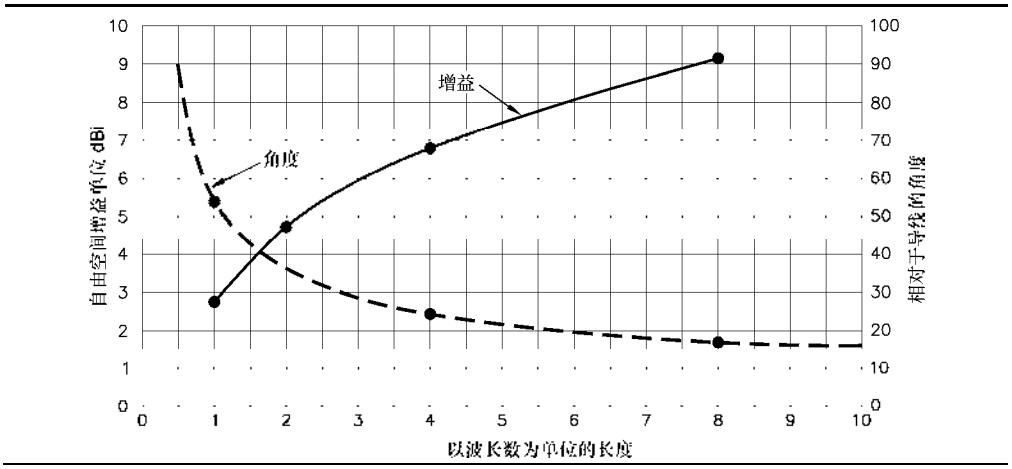


图13-1　长线天线的理论增益曲线，单位dBi，为导线长度的函数。这里同时给出的角度，是指相对于导线来说其辐射强度最大的角度。

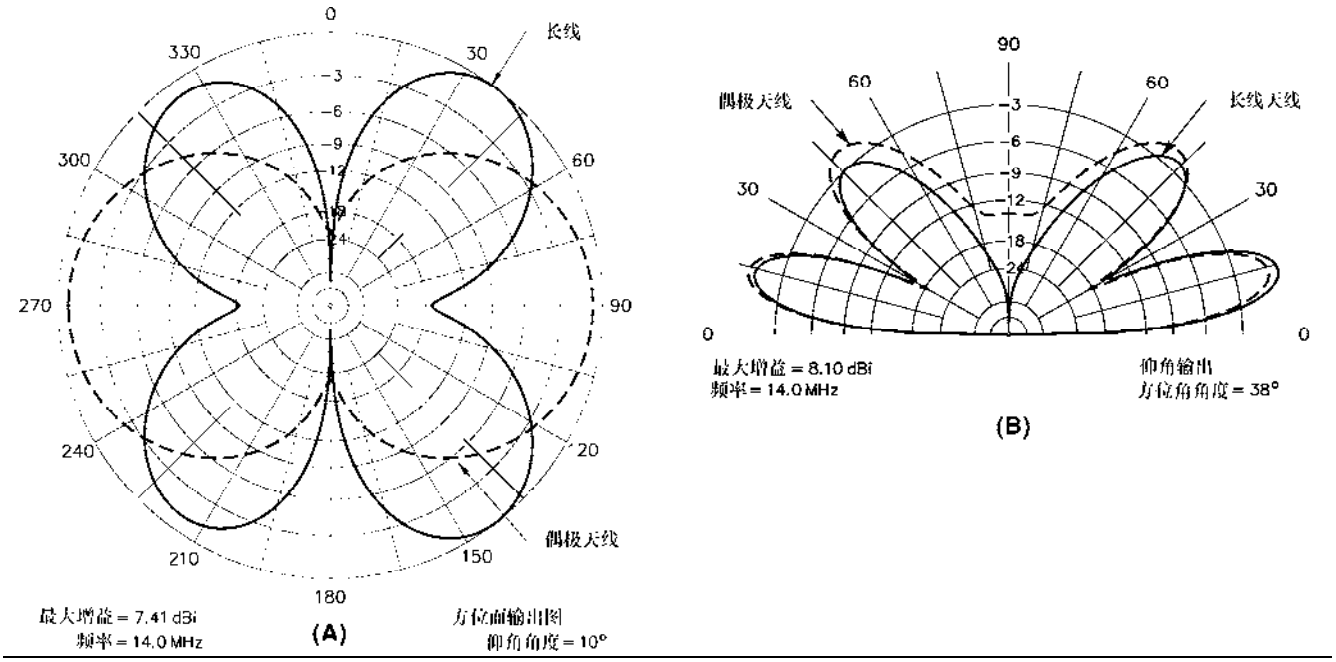


图13-2　在（A）是1 *l*长线天线（实线）与*l*/2偶极天线（虚线）方位图的比较，仰角都是在10°。两个天线都是位于平坦地面1 *l*（70英尺）的高度，工作在14 MHz频率。在（B）图，是在每个天线最大方位角时的仰角平面辐射图。长线天线比偶极天线高出0.6 dB增益。

的角度，对于偶极是 90°。长线最大增益仰角，在相同地面高度上，只是比偶极天线稍微低一点，但不明显。换句话说，地面的架设高度，是长线天线仰角辐射图主瓣形状的主要决定因素，与多数水平极化的天线类似。

图 13-2 中方位角与仰角辐射图的形状，可能会让你觉得辐射图形很简单。而图 13-3 则是一个位于平坦地面 1 *l* 高度，1 *l* 长度的长线天线的三维（3D）辐射图，除主要的低仰角波瓣外，在高仰角也有一些较强的波瓣。当长线天线的长度继续增加时，情况就变得更加复杂了。

13.2.1 方向性

由于沿着长线分布各个点的电流相位不同（电流幅度也不同），当导线更长时其远场的图形就变得更加复杂，这种复杂性表现在形成一系列的小波瓣，波瓣的数量随着导线长度增加而增加。来自小波瓣的辐射强度常常较大，有时甚至比半波长偶极天线辐射还强。小波瓣所辐射的能量，对于各个主瓣增益的提高并无用处。这也是另一个原因，说明为什么长线天线一定要很长才能在所需方向上得到明显的增益。

图 13-4 给出一个 3 *l*（209 英尺长）长线天线与一个 *l*/2 偶极天线的方位角平面的比较。长线除了 4 个主波瓣外还有 8 个小波瓣，注意到主波瓣与长线所在轴线（也就是图 13-4 的左右走向）的角度，随着长线长度的增加而变小。对于 3 *l* 的长线，主波瓣出现在与轴线角度 28°。

简单激励和寄生阵列的其他类型天线，并不会有起重要作用的小波瓣，就此而言，这些天线往往看起来比长线天线有更好的方向性，因为它们在不需要方向上的响应要比所需方向上的响应小很多，即便是多单元阵列天线与长线天线在所需方向上具有相同的最高增益值，后面也是这种情况。图 13-5 对同样 3 *l* 长度的长线天线与一个 4 单元八木天线以及一个 *l*/2 偶极天线做了比较，两个天线高度与长线的一样。可以看到八木天线只有一个后波瓣，比它相对较宽的主波瓣要下降 21 dB，主波瓣 3 dB 波束宽度为 63°，而长线天线主波瓣（在与轴线成 28°的位置）的 3 dB 波束宽度要窄得多，仅为 23°。

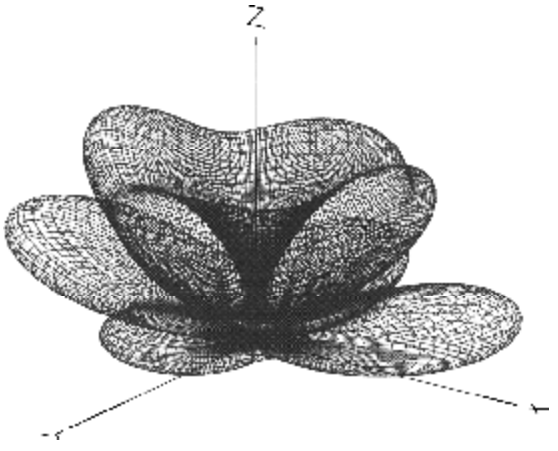


图13-3　图13-2中的1 *l* 长线天线的三维（3D）辐射表示图。图形看起来有些复杂，而当导线长度长于1 *l* 时会变得更加复杂。

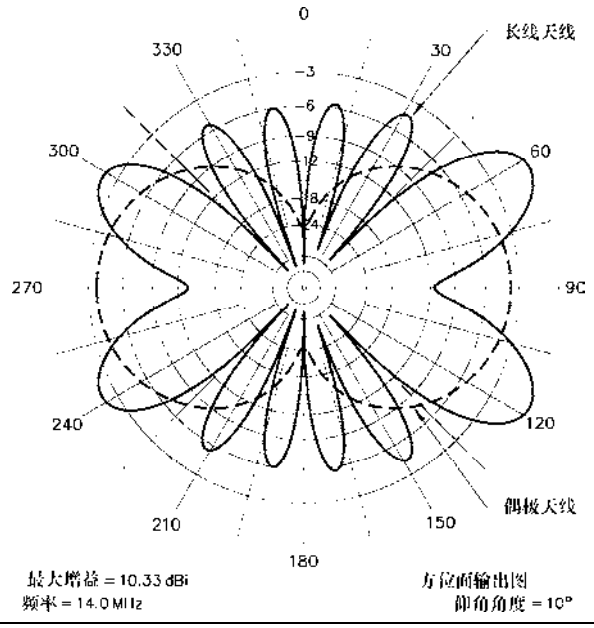


图13-4　3 *l*（209英尺长度）的长线（实线）与*l*/2偶极（虚线）在方位角平面的比较，工作频率为14 MHz。

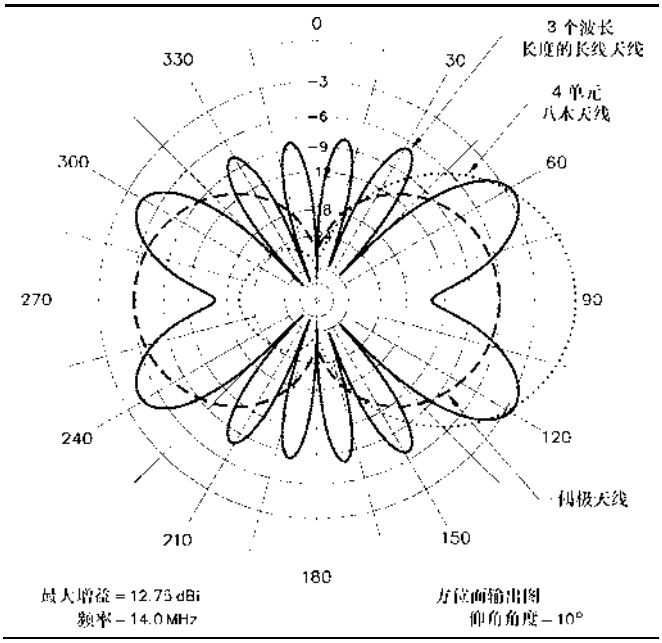


图13-5　图13-4中的3 *l* 长度长线（实线），与一个位于26英尺长横梁上的20 m波段4单元八木天线的比较，高度都是70英尺。长线天线的主波瓣相对于八木天线较宽的前向主波瓣要窄很多。长线天线表现出的方位角辐射形状比八木天线显得全向一些，尤其在长线辐射图中那些很窄很深的零点上，在导线跨度很长时，由于地面的不规则而被填充掉。

对于业余上的操作，尤其是定向性天线无法旋转时，长线天线的这些小波瓣就有所作用了。尽管图 13-5 中计算机模型给出的那些零点深度超过 30 dB，但实际上使用时并没有这么严重，这是因为在长线跨度范围内地面的影响不可避免。在多数方向上，长线天线与半波长偶极天线同样不错，并且在多数需要的方向上可以得到更高的增益，即便都是比较窄的方位角度。

图 13-6（A）比较了一个 5 *l* 的长线天线（350 英尺，工作于 14 MHz）与 4 单元八木天线和偶极天线的方位角响应。这时长线表现出 16 个小波瓣附加在 4 个主波瓣上，这些旁瓣比主瓣低大约 8 dB，但比偶极天线的要强一些，这使得长线天线在全向上比较有效。图 13-6（B）则给出 5 *l* 长线天线在它最佳方位角上仰角面辐射图与一个偶极

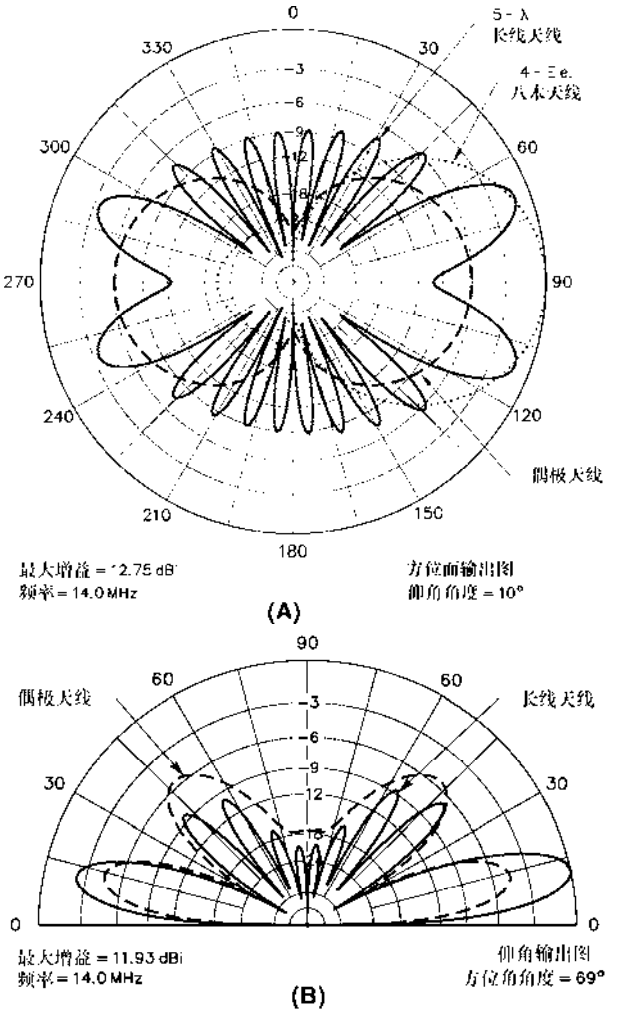


图13-6 （A）图为一个5 *l* 长线天线（350英尺，工作于14 MHz，实线）与图13-5中的4单元八木天线（点线）以及偶极天线（虚线）的方位角响应。在（B）图，是长线天线（实线）与偶极天线（虚线）的仰角平面响应。注意到每种天线给出最大增益的仰角基本是相同的，长线天线主要通过压缩方位面的响应获得增益，挤压增益形成窄波瓣，而在仰角面并没有挤压出太多的增益。

天线的比较。由于这里长线天线最佳角度仅仅比偶极天线的最佳角度低一点点，所以同样其主波瓣的形状主要也取决于架设的地面高度。长线天线的仰角响应在主波瓣上面分裂为多个波瓣，与在方位面上的情况是一样的。

为进一步比较，图 13-7 给出一个 8 *l*（571 英尺）长线天线，与一个 4 单元八木天线和 *l*/2 偶极天线的性能比较。同样，在实际工作中，图中那些零点将会由于地面的不规则性而被填充，所以一根与此例同样长的天线，将是一个非常有效的天线。

13.2.2 长度计算

在本章中，长度是以波长数来讨论的，前面的整个讨论，其模型的频率是 14 MHz。要记住一个在 14 MHz 工作的 4 *l* 长线，在 28 M Hz 工作时就是 8 *l*。

对于一个可以工作在包括几个业余波段的某个频率范围的长线天线系统，其导线长度并不苛刻，天线特性因长度变化的改变很慢，除非导线比较短的情况（例如，大约只有一个波长的情况）。对于这类天线的正常工作，并不需要在某个特别的频率形成准确的谐振。

确定谐波导线长度的方程式是：

$$\text{长度(英尺)} = \frac{984(N - 0.025)}{f(\text{MHz})} \qquad (13\text{-}1)$$

其中 N 是天线长度的波长数。在由于某些原因（例如，需要在特定频率上为传输线提供阻性负载的情况）需要精确谐振的地方，最好通过修剪导线长度来调整，直到在馈线上获得最小的驻波比。

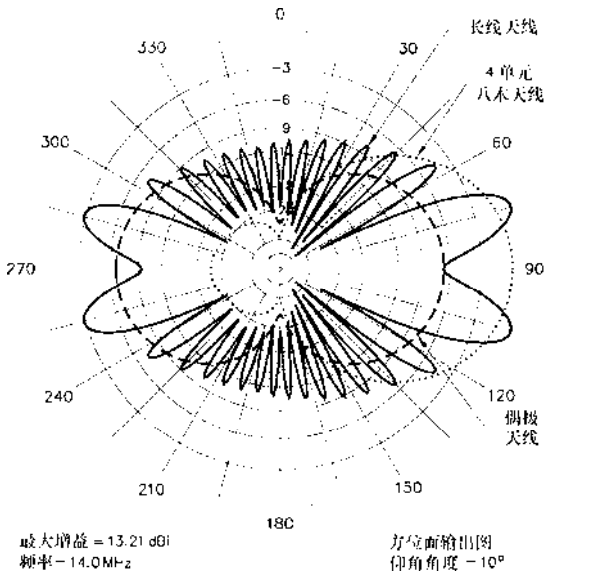


图13-7 一个8 *l*（571英尺）的长线天线（实线）的方位平面性能，并与一个4单元八木天线（点线）和一个 *l*/2的偶极天线（虚线）做比较。

13.2.3 导线倾斜

理论上，通过将长线天线向某个所需的发射仰角倾斜，是有可能获得最大增益的，但不巧的是，天线下面的实际地面影响抵消了倾斜带来的潜在好处，这与八木天线或其他类型寄生阵列从水平往上倾斜的情况是类似的，所以尽量保持长线天线水平架设就好，不过要距离地面尽量高，以在低发射角获得更大的增益。

13.2.4 长线天线的馈电

长线天线通常在末端或在位于电流环路的位置馈电，但由于天线工作在设计频率的任意偶数倍时，电流环路会变成一个波节点，所以长线天线只有在末端馈电时，可作为一个工作于所有波段的实用长线天线。

长线天线馈电的一个通用方式是采用谐振的明线馈线，这样的系统可以工作于所有波段，即便是在天线只有半个波长长度时，也至少可以工作在一个波段。如果用第 25 章所述的天线调谐器作为发射机与馈线输入阻抗的匹配，那么任何长度的馈线都可以在这里采用。

图 13-8 中给出两种采用非谐振馈线的方式。（A）的方式仅仅对一个波段有用，原因是匹配段部分必须采用大约 $l/4$ 长度，除非在每个波段采用不同的匹配段。在（B）中，$l/4$ 变换器（即 Q 段部分）阻抗可以设计为将天线匹配到馈线，如第 26 章所讲述。可以用现代的建模程序来确定天线的辐射电阻值，或者可以通过实测得到

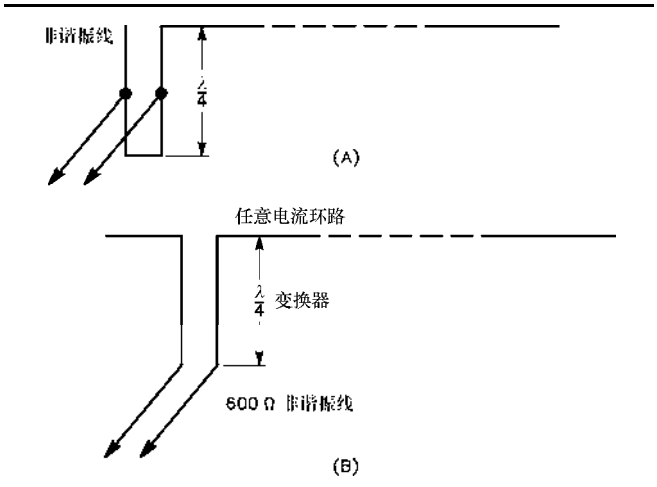


图13-8　长单线天线的馈电方式。

馈电点阻抗。尽管天线设计为单个波段工作，但通过将馈线和匹配变换器作为谐振线看待，它也可以工作于其他波段，在这种情况下，如前面所述，天线在所设计匹配系统的偶数倍工作频率上，将不再是单纯的长线辐射了。

末端馈电的方式，尽管采用调谐馈线时是最方便的，但也存在相当可观的天线电流出现在馈线的缺点。另外，天线的阻抗还会随着频率快速变化。因此，当导线长度为几个波长时，如果频率有相对小的变化，比如方波段的一小部分范围，也需要天线调谐器重新大幅度调节。同时，馈线在所有天线谐振点之间的那些频率上，变得不平衡，不过这种不平衡可以通过采用多根长线构成 V 形或菱形来克服。

13.3 长线天线的组合

长线天线的方向性和增益可以采用两根导线呈一定关系的摆放来增加，这样来自两者合成的场就有可能在某一远点产生最大的场强，原理上与第 8 章所述的多单元阵列设计类似。

13.3.1 并行长线

采用两根（或更多）长线的一个可能方式，就是将它们并行架设，相互间隔大约 $l/2$，两者同相馈电。在两根导线方向上，场将同相相加。不过发射角在导线方向上立即变高，并且这种方式将导致高仰角的辐射，即便是导线有几个波长长度。另外采用这种并行架设方式后，在间隔接近 $l/2$ 时，增益将比同样长度的单导线提高 3 dB。

13.3.2 V 形定向天线

两根长线天线相互不再并行，而是架设为水平的 V 字形，两根导线之间的夹角，等于相同物理长度单长线的主波瓣相对于导线轴线角度的两倍。例如，天线的每臂长度为 5 l，那么 V 形天线两臂间的角度应该大约为 42°，是长线天线主波瓣相对于轴线角度 21° 的两倍。参见图 13-6（A）。

单独导线的平面方向图沿着天线所在平面内某根线组合，在 V 形的等分线上，来自各个单独导线的场相互加强，方位角图上的旁瓣被压下约 10 dB，所以辐射图基本上是双向的。见图 13-9。

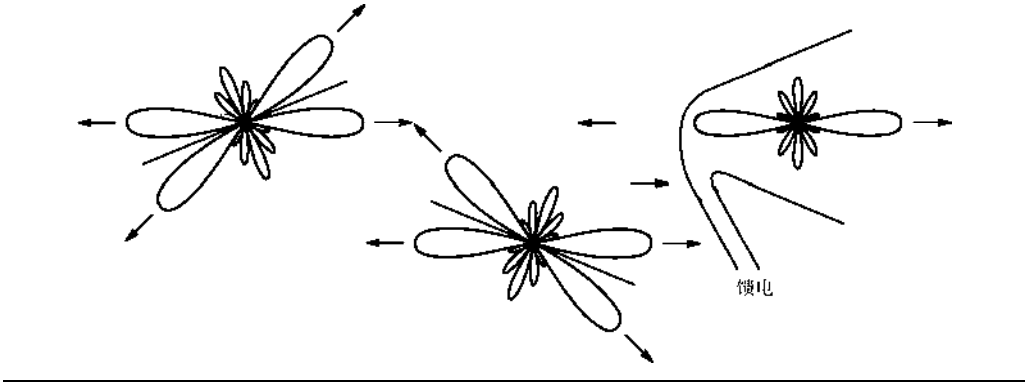


图13-9　两根长线以及对应的辐射图在左侧给出，如果这两根导线组合成V形，夹角为这些导线主波瓣角度的两倍，并且反相激励，沿着V形等分线上的辐射将叠加，而其他方向上将趋于抵消。

两臂之间的夹角并不严格要求，这是幸运的地方，尤其是相同的天线用于多波段工作时，其电长度将直接随着频率变化，这往往要求对每个波段有不同的夹角。对于多波段的 V 形天线，通常选择一个折中的角度来均衡性能。图 13-10 给出臂长 1 *l* 的 V 形定向天线的方位角辐射图，两臂间夹角为 75°，架设在平坦地面 1 *l* 高度，得到 10° 的仰角角度。在 14 MHz 工作频率上，该天线两个臂都处于 70 英尺高，长 68.5 英尺，远端相距 83.4 英尺。为了与同频段的 4 单元八木天线或 *l*/2 偶极天线比较，使用前面长线天线的辐射图叠加到同一输出图上。V 形天线比偶极天线高出 2 dB 增益，但比八木天线要低 4 dB，这与所意料的相对短的臂长结果是一致的。

图 13-11 给出与图 13-10 同样的天线的方位面辐射图，但工作在 28 MHz，并取仰角为 6°。由于工作在 28 MHz 时两臂电长度变为两倍，此时 V 形定向天线主波瓣压缩成更窄的波束，最大增益与八木天线相等，但 3 dB 波束宽度只有 18.8°。需要注意的是，假如将夹角增加到 90°，而不是 75° 时，可以在 14 MHz 工作频率得到多出 0.7 dB 的增益，但是在 28 MHz 的增益则反而下降 1.7 dB。

图 13-12 给出臂长为 2 *l*（在 14 MHz 时为 137 英尺）的 V 形定向天线的方位角辐射图，两臂夹角为 60°，通常假设高度为 70 英尺，或在 14 MHz 时为 1 *l*。此时 V 形定向天线的最大增益刚刚等于 4 单元八木天线的最大增益，

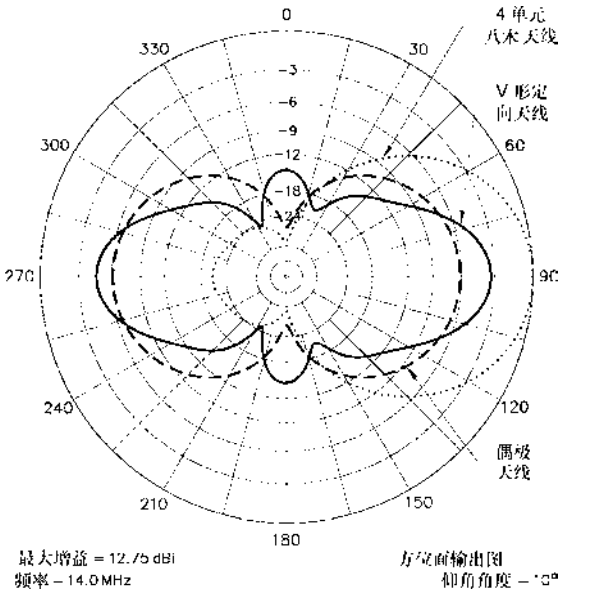


图13-10　一个14 MHz V形定向天线（实线）在10°仰角的方位面辐射图，臂长1 *l*（68.5英尺），两臂间夹角75°。V形定向天线架设在平坦地面高度1 *l*，这里还与一个*l*/2偶极天线（虚线）以及一个4单元的20 m波段八木天线安装在26英尺大梁（点线）的情况作了比较。

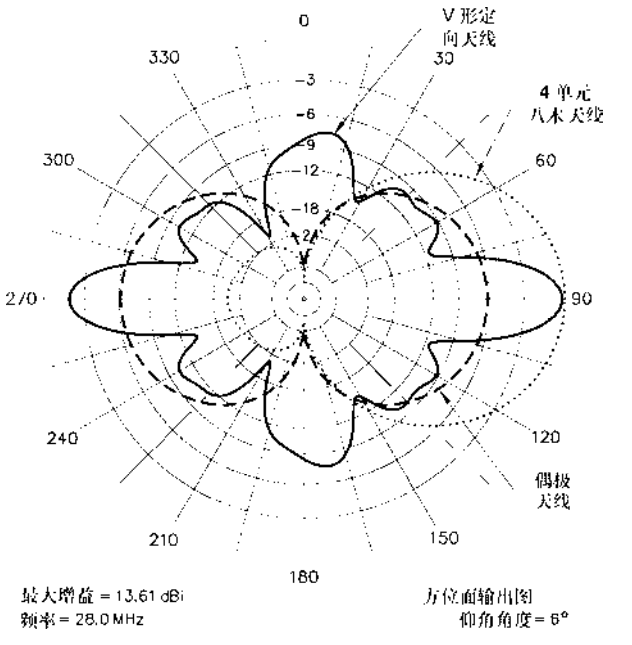


图13-11　与图13-10同样的V形定向天线工作在28 MHz（实线）的情况，此时的仰角为6°，并与一个4单元八木天线（点线）和一个偶极天线（虚线）作比较。此时V形定向天线的波束非常窄，3 dB点宽度为18.8°，需要精确架设支撑体以瞄准所需的目标地理方向。

尽管其 3 dB 波束宽度较窄，为 23°。这种情况下，如果需要对某个特定地理区域有最大增益，则架设时的几何位置比较苛刻。然而也可能幸运地利用现成的树木支撑这种天线而获得成功，不过当不得不采用细心安置好的铁塔作为支撑，需要保证这个定向天线能指向所需方向时，就不一定那么幸运容易了。

举个例子，为了从旧金山能够覆盖整个欧洲地区，天线必须要覆盖从大约 11°（至莫斯科）到大约 46°（至葡萄牙）的角度范围，这个范围跨越了 35°，来自图 13-12 的 V 形定向天线信号，假设定向天线的中心指向前方 28.5°，那么在这个角度范围内（其他角度）将可能有 7 dB 的下降。而另一方面，4 单元的八木天线，由于它的 3 dB 波束宽度为 63°，所以可以完全覆盖到这个方位角范围。

图 13-13 给出与图 13-12 同样的 V 形定向天线情况，但这次的工作频率为 28 MHz。主波瓣的最大增益已经比作为参考的 4 单元八木天线要高出 1 dB，并且主波瓣附近有两个旁瓣，展宽了主波瓣的方位角响应。在这个工作频率上，该 V 形定向天线就可以从旧金山更好地覆盖整个欧洲。

图 13-14 给出一个 3 *l* 臂长（在 14 MHz 为 209 英尺），夹角为 50° 的 V 形定向天线的情况。此时最大增益已经超出 4 单元八木天线，但 3 dB 波束宽度已经减少到 17.8°，使得天线的瞄准更加苛刻。图 13-15 也给出同样的 V 形定向天线工作在 28 MHz 的情况。这里再次可以看到主波瓣附近的两个旁瓣展宽了有效的方位角以覆盖更宽的区域范围。

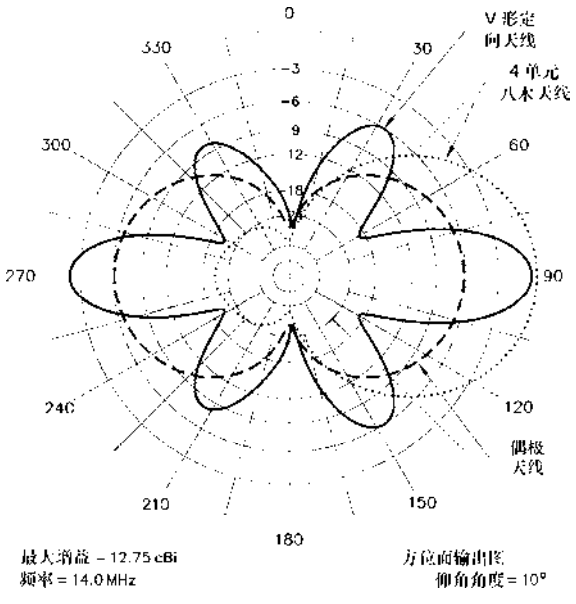


图13-12　一个2 *l* 臂长（在14 MHz为137英尺）的V形定向天线（实线）方位面辐射图，臂间夹角为60°，高度为在平坦地面70英尺或1 *l*。为了比较，图中也给出一个4单元八木天线（点线）与一个偶极天线（虚线）的响应曲线。该天线此时的3 dB波束宽度已经下降为23.0°。

图 13-16 给出同样 209 英尺臂长的 V 形定向天线工作于 28 MHz（在 14 MHz 为 3 *l*）时的仰角面响应图，并与在同样 70 英尺高度的一个偶极天线作比较。这个高增益的 V 形定向天线压制了高仰角波瓣，基本上将旁瓣的能量都集中到仰角 6° 的主波束上。

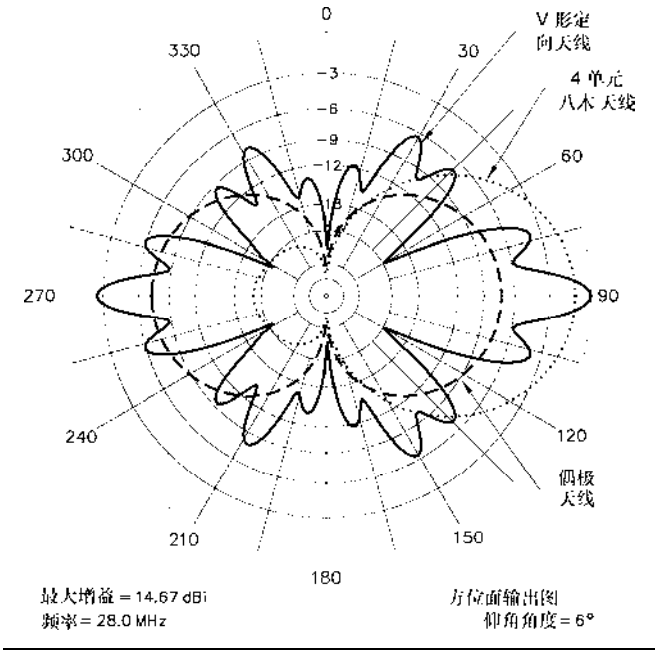


图13-13　与图13-12同样的每臂2 *l* 长度V形定向天线（实线），但工作在28 MHz，发射仰角为6°。可以看到有两个旁瓣紧紧附加在主瓣两侧，使得在该频率上，有效展宽了方位面辐射角。

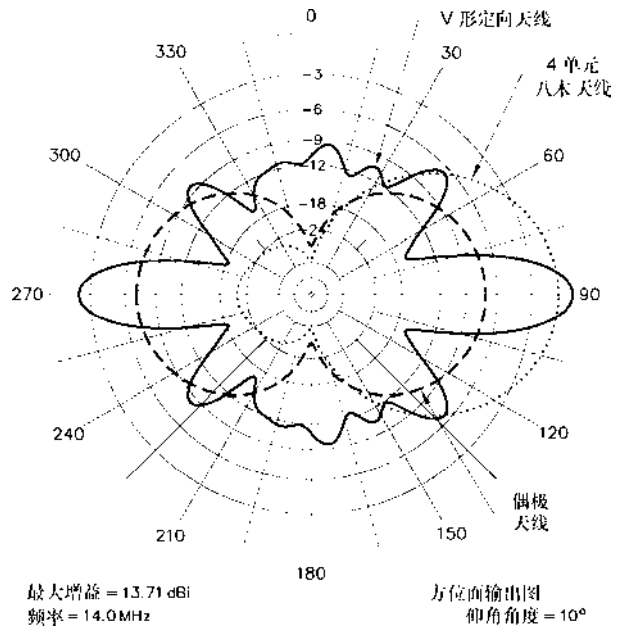


图13-14　臂长3 *l*（在14 MHz为209英尺）的V形定向天线（实线），两臂夹角为50°，并与一个4单元八木天线（点线）以及一个偶极天线（虚线）作了比较。其3 dB波束宽度现在已经下降到17.8°。

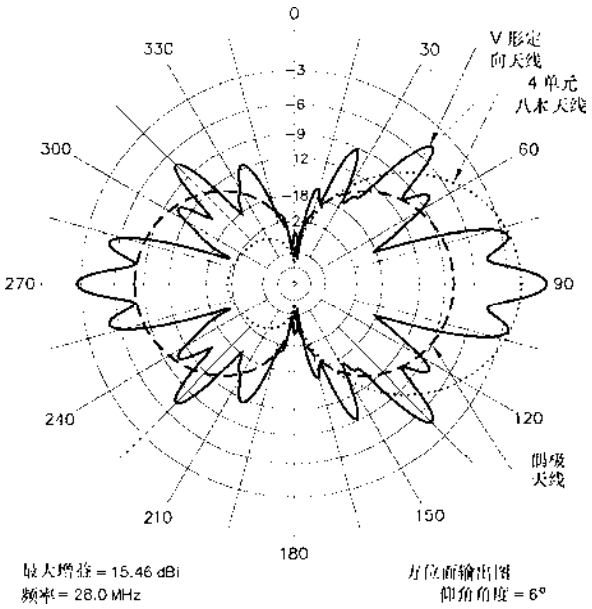


图13-15　与图13-14同样臂长为209英尺的V形定向天线工作在28 MHz时的情况，同样，在28 MHz工作时两个靠近主波瓣的旁瓣展宽了方位角度的响应。

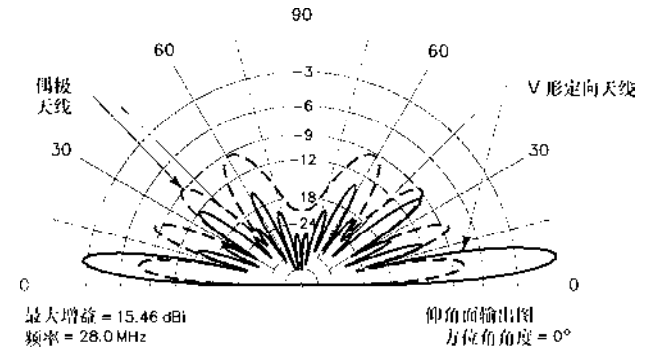


图13-16　一个209英尺臂长的V形定向天线（实线）的仰角平面响应与偶极天线（虚线）的比较。同样，最大增益的仰角响应比在相同高度的简单偶极天线要好。

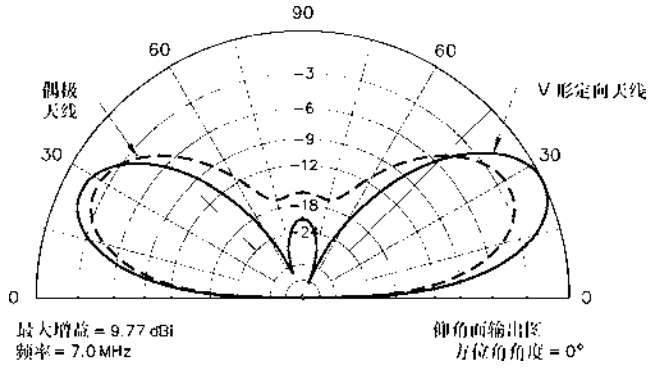


图13-17　同样臂长为209英尺的V形定向天线（实线），工作于7 MHz的仰角辐射图，并与一个在70英尺相同高度的40 m波段偶极天线（虚线）作对比。

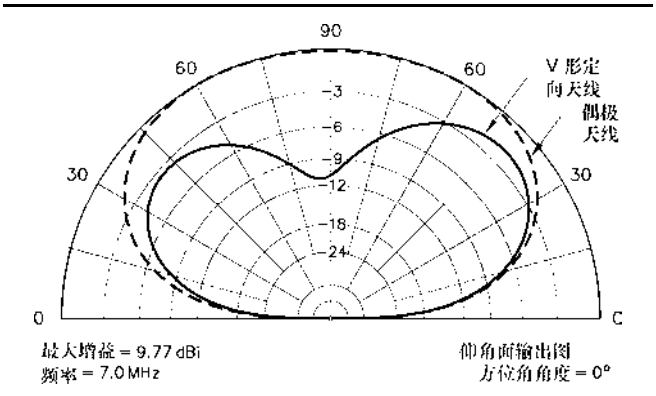


图13-18　同样臂长为209英尺的V形定向天线（实线），工作于3.5 MHz的仰角辐射图，并与一个在70英尺相同高度的80 m波段偶极天线（虚线）作对比。

同样的天线还可以应用于 3.5 MHz 和 7 MHz，但是增益不会很高，因为在这些频率上臂长不可能很长。图 13-17 比较了 V 形定向天线与一个在 70 英尺高度的 40 m 波段水平 $l/2$ 偶极天线，在 40 m 波段低仰角的地方，有多出 2 dB 增益的优点。图 13-18 还给出同样两个天线在 80 m 波段的比较，此时 80 m 波段的偶极天线在所有角度上都胜出。

13.3.3　其他 V 形组合方式

将两个 V 形定向天线上下堆叠，相距半个波长，并同相电流馈电，可以使整个系统增加大约 3 dB 的增益，并将产生更低仰角的辐射。底下的 V 形天线至少应该高于地面 $l/4$，最好是半个波长的高度。这种组合方式将仰角面辐射图变窄，方位面辐射图同样也变窄。

如果将第二个 V 形天线放在第一个的后方 $l/4$ 奇数倍位置，并以 90° 相位差给两个天线馈电，这个 V 天线系统也可以形成单向性，并且在电流滞后的那个天线方向上单向辐射。不过，V 形反射器在低频段通常很少被业余爱好者采用，因为它局限于单一波段使用，并且需要一个相当精确的支撑结构。而多个 V 形天线堆叠并采用激励的反射器则常有采用，不过应用在 200～500 MHz 频段比较容易实现。

13.3.4　V 形定向天线的馈电

V 形定向天线最方便的馈电是用调谐的明线馈线和天线调谐器，这样可以多波段工作。尽管 V 形定向天线导线长度并不苛刻，但是两根导线电长度相等则非常重要。如果仅需要作单波段的匹配，可能最合适的匹配系统是采用一段短截线或 $l/4$ 匹配段，这种匹配系统的调整

可以参见第 26 章。

13.3.5 谐振菱形天线

如图 13-19 的钻石形状或菱形的天线，可以被看作是两个锐角的 V 形定向天线端对端相接而成，这种组合方式就称为谐振菱形天线。谐振菱形天线的臂长必须是半波长的整数倍，以避免在馈电端出现电抗成分。

谐振菱形天线相对于简单的 V 形定向天线有两个优越之处。导线总长度相等时，它比 V 形定向天线的增益稍高，例如，每臂长为 3 l 的菱形天线，要比每臂长为 6 l 的 V 形天线高出 1 dB。图 13-20 给出了 10° 仰角时臂长 3 l 的谐振菱形天线，工作在 14 MHz 时的方位面辐射图，并与一个臂长 6 l 的 V 形定向天线在同样 70 英尺高度的情况作比较，谐振菱形天线的 3 dB 波束宽度只有 12.4°，但具有 16.26 dBi 这样非常高的增益。

当天线用于覆盖较宽频率范围时，菱形天线的方向性形状对频率变化的敏感度要比 V 形天线的小，这是因为频率改变所引起其中一臂的主波瓣偏移某个方向，而同时其对面臂的主波瓣则偏移相反的方向，这种自动的补偿能力就可以保证天线在相当宽频率范围内具有比较一致的方向性。菱形天线相对于 V 形定向天线的缺点是需要更多的支撑结构。

这种谐振菱形天线与 V 形定向天线所应用的设计规则相同，图 13-19 给出的最佳顶角 A 与等臂长的 V 形天线是一样的。这种钻石形天线也可以作为终接（负载）天线使用，本章后面部分将会讲到，那部分的很多论述同样适用于这里的谐振菱形天线。

谐振菱形天线具有双向方向辐射形状，并在其他方向上有许多小波瓣，其数量与密度取决于臂的长度。通常，谐振菱形天线的这些旁瓣受压制的情况比 V 形定向天线的好。当应用于 VHF 频段以下频率时，菱形天线一般按导线所在平面水平安装，这个平面以及菱形等分线所在垂直平面的极化方式，是水平极化的。在 144 MHz 及更高频率，如果需要垂直极化方式，这种天线（尺寸较小）也可以将导线所在平面垂直安装。

当菱形天线用于几个 HF 业余波段工作时，建议应该以基于 14 MHz 时的波长数为采用臂长的基础，来仔细选择顶角角度 A。如果该天线已经设计用于较高工作频率，尽管此时在这些较高频率波段上，增益参数并不用十分看重，但整个天线系统依然可以在这些所需工作频率上，保持低仰角的良好工作。

谐振菱形天线有很高的增益，但别忘了这些增益是以辐射波瓣很窄为代价，这就要求非常仔细地架设菱形天线的支撑结构，以覆盖所需要的地理区域。这对于只想利用便利的树木作为天线支撑来说，就不是很能确定的事情。

菱形天线的馈电方式与 V 形定向天线一样，如果要工作在几个业余波段时，需要使用谐振馈线系统。

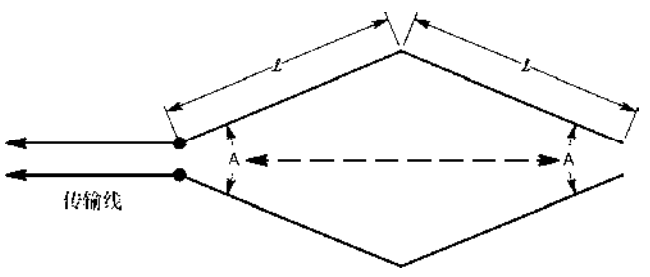


图13-19　谐振的菱形或钻石形状天线，所有臂长都相等，钻石形的对角相等，长度l是半波长整数倍以发生谐振。

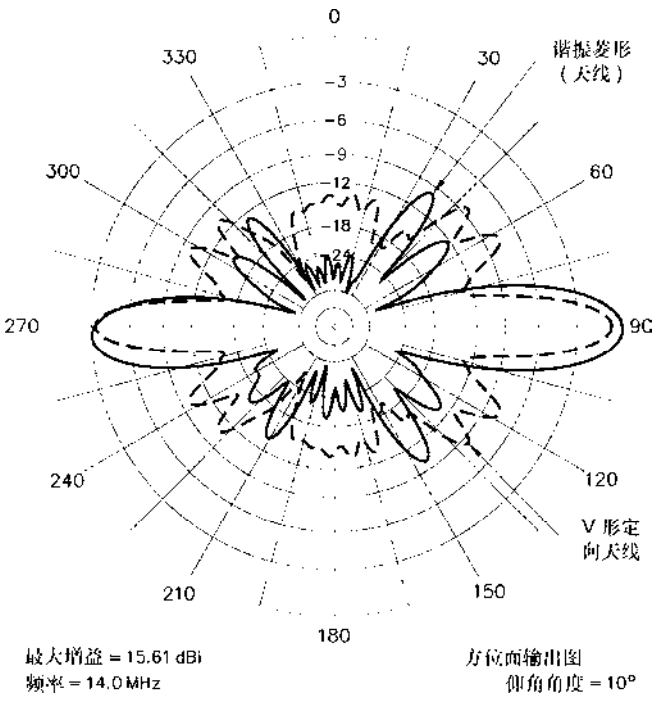


图13-20　臂长为3 l的谐振(不带终接电阻)菱形天线(实线)，工作于14 MHz，离平坦地面高度70英尺，与一个在相同高度且每臂长度为6 l 的V形定向天线（虚线）作比较。两者的方位面辐射图都是基于发射角10°。相比V形定向天线，谐振菱形天线的旁瓣有很大的抑制。

13.4 终接（负载）的长线天线

本章至此所考虑的所有天线都是基于电流与电压沿着导线的驻波工作方式，尽管多数的无线电爱好者都是采用导线谐振方式设计天线，但谐振并不是意味着使导线产生有效辐射和接收电磁波能量的必要条件，这如同在前面第 2 章所讨论的。采用非谐振导线的结果是在馈电点处存在电抗，除非在天线的末端用一个阻性负载作终接。

在图 13-21 中，假设导线与地面平行（水平），并且用一个等于天线特征阻抗 Z_{ANT} 的负载 Z 端接，则导线与它在地面的镜像构成了传输线。负载 Z 可以表示为一个与传输线匹配的接收机。终接电阻 R 等于传输线的 Z_{ANT}。那么来自方向 *X* 的电磁波，将首先在远端进入导线，并以某个角度扫过整根导线，直到到达连接 Z 的那一端。这种行为，将在天线产生电压，因此有电流通过，流向 Z 的电流为天线的有用输出，而反向流向 R 的电流则被 R 吸收。来自 *X'* 方向的电波也同样。在这种天线中，不存在驻波，因为所有的接收功率都被两端负载所完全吸收。

当电磁波扫过导线产生的各个电流都能适当复合后到达负载 Z 时，就有最大可能的功率传递到负载 Z，当电流从天线远端流到负载 Z 所需的时间，比电磁波行经整个天线所需时间滞后刚好半个周期时，电流将以最佳相位到达负载 Z。这里的半个周期也就是相当于电波从最远端刚进入天线起，行至近端为止的距离再加半个波长。图中用小图示意，其中 *AC* 表示天线，*BC* 垂直于电波方向，*AB* 是电波行经 *AC* 的距离，*AB* 必须短于 *AC* 的半个波长长度。同样地，对于从 *X'* 到达的电波，*AB'* 必须与 *AB* 长度相等。

电波从相反方向 *Y*（或 *Y'*）到达天线时，将类似地在远端产生最大可能电流，但是由于远端是用等于 Z 的电阻 R 终接，从 *Y* 方向到达的电波，所有传递给 R 的功率全被 R 吸收，而流向 Z 的电流将在负载 Z 产生与电流幅度正比的信号。如果天线长度刚好是使得所有到达 Z 的各个电流在相位上叠加为零，那么就不会有电流流过 Z，而对于其他的长度，电流叠加后则可以到达某个值。导致电流幅度为零的长度，为 *l*/4 的奇数倍，从 3 *l*/4 开始。当天线为任意 *l*/2 偶数倍长度时，对来自 *Y* 方向的响应最大，但倍数越大响应（角度范围）越小。

方向性特性

图 13-22 比较了一个 5 *l* 长度的 14 MHz 长线天线在平坦地面 70 英尺高度上，终接电阻与不终接电阻时的方位面辐射图。当导线用 600 Ω 电阻终接后，反向辐射将下降 15 dB，而前向增益大约降低 2 dB。

对于终接电阻的长线天线，其臂长较短时，前向的增益下降更多—— 更多的能量在前行电波被终接电阻吸收之前，就已经被更长的导线辐射出去。臂长为 2 *l* 的终接与未终接 V 形定向天线的方位面辐射曲线在图 13-23 中叠加一起作比较，这些相对短臂长的前向增益，由于终接原因，将减小大约 3.5 dB，尽管端接的 V 形定向天线前后比高达 20 dB。该端接 V 形定向天线的每臂末端用一个 600 Ω 的无感电阻接地，每个电阻将耗散大约四分之一的发射功率。对于一般的导体直径与地面高度，该天线的 Z_{ANT} 为 500～600 Ω。

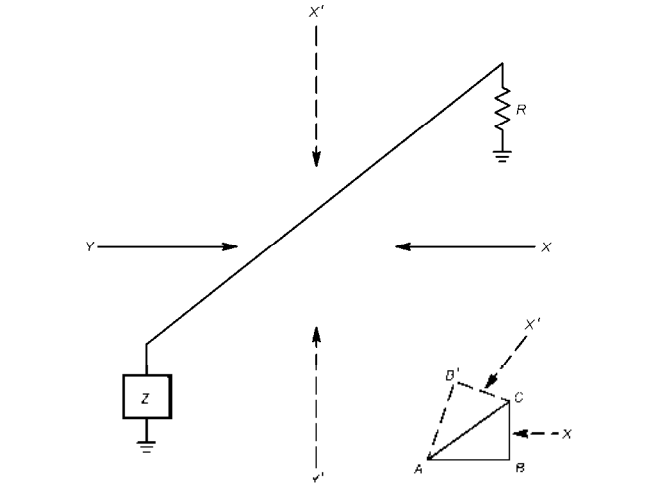


图13-21　终接电阻的长线天线图。

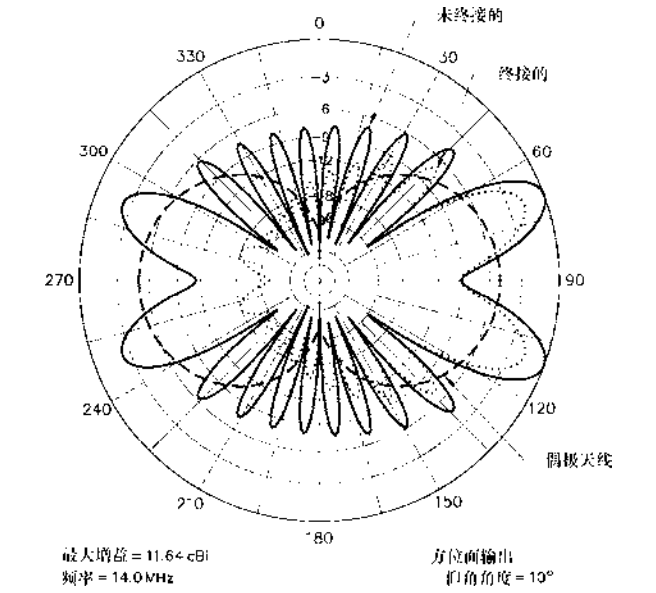


图13-22　一个5 *l* 的长线天线工作在14 MHz和离平坦地面70英尺高度时的方位面辐射图。实线给出的是带有600 Ω电阻终接到地的长线天线，而虚线是同一天线不作终接的情况。为了比较，还将*l*/2偶极天线的响应叠加到图中。可以看到，终接的长线天线具有良好的前后比，但在前向增益上比未终接长线要损失大约2 dB。

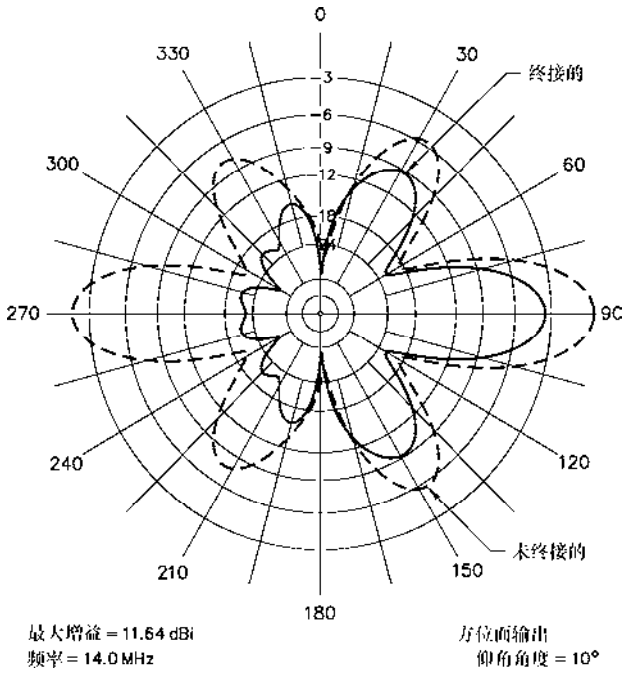


图13-23　短臂V形定向天线（2 *l* 臂长）终接电阻（实线）与未终接（虚线）时方位面辐射图。由于较短的臂长，端接的V形定向天线比未端接时的前向增益要降低3.5 dB，而对后面波瓣的压制高达20 dB。

13.5　端接电阻的菱形天线

长线天线的终极发展就是端接（电阻）的菱形天线，如图 13-24 所示。它包括 4 段导体相互连接形成一个钻石形状或菱形，天线的各边等长，并且对角相等。这样的天线可以认为是两个 V 形定向天线端对端连接，并用一个无感电阻端接以产生单向性辐射图形。端接电阻连接在两边的远端点之间，并且阻值大约等于天线特征阻抗，作为一个端接单元。菱形天线可以水平或垂直架设，不过实际上在频率低于 54 MHz 时总是采用水平架设，因为这种方式所需的支撑杆高度可以比较矮。同样，这种架设产生水平极化波，多数类型的地面土壤条件下，这些频率都是可以满足的。

来自组成菱形或钻石形 4 段独立导线最大辐射的合成波瓣的基本原理，与本章前面所述的终接类型或谐振类型天线是一样的。

13.5.1　倾斜角

在实际处理端接负载的菱形天线系统时，会习惯谈起一个叫倾斜角（如图 13-24 中的 f）的名词，而很少说相对于单根导线的最大辐射角度。图 13-25 给出作为天线臂长函数的倾斜角曲线，曲线中标记“0°”的位置是指发射仰角为 0°，也就是天线在该平面上的最大辐射。其他的曲线给出了在调整所需发射角的主波瓣时，可以采用的合适倾斜角。例如对于一个所需的 5° 发射角，倾斜角的差异在所给的长度范围内是小于 1° 的。

虚线曲线标注的“最佳长度”给出了在任意给定发射角时可以得到最大增益的臂长度。超过最佳长度后继续增加臂长，将导致增益下降，因此不要超过最佳长度值。注意到最佳长度随着所需发射角的减小而增长。超过 6 l 的臂长并不推荐使用，因为方向图将变得非常尖锐，以致在电波到达天线的水平和垂直两个角度，很小的改变都会引起天线性能的明显变化。由于在电离层传播中这些角度会有些变化，为使方向性达到太高的程度的努力是不需要的。

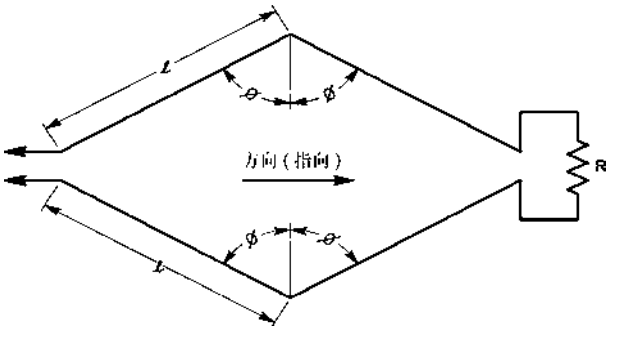


图13-24　终端接负载的菱形天线图。

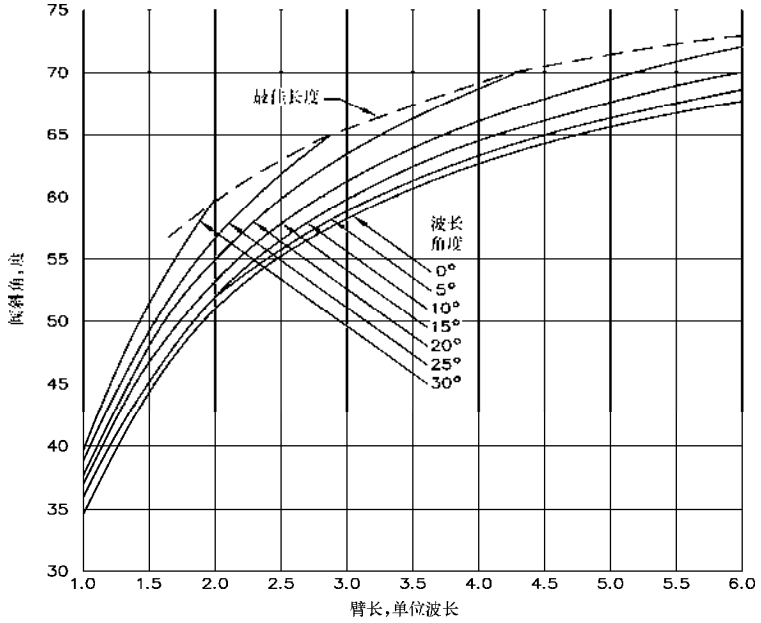


图13-25　菱形天线设计图表。对于任意给定的臂长，曲线将给出合适的倾斜角，以获得在选定发射角时的最大辐射。间断曲线上标注的“最佳长度”，表明在所选定发射角上能给出最大可能输出时的臂长。曲线所给出的最佳长度应该乘以0.74，以得到能使发射角和主波瓣方向一致的臂长。

13.5.2　多波段的设计考虑

当准备将菱形天线用于在相当宽的频率范围工作时，需要对倾斜角做一个折中考虑。图 13-26 给出可以良好覆盖 14～30 MHz 范围菱形天线的一些比较合适的折中设计尺寸。图 13-27 给出该天线在平坦地面高度 70 英尺，工作于 14 MHz 时的方位面与仰角面辐射图，在这里作为比较的天线是一个大梁为 26 英尺的 4 单元八木天线，同样位于平坦地面高度 70 英尺。菱形天线要高出 2.2 dB 增益，但方位方向图的 3 dB 点间的宽度为 17.2°，在−20 dB 点只有 26°。而对于八木天线，3 dB 点波束宽度为 63°，能够相当容易地瞄准远距离的地理位置。图 13-27（B）给出上述同样天线的仰角面辐射图，通常，最大增益值角度，对于任一水平极化天线来说，主要是取决于地面高度。

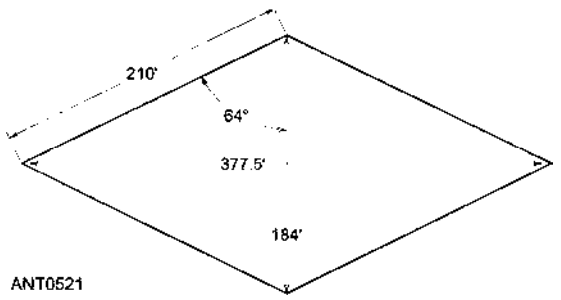
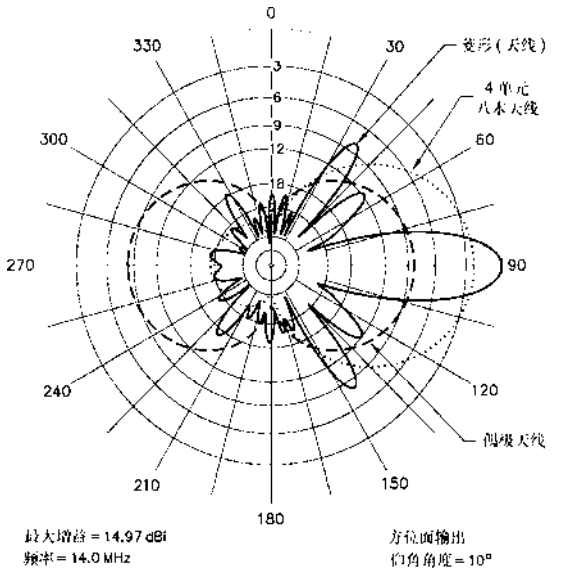


图13-26　用于14～28 MHz频率范围的折中考虑后的菱形天线尺寸，臂长在28 MHz时为6 *l*，在14 MHz时为3 *l*。



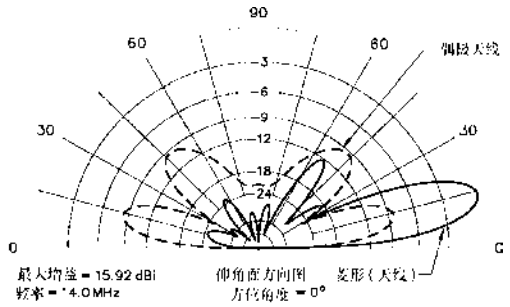


图13-27　左图为图13-26所给出的3 *l*（工作于14 MHz）端接电阻菱形天线（实线）方位面方向图，并与一大梁26英尺的4单元20 m波段八木天线（点线），以及一个20 m波段偶极天线（虚线）相比较。所有这些天线都架设在平坦地面上70英尺（1 *l*）高度。端接电阻的菱形天线后向图形较好，前向增益也超过八木天线，但前主波瓣非常窄。上图为端接电阻的菱形天线与一个简单偶极天线在相同地面高度的仰角图比较。

13.6 单元八木天线

端接电阻的菱形天线最大增益要比未端接电阻的谐振菱形天线低一些，对于图 13-26 中的菱形天线，最大增益值大约减小 1.5 dB。图 13-28 比较了这个菱形天线带 800 Ω 端接电阻和不带端接电阻的方位面辐射图。

图 13-29 给出图 13-26 所示的端接电阻菱形天线工作于 28 MHz 时的方位面与仰角面方向图。其主波瓣变得非常窄，在 3 dB 点为 6.9°。然而，由于主瓣两侧两个旁瓣的出现而得到部分的补偿，使得主方向图获到一些展宽。同样，这里用一个相同高度的 4 单元八木天线作为比较。

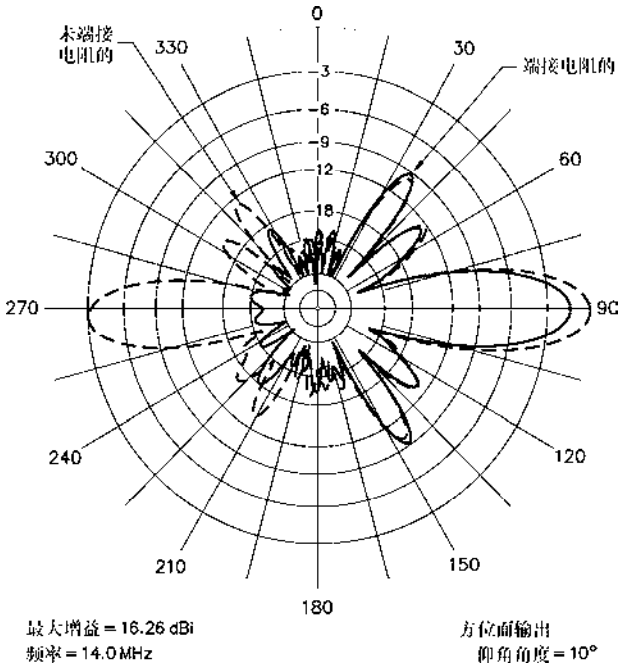
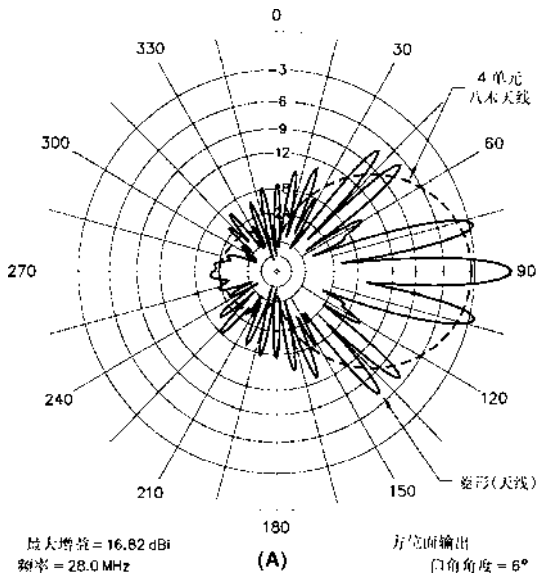


图13-28　端接电阻（实线）与未端接电阻的菱形天线方位角的比较，采用与图13-26相同的尺寸，工作频率为14 MHz。增益的折中，对于端接电阻天线良好的后向辐射图有大约1.5 dB的收获。



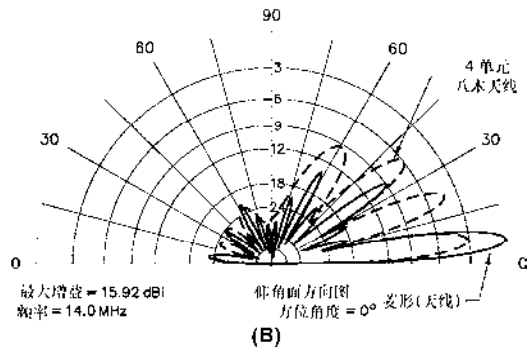


图13-29　（A）图为图13-26所示相同端接电阻的天线，在28 MHz工作时，与一个4单元10 m波段八木天线在方位面方向图的比较。（B）图是这些天线在仰角面方向图的比较。

13.7 端 接 负 载

尽管端接电阻与未端接电阻的菱形天线增益上的差别相对较小，但端接电阻的天线具有在很宽频率范围对发射机呈现出阻性和恒定负载的优点。在某种意义上，端接电阻所耗散的功率，可以认为是没有端接电阻时原本将在另一方向辐射的功率。因此，消耗在加热电阻的部分功率（大约 1/3），并不意味会对所需方向上造成太大的损失。

传统菱形天线的特征阻抗，当在远端用一个合适的电阻端接时，从输入端看进去大约在 700～800 Ω 产生匹配状况所需的端接电阻，通常比天线输入阻抗稍高，因为在该时间内通过辐射出去而消耗的能量正好刚到达远处末端。准确的电阻值通常可以发现是在 800 Ω 左右，要求天线得到最平坦特性时则应该通过实验来确定，不过一般采用一个 800 Ω 的无感电阻，比较有把握使天线工作在最佳状态附近。

端接电阻在工作频率上应该几乎是一个纯电阻，也就是其电感和电容几乎可以忽略不计。普通的线绕电阻并不合适在这里使用，因为它具有很大的电感和分布电容。小型的碳电阻可以具有满意的电性能，可是它不能承受几瓦的耗散功率，所以也不能使用，除非是发射机功率不超过 10 W 或 20 W，或者天线只作为接收时的情况。用于作为假负载天线或菱形天线端接的特殊设计电阻，应该采用其他类型电阻。为安全起见，单个或多个电阻能承受的总耗散功率应该等于发射机输出功率的一半。

为了降低杂散电容的影响，可以用几个电阻，比如 3 个串联使用，即便单独一个电阻都可以安全地承受消耗功率。两侧的电阻应该相同，并且每个阻值为总电阻的 1/4 到 1/3，而中间的电阻可以各不相同。这些器件应该安装在天线端的防水盒子里，以起到保护和方便的作用。连接线头应该尽量短，以减少额外电感的引入。

另外一种方案是，端接电阻放置在与天线末端连接的 800 Ω 馈线的末端，这样做允许将电阻和盒子放在一个比较方便调整的位置，而不用安置在支撑杆顶部。电阻导线可以用做该馈线，使得功率到达阻性端接电阻之前已经有部分被消耗掉，这样就允许采用较低功率的集总电阻器件。

13.8 多导线的菱形天线

图 13-26 中所制作的菱形天线输入阻抗，在频率改变时不是非常恒定，这是由于导线之间随着长度变化时引起天线阻抗的变化各不相同导致的，Z_{ANT} 的变化可以通过使每单位长度的电容量增加与各导线之间的间距成比例的导线安排来最小化。

图 13-30 给出这个完成后的方案，使用了三根导线，末端并接在一起，但随着向各臂连接点位置靠近而逐渐增大导线间距。对于 HF 的工作，导线间距在中部为 3～4 英尺，这与臂长为数波长的成品装置所使用的类似。由于所有的三根导线必须等长，上面和底下的导线应该比中间导线稍微远离支撑体。这种采用三线的办法将天线的 Z_{ANT} 减小到大约只有 600 Ω，为实际的明线馈线提供了一个更好的匹配，另外也平滑了整个频率范围的阻抗变化。

使用两根导线也可以得到类似的效果（尽管作用不是很明显），已经发现三线天线系统可以比单导线的该类天线高出 1 dB 的天线增益。

13.8.1 前后比

端接电阻的菱形天线在理论上是可能得到无限大的

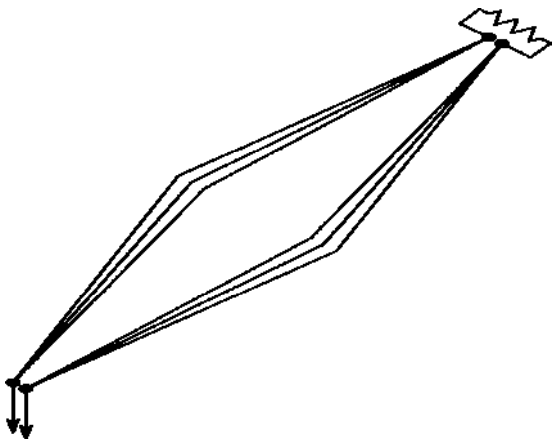


图13-30 三线的菱形天线。多导线的使用可以改善端接电阻的菱形天线的阻抗特性，以及增加一些增益。

前后比，实际上也是可以获得很大的值。不过，当天线以特征阻抗值来端接时，只是在臂长为 *l*/4 奇数倍的那些频率点上，才能获得无限大的前后比，前后比最小的情况是在臂长为半波长长度整数倍的那些频率点上。

当考虑臂长不为 *l*/4 奇数倍时的频率上时，前后比可以通过稍微减小端接电阻值来做得非常高，这样做允许在天线远端产生一个小的反射，刚好抵消输入端的剩余响应。天线越大，通过调整端接电阻，前后比就可以在整个频段上越高。端接电阻的修改也将导致后部零点分裂为两个，在后面方向各小波瓣旁边各有一个。

13.8.2 馈电方式

如果需要完全利用端接电阻的菱形天线宽频率特性，那么馈电系统也同样必须具备类似的宽带特性。与所示天线输入端相同特征阻抗（700～800 Ω）的明线传输线可以在这里使用，这种馈线的制作数据在第 24 章给出。虽然常用的匹配短截段也可以用于提供更满意的馈线阻抗变换，但这局限于天线只能工作在短截段中心频率附近较窄的频率范围。也许更令人满意的办法是采用同轴传输线和在天线馈电点使用宽带变换巴伦器件。

13.9 接收用行波天线

也许最有名的行波天线就是 Beverage（贝弗利日）天线，许多 160 m 波段的狂热爱好者，在尝试从低波段上很高电平的大气噪声和干扰噪声中提取出有用的弱信号时，均使用过 Beverage 天线来增强信号噪声比。还有一种数年前开发出来使用的天线，例如环天线，以及在地面或离地面稍微有些距离的长跨度非端接负载的导线，不过，Beverage 天线似乎对于接收 160 m 波段弱信号来说效果最好。本部分的资料源自 Rus Healy（K2UA）（ex-NJ2L）。

13.9.1 Beverage 天线

Beverage 天线是一种简单的定向导线天线，至少需要 1 *l*，沿着长度支撑的高度相当低，并且在远端以等于本身特征阻抗的电阻端接。该天线如图 13-31（A）所示，它以它的发明者 Harold Beverage（W2BML）来命名。

许多业余爱好者选择单导线的 Beverage 天线，是因为容易安装和工作得不错。贝弗利日天线的缺点是物理上太长，确实需要有足够的空间来安装。有时候，邻居也许会允许你在特别的竞赛活动或远征活动时，临时架设到他们的地盘上使用，尤其是在冬季时期。

Beverage 天线在 HF 范围很有用，不过在较低频率上更有效，主要用于 40～160 m 波段。该天线主要响应低仰角并主要为恒定（垂直）极化的入射波，这种条件在 160 m 波段几乎完全满足，对于 80 m 波段多数时间上也是合适的。然而，当频率进一步升高时，极化与到达角度越来越不再恒定和满足条件，导致 Beverage 天线在这些频率上效率低下。不过，也有不少业余爱好者称 Beverage 天线在高达 14 MHz 的频率上，也表现出出色的性能，尤其是在下雨和大雪（短暂的）静电噪声妨碍八木天线或偶极发射天线在较高频率的接收时，更为突出。

13.9.2 Beverage 天线原理

Beverage 天线可以看作是一条很长的传输线，一边是有耗导体（即地球），另一边是良导体（即导线）。如果合理架设，Beverage 天线将具有优越的方向性，但是效率相当低，因为它们靠近地面安装。这与前面所述的长线天线不同，长线天线是高高地远离地面架设。Beverage 天线并不适合作为发射天线使用。

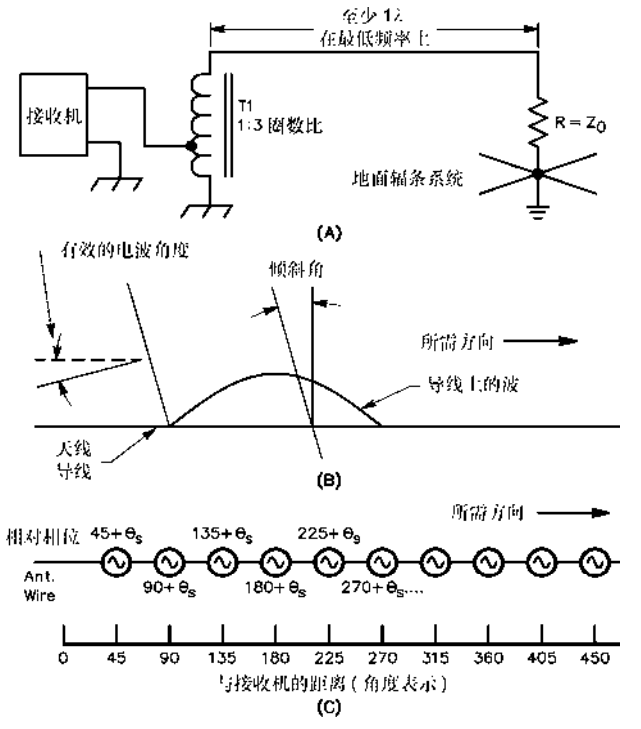


图13-31 （A）是一个简单的单导线Beverage天线，带有可变端接阻抗和一个9:1的自耦变压器用于接收机阻抗变换。（B）图是从所需方向传播过来电波的一部分波形，并正沿着天线导线行进，它的倾斜角和有效发射角也在图中表示出来。（C）图是类似于Beverage天线入射波行为的情况，具体讨论见文中所述。

由于 Beverage 天线是属于端接（负载）的行波天线，所以不存在无线电信号引起的驻波。当来自所需方向的电波从 Beverage 天线末端进入时，波所产生的电压就沿着天线持续前行。图 13-31（B）给出来自所需信号引起在天线上的其中部分波的形状，图中同时也给出波的倾斜角。信号在两个方向产生相等的电压，导致电流相等，并往两个方向流动；向终接末端行走的分量，是逆着波前行方向移动的，因此在终接末端下降到很低的电平。任何由该电流流动方向引起的残留信号，将在终接端（假如终接电阻等于天线阻抗）被吸收。而流向另一方向的信号分量，如我们所看到的，成为接收信号的关键部分。

与波沿着导线行进一样，在空间行进的波也具有大致相同的速度（不过如我们所看到的，在导线上的是有些相位延迟的）。在任何给定的时间点上，除了已经在导线上行走的波（这部分波已经产生了电压）之外，还有沿着空间传播的波也将在导线上引起电压，因为这两个波几乎同相，所以两个电压叠加并逐渐在天线末端的接收机上形成最大值。

这个过程可以比作是将一系列的信号发生器排列在导线上，并对应于各自在导线上的空间位置而具有不同的相位（如图 13-31（C））。在接收机端，这些电压同相相加产生最大电压值。例如，在天线末端接收机产生的波分量，将与沿着天线，比方说在 270° 位置（或其他任意距离），在到达接收机后，产生同样由波引起的分量同相（都在接收端位置上）。

不过实际上，导线上的波与空间传播的波是有一定相移的，这种相移是由于天线的速度因子引起的。（与任何传输线一样，信号在 Beverage 天线上的行走速度要比空间传播速度稍微慢一点）。在 Beverage 天线上的传播速度通常只有自由空间的 85%～98%。当天线的高度提高到某个最佳高度（对于 160 m 波段大约是 10 英尺），速度因子增大。低于这个高度，只有很小的提高，见图 13-32。这些曲线是 1922 年 RCA 公司实验工作的结果，并于 QST 杂志（1922 年 11 月份）上，H. H. Beverage 作了题目为“The Wave Antenna for 200- Meter Reception”的报告文章。针对 160 m 波段的曲线可以通过其他这些曲线推导出来。

相移（每波长）如图 13-33 所示，是速度因子的函数，由下面方程式给出：

$$q = 360\left(\frac{100}{k}\text{-}1\right) \qquad (13\text{-}2)$$

其中 k=天线的速度因子，单位为%。

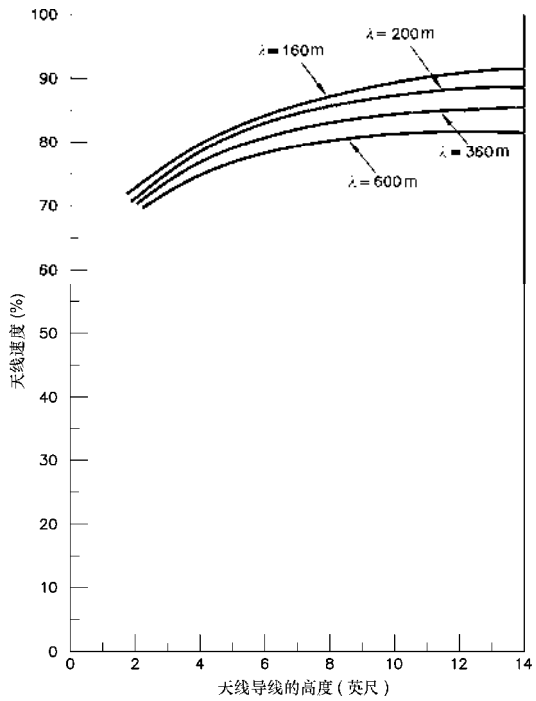


图13-32　Beverage天线地面高度增加与信号速度关系曲线，在大约10英尺高度时得到实用最大值，高于此高度后进一步提高是很小的（光的速度是100%）。

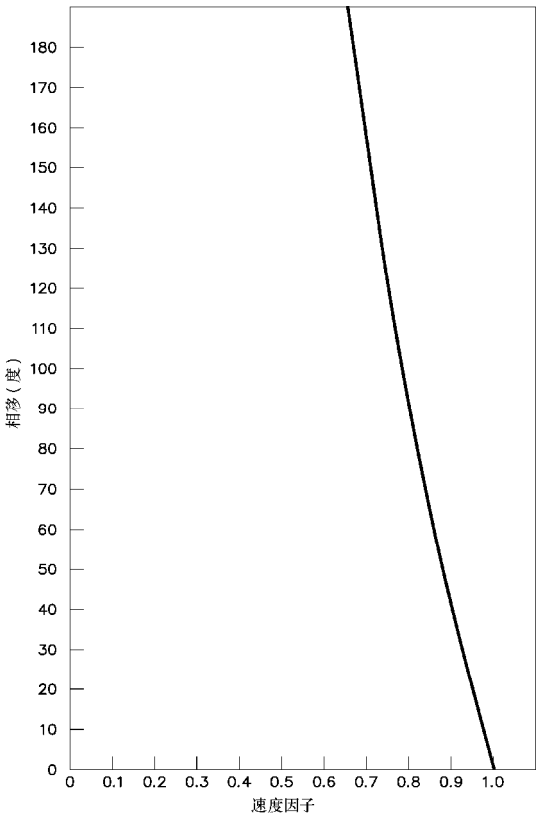


图13-33　该曲线给出Beverage天线的相移（每波长）作为速度因子的函数关系。一旦天线的相移超过90°，增益就从峰值点下降，此时任何天线长度的增加都会导致增益减小。

呈现在 Beverage 天线上的信号在图 13-34 中的（A）到（B）图以图形方式给出。这些曲线说明了在自由空间数个波周期上，相对的电压电平比较，以及在天线末端的接收机总信号的相对影响。

13.9.3 在其他方向的性能

Beverage 天线在其他不需要的方向上性能如何，与前面的讨论有相当大的差异。举个例子，和导线垂直方向来的信号（即与所需方向任何一边都成 90°），在这种情况下，波引起的沿着导线的各电压，虽然基本上是同相的，但是他们到达接收机时就会或多或少产生相位不一致，导致相互抵消（这可以用前面说的一系列信号源沿着天线排列来比喻，不过这里各源没有相位差异）。

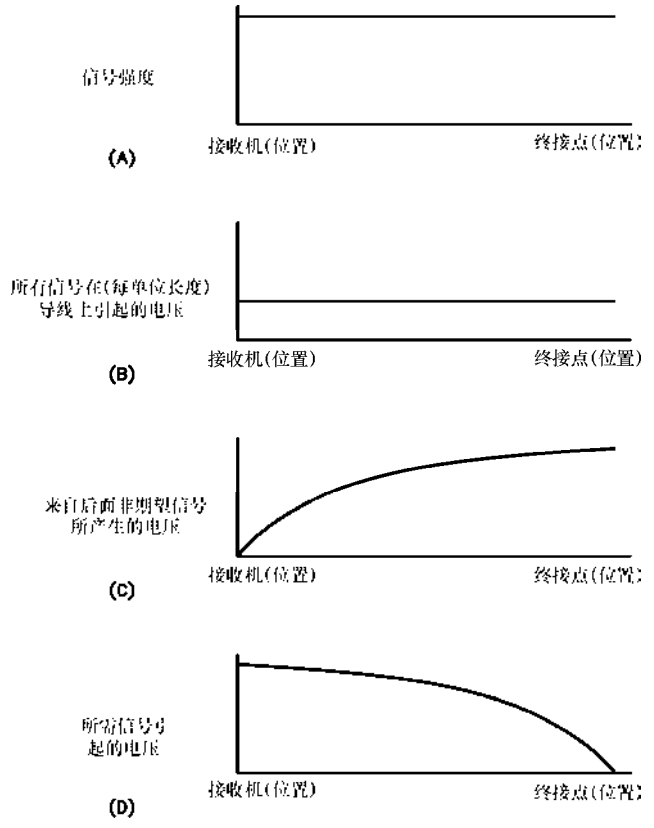


图13-34　这些曲线给出了Beverage天线在数个波周期时所呈现出来的电压值。信号强度（在图（A）中）在这个周期间的整个天线长度上都是恒定的，与从导线（在图（B）中）引起的每单位长度的电压一样。（在整个相同的时间周期，天线任何部分引起的电压，是与相同尺寸的其他任何部分引起的电压相同的）。在图（C）中，电压是从后面方向来的非期望信号引起的，它在终接端同相相加到达最大值，所有功率都耗散在终接（负载）上（假如$Z_{term}=Z_0$）。来自所需信号引起的电压在图（D）中给出，导线上的波与空间的波靠近行进，两者产生的电压在天线末端接收机的位置同相叠加并达到最大值。

这种抵消的结果是，Beverage 天线在这些侧面呈现许多深零点，另外还与其他长线天线一样，存在一些小的旁瓣，并随着天线长度的增长而增加数量。

当信号从天线后面到达时，天线的行为与在它所需方向上的很类似，主要的差异在于来自后方的信号在终接末端同相相加，并被终接阻抗所吸收掉。图 13-35 比较了工作在 1.83 MHz 的 2 *l*（1 062 英尺）和 1 *l*（531 英尺）的 Beverage 天线的方位面与仰角面方向图，导线架设在平坦地面上 8 英尺高（同时也是要保证它高于鹿角高度和远离人员），并且在每个天线都用 500 Ω 电阻做端接，不过端接电阻的精确数值并不需非常严格。在该计算机建模中，假设地面常数的导电率为 5 mS/m，介电常数为 13。在地面条件变得更好时，Beverage 天线介质性能会趋向降低。因此，Beverage 天线在海面工作的情况，反而没有它在不良地面条件工作时好。

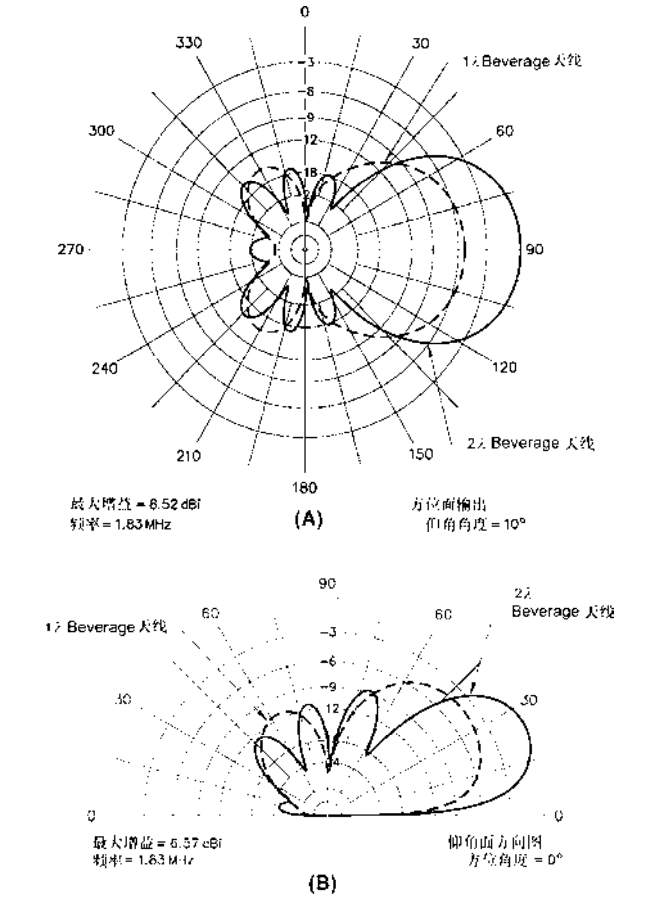


图13-35　（A）图，是一个2 *l*（实线）和一个1 *l*（虚线）的Beverage天线在10°仰角时的方位面方向图，工作在1.83 MHz，用550 Ω电阻端接。大约180°反向的图形比每个天线前波瓣要低20多dB。（B）图，是它们的仰角面方向图。注意到接近90°的高仰角信号是被抑制的。

为了使 Beverage 天线能最有效工作，天线的端接阻抗应该等于它的特征阻抗 Z_{ANT}，为将信号能最大传递到接收机，应该使接收机输入阻抗与天线匹配。如果端接电阻不等于天线的特征阻抗，那么来自后方的部分信号就会反射回天线端上的接收机。

如果端接阻抗仅是一个开路电路（就是没有端接电阻），将导致全反射，此时天线表现出双方向性（但仍然在侧面有很深的零点）。一个没有端接的 Beverage 天线，由于向接收机返回的部分反射波不断衰减和再辐射，所以此时天线在反向方向的信号，不具有与前向方向的信号所展现出来的相同的响应。图 13-36 比较了两个 2 *l* Beverage 天线，一个端接和一个未端接情况下的不同响应。与端接的长线发射天线一样（它比只作为接收用的 Beverage 天线架设得离地面更高），端接电阻的 Beverage 天线比起不端接的同类天线，在前向波瓣上有所减小，不端接的贝弗利日天线在这个长度下表现出大约 5 dB 的前后比，这是因为前向波到达导线末端之前，就发生辐射以及存在导线和地面损耗。

假如端接（电阻）处于两个极端值之间（就是开路与完全等于 Z_{ANT} 的端接两种极端情况），离开 Beverage 天线后方的信号最大方向与强度将发生变化。作为一个应用，可以用一个可调电抗的端接负载，来掌控天线后方的零点（见图 13-37），这对于消除来自天线后方（通常在后方任一侧 30°～40°范围）的本地干扰信号来说很有帮助。不过这种办法对于来自天波的干扰并无帮助，因为极化偏移、幅度、相位和入射仰角等常会受到电离层干预而发生变化。

为了确定合适的端接电阻值，您需要知道 Beverage 天线的特征阻抗（亦称波阻抗或特性阻抗）Z_{ANT}。有趣的是 Z_{ANT} 并不是长度的函数，而是像传输线。

$$Z_{ANT} = 138 \times \log\left(\frac{4h}{d}\right) \qquad (13\text{-}3)$$

其中，

Z_{ANT} =Beverage 天线的特征阻抗=所需的终接电阻值

h =导线的地面高度

d =导线的直径（与 h 的单位一样）

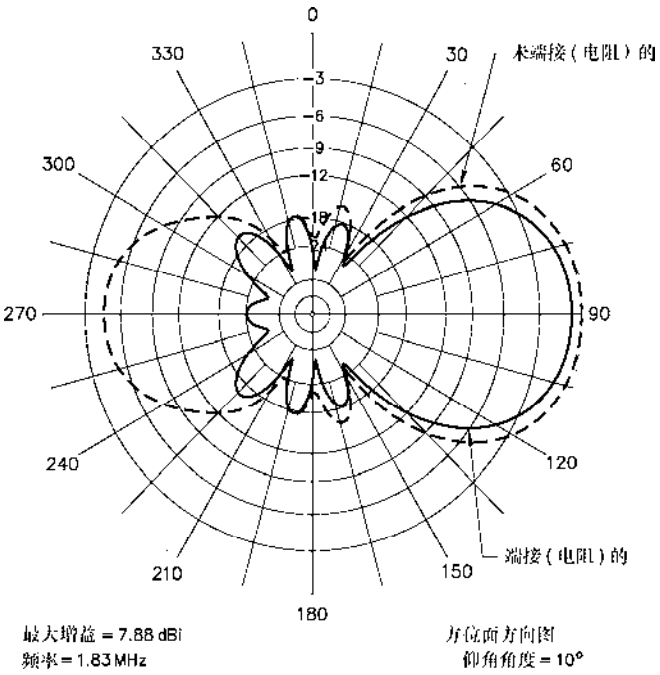


图13-36　对端接（实线）和未端接（虚线）的2 *l* Beverage天线两个方位面辐射图的比较。

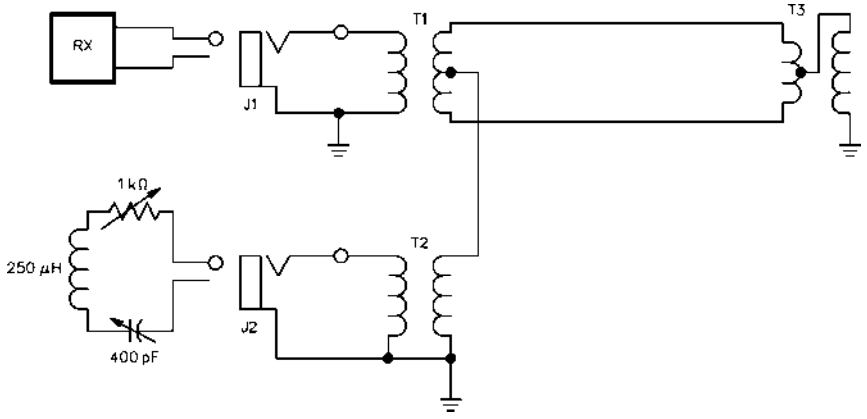


图13-37　一个双线的具备方向切换和后区域零点控制功能的Beverage天线。性能可以随着高度在某个位置点得到改善，在10～12英尺高度时，最适合工作于1.8 MHz。图中所示的元器件在文中作为参考。

端接 Beverage 天线的另外一方面，是作为端接电阻的射频（RF）地的质量。对于多数类型的土壤，使用一根接地棒是足够的，因为对于典型的 Beverage 天线，其端接电阻最佳值在 400～600 Ω 范围，而地损耗电阻是与它串联的，所以即便在端接点的地损耗电阻高达 40 Ω 或 50 Ω，它仍然只是整个端接电阻中不明显的一小部分。不过，对于导电率很差的土壤（比如沙子和石头），可以通过在接收机和终接端两边都铺设辐条导线的办法，来得到较好的地面终接，这些导线不需要 $l/4$ 谐振长度，因为地面总是令它们无法谐振的。与垂直天线的地网系统一样，采用多根短辐条的效果比少数几条长辐条好，有些业余爱好者也采用铁丝网地屏作为终端接地。

与其他许多天线一样，方向性和增益的提高，可以通过加长天线长度和多天线组阵的方法来实现。在脑子里需要记住的一件事情就是天线速度因子的好处，使得波在天线上的行进与在空间的传播存在一些相位偏移。由于这个相位偏移，尽管方向性将随着长度增加继续变得更加尖锐，但是存在一些最佳长度可以使天线的增益得到最大值，超过该长度到达天线末端接收机的各电流将不再同相，并不会在接收机上相加获得最大信号。这个最佳长度是速度因子与频率的函数，可由下面方程式给出：

$$L = \frac{l}{4\left(\frac{100}{k} - 1\right)} \qquad (13\text{-}4)$$

其中

L =最大有效长度

l =自由空间的信号波长（与 L 相同的单位）

k =天线的速度因子，单位%

因为速度因子会随着高度升高（如前所述，到达某个位置）而增加，如果天线高度升高，最佳长度也会稍微变长。最大有效长度也会随着天线系统中导线的数目而增加，例如，对于图 13-37 所示的双导线 Beverage 天线，与双向版本的天线一样，最大有效长度比单导线版本要长大约 20%。对于一个单线的工作于 1.8 MHz 的 Beverage 天线（用#16 导线制作，距离地面高度 10 英尺）的典型长度，大约为 1 200 英尺。

13.9.4 用于单导线 Beverage 天线的馈电变换器

图 13-31 中的匹配变换器 T1 很容易制作，在这里最好采用小型的铁氧体磁环，具有高导磁率（μ=125～5 000）的最容易绕制（所需的圈数最少），并具有最好的高频响应特性（因为使用的圈数少），采用三线并绕成自耦变压器是最方便的。

多数人都不太在意在它们的 Beverage 天线馈电的传输线上存在某一小的 SWR 值的情况，例如，假设某特定的 Beverage 天线 Z_{ANT} 为 525 Ω，并且端接电阻也等于该值，如果在天线的输入端采用一个标准的 3:1 圈数比的自耦变压器，那么阻抗变换值为 50 Ω×3^2= 450 Ω，这就是我们常说的 9:1 变换器，指的是阻抗的变换比率。变换后的结果是，馈线到接收机的 SWR 为 525/450 = 1.27:1，这就可以不必进一步计较了。对于 Z_{ANT} 为 600 Ω，则 SWR 等于 600/450 = 1.33:1，同样可以不再理会它了。

因此，多数的 Beverage 天线使用者都采用标准的 9:1（450:50 Ω）自耦变压器。可以制作一个适合用于 40～160 m 波段的匹配变换器，用两个叠在一起的 Amidon FT-50-75 或 MN8-CX 磁芯，在上面用 24 号的三绞漆包线并绕 8 圈即可。参见图 13-38。

可以将三段 3 英尺长的#24 号漆包线并在一起，用手钻将它们均匀扭绞为大约每英寸两绞的疏密度，就制作成三绞线了，这样三根线就扭成一股，可以容易地穿过两个叠在一起的磁芯，不至于像穿针那么困难。需要记住的是每次您将这股线穿过磁环中心时就应该算作一圈。

在您绕完线圈后，每根漆包线都要留出 3/4 英寸长的接头，多余的剪去，接头去漆后用电烙铁上锡。用欧姆表区分清楚各线接头，并按照图 13-38 所示连接。最后将整个变换器用 Qdope 胶（一种液态的聚苯乙烯）包封起来，也可以用白胶水。关于磁环变压器的详细资料请参见 ARRL《业余无线电手册》的第 25 章和第 26 章，或参见 ON4UN 的《Low-Band DXing》书上的第 7 章（Special Receiving Antenna）内容。

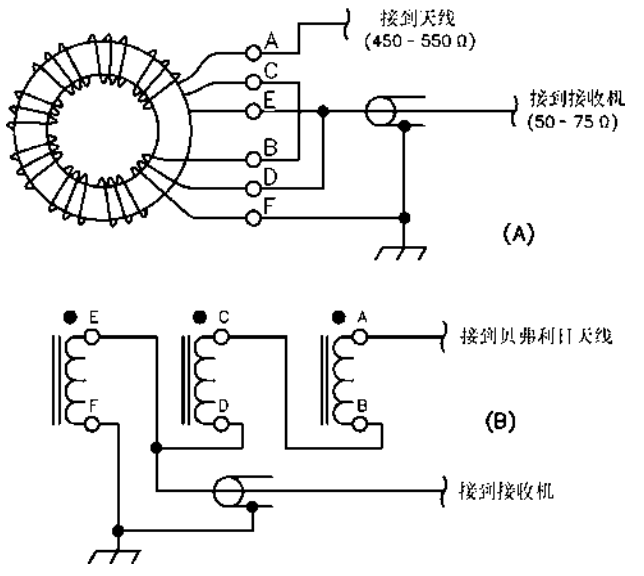


图13-38 用于单导线贝弗利日天线的馈电变换器制作，详见文中所述。

13.9.5 双导线 Beverage 天线

这种双导线天线在图 13-37 已经给出过，主要的优点是来自两个方向的信号，通过在 J1 和 J2 开关切换，都可以为接收机所利用。同时，因为系统有双导线（等于两根导线产生信号电压的总和），所以产生的信号电压也比较高。

来自图 13-37 左面方向的信号，在两根导线产生相等的电压并且电流同相流动，反射变换器（在天线末端右手处的 T3）将这些信号倒相，并以天线的导线作为平衡的明线传输线，使它们沿着天线向接收机方向反射回去，然后该信号被 T1 变换到在 J1 的接收机输入阻抗（50 Ω）上。

这些信号从右端行至左端的过程中同样会在各导线上产生相等的电压，并同相向接收机端行进，经过 T1，进入 T2。该方向的信号在 J2 端有用。

T1 和 T2 是标准的 9:1 宽带变换器，可以工作在 1.8～10 MHz 频率范围。与任何双平行导线构成的传输线一样，这种双线 Beverage 天线也具有某个特征阻抗——这里称为 Z1，它取决于两根导线之间的间距，以及它们之间的绝缘介质。T3 将导线末端的端接电阻变换到 Z1。注意到这个端接电阻是等于 Beverage 天线的特征阻抗 Z_{ANT}，也就是并行导线与在地面下的镜像构成的阻抗。例如，如果 Beverage 天线的 Z1 为 300 Ω（也就是采用 TV 的双芯平行线作为两个 Beverage 天线导线），T3 必须将平衡的 300 Ω 变换为不平衡的用于端接 Beverage 天线的 500 Ω Z_{ANT} 阻抗。

用在双线 Beverage 天线上反射变换器的设计与制作，比直接用作匹配变换器的 T 更加苛刻些，因为端接阻抗对于保证良好的 F/B 比来说需要非常准确的值。有关双线 Beverage 天线用的反射变换器的详细绕制，可以参见 ON4UN《Low-Band DXing》一书的第 7 章（Special Receiving Antennas）。

双线 Beverage 天线的另一个方便性，在于它在接收相反方向时能够掌控天线任一端的零点。举个例子，当接收机连接在 J1 时，如果调整接在 J2 的串联 RLC 网络，可以使接收信号只来自左侧方向，而其他来自右侧方向的干扰信号将被部分或完全消除掉。这些零点可以在天线末端右手侧 60°（或更宽）范围调整。当接收机连接在 J2，而终接在 J1 时，在相反的方向上，它同样具有掌控零点的能力。

双线的 Beverage 天线和单线版本的具有相同的架设高度。两根导线的高度相等并间隔均匀，通常为 12～18 英寸的线间距离。有些业余爱好者用“开窗”格梯馈线来制作双线 Beverage 天线，并且将格梯线扭成每英尺大约三绞，以增强抗风性与电气稳定性。

Beverage 天线的特征阻抗 Z_{ANT}，可以采用两根分开的导线，中间空气绝缘，数值上根据导线的尺寸、相互间隔以及高度来确定，如式（13-5）给出的：

$$Z_{ANT} = \frac{69}{\sqrt{e}} \times \log\left[\frac{4h}{d}\sqrt{1-\left(\frac{2h}{S}\right)^2}\right] \qquad (13\text{-}5)$$

其中

Z_{ANT} = 贝弗利日天线阻抗=所需的端接电阻值

S = 导线间距

h = 地面高度

d = 导线直径（单位与 S 和 h 相同）

ε= 2.718 28

13.9.6 Beverage 天线的梯阵排列

Beverage 天线的方向图，决定于特定天线所采用的端接电阻，如图 13-36 所给出的两种极端情形，它比较了端接和不端接电阻两种 Beverage 天线的方向图。即便是端接不良的 Beverage 天线的方向图，也可以通过增加第二个 Beverage 天线来得到明显改善。附加 Beverage 天线的安装就构成梯阵排列的工作形式，用这个词来形像比喻两根天线看起来像是梯子上并排的横档。对于一个实用的 160 m 或 80 m 波段，将第二个 Beverage 天线平行设置在与第一个 Beverage 天线间隔大约 5 m，并往前错开 30 m 的位置。见图 13-39。

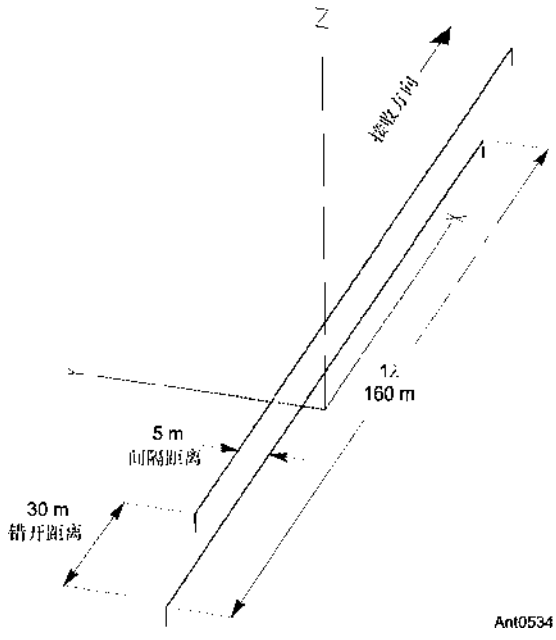


图13-39　两个160 m波段1 l长度的Beverage天线梯阵排列图，间隔5 m，并向前错开30 m。上面的天线在馈电上要做125°移相。

靠前排列的 Beverage 天线以+125° 相位差馈电，这样总的相位量，包括向前错开排列引起的，共为 180°，这就形成了等效的异相馈电端射阵列，但又具备每个 Beverage 天线本身方向性的优点。图 13-40 比较了单独一个 1 *l* 的160 m 波段 Beverage 天线与梯阵排列馈电的两个端接的 Beverage 天线方向图。采用梯阵排列的 Beverage 系统可以适当提高大约 2 dB 的增益，但它在后向方向图上给出非常干净的波瓣形状，对于单 Beverage 天线来说平均超过 15 dB，对两个 Beverage 天线系统来说要超过 25 dB（译注：这里指的分贝值为前/后比）。

即便相互间间隔只有 5 m，但两个 Beverage 天线相互的耦合作用也很小，因为当它们被架设在有耗地面很低高度上时，其辐射电阻本来就很小。如果您需要调整到较低的 SWR（可以使用合适的变换器来匹配馈电同轴电缆），那么相位差将仅仅取决于给贝弗利日两段天线馈电的同轴电缆的长度差。图 13-41 给出 Tom Rauch（W8JI）设计的宽带馈电系统，作为“交叉辐射”馈电系统，这个 180° 的宽带倒相变换器允许天线系统工作于两个波段，比如在 160 m 和 80 m 波段。变压器的细节请参见 ON4UN《Low-Band DXing》一书第 7 章接收天线部分的内容。

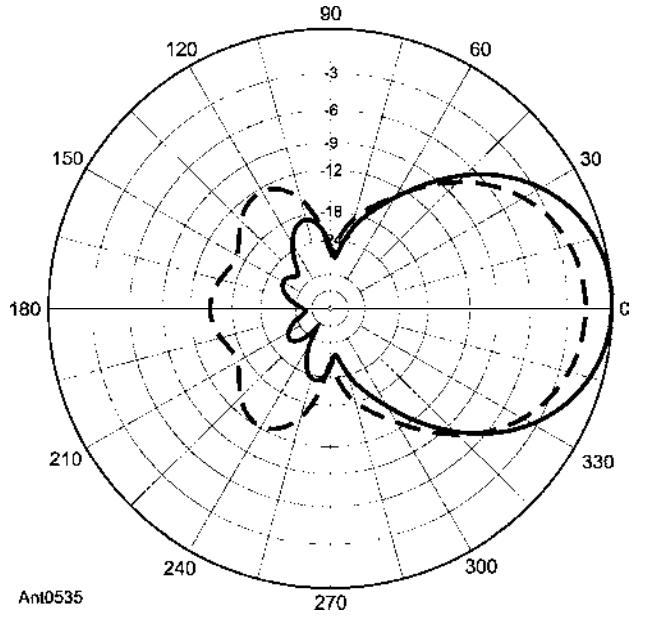


图13-40　单Beverage天线（虚线）与两个Beverage天线梯阵排列成端射阵，在发射角为10°时的方位方向图。在梯阵排列阵的后向方向图相当干净，因此，用两个间隔很近的短贝弗利日天线，可以比单一的短贝弗利日天线得到显著的性能提高。

13.9.7　实际应用考虑

即使 Beverage 天线通过适当端接可以具备优越的方向性形状，在多数的实际安装应用中，增益从未超过 −3 dBi，然而，在所需方向上，Beverage 天线的方向性所带来的信号噪声比（信噪比），几乎比任何其他低频段使用的实际天线都要高很多。

一种典型的情况可能是，一个位于美国东北部（W1）的电台，试图接收来自欧洲的 Topband 信号，但同时又在它后面的美国东南方向（W4）存在雷暴引起的剧烈静电干扰。与使用垂直天线上听到的 S7 信号并伴随着 S9+10 dB 的噪声与干扰不同，Beverage 天线的方向性通常可以保证您接收到可能为 S5 的同样信号，而只有 S3（或更低）的噪声与干扰。这是一个非常有价值的改善。不过，如果您处于雷暴区之中，或者雷暴是在您需要接收信号的那个方向上，那么什么 Beverage 天线都帮不了您！

当架设 Beverage 天线时，为获得最佳性能，应当遵循如下基本规律：

1）要通盘考虑安装计划，包括选择的天线长度应该与前面讨论到的最佳长度值相匹配。

2）尽量保持整个天线能够平直架设，避免将天线沿着地形靠得太近——即要保持天线与地面某个水平高度值平行。

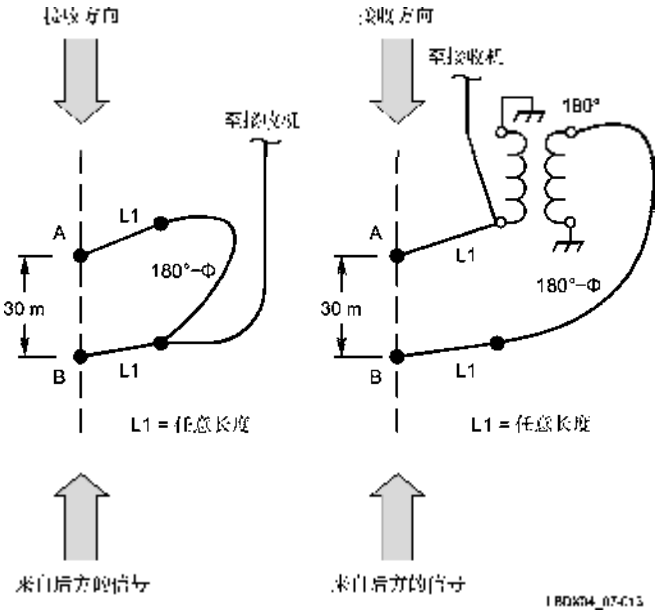


图13-41　给出图13-39的两个Beverage天线梯阵的两种馈电方式。在左侧，是可以在单频率上良好工作的馈电系统；在右侧，是一个在1.8 MHz和3.6 MHz能够良好工作的“交叉辐射”馈电系统，对于这个系统，我们需要一个由同轴电缆长度引入的，相对于Beverage天线A有+116°的相位偏移，因此在160 m波段的长度，角度*f*为180°−116° = 64°。在右侧的系统中，在160 m波段的64°的长度，就变成在80 m波段的128°的长度，因此经过倒相变换器后净的相位偏移量，在80 m波段为53°，是个较合理的折中。（图表引用经W8JI与ON4UN的许可）

3）在天线的末端垂直下来的引线长度应该尽量短，它们的存在会损害天线的方向图。最好是天线的导线，馈电点末端先从地平面一直倾斜到某个最终的高度（比如跨过 50 英尺左右的一段距离后），在终接端也应该采用类似的处理方式。另外要注意处理好变换器的防水。

4）要使用无感的电阻来端接单线 Beverage 天线。如果您居住在经常发生雷电的地区，需要使用 2 W 功率的电阻，以能够抵抗近处闪电的冲击。

5）应该使用高质量的绝缘子来连接 Beverage 导线到支撑杆。设计用于电篱笆的塑料绝缘子价廉又实用。

在至少 200 英尺距离范围内，避免 Beverage 天线与其他导体平行，如电力线和电话线。相互垂直的导体，即便是其他的 Beverage 天线，是可以相互交叉的，相互作用甚小，但不要跨过任何可能存在安全隐患的导体。

6）铺设到 Beverage 天线的同轴电缆馈线，不能直接在导线跨度范围内。这可以防止出现在同轴电缆外屏蔽网的共模电流。如果您发现在临时断开与天线连接时，馈线本身也会拾取信号，那么可以采用铁氧体磁珠套在馈线上。详情参见第 26 章关于共模抑制的讨论。

7）假如发射天线系统使用了抬高的辐条地网系统，要确保 Beverage 天线馈线远离它们，以避免杂散干扰破坏 Beverage 天线的方向性。

参考资料

有关本章主题的原材料与进一步讨论，可以参见下列的参考资料：

A. Bailey, S. W. Dean and W. T. Wintringham, “The Receiving System for Long-Wave Transatlantic Radio Telephony,” The Bell System Technical Journal, Apr 1929.

J. S. Belrose, “Beverage Antennas for Amateur Communications,” Technical Correspondence, QST, Sep 1981.

H. H. Beverage, “Antennas,” RCA Review, Jul 1939.

H. H. Beverage and D. DeMaw, “The Classic Beverage Antenna Revisited,” QST , Jan 1982.

B. Boothe, “Weak-Signal Reception on 160—Some Antenna Notes,” QST, Jun 1977.

E. Bruce, “Developments in Short-Wave Directive Antennas,” Proc IRE, Aug 1931.

E. Bruce, A. C. Beck and L. R. Lowry, “Horizontal Rhombic Antennas,” Proc IRE, Jan 1935.

P. S. Carter, C. W. Hansel and N. E. Lindenblad, “Development of Directive Transmitting Antennas by R.C.A. Communications,” Proc IRE, Oct 1931.

J. Devoldere, Low-Band DXing (Newington: ARRL, 1987).

J. Devoldere, ON4UN’s Low-Band DXing (Newington: ARRL, 1999). See in particular Chapter 7, “Special Receiving Antennas,” for many practical details on Beverage antennas.

A. E. Harper, Rhombic Antenna Design (New York: D. Van Nostrand Co, Inc).

E. A. Laport, “Design Data for Horizontal Rhombic Antennas,” RCA Review, Mar 1952.

G. M. Miller, Modern Electronic Communication (Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1983).

V. A. Misek, The Beverage Antenna Handbook (Wason Rd., Hudson, NH: W1WCR, 1977).

F. E. Terman, Radio Engineering, Second Edition (New York: McGraw-Hill, 1937).

第 14 章

测 向 天 线

无线电技术除了用于通信，还可用来测向，二者的历史几乎一样久远。业余无线电爱好者了解无线电测向技术（RDF），并为能够利用该技术找到隐藏的发射站而格外满足。其他业余爱好者出于对航海和航空的兴趣，发现了 RDF 技术。在航海和航空中，RDF 被用于导航和紧急定位系统。

在世界上的许多国家，人们参与寻找隐藏的业余发射站，就如同要去参加运动会一样，他们穿着运动服前往他们所认为的发射站的所在区域。这种活动在不同的地方有不同的叫法，例如猎狐行动，抓捕小兔子，业余无线电测向，或者就直接叫作寻找发射站。在北美地区，大多数人驾车去寻找发射站，不过现在步行越来越流行了。

也有一些 RDF 应用并不那么有趣，例如捕捉噪声源或者不明电台的不法操作者。中继站的干扰发射机，交通网络和其他业余设施可能和 RDF 设备安置在一起。如果一个不熟悉业余无线电的人盗窃了无线电业余爱好者的工具，错误的操作导致反复地发送信号，这无疑将使他被 RDF 设备追踪到。RDF 天线能够拒绝接收来自某个方向的信号，这个特性可用于降低噪声和减少干扰。通过 APRS，RDF 在无线电导航中的应用也变得流行起来。此外，RDF 还可以用来定位向下飞行的飞行器。总的来讲，RDF 的应用非常广泛。

高级复杂的设备一般是为政府和商业公司设计的，不过也有一些相对简单的 RDF 设备（可以自己制作）供业余无线电爱好者们使用。本章的目的正在于此。

三角测量法

使用业余设备从单独一个接收点精确定位发射机的位置是不可能的。使用测向天线可以获得信号源的方向，但不可能知道它距离接收点有多远。当然，你可以朝着信号源的方向行进直到找到发射目标，不过这显然是一项非常耗时的工作，很多时候还不一定能够找到。

一个较为有效的办法就是设立第二个接收点，然后在该地区的地图上，从两个接收点的位置出发沿所测得的信号源方向画两条直线，这两条直线的交点就是发射机的大致所在位置。当然最好设置三个接收点，然后按上述方法操作。因为实际中要获得精确的信号源方向比较困难，所以绝大多数时候三条直线将相互交叉形成一个三角形，而不是交于某一个点。发射机就位于三角形中的某个位置。更多有关三角测量和 RDF 的介绍请参考最新版本的 ARRL《业余无线电手册》。

14.1 测 向 系 统

任何 RDF 系统都必须包含一副测向天线和一台无线电信号探测设备。业余应用中的无线电信号探测设备通常是一台无线电收发机，为了方便，通常还会包含一台指示信号强度的仪表。商业用途的便携式/移动接收机一般很适合用作信号探测机。要探测近距离范围内的信号，有一台简单的二极管检波器和一台直流微安表就足够了。

另外，RDF 系统中使用的天线与常规双向通信中使用的天线有所不同。方向性是最主要的要求，注意这里的方向性同其他业余应用中的天线方向性意思有所不同。一般我们将方向性同增益联系在一起，认为理想的天线方向图其主瓣非常狭长。在 RDF 应用中，使用这样

的方向图可以做一些粗略的测量，但是要想获得精确的方位测量效果就不行了。事实上，方向图波瓣的顶端并不是尖锐的，总是在横向上有几度（或更大）的展宽，后果是，天线方位发生偏移时，接收到的信号强度却不会有大的改变（改变量几乎难以检测出来）。在进行 RDF 测量时，需要将天线的位置与一个精确的参考方位或者指南针的方向相关联，为此可以利用方向图中的零点，因为零点具有很高的方向性（横向展开不超过 0.5°）。

14.1.1 环天线

HF RDF 系统中使用的天线可以是一副简单的小型环天线，它可与一个电容发生谐振。设计该环天线时有几点需要注意。与波长相比，该环的周长必须较小，例如，使用单匝环时，构成环的导体的长度要小于 0.08 *l*（假定工作频率为 28 MHz，则导体的长度要小于 34 英寸，即导体环的直径约为 10 英寸）。环天线的最大响应位于环平面内，零点出现在与环平面垂直的平面内。

为了获得最为精确的方位，相对于地面环天线必须达到静电平衡，否则，环天线将呈现两种工作模式。一种就如同真正的环天线（环天线模式）一样工作，另一种却与小尺寸、无方向性垂直天线的工作模式一样。第二种模式被命名为天线效应。两种模式引起的电压一般是异相的，两者要相加还是相减，取决于入射波的方向。

理论环天线的方向图如图 14-1（A）所示。达到静电平衡后，环天线的方向图中出现两个零点，两者的位置相差 180°。因此使用环天线无法精确确定发射机的方位——只能确定发射机位于哪一条直线上。后面我们将对如何解决该模糊问题加以讨论。

天线效应比较显著时，环天线将发生谐振从而失去方向性，如图 14-1（B）所示。对环天线作去谐处理，实现相位调整，此时方向图如图 14-1（C）所示。该方向图是非对称的，只有一个零点，并且该零点不如静电平衡的环天线的方向图中的零点那么深，其所在的平面也不再精确垂直于环平面。

经过适当的去谐处理，可以得到如图 14-1（D）中所示的单向心型方向图。RDF 系统中有时会进行这样的调整以获得单向性，虽然该方向图中没有完全的零点。在小型环天线上加载一个辨向元器件可以得到心型的方向图。本章后面部分将对辨向元器件加以讨论。

为环天线加屏蔽罩可以实现静电平衡，如图 14-2 中虚线所示。屏蔽罩可以消除天线效应。屏蔽良好的环天线的方向图非常接近理想状态，如图 14-1（A）所示。

在低频业余波段，方便携带的小尺寸单匝环天线并不能满足 RDF 测量的需要，因此通常使用的是多匝环天线，如图 14-3 所示。也可以为该环天线添加屏蔽罩，如果导体的总长度此时仍然小于 0.08 *l*，则其方向图与图 14-1（A）一致。多匝环中也可以使用辨向元器件。

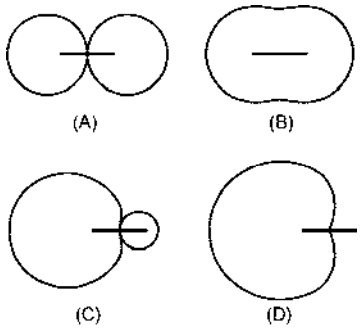


图14-1 小型环天线的场方向图随天线效应的强度发生改变——我们所不期望的那些环天线响应与由连接在接收机天线终端的大量金属引起的响应一样。直线代表环平面。

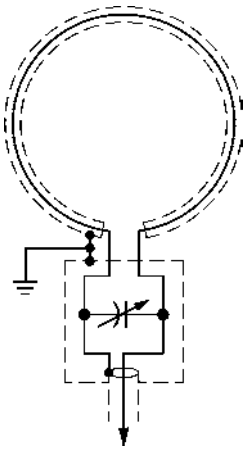


图14-2 测向屏蔽环。屏蔽罩的两端没有连接在一起，这是为了避免屏蔽掉磁场。屏蔽罩能有效地屏蔽电场。

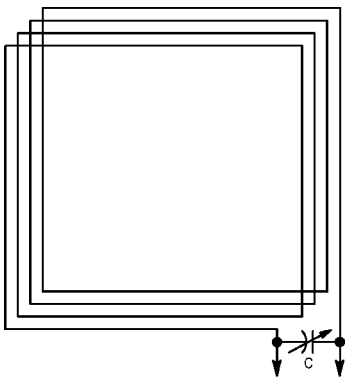


图14-3 小型的多匝环天线。它使用的导体总长度远小于波长。最大响应位于环平面内。

14.1.2 环电路及其标准

对称一词最适合用来描述高效能的测向环。为保证测向环的响应不失真，测向环的形状应尽可能对称。另外一个用来描述环天线的词就是平衡。电平衡性越好，环天线方向图中的零点越深，最大值越尖锐。

工作频率为 7 MHz 或更低时，环的物理尺寸并不那么重要。直径为 4 英尺的环与直径为 1 或 2 英寸的环的电特性基本一致。但是，环越小，效率越低，因为此时环天线只能接收到来波信号的一小部分。因此，如果你使用的环天线尺寸与波长相比很小，最好加一个前置放大器以补偿小尺寸引起的效率降低。

需要注意，如果环平面为竖直平面，则该环天线是垂直极化的。在天线底部加馈点可以获得最好的零点响应。在侧面加馈点而不是在底部，将改变天线的极化状态，使效率降低。要使环天线水平极化，环平面必须为水平面（与地面平行），此时其响应是全方向的。

最早的环天线是框形天线的一种。这些未加屏蔽罩的天线安置在木头框架上，排列成矩形。环导体就是一匝导线，此时框的尺寸比较大。如果框的尺寸比较小，也可能是几匝导线。后来，加了屏蔽罩的框形天线变得流行起来。屏蔽罩能够屏蔽电场，减小诸如沉积静电之类引起的噪声。

14.1.3 铁氧体棒形天线

随着技术的发展出现了磁芯环天线。其优势在于尺寸减小了，非常适合在飞行器和便携无线电设备中使用。大多数磁芯环天线的磁芯是一根棒形的铁氧体，此时即使线圈的匝数相对较少也可以获得大的感应系数和 Q 值。

磁芯天线本质上就是由绕在一根棒形铁氧体上的多匝线圈组成。这样的天线通常也被称作棒形环天线。这类天线最为人熟知的应用就是便携式 AM 收音机。由于尺寸较小，工作频率在 150 MHz 以下的便携设备中使用的天线几乎都是铁氧体棒形环天线。

前面我们讨论过，由于加了屏蔽罩，环天线只对无线电波的磁场有响应，对电场没有响应。环上的电压与通过磁芯的磁通量和线圈的匝数成正比，这同变压器中二次绕组的工作方式非常相似。对于给定尺寸的环，增加磁通密度可以增大输出电压，这可以通过使用高磁导率的铁氧体作磁芯来实现。一根直径为 0.5 英寸，长 7 英寸的 $Q2$ 铁氧体（m_i=125）棒很适合用作工作频率在广播频段到 10 MHz 的环天线的磁芯。为了增大电压输出，可以将线圈绕在两根并排在一起的磁芯上，如图 14-4 所示。棒形环天线的结构将在本章的后面部分加以介绍。

棒形环天线的最大响应位于铁氧体棒的边射方向上（该方向与棒的轴向垂直），如图 14-5 所示，相比而言，普通环天线的最大响应在与环平面垂直的某个方向上。否则铁氧体棒天线与普通环天线的工作模式就一致了。也可以为棒形环天线加屏蔽罩以消除天线效应。屏蔽罩可以是铝质 U 形管或 C 形管，或者其他形式的槽。屏蔽罩的长度应该同磁芯的长度相等或稍长于磁芯。

14.1.4 辨向天线

由于环天线/棒形环天线的方向图中的两个零点在位置上相差 180°，这将导致无法正确判断哪一个零点的方向是所要跟踪的发射站的方向，这就是所谓的模糊性。例如：假定你在进行方位测量，测量结果表示发射机位于你所在位置处东西向的直线上，但是仅仅依据这个测量结果，你无法判断出发射机到底在你的东面还是西面。

使用多个接收站来测量某个发射机的方位，或者只使用一个接收站但是从不同位置处测量发射机的方位，然后按照前面提到过的三角测量法可以解决该模糊性问题。但是，如果能够设计出方向图只有一个零点的天线，发射机到底位于东面还是西面这样的问题就不会存在了。

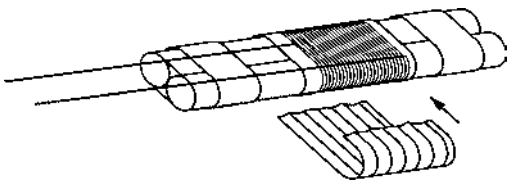


图14-4　铁氧体棒天线/棒形环天线。线圈环绕在一根磁芯上，为了增大输出电压，也可以环绕在两根并排的磁芯上，如图中所示。磁芯的材料必须根据环的工作频率来确定。为了避免体积过于庞大，常使用#28或#30导线来绕线圈。引线的尺寸要大一些。

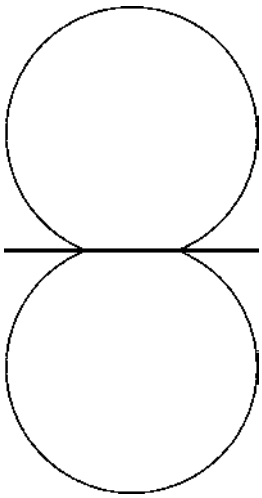


图14-5　铁氧体棒天线的场方向图。黑色的线代表磁芯。

在环天线/棒形环天线上再增加一副天线，这时获得的方向图将只有一个零点。增加的天线通常被称作辨向天线，因为它可以使环天线的方向性更好。该天线必须是全方向的，例如一副短的垂直天线。来自环天线的信号与来自垂直天线的信号存在 90° 的相位差时，二者叠加，其方向图将呈心形，心形方向图的形成过程如图 14-6（A）所示。

图 14-6（B）中所示为环天线/棒形环天线加载辨向天线的电路。R1 用于内部调节，调节它可以设置来自辨向天线的信号强度。为使合成方向图的零点最好，来自环天线和来自垂直天线的信号幅度必须相同，这可以通过调节 R1 来实现。实际上，心形方向图的零点没有环天线方向图中的零点那么深。因此在实际测量时我们常按下列步骤操作：首先仅使用环天线来精确测定发射机所在的直线，然后加载辨向天线确定发射机位于直线的哪一端（心形方向图的零点与环天线方向图的零点在位置上相差 90°）。因此需要一个开关来控制辨向天线——使其加载或不加载，如图 14-6（B）所示。

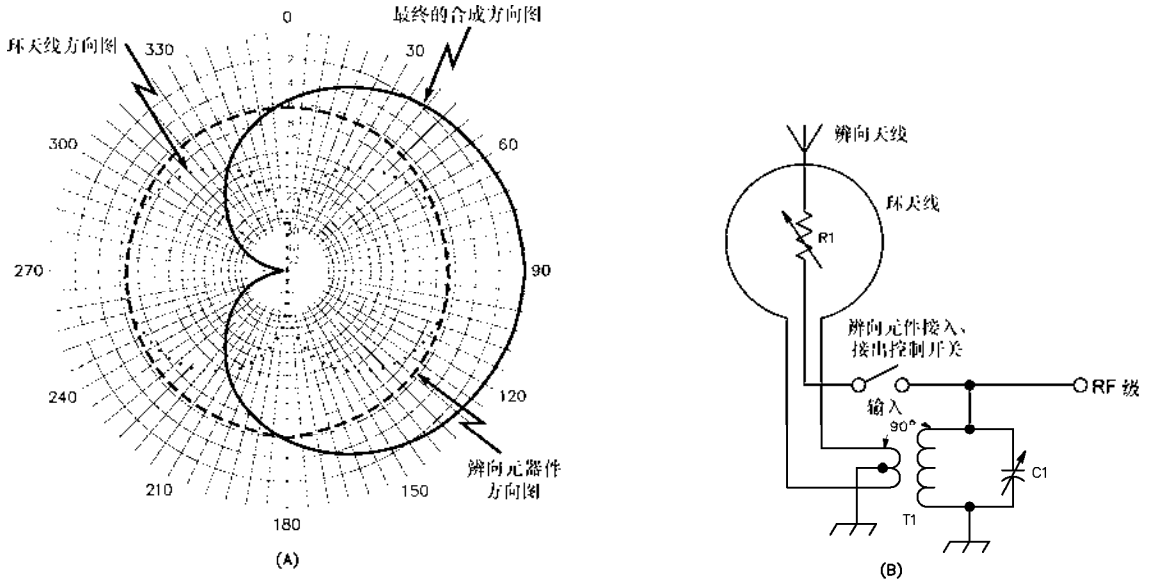


图14-6 （A）为加载了辨向天线的环天线方向图。（B）为用于合成来自环天线和辨向天线的信号的电路。调节C1使它和T1的谐振频率为工作频率。

14.2 相控阵天线

业余 RDF 工作中也会用到相控阵天线。相控阵天线一般可以分为边射天线阵和端射天线阵两类。根据各阵元馈电电流的相位和阵元之间的空间距离，端射阵方向图中的零点可能位于阵轴的一端，最大接收方向则位于阵轴的另一端。我们最熟悉的是两元天线阵，阵元间隔为 $l/4$，各自的馈电电流相位相差 90°。它最终的合成方向图是心型的，零点在主元方向上。阵元间距和相位不同的其他形式（可能不只两元）的端射天线阵同样适用于 RDF 工作。Adcock（爱德考克）天线就是我们所熟知的一种，具体将在下一节中加以介绍。

边射天线阵总是双向的，这就意味着它的方向图中有两个零点，因此同样存在前面提到过的模糊性问题。不过在有些应用领域中，模糊性可能并不重要。业余 RDF 应用中很少使用边射阵。

Adcock 天线

只接收地面波时，环天线就能满足 RDF 应用的要求了。使用 Adcock 天线，RDF 系统的功能将得到改进——可以接收天波。Adcock 天线是最为流行的一种端射天线阵，图 14-7 中所示为它的基本结构。

该系统是 F.Adcock 在 1919 年发明的，并申请了专利。该天线阵包含两副垂直天线。两阵元馈电电流的相位相差 180°，并且在安装时就保证了该系统能够旋转。对阵元间隔的要求并不是很严格，它可以在 0.1 l～0.75 l 范围内变化。两阵元的长度必须相同，不过没有必要要求自谐振，事实上一般使用的阵元的长度比谐振所需的长度短。由于对阵元间距和阵元长度（用波长度量）的要求并不严格，因此一副 Adcock 天线可在多个业余频段

中使用。

Adcock 天线对垂直极化波的响应与传统的环天线类似，因此方向图也是一样的。但是，它对水平极化波的响应与传统的环天线不太一样。不考虑天线的取向，水平阵元中的感应电流会互相抵消，这一点在实际应用中已经得到验证。来波为天波时，Adcock 天线的方向图中的零点将非常深，同样条件下，小型环天线（包括传统的环天线和铁氧体-环模式的天线）的零点就比较差了。

一般来讲，在业余 RDF 应用中使用 Adcock 天线还是很有吸引力的。不过需要使用其他材料（作为天线杆和横梁的支撑）来对 Adcock 天线作一些改进，使它更适合于固定或半便携式应用。这些材料可以是金属，也可以是木头、PVC、玻璃纤维，后者更被大家接受，因为它们都是绝缘体，引起的方向图的失真较小。

由于天线阵列是平衡的，因此需要在天线阵和不平衡接收机之间插入一个天线调谐器以实现二者的匹配，图 14-8 中所示即为一链接耦合网络。*C*2 和 *C*3 是零点平衡电容，一个小功率的信号源安置在 Adcock 天线的一侧（与阵轴垂直的方向上）并距离它一段距离。调节 *C*2 和 *C*3 直到得到最深的零点。调谐器可以放置在天线横梁上导线束连接点的下面。使用一根短的 300 Ω的双芯引线制作而成。

Adcock 天线的辐射方向图如图 14-9（A）所示。零点在天线阵列的边射方向上，随着阵元间距的增大，零点将变得更深。但是，当阵元间距大于 0.75 *l* 时，在阵轴两端开始出现附加的零点。图 14-9（B）所示的方向图是在阵元间距为 1 *l* 时得到的，此时该天线阵列不适用于 RDF 应用。

短的垂直单极子天线常应用在一种叫做 U-Adcock 的天线阵列中，之所以这么命名，是因为该天线阵的阵元和馈源排列成字母 U 形。这样排列是为了阻止或平衡地面损耗。如果天线阵只用于接收信号，地面损耗将变得不再重要。短的垂直偶极子天线也常应用在一种叫做 H-Adcock 的天线阵列中。

由于 Adcock 阵列的方向图中有两个零点，因此同样存在前面提到过的模糊性问题。也曾试图为 Adcock 阵列加载辨向元器件，但是并不成功。困难在于各阵元之间，阵元和辨向元之间，以及同其他物体之间存在互耦。但是，由于 Adcock 阵列主要用在固定站中，而固定站一般是由一组站构成的一个 RDF 工作网络，因此模糊性问题并不太重要。

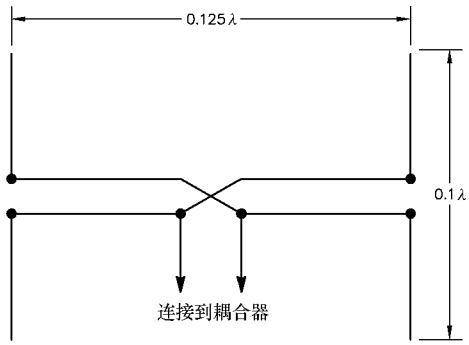


图14-7　一副简单的Adcock天线。

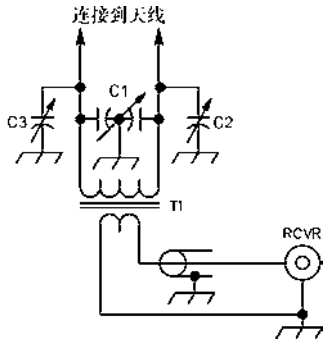


图14-8　适用于Adcock天线的天线调谐器。

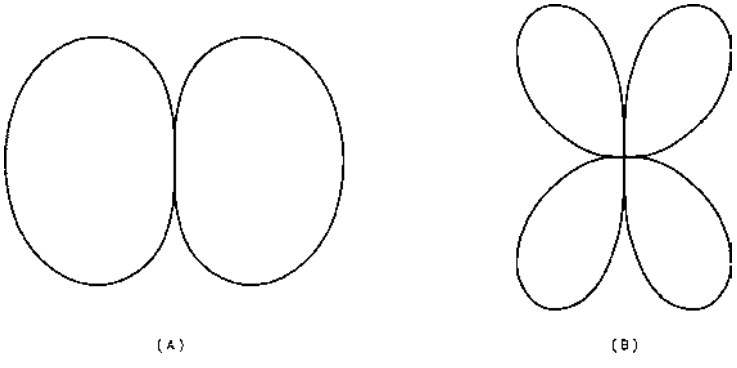


图14-9　（A）中阵列间距为*l*/2时的Adcock天线的辐射方向图。阵轴沿水平向。阵元间距大于0.75 *l*时阵轴两端出现附加的零点。（B）中所示的方向图是在阵元间距为1 *l*时得到的，这时该天线阵列不适用于RDF应用。

14.3 环天线与相控阵天线

虽然工作频率相同时，环天线的尺寸比相控阵天线的尺寸小，但是存在多个因素使人们更倾向于选择相控阵天线。一般而言，只要恰当地构造各个阵元，选取适当的馈电方式和适当的阵列尺寸（用波长度量），相控阵天线便可获得更深的方向图零点（与环天线相比）。构造阵元时最主要的就是要注意屏蔽罩问题、平衡馈电线以防止杂波信号、平衡天线阵使方向图对称。

环天线不适用于接收天波的 RDF 应用，因为此时接收信号的极化方式是任意的。相控阵天线对传播效应不太敏感，这可能是因为在相同的工作频率时，它的尺寸比较大，存在一定的空间多样性。一般而言，环天线和棒形环天线常用在移动和便携式设备中，而相控阵天线用在固定站中。但是，工作频率高于 144 MHz 时，相控阵也可以用在移动和便携式 RDF 应用中。本章后面部分将给出两种天线的应用实例。

14.4 方 位 计

从无线电技术发展的早期开始，对于政府和商业上使用的 RDF 固定站来说，其天线阵的各阵元多数是固定的，机械意义上不可以旋转。早期那些不移动元器件就可以进行测向的仪器被称为无线电方位计，或者就叫做方位计。很多种方位计现在还在使用，这为业余测量提供了某些可能。

早期的方位计是 RF 变压器的一种特殊形式，如图 14-10 所示。它由两个相互垂直的固定线圈构成，固定线圈里面还有一个可动线圈，图 14-10 中没有画出，这是为了避免使图变得混乱不清。标记为 A 和 B 的两组引线分别与天线阵中的两个阵元相连，输出端从可动线圈引出，连接到探测器或接收机。旋转可动线圈使它与其中一个固定线圈的耦合程度增加，则它与另一个固定线圈的耦合度将相应减小。耦合到拾取线圈的信号的强度和相位将随可动线圈的旋转而变化。该变化与天线阵列发生旋转时的变化一致。因此可动线圈的旋转角度可以用来对发射站的方位角进行标记。

在无线电技术发展的早期，这种方位计常与固定的 Adcock 天线阵配合使用。改良后的系统使用四元相控阵天线，其中两副天线与另两副相互垂直。此时如果再加载了方位计，RDF 测量将在各个方向都可以进行，这与固定的两元天线阵只能测量阵列两端的来波信号不同。但是这样的系统其测量的分辨率不如只有两个阵元的天线阵高，这可能是因为各阵元之间存在互耦。为了克服这个缺点，有些系统使用八阵元天线阵。

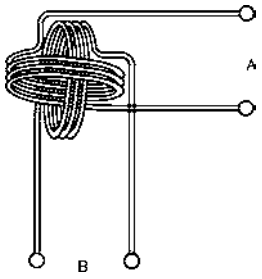


图14-10 现今RDF应用中仍在使用的一种早期的方位计。它是RF变压器的一种特殊形式，内部有一个可旋转的线圈，可用来测量发射站的方位。

这些年来，各种其他类型的方位计也逐渐发展起来，例如用在各阵元之间的换向开关，后来又演化为具有换向功能的二极管开关电容器。随着电子学意义上的“旋转”代替物理意义上的旋转，方位计这个词使用的越来越少了。不过，在很多工程参考文献中仍在使用。现今使用的电子系统是波束形成网络，它更为复杂。

电子学意义上的天线旋转

对包含多个固定阵元的天线阵，电子学意义上的波束旋转可以通过以下方式实现：对来自各阵元的信号取样，然后进行合成。虽然不同的天线阵其阵元排列方式和数目可能不同，但是，几乎所有的方向图模式都可以通过对具有恰当相位和幅度关系的采样信号进行矢量叠加得到。在进行矢量叠加之前，某些阵元可能需要加载延时网络。而有些阵元可能需要加载衰减网络，例如为了得到电流呈二项式分布的阵列，就需要做这样的调整。

主要用在政府和军方设施中的 Wullenweber 天线就使用了这些技术。Wullenweber 天线包含了大量的阵元，通常这些阵元排列在一个圆形反射屏的外面（或者在反射屏的前面）。依据安装要求，圆直径可以在几百英尺到超过 1/4 英里的范围内变化。虽然 Wullenweber 天线不适用于业余应用，不过它的很多技术可以用在业余无线电中。

现在考虑仅含两个阵元的 Wullenweber 天线，两个阵元在图 14-11 中用 A 和 B 标记。图中还表示出了来自远处的发射机的信号。如图 14-11 所示，来波先到达阵元

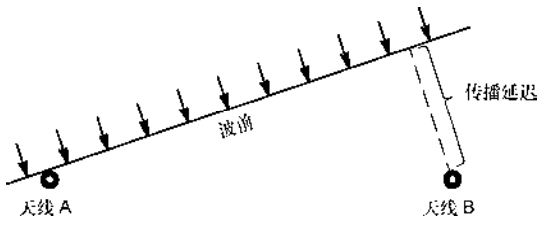


图14-11　电子波束形成技术示意图。将A接收到的信号进行时间延迟，时间延迟量等于A、B传播延迟量。现在，来自A、B的信号就是精确同相的了——即使信号不是来自天线阵的Broadside方向。因为该时间延迟在各个频段都是一致的，因此该系统不具有频率敏感性。

A，需要再传播一段距离才能到达阵元 B。也就是说信号到达阵元 B 之前会有一个有限的时间延迟（与 A 相比）。

将从 A、B 得到的信号相加之前对从 A 得到的信号进行时间延迟，这可以用来测量传播延迟量。如果时间延迟量恰好等于传播延迟，将延迟后的来自 A 的信号和来自 B 的信号进行矢量叠加，得到的合成信号的幅度将达到最大值。注意此时要求叠加点处的信号是同相的。如果二者相位相反，时间延迟量等于传播延迟时叠加结果将为零。知道了时间延迟量，通过一些数学计算可以将时间换算为距离。发射站的方向可以用三角测量法得到。

不考虑来波信号的频率，以很小的步长改变时间延迟量可以控制方向图方位向上的峰值和零点。时间延迟小于一个 RF 周期时，系统没有频率敏感性，除非在天线阵元本身能够很好地覆盖的频率范围内。如果该系统只用于接收，延迟线可以使用声表面波设备或集总参数网络。大量各种长度的同轴电缆被用来传输信号，此时它们也被认为是时间延迟线，而非简单的定相线。二者的区别在于定相线工作在单一频率下（或者是某个业余频段），而延迟线在不同频率处提供的时间延迟相同。

将来自其他 Wullenweber 天线阵元的信号进行适当的合成，两阵元方向图中的宽波束将变窄，不需要的旁瓣也可以得到抑制。采用电子方法调整各个阵元的延迟和衰减，可以得到所需要的任意方向的波束。这里，电子设计的目的就是要引进合适的延迟线和衰减器——电学上可开关的——以构建波束形成网络。此外，Wullenweber 天线系统并非只能形成单波束。为各个阵元提供隔离放大器，它将拥有多个可独立工作的波束形成网络。会不会有这样一个天线系统，其方向图可以同时是偶极子、菱形和八木天线的方向图模式，并且这些方向图都不具有频率敏感性，此外，还满足其中一个或多个可以旋转，而其他的指向某个特定方向？事实上 Wullenweber 天线就可以满足这些要求。

Wullenweber 天线的一个特性是它的波束是可以 360° 旋转的。在许多政府应用中，这种特性并没有什么作用，因为感兴趣的区域一般位于某个特定的扇形区域内。在这种情况下，带有后投射屏或幕墙反射器的线型天线阵可安置在扇形区域中心的一边，天线阵的阵轴与扇形的中心垂直。该阵列使用与 Wullenweber 天线同样的技术，其合成波束可以对该扇形区域进行左右扫射。具体安装不同，可以覆盖的扇形区域的大小也不同。但是超过 70°～80°，方向图将失真，不再适用于 RDF 应用。

14.5　RDF 系统的校准和使用

对于已经装配好的 RDF 系统，在投入使用之前必须进行检验和校准。其中最重要的就是对天线方向图的平衡和对称性进行检验和校准。例如对于环形天线，倾斜的 8 字形方向图是不符合需要的——它的两个零点相隔不是180°，并且零点所在平面不精确垂直于环平面。如果在实际 RDF 应用中你没有注意到这一点，测量结果的精度将无法满足要求。

初步检验时可以在距离 RDF 系统几百英尺处放置一台低功率的发射机。该发射机应该在视距范围内，并且发射天线必须是垂直极化的天线（$l/4$ 垂直天线或鞭状天线都可以）。注意发射机与 RDF 系统之间的障碍物要适当清除，尤其是钢筋混凝土或砖结构建筑，大型金属物体，电线等。如果系统的工作频率超过 30 MHz，树木和大的灌木丛也要尽量避免。开放的空间（无障碍物）中检验效果较好。

使用 RDF 设备测量发射机位置的应用中，将 RDF 系统的方向图零点的指向同真实的发射机方向进行比较，然后可根据比较结果对 RDF 系统进行校准。如果该天线的方向图有多个零点，则每个零点都必须进行校验。

如果天线系统不平衡，你将有两个选择。一就是校正该不平衡性。为了达到该目标，必须特别注意馈线。在平衡天线系统中使用同轴馈线，将导致方向图不对称，除非系统中使用了巴伦。如果使用的环形天线加了屏蔽罩，就没有必要使用巴伦了。但是如果屏蔽罩开口的位置偏移，这时方向图也会变得不对称。因为辨向天线与

主天线之间存在互耦，所以辨向元的存在也可能会轻微地破坏平衡性，实验表明，让辨向天线与主天线垂直可以克服该缺点。与加载了辨向天线的系统相比，没有加载辨向元的系统的方向图中的零点位置发生了 90° 的变化，并且两者的零点深度不同。不过这一点并不是很重要，因为只有在需要解决模糊性问题时才使用辨向天线。当关注点是精确度时，可以去掉辨向天线。

另外一个选择就是允许天线的不平衡性，使用辅助的指示器来给出真正的零点方向。这些指示器可以是小指针，标在天线杆上的记号，也可以是光学瞄准系统。由于很难达到理想的电学平衡，有时校准的最终结果只是上述两种选择的折中。

上述讨论是针对便携式 RDF 系统的。在固定的 RDF 阵列（例如 Adcock 天线阵）中也需要进行类似的讨论。不过，此时不太可能将天线阵移动到一个开放的空间中，因此作为替代，使用可移动/便携式发射机在 RDF 的工作环境中对其进行校验。由于受到周围建筑物或反射体的影响，方向图的零点可能不能精确地指示发射机的方向。注意，不要将这一点同天线阵列的不平衡性相混淆。为了检验不平衡性，将天线阵列旋转 180° 并比较读数。

系统平衡后，制作一个各个方向的方位误差表。实际测量时，使用误差表对测量结果进行校准。在这些测量中，可移动/便携式发射机的位置应该位于距离 RDF 系统 2～3 英里处，并且之间的障碍物应尽量清除。要尽量避免信号在电线和其他高架线中传输。当然，对于每一个发射信号，其发射机的位置都必须精确知道。

14.6 框形环天线

前面提到过，早期的接收环天线实际上是框形天线。结构恰当的框形天线工作效果不错，并且成本很低。图 14-12 中所示为一种实际的框形环天线。这种天线是由 Doug DeMaw（W1FB）设计的，其具体描述出现在 1977 年 7 月的 QST 中（请参见本章最后的参考资料）。如图 14-12（A）所示，线框一共有 5 匝，C1 为调谐电容。如果它的结构对称，天线的平衡性会很好。L2 可以帮助我们达到这个目的，它可以消除天线与 L1 的馈电端子之间的直接耦合。如果馈电环与 C1 平行，天线则很可能显著不平衡。

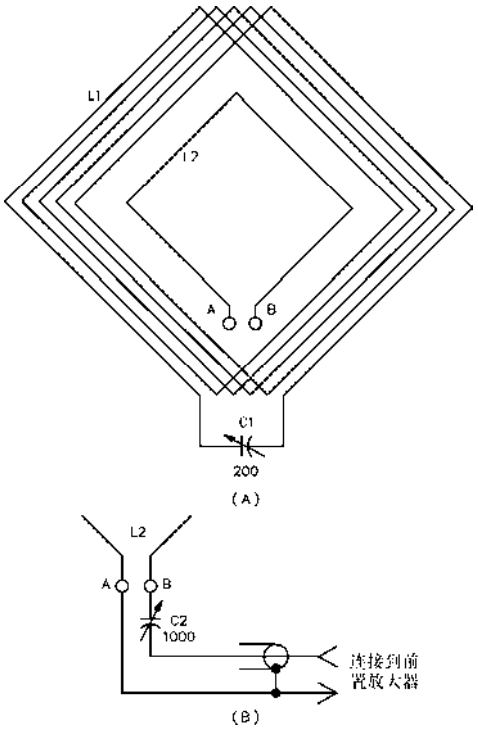


图14-12 （A）多匝框形天线。L2为耦合环。（B）中给出了L2与前置放大器是怎样连接的。

L2 可以位于 L1 的内部或者在 L1 的稍微外面一点，二者之间的间距取 1 英寸比较合适。接收机或前置放大器可以连接在 L2 的端子 A 和 B 上，如图 14-12（B）所示。C2 可以控制环和前置放大器之间的耦合度。耦合度越低，环的 *Q* 值越高，频率响应越窄，对前置放大器的增益要求越高。需要指出的是，该系统中没有采取措施使阻抗相当低的环与前置放大器匹配。

图 14-12 中的天线可以安置在如图 14-13 所示的木头框架上。其尺寸适合工作频率为 1.8 MHz 的框形环天线。工作波长为 75 m 或 40 m 时，图 14-12（A）中 L1 的匝数应减少，或者减小图 14-13 中木头框架的尺寸。

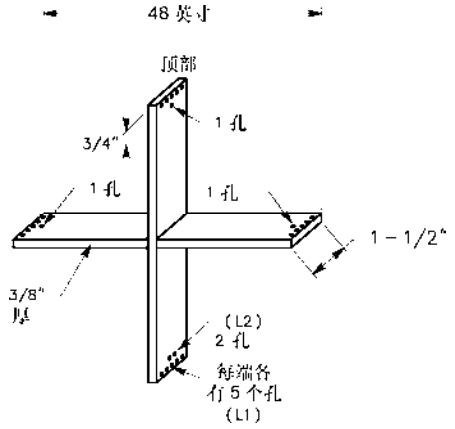


图14-13 用于支撑图14-12中框形环天线的木头框架。

14.7　带屏蔽罩的框形环天线

如果框形环天线加了屏蔽罩，安装时可以采用图 14-14 中的结构。此时，制作环导体和单匝耦合环的材料为 RG-58 同轴电缆。环的匝数应满足环在工作频率处与调谐电容谐振。检验天线的谐振时，首先将天线与 C1（图 14-12（A））连接并将 C1 设置在中间值处。然后将一个小尺寸的三匝线圈同环的馈线端子相连，同时要配备一台陷波表。需要指出的是，拾取线圈会使测得的谐振频率略低于天线的实际谐振频率。

图 14-14 中的单匝耦合环使用#22 塑料绝缘线制作而成。该耦合环上会出现静电噪声，这种噪声与被主环上的屏蔽罩屏蔽掉的噪声在本质上相同。使用 RG-58 同轴电缆制作耦合环可以避免引入静电噪声。耦合环的屏蔽罩在顶部有 1 英寸左右宽的缺口，并且屏蔽罩的末端与主环的屏蔽罩的末端都接地。

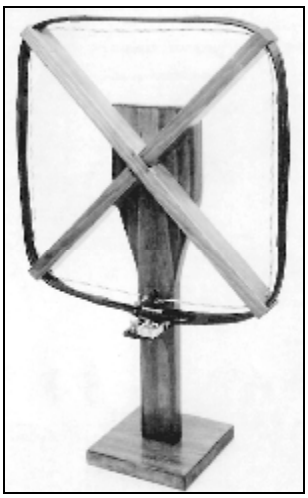


图14-14　加载了静电屏蔽罩的框形环天线。该系统按图中结构装配完成，可置于桌面上。耦合环和天线环使用RG-58同轴电缆制作而成。

尺寸大些的单匝框形环天线可以采用有铝套的硬线的结构，如果该类型的同轴电缆可用。无论采用哪种结构，屏蔽罩在环的中心处都必须有一个开口，如图 14-15（A）和（B）所示。图 14-15 中系统的工作频率为 1.8 MHz。

为了让加了静电屏蔽罩的环天线（静电屏蔽环）工作在最佳状态，环应该直接安置在有效地平面上方并靠近有效地平面。汽车的顶篷（金属的）非常符合小型屏蔽环的要求。对于固定站，天线下面的网状接地屏距天线底部的距离为 1～6 英尺。

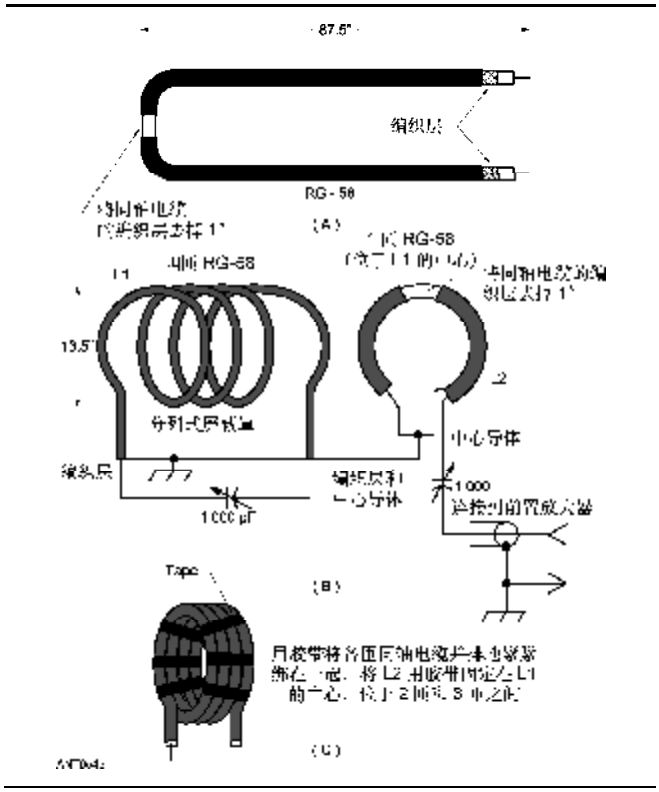


图14-15　图14-14中屏蔽环的组成元器件和装配细节。

14.8　铁氧体磁芯环天线

图 14-16 中的天线为铁氧体棒形环天线（棒形环天线）。这种天线是也由 Doug DeMaw（W1FB）设计的，其具体描述出现在 1977 年 7 月的 QST 中（请参见本章最后的参考资料）。L1 的匝数满足 L1 在工作频率点与 C1 谐振。绕在铁氧体上的线圈所覆盖的长度，从中心向两边延展，要超过铁氧体棒总长的 1/3。使用绞合线可以使 *Q* 值最高，不过需要的话也可以使用 Formvar（聚乙烯相关产品）电磁线。在铁氧体上绕线圈之前，最好在铁氧体上覆盖一层 3M 公司生产的玻璃纤维带（或聚酯薄膜带）。如果没有其他材料可用也可以使用保护胶带。

L2 的作用是与 L1 的中心耦合链接。C1 为双联可变电容，为了获得最好的平衡效果，使用差分电容可能更好。C2 是一个云母微调电容，其作用是控制环的 *Q* 值。将铁氧体棒置于一个铝/黄铜/铜制的 U 形管中——管比棒稍长一

些（两端各长 1 英寸就可以了）——就可以实现对棒形环天线的静电屏蔽了。U 形管顶部必须有一个开口，不能是闭合的（见图 14-16），因为闭合的话会导致短路，天线将不起作用。这一点可以通过下面的操作来证明：环天线接收信号时用螺丝刀方杆将 U 形管短接。图 14-15 中同轴环的屏蔽罩也设计了缺口同样是因为这个原因。

图 14-17 中所示为屏蔽棒形环天线装配完全后的外观图。该天线工作波长为 160 m，包含了两根 7 英寸长的铁氧体棒——这两根铁氧体棒用环氧树脂粘在一起，因此总长为 14 英寸。磁芯越长，天线接收弱信号的能力越强。图中其他仪器在测试中要使用到，不过与我们这里的讨论无关。前面所讨论的环天线和框形环天线的方向图中有两个零点，如图 14-1（A）所示。

如何获得心型方向图

虽然通过三角测量法，方向图为双向模式的环天线也可以有效地追踪信号源，但是相比较而言，单向天线在追踪目标时耗费的时间更少。只要为环天线加载辨向元就可以非常容易地得到心型方向图，理论结果如图 14-1（D）所示。

图 14-18 所示为环天线或棒形环天线加载辨向元的电路图。变压器 T1 是由两个分离的绕组组成的已调谐螺旋变压器。环天线通过同轴电缆与 T1 的一次绕组相连。调节 C3，C4 可获得所需频率处环天线的峰值信号响应，调节 R1 可获得环天线的最小后向响应。可以反复调节 C3 和 R1 以补偿这些控制元器件之间的互感。反复调节上述控制元器件直到方向图中的零点最深。ARRL 总部的测试表明：工作波长为 75 m 时，使用图 14-18 中的电路，零点深度可达 40 dB。测试中信号源使用近场弱信号。

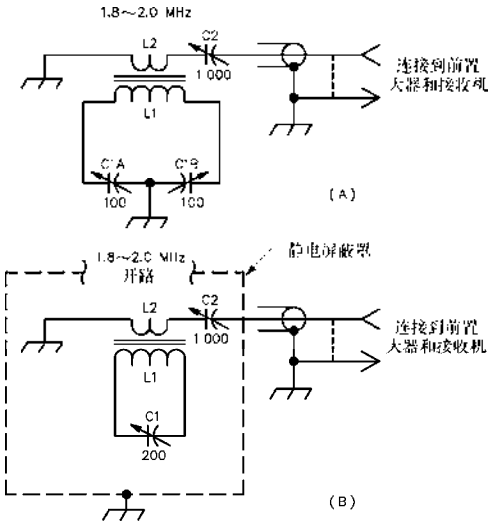


图14-16 （A）中所示为铁氧体棒形环天线，C1是双联可变空气电容器。（B）为加了静电屏蔽罩的棒形环天线，加载了一个如图14-19所示的低噪声前置放大器。

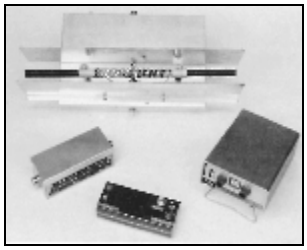


图14-17 图中顶部为屏蔽棒形环天线装配完全后的外观图。它的工作波长为160 m，两根铁氧体棒首尾相接粘在一起。左下图是一个低通滤波器，中下部分是一个宽带前置放大器，右下图为Tektronix步进衰减器。这 3 样器件在实际测试中要用到。

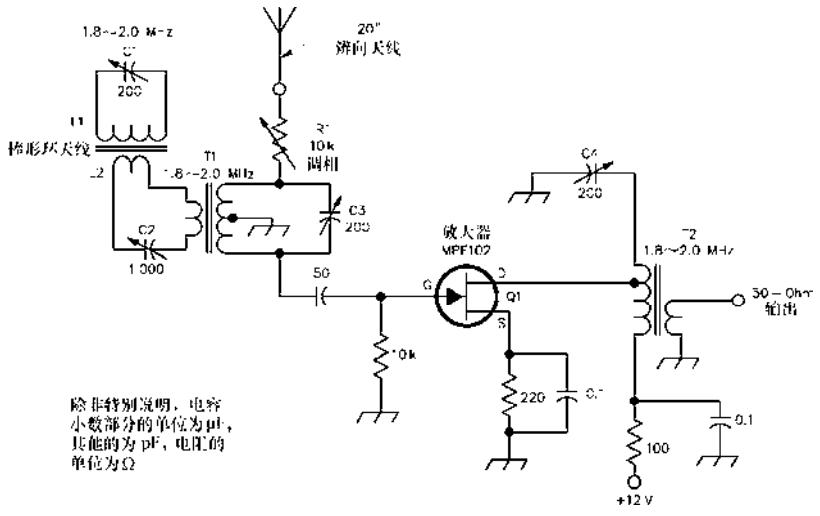


图14-18 方向图为心形的棒形环天线结构图。同时还给出了辨向天线，调相网络和前置放大器。

T1 的二次绕组和 T2 的一次绕组被调谐到环天线的工作频率。T-68-2~T-68-6 Amidon 螺旋形磁芯适用于 T1 和 T2。Amidon 同时也出售适合该类型天线的铁氧体棒。

零点越深，系统的输出信号越小，因此系统中需要包含一个增益为 25～40 dB 的前置放大器。图 14-18 中 Q1 的增益为 15 dB。图 14-19 中的电路接在 T2 的后面，可提供 24 dB 的增益。为使噪声系数较小，即使频率为 1.8 MHz，也要求 Q1 为低噪声元器件。2N446，MPF102 或 40763 MOSFET 可满足要求。辨向天线安置在距环 6～15 英寸处。垂直鞭状天线长度为 12～20 英寸。为了获得最佳效果，有必要进行一些试验。系统性能将随天线工作频率的变化而变化。

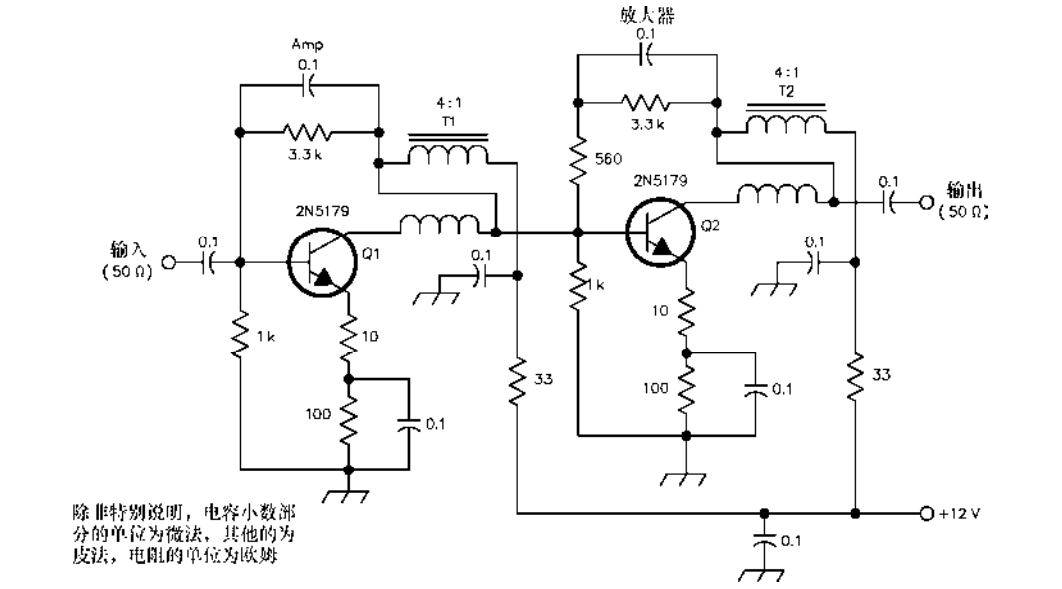


图14-19　由Wes Hayward（W7ZOI）设计的二阶宽带放大器。*T1*和*T2*绕在磁导率*m*为125的FT-50-61的螺旋形磁芯上，其阻抗比为4:1，包含12匝#12的双股漆包线，电容为瓷片电容。为增加稳定性，电路最好双面布线。

14.9　工作频率 28 MHz，加载了辨向天线的屏蔽环

图 14-20 所示为简单屏蔽环天线的结构和安装，其工作波长为 10 m。该天线由 Loren Norberg（W9PYG）设计，其具体描述出现在 1954 年 4 月的 QST 中（请参见本章最后的参考资料）。它由 18 英寸长的 RG-11 同轴电缆（实芯或泡沫介质）制作而成，通过两个同轴电缆罩（Amphenol 83-1HP）连接到一个尺寸合适的铝盒上。外面的屏蔽罩在顶部的中心处是断开的。C1 是一个 25 pF 的可变电容，与一个 33 pF 的云母微调电容并联。将环天线与接收机相连，并将 C3 和 C1 调谐到所需频率处。C2 是一个小的差分电容，可以保证电路的电对称性。通过 67 英寸长的 RG-59 同轴电缆（如果电缆使用的是泡沫介质，则取 82 英寸长）与接收机相连。

环天线可以用橡胶吸盘固定在车子的顶篷上。也可以做一些支架将天线临时安装在玻璃放下的车窗里，此时允许天线旋转。车子朝着隐藏的发射机行进时，通过挡风玻璃可以获得发射机的真实方位。更为精确的方位信息可以通过伸出车窗外的环天线获得，此时信号在汽车的侧面（天线所在一侧）方向上。

有时候汽车的收音机天线会干扰精确方位信息的获取。将收音机天线同收音机断开可以抑制该干扰。

辨向天线

可以为 Norberg 环天线加载辨向天线，以确定环天线的哪一个零点的指向才是正确的发射机方向。在图 14-20 中铝盒的顶部安装一个耳机插座。插座的绝缘中心端子连接到调谐电容那一边，该电容一般与 RG-59 同轴馈线的中心导体相连。然后将一根直径与插孔相配的短垂直天线，或一根与耳机插头中心脚焊在一起的#12 或#14 实芯导线插入插孔中。如果需要，可以按上述方法安装辨向天线。辨向天线可以先取环天线直径的 4 倍长，然后逐渐变短，直到最终的合成方向图如图 14-1（D）所示。

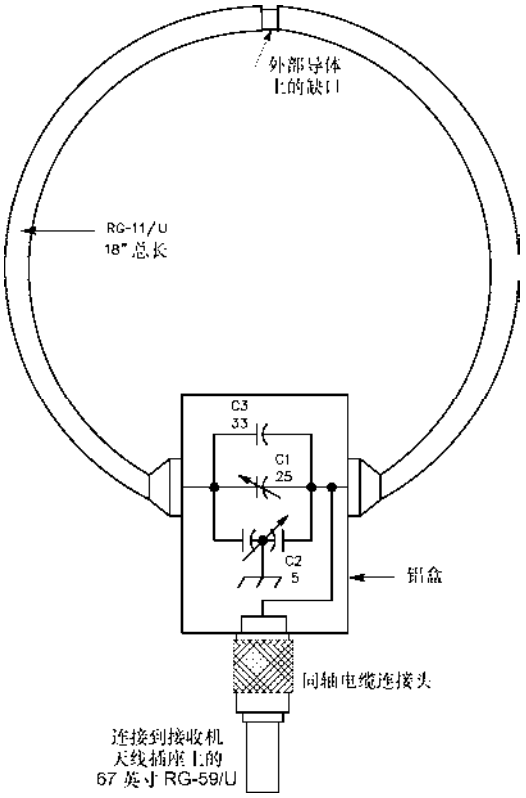


图14-20　28 MHz RDF环天线的具体结构。外面的同轴电缆屏蔽罩在顶部中心处断开。缺口处覆盖了防水胶带。整个仪器外面喷了一层丙烯酸喷雾。

14.10　SNOOP 环天线——用于近距离 HF 频段 RDF 测量

想象你自己正在寻找一台隐藏的 28 MHz 发射机。现在天色非常非常暗，你正朝着发射机的方向行进，信号变得越来越强。随着 S 表上读数的增加你变得更加兴奋。仔细察看一下你的环天线，很好，它的工作状态非常理想。你正逐渐离开城区朝着乡村进发，前面的路况变得不太熟悉。现在，注意，零点的位置正快速地左右摆动，你离目标越来越近了。

突然，零点的位置移动到了与汽车垂直的方向上。借助手电筒的光，你的视线穿过路边的深沟朝着黑暗深处望去，你知道目标就在那里。可是没有路通到那里，你也不想开着车四处乱转寻找入口，那太浪费时间了。现在怎么办？——你的 HF 无线电收发机安装在车上，并且离开车载电源它可无法工作，这真令人头痛！

很快你做出了决定。你把车停在路边，带上手电筒，然后朝着环天线零点所指方向的草地走去。走了几步后，你被周围的植物烦透了，前后什么东西也看不见。你觉得你可能找不到它了——事实上它就在距离你不到一百英尺的地方。但是离开了你的车和无线电设备，你觉得这就像大海捞针一样困难。此时，你真正需要的是一台可用于近距离探测的便携式仪器，便宜点当然最好。Claude Maer, Jr（W0IC）于是设计了满足这些要求的 Snoop 环天线，其具体描述出现在 1957 年 2 月的 QST 上（请参见本章最后的参考资料）。

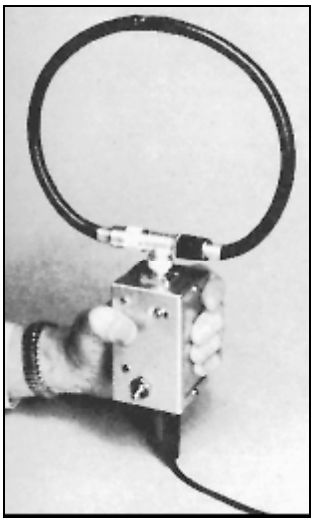


图14-21　作为Snoop环天线手柄的盒子中还包含有探测器和前置放大器。为方便安装使用了T形同轴电缆连接头，不过这并不是必须的。使用螺丝起子调节调谐电容。开关和电表的灵敏度控制旋钮安装在底部。

Snoop 环天线如图 14-21 所示。它使用 RG-8 同轴线制作而成，其屏蔽罩在顶部开口。为方便安装使用了 T 形同轴电缆连接头。同轴环天线的一端与插头相连，另一端的中心导体与屏蔽罩短接，因此这一端的插头没有与中心导体连接。这虽然会导致电路不平衡，但是可以获得较好的双向零点，并且当环的接地端指向发射机时比较容易获得可探测的最大读数。调节 C1，最大读数将进一步增大。如果屏蔽罩的顶部没有开口（约 1 英寸宽），你接收不到多少信号。

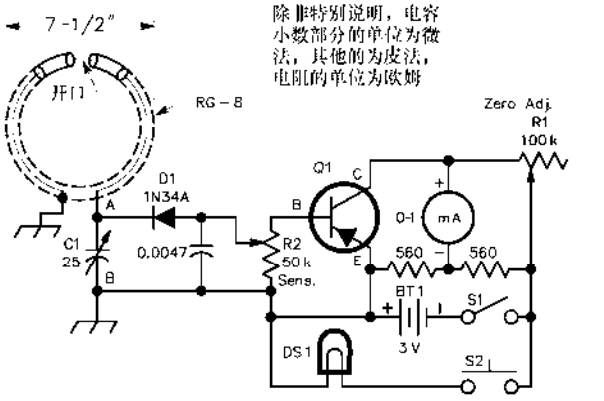


图14-22　工作频率为28 MHz的Snoop环天线。内部导体是RG-8单匝环，外部导体是屏蔽罩。屏蔽罩顶部有大约1英寸宽的开口。工作频率改变时，A、B处采用图14-23中所示的电路。
BT1—两节干电池
C1—25 pF空气微调电容
D1—小信号锗二极管，例如1N34A
DS1—工作电压由两节干电池提供的电表照明灯，可选。
*Q*1—PNP三极管，例如ECG102
R1—100 kΩ的线性可变电阻
R2—50 kΩ的线性可变电阻
S1—SPST按键
S2—电表照明灯控制按键，可选。

Snoop 环天线中的探测器和前置放大器电路如图 14-22 所示。该图中没有包含电表，因为它是与高阻抗耳机配合使用的。所有的元器件都装在一个铝盒中。可以装下电表的铝盒其尺寸即可满足要求。在近距离范围内，R2 灵敏度的降低将阻止外挂电表。

Snoop 环天线的工作频率不限于波长 10 m 的波段，也不一定要内置。图 14-23 给出了一个可用于其他波段的替换电路，该调谐电路通过一根低阻抗的传输线与环天线连接。选择适当的线圈和电容，以确保可调谐到所需频率。可使用插入式线圈。最好将该调谐电路的 RF 端（同环天线相连的端子）屏蔽起来，这样可以尽量保证通过调谐电路的信号都来自环天线。别小看这小小的调谐电路，在黑夜的乡村，它会给你很大的帮助（提醒一下隐藏发射机的操作员们——如果想要利用这些环天线来作弄你的朋友，就藏在一台 50 kW 无线电发射机的天线附近吧！）

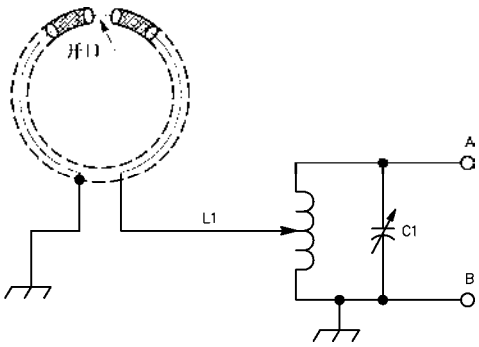


图14-23　用于低频段的输入电路。A，B节点与图14-22中相对应的A，B节点连接，以图14-23中的电路代替图14-22中的环天线和C1。L1-C1在所需的业余频段内谐振，不过，L/C的比值要求不是很严格。连结完成后，调整L1上的抽头位置，使信号强度最大。用一根低阻抗传输线连接环天线和调谐电路L1-C1，而不是直接将RDF环天线和L1的抽头相连。

14.11　3.5 MHz 环棒天线

图 14-24～图 14-26 中的 RDF 环天线工作在 3.5 MHz 频段。它采用的技术很适合用在低频海上测向中。环天线就是一只绕在铁氧体棒上的线圈。该铁氧体棒取自广播用的棒形环天线。该天线由 John Isaacs（W6PZV）设计，其首次描述出现在 1958 年 6 月的 QST 中。使用铁氧体磁芯可以制成 *Q* 值较高的线圈，其灵敏度赶得上直径 1 英尺或更大的传统环天线。将垂直辨向天线的输出与环天线的输出按适当的比例合成，可得到如图 14-1（D）所示的心形辐射方向图。

制作环天线时，将铁氧体上原来绕的线圈拆掉并绕上新的线圈，如图 14-25 所示。也可以使用其他类型的磁芯代替。使用尽可能大的磁芯并调整线圈的匝数和密度，使它在 3.5 MHz 波段与 C1 发生谐振。环天线的调谐范围可使用陷波表测量。

辨向天线包含一副 15 英寸长的鞭状天线（*l*/4 天线）和一只可与鞭状天线谐振的可调电感。同时它还包含一只电位计，用于控制天线的输出。S1 用于控制是否在电路中加载辨向天线。

鞭状天线，棒形环天线，电感 L1，电容 C1，电位计 R1 以及切换开关 S1 全部安装在一个尺寸为 4 英寸×5 英

寸×3 英寸的盒子中，如图 14-26 所示。为保护棒形环天线，可将它安装在一段 1/2 英寸的 PVC 管中。一段 1/2 英寸的电气导管安装在盒子的底部支撑整套仪器。

为获得只有一个零点的方向图，环天线和辨向天线的输出信号必须有 90° 的相位差，并且幅度必须相同。调节 L1 使辨向天线的谐振频率稍稍偏离工作频率，其输出信号即可满足前面的相位要求。因为鞭状天线的敏感度比棒形环天线高，因此需要调节 R1 对鞭状天线的输出信号进行衰减。

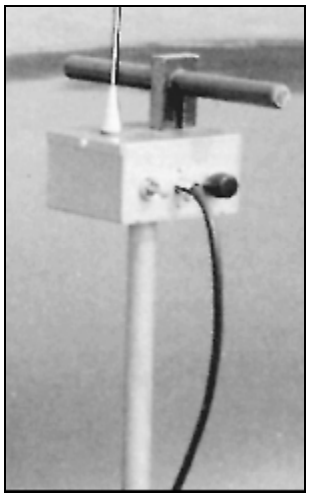


图14-24　工作在3.5 MHz波段，加载了辨向天线的铁氧体棒形环天线，其方向图是单向的。电路的调节旋钮安装在用一根短管支撑的铝质底盘上。

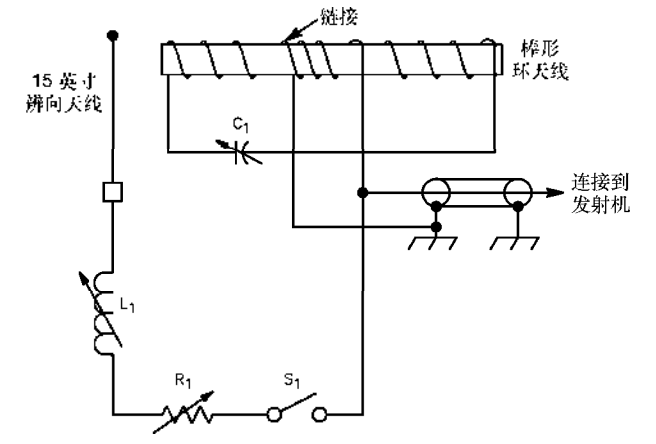


图14-25　3.5 MHz测向环天线。
C1—140 pF可变电容（125 pF的瓷片微调电容和15 pF的瓷片电容并联）
L1—140 μH可调电感（Miller No.4512或同类产品）
R1—1 kΩ碳质电位计
S1—SPST按键
棒形环天线—约15 μH（Miller 705-A，磁芯上原来绕的线圈拆除并重新绕了20匝#22漆包线）。
链接指中间的两匝线圈。绕组两端贴了Scotch电胶布保护。这种类型的铁氧体棒天线在一些古旧的AM晶体管收音机中还能找到。

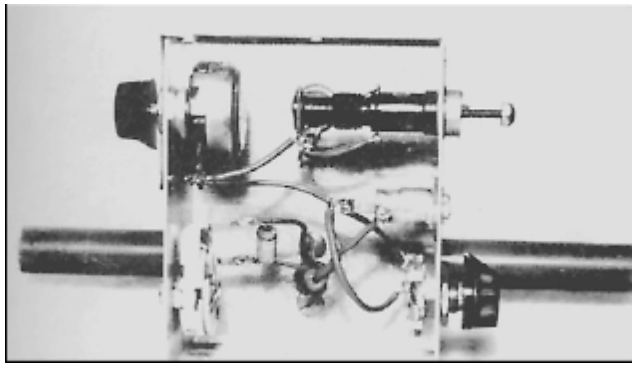


图14-26　工作在3.5 MHz波段的RDF设备，所有元器件都安装在一个盒子的顶部和4个侧面上，该盒子类似于电视机顶盒。如图所示，R1在盒子左侧面的左上角上，C1在左侧面的下面一点。L1，S1和输出连接头安装在右侧面上。鞭状天线和棒形环天线安装在盒子外面。

系统调节

为了调节整个系统，可以请你的朋友带着一台移动发射机到距离接收机几百英尺的地方，注意两者之间应尽量没有障碍物（发射机的功率应尽可能小，以确保使用无线电收发机作探测器时环天线接收不到信号）。发射机工作在适当频率时，利用 S1 断开辨向天线，观察无线电收发机的 S 表，同时调节 C1 使棒形环天线接收到的信号最大。一旦棒形环天线接收到的信号达到最大，就没有必要继续调节 C1 了。接下来，接入辨向天线并将 R1 调到最小。然后调节 L1 直到 S 表的读数再次达到最大。与只使用棒形环天线时相比，有必要调整一下 S 表的最小刻度以便调节过程中的读数精度更高。对 L1 的最后一匝要求比较严格，因为有可能出现手电容效应。

转动整个设备直到棒形环天线的一边（不是一端）指向发射机。将 R1 的值从最大变到最小（或从最小变到最大），如果天线的指向正确，R1 取到某个值时 S 表上将出现明显的零点。如果没有出现零点，将整个设备旋转 180° 再试一次。这次将 R1 设置在 S 表中出现最小读数时的位置。然后缓慢调节 L1 直到 S 表的读数进一步减小。重复上述过程，直到获得最佳的最小值点。

最后，为了验证，将发射机绕 RDF 系统移动然后旋转 RDF 系统。如果整个系统调节恰当，零点的方向将在棒形环天线的 broadside 方向上。标记下零点出现时 RDF 系统的状态，然后就大功告成了。

14.12　144 MHz 方向图为心形的 RDF 天线

图 14-27 所示为一种简单的工作在 144 MHz 波段，方向图为心型的 RDF 天线，当然还存在许多其他类型的天线，其方向图也为心形，也可工作在 VHF 频段。该天线包含两副 $l/4$ 的垂直天线，两阵元空间间隔为 $l/4$，馈电电流相位相差 90°。每副天线各带有两根长度只比天线本身短 5%的地网线。该阵列天线由 Pete O'Dell（KB1N）设计，其首次描述出现在 1981 年 3 月的 QST 中。

计算机仿真表明：天线尺寸，阵元间隔以及二者馈电电流相位的轻微改变都将在很大程度上影响方向图的形状。仿真结果表明该系统对整体结构的要求有些苛刻，结构改变引起的方向图的最大变化来自零值处。尺寸的微小改变可能使零点变得很浅，令该系统不再适合 RDF 应用。在真正构建该系统之前获取一些经验知识可以避免这样的麻烦。

这意味着，构建整个系统时，花几分钟调整该系统以获得最深的零点是很有必要的。使用本文中的方法调整系统，你会发现这其实是一件很容易的事，值得花精力一试。调整过程包括对垂直天线长度，阵元间隔的调整，如有必要还需要调整连接两阵元的调相网络的长度。使用一个中等强度的中继器（类似的也可以）作为信号源，调节整个系统使 S 表上的零点最深。

上述操作应该在室外进行，以避开建筑物和大型金属物体的影响。最初的时候人们在厨房里进行上述调节工作，结果由于周围器具的反射作用，S 表上的读数并不正确。同时也要注意远处的水塔，无线电天线塔，大型办公楼和公寓的干扰作用，它们都可能对信号进行反射导致最终结果不准确。

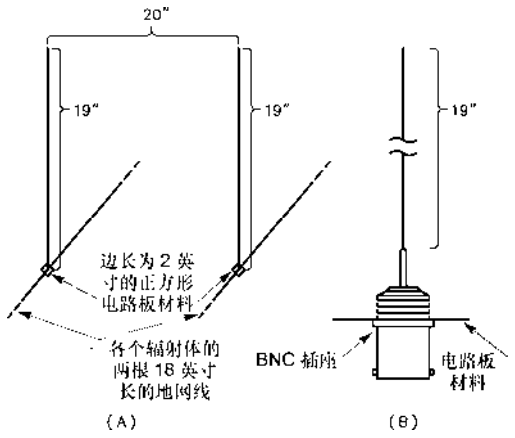


图14-27　（A）中所示为一副简单的工作在144 MHz波段，方向图为心形的RDF天线。（B）中通过同轴电缆连接头（BNC）将天线非常方便稳固地安装电路板上。

整个系统的结构非常简单。图 14-27（B）所示是一个 BNC 连接头（female RadioShack 278-105）。该连接头安装在一块小的 PCB 上。BNC 连接头的头部朝下，垂直天线焊接在中心焊片上。一段 12 英寸的黄铜管固定在中心焊片上，另外一段直径略小的黄铜管套在前面一段里面。里面的管子安装好后，将外面管子的顶部朝中间挤压，使两段管子的顶部挨在一起。工作在 146 MHz 波段时垂直天线的长度约为 19 英寸。在爱好者商店中应该可以找到小的黄铜管。如果实在没有，用铜焊条代替也可以，在五金折扣店中就可以找到。由于铜焊条只有 18 英寸长，所以还需要在顶部再焊接一段短的。此时调节可能不太方便。阵元底部的板上分别焊有两根 18 英寸长的地网线，整个过程中要用到两段 36 英寸长的铜焊条。

14.12.1　调相网络

如图 14-28 所示，调相网络由两根不同长度的同轴电缆，以及连接两段电缆的 T 形连接头组成。该馈电网络使两垂直天线中的电流相等，它比其他的馈电方法更好。其他因子相同时，如果两天线中的电流不相等，方向图中的零点将变浅。

天线伸出点之间的部分，在构建调相网络时需要记入连接器的长度。如果使用填充了聚乙烯介质的同轴电缆，调相线的长度需要变短。此时，方向图的零点沿调相网络的横梁方向，且位于 $l/4$ 调相线这一边。

$l/2$ 段可以用 RG-58 或 RG-59 制作而成，因为它相当于一个 1:1 的变换器。不使用地网辐线或使用两根垂直于阵元的地网辐线时，相较于 50 Ω的 RG-58 同轴线，75 Ω的 RG-59 同轴线制成的 $l/4$ 调相线能使方向图出现更深的凹陷。不过如果将两根地网辐线向下弯一点，RG-58 的效果会比 RG-59 更好。系统结构的微小变化都会很大地影响方向图的形状，因此花些时间比较两种同轴线哪种更适合你的天线系统是很值得的。你也可以试着将地网辐线以不同的角度向下弯，看看能不能得到最深的零点。

调相网络使用的同轴电缆品质必须最好——选用屏蔽良好，填充了聚乙烯介质的同轴电缆。不使用泡沫介质填充的同轴电缆是因为在这种电缆中速率因子会沿电缆变化。当然，如果身边有可测量电气长度的

设备，你也可以使用泡沫介质填充的同轴电缆。如果不想麻烦的话就使用填充了聚乙烯介质的同轴电缆吧。避免使用 CB 和 DIY 电缆-TV 市场上卖的电缆。最好选择 Belden 8240 制作的 RG-58 或 Belden 8241 制作的 RG-59。

填充了聚乙烯介质的 RG-58 和 RG-59 的速率因子都是 0.66。因此，工作在 146 MHz 波段的 $l/4$ 调相线的长即为 20.2 英寸，$20.2\times0.66=13.3$ 英寸。$l/2$ 调相线的长即为 26.6 或 26.7 英寸。需要指出的是，调相线的长度等于同轴电缆和连接头的长度之和。调相网络的类型不同或使用的连接头的种类不同，用到的电缆长度也会有所改变。具体长度由你自行决定。

耳机插头使用非常方便，与 RCA 耳机插头配套的 Y 形连接头应用也非常广泛。不过，如果因此就使用耳机插头和 Y 形连接头代替 T 形连接器和 BNC 插座的话，系统的最终结果必定不理想——系统的性能每天都在改变，方向图中的凹陷也没有本应该的那么深。虽然器材也比较难找，但是 BNC-T 连接头的使用效果更好，所以额外的花费还是值得的。如果不得不作一些替换，UHF 连接头将是更好的选择（PL-259）。

图 14-29 是一副简单的天线支架。它包含有 PVC（聚氯乙烯）管，T 形接头，和两个端盖，也许还需要一些粘合剂（运输过程中可以不用粘合剂将 PVC 管和 T 形接头固定在一起，选择散件运输）。可以用锯子或管套切割刀照图中所示尺寸将 PVC 管分成几段。使用管套切割刀更好，因为切口更平滑。在 PCB 上靠近 BNC 插座的地方钻孔。在横梁上水平距离为 20 英寸的两个点处作上标记，然后在标记位置垂直地钻两个小孔。用螺母和螺栓将天线阵元安装在横梁上。

14.12.2 系统调节

本节中的尺寸设计适合于工作在 146 MHz 波段的系统。如果你想跟踪发射频率高于该频段的发射机，尺寸则相应变短。发射频率低于该频段，尺寸则要变长。按大致尺寸制作好天线之后，就可以开始对系统进行调节了。你需要一个与 RDF 应用中频率相近的信号源。以 1/4 英寸为步长，调整天线阵元的长度和阵元间隔以得到 S 表上最深的零点。如果要调整调相线的长度，必须确保 $l/4$ 段的长度是 $l/2$ 段长度的一半。不断调整直到 S 表上的零点深度令你满意。

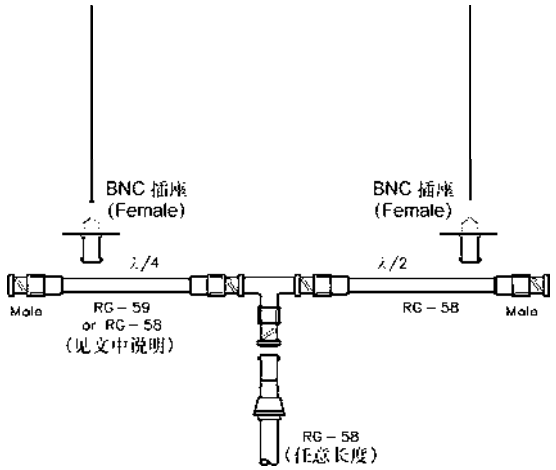


图14-28 144 MHz RDF天线阵列的调相网络。调相线是指T形连接器的中心和BNC插座中垂直。

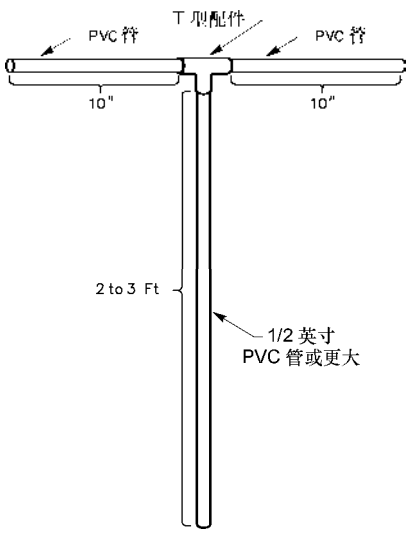


图14-29 一副简单的RDF天线支架，由PVC管和T形接头组成。

14.13 DOUBLE-DUCKY 测向仪（DDDF）

在测向应用中，大多数业余爱好者使用的天线都有很显著的方向效应：零点或峰值信号。FM 接收机在设计时着重于消除各向信号在强度上的不一致，因此如果不利用 S 表，很难将它用于测向工作。现代大多数 HT 收发机都没有配置 S 表。

经典 DDDF 由 David Geiser（WA2ANU）设计，其首次描述出现在 1981 年 7 月的 QST 中。它的工作原理就是将接收机在两副无方向性的天线之间进行切换，如图 14-30 所示。该操作对来波信号进行相位调制，该调制信号一般为音频信号，很容易可以通过 FM 接收机听到。接收机的两副天线到发射天线的距离相等时，如图 14-31 所示，探测器输出端的声音消失了。这种技术

在 RDF 相关文献 *Time-Difference-of-Arrival* 或 TDOA 中也可以找到。除去垂直于两天线连线的方向，其他任何方向的来波信号到达天线的时间都会有些不同，因此天线接收信号的相位也会有所不同。与该技术相关的还有干涉计。

此时，探测器探测不到相位调制现象，探测器输出端的声音消失。

理论上接收机的两副天线靠得很近，但是实际上相位调制量随两天线间隔的增大而增加，直到天线间隔增大到$l/2$。$l/2$（波长为 2 m 时即为 40 英寸）的天线间隔对于一个移动阵列来说太大了，实际上天线间隔为$l/4$即可得到令人满意的结果，甚至$l/8$（10 英寸）的天线间隔也可以接受。

考虑两天线间隔固定的情形。将两副天线固定在一个接地平面上然后旋转该接地平面。接地平面的位置高于人的头部或者在汽车的顶篷上，这有助于减少天线阵的高度，还可以减少由人体和其他导体引起的方向图失真。

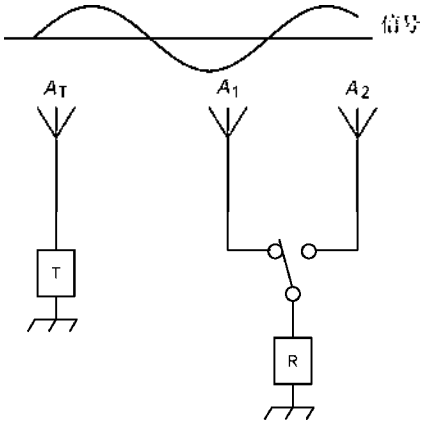


图14-30　左边，A_T代表隐藏的发射机T的天线。右边，开关在接收机的天线A_1和A_2之间快速切换，对来自两副天线的信号进行相位采样，形成准多普勒效应。可使用FM探测器探测该相位调制信号。

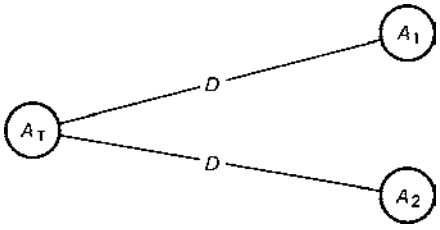


图14-31　如果接收机的两副天线到发射天线的距离（D）相等，两天线接收到的信号的相位相同。

DDDF 是一个双向系统，它的两个音频信号零点分别指向信号源和背离信号源。要解决该模糊性问题，需要采用 L 形搜寻路径，然后按照前面提到的三角测量法可最终得到信号源的大致位置。

14.13.1　其他相关设计

如果两天线之间的切换频率非常高，例如 1 kHz（接近最高的可听见的声音频率），将很难找到能实现这样的切换并且寿命比较长的机械开关。但是我们想听到声音，所以切换频率应该在 400 Hz～1 kHz 之间（能听见的平均音频范围），音频放大器的工作频率最好也在该范围内。另外，如果想使用一台无线电收发机的发射功能，还需要用到一只切换开关，且该开关可安全地工作在功率为 10 W 的电路中。

静态开关使用 PIN 二极管。在该二极管两端加一个小的反向电压，耗尽层（本征区）中的载流子将非常少，此时，耗尽层可等效为一个小电容。为二极管加正向电压（20～50 mA），耗尽层中的载流子增加。这些载流子以 140 MHz 的频率快速地来回移动，此时，耗尽层可等效为一个 1 Ω的电阻。在功率为 10 W 的电路中，二极管中消耗的能量（发热）不会损坏自身。

由于系统中使用了两副天线，显然，比较好的方法是：将第一副天线连在一只二极管的正极，第二副连在另一只二极管的负极，然后使用频率在音频范围的方波信号驱动两阵元。电路图如图 14-32 所示。RF 扼流线圈（Ohmite Z144, J. W. Miller RFC-144 或其他类似的 VHF 元器件）的功能是允许音频信号阻止射频信号流经二极管。虽然图中左边的二极管上的反向电压只能与右边二极管上的正向电压相等，不过这可以满足实际应用的要求。

除 D1、D2、天线和 RFC1～RFC3 外，其他所用元器件都可从 RadioShack 公司获取。文中对这些元器件进行了讨论，有关 S1 的说明文中也有给出。

实际构建该系统时试过很多种 PIN 二极管，例如 Hewlett-Packard HP5082-3077，Alpha LE-5407-4，KSW KS-3542 以及 Microwave Associates 公司的 M/A-COM 47120，它们都工作得很好。不过，我们选用 HP 的二极管，因为它提供的 SWR 要低一些（约 3:1）。

使用一种 567 芯片（IC）做方波发生元器件。其输出中含有直流分量，可用一只无极性的耦合电容移除。该芯片的工作电压为 7～15 V（虽然建议使用的最小电压是 9 V），因此虽然其输出含直流分量（有点小不便），我们仍然选用这种芯片。

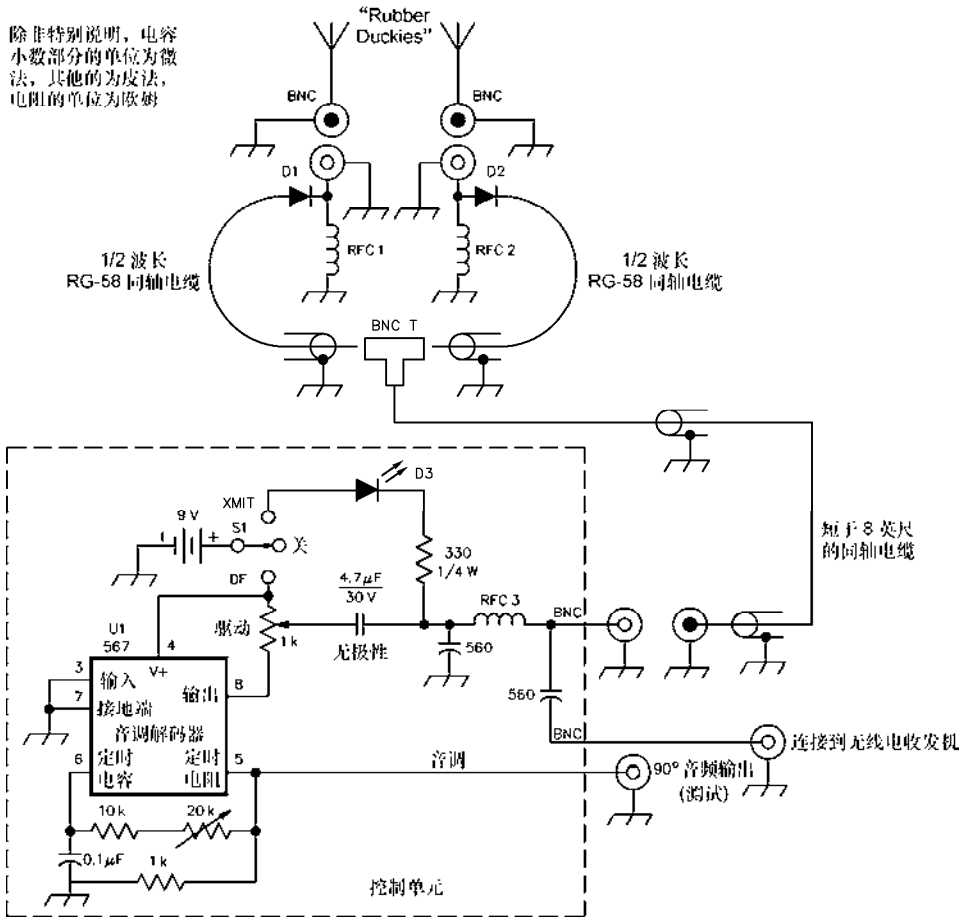


图14-32　DDDF电路图。电路的结构和布线要求不必十分严格。虚线中的元器件应该屏蔽起来。

单刀双掷开关掷到 XMIT 端时，无极性电容的功能是隔断直流。D 3 是发光二极管（LED），与发射偏置连接在一起，用来指示 S 1 是否掷到 XMIT 端。S 1 掷到 XMIT 端时，干电池将提供一个很大的耗用电流（约 20 mA）。S 1 是单刀双掷拨动开关，也可以使用普通的单刀双掷开关，不过使用时要注意，如果 S1 掷到 XMIT 端，电池的电很快就会被耗光。

天线和 T 形同轴连接头之间的同轴电缆的长度取 $l/2$（计入了 T 形连接器中导线的长度）。此时，由反向连接的二极管构成的开路电路在 T 形同轴连接头处看起来是开路的。

对 T 形连接头和控制单元之间的同轴电缆的长度要求并不严格。尽量使 T 形连接器到控制单元和到收发机的电缆总长度少于 8 英尺，因为电缆的电容会分流方波发生器的输出。

对接地平面的尺寸要求也不严格，如图 14-33 所示。不过，如果使用比图中给出的尺寸大一些的接地平面，效果会稍好一些。增大接收天线间的空间间隔将使改进效果最佳。间距每翻一倍（最大间隔可取到 $l/2$），零点的宽度相应减半。间隔为 20 英寸时，零点的宽度减小到1° 。

14.13.2　DDDF 操作

将开关掷到 DF 端，调节驱动电位计直到听到声音，注意驱动不要过高，以免听到的声音信号失真或出现杂音。旋转天线以便在基音信号中出现零点。注意，可能会出现高八度的音频信号。

如果来波信号超出了接收机的线性区（超出约 10 kHz），偏零值天线指向一侧时可能会引起一个非常对称的 AF 输出，如图 14-35（A）所示。在零点处可能不太稳定，如图 14-35（B）中虚线所示。一个零点指向另一侧时，AF 输出将大大增强，如图 14-35（C）所示。这是由 FM 探测器曲线所使用的接收机的不同部分引起的。音调突然变化表明天线零点位置正在通过 FM 探测器。

使用者应充分熟悉 DDDF 系统在信号方向，功率和频率已知的情况下是如何工作的。旋转天线使之通过零点位置，此时即使存在大量的二次谐波（为 AF 波），输出端也会出现很明显的音调变化。虽然强度和频率没有改变，音质却改变了。仿佛是先用小提琴拉一个音符，然后换成了用喇叭来吹这个音符（实际上

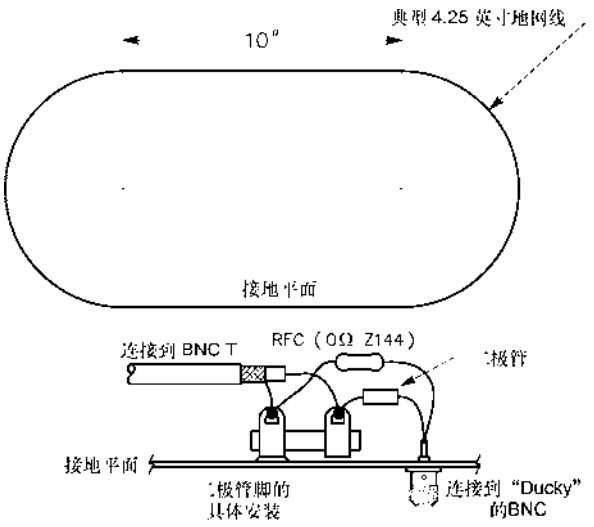


图14-33　接地平面的布局和天线连接头处的具体结构。

是因为基波和奇次谐波与偶次谐波的相位不同）。这个改变人耳能够听出来（正在穿过零点），对电子分析仪来讲却很困难。

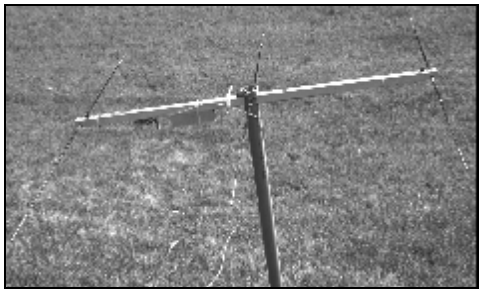


图14-34　用于猎狐的双子测向天线——水平极化的3单元八木天线。

14.14　用于猎狐的双子测向天线

干涉计的方向性很好（所指方位很窄），但是在进行远距离测量时却缺乏敏感性。八木天线很敏感，所指的方位却相对较宽。本节中介绍的系统将同时具备上述两种天线的优势。它由 R. F. Gillette（W9PE）设计，其首次描述出现在 1998 年 10 月的 QST 中。

一副好的猎狐天线需要满足以下几个要求：（1）小尺寸，（2）可探测弱信号，（3）高方向性。遗憾的是，小尺寸的天线往往很难获得高的增益和方向性。不过可使用两副天线协同工作来满足上述 3 个要求。

这里介绍的天线利用拨动开关在两种结构之间进行切换——八木天线和单通道干涉计。作为干涉计时，GaAs RF 微电路以音频在 FM 接收机的两副天线（相同的两副偶极子天线）之间进行切换。为使天线结构简洁，使用方便，W9PE 设计时使用了铰链，并且阵元选用可伸缩的鞭状天线，储存时可以很方便地收起来。

14.14.1　八木天线

八木天线有 3 个阵元，分别是源激励振子、引向器和反射器，阵元间隔为 0.2 *l*。它的增益为 7 dBi，且前后辐射比为 15 dB。在我们的讨论中，由于每个阵元的尺寸较小，且每个阵元中心都有一个拨动开关，因此它们的谐振长度同典型的八木天线有所不同。表 14-1 中给出了图 14-34 所示八木天线的具体尺寸。

为了确保来自同轴电缆的辐射不会影响天线辐射方向图的形状，作者使用一些磁珠作同轴扼流平衡器。这样做还可以避免同轴电缆附近的物体影响信号强度读数。作者用一台未经校准的设备来测量八木天线的 SWR，发现它的 SWR 较低，频率在波长为 2 m 的波段时，SWR 低于 1.3:1。

八木天线的增益比“rubber ducky”高很多，但是为了猎狐（找到隐藏的发射机），需要方向性更强的天线系统，从而出现了干涉计。

表 14-1　　八木天线设计

项　　目	总长（英寸）	到阵元末端的横梁长度（英寸）
引向器长度	34.75	17.00
引向器与激励振子之间的空间间隔	15.75	16.00
激励振子长度	37.75	18.50
激励振子和反射器之间的空间间隔	15.75	16.00
反射器长度	40.75	20.00
*144.5～148 MHz 波段 SWR 低于 1.3:1		

14.14.2　干涉计

将八木天线的两个端阵元用两副偶极子天线代替，禁止中间阵元，就可以得到干涉计了。图 14-35 中的 3 个切换开关都掷到右端时，接收机的馈线从中间阵元切换到 RF 开关输出端，端阵元通过馈线与 RF 开关输入端连接。将八木天线的馈点断开，使激励阵元到干涉计天线的距离相等，此时中间阵元对干涉计没有影响。不过，比起通过构建适当的阵元间隔来去除中间阵元的影响，直接关闭中间阵元更为简单。

如果两干涉计同轴电缆（天线和切换开关之间）的

长度相同，且两天线到发射机的距离相等，则来自两天线的信号是同相的，此时从一副天线切换到另一副天线，接收机中的信号并没有什么不同。不过，如果其中某副天线离发射机的距离比较近，在两副天线之间切换时，接收机中的信号将会发生相移。

两副天线的切换频率等于音频时，例如 700 Hz，重复的相移将形成 700 Hz 的边带信号。实际进行操作时，我们所需要的就是一个能够以音频在两副天线之间进行切换的电路。W9PE 选择了一款低功耗的迷你电路：MSWA-2-20 GaAS RF 切换开关，它由一个简单的多频振荡器和缓冲器驱动。该电路的额定切换频率为 2.0 GHz，经过简单的频率变换即可用于其他业余波段。PCB 应该能够工作在 440 MHz 的业余波段，建议最好在 PCB 的 RF 部分的下面加一个接地平面，并在使用之前进行测试（测试频率高于其工作频率）。

该 RF 切换开关由一列幅度相同相位相反的方波控制：电压为 0 V 时，开关掷于一个控制端口；电压为−8～−12 V 时开关掷于另一个控制端口（该迷你电路的最大工作电压并不是很清楚，安全起见，工作电压最好不要超过 9 V）。在其他位置，电压设置相反。使用 9 V 的电池作电源，正极接地。控制电压为 0 V 时，RF 开关电路中的缓冲器晶体管截止；控制电压为 Vsat（比电池电压−9 V 低 0.2 V 即−8.8 V）时缓冲器晶体管饱和。多频振荡器有两个输出，每个输出驱动一个缓冲器，两驱动信号幅度相同相位相反。

14.14.3 电路结构

选择了该迷你电路型的 RF 开关后，W9PE 意识到由于它的尺寸很小，可以很好地与一块简单的 PCB 配套使用。他使用影印透明方法制作了原型电路板。

电路中没有使用电源控制开关，因为 9 V 电池的连接头已经具有开关功能。电池装在 3/4 英寸的 U 形管中，并且塞得很紧，不会掉出来。W9PE 用一个塑料衬里的铝盖盖在整个电路板上，该铝盖也可以用塑料胶片或铝箔代替。用一段同轴电缆将它们固定在 U 形管中。

表 14-2 给出了所需的材料清单。你可以使用任意可伸缩的阵元，假定这些阵元可伸展到 20 英寸长，并有一个足够长的安装柱（螺旋柱）用于安放绝缘垫圈。也可以没有安装柱，而是在末端钻孔然后装一颗螺丝钉（用于安放绝缘垫圈）作为代替。清单上的器材可以在业余无线电商店或大部分出售电子器材的商店中找到。该迷你电路型的 RF 开关目前已有成熟的产品。

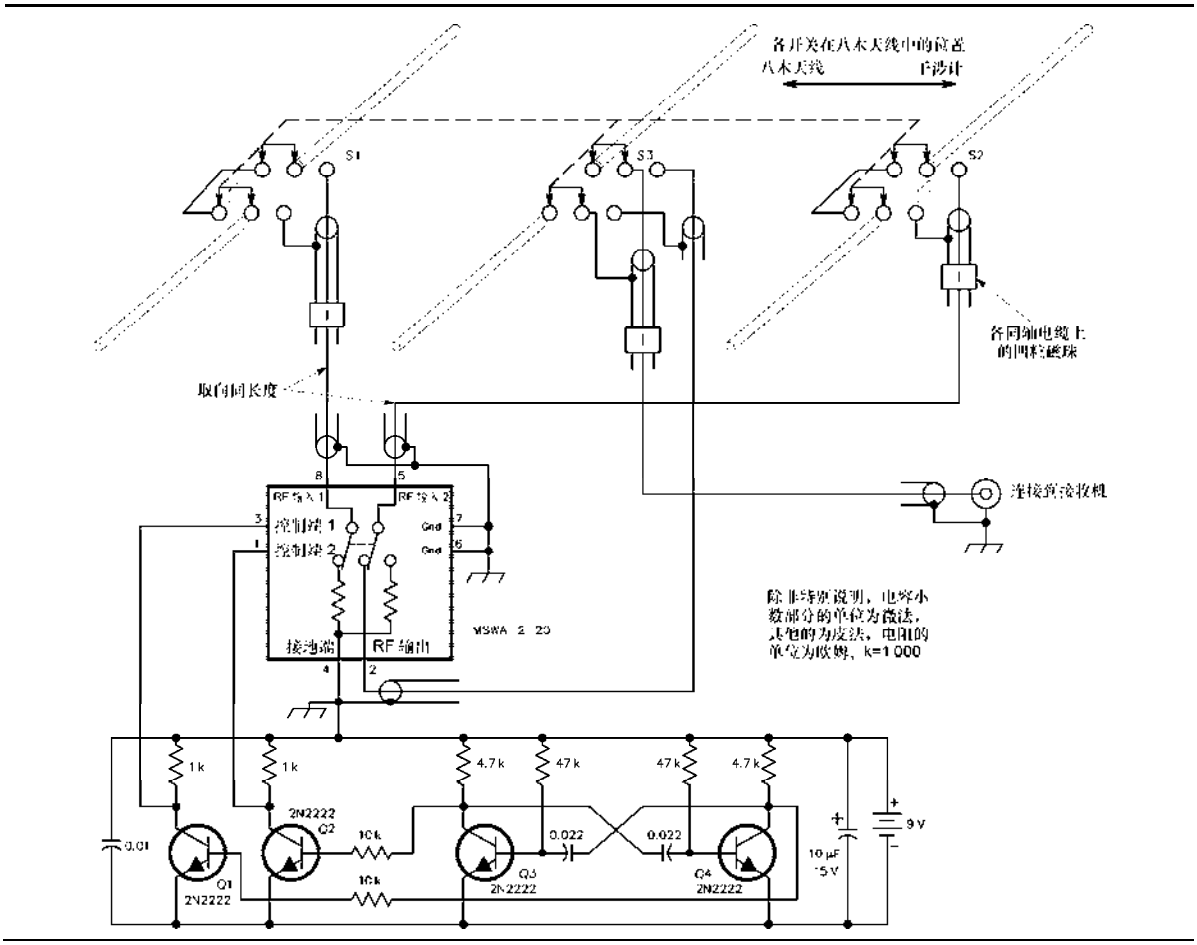


图14-35 八木天线/干涉计天线系统示意图。

表 14-2　　材料清单

数 量	项　　目
3 英尺	3/4 英寸铝质 U 形管
6 套	绝缘胎肩垫圈，安转各阵元时所需；
1	9 V 电池；
1	9 V 电池连接器；
1	10 μF, 16 V 电解电容；
1	0.01 μF, 25 V 电容；
2	0.022 μF, 25 V 电容；
2	1 kΩ 1/8 W 电阻；
2	4.7 kΩ 1/8 W 电阻；
2	10 kΩ 1/8 W 电阻；
2	47 kΩ 1/8 W 电阻；
2	1 kΩ 1/8 W 电阻；
4	2N2222 晶体管；
1	迷你电路 MSWA-2-20（获取方式：Mini-Circuits Labs,13 Neptune Ave, Brooklyn, NY 11235;tel 718-934-4500, 417-335-5935,fax718-332-4661; sales@minicircuits.com;URL www.minicircuits.com）；
3	DPDT 拨动开关（11/8 英寸，29mm，中心安装），Stackpole 提供，3A，125V；
10 英尺	50 Ω同轴电缆（OD 的最大值为 0.140 英寸）
1	同轴电缆连接器（取决于接收机）；
1	大量，安装硬件；
1	大量，热收缩管或类似材料；
4	扎带；
1	1 2× 3.5 英寸单边玻璃纤维 PCB；
1	1 英寸 PVC 导管；
12	#FB-20 磁珠，ID 为 0.14 英寸，长为 0.5 英寸（获取方式：All Electronics Corp;PO Box 567, Van Nuys, CA 91408-0567;tel 888-826-5432, fax 818-781-2653,allcorp@allcorp.com;URL www.allcorp.com/）；
6	20 1/2 英寸可伸缩天线阵元（获取方式：Nebraska Surplus, tel 402-346-4750; grinnell@probe.net）
1	特制电阻膜（获取方式：Techniks Inc, PO Box 463,Ringoes, NJ 08551; tel 908-788-8249,fax 908-788-8837; techniks@idt.net;URL www.techniks.com/）

14.14.4　天线结构

图 14-35 所示为天线的结构示意图。图中标明了 3 个切换开关在八木天线中的位置，在干涉计中，每个开关都掷于右端。拨动开关在波长为 2 m 时工作得非常好。每个阵元都固定在天线横梁上，并加了绝缘垫圈，同时分别通过一段铜条（也可以使用铜网，吸锡编带，同轴屏蔽线或其他任意短、低阻抗的导体代替）同相应的拨动开关连接。这样的结构可以保证反射器和引向器是偶极天线（中心馈电），而不是寄生阵元（电连续的）。

由于天线是可以伸缩的，因此每次从八木天线变换成干涉计时，你都可以调节各干涉计偶极天线的长度使它们严格相等。这里，同样在每个阵元的同轴电缆的外面使用了扼流巴伦。

注意：使用了 RF 开关时不要将系统用于发射信号。仅在八木天线配置下发射信号，因为 RF 能量会损坏 RF 开关。为安全起见，可锁定发射功能。大多数 HT 都具备该能力。使用移动无线电设备时要将扩音器断开。由于八木天线可很安全地用于发射，因此它很适合用于便携式设备。

图 14-36 示出了如何在用作大梁的标准 3/4 英寸 U 形铝管上钻孔，以及按什么样的尺寸比例来切割 1 英寸 PVC 导管（塑料导管）用以制作天线杆和连接环。如果找不到 PVC 导管，也可以使用 PVC 水管代替。该天线杆既可以用来安装垂直极化天线，也可以用来安装水平极化天线。

要求 RF 损耗较低时务必要对塑料管进行测试——将一段塑料管样品和一杯水放在微波炉中（塑料管没有放在水中，放水是为了让微波工作时带有负载），水加热至沸腾后，仔细测定塑料管样品的温度。如果样品不热，说明它的 RF 损耗较低，可以使用。

14.14.5　天线使用

开始寻找目标时，调整所有的开关使天线工作在八木天线配置下。旋转各可伸缩的天线阵元使它们与大梁垂直，调节鞭状天线到合适的长度，同时要保证各个阵元关于大梁对称。可以给电缆或大梁标上长度刻度。

信号比较弱时，使用八木天线配置。它的增益为 7 dBi，不过它的方向分辨率较低，只有 20°。信号比较强时，使用干涉计配置。它的增益比较低，但是它的方向分辨率较高，可达到 1° 以下。发射信号过大以至于超出了接收机的接收范围时，减小鞭状天线的长度（各阵元减小的长度相同）以减小增益，然后继续进行三角测量。靠近接收机时，三角测量要同时在水平向（方位）和竖直向（海拔）进行。总之，天线可工作在两种配置下（依据具体情况进行选择），发射机可能位于你的上面也可能位于你的下面。

14.14.6　天线替换方案

作为可伸缩阵元的替换天线，George Holada（K9GLJ）建议使用固定长度的天线，该天线有香蕉插头可与横梁上的香蕉插座配套。八木天线中配置时要用到 3 套香蕉配件，干涉计配置时还额外需要 1 套供源激励振子使用，另 2 套供短阵元使用——在发射信号过大超过接收机的接收范围时，这两个阵元比较短可以减小增益使接收信号变小。他还建议使用 PVC 大梁，阵元可以存储在大梁中。

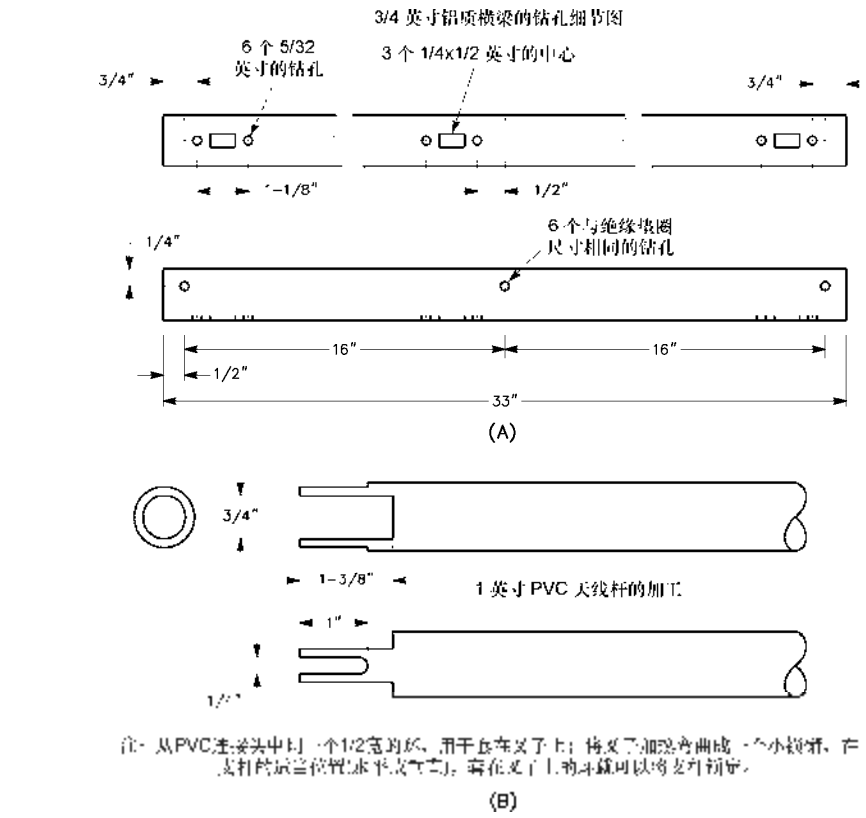


图14-36　天线主梁-钻孔和天线杆-加工细节。

14.15　4-LED 测向系统

关于该新型简易的 RDF 天线系统的描述出现在 Malcolm C. Mallette（WA9BVS）于 1995 年 11 月在 QST 上发表的文章中。它是由本章前面提到的 David T. Geiser WA2ANU 设计的 TDOA 和 Paul Bohrer, W9DUU 的设计演变而来（请参见本章最后的参考资料）。

测向行为往往有两种不同的方式：步行和驾车前往。通常人们会驾车追踪信号，最后步行找到发射目标。不过无论是驾车还是步行，你将遇到的最主要的问题都是多径接收——接收信号来自多条路径：来自真实的发射机方向的信号，来自各个方向的反射信号。VHF 和 UHF 信号几乎能被任何物体反射，这导致难以发现真正的信号源。例如，假设在你的北面有一大型的金属建筑物，来自南面的信号被该建筑物反射到达你所在位置处被接收，该接收信号看起来就像是从北面传输过来的。

在不同位置处测量，获取读数然后得出平均方向，通过该方法可以去除多径接收效应的影响。以道路车速行进时，可以在不同位置处测量并获取读数求取平均方向，也可以用电子方法求取一段行进距离内的读数的平均值。通常两种方法都可以用来测定发射机的真实方向。

步行时使用的测向设备比驾车时使用的测向设备简单。步行时你可以随意、轻松地旋转天线。而在街道上，车子转弯时如果不小心会很容易出车祸！

步行测量时最简单的 DF（测向）系统包括一台带 S 表的手持式接收机，一副小型的手持式八木天线以及用在天线与接收之间的衰减器。衰减器保证接收信号不会超过 S 表的示数范围。接收到的信号最强时天线波束所指的方向即为发射机的方向。当然，由于存在多径接收效应，你需要获得不同位置（相距至少为 1 *l*）处的读数然后求取平均方向。

很多业余爱好者还喜欢采用另一种简单的方法：WA2ANU DDFF——通常叫做“buzzbox”。现今市场上有多种手持式 buzzbox 系统。其中有些系统可以用来判断信号到底是来自你的左方还是右方。不过 buzzbox 系统有一个显著的缺点就是它的敏感度较低，比不上一副简单的偶极天线，甚至比不上用波束探向。

理论上讲，驾车前往时，你也可以使用 buzzbox 或八木/衰减器系统，不过你需要开一段然后停下来，下车，确定发射机的方向，上车，继续驾驶，然后循环往复。

虽然，这样做也可以，不过显得太不实际了——需要花费很长的时间才能找到发射机。

该设计（4-LED 指示计或 LRFB box）可以判断出信号来自接收机的哪一个方向（前、后、左、右）。使用四盏呈菱形排列的 LED 灯作指示灯（参见扉页的照片）。如果顶部的 LED 灯点亮，说明信号来自前方；如果顶部和右面的 LED 灯点亮，说明发射机在右前方；如果只有右边的 LED 灯点亮，则信号来自右方；如果右边和底部的 LED 灯点亮，说明信号右后方，以此类推。因此，4 盏 LED 灯可以指示八个方向。在大多数高速公路和街道中都会出现十字路口，在这里驾驶者可以选择继续向前开，右转或左转。因此，对于实际的猎狐行动来说，该设计足够精确。

4-LED 指示计所需的元器件都可以在你所在地的 Radio Shack 店中买到。两台 50 μA 的电流表（50-0-50，中间值为 0）M1 和 M2 可以用来代替 LED 灯或作为附加元器件，不过这种电流表在 RadioShack 中不容易买到。图 14-37 所示为 LRFB 的前面板。

LRFX 盒使用 4 副固定在车顶上的 *l*/4 吸盘天线，如图 14-38 所示。吸盘天线中的鞭状天线也可以改用 *l*/4 440 MHz 的鞭状天线。工作频率从 144 MHz 变为 440 MHz 时，天线之间的间隔要变小。



图14-37　4-LED（LRFB）测向计的前面板。最左边是音量控制旋钮，右边紧挨它的是RCV/OFF/DF拨动开关，旁边是衰减（DMP）控制开关。4盏LED方向指示灯呈菱形排列：前（黄色），右（绿色），后（橙色），左（红色）。水平安装的50 μA电流表用来指示左方/右方的信号，竖直安装的指示前方/后方的信号。盒子的顶部装有一个小的扬声器。

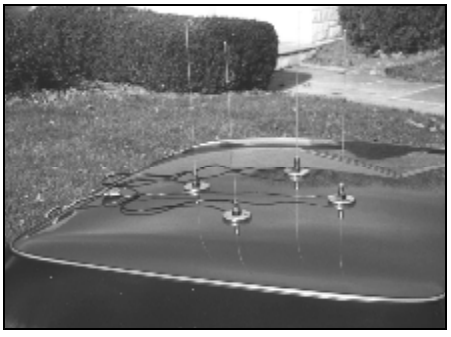


图14-38　车顶吸盘天线的排列。天线左边是开关控制板。

14.15.1　电路描述

图 14-39 中，U2 是一个 555 定时器，它的 3 脚上输出方波，脉冲频率由 R4 决定。该方波连接到 U3（4017 十进制计数器）的 14 脚作为其时钟输入。第一个脉冲来到，U3 的 3 脚上出现正电压；第二个脉冲来到时 U3 的 3 脚上的电压变为零（接地），2 脚上出现正电压。按此规律，随着脉冲序列的到来，U3 的 3、2、4、7、10、1、5、6、9 脚上顺序出现正电压。

D1～D5，D6～D10 端的两组脉冲分别相或。因此第一个脉冲来临时 TP3 上的电压为正，TP2 为零；下一个脉冲来到时 TP2 上的电压变为正，而 TP3 上的电压变为零。如此循环往复直到计数器计数一周结束，3 脚上的电压再次为正。然后计数重新开始。

14.15.2　天线切换

通过 U2 和 U3 可在 TP2 和 TP3 上产生两列相位相反的方波。如果我们只需要交替地关闭开启两天线阵元，使用 TP2 和 TP3 上产生的方波就可以办到了。但是对于 LRFB 来讲，我们需要在左/右天线之间多次切换，然后在前/后天线之间多次切换。

U3 每计数一个周期（计数到 10），它的 12 脚（CARRY OUT）上就产生一个脉冲，该输出连接到 4017 计数器 U4 的 14 脚上，作为其时钟输入。随着 U4 计数开始，它的输出脚上输出脉冲，规律同 U3 一样，由 D11～D20 指示。

因此，在 U2 产生的前 50 个脉冲期间，TP4 上的电压为正，下 50 个脉冲期间 TP5 的电压为正。Q1～Q6 形成一个四与门，它将 TP4 和 TP5 的脉冲与 TP2 和 TP3 上的交替脉冲相与，从而在 Q9 的基极产生一个脉冲，接着在 Q10 的基极产生一个脉冲，如此循环往复。脉冲波在 Q9 和 Q10 之间轮换 25 次。然后当 TP4 上的电压降为 0，TP5 上的电压从 0 变为正，脉冲波在 Q7 和 Q8 的基极之间轮换，同样将轮换 25 次。然后又开始在 Q9 和 Q10 之间轮换。在整个测向（DF）过程中，始终保持该轮换周期。

如图 14-40 所示，连接到天线-开关板的 four-conductor-plus-ground 电缆的两引线同 A、B 连接。控制 Q7 和 Q8 截止和导通的脉冲序列同时也控制着左右两副天线的开启和断开。其中一副天线的开启和断开与 Q7 同步，另一副与 Q8 同步，哪副天线与哪只晶体管同步由相位开关 S3 控制。前/后天线与 Q9 和 Q10 的关系类似，控制开关为 S4。

A 和 B 点处的脉冲控制着连接左/右天线的电缆和接收机电缆的二极管的导通和截止——将发生 25 次，因此接收机将在左右天线之间切换 25 次。前/后天线的情况类似，由 C、D 点处的脉冲控制。

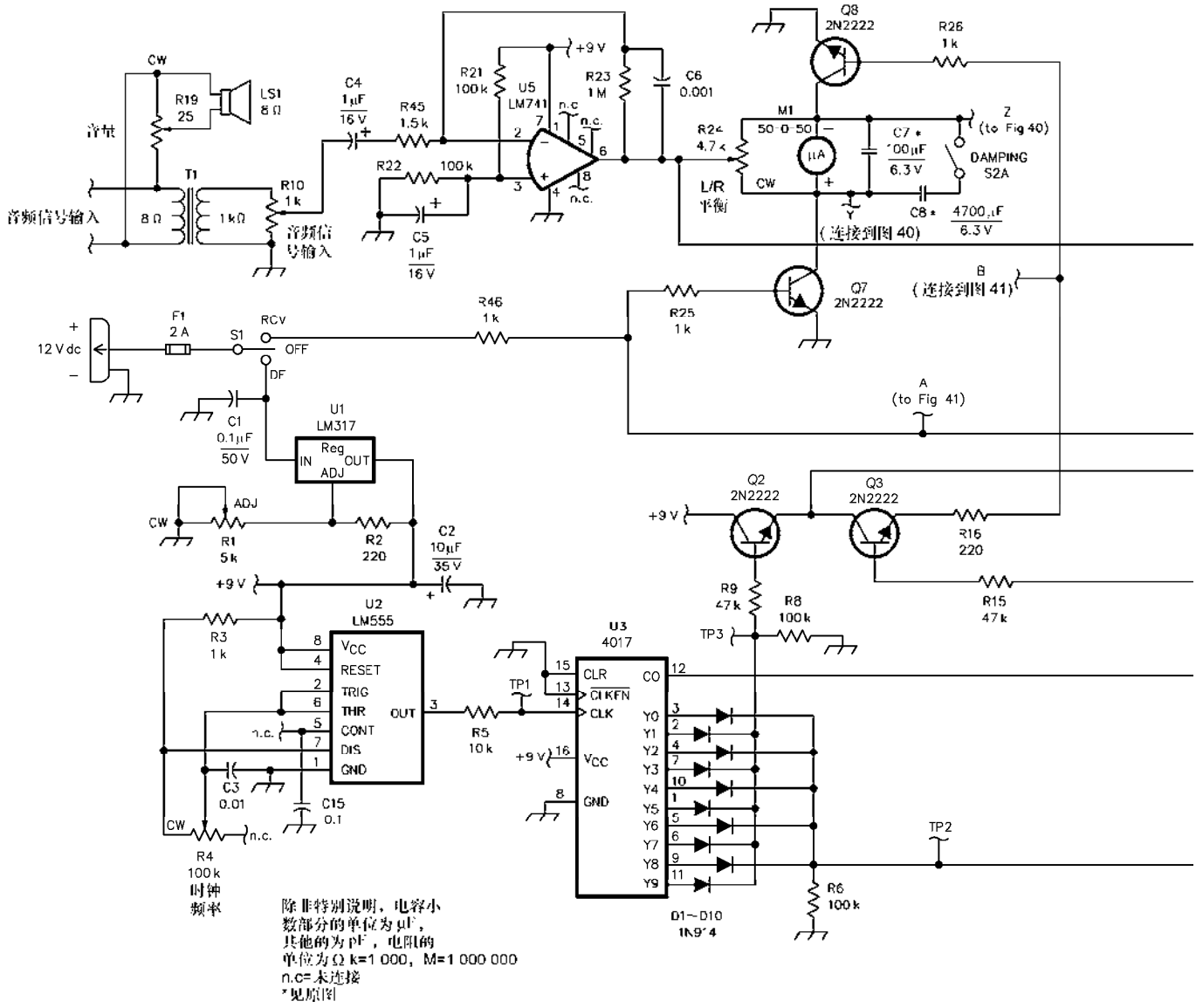


图14-39　除非特别说明，括号中的器件编号指RadioShack相关器件。所有定值电阻的规格都是1/4 W，5%误差。这些电阻可用同等规格的元器件代替。

C1, C15—0.1 μF, 50 V（272-1069）　C2—10 μF, 35 V 电解电容（272-1025）　C3—0.01 μF, 25 V 瓷片电容（272-131）

C4, C5—1 μF，16 V电解电容（272-1434）　C6—0.001 μF，25 V瓷片电容 （272-126）

C7, C9—100 μF, 6.3 V 无极化电容，Digi-Key P-1102。可以从以下地址获取： Digi-Key Corp, 701 Brooks Ave S, PO Box 677, Thief River Falls, MN 56701-0677; tel: 800-344-4539, 218-681-6674; fax: 218-681-3880; RadioShack 还提供100 μF, 35 V 轴向引线电解电容（272-1016） 和径向引线电解电容（272-1028）。

C8, C10—4 700 μF，6.3 V无极化电容（由5个1 000 μF，6.3 V的无极化电容组成），Digi-Key P-1106。标准1 000 μF，35 V径向引线电解电容和轴向引线电解电容，4 700 μF，35 V轴向引线电解电容（272-1022）也可以从RadioShack获取。要特别注意C7, C8，C9和C10都使用无极化电容， 因为使用该系统时电表和电容两端会有一个小的负电压。使用该电路（与W9DUU电路单元中的探测器电路相同）的许多电路单元中都使用了标准极化电解电容，但是至今还没有发现有什么问题。

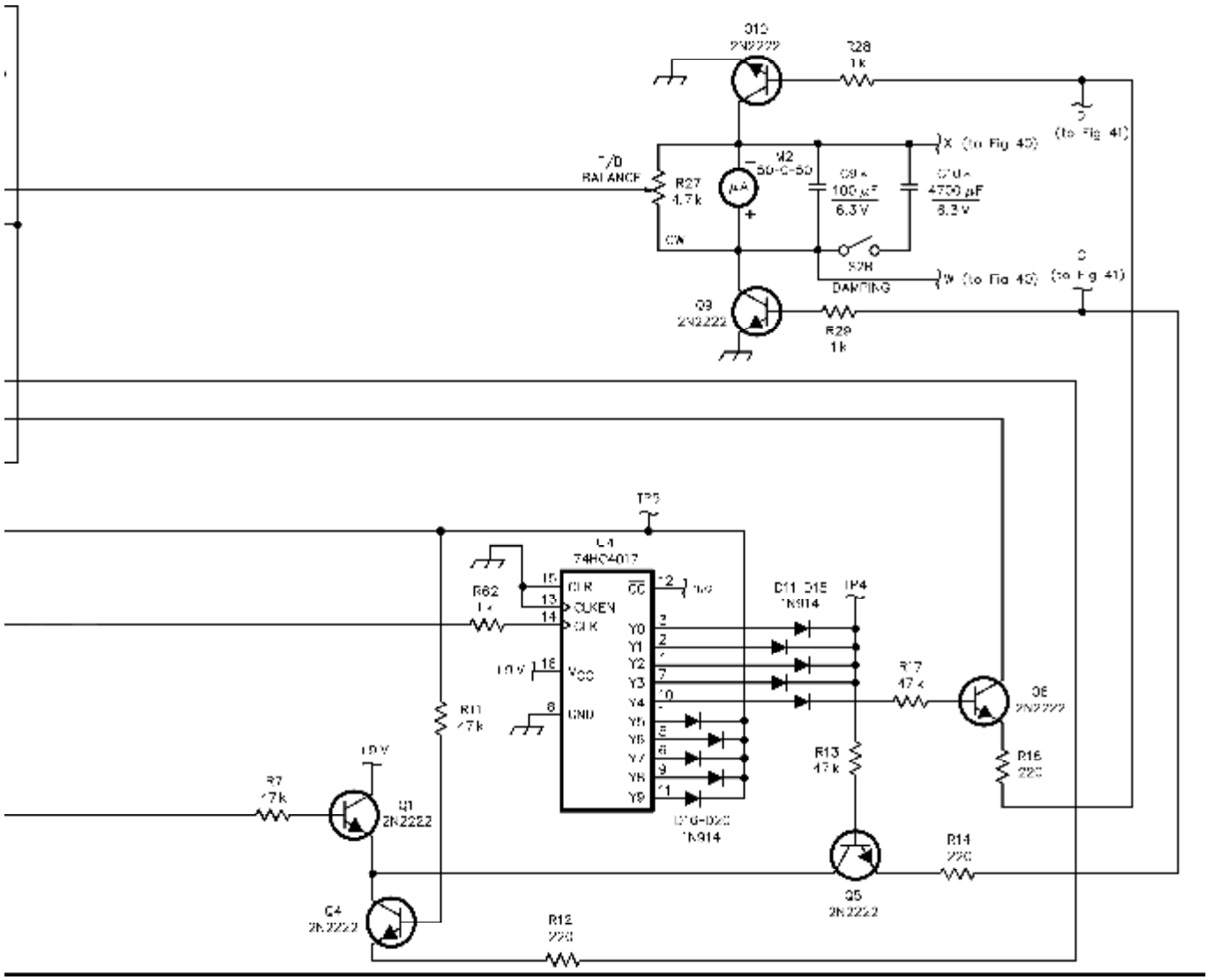
D1～D20—1N914硅开关二极管（276-1620或276-1122）

F1—2-A保险丝（270-1007）　LS1—8-W扬声器（扬声器）（40-245）　M1, M2—50 μA电流表，中间值为零，为可选器件。

Q1～Q10—MPS2222或2N2222 NPN通用硅三极管（276-2009）。

R1, R24, R27—4.7 kΩ（271-281）；注意：许多定值电阻都可以在RadioShack的电阻分类包271-308和271-312中找到。

R2, R12, R14, R16, R18—220 Ω（271-1330）



R3, R25, R26, R28, R29—1 kΩ（271-1321）
R4—100 kΩ微调电位器（271-284）
R5—10 kΩ（271-1335）
R6, R8, R21, R22—100 kΩ（271-1347）
R7, R9, R11, R13, R15, R17—47 kΩ（271-1342）
R10—1 kΩ微调电位器（271-280）
R19—25panel-mount电位器（271-265A）
R23—1 MΩ（271-1134）
R45—1.5 kΩ（part of 271-312 assortment）
S1—SPDT开关（275-325）
S2—DPDT开关（275-626）
T1—8 Ω～1 kΩ音频输出变压器（273-1380）
U1—LM317T, 1.5 A, 三端可调节电压调节器（276-1778）
U2—555定时器（276-1723）
U3, U4—4017十进制计数器（276-2417）
U5—LM741 op放大器（276-007）
Misc: 两个8针脚IC插座（socket：276-1995）；两个16针脚的IC插座（276-1992）；PCB（276-148） 或FAR Circuits提供的PCB套装；盒子；4副吸盘天线，同轴电缆，保险丝座（270-1281）。

14.15.3 检测器电路

检测器电路（再次回到图 14-39）的最前端是一个 OP 放大器 a741（U5），其功能是对接收机的音频输出放大，放大信号流入 R24 和 R27（4.7 kΩ可变电阻）。连接到 R24 和 R27 两端的 50-0-50（μA）电流表是可选的。这两台电流表和 LED 指示灯可以用来指示信号来自哪一个方向。这种电流表一般比较贵——除非你能找到积压产品——并且事实上不使用这两台电流表也没有关系。

左/右天线工作时，R24 通过 Q7 或 Q8 接地。Q7 导通时 Q8 不导通。一个脉冲来到，左/右天线中有一副处于开启状态，此时 R24 的某一端接地；下一个脉冲来到，两副天线中的另一副开启，R24 的另一端接地。如果左/右两副天线接收到的信号有相位差，R24 两端将存在一个直流电压。该电压使用图 14-41 中的比较器 U7 点亮 L/R LED 方向指示灯 DS3（红色）或 DS4（绿色）。如果电路中使用了左/右指示电流表，可根据它的偏转来确定信号的方向，与 LED 指示灯作用相同。

循环 25 周后，左/右天线都关闭，进入前/后天线切换周期，同样要切换 25 次，检测过程与左/右天线类似，如果前/后天线接收到的信号之间存在相位差，R27 上将产生一个直流电压，该电压通过比较器 U6 点亮 DS1 或 DS2。

C9 和 C10 用于前/后检测器中，C7 和 C8 用于左/右检测器中，其作用是防止电压受多径接收效应的影响出现浮动——称之为阻尼电容。S2A 和 S2B 用于控制两个 4 700 μF 电容的接入或接出。当你行驶在多径传输效应（由建筑物发射引起）比较强的地区时，你当然希望能最大程度地对其加以抑制。此时借助前面提到的电容可获得比较好的抑制效果。

14.15.4 结构

原型板使用 RadioShack 的 pad-per-hole 板制作而成。不过使用 PCB 的话组装起来要快得多（Far Circuits 提供印制电路板制作业务：www.cl.ais.net/farcir）。除了可选电流表和无极化电容，大部分元器件都可以从 RadioShack 获取。

首先安装供电电路——由车载电源或其他 12 V 电源供电。将 12 V 电源连接到测向仪，调节 R1 使 U1 的输出为+9 V（你可以直接使用 9 V 的电池作电源，那么就不需要该供电电路了，不过此时你最好准备好备用电池）。

安装 U2 及其相关元器件。开启电源并合上 S1，此时在 TP1 上产生一个脉冲序列。如果你有脉冲计数器，观察脉冲计数器并调节 R4 直到 TP1 处的脉冲频率为 2 200 Hz。如果没有脉冲计数器，可以将 TP1 通过一个 0.1 μF 电容连到耳机或一个小型扬声器上，调节 R4 直到听到的声音频率为 2 kHz 左右。然后调节时钟频率使电路工作在接收机的通带范围内。

断开 S1 和电源。安装 U3 和与它相连的二极管。U3 的 12 脚暂时不需要连接。开启电源并合上 S1，TP2 和 TP3 上将出现两列交替（相位相反）的脉冲，脉冲频率 1 100 Hz。如果你有双踪示波器，你可以观察到这两列脉冲。如果只有单踪示波器，将 TP2 和 TP3 同时连接到示波器的输入端，你将在示波器上看见一条直线，这是因为 TP2 和 TP3 的脉冲是交替出现的。如果没有示波器，也可以使用耳机或扬声器来观测，此时听到的声音频率是 TP1 处的一半，约 1 kHz。

断开 S1。安装 U4 和与它相连的二极管。U3 的 12 脚与 U4 的 14 脚相连。TP4 和 TP5 上交替出现的脉冲的宽度比 TP1 处宽 5 倍，因此其脉冲频率越位 44 Hz。关闭电源并断开 S1，安装其余的电路元器件。开启电源，在 A 和 B 点出现 25 个交替脉冲，接着在 C 和 D 处出现 25 个交替脉冲。可以使用示波器进行观测。

如果没有使用可选电流表，在 R24（左/右平衡电阻）两端接一台电压表，使用最小量程档，此时 R24 的两端都没有接地。确保没有声音信号输入，调节 R24 直到它两端的电压为零。对 R27（前/后平衡电阻）进行类似的操作。如果使用了可选电流表，调节 R24 和 R27 直到流经两台电流表的电流为零。

关闭电源然后组装剩余的电路。确保上电但是没有音频输入，调节 R31，R33，R42 和 R44 使 4 盏 LED 灯（DS1~DS4）熄灭。下面的调节操作的目的是使红色和绿色的 LED 灯点亮——点亮时各自对应的 R24 两端的电压大小相等极性相反。移动 R24 的滑动端使 R24 两端出现一个小的正电压（可通过 R24 两端连接的电压表或可选电流表进行观测）。调节 R44（LED ADJ1A）和 R42（LED ADJ1B），使绿色 LED 灯在 R24 一端电压为正时点亮，R24 两端电压为零时熄灭。

接下来，调节 R24 使 R24 两端出现一个小的负电压，同时调节 R42 和 R44 使红色 LED（DS3）点亮。R24 两端电压为零时，DS3 熄灭，朝某个方向小幅度移动 R24 的滑动端可以点亮红色 LED 灯，反向移动滑动片可以点亮绿色 LED 灯。R24 两端电压为零时，红色和绿色 LED 灯都是熄灭的。

在 R27 两端连接电压表或使用平板电表（可选电流表）作为观测计。没有音频输入时，调节 R27 使 R27 两端电压为零。调节 R31（F/B LED ADJ1A）和 R33（F/B LED 1B）使 F/B LED 指示灯 DS1 在 R27 两端出现一个小的正电压时点亮，DS2 在 R27 两端电压为负时点亮。

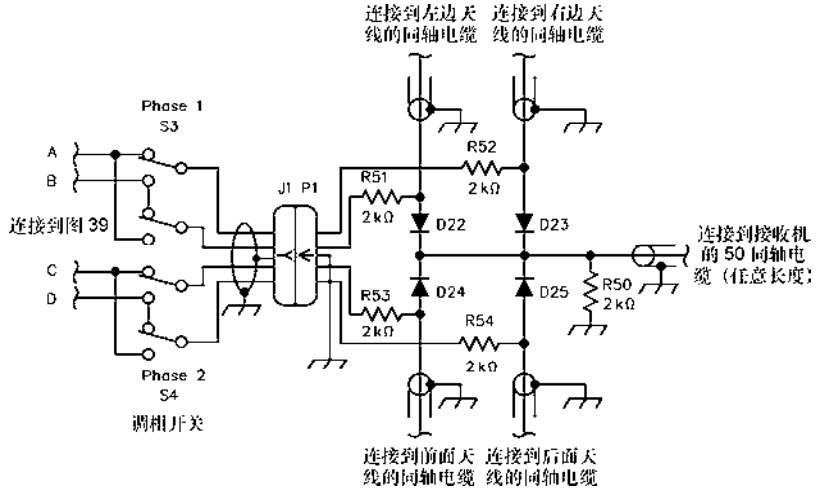


图14-40　天线开关板。括号中的器件编号指RadioShack相关器件。所有定值电阻规格都是1/4 W，5%误差。这些电阻可用同等规格的器件代替。

D22～D25—1N914硅开关二极管（276-1620或276-1122）

J1—6脚阴性（female）Molex连接头　（274-236或274-155）

P1—6脚阳性（male）Molex连接头（274-226或274-152）

R50～R54—2.2 kΩ（可在RadioShack电阻分类包271-308和271-312中找到）；也可以在（271-1325）中找到

S3,S4—DPDT开关　（275-626）

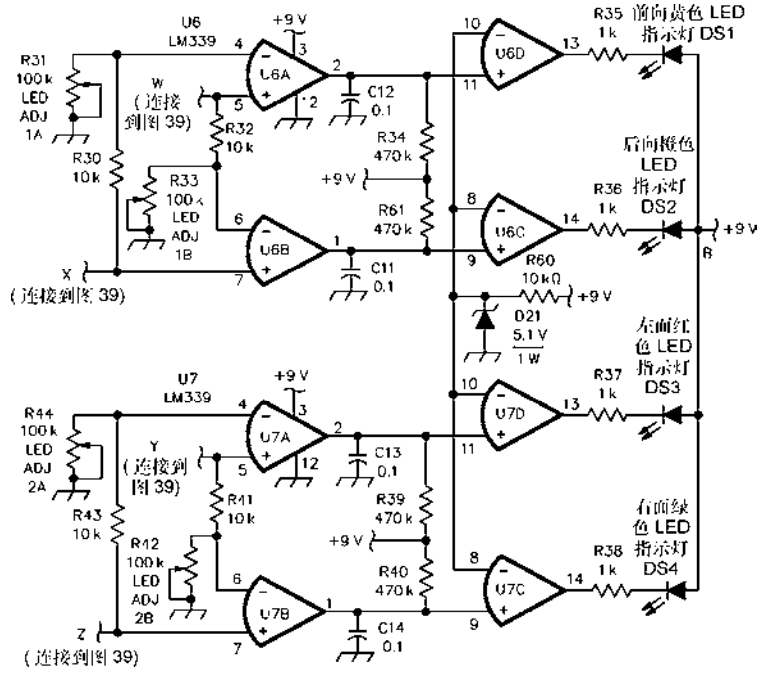


图14-41　LED驱动电路。括号中的器件编号指RadioShack相关器件。所有定值电阻规格都是1/4 W，5%误差。这些电阻可用同等规格的器件代替。

C11～C14—0.1 μF，25 V瓷片电容

D21—1N4733，5.1 V，1 W齐纳二极管（276-565）

DS1～DS4—LED；红色（276-066）；绿色　（276-022）；黄色（276-021）；橙色（276-012）

R30,R32,R41,R43—10 kΩ（271-1335）　　R34, R39, R40, R61—470 kΩ　（271-1354）

R35～R38—1 kΩ（271-1321）　　R31, R33, R42, R44—100 kΩ数字电位计（271-284　）

U6, U7—LM339四输入比较器（276-1712）　　Misc：14脚 IC插座（276-1999）

14.15.5 开关电路板

安装用于在 4 副吸盘天线之间进行切换的开关电路板（见图 14-40）。可使用半块 RadioShack 的双面 pad-per-hole PC 板（RS 276-148）作为安装平台。对这块板上所使用的引线的长度以及连接天线和开关电路板的电缆的长度要求非常严格，所以必须尽量避免在安装过程中绕线。

14.15.6 馈线

开关电路板与 4 副天线之间的同轴线的长度必须相等。同轴线的长度须满足：天线之间的最小间隔略小于 $l/4$（对应最低工作频率，一般认为同轴线最佳长度为 27.5 英寸，笔者试验后发现该长度满足要求，不过取其他某些长度值时系统也工作良好）。实验表明，如果把开关电路板装在车内，并通过 4 段 12 英尺长的电缆与天线连接，系统无法正常工作。

注意所用的同轴线的种类要相同，即不要有的使用泡沫介质的同轴线，有的使用实芯介质的同轴线。如果各同轴线的速率因子不相同，接收到的信号将会发生相移，此时即使发射目标就在眼前你也有可能找不到。

将从天线出发的电缆直接焊在板上——不要使用接插件。开关电路板和接收机之间可使用任意长度和类型的 50 Ω电缆。在接收机同轴线的末端装一个连接器，该连接器是与接收机的天线输入插座配套的。确保从主测向仪盒连接到切换开关板的屏蔽电缆足够长，可以够到 LRFB 盒和车顶。设计结构的时候要注意鞭状天线比较容易调整以适应不同的工作频率。

14.15.7 机械装配

将安装好的 PCB 固定在一个金属盒子里。你可采用安装原型板时使用的方法（见图 14-42 和图 14-43），此时应当注意：应保证在盒子外面可使用工具比较容易地对 R4 进行调节——只要在盒子的右边钻一个孔就可以了。LED 指示灯在前面板上呈菱形排列。指示左方的红色 LED 灯在左边，指示右方的绿色 LED 灯在右边，指示前方与后方的指示灯分别在顶部和底部。

将切换开关电路板用胶布包裹或置于一个不漏水的盒子中，其目的都是为了防水。4 副吸盘天线在汽车顶篷上呈菱形排列。每对天线之间的间隔应小于 $l/4$（对应工作频率，仿照 W9DUU 的设计，在作间隔限制时，取 *F*/*B* 或 *L*/*R* 为一对）。

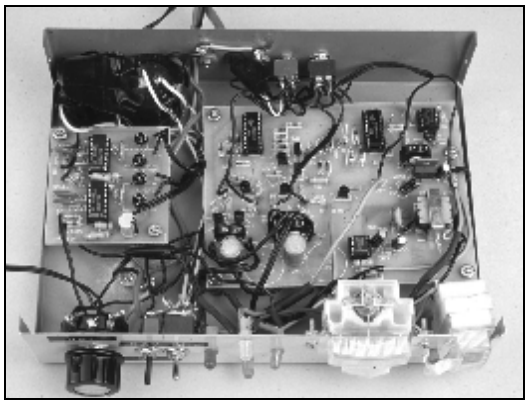


图14-42 放置在一个2英尺×8英尺×5¾英寸（HWD）的盒子中DF（测向）单元的内部结构。用于高度限制，两个4 700 μF的阻尼电容（C8和C10）没有安装在PCB上，而是安装在两块小PC板后面的面板旁边。两电容之一为4 700 μF的标准瓷片电容，另一只由5 000 μF, 6.3 V的无极化（双极的）电容并列而成，由电胶布包在一起。



图14-43 两个DPDT PHASE拨动开关安装在测向仪的后面板上。面板上孔上安装的索环可减少连接天线、直流电源的电缆和音频电缆所受的磨损。直流电源线配备有内置保险丝座和Jones阳性插头。一个六脚的Molex连接头（阴性，只使用了五脚）与4副天线相连。音频输入电缆的末端装有一只直径为1/4英寸的插头。

14.15.8 最后调试

最好从波长 2 m 波段开始。将工作波长为 2 m 的鞭状天线安装在天线基座上。天线系统装在车的顶篷上。将左右两幅天线的基座分别标记为 L 和 R，前后的标记为 F 和 B。

一种检测天线是否恰当安装的较好的方法是：用一个回形针夹连接 L 或 R 鞭状天线和它的基座，天线因短路而变短，L/R 电流表的指针将朝某个方向偏转，左方或右方 LED 指示灯将点亮。前/后天线的情况类似。如果在将天线变短的过程中，电流表的指针跑到了右边，这说明相位（PHASE）开关的位置不对。这取决于接收机中由音阶数决定的相位，每个音阶都可能引起 180° 的相移。

使用同轴线连接切换开关电路板和接收机——必须是 FM 接收机，AM VHF 或 AM 机载接收机都不满足要求。将接收机的音频输出端连接到 LRFB 盒的音频输

入端。如果使用的是无线电收发机，需要将话筒移除以禁止其发射功能。你不需要（不能）向开关电路板发射信号。

打开接收机，将 LRFB 盒调到接收状态——将 S1 掷到 RCV 端。R10 滑动端位于中间位置。此时只有一副天线开启，系统的测向功能被禁止。关闭静噪电路你将听到从 LRFB 盒的扬声器处发出的声音。转换到某一未使用的单一频段，并请你的朋友携带一 HT 站在汽车前面 20 英尺处，并将 S1 掷到 DF 端以关闭汽车中的接收机，此时 4 盏 LED 方向灯全部都是熄灭的。如果有一盏 LED 是点亮的，调节 R24 和 R27 使其两端电压为零，使 LED 熄灭，如果该 LED 仍然是亮着的，则需要重新调节 R31 和 R33，或 R42 和 R44，如前所述。如果天线已经连接恰当，4 盏 LED 全部熄灭，接收机没有音频信号输出，并且没有 RF 输入信号，那么一切就绪！现在开启接收机，并请你的朋友发射为接收机预设的波长为 2 m 的信号。一旦他开始发射信号，一盏或多盏 LED 将点亮。忽略 F/B LED 灯，只查看 L/R LED 灯是否点亮。如果右边的灯点亮，并且你朋友站在车子前方中心的右边一点，说明系统运行正确。然后让他在车子前面左右走动，你会发现如果他朝右走则绿色 LED 点亮，朝左走则红色 LED 点亮。如果情况相反，需要将 PHASE 开关 S3 的位置颠倒一下。

L/R 指示灯经验证工作状态正确后，让你朋友在 A、B 之间的区域移动（距车头和右面 10 英尺处为 A，距车尾和右面 20 英尺处为 B）。你会发现右边的 LED 始终是亮着的，当 HT 位于天线前方时，前面的 LED 点亮，当 HT 位于天线后方时，后面的 LED 点亮。如果情况相反，需要将 PHASE 开关 S4 的位置颠倒一下。

接收 HT 发出的信号时，调节 R4 使任一可选电流表或 R24/R27 两端连接的电压表（选取最小量程）的指针偏转最大。信号源前后左右移动时，仪表的指针将左右摆动，找出最大偏转值（当然，最大值取决于你使用的是哪一台电表，或哪一个电阻——R24 或 R27，电阻两端跨接有电压表）。如果 FM 接收机的音频通带改变，如果从 ICOM IC-27 切换到 ICOM IC-W2A 时，必须改变 U2 的主时钟频率。不过也可能遇到某些接收机不需要对 R4 进行调整。换用其他的接收机时，可能需要改变 PHASE 开关 S3 和 S4 的位置。对同一台接收机，频率从 UHF 变到 VHF 或从 VHF 变到 UHF 时，接收机的音阶数将发生改变，因此声音信号的相位也将改变。

14.15.9 音频级调试

断开 S2，使信号源位于右前方 45°方向上，调节 R10 使其中一台电流表满偏（或你使用的万用表），并能从扬声器中听到大小合适的声音。整个过程中注意调节声音控制旋钮，以保证信号幅度不会超过电路的承受范围。如果信号过大，电表不会偏转。从零到最大的过程中，电表的偏转逐渐增大（除非信号源在正前方或正后方/左方）。如果使用的是 HT 作信号源，电表将在音量旋钮位于最大值的 3/4 位置处发生最大偏转；如果使用的是移动平台，电表将在音量旋钮位于最大值的 1/2 位置处（或之前）发生最大偏转。R10 调节好后，将音量旋钮调到最大也不会使电表的指针朝零方向偏转。如果增大音量，电表偏转量反而减小，说明 R10 设置得太大。

使 HT 发射信号环绕汽车移动，观测方向指示 LED 灯的变化。在一个开阔的空间中，信号波长 2 m 时，LED 灯指示正确率高达 80%～90%。错判是由汽车的不规则外形所导致的多径传输引起的。要使方向图零点指向车子的正前方（L/R LED 都不亮）和天线的中心（F/B LED 都不亮），可以小幅度地调整 L/R 和 F/B 天线的位置。

频率为 440 MHz 时，重复上述操作。工作频段不同时，即使使用的是同一台接收机，也需要调整 PHASE 开关的位置。需要指出的是，工作频率为 440 MHz 时天线的总长不能超过 $l/4$，各天线阵元之间的间隔不能超过 $l/4$。工作频率为 440 MHz 时，LED 灯指示准确率不及波长为 2 m 时，由于汽车的不规则外形引起的多径传输显著的多。

14.15.10 猎狐（隐藏的发射目标）

出发之前，检查一下 LRFB 盒是否工作正常，将其调谐到发射信号频率，现在可以出发了。合上阻尼开关（衰减开关）以确保行使过程中指示计工作稳定。朝着方向指示计指示的方向继续前进。如果指示计连续 15～20 s 指向同一个方向，这可能就是目标所在的正确方向了——不过也有可能是山体的反射信号引起的，该反射信号作用很长一段距离，很可能产生误导。不使用天线也可以接收到信号时，说明离目标已经很近了。是时候下车，带上手持系统，步行去抓住狐狸了。

如果你换用了另外一台接收机，必须重新调节 R4 和时钟频率，因为接收机的音频带宽有可能不同——WA9BVS 有一次在追踪一个气球时就曾经忘了这一点导致非常可笑的结果。追踪带无线电发射机的气球时，由于气球相对于车顶的仰角很大，你所获得的读数可能会很混乱。可使用手持式八木天线对气球的位置加以校正，甚至可借助于一台简单的 buzzbox。

14.16 卷 尺 天 线

Joe Leggio（WB2HOL）设计了一种波束前后向比很大的天线用于追踪隐藏的发射机。它的方向图为无副瓣方向图，因此非常适合无线电测向（RDF）。使用简单的手工工具就可以得到这种波束，这已经多次实践证明过了。

WB2HOL 最初的设计要求是可以很容易地从车上取出或装进车中，因此他使用了钢卷尺天线，这种天线收放很容易，并且不需要另外的支撑。即使掉到丛林中，它也可屹立不倒。

WB2HOL 选择只使用 3 个阵元以避免天线大梁过长。他使用 Schedule-40 PVC 管，十字管和 T 形管来制作大梁和元器件的支撑，这些材料都很便宜，在任何一个五金店里都能找到。他使用一只简单的发夹作匹配器件，该发夹实际上就是一根弯成 U 字形的 5 英寸长的#14 实芯线。发夹两脚之间距离约为 3/4 英寸。调节好激励阵元两臂之间的距离（以获得最小的 SWR，在原型板上约为 1 英寸）后，在波长两米波段这里可以实现很好的匹配。

可以用剪刀在 1 英寸宽的卷尺天线阵元的两端进行斜切。因为切口很尖，所以要小心，避免受伤。可以用砂纸将尖端磨平一些，然后在阵元的端口处贴上电胶布保护。切割阵元时最好带上防护镜。具体尺寸如图 14-44 所示。

用 RG-58 同轴馈线在横梁上绕八圈即可形成一个扼流巴仑。线圈表面用黑色的聚氯乙烯绝缘带覆盖。注意：卷尺天线与馈线连接处的油漆要清除干净——大多数卷尺天线为了耐用都刷了寿命比较长的油漆保护。

也可以将馈线焊在天线两臂中间，但是要注意钢卷尺天线不太好焊，PVC 支撑架也很容易融化。如果你想将馈线焊在天线两臂中间，最好在将天线安装到十字架上之前上好焊锡。

除用焊接法连接馈线外，还有两种方法可选。一种方法就是在电缆的末端使用环形终端，然后将环形终端固定在自攻螺钉下或用 6-32 螺丝和螺母固定在在驱动阵元中间位置钻的孔中。不过使用这种方法后将不再能够通过将天线两臂向外和向中间移动来调整天线。

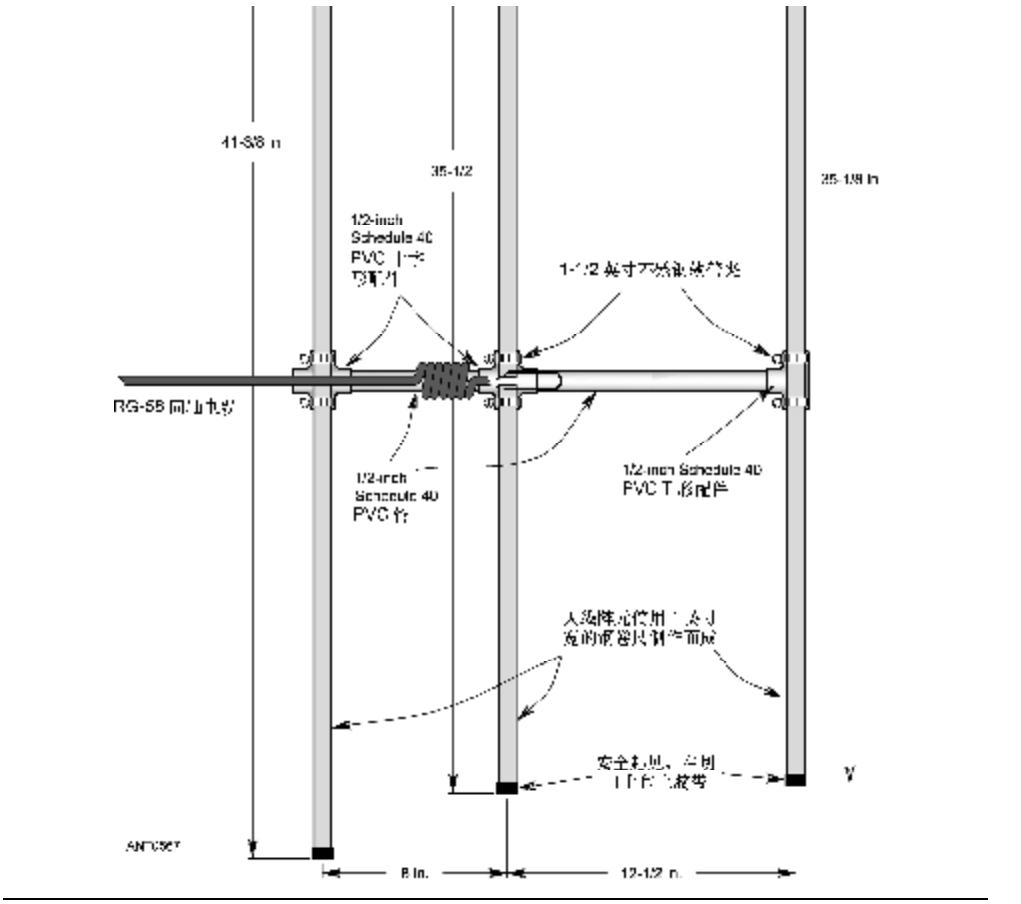


图14-44 卷尺天线。

最简单的方法是将馈线的末端夹在驱动阵元下面的软管夹中。这样虽然技术含量很低，却很实用。

WB2HOL 使用 1.5 英寸的不锈钢软管夹将激励阵元的两臂固定在 PVC 十字支架上。松开软管夹即可通过移动（向中间或向外）激励阵元两臂来改变阵元的长度以获得最小的 SWR。工作频率 146.565 MHz（当地发射机信号频率），两阵元间隔为 1 英寸时，测试得到的 SWR 为 1:1。图 14-45 中演示了如何使用软管夹将驱动阵元、发夹和馈线固定在十字支架上。

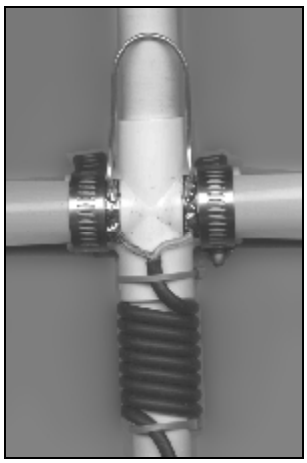


图14-45　使用软管夹将驱动阵元固定在PVC T形架上。发夹匹配线和RG-58馈线焊接在卷尺天线上。

有些人在引向器和反射器中的卷尺天线阵元和PVC十字支撑件之间加了橡胶水龙头垫圈，这样可以使天线阵元和十字配件之间的接触更好，天线系统的外观也更好看。如果没有使用橡胶水龙头垫圈，将阵元同十字/T 形配件紧紧地固定在一起时，反射器和引向器会有所弯曲。可以使用自攻螺钉代替软管夹，这不仅可以防止阵元发生弯曲，也可以避免天线系统像使用软管夹时那样高低不平。

该系统可用于猎狐、山顶、本地公共服务事业、户外、屋内阁楼上——几乎任何地方。SWR 可调整到非常接近 1:1。前后比也正如预期的那样。方向图中后方的零点很深，非常适合用来寻找隐藏的目标。

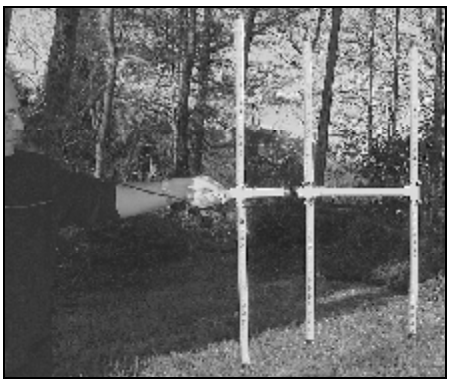


图14-46　装配完成的卷尺天线系统。

参考资料

有关本章主题的更多内容和进一步讨论可在下面的参考文献和第 2 章末尾列出的书籍中找到。

W. U. Amphar, "Unidirectional Loops for Transmitter Hunting," *QST*, Mar 1955.

G. Bonaguide, "HF DF—A Technique for Volunteer Monitoring," *QST*, Mar 1984.

D. S. Bond, *Radio Direction Finders*, 1st edition (New York: McGraw-Hill Book Co).

R. E. Cowan and T. A. Beery, "Direction Finding with the Interferometer," *QST*, Nov 1985.

D. DeMaw, "Beat the Noise with a Scoop Loop," *QST*,Jul 1977.

D. DeMaw, "Maverick Trackdown," *QST*, Jul 1980.

T. Dorbuck, "Radio Direction-Finding Techniques," *QST*,Aug 1975.

D. T. Geiser, "Double-Ducky Direction Finder," *QST*, Jul 1981.

D. T. Geiser, "The Simple Seeker," *The ARRL Antenna Compendium, Vol 3*, p 126.

N. K. Holter, "Radio Foxhunting in Europe," Parts 1 and 2, *QST*, Aug and Nov 1976.

J. Isaacs, "Transmitter Hunting on 75 Meters," *QST*, Jun 1958.

H. Jasik, *Antenna Engineering Handbook*, 1st edition (New York: McGraw-Hill, 1961).

R. Keen, *Wireless Direction Finding*, 3rd edition (London: Wireless World).

J. Kraus, *Antennas*, 2nd edition (New York: McGraw-Hill Book Co, 1988).

J. Kraus, *Electromagnetics*, 4th edition (New York: McGraw-Hill Book Co, 1992).

C. M. Maer, Jr., "The Snoop-Loop," *QST*, Feb 1957. M. C. Mallette, "The Four-Way DFer," *QST*, Nov 1995. A set of two PC boards is available from FAR Circuits for the "Four-Way DFer" project. 18N640 Field Ct, Dundee, IL 60118～9269, tel 708～576～3540 (voice and fax). Note:

No component pads for C15 exist. Mount C15 between U2 pin 5 and ground on the bottom (foil) side of the board. A PC-board template package is available from the ARRL free of charge. Send your request for the MALLETTE 4-WAY DFER, along with a business sizeSASE, to the Technical Department Secretary, 225 Main St, Newington, CT 06111～1494.

L. R. Norberg, "Transmitter Hunting with the DF Loop," *QST*, Apr 1954.

P. O'Dell, "Simple Antenna and S-Meter Modification for

2-Meter FM Direction Finding," Basic Amateur Radio, *QST*, Mar 1981.

Ramo and Whinnery, *Fields and Waves in Modern Radio* (New York: John Wiley & Sons, 1944).

F. Terman, *Electronic and Radio Engineering* (New York: McGraw-Hill Book Co, 1955). *Radio Direction Finding* , published by the Happy Flyer,1811 Hillman Ave, Belmont, CA 94002. For more information on direction finding, see *The ARRL Handbook* and *Transmitter. Hunting: Radio Direction Finding Simplified*, by Joe Moell, KØOV, and Thomas Curlee, WB6UZZ. These books are available from your local dealer or can be ordered directly from ARRL.

第 15 章

便 携 天 线

便携天线这个词也许会让许多业余无线电爱好者想起那些可以拆解并装到背包、手提箱或高尔夫球袋等里面，便于拿到一些偏僻的地方去使用的组装天线，或者会让人想到那些比较大一些的阵列，拆解后可以用小卡车拉到户外通联的地点，并能很快在临时支架上再被搭建成功。便携天线具有多种多样的外形和尺寸，并且在任何业余频段上都能使用。

严格地讲，“便携天线”这个词只是“方便运输的天线”的意思，指那些可以移到某些工作地点（通常是临时性的）使用的天线。因此，在运输过程中便携天线并不工作，这有别于移动天线。后者被专门设计应用于移动环境。当然，这并不意味着移动天线不能用在户外通联上，而是说真正的便携天线是为了便于携带和搬运而设计的，能够更快地重新组装通常是其中的一个设计要求。这一章介绍了几个为了便携而设计的天线。其实当中的许多天线可以用于固定架设以便更长久地使用。

在户外通联的时候，可以有多种方法来架设天线。对于线型短波天线，通常可以用操作点附近的大树来支撑。也可以临时竖起一根轻巧的天线杆。经过拉索适当地固定后，铝制伸缩梯就可以用来当作户外通联的天线杆了。类似的天线支撑杆在第 22 章有讨论。

15.1 一种用于短波户外通联的简易双芯线天线

一段任意长度的导线，甩到树上，再用天线调谐器进行末端馈电，就构成了经典的短波便携天线。虽然小功率的天线调谐器可以做得很紧凑，但是每增加一个额外的必需组件都会让户外通联变得不是那么简易方便。对感兴趣的频段，可以使用谐振式阻抗匹配天线来简化电台的架设。也许 50 Ω或 75 Ω同轴中心馈电的半波振于天线是这一类天线中最简单的一种了。不幸的是，RG-58、RG-59 或 RG-8 电缆对背包族来说真是又大又沉。而 RG-174 这些细一点的电缆损耗又太高。

为了解决同轴电缆过重的问题，Jay Rusgrove（W1VD）和 Jerry Hall（K1TD）用重量很轻的电视双芯扁平馈线开发出了一种实用的折合振子天线。这种偶极子天线的特征阻抗是 300 Ω，但是可以很容易地变换到 50 Ω。变换的办法是在离馈线输入端一定的距离处放置一个呈容抗的集总元件。图 15-1 展示了这种双芯线制作的偶极天线的结构，并给出了关键的尺寸。

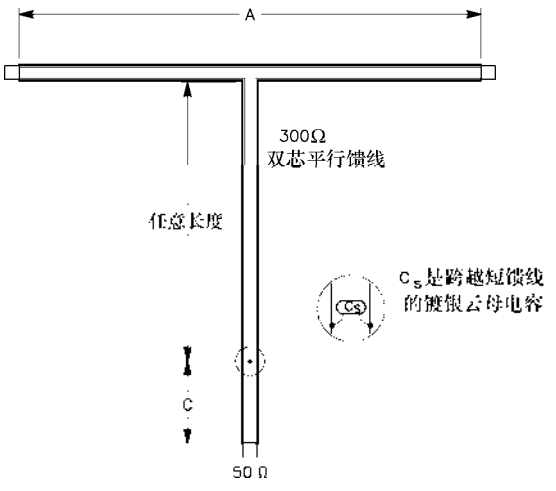


图15-1 双芯线天线是一种很出众的便携天线，很容易匹配到50 Ω的设备。详见正文和表15-1。

正如图中显示的那样，可以用一种镀银云母电容来作

电抗元器件，也可以用一小段终端开路的双芯短馈线来代替，但这段线在接入双线上时，要和传输双线成直角。终端开路线作电容的好处是可以很容易地调整系统的谐振频率。

短波频段的双芯线振子天线的尺寸和所用电容值如表 15-1 所示。

为了保持馈线的平衡，需要在馈线的末端加上一个 1:1 的巴伦。对于大多数装在背包里的低功率天线来说，平衡并不重要，双芯馈线可以直接接到同轴电缆的外接头上——一根线接到中心触点上，另一根线接到外壳上。

由于辐射部分被折叠缩短这个传输线效应，折合振子表现出来的带宽要比单根导线振子的宽一些。这里介绍的天线带宽并没有标准折合振子的那么宽，因为这里的阻抗变换机制是有频率选择性的。然而它的带宽已经足够了。例如，一副 14.175 MHz 这样的天线会在整个 14 MHz 频段呈现出小于 2:1 的 SWR。

表 15-1　双芯线振子天线的尺寸和所用电容值

频率（MHz）	长度 A	长度 C	C_s（pF）	开路短线长度
3.75 MHz	124′ 9½″	13′ 0″	289 pF	37′ 4″
7.15 MHz	65′ 5½″	6′ 10″	151 pF	19′′ 7″
10.125 MHz	46′ 2½″	4′ 10″	107 pF	13′ 10″
14.175 MHz	33′ 0″	3′ 5½″	76 pF	9′ 10½″
18.118 MHz	25′ 10″	2′ 8½″	60 pF	7′ 9″
21.225 MHz	22′ ½″	2′ 3½″	51 pF	6′ 7″
24.94 MHz	18′ 9″	1′ 11½″	43 pF	5′ 7½″
28.5 MHz	16′ 5″	1′ 8½″	38 pF	4′ 11″

15.2　拉链线天线

拉链线在五金店和百货店里很容易买到，并且也不贵。拉链线是个绰号，指那些用在电灯和其他小应用中的并行电线，有棕色或者白色的绝缘层。里面的导线通常是#18 的绞合铜线，当然也有更粗的。拉链线很轻，并且很容易加工。

因此，拉链线既可以用来做应急用偶极天线的传输线，又可以做它的辐射器。Jerry Hall（K1TD）在 1979 年 3 月的 QST 杂志上提到过这种做法。很简单把拉链线的两根导体拉开一段长度，使其能在工作频率上产生谐振，也就形成了拉链天线的辐射器。偶极振子的初始长度可以通过公式 $L=486/f$ 算出，其中，L 是长度，单位为英尺，f 是频率，单位为 MHz（只要拉开这个公式计算出来的长度的一半就行了，因为双芯线的两根线分别构成了偶极振子的两臂）。拉开的导线上留下的绝缘层会有一些负载效应，所以为了达到在目标频率上的精确谐振，还有一些长度调整的工作要做。

在架设的时候，你可能要在振子的馈电点打一个电工结，如图 15-2 所示。这是一个平衡的结，可以避免天线的传输线部分被振子悬挂所产生的张力所拉开。这样，如果有一根足够长的拉链线来既做辐射器又做馈线，就可以完成一根直至天线的输入端为止都不用焊接的天线。

完美主义者可能会争执说在馈电点的结会带来阻抗失配或者其他并发问题。但到了下一节就会清楚地知道，这是不需要着重考虑的。可以在偶极振子的两端打两个“松 8 字”结（或者它的变种）并使用棉绳可以悬挂起整副天线。这样，你就做出了一个可以用来做便携应用或者紧急使用的轻便、低成本天线。

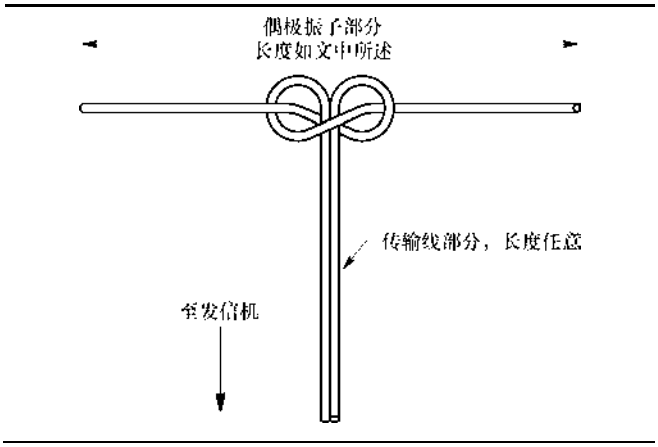


图15-2　电工结，经常用在灯座里和使用电木夹子的地方，也可以用来防止拉链线天线的传输线部分被振子悬挂时产生的张力所拉开。打这种结的时候，先把右边的导线绕成一个环，再从没有分开的拉链线的底下绕到左边。然后把原来左边的导线从刚绕到左边的那根线底下绕过去，直到没分开的部分的上方，最后从刚才做成的环里穿过去。边拉紧两根振子线边调整绳结以使其对称。

但拉链天线的效率怎么样呢？既然这些材料这么容易弄到并且那么容易架设，把这种天线用在更加固定的场合会怎么样呢？经过粗略的测试，拉链线很像 72 Ω的平衡馈线，它是否也能用呢？

15.2.1　拉链线用作传输线

为了确定拉链线用作射频传输线时的电气特性，在 ARRL 实验室，用射频电桥对一卷 100 英尺的拉链线进行了测试。确切地说，拉链线应该叫平行电源线更合适。被测品是伊利诺斯州罗克福德市的 GC 电子公司制造

的，标号为 18，棕色，塑料绝缘类型 SPT-1，GC 线缆编号为 14-118-2G42。毫无疑问，不同厂商的类似电缆在电气特性上会有轻微的差异，但这里提供的结果都是比较典型的。

经过测试，拉链线的特征阻抗在 10 MHz 时为 107 Ω，在 15 MHz 后为 105 Ω了，而在 29 MHz 后其值还要稍低一些。在整个短波段的平均值为 105 Ω。测得拉链线的速度因子为 69.5%。

但有谁会需要 105 Ω的馈线呢？尤其是在给偶极子馈电的时候。在自由空间中，偶极子在馈电点的阻抗是 73 Ω，当离地面的高度在不超过 *l*/4 处这个阻抗还会更低。比如，一副离地面 35 英尺（约 10.7m）的 80 m 波段偶极天线的馈电点阻抗为 35 Ω。因此，对于谐振天线，用拉链线做的传输线的驻波比将达到 105/35，即 3:1，在某些情况下甚至会更高。对于所使用的发射机类型，电台设备也许很难达到拉链天线系统的负载工作要求。

还有更糟糕的事情——线路损耗！图 15-3 显示了每百英尺的线路损耗（dB）和频率的关系。该曲线假设传输线是理想匹配的（也就是说在终端看到的负载是 105 Ω）。

对于馈电线，1 dB 左右的损耗是可以接受的，因为接收机对于 1 dB 的信号强度变化几乎是检测不到的。但对 1 dB 以上的损耗就要小心了。记住，如果总共有 3 dB 的损耗的话，那么有一半的功率是被用来加热传输线了。当有驻波存在的话，图 15-3 显示的损耗会更加多（请看第 24 章“传输线”）。麻烦的是，你无法使用 50 Ω或者 75 Ω的驻波比侧量仪来准确测量拉链线的驻波比。

由此我们可以得知，在 80 m 波段，100 英尺左右的拉链线传输线还是可以接受的，而 40 m 波段则为 50 英尺。对于更长或者更高频率，损耗就非常可观了。

15.2.2 拉链线作辐射器

许多年以来，爱好者们通常直接把家用铜线支起来就当天线辐射器了，免去了剥掉其绝缘塑料的烦恼。除了前面提到的绝缘层负载效应外，没有注意到有绝缘层时的性能会有什么变化。而绝缘层还起到了对气候环境的防护作用。这些同样适用于单根拉链线的情况。

有绝缘层包着的辐射线和两根平行导体的情况并不是一样的，后者在两根导体之间会存在非传导性的漏电路径。对于平行线来说，正是这种漏电流造成了线路的损耗。漏电流是由两根相邻线之间的电势差引起的。相比之下，如果每根辐射线都附有绝缘层，那么通过其间的漏电流会非常小，因此这样的辐射器效率也会变高些。

紧要情况下，在 160 m、80 m、40 m、30 m 或者 20 m 波段都可以用拉链线天线进行通信的。但对于更高的频率，特别是馈线又比较长的时候，系统的效率就会非常低，让人怀疑还值不值得这样做。

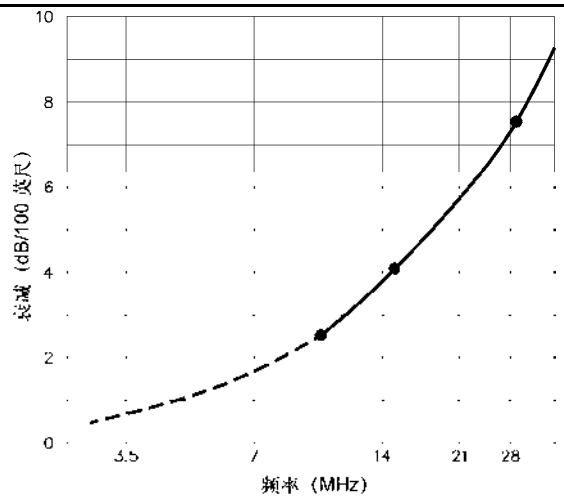


图15-3 在射频的拉链线当作传输线时每100英尺的衰减分贝数。我们只在图中标出的3个黑点的频点处进行了测量，但经推测后，曲线被连接并外延，以覆盖整个短波业余频段。

15.3 树吊式地网天线

树吊式垂直极化天线听起来也许不太靠谱。这样也行吗？也许工程学上并不建议这么做，但是这种天线花费不多，也不显眼，并且能用。Chuck Hutchinson（K8CH）在 1984 年 9 月的 QST 杂志上描述了这种天线。

这种天线本身是非常简单的，如图 15-4 所示。一根 RG-58 的电缆一直连到天线的馈电点处，并固定到一个陶瓷绝缘体上。两根径向电线在这里和同轴线的外层编织网焊接到一起。另外的一根导线形成了辐射器。辐射线的顶端悬挂到树枝或者其他方便的支点上，这样就能把天线的其他部分也挂起来了。

图 15-5 给出了这种天线的各种尺寸。天线的 3 根线都是 *λ*/4 长。由于高于 35 或者 40 英尺的临时支点很难找到，这样就限制了这种天线只能适用于 7 MHz 或者更高频段的户外通联了。对于倒 L 结构的辐射器，如果你能在通联地点解决由此带来的架设难题的话，在 3.5 MHz 上也许可以带来令人满意的效果。

树吊式垂直天线的想法也可以用来给固定台架设一个隐秘的天线。可以挖出一些浅沟来把同轴馈线和两根径向线埋起来。辐射器本身是很难被看到的，除非你站到了树边上。

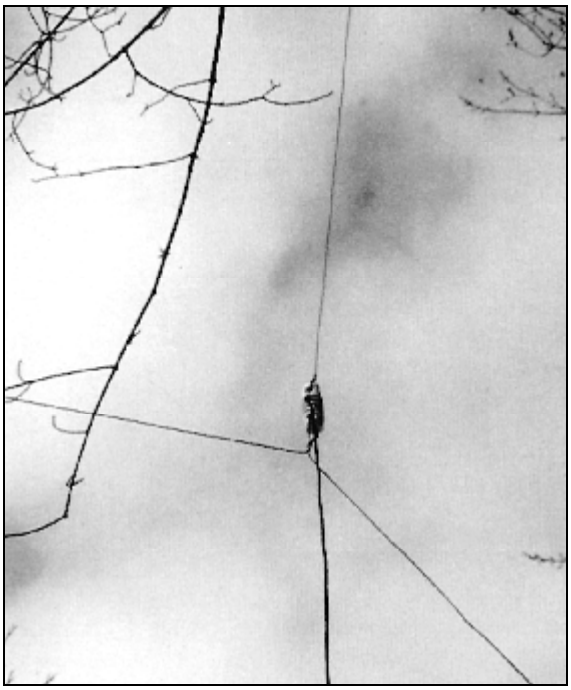


图15-4　树吊式垂直地网天线的馈点。两根径向支线的两端可以系到树桩或其他便利的地方。

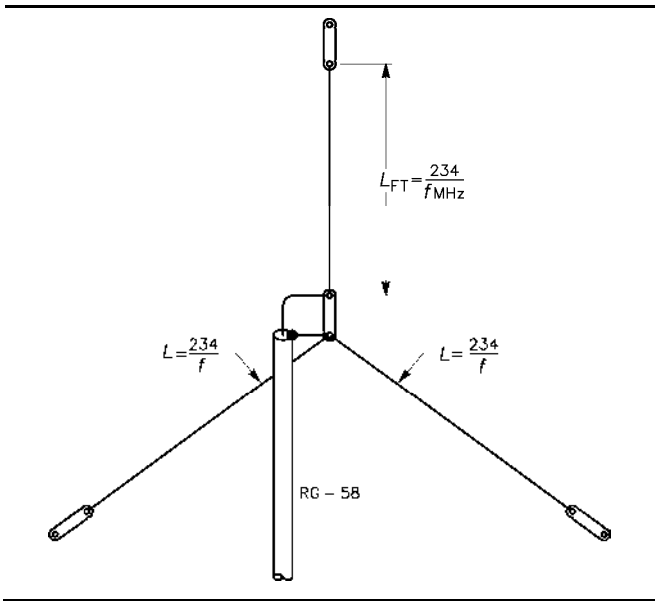


图15-5　树吊式垂直地网天线的尺寸和构造。

15.4　用于 80～2 m 波段的便携偶极天线

Robert Johns（W3JIP）在 1998 年 8 月的 QST 杂志上描述了这种可用于 80～2 m 任意波段的偶极天线。这种偶极天线的一半是加感的铝管，它可以在 4～11 英尺调整，这要看有多少空间可供使用。另一半是可以根据需要被拉出的绝缘软线。铝管是由附着在一把长木工钳上的旗杆支架来支撑的。木工钳几乎可以将天线夹到任何地方：窗沿、扶手、椅子或者柱子。如果没有可以夹天线的地方（停车场或者海滩），可以像图 15-6 那样把木工钳夹到两根木头上做成三脚支架。

安装上的灵活性来源于那个大的木工钳。电气上的灵活性来源于一个可调整的大线圈，它可以很方便地使铝管谐振在很多波段上。这个线圈是用 RadioShack 公司的 8 号铝制地线绕制的。绕制用的线模是来自家得宝公司或者大型管件供应商店的 4 英寸苯乙烯水管联接器（外径 4½英寸）。一个可活动的抽头调整线圈的电感，使垂直铝管谐振在期望的波段上。天线的软线部分在每个波段上都略小于 $l/4$。把软线悬挂起来，或者散放到灌木丛中，以使它离开地面。

15.4.1　结构

18 英寸的木工钳（有时候也叫杆夹，比如 Jorgensen 公司 3718 号产品）和配有 3/4 英寸杆子的旗杆支架是很常见的五金器具。用 1½英寸长、1 英寸粗的 PVC 管把旗杆支架和钳口隔离开来（见图 15-7）。在 PVC 管上锤几下，使它和端部的钳口形状吻合。用一个接地夹（用于 1/2 或 1 英寸导管的）把旗杆支架固定到 PVC 管上。接地夹带了 1/4 英寸的螺钉，需要把旗杆支架上的孔扩大一点才能放得进去。有些旗杆支架上面有完整楔子，作者在他的作品里把它锤平了。



图15-6A　便携天线可以固定到房子、走廊、院子等四周的许多地方。

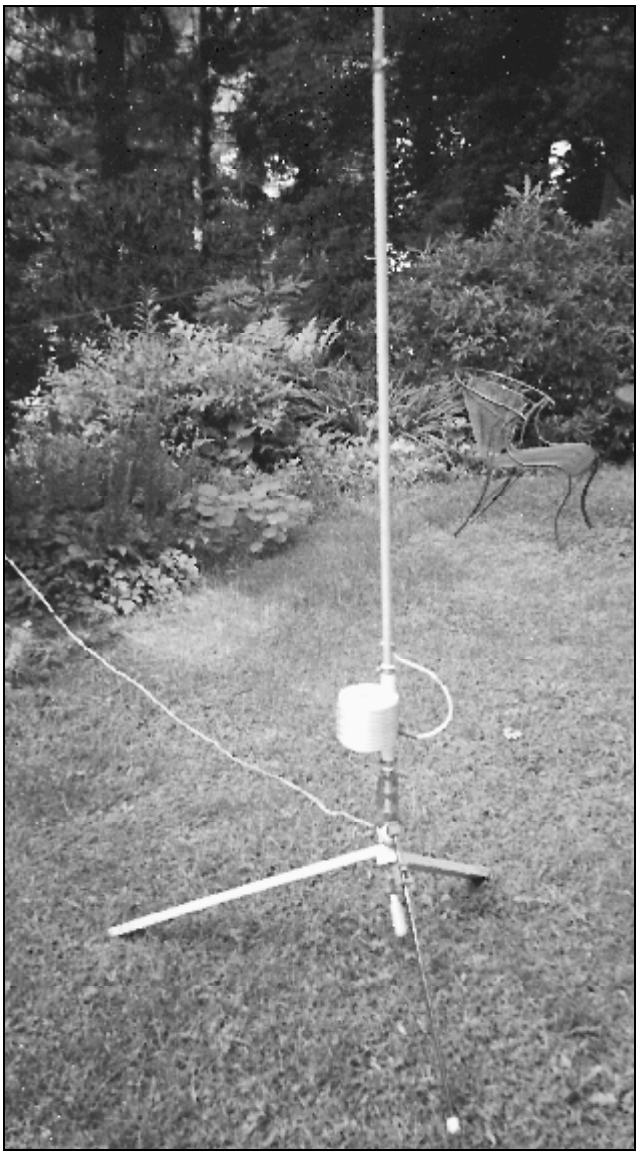


图15-6B　简易落地式三脚支架。

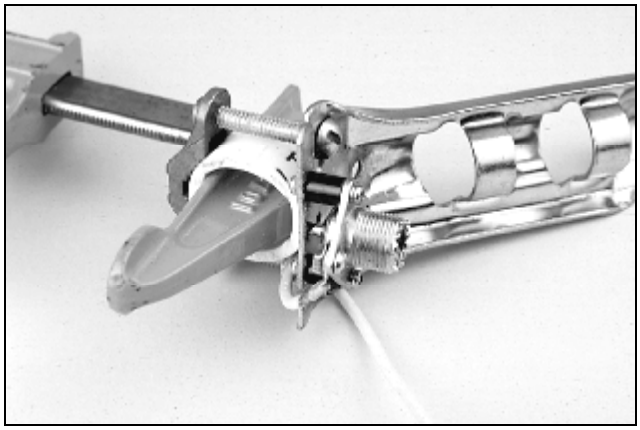


图15-7　支撑铝管的旗杆支架被夹到长木工钳上，但是要用一段1英寸口径的PVC管绝缘开。在旗杆支架上面装上一个同轴电缆接头，并把加感线圈连到这个接头上。

用 RadioShack 公司的绝缘铆钉（276-1381）将一个型号 SO-239 的底盘连接器安装到旗杆支架上。绝缘铆钉将 SO-239 中心销紧紧地压到了旗杆支架的表面，不需要额外的连接了。其他的紧固件可能会需要另外将同轴线的芯导体连接到旗杆支架上。把卷着的软线的内线头在铆钉上绕一圈后再焊到一个环型线端上，然后放到一个用于将 SO-239 法兰固定到铆钉上的螺钉下面。

用来作三脚架用的 1 英寸×2 英寸的两根木脚各自长 30 英寸。用 1 或 1¼英寸长的螺钉将它们的一端固定到一起。为了使螺钉头和螺母不影响到木工钳的钳口，需要使用暗钉眼把它们埋起来。

15.4.2　铝管单元

你可以用 3 段可伸缩式铝管（分别是 3/4、5/8 和 1/2 英寸的管，壁厚 0.058 英寸）来制作这个单元。为了重量更轻且易于加工，作者选用了更薄的管子。一段 45 英寸长的 3/4 英寸管子刚好和旗杆支架匹配。他选这个长度的原因是它加上旗杆支架的长度刚好是 6 m 波段的 1/4 波长。顶部的两根管子都是 5/8 英寸的，是通过将 7 英尺长的系晾衣绳的铝杆切成两半得到的。它们通过一个 1/2 英寸铜管的铜套（内径 5/8 英寸）被联结到一起的。用螺钉将这个铜套固定到其中的一根 5/8 英寸铝管上，在铜套的剩下一端开一个槽。剩下的一根 5/8 英寸铝管将被套到那里并用一个软管夹裹紧，如图 15-8 所示。

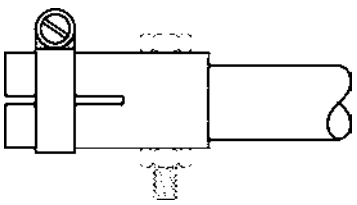


图15-8　两段5/8英寸铝管的连接处是用一个1/2英寸铜管的铜套做的。铜套一端用螺钉和一根铝管连上，另一端用软管夹固定。

一根 5/8 英寸铝管嵌入到 3/4 英寸铝管中，可以提供一个连续可调的单元长度，约从 4 英尺到 7½英尺。如果两根 5/8 英寸铝管接到一起用，这个范围将扩展到 7½到 11 英尺。

15.4.3　加感线圈

加感线圈是 12 匝裸露的铝线，每匝之间留了空隙，以排满 3½英寸长的水管联接器。在线模的两端钻几个 9/64 英寸的孔，用来固定线圈两端的线头（见图 15-9）。绕线时，把线穿过线模约 4 英寸长，弯成锐角，然后往远离最近安装孔的方向开始绕线。在线模上绕 12 匝，只要大致把每一匝间隔开就行了。在线的末端留约 4 英寸

做引导线头，把它穿过线模上的另一个孔。把线拉紧一点，能多紧就多紧，然后把线在穿入线模的地方也弯成锐角。匝与匝之间的距离要相等，但也不要过分讲究。线拉紧后间距自然就被固定了。

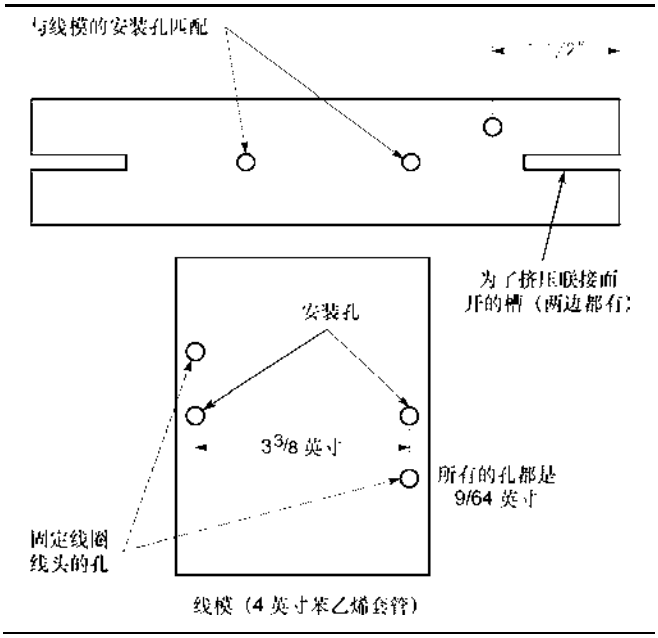


图15-9　苯乙烯水管连接处以及¾英寸PVC管子上要钻的孔。为了给#6-32的螺钉留下空隙，所有的孔直径都是9/64英寸的。离一端1½英寸的孔是用来拧上一个螺钉来当限位器用的，以防止天线的铝管滑动太多。固定线圈线头用的孔要尽量离线模的安装孔远一点，以免线缠到3/4英寸的PVC管上。

用螺丝起子或者尖嘴钳的钳口插到一匝线圈下面，把线撬离线模的表面，这样线圈就被拉紧了。在什么地方撬都可以，不过最好在背面避开安装轴的地方。在每匝线圈上都这么撬一下，以消除任何的松弛，使每匝都固定牢靠。任何时候如果线圈松了，只要用螺丝起子重新拉紧就行了。如果你愿意，可以用环氧类粘合剂或者线圈专用胶把每匝线圈粘在原处。为了不影响连接到线圈的夹子，只用少量的胶水就行了。

线模是固定到一根 9 英寸长的 3/4 英寸 PVC 管子上的（见图 15-9 和图 15-10）。它的内径要比 3/4 英寸的铝管粗一些，但是通过对 PVC 管开槽再用软管夹裹紧就能把铝管可靠地固定住了（用宽锯而不是钢锯来开槽）。用#6-32×1½英寸的螺钉把线模固定到 PVC 管上。把一根 5 英寸长的 3/4 英寸铝管永久性地连到组装好的线圈的一端，然后插入旗杆支架上。线圈的一端就连到这根短铝管上。在一些硬物体上把线头锤平，然后在上面钻一个 9/64 英寸的孔，再用一根#6-32×1 英寸的螺钉把它固定到短铝管上。把螺钉拧紧，直到 3/4 英寸短管开始变平。这就使铝和铝的联接处保持一个压力。

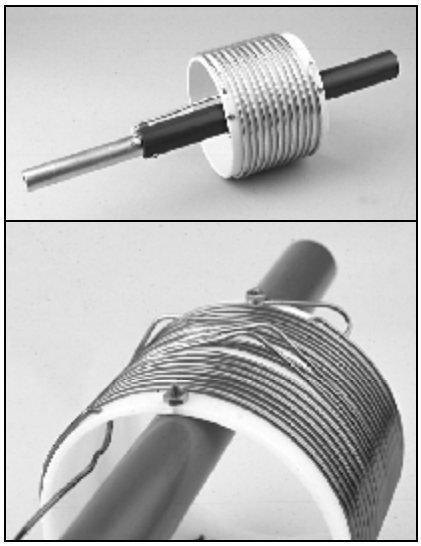


图15-10　上图是一个覆盖了20 m、30 m、40 m波段的加感线圈。PVC管一端的那根短铝管插到旗杆支架上，另一端则是用来插放铝管单元的。单元和线圈之间由导线和夹子连接起来。下图则是为了让天线工作在80 m波段上而使用的加感线圈。它会被固定在旗杆支架上，而把40 m波段的线圈和铝管单元也将会嵌入到上面。

把铝管单元插到这个组装好的线圈的另一端。这个连接处的软管夹只要裹紧到铝管单元刚好紧贴着插入时就行了。

一根 12 英寸的带夹引线将铝管单元和线圈连接起来。在离 3/4 英寸铝管单元底端 3 英寸的地方把引线不带夹子的一端用螺钉固定住。虽然许多鳄鱼夹都适合这个加感线圈的匝间距（大约 3/16 英寸），但是制作者 W3JIP 选择了一种全铜的夹子（Mueller 的 TC-1）。他把大部分夹口都切除掉了，这样就只有靠近夹子转轴的那部分咬住了线圈。经实践这种短吻夹能夹得非常紧。

15.4.4　软线和线轴

天线的下半部分是一段工作波段上 $\lambda/4$ 长的绝缘导线。这段线是从线轴里抽出来的，线轴里剩下的部分构成了一个电感但并不增加多少天线的电长度。你可以在家得宝公司买到绕制在塑料线轴上、50 英尺和 100 英尺长的#12 和#14 绞合绝缘铜线（见图 15-11）。把一段 1/2 英寸木柄插进线轴里，形成一个把手并可以当轮轴。套上线轴后，在线轴的任一端给木柄加固螺钉，使其固定牢靠。在线轴的凸缘上钉上一根一英寸长的螺钉，做成一个手摇曲柄。

作者用电胶布和记号笔给绕在线轴上的线做了标定。每英尺有一个标记（用永久性记号笔做的），每 5 英尺有一个黑色的旗标，每 10 英尺有一个更长的彩色旗标。如果愿意的话，你尽可以标示好每个波段要用的长度。

一定要防止线从线轴上散开，特别是吊在窗户上使用的时候。强力橡皮带可以派上用场，但是不长久。更好的

东西是小的蹦极绳圈，带结的更好，容易抓紧。把蹦极圈套到绕轴上，扭半圈后再套到绕轴的另一端上（见图 15-11）。

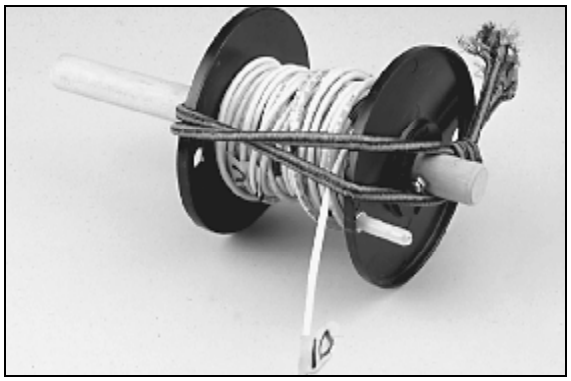


图15-11　线轴，有木轴（把手）和盘线用的小把手。为了防止线从线轴里散开，给线轴套上了一截蹦极绳。

15.4.5　操作

表 15-2 列出了各种波段下的铝管长度、软线长度和线圈的引出点。当表中线圈的匝数是 0 时，就不需要线圈了。在除了 6 m 的所有波段上，你可以用那个夹子来简单地把线圈旁路掉，线圈多出来的部分只会把频率稍微降低。但在 6 m 波段，线圈必须去掉。由于拉出来的软线的位置会对设置有很大的影响，所以表中给出的数据只是一个初始值。表中的数据是在软线散放在矮树丛和花圃上、离地 1～3 英尺时测得的。如果软线平放到地面上，天线也还是可以工作的，不过拉出的软线长度要缩短一点，以让天线谐振。不需要用巴伦，不过在调试这种天线时如果有一个驻波比分析仪的话会很有用。

在全波段上的 SWR 都小于 1.5:1，通常都小于 1.2:1。在某些波段上偶尔会有一个比较高的 SWR（但仍然小于 2:1），但总是可以通过调整下面软线的长度或者位置来把它调低。永远不要在可能会倒下来并伤到人的地方、或者是会让不知情的人接触并受到射频灼伤的地方架设天线。

作者使用这个天线得到了很好的效果，不管是在家里还是在度假的时候。如果你在海滨上用这种天线，会有非常惊人的效果。盐水提供的良好地面确实效果非凡。

15.4.6　80 m 波段

增加这一低频波段是很容易的。图 15-10 显示了一个用于 80 m 波段的 35 μH 线圈。它的制作方法和 40 m 波段的线圈一样，只不过它是用#12 号的漆包线绕了 20 匝。

为了工作在 75/80 m 波段上，把这个新线圈插到旗杆支架上，并插入 40m 波段的线圈。在整个波段上，都可以用 40 m 波段线圈上的可调活塞来调谐。这样，当铝管完全延长到 11 英尺时，可以让天线的谐振频率在 3.5～4.0 MHz 改变。

表 15-2

波段	铝管长度（英尺）	线圈匝数	软线长度（英尺）
6 m	4	0	4
10 m	7	0	8
	4	1.7	7
12 m	8	0	8.3
	4	1.8	9
15 m	10	0	10.3
	8	1.8	10
	4	3.5	10
17 m	11	0	13
	8	2.2	13
	4	4.2	13
20 m	11	1	16
	8	4	16
	4	6.2	16
30 m	11	4	24
	8	7	24
	4	10.5	24
40 m	11	9	32
	8	12	32

80 m 波段的线圈有一根英 5 英寸长的 3/4 英寸铝管，它被插入到支撑线模的 1/2 英寸 PVC 管的一端上。线圈的一端就连到这根铝管上。线圈的另一端则连到固定线模和 PVC 管的螺钉上。用第二根带夹引线来把 40 m 波段的线圈的底座和 80 m 波段线圈的外端连到一起。线轴上的软线长度也要相应地增加到大约 64 英尺。

15.4.7　2 m 波段

可以用一段长约 15 英寸的 1/2 英寸铝管插在旗杆支架上，配上 18 英寸的导线来做成 2 m 波段的半波振子天线。铝管单元的长度比常规用于 2 m 波段的要短一些，因为旗杆支架也是天线的一部分。你也可以把 6 m 波段天线的软线缩短一点，直接把 6 m 波段的天线当一个 3*l*/2 的 2 m 天线，只不过驻波比有点高。

15.4.8　连续波段覆盖

有了极易调整的单元长度和连续可调的加感线圈，如果需要覆盖其余的业务频段，你可以在 6.5 MHz 到 60 MHz 的频率范围内使用这种天线。如果在 80 m 线圈的第 8、11 和 14 匝处接出抽头的话，也可以将这种天线调谐在 4～7 MHz 范围内。

15.5 野营车用短波天线

如果你曾经享受过带着移动短波电台，开着野营车、拖车或是移动居住车周游全国的乐趣，那么你会照着做一副这样的天线，以便泊车的时候使用。Jim Ford（N6JF）在《ARRL 天线简编》第 5 卷里描述了这种天线。

作者的野营车只有有限的空间来安装一副移动短波天线。车后的梯子是装小型移动鞭状天线的好地方。然而，对于线圈的 *Q* 值和其他假设条件，典型的中间加载移动天线的效率在 80 m 波段上通常小于 2%，在 40 m 波段上则小于 10%（这些数据来源于原版书附赠光盘上一个由 Leon Braskamp（AA6GL）开发的非常优秀、极易使用的移动天线设计程序）。

在某些地方，N6JF 使用一副 80 m 波段的偶极天线，效率非常高，并且使用天线调谐器和明线馈电时能在所有的波段都工作得很好。但是，由于要用到一个吊索和很多树桩，架起一副这样的天线需要 40 min，拆卸也要 20 min。如果你准备住下来一阵子的话，这还可以接受，但是对于制定计划或是早晨就要启程离营来说，这个时间还是太长了。更重要的是，经常会有太多的树或者其他的障碍物（有时候是人为阻碍）使你在野营地支不起偶极天线。

当碰到这种情况时，只能将就使用低效率的移动天线。所以对于野营行动，我们必须开发出更好的天线。作者决定选用大型的垂直天线。

用于滚筒式上漆的可伸缩式铝制延长杆很适合做加载垂直天线的下半部。它们在当地家用商品中心有售。作者使用的可伸缩铝杆是直径 1 英寸、长 6 英尺的，可以延伸差不多 12 英尺长。他把伸缩铝杆的两节拆开了，在下半节的顶部用钢锯开了一个 1 英寸的槽，这样再加上一个软管夹就可以紧紧夹稳了。上半节的末端塞上一个铝制塞子，塞子上钻了一个 3/8-24 的孔。这个步骤是一个简单的机械加工操作。那个塞子是敲打进去的，并且吻合得十分紧，不过作者为了更牢靠还是拧上了一些固定用的螺钉，这些螺钉穿过铝杆插到了塞子里。用一个搁置的船载天线绝缘安装座可以刚好合适地套到铝杆的底座上，再用一颗螺钉固定住，这个螺钉也可以作为从电容匹配盒里出来后连到天线的电气连接点。铝制底座和搁置的天线安装座如图 15-12 所示，图中天线杆已经被放下来靠到野营车厢的后面了。野营车厢后面的布局如图 15-13 所示，天线位于右手边，为了便于旅行已经把它放下来了。

匹配盒里的可变电容是一个 365 pF 的三联广播波段调谐电容。三联中的两联是并联在一起的，而另外的一联以及另一个用于 80 m 波段的 800 pF 云母电容则是通过开关并联进来的。如图 15-14 所示。

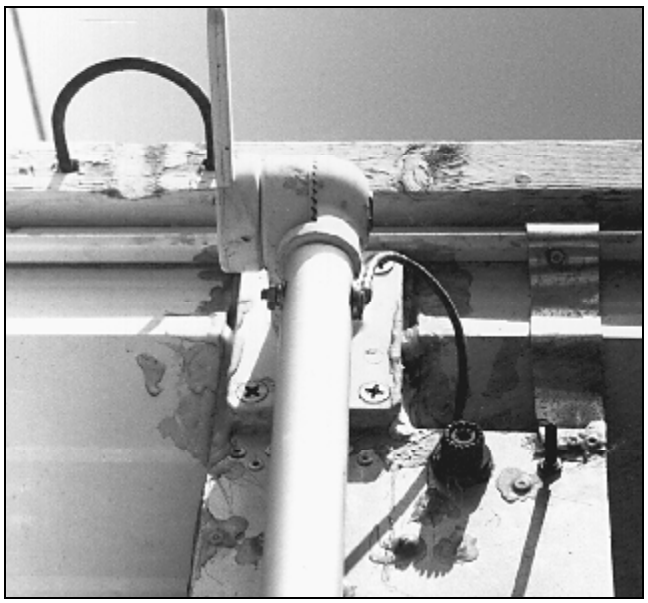


图15-12　铝制底座的图片，显示了连接到野营车的细节。如果需要的话，底座上的两个插孔可以用来延伸辐射面。



图15-13　野营车后面的图片，天线已经放下来了，和梯子平行。梯子左边是一个Outback牌的备用移动天线。

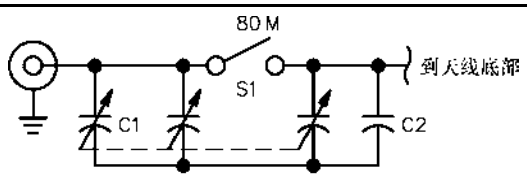


图15-14　底座上的调谐电容原理图。C2是一只800 pF的发射机用云母电容。C1是一个365 pF的三联广播频段的调谐电容。在80 m波段上工作时，S1闭合。

为了防止风雨的侵蚀，匹配电容被装进一个自己粘合的有机玻璃盒子里，然后连同 SO-239 接头一起被安装到铝制底板上。铝板是用许多铝制铆钉铆到野营车外壳上去的。不要用钢制铆钉。N6JF 把野营车一侧的外皮削掉了大约 4 英寸宽，以便于这种铝和铝的直接连接。如果你不忍心像他这样来修改野营车的话，那你得找一种替代的低阻连接办法。他的野营车已经很旧了，这样做没有什么问题。

为了增加另一条低阻连接，从铝制底板顶端到野营车上增加了一条 1½英寸的铝条。如图 15-12 所示，靠近 80 m 波段转换器的地方。调谐旋钮从有机玻璃盒的边上伸了出来。底座上的 4 个底孔是留给香蕉插头的，从而可以连接地网辐射线以提高效率。不过，野营车的车顶是一个很好的使用移动天线的地方，所以作者很少把地网线接上。当他接上地网时，调谐电容也只要做一点点调整。

为了降低损耗，N6JF 用的线圈是由铝制晾衣绳在旧的移动天线线圈中轴上绕起来的，并带了快拆装置。图 15-15 显示了 80 m 波段和 40 m 波段的线圈，以及天线的上半部分。1992 年 10 月的 QST 杂志中有一篇 Robert Johns（W3JIP）的文章，介绍了自制加感线圈的技术方法。绕出来的线圈电感比计算值大一些，因此作者减少了几匝。这两个线圈都保持每英寸 4 匝的间距。8 英寸长的 80 m 波段线圈有 18 匝。7 英寸长的 40 m 波段线圈有 8 匝。

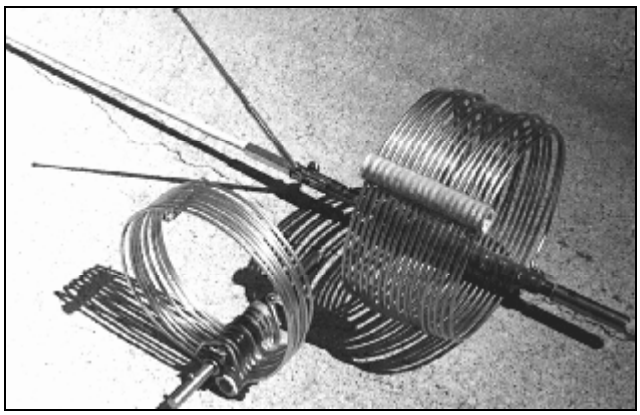


图15-15　80 m波段和40 m波段的近照，含天线的上半部分以及带旋转支架的鞭状伸缩天线，以便在高频段上调整天线的上半部分。注意到线圈顶端和底端的快拆连接器。上面的鞭状天线是使用在80 m和40 m波段上的玻璃纤维民用频段鞭状天线。

匹配网络实际上是一个 L 型级联匹配，利用了天线和中间加感线圈的网络感抗。PVC 线圈的绕制技术请参考 W3JIP 的那篇 QST 文章以及后来他在 1992 年 10 月 QST 杂志中进一步发展的叫“技术通信”的那篇文献。简单地说来，它包括这些步骤：先沿着一段长度为 1/2 英寸的 PVC 管上钻一排整齐的孔，孔径略微小一点；然后用钢锯沿着排孔锯开槽；再把电线压进锯开的槽里，并用细绳绑上。当一切都调整好时候，把细绳绑紧，涂上环氧胶，使线圈永久性地牢固。

用带皮的铝线的一个优点是当你买到它时，它盘卷的尺寸和所需尺寸差不多，非常容易定位到线圈模上。它的绝缘皮层不用去掉，除了电气接触点以外。等环氧胶干了以后，这种办法做出来的线圈既牢，又轻。

移动天线程序算出来的线圈 Q 值在 80 m 波段为 800，而在 40 m 波段的为 400。作者无意中把 40 m 波段的线圈直径做成了 7 英寸，而不是更高 Q 值所需的 6 英寸。既使这样，加上 9 英尺的上半部分后，算出来的整个天线系统的效率在 80 m 波段还有 56%，而在 40 m 波段为 85%。

用于 80 m 波段和 40 m 波段可拆卸的，上半部分是 RadioShack 的全尺寸玻璃纤维民用波段鞭状天线。玻璃纤维鞭状天线中央有一个约#16 的孔。记住要给鞭状天线涂漆并打磨，以防紫外线以及玻璃纤维刺伤双手。N6JF 试过一个全尺寸的不锈钢鞭状天线，以获得更大一点的对地电容，因为导电尺寸更加大些。可是它太重了。这一点使他更加坚定地认为在这个项目中铝是做线圈和天线基底的极其实用的材料。

那个快拆连接器是我们几年前在一个火腿集会上看到的，它被应用在这两个线圈上以及天线上半部分。比 40 m 波高的频率不需要任何加感线圈，天线的长度可以拉到 $l/4$。10 m 波段的话就不需要天线的上半部分了。记得在所有的铝连接处使用 NOALOX 或者类似的抗氧化剂以防止氧化或者不良连接。特别是在两段铝管套接的地方和上铆钉的地方。匹配电容在任何时候都是接在电路中的，不过当 80 m 波段开关闭合的时候，你可以把电容调到最小（约 14 pF），这样它实际上就相当于没有连接到电路中，甚至对于 10 m 波段也可以这样处理。作者没有在这副天线上试过 100 W 以上的功率，不过最薄弱的环节可能就是匹配电容了。但匹配电容上的电压是很小的，所以 200 W 的功率应该没有什么问题。

在 80 m 和 40 m 波段上，你可以获得 1:1 的驻波比，并且在 80 m 波段的大约 100 kHz 带宽范围内，以及 40 m 波段的大部分频带里，你可以不用重新调整匹配电容就能获得很好的驻波比。不过天线的上半部分没有这么低的 Q 值，所以需要调谐。它的 2:1 驻波比带宽在 80 m 波段大约是 25 kHz,在 40 m 波段约为 150 kHz。调谐的办法是把一个可以伸缩的 FM 广播便携天线用不锈钢软管夹连到顶部的鞭状天线上去。所用的可伸缩天线最长可以拉到 29 英寸，最短可以缩到

7 英寸，并带有一个弯头，可以调整其角度。即使只有这个尺寸的一半长也足够你在两个波段内进行全波段调谐了。

为了在 80 m 和 40 m 波段获得更高效率，我们不得不对天线上半部分进行调配。用一个自动天线调谐器取代的话就很有可能会损失效率，特别是在 80 m 波段上，因为计算出来的输入阻抗只有大约 10 Ω。N6JF 并没有试图使这个天线工作在 160 m 波段。在高一点的频段不需要任何匹配网络的，驻波比也能足够好。

由于天线很轻，如果没有一些支撑拉索的帮助的话，在中等强度的风里都支撑不住。为了便于存放，N6JF 用 3/4 英寸和 1/2 英寸的 PVC 支撑管套在一起做成可伸缩的形式，用来支撑天线，展开后可以在天线底部的顶端处获得来自两个方向的 45° 支撑角。可伸缩支撑管的一端用一个绞链连接到野营车车厢的顶部。另一端以及一节在纵向被切削了的 PVC 管，形成一个卡扣。细节如图 15-16 和图 15-17 所示。即使做成了一个很好的卡扣，N6JF 也不敢保证这样的连接能承受得住强风，所以他在卡扣上又粘上了一条维可牢尼龙搭扣，使卡扣的开口闭合。但还是要注意，因为尼龙搭扣暴露在外面的时候容易风化。

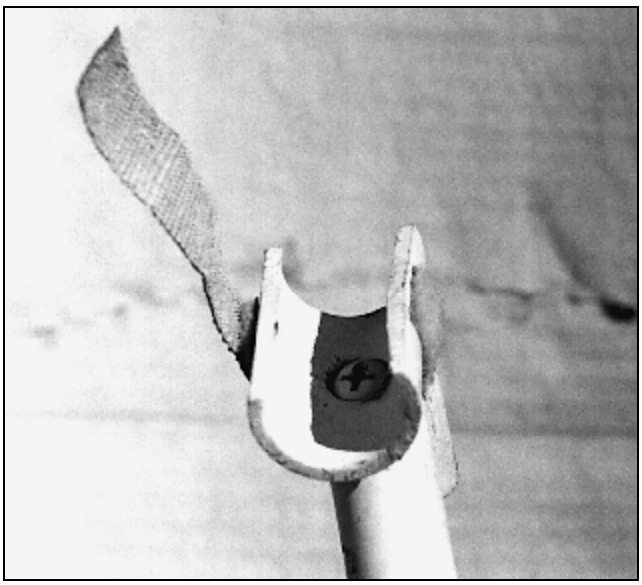


图15-16　天线卡扣支架的近距离照片。注意到为了防止天线在大风中从支架里弹出来，上面还加了一条维可牢搭扣。

在铝管的下半节的顶端附近，还有另一个软管夹系着一根连到梯子上的 1/8 英寸的绳子，这样就可以在不需要助手的情况下把天线拉起来。缺点是你得爬到车顶上去。在车顶上铺上防滑地毯之类的东西来分散车顶受到的压力，并且防止滑倒。不过一旦站到了车顶上，把天线可伸缩的部分全部缩起来后，线圈就在一个非常容易调整的高度了。

能够在车顶上安装整个天线的一个好处是你不需要很多的回旋空间，并且很容易避开树。你可以在铝杆的上半节为高频段的谐振长度做刻度标记，这样要使用 80 m 和 40 m 波段时只要把天线的上半部分拉到标记处就行了。在 80 m 和 40 m 波段，也可以给小的调谐用的鞭状天线做上标记。由于附近金属物体的去谐作用，不同地点的设置稍微有点差异。

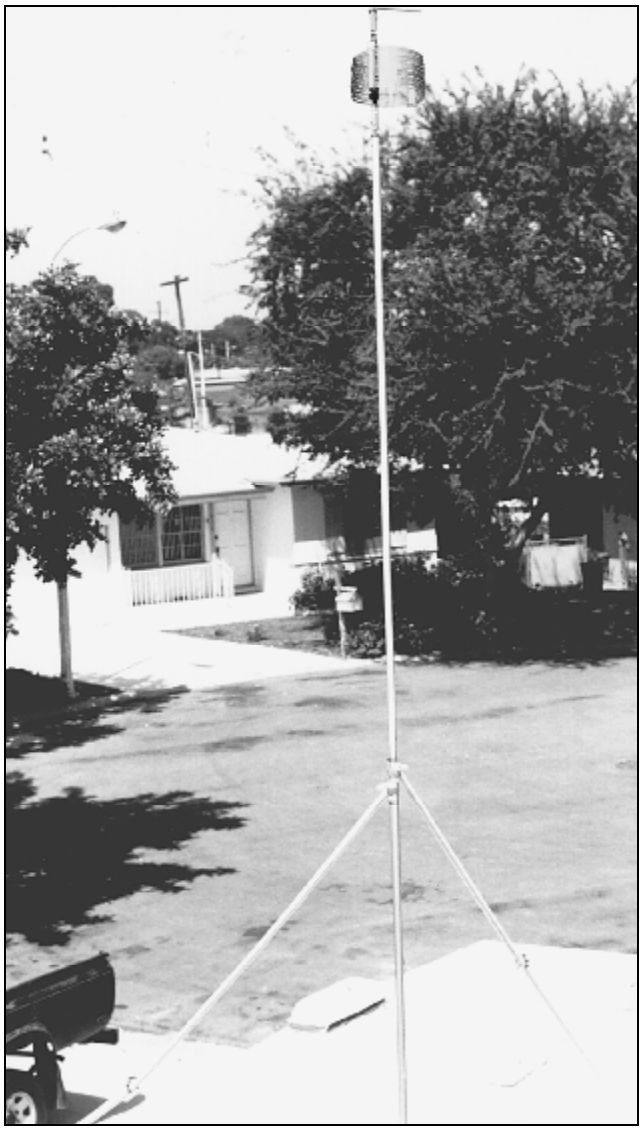


图15-17　两个支架在支撑着天线底部的相片。从天线底部向上看去很明显，顶部的调谐鞭状天线在自制加感线圈的上面。

天线的全长是 21 英尺。作者的野营车顶部大约有 10 英尺高，这样天线的顶端就有 31 英尺高了。很明显这种天线是专门为停靠在一个固定地点使用所设计的。N6JF 可以在 5 分钟之内把这种天线支起来，而卸放更是只需要一半的时间。这副天线的设计即注重了天线的机械和电气性能细节，同时作者对天线组配以及适用场合非常了解，所以取得了很大的成功。这副天线是效率和便携的一个很好的折中。

15.6　2 个便携的 6 m 波段天线

这两个天线是由 Markus Hansen（VE7CA）设计的，发表在《ARRL 天线简编》第 5 卷里。他先前做了很多年的短波通信，后来当他以一个合适的价格弄到一台二手的 Yaesu FT-726R VHF/UHF 全模式收发机后，他就对 VHF/UHF 波段通联变得热衷起来了。

但当他用了 6 m 波段，体会到驱车到高山之巅享受通联的乐趣之后他就完全入迷了。对于这种类型的通联活动，天线不仅必须是便携的，还得能够容易地组装和拆解，以便你可以快速地转移到一个更好的位置。

15.6.1　便携的 2 单元 6 m 波段方形天线

VE7CA 的主要的目标是用一些在任何小城镇都能找到的材料建造一个 2 单元的方形天线。它不应该采用复杂的匹配电路。方形天线常用的 Gamma 匹配在这里不宜继续采用了，因为你要在野外搭建和拆卸天线。最终的设计方法是调整激励单元和反射单元的间距，使馈电点的输入阻抗为 50 Ω。

天线横梁的尺寸以及横梁到天线杆的支架的尺寸如图 15-18 所示。横梁是 27¼英寸长的 2×2 方条（这里 2×2 的实际尺寸接近于 1¾英寸×1¾英寸，但在木材场里通常称为 2×2）。横梁可以选用你手头能方便弄到的任一种材料，但重量轻的木材是首选，所以平滑的西洋杉或松木是非常理想的。为了安装振子的撑杆，用木钻在横梁上钻 4 个 1/2 的孔，两端各两个，其中一个孔穿过 2×2 方条的一对相对的面，另一个孔穿过另一对相对的面（见图 15-18）。横梁到天线杆的连接支架是由 1/4 英寸厚的杉木胶合板做的。

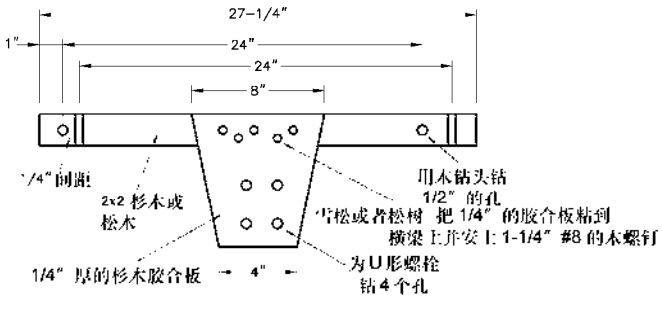


图15-18　VE7C的便携2单元6 m波段方形天线的横梁到天线杆支架的尺寸。

撑杆是 1/2 英寸粗的木杆做的，地方木材场会有很多的杉木供应，其他种类木材也有供应。具体的材料并不重要。枫树木材更结实一点，但是比较贵。玻璃纤维是很理想的，但是并不是总能在当地弄到。裁两段 83⅝英寸长的 1/2 英寸木杆来做激励单元的撑杆，两段 88 英寸长的做反射单元的撑杆。图 15-19 显示了把两根撑杆插进去以后的横梁的一端。天线杆是用两段 6 英尺长、1¾英寸粗的杉木杆做的。同样，你可以用你手头的任何东西来做。给所有木质的部分涂上至少两层外表面清漆。

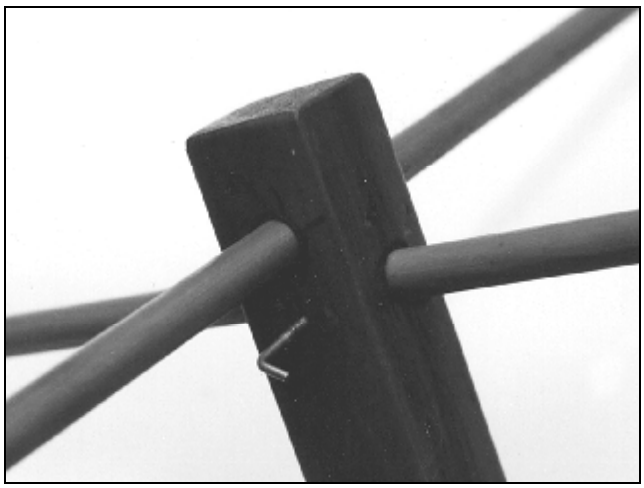


图15-19　VE7CA的框形天线一端的相片，两根撑杆已经插上。

当你在木材场或者五金店找能配上 1/2 英寸粗的撑杆顶端的塑料管时，你得找一根 1 英尺长的，留点余量。把它裁成长约 1 英寸的等长的 7 根和长 1½英寸的 1 根。在等长的 7 根上离端部 1/4 英寸的地方钻一个 1/16 英寸的通孔；在 1½英寸长的那根上除了在离端部 1/4 英寸的地方钻一个 1/16 英寸的通孔外，再往里去 1/4 英寸的地方再钻一个这样的孔。VE7CA 用#14 标号的多股冷拉裸铜钱来做振子单元。不要用带有绝缘皮的电线，除非你愿意通过试验来确定振子的长度，因为绝缘皮会使两个振子都轻微地失谐。

裁一段 251 英寸长的电线来做反射单元，把它的一端穿过刚才钻的 4 个塑料套筒的孔里。这时候不要尝试把电线固定到塑料套筒上。把电线两端 1 英寸长的部分绞到一起并焊接起来。当两端连接起来以后，反射单元的周长应该是 249 英寸。

裁一段 241 英寸长的电线来做激励单元，把 3 个 1 英寸的套筒穿到线上去。同样地，先不要把电线固定到套筒上。然后电线的两端分别穿过 1½英寸长的那个套筒的两个孔里，把线再绕回来拧几下固定住。同轴馈线将直接连到这两个点上。从连接同轴馈线的地方开始算，激励单元的周长应该是 236⅝英寸。把馈线焊到激励单元上，然后用硅树脂密封以防同轴电缆进水。作者使用的

是 RG-58 电缆，因为它轻。对于便携应用的场合，并不要求馈线很长，通常 20 英尺就够了，所以小电缆的损耗不是很明显。在靠近馈电点的地方，把同轴电缆卷成 6 圈，内径为 2 英寸。这是防止射频信号泄漏到同轴电缆的屏蔽层外侧的有效手段。

开始安装方形天线时，把反射单元的没有接上电线的两根撑杆插进横梁的一端，把两根短一点的激励单元撑杆插到横梁的另一端。把撑杆都调到中间的位置，并用毡尖笔沿着横梁在撑杆上做标记。现在在横梁上拧上一个 1½英寸的#8 木螺钉，或者一个带螺纹的 L 钩，只需要拧到它刚好能接触到其中的一根撑杆就行了。把螺钉或者 L 钩拿出来，把它的头部锉平，然后再拧进去，这样它就压紧了撑杆。作者只对垂直的两根撑杆用了 L 钩，水平的两根撑杆会被线圈的张力保持在合适的位置。如果使用 L 钩的话，你用手就能把它拧开，所以不用担心忘带螺丝刀了。

现在你可以安装线圈了。拿起反射单元线圈，把上面的 4 个塑料套筒套到反射单元的两根撑杆的顶端。调整每条边的边长，使线圈呈正方形。然后，拉紧线圈，把线圈焊住，这样塑料套筒就被固定住了。图 15-20 显示了一个套在撑杆一端的塑料套筒，线圈从孔中穿过，并绷得很紧。

图 15-21 显示了该方形天线的横梁，横梁的天线杆的连接件已经用木螺钉和胶水固定上去了。两个 U 形螺杆是用来连到天线杆上去的。大家都知道当方形天线升起来以后会呈现出一个菱形的结构。天线杆是由两段 6 英尺长的木杆组成，它们由一段 2 英尺长的 PVC 塑料管连接起来的，并用木螺钉固定。

在 PVC 塑料管的顶端开一个和#8 的木螺钉一样宽、深约 1 英寸的槽，把天线杆的上半部分插入塑料管中。在刚才开的那个槽的底部拧上一个#8 的木螺钉，拧到不用把它松开就能把天线杆的上半部分拿下来的程度就行了。VE7CA 在天线杆下半部分的底部钉上了一个钉子，钉子有 1 英寸或者更多露在外面。这个部分是放到地面上的，钉子起到了固定天线杆在一个地方的作用。用一根足够长以便能够架到家用货车车顶架子的约 1×3 的木条和细绳把天线杆的中部固定到车顶的架子上。图 15-22 是一张在家用货车边上工作着的方形天线的照片。

拆天线的时候，把它放倒，取下撑杆两端的塑料套筒，把线圈卷起来。把固定着垂直撑杆的 L 钩松开。把撑杆从横梁中取下来，松开 U 形螺杆，把天线杆和横梁分离。

差不多就这些了。只需要两分钟就能把它架起来或者收起来。它十分地结实，在好几次狂风暴雨中都完好无损。

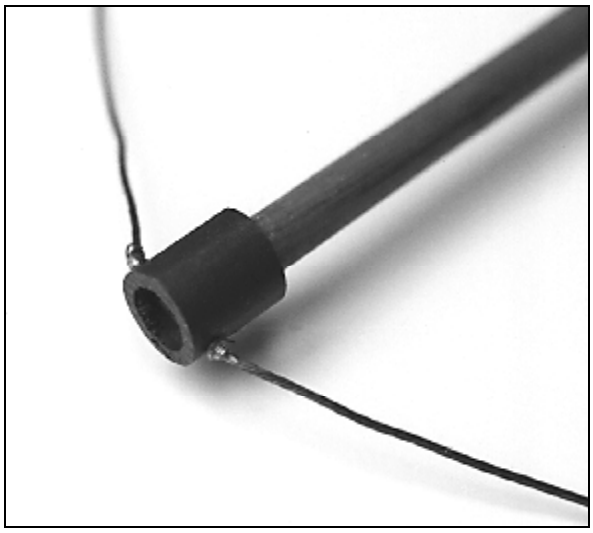


图15-20　套到撑杆端部的塑料套，它为导线提供了机械安装和支撑的地方。

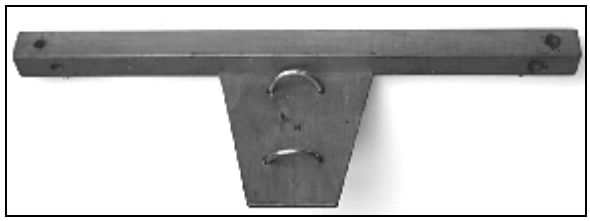


图15-21　2单元方形天线的横梁，作为横梁和天线杆连接件的胶合板已经被木螺钉和胶水固定好了。



图15-22　一切就绪！VE7CA把他的方形天线架在了家用货车的边上。

15.6.2 3 单元 6 m 波段便携八木天线

当作者把家用货车换成轿车以后，就有了搭建一个八木天线的念头。他需要一个能放到轿车后备箱的八木天线。方形天线的撑杆差不多有 7 英尺长，太长了。计算机建模表明，在一个 5 英尺主梁上的 3 单元八木天线也可以获得比短横梁的 2 单元方形天线高 1.5 dB 的增益。5 英尺的主梁就能够放到轿车的后备箱里或者后座上了。但是还必须得对 9 英尺长的振子单元作些修改！

一天，VE7CA 在一个无线电零件商店里发现了一盒便携收音机的拉杆天线。当它们全部拉出来时全长是 54 英寸。然后他又发现了一段 60 英寸长的铝管刚好能配上拉杆天线的末端。有很多不同尺寸的拉杆天线，它们的口径是不一样的。要找到刚好合适的就得充分发挥你的搜刮能力了！图 15-23 显示了作为中央部分的铝管是怎么和两根拉杆天线连到一起的。它同时也起到了延长每根振子的作用，因为两根拉杆天线还不足够长，不能在 6 m 波段上谐振。由表 15-3 可知每一根振子的尺寸和间距。其中间部分的铝管都在两端用钢锯开槽，然后再用不锈钢软管夹来把拉杆天线固定住。

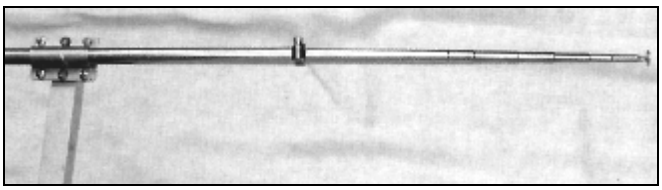


图15-23　用一段铝管来作中间部分连接两根拉杆天线。

图 15-24 显示了 3 根振子的中央部分以及它们的固定支架。为了得到一个平坦的表面来安装它们，采用了方形的主梁。图 15-25 显示了反射器是怎么通过两根 1½ 英寸 10-32 的螺钉以及带翼的螺帽固定到主梁的底端的。图 15-26A 给出了反射器以及引向器到主梁的固定支架的尺寸和具体细节。这种固定支架是由 1/16 英寸厚的铝板做成的。有源振子在中间被分成两段，并且与主梁绝缘开。图 15-26B 显示了有源振子的支架。图 15-27 是带着 U 形匹配线的有源振子图片，香蕉插头是用来把同轴电缆连到有源振子上的。如果你愿意，可以使用一个 PL-259 的连接器。VE7CA 用了#14 的单股裸铜线来做 U 形匹配线。它非常经久耐用——甚至在车厢里被严重弯曲了的情况下，它都能被很轻易地就弯回原来的形状。

主梁是 3/4 英寸的方铝，65 英寸长。它能够在当地的五金店里找到。要想拆掉振子，只要把带翼的螺帽松开，从主梁上取下振子就行。用类似的办法来把天线支撑杆固定到主梁上。

就像方形天线一样，这里也使用扼流型巴伦，它由同轴电缆绕 6 圈而成，圈的内径为 2 英寸。要调试 U 形匹配，把八木天线装到支撑杆上，把振子拉长。在一块布上喷上一点开关触点清洗液，用它来把振子上的灰尘和油脂擦掉。把拉杆天线来回收拉几次以使触点清洗液彻底地把振子清洗干净。把天线支撑杆固定到车上，或者在野外任何你能想到的支撑方法。把一个驻波比测量表和发信机连到天线的同轴馈线上。VE7CA 用两只焊到一起的鳄鱼夹来沿着两根 U 形线滑动，以寻找驻波比最低的点。由计算机算出来的数值是

表 15-3　　3 单元八木天线、阵子长度和沿天线主梁的间距，以及 U 形匹配器尺寸

沿着主梁的单元	距离（英寸）	中间铝管长度（英寸）	拉杆天线长度（英寸）	总长度（英寸）
反射器	0	22¾	55½	125¾
有源振子	28	9¾*	48⅝	58 3/16
引向器	63⅜	14½	51¼	117
U 形匹配器	#14 线	4（长）	1⅝（间距）	

*有源振子在中间使用的是两段绝缘开的

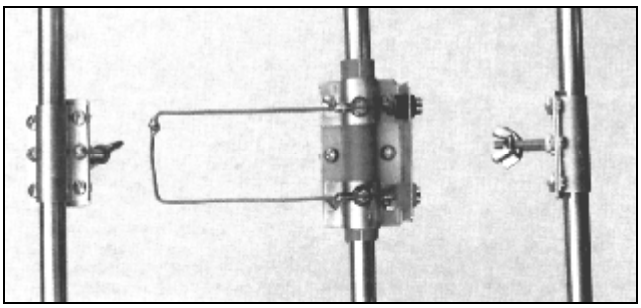


图15-24　3根八木振子的中间部分以及它们的安装件。

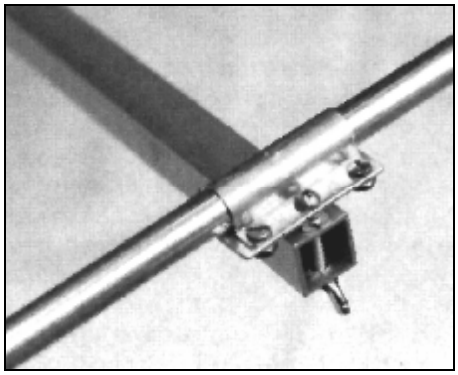


图15-25　反射器和方形主梁连接处的细节，用了两个#10的螺钉和一套延伸的螺钉螺帽。

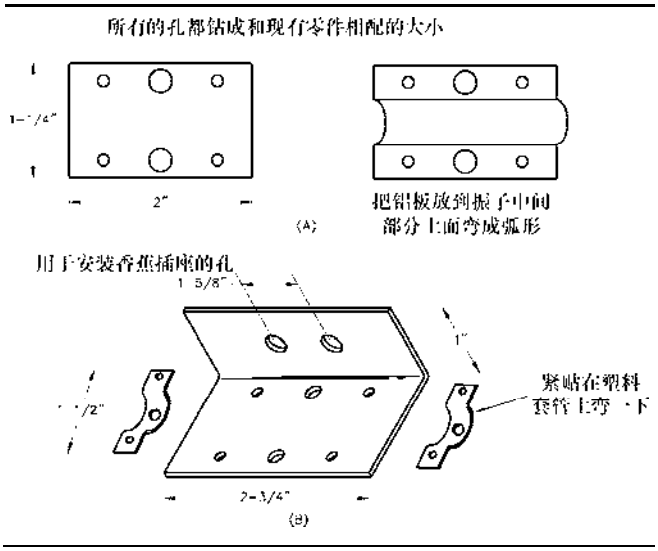


图15-26　A图是反射器和引向器到主梁的连接支架细节，由1/16英寸的铝板做成。B图是有源振子的连接件。这些连接件都被用螺钉固定到方形主梁上。

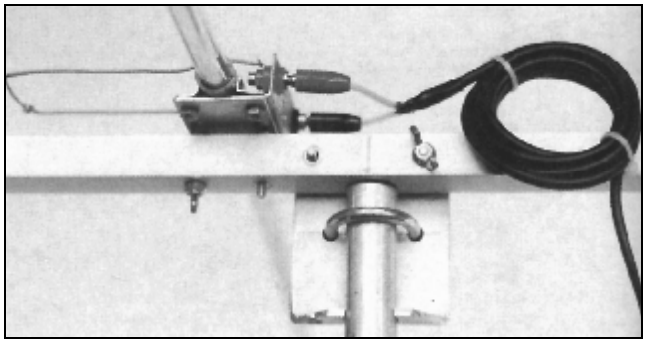


图15-27　有源振子的图片，已经连接上了发夹匹配器以及用来把同轴电缆连到有源振子上的香蕉插头。

正确的！在 50.05～50.2 MHz 的驻波比小于 1.16:1。

你可以在 2 分钟内把这个天线从车厢里拿出来并组装好。需要注意的一点是：拉杆天线全拉出来时是非常脆弱的。虽 VE7CA 并没有损坏过一根拉杆天线，但带上一根备用的以防万一也是很好的主意。

15.7　VE7CA 的 2 单元三波段便携短波八木天线

这里的便携短波线制八木天线是由 Markus Hansen（VE7CA）设计的，刊登在 2001 年 11 月份的 QST 杂志以及《ARRL 天线简编》第 7 卷上。

15.7.1　一种 20/15/10 m 三波段 2 单元的八木天线

VE7CA 需要一个用在 20/15/10 m 波段上的简易 2 单元线制八木天线，这样能够放在他的汽车行李箱里。基本的想法是把 3 个分别用于 20 m、15 m 和 10 m 波段的偶极有源振子连到一个公共的馈电点上，再加上 3 根独立的反射器单元。这些单元被捆在两根 2.13 m（7 英尺）长的 2 英寸×2 英寸木撑杆之间。长度正好适合能放进汽车行李箱里。

通过调整反射器到有源振子的间距以及有源振子的初始长度，VE7CA 只要使用一个 U 形匹配并调节好其短棒的位置就能使馈电点在每个波段上的阻抗一致了。在每个波段的低频区的匹配结果是很令人满意的。该 20/15/10 m 三波段线制八木天线的结构如图 15-28 所示，具体尺寸则是由表 15-4 给出。

表 15-4 的尺寸是把天线调整为在每个波段的低频区中间呈现最小驻波比时的天线的尺寸。VE7CA 是通过把天线的一端挂在树上，另一端成 45° 斜拉下来，系到地面上的挂钩上来架起他的天线的。馈电点的高度是 30 英尺。

馈电点的阻抗会受很多环境因素的影响。离有源振子较近的反射器对其影响较大，因为八木天线有源振子的阻抗会受到振子本身谐振程度的影响，同时反射器的距离和长度、天线离地面不足够高以及土壤本身的特性，都会影响到有源振子的阻抗。使单馈线多波段八木天线在所有的工作波段上都能获得低的驻波比是一个非常大的挑战。

U 形匹配是最容易实现的匹配方法之一。它非常容易调整，并且由于它只用到了线的组成部分，所以当天线拆下来时，它可以和天线的其他部分卷在一起。通常当反射器位于有源振子后面 0.1 l 间距时，八木天线馈电点的阻抗是 20 Ω 左右。通过缩短有源振子谐振时的长度，馈电点阻抗会加上一个容性电抗。可以用一个外形类似发夹 U 形的电感去旁路馈电点，从而消除这个容抗。这样可以把馈电点的阻抗从 20 Ω 提升到 50 Ω。

表 15-4　　20/15/10 m 三波段天线的尺寸

频率（MHz）	有源振子到反射器的距离 cm（英尺）	有源振子半长度 cm（英尺）	反射器长度 cm（英尺）	U 形匹配器长度 cm（英寸）
14.1	213（6.99）	488（16.01）	1 065（34.94）	43（14.9）
21.1	175（5.74）	335（10.99）	708（23.23）	
28.25	125（4.1）	254（8.33）	531（17.42）	

注：发夹匹配线的间距是 10 cm（4 英寸）

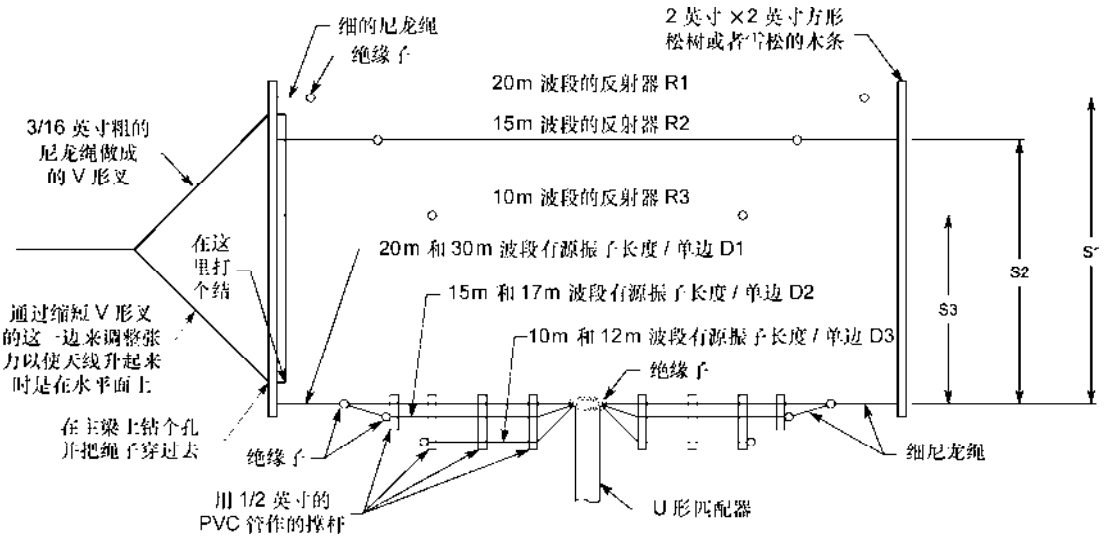


图15-28　VE7CA 的2单元20/15/10 m三波段八木天线的尺寸。

15.7.2　巴伦

图 15-29 显示了用于该 20/15/10 m 波段线制八木天线的 U 型匹配器和共模扼流型巴伦。让同轴线从中间的绝缘子直接垂下来，并把它系到 U 型匹配器短调谐棒的中央。接着把同轴线盘成一个 8 匝的线圈，线圈直径约 4 英寸。这个扼流巴伦起到抑制射频信号从同轴电缆屏蔽层外侧流失的作用，否则这将严重扭曲天线的方向图。短调谐棒的中间是零电势，所以把同轴电缆连到那里是没有问题的。

15.7.3　平放还是斜放?

如果“远距通联”是你的主要兴趣，那么你需要把天线朝垂直方向倾斜一点，以便加强较低的仰角。记住，垂直极化天线的方向图和地面的电导率以及介电常数有很大的关系。在靠近咸水的地点天线将会有较高的增益和较低的辐射角。而如果在近场和远场都是比较贫脊的土壤，辐射角就会比较高，增益也会较小。

当 VE7CA 到他最喜欢的地点去进行户外通联时，他有很多机会来验证这一理论。利用两棵树来做支架，他能把这个天线拉成水平，馈线离地约有 7 m 高。在这个位置，当 20 m 波段面向欧洲时，他发现很难用 3 W 的输出功率的 CW 来进行远距通联。但是，当他改变天线的倾斜度使得它几乎垂直时，他不仅能听到更多的远程电台，也能相对更容易地进行远距通联。斜着的天线在进行远距通联时的表现总是比低的水平天线要好得多。

15.7.4　一种 30/17/12 m 三波段 2 单元的八木天线

当作者尝试在现有的20/15/10 m波段八木上增加17m和12 m波段的单元时，他遇到了很大的烦恼。再增加两个有源振子和反射器会给方程带来太多的变量！非常明显，在这些单元之间会有十分严重的相互干涉。他没法找到一个在所有的 5 个波段上只用单个 U 形匹配器就能使其变换到 50 Ω 的统一馈点阻抗。而且在12 m波段上也会有严重的方向图失真。

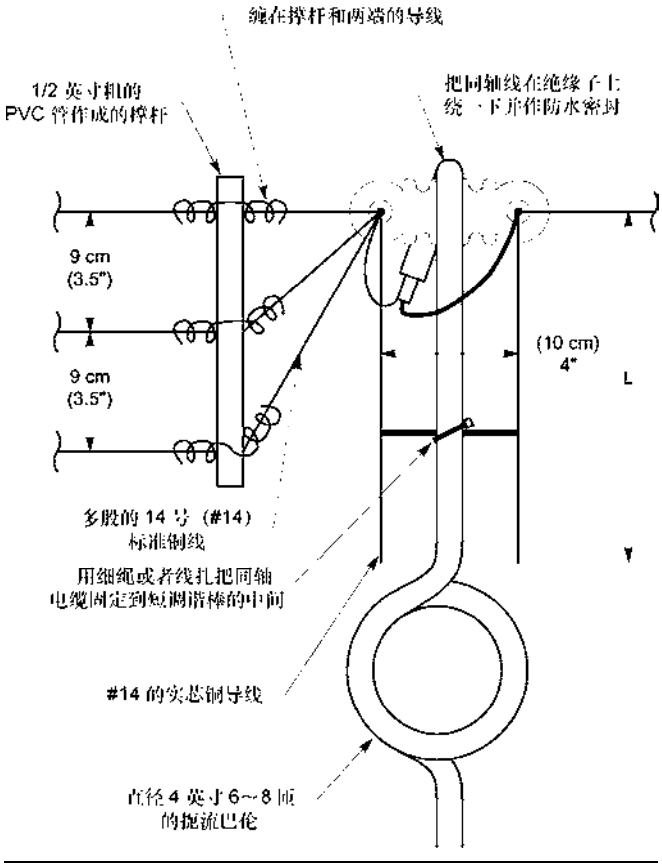


图15-29　20/15/10 m三波段八木天线馈电点的细节。30/15/10 m的三波段天线的巴伦和馈线的机械支撑办法和这里的一样。

就算是设计只在 WARC 的 30/17/12 m 3 个波段上工作的八木天线都是一个巨大的挑战。VE7CA 很难找到一种单一的匹配方式来把所有组合有源振子的馈电点阻抗变换到 50 Ω。他无法用他的 20/15/10 m 波段八木天线的原理来设计 30/17/12 m。主要的问题出现在 12 m 上。不仅馈电点的阻抗不好处理，方向图也有 4 个瓣，而不是期望中八木天线应该具有的单瓣。

他决定尝试“改进的同轴-套筒”的办法，K9AY 在《ARRL 天线简编》第 5 卷他的文章里用了一个更恰当的术语——“耦合谐振子（C-R）”。K9AY 的方法是使用单个有源振子，其他的振子放在离有源振子很近的地方(但是各部件并不接触)。通过使用 K9AY 为 30/17/12 m 三波段偶极天线建议的尺寸，VE7CA 做成了一个 2 单元八木天线，在使用单一 U 型匹配的时候它的馈电点阻抗在所有三个波段上都是可以接受的。不过这个 WARC 天线的设计使用了长为 230 cm（7.5 英尺）的 2 英寸×2 英寸方木横梁。当然，这个天线不能放到一般的汽车行李箱里了，所以运输的时候 VE7CA 不得不把它放到车顶上。

紧密耦合着的有源振子之间的间隔只有 3.7 cm（1.5 英寸），所以得用较 20/15/10 m 天线更多的 PVC 撑杆以确保有源振子之间尽量保持设计的紧密距离而又不互相接触。有源振子平放在水平平面，U 形匹配器和馈线从 30 m 波段的有源振子中间垂直悬挂下来。

30 m 波段的有源振子到边上两根导体的距离，以及线的粗细都对这副共用 U 形匹配器、单一馈线的天线有影响。建议有源振子的线用 14 号尺寸的，不要改变它，除非你愿意花相当长的时间来进行基于 NEC 建模程序的天线调整。这和 20/15/10 m 三波段八木天线情况不一样，那个天线什么线径都可以接受。

使用#14 标号的线能够使该八木天线能在北美允许的最大的功率上工作。唯一限制因素是馈线的功率承受能力。不过你还是可以在馈电点到地面这一段相对较短的距离上使用 RG-58 的线，到了地面如果你愿意的话，再换成RG-8或者其他高功率低损耗的同轴电缆。图15-30是一幅 30/17/12 m 波段的有源振子的详图。30/17/12 m 三波段八木天线的其他尺寸如表 15-5 所示。

15.7.5 组装

当你准备架起你的线制八木天线时，先把最长的反射器和有源振子装到两端的横梁上。这一步是在地面上完成的。接下来把两个 V 形吊索接到两边的两根横梁上，再用绳索拴到 V 形吊索上，在两个支架中间（比如两棵树）把这一整套设备拉离地面。只要离地面有 1.5 m（5 英尺）高就行了，这样便于为天线增加反射器和调整 V 形吊索。把绳索拉紧，以使各阵列大致平齐。但它们是不会保持水平的，因为有源振子比单个的反射器要重，所以你需要支撑那个 2 英寸×2 英寸的撑杆来使它们水平。把天线横梁倚靠到处于合适高度的东西上，比如梯子的横档上面，然后再接上另外两个反射器，不过不要把它们拉得像最长反射器那样紧，最后把馈线接上。

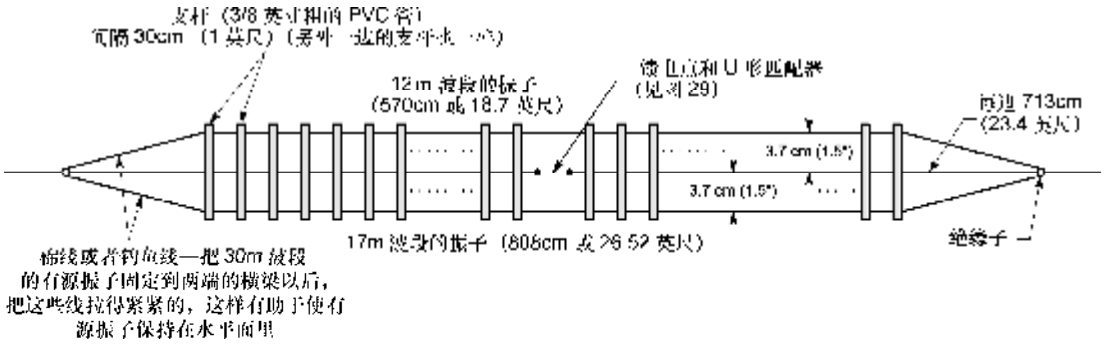


图15-30 带了17 m和12 m波段耦合谐振子的30 m波段有源振子的布局。

表15-5　　30/17/12 m 3波段天线的尺寸

频率（MHz）	有源振子到反射器的距离 cm（英尺）	有源振子半长度 cm（英尺）	反射器长度 cm（英尺）	发夹式匹配器长度 cm（英寸）
10.12	230（7.5）	713（23.4）一半	1 476（48.4）	24.5（9.5）
18.11	165（5.4）	808（26.5）	822（27.0）	
24.91	120（3.9）	570（18.7）	606（19.9）	

U 形匹配线的间距是 10 cm（4 英寸）。

请注意，17 m 和 12 m 波段的有源振子的尺寸是全长的，因为它们没有在中间被绝缘子断开，这点和表 15-4 的 20/15/10 m 三波段所有的有源振子设计不一样。

15.7.6 V 形吊索

因为作者想自己一个人就能把30/17/12 m三波段天线支起来，所以他又一次在这个天线系统的任一端只使用了一根绳索。其中一根系到树支上，另一根系到地面上的树桩之类的固定物体上。在任一端只使用一根绳索这个方法使得改变天线的波束方向非常容易，只要绕着支撑天线的树或者天线塔旋转天线就行了。为了达到这个目的，他使用了两个 V 形吊索，每端各一个，连到 2 英寸×2 英寸的撑杆上。

保持天线水平面同高的诀窍是使用非等腰三角形的 V 形吊索。有源振子、巴伦和馈线加起来比反射器重。如果 V 形吊索的两边相等的话，天线就会向下倾斜，最终会使有源振子指向地面，而反射器朝向天。通过缩短 V 形吊索连到有源振子的那条边的长度，就可以使天线保持在水平面上。这在户外是很好调整的，一旦调好以后，天线就很平稳了。

一旦把天线搭到适合工作的位置且天线保持水平后，你可以通过拉馈线就能把天线的指向改变 180°。当你拉馈线的时候，整个天线将会慢慢地翻转。当它翻转到位，拉紧馈线以使天线不再转动。

15.7.7 驻波比调整

由于你可能会把天线放在一个和 VE7CA 完全不相同的位置，所以你可能要细调你的天线。以表 15-5 的尺寸作为起点。用两个由一段导线连起来的鳄鱼夹作为一个临时的短调节棒，把它们夹到建议的位置上。再把天线升到所需要的高度。用一个天线分析仪（或者发信机＋驻波比测量表）来绘制所有的 3 个波段上的驻波比曲线。先从最低频的 30 m 波段开始，上下移动短调节棒，以寻找一个在你所要使用的频段上驻波比最低的点（如果你想调整 20/15/10 m 3 波段天线，这个步骤也适用，也是从最低的频率开始）。

调棒离建议的位置应该不会相差太远。现在你已经定好短调棒的位置了，接着就是调整另外两根有源振子的长度，以使在你所要使用的那些波段上驻波比最低。为了在三个波段上找到一个可以接受的驻波比的频率范围，你也许还不得不对短调棒的位置作出折中微调。当 VE7CA 对短调棒的位置满意了之后，他把鳄鱼夹去掉，而在原来被夹着的地方把 U 形匹配器的一边折向另一边，然后焊在一起了。作者不建议改变反射器的长度，除非你对天线建模程序很熟悉，想模拟一下不同的间距和振子长度。

15.7.8 40 m 波段线制八木天线

2001 年 11 月的 QST 杂志文章发表之后，VE7CA 收到了若干请求询问 40 m 波段的线制八木天线的制作难题。一位火腿说他需要在两个塔之间拉起一副 40 m 波段的八木天线，并且要能够通过翻转它来改变天线的指向。另一位需要能够在一个塔上架起来的 40 m 八木天线，以便冬季远程通联比赛时可以拉起来，而夏季时可以放下来。所以 VE7CA 仿真了 4 种不同情况下的 40 m 天线计算机模型：

1．水平放置、高 65 英尺的 2 单元线制八木天线；

2．斜拉两单元线制八木天线，一端高 65 英尺，另一端与垂直方向成 30°角斜拉下来；

3．斜拉两单元线制八木天线，一端高 65 英尺，另一端与垂直方向成 65°角斜拉下来；

4．倒 V 形的 2 单元线制八木天线，顶点高 65 英尺，振子两边的夹角为 120°。

图 15-31 显示了倒 V 形的八木天线的样子，表 15-6 则列出了各单元和 U 形匹配器的长度。图 15-32 显示了这几种天线垂直方向图的对比情况，以 65 英尺高的偶极振子为参考。如果你对 DX 很感兴趣的话，你就会很清楚对大多数天线来说，天线越高越水平越好。

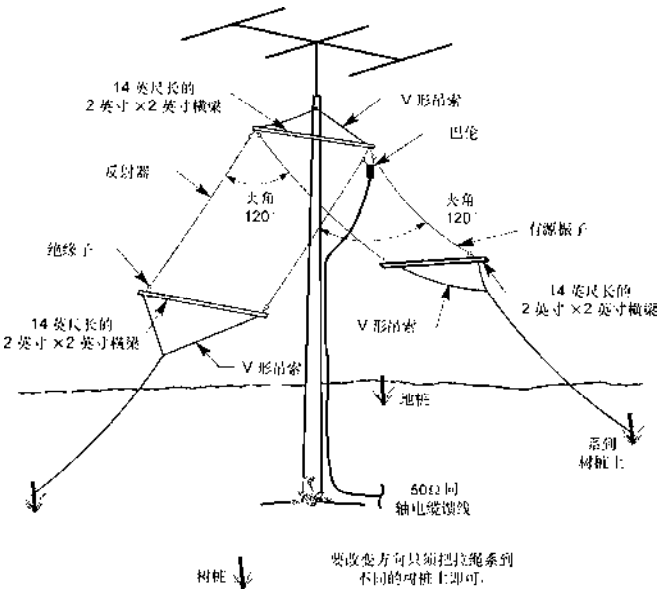


图15-31　挂在塔上的倒V形便携40 m波段线制八木天线的布局。

没错，在海水上面或者在有良好地面上方 120° l/4 地网上的 l/4 垂直天线的辐射角会非常低，但是确切地说这样的天线算不上是便携天线，并且我们并不是都住在海边的。这里要提的是，如果你能够成功地在海边架起一副第 3 种类型的天线（最垂直的线制八木天线）的话，你将会对它非常满意的。

表 15-6　　40 m 波段线制八木天线的结构

配　置	有源振子 cm（英尺）	反射器 cm（英尺）	U 形匹配器 cm（英尺）
1. 水平	1 978（64.90）	2 098（68.83）	
2. −30° 坡度	1 978（64.90）	2 113（69.32）	约 50 cm （22 英寸）
3. −65° 坡度	1 978（64.90）	2 101（68.93）	
4. 倒 V	2 040（66.93）	2 126（69.75）	

注：有源振子和反射器的间距是 427 cm（14 英尺），平行的 U 形匹配器线间距是 10 cm（4 英寸）。上面给出的长度都是每个振子的全长。

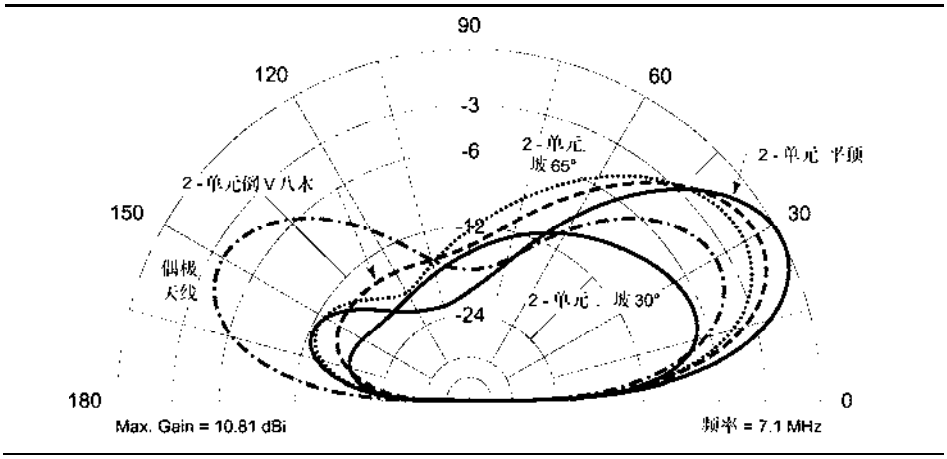


图15-32　5个40 m波段天线的垂直面方向图的比较。一个65英尺高的2单元平顶八木天线，一个65英尺高的2单元倒V形八木天线，一个与垂直面成65° 的斜拉2单元八木天线，一个与垂直面成30° 的斜拉2单元八木天线，还有一个65英尺高的水平偶极天线。

这里有一个要点是，如果你有两个塔，但不幸的是没能把它们架在海水或沼泽上，那么你应该把 40 m 波段的八木天线尽量拉得高一些和水平一些。如果只有一个塔并且不需要经常改变方向的话，那么可以试试倒 V 形的。这样通过把每端绕着塔转也还是可以改变方向的。

不过，即使是斜拉的 40 m 八木天线，一端固定在高 65 英尺的塔（或者树）上，另一端系上一根长绳，拉得离塔尽量远，也同样可以得到十分满意的信号。它的方向是可改变的，你可以通过把它绕着塔转来改变，或者通过翻转天线就能很快地把方向改变 180°。

15.7.9　总结

你不需要 10 m（60 英尺）高的塔、商用的三波段八木天线和转向器就可以在短波频段发射非常好的信号。线制的八木天线工作得非常好，而且它们很便宜，用在当地五金店就能找到的器件就能很容易地制作。图 15-33 是安装在马萨诸塞州的一副很成功的便携天线的图片。



图 15-33　安装在普利茅斯农场的 VE7CA 便携 2 单元 20/15/10 m 波段线制八木天线。（感谢 K1HTN 提供照片）

参考资料

关于这一章的资料和更多相关的讨论可以在下面给出的参考文献中找到。

G. Breed, K9AY, “The Coupled-Resonator Principle: A

Flexible Method for Multiband Antennas," The ARRL Antenna Compendium, Vol 5 (Newington: ARRL,1996), p 109ff.

R. J. Decesari, "A Portable Quad for 2 Meters," QST, Oct 1980, and "Portable Quad for 2 Meters, Part 2," Technical Correspondence, QST, Jun 1981, p 39ff.

D. DeMaw, "A Traveling Ham's Trap Vertical," QST, Oct 1980, p 28ff.

J. Hall, "Zip-Cord Antennas—Do They Work?" QST, Mar 1979, p 31ff.

M. Hansen, "A Portable 2-Element Triband Yagi," QST, Nov 2001, p 35ff.

M. Hansen, "Some More VE7CA 2-Element Portable Yagis," The ARRL Antenna Compendium, Vol7（Newington: ARRL, 2002, p 183ff.

C. L. Hutchinson, "A Tree-Mounted 30-Meter Ground-Plane Antenna," QST, Sep 1974, p 16ff.

C. W. Schecter, "A Deluxe RV 5-Band Antenna," QST,Oct 1980, p 38.

第 16 章

移动天线和船载天线

移动天线是安装在汽车或者其他公路交通工具（可能是旅行车，也可能是越野车）上的天线，多数业余爱好者一下子就会想到鞭状天线。通常大多数移动天线都是垂直的鞭状天线，移动天线也可以安装在其他地方。例如，安装在小船或者舰艇上的天线也是移动的，通常被称为“船载天线”。图 16-1 展示了另外一种用于手持收发机的移动天线。因为它们可以在运动中使用，当然更是名副其实的“移动”天线了。

图 16-1 所示的是一个可伸缩的全长为 $l/4$ 的 144 MHz 天线，它旁边的是与此相同波段的螺旋天线（即短棒天线）。这个螺旋天线是一个螺旋状的辐射器，是由带有类似橡胶材料保护层的硬铜线制作而成。螺旋线圈的电感为天线提供了电负载。在高于 28 MHz 的频率上，大多数的移动装置能够使用全长天线，但有时候为了方便而使用小一些并且加载的天线。比如螺旋天线在短范围内通信中比较方便，避免了手持机使用中天线太长太重的问题。

低于 28 MHz 时，全长鞭状天线的物理尺寸就成了问题，经常用一些电负载的形式（如同螺旋天线）。一般使用的加载技术是在鞭状天线的底部放一个线圈（底部加载），或者把线圈安置在鞭状天线的中间（中心加载）。本章将要讨论这些和其他的技术。

很少有爱好者为短波段及航海移动通信而架设他们自己的天线，因为考虑到安全性，他们认为商业天线具有更成熟可靠的机械结构。然而，本章为那些希望架设自己的移动天线的爱好者们提供了几个架设方案。即使商业天线安装完毕，但由于某些特别点的微调以及所需架构方式的不同，大部分天线还需要作一些调整，本章给出的信息可以使您对天线优化有一个更好的理解。

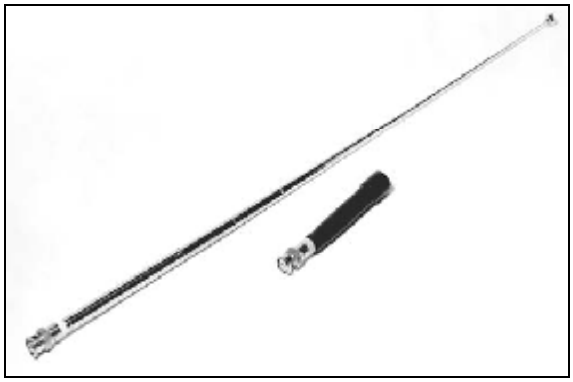


图16-1　两种移动天线。由于他们可以应用于运动状态而成为移动天线。这里给出一个 $l/4$ 拉杆天线，以及一个“短棒”天线，两种都是设计用于144 MHz。$l/4$拉杆天线为19英寸长，而短棒天线只有3½英寸长（两种的长度都不包括BNC连接头，其中短棒天线采用螺旋绕法构成幅射体）

16.1　移动 HF 基础知识

图 16-2 展示了一个典型的安装在保险杠上且工作于 HF 范围内的中心加载鞭状天线。Jack Schuster（W1WEF）在汽车里进行了 80～2 m 波段的通联。天线也可以安装在车身（例如挡泥板）上。对于鞭状天线底部的弹簧和网球起到了像减震器的作用，否则在运动中频繁的弯折会损坏天线。底部弹簧和加载线圈之间安装了一段短而重的桅杆段。有些天线还附带某个机械装置，可以使天线翻转过来以便于调整，或者当天线不使用时将其固定到车顶上。

从加载线圈的底部引出一对拉索线连到固定在车顶槽的夹子上或者吊钩上也是可行的，也可以像 W1WEF 做的那样引到行李箱和尾部保险杠上。尼龙钓鱼线（能承受大约 40 磅的测试）适合用来达到此步操作。拉索具

有安全绳的作用，同时也能很好地减少天线的摆动。到发射机的馈线连接到保险杠和天线的底部。良好的低阻连接在这里非常重要。



图16-2　一个典型的安装在汽车保险杠上的HF移动天线，图中是W1WEF使用的天线。可以看到采用了尼龙线和网球减震（图片由W1WEF提供）

对天线的调节通常是通过改变位于加载线圈上方的可调鞭状天线部分的高度来实现。首先，调整接收机并尝试确定信号的峰值位置。一旦找到这个频率以后，打开发射机并检测 SWR，找到 SWR 最低时的频率。缩短可调部分长度将提高谐振频率，增加它的长度将降低谐振频率。使天线远离周围物体（如头顶的电线）起码 10 英尺或者更远，以防止这些导体的去谐效应。一旦在所需要的频率范围中心找到 SWR 最低点后，就应当记录下可调部分的长度。

传播条件和点火噪声通常是 10～28 MHz 移动通联中的限制因素。天线尺寸限制使通联在 7 MHz 上略受影响，而在 3.5 MHz 和 1.8 MHz 则会受到更大影响。从这个观点来看，7 MHz 可能是移动 HF 通信的最理想波段了。从 7 MHz 局域移动网的流行就很容易看到它的适用了。对于本地操作，28 MHz 也很有用，因为天线效率较高，而且它不需要加载线圈，因此天线的制作也相对简单一些。

当通信频率降低时，固定长度的天线看起来像（从馈点上看）一个逐渐减小的阻抗与一个逐渐增大的容抗相串联。容抗必须除掉，这迫使我们必须使用一个等效串联感抗或者加载线圈。所需电感的大小可以由天线系统中加载的线圈所确定。

对一个固定长度的天线来说，底部加载要求的电感值最小，当线圈鞭状天线上的加载位置越高，所需要的电感值就越大。这是因为较短那部分天线（高于线圈以上部分）对车体的电容值降低了（即表示更高的容抗），因此需要更多的电感来使天线谐振。优点是鞭状天线的电流分布得到了改善，增加了辐射阻抗。缺点是要求一个更大的线圈，也意味着线圈尺寸和损耗的增加。因此，中心加载被广泛认为是最便于构建的一个良好的折中方案。将线圈放到沿天线向上 2/3 距离上似乎是最理想的位置。

对在移动环境中使用的典型的天线长度来说，随着所用频率的降低，构造合适的加载线圈会变得越发困难。由于所需谐振电感的增大，同时在低频段上的辐射电阻值的减小，大多数能量消耗在线圈的损耗电阻和其他欧姆损耗上。这就是强烈建议去买商业加载线圈的原因之一，即使商业线圈的额定功率非常高而你只要低功率通信时，还是应该采用商业线圈！

不管使用的功率电平是多少，在更高功率的负载天线上的导线损耗通常要少一些（以百分比方式比较），并同时带来辐射效率上的改善。当然，上述的理论也适用于自制的负载线圈，设计中要考虑的问题将在后面章节中讨论。

一旦天线调整到了谐振，天线终端的输入阻抗相当于一个纯电阻。忽略掉损耗后，对一个 8 英尺的鞭状天线来说，这个值在 21 MHz 时降到接近 15 Ω，而在 1.8 MHz 时降至 0.1 Ω。当考虑线圈损耗和其他损耗时，输入电阻在 1.8 MHz 大约增加至 20 Ω，在 21 MHz 增加到约 16 Ω。这些是在相对高效率的系统中得到的数值。从这里可以看出典型的条件下，辐射效率在 18 MHz 上要比在 21 MHz 上差多了。

因为现在大多数的设备都被设计成和 50 Ω 的传输线相匹配，所以通常我们还要加上一个匹配网络，尤其对于前面提到的高效率天线。这可以使用宽带变压器，带抽头的线圈或者 LC 匹配网络的形式。对自制的或者改进的设计来说，带抽头的线圈方案可能是最容易实现的，但宽带变压器不需要调整。当损耗升高时，输入电阻也随之升高，在低效率的系统中可能不再需要匹配网络了。

16.1.1　典型移动天线的等效电路

在前面的部分中，讨论了一些总体上的问题，现在将继续讨论一些细节问题。在解决与电磁方面相关（就像天线系统）的问题时人们习惯于尝试寻找一个等效网络来代替原有天线进行深入分析。在许多情况中，等效网络模型只在有限的频率范围内比较准确。然而，这在分析天线和传输线之间进行匹配的时候是一个很有用的办法。

天线终端的输入阻抗变为纯电阻时，天线进入谐振状态。在地平面上的垂直天线发生谐振的最短长度是其工作频率上的 $l/4$ 电尺寸；在这个长度下的阻抗（忽略损耗）大约是 36 Ω。谐振的概念可以推广到比 $l/4$ 短（或长）的天线中去，只要输入阻抗呈现出纯电阻。像前面所指出的那样，当频率降低时，天线看起来像一个串联 RC 电

路，如图 16-3 所示。对一般的 8 英尺鞭状天线来说，C_A 的容抗值可能在 21 MHz 上的约−150 Ω 到 1.8 MHz 上的 −8 000 Ω 之间变化，同时辐射电阻 R_R 在 21 MHz 上的约 15 Ω 到 1.8 MHz 上的 0.1 Ω 之间变化。

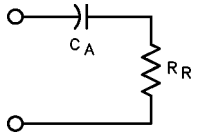


图16-3　在低于谐振点频率上，鞭状天线将在阻抗上呈现容性。其中R_R为辐射电阻，C_A则代表了天线的容抗部分。

对一个长度小于 0.1 l 的天线，大致的辐射电阻可以由下面的等式决定：

$$R_R = 273\times(\mathbf{l}f)^2\times10^{-8} \qquad (16\text{-}1)$$

其中 l 是表示鞭状天线的长度，单位为英寸，f 表示工作频率，单位为 MHz。

因为电阻很小，如果要求较大的功率在 R_R 上以辐射的形式消耗掉，电路中必须流过相当大的电流。然而很明显，电路中只要还存在相对较大的容抗，流过其中的电流就会很小。

16.1.2　天线的电容

以串联方式接入一个等效感抗（线圈 L_L）可以将容抗抵消掉从而调整天线系统达到谐振，如图 16-4 所示。



图16-4　在低于鞭状天线谐振频率之下的频率段中所呈现出来的容抗，可以通过在天线上串入加载线圈的方式以增加值的感抗来给予抵消。

一个长度短于 l/4 的垂直天线的电容由下式给出：

$$C_A = \frac{17\mathbf{l}}{\left[\left(\ln\frac{24\mathbf{l}}{D}\right)-1\right]\left[1-\left(\frac{f\mathbf{l}}{234}\right)^2\right]} \qquad (16\text{-}2)$$

其中

C_A = 天线的电容，单位为 pF

$\mathbf{l}$ = 天线高度，单位为英尺

D = 辐射体的直径，单位为英寸

f = 工作频率，单位为 MHz

$$\ln\frac{24\mathbf{l}}{D} = 2.3\log_{10}\frac{24\mathbf{l}}{D}$$

图 16-5 显示了各种普通直径和长度下鞭状天线的大致电容值。在 1.8 MHz、4 MHz 和 7 MHz 上，所需的加载线圈的电感（当负载线圈位于天线底部）大约就是在所需波段谐振时（对应图中标示的鞭状天线电容）所需的电感。在 10～21 MHz 频率范围，这种粗略的计算给出的值比需要的电感要大，但它给最后要进行的系统调试奠定了一个基础。

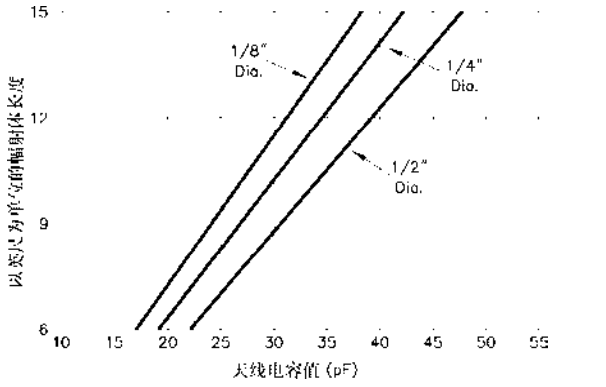


图16-5　图中给出垂直短天线各种直径与长度下近似的电容值。这些数值对于中间加载天线来说应该近似减半。

16.2　负载线圈设计

为将负载线圈损耗减到最小，线圈应该有一个高的电抗—阻抗（即一个高的空载 Q 值）。一个用细导线绕在较小直径的劣质实芯棒上并带有金属保护壳的 4 MHz 的负载线圈，可能只有低至 50 的 Q 值，并有 50 Ω 或者更多的电阻损耗。高 Q 值线圈需要较大导体、空心结构和较大的绕圈间隙，还要能弄到最好的绝缘材料。直径不小于线圈长度的一半（物理上不是经常可行的）和在线圈里的金属用量尽量少，这两个条件也是获得最理想效率的必要条件。符合这样条件的工作在 4 MHz 上的线圈可能有达到 300 或更高的 Q 值，同时只有 12 Ω 或者更小的电阻。

然后线圈可以采用串联的形式和馈线放在一起并加载到天线的底部以去掉不想要的容抗，如图 16-4 所示。这样的办法经常被称为底部加载，许多实际的移动天线系统用的正是这种方法。

多年以来，出现了一个问题：与简单的底部加载方式相比，会不会有更高效率的设计。当尝试过各种方法也取得了不同程度的成功后，只有很少一部分方案被广

泛接受并在实际系统中使用。这些是中心加载、持续加载，以及后者与较传统天线的结合。

底部加载和中心加载

如果鞭状天线比波长短并且沿着长度 l 上的电流是均匀的，在距离天线 d 处的电场强度 E 大约为：

$$E = \frac{120\pi I l}{d\,l} \qquad (16\text{-}3)$$

其中

I 是天线上的电流，单位为安培（A）

l 为波长，与 D 和 l 具有相同的单位

流经鞭状天线的电流是均匀的只是一个理想化的状态，因为实际上电流在天线底部最大，到顶部时减到最小。在实际中，场强要小于上式给定的结果，因为它是分布在鞭状天线上的电流的函数。

鞭状天线上电流分布不均匀的原因可以从图 16-6 中的近似电路模型中看出来。一个在接地平面上的鞭状天线在许多方面和渐变的同轴电缆相似，后者的中心导体沿着其长度保持相同的直径，但外导体的直径是增加的。这种电缆单位长度电感将沿着导线增加，而单位长度电容将会减小。图 16-6 中，天线由串联的 LC 电路表示，其中 C1 比 C2 大，C2 比 C3 大，依此类推。L1 比 L2 小，L2 比随后的电感又小。这种网络结果是大多数的天线电流返回到靠近天线底部的地面，只有很少一部分流到靠近天线顶端。

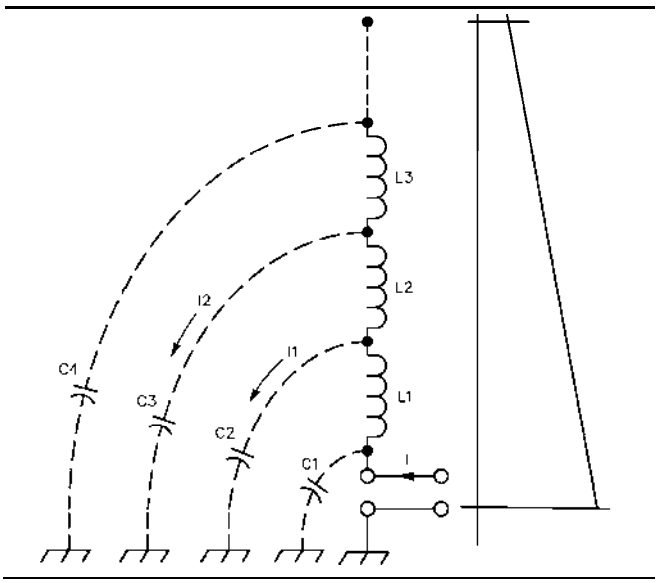


图16-6　一个位于完美导电地平面上的简单鞭状天线的近似电路。每单位长度的旁路电容值随着高度的增加而减少，而每单位长度的串联电感值则在增加。因此，大部分的天线电流将返回天线底部附近的地平面中，右边给出这种情况下的电流分布曲线。

表 16-1　　1 副 8 英尺长移动鞭状天线的近似参数

f（MHz）	加载电感（μH）	R_C（Q50）（W）	R_C（Q300）（W）	R_R（W）	馈电点电阻 R^*（W）	匹配电感（μH）
底部加载方式						
1.8	345	77	13	0.1	23	3
38	77	37	6.1	0.35	16	1.2
7.2	20	18	3	1.35	15	0.6
10.1	9.5	12	2	2.8	12	0.4
14.2	4.5	7.7	1.3	5.7	12	0.28
18.1	3.0	5.0	1.0	10.0	14	0.28
21.25	1.25	3.4	0.5	14.8	16	0.28
24.9	0.9	2.6	—	20.0	22	0.25
29.0	—	—	—	—	36	0.23
中间加载方式						
1.8	700	158	23	0.2	34	3.7
3.8	150	72	12	0.8	22	1.4
7.2	40	36	6	3.0	19	0.7
10.1	20	22	4.2	5.8	18	0.5
14.2	8.6	15	2.5	11.0	19	0.35
18.1	4.4	9.2	1.5	19.0	22	0.31
21.25	2.5	6.6	1.1	27.0	29	0.29

R_C = 加载线圈电阻；R_R = 辐射电阻；

*假定负载线圈 Q 值为 300，并且包括了估测的地面损耗电阻。

有两种方法可以改善这种分布，使电流分布得更均匀。一个是通过使用顶部加载或电容帽增加天线顶部的对地电容，这在第 6 章中已经讨论过。很不幸，风对电容帽的阻力使它在移动环境中不太适用。另外一个办法是将加载线圈放置在天线上比较高的地方，如图 16-7 所示，而不是放在底部。如果线圈与线圈以上部分的对地电容产生谐振（或者接近谐振），电流分布将会得到改善，如图 16-7 所示。顶部加载和中心加载的共同结果都是增加辐射电阻，补偿损耗的影响，使得匹配更加容易。

表 16-1 给出了针对各种业余波段的加载线圈近似电感值。它也给出了 8 英尺鞭状天线所期望的大致的辐射电阻值，以及两组加载线圈的电阻：一组 Q 值为 50；另外一组 Q 值为 300。辐射电阻与线圈电阻的比较说明了将线圈电阻值减至最小的重要性，尤其在 3 个低频率波段上。表 16-2 针对表 16-1 中列出的电感值给出了推荐的负载线圈尺寸。

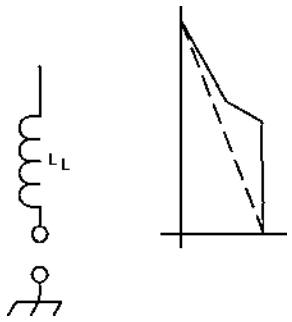


图16-7　采用中间加载改善电流的分布。

表 16-2　　推荐的加载线圈尺寸

所需电感量	圈数	线规号	直径（英寸）	长度（英寸）
700	190	22	3	10
345	135	18	3	10
150	100	16	2½	10
77	75	14	2½	10
77	29	12	5	4¼
40	28	16	2½	2
40	34	12	2½	4¼
20	17	16	2½	1¼
20	22	12	2½	2¾
8.6	16	14	2	2
8.6	15	12	2½	3
4.5	10	14	2	4¼
4.5	12	12	2½	4
2.5	8	12	2	2
2.5	8	6	2⅜	4½
1.25	6	12	1¾	2
1.25	6	6	2⅜	4½

16.3　线圈加载型短 HF 移动天线的优化设计

短 HF 移动天线的优化设计产生于对负载线圈的 Q 因子，线圈的加载位置、地面损耗电阻和天线长度-直径比这些因素的均衡调整中。要想对这些参数的优化均衡有更深的了解，就得要全面理解它们相互影响的原理。这一部分介绍了如何设计出最大辐射效率的移动天线的数学方法。Bruce Brown（W6TWW）在《ARRL 天线纲要手册卷 1》中第一次提到了这种方法（见本章最后所列的参考资料）。

放置加载线圈的最佳位置可以通过实验找到，但这要花许多时间来设计、建造模型以及进行测量来保证设计的有效性。一个更快更可靠的确定线圈最佳加载位置的方法是通过使用电脑来完成的。这个办法允许任何单一变量的变化，同时观察它对系统的累积影响。用曲线图绘制的结果显示，要实现天线的最大辐射效率，线圈的加载位置十分关键。

16.3.1　辐射电阻

确定辐射效率需要知道电阻性功率损耗和辐射损耗。辐射损耗由辐射电阻的形式表达。辐射电阻定义为能消耗与天线辐射出去相同的能量的电阻。下面等式中用的变量已经在文章中有过界定，现将其总结于表 16-3 中。小于 45° 电角度（l/8）的垂直天线的辐射电阻大约为：

$$R_R = \frac{h^2}{312} \qquad (16\text{-}4)$$

其中

R_R——辐射电阻，单位为 Ω

H——天线长度，单位为电角度

用电角度表达天线的高度表示为：

$$h = \frac{\mathbf{l}}{984} \times f(\text{MHz}) \times 360 \qquad (16\text{-}5)$$

其中

$\mathbf{l}$——天线长度，单位为英尺

f（MHz）——操作频率，单位为 MHz

末端效应被有意忽略以保证天线是电长的。这样通过简单的去掉负载线圈上的 1～2 圈就可以使天线在设计频率上达到谐振。

表 16-3　式（16-4）到式（16-20）中所使用的变量

A =面积，单位 度-安培
a =天线半径，为英制或公制单位
dB =信号损失，单位 分贝
E =效率，单位 百分比
f（MHz）=频率，单位 MHz
H =高度，英制或公制单位
h = 高度，单位 电角度
h_1 =底部部分的高度，单位 电角度
h_2 = 顶部部分的高度，单位 电角度
I = Ibase = 1 安培的地电流
k = 0.0128　K 常数
k_m =平均特征阻抗值
k_{m1} =底部的平均特征阻抗值
k_{m2} =顶部的平均特征阻抗值
L =天线的长度或高度，单位 英尺
P_I =输入到天线的功率
P_R =辐射出去的功率
Q =线圈品质因数
R_C =线圈损耗电阻，Ω
R_G =地面损耗电阻，Ω
R_R =辐射电阻，Ω
X_L =加载线圈感抗值

公式（16-4）只对有正弦电流分布和无电抗负载的天线有效。然而，但它可以成为研究非正弦电流分布的短天线的基础。

参考图 16-8，分布于一个电角度为 90°（l/4）的天线上的电流随着电角度长度的余弦变化。天线上前 30° 的电流分布基本上是线性的。正是因为这种线性，可以得到一个更简单更有用的辐射电阻公式。

小尺寸的底部加载短垂直天线的辐射电阻可以方便的由几何图形的方式确定，如图 16-9 所示为一个三角形。辐射电阻由下式给出：

$$R_R = KA^2 \qquad (16\text{-}6)$$

其中

K 是一个常量（将很快得到）

A 是三角状电流分布的面积，单位为安培角

安培角面积表示为：

$$A = \frac{1}{2} h \times I_{base} \qquad (16\text{-}7)$$

结合公式（16-4）和公式（16-6）可以求出 K，有

$$K = \frac{h^2}{312 \times A^2} \qquad (16\text{-}8)$$

将图 16-9 中的值代入公式（16-8）可以得到

$$K = \frac{30^2}{312 \times (0.5 \times 30 \times 1)^2} = 0.012\,8$$

将得到的 K 的值代入公式（16-5）可以得到

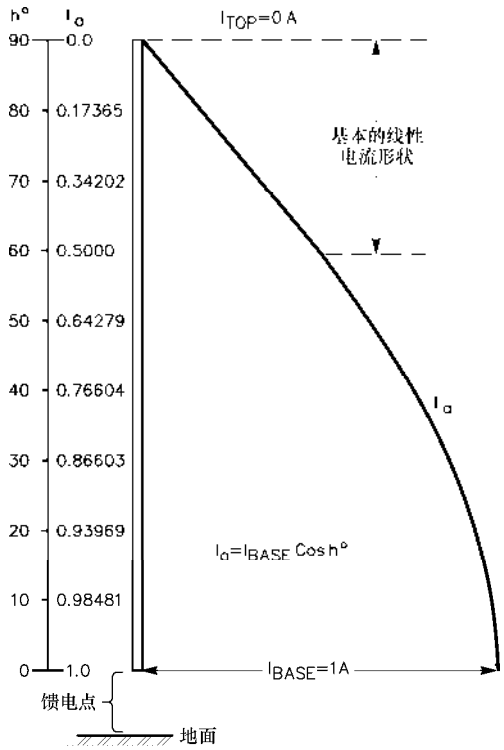


图16-8　高度h =90电角度的垂直天线相对电流分布。

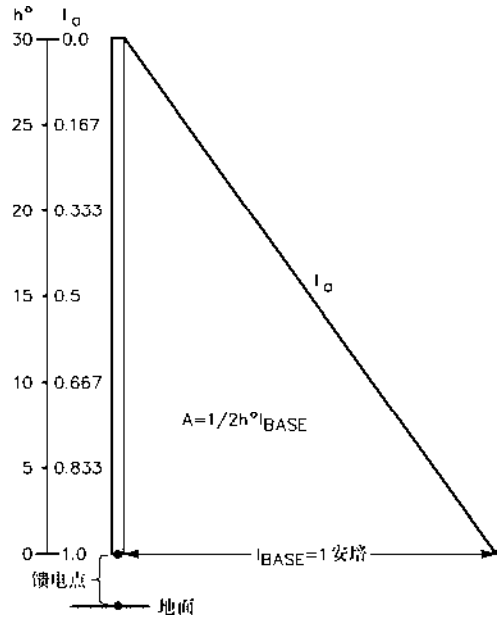


图16-9　一个底部加载高度h=30电角度的垂直天线相对电流分布（已线性化）。图中没有画出底部加载线圈。

$$R_R = 0.012\,8 \times A^2 \qquad (16\text{-}9)$$

式（16-9）对确定有加载线圈并且长度短于 30° 的垂直天线的辐射电阻非常有用。这里得到的常量与 Laport 给出的值（见参考资料）稍有不同，因为他在辐射电阻

公式（16-4）中用了一个不同的等式。

当负载线圈沿天线向上移动（远离馈点），改变后的电流分布如图 16-10 所示。在底部任何点的电流均会随着电角度长度的余弦而变化。因此，注入负载线圈底部的电流比流入天线底部的电流要少。

但是在天线顶部的电流如何呢？忽略损耗和线圈辐射，加载线圈就像集总常数，即一直保持了相同的电流。结果，在一个高 Q 值线圈的顶部的电流实质上等于线圈底部的电流。我们可以很容易地立即在测试天线的负载线圈的上方和下方安装上 RF 电表，从而证明这点。因此，较之流入全长为 90° 天线等效部分的电流量，线圈“迫使”更多的电流注入到天线顶部。这是出现在负载线圈顶部极高的电压的结果。较之在 l/4 天线等效部分上的辐射，这个更强的电流引起了更多的辐射（传统线圈是这样。然而，细长线圈上的辐射允许线圈电流减小，就像螺旋绕制的天线中那样）。

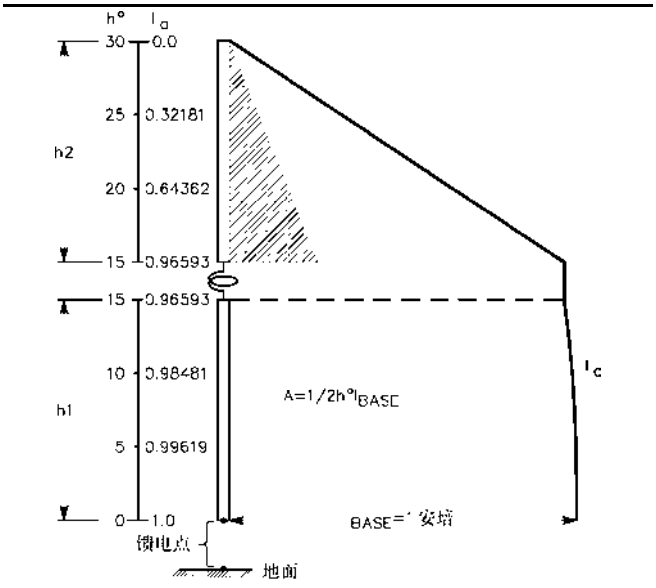


图16-10　一个底部和顶部长度都等于15电角度的中间加载天线的相对电流分布。斜线阴影区域表示在一个90°高的垂直天线底部馈入1 A电流时，顶部15°长度的电流分布。

图16-10中阴影区域展示了流经与90° 高的天线等效部分的电流，可以看出由于电流分布的改善，短电线的鞭状部分中的安培角面积大大地增加了。天线顶部的电流线性减少，在最高点减少到零。这可以从图 16-10 中看出来。

图 16-10 中的安培角面积是由顶部电流分布形成的三角形面积，加上底部电流分布的近似梯形面积的总和。线圈的辐射没有包括在安培角面积里，因为它太小而难以确定。线圈的任何辐射都可以看作是附带值。

安培角面积由下式表达：

$$A=\frac{1}{2}\left[h_1(1+\cos h_1)+h_2(\cos h_1)\right] \qquad (16\text{-}10)$$

其中

h_1 为底部的电长度，单位为度；

h_2 为顶部的电高度，单位为度。

当加载线圈在除了天线底部以外的任何位置时，安培角面积（将式（16-10）代入式（16-9）计算可得）可以用来确定辐射阻抗。在图 16-11 中，辐射阻抗由这些等式计算出来，并为 3 英尺和 11 英尺天线在 3 个不同的频率上随负载线圈的位置用曲线绘制出来。8 英尺是商制天线的典型长度，11 英尺天线是能安装在车辆上的大致最佳可行长度。

图 16-11 中的曲线显示出辐射阻抗随着加载位置的上移几乎呈线性增长。也显示出辐射阻抗随着频率的增长迅速增加。如果分析就到这里，有人可能得出负载线圈应该放置在天线顶部的结论。其实不然，后面我们会讲清楚。

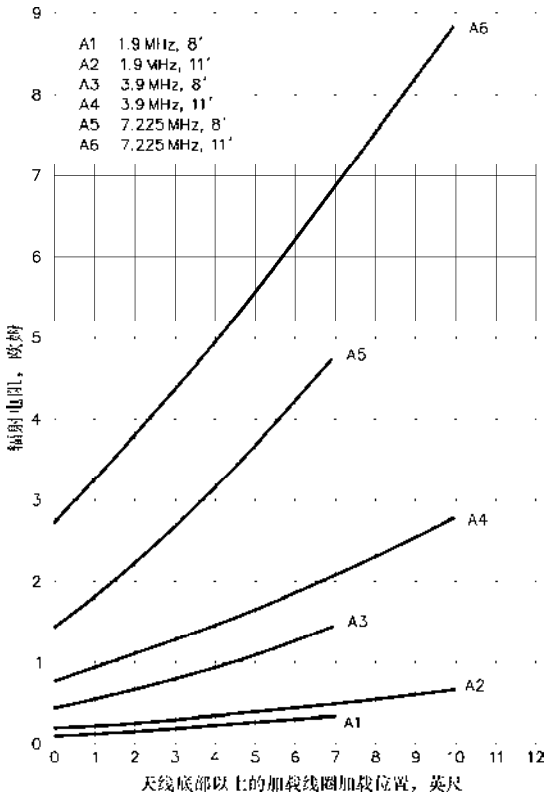


图16-11　以线圈加载位置为变量的辐射电阻输出函数曲线。

16.3.2　所需负载电感

要计算使一个短天线达到谐振的线圈电感的数值可以通过 Boyer 在《Ham Radio》一书中所描述的天线传输线分析方法很容易也很精确地做到。对图 16-9 所示的一个底部加载天线来说，天线谐振所需的负载线圈电抗由下式给出

$$X_{\mathrm{L}}=-\mathrm{j}K_{\mathrm{m}}\cot h \qquad (16\text{-}11)$$

其中

X_{L} 为所需感抗

K_m 为平均特性阻抗（在式（16-12）中定义）

−j 项指出了天线在馈点呈现出容抗，必须有一个加载线圈来抵消这个电抗。

天线的平均特性阻抗由下式表示

$$K_m = 60\left[\left(\ln\frac{2H}{a}\right)-1\right] \qquad (16\text{-}12)$$

其中

H 为天线物理长度（不包括负载线圈的长度）

A 为天线半径，与 H 有相同的单位

从式（16-12）可以看出通过增加半径来降低天线的高度－直径比将引起 K_m 下降。参考（16-11）式，K_m 的下降也降低了使天线谐振所需的感抗。稍后会指出，这将提高辐射效率。在移动应用中，如果我们尝试使用物理直径很大的天线，将会很快遇到风阻力的问题。

如果将负载线圈从天线底部去掉，天线将被划分为一个底部和一个顶部，如图 16-10 所示。当把线圈从底部移去时使天线谐振所需的负载线圈电抗由下式给出

$$X_L = jK_{m2}(\cot h_2) - jK_{m1}(\tan h_1) \qquad (16\text{-}13)$$

在移动天线的设计与架设中，顶部通常是直径比底部小得多的鞭状天线。因此，有必要分别计算顶部和底部的 K_m 值。K_{m1} 和 K_{m2} 分别是底部和顶部的平均特性阻抗。

把图 16-11 中 3.8 MHz 天线的负载线圈电抗的曲线计算出来并绘制于图 16-12 上。这些曲线表明了加载线圈的位置对谐振所需电抗的影响。图 16-12 中的曲线说明了较长的天线谐振所需的电抗降低。这些曲线也揭示了所需负载线圈电抗在线圈过了天线中部后呈非常快速的增加。因为需要尽可能高的负载线圈 Q 值因子，同时因为当负载线圈直径是长度的 2 倍时能得到最佳 Q 值，线圈将增长得像在天线上方的烟环，很快达到一个不切实际的尺寸。因为这个原因，在所有计算中，负载线圈的最高加载位置被限制在距离天线顶端 1 英尺的位置。

16.3.3 负载线圈电阻

负载线圈的电阻是引起能耗的一个因素，否则这个能量会被天线辐射出去。负载线圈中的热损耗没有任何好处，所以应该通过使用尽可能高的 Q 值负载线圈将它减至最小。负载线圈损耗电阻是线圈 Q 值的函数，由下式给出

$$R_C = \frac{X_L}{Q} \qquad (16\text{-}14)$$

其中

R_C 为负载线圈损耗电阻，单位为 Ω

X_L 为负载线圈电抗

Q 为线圈品质因数

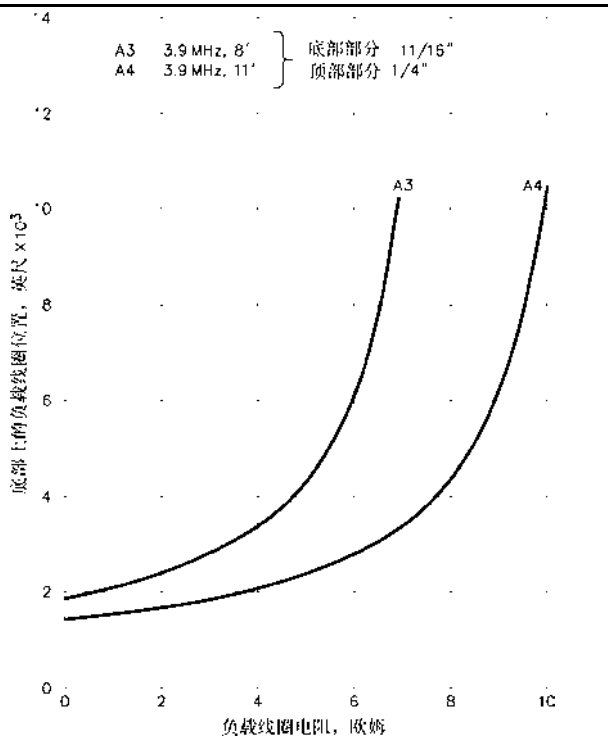


图16-12 谐振所需的负载线圈电抗值，图中曲线以线圈在天线底部上的加载高度作为函数变量。谐振频率为3.9 MHz。

式（16-14）指出了对给定的一个感抗，较大的 Q 值线圈将降低损耗电阻。Q 值测量仪的测量结果说明了典型的商业线圈在 3.8 MHz 波段上给出一个 150～160 的 Q 值。

通过使用直径-长度比为 2 的大直径线圈，使用直径较大的电线，在圈与圈之间保留更多的空隙，以及使用低损耗聚苯乙烯支撑和包围材料都可以获得更高的 Q 值。理论上讲，因为需要调谐，所以负载线圈上的各圈之间不能造成短路，因为短路会略微降低 Q 值。这时应该去掉线圈上的一些圈数以调整到谐振状态。

客观地说，应当指出许多实际移动天线使用带短路圈的大直径负载线圈来达到谐振。流行的“德州臭虫捕捉器”线圈值得注意。尽管一般禁止使用短路圈，但这些系统经常比那些加载了小型且 Q 值相对低的固定线圈的天线效率更高。

16.3.4 辐射效率

辐射能量与馈入天线的能量之比决定了天线的辐射效率。由下式给出：

$$E = \frac{P_R}{P_I}\times 100\% \qquad (16\text{-}15)$$

其中

E 为辐射效率，以百分数的形式

P_R 为辐射的能量

P_I 为在馈点返回到天线的能量。

简而言之，对于带加载线圈的移动天线，有一大部分馈入天线的能量消耗在地面和线圈电阻上。一部分相对不明显的能量也消耗在天线导体电阻和支座绝缘子的泄漏电阻上。因为后面两种损耗都非常小并难以估计，这里在计算辐射效率时忽略了它们。

另外一个值得注意的损耗是匹配网络损耗。因为我们在计算辐射效率中只考虑了馈入天线的能量，任何公式都没有考虑匹配网络损耗。只是强调说匹配网络应该设计为损耗最小以使天线得到的发射功率最大。

辐射效率计算公式可以重写和扩展如下：

$$E=\frac{I^2R_R\times100}{I^2R_R+I^2R_G+(I\cos h_1)^2R_C} \qquad (16\text{-}16)$$

其中

I 为天线底部电流，单位为 A

R_G 为地面电阻损失，单位为 Ω

R_C 为线圈电阻损失，单位为 Ω。

式（16-16）中的每一项代表了与它相关的电阻上的损耗能量。所有的电流项抵消，简化此式为

$$E=\frac{R_R\times100}{R_R+R_G+R_C(\cos h_1)^2} \qquad (16\text{-}17)$$

对底部加载天线来说，$\cos^2h_1$ 减为 1 并可以忽略。

16.3.5 地损耗

式（16-14）指出了在天线系统中总的电阻损耗为：

$$R_T=R_R+R_G+R_C(\cos^2h_1) \qquad (16\text{-}18)$$

其中 R_T 是总的电阻损失。地损耗电阻可以通过重新排列式（16-18）确定如下：

$$R_G=R_T-R_R-R_C(\cos^2h_1) \qquad (16\text{-}19)$$

R_T 可以在车辆上安装一个测试天线并通过用一个 R－X 噪声桥或者一个 SWR 分析仪测量。你可以接着计算 R_R 和 R_C。

地损耗是一个有关车辆尺寸、天线在车辆上的安装位置以及车辆经过地面的电导率等变量的函数。只有前面两个变量可以实际控制。较大型车辆比小型车辆能提供更好的地平面。车辆地平面是不完全的，所以结果是相当可观的 RF 电流流入（也是地损耗）车辆周围和下面的大地中。

通过尽可能提高天线的底部在车辆上的位置，可以减小地损耗。这是由于天线对地的电容减小，增大了对地的容抗。因而相应地减少了地电流和地损耗。

这个结果已经通过在两辆不同的车上的 3 个不同位置安装相同的天线得到证实，其中地损耗的结果由式（16-19）所确定。在第一个实验中，把天线安装在一个巨大的旅行车顶部下方 6 英寸的位置，正好在左边的后窗口后面。这个实验将天线底部放在高出地面 4.2 英尺的地方，结果测量到 2.5 Ω 的地损耗电阻。第 2 个实验将相同的天线安装在一个中等大小的轿车尾部挡泥板左侧，正好在行李箱盖左边。在这个实验中测量到的地损耗电阻是 4 Ω。第 3 个实验使用了相同大小的轿车，但是天线被安装在尾部保险杠上。在最后这个实验中，测量到的地损耗电阻是 6 Ω。

仅由于安装位置的不同以及车辆尺寸的差异，就使同样的天线得到了 3 个不同的地损耗电阻。天线离地面越近测量到的地损耗越大这个结论很重要。但是在移动天线的安装中，也不必过分强求最大限度地减小地损耗。

16.3.6 效率曲线

利用前面定义的公式，图 16-13～图 16-16 描述了用计算机绘制出的辐射效率曲线。这些曲线是在 3.8 MHz 和 7 MHz 长为 8 和 11 英尺的天线上计算所得的。对于 2 Ω 和 10 Ω 两种地损耗电阻，我们都使用了多个 Q 值的负载线圈。在计算中，底部是直径为 1/2 英寸的电磁圆管，它的外部直径是 11/16 英寸。顶部是 Belden 牌包线包裹的玻璃纤维自行车辐条材料。这都是可以很容易找到的材料，一般的爱好者可以用它建造一个廉价但是耐用的天线。

仔细观察之后，我们可以看出这些辐射效率曲线显示了一些重要的信息：

1．线圈 Q 值越高辐射效率越高；

2．天线越长辐射效率越高；

3．工作频率越高辐射效率越高；

4． 地损耗电阻越低辐射效率越高；

5． 较高的地损耗电阻迫使天线中心上方的负载线圈在辐射曲线中达到峰值；

6．较高 Q 值的线圈使辐射效率曲线更加尖锐，致使在优化辐射效率时负载线圈的位置更关键。

注意到辐射效率曲线达到一个峰值之后，就开始随着负载线圈沿天线的升高而降低。这是因为在天线中心上方所需的负载线圈电抗增加很快。参考图 16-12，谐振所需的线圈尺寸的快速增加导致了线圈损耗电阻的增长速度比辐射电阻要快得多。这引起了辐射效率下降，如图 16-11 所示。

在底部加载位置和线圈高度为 1 英尺的位置之间的曲线上存在着一个微小的反转曲率。这是由曲线的突变引起，这个突变是由于线圈在底部插入了一个比鞭状天线直径更大的基座所产生的。

图 16-13～图 16-16 中的曲线是根据固定直径的（但不相等）底部和鞭状部分计算而来。由于有风阻力，我们不赞成去增加鞭状部分的直径。然而，因为想更好地提高辐射效率，可以增加底部的直径。图 16-17 是根据底部直径在 11/16 到 3 英寸的变化范围内而计算的。图中曲线表明较大直径的底部会导致辐射效率的小幅度增加。

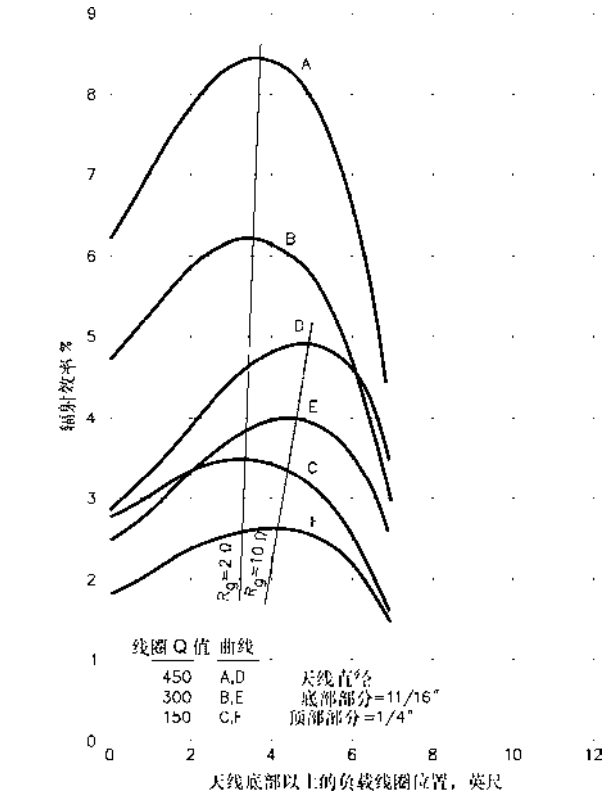


图16-13　8英尺长度天线工作在3.9MHz时的辐射效率。

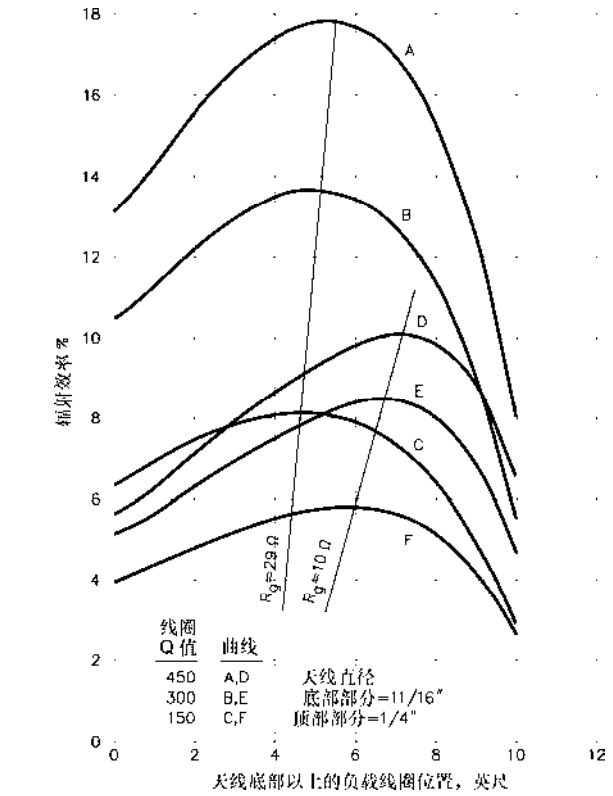


图16-14　工作于3.9 MHz的11英尺长天线的辐射效率。

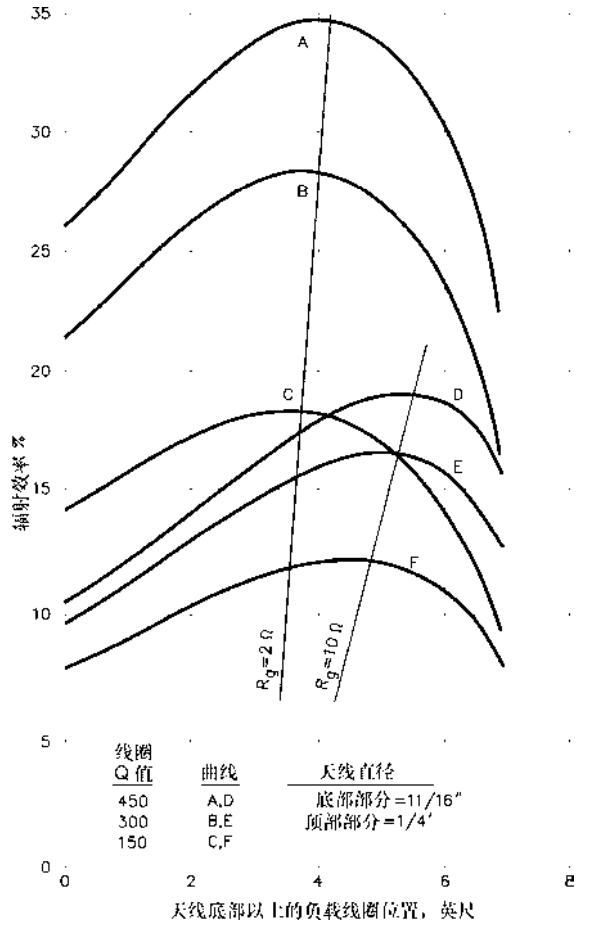


图16-15　工作于7.225 MHz的8英尺长天线的辐射效率。

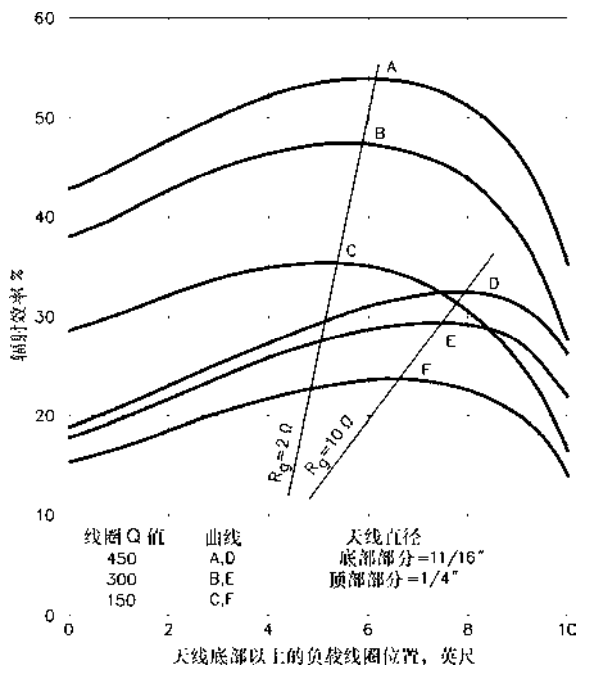


图16-16　工作于7.225 MHz的11英尺长天线的辐射效率。

图 16-13～图 16-16 中的曲线说明比起 7 MHz 波段，在 3.8 MHz 波段上的辐射效率可能要低得多。它们在 1.8 MHz 波段上将会更低。为了让大家对辐射效率与信号强度有一个更清楚直观的了解，图 16-18 使用了如下的公式计算：

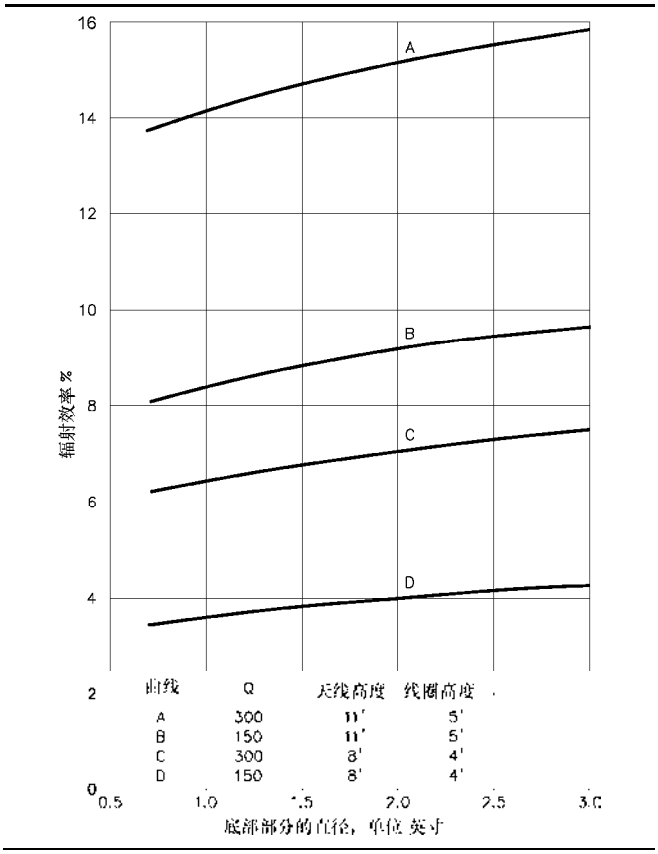


图16-17　以底部直径为变量的辐射效率曲线图。频率为3.9 MHz，地损耗电阻=2 Ω，上面鞭状部分的直径为1/4英寸。

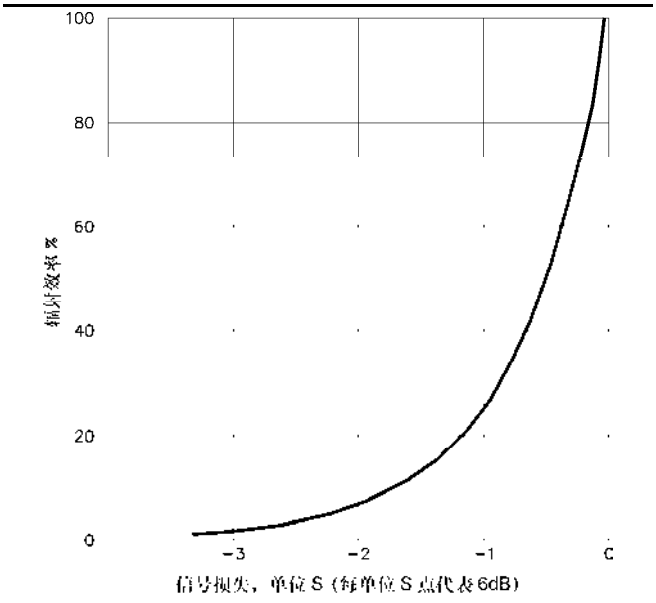


图16-18　以辐射效率为变量的移动天线信号损失曲线，以完美导电地面上的*l*/4垂直天线为参考

$$dB = \log\frac{100}{E} \qquad (16\text{-}20)$$

其中

dB 为信号损失，单位为分贝

E 为效率，用百分比表示。

图 16-18 中的曲线显示，与完美导电面上的*l*/4 垂直天线相比，一个效率为 25%的天线，其信号损失要比前者约低 6 dB（大约是一个 S 单位）。效率为 6%左右的天线产生的信号强度比同样的*l*/4 参考天线低了两个 S 单元（即 12 dB）。通过对移动天线设计的仔细优化，使用相等的电力时，移动天线的信号强度可以与那些固定基站相媲美。另外不要忘了：在高电导率的海水附近行驶车辆，一个移动台可以产生令人惊奇的强信号！

16.3.7　阻抗匹配

具有高 *Q* 值线圈加载的短天线的输入阻抗非常低。例如，一个在 3.9 MHz 上经过优化的 8 英尺天线，空载线圈 *Q* 值为 300，地损耗电阻为 2 Ω，底部输入阻抗大约是 13 Ω。在谐振时这个低阻抗在一条 50 Ω 同轴电缆上会导致 4:1 的驻波比。这个高 SWR 值与固态发射机的要求并不兼容。同时，短垂直天线的带宽非常窄，这就严重限制了在一个较小频率范围内维持发送机负载的能力。

阻抗匹配可以通过 L 网络或者阻抗匹配变压器来实现，但带宽窄的问题依然没有解决。一个更好的解决阻抗匹配和带宽窄问题的办法是在天线底部安装一个自动调谐器。这个装置能自动地使天线和同轴电缆匹配，并允许在一个宽频率范围内工作。

现在可以用这些工具调整移动天线以产生最高的辐射效率。用计算机的数学建模方法显示出加载线圈的 *Q* 因子和地损耗电阻，极大地影响了短垂直天线中负载线圈的最佳加载位置。它同时也指出了更长的天线、更高的线圈 *Q* 值以及更高的工作频率会产生更大的辐射效率。

任何公式都没有包含末端效应以保证负载线圈比所需的略大。对天线整理调谐的过程应该通过去掉线圈部分圈数来实现，而不是采用短路部分线圈或者过分地减短鞭状部分的方法。因为减短鞭状部分的同时，既减短了天线又移动了线圈的最佳加载位置，必然导致天线辐射效率的下降。而在负载线圈中短路部分线圈的方法将降低线圈的 *Q* 值。

16.3.8　减短的偶极天线

可以应用数学建模技术来分析减短的偶极天线，这里将用到零地损耗电阻以及辐射电阻和馈电阻抗计算

值。但是辐射效率并不会成倍增加。它仍然不变，因为在偶极天线的另外一个脚上需要第 2 个加载线圈。当馈电点阻抗和辐射电阻翻倍时，添加的第 2 个线圈抵消了效率的增长值。但是，在对地工作的垂直天线的辐射效率中存在一个增长，因为由于偶极天线的结构，在计算中可以忽略地损耗电阻。

16.4 连续加载天线

设计射频段上的高 Q 值空心电感时，因为需要同时优化许多参数，所以设计过程非常复杂。其中一个对线圈 Q 值有负面作用的因子是分离的加载线圈上的辐射。因此，在减小其他损耗的同时能把线圈辐射也合并到天线辐射中的方案变得非常有吸引力。

一般的解决办法是用一个由粗导线（14 号或更大的）制作的具有长度—直径比高达 2 : 1 的线圈。英国实验者在 1.8 MHz 和 3.5 MHz 波段上用总长 8 英尺的天线得到了良好的结果。使整个天线脱离线圈的一个部分的想法也被尝试过并取得了一定的成功。这项技术被称作线性加载。更多关于线性加载天线的内容可以在第 6 章找到。

极端地尝试寻找一个完美的加载方案可能不会明显地改善天线的性能，如果要发射一个适度的信号，必须避免使用带有损耗线圈和高阻连接的低劣系统。

16.5 发射机匹配

大多数现代发射机需要 50 Ω 的输出负载，同时因为移动鞭状天线的馈电点阻抗非常低，通常需要一个匹配网络。计算尽管在初始设计时很有用，但在最终调谐过程中还是需要大量的实验。尤其是低波段，因为天线电长度比 $l/4$ 鞭状天线电长度要小。原因是需要加载线圈来抵消掉一个非常大的容抗，然而元器件值的很小变化都能引起电抗很大的变化。再加上开始时馈电点阻抗很低，这个问题会更加严重。

你可以将鞭状天线的较低阻抗转化到一个适合 50 Ω 系统的值，可以使用 RF 变压器，或者使用如 L 网络的旁路反馈方案来达到目的。后者可能只需要一个安装在鞭状天线底部的分路线圈或者旁路电容，因为天线的网络串联容性或感性电抗和它的加载线圈都可以看作是网络的一部分。下面的例子说明了相关的计算方法。

假设有一个有中心加载的鞭状天线，全长为 8.5 英尺，将工作在 7.2 MHz 上。从本章前面的表 16-1 中我们可以看到天线馈电点的阻抗大约是 19 Ω，通过图 16-5，从底部看去的鞭状天线的电容大约为 24 pF。因为天线是中心加载的，线圈以上的部分的电容值将减半到 12 pF。从这些值可以计算出使天线谐振所需的中心加载电感是 40.7 μH，即抵消掉容抗所需值（这个值和表 16-1 中给出的大约 40 μH 的结果一致。结果馈电点阻抗为 19+j0 Ω——一个很好的匹配，如果你正好有一个 19 Ω 的同轴电缆可以用的话）。

解决方案：可以把天线匹配到一条 52 Ω 的传输线如 RG-8，通过在谐振点以上或以下调节，然后用合适的旁路元器件，容性的或感性的，来抵消掉不想要的电抗成分。向上转换阻抗的方法可以通过绘制一个串联 RLC 电路的导纳图看出，这个电路由负载线圈、天线电容和馈电点阻抗组成。图 16-19 给出了馈电点阻抗固定为 19 Ω 时的一个曲线。有两个比较有趣的点，P1 和 P2，其输入电导率为 19.2 mS，对应 52 Ω。多余的电纳由 $1/X_P$ 和 $-1/X_P$ 表示，它们必须由符号相反但绝对值相同的旁路元器件抵消掉。用于调谐的分路电抗值 X_P 可以由公式得到：

$$X_P = \frac{R_f Z_0}{\sqrt{R_f (Z_0 - R_f)}} \qquad (16\text{-}21)$$

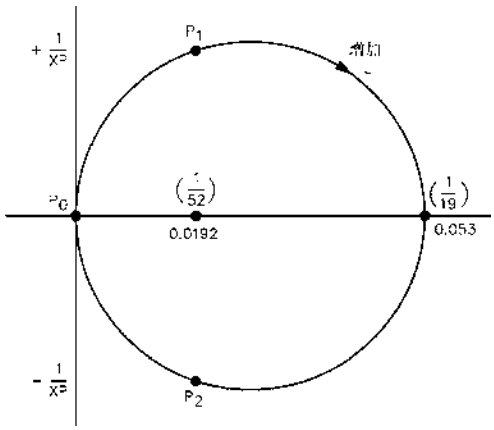


图16-19 由文中所讨论的鞭状天线电容、辐射电阻和负载线圈构成的RLC电路的导纳图。横轴表示电导，纵轴表示电纳。P_0点为鞭状天线没有加载电感时的输入导纳，点P1和P2见文中说明。在没有电抗成分的情况下，电导为电阻的倒数。对于一个串联RX电路，电导可由下式给出：

$$G = \frac{R}{R^2 + X^2}$$

而电纳则由下式给出：

$$B = \frac{-X}{R^2 + X^2}$$

因此，当知道串联RX电路等效于并联GB电路后，通过计算将会被简化，这是因为电导和电纳并联相加等效于电阻和电抗串联相加。

其中 X_P 是电抗，单位为 Ω，R_f 是馈点电阻，Z_0 是馈线的阻抗。当 Z_0 =52 Ω，R_f =19 Ω 时，X_P =±39.5 Ω。线圈或者优质的云母电容可以用作旁路元器件。再利用稍后描述的调谐过程，具体值不重要，也可以使用一个固定值元器件。

为了到达 P1 点，中心负载线圈电感值比谐振所需的要小。馈电点阻抗也将显现容性，需要一个感性旁路匹配元件。为了达到 P2 点，中心负载线圈应该比谐振所需的电感值大，需要呈容性的旁路元器件。

旁路匹配和谐振条件所要求的中心负载线圈的值可以由下式得到：

$$L = \frac{10^6}{4\pi^2 f^2 C} \pm \frac{X_S}{2\pi f} \qquad (16\text{-}22)$$

其中如果使用容性旁路器件则应进行加法运算，使用感性旁路器件则需进行减法运算，L 的单位是μH，频率 f 的单位为 MHz，C 是被匹配天线部分的电容，单位为 pF，此外

$$X_S = \sqrt{R_f (Z_0 - R_f)} \qquad (16\text{-}23)$$

在所给的例子中，Z_0=52 Ω，R_f=19 Ω，f=7.2 MHz，C=12 pF，X_S 结果为 25.0 Ω。所需天线负载电感是 40.2 μH 或者 41.3 μH，取决于分流器的类型。这个例子中的多种可能的匹配如图 16-20 所示。在（A）图，使用值为 40.7 μH 的 L_L，使天线达到谐振，但是不包括匹配此时的 19 Ω 阻抗到 52 Ω 传输线的预备装置。在（B）图中，将 L_L 减小到 40.2 μH 以使天线呈净容性，此外 L_M 电抗为 39.5 Ω，以旁路形式被加进来以抵消容性电抗并将馈电点阻抗转换为 50 Ω。（C）图的做法与（B）图相似，不同处是将 L_L 增加到 41.3 μH，另外增加了 C_M（一个值为 39.5 Ω 的负电抗旁路电容），同样使馈线获得一个 52 Ω 的非电抗性终端阻抗。

上述例子中负载线圈的值指出了与短天线匹配有关的重要考虑事项——加载器件值相对较小的变化将对匹配要求值产生一个放大的影响。负载线圈电感值不到 3%的变化就需要一个完全不同的匹配网络！同样地，计算表明天线电容 3%的变化也会产生类似结果，现在你就会清楚地认识到前面提到的考虑事项的重要价值了。关于频率变化电路灵敏度也非常关键。上面的例子中，图 16-19 中的整个圆周的实际偏移可能只有 600 kHz，中心频率为 7.2 MHz。这就是为什么调节移动天线可能非常费力，除非遵循一个系统性的过程。

调谐

假设前面例子的天线中使用感性旁路匹配，图 16-20（B）中的 L_M 需要 39.5 Ω。这意味着在 7.2 MHz，鞭状天线馈点端到地之间需要一个 0.87 μH 的线圈。如果放置一个 40 μH 的负载线圈，负载线圈上方的可调鞭状部分应该设置为最小高度。接收机收到的信号将很微弱，每次应该把天线增长一点使信号开始增大直至峰值。打开发射机，在一些频率点上检查出 SWR 的最低点。如果它低于想要的频率，可略微缩短鞭状部分并重新检查。每次应该改变大约 1/4 英寸直到 SWR 在所需频率范围的中心达到最小。如果 SWR 最低时对应的频率大于所需频率，重复上面的过程，但不同的是略微增加鞭状部分的长度。

如果使用旁路电容，如图 16-20（C）所示，在 7.2 MHz 上需要−39.5 Ω 的电抗，对应着 560 pF。使用容性旁路时，从鞭状部分最长位置开始减短直至信号达到峰值。

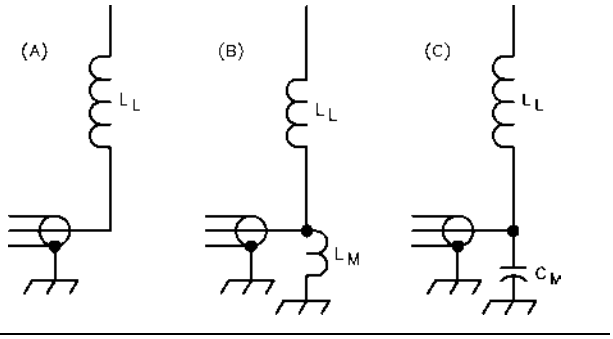


图16-20　在（A）中，是带有中间加载线圈的谐振鞭状天线；在（B）和（C）中，对加载线圈稍做改变使得馈电点阻抗出现电抗，并且并联加上一个旁路匹配器件以抵消这个电抗。这样提供了一种与馈线Z_0匹配的阻抗变换方法。另外一种可行的处理办法是，不用改变加载线圈电感量，而是调整负载线圈上面部分（天线体）的长度，以获得最佳匹配，这在本章的“调谐”部分有所描述。

16.6　顶部加载电容

因为损耗电阻随着负载线圈电感变化，可以通过去掉线圈的一些圈数来减小电阻。这必须通过在负载线圈以上的移动天线部分增加电容 （图 16-21）来补偿。电容帽，人们如此称呼，可以由单根或 2 根或更多根硬导线组成，或者是一个由导线制成的像车轮辐条的圆盘组成。也可以使用一个实芯金属圆盘，但在移动环境中并不很实用。电容帽越大（从外形上看），电容值越大。电容值越大，在给定的频率谐振所需的电感就越小。

电容帽无论在底部加载还是中心加载在系统中都是适用的。因为中心加载鞭状天线需要更多的电感以使它们在给定频率上谐振，电容帽在提高它们的效率中尤为有用。

16.7　带抽头线圈匹配网络

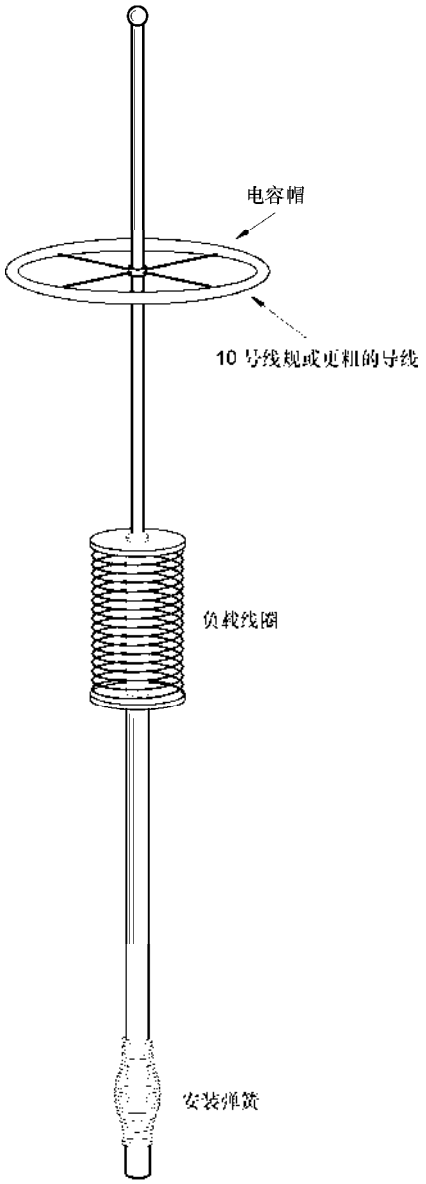


图16-21　可以提高底部或中间加载鞭状天线性能的电容帽。可以用实芯的金属盘替代这里给出的骨架形圆盘。

L 网络的一些缺点可以通过使用图 16-22 中所示的带抽头线圈的方案来克服。虽然在 L 网络中，抽头方式的调节更简单一些，然而调节仍然很关键。线圈 L2 可以放在车内，在天线的底部，或者在鞭状部的底部。因为 L2 也对决定天线谐振有影响，所以电路中应接入 L2，然后再在需要的波段内把 L1 调至谐振。可以调节伸缩鞭状部分的顶部直至找到场强最大值。然后调整 L2 上的抽头以得到最小的反射功率。重复这两个调整过程直至场强不再增加；这个点应该和最低 SWR 点一致。L2 的圈数需要由实验确定。

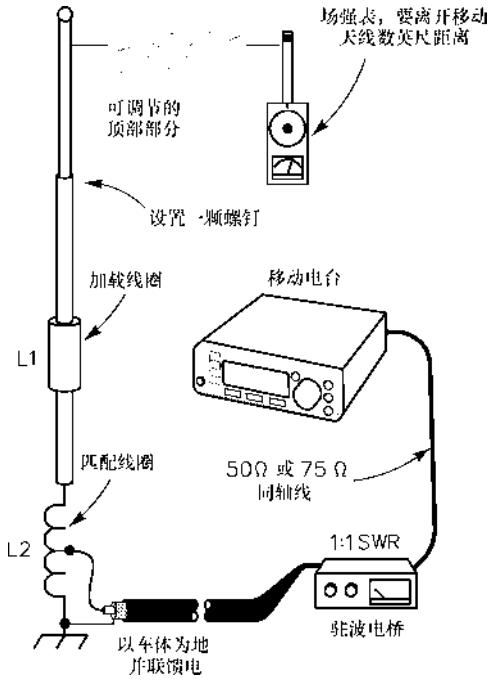


图16-22　采用并联馈电点移动天线，整个天线的谐振取决于L1和L2的组合。天线的谐振点可以通过修剪L1圈数，或者调节顶部鞭状部分，同时观察场强表或SWR表；然后调谐L2的抽头使驻波最小。

16.8　“螺丝刀”移动天线

想象一下，坐在驾驶座上你就可以从低至 80 m 波段到高至 10 m 波段随意地改变通信频率。令人非常满意的是，天线没有抽头也不需要外部调整，而且 *Q* 值很高，同时在所有波段上的 SWR 都低于 1.5:1。Max Bloodworth（KO4TV）在《ARRL 天线纲要》第 7 卷（The ARRL Antenna Compendium,Vol7）中描述了这个天线。

螺丝刀型天线是 Don Johnson（W6AAQ）想出来的，他用移动天线做了很多年的实验才制作出这种天线。图 16-23 是安置在 KO4TV 车上的完整天线的照片。

16.9 负 载 线 圈

螺丝刀天线一般指一个带有可调负载线圈的中心加载天线。这并不是什么新型的天线，然而很多以前的多波段天线都要求多个线圈抽头和一个可调的鞭状顶部，以及底部的阻抗匹配单元。

众所周知，对线圈进行抽头将会遇到很大的问题。如果你使线圈的一端开路，你将得到一个磁感强度极小的线圈，它可以引起尖端放电和电弧击穿。如果你将线圈短路，负载线圈的 *Q* 值将会剧烈地下降。而螺丝刀天线的优点在这里表现得很突出，它没有任何线圈抽头，却仍然能以非常高的 *Q* 值覆盖一个非常宽的频率范围。

秘密就在于调节线圈的方法。线圈可以简单地向上或者向下滑到一个金属管里（底部），并用由像弹簧状的铍铜制成的“金属簧片屏蔽条”来与管子顶部接触。可以用一把普通的电动螺丝刀将线圈推上或者推下，由此得名螺丝刀天线。这样转动螺纹杆的一部分把线圈向下或者向下移动。在金属簧片上方的那部分线圈是活动的负载线圈，而它下面的那部分线圈就此“消失”在底部的管子中并完全脱离了电路。没有抽头，没有自由端——只有一组在两个结实的金属管中间的高 *Q* 值线圈。尽管几个商家已经生产出这种天线，但我相信任何火腿都有能力自己亲手做一副，但前提是他们手头上有相关的常见工具，并能找到一个小车床或者一个通用的 1¼英寸管模。



图16-23　安装在KO4TV卡车后护杆上完整的螺丝刀天线照片（照片由Gary Pearce（KN4AQ）提供）。

16.10 制作你的“螺丝刀”天线

制作过程从寻找一个内径为 2 英寸，长度为 3～3½英尺的管子开始。如图 16-24 所示。作者使用了如下不同的材料：

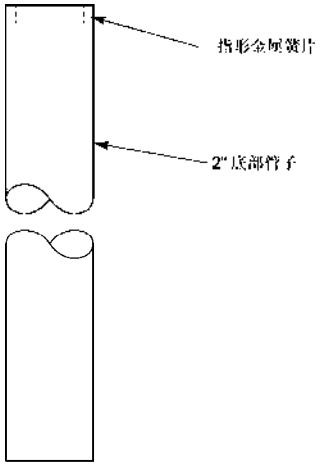


图16-24　顶部带有指形金属簧片的底部管子。

- 铝管
- 20 号铜管
- 一个不锈钢液压缸
- 被飓风损坏了的 6 m 长的大梁的一部分铝材
- 一个从垃圾场捡来的黄铜床柱

黄铜床柱搭配在他的带有金色条纹的酒红色的车体上看起来尤其漂亮。不管用什么材料作为基管，你可以保持原样或者染成你所喜欢的颜色。

其他必需的东西是一个电动螺丝刀，去掉它的电池和开关。你通常可以在旧货商或者廉价市场上花大约 1 美元买到一个，电池通常已经坏了，因为另买一个新的经常和只买新电池一样便宜。只要它能紧密地嵌在底部管子里，商标品牌是无关紧要的了。KO4TV 曾经用过 Skil、Black&Decker，甚至 Wal-Mart 的 8 美元的特价货，都获得了相同的效果。最难的工作是制作线圈芯型和缠绕加载线圈，只要有些耐心，应该可以做好。

应该注意，这不是一个“Heathkit”类型的工程，

你所做的工作里需要有一些创新和精巧的设计。下一步，找一个 2 英尺长的 1¼英寸直径的 PVC 管（而不是 CPVC，后者在太阳紫外线下非常脆弱）。用一个车床或者管模，从一端攻大约 20 英寸长的螺纹，每英寸有 10～12 条螺纹（见图 16-25）。如果使用管模，它有助于略微松驰切割机以使凹槽浅一些。

使用车床时，先在线模里面暂时地插入一块 1 英寸的水管以使它在车床上保持稳定。凹槽应该正好足够深以便在绕制时保持导线在适当位置。线圈导线的选择由你决定。作者使用了 16 号（#16）或者 18 号（#18）镀锡铜线，裸铜线，或者目前最好的规格为 17 的铝电栅线。在任何农业供求商店都可以以非常合理的价格买到。大概需要 65～70 英尺的导线。

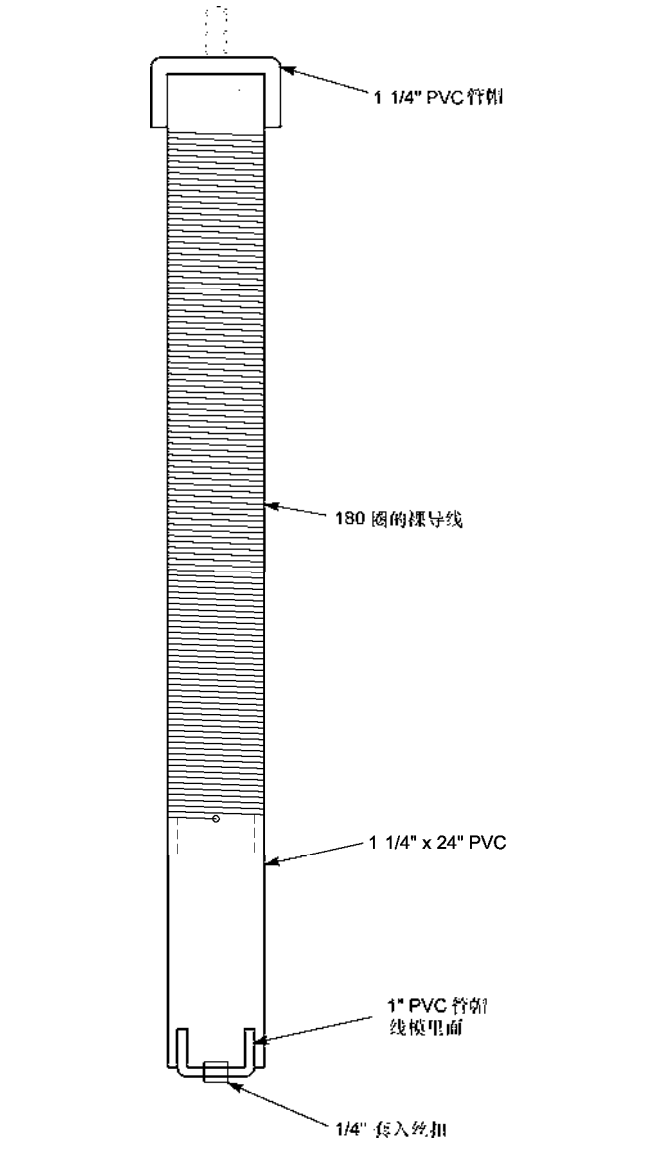


图16-25　刻有丝扣的线模，在底部将PVC盖子插入线模里面。

从在 PVC 管有纹部分的底端钻一个 1/16 英寸的孔开始。将导线的一端穿过这个孔并打一个结用来固定。你也可以在线圈的结里插入一个螺母和螺钉。然后仔细绕制线圈并在带纹部分末端余下 1 英寸。更好的绕制办法是用一个小棍或者管子穿过线轴上的孔并放在地上两脚间固定，以提供保证紧密缠绕所需的足够张力。

在线圈顶部下方大约 1 英寸的地方钻一个 1/16 英寸的孔并穿过它绕 6 或 8 英寸的线。这将是线圈到鞭状部的顶部连接。线圈底部没有电接头。

将鞭状部分安装到线圈顶部的办法由你决定。我通常在 1¼英寸 PVC 管帽钻一个 3/8 英寸的孔，并在孔里放一个 3/8×1½英寸的 SAE 螺钉，并在它上面放一个垫圈和螺母。可以钻一下并将螺钉抽出来以安装鞭状部分，鞭状部分应该 5～6 英尺长（稍后为了谐振将会改变它）。如图 16-26 所示的线圈的顶部。

连接鞭状部分的一个更美观的办法是从你最近的汽车站里找一个旋轴或快速脱开天线装置。这在民用波段天线中被广泛应用并被攻为 3/8 英寸 SAE 螺纹。直到将线圈插入基管以后，再把管帽安放到线圈芯型上。



图16-26　加载线圈的顶部照片（照片由Gary Pearce（KN4AQ）提供）。

现在你已经有一个线圈芯型和底部管子，下一步是用一个 1 英寸的 PVC 管帽将 PVC 线圈芯型的底部塞上，管帽在线圈芯型内要正好合适。在帽的中心直接钻个洞，装一个 1/4–20 螺套，这可以在许多五金店以大概 25 或 30 美分的价格买到。这在木制家具中经常使用，为在木头中钉入螺丝钉提供螺纹。如图 16-27 所示。

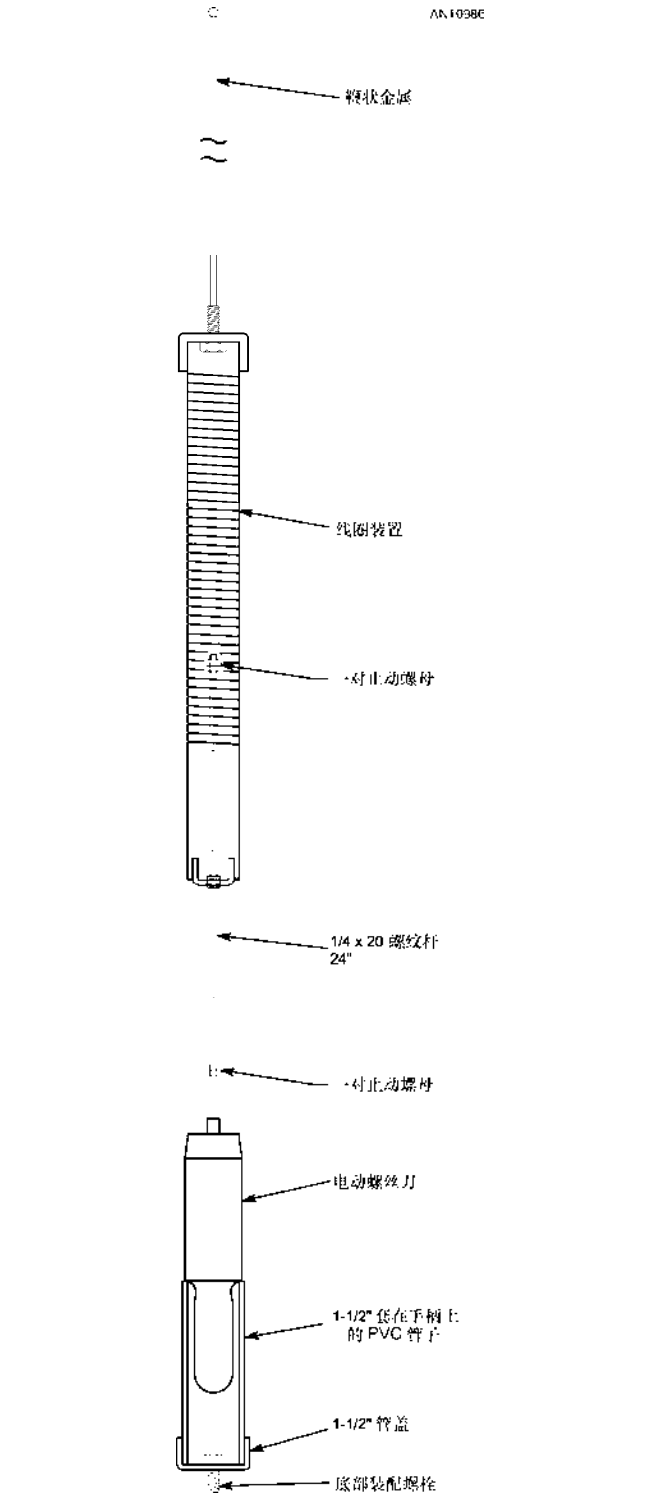


图16-27　线圈安装与电动（充电式）螺丝批驱动装置的安装。

稳固地安装这个螺套很必要。最好的办法是拧入一个短螺钉并将螺钉卡入钻床上，同时将管帽稳固地放在钻床上，用手仔细地旋转钻头卡盘，直到螺套正确到位。

16.10.1　电机

现在准备充电钻头，去掉上面没用的电池和开关。

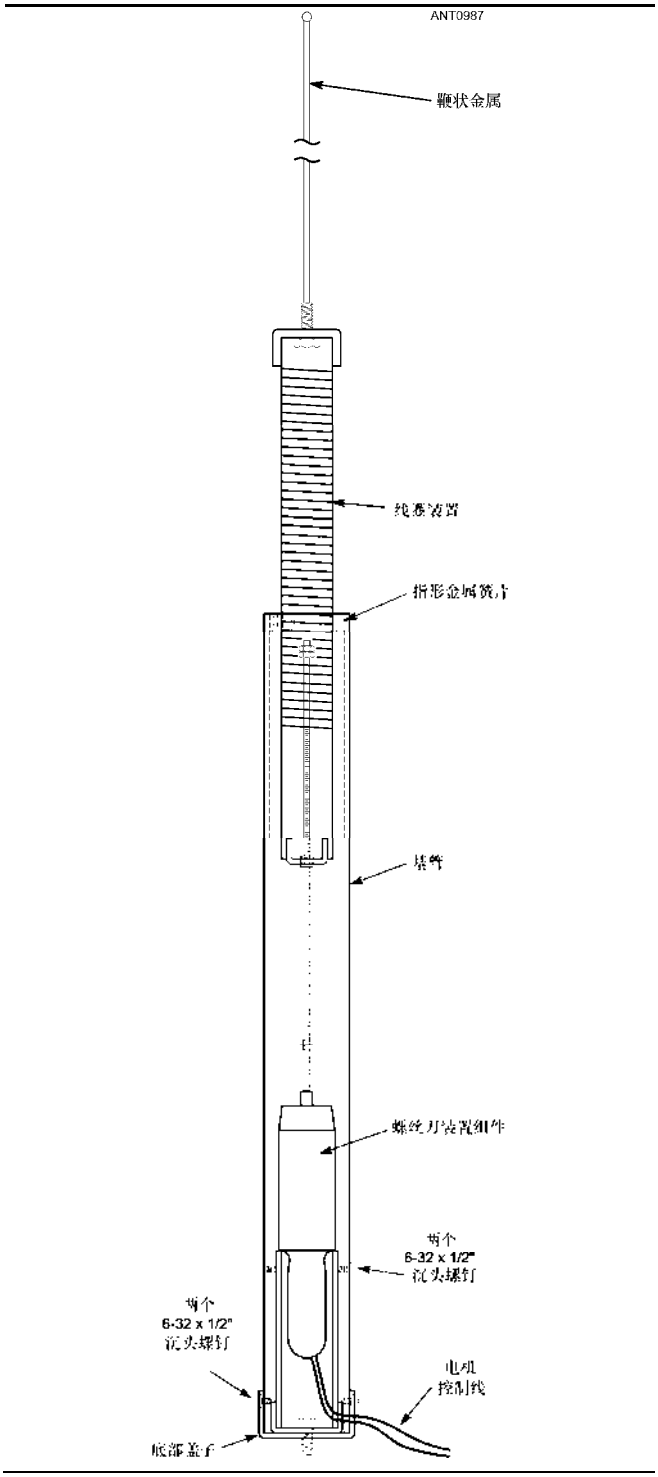


图16-28　完整的天线装配图。

在每个电机引线上串联地连接一对 1 Ω 或 1.5 Ω，10 W 的电阻。在电机引出线间连接一个 0.1 μF/50 V 的陶瓷电容以抑制电机噪声。

连接一对大约一英尺长的导线到电阻的另一端。这可以将你车上的 12 V 系统电能输送到为螺丝刀天线上。下面，找到一条 20 英寸长的 1/4−20 螺纹杆（也叫“全螺纹”）。将它的一端插入充电螺丝刀卡盘，在卡盘和杆上同时打一个 1/16 英寸或者 3/32 英寸的孔。用轧辊或者开口销固定好杆，并在靠近螺丝刀卡盘的杆上装一对 1/4 英寸螺帽。这是线圈可活动区域的下端截止处，后面将会对其调整。

把杆子拧入在线模底部的螺套中，并在杆子的顶端安装另外一对终点螺帽。这个步骤如果在将底部塞子插入线模之前去完成会更加容易。同样，这些螺帽在后面将要调整以适合线圈的可活动范围。

将底部塞子放进线模，在线模和插头上钻两个孔并轻敲入 6-32 平头螺钉。在线模上打埋头孔以使钉头与外面齐平。同样如图 16-27 所示。

16.10.2 金属簧片

现在让我们回到底部管子。你必须在管子的顶部安装一圈金属簧片以便与线圈接触，如图 16-24 所示。它们可以用焊接或者用铆钉钉上，取决于你选择的管子的材料。下面，穿过管子的底部插入线圈和螺丝刀组件，保证线圈跳过金属簧片并不使它变形或者弯曲。

我发现的将螺丝刀绑到管子底部的最好方法是用一段大约 8 或 10 英寸长的 1½英寸 PVC 管正好套到螺丝刀的手柄上，并用一些 6-32 平头钉固定。你可以从柄上磨掉一些外皮或者用一些生料带缠上几圈以使手柄正好适合 1½英寸 PVC 管的内径，而这个管子应该恰好滑入底部管子中。

在管子底部装一个匹配的 1½英寸 PVC 管帽，并用一些 6-32 螺丝钉固定好。在帽的一侧钻一个 1/4 英寸的孔，用来穿螺丝刀天线的电机导线。为了底部安装的方便，在这个帽的中心直接钻一个 3/8 英寸的孔。图 16-28 所示的是一套完整天线的样图。

16.11 安 装 天 线

现在你必须精确地策划你将怎样把天线安装到你的车上。你可以把它绑在一个标准的天线座上，但是不要使用弹簧！我更喜欢将天线安装到一个大约 6 英寸×18 英寸的厚金属板上。我把金属板安装在汽车架上，从较低的车体突出约 4 或 5 英寸，正好在后轮后面。你也可以用大号的金属板螺钉把这样的金属板绑到低处的金属挡泥板上。SO-239 连接器也被安装到了这个金属板上，如图 16-29 所示。



图16-29 KO4TV卡车用于装配电动螺丝刀天线的底部安装盘。你还可以看到快断直流马达的连接以及SO-239同轴连接器

可以用树脂玻璃或者类似的绝缘材料做成一个上支架，并将它以 L 弯角的形式安装在行李箱边缘处，用来支撑下面那个管子的上部，如图 16-30 所示。可以在约 4 英寸宽的树脂玻璃支架上面钻一个 2 英寸大的孔来穿管子。这使得上部的安装既合适又坚固。一定不要在管子周围使用金属带，因为这将形成一个短路线圈并严重降低天线的 *Q* 值。



图16-30 树脂玻璃支撑盘（照片经Gary Pearce（KN4AQ）许可）。

稍微留意一下，这种安装方法就不会在车上留下任何可见的孔，这将增加车子在折旧买卖时的价值。如果你将天线安装在一个小型货车上，它可以直接装在尾部保险杠上，通过在管子底部使用一个 1½英寸的法兰盘和匹配适配器就可以完成。

电连接

装上底座之后，下一步的工作是从螺丝刀连接导线到一个双刀双掷，回位弹簧偏心开关，把它安装在你车上一个方便的位置。如图 16-31 中的示意图。在接收机与底部管子之间连接同轴电缆，电缆的芯线连到底部管子，同时屏蔽线连接到天线底部的接地线上。

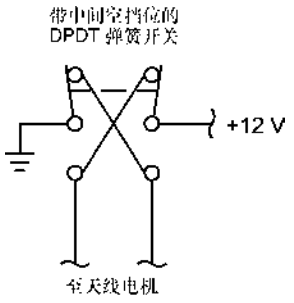


图16-31　具有中间空挡位的双刀双掷弹簧开关，用于电动螺丝刀电机控制。

如果你喜欢，你可以安装一个简单的底部匹配网络为较低波段提供完美的匹配。即使没有匹配单元，SWR 在所有波段上通常都低于 2:1。如图 16-32 所示。匹配网络由几个可调电容组成，这些电容通过使用两个小继电器开关在底管的底部与地之间进行变换。对 80 m 来说，大约需要 800 pF，对 40 m 来说大约为 400 pF。30 m 或者更高的波段则不需要匹配。

一个可选的匹配方法是在底管与地之间安装一个由 14 号（#14）漆包线绕成的 15 圈的线圈，直径大约为 1/2 英寸。如图 16-33 所示。在任一个方案中，都可以通过在线圈活动范围所覆盖的 HF 频谱两端调整鞭状部分长度来达到合适的谐振。

该天线根据车辆类型和安装位置的不同，可能会有不同的匹配要求，你可能需要做一些实验来得到最佳结果。如果它一开始就工作在预定值上，请准备做一些小的实验来进行微调。

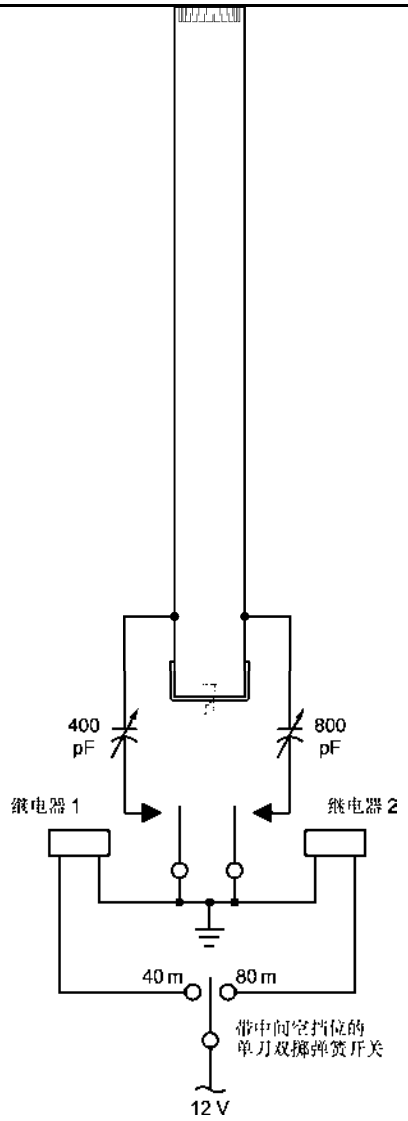


图16-32　40 m与80 m波的继电器开关式匹配电容器。

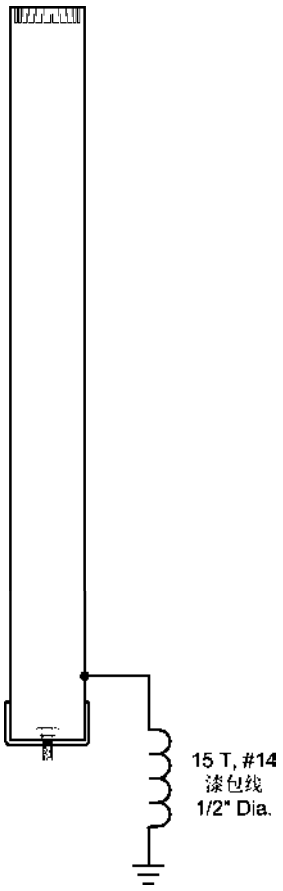


图16-33　另外一种采用单一并联匹配线圈的匹配方案。

16.12 线 圈 外 壳

大多数制作者都想做一个线圈外壳，既可以保护线圈又显得美观。KO4TV 最喜欢的外壳是由一个塑料邮件管制成，长为 24～30 英寸，直径大约为 1/2 英寸。你可以在一个办公用品商店找到这些材料。它们一端有带螺纹的帽，这可以安装在加载线圈的顶部。

削减外壳的底部到合适的长度，以允许线圈在穿过顶部支架的同时能完整地缩进底部管子中。其他制作者曾使用过如下多种材料：

- 几个切开的，凹陷并粘在一起的 1 L 软饮料瓶
- 几段带匹配帽的 20 号 PVC 管
- 空牛肉干管（通常在便利店中能找到）
- 商店真空清洁器的筒，与喷雾罐上的帽尺寸一致

让你的想象自由地奔跑，你可能会惊奇于你自己的创新能力。无论你使用什么材料，将它涂成与你车子一样的颜色，但一定要注意使用非金属油漆。

16.13 用条纹标志调谐

作者使用了不同颜色的塑料胶带沿着调谐线圈给业余波段标记谐振点。在中间起支撑作用的树脂玻璃撑盘的下边缘就像一个指针，你可以通过后视镜观察到，如图 16-34 所示。这可能是个简易的土方法，但它很实用！

现在，你将可以享受在所有波段上真正地进行移动通联了，甚至可以不用停车进行频率转换。KO4TV 的天线从东海岸已经联络到了超过 100 个国家的远程通信电台，最远到塔斯马尼亚和日本。他经常以 100 W 或者更小的功率和以色列及其他中东电台通信。



图16-34 利用后视镜进行遥控——通过条纹标志进行调谐！（照片经Gary Pearce（KN4AQ）许可）

16.14 144 MHz J 形移动天线

J 形天线是齐柏林飞船形天线机械上的改造版本。它由一个经 *l*/4 匹配短截线馈电的半波长辐射器组成。这个天线展示了带有很小高角辐射的全向方向图，但是不像 *l*/4 和 5/8 *l* 天线那样需要地平面才可以正常工作。这部分的材料是由 Domenic Mallozzi（N1DM）和 Allan White（W1EYI）准备的。

图 16-35 画出了 J 形天线的两种常用结构。图 16-35（A）展示了短路短截线类型，它通常由 200～600 Ω 的开路线馈电。有些人曾尝试用没有巴伦的同轴电缆直接给这个天线馈电，结果通常要比最佳值差一些。这种结构所产生的一些问题是缺少可再造性和与附近物体的耦合太严重。为消除这些问题，许多爱好者曾在馈点和同轴馈线之间用一个 4:1 的半波巴伦。这个简单的方法使得天线可以很容易地被再造而且与周围物体的相互影响不是那么严重。短截线的底部可以接地（因为机械或其他原因）且不影响天线的性能。

图 16-35（B）所示的开路短截线馈电的 J 形天线可以直接连接到低阻抗的同轴电缆上并取得不错的效果。然而，缺少一个可移动巴伦（它可以进行一些阻抗调整）可能使这个天线在调整最小 SWR 时稍微困难些。

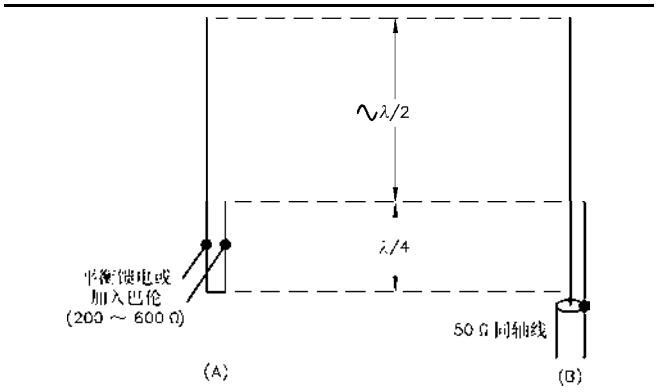


图16-35 J形天线的两种接法。

长度因素

John.S.Belrose（VE2CV）博士，在《The Canadian Amateur》一书中说辐射单元的直径对天线的两个特性很重要——带宽和物理长度（见本章最后的参考资料）。随着辐射单元直径的增加，可用带宽也将增加，同时辐射单元的物理长度关于自由空间半波长而减小。直径增加后末端效应更加显著，同时也减慢了单元上的传播速度。这两个效应通过一个因子“k”与谐振天线长度联系起来。这个因子表示为一个小数，它给出了在天线导线上的等效传播速度是元器件直径-波长比的一个函数，k 因子曾在第 2 章详细讨论过。

辐射单元的长度由下式给出

$$\mathbf{l} = \frac{5\,904 \times k}{f} \qquad (16\text{-}24)$$

其中

l 为长度，单位为英寸

f 为频率，单位为 MHz

k 为 *k* 因子

k 因子可能有非常显著的影响。例如，如果你在 144 MHz 上的辐射器中用一个直径为 5/8 英寸的管子，*k* 的值是 0.907（比自由空间半波长短 9.3%）。

J 形天线在移动和便携工作中都有上佳的表现。这里所描述的移动天线与 W.B.Freely（K6HMS）在 1977 年 4 月的 QST 中描述的天线类似。这个设计使用了容易找到的元器件。像所有移动天线所必需的那样，我们在结实、可靠的机械设计上集中了许多注意力。它不只已经挺过了三个新英格兰的冬天，也包括两个夏天的 370 英里的通勤路程。在这个时间内，它保持了持久的电性能，没有明显的损坏。

安装到保险杠上的机械装置是一个 2 英寸×2 英寸不锈钢角铁，长为 10 英寸。用不锈钢部件将它固定到保险杠上，如图 16-36 所示。把一个 1/2 英寸不锈钢管联结器焊到支架的左侧，同时把一个 SO-239 连接器装到支架的右侧。支架安放在保险杠上，所以尽管在联结器上插入了一个垂直管子，汽车的（向上开的）后仓门在安装天线以后仍可以打开，如图 16-37 所示。

有一个 1/2 英寸镀锌铁管支撑着天线，所以 J 形天线的辐射部分高于汽车顶面。这个铁管放入一个电木绝缘块中，见图 16-37。绝缘块同时也稳定着短截线的底部。先把绝缘块打孔然后用带锯锯开，见图 16-38。分开后，对这两个部分上漆以防雨水，再用 10-32 不锈钢部件重新连接在一起。将绝缘体的角砍掉以消除短截线短路端的 L 部分。



图16-36　用不锈钢角板制作的移动J形天线安装座，并用不锈钢件将其固定到保险杠上。可以看到图中有一段1/2英寸插管和一个PL-259连接器（在无螺纹面焊接有一个铜盘）。这样在天线不使用时可以保护安装座和连接器的螺纹。



图16-37　一切就绪的J形天线。可以观察到电木绝缘板和馈电办法。用扎带将巴伦固定到绝缘板，并将同轴电缆固定在支撑管上。抛光铜片制作的夹子用于将巴伦连接到绝缘板上方的J形天线，巴伦的末端应该做防水密封。

l/4 匹配部分是由 1/4 英寸 L 形铜管（内径为 5/16 英寸，外径为 3/8 英寸）制成。短截线下面的短路部分是由两个铜管 L 形部分和一个长度为 1/4 英寸的短管做成。在这个管子底部钻一个 1/8 英寸的孔以漏掉所有可能进入或者冷凝在短截线里的水。

1½～2 英寸长的直径为 5/16 英寸的黄铜棒，一部分用 5/16×24 螺纹机刻上螺纹，以容纳一个 Larsen 鞭状部分连接器。然后这根铜棒被加工为 *l*/4 匹配部分的一根分支。最后把一个 40 英寸的鞭状部分插到 Larsen 连接器中。

天线由 50 Ω 同轴电缆和一个同轴 4:1 半波巴伦馈电。这个巴伦将在第 26 章最后描述。就像所有 VHF 天线一样，给巴伦使用高质量的同轴电缆。用 RTV 密封剂密封所有开路的电缆末端和在底座上的 SO-239 连接器背部。

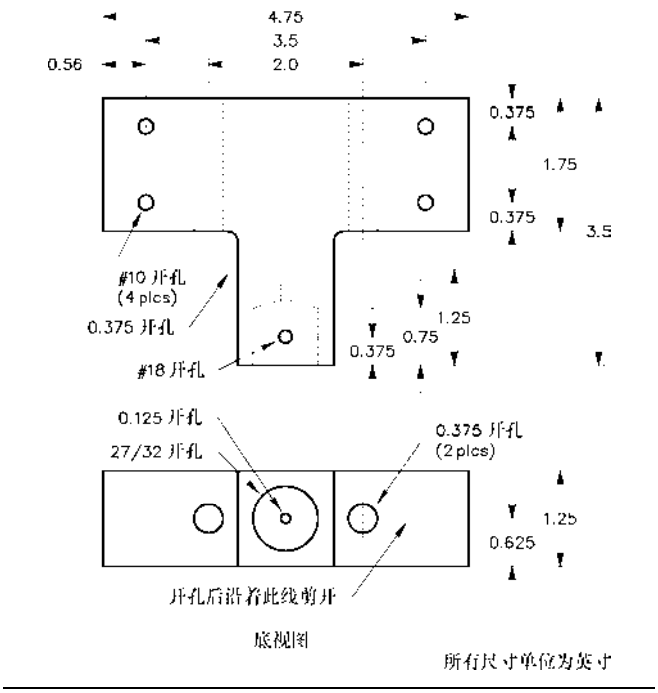


图16-38　绝缘安装板的详细尺寸，材料为人造树胶。

调整并不复杂。把鞭状部分调整为尖端长度在短截线开路端上方 41 英寸的地方，并调整巴伦位置以得到最低的 SWR。然后调整鞭状部分的高度以得到你所需频段中心的最小 SWR。图 16-39 展示了完成调整后的天线所测量到的 SWR。

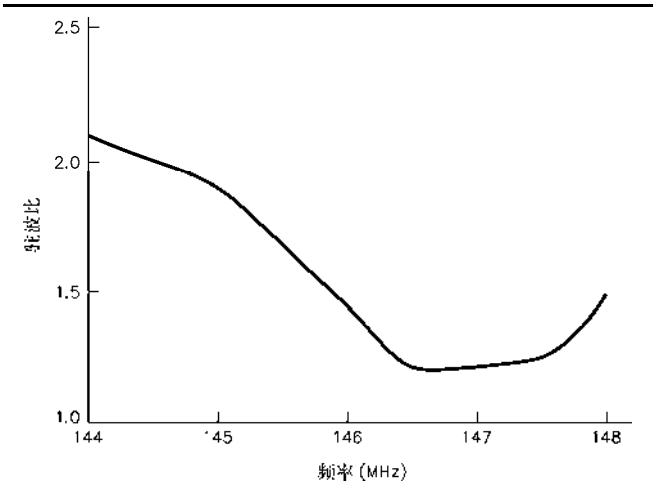


图16-39　移动J形天线实测SWR曲线。

16.15　超 J 形船载天线

这种 144 MHz 垂直天线没有严格的接地要求，并由容易找到的材料制成。这个部分材料由 Steve Cerwin（WA5FRF）准备，他制作了在船上使用的超 J 形天线。

航海用的天线必须克服其他种类的移动天线一般不会遇到的难题。例如，船上的横梁理应是安装天线的位置。但是许多小船的横梁大多由玻璃纤维组成，同时它们远离水平面一段距离——从几英寸到几英尺，这取决于船的大小。因为超出了比地平面（水平面）稍差一点的要求即 144 MHz 的波长的一个合适部分，一般的注重增益并且需要均衡的天线设计都不再适合。同时，因为水面作为地球的最低平均海拔面（至少在平静的天气），任何使天线辐射部分的位置在空中升高的做法都是有帮助的。

其中一个答案是传统的 J 极子，若在顶部增加了一个额外的同相半波部分就会形成——超 J 形天线。两个垂直半波同相馈电的方法为便携天线提供了卓越的全向性能。同时，J 极子馈电方案为地面（水平面）以上的高度连同额外的天线高度提供了所需要的对高度的低敏感性。其中最好的，一个 *l*/4 CB 鞭状部分提供了足够制作整个天线激励单元的材料，还余出几英寸。天线的带宽足以覆盖整个 144 MHz 波段，并且通过接地以防雷击。

16.15.1　天线操作

图 16-40 给出了天线的示意图。传统 J 极子天线是图示 A 点和 C 点之间较低的部分。B 点和 C 点之间的半波部分是主要的辐射区域。超 J 形天线中所增加的半波部分如图 C 点与 E 点之间。位于 A 点和 B 点之间的并排 *l*/4 单元组成了 J 形馈电方案。

第一眼看上去，A 点与 B 点之间的 J 形部分中的相互矛盾的电流似乎是在浪费单元材料，但天线正是通过这种办法能够在没有良好接地的情况下正常工作。J 形馈电方案中并排的两半，提供了一个不管是否有地平面的加载机制。

任何天线的辐射电阻涨落都是一个有关离地高度的函数，但是比起地平面单元到它的平衡器的距离变化时所遇到的阻抗剧烈变化，这个涨落的幅度很小。同时，J 形部分给天线高度增加了 *l*/4，更好地减小了地面高度变化的影响。在天气不好时减小离地高度的敏感性在航行通联中尤为有用。

附加一个额外的半波部分使 J 极子的口径翻倍，但只有在增加部分与半波单元 B-C 被同相激励时，J 极子提供的增益才能被实现。通过使用如图所示的位于 C 和 D 之间的 *l*/4 定相短截线的方法，传统方式的超 J 形天线做到了这点。

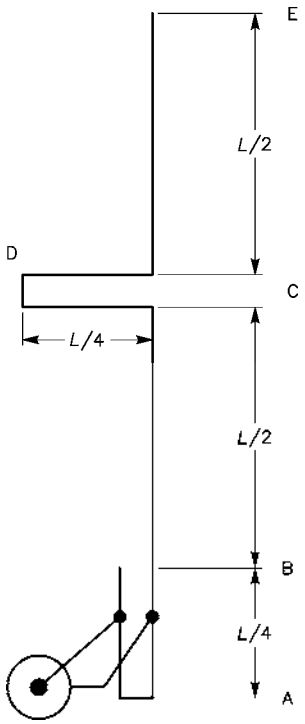


图16-40　水上超J形天线的原理示意图，辐射体部分为两段同相的半波长。

16.15.2　制作与调节

图 16-41 展示了一个做好的超 J 形天线。每个独立部分的详细资料见图 16-42 所示。激励单元可以从一个 *l*/4 CB 鞭状天线中得到并剪裁到图示的尺寸。所有其他金属材料可以从金属供应店或者机械维修店买到。至于废料或零料，这里展示的天线部分中几乎找不到金属材料。

中心绝缘体和两个 J 形短截线间隔器由 1/2 英寸玻璃纤维和不锈钢原料做成，并用环氧树脂将端帽粘到绝缘部分。如果你没有车床来制作端帽，可以使用一个木头或者玻璃纤维的绝缘器。然而，注意在所有连结点必须保持良好的电接触性，另外要考虑中心绝缘体的强度。

l/4 相位短截线由 1/8 英寸不锈钢管做成，如图 16-43 所示。构成短截线的线被弯成一个半圆弧以减小垂直轮廓并使重量分布均匀。这种外观很吸引人并使天线不会倾斜到一边去。

底部短路棒和底部安装座板由 1/4 英寸不锈钢板做成，如图 16-44 所示。J 形短截线由 1/16 英寸不锈钢棒做成。RF 连接器可以安装在短路棒上，如图所示，并和一小段同轴电缆一起连接到可调滑动器上。在电缆末端应该使用 RTV 密封剂以防潮。在航海移动通联中，全不锈钢材料结构显得很美观并能经受住风浪。



图16-41　Andy和一个制作完成的超J形天线。

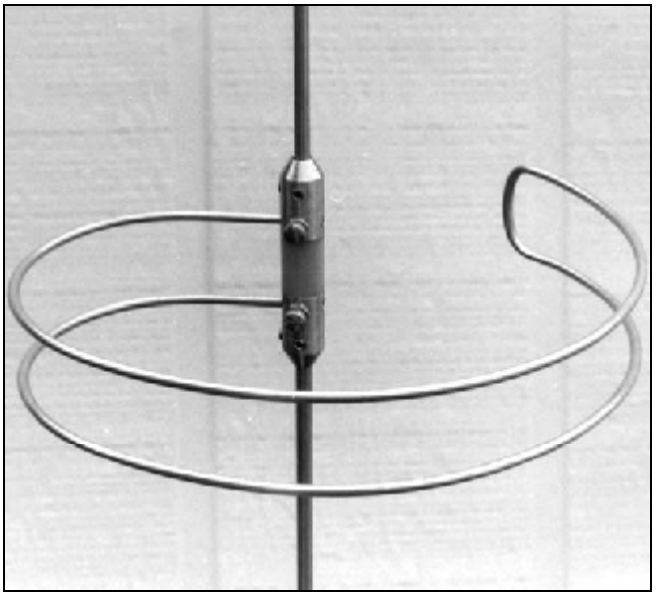


图16-43　超J形天线 *l*/4定相部分的近照，绝缘器由末端的不锈钢帽子和玻璃钢棒制作而成。

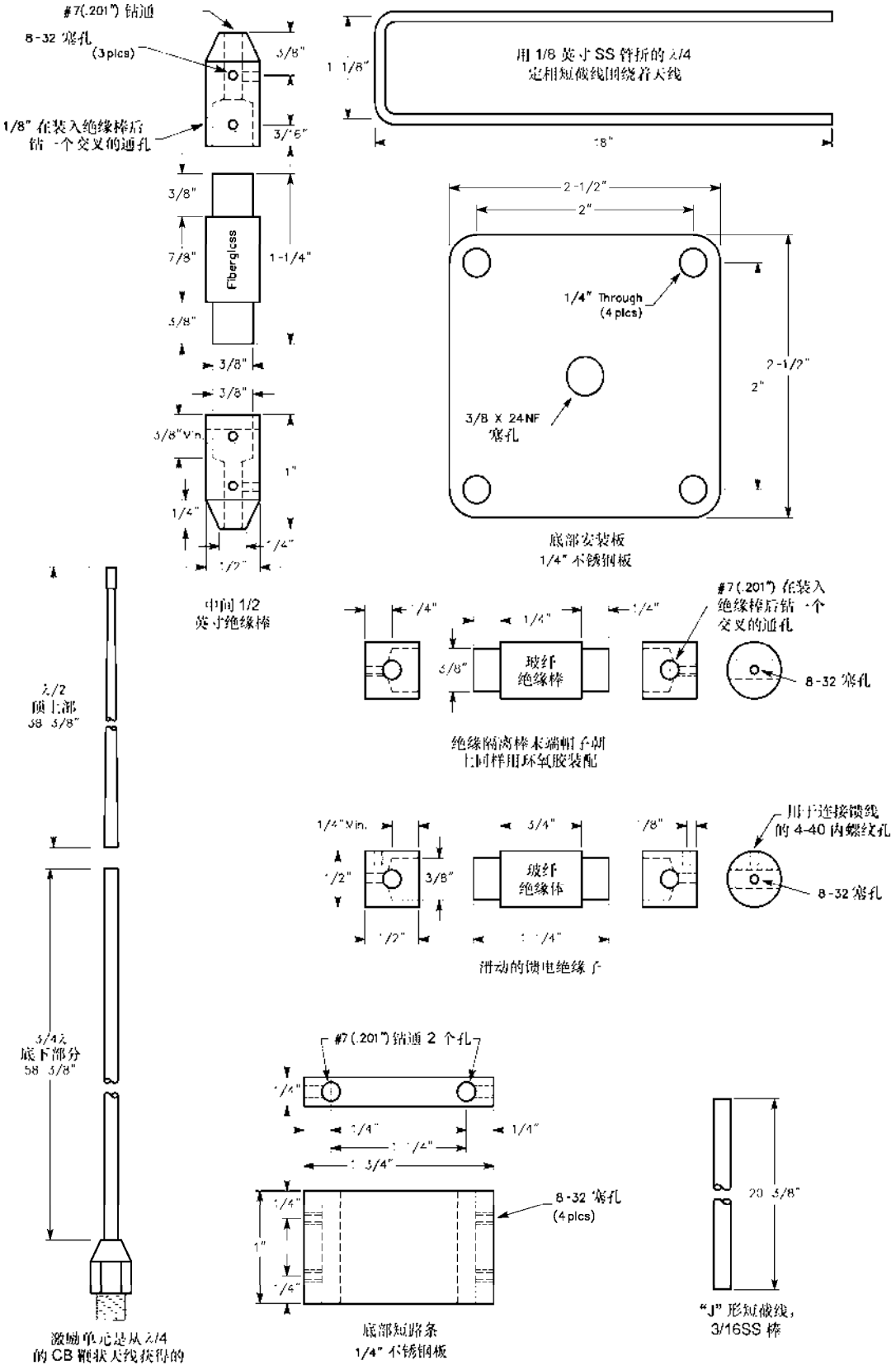


图16-42　144 MHz超J形天线制作中的各部件详细图，非比例示意。

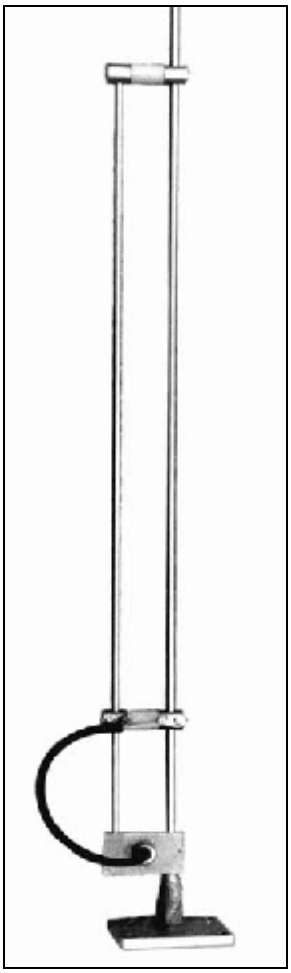


图16-44　底部的短路条与底部安装盘的装配。

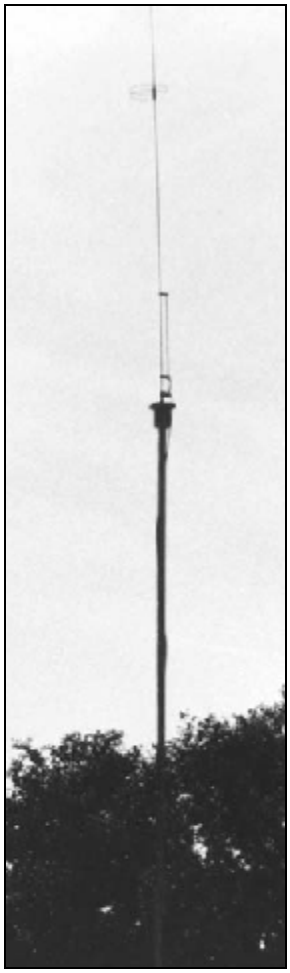


图16-45　超J形天线在野外的便携式应用。

如果把天线剪切到如图所示的尺寸，它在整个 144 MHz 波段应该都能正常工作。唯一需要调谐的就是调整滑动馈点，以便能在你最常用的波段中心处找到最小 SWR 点。把滑动器放在短路棒上方 $2\frac{13}{16}$ 英寸的地方是这个天线最好的匹配位置，并可以作为一个调配起点。在馈点处，将 4 圈同轴电缆做成一个线圈或者引入一个铁氧体套筒巴伦起到共模扼流型巴伦的作用，以保证令人满意的性能。

16.15.3　性能

超 J 形线圈的最初的试验是在便携通联中完成的而且结果令人满意，甚至令人兴奋。图 16-45 展示了便携环境中安装在木制桅杆上的一个超 J 形天线。在一个 10 W 的移动设备与一个 40 英里远的电台的单工通信中，来回两路的基础噪声都很低。结果通过本以为超出本地范围的远程中继器联络到了其他电台。

在超 J 形天线和一个安装在汽车上的 5*l*/*8* 成品天线之间的比较实验展示了超 J 形天线出众的性能，即使当超 J 天线降低到与车顶持平的高度时。图 16-45 所示的桅杆由两根 8 英尺长的 1 英寸×2 英寸松木制作而成（大多数车辆可以很容易地运送这两段桅杆部分和超 J 形天线）。

超 J 形天线比 *l*/4 鞭状天线多出大约 6 dB 的增益，比 5*l*/*8* 天线多出大约 3 dB 的增益。实际性能肯定比在其他相同条件下工作的垂直天线要好，尤其在不太理想的或者崎岖的地面条件中。在航海移动通联时，不再需要使用地平面辐射是一个真正的好处，尤其对那些坐在船后有着灵敏天线的乘客更是如此。

16.16　顶部加载 144 MHz 移动天线

在本章前面，讨论了各种短鞭状天线加载方法的优点。非常自然地，有人会考虑可以将这些技术应用到 HF 移动操作。基本原理可以应用到任何频率上。图 16-46 展示了一个同时有顶部和中心加载的 144 MHz 天线。这个天线同时适用于移动和便携操作，特别适用于手持式收发电台中。这个天线由 Don Johnson（W6AAQ）和 Bruce Brown（W6TWW）发明。

顶部和中心加载的结合比起连续加载式天线提供了更高的效率，如本章一开始就图示的“短棒天线”。并且这个天线只需要很低的制作成本。除合适的连接器外，唯一需要的材料是一段硬导线和一块电路板废料。

16.16.1　制作

带有中心以上加载线圈的整个鞭状部分是由一段长度连续的材料做成。一根 18 英寸长的铜棒或者 14 号（#14）包铜线即可。

如图 16-46 中所示的天线，顶部加载盘是从电路板上剪下的废料，但是也可以用亮铜或者黄铜片代替。不建议使用铝材料。

天线的尺寸如图 16-47 所示。首先绕制中心加载线圈。用一个 1/2 英寸螺钉、木销或者其他圆柱形器件作为线模。从离导线一端 3 英寸的地方开始绕制，并将导线紧紧地缠绕在线模上。绕 5½圈，在圈与圈之间留出必要的空隙以便它们不会接触。

将线圈从线模上拿下来。下面，确定好插入你所用连接器的导线所需的长度。从线圈的中心起测量，将导线长的一头剪到所示长度，再加上 4 英寸。把导线焊接到中心引脚上并组装连接器。可以用由特氟纶或树脂玻璃棒做的紧密套筒来支撑并隔离壳内的天线导线。另一个选择方案是用环氧接合剂填充壳内，并使接合剂在导

线处于壳中心时固定。

顶部加载圆盘可以用锯子锯为圆形。然而不要求一定是个圆盘，它可以是任何形状。只要记得圆盘越大，所需线圈电感就越少，反之亦然。在盘子的中心钻一个孔用于安装到导线上。对一个更牢固的天线来说，可用一个黄铜圈加固一下这个孔。将圆盘焊接到天线顶部，这样制作就完成了。

16.16.2 调整

调整首先包括了展开线圈以得到合适的电感值。在你通常使用的频率范围中心处进行调整。可以在距离10英尺或15英尺处用一个场强测量表来帮助确定最佳电感值。

将天线接到一个工作在低功率的手持收发电台上并进行场强读数。关掉发射机，稍微展开一下线圈，再作另一次读数。通过实验，展开或者收缩线圈圈数以得到最大场强读数。需要进行的调整应该很少。然而，这里有一点需要注意。你必须使你的身体、胳膊、腿和头在每次场强测量中保持相对不变的位置。建议将收发台放在一个非金属桌上并且在检查时保持一臂的距离。

一旦得到了最大的场强读数，调整就完成了。在使用这个天线进行通联时，你将可能通信到其他短天线难以达到的中继器。W6AAQ 报告说在偏远地区他的天线性能甚至胜过 5*l*/8 垂直天线。



图16-46　采用顶部加载与中间加载相结合的144 MHz天线。它的制作成本低廉，并且比连续加载的橡皮棒天线具有更好效率。

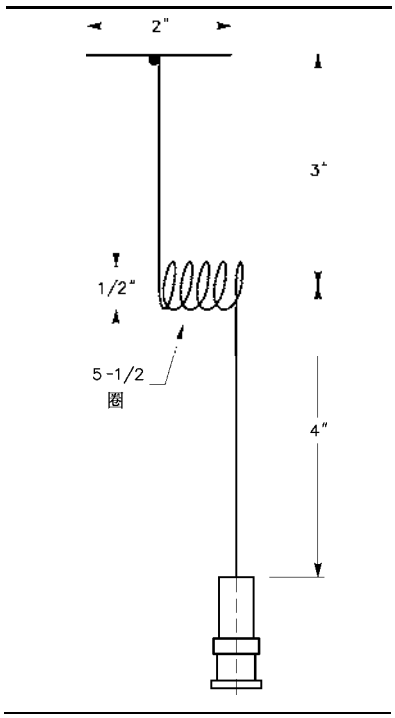


图16-47　顶部加载144 MHz天线的尺寸。关于线圈长度请见文中叙述。

16.17 *l*/4 VHF 垂直天线

理想情况下，VHF 垂直天线应该安装在一个很平坦的反射器上以保证均匀全向辐射。汽车的顶盖是移动通联中安装天线的最好地点。另外，可以用汽车行李箱盖的平坦部分，但将因为车体障碍形成有方向性的方向图。

图 16-48 阐明了如何使用一个 Millen 高压连接器作为安装 VHF 鞭状天线的车顶座。车顶上的洞可以做在车顶灯上方，因此通过装潢可以做到遮掩。RG-59 和*l*/4 匹配部分，L（见图 16-48（C）），可以经过车顶和装饰层之间引入行李箱内或者向下引到汽车的仪表盘上。除了 Millen 连接器，一些操作者在车顶安装了 SO-239 同轴电缆连接器以固定鞭状天线。这个办法与图 16-48 所示的类似。

已经证明，在通常情况下，*l*/4 垂直天线在移动中继器作业中没有 5*l*/8 垂直天线效果好。用 5*l*/8 天线可以使更多信号集中在低仰角,朝着地平线的方向，并比*l*/4 垂直天线多出约 1dB 的增益。然而在有些地区，中继器坐落在附近非常高的丘陵上或者山峰上，*l*/4 天线通常将比 5*l*/8 天线提供更可靠的性能。这是因为*l*/4 垂直天线在较高仰角上的波瓣有更多的功率。

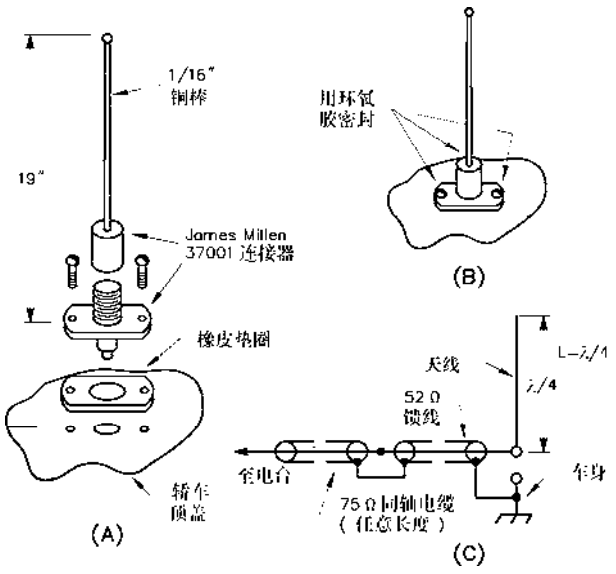


图16-48　在（A）和（B）图中，说明了如何将一个*l*/4的垂直天线安装到车的顶盖。鞭状部分应该焊接到连接器盖子内部，然后旋进底座插口上。这个办法允许你在需要时能够拆下天线。应该在两个安装螺丝上涂上环氧粘合剂，以防止潮气经过螺丝孔侵入。图（C）已在文中做了讨论。

16.18　144 MHz 5*l*/8 垂直天线

可能最流行的 144 MHzFM 移动及固定台天线是 5*l*/8 波长垂直天线。比起*l*/4 垂直天线，它有 1 dB 的增益。

这个天线之所以适合移动及固定台应用是因为它很小，具有全向性，并且可以与辐条地网或者实芯平面地（如车体）一起使用。如果使用辐条地网，其长度只需是*l*/4。

16.18.1　制作

这里所示的天线可由低成本的材料制成。图 16-49 展示了底部线圈和铝质安装板。线模是一根低损耗的实芯棒，如树脂玻璃或者石碳酸。这些部件以及天线的其他部分的尺寸如图 16-50 所示。用一段铜焊条作为鞭状部分。

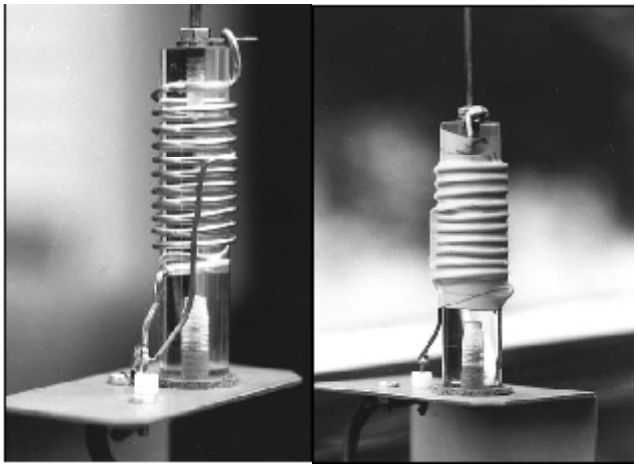


图16-49　左图是一个5*l*/8垂直天线底部部分的照片，匹配线圈被固定在一个用螺钉拧在汽车行李箱内边缘的铝支架上。右图是已完成装配的照片，线圈已经被聚氯乙烯电胶布包裹起来，防止潮气和灰尘。

鞭状部分长度应该为 47 英寸。然而，铜焊条的标准长度是 36 英寸，因此如果使用它，有必要在鞭状部分上部焊接一个 11 英寸长的扩展段。一段#10 铜导线就足够了。作为其他选择方案，可以买一根不锈钢棒做一个 47 英寸的鞭状部。出售 CB 天线的商店应该有这种棒，可作为在底部加载天线中的替代。可以预料，使用铜焊条的一个局限是这种材料比较脆弱，尤其是为了把棒拧到底部线模中而要在它上面切出螺纹时。过份的压力可能导致接入线模的那部分焊条断裂。在这项设计中这个问题有点复杂，因为在天线安装点并没有使用弹簧。制作者们可以找到各种解决此问题的多种方法，大体思路是在制作天线时改变物理设计和使用不同的材料。本文的论述主要目的是提供尺寸和调谐信息。

必须改变铝质安装支架的形状以使它适用于汽车。支架位于车体外部可以进行无洞安装。车辆行李箱（或者车篷）内边缘可以作为固定支架的点，在这里用 6 号（#6）或者 8 号（#8）金属板螺钉进行固定。把支架的剩余部分弯曲起来，这样当行李箱盖或者车顶篷抬起和收起时，活动部分不会碰触到支架。安装单元的详细资料如图 16-50（B）所示。建议使用规格为 14（或者更厚）金属板以保证强度。

在直径为 3/4 英寸的线圈芯型上绕 10½圈 10 号（#10）或者 12 号（#12）铜线。L1 上的抽头放在鞭状部分末端下面大约 4 圈的地方，焊接点一定要牢靠。

16.18.2　调谐

天线安装到车上以后，在 50 Ω 传输线中连接一个

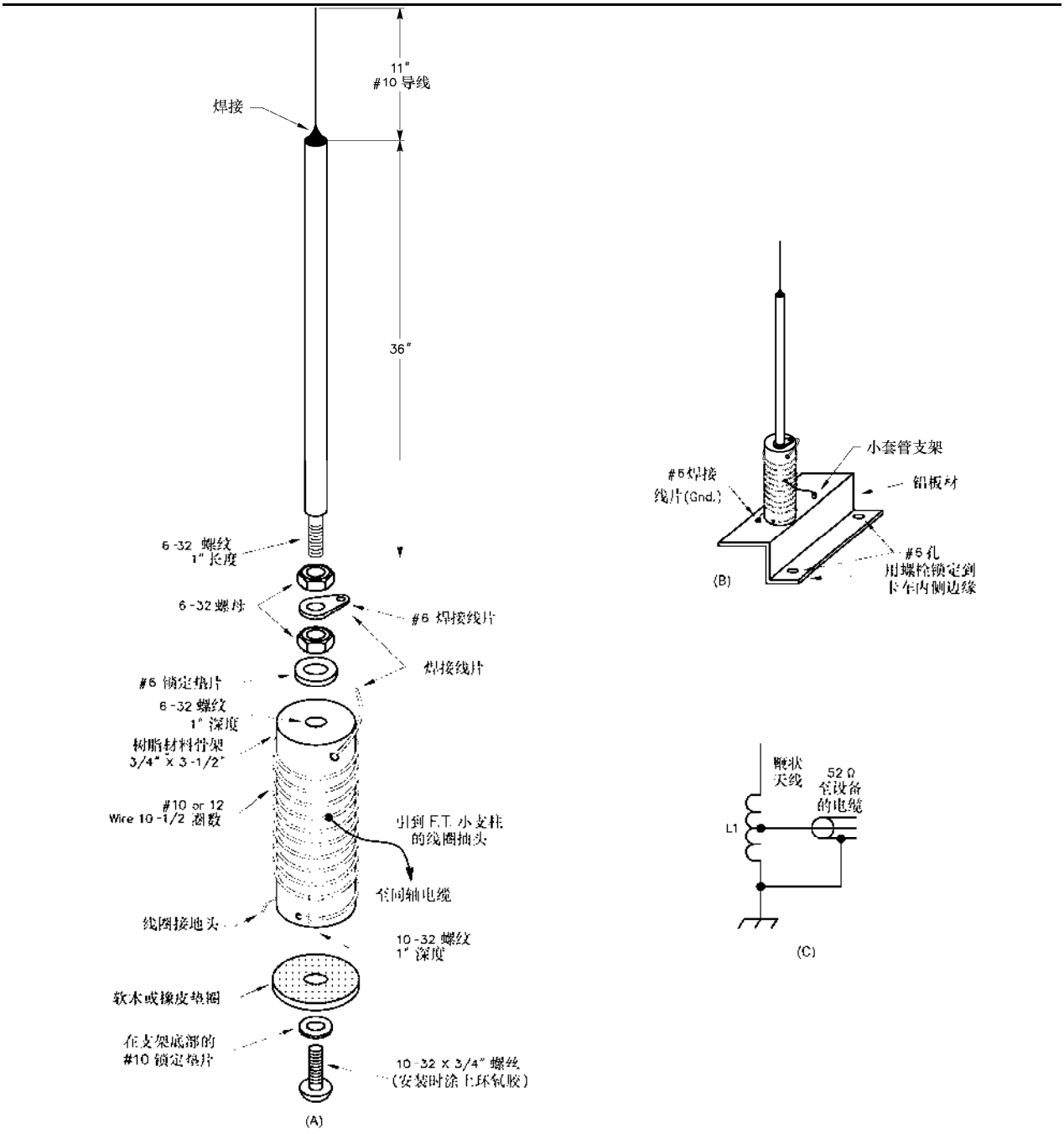


图16-50　2 m波5 *l*/8天线的详细结构见图（A），安装架在图（B）给出，等效电路见图（C）。

SWR 表。以线圈抽头的位置作为试验来调节 144 MHz 发射机。如果鞭状部分为 47 英寸长，当抽头在合适的位置时可以得到 SWR 为 1:1。另外一种调整方法是将抽头放在离 L1 顶部 4 圈的地方，使鞭状部分长 50 英寸，调短鞭状部分的长度直到 SWR 为 1:1。在调谐期间保持天线远离其他物体，因为他们可能使天线失调并得到错误的匹配。

16.19　220 MHz 5*l*/8 移动天线

图 16-51 和图 16-52 所示的天线是为填补*l*/4 自制移动天线和 5*l*/8 成品天线之间的空白而设计的。这个天线可以通过改造民用波段电台模型而得到，但存在获得原始天线的成本问题。在这个方案中，主要开销在鞭状部分，这部分可以是任意弹性的软棒。



图16-51　220 MHz的5*l*/8移动天线。线圈绕线在1英寸长度上展开，线圈的底部末端焊接在同轴连接器上。

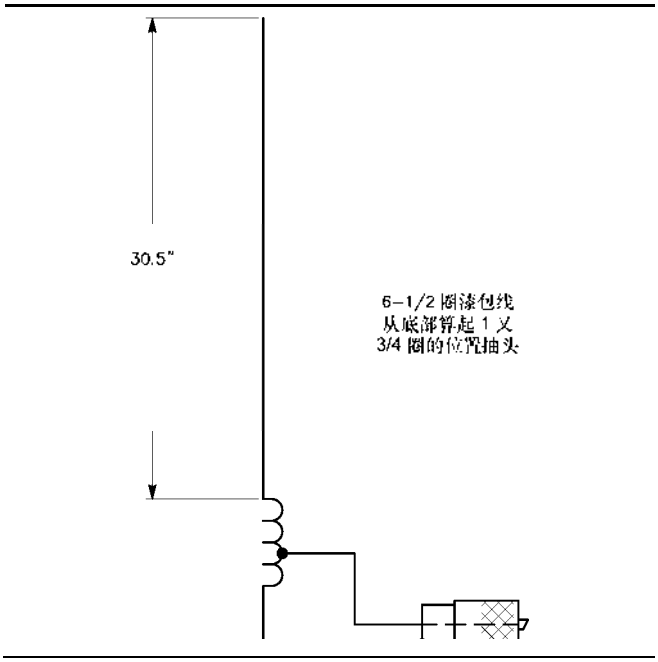


图16-52　220 MHz的移动天线原理图。

制作

底部绝缘部分由 1/2 英寸树脂玻璃棒制成。在车床上几分钟的工作就足以成形和打孔（制作者可以在车床作业中创新地用电钻和锉刀）。把棒底部 1/2 英寸那部分直径减小为 3/8 英寸。现在这部分正好可以插入一个 PL-259 的 UHF 连接器。在棒的中心钻一个直径为 1/8 英寸的孔。在这个孔里放置用来连接连接器芯线和线圈抽头的导线。鞭状部分和线圈顶部之间的连接线也经过这个孔。用力把一个图钉按入到树脂玻璃棒的顶部。这样可以从绝缘体上拆除掉鞭状部分。

开始应该把线圈绕在一个比底部绝缘体略小的线模上。把线圈转移到树脂玻璃棒上后，它将保持原型且不易滑动。在确定了抽头点后，在棒的中心内钻一个纵向的孔。然后一根#22 导线可以经过绝缘体的中心穿入到连接器里。用同样的办法将鞭状部分绑到线圈上部。鞭状部分完全安装好后，用环氧接合剂包裹一下。这在密封整个组件的同时也提供了一些额外的强度。经过一整个冬天的使用后，天线都没有破裂的迹象或者其他机械故障。前面描述的 144 MHz 天线的调整过程与此类似。

16.20　帆船用 HF 天线

这部分资料由 Rudy Severns（N6LF）提供。本章前面出现的许多天线思想都可以应用到帆船中。然而，由于桅杆和索具的存在，加上船体普遍采用的非导电玻璃纤维材料就使这个问题更复杂了。帆船上的天线有多种可能形式。这包括安装永久天线和在抛锚时架起来临时使用的天线。

永久天线

成品或者自制车载垂直天线
后牵索垂直天线和斜天线
非绝缘索具的并联馈电天线

临时天线

倾斜偶极天线
倒 V 天线
八木天线

你应该记住帆船上的一些基本情况：

1）大多数船上的桁架，固定索具和一些活动索具会成为导电体。通常用不锈钢导线作索具，铝材作桁架。
2）千斤索，活动的桅杆，以及支索都可能由导电材料制成并在船的行进过程中经常改变位置。这会改变索具的结构并可能影响辐射方向图和馈电点阻抗。
3）就电波长而言，船上的天线总是会靠近桅杆和索具。有些天线实际上可能是索具的一部分。
4）馈电点阻抗和辐射方向图可能由于索具的存在受到严重影响。
5）由于距离比较近，应该把索具看成天线完整的一部分。
6）给定的天线的性能将取决于特定船只上的索具的详细情况。给定的天线的性能在不同的船上变化

可能很大，因为索具的尺寸和排列不同。

7）即使你可能航行于海上（咸水），仍然需要仔细注意接地！

16.20.1 天线建模

因为索具与天线之间的相互影响严重，要想准确预测辐射方向图以及合理计算馈电点预期阻抗，你就要同时对天线和索具都进行建模。除非你精确地对系统建模，否则可能需要相当多的调整和尝试。当不得不在 1 mm ×19 mm 规格的不锈钢线上用 300 美元的陷型绝缘装置时，这将会非常昂贵！

事实上，当你的天线是固定索具的一部分时，在码头试验你的设计是个非常好的主意。你可以暂时利用包铜线和便宜的绝缘器来代替不锈钢索具和昂贵的绝缘器。这个方法可以节省大量的钱并减少负担。可以找到许多建模程序并且它们在设计一个新型天线时非常有用，但是使用时请注意下列一些事项：

1）索具将会有很多小交叉线和完全不同的导体直径，这会给 NEC 和 MININEC 程序带来麻烦。

2）你必须减小联结点附近的分段长度。这在程序中可以自动完成，如 ELNEC 和 EZNEC。

3）经常有必要为桅杆、桁架和索具使用一种型号的导线。通过把桅杆建模为 3 线或 4 线的框形结构可以获得精度上的改善。

对辐射方向图的预测会非常好但对馈电点阻抗的预测应该看作只是初步措施。通常仍需要一些最终的调整。因为船只之间的区别，即使是那些相同种类的天线，每次新的安装都是一个独特的过程并应该独立分析。

16.20.2 安全事项

在你发信时，甲板附近未接地的绳索端点可能有很高的 RF 电压。例如，玻璃纤维船上的横桅索连接到钉在船体上的链条上，但是没有接地。不注意的话这些将会造成伤人的 RF 灼伤，即使是低功率操作时。作为一般的原则，甲板面附近的所有索具、桁架和救生索都应该接地。这也是防雷击的不错的措施。对一个馈点在甲板附近的桅杆天线，可以在绳索较低一端放上一个厚实的 PVC 管套作为保护壳。

16.20.3 安装于横船板和桅顶的垂直天线

船上常用的天线是安装在船板上的垂直天线，同时也会是一个短移动天线或者一个全 $l/4$ 天线，如图 16-53 所示。注意在这个例子中，天线被安装到了一边，也可以安装在横板的中心。这个天线的 20 m 辐射方向图如图 16-54 所示。

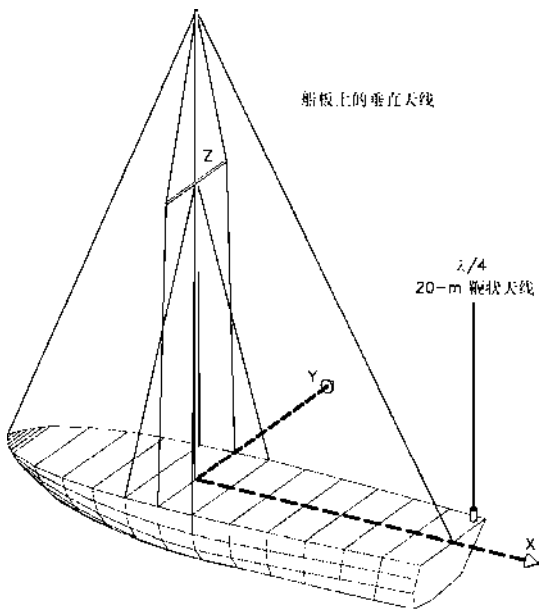


图16-53 安装在船尾横板上的20 m波 $l/4$鞭状天线的例子。需要有局部接地系统，具体方法在接地部分已有所论述。

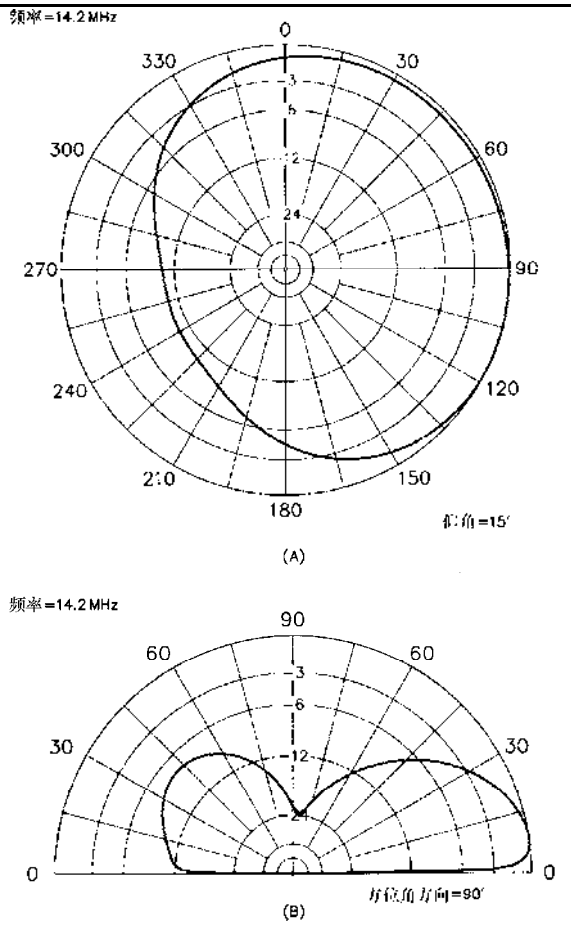


图16-54 图53所给出的 $l/4$安装于横船板上的鞭状天线的典型辐射图。

不像一个自由固定的垂直天线，这个天线没有全向方向图。它是非对称的，方向图前后比大约为 13 dB。此外，相对天线安装在船板上的方位来说，最大增益角度也有所偏移。

这个例子可以很好地说明索具可以影响到任何帆船上的天线。不但方向图会受影响，而且馈点阻抗也将从 36 Ω 减小到 25～30 Ω。

定向增益可以很有用——如果你将船指向了正确的方向！然而我们通常更需要一个更均匀的全向方向图。将垂直天线放在桅顶的做法很吸引人，可以使用一个 6 英尺加载汽车鞭状天线，这时桅杆和索具就像一个地平面。图16-55展示了一个这样的系统。很不幸，它通常不能很好地工作，因为桅杆和天线的全长很可能大于 5*l*/8。这将引起高角度旁瓣，如图 16-56 所示。取决于桅杆的不同高度，这个设想可能在 40 m 或者 80 m 上得以很好地实现，但是汹涌的海面上桅顶的大幅运动所引起的严重机械张力仍会给你带来很大麻烦。桅顶处通常是留给了 VHF 天线以及它们自带的平面地网。

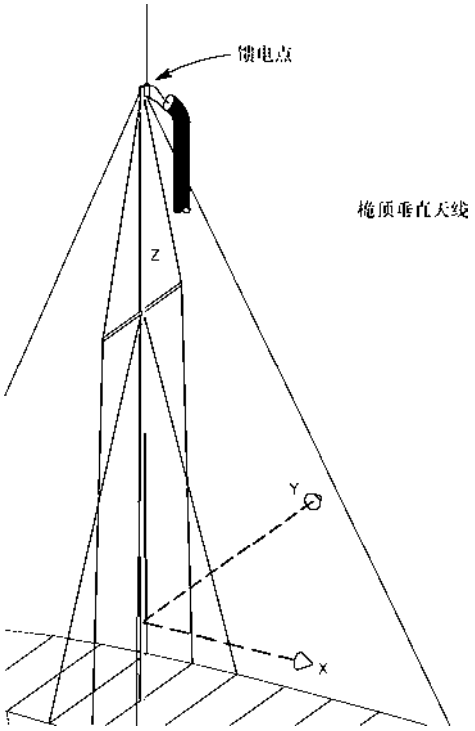


图16-55　一个安装在桅顶的鞭状天线。馈线沿着桅杆内侧或外侧垂下。桅杆的底部以及拉索都假定已经良好接地。

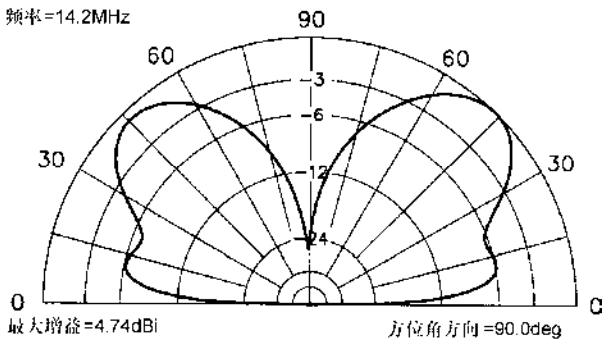


图16-56　桅顶垂直天线典型的辐射方向图。出现多个垂直波瓣是由于天线高度大于*l*/2所至。

16.20.4　后牵索垂直天线

后牵索的一部分可以绝缘出来并用作一个垂直天线，如图 16-57 所示。绝缘出来的那部分的长度为*l*/4，在感兴趣的最低波段上取。典型地，由于剩余索具的加载效应，绝缘出的那段谐振长度将比著名的 234/*f*（MHz）给出的结果短一些，尽管实际上在一些情况中要长一些。用建模或者尝试性调整来确定实际需要的长度。在一个 35～40 英尺的典型的帆船上，因为后牵索的长度有限，*l*/4 谐振最低波段是 40 m。这种天线在几个波段上的辐

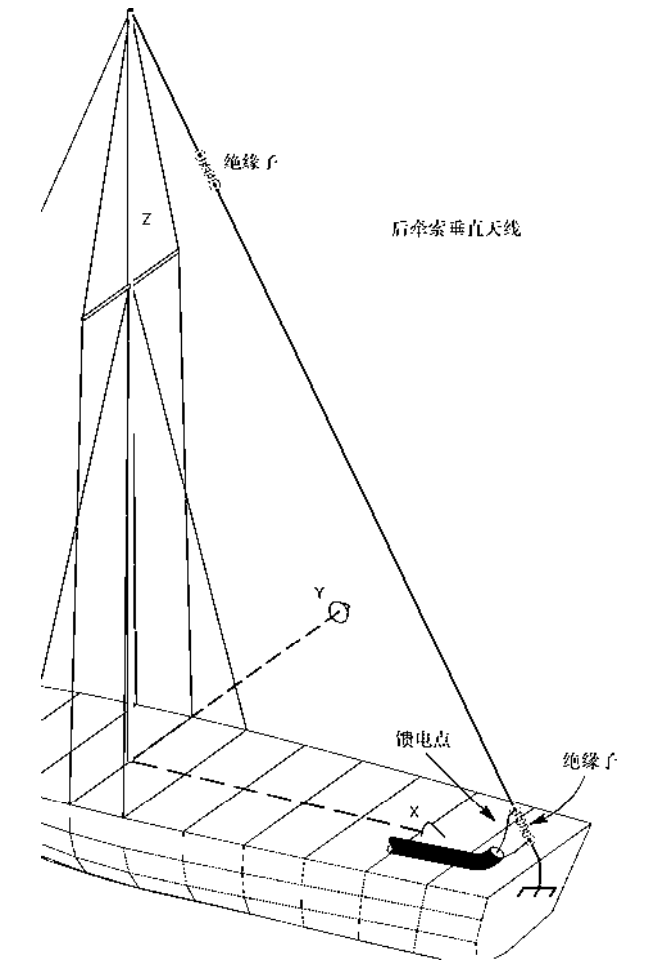


图16-57　一个后牵索垂直天线的例子。局部接地点应该设在后牵索底部就近的船板上。

射方向图的例子如图 16-58～图 16-60 所示。

因为桅杆和索具的存在，方向图又一次具有明显的方向性。在 15 m 上，天线大约是 3 l/4，出现了更高角度的旁瓣。在 40 m 和 15 m 上，馈点在最大电流区附近并且阻抗在 30～50 Ω 之间。然而在 20 m 上，因为天线接近 l/2 谐振所以馈点阻抗非常高。避免这个多波段使用问题的一个方法是使天线在最低波段上比 l/4 更长些。如果最低波段是 40 m，那么在 20 m 上馈电点阻抗将低很多。这个天线在其他任何波段不谐振但是可以用调谐器方便地馈电，因为馈电点阻抗处在普通可用成品调谐器的范围内。为航海通联特制的调谐器经常可以提供非常高的输入阻抗，但是它们通常非常昂贵。

辐射方向图对桅杆和索具小细节的敏感性如图 16-61 所示。这是与图 16-57 所示的一样的天线，除了假设前牵索是未接地的。在这个特殊的例子中，前牵索未接地，极大地增加了前后比。然而如果用稍微不同的尺寸，方向图可能在其他方面发生改变。

给索具线使用优质绝缘器可能会非常昂贵并存在一个潜在的弱点——如果它断了，桅杆可能倒下。并不一定要在桅杆垂直天线中同时使用两个绝缘器。如图 16-62 所示，可以省去上部的绝缘器。方向图如图 16-63 和图 16-64 所示。在这个情况中，辐射方向图实际上比它原来有上部绝缘器时更对称——这在其他索具情况中可能并不如此。馈点没有必要非得在后支索的底部。如图 16-62 所示，馈点可以向上移动到后支索上以获得更好的匹配或者更合意的馈点阻抗随频率变化的曲线。在这种情况中，同轴馈线的内芯馈线接到上面那段，而外导体接到下面那段。然后将电缆接到后支索的较低部分。

如果你只需要单波段操作，甚至可以用并联馈电法省略掉下面的绝缘器。为达到这个目的，一个伽马匹配将非常合适，如第 6 章中讨论的当激励一个接好地的塔时。

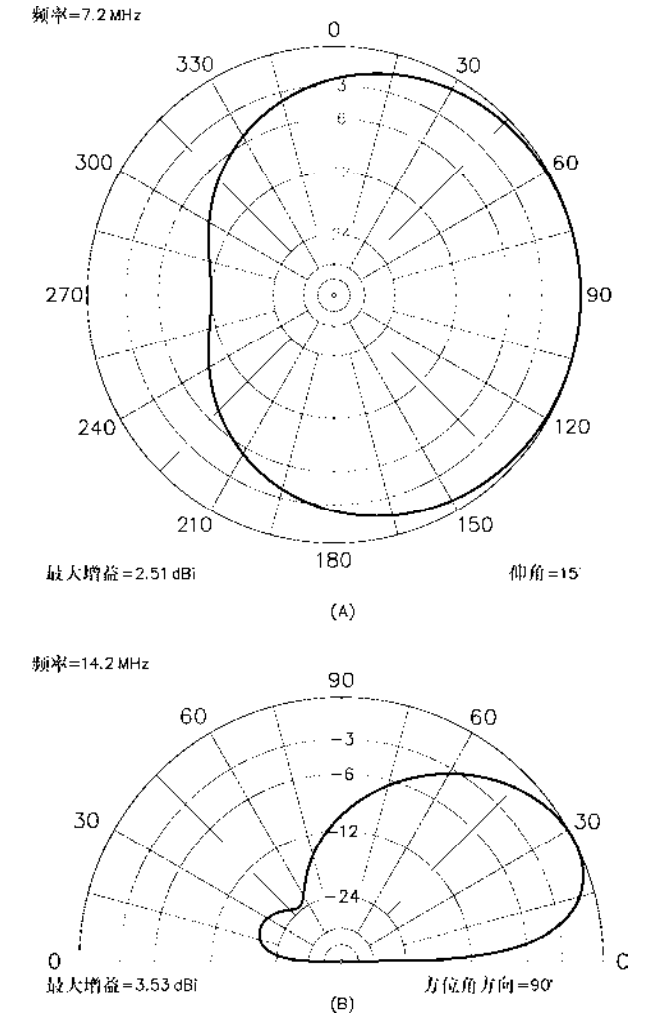


图16-58　在图16-57中后牵索垂直天线工作在40 m波段的典型辐射方向图。

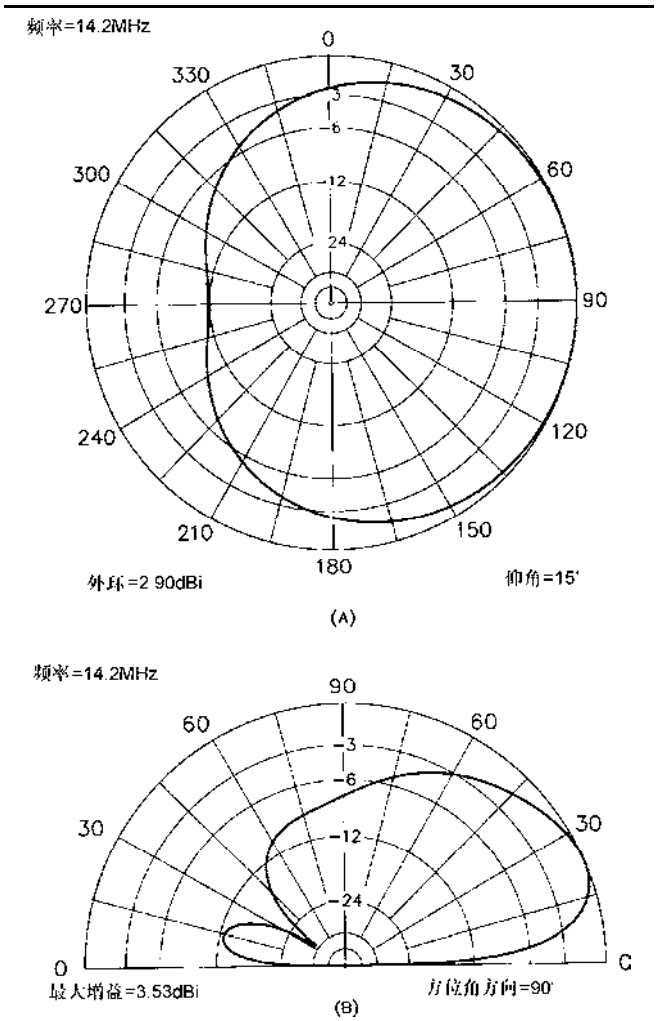


图16-59　在图16-57中后牵索垂直天线工作在20 m波段的典型辐射方向图。

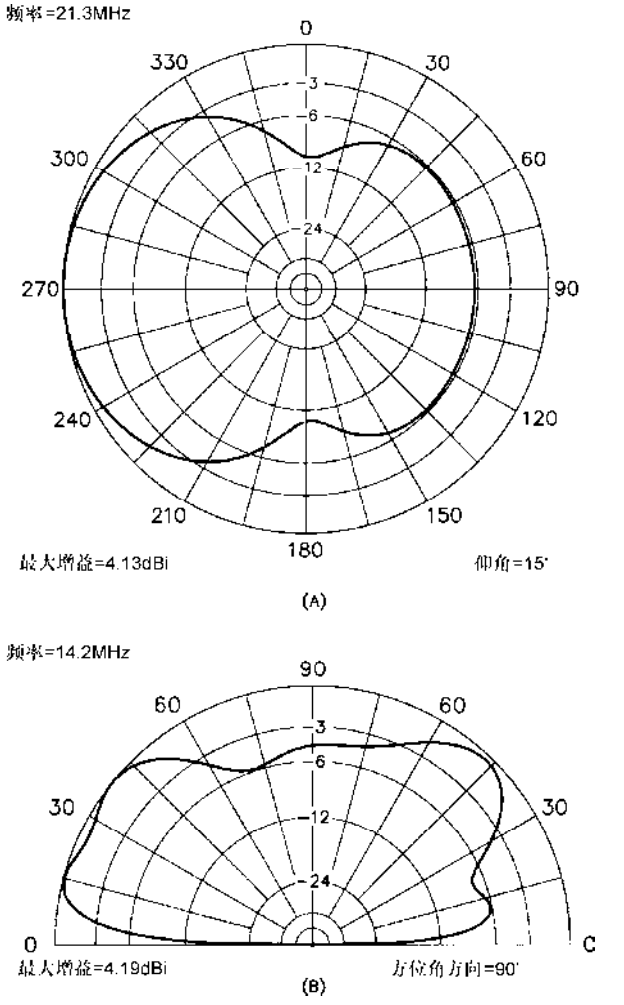


图16-60　在图16-57中后支索垂直天线工作在15 m波段的典型辐射方向图。

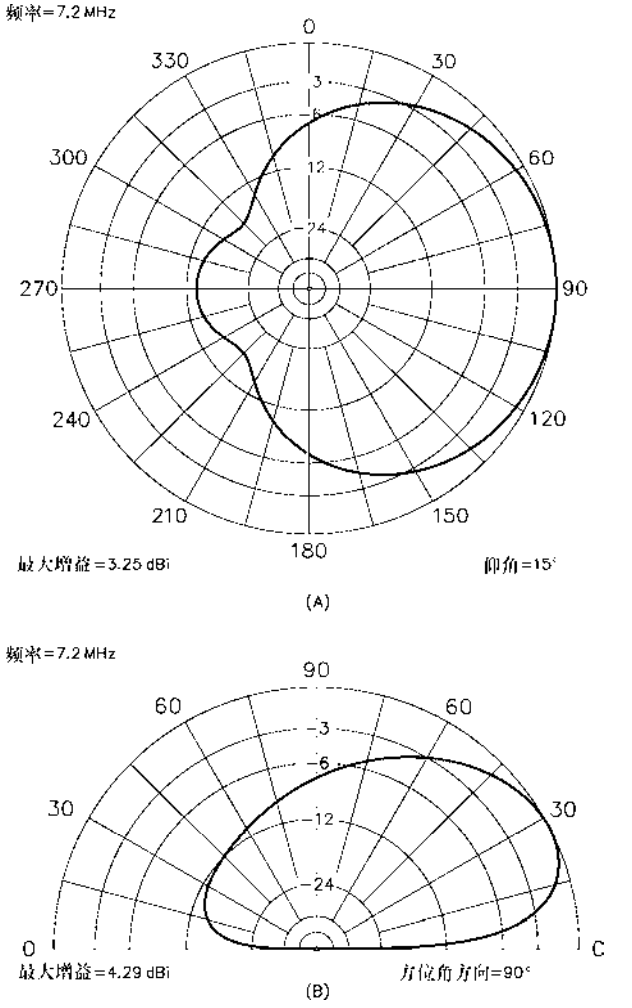


图16-61　前桅支索未作接地时对辐射方向图的影响，该图工作在40 m波段。

16.20.5　40 m 后牵索半斜天线

一个半斜天线可以是后牵索的一部分，如图 16-65 所示。它的性能与第 6 章中讨论的斜天线性能非常类似。在帆船上安装这个天线的优点是不需要在船尾做一个良好接地连接点，这不像前面描述的安装于横梁上的垂直天线或者后牵索垂直天线中必须得做的那样。这可能会更方便。在半斜天线中，桅杆、横桅索和支柱仍然必须接地，但是方法稍微简单一些。

16.20.6　临时天线

不是每个人都需要固定天线。可以准备许多临时天线。其中一些天线如图 16-66 到图 16-68 所示。在这些例子中严格偶极天线（见图 16-66）最好操作，并且它的方向图与预期的独立式偶极天线的方向图很接近。另外两个例子中的天线与绳索距离很近，故会受到强烈影响。

16.20.7　接地系统

你可能正身处上千英里的海面之上。这对传播非常有利，但是如果你想使用垂直天线你仍然需要接地。有很多可行方法，但图 16-69 中所示方案比较有代表性。首先找来一根焊条，或者更好的铜带（它可以非常薄），在每侧从船头到船尾连接起来，同时连接到前牵索、救生索支柱、链条、头尾舱和后支索上。其他焊线在两侧沿船头、船尾、链条板布线最后连接到桅杆底部的公共接点上。头尾的焊线可以系到引擎和龙骨的螺钉上。问题出来了：“如果你把它们绑到一起，那么龙骨和螺旋桨之间的电解怎么办？”这个必须具体问题具体分析。

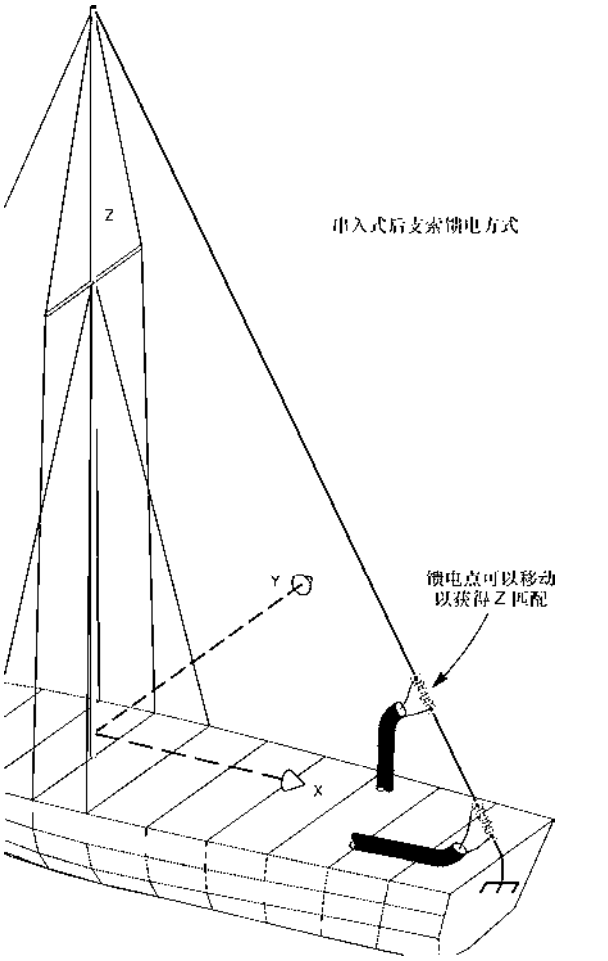


图16-62　不用顶部绝缘子来给后支索馈电的方法。馈电点沿着天线移动，以寻找在某个波段较好的匹配，或提供更好的阻抗范围以方便天线的调谐匹配。同轴馈线接在桅杆后支索的下面部分。同样，在桅杆后支索的底部需要良好的局部接地。

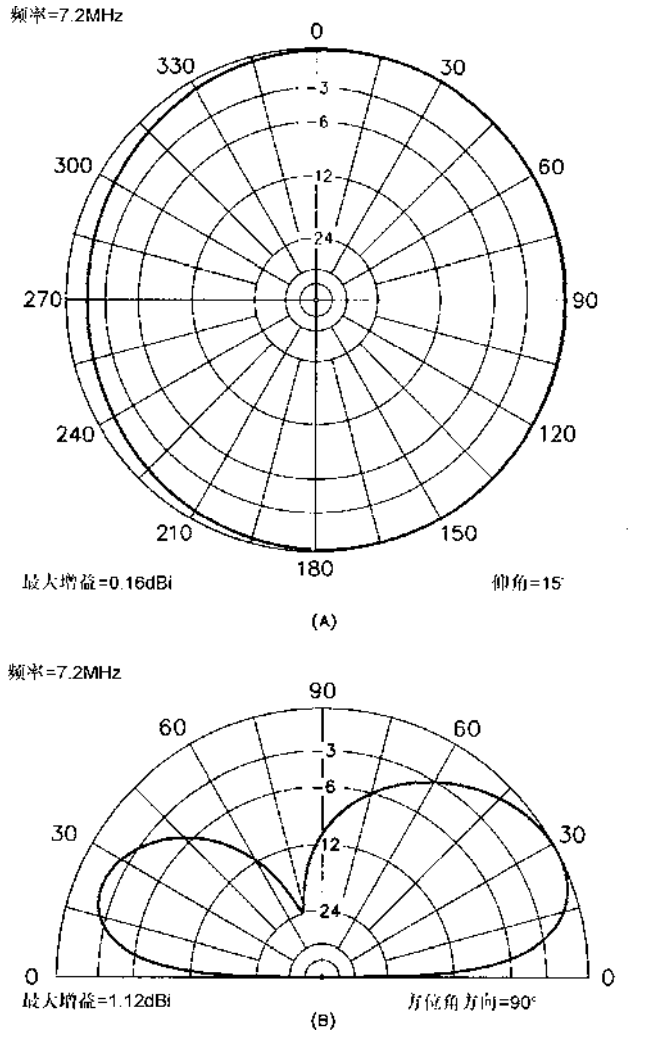


图16-63　图16-62中所示天线工作在40 m波段典型的辐射方向图。

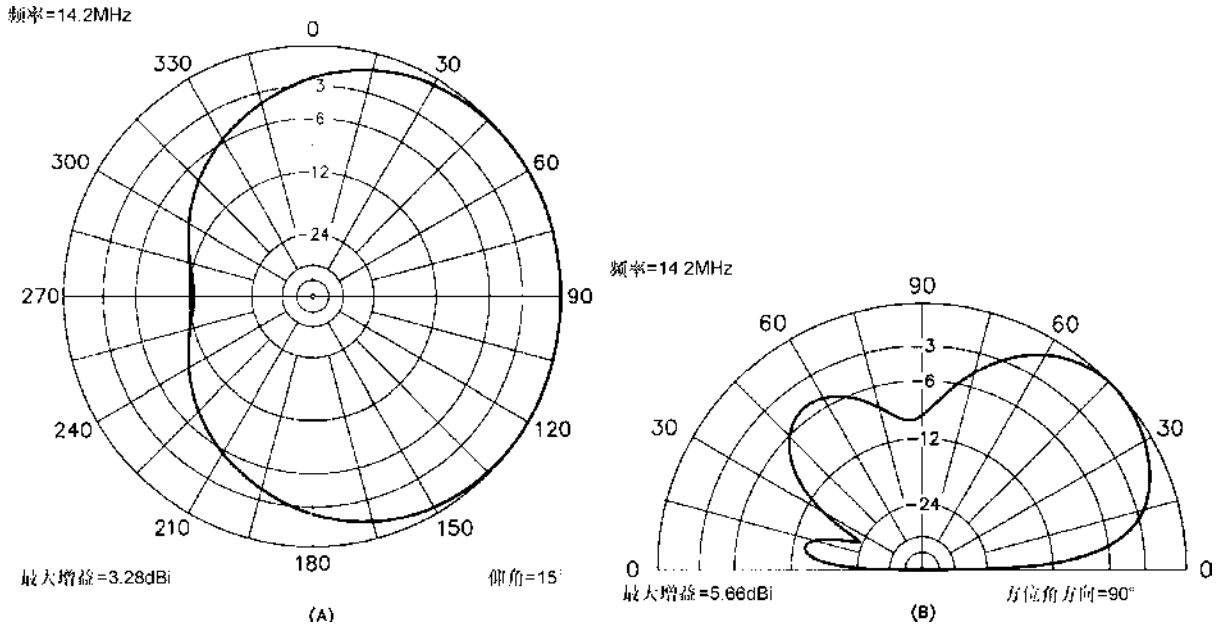


图16-64　图16-62所示天线工作在20 m波段典型的辐射方向图。

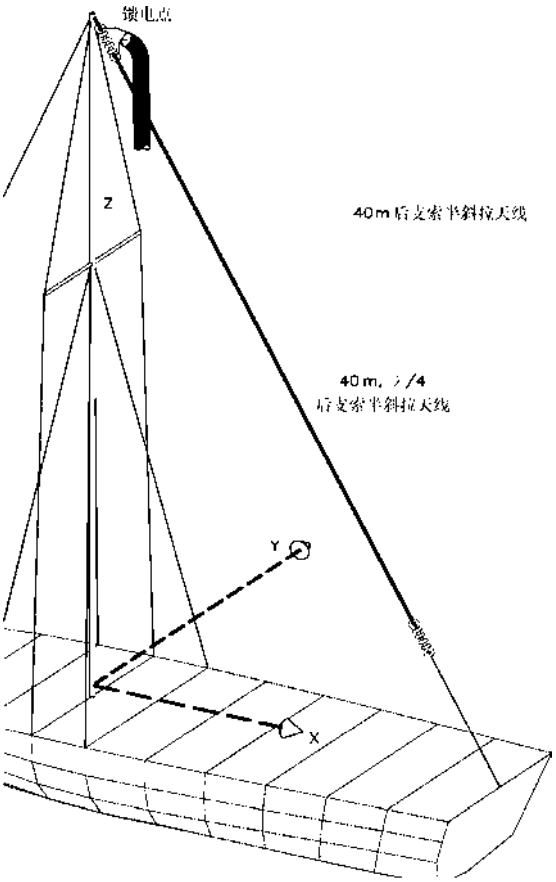


图16-65　一个桅顶馈电的40 m波段半斜拉天线。

如果在你使用焊接线方法后保护锌耗费得更快，那么就通过拆分开某些部件，例如，可以尝试引擎—轴—螺旋桨的布线路径。

每次安装的接地都不一样，并且要适应于每一只船。然而就像在岸上一样，接地系统越好，垂直天线的性能就越好！

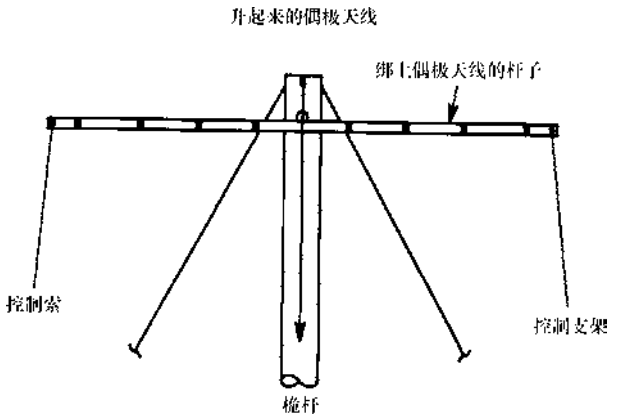


图16-66　在抛锚时可以将偶极天线绑在木杆或竹竿上，并用主升降索升到桅杆顶端。也有可能将它做成多波段偶极天线。

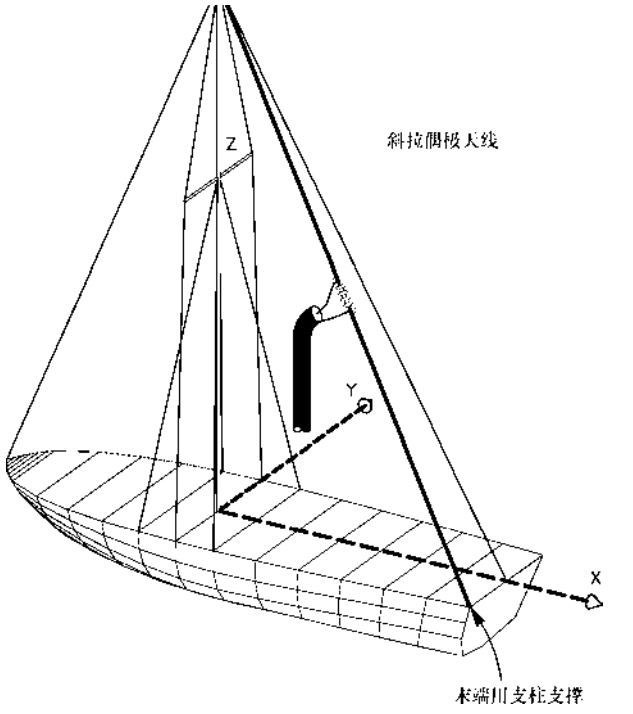


图16-67　偶极天线的一端可以系到主升降索上，并升到桅顶。偶极天线的底下一端应该尽量拉开远离其他拉索，以降低这些拉索对阻抗的影响。

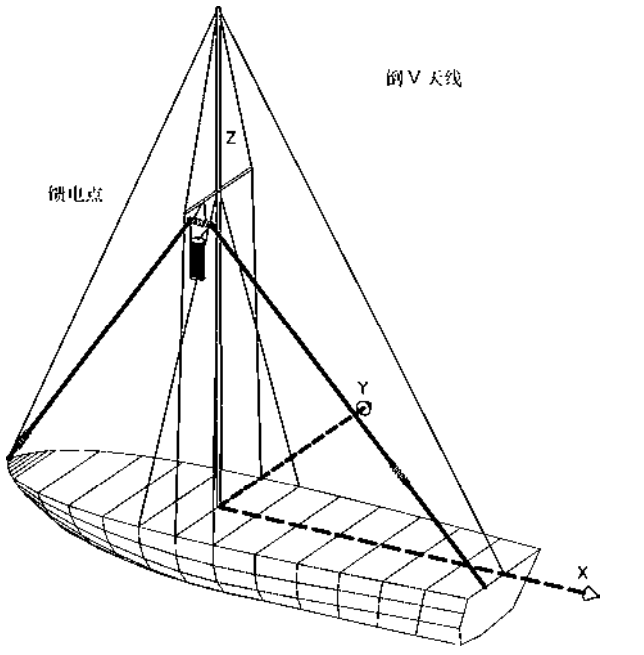


图16-68　信号旗升降索也可以把倒V天线中心升起至伸展梁；或者用主升降索将天线的中心升到桅顶上。在拉索与天线之间的相互影响将非常明显，天线的长度应该通过反复修剪尝试的基本办法来进行调整。

16.21 汽 艇 天 线

汽艇爱好者通常不需要面对帆船上桅杆和绳索带来的难题了。因为汽艇可能只有一根小桅杆，但是它的大小通常与帆船的并不相等。汽艇天线与车载移动天线有更多的相似之处，但是也有一些重要的区别：

1）在汽车中，车体通常是金属的，它为鞭状天线提供了地平面或者均衡的作用。然而，大多数现代汽艇都是玻璃纤维船体。基本都是绝缘体，所以不能起到平衡作用（另一方面，金属船体汽艇可以提供近乎理想的接地）。

2）车载移动鞭状天线的高度不仅受到高架桥的通行限高的限制，也受到在高速公路上承受住每小时80 英里的风阻力的要求所带来的限制。

3）一般来说，汽艇可以有更高的天线，在偶尔遇到矮桥时可以降低它。

4）汽艇的运动可能非常剧烈，尤其在不平静海面上时。这给天线增加了额外的机械张力。

5）在汽艇和帆船上，在咸水环境上操作都很常见。这意味着必须仔细选择材料以防止腐蚀和过早的损坏。

帆船中垂直天线接地平面的问题可以用与图 16-69 所示相同的方式处理。因为可能没有大的龙骨结构用来连接和提供一个大的表面区域，可以在船体内增加额外的铜箔以增加地网均衡区域。因为螺旋桨的区域小，最好不要连接到引擎上，而改为依靠增加平衡地网区域并把它当作真实的平衡地网来操作——即从地上隔离开来。有时在垂直天线中使用许多辐线，非常像天线的地平面一样。这不是一个非常好的主意，除非这个“线”实际上是宽铜片条，它们可以大幅降低 *Q* 值。

问题在于正常地平面天线辐线末端出现了高电压。对一只小船来说，这些辐线可能与载人以及电子设备的船舱靠得非常近。辐线末端的高电压是一个安全隐患，同时可能导致射频能量反馈耦合回船上设备中，其中包括业余无线电设备、导航仪以及娱乐设施。如果厨师因触摸了船上厨房中的炉子而受到射频灼伤，那么他（或她）肯定很不好受。从传输线上将地网退耦，像第 6 章讨论的那样，将会有效地使射频能流远离其他设备。

避免出现与接地相关的许多问题的一个方法是使用严格偶极天线。在 20 m 或者更高波段，由铝管、玻璃纤维棒或者一些这样材料的组合做成的严格偶极天线可能有好的效果。如图 16-70（A）所示的偶极天线的半部可以像兔子耳朵一样向上倾斜以减少翼展宽度，同时增加了馈电点阻抗，从而可以更好地与普通同轴线进行匹配。在较低波段可以使用一对移动鞭状天线，如图 16-70（B）所示。也可以使用自制线圈。

对于短距离通信，在咸水面上一个相对较低的偶极天线可以很有效。然而，如果需要长距离通信，一个设计合理并工作在海水面上的垂直天线，效果会更好。要使这些天线能够工作，你当然地必须解决与垂直天线相关的接地问题。

有时也能见到在大型汽艇的短桅杆上安装的 2～3 单元多波段八木天线。如果它们并没有安装得很高（指大于 *l*/2）那么这些天线可能有效工作，但在较远范围的通信中它们的性能可能却令人失望。在海水上，垂直极化在较远距离通信中非常有效。一个简单些但设计合理的船载垂直系统可以比矮的八木天线更为出色。

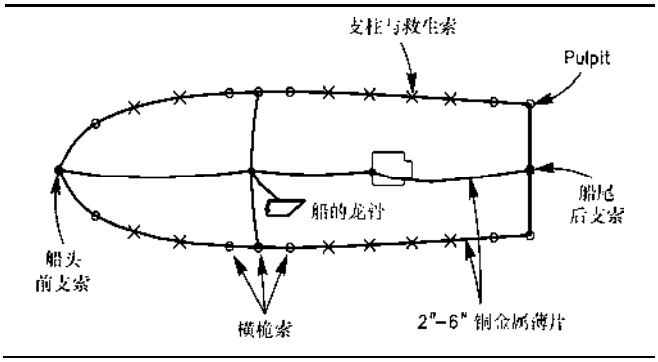


图16-69　一个典型的帆船接地系统图。

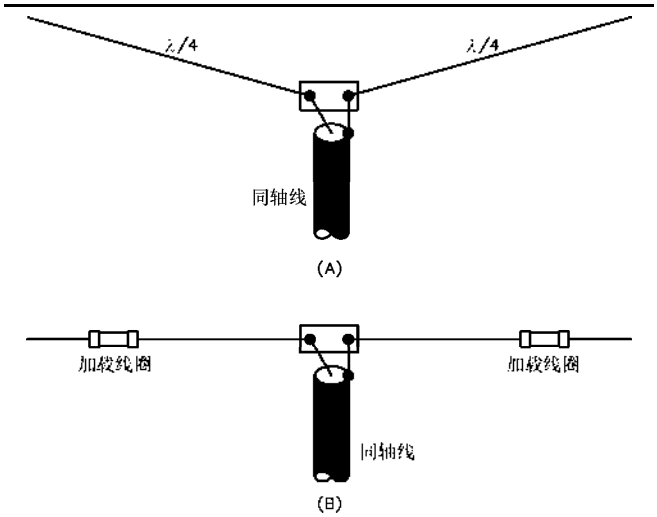


图16-70　在（A）中，用铝管，玻璃钢管或两者的组合来制作的严格偶极天线；在（B）中，采用一对移动鞭状天线作为偶极天线。

一副优质电动调谐多波段移动鞭状天线再结合良好的接地系统也可以非常有效，而且已经有了商业成品。

参考资料

这一章涉及的一些材料来源和更深入的讨论可以参考下面所列的参考文献和第 2 章结尾处的教科书目。

J. S. Belrose, “Short Antennas for Mobile Operation,” *QST*, Sep 1953.

J. S. Belrose, “Vertical J Antenna for 2 meters,” *The Canadian Amateur*, Jul/Aug 1979, pp 23～26.

J. M. Boyer, “Antenna-Transmission Line Analog,” *Ham Radio*, May 1977.

B. F. Brown, “Tennamatic: An Auto-Tuning Mobile Antenna System,” *73*, Jul 1979.

B. F. Brown, “Optimum Design of Short Coil-Loaded High-Frequency Mobile Antennas,” *ARRL Antenna Compendium Volume 1* (Newington: ARRL, 1985), p 108.

W. B. Freely, “A Two-meter J Antenna,” *QST*, Apr 1977, pp 35～36.

E. A. Laport, *Radio Antenna Engineering*（New York: McGraw-Hill Book Co., 1952), p 23.

C. E. Smith and E. M. Johnson, “Performance of Short Antennas,” Proceedings of the IRE, Oct 1947.

F. E. Terman, *Radio Engineering Handbook*, 3rd edition（New York: McGraw-Hill Book Co., 1947）, p 74.

第 17 章

中继台天线系统

在业余无线电圈子里，流传一句古老的格言“如果您的天线在冬天里没有倒下来，那是您的天线不够大”，这句格言对于 MF 与 HF 工作可能是适用的，但对于 VHF 就有些不同了，至少在天线尺寸上并不用考虑太多。VHF 天线比 HF 的同类天线尺寸要小许多，但原理上是相同的——偶极天线依然是偶极天线，八木天线还是八木天线，与频率无关。一个 144 MHz 的八木天线也许可以被认为是电视天线，但如果在他的地盘上架设一个 14 MHz 的八木天线，则多数邻居会发觉这里肯定有无线电爱好者。

本章要讨论的是中继台天线，因为这些天线的基本工作原理与前面各章节介绍的并无不同，所以这里没有必要再赘述其理论。不过，某些考虑与注意事项仍是需要讨论的，因为多数中继台的工作——业余的与商用的——在 VHF 和 UHF 都有广泛应用。

基本概念

天线是任何中继台安装中至关重要的部分，因为中继台的功能就是延伸移动台与便携电台之间的通信范围。中继台的天线应该尽可能被安装在最有利的位置，以覆盖所需范围，这往往也意味着要将天线设置在地形尽可能高的位置。在某些情况下，中继台可能只需要覆盖有限的区域或方向，这时天线的安装需求就完全不同，在安装高度、增益和功率上就有所限制了。

水平与垂直极化

在 70 年代使用 FM 中继台时多数用于 VHF 工作的天线都是水平极化的。而现在，已经很少有中继台采用水平极化（如果采用水平极化，其中一个主要原因是为了不同的中继台可以在很靠近的地理空间上共享输入和/或输出频率）。大量的 VHF 和 UHF 中继台使用垂直极化天线，所以本章讨论的所有天线都属于这种类型。

传 输 线

对于许多业余爱好者来说，中继台为步入 VHF 和 UHF 通信提供了机会。没有入门之前也许并不知晓用于 VHF 的传输线具有非常重要的位置，因为馈线的损耗随着频率的升高而增加。

在第 24 章传输线中，将讨论到常用于 VHF 的馈线特性，尽管其中提供了较小直径的 RG-58 和 RG-59 同轴电缆的资料，除非是非常短的情况（25 英尺或更短），一般在这里是不能采用的，因为这些电缆工作在 VHF 时的损耗非常大。另外，如果安装和连接不够细心，损耗还要更高些。

在 VHF 和 UHF 应用时，实芯的聚乙烯介质类型电缆（RG-8 和 RG-11）与那些采用发泡的聚乙烯介质类型电缆，它们损耗的差异相当明显。如果可以买得起就尽量买损耗最小的馈线。

如果必须将同轴电缆埋地布线，在施工之前一定要与厂家确认是否可行。许多常用类型的同轴电缆是不能埋地布线的，因为这些电缆介质会受到潮气和土壤化学成分的侵害。有些电缆明显标有无侵害，具有这种标记的电缆就可以确保在埋地布线时不受损害。

匹　　配

在馈线中与它们的特征阻抗相匹配时其损耗最低，如果在馈线的末端出现失配，减小传输线上 SWR 的唯一办法就是在天线侧与传输线匹配。改变传输线的长度并不能减小 SWR，SWR 是建立在传输线阻抗与天线阻抗两者上的，所以应该在传输线的天线末端来做

匹配处理。

要注意阻抗匹配的重要性，事实上有时候比馈线的损耗还要更受关注。但在某些情况下，如果统一考虑中继台性能的话，也需要让馈线对于 SWR 的损耗最小。要牢牢记住的是，绝大多数的 VHF/UHF 设备都设计为工作于 50 Ω 负载，如果连接到一根不匹配的馈线上，输出电路将无法正确负荷，这将导致功率损失，甚至在某种情况下会损坏发射机。

17.1 中继台天线的系统设计

中继台或长距离基地天线系统的选择，与多数业余爱好者设计一个商业级的天线系统非常近似。这里用系统这个词语，是因为很多中继台不仅仅用到天线与传输线，在一些系统配置中还会包括双工器、腔体滤波器、环行器或隔离器等。这些部件在构建一个可靠系统时，正确合理地组合安装，是科学与艺术的结合。本部分由 Domenic Mallozzi（N1DM）执笔，将逐一讨论中继台天线系统的各个部件与成功的组合应用。然而在建造中继台中任何可能发生的复杂问题都无法在开始就预见到，这些讨论仅仅为您在碰到任何需要解决的问题时，提供一个正确的处理思路。

17.1.1 中继台覆盖区域的计算

现代的计算机程序可以通过互联网轻易获得地形数据来计算出中继台的覆盖。在第 3 章“地面效应”，我们已经介绍过原版书 CD-ROM 提供的 MicroDEM 程序，该程序的作者 Dr Peter Guth 已经在其中集成了能够生成地形概貌的能力，可用于 ARRL's HFTA 程序。

MicroDEM 在简化制作地形概貌上具有广泛的能力，它可以做 LOS（视距）计算，并基于可视化与电波地平线的考虑。图 17-1 给出（美国）康涅狄格州附近地域的 MicroDEM 地图，这是带有一些小山丘的地形，因此设置在 30 m（100 英尺）高塔的中继台，覆盖时有些不规则。图 17-1 在地图上给出“放射状视图”，它是围绕塔为中心，用白色地形轮廓线按照 5° 增量的形式来表示。

图 17-2 给出在 80° 方位角，从 30 m 高塔到 8 000 m 处的 LOS 图，轮廓线上的浅色区域是可以被塔上天线所直接照射的，而轮廓线的深色部分是无法给塔所直接看到的。这个轮廓线假设移动台高度为 2 m——也就是一个 6 英尺高的人佩带手持电台的高度。

在 80° 方位角上的地形，允许直接电波从塔顶看到大约 1.8 km 的距离。从该处开始到 2.5 km，下坡就阻挡了直接视线，再过几百米又可以短暂地可见，直到 2.8 km 处电波再次从视线消失，之后一直到 3.6 km 处都可见。记住除了将中继台天线放到更高的塔上外，要改善中继台对这些山地的覆盖范围别无它法，尽管山顶的刀锋衍射现象对于填补覆盖空隙有些帮助。

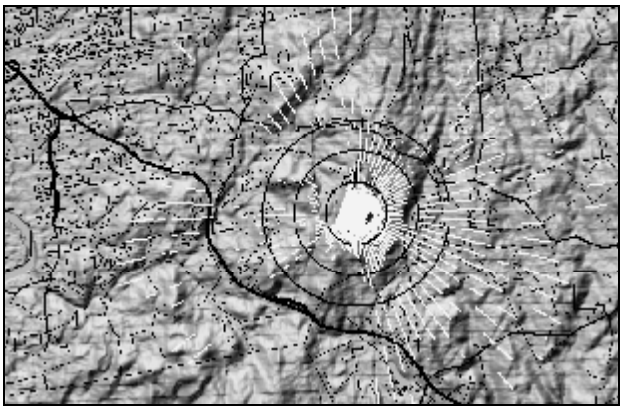


图17-1 MicroDEM地形图，显示了设置在CT州康涅狄格州地区30 m高塔上的中继台覆盖情况。白色的辐射线指示了以方位角为5°增量的塔周围的覆盖。圆圈间距为1 000 m。

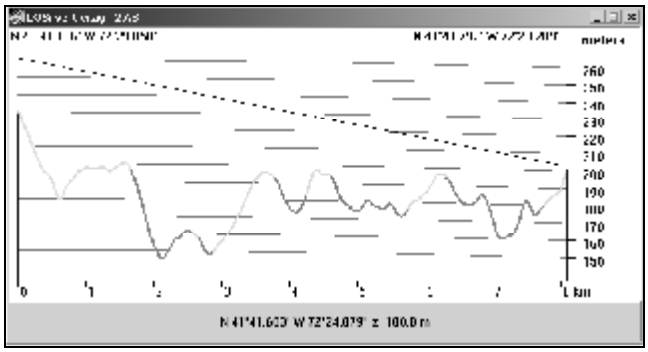


图17-2 一个图17-1中的高塔在80°方位角的“LOS”（视线距离）轮廓图。地形轮廓线的浅色部分是从塔顶上可以看到的，而深色部分则被地形所阻挡。

中继台天线

中继系统中最重要的部分就是天线本身，无论采用任何类型的天线，都必须能尽可能高效地辐射和获取 RF（射频）能量。许多中继台都采用全向天线，但这并非总是最佳的选择。例如，假设有个群体希望架设一个中继台覆盖 A 和 B 两个城镇，并像图 17-3 那样连接州际高速公路。在地图中已标出可以利用的中继台站点。西面或南面，或整个海域是不需要覆盖的，如果在这种情况下选用全向天线，相当大部分的辐射信号将浪费到不需要的方向。如果采用如图 17-1 所示的心形辐射图的天线，那么就可以集中覆盖到所需方向，中继台在这些位置上就更加有效，接收来自低功率的便携或移动台信号也更加可靠。

在很多例子中，具有特定方向图的天线要比全向天线昂贵许多，显然这是在设计中继台天线系统中需要考虑的。中继台站点有某些难以覆盖的方向，可能需要在这些方向上，对天线方向图做倾向处理，这可以通过相控垂直天线阵列，或用一个八木天线与一个相控垂直天线的组合产生“钥匙眼”形状的辐射图来实现。见图 17-4。

中继台的工作频率通常都在 440 MHz 或更高，许多的使用群体都使用高增益的全向天线，其代价是垂直波束宽度变窄。在多数情况下，这些天线设计为在水平面辐射最大增益，当天线安装在一般地形上的某个适当高度时，可以获得最佳的覆盖范围。不幸的是，如果天线安装在非常高的位置（可以鸟瞰整个覆盖区域），可能就不是最好的辐射方向图了，但是，可以将天线的垂直辐射方向图下倾，以利于覆盖所需区域。这种做法称为垂直波束下倾。图 17-5 给出这种情况的一个例子，中继台站点可以鸟瞰整个山谷里的城镇，需要采用一个 450 MHz 的中继台服务那些低功率的便携或移动台，我们设定中继台使用增益为 11 dBi 的天线（这个增益的全向天线其垂直波束大约为 6°），如果中继台天线的最大增益是在水平面上，发射的大部分信号与接入中继台的最佳区域应该是在城镇的上空，那么通过将波束下倾 3°，就可以在城镇出现最大辐射了。

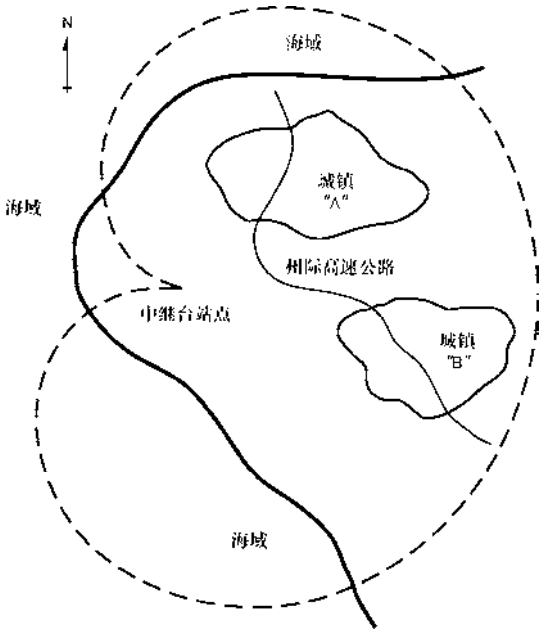


图17-3　在多数情况下，是不需要中继台“机器”在所有方向都均等覆盖的，这里给出其中一种情况，在此中继台只需要覆盖城镇A和B以及高速公路。全向天线将会覆盖到不需要的方向，如整个海域。破折线则给出一种比较适合这种环境需求的天线辐射图形。

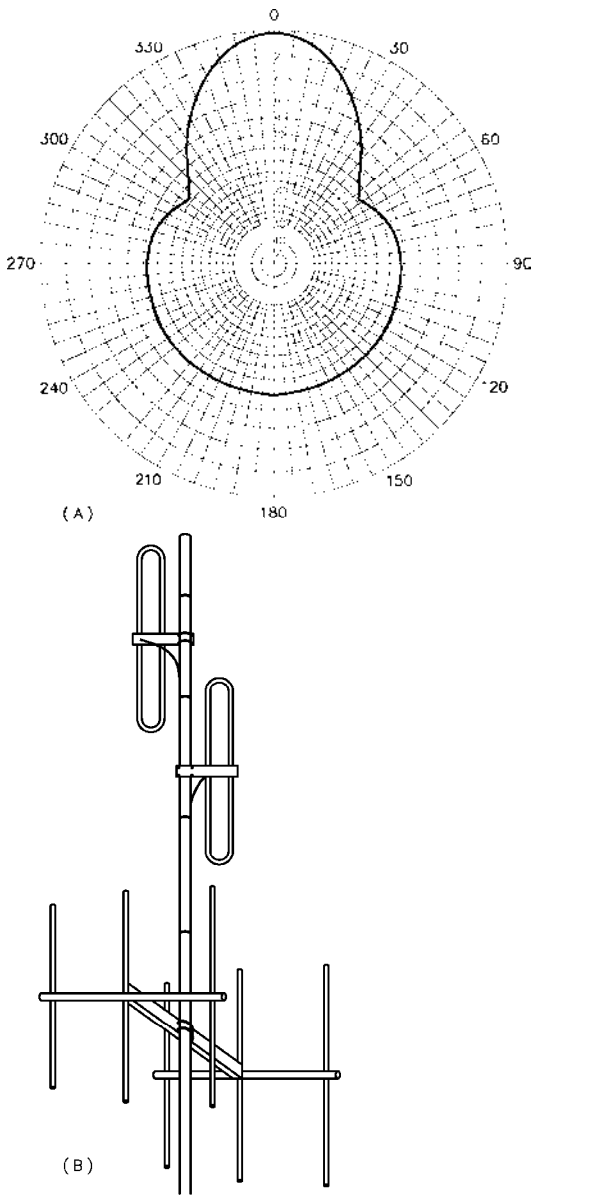


图17-4　（A）图是“钥匙眼”水平面辐射方向图，由相控的八木天线与垂直单元组合产生，见（B）图。这种辐射形状对于克服本地地形障碍的覆盖尤其有用（本图基于Decibel Products, Inc.公司的设计）。

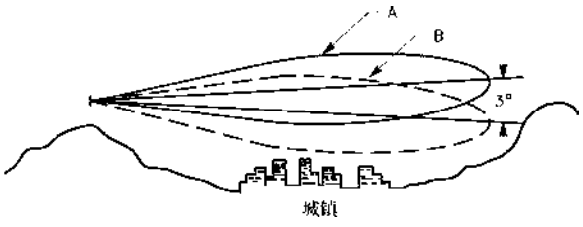


图17-5　垂直波束下倾是另外一种形式的辐射形状失真，但对于改善中继台覆盖很有帮助。这种技术可以在中继台站位于覆盖区域最高处，并且采用全向高增益天线时运用。方向图（A）表示了高增益全向天线对于所需覆盖区域（城镇）表现出来的一般垂直面方向图。方向图（B）表示了波束出现下倾后，覆盖得到明显改善。

垂直波束的下倾通常可以通过对共轴垂直阵列的各个单元以差相馈电来产生。Lee Barrett（K7NM），在《Ham Radio》杂志上给出了这样一种阵列，他给出一个馈电相位逐步延迟的四单元阵列的几何尺寸和设计，并做了计算机模拟程序。图 17-6 给出这种技术方案，并在图 17-7 给出自由空间下倾的仰角图。

商用的成品天线，有时也具备下倾特性（需另外加费用），在订购这种商用天线之前，一定要确认确实有这个需求，它们通常都需要特订，并且不能退货。

通过垂直波束下倾的措施来改善覆盖，也有缺点。当与标准的共轴阵列相比较时，采用垂直波束下倾的天线，会在垂直辐射形状中出现较大的分裂波瓣，导致增益的下降（通常小于 1 dB），工作带宽也会稍微减少。增益的下降，并结合下倾特性时，会导致总的覆盖区域缩小。这些折中，还有具备下倾特性的商用天线费用的增加，都应该与采用垂直波束下倾后整体性能的改善做一个权衡。

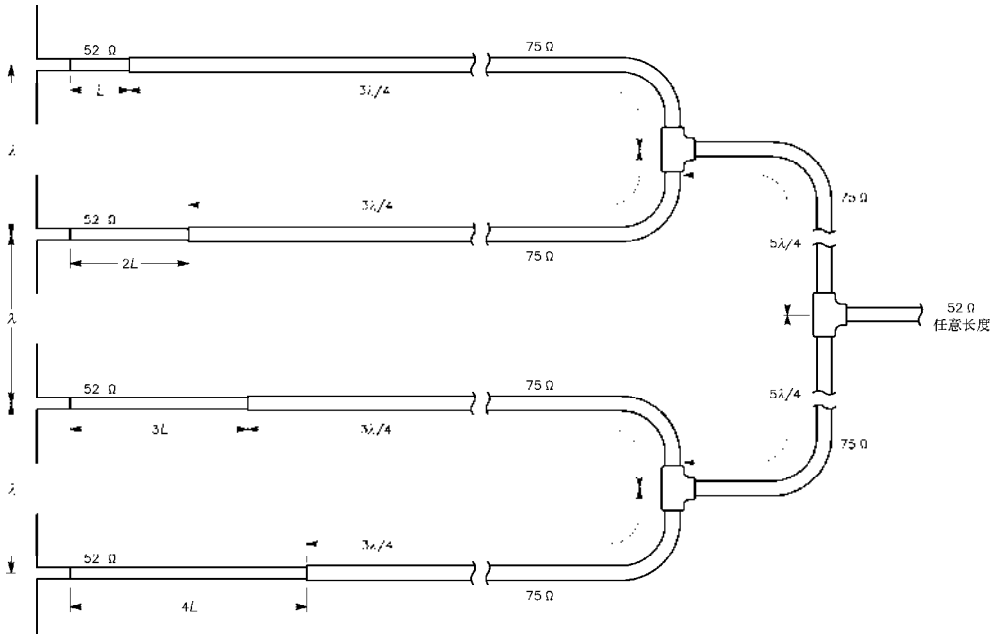


图17-6　垂直波束下倾可以通过在75 Ω馈线与全向天线各共轴单元之间插入52 Ω延迟线来实现，到各个单元的延迟线逐步增长，所以各个单元之间的相移是一致的。λ/4奇数倍长度的同轴线变换器用于主馈线（75 Ω）系统中，以匹配偶极单元的阻抗到激励点。这种使垂直波束下倾的方案，往往会在垂直辐射图中产生一些在各个单元同相馈电时所没有的小波瓣。

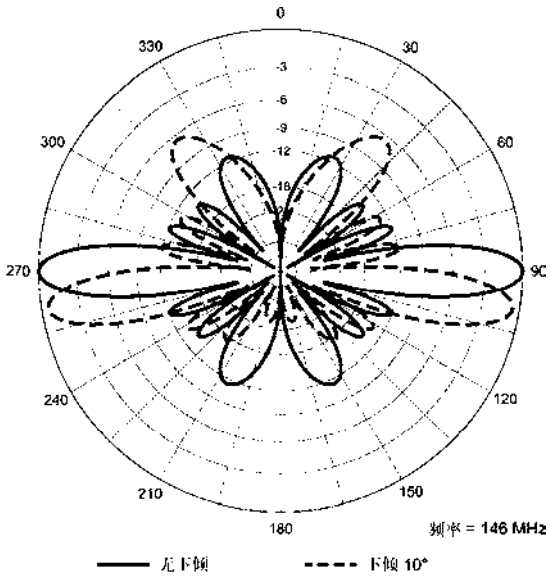


图17-7　自由空间仰角面的方向图，表示了在图17-6的偶极单元馈电电流经过逐步相位偏移后的下倾结果。

顶部安装与侧面安装

业余中继台通常与商业台和公众服务用户共用铁塔，多数情况下，其他天线都是安置在塔的顶部，所以业余天线只能在侧面安装。可以推知，这样的安装会使中继台天线在自由空间的辐射形状受到塔体的破坏，当采用全向天线安装在结构体侧面时，这种影响尤其明显。

支撑结构体的影响多数存在于天线与塔体和大尺寸支撑体过于靠近，结果是在某个方向上增益明显提高，而在其他方向上出现局部零点（有时达到 15 dB 深度）。支撑结构体的形状也会影响辐射图。许多天线厂家在他们的手册上会刊出辐射图对侧面安装天线的影响。

不过侧面安装方式也并非都是缺点，在需要更多（或更少）的对某个方向覆盖的情况下，支撑结构体的优点就体现出来了。如果辐射图的失真难以接受，也可以采用在支撑结构体周边安装多个天线的方案，并且用适当

的相位对它们进行馈电，以合成一个全向辐射图形，许多厂家也制造适合这种方案的天线。

不同安装位置与安排的影响，可以用图 17-8 简化的偶极天线阵列来说明，因为这种阵列是十分通用的天线形式，通过简单地重新排列各个单元，就可以形成一个全向方向图或一个偏向的辐射方向图。图 17-8（A）就给出一个基本的 4 个垂直 $\lambda/2$ 单元的共轴天线阵列。相邻单元的垂直间距为 1 λ，所有单元都同相馈电。如果这个阵列安装在空旷空间，并且用非金属杆作为支撑，所计算出来的每个偶极单元辐射电阻为 63 Ω 左右，如果馈线也完全去耦，那么得到的方位方向图是全向的，垂直面的方向图见图 17-9。

图 17-8（B）给出相同阵列侧面安装的排列情形，与导体支撑杆距离 $\lambda/4$。在这样的排列中，支撑杆成为反射器的角色，产生 5.7 dB 左右的 F/B 比。方位面辐射图见图 17-10。垂直面的方向图，除了出现 4 个很小的波瓣（在垂直轴的任一侧各出现 2 个）有些不同外，其他与图 17-9 并无明显差异。在某个支撑杆高度上，由于加进了一个小的波瓣，方向图显得没那么“干净”。与支撑杆的靠近同样也会影响馈电点的阻抗。在图 17-8（A）配置的各个谐振单元，在按照图 17-8（B）方式排列时，其计算的阻抗大约为 72 + j 10 Ω。

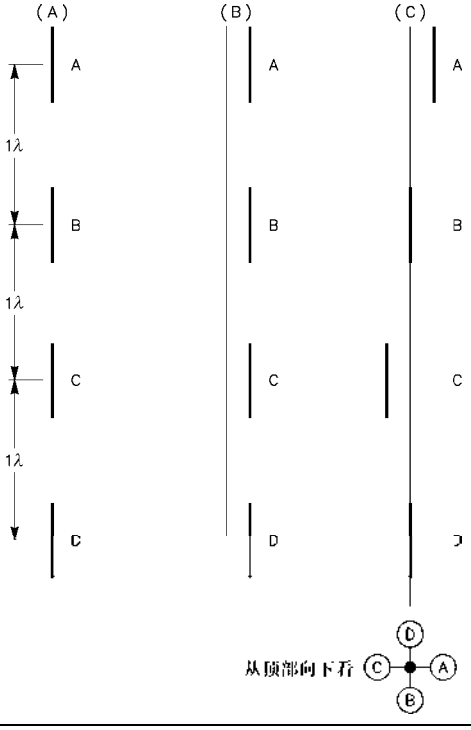


图17-8　简化偶极单元的各种排列方式。(A)图中是4个单元的基本共轴阵列。(B)图给出了同样的单元安装在支撑杆侧面。而（C）图则给出了安装在支撑杆四周侧面的各个单元，以获得全向覆盖。具体见文中所述，图17-9到图17-11给出辐射方向图的情况。

如果只可能采用侧面安装方式，而又要求全向的辐射图，可以采用图 17-8（C）的排列方式。所计算出来的方位面方向图，有些像四叶草的形状，但圆形的波动在 1.5 dB 以内。然而，增益性能会受损，并且无法完全达到图 17-9 那样的理想垂直方向图，具体见图 17-11。与支撑杆间距不是 $\lambda/4$ 的情况在此没有进一步研究。

在侧面安装一个天线，一个非常关键的考虑点就是机械完整性。对于所有中继台部件，可靠性非常重要。通过馈线来挂住天线，并且与塔体碰到一起的话，就远远无法得到最佳性能与可靠性。可以采用合适的装配装置来可靠连接塔体和天线，同时用优质的五金件，最好用不锈钢（或铜件）。如果您本地的五金店并不销售不锈钢的五金件，可以到船艇商店去看看。

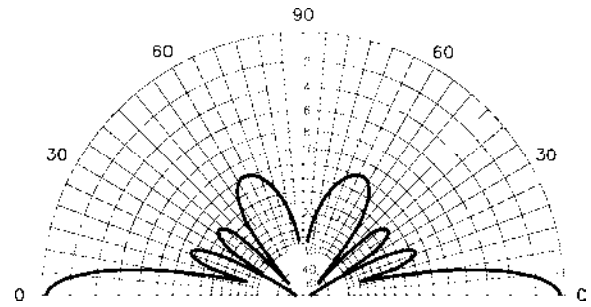


图17-9　图17-8（A）中的阵列所计算出来的垂直面方向图，假设采用非金属的支撑杆和馈线系统完全去耦。在方位面上这个阵列是全向辐射的，在0°仰角计算所得的增益为8.6 dBi，−3 dB点波束宽度为6.5°。

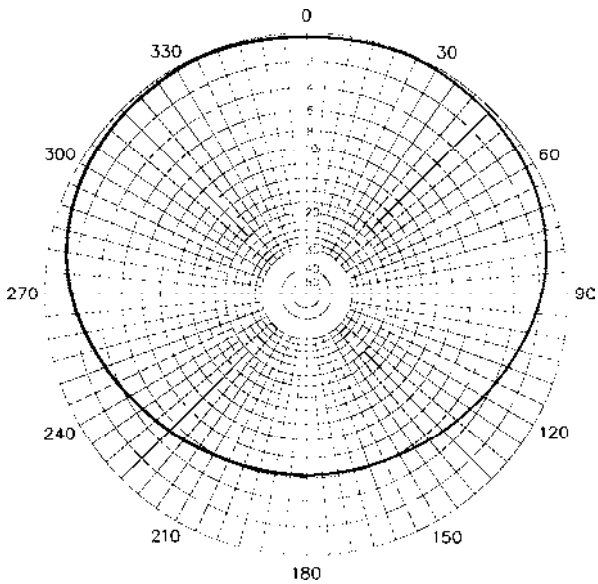


图17-10　图17-8（B）侧面安装阵列天线的计算方位面方向图，假设与4英寸大小的支撑杆间距为$\lambda/4$，在背离支撑杆所需的方向上，整个阵列计算得到增益为10.6 dBi。

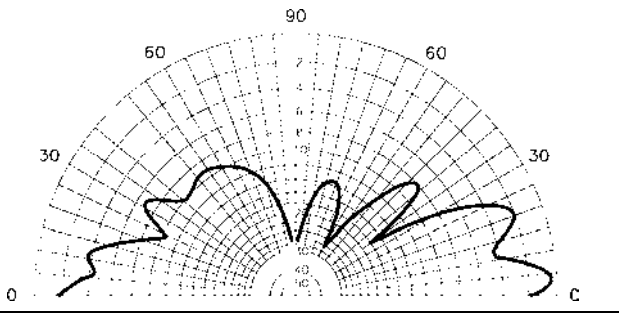


图17-11　图17-8（C）所示阵列计算出的垂直方向图，假设各单元与4英寸直径的支撑杆间距为λ/4，方位面方向图为1.5 dB以内的圆形，计算出的增益为4.4 dBi。

要确保馈线沿着它的长度来支撑。较长的电缆长度将会受到季节影响出现伸缩现象，所以电缆不能绑得太紧，以免收缩引起对天线连接点的拉力，这会导致连接点出现断续（和噪声），或最糟糕的情况是开路。假如天线连接在 300 英尺高的塔上，这种情况的出现实在不是件愉快的事情，但它在冬季的中期往往容易出现！

其他导体的影响

与塔体爬梯靠近安装的馈线，对辐射方向图也存在影响。Connolly 和 Blevins 对这个课题做了研究，他们将研究结果发表在 IEEE Conference Proceedings（见本章最后的参考资料部分）上。对于将天线安装在空调外或商业建筑上面的维护棚的情况，应该参考这篇文章，它给出了这些结构体对安装定向天线与全向天线两种情况影响的许多值得考虑的信息。

金属拉线同样会影响天线的辐射图形，Yang 和 Willis 对此做了研究，并在 IRE Transactions on Vehicular Communications 杂志上公布了他们的研究结果。如预期的一样，天线与拉绳越靠近，对辐射图形的影响越严重。如果天线在靠近拉绳连接塔体的位置，对于 2.25 λ～3.0 λ 长度可以通过每隔 0.75 λ 断开接入绝缘子，拉绳的影响可以降到最小。

17.1.2　中继台天线系统的隔离要求

因为中继台通常工作在全双工模式（发射机和接收机同时工作），天线系统就必须充当滤波器，以保证发射机不会对接收机产生阻塞。发射机与接收机之间的隔离度是个复杂的问题。它相当程度上取决于所用的设备以及发射机与接收机之间的频差（频率偏移量）。这里并不考虑具体细节，而是用一个简化的例子做说明。

我们来考虑一个频率偏移为 600 kHz 的 144 MHz 中继台的设计。发射机的射频（RF）输出功率为 10 W，接收机的静噪开启灵敏度为 0.1 μV，这意味着在 52 Ω 接收机天线端至少需要 1.9×10^{-16}W 的信号功率才能被检测到。假设此时发射机和接收机工作在相同频率，为了保证发射机不会使接收机开启动作，那么在发射机与接收机天线接口处的隔离度（衰减）必须为：

$$\text{Isolation} = 10\log\frac{10\text{WATTS}}{1.9\times10^{-16}\text{WATTS}} = 167\text{ dB}$$

显然实际上并不需要如此高的衰减度，因为中继台的发射与接收不会工作在相同频率。

如果发射机输出 10 W 功率时，在偏离载波频率 600 kHz 的噪声功率比载波功率低 45 dB，这个 45 dB 可以从隔离度需求中减去。同样，如果接收机能够检测出比 0.1 μV 高 40 dB 的功率在偏离 600 kHz 的频率上，出现的 0.1 μV 信号，那么这 40 dB 也可以从隔离度需求中减去，因此，此时的隔离度需求为：

$$167\text{ dB} - 45\text{ dB} - 40\text{ dB} = 82\text{ dB}$$

另外还有其他与隔离度需求有关的因素，例如，如果发射功率增加 10 dB（10～100 W），那么这 10 dB 就应该加到隔离度需求中去。典型的 144 MHz 和 440 MHz 频段中继台，其隔离度需求见图 17-12。

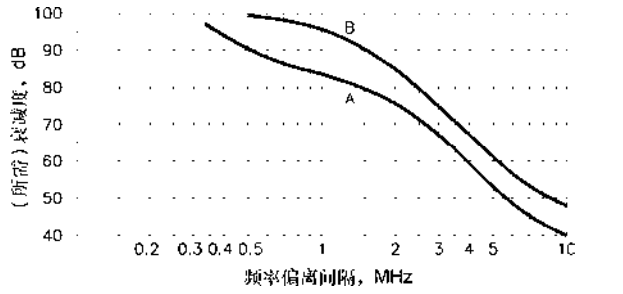


图17-12　典型的隔离度需求。曲线A为中继台发射机和接收机工作在132～174 MHz频段，曲线B为工作于400～512 MHz频段。这些曲线是按照发射机输出100 W来计算的。隔离度需求可以根据接收机灵敏度来调整（这些输出曲线用于计算发射机载波，以及防止接收机在12 dB信纳比时的灵敏度下降超过1 dB的噪声抑制能力）。

获得所要求的隔离度是制作一个中继台天线系统所必须考虑的首要问题，通常有 3 种方法可以获得隔离度：

1）接收与发射天线物理上分开，在间隔和天线辐射方向图上，通过路径损耗的组合，来产生所需的隔离度；

2）采用独立天线与高 *Q* 的滤波器组合，来获得所需的隔离度（高 *Q* 滤波器用于减少两个天线之间所需的物理分开距离）；

3）采用组合滤波器和合路器系统，使发射机和接收机能够共用一根天线。这种滤波器与合路器就叫做双工器。工作在 28～50 MHz 的中继台往往使用两个独立的天线以获得所需的隔离度，这主要是由于这些频率范围的

双工器非常庞大和昂贵，通常购买两个天线更便宜些，并且通过商用电话线路或射频（RF）链路来连接站点。不过在 144 MHz 和更高频率上，双工器广为使用。后续内容将对双工器做更详尽的讨论。

独立天线

通过将发射天线与接收天线分开，接收机倒灵敏度限制（即由于很强的偏移频率信号的出现引起的增益限制）可以减少，甚至经常可以被消除。要获得中继台天线系统所需的 55～90 dB 的隔离度，要求独立天线相隔某个适当的距离（按波长数表示）。

图 17-13 给出垂直偶极天线的水平间隔（A 图）和垂直间隔（B 图）时，获得指定隔离度所需的距离曲线。通过独立天线所得到的隔离值，可以从系统总隔离度需求中减去。例如，如果在一个 450 MHz 中继台中发射天线与接收天线水平隔离距离为 400 英尺，那么系统总隔离度需求就可以降低大约 64 dB。

从图 17-13（B）可知，仅仅需要大约 25 英尺的垂直间隔距离就可以提供 64 dB 的隔离度，所以垂直间隔要比水平间隔产生更大的隔离量，由于垂直间隔只需要单一支撑体，所以也比水平间隔更加实用。

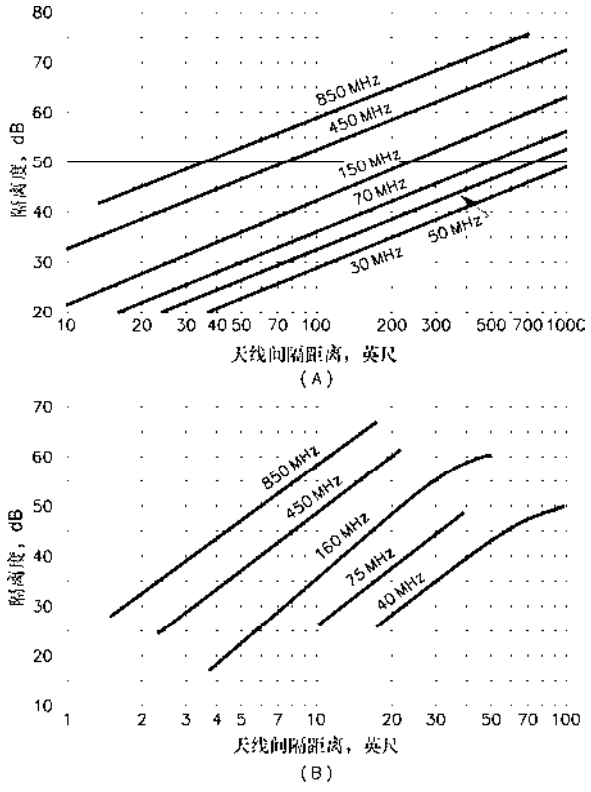


图17-13　在（A）图中，垂直偶极天线水平分开安装时能够提供的衰减（隔离）量；在（B）图中，是垂直偶极天线垂直分开安装时能够提供的隔离量。

两个曲线图形之间出现明显差别的解释是有根据的，在 150 MHz 工作频率上，垂直间隔需要 60 dB 衰减（隔离）量的距离大约为 43 英尺，而同样的隔离量需求用水平间隔时却需要 700 英尺左右。图 17-14 给出这种差异存在的原因。在（A）图中，两个辐射方向图是有交叠的，每个天线都会在其他天线方向上受益，那么这些天线之间的路径损耗为：

$$\text{Path loss(dB)} = 20 \log \frac{4\pi d}{l} \qquad (17\text{-}1)$$

其中

d =天线之间的间隔距离

λ =波长，单位与 d 相同

在图 17-14（A）中天线之间的隔离度是比天线增益小的路径损耗，与此不同的是，在图 17-14（B）中的天线还利用了辐射图的零点，所以隔离度就是路径损耗加上那些零点的深度，这样垂直分开的方式可以明显减少间隔距离的要求。因为零点的深度并不能无限大，因此还是需要些距离的。水平与垂直间隔两者的组合则很难确定，因为其最终效果取决于两者的辐射图形以及天线之间的相对位置。

独立天线主要的缺点是：发射机与接收机所覆盖的范围不太一致。例如，一个 50 MHz 中继台安装在普通地形上，发射机与中继台分开 2 英里，如果两个天线都是良好的全向覆盖，那么就会存在如图 17-15 所示的情况。在这种情况下，有些站台也许可以查找到中继台，但却无法接入，反之亦然。在实际应用中，这种情况是相当糟糕的，尤其是两个天线的辐射图形并

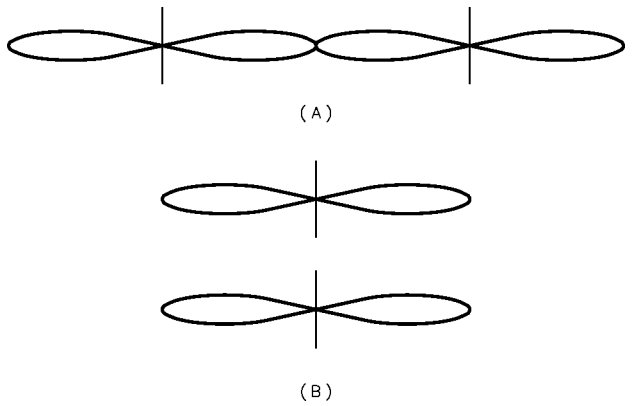


图17-14　独立天线在水平（A）与垂直（B）间隔所提供的隔离度优点的关系示意图。可以看到垂直间隔方式提供的隔离度很高，而水平间隔要达到所需效果，则需要两个支撑体和更远的间隔距离。独立站点的中继台（比如发射机和接收机安置在不同地点），则可以从水平间隔方式中得到比单一站点安装更多的益处。

非全向时更是如此。如果覆盖的不一致性无法容忍，可以采取调整天线辐射方向图的办法，直到两者覆盖范围大致相同为止。

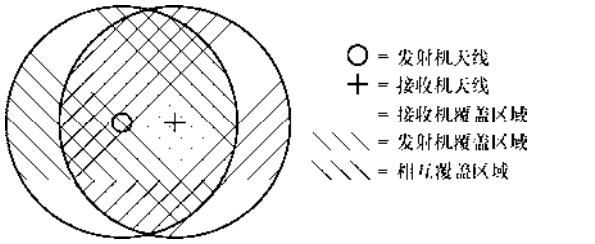


图17-15　覆盖区域不一致性是独立站点中继台天线的一个主要问题。发射机与接收机覆盖区域有交叠，但不是相互完全包含。解决这个问题需要做大量的试验，包括许多的考虑因素。在这些因素当中，主要考虑的是地形特征与受支撑体影响的天线辐射方向图失真。

腔体谐振器

如前所述，接收机倒灵敏度限制可以通过分开发射机与接收机天线的方法来减少，但达到接收机输入端的发射能量大小，常常需要更多的衰减，附近的其他发射机也可能导致灵敏度下降。腔体谐振器（腔体滤波器）对解决这些问题十分有用。通过合理的设计与制作，这种类型的谐振器具有非常高的 *Q* 值。图 17-16 是一个商业制造的腔体照片。



图17-16　在许多业余与商业中继台安装中使用的同轴腔体滤波器。中心导体长度（决定谐振频率）可以通过调节旋钮（顶部）进行改变。

腔体谐振器串联在传输线上作为带通滤波器。对于串联工作的谐振器，必须具有输入和输出耦合环（或探针）。腔体谐振器也可以跨接（也就是并联）在传输线上，这时腔体是作为带阻（陷波）滤波器使用，在它的调谐频率上具有非常高的能量衰减作用，这种方式的滤波器仅需要一个耦合环或探针。那么这种类型的腔体可以用在接收机馈线上以“陷除”发射机的信号。在一个给定的配置中，可以采用几个腔体串联或并联，以增加衰减量。图 17-17 的曲线给出单腔体（A 图）和双腔体（B 图）的衰减量。

唯一一种情况下腔体谐振器无法起到作用的，是发射机的偏离频率噪声正好落在接收机频率上的情况。应用腔体谐振器时，一个需要注意的关键点是增加跨接在传输线上的腔体后，可能会改变系统的阻抗，这种变化可以通过在传输线上增加调谐短截线来补偿。

双工器

本部分材料由 Domenic Mallozzi（N1DM）提供。多数工作在 144 MHz、220 MHz 和 440 MHz 波段的业余中继台都采用双工器，以获得发射机与接收机之间的隔离度。双工器已经广泛应用于商业中继台许多年了，它包括两个高 *Q* 值的滤波器，一个滤波器用在发射机到天线的馈线上，另一个用在天线与接收机之间。这些滤波器必须在它所调谐的频率具有低损耗，而在附近频率具有非常高的衰减。为了取得偏离调谐频率 0.4%以内这样窄的频率上具有高衰减值的要求，这些滤波器通常采用在传输线上级联多个腔体滤波器的形式。它们可以是带通形式的滤波器，也可以是带有阻塞陷波功能的带通滤波器（阻塞陷波应调谐到其他滤波器的中心频率上）。级联滤波器的数量决定于频率的偏移量以及最终的衰减要求。

双工器对于业余波段来说是个技术上的挑战，因为在多数情况下，业余中继台工作的频率偏移量（频差）明显比商用的系统要小得多。关于双工器的制作资料将在本章稍后介绍。许多厂家在市场上都有销售用于业余频率的高质量双工器。

双工器由多个高 *Q* 腔体组成，腔体的谐振频率取决于机械结构尤其是调谐棒，图 17-18 给出一个典型的双工器腔体的剖面图。调谐棒通常用热膨胀系数很小的材料制作（如不胀钢材料），由于环境变化引起腔体失谐，将会在天线系统中引入不希望的损耗。在《Mobile Radio Technology》中 Arnold 有一篇文章考虑了腔体出现频率漂移的各种原因（参见本章最后的参考资料），它们可以分为如下 4 大类：

1）环境温度的变化（会引起机械变化，这也与腔体使用材料的热膨胀系数有关）。

2）湿度（介质常数）变化。

3）腔体内功率耗散（由于插损引起的）产生的局部加热。

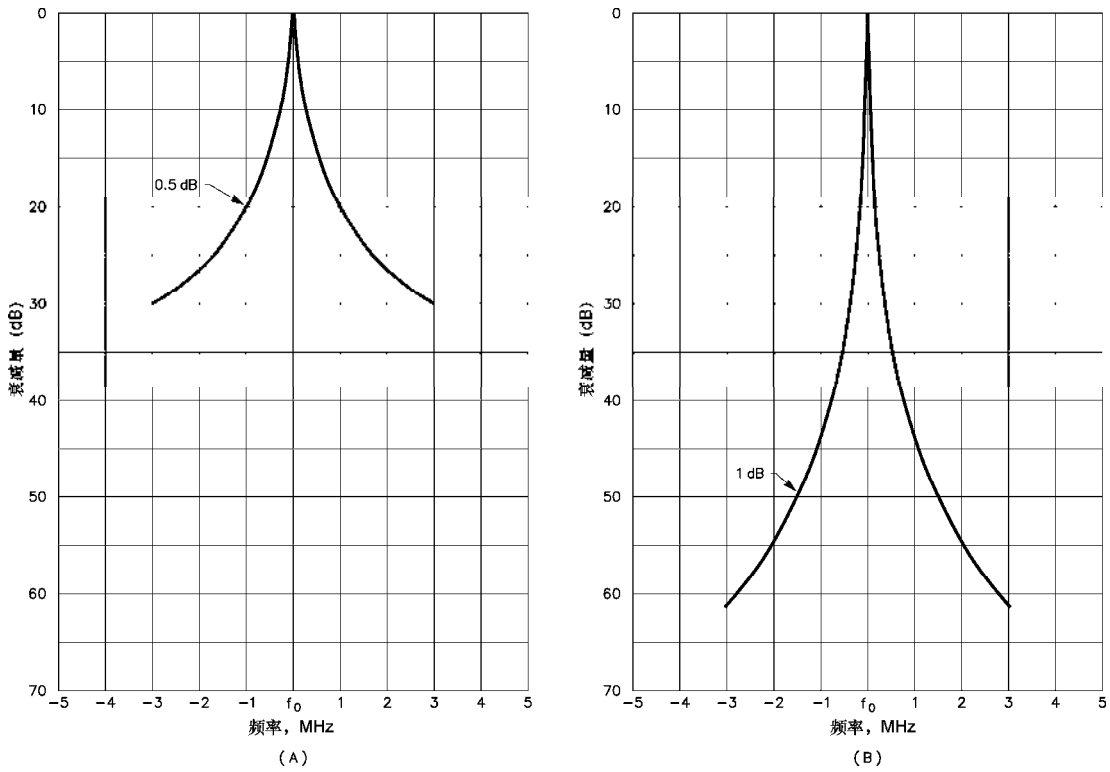


图17-17　单腔体（A）和双腔体级联（B）的频率响应曲线。这些曲线的腔体是带有耦合环的，每个的插入损耗为0.5 dB（总的插损在每个曲线上有标注）。如果能够容许耦合度较弱，则选择性可以提高（但插损增加）。

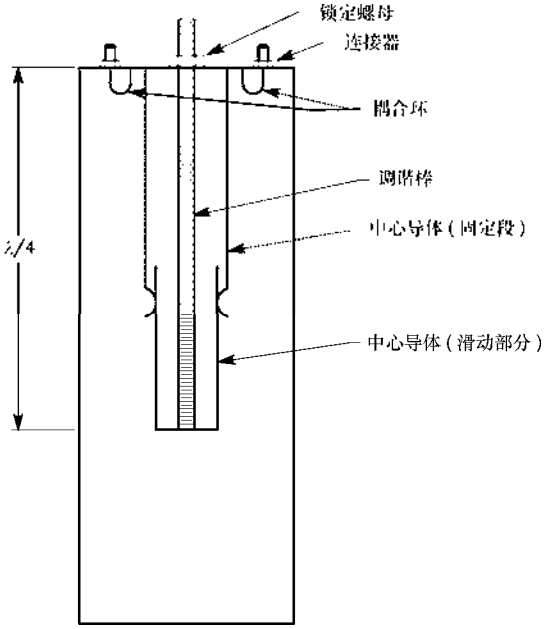


图17-18　典型的腔体剖面图。注意耦合环之间以及与腔体中心导体之间的相对位置。锁定螺母用于防止调整后的调谐棒出现滑动。

4）其他因素（如振动等）导致的机械变化。

另外，由于这些腔体本身具有高 *Q* 值，当信号没有处于滤波器响应的峰值点时，双工器的插入损耗将会增加，这实际上意味着，对于给定的发射机输出功率来说，辐射的功率将减少。同样，在接收机馈线上腔体的漂移，也会使系统的噪声系数增加，降低中继台的灵敏度。

由于接收机与发射机之间的频率偏移（频差）的减少，双工器的插入损耗会达到某个实际极限，在 144 MHz，对于 600 kHz 的间隔频差，其最小的插入损耗为每个滤波器 1.5 dB。

双工器的测试与使用需要一些特殊的考虑（尤其当频率升高时），因为双工器是一个 *Q* 值非常高的器件，它们对于各个端口的端接阻抗非常敏感。在任何一个端口出现高 SWR 都是很严重的问题，因为此时双工器表现出来的插入损耗将增加，并且隔离度也出现下降。已经发现，当双工器用在它们隔离能力的极限值时，天线 SWR 很小的变化都足以引起接收机灵敏度的下降，这常常发生在带有明线相位匹配线的天线附有冰雪的天气时。

在双工器系统中，连接器的选择也非常重要，BNC 连接器应用于 300 MHz 以下时不错，在 300 MHz 以上性能就比较差了，因为尽管许多类型的 BNC 连接器可以工作到 1 GHz，但老式的标准 BNC 连接器在 UHF 以上频率就不合适了。N 型连接器应该可以应用于 300 MHz 以上。所以采用质量不好的连接器其实并不合算，有些商业用户已经报告说，采用这类连接器会使商用 UHF 中继台的隔离度恶化。

在一个系统中，不良连接器的位置是比较难以定位和不好处理的。尽管存在这些需要考虑的地方，双工器依然是在144～925 MHz 频率范围应用时获得隔离度最好的方案。

17.1.3 先进技术应用

随着可以利用的天线架设站点的减少，以及各种外围部件（比如同轴电缆）的费用增加，如果业余中继台依然要保持应有的效果，那么就要想办法采用一些先进技术。其中讨论的某些技术已经在商业业务中应用多年，不过至今还没有被证明在业余应用上的经济性。

一个值得考虑的技术是跨波段耦合器的运用。为了说明跨波段耦合器的有用性，我们考虑下面一个例子。有个中继小组计划在同一铁塔上安装 144～902 MHz 中继台，该小组准备将两个天线都立在 325 英尺高的水平十字支撑臂上，那么 325 英尺长的 7/8 英寸波纹馈管将花费大约 2 000 美元，如果两个天线都安装在塔体顶部，那么照理应该使用独立的两段馈线，不过此时较好的方案应该是两个中继台使用单一的馈线，在馈线的两个末端各加上一个跨波段耦合器。

跨波段耦合器的应用见图 17-19，如同它的名字一样，这种耦合器允许两个不同波段的信号共享同一根馈线。这种耦合器每个大约 300 美金。在我们假设的例子中，相比于采用两根独立的馈线来说，可以节约 1 400 美金。不过作为一种折中，也是存在缺点的，每个跨波段耦合器有大约 0.5 dB 的损耗，因此，采用一对这种耦合器将给整个传输路径引入 1.0 dB 的损耗。如果这种损耗能够被容许，那么采用跨波段耦合器不失为一个好方案。

跨波段耦合器不允许两个中继台工作在相同波段时共享单一天线和馈线。当中继台站和铁塔的空间变得很有限时，两个工作在同一波段的中继台共享同一天线的方案是值得考虑的，但使用此方案的问题是要采用发射机多路耦合器，多路耦合器与前面所述的双工器相关，它是一个腔体滤波器和合路器，允许多个发射机和接收机共用同一个天线，这在商用工程中非常普遍。图 17-20 给出多路耦合器系统的原理框图。

然而，多路耦合器是一个非常昂贵的部件，并且具有每个传输通道的损耗都高于一般双工器的缺点。例如，对于一个工作在 144 MHz 具有 600 kHz 频率间隔的双工器，每个传输路径的损耗大约为 1.5 dB，而一个四通道的多路耦合器（来自两个中继台的要求），在每个传输路径上将有超过 2.5 dB 的插入损耗。这个系统还有一个约束条件是天线必须在所使用的（包括发射和接收）所有频率上，都对传输线表现出良好的匹配，这对于工作在同一波段两个边缘频率的两个中继台系统来说有相当的难度。

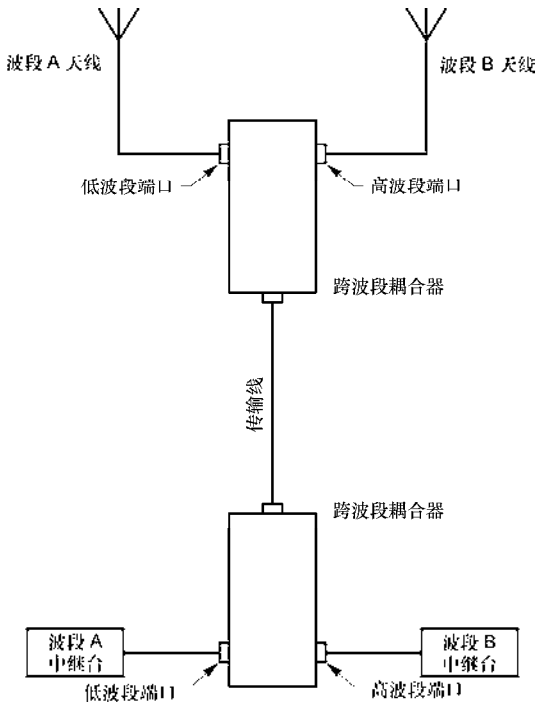


图17-19 运用跨波段耦合器允许两个中继台共用单一馈线的系统方框图。如果馈源距离天线位置比较长（超过200英尺或以上）时，跨波段耦合器的应用将比分开的馈线显著节约成本，尤其在较高的业余中继台频率的应用。在相同波段的两个中继台则无法应用跨波段耦合器。

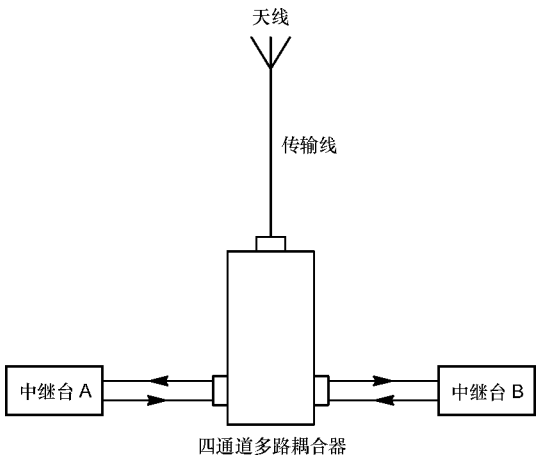


图17-20 应用发射机多路耦合器允许单一馈线和天线用于同一波段的两个中继台的原理框图。天线应该设计为可以工作在多个中继台使用的所有频率。通过带有适当数量输入端口的多路耦合器，多于两个的中继台也可以应用该方案。

如果选择购买商用基站天线，需要指定天线谐振的频率时，一定要向厂家说明天线的用途和准确的频率值。但在某些情况下，厂家唯一可以满足您需求的办法是，提供一根在波段一个边缘的垂直波束有些上倾而在波段另一个边缘有些下倾的天线。在天线具有非常高增益的情况下，这种方法

本身将是一个比较严重的问题，所以在打算安装这样一个系统之前，一定要仔细分析这种情况是否一定必要。

中继台的分集技术

移动（信号）起伏、“死区”以及类似的问题，是移动操作者实际碰到的问题。手持式电台普遍使用低功率电平以及很普通的天线，同样也会碰到类似问题。解决这些难点的一个方案是采用分集接收的方式。分集接收之所以能起作用，是因为当天线位于不同位置（空间分集）或不同极化方式（极化分集）时，信号的衰落率不同。

发射覆盖范围大的中继台，往往不容易“听到”外围区域或死角位置的低功率电台，空间分集对于这种情况十分有帮助。空间分集在不同位置使用独立的接收机并都连接到中继台，中继台采用一个称为“表决”的电路来决定哪个接收机的信号最好，并选择出合适的接收机信号送给中继台发射机。这种技术对于解决市区内存在由于高大建筑物和桥梁引起的阴影问题比较有帮助。合理使用空间分集接收，可以获得非常好的效果。不过这些改善也带来一些缺点：需要增加初始成本，维护费用，以及由于附加额外设备带来失败的可能。当然，如果安装与维护得当，通常问题是很少的。

第二种改进技术是应用圆极化的中继台天线。这种技术在 FM 广播领域已经使用多年，也曾经被考虑应用于移动电话业务。正如 Pasternak 和 Morris 所讨论的那样（见本章最后的参考资料），一些业余爱好者的使用经验已经被证明非常有效。

圆极化所提供的改善主要是减少移动起伏现象。这种移动信号的起伏是由于大型建筑物（位于城市中）或其他事物的反射所引起的，这些反射会产生明显的极化偏移，有时候在发射站点垂直极化信号的位置经过反射后变成基本上是水平极化的。

一路或多路反射信号在中继台位置与直接信号叠加复合，使信号强度发生变化而产生的多径传播也会导致类似的情况。多径信号将引起大的幅度与相位的快速变化。

这里所介绍的两种情况，圆极化方式都可以提供显著的改善，这是因为圆极化天线对所有线极化信号的响应都相等，而与极化参照面无关。在编写本书时，还没有用于业余波段的商用圆极化全向天线的原始资料，不过 Pasternak 和 Morris 描述了用两根商用四极阵列改装的圆极化天线。

17.1.4 全向有效辐射功率（EIRP）

在计算中继台的覆盖范围时，理解全向有效辐射功率（EIRP）这个概念是很有帮助的。FCC 以前是要求每个业余中继台站要有 EIRP 的记录，尽管现在已经不再要求 EIRP 的记录，但掌握该数据，依然有助于中继台的协调，以及定期的系统性能监测。

EIRP 的计算非常直接，将发射机的输出 PEP（峰包功率）简单乘以发射天线系统的增益和损耗即可（这些增益和损耗最好采用分贝数进行加减，并换算为一个倍乘系数）。以下的表格和例子给出这些计算说明。

馈线损耗	____dB
双工器损耗	____dB
隔离器损耗	____dB
跨波段耦合器损耗	____dB
腔体滤波器损耗	____dB
总损耗（L）	____dB
G（dB）天线增益 （dBi） −L	

其中，*G* = 天线系统的增益（如果天线增益用 dBd 表示，要在 dBi 数值上加 2.14 dB）

$M = 10^{G/10}$

其中 *M*=倍乘系数

EIRP（W）=发射机输出（PEP）×*M*

实例

一中继台发射机输出功率为 50 W PEP（50 W FM 发射机），传输线损耗为 1.8 dB，所用双工器为 1.5 dB，在发射机端口的环行隔离器损耗 0.3 dB，系统中没有采用腔体滤波器或跨波段耦合器，天线增益为 5.6 dBi。

馈线损耗	1.8 dB
双工器损耗	1.5 dB
隔离器损耗	0.3 dB
跨波段耦合器损耗	0 dB
C 腔体滤波器损耗	0 dB
总损耗（L）	3.6 dB

天线系统增益（dB）= *G* =天线增益(dBi)–L

G = 5.6 dBi – 3.6 dB = 2 dB

倍乘系数= M = $10^{G/10}$

M = $10^{2/10}$ = 1.585

EIRP (W) = 发射机输出 （PEP）×*M*

EIRP = 50 W × 1.585 = 79.25 W

如果天线系统比这个例子的损耗还要大，G 可能为负值，导致倍乘系数小于 1，结果导致 EIRP 比发射机输出功率还小，这种情况在实际应用中有可能发生，但显然并非是我们所希望的。

17.2 中继台天线系统的装配

这部分将帮助您规划和装配中继台天线系统。资料由 Domenic Mallozzi（N1DM）提供。关于您感兴趣的波段传播的资料，可以参见第 23 章“无线电波传播”。

首先，如下的中继台天线选择检查列表将帮助您评估所需的天线系统。

所需增益：	_____dBi
所需辐射形状：	_____全向性
	_____偏移（Offset）
	_____心形
	_____双向性
	_____特殊辐射形状（需指定）
安装位置	_____铁塔顶部
	_____塔体侧面

（铁塔对辐射图的影响，是否与最后要求的辐射图一致？）

是否需要下倾?	____Yes
	____No
RF 连接器类型	____UHF
	____N

续表

	BNC
	其他 （指定）
尺寸 （长度）	_____
重量	_____
最大费用	_____

表 17-1 汇总了用于中继台和远程天线系统的商品器材的基本信息，各种器材按照厂家的顺序以矩阵表格列出，其中包含了设计用于各个业余波段的设备。这些器材的详细资料，可以参见第 21 章“天线产品厂家”。尽管尽力使这些数据完整，但 ARRL 并不保证不存在缺漏或差错。表 17-1 所列出的产品，并非是 ARRL 所认可和指定的，欢迎各厂家与编辑人员联系更新资料。

尽管几乎任何天线都能够被用于中继台，但在表 17-1 天线一栏中给出的这些公司，也生产符合商业标准的大型天线用于中继台业务，许多这样的公司可以为中继台业务提供特殊要求的天线（如垂直波束下倾）。您最好应该从所列的厂家那里索取当前产品的目录册，包括基本信息，以及可选的特殊功能。

表 17-1　按照频率波段、天线、双工器、腔体滤波器，产品矩阵表给出了中继台设备以及厂家名称

	天线							双工器				腔体			
原厂家	28	50	144	220	450	902	1296	144	220	450	902	144	220	450	902
Austin	S	S	S	S	S	S	S								
Celwave	C	C	C	C	C	C		C	C	C	C	C	C	C	C
Comet															
Cushcraft		C	C	C	C										
Dec Prod		C	C	C	C	C		C	C		C	C		C	
MA/COM												C		C	
RF Parts			C		C	C	C								
Sinclair	C	C	C					C		C		C		C	C
TX/RX								C	C	C		C		C	C
Wacom															

	隔离器/环行器							发射机合路器				跨波段耦合器			
原厂家	28	50	144	220	450	902		144	220	450	902	0～174 450～512	0～512 800～960	59～174 806～960	406～512 806～960
Celwave			C	C	C	C		C	C	C	C		S		
Dec Prod			C		C	C			C	C	C				
Sinclair			C		C	C									
TX/RX			C		C	C		C	C	C	C	C	C	C	C
Wacom			C	C	C	C		C	C	C	C		C		C

上面简称为下列的厂家：Austin Antennas, Celwave RF Inc, Cushcraft Corp, Decibel Products Inc, RF Parts, Sinclair Radio Laboratories Inc, TX/RX Systems Inc and Wacom Inc.，厂家的联系方式参见第 21 章。

所用的主要符号：

C = 目录（标准）产品

S = 特殊定制产品

备注：这里没有列出同轴电缆，因为多数厂家只直接销售给经销商。

17.3 一个 144 MHz 双工器

在发射机和接收机之间要获得足够大的隔离度，是相当困难的事情。多数解决方案都在接收机的灵敏度和发射机输出功率之间做折中，其他一些方案往往会产生接收机与发射机覆盖区域的不平衡问题。当采用双工器时，插入损耗也是需要折中的，不过少量插入损耗的不足之处，与采用一根天线同时用于发射机和接收机比较，是可以很大程度得到平衡的。在发射与接收中使用一个具有均等辐射图形的天线，可以降低费用，减少维护和机械复杂性。

正如本章前面所提及的，双工器可以在家庭车间制作。Bob Shriner（WAØUZO）在 1979 年 4 月份的 QST 杂志上，介绍了一个小型的、机械结构简单的适合低功率应用的双工器。Shriner's 的设计比较独特，因为双工器的各个腔体用电路板材料来制作，所以非常廉价和简单，不过性能上有些折中。Shriner 设计的镀银版本双工器在 146 MHz 频率上的插入损耗大约为 5 dB，如果铜板上没有镀银，损耗会更大些，并且随着腔体内壁的粗糙程度而增加。

John Bilodeau（W1GAN）制作的这个双工器是一个高效的双工器，该资料最早出现在 1972 年 7 月份的 QST 杂志上。这是被许多中继台小组采用的经过时间验证的设计，可以相对容易地仿制。它的插入损耗仅为 1.5 dB。

图 17-21 将帮助您明白双工器的要求，总结如下：双工器必须衰减发射机载波，以避免接收机过载而导致灵敏度下降；它还必须能衰减任何噪声或来自发射机在接收机频率附近的杂散频率成分；另外，双工器应该为发射机、天线和接收机之间提供适当的阻抗匹配。

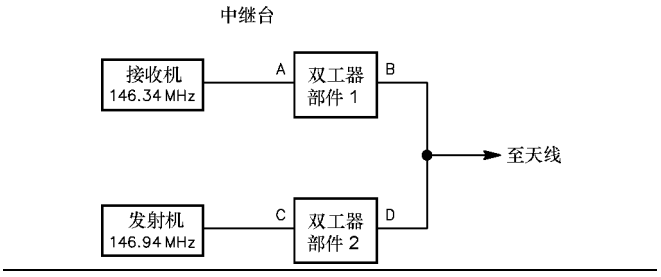


图17-21 双工器允许在中继台系统中发射和接收共用一根天线。部件1可以阻止在发射机频率上的能量干扰接收机，而部件2则衰减在接收机频率附近的任何偏离发射机频率的能量。

如图 17-21 所示，发射机在 146.94 MHz 频率的输出，从 C 点到 D 点时不应该被衰减，而在 B 点到 A 点之间则应该受到极大的衰减。双工器部件 2 应该对接收机输入频率 146.34 MHz 或附近的任何噪声与信号进行衰减。对于良好的接收机来说，要求噪声与杂散信号电平要小于 −130 dBm （0 dBm =1 mW 在 50 Ω 负载上），一般在偏离载波频率 600 kHz 上的发射机噪声，要比发射功率低 80 dB。对于 60 W（+48 dBm）的输出功率，噪声电平为 −32 dBm，所以双工器必须要能够弥补 −32 dBm 与 −130 dBm 之间的差距，也就是 98 dB。

接收信号从 B 点到 A 点的衰减应该最小，双工器部件 1 还必须对发射机能量提供足够的衰减以防止接收机过载。对于一般的接收机，发射机信号应该低于−30 dBm 才符合其要求。+48 dBm 的发射机输出功率与−30 dBm 的接收机过载点电平之间的差异，即 78 dB，是应该由双工器部件 1 来弥补的。

17.3.1 电路原理

图 17-22 给出完整的 6 腔体双工器照片，并在图 17-23 说明了每个单独腔体的装配结构。这个双工器设计采用 λ/4 谐振器，中心导体的长度通过旋动螺杆可以调节，从而改变腔体的谐振频率。能量耦合输入和输出到调谐电路是通过穿入顶盘的耦合环来完成的。

腔体在功能上作为串联谐振电路，当有电抗跨接在串联谐振电路上时，就会产生一个并联谐振陷波，并且谐振频率发生偏移。如果加上的是电容，那么陷波点出现在谐振频率以下；相反，如果加上的是电感，则陷波点出现在谐振频率之上。附加的元件值，决定了陷波点频率与腔体谐振频率之间的间隔。

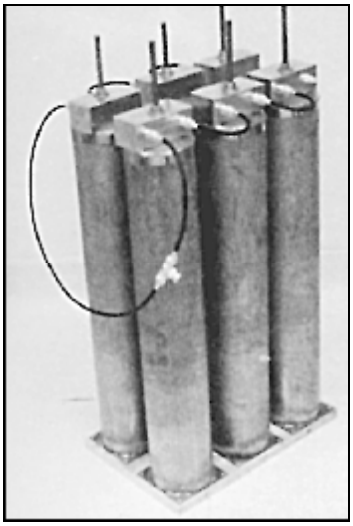


图17-22 与144 MHz中继台配合使用的6腔体双工器。所有腔体固定到一个夹板底座以保证机械稳定性。在各个独立腔体之间用短的双层屏蔽电缆连接。这个设计的插入损耗可能小于1.5 dB。

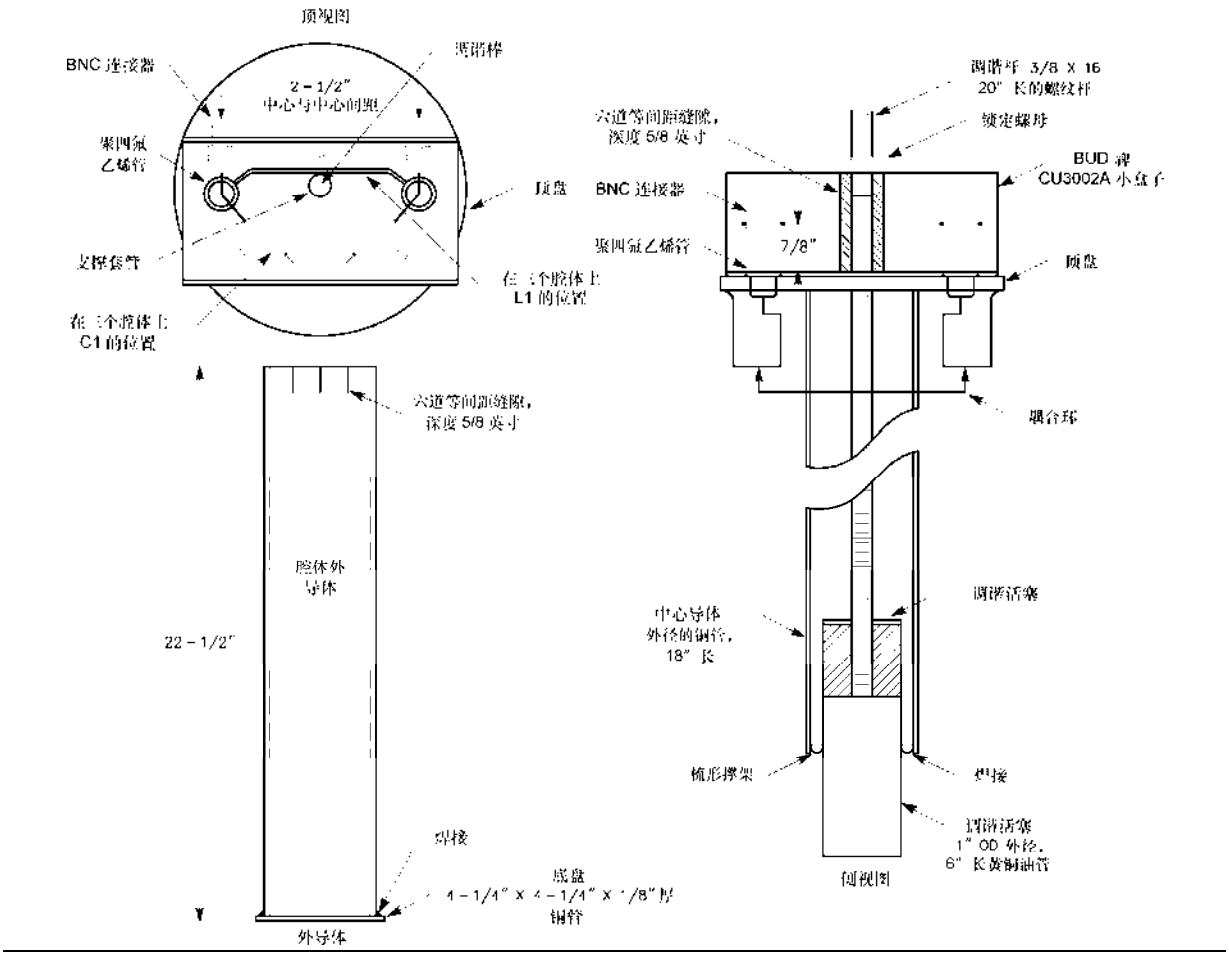


图17-23　单个腔体的装配结构。一个Bud牌小盒子用3颗小螺钉固定在顶盘上，用铜管制作的支撑套筒用于防止锁定螺母在调谐杆上拧得太紧时对盒子的挤压。注意到C1和L1两者所示的位置，三个腔体都装有C1和在适当位置都有L1。

图 17-24 给出带有并联元件的腔体实测的带通特性。腔体调谐在 146.94 MHz，并且在输入与输出端并联一个电容器，则对 146.34 MHz 的信号有 35 dB 衰减。如果用电感跨接在腔体上，并且腔体调谐在 146.34 MHz，那么在 146.94 MHz 的衰减为 35 dB。这两种情况的插入损耗都是 0.4 dB。带有并联电容的 3 个腔体调谐在 146.94 MHz，并且用短同轴电缆级联起来，则在 146.34 MHz 的衰减将超过 100 dB，在 146.94 MHz 的插入损耗为 1.5 dB。6 个腔体双工器的谐振曲线见图 17-25。

17.3.2　结构制作

图 17-26 给出双工器的电路原理图。这个双工器有 3 部分需要机械加工，其他的都可以手工加工。可以用一个小车床来加工黄铜顶盘，带螺纹的调谐活塞轴，以及聚四氟乙烯绝缘套管。这些部件的尺寸在图 17-27 给出。

腔体的外导体采用 DWV 类型铜管，壁厚为 0.058 英寸，外径为 4⅛英寸。您需要准备一把合适的切割机来处理这些尺寸的管材（可以去借用或租用），切割机的切割轮片要锋利并夹紧。慢慢地仔细切割，使末端直角平齐。外导体的长度为 22½英寸。

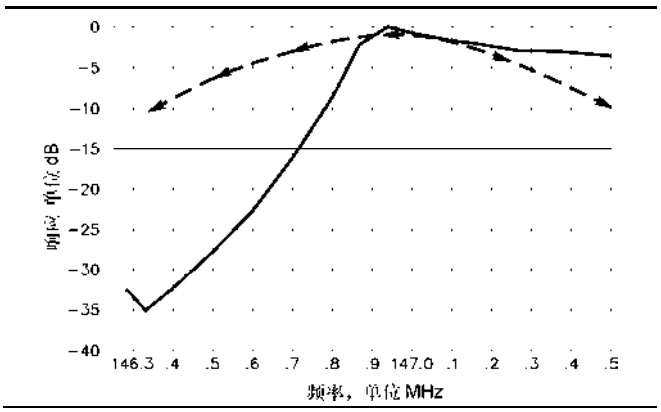


图17-24　用于双工器类型的单腔体典型频率响应曲线。点线表示腔体的带通特性；实线为有附加连接在输入输出端的并联电容器时腔体的响应。同样地，换为连接一个电感时也会引起在腔体调谐频率之上的阻带陷波现象。

内导体用 M 形铜管加工，其外径为 1⅜英寸。再用外径 1 英寸及长度 6 英寸的黄铜管制作成调谐活塞柱。

上面所提到的管材类型，常在制管或蒸汽用品工业上被设计采用。其他类型的管材也可以用来制作双工器，但应该仔细检查各个尺寸，以确保各个部件间的配合。管壁较厚的材料将会使整个装置较重，并且成本也相应增加。整个装配过程都采用软焊料（锡焊），除非您有银焊的经验，否则不要轻易使用。采用Eutectic 157类型焊膏和助焊剂就可以完成良好焊接，这种类型的焊膏，比一般的锡膏熔化温度要高一些，但焊接强度更好。

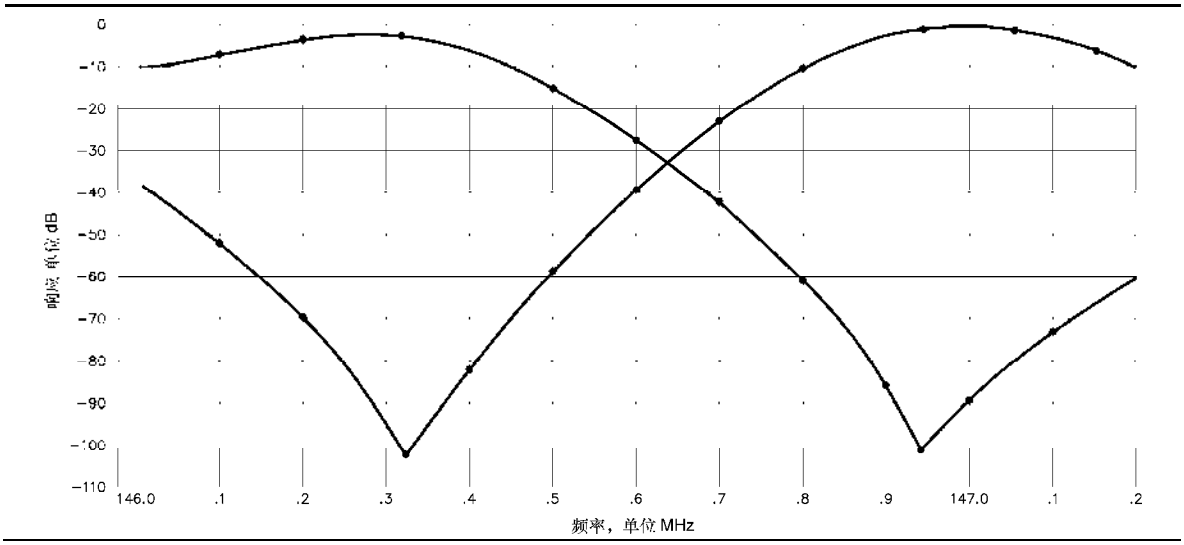


图17-25　六腔体双工器的频率响应曲线。3个腔体为一组，调谐为通过146.34 MHz，而对146.94 MHz陷波（在接收机一侧）；其他3个腔体为一组，调谐为通过146.94 MHz，而对146.34 MHz产生陷波。这个双工器正确调谐时，可以在发射机和接收机之间提供大约100 dB的隔离度。

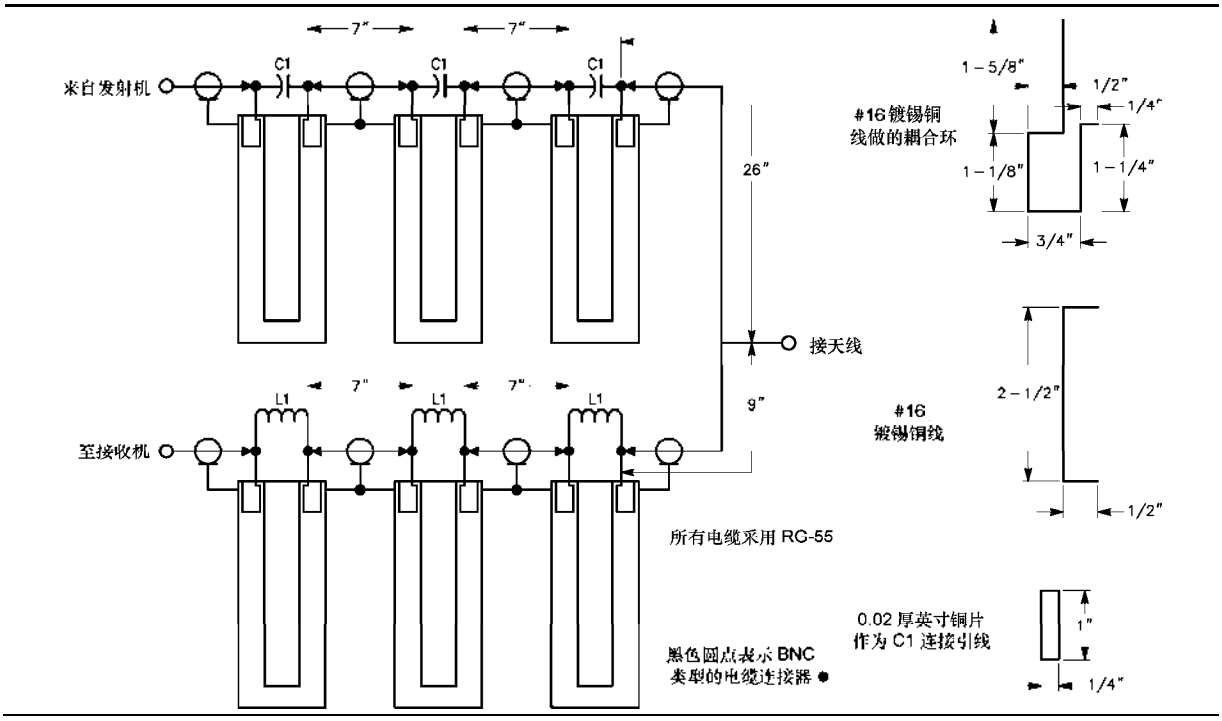


图17-26　六腔体双工器原理图。腔体之间的同轴电缆长度要求严格并应尽量紧凑靠近，要采用双层屏蔽网电缆和高质量的连接器。耦合环，L1以及连接C1的引线的尺寸与形状见图中标示。C1为1.7～11pF,电路板安装方式，可以用E. F. Johnson 189-5-5或类似电容器，调整前预设在3/4位置。

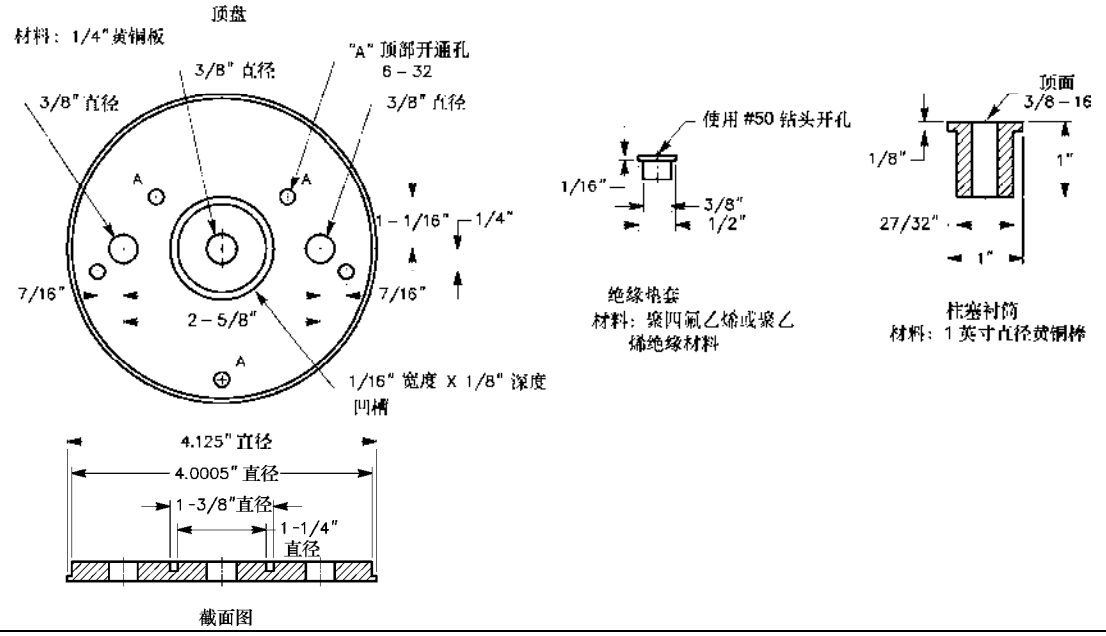


图17-27　需要车制的3个部件尺寸图。可以采用一个小金属车床来完成这些部件加工。

首先将内导体焊接到顶盘（图 17-28），用一个铝质或不锈钢做成的小塞子临时将梳形撑架固定到位后，再将它焊接到内导体下端的内部，在焊接的过程中，不能用焊炬喷出火焰致使梳形撑架过热。活塞柱被焊接到柱塞衬筒里面，并且将 20 英寸长度的螺纹杆也焊接到衬筒上。

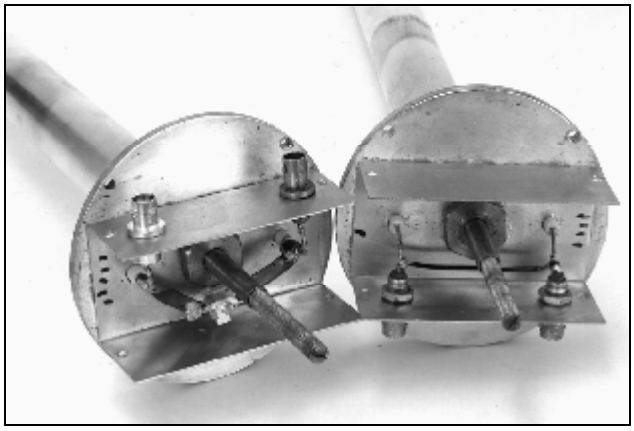


图17-28　两个中心导体和顶盘的安装照片。左边的安装中，可以在调谐杆下方看到C1，用两条铜片制作的引线固定。右边的安装中，L1放置在两个BNC连接器之间。在这些安装部件中，小盒子用单个大螺母固定在顶盘上，不过最好如文中所述，使用螺钉穿过小盒子来固定。

在外导体的顶端分开6条缝隙，深度应该为5/8英寸，均等分布在管子周围。这个 4 英寸管的底部焊接到方形底盘上，底盘的四角都有可以用木螺钉固定到夹板底座的孔。因为中心导体另外一端没有支撑，所以这些腔体只能立起来放置。

耦合环的尺寸与位置非常严格，要尽量按照给出的数据制作。两个环分别在中心导体的相对两侧，与中心导体相距都是 1/8 英寸。在环的接地端焊接一个接线片，然后将接线片用螺钉紧固到顶盘。环的另一端，穿过与顶盘绝缘的聚四氟乙烯套管柱子，连接到 BNC 连接器上。

在各个部件最后安装之前，要彻底清洁干净，可以采用沾有肥皂的钢丝绒刷和热水来清洁。要确保梳形撑架与调谐活塞柱接触牢靠，顶盘能够刚好合适套在外导体顶部，并用一个大管夹将外导体抠紧，以保持顶盘位置固定。

17.3.3　调整过程

在各个腔体的带通特性和插入损耗检查通过后，就可以安装并联谐振元器件 C1 和 L1（见图 17-24）。调谐双工器最好用实验室测试仪器。其中一种可选择的方法是用一个低功率发射机，射频探头和一个电子电压表。图 17-29 给出两个方案。

采用图 17-29（A）测试仪器连接时，将信号发生器调整到所需的中继台输入频率上，在 X 和 Y 点之间连接一个校准用的步进衰减器，不加衰减时，将 HP415 仪器调整到 20 dB 刻度，读数为 0。可以通过切换不同的衰减量和观察指示表读数，来检查 HP415 的校准。注意到信号电平在非常高或非常低时都存在一定的细小误差。

接下来，移去步进衰减器，将带有并联电感器 L1 的一个腔体接在这里，调节调谐螺杆使 415 指示表读数最大，

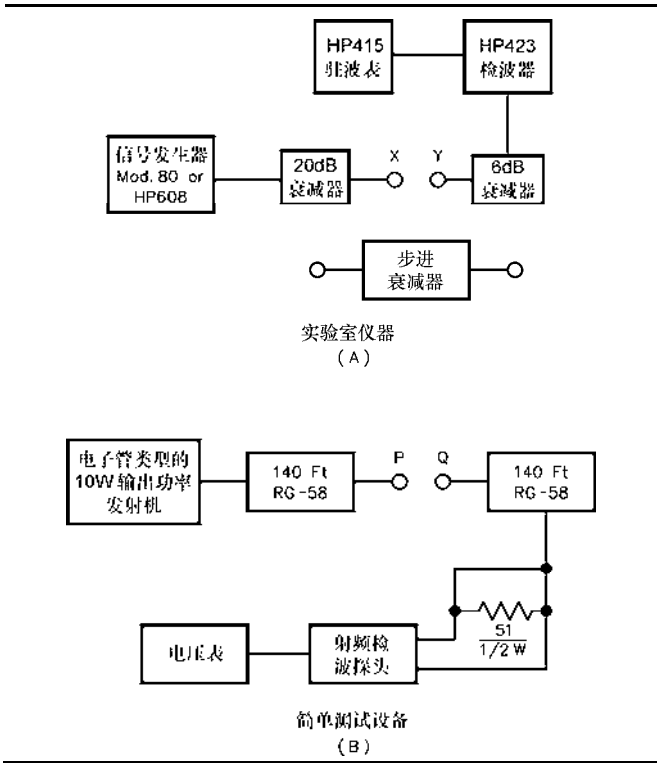


图17-29　双工器的调谐过程，尽管方案A是最好的，但这里将两种方案都给出，可任选其一。信号发生器应该用1 kHz的音频信号调制。如果采用B方案，发射机不应该被调制，但应该使噪声和杂散信号最小。在A方案配置中，被测腔体接入在X与Y之间；在方案B配置中则接到P和Q之间。

然后将腔体移开并短接 X 和 Y 点，将信号发生器设置在中继台输出频率，调节 415 指示表在 20 dB 刻度上为 0 读数。

重新将该腔体接入 X 和 Y 点，调节腔体使 415 指示表读数最小，陷波点应该非常尖锐，并且深度至少在 35 dB。在锁紧调谐杆上的锁定螺母时，要一直保持指示表读数最小，这点非常重要。

为了检测腔体的插入损耗，信号发生器的输出应该减小，415 指示表的校准值应该处于 50 dB 扩展刻度上，用一个固定的 1 dB 衰减器，使误差保证在 0.1 dB 以内。此时用腔体替代衰减器，读取损耗值，读得的插入损耗应该在 0.5 dB 或更低。所有 6 个腔体的调谐过程都一样，不过在那些并联电容器的腔体上，其测试频率要调换一下。

17.3.4　使用最少设备的调整方法

在此要求用一台杂散输出信号很小的发射机，多数现代发射机都可以满足这个要求。采用的电压表应该具有 0.5 V（或更低）满刻度读数能力，RF 探头要求可以工作到 150 MHz 或更高。RG-58 电缆段可以用作衰减器，如图 17-29（B）所示，140 英尺长度的损耗接近 10 dB，并有助于在调谐过程失配情况下隔离发射机。

将发射机设置在中继台输入频率上并短接 P 点和 Q 点，在电压表上得到一个 1～3 V 的读数，然后在 P 点和 Q 点之间接入带有并联电容器的腔体，调整腔体的调谐使电压表的读数最小（这个读数应该在 0.01～0.05 V），那么以 dB 为单位的带阻衰减量可以算得：

$$dB = 20 \log \ （V1/V2）$$

计算结果应该至少 35 dB。将接收机处于中继台输出频率上，并观察腔体电路输出在电压表的读数，可以检测插入损耗值。用一段 7 英尺长的 RG-58 电缆作为 0.5 dB 的衰减器，这段 7 英尺的电缆就可以用来检查检波探头和电压表的校准。

带有并联电感的腔体可以用同样方法调谐，不过频率需要调换一下。如果将两个或更多腔体连接在一起调谐，发射机噪声将导致带阻抑制读数很低，换句话说，就是更小的衰减。

17.3.5　测试结果

这个双工器可以适当输入 150 W 功率，但如果精心制作，应该可以承受高达 300 W 功率。如果输入功率大于 150 W，建议将腔体的内壁表面镀银，这种镀银腔体的双工器插入损耗小于 1 dB，并且带阻抑制能力超过 100 dB。未电镀处理的腔体应该至少每两年拆开一次，彻底清洁，然后重新调谐。

17.3.6　其他一些备注

1）整个系统都要求采用双屏蔽层电缆和高质量连接器；

2）为确保双工器的性能，天线的 SWR 不能超过 1.2:1；

3）中继台的发射机和接收机必须良好屏蔽是个基本前提；

4）天线距离中继台的垂直距离应该在 4 *l*或更远；

5）天线近场区的导体应该被良好连接并接地以消除噪声；

6）馈线应该得到良好的电气连接，并要紧紧固定在塔体或支撑杆上；

7）在中继台天线近场区的馈线和其他天线，应该良好连接并最好尽可能远离中继台天线；

8）单独腔体也可以用来改善分离天线或分离站点中继台的性能；

9）单独腔体也可以用于解决交叉调制的问题。

参考资料

有关本章主题的原材料和进一步讨论可以参见下列

参考资料。

P. Arnold, “Controlling Cavity Drift in Low-Loss Combiners,” Mobile Radio Technology, Apr 1986, pp 36～44.

L. Barrett, “Repeater Antenna Beam Tilting,” Ham Radio, May 1983, pp 29～35. (See correction, Ham Radio, Jul 1983, p 80.)

W. F. Biggerstaff, “Operation of Close Spaced Antennas in Radio Relay Systems,” IRE Transactions on Vehicular Communications, Sep 1959, pp 11～15.

J. J. Bilodeau, “A Homemade Duplexer for 2-Meter Repeaters,” QST, Jul 1972, pp 22～26, 47.

W. B. Bryson, “Design of High Isolation Duplexers and a New Antenna for Duplex Systems,” IEEE Transactions on Vehicular Communications, Mar 1965, pp 134～140.

K. Connolly and P. Blevins, “A Comparison of Horizontal Patterns of Skeletal and Complete Support Structures,” IEEE 1986 Vehicular Technology Conference Proceedings, pp 1～7.

S. Kozono, T. Tsuruhara and M. Sakamoto, “Base Station Polarization Diversity Reception for Mobile Radio,” IEEE Transactions on Vehicular Technology, Nov 1984, pp 301～306.

J. Kraus, Antennas, 2nd ed. (New York: McGraw-Hill Book Co., 1988).

W. Pasternak and M. Morris, The Practical Handbook of Amateur Radio FM & Repeaters, (Blue Ridge Summit, PA: Tab Books Inc., 1980), pp 355～363.

M. W. Scheldorf, “Antenna-To-Mast Coupling in Communications,” IRE Transactions on Vehicular Communications, Apr 1959, pp 5～12.

R. D. Shriner, “A Low Cost PC Board Duplexer,” QST, Apr 1979, pp 11～14.

W. V. Tilston, “Simultaneous Transmission and Reception with a Common Antenna,” IRE Transactions on Vehicular Communications, Aug 1962, pp 56～64.

E. P. Tilton, “A Trap-Filter Duplexer for 2-Meter Repeaters,” QST, Mar 1970, pp 42～46.

R. Wheeler, “Fred’s Advice solves Receiver Desense Problem,” Mobile Radio Technology, Feb 1986, pp 42～44.

R. Yang and F. Willis, “Effects of Tower and Guys on Performance of Side Mounted Vertical Antennas,” IRE Transactions on Vehicular Communications, Dec 1960, pp 24～31.

第 18 章

VHF 和 UHF 天线系统

优秀的天线系统是热衷于 VHF/UHF 爱好者可以得到的最珍贵的财产之一。比起质量差些的天线，一副精心设计、由优质材料制作并很耐用的天线可以增加辐射范围、提高接收弱信号的能力以及减少干扰问题。制作天线决不是整个工作中最枯燥无趣的部分。即使是高增益天线，在 VHF 和 UHF 上的实验也被大大简化，因为天线在物理尺寸上是容易实现的。架设自制天线系列是大多数爱好者采用的方法，并且可以学到许多关于天线的特性和调节方法。没有必要在实验设备上投入太多。

18.1 基 础 知 识

若要为给定的设施选择最好的 VHF 或者 UHF 天线那么你要做的就不止是在产品目录中浏览增益图和价格那么简单了。并不存在为所有的目标而设计的“最好的”天线。选择天线第一步要做的是确定你想用它做什么。

增益

在 VHF 和 UHF 波段，可以在物理上易操作的天线梁上制作增益非常高的八木天线（15～20 dBi）。这种天线可以组合为 2 个、4 个、6 个、8 个或者更多阵列的天线。这些阵列对电磁辐射、对流层散射以及其他弱信号通信模式来说很有诱惑力。

辐射方向图

天线辐射可以做成全向的、双向的、几乎单向的或者任何其他位于这些情形之间的形式。VHF 专门操作员可能发现一个全向天线系统是不可或缺的，而用其他类型则可能是个很糟糕的选择。噪声拾取及其他干扰问题在这种全向天线中更严重，并且带有一定增益的全向天线在这些方面的表现尤其糟糕。最大增益和低辐射角通常是弱信号 DX 爱好者主要追求的性能。一个纯净的，并具有在侧向、后向最低的拾取和辐射的方向图，在活跃地区或者噪声级别较高的场所可能很重要。

频率响应

能够工作在整个 VHF 波段内这一点对于某些工作类型可能会很重要。如果天线主梁足够长并且梁上安装有足够多的振子单元，现代八木天线可以工作在相当宽的频率范围内。事实上现代八木天线可以与大小和复杂性类似的直接激励或共线天线阵列相媲美。增益的主要性能参数——前后比和 SWR，可以在所有 VHF 或 UHF 业余波段容易地进行优化，50.0～54.0 MHz 的全 6 m 波段除外，它是 8%的宽带宽。可以很容易地设计一副覆盖 6 m 波段上的任何一个 2.0 MHz 部分，且性能良好的八木天线。

高度增益

通常来说，在安装 VHF 和 UHF 天线时高度越高越好。升高天线使之超过附近障碍物可能会极大地增大覆盖范围。由于这个原因，更高的高度几乎总是值得的，但是必须在高度增益（见第 23 章，无线电波传播）和传输线损耗的增加之间进行权衡。这个损耗可能相当大并且会随频率而增加。如果以波长度量的距离太长，那么目前能找到的最好的传输线可能也不管用。在天线规划中很有必要考虑传输线的损耗（见第 24 章，传输线）。

物理尺寸

一副在 432 MHz 使用的天线与在 144 MHz 使用的天线有相同的增益，但它只有 144 MHz 天线的 1/3 长，接收时截获的能量也只有后者的 1/9。换句话说，在 432 MHz 使用的天线截获信号效率较低。为了使通信效果相同，432 MHz 天线阵列至少在尺寸上应该与 144 MHz 天线相等，这大约需要 3 倍数量的振子单元。在所有与有效地使用更高频率有关的附加困难中，最好使天线在这些高波段上尽可能地大些。

18.1.1 设计要素

把目标按通常方式分类，必须确定的具体指标有极化、传输线类型、匹配方式和机械设计等。

极化

早在 VHF 初创期，垂直地还是水平地放置天线振子单元就受到广泛争议。实验结果也没有显现出哪种极化方式更令人满意些。在长距离的传播路径中两种方法都不具有始终如一的优点。在一些地形中使用水平极化天线时，较短的路径往往产生更高的信号电压。使用水平极化天线时，人为噪声，尤其是点火干扰，也往往会更低些。这些因素使水平极化在弱信号通信中更加适合一些。在其他波段，垂直极化天线在全向系统和移动工作中更方便使用。

垂直极化在早期 VHF 操作中曾被广泛使用，但是当定向阵列被广泛使用时，水平极化则受到了青睐。FM 和中继器的应用，特别是在 VHF/UHF 波段，打破了人们在移动及中继通信中偏好使用垂直天线的平衡。水平极化在 50 MHz 和更高频率上的其他通信中成为主流。当使用交叉极化天线时，预计会有 20 dB 或者更多的额外损耗。

18.1.2 传输线

传输线基本原理在第 24 章“传输线”中将详细讨论。这里将更为详细地介绍用于 VHF 和 UHF 通信中的技术。通过馈线将 RF 信号从一处发送到另一处的原理对所有无线电频率都是一样适用的。比如在 HF 中，主要用明线传输 RF 信号，而在 VHF/UHF 中则是用同轴电缆。这些传输线的一些特定方面决定了它们是否适合在 50 MHz 以上使用。

制作适当的明线可以在 VHF 和 UHF 装置中以很小的损耗进行工作。你可以很容易地做到在 432 MHz 上使每 100 英尺的总传输线损耗低于 2 dB。由#12 导线制作的传输线，用聚四氟乙烯撑板使间隔为 3/4 英寸并且笔直地沿天线接到电台上，可以比任何传输线都强，除了最昂贵的同轴电缆。这种线可以自制，也可以用同轴电缆一部分的成本价格去购买，并且有相同的损耗特性。如果想发挥这个系统的优势的话，那么必须仔细注意有效的阻抗匹配。一个类似的 144 MHz 系统可以很容易地提供低于 1 dB 的线损耗。

在 VHF 操作中如果距离长于几英尺，永远不要使用诸如 RG-58 或者 RG-59 的小型同轴电缆。直径为 1/2 英寸的传输线（RG-8 或 RG-11）在 50 MHz 上能很好地工作，并且在 144 MHz 上距离小于或等于 50 英尺时效果仍可以接受。如果这些传输线使用泡沫代替普通的 PE 绝缘材料，效果会稍微更好一些。带有粗的芯线和泡沫绝缘体的铝套硬同轴电缆是物有所值的，但有时也可以作为“尾料”——一卷中的最后一小段——从当地有线电视服务商那里免费地得到。最普通的 CATV 电缆是外径为 1/2 英寸的 75 Ω 硬线。这种电缆的匹配线损耗在 146 MHz 上约为 1.0 dB 每 100 英尺，在 432 MHz 约为 2.0 dB 每 100 英尺。从 CATV 公司较难些买得到的是 3/4 英寸 75 Ω 硬线，有时有一个黑色的自我恢复式硬塑料壳。这种线在 146 MHz 上每 100 英尺只有 0.8 dB 的损耗，在 432 MHz 上每 100 英尺只有 1.6 dB 的损耗。如果在线的每端都使用 75 Ω—50 Ω 变压器，这两种线都只有微小的额外损耗。

硬线用的成品连接器非常昂贵，但连接很可靠并且能很好地防水。有进取心的爱好者低成本的自制连接器。如果它们能很好地防水，连接器和硬线几乎可以坚持非常长的使用时间。硬线一定不能弯曲得太急剧，因为它会产生纽绞。关于硬线连接器的详细内容请参见 24 章“传输线”。

要小心任何在 VHF 或 UHF 中使用的同轴电缆上的“便宜货”。馈线损耗可以在一定程度上通过增大发射机功率来补偿，但一旦损失，接收机端就永远不能恢复那个弱信号了。不要忽略天气对传输线的影响。制作良好的明线几乎在任何天气中都能理想地工作，它能很好地经得起使用。在大雨、潮湿的雪或冰冻天气中平行双线几乎没用。最好的同轴电缆完全不受天气影响——它们可以铺设在地下，在没有绝缘的情况下绑到金属塔上以及弯曲起来放到任何合适的位置而性能不会受到负面影响。

18.1.3 波导

高于 2 GHz 时，在通信中使用同轴电缆是一种有损耗的方式。很幸运，由于这个频率上的波长足够短，可以使用一种完全不同的方式进行实用的、有效的能量传输。波导是一个传导金属管，能量以电磁波的形式在它里面传输。这个金属管并不像双导体传输线那样传送电流，而是可以看成是一种把电波限制在其密封空间里的边界。趋肤效应防止任何电磁作用从波导中明显地泄露出去。能量由一端

注入，通过容性或感性耦合或辐射，然后从另外一端以类似的方式取出来。波导仅仅是把场能量限制在一定范围内，这个能量以在波导内壁上反射的方式传播到接收端。

对波导操作的分析是基于波导材料是完美导电体的假设之上进行的。矩形波导内电场和磁场的典型分布如图 18-1 所示。电场强度在沿 *X* 方向（见图 18-1（C））的中心处最大（由电力线间的临近间距表示），到两端的壁上逐渐减弱为零。场必须以这种方式减弱，因为表面处存在任何与壁平行的电场将导致无穷大的电流流过完美导体，当然波导不能以前述方式传送射频信号了。

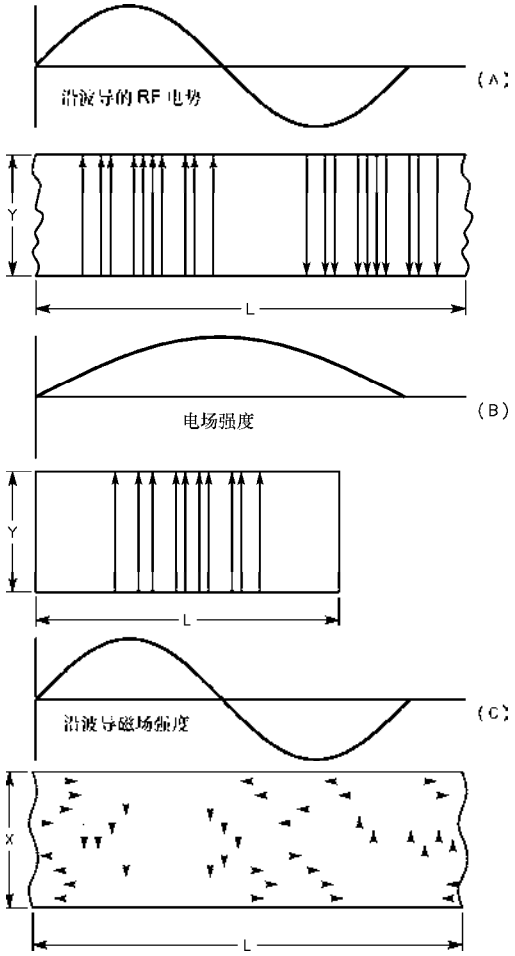


图18-1　矩形波导内的场分布。这里描述了TE_{10}传播模。

传播模

图 18-1 代表了波导中的电场和磁场的最基本的分布。波导中场分布的方式有无数种（对高于所用波导的最低截止频率的频率来说）。每种场结构都称为一种模。

模大体可以分为两组。一组称为 TM 模（横向磁场），具有完全横向的磁场，但有与传播方向相同的电场分量。另外一种称为 TE 模（横向电场），具有完全横向的电场，但有与传播方向相同的磁场分量。TM 波有时候被称作 E 波，同时 TE 波有时被称作 H 波，但一般称作 TM 模和 TE 模。

传播模由带有两个下标数字的字母组表示。例如，TE_{10}、TM_{11} 等。在给定大小的波导中可能出现的模的个数随着频率增加，对最低频率来说只有一种可能的模（称为主模）可以传送。主模是业余工作中经常使用的一种。

波导尺寸

矩形波导的关键尺寸是沿 *X* 轴方向的，如图 18-1 所示。这个尺寸必须大于所要传送的最低频率的 *l*/2。实际中，*Y* 方向的尺寸通常等于 *X*/2 以避免波导在非主模下工作的可能性。

也可以使用非矩形的横截面形状，其中最重要的是圆形管。矩形情况中许多相似的理论可以应用到圆形管中。

矩形波导和圆波导的波长尺寸如表 18-1 所示，其中 *X* 是矩形波导的宽度，*r* 是圆波导的半径。所有数据均适用于主模。

表 18-1　　波导尺寸

	矩形波导	圆　波　导
截止波长	2*X*	3.41*r*
衰减很小时的最长传送波长	1.6*X*	3.2*r*
在下一种模可能出现之前的最短波长	1.1*X*	2.8*r*

耦合至波导

能量可以以电场或者磁场的形式导入或导出波导及谐振腔。能量运送经常是通过同轴电缆完成的。耦合到同轴电缆的两种方法如图 18-2 所示。图 18-2（A）所示的探针是同轴电缆内导体的简单的短延长，取向为平行于电力线方向。图 18-2（B）中所示的探环被放到包围一些磁力线的位置处。最大耦合点取决于波导或者腔内的传播模。当耦合装置处在场强最大的地方时，耦合最强。

可以通过将探针或探环旋转 90° 角来改变耦合。当探针与电力线垂直时耦合最小。类似地，当探环面与磁力线平行时耦合最小。

如果波导的一端开口，那么它将辐射能量。可以通过张开波导口构成一个锥形喇叭天线来极大地增加这个辐射。这个喇叭天线就是波导壁到自由空间的一个过渡。为实现适当的阻抗转换，喇叭天线一侧的长度必须至少为 *l*/2。一个这种尺寸的喇叭天线（截止频率下）方向图为单向并且朝波导过渡区的大小为零。截止频率时的增益为 3 dB，每次加倍频率时将增加 6 dB。喇叭天线在微波工作中被广泛使用，在精密聚焦系统中既可以作为主辐射器又可以作为馈电单元。本章稍后将给出制作 10 GHz 的喇叭天线的详细资料。

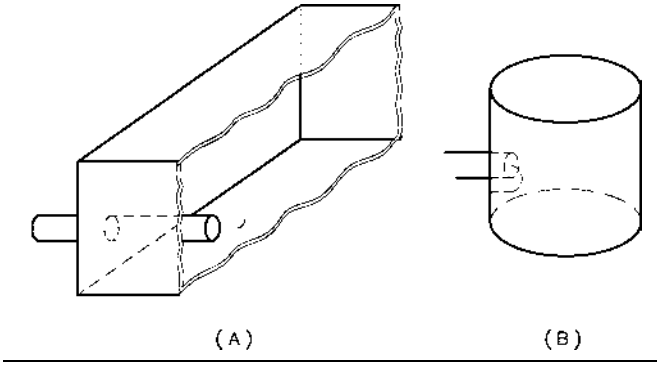


图18-2　耦合到同轴电缆的两种方法。

波导演化

假设用一条明线从发生器到负载传送 RF 能量。如果这根线很长那么它必须有机械支撑。如果要避免高损耗必须将明线与支撑物很好地绝缘开来。因为在微波频率上很难制作优质绝缘器，合理的选择是用 $l/4$ 短支节来支撑传输线，并在与馈线相反的一端短路。倘若短路支节是无电抗性的，这种支节的开路端对传输线呈现无穷大的阻抗。然而该短路链接会具有有限的长度，因此会有一些电感。可以通过使 RF 电流流过金属板的表面而不是一根细导线来消除这个电感的影响。如果金属板足够大，它能防止磁力线包围 RF 电流。

无数个这种 $l/4$ 支节平行地接起来，并且不会影响驻波电压和驻波电流。可以通过顶部也可以通过底部支撑传输线，当添加了无限个支撑器后，它们便构成了位于截止频率上的波导壁。图 18-3 演示了所描述的平行双导线如何演变成一个矩形波导。这个简单的分析也说明了截止尺寸为什么是 $l/2$。

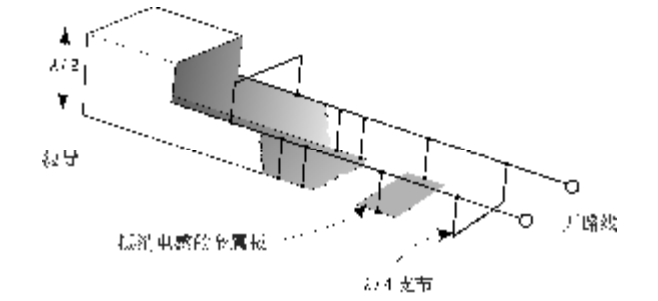


图18-3　在其截止频率上一个矩形波导可以看作是由无数个 $l/4$支节从上方到下方支撑起来平行双导体传输线。

通常用场的形式来描述波导中的传播，但是电流的确也会流经内壁，正如在双导线中的导线中那样。在波导截止频率上，电流集中在壁的中心，并随着频率的增加向顶面和底面扩散。

18.1.4　阻抗匹配

阻抗匹配在第 25 章“发射机至传输线的匹配”以及第 26 章“传输线至天线的匹配”中将详细地讨论。这个理论同样适用于高于 50 MHz 的频率。应用方面很类似，物理尺寸将是选择具体方案时的主要因素。稍后本章只详细讨论在实际制作实例中使用的匹配装置。然而，这不应该排除考虑使用其他方法，读者可以参考一下第 25 章和第 26 章的相关部分。

通用支节

正像其名字通用支节所暗示的那样，图 18-4（A）所示的复合调配支节在许多匹配中都很有用。可以改变支节的长度来使系统谐振，并且可以改变传输线接合点直到传输线的阻抗与支节阻抗相等。实际中为得到零反射能量，需要同时移动滑动短路器和传输线接入点，由连接在传输线中的 SWR 电桥来指示。

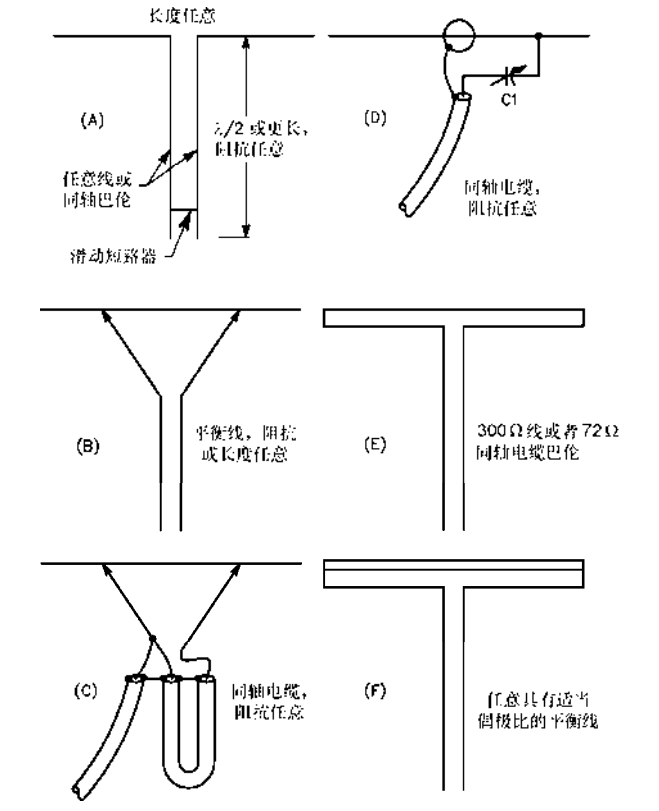


图18-4　VHF中常用的匹配方法。图18-4（A）中的通用支节将调谐和匹配结合起来。调整支节上的可调短路器以及传输线的接入点以得到线上最小的反射功率。在图18-4（B）和图18-4（C）里的delta匹配中，线端成扇状散开并且在最佳阻抗匹配点处接到振子天线上。图（A）、（B）和（C）中的阻抗并不需要明确知道。图18-4（D）中的Γ匹配用于同轴电缆的直接连接。C1用来去除臂上的电感。图18-4（E）中的导线均匀的折叠振子天线将天线阻抗提升4倍。在图18-4（F）中的折叠振子天线未断开处使用较粗的导体使得阻抗转换等级更高。

通用支节可以去除系统的激励部分中的任何微小电抗。可以在没有相关实际阻抗知识的情况下把天线匹配到传输线上。达到最佳匹配时短路器的位置在一定程度上指示了当前电抗值。当几乎没有电抗分量需要去除时，从负载到短路点的支节长度必须约为*l*/2。

支节应该由间隔不超过*l*/20 的硬裸线或硬棒制成。更好地，应该把它牢固地安装在绝缘器上。一旦确定了短路器的位置，若需要的话，可以把短路器的中心接地，并去掉支节上不需要的部分。

不需要直接把支节接到激励单元上。它可以做成明线的一部分以作为把同轴电缆匹配到传输线的装置。支节可以连接到 delta（Δ）匹配的较低端或者放在相控阵列的馈点处。这些应用的例子稍后将会给出。

delta 匹配

最基本的匹配装置可能是Δ（delta）匹配，明线的扇状端点在能量传输的最有效功率传输点处分接到*l*/2 天线上。如图 18-4（B）所示。必须调节侧面长度和单元中心两侧的连接点以获得传输线上最小的反射功率，但是如果使用通用支节，你不必知道阻抗值。Δ匹配不能去除电抗，所以经常用通用支节作为它的末端。

人们一度认为Δ匹配对 VHF 应用来说效果很差，因为如果未适当调整会产生辐射。不过有了精确测量匹配效果的方法后，Δ匹配又重新得到青睐。用明线调整多副天线阵列的相位很方便，并且在这种应用中它的尺寸并不特别重要。在如图 18-4（C）所示的未使用调谐设备的应用中，应该仔细检查它。

Γ 和 T 匹配

一种同样原理的允许直接和同轴电缆连接的应用形式是Γ 匹配，如图 18-4（D）所示。因为*l*/2 振子天线中心的 RF 电压是零，同轴电缆的外导体从这点连接到振子单元上。这里也可以是与金属梁或者木制梁的连结点。将载有 RF 电流的内导体抽出来并在匹配点处接到单元上。这根梁上的电感通过 C1 去除以得到电平衡。用连接于同轴线上的 SWR 电桥同时调节单元接触点和电容的位置使得反射能量为零。

可以改变电容直至找到所要求的值，用这个固定值的电容来代替可变电容。C1 可以装在一个防水的盒子中。在 50 MHz 上所需最大值应该约为 100 pF，在 144 MHz 上为 35～50 pF。

电容和臂可以组合地放在一个同轴装置中，用滑动夹和能在套筒里滑动的臂内端把臂接到激励单元上，而这个套筒接在同轴电缆的中心导体上。可以用一段同心管制作这种装置，并用塑料或热缩套绝缘。匹配合适时，电容上的 RF 电压会很低，因此用合适的电介质后，绝缘不是问题。初始调整应该在低功率情况下进行。位于臂和单元之间的干净的、耐用的高电导率联接很重要，因为 RF 电流在这个点上很大。

因为一些固有的不平衡，Γ 匹配有时候可能引起方向图变形，特别是在梁很长的、高方向性八木阵列中。T 匹配，本质上是两个 Γ 匹配的串联组成的一个平衡的馈电系统，因为这个原因Γ匹配变得很流行。如图 18-5 所示的同轴巴伦用于从 200 Ω 平衡 T 匹配到馈入发射机的不平衡 50 Ω 同轴线的转换中。参见本章稍后讨论的 K1FO 八木天线以得到 T 匹配实际应用的详细资料。

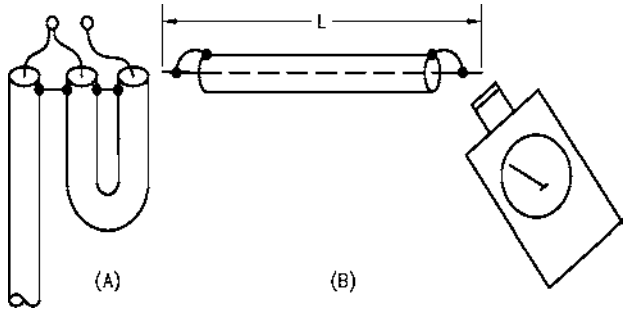


图18-5　从非平衡同轴电缆到平衡负载的转换可以用一个*l*/2同轴巴伦完成，如图18-5（A）所示。应该用一个陷波测试仪检查环状部分的长度，并把两端短路，如图18-5（B）所示。*l*/2巴伦可以把阻抗提升为4:1。

折叠偶极天线

在中心断开的*l*/2 偶极天线的阻抗大约为 70 Ω。如果用粗细均匀的单根导体折成一个如图 18-4E 所示的偶极天线，阻抗将提高 4 倍。这种折叠偶极天线可以用 300 Ω 导线直接馈电，并且没有什么失配。如果使用 4:1 的巴伦，就可以用 75 Ω 同轴电缆给天线馈电（见下面介绍的有关巴伦的信息）。如果天线未断开的那部分的截面比馈电部分大，可以得到更高的阻抗递升，如图 18-4（F）所示。

发夹匹配

大多数多单元八木阵列的馈点电阻小于 50Ω。如果把激励单元断开并在中心馈电，可以缩短它的谐振长度以增加馈点的容抗。然后，在馈点用一个类似发夹的线圈进行分路，将提高馈点阻抗。发夹匹配与一个本章稍后描述的 50 MHz 阵列中的 4:1 的同轴巴伦一起使用。参见第 26 章“传输线与天线的匹配”以得到关于发夹匹配的详细资料。

18.1.5　巴伦和天线调谐器

从平衡负载到不平衡传输线的转换（反之亦然）可以用电路或者由同轴电缆做的等效替代物完成。由软同轴电缆做

成的巴伦如图 18-5（A）所示。环状部分的电长度为 $l/2$。物理长度取决于所用传输线的速度因子，因此检查它的谐振频率很重要，如图 18-5（B）所示。将两端都短路掉，并且把环的一端耦合到一个陷波测试仪线圈上。这种巴伦可以把阻抗阶变为 4:1（典型值为 50～200 Ω，或 75～300 Ω）。

阻抗转换为 1:1 的同轴巴伦如图 18-6 所示。顶部开口并在较低端（图 18-6（A））接到线的外导体上的同轴套是首选的类型。图 18-6（B）中，与线同样大小的导体和外导体一起用来构成一个 $l/4$ 短支节。另一段仅使用外导体的同轴电缆，将用于实现这个目的。两种巴伦对任何 RF 电流都会呈现无穷大阻抗，否则这个电流会流向同轴电缆的外导体。

巴伦和阻抗转换器的功能可以通过各种调谐电路来控制。这种器件，通常称作天线调谐器或变换匹配器，可以提供一个宽范围的阻抗变换。天线调节器固有的其他选择性可以减少 RF 干扰问题。

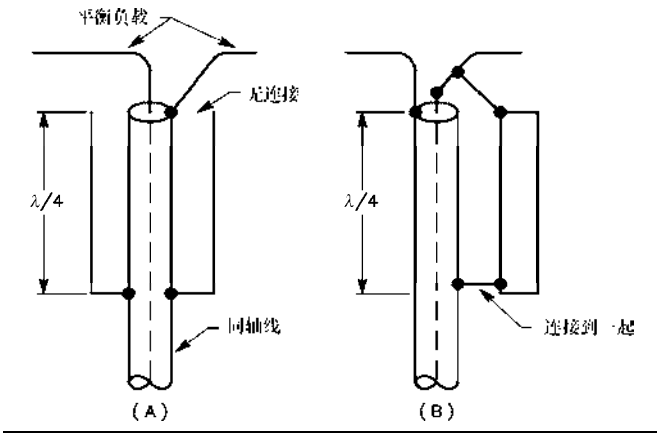


图18-6　没有阻抗变换的巴伦的转换功能，也可以通过使用顶部开口并在底部将其连接到同轴电缆外导体的 $l/4$ 线来完成。图 18-6（A）中的同轴套是首选的。

18.1.6　VHF 和 UHF 八木天线

毫无疑问，现在八木天线是自用电台天线之王。目前最好的天线设计是经计算机优化过的。多年以来业余爱好者和专业人士都通过实验的方法来设计八木天线阵列。现在我们有了强大（并且并不昂贵）的个人计算机和用于天线建模仿真的复杂软件。这给我们带来了天线设计性能上的改善，并且几乎不需要对振子单元进行调节。第 11 章“高频八木天线阵列”描述了和八木宇田天线有关的参数。除了 UHF 和 VHF 中所需要的有些严格的尺寸公差，在更高频率上也需要用于制作 HF 上的优良天线的特性。关于实际八木天线设计请参考本章末尾。

18.1.7　堆叠式八木天线

当能找到合适的办法来支撑它们时，将两个八木天线的其中一个装到另外一个的上方并且同相馈电，可以比一个有相同理论或实测增益的长八木天线提供更好的性能。相同增益下这对天线占据了更加少的转向空间，并且它们更宽的仰角覆盖可以提供卓越的效果。垂直堆叠天线的宽方位角覆盖范围经常导致 QSO，而这 QSO 可能会被一些指向不同方向的窄波束而长主梁的单个八木天线所错过。在较长的电离层路径上，堆叠天线对偶尔可能出现比测量到的 3 dB 堆叠增益大得多的显著增益（同样可以参考第 11 章“高频八木天线阵列”中关于堆叠八木天线的大量内容）。

梁长大于 1l 或更长的八木天线的最佳垂直间距大约为 1 l（984/50.1=19.64 英尺），但这对许多 50 MHz 天线的制作者来说可能太大了以至于难以应付。用小到 $l/2$（10 英尺）的间距能得到有价值的结果，但是 5$l/8$（12 英尺）明显会更好一些。然而由于宽间距会带来结构增加产生的问题，对于 12 英尺与 20 英尺的区别，至少在 50 MHz 上可能不值得去采用更宽的间距。较近的间距使得测量增益较低，但天线方向图在方位角和仰角上都要比 1 l 间距的方向图更纯净。宽间距所产生的额外增益通常是 144 MHz 以及更高频率波段上所要追求的目标，此时结构问题已经不会如此严重。

也可以将八木天线堆叠在同一平面上（共线单元）以得到更尖锐的方位角方向性。内单元的端与端之间的间距为 5$l/8$ 时可以在阵列的主瓣内产生最大增益。

如果堆叠阵列中的每个天线都设计合理，对于连接它们的定相系统来说它们就像无电感的电阻。因此相关阻抗可以看作与并联电阻的情况相同。

3 副堆叠偶极天线如图 18-7 所示。无论这些仅仅是偶极天线还是八木天线阵列的激励单元，对这些实例的目标来说都没有区别。图 18-7（A）中的两个 300 Ω 天线相距 1 l，使得中心的并联馈电点阻抗为 150 Ω（实际上由于天线之间的耦合导致其略小于 150 Ω，但为了说明问题，这点可以忽略）。无论定相线的阻抗为多少，这个值仍然不变。因此可以用任意方便弄到的线来作为定相线，只要每根线的电长度相同。

必须同时考虑线的速度因子。对同轴电缆来说，它变化太大以至对实际使用的线进行谐振检查显得非常重要。方法如图 18-5（B）所示。$l/2$ 线在开路和短路时都谐振，但是短路情形（两端都短路）通常是更方便的测试状态。

$l/4$ 短截线的阻抗变换特性可以用于组合匹配和定相线上，如图 18-7（B）和图 18-7（C）所示。图 18-7（B）中，相距 $l/2$ 的两副天线通过 400 Ω 线定相和匹配，就像一个双 Q 部分，因此一根 300 Ω 主传输线被匹配到两副 300 Ω 天线上。如果这个长度提供了有用的机械目的，这根定相线的两个半部长度也可以是 3 $l/4$ 或 4 $l/5$（例如两个八木天线的堆叠中，其所希望的间距要大于 $l/2$）。

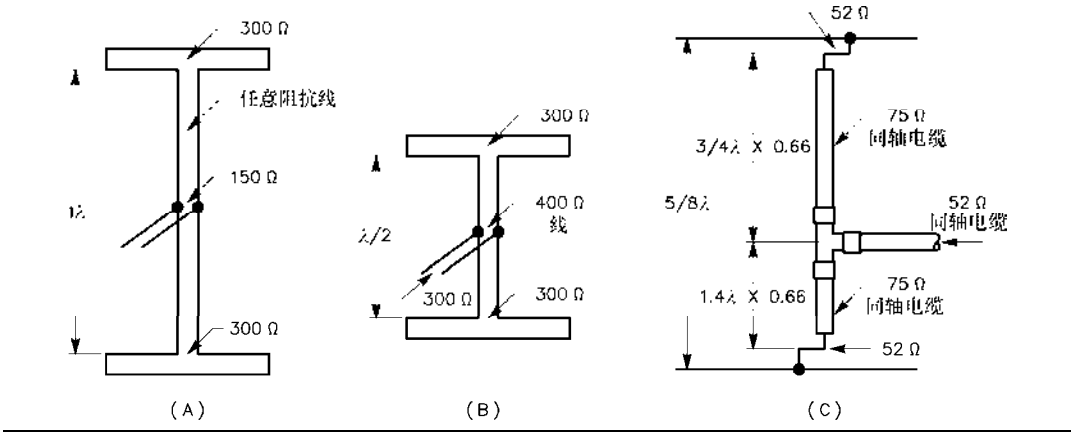


图18-7　给堆叠VHF阵列馈电的3种方法。图18-7（A）和图18-7（B）是针对有平衡激励单元的单副天线，其中需要一根平衡相位线。图18-7（C）中的阵列有全同轴匹配和调相系统。如果较低那段也是3*l*/4，则不需要线接头进行变换。

同轴线的双 *Q* 部分如图 18-7（C）所示。这在给 50 Ω 馈电设计的堆叠天线进行馈电时很有用。5*l*/8 间距在小型八木天线中很有用，这可以等效于实芯电介质同轴电缆（如 RG-11）的全电波长。

如果一根定相线电长度为 *l*/4 而另外一根为 3 *l*/4，那么它与激励单元的连接应该与另外一根相反以保持单元中的射频电流是同相的——Γ 匹配放在图 18-7（C）所示的激励单元的另外一侧。如果馈点两侧的 *l*/4 长度的数量相同，那么两个连接应该在同一位置，而不是相反。然而事实上，你可以通过用同一卷同轴电缆中的长度完全相同的线来保证恰当的定相作用。这保证了每根线上的速度因子都是相同的。

同轴定相线的一个明显的优点是它们可以缠绕于垂直支撑物周围，绑到或接到它上面，或者以任何机械上方便的方式处理。单副天线之间的间距可以设置为最期望的值，并且将定相线放到任何需要的地方。

不同频率的堆叠八木天线

在堆叠水平八木天线中，在单个旋转支撑器上其中一副位于另一副天线上方，当单副天线用于不同的波段时需要注意一些事项。作为一般的基本原则，最小期望间距是更高频率上的八木天线的梁长的一半。

例如，假设图 18-8（A）中的堆叠双波段阵列用于 50 MHz 和 144 MHz。这种垂直的方式通常称为“圣诞树”式，因为它组成了一棵树的形状。50 MHz 八木天线在 12 英尺长的梁上有 5 个单元，在直接位于它上方的 12 英尺长梁上的 144 MHz 8 单元八木天线看来，它就像“地面”一样。本部分使用的例子中的精确八木天线设计在原版书附带的光盘中。它们可以作为单波段八木天线来评估，这副单波段八木天线同样使用原版书附带光盘中的 YW（Windows 八木天线）程序，假设每种情况中堆叠天线底部的八木天线（放在塔的顶部）高度都为 20 英尺。

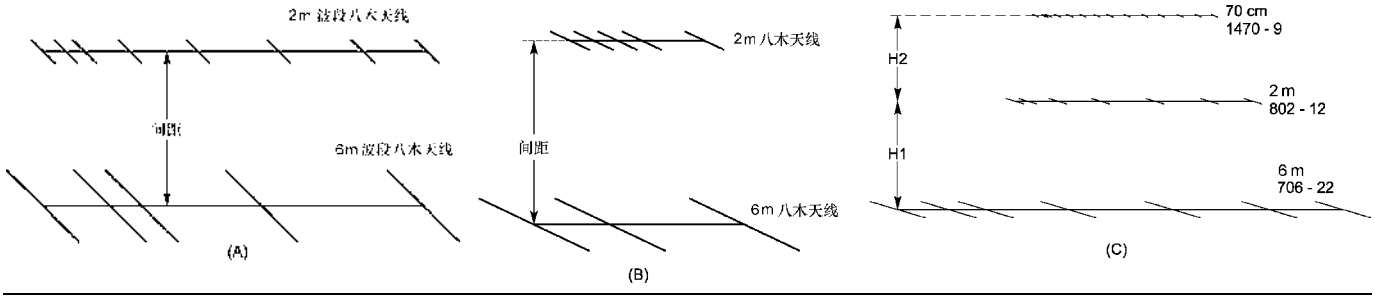


图18-8　在一副架在另一副上方的堆叠八木天线阵列中，单副天线之间的最小间距应该大约是较小的阵列梁长的一半。间距较宽总是比较好些，此时这应该是较小阵列的频率上的*l*/2或它的几倍。图18-8（A）是12英尺梁上的8单元2 m波段八木天线架在同样也是12英尺梁上的5单元6 m波段八木天线上的堆叠。图18-8（B）是6英尺梁上的5单元2 m波段八木天线堆叠在4英尺梁上的三单元6 m波段八木天线上。图18-8（C）是9英尺梁上的14单元70 cm波段八木天线叠在12英尺梁上的8单元2 m波段八木天线以及22英尺梁上的7单元6 m波段八木天线上。

多频率堆叠天线中的 SWR 变化

《天线手册》的早期版本强调更高频率天线的馈点阻抗受临近的较低频率的八木天线的影响最严重。现代计算机建模程序揭示了当馈点 SWR 确实可能受影响时，最严重的还是当梁间距过于接近时，在更高频率八木天线的前向增益和后向方向图中发生严重退化。事实上，SWR 曲线通常受的影响并不足以达到使它成为两副八木天线之间的相互干扰的检测指示标准。

图 18-9 展示了 4 种结构下的 2 m 波段的 SWR 曲线重叠图：8 单元 2 m 波段八木天线自身，然后是以梁间距为 1 英尺、2 英尺、4 英尺和 6 英尺的距离架在 5 单元 6 m 波段八木天线上的情况。SWR 曲线相似——使用典型业余 SWR 指示器时很难发现这些结构之间的区别，除了最近间距的情况（1 英尺）之外。例如，2 英尺间距的情况中的 SWR 曲线实际上与八木天线本身没有区别，虽然因为与它下面 6 m 处的八木天线间的相互干扰使前向增益下降了 0.6 dB 以上。

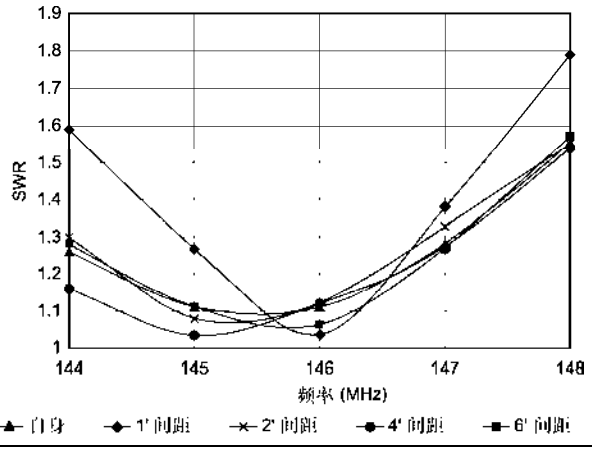


图18-9　8单元2 m波段八木天线架在12英尺梁上的5单元6 m波段八木天线的不同梁间间距下的SWR曲线。对梁间大于1英尺的间距来说，很难分辨清SWR曲线之间的区别。

堆叠造成的增益及方向图的退化

图 18-10 展示了上面描述的 8 单元 2 m 波段八木天线架在 5 单元 6 m 波段天线上并且间距分别为 1 英尺、2 英尺、4 英尺和 6 英尺时，从 0º 到180º 的方位角响应的 4 条平面直角坐标曲线的叠加图。平面直角坐标曲线可以给出比极坐标曲线更多的详细信息。最近间距的结构（梁间间距为 1 英尺）展示了前向增益最严重的退化，降低了 1.7 dB。6 英尺间距的最差情况前后比为 29.0 dB，同时对 1 英尺间距来说是 36.4 dB——实际上比 8 单元 2 m 波段八木天线本身的 *F*/*R* 要好。由于附近其他八木天线的出现导致的性能变化可能会非常复杂（并且有时也是说不清的）。

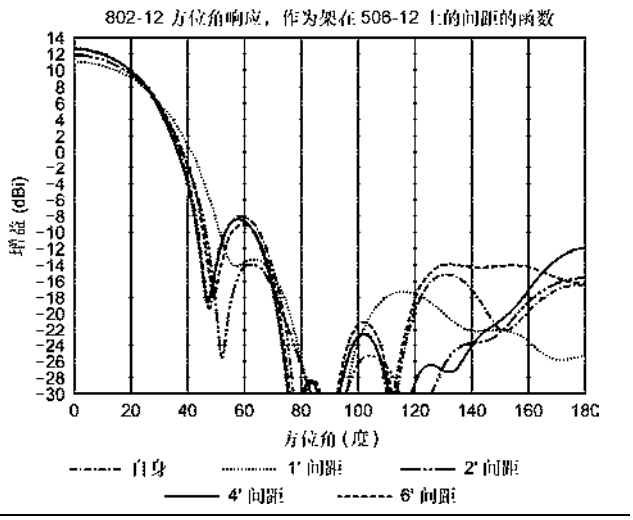


图18-10　间距为1～6英尺的8单元2 m波段八木天线从0º～180º的方位角响应曲线。在大约60º附近的旁瓣在梁间距范围内变化了大约6 dB，同时最差情况*F*/*R*曲线的形状由于和较低的6 m波段天线间的相互干扰而剧烈地变化。比起2 m波段天线本身，1英尺间距下的增益退化大于3 dB。

当把一个不同种类的 6 m 波段八木天线安装在 8 单元 2 m 波段八木天线下面将会发生怎样的情况呢？图 18-11 比较了前向增益和最差情况 *F*/*R* 性能的变化，它们作为两个不同种类的 6 m 波段八木天线梁间距的函数：12 英尺梁上的 5 单元八木天线和 22 英尺梁上的 7 单元八木天线。“0 英尺”间距代表了单独使用下的 3 单元 2 m 八木天线，并且附近没有其他天线。这给增益和 *F*/*R* 规定了参考期望值。

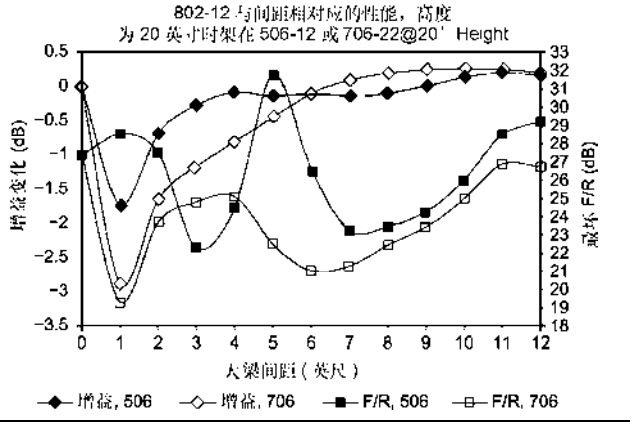


图18-11　8单元2 m波段八木天线的增益和最差情况*F*/*R*作为与两种6 m横梁之间距离的函数的曲线，其中一副在12英尺梁上而另外一副在22英尺梁上。间距超过约5英尺后，性能退化值很小。

如你可能想象的那样，最严重的退化发生在 1 英尺间距时，对 12 英尺和 22 英尺长的梁都是这样。在 5 单元 6 m 波段八木天线中，2 m 波段的增益并不会恢复到 8 单元 2 m 波段天线本身的参考水平直到间距大于 9 英尺。

然而，对 3 英尺或更大的间距来说增益在参考水平的 0.25 dB 之内。有趣的是，*F*/*R* 比 1 英尺、2 英尺和 5 英尺间距以及大于 11 英尺间距的 2 m 波段天线本身的 *F*/*R* 还高。在 12 英尺 5 单元 6 m 波段八木天线面前，2 m 波段天线的 *F*/*R* 在间距超过 1 英尺时仍然高于 20 dB。

总体来说，架在 5 单元 6 m 波段八木天线上并且间距为 3 英尺或更多的 2 m 波段天线波束表现得非常好。换句话说，2 m 波段天线的性能在梁间距大于 3 英尺时只有轻微的退化。以前经典规则要求梁间最小间距必须大于更高频率八木天线梁长的一半，（在这个例子中即为 6 英尺），而三英尺的间距比这个要求值要小。

对七单元 6 m 波段八木天线来说，2 m 波段天线的增益在间距超过 7 英尺时恢复到参考水平，但对图 18-11 所示的所有间距，*F*/*R* 都降低到低于参考水平。如果我们用一个少于 0.25 dB 增益降低标准和 20 dB 的 *F*/*R* 水平作为最小可接受水平，那么架在更大的 6 m 波段八木天线上的间距必须大于或者等于 5 英尺。再一次地，这又比梁间最小间距必须大于更高频率八木天线的梁长的一半的基本原则所要求的要小。

现在，让我们尝试一个更小的 2 m 波段和 6 m 波段八木天线以圣诞树形状垂直地堆叠起来的结构，来看看梁间间距的基本原则是否仍然有效。图 18-12 展示了 4 英尺梁长的 5 单元 2 m 波段八木天线堆叠在 6 英尺梁长的 3 单元 6 m 波段八木天线上时梁间间距与相对应的天线性能曲线。再一次地，比起 2 m 波段八木天线本身单独使用时的参考增益，1 英尺间距导致了高达 1.3 dB 的实际增益降低。超过 3 英尺梁间间距的 2 m 波段的增益比 2 m 波段八木天线本身的参考水平值下降了不到 0.25 dB，并且 *F*/*R* 仍然高于约 20 dB。在这个例子中，梁间最小间距大于更高频率八木天线梁长一半（4 英尺的一半）的简单的基本原则并不适用。然而，我们在更大的 2 m 波段八木天线中所找到的 3 英尺时的相同最小间距仍然符合上述原则。在更高频率上的梁之间，3 英尺间距差不多是 0.5 *l*。

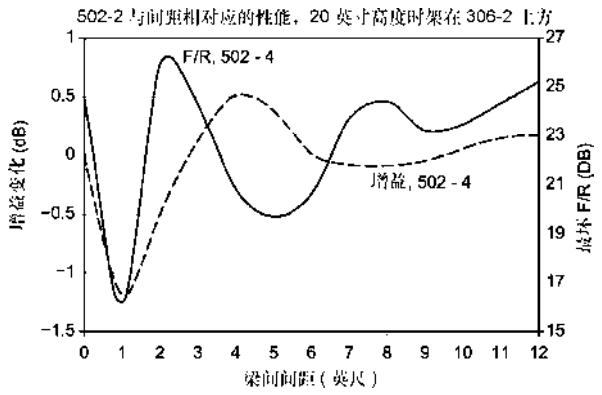


图18-12　4英尺梁上的5单元2 m波段八木天线的增益和最差情形*F*/*R*作为与架在6英尺梁上的3单元6 m波段定向天线之间的距离的函数的曲线。超过3英尺的间距后性能退化程度极小。

在圣诞树上添加一副 70 cm 八木天线

现在我们满怀雄心地准备建造一副更大的 VHF/UHF 圣诞树结构，并在顶部装一副 9 英尺梁上的 14 单元 70 cm 波段八木天线，且将其安装在 12 英尺梁上的 8 单元 2 m 波段八木天线上方。在堆叠结构的底部（塔的顶部）要么是一副 12 英尺梁上的 5 单元 6 m 波段定向天线，要么是 22 英尺梁上的 7 单元 6 m 波段定向天线。如图 18-8（C）所示。像以前那样，我们将改变 70 cm 波段八木天线和它下面的 2 m 波段八木天线之间的间距以评估相互干扰对使 70 cm 波段八木天线性能退化的影响。

图 18-13 针对两种不同的 6 m 八木天线（2 m 和 6 m 八木天线之间的距离固定为 5 英尺）比较了增益和 *F*/*R* 曲线的变化，两者以 70 cm 和 2 m 八木天线的梁间间距作为参变量。在这个例子中，70 cm 八木天线被设计为具有 50 Ω 固有馈电阻抗的系统，其中 *F*/*R* 已经在一定程度上有所折中。当 70 cm 八木天线单独使用时 *F*/*R* 仍然大于 20 dB。

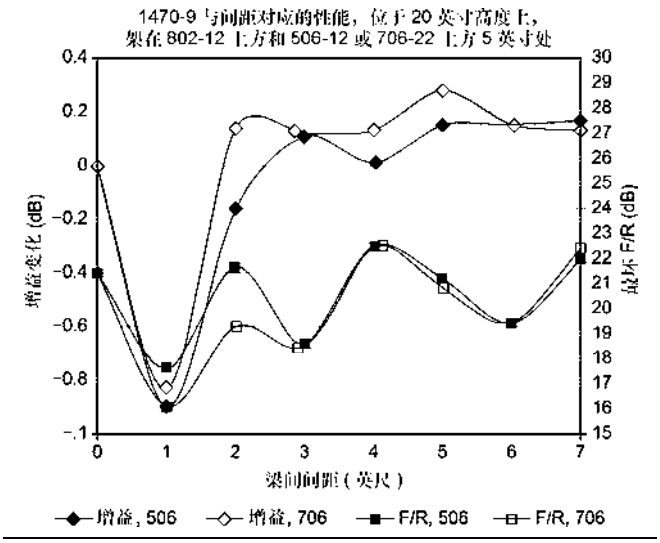


图18-13　9英尺梁上的14单元70 cm波段八木天线的性能，安装在12英尺梁上的8单元2 m波段八木天线上方的一个可变距离上，后者又安装到12英尺梁上的5单元6 m波段八木天线或22英尺梁上的7单元6 m波段八木天线上方5英尺处。间距超过4英尺后，70 cm波段天线的性能退化值最小。

对 70 cm 和 2 m 波段的天线，当梁间距大于 4 英尺时，70 cm 天线的增益等于甚至略微大于 70 cm 天线本身。增益的增加说明了 70 cm 天线的仰角方向图由于它下方其他八木天线的存在而变得略微扁平。对间距大于或等于 4 英尺的情况下，*F*/*R* 仍然保持高于 19.5 dB。这刚好低于我们所希望的较低的 20 dB 的限制，但实际操作中很难有人会注意到这 0.5 dB 的下降。梁间间距为 4 英尺，最小间距至少为更高频率八木天线的梁长的一半的基本原则

在此仍然有效，在这个例子中即为 9 英尺。

本讨论中很显然的是你应该对你打算制作的精确结构进行建模，以避免不必要的性能退化。

同频八木天线的堆叠

在第 11 章“HF 八木天线阵列”中已经详细地讨论过了这个话题。HF 中的相同的基本原理同样适用于 VHF 和 UHF 频段中。即增益随着梁间间距的增加而逐渐增加，然后超过一定间距后逐渐减小。

在 HF 中，第 11 章强调了在天线的仰角响应中你应该避免天线零点——以便你可以得到覆盖所有感兴趣区域所需要的角度。在 VHF/UHF 中，对于大多数传播模式，传播通常是在低仰角上，并且信号经常极其微弱。因此，获得最大增益是 VHF/UHF 堆叠天线最普遍的设计目标。其次重要的是波束方向图的纯净性，以区分出干扰和噪声源。

6 m 波段偶发的 E 有时可能在高仰角上出现，尤其是如果 E_S 层在头顶，或者接近于头顶。因为偶发 E 准确地说是零星的，尝试覆盖一个宽范围的仰角不是一个好的设计实践，就像你在 HF 中必须经常这样做以覆盖很大的地理区域。在 6 m 波段上，你可以在需要时更换到高仰角覆盖上。例如，你可以更换到一副安装在较低高度上的独立的八木天线，或者你可以反相地给堆叠天线提供馈电的方式。图 18-14 展示了两副 5 单元 6 m 八木天线的 HFTA（HF 地形估计）曲线，同相地或者反相地馈电以覆盖一个比单独的同相堆叠天线范围更宽的仰角。

图 18-15（A）展示了 4 副 2 m 波段堆叠天线增益的变化，它是以波长衡量的梁间间距的函数。3 单元八木天线安装在一根 2 英尺梁上（占据了那根梁的 0.28 *l*）。5 单元八木天线安装在 4 英尺梁上（梁的 0.51 *l*），同时 8 单元八木天线安装在 12 英尺梁上（梁的 1.72 *l*）。这组中最大的天线有 16 个单元，安装在 27 英尺梁上（梁的 4.0 *l*）。这个范围的梁长很好地覆盖了火腿们使用天线的实际范围。

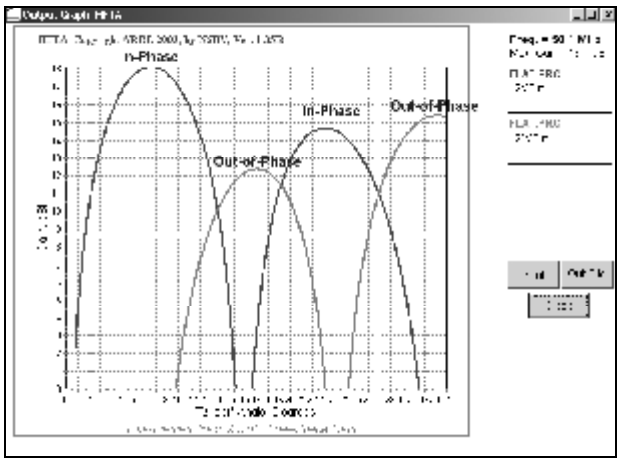


图18-14　安装在距平坦地面42英尺和30英尺处的两个5单元6 m八木天线，当它们同相和异相地馈电时仰角响应的HFTA对比曲线。通过改变相位（给其中一副天线增加一段 *l*/2的同轴电缆），当偶发E层几乎位于头顶时，可以控制仰角以增强性能。

两副梁间间距为 0.75 *l* 时的 3 单元八木天线的堆叠达到峰值时比单副八木天线多出 3.2 dB 的额外增益。更多地增加间距时可以发现增益变化逐渐减小。图 18-15（B）展示了 4 副堆叠时的最差情况 *F*/*R*，同样又是关于梁长的函数。单副 3 单元八木天线的 *F*/*R* 刚好超过 24 dB，但当堆叠中出现第 2 个 3 单元八木天线时，这对天线的 *F*/*R* 在 15～26 dB 振荡，在间距大于 1.7 *l* 时最终仍然能继续超过所希望的 20 dB 的水平，其中增益比可能的峰值增益下降了约 0.6 dB。在 146 MHz 频段，梁间距为 1.7 *l* 对应的是 11.5 英尺。因此在选择梁间距时，你必须在获得最大增益和最佳方向图之间进行权衡折中。

两副 5 单元八木天线堆叠中当间距约为 1 *l*（6.7 英尺）时，增益的增加值达到峰值，此时 *F*/*R* 非常好，高达 25 dB。在一根特定长度的梁上安装更多振子单元可以在添加第 2 副天线时使 *F*/*R* 能保持更加一致。

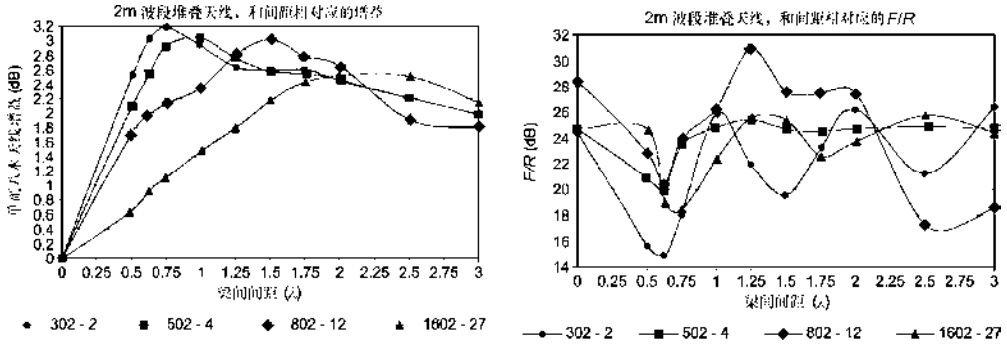


图18-15　两个不同的同相馈电2 m八木天线（4英尺梁上的5单元和12英尺梁上的8单元天线）的性能，它们都是关于梁间间距的函数。注意距离是用波长来度量的。

更大的 8 单元八木天线的堆叠形式，在间距约为 1.5 *l*（10.1 英尺）时增益会达到峰值，此时 *F*/*R* 将超过 27 dB。16 单元八木天线的增益增幅，在间距约为 2.25 *l*（15.2 英尺）时是 2.6 dB，此时 *F*/*R* 仍然接近 25 dB。对一副梁长 27 英尺的天线来说，堆叠距离为 15.2 英尺可能在物理尺寸上的确很难实现，这要求一个非常坚固的旋转杆以抵挡风的压力并且不会弯曲。

这些例子说明梁间间距是否精确并不非常关键，因为增益在峰值附近的变化相对缓慢。图 18-15（A）展示了在堆叠中使用更高增益（更长的梁）的独立天线时，从堆叠增加中获得峰值增益所需的梁间间距。它也展示了长梁天线中堆叠减少时所引起的最大增益的增加。图 18-15（B）展示了梁间间距超过约 1 *l* 后，对梁长约 0.5 *l*（在 146 MHz 时约为 4 英尺）的八木天线来说，*F*/*R* 方向图仍保持得很好。

图 18-15 中的曲线代表了典型的现代八木天线。你可以简单地实现这些设计并获得良好的效果。然而，我们建议你对你设计的任何特定的堆叠天线都进行建模，只是为了万无一失。因为梁间间距用波长来表示，只要你在其他波段上也使用适当规格的八木天线，你可以将 2 m 波段中的结论扩展到其他波段上去。

你甚至可以调整堆叠天线中所使用的八木天线的单元尺寸和间距来优化特定堆叠距离下的后向方向图。这种方法在 VHF/UHF 中很有用，此时堆叠天线配置成能得到最佳增益（以及方向图），并且用永久连结在一起的固定长度的馈线“硬线化”。

这与 HF（甚至在 6 m 波段上）中的情况相反。HF 操作者通常想要灵活地从堆叠天线中选择独立的八木天线（或者八木天线的组合），利用电离层传播条件来匹配阵列的发射角。参见第 11 章“高频八木天线阵列”。可变通的高频堆叠天线的设计人员通常不用尝试重新改变八木天线的单元长度和间距以优化一副特定的堆叠天线。

异频八木天线的堆叠组合

在铁塔上的投入通常都很可观，只要天线之间的相互干扰维持在一个合理的水平上大多数的业余无线电爱好者都想在塔上安装尽可能多的天线。真正热爱微弱信号 VHF/UHF 通信的爱好者可能想要“堆叠的堆叠天线”——几套可以覆盖不同波段的堆叠天线的组合。例如，VHF 竞赛者可能想要把一套两副 8 单元 2 m 波段堆叠式八木天线和一套两副 5 单元 6 m 波段堆叠式八木天线安装在同一根旋转杆上。我们假设 8 单元 2 m 波段八木天线的梁长为 12 英尺（1.78 *l*）。同时假设 5 单元 6 m 八木天线的梁长为 12 英尺（0.61 *l*）。

通过图 18-15 我们知道，为得到峰值增益和好的方向图时，8 单元 2 m 波段天线梁间的堆叠距离为 1.5 *l*，即 10 英尺，但梁间间距为 0.75 *l* 时便可以得到足够的性能，在 2 m 波段上这对应 5 英尺。

两副 5 单元 6 m 波段天线梁间的间距为 1 *l* 时可以得到峰值增益，但折中后 0.625 *l*（12 英尺）仍然产生一个比单副八木天线多出 2 dB 的可接受的增益增幅。因此，伸出塔顶部的旋转杆的总体长度由 12 英尺上 6 m 波段对应的 0.625 *l* 堆叠距离来设定。我们将在旋转杆底部和顶部的 6 m 波段八木天线之间安装 2 m 波段八木天线堆叠。在杆上只有 12 英尺可用的情况下，在 6 m 波段八木天线之间对称放置的两副 2 m 波段八木天线的间距，只需要在 2 m 波段天线梁之间 4 英尺的距离。这比最佳的距离还要短。

这个“堆叠中的堆叠”中的 2 m 波段堆叠天线性能受近距离间距的影响，但相互干扰并不是非常糟糕。堆叠增益比单副 8 单元 2 m 波段八木天线多出 1.62 dB，并且 *F*/*R* 在 2 m 波段上仍然高于 20 dB。

在 6 m 波段上，相距 12 英尺的两副 5 单元 6 m 波段八木天线的堆叠增益比单副八木天线的增益多 2.2 dB，同时 *F*/*R* 方向图在 6 m 波段上的微弱信号部份仍然为 20 dB。像第 11 章“高频八木天线阵列”描述的那样，堆叠的优点不仅仅是增益的增加，并且 6 m 波段的传播的确需要覆盖一大片的仰角范围，因为通信中包含了大量电离层传输模式。

把旋转杆伸出塔顶部的长度增加到 18 英尺后将提高性能，尤其是在 2 m 波段上。6 m 波段上的堆叠增益将增加到 2.3 dB 同时 *F*/*R* 降低到 18.5 dB，两者都同时发生了适度地变化。18 英尺杆允许 2 m 波段八木天线相互间距达到 6 英尺，并且离顶部和底部的 6 m 波段天线距离均为 6 英尺。在 2 m 波段微弱信号部分中，堆叠增益变成 2.14 dB，同时 *F*/*R* 接近 27 dB。

在 6 m 波段八木天线的堆叠之间再堆叠两个 2 m 波段八木天线会大大增加机械复杂性，那么是否值得花费成本以及这样的复杂性去得到适度的堆叠增益值呢？这将留给操作者自己去选择。当然，一根 20 英尺长的（伸出塔的长度为 18 英尺，在塔内为 2 英尺）旋转杆的成本很高且重量不轻，并且你还得保证它足够结实，以便能在大风中支撑住天线而不弯曲，对于以上这些因素估计即使是最热情的 6 m 波段微弱信号通信爱好者都会有些犹豫不决了。

18.1.8 VHF 方框天线

方框天线可以用便宜的材料来制作，然而它的性能可以与这个尺寸的其他阵列天线相媲美。对谐振和阻抗匹配的调整也可以容易地实现。方框天线可以水平地或者垂直地堆叠起来提供高增益，并且没有苛刻的频率限制响应。制作用于 VHF 的方框天线将在本章稍后讨论。

堆叠式方框天线

方框天线可以并列地放在一起，或一个叠放在另外一个上面，或者两种方法的组合，如同其他定向波束天线的通常方法一样。激励单元也可以安装在一个屏面反射器前面。推荐的相邻单元侧面之间的间距为$l/2$。调相和馈电方法与本章描述的其他天线使用的方法类似。

增加方框天线引向器

激励单元前面的无源单元工作方式与八木天线阵列中的那些类似。可以用封闭的环作为引向器，并使它们比激励单元短 5%。间距与传统八木天线的类似。在一个实验模型中，反射器间距为 0.25 l，引向器间距为 0.15 l。4 副 3 单元天线组成的方形阵列可以极出色地工作。

18.1.9 VHF 和 UHF 的框形八木天线

在更高的频率上，尤其是 420 MHz 或更高，使用振子激励单元的八木阵列可能难以馈电和匹配，除非采取特别的措施通过使用适当的单元间隔和调谐以保持馈点阻抗相对较高。前面描述的正方型方框天线在一定程度上克服了馈电的问题。然而当使用很多无源单元时，线环不如传统八木天线中直圆柱体那样可以方便地装配和调谐。框形八木天线，由 Wayne Overbeck（N6NB）设计和推广，是一副具有全波长线环激励单元和反射器以及八木天线型的直棒引向器的天线。制作细节和实例在本章稍后的方案中给出。

18.1.10 共线天线

本章前面给出的信息主要适用于无源阵列，但在 VHF/UHF 操作中也可以考虑共线阵列。这个阵列对制作偏差要求不高，从而在 VHF 应用中我们可以很容易地进行制作和调整。使用多个共线激励单元曾经在大型相控阵列中很流行，比如在月球反射（EME）通信中所要求的那些阵列，但是经计算机优化的八木天线的出现改变了这种状况。

大型共线阵列

4、6 和 8 单元的同相半波双向帘阵列如图 18-16 所示。通常会加上反射单元，一般在每个激励单元后面约 0.2 l 处，以得到更大的增益和单向的方向图。为了更清楚地予以说明，在图中省略了这种无源单元。

两个同相半波的馈点阻抗很高，典型值为 1 000 Ω或更高。当它们并联组合起来并且加上无源单元，馈点阻抗便足够低从而可以直接连接到明线或双平行线上，具体是连接在由黑点标识的位置上。在有同轴线和巴伦时，建议在馈点使用如图 18-4（A）所示的通用支节匹配。所有单元应该安装在它们的电中心位置，像图 18-16 所示的开路环显示的那样。框架可以是金属的或者绝缘材料。金属支撑结构完全在反射单元面的后面。金属板夹可以从废铝料上切出来以便用于这种装配中。这种类型的共线单元应该安装在其中心处（这里 RF 电压为零），而不是两端，那里电压很高并且绝缘损耗和失谐可能比较严重。

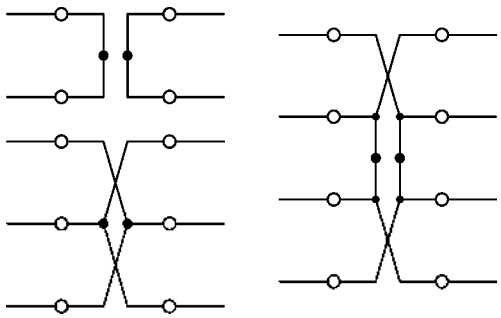


图18-16　8、12和16单元的共线阵的阵元安排。单元长度$l/2$，间距$l/2$。为清楚起见，在此省略的无源反射器长度比激励单元长5%，位于激励单元0.2l处。馈点用黑点标出。空芯圆圈表示所推荐的支撑点。这些单元可安装在木制的或金属的梁上，如果支撑点在它们的中点的话可以不用绝缘。在单元端点（高射频电压点）安装绝缘子会使系统失谐和不平衡。

32、48、64 甚至 128 单元的共线阵列可以提供出色的性能。任何共线阵列应该在系统中心馈电，以保证均匀的电流分布。这在大型阵列中非常重要，其中六个或八个激励单元组成的系列可以被看作是“子阵列”，并且通过平衡导线来馈电。平衡导线部分为谐振长度，通常是明线。图 18-17 中的 432 MHz 的 48 单元共线阵列说明了这个原理。

可以用反射平面来代替无源反射器，它可以是金属板、导线网甚至是由金属管或导线近距离排列成的单元。为了让它起作用，面反射器必须在所有边都进行扩展，并且至少扩展出激励单元占据区域的$l/4$。面反射器提供高 F/B 比、纯净的方向图和比无源单元稍大的增益，但庞大的物理尺寸限制了它只能在高于 420 MHz 波段上使用。一种有趣的节约空间的方法是使用带两个安装在相反侧的不同波段的单元的单个面反射器。反射器与激励单元的间距不重要，一般约为 0.2 l。

18.1.11 角反射器

当使用单个激励单元时，反射器屏可以弯成一个角度，以此改善辐射方向图和增益。在 222 MHz 和 420 MHz 上它拥有很实用的尺寸，而在 902 MHz 和更高的频率上，实际的反射器可以接近理想的尺寸（以波长衡量时很大），这导致了更多的增益和更尖锐的方向图。角反射器可以用于 144 MHz 中，虽然经常比最佳尺寸小得多。对于一个给定的孔径，角反射器增益不如抛物面反射器，但它制作容易、带宽较宽并且提供 9～14 dBi 的增益，具体取决于角度和尺寸。这个部分由 Paul M.Wilson（W4HHK）编写。

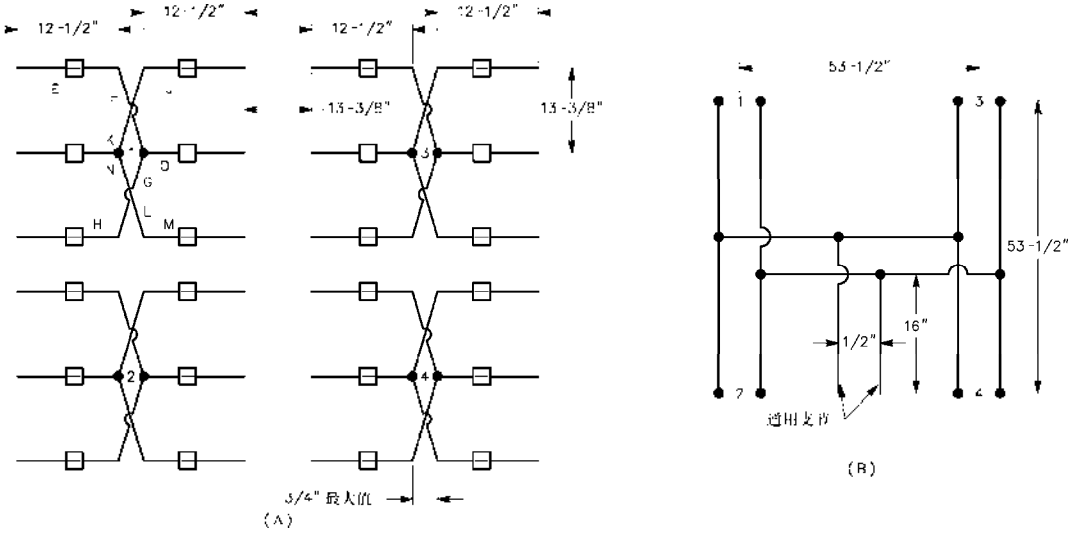


图18-17　大型共线阵列应该以每个不多于8个激励单元的系列形式进行馈电，并通过定相线相互连接。432 MHz上（见图18-17（A））的48单元阵列被看作是4个12单元的共线阵列。为得到纯净的方向图，忽略掉反射单元。定相导线如图18-17（B）所示。正方形代表绝缘子。

弯角可以是 90°、60°或 45°，但侧面长度必须随着弯角的减小而增加。对 90°的角来说，激励单元间距可以是 0.25 *l*～0.75 *l* 中的任何值，对 60°来说是 0.3 *l*～0.75 *l*，对 45°来说是 0.5 *l*～0.8 *l*。在每种情况中增益在所给的间距范围内的变化大约为 1.5 dB。因为间距对增益不是很重要，所以它可以根据阻抗匹配的需要进行改变。较近的间距产生较低的馈电点阻抗，但可以使用折合振子天线辐射器把它提高到一个更方便的阻抗值。

辐射电阻关于间距的函数曲线如图 18-18 所示。以最小间距得到最大增益是主要的模式（这是 144 MHz、222 MHz 和 432 MHz 上通常使用的方法以保持合适的侧面长度）。例如在 90°角时，应该有最小的侧面长度（*S*，图 18-19），并且等于振子天线间距的两倍，或者说对于 0.5 *l* 间距时是 1 *l* 长。理想的情况是侧面长度大于 2 *l*。60°或 90°角下并且侧面长度为 1 *l* 的角反射器的增益约为 10 dB。60°角下并且侧面长度为 2 *l* 的角反射器增益约为 13 dBi，45°角并且侧面长度为 3 *l* 的角反射器的增益约为 14 dBi。

反射器长度（*L*，图 18-19）最小应该是 0.6 *l*。比这个间距短时会使侧面和尾部的辐射增加，同时降低增益。

为了得到最好结果，反射器棒间的间距（*G*，图 18-19）最好不要超过 0.06 *l*。0.06 *l* 的间距会产生一个约为 6%前瓣的后瓣（降低 12 dB）。为了在较高频率上获得最高的效率和 *F*/*B* 比，并且为了简化制作，小型网筛或者实芯金属板是首选。例如在 1 296 MHz 上间距为 0.06 *l* 时要求在侧面每隔 *l*/2 处就安装反射棒。棒或者脊还可以用来减小风阻力。用于安装反射棒的支撑物可以是绝缘或者导电材料。棒或者网状编织物应该平行于辐射器。

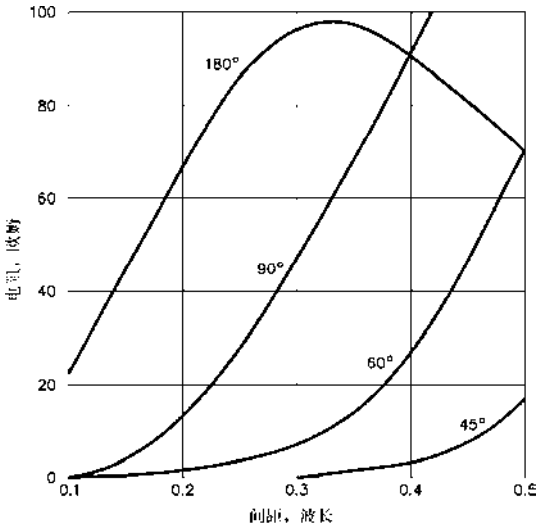


图18-18　弯角为180°（平金属板），90°、60°和45°下的角反射器阵列上激励单元的辐射电阻，它是关于间距*D*的函数，如图8-19所示。

一种制作角反射器的推荐方案如图 18-19 所示。框架可以由木头或者金属制成，在拐角处有一个铰链以便在便携工作中使用或是将其安装到铁塔顶部。带铰链的拐角在试验中的不同角度时也很有用。表18-2给出了144 MHz到2 300 MHz上的角反射器阵列的主要尺寸。144 MHz、222 MHz 和 420 MHz 上的阵列的侧面长度为激励单元间距的 2 倍或者 4 倍。915 MHz 上的角反射器的侧面长度为单元间距的 3 倍。1 296 MHz 角反射器的侧面长度是间距的 4 倍，2 304 MHz 上的角反射器的侧面长度是间距的 6 倍。反射器长度是波长的 2 倍、3 倍和 4 倍分别用在 915 MHz、1 296 MHz 和 2 304 MHz 上。4 *l*×6 *l* 反射器近似可以看作无穷大的金属板。

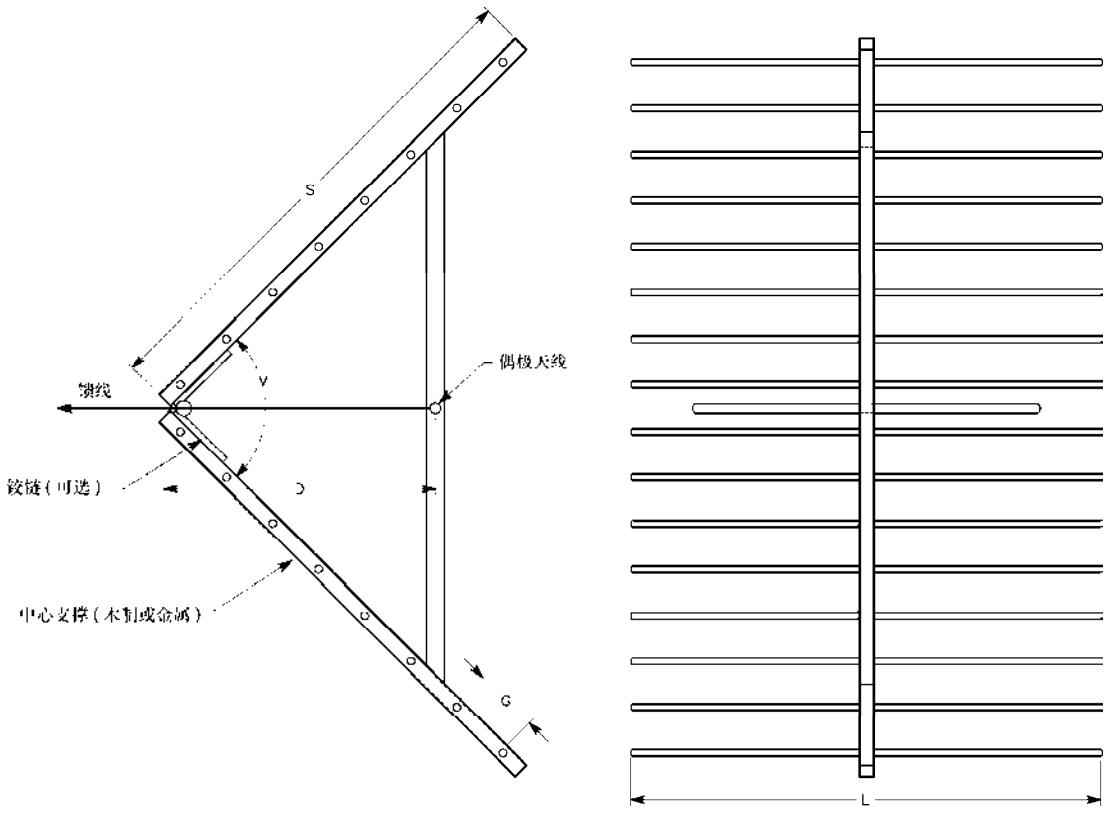


图18-19　角反射器阵列的制作图。框架可以是木制或金属的，反射单元是硬线或者管材。表18-2中给出几个波段上的尺寸。反射单元间距*G*应该使用在此频段中最大的值，可以选择更近的间距。铰链可以折叠，以进行便携应用。

表 18-2　　VHF 和 UHF 上的角反射器阵列的尺寸

	侧面长度	偶极天线到顶点距离	反射器长度	反射器间距	拐角	侧面长度	
频率 MHz	*S*/英寸	*D*/英寸	*L*/英寸	*D*/英寸	*V*/°	Ω	
144*	65	27½	48	7	90	70	注意： 915MHz 波长为 12.9 英寸 侧面长度 *S* 为 3×*D*，*D* 是偶极天线到顶点的距离 反射器长度 *L* 为 2.0 *l* 反射器间距 *G* 为 0.05 *l*
144	80	40	48	4	90	150	
222*	42	18	30	5	90	70	
222	52	25	30	3	90	150	
222	100	25	30	Screen	60	70	
420	27	8½	16¼	2	90	70	
420	54	13½	16¼	Screen	60	70	1296MHz 波长为 9.11 英寸 侧面长度 *S* 为 4×*D*，*D* 是偶极天线到顶点的距离 反射器长度 *L* 为 3.0 *l* 反射器间距 *G* 为 0.05 *l*
915	20	6½	25¾	0.65	90	70	
915	51	16¼	25¾	Screen	60	65	
915	78	25¼	25¾	Screen	45	70	
1 296	18	4½	27½	1/2	90	70	
1 296	48	11¾	27½	Screen	60	65	2304MHz 波长为 5.12 英寸 侧面长度 *S* 为 6×*D*，*D* 是偶极天线到顶点的距离 反射器长度 *L* 为 4.0 *l* 反射器间距 *G* 为 0.05 *l*
1 296	72	18½	27½	Screen	45	70	
2 304	15½	2½	20½	1/4	90	70	
2 304	40	6¾	20½	Screen	60	65	
2 304	61	10¼	20½	Screen	45	70	

*反射器的侧面长度在某些条件下低于最优值——可使增益略微减小

一个角反射器可以用在几个波段上，或者用于 UHF 电视接收，也可以用于业余 UHF 工作。为了能工作于多个频段上，侧面长度和反射器长度应该选在最低频率上的，而反射器间距则选择在最高频率上的。激励单元的类型在决定带宽时很重要，就像间距相对于角反射器而言那样。一个平滑的圆柱单元（*l*/直径比很小）或三角形偶极天线（蝶形领结）比薄的激励单元的带宽要更宽。激励单元和角反射器之间的间距越宽，带宽越宽。通过在足够大小的反射器上安装共线单元可以在任何角反射器中得到一个小的增益提升，但使用了两个或两个以上的单元那么偶极天线就不能采用简单的馈电方式了。

偶极天线辐射器通常和角反射器一起使用。这需要在同轴线和天线平衡馈点阻抗之间使用一个巴伦。在较低的 VHF 波段上巴伦可以很容易地由同轴线制成，但在较高频率上巴伦制作会变得很困难。这个问题可以通过使用地网角反射器来解决，它可以用于垂直极化中。一个只有单极激励单元的地网如图 18-20 所示。把角反射器和 *l*/4 辐射器安装在地网上，如果间距合适，则可以直接连接到同轴线上。有效孔径减小了，但在更高频率上可以使用第 2 种或第 3 种模式的辐射器间距和更大的反射器，以得到更大的增益并且补偿有效孔径的损失。可以用一副 J 形天线来维持孔径面积并且提供到同轴线的匹配。

对于垂直极化情况，背对背（有共同的反射面）建立起来的 4 个 90°角反射器可以用于水平面 360°的扫描，它们具有适中的增益值。可应用馈线切换的方法来选择所需要的扇区。

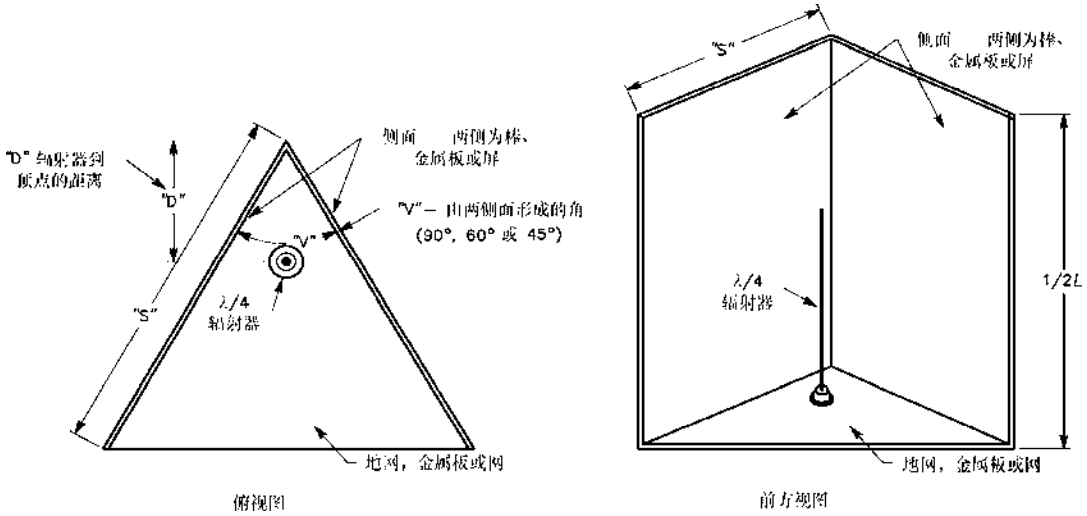
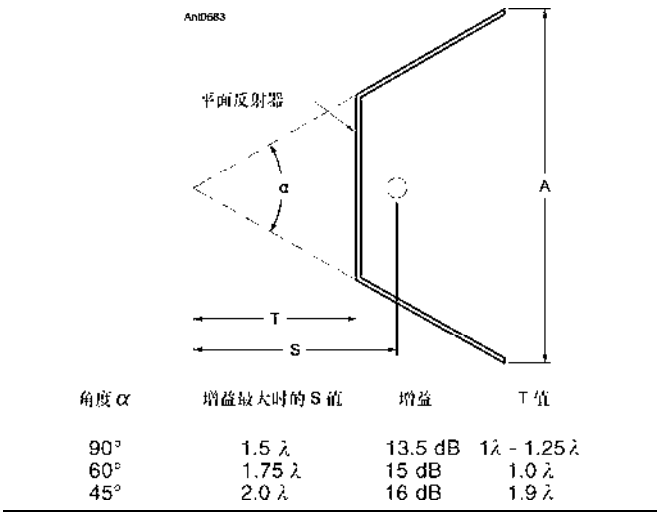


图18-20 垂直极化的地网角反射器天线，如FM通信或便携收音机。前方视图中的尺寸 *l*/2参考的是表18-2中的数据。

18.1.12 槽形反射器

为了减小大型角反射器的总体尺寸，可以切除顶角并用平面反射器来代替。这种方式被称作槽形反射器。如图 18-21 所示。从而性能与大型角反射器类似，只要图 18-21 中所示的 *S* 和 *T* 的尺寸不超过数据所规定的限制。这副天线提供与角反射器非常类似的性能，并且机械问题更少，因为平面中心部分可以相对容易地安装到杆上，侧面也相当短。

可以通过两个或更多的堆叠并使它们同相辐射的方法来提高角反射器和槽形反射器的增益，或者通过在更宽的反射器中增加共线偶极天线（同相馈电）。不要使用多于 2 个或 3 个辐射单元，因为这样将失去简单的馈电线排列方式这个最大的优点。



角度 α	增益最大时的 S 值	增益	T 值
90°	1.5 λ	13.5 dB	1λ - 1.25λ
60°	1.75 λ	15 dB	1.0 λ
45°	2.0 λ	16 dB	1.9 λ

图18-21 槽形反射器。这是对角反射器一个有用的修改形式。顶角被切除并由一个简单的平面部分来代替。列表中的数据显示了比表18-2所给的更大的*S* 值可以得到的增益，假设反射器的大小足够的话。

18.1.13 微波段喇叭天线

喇叭天线主要是在把能量耦合进和耦合出波导的章节中介绍的。在业余应用中，在 902 MHz 波段中的实用尺寸的喇叭天线开始展示可用的增益。

不需要使用波导给喇叭天线馈电。如果只制作了角锥喇叭天线的两侧，天线可以用双导体传输线在顶点处馈电。这个方案中的阻抗为 300～400 Ω。一个 18 英寸的双侧角锥喇叭天线如图 18-22 所示。理论上讲这个天线在 1 296 MHz 的增益为 15 dBi，虽然图 18-23 所示的馈电系统可能略微降低这个值。在 l/4 上，由两根对等长度的平行馈线做成的 150 Ω 匹配段连接到由 RG-58 电缆和黄铜管制成的平衡转接巴伦上。匹配系统进行严格装配以显示在 50 Ω 系统中所用的双侧喇叭天线。在实际安装中，喇叭天线由明线进行馈电，并且在电台设施达到 50 Ω 匹配。

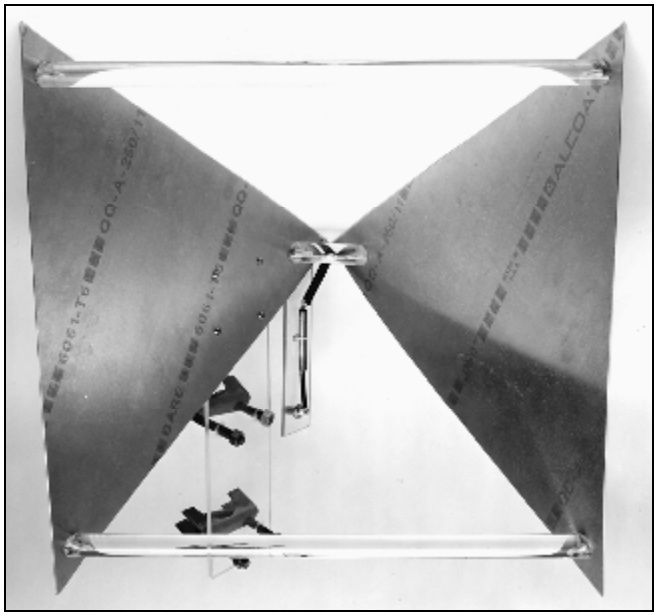


图18-22　在ARRL实验室中制作的一副实验用双侧角锥天线。一对消声器夹可以将天线安装到天线杆上。这个模型的侧面为铝板，也可以用纱窗。可以用铝箔覆盖的纸板制作暂时的单元，水平横支杆为树脂玻璃棒。方向如图所示，天线辐射水平极化波。

18.1.14 抛物形天线

当天线位于抛物面反射器（碟）的焦点时，可以获得相当大的增益。此外，如果假定从激励单元出来的所有能量都指向反射器的话，辐射能量的波束宽度将会非常窄。这个部分由 Paul M.Wilson（W4HHK）编写。

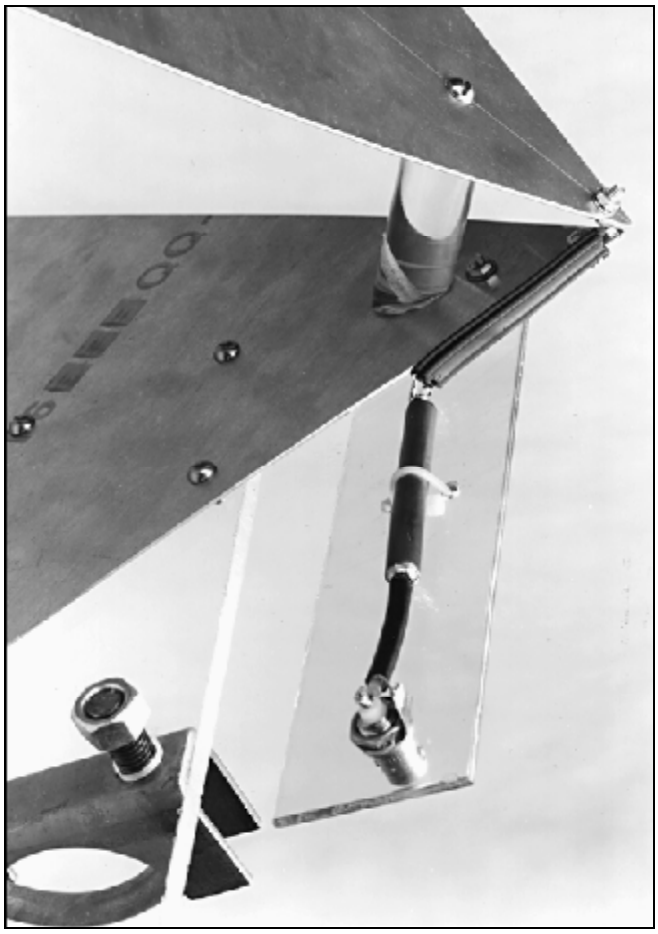


图18-23　用于测试喇叭天线的匹配系统。使用明线可以获得更好的性能，见文中所述。

增益是有关抛物形反射器直径、表面精度和馈源对反射器适当的照射度的函数。增益可以由式（18-1）获得

$$G = 10\log k(\frac{\pi D}{l})^2 \qquad (18\text{-}1)$$

其中

G = 各向同性天线的增益，dBi（偶极天线的增益减去 2.15 dB）

k = 效率因子，通常约为 55%

D = 抛物反射面直径，单位为英尺

l = 波长，单位为英尺

420 MHz～10 GHz 波段以及直径为 2～30 英尺下的抛物面天线的增益参见表 18-3。

波束宽度的近似估计值可以由式（18-2）得到

$$y = \frac{70l}{D} \qquad (18\text{-}2)$$

其中

ψ = 在半功率点（下降 3 dB）上的波束宽度，单位为角度

表 18-3　　增益，抛物面天线

频　率	反射面直径（英尺）						
	2	4	6	10	15	20	30
420 MHz	6.0	12.0	15.5	20.0	23.5	26.0	29.5
902 MHz	12.5	18.5	22.0	26.5	30.0	32.0	36.0
1 215 MHz	15.0	21.0	24.5	29.0	32.5	35.0	38.5
2 300 MHz	20.5	26.5	30.0	34.5	38.0	40.5	44.0
3 300 MHz	24.0	30.0	33.5	37.5	41.0	43.5	47.5
5 650 MHz	28.5	34.5	38.0	42.5	46.0	48.5	52.0
10 GHz	33.5	39.5	43.0	47.5	51.0	53.5	57.0

注：等方向天线上的增益（减去 2.1 dB 后为偶极天线的增益），假设反射器效率为 55%。

D = 抛物反射碟面直径，单位为英尺

l = 波长，单位为英尺

在 420 MHz 或者更高的频率上，抛物面天线变成实用的天线。一个简单的单个馈点使得系统不需要定相线和巴伦。增益取决于良好的表面精度，随着频率的增加这会更难做到。在业余工作中表面误差不应超过 $l/8$。在 430 MHz 时 $l/8$ 为 3.4 英寸，但在 10 GHz 上它只有 0.1 476 英寸!可以使用网状结构作为反射器来减少重量和风阻力，但网眼应该小于 $l/12$。在 430 MHz 上使用孔径为 2 英寸的家禽网（鸡笼线）还是可以接受的。在高到 10 GHz 时精密铝纱网仍可以正常工作。

可以通过下式作一条曲线（如图 18-24 所示）制作一个支撑物来提供合适的抛物面：$Y^2 = 4SX$，如图所示。

当反射器边缘的功率比中心处低 10 dB 时能得到最佳照射度。一个圆波导馈电系统如果具有与频率对应的正确直径和长度以及与反射碟面焦距直径（f/D）比对应的正确的波束宽度，那么它可以在 902 MHz 和更高频率上提供最佳照射度。然而这在 432 MHz 上并不适用，此时经常使用的是一副偶极天线和平面反射器。为得到最大增益和简单的馈电方式，0.4～0.6 的 f/D 是最理想的。

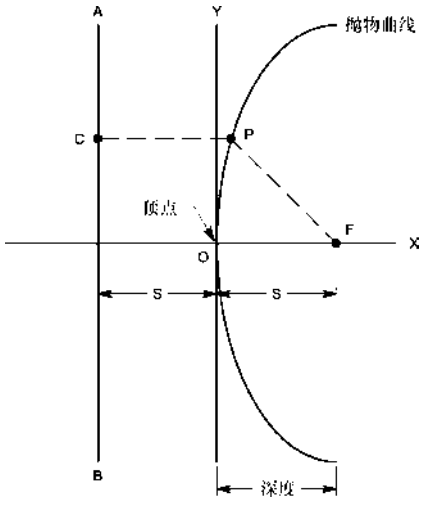


图18-24　抛物线 $Y^2=4SX$ 的详细情况。这条曲线是与一固定点即焦点（F）距离相等的点的轨迹，同时有一条被称作准线的固定线（AB）。因此，FP=PC。焦点（F）位于坐标（S，0）处。

抛物反射碟面焦距长度可以由式（18-3）得出

$$f = \frac{D^2}{16d} \qquad (18\text{-}3)$$

其中

f = 焦距

D = 直径

d = 反射碟面口径平面到顶点的深度（如图 18-17 所示）

焦距长度 f 的单位与测量深度和直径时使用的单位相同。表 18-4 给出了 f/D 比为 0.2～1.0 时焦点处的张角。例如一个 f/D 比为 0.4 的典型值的反射碟需要 10 dB 130°的波束宽度。一个直径约 0.7 l 的圆波导馈电提供接近最佳的照射度，但并不能同时在磁场（TM）和电场（TE）平面对反射器均匀照射。图 18-25 展示了绘制圆波导辐射方向图的数据，可以改变波导馈电孔径以改变波束宽度。

表 18-4　在抛物形反射器天线焦点处与 f/D 对应的张角

f/D	张角（度）	f/D	张角（度）
0.20	203	0.65	80
0.25	181	0.70	75
0.30	161	0.75	69
0.35	145	0.80	64
0.40	130	0.85	60
0.45	117	0.90	57
0.50	106	0.95	55
0.55	97	1.00	52
0.60	88		

来源于图“焦点处与 f/D 对应的张角”，1996 年《微波工程师手册和购买指南》，第 170 页。图表来源于 K.S.Kelleher,Aero Geo Astro Corp,Alexandria,Virginia。

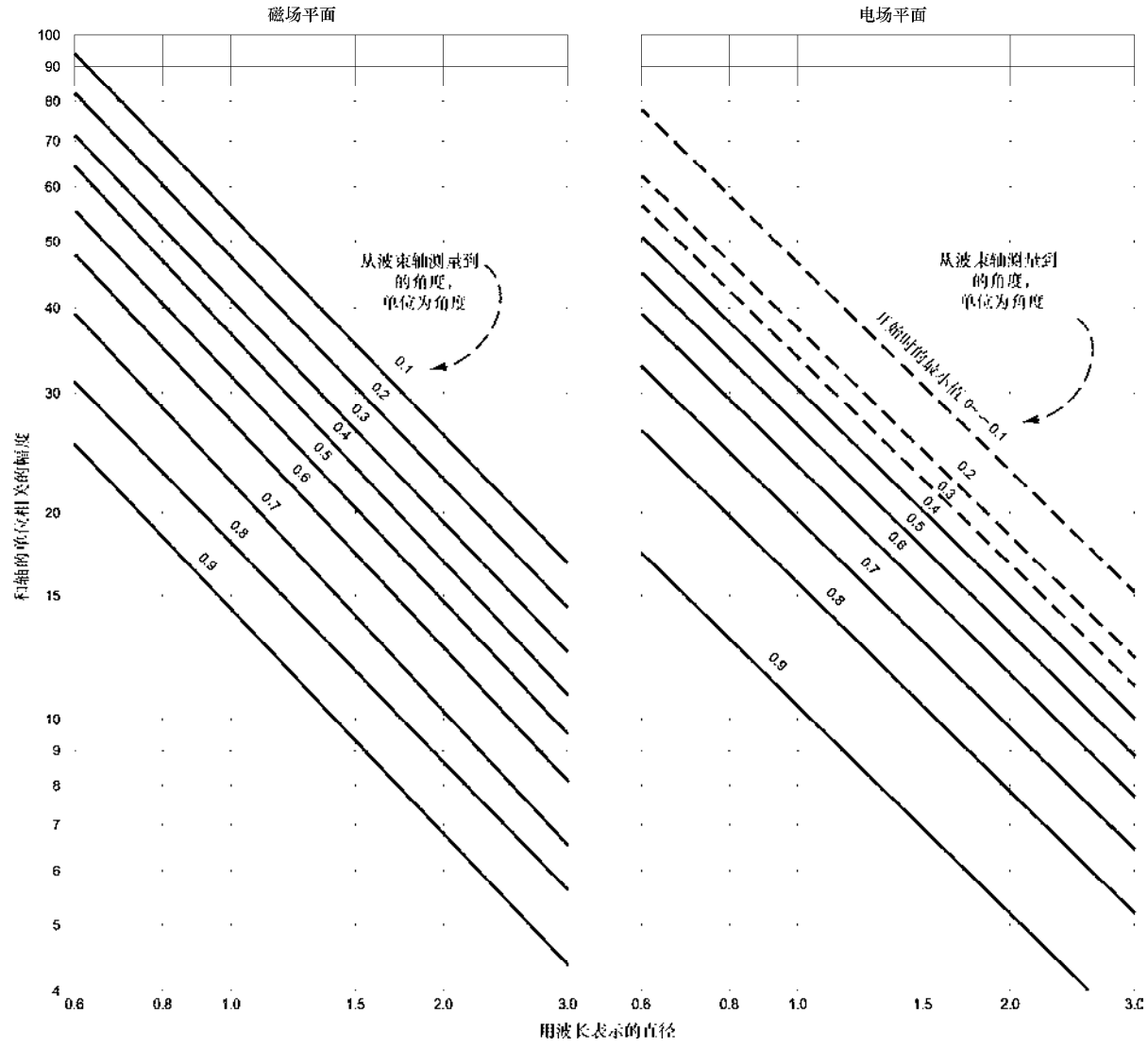


图18-25　这个图可以和表18-4一起使用，来选择合适直径的波导，以照射一个抛物面反射器。

一种被一些实验者成功使用的方法是在孔径后面很近的距离处使用一个圆盘，如图 18-26 所示。随着孔径和圆盘之间距离的变化，TM 平面方向图比未改变孔径时交替地更宽和更窄。直径约为 2 *l* 的圆盘看起来与一个大得多的圆盘同样有效。一些实验者曾注意到在这种改进过的馈电方式中，盘增益有 1～2 dB 的增加。

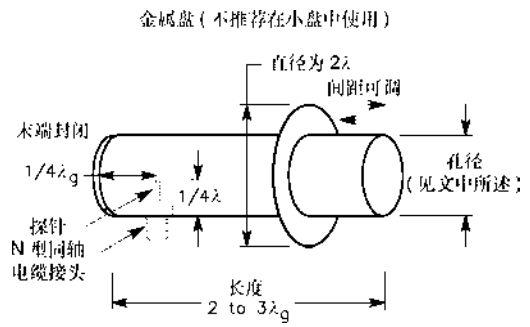


图18-26　圆波导馈电的详细情况。

圆波导馈电系统可以由铜、黄铜、铝甚至是咖啡罐或果汁罐做成，但后者必须在表面上漆以防止生锈或腐蚀。圆波导馈电系统必须针对所用频率保持合适的尺寸（直径）。馈电系统工作于圆波导的主模即 TE_{11} 模上。波导必须足够大以通过 TE_{11} 并且没有衰减，但要比能传播下一个更高的 TM_{01} 模的直径要小。为了在圆波导中支持所希望的 TE_{11} 模，截止频率 F_C 由式（18-4）给出

$$F_C(TE_{11}) = \frac{6\,917.26}{d(\text{英寸})} \qquad (18\text{-}4)$$

其中

F_C = TE_{11} 模的截止频率，单位为 MHz

d = 波导内直径

截止频率如下的圆波导将支持传输 TM_{01} 模

$$F_C(TM_{01}) = \frac{9\,034.85}{d(\text{英寸})} \qquad (18\text{-}5)$$

波导中的波长总是大于自由空间的波长并被称作波导波长（l_g）。它通过下式与截止频率和工作频率联系起来

$$l_g = \frac{11\,802.85}{\sqrt{f_0^2 - f_C^2}} \qquad (18\text{-}6)$$

其中

l_g = 波导波长，单位为英寸

f_0 = 工作频率，单位为 MHz

f_C = TE_{11} 波导截止频率，单位为 MHz

建议内径在 0.66～0.76 英寸范围内。频率下限（较长的尺寸）由与截止频率的接近度来指示。频率上限（较短的尺寸）由更高阶数的波来指示。表 18-5 给出了 902～10 000 MHz 业余波段上推荐的内直径尺寸。

表 18-5

频率（MHz）	圆波导内径范围（英寸）
915	8.52～9.84
1 296	6.02～6.94
2 304	3.39～3.91
3 400	2.29～2.65
5 800	1.34～1.55
10 250	0.76～0.88

激励波导且同时作为从同轴电缆到波导的过渡的探针长度为 $l/4$，并且距波导封闭端距离为 1/4 波导波长。馈电线的长度应该为 2～3 倍的波导波长。如果安装了第 2 个探针则后者为首选，其中第 2 个探针是为改变极化方式或者进行交叉极化作业，此时双工通信（同时收和发）是可能的，因为两个适当放置和取向的探针之间的隔离造成了双工通信的可能性。用于极化转换或进行交叉极化工作的第 2 个探针应该与封闭端间隔 3/4 波导波长，并且安装时与第一个探针方向成直角。

馈电孔径位于反射碟面的焦点上并且对准反射器的中心。馈电座应该可以在焦点任何一侧调整孔径并且应该对反射器呈现最小的阻碍。将焦点放在馈电孔径内约 1 英寸的地方，这是到反射面合适的距离。使用非金属支撑物可以将阻碍减为最小。PVC 管、玻璃纤维以及树脂玻璃是经常使用的材料。一个简单的测试，将材料放进微波炉中即可揭示它是否在高达 2 450 MHz 时能令人满意。PVC 管的测试结果令人满意并且在 2 300 MHz 上能很好地工作。例如，现有一个用于焦距为 18 英寸的 4 英尺反射碟面上、看上去很简洁的安装座，你可以通过在反射碟面中心使用 PVC 法兰来安装一根 4 英寸长的 PVC 管完成上述制作。在 2 304 MHz 上圆馈电系统的内径约为 4 英寸，能与 PVC 管很好地匹配。应该采取预防措施以防止雨水和小鸟进入馈电系统中。

当注入能量的时候，千万不要从波导的开口端往里看，同时也不要在发射信号的时候直接站在反射面的前方。在这些地方进行测试和调整时，应该在接收或者发射功率处于极低水平（小于 0.1 W）时进行。美国政府已经规定了 6 分钟时间周期内平均 10 mW/cm^2 的限度是最大安全值。其他权威人士认为应该使用更低的功率水平。过多的辐射暴露会造成对身体组织的破坏性热量增加。热效应对眼睛尤其有害。如果在 $2D^2/l$ 处的功率水平是 0.242 mW/cm^2，那么在抛物面天线场的近场可达到 10 mW/cm^2 的可接受安全水平。在远场边界处的能量密度的计算式如式（18-7）所示。

$$\text{能量密度} = \frac{137.8P}{D^2}\ \text{mW/cm}^2 \qquad (18\text{-}7)$$

其中

P＝平均能量，单位为千瓦

D＝天线直径，单位为英尺

l＝波长，单位为英尺

新制的商业反射碟面很昂贵，但经常可以以较低的成本买到二手货。一些业余爱好者制作他们自己的反射面，而其他人改造 UHF 电视反射碟面或者圆形金属雪橇以在业余波段上使用。图 18-27 展示了用刚才描述的自制馈电系统制作的反射碟面。图 18-28 和图 18-29 展示了由 ZL1BJQ 制作的高难度的反射碟面。制作这种天线的具体细节将在第 19 章中给出。Dick Knadle（K2RIW）在 1976 年 2 月的 QST 中描述了现代 UHF 天线的测试过程（见参考书目），也可以参见第 19 章。



图 18-27　文中和图 18-26 所描述的安装在一个 4 英尺反射碟面上的用咖啡罐制作的 2 304 MHz 馈电系统。

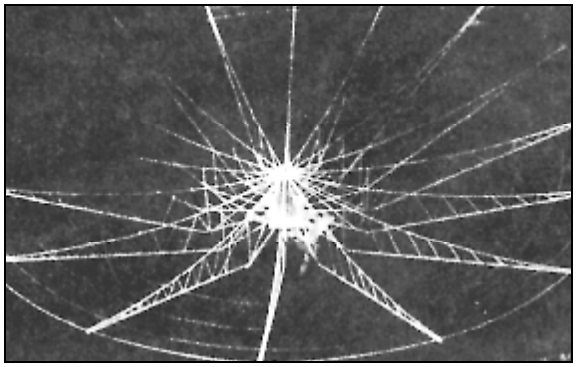


图18-28　由ZL1BJQ制作的23英尺反射碟面的铝框架结构。

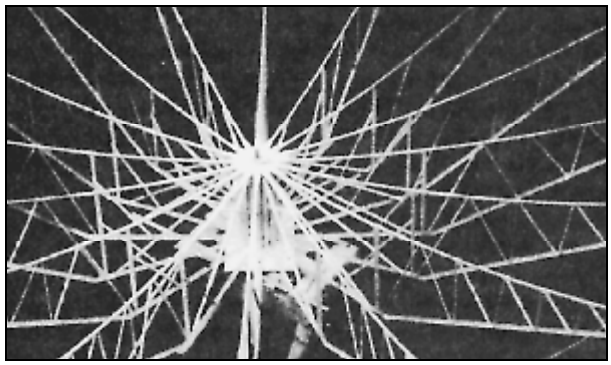


图18-29　ZL1BJQ反射面的中心装置的详图。大多数结构是由3/4英寸T形节制作而成。

18.1.15　VHF 和 UHF 全向天线

移动台的本地通联需要一副有宽覆盖范围能力的天线。大多数的移动工作是在 FM 频段上，这种模式所使用的极化方式通常是垂直极化。一些简单的垂直系统将在下文予以描述。更多的关于这种天线的材料在第 16 章“移动天线和水上天线”给出。

18.2　144 MHz、222 MHz 和 440 MHz 地平面天线

对居住在中继站主要覆盖区域的 FM 操作者来说，*l*/4 接地平面（GP）天线制作容易并且成本低廉，这使其成为一种理想的选择。3 种不同类型的制作方案如图 18-30～图 18-33 所示；制作方法取决于手头上的材料和所希望的天线安装类型。

图 18-30 所示的 144 MHz 天线使用了一块平坦的铝板，并用机械螺钉把辐板连接到它上面。把每根辐板都折成 45° 的弯折。这个弯折可以通过台钳完成。将一个 SO239 底盘连接器安装在铝板的中心，并让连接器的有纹部分朝下。天线垂直部分由直接焊到 SO239 连接器中心脚上的＃12 铜线做成。

222 MHz 的天线，如图 18-31 所示，在安装和弯折辐板的时候使用了稍微不同的技术。在这个例子中我们把铝板的角相对其余部分折成 45°。4 个辐板用螺丝钉、止动垫圈和螺母固定在铝板上。在这个天线中含有一个底座安扣环作为铝座的一部分。可以用压缩型的管夹把天线固定到杆上。像 144 MHz 天线那样，天线的垂直部分直接焊接到 SO239 连接器上。

一种如图 18-32 和图 18-33 所示的简单的制作方法仅需要一个 SO239 连接器和一些 4－40 号的五金零件。用每个辐脚内端弯成的小圆环来将辐脚直接固定到同轴连接器的安装孔上。在用 4－40 号五金零件将辐板固定到 SO239 连接器上之后，用大烙铁或丙烷焊具把辐脚和五金零件焊到同轴连接器上。辐脚折成 45° 角并且垂直部分被焊接到中心引脚上以完成天线制作。可以通过将馈线穿过内径为 3/4 英寸的塑料或者铝管杆来安装天线。可以用一个压缩管夹来固定 PL259 连接器，这个连接器在杆的末端绑到馈线上。144 MHz、222 MHz 和 440 MHz 波段天线的尺寸如图 18-32 所示。

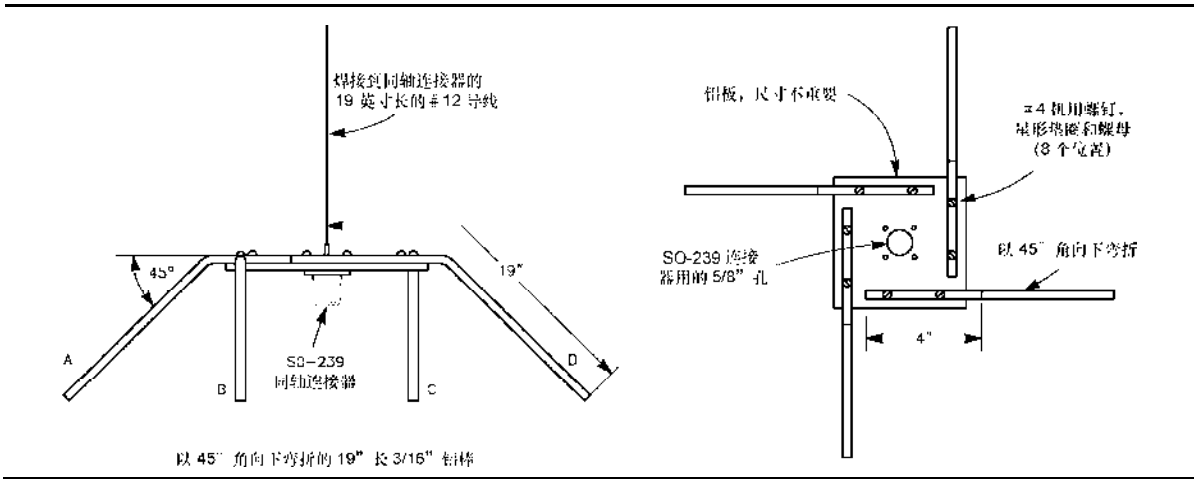


图18-30　这些图展示了144 MHz的地平面天线的尺寸。辐板以45° 角向下弯折。

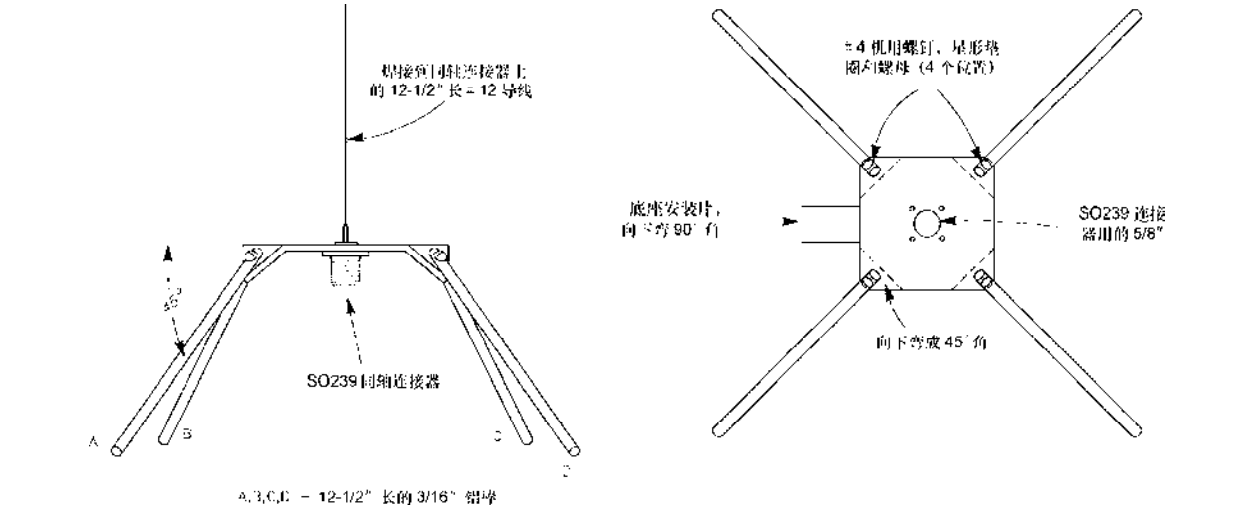


图18-31　222 MHz地平面天线的尺寸。A、B、C和D的长度是从SO239连接器的中心起测量到的全部长度。铝板的角被向下折成45°角，而不是像144 MHz天线中那样将铝棒折弯。任何一种方法都适用于这些天线。

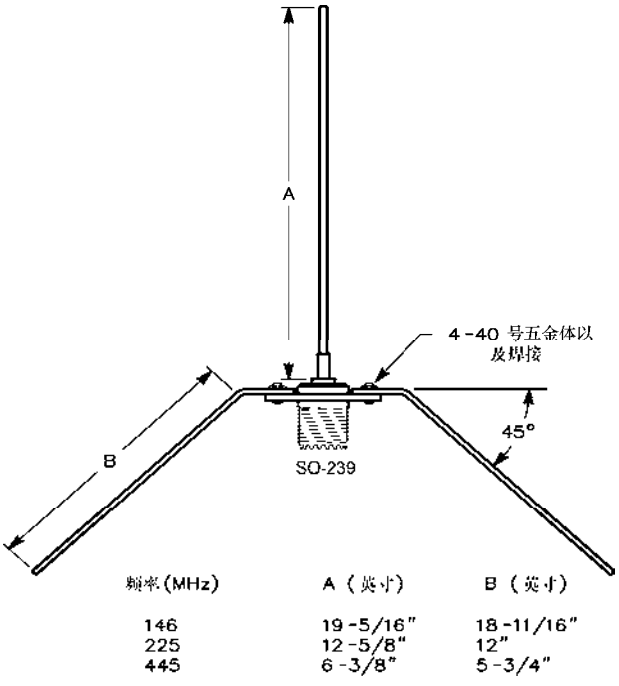


图18-32　144 MHz、222 MHz和440 MHz上的简单的地平面天线。垂直单元和辐脚为3/22或1/16英寸的黄铜焊条。虽然3/32英寸棒是144 MHz天线的首选，但也可以用＃10或＃12铜线。

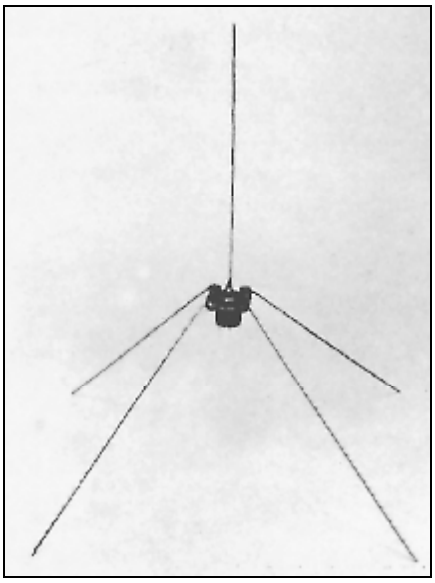


图18-33　使用SO239连接器、4－40号五金零件和1/16英寸黄铜焊条制作的一副440 MHz的地平面天线。

如果准备把这些天线安装在外面，最好在连接器中心引脚周围区域使用一点 RTV 密封剂或者类似的东西，以防止雨水进入连接器和同轴电缆中。

18.3　J 极子天线

J 极子是在底部进行末端馈电的半波天线。因为辐射器比 $l/4$ 的地平面天线的要长，垂直方向波瓣被水平地压缩，并且比起地平面结构它有大约 1.5 dB 的增益。从半波部分看去呈现出高阻抗，而将这高阻抗变换到 50 Ω 同轴阻抗的是一段支节匹配器，它在底部被短路，使得天线像字母“J”，并由此得名。

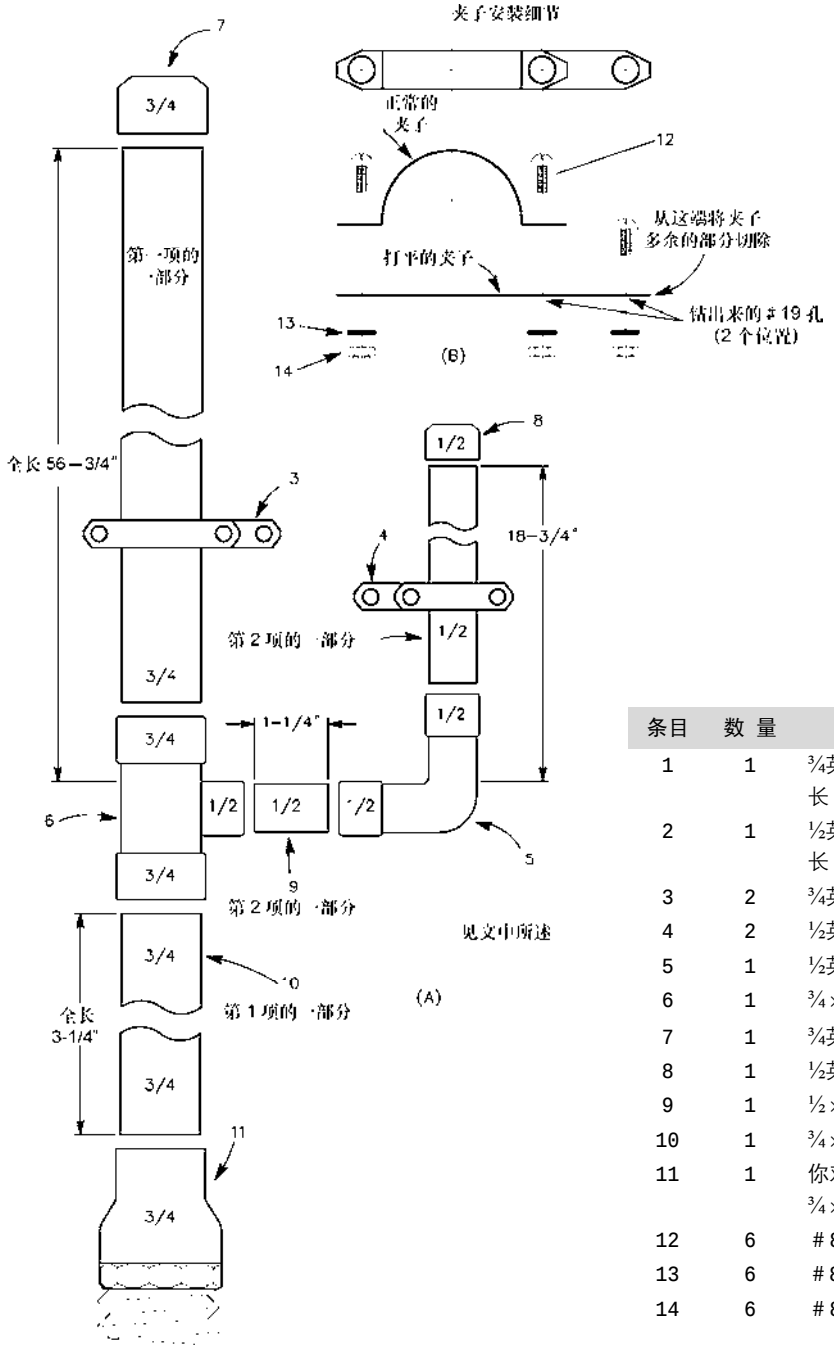
可以使用硬铜管、接头和各种五金件来制作一副真正耐用的 2 m 波段 J 极子天线。当使用铜管时，整个装置

可以焊接在一起，从而保证电学上的完整性，并使整个天线能够防雨。这部分材料来自《ARRL 天线纲要，卷 4》（The ARRL Antenna Compendium,Vol.4）中 Michael Hood（KD8JB）发表的一篇文章。

在这副天线中不需要使用特别的五金零件或机械部件，也不需要绝缘材料，因为天线总是直流地接地。最好的是，即使有些部件不是廉价出售，这副天线仍可以以低于 15 美元的成本制作出来。如果你只制作一副天线，你将拥有足够的剩余管材来制作第 2 副天线的大部分。

制作

在这副天线中专门使用铜和黄铜制品。这些金属可以很好地结合，因此避免了不同金属之间的腐蚀。两种金属都容易焊接。如图 18-34 所示。将铜管切割成图中所示的长度。第 9 项是从 20 英寸长的 1/2 英寸金属管上切下来的 1¼英寸短管。这留下了 18¾英寸给 1/4 匹配支节。第 10 项是从 60 英寸长的¾英寸金属管上切下来的 3¾英寸短管。3/4 波长单元应该是 56¾英寸长。切割后将毛边打磨掉，用沙纸、钢丝刷或砂布将啮合面打磨平整。



条目	数 量	部件或材料名
1	1	¾英寸×10 英尺长的硬铜管（足够两副天线用，每副长 60 英寸）
2	1	½英寸×10 英尺长的硬铜管（足够两副天线用，每副长 60 英寸）
3	2	¾英寸铜管夹
4	2	½英寸铜管夹
5	1	½英寸铜弯管
6	1	¾×½英寸铜 T 形管
7	1	¾英寸铜末端帽
8	1	½英寸铜末端帽
9	1	½×¾英寸铜短管（由第 2 项制作。见文中所述）
10	1	¾×3¾英寸铜短管（由第 1 项制作。见文中所述）
11	1	你对耦合到杆接头的方式的选择（KD8JB 使用的是¾×1 英寸 NPT）
12	6	#8－32×½英寸黄铜机用螺钉（圆头、平头或扎头）
13	6	#8 黄铜平垫圈
14	6	#8－32 黄铜六角螺母

图18-34　图18-34（A）为全铜J极子天线的拆散的装置图，图18-34（B）为夹子装置的详细信息，两个夹子装配相同。

打磨完成后，在啮合单元上涂一层薄的焊剂并组装金属管、弯管、T 形座、末端管和支节。用丙烷焊炬和松香芯焊锡把这些部件焊接到一起。用湿布擦掉多余的焊锡，注意不要烫伤自己。在你结束焊接之后铜管在很长时间内仍会保持很热。结束焊接后，将整个装置放到一边冷却。

将每个 1/2 英寸和 3/4 英寸管夹打平。在打平的管夹上钻一个洞，如图 18-34（A）所示。将夹子组装到一起，并用一个未改变过的夹子作为模子来将打平的管夹上多余的金属切除。除去这些夹子。

将 1/2 英寸夹子装到 $l/4$ 单元周围并用两组螺丝钉、垫圈和螺母固定它，如图 18-34（B）所示。同样地将 3/4 英寸夹子装到 $3l/4$ 单元周围。一开始时把夹子放到“J”状天线底部上方 4 英寸处它们各自对应的单元上。固定紧这些夹子，但仅用手能旋紧就行了，因为在调谐时你还需要拧开它们。

调谐

J 极子可以通过扼流巴伦（在直径约为 8 英寸的线模上的 3 圈馈电同轴电缆，并用电工胶带固定到一起）直接从 50 Ω 同轴电缆馈电。调谐前，垂直地安装天线，离地约 5～10 英尺。装在三角架上的短 TV 天线杆在这里很合用。调谐 VHF 天线时，注意它们对周围物体很敏感——比如你的身体。把馈线接到天线上的夹子上，并保证至少用手拧紧所有螺母和螺丝钉。无论你将同轴中心线接到哪个单元（$3l/4$ 单元或支节）都不重要。两种方法作者都曾试过，并未发现性能上的不同。通过每次等距离地小幅移动两个馈点夹子来调谐天线，直至在所希望的频率上得到最小的 SWR。SWR 将接近于 1:1。

最终装配

天线的最终装配将决定它的长期耐用性能。请小心地完成下面的步骤。调整夹子并得到最小的 SWR 之后，用铅笔标出夹子的位置，然后移去馈线和夹子。在夹子的内侧以及天线单元上安装夹子时所对应的表面处涂一层非常薄的焊剂。装上夹子并拧紧夹子上的螺丝钉。

将馈线夹子上与天线单元接触的部分焊接起来。现在，在螺丝钉头和螺母周围接触到夹子的地方上一层焊锡。不要让焊锡碰到螺纹！用非腐蚀性溶剂去除多余的焊剂。最终装配和拉直并安装天线到所希望的位置后，将馈线接上去并用剩余的垫圈和螺母固定好。用 RTV 密封这个联结点。否则一两年之后你又要去修理馈线了。

传播性能

多年以前，在为这个电台制作第一个 J 极子天线之前，作者优先使用了标准的 $l/4$ 地平面垂直天线。当他用 $l/4$ 天线顺利地通联到小镇周围的中继器时，单工通信还有许多地方值得去改进。J 极子天线工作性能和 Ringo Ranger 一样出色，并显著地比 $l/4$ 地平面垂直天线的效果好。

18.4　实用的 6 m 波段八木天线

当选择使用一副八木天线时，主梁长度通常是决定性的因素。表 18-6 展示了合适的主梁长度（6 英尺、12 英尺和 22 英尺）下的 3 副 6 m 波段八木天线。3 单元 6 英尺主梁的天线在自由空间的增益是 8.0 dBi；5 单元 12 英尺主梁的天线增益为 10.1 dBi；7 单元 22 英尺主梁的天线增益为 11.3 dBi。所有天线都显示了良好的前后比 F/R 值为 22 dB，并且在 50～51 MHz 上的 SWR 好于 1.7:1。

表中给出了天线的半单元长度和间距。单元可以按如图 18-35 所示的方式安装到主梁上。两个消声器夹将每块铝板固定在梁上，两个 U 形螺栓把每个单元绑到钻板上，这个板厚度为 0.25 英寸且面积为 4 英寸×4 英寸。不锈钢是最好的五金件，然而，也可以用镀锌五金件代替。汽车消声器夹在这里并不好用，因为它们并未镀过锌，一旦暴露在外面将很快生锈。请注意，表 18-6 所示的单元长度是单元全长的一半，可以参考第 20 章中的内容来了解可伸缩式的铝单元的具体实际细节信息。

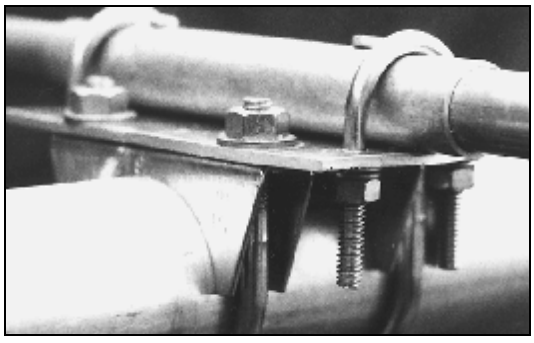


图18-35　天线单元安装到主梁的夹子上。U形螺栓把单元固定到板上，2英寸镀锌消声器夹把板固定到主梁上。

将激励单元安装到主梁上，可采用 Bakelite 或与其他安装板尺寸类似的 G-10 玻璃纤维板。把一根 12 英寸长的树脂玻璃棒插进激励单元半部中。树脂玻璃使得在单元每端可以使用单个夹子并且可以密封单元中心以达到防水功能。使用自攻螺钉作为到激励单元上的电连接。

表 18-6　　优化的 6 m 波段八木天线设计

	单元之间的间距（英寸）	部件 1 的外径长度（英寸）	部件 2 的外径长度（英寸）	中波段增益		单元之间的间距（英寸）	部件 1 的外径长度（英寸）	部件 2 的外径长度（英寸）	中波段增益
3.6-06					706-22				
OD		0.750	0.625		OD		0.75	0.625	
Refl.	0	36	23.500	7.9 dBi	Refl	0	36	25.000	11.3 dBi
D.E	24	36	16.000	27.2 dB	D.E	27	36	17.250	29.9 dB
Dir.1	66	36	15.500		Dir.1	16	36	18.500	
					Dir.2	51	36	15.375	
506-12					Dir.3	54	36	15.875	
OD		0.750	0.625		Dir.4	53	36	16.500	
Refl	0	36	24.000	10.1 dBi	Dir.5	58	36	12.500	
D.E	24	36	17.125	24.7 dB					
Dir.1	12	36	19.375						
Dir.2	44	36	18.250						
Dir.3	58	36	15.375						

参考图 18-36 所示的激励单元和发夹匹配的详细情况。使用铝制的支架来把 3 个 SO239 连接器安装到激励单元板上。一个 4:1 传输线巴伦连接着单元的两个臂，从而将发夹匹配的 200 Ω 电阻转换为连接器中心的 50 Ω。注意巴伦的电长度是 *l*/2，但由于所用的特殊同轴电缆的速率因子，其物理长度要更短一些。发夹匹配器直接连接在单元的两个臂之间。发夹匹配器的正中心是电中性的，并且应该固定到主梁上。这样做的优点是将激励单元放置到直流的接地电位上。

发夹匹配不要求太多调整。然而你可能需要略微地改变激励单元的长度以在你喜欢的波段上获得最好的匹配。改变激励单元的长度将不会给天线性能带来负面影响。不要调整其他单元的长度或间距——它们已经优化过了。如果你决定使用 Γ 匹配，将表中给的所有天线的激励单元长度的每侧再增加 3 英寸。

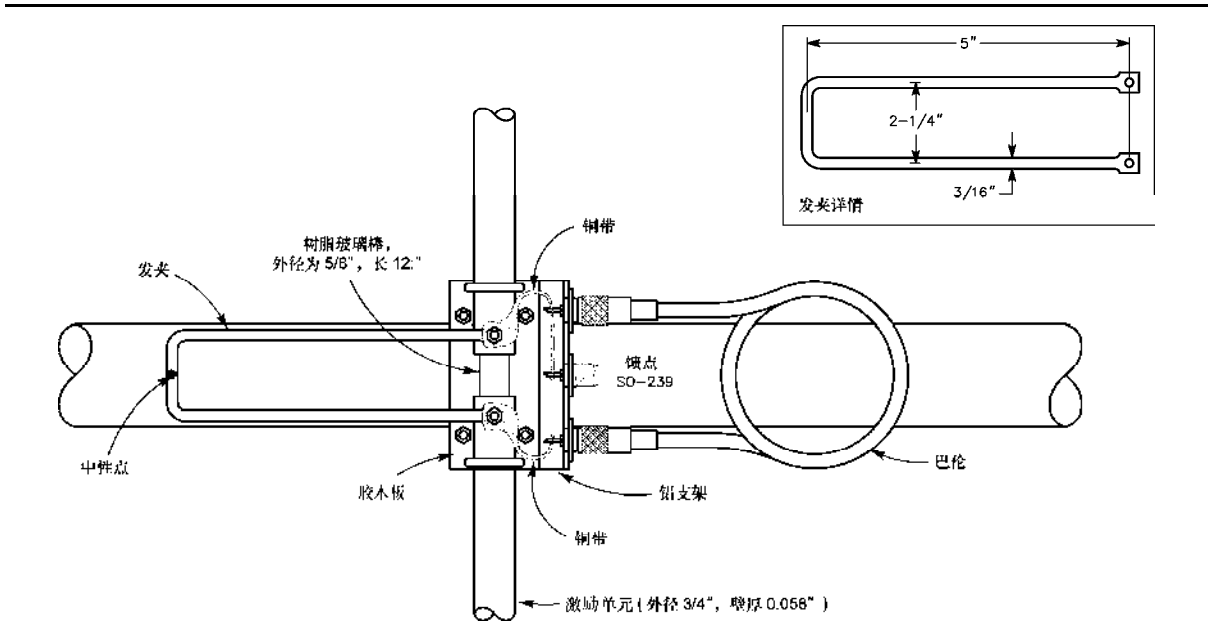


图18-36　这里显示了激励单元和馈电系统如何固定到梁上。把定相线绕起来并拉出抽头接到梁上。如果希望的话可以将发夹匹配环的中心以电和机械的接触形式连接到主梁上。

相位线长度：

速率因子为0.80的电缆——7英尺，10⅜英寸。

速率因子为0.66的电缆——6英尺，5¾英寸。

18.5　144 MHz、222 MHz 和 432 MHz 高性能八木天线

这里的制作信息作为如下 3 种高性能 VHF/UHF 八木天线的入门知识。所有的天线均由 Steve Powlishen（K1FO）设计和制作。多年以来长八木天线的设计充满了神秘感。同时优化 20 或更多单元间距和单元长度时会遇到一系列几乎无法求解的联立方程组。随着计算机处理速度的突飞猛进和天线分析软件的广泛流行，我们现在可以快速地研究许多八木天线的设计并确定哪种方法适合以及要避免哪种设计形式。

在 144 MHz 和更高的频率上，大多数操作者希望八木天线长度是两个或更多的波长。大多数经典天线就是按照单位梁长增益、带宽和方向图质量的形式从这个 2 *l* 长度开始走向失败的设计结果。大量的计算机和对天线工作范围的分析计算已经证明了最好的八木天线应该同时具有可变单元、间距以及可变的单元长度。

这种设计方法由间距相近的引向器开始。引向器间距逐渐增加直到达到约为 0.4 *l* 的固定间距。相反地，引向器的长度由第 1 根最长的引向器开始，以逐变的下降速率减少长度直到实际上不再变化的长度。这种制作方法导致了增益带宽的变宽。在−1 dB 前向增益点处中心频率的 7%的带宽是这些八木天线的典型值，即使它们长度超过 10 *l*。对数下降式的设计也减小了激励单元阻抗相对于频率的变化速率。这允许在使用简单的偶极天线激励单元的同时仍然能在一个宽频率范围内获得可接受的激励单元的 SWR。另外一个优势是在增加梁长时八木天线的谐振频率变化很小。

激励单元阻抗随着梁长也适度地改变。用渐缩的方法制作出的八木天线的方向图非常干净。典型地说，E 平面的第一个旁瓣电平为－17 dB，H 平面为－15 dB，从 2 *l* 多到 14 *l* 的天线设计上的其他所有的旁瓣可能值为－20 dB 或更多。

单元长度的实际变化速率由单元直径（以波长表示）决定。可以对单独的梁长来优化间距，或者对大多数的梁长选择一个最好的折中间距。

长八木天线的增益是备受争论的主题。业余爱好者和专业人士的最近的测量和计算机分析都指出：当给定一个最佳设计时，把八木天线的梁长加倍将导致约 2.6 dB 的最大理论增益上升值。实际上，因为逐步升高的电阻损耗和可能的制作误差会使得真正的增益增幅要比理论值小。图 18-37 展示了由分贝表示的单位梁长的最大可能增益，参考了一个各向同性的辐射器。只要引向器个数适当合理，实际引向器的数量在确定增益和梁长的过程中并不重要。单位梁长上使用更多的引向器通常会得到更宽的增益带宽，然而，导向器多到一定程度时也会负面地影响所有的性能。

虽然使用框形或环形单元可以使短天线（小于 1.5 *l*）展现更高的增益，但将环型单元用于长八木天线（大于 2 *l*）时，将不会导致前向增益及方向图完整性的明显改善。类似的，作为激励单元和反射器用的圆环也不会显著改变长对数递减型八木天线的特性。比起单偶极馈电系统，多偶极激励单元装置也不会导致任何给定梁长上的增益的显著增加。

一旦长八木天线引向器经适当地调谐后，反射器就变得相对不是很重要了。0.15 *l*～0.2 *l* 之间的反射器间距是首选的。间距的选择是为了能得到最好的方向图和激励单元阻抗。多反射器方式不会显著地提高八木天线的前向增益值，如果其引向器已经为前向增益而被适当地优化过了的话。比起单个长度优化过的反射器，许多反射器方案如三反射器和角反射器，就暴露出了使激励单元阻抗降低的弱点。但平面或网状反射器，如图 18-38 所示，可能会减小不想要的后瓣电平强度。在 EME 或卫星阵列中这可以用于减小噪声拾取。比起单个反射器，这种反射器通常将增加激励单元阻抗。有时这会使得激励单元的匹配更容易一些。注意即使在 EME 中，平面反射器将增加相当可观的风阻和重量，并且接收的信噪比只有十分之几分贝的改善。

八木天线的制作

通常，用铝管或铝棒作为八木天线的单元材料。在高于 420 MHz 的八木天线上也可以使用硬漆包铜线。电阻损耗反比于单元直径的平方和它的电导率的平方根。

不要在任何波段上使用直径小于 3/16 英寸或 4 mm 的单元。应该选择合理强度的尺寸。半英寸的直径适用于 50 MHz，3/16～3/8 英寸适用于 144 MHz，更高波段上建议使用 3/16 英寸。单元中不要使用钢铁，包括不锈钢和未加保护的黄铜或铜线。

主梁的材料可以是铝管，方形圆形均可。高强度铝合金如 6061-T6 或 6063-T651 有最佳的强度-重量比优势。玻璃纤维杆也已经使用过（作为剩余材料而得到）。木材是低成本主梁的普通材料。木材应该充分地晾干并且除去树节。经常使用的有干净的松木、云杉和道格拉斯冷杉。木材应该经过仔细加工以避免其吸水和变形。

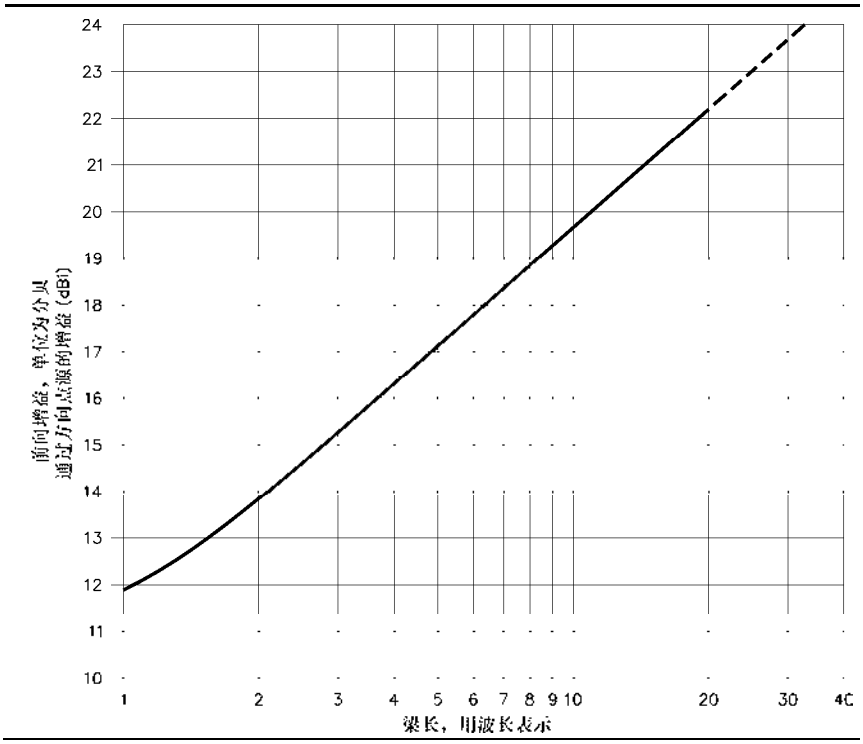


图18-37　这幅图展示了经优化设计的长八木天线的单位梁长上的最大增益。

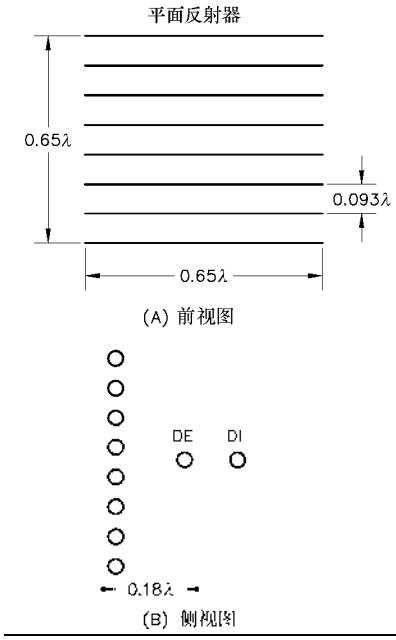


图18-38　平面反射器天线的前视和侧视图。

单元可以采用绝缘或不绝缘、在梁上或者穿过梁的方式进行安装。以穿过金属梁的方式安装未绝缘的单元是我们最不希望看到的方式，除非将单元焊接到位。八木天线单元会振动，即使在很柔和的风中。几年之后这种单元晃动会造成梁上的孔裂开。这将导致单元在梁上移动。刮风时这将制造噪声（在你的接收机中），因为单元触点被改变了。最终单元到梁之间的联结点会腐蚀掉（铝氧化物是很好的绝缘体）。这种在梁与单元之间的电接触损耗会减小梁的效率并且改变八木天线的谐振频率。

只要有很好的机械连接，安装在梁上方的未绝缘单元会表现得非常好。安装在梁上方的绝缘块也很管用，但它们需要额外的结构。最流行的制作方法之一是使用绝缘肩垫圈来把单元穿过梁安装上去。这种方法很轻便也很耐用。它的主要的弱点是拆卸时很麻烦，使得这种方法在便携天线应用中受到限制。

如果使用导电的梁，所使用的安装方法中的单元长度必须保持正确。以波长表示的修正值取决于梁的直径。如图 18-39 所示。不绝缘地穿过梁而安装的单元需要最大的修正值。绝缘地安装到梁顶部或者穿过梁安装在侧翼垫圈上时要求的修正值约为穿过梁时修正值的一半。以至少一个单元直径的距离安装在梁上方的绝缘单元在自由空间长度上不需要修正。

以下 3 种天线已经在每个波段上的典型梁长下做了优化。

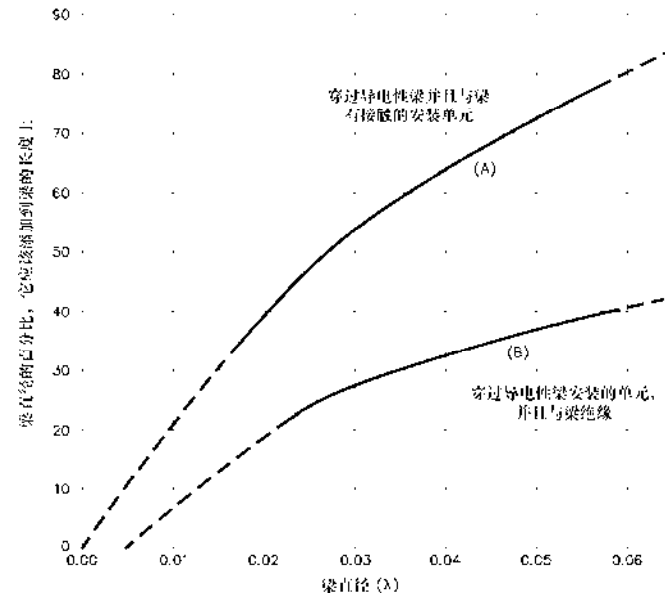


图18-39　与梁直径对应的八木天线单元长度修正值。曲线A针对的是穿过圆形或方形导电梁安装的单元，单元与梁之间有机械连接。曲线B针对的是穿过导电梁所安装的绝缘单元以及安装在导电梁顶部的单元（单元与梁之间有电连接）。方向图被纠正为计算机仿真情况，以决定八木天线的调谐。单元修正量不受单元直径的影响。

18.5.1　高性能 432 MHz 八木天线

这副 22 单元、6.1 *l* 长的 432 MHz 八木天线最初被

设计用于由 K1FO 设计的 12 副八木天线 EME 阵列中。在制作之前有一个很长的评估和改进过程，考虑了很多方案然后在计算机上进行分析。下面是制作试验模型并在自制天线通信范围内进行评估。最终方案参考了 W1EJ 的计算机优化间距长度。

在设计过程中值得多付出一些精力。22 单元八木天线不但有优异的前向增益（17.9 dB），通常也有很干净的辐射方向图。测量到的 E 平面方向图如图 18-40 所示。注意每刻度 1 dB 的轴用于指示方向图的详细信息。设计过程和制作方法的完整描述见 1987 年 12 月份和 1988 年 1 月份的 QST 杂志。

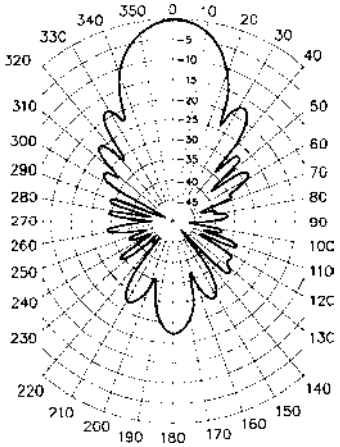


图18-40　实测到的22单元八木天线E平面方向图。注意：这幅天线方向图是绘制于线性dB网格上而不是标准ARRL对数周期网格上，以便突出较低的旁瓣。

像其他的对数递减型的八木天线一样，这可以容易地移植到其他的梁长上。很多爱好者曾经制作过多种这样的八木天线。梁长在 5.3 *l*（20 个单元）到 12.2 *l*（37 个单元）之间变化。

选择原始天线的尺寸（长 169 英寸，6.1 *l*）以便可以由直径较小的梁材料（7/8 英寸和 1 英寸圆形 6061-T6 铝）来制作天线，并且仍能承受大风和冰雪的压力。22 单元八木天线重约 3.5 磅，并且能承受大约 0.8 平方英尺的风力载荷。这使得在可克服的风阻和重量条件下制作高增益的 EME 阵列。相同的低风阻和低重量使得对流层散射通信行家可以在已有的铁塔上增加一副高性能的 432 MHz 阵列，并且不会牺牲其他波段的天线。

表 18-7 列出了各种长度的八木天线的增益和堆叠规格。表 18-8 展示了基本八木天线尺寸。这些是直径为 3/16 英寸单元的自由空间单元长度。必须给单元安装方法加入梁修正值。单元长度修正栏给出了必须增加的长度，以保持在 432 MHz 使用时八木天线的中心频率是优化过的。在宽范围的梁长内，使用相同间距模式时必须要进行修正。虽然任何长度的八木天线都能很好地工作，但是当用 18 个或更多（4.6 *l*）单元时这副天线能达到最佳性能。不建议使用直径小于 3/16 英寸的单元材料，因为电阻损耗会使增益降低约 0.1 dB，在潮湿天气下性能会更差。

如果所有的单元都缩短 3 mm，则可以使用直径为 1/4 英寸的单元。单元长度最好和在单元末端切出来的轻微的斜面（0.5 mm）一起使用。阵列增益峰值中心处在 437 MHz 上。这使得潮湿天气下的性能也能令人接受，并且在 432 MHz 上增益只减小了 0.05 dB。

22 单元八木天线的增益带宽是 31 MHz（在−1 dB 点）。在 420～440 MHz 间八木天线的 SWR 小于 1.4:1。图 18-41 是以频率为变量的激励单元 SWR 的网络分析仪曲线。这些数字说明了对数递减式八木天线的频率响应可以达到如何宽，即使使用简单的振子激励单元时。实际上，在一个天线增益竞赛中，一些 ATV 操作者在 420～440 MHz 上进行了增益 Vs 频率的测量。22 单元八木天线击败了所有参赛者作品，包括那些带有号称宽带馈电的参赛天线。

表 18-7　432 MHz 八木天线家族的规格

单元数量	梁长（*l*）	增益（dBi）	*F*/*B* (dB)	*DE* 阻抗（W）	波束宽度（°）	堆叠 *E*/*H*（英寸）
15	3.4	15.67	21	23	30/32	53/49
16	3.8	16.05	19	23	29/31	55/51
17	4.2	16.45	20	27	28/30	56/53
18	4.6	16.8	25	32	27/29	58/55
19	4.9	17.1	25	30	26/28	61/57
20	5.3	17.4	21	24	25.5/27	62/59
21	5.7	17.65	20	22	25/26.5	63/60
22	6.1	17.9	22	25	24/26	65/62
23	6.5	18.15	27	30	23.5/25	67/64
24	6.9	18.35	29	29	23/24	69/66
25	7.3	18.55	23	25	22.5/23.5	71/68
26	7.7	18.8	22	22	22/23	73/70
27	8.1	19.0	22	21	21.5/22.5	75/72
28	8.5	19.20	25	25	21/22	77/75
29	8.9	19.4	25	25	20.5/21.5	79/77
30	9.3	19.55	26	27	20/21	80/78
31	9.7	19.7	24	25	19.6/20.5	81/79
32	10.2	19.8	23	22	19.3/20	2/80
33	10.6	9.9	23	23	19/19.5	83/81
34	11.0	20.05	25	22	18.8/19.2	84/82
35	11.4	20.2	27	25	18.5/19.0	85/83
36	11.8	20.3	27	26	18.3/18.8	86/84
37	12.2	20.4	26	26	18.1/18.6	87/85
38	12.7	20.5	25	25	18.9/18.4	85/86
39	13.1	20.6	25	23	18.7/18.2	89/87
40	13.5	20.8	26	21	17.5/18	90/88

*增益是基于在 6 副不同长度的八木天线上所做的增益测量的大致实际值。

单元修正量是在制作那个长度下的八木天线时缩短或者增加所有单元长度的值。

单元长度是针对直径为 3/16 英寸的材料的。

表 18-8　432 MHz 八木天线家族的自由空间尺寸

单元号码	单元位置（距反射器距离，单位为 mm）	单元长度（mm）	单元修正量
Refl	0	340	
DE	104	334	
D1	146	315	
D2	224	306	
D3	332	299	
D4	466	295	
D5	622	291	
D6	798	289	
D7	990	287	
D8	1 196	285	
D9	1 414	283	
D10	1 642	281	−2
D11	1 879	279	−2
D12	2 122	278	−2
D13	2 373	277	−2
D14	2 629	276	−2
D15	2 890	275	−1
D16	3 154	274	−1
D17	3 422	273	−1
D18	3 693	272	0
D19	3 967	271	0
D20	4 242	270	0
D21	4 520	269	0
D22	4 798	269	0
D23	5 079	268	0
D24	5 360	268	+1
D25	5 642	267	+1
D26	5 925	267	+1
D27	6 209	266	+1
D28	6 494	266	+1
D29	6 779	265	+2
D30	7 064	265	+2
D31	7 350	264	+2
D32	7 636	264	+2
D33	7 922	263	+2
D34	8 209	263	+2
D35	8 496	262	+2
D36	8 783	262	+2
D37	9 070	261	+3
D38	9 859	261	+3

为了在 435 MHz 上（卫星应用）使八木天线增益达到峰值，你可能要把所有的单元缩短 2 mm。为在 438 MHz 上（ATV 应用）达到峰值，把所有单元缩短 4 mm。如果你想在 440～450 MHz 内的 FM 上使用八木天线，把所有单元缩短 10 mm。这在 440 MHz 上将提供 17.6 dBi 的增益，在 450 MHz 上为 18.0 dBi。如果缩短了单元长度，可能需要调整激励单元的长度。

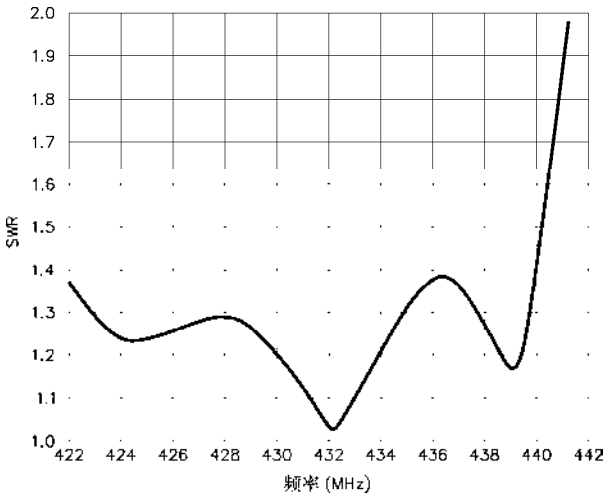


图18-41　干燥天气下的22单元八木天线的SWR性能。

虽然这副八木天线是相对的宽波段天线，建议在准确拷贝已制作过的天线时还是要十分小心。使用公制尺寸是因为它们在 432 MHz 八木天线的尺寸上使用方便。钻单元孔时误差应该在±2 mm 以内。单元长度误差应该保持在±0.5 mm 以内。如果先用弓锯大体地切割出来然后用老虎钳夹住并锉到精确的长度，这样可以制作出很精确的单元。

阵列越大，你就越得注意要使所有八木天线都相等。把单元安装到侧翼绝缘器上并穿过梁（见图 18-42）。单元止动器是不锈钢推杆螺母。它们由几个公司制造，包括新泽西州欧文顿市的 Industrial Retaining Ring Co 和肯塔基州 Ft Mitchell 的 Auveco。本地工业五金零件经销商通常可以为你定购。单元绝缘器并不关键。特氟伦或黑色聚乙烯可能是最好的材料。图中的八木天线由黑色 Delryn 绝缘器制作而成，这是从 Washington DC 那里找到的。

激励单元使用了安装在一个小支架上的UG-58A/U连接器。UG-58A/U 是压入式中心引脚类型结构。中心脚由

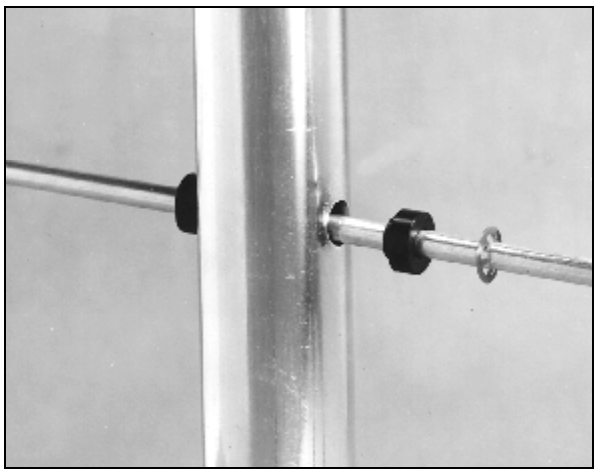
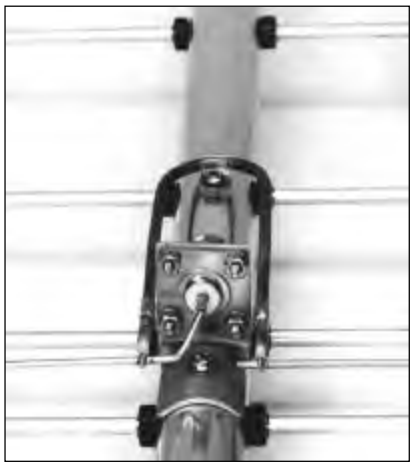


图18-42　单元安装细节。单元被安装在绝缘器上开穿过梁。不锈钢螺母环用来固定单元。

“C”形夹固定的 UG-58s 通常会漏水。一些连接器使用了钢质固定夹，这会生锈并且在绝缘器上留下一条导电条纹。T 形匹配线由 UT-141 巴伦支撑。如果找不到 UT-141，可以使用 RG-202/U 或 RG-142/U 特氟伦绝缘电缆。图 18-43（A）和图 18-43（B）展示了激励单元制作的细节。驱动单元尺寸在图 18-44 中给出。

22 单元八木天线的尺寸在表 18-9 中列出。图 18-45 给出了八木天线的梁布局的细节信息。单元材料可以是 3/16 英寸 6061-T6 铝棒或硬铝焊条。



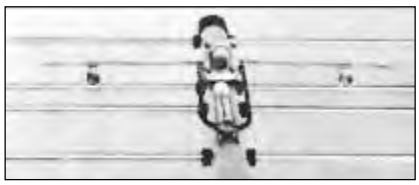


图18-43　激励单元和T形匹配器的几种视图。

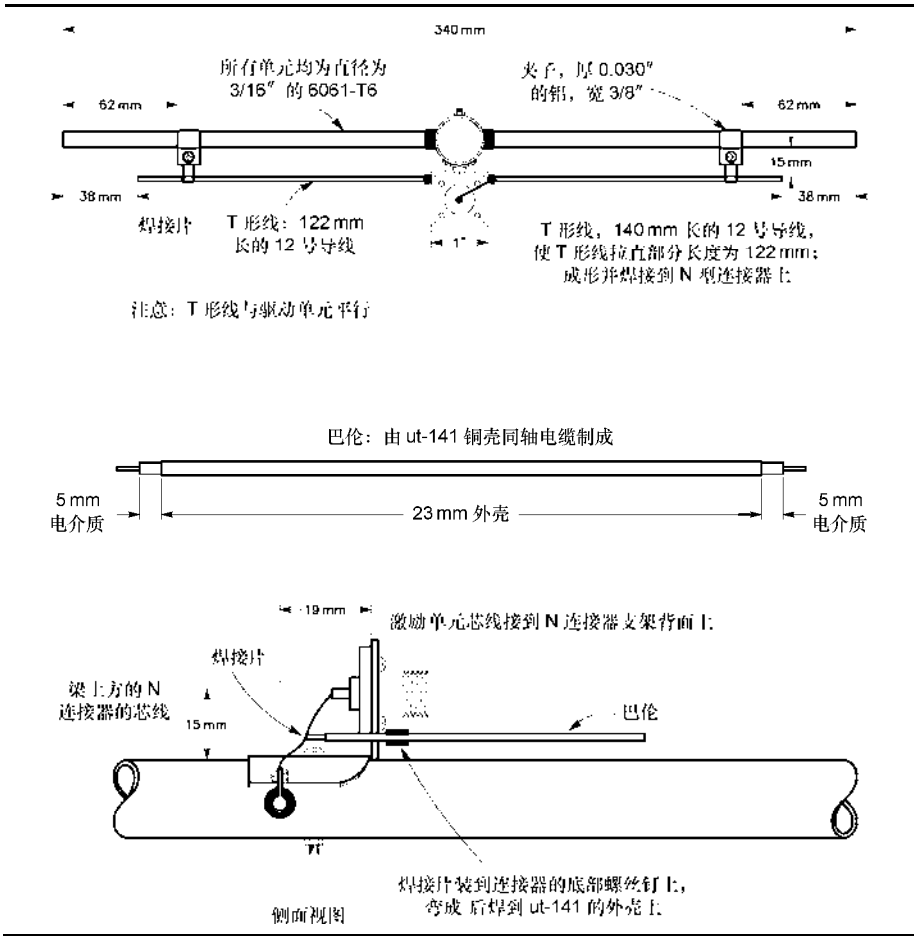


图18-44　22单元八木天线的激励单元和T形匹配的详细情况。长度以毫米的形式给出，以便对天线进行精确的复制。见文中所述。

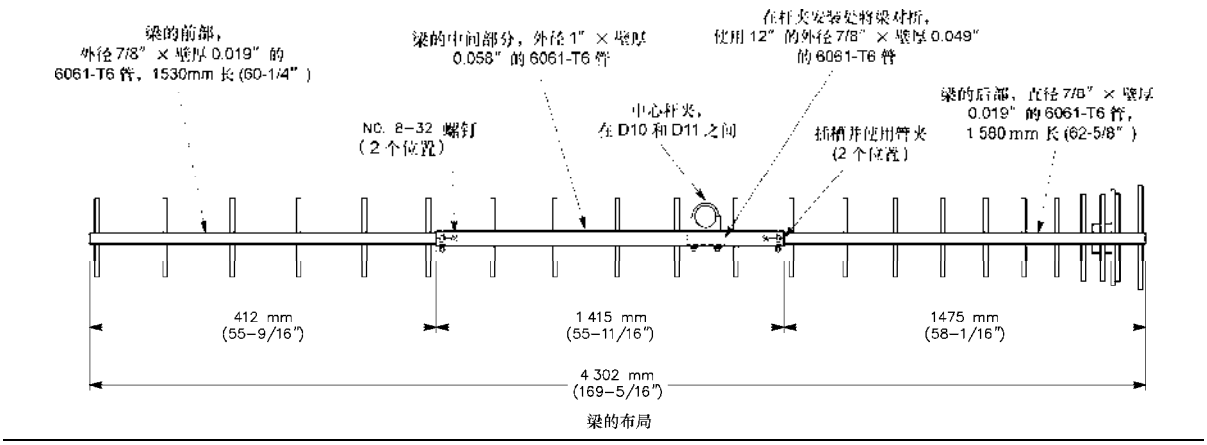


图18-45　22单元八木天线梁的制作信息。长度以毫米的形式给出以便可以对天线进行精确的复制。见文中所述。

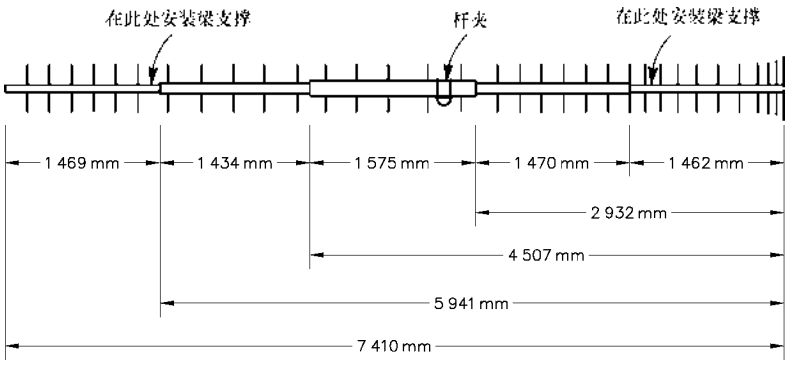


图18-46　33单元八木天线的梁的制作信息。长度以毫米的形式给出，以便可以对天线进行精确地仿制。见文中所述。

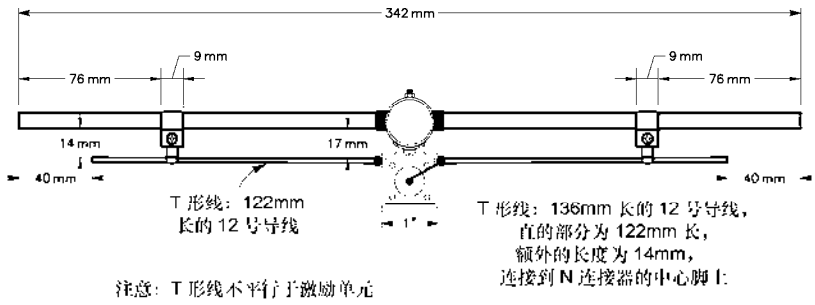


图18-47　33单元八木天线的激励单元和T形匹配的详细信息。长度单位为毫米，以便可以对天线进行精确地仿制。

表 18-9　　22 单元 432MHz 八木天线的尺寸

单元号码	单元位置（与反射器的距离，mm）	单元长度（mm）	大梁直径（in）
Refl	30	346	
DE	134	340	
D1	176	321	
D2	254	311	
D3	362	305	
D4	469	301	7/8
D5	652	297	
D6	828	295	
D7	1 020	293	
D8	1 226	291	
D9	1 444	289	
D10	1 672	288	
D11	1 909	286	1
D12	2 152	285	
D13	2 403	284	
D14	2 659	283	
D15	2 920	281	7/8
D16	3 184	280	
D17	3 452	279	
D18	3 723	278	
D19	3 997	277	
D20	4 272	276	

这里也制作了一副 24 英尺长、10.6 *l* 的 33 单元八木天线。所使用的方法与 22 单元八木天线的相同。使用了直径为 1、1⅛和 1¼英寸的可伸缩圆形梁。需要使用梁支撑物来保持梁的下垂处于可接受范围内。在 432 MHz 上，如果梁下垂幅度远大于两或三英寸，H 平面方向图会失真。更多的梁下垂会减小八木天线的增益。表 18-10 列出了用前面给出的梁的直径制作的天线的适当尺寸。梁的布局如图 18-46 所示，图 18-47 描述了激励单元。33 单元八木天线展现了同 22 单元八木天线（见图 18-48）相同的干净的方向图特性。33 单元八木天线在 432 MHz 上测量到的增益是 19.9 dBi。33 单元八木天线在 424.5 HMz 和 438.5 MHz 的−1 dB 点处增益扫描能得到 14 MHz 的−1 dB 增益带宽。

18.5.2　高性能 144 MHz 八木天线

这副 144 MHz 的八木天线使用了最新的对数渐变型单元间距和长度。它提供接近理论值的单位梁长增益，极为干净的方向图和很宽的带宽。这副天线采用了由 W1EJ 设计的 4.5 *l* 432 MHz 电脑辅助设计中所使用的间距。它与本章其他地方描述的 432 MHz 天线非常类似。参考该例子以得到更多的制作图表和照片。

数学模型并非总能直接转换为真正的有用的实例。虽然计算机设计提供了良好的开端，作者 Steve Powlishen

（K1FO）在获得最终的实用八木天线之前制作了几个试验模型。这种亲自动手的调谐包括改变单元逐变率以获得一些灵活性，以便使得八木天线可以用不同的梁长进行制作。

这个设计适用于 1.8 *l*（10 单元）到 5.1 *l*（19 单元）。当向八木天线上加装单元时，中心频率、馈电阻抗和前后比将上下波动变化。现代的递减式设计能使这个效应减轻到最小并且使制作者可以选择任何所希望的梁长。这副八木天线的单位梁长的设计能力在表 18-11 中列出。

表 18-10　33 单元 432 MHz 八木天线的尺寸

单元编号	单元位置（与反射器的距离，mm）	单元长度（mm）	主梁直径（英寸）
REF	30	348	
DE	134	342	
D1	176	323	
D2	254	313	
D3	362	307	
D4	496	303	
D5	652	299	
D6	828	297	
D7	1 020	295	1
D8	1 226	293	
D9	1 444	291	
D10	1 672	290	
D11	1 909	288	
D12	2 152	287	
D13	2 403	286	1⅛
D14	2 659	285	
D15	2 920	284	
D16	3 184	284	
D17	3 452	283	1¼
D18	3 723	282	
D19	3 997	281	
D20	4 272	280	
D21	4 550	278	1⅛
D22	4 828	278	
D23	5 109	277	
D24	5 390	277	
D25	5 672	276	1
D26	5 956	275	
D27	6 239	274	
D28	6 524	274	
D29	6 809	273	
D30	7 094	273	
D31	7 380	272	

依照这个设计制作的任何八木天线的增益将在 144.2 MHz 设计频率上的最大理论增益的 0.1～0.2 dB 以内。这个设计在频率的峰值故意做高（计算增益峰值约在 144.7 MHz）。已经发现，通过这样做，144.0～144.3 MHz 上的 SWR 带宽和方向图将变得更好，八木天线受天气影响也将更小，并且它在阵列中的性能将更有可预测性。如果制作时少于 10 个单元，这个设计的性能将开始退化。在小于 2 *l* 时，更传统的设计表现得较好些。

表 18-11　144 MHz 八木天线家族规格

单元数量	梁长（*l*）	增益（dBd）	*DE* 阻抗	*F/B* 比（dB）	波束宽度（°）	堆叠 *E/H*（°）
10	1.8	11.4	27	17	39/42	10.2/9.5
11	2.2	12.0	38	19	36/40	11.0/10.0
12	2.5	12.5	28	23	34/37	11.7/10.8
13	2.9	13.0	23	20	32/35	12.5/11.4
14	3.2	13.4	27	18	31/33	12.8/12.0
15	3.6	13.8	35	20	30/32	13.2/12.4
16	4.0	14.2	32	24	29/30	13.7/13.2
17	4.4	14.5	25	23	28/29	14.1/13.6
18	4.8	14.8	25	21	27/28.5	14.6/13.9
19	5.2	15.0	30	22	26/27.5	15.2/14.4

表 18-12 给出了直径为 1/4 英寸单元的自由空间单元长度。使用公制符号使得在设计阶段尺寸的改变更容易。一旦你开始熟悉公制系统，你可能发现制作更容易，因为没有了碍事的英制小数单位。对直径为 3/16 英寸的单元来说，将所有的无源单元增加 3 mm。如果使用直径为 3/8 英寸的单元，将所有的引向器和反射器缩短 6 mm。如果没有附加的 12 单元设计，那么在每副单独的八木天线中都需要对激励单元进行调整。

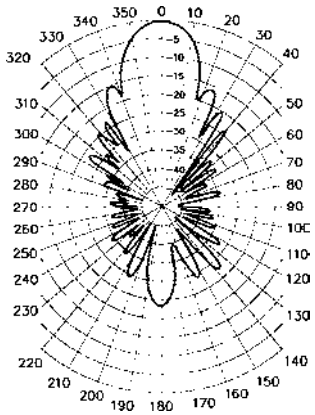


图18-48　33单元八木天线的E平面方向图。这个方向图绘制在线性dB网格而不是标准的ARRL对数周期网格上，以突出低旁瓣效果。

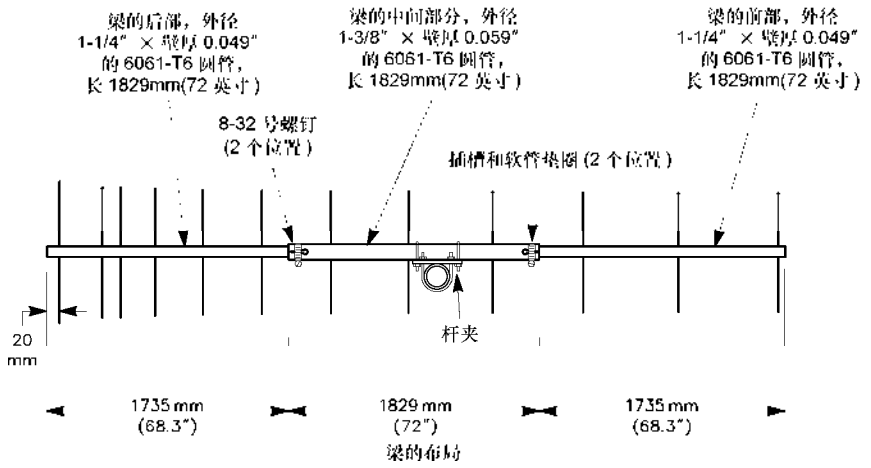


图18-49　12单元144 MHz八木天线的主梁布局图。长度以mm的形式给出，以便可以对天线进行精确地复制。

表 18-12　144 MHz 八木天线家族自由空间尺寸

单元编号	单元直径为 1/4 英寸 单元位置（距反射器距离，mm）	单元长度（mm）
Refl.	0	1 038
DE	312	955
D1	447	956
D2	699	932
D3	1 050	916
D4	1 482	906
D5	1 986	897
D6	2 553	891
D7	3 168	887
D8	3 831	883
D9	4 527	879
D10	5 259	875
D11	6 015	870
D12	6 786	860
D13	7 566	861
D14	8 352	857
D15	9 144	853
D16	9 942	849
D17	10 744	845

对 12 单元八木天线来说，因为更小直径的单元在 2 m 波段上变得非常不结实，所以选择了 1/4 英寸单元。可以使用前面所述的其他直径的单元。选择 2.5 *l* 的梁是因为相对增益和方向图的平衡，它还有优越的尺寸和风力载荷，可以使用 3 根 6 英尺长的铝管并且不会有任何浪费。选择直径相对较大的梁尺寸（1¼和 1⅜英寸），因为它们提供了极度耐用并且不需要梁支撑物的八木天线。12 单元 17 英尺长的天线计算出来的能经受的风速值接近每小时 120 英里。即使没有支撑物也使得垂直极化成为可能。

更长的天线可以通过把小尺寸的梁叠缩进上一根梁中来制作，长于 22 英尺的天线需要几种梁支撑物。把单元安装于侧翼绝缘器上并且穿过梁安装。然而，可以采用绝缘或不绝缘、在梁上方或穿过梁的方式安装单元，只需进行一些适当的单元长度修正即可。通过检查主瓣和第 1 旁瓣之间的零点深度得到适当的调谐。在主操作频率上，零点应该比第 1 旁瓣水平低 5～10 dB。12 单元天线的梁的布局如图 18-49 所示。12 单元 2.5 *l* 八木天线的实际修正后的单元尺寸如表 18-13 所示。

也可以切割一下这副天线以用于 147 MHz，不需要改变单元间距。为了得到在 146～148 MHz 的最佳操作，应该把单元长度缩短 17 mm。激励单元也需要再一次调整。

表 18-13　12 单元 2.5 *l* 八木天线的尺寸

单元编号	单元位置（距反射器距离，mm）	单元长度（mm）	梁直径（英寸）
Refl.	0	1 044	
DE	312	955	1¼
D1	447	962	
D2	699	938	
D3	1 052	922	
D4	1 482	912	
D5	1 986	904	1⅜
D6	2 553	898	
D7	3 168	894	
D8	3 831	889	
D9	4 527	885	1¼
D10	5 259	882	

选择激励单元尺寸（直径为 1/2 英寸）以使得阻抗匹配变得容易。只要选择适当的长度和 T 形匹配调节，可以使用任何合理尺寸的激励单元。如果你改变梁的长度，则需要用到不同的激励单元尺寸。我们给出正常的激励单元阻抗计算值作为参考标准值。选择平衡 T 形匹配，因为它可以很容易地让系统调整到最佳的 SWR 并且提供均衡的辐射方向图。这里使用了 4:1 的半波同轴巴伦，虽然也可以使用阻抗变换 $l/4$ 套筒巴伦。在确定 200 Ω 平衡馈点处需要使用何种阻抗变换的具体形式时，正常阻抗计算值将会很有参考价值。第 26 章“传输线与天线的匹配”包含了计算折叠振子天线和 T 形匹配激励单元参数的信息。为了在这副天线中得到最佳效果，一个平衡馈电系统将显得至关重要。Γ 匹配会导致方向图均衡性的严重的扭曲失真。如果你愿意牺牲一些系统的灵活性，其他实用的激励单元方案有 delta（Δ）匹配和折合振子形式线。图 18-50 给出了激动单元的详细尺寸。

为方便安装，我们选择了非绝缘激励单元，你也可以使用绝缘激励单元。接地激励单元受静电积累的影响小一些。另一方面，绝缘激励单元允许操作者从屋子开始用欧姆表很容易地就可以检查出他的馈线中是否沾上了水或者其他污染物。

图 18-51 展示了计算机预测的 12 单元八木天线的 *E* 平面和 *H* 平面辐射方向图。方向图绘制于每刻度 1 dB 的线性坐标上而不是通常使用的 ARRL 极坐标图。刻度扩大后的曲线图可以展示更多的方向图细节。12 单元八木天线的方向图是如此纯净，以至于若是把它绘制在标准 ARRL 格式上的曲线，除了主瓣和第 1 旁瓣外，将几乎没有瑕疵。

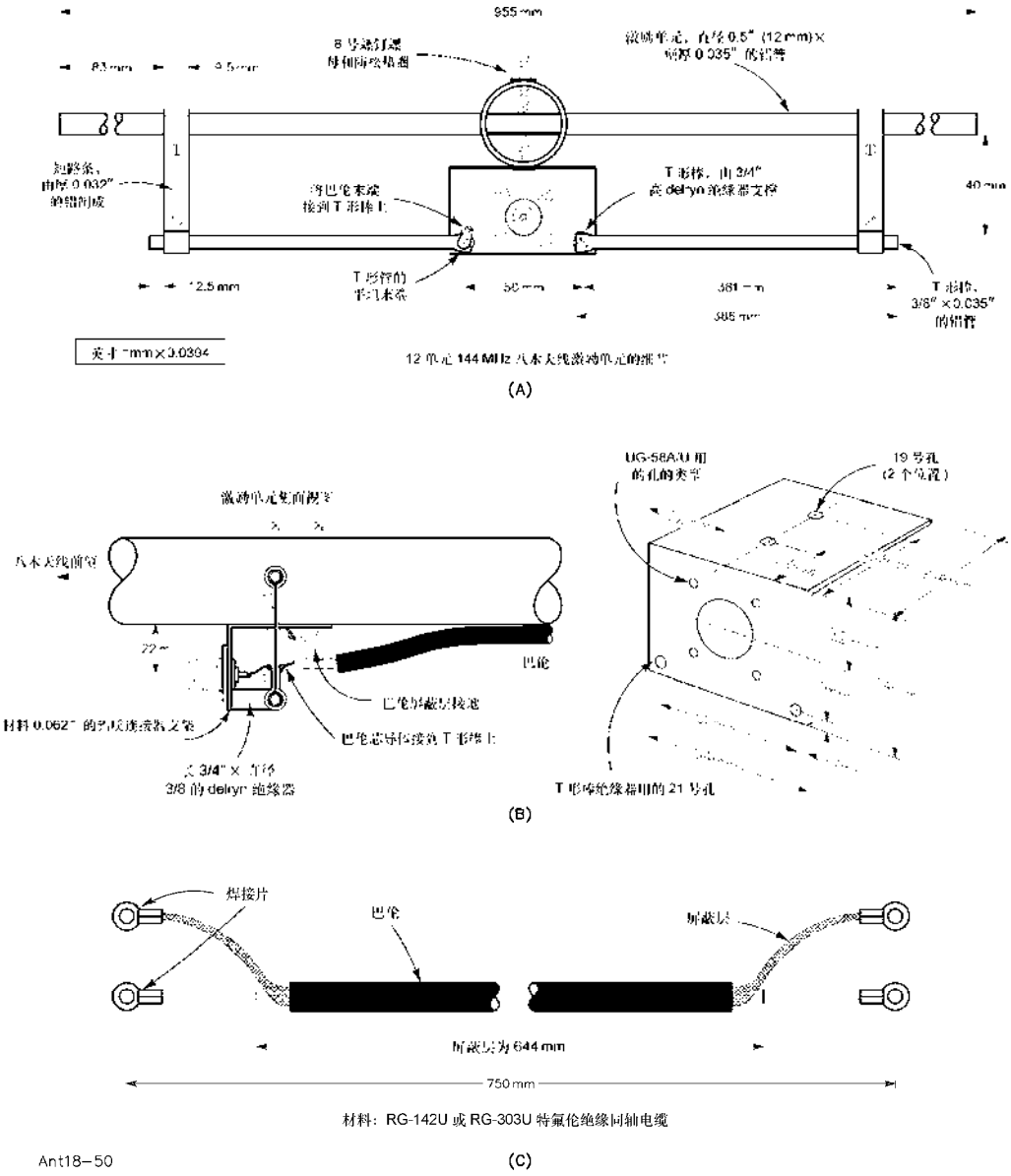


图18-50　12单元144 MHz八木天线驱动单元的详细信息。长度以毫米的形式给出，以便可以对天线进行精确地复制。

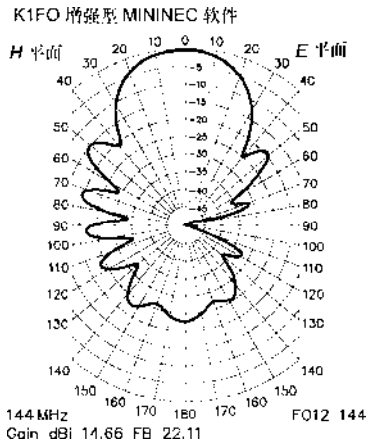


图18-51　12单元144 MHz八木天线的*H* 平面和*E* 平面方向图。

使用一个只有12单元的八木天线就接收到了来自几个大型 144 MHzEME 电台发射并经月球反射回来的信号，这个通联的过程足以证明 12 单元八木天线的出色性能。4 副 12 单元八木天线将组合成一个出色的 EME 启动阵列，它可以工作在很多 EME 的 QSO 波段上，同时尺寸也相对较小。资深的天线制作者可以利用表 18-11 中的信息来设计一个实际上不限尺寸的“万能”阵列。

18.5.3　高性能 222 MHz 八木天线

现代渐变型八木天线可以很容易地被应用到 222 MHz 波段上。这种天线所用的间距级数介于 12 单元 144 MHz 天线间距和本章另外介绍的22 单元432 MHz 天线的间距之间。结果是天线具有最大单位梁长增益、干净对称的辐射方向图和较宽的带宽。虽然它是设计用于微弱信号接收的（对流层散射和 EME），但它也适用于所有模式的 222 MHz 通信，如随身收音机、FM 中继器通联和控制链接。

对于 3.9 *l* 16 单元八木天线的间距，要做出折中合理的选择。我们选择 3.9 *l* 长的天线，正如在 12 单元 144 MHz 天线中一样，因为它正好能够合适地安装在由 3 根 6 英尺长的铝棒做成的梁上。天线具有非常好的可延长性，并且可以根据表 18-14 给出的尺寸来制作从 12 单元（2.4 *l*）到 22 单元（6.2 *l*）的各种模型。注意这里给出的是自由空间中的长度。在单元安装过程中必须还要采用修正方法。各种梁长下的规格如表 18-15 所示。

制作

若是使用大直径（直径为 1¼和 1¾英寸）主梁的构架方式则不需要梁支撑物。八木天线也可以使用垂直极化方式。使用直径为 3/16 英寸的铝质单元。具体的合金成分并不关键；可以使用 6061-T6，但也可以选用硬铝焊条。如果所有单元都缩短 3 mm，也可以使用直径为 1/4 英寸的单元。若使用直径为 3/8 英寸的单元则需要缩短 10 mm 的长度。不推荐使用直径小于 3/16 英寸的单元。单元经过绝缘后再穿过主梁。用塑料侧翼垫圈和不锈钢固定器把单元固定到位。用于制作八木天线需要的各种小零件可以从华盛顿的 C3i 公司那里找到。图 18-52 展示了 16 单元八木天线的梁布局的详细信息。表 16 给出了所制作的 16 单元八木天线的尺寸。激励单元由 T 形匹配和一个 4:1 巴伦馈电。制作细节如图 18-53 所示。请参见本章其他地方介绍 432 MHz 八木天线的课题以得到额外的照片和制作图表。

表 18-14　222 MHz 八木天线家族的自由空间尺寸

单元直径为 3/16 英寸		
单元编号	单元位置（距反射器距离，mm）	单元长度（mm）
Refl	0	676
DE	204	647
D1	292	623
D2	450	608
D3	668	594
D4	938	597
D5	1 251	581
D6	1 602	576
D7	1 985	573
D8	2 395	569
D9	2 829	565
D10	3 283	552
D11	3 755	558
D12	4 243	566
D13	4 745	554
D14	5 259	553
D15	5 783	552
D16	6 315	551
D17	6 853	550
D18	7 395	549
D19	7 939	548
D20	8 483	547

表 18-15　222 MHz 八木天线家族的详细规格

单元个数	梁长度（*l*）	增益（dBd）	*F/B* 比（dB）	*DE* 阻抗（W）	波束宽度 *E/H*（度）	堆叠 *E/H*（英尺）
12	2.4	12.3	22	23	37/39	7.1/6.7
13	2.8	12.8	19	28	33/36	7.8/7.2
14	3.1	13.2	20	34	32/34	8.1/7.6
15	3.5	13.6	24	30	30/33	8.6/7.8
16	3.9	14.0	23	23	29/31	8.9/8.3
17	4.3	14.35	20	24	28/30.5	9.3/8.5
18	4.6	14.7	20	29	27/29	9.6/8.9
19	5.0	15.0	22	33	26/28	9.9/9.3
20	5.4	15.3	24	29	25/27	10.3/9.6
21	5.8	15.55	23	24	24.5/26.5	10.5/9.8
22	6.2	15.8	21	23	24/26	10.7/10.2

八木天线具有相对较宽的增益和 SWR 曲线，是渐变设计中的典型，这使它在很宽的频率范围上都有应用。例举的尺寸主要是用于 222.0～222.5 MHz 上的。16 单元八木天线在高于 223 MHz 上非常适用。为覆盖整个波段，最好的折中方案是把所有无源单元都缩短 4 mm。为了得到最好的匹配，需要调整激励单元的长度。T 形线短路条的位置可能也需要移动。

铝质梁提供了优秀的强度，它很轻便并且横截面的风力载荷比较低。毫无疑问铝材很有吸引力，并且它会比木头和玻璃纤维更耐用。就现有技术的发展水平来看，在最近几年内这方面技术不大可能再显著地提高了。因此，制作一副可以持续使用多年的天线是你最感兴趣的。如果能很容易地找到合适的木材或树脂玻璃杆，并且至少保证木头是崭新并干燥的，那么你可以使用它们并且不会给天线带来什么性能上的退化。使用表 18-16 给出的自由空间单元长度来进行绝缘梁的制作。

16 单元八木天线的方向图如图 18-54 所示。像 144 MHz 八木天线一样，用每刻度 1 dB 的曲线来准确地给出方向图的细节。这副 16 单元天线是 EME 或对流层 DX 阵列天线良好的构成模块。当老式窄带八木天线用于阵列中时，它的工作性能经常让人莫名其妙，且很少能获得理论上的 3.0 dB 堆叠增益。16 单元八木天线（以及本设计中的其他天线）能可靠地提供接近 3 dB 的堆叠增益（表 18-15 列出的间距尺寸展示了刚好超过 2.9 dB 的堆叠增益）。这已经是在增益、方向图完整性和阵列尺寸之间的最好的折中效果了。任何定相线损耗将从可能的堆叠增益中减去。机械上的未校准也会使阵列的性能退化。

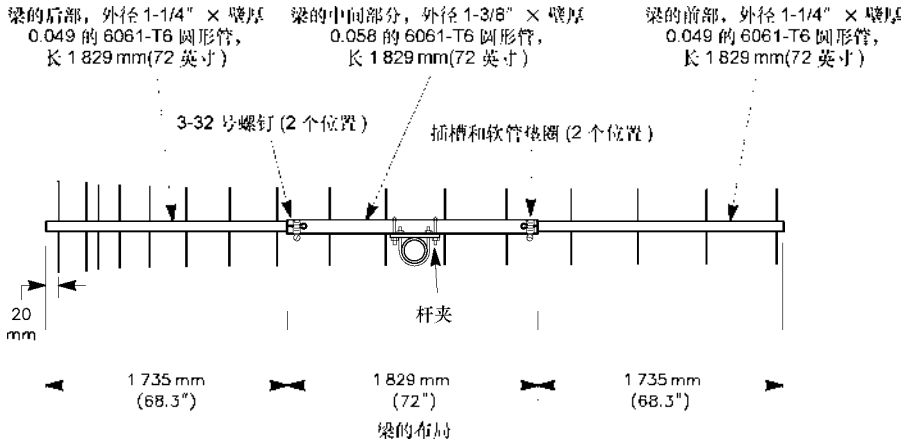


图18-52　16单元222 MHz八木天线梁的布局图。长度以毫米的形式给出，以便可以对天线进行精确地仿制。

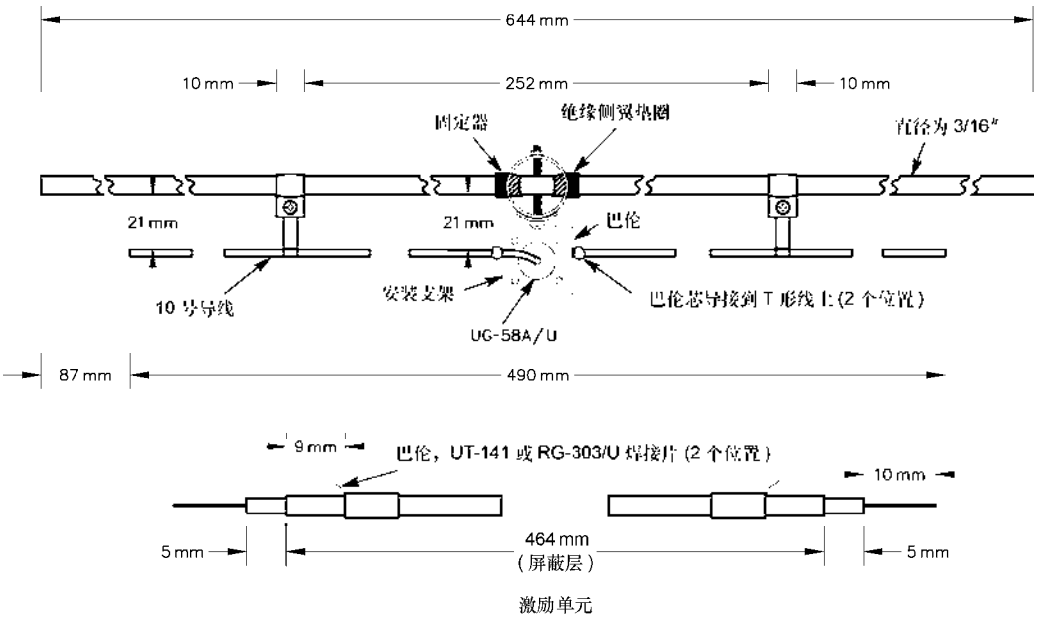


图18-53　16单元222 MHz八木天线激励单元的详细信息。长度以毫米的形式给出，以便可以对天线进行精确地仿制。

表 18-16　　16 单元 3.9 *l* 222 MHz 八木天线的尺寸

单元编号	单位位置（距反射器距离，mm）	单元长度（mm）	梁的直径（英寸）	单元编号	单位位置（距反射器距离，mm）	单元长度（mm）	梁的直径（英寸）
Refl.	0	683		D7	1 985	580	
DE	204	664		D8	2 395	576	
D1	293	630	1¼	D9	2 829	572	
D2	450	615		D10	3 283	569	
D3	668	601		D11	3 755	565	（见左图）
D4	936	594	1⅜	D12	4 243	563	
D4	936	594		D13	4 745	561	
D5	1 251	588	1¼	D14	5 259	560	
D6	1 602	583					

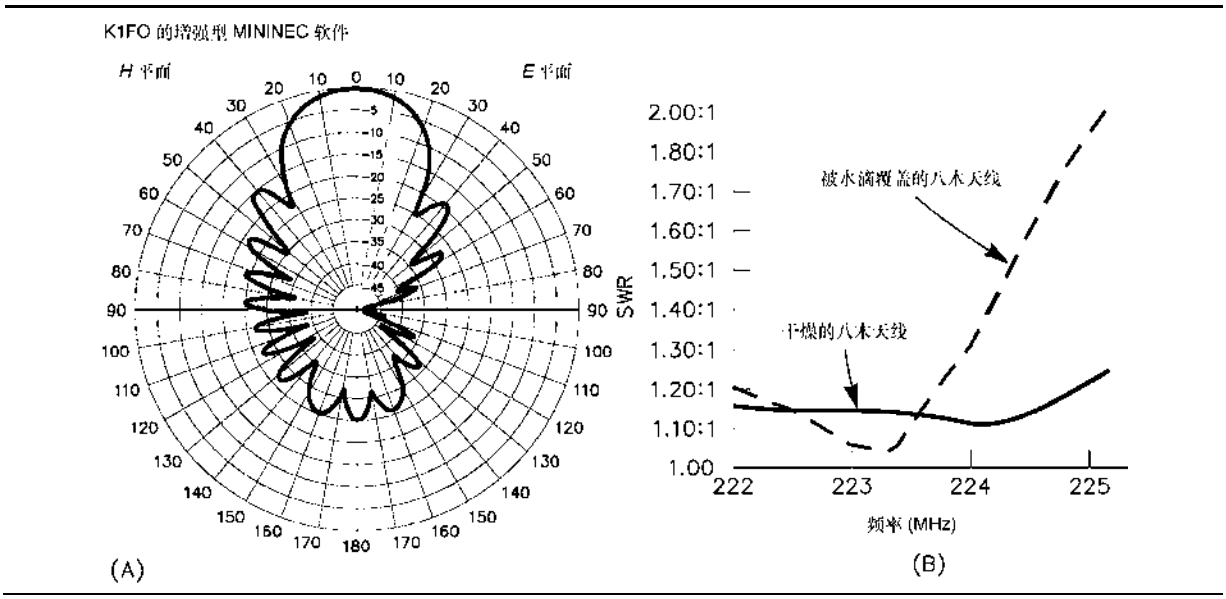


图18-54　图18-54（A）为16单元222 MHz八木天线的H平面和E平面方向图。在潮湿和干燥的天气条件之间选择激励单元T形匹配以得到最好的SWR折中值。如图18-54（B）所示的SWR对频率的曲线说明了八木天线的宽频带响应。

18.6　144 MHz 两单元方框天线

144 MHz 的基本 2 单元方框阵列天线如图 18-55 所示。支撑框架是 1 英寸×1 英寸的木材，可以是任何适合户外用的木材。单元用的是#8 铝线。激励单元长 1 *l*（83 英寸），反射器比它长 5%（87 英寸）。尺寸并不重要，因为方框天线的频率响应相对较宽。

激励单元底部是开口的，并且将它的末端接到塑料块上。塑料块装在前面的垂直支撑架的底部。单元顶部穿入木材，并且用一颗螺钉钻入木材然后压住铝线从而将其紧紧固定住。馈电通过连接到激励单元环上的 50 Ω 同轴电缆完成。

反射器是一个闭合的环，它的顶部和底部穿过尾部垂直支架。用位于顶部和底部的螺钉固定到位。可以在单元末端安装一段金属管来使环闭合，或者把它们敲平并用螺钉拧到一起，如图中所示的那样。

这个模型中的单元不可调整，虽然这可以通过使用支节很容易地实现。若是这样，则需要使环略微小一些以补偿调整支节中的导线。把激励单元支节修剪到一定的长度，并且同轴电缆的连接点要实现可调以得到最佳匹配。调整反射器支节以得到最大的增益或最大的前后比，具体哪项指标取决于制作者的需要。

在图示的模型中只调整了间距，这并不特别关键。如果制作了图示的木制支撑器，可以调整单元间的间距以得到最佳匹配，这可以通过一个连接到同轴线上的驻波比测量仪来指示。间距对增益影响很小（0.15 *l*～0.25 *l*），因此间距变化引起的阻抗变化可以用来实现匹配。这也允许你可以使用 50 Ω 或 75 Ω 同轴电缆作为传输线。

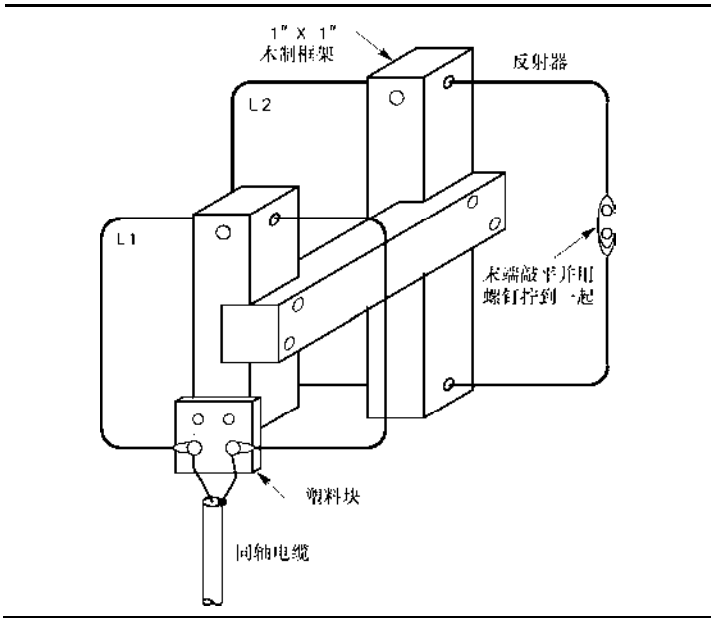


图18-55　144 MHz两单元方框天线的机械结构细节。L1长为一个波长，反射器L2比它长5%。若采用图示传输线的连接形式，则方向图是水平极化的。可以把一系列这样的单元水平和垂直地堆叠起来以得到宽频带响应下的增益。相邻单副天线间的单元推荐间距是*l*/2。图示的例子可以用50 Ω同轴电缆直接馈电。

18.7　便携式 144 MHz 四单元方框天线

在文献中找到的方框天线单元间距介于 0.14 *l* ～ 0.25 *l*。阵列中的单元数量和待优化的参数（F/B 比、前向增益、带宽等）等因素决定这个范围内的最佳单元间距。这里所描述的 4 单元方框天线被设计用于便携应用中，因此需要在这些因素中做一个折中权衡。如图 18-56 所示的这副天线由 Philip D'Agostino（W1KSC）设计和制作。

基于一些与操作频率和导线尺寸相关的由实验确定的修正因子，我们发现最佳设计尺寸如式（18-8）、式（18-9）和式（18-10）所示。

$$\text{反射器长度（英尺）} = \frac{1046.8}{f_{\text{MHz}}} \qquad (18\text{-}8)$$

$$\text{激励单元（英尺）} = \frac{985.5}{f_{\text{MHz}}} \qquad (18\text{-}9)$$

$$\text{导向器（英尺）} = \frac{937.3}{f_{\text{MHz}}} \qquad (18\text{-}10)$$

修剪调整 146 MHz 上的环以便在整个 144 MHz 波段都能有令人满意的性能。

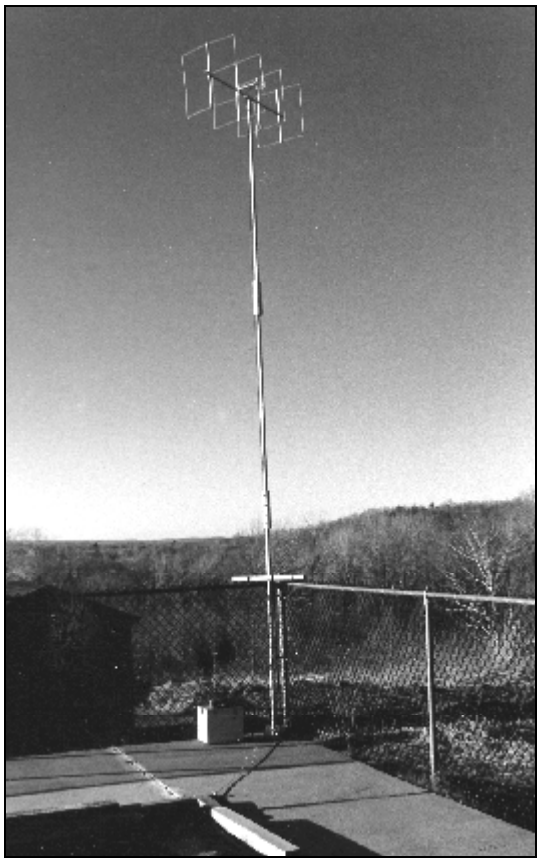


图18-56　144 MHz 4单元便携式方框天线，已经组装好并可以使用。衣橱竿的一部分和松树条连接起来形成天线杆（照片由Adwn Rusczek（W1MPO）拍摄）。

材料

方框天线的设计目标包括快速方便地进行组装和拆卸，如图 18-57 所示。选择木材（修剪过的松木）作为基本制作材料，因为木材重量轻，成本低并且方便实用。松木可用作梁和单元支撑臂。我们用圆形木制衣橱杆作为天线杆的材料。连接天线杆部分的长条由较重的松木做成。单元由 8 号铝

线做成。用树脂玻璃支撑馈点。表 18-17 列出了仿制上述的方框天线所需的五金件和其他部件。

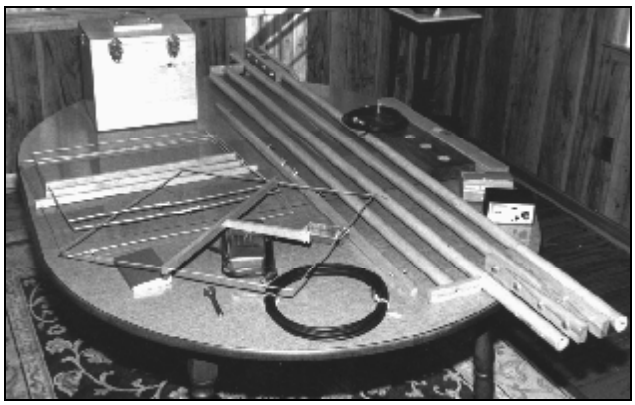


图18-57　全部的便携式方框天线，旅行时把它拆开。桌子前面的是激励单元。后面的松木盒是用于搬运设备和附件的旅行箱。盖子上的洞可以装天线杆，因此在移动操作中这个盒子又可以作为短天线杆的底座。

表 18-17　144 MHz 4 单元方框天线的零件清单

梁：¾英寸×¾英寸×48 英寸的松木
激励单元支撑物（扩展臂）：½英寸×¾英寸×21¾英寸松木
驱动单元馈点支柱：½英寸×¾英寸×7½英寸松木
反射器支撑物（扩展臂）：½英寸×¾英寸×22½英寸松木
引向器支撑物（扩展臂）：½英寸×¾英寸×20¼英寸松木，2 个
天线杆支架：¾英寸×1½英寸×12 英寸重松木，4 个
梁到杆的支架：½英寸×1⅝英寸×5 英寸松木
单元导线：铝制地线（15-035 号 Radio Shack 线）
线夹：¼英寸电工的铜板或锌板钢夹，3 个
梁五金零件：
　6 个 8-32 号×1½英寸不锈钢机械螺钉
　6 个 8-32 号不锈钢蝶形螺母
　12 个 8 号不锈钢垫圈
天线杆五金零件：
　8 个六角螺栓，¼－20×3½英寸
　8 个六角螺母，¼－20
　16 个平垫圈
天线杆材料：1$\frac{5}{16}$ 英寸×6 英尺木衣橱杆，需要 3 个
馈点支撑板：3½英寸×2½英寸树脂玻璃板
木材加工材料：
　沙纸，干净的聚亚安酯，蜡
馈线：52 W RG-8 或 RG-58 电缆
馈线终端：8 号焊片或更大的五金零件，需要 2 个
其他五金零件：
　4 个小机械螺钉，螺母，垫圈；2 个平头木螺钉

制作

首先组装方框天线的单元。底部的安装孔在打钻时注意要与 1½英寸的 8 号五金件相适配。在单元扩展臂上测量并标记出所要钻孔的位置，如图 18-58 所示。在扩展条上钻的孔只要足够安装 #8 导线单元即可。笔直地钻出所有的孔很重要，因为这样在天线组装起来后单元能排列成一线。

如果先做引向器，导线单元的制作会非常容易。用于弯折单元的便利夹具可以由一块切割成引向器侧面长度的 2×3 英寸的木材来制成。在制作每个引向器时最好先使用 82 英寸的导线。当完成单元制作后，多余的线可以切掉（每个引向器全长为 77 英寸）。最初应该折出两个弯角以便在折其余的弯角之前可以将引向器插入扩展条中，如图 18-59 所示。完成最后一个弯角后，可以用电工铜线夹来连接导线，并且它们可以使单元长度的调节难度降低。制作反射器的方法与引向器相同，但反射器的全长是 86 英寸。

激励单元全长为 81 英寸，需要特别注意，因为馈电连接点需要良好地支撑。在激励单元扩展条上钻一个额外的孔用于支撑馈点支柱，如图 18-60 所示。在馈点处用一块树脂玻璃板支撑馈点五金件和馈线。馈点支撑柱应该用环氧树脂粘到扩展条以及用于增加额外机械强度的木螺钉上。

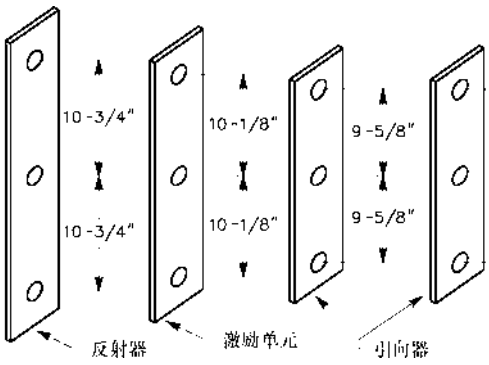


图18-58　144 MHz四单元方框天线的松木单元扩展条的尺寸。

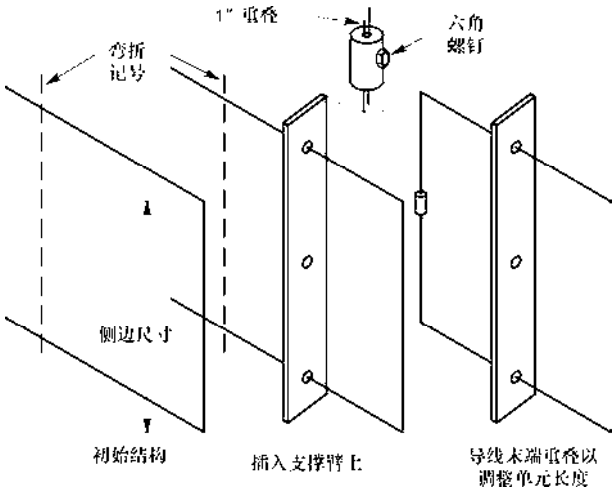


图18-59　图中说明了铝单元导线是如何弯折的，同时也展示了调整夹和它的位置。

对垂直极化来说，将馈点定在激励单元一侧的中心处，如图 18-60 所示。虽然这种办法将扩展条支撑物放在了 4 圈导体的电压最大点处，但 D'Agostino 的结果告诉我们这在操作中没有任何负面影响。然而如果天线暴露在露天环境中，制作者可能想改进这个设计以便在电流最大点提供对环的支撑，如图 18-60 所示（图 18-60 所示的单元应该旋转 90º 以得到水平极化）。

组装天线的时候，确定激励单元扩展臂的方向使它适当地安装到梁上。用与反射器和引向器相同的弯折方法弯折激励单元，但在馈点处不要留下任何重叠的部分。导线的末端在安装到树脂玻璃板处应该分开 3/4 英寸。留下足够的接线余量使得在导线上可以弯出小环，以便可以用不锈钢五金件将它连接到同轴馈线上。

像图 18-61 所示的那样在梁上钻孔，用蝶形螺母把单元扩展条固定到梁上是个好主意。在梁上钻好孔以后，用酒精清洁所有的木制部分，打磨一下，并给它们上两层平滑涂料，在涂料干了以后给所有的木制部分打上蜡。

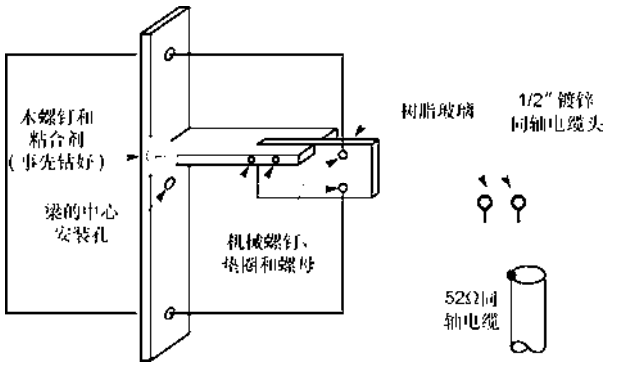


图18-60　144 MHz方框天线激励单元的布局。同轴电缆的引头被剥去½英寸并配上焊片，这样可以很容易地进行连接和拆卸。参见与环支撑点阻抗相关论述。

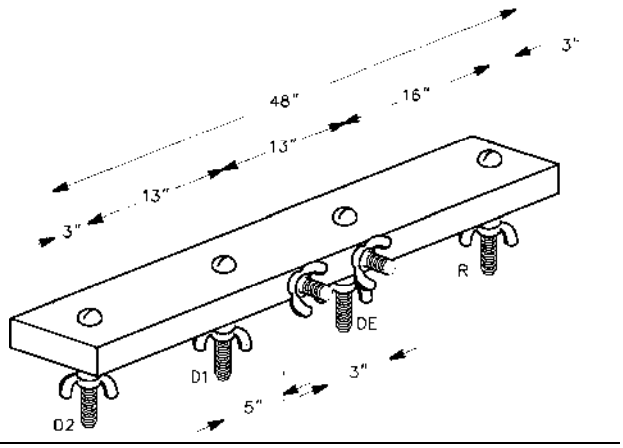


图18-61　梁的细节，给出了中心孔位置和梁到天线杆的连接点。

下面将梁装到天线杆上。把 6 英尺的衣橱杆的两端做成直角（轴锯箱在这里很有用）。同时在梁附件装置部分和杆的一端钻中心孔（见图 18-62）。要使天线杆的孔小于所用的平头螺钉以保证接合紧密。像图 18-62 所示那样精确地钻孔以便连接到梁上。

钻孔将平头钉埋下去从而使表面平坦以便安装到梁上。在表面涂上环氧粘合剂，把梁附件部分牢固地拧到天线杆上。用一根 6 英尺长的杆连接到杆其他的部分上。

下面准备两根额外的 6 英尺长的杆。这使得整根杆高度达到 18 英尺。使每根杆末端成直角很重要，这样安装时可以使杆直立。杆部连接器由松木制作，如图 18-63 所示。用 3½×1/4 英寸的六角螺钉、垫圈和螺母，根据需要可以附加一些部件以达到 6、12 或 18 英尺的总高度。每次同时在两个连接器中钻孔。这能保证孔较好地保持对齐。在这个工作中用钻床会很理想，但如果需要的话，也可以小心地使用手钻来完成。

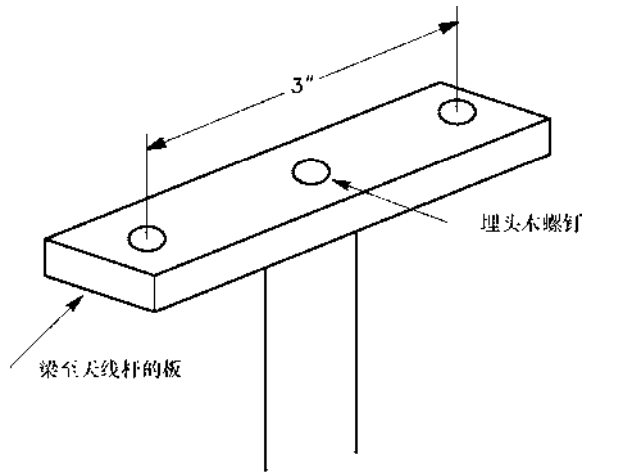


图18-62　144 MHz方框天线梁到天线杆的板。板中心的螺钉孔应该凹进去以便安装到这个孔的螺钉与梁的安装互不干扰。

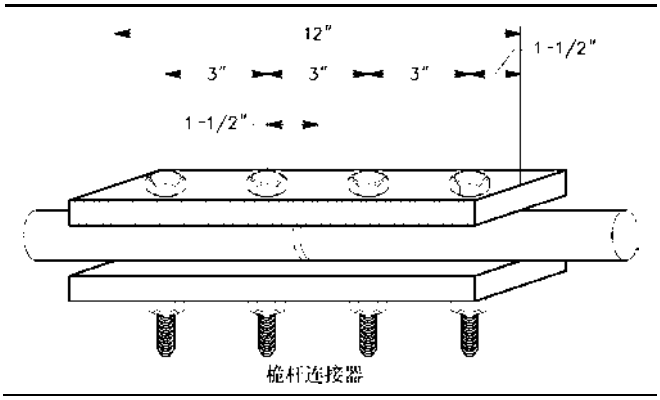


图18-63　便携方框天线的杆耦合连接器的细节图。每次两块板子应该一起钻孔以保证孔是对齐的。

把两根杆部分端对端地对齐，注意要使它们非常笔直。用事先钻好的连接器保持杆的直立，穿过杆进行钻孔，每次一个。如果保持了良好的对齐，可以做成一个笔直的 18 英尺杆。立即在连接器和杆上做标签，以便使它们总是以同样的顺序装配。

组装天线时，在安装馈线之前把所有单元安装到梁上。把同轴电缆连接到激励单元支撑板的螺旋式连接器上，并使电缆沿着支柱伸到底部。电缆应该从那里直接经过杆垂下。组装杆以得到希望的高度。这个天线可以提供良好的性能，并且在整个 144 MHz 波段都有一个合理的 SWR 曲线（如图 18-64 所示）。

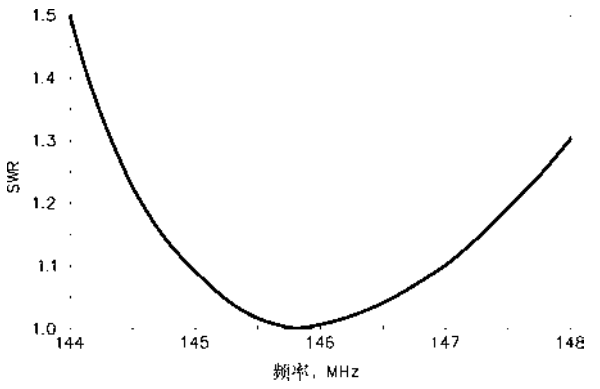


图18-64　144 MHz便携方框天线的典型SWR曲线。使用粗导线和方框形的设计可提供出色的带宽。

18.8　制作框形八木天线

框形八木天线由 Wayne Overbeck（N6NB）设计。他于 1977 年首次公布了该天线的信息（参见参考书目）。制作 quagi 天线有一些技巧，但没有任何困难或复杂的地方。实际上，Overbeck 一天可以制作多达 16 副这样的天线。表 18-18 和表 18-19 给出了高达 446 MHz 的各种频率下的 quagi 天线的尺寸。

对表 18-18 和表 18-19 中的天线来说，梁是木制或其他任何非导电材料（如玻璃纤维或树脂玻璃）。如果用金属梁，则需要新的设计和新的单元长度。许多 VHF 天线制作者由于没有遵守这个规定而失败：如果一开始使用金属梁，当你再次制作它的时候要使用相同尺寸和形状的金属梁。如果它需要木制梁，则使用非导电性材料。许多爱好者不喜欢木制梁，但在咸湿空气环境中它们比铝质梁耐用（并且成本肯定低）。给梁上漆以增加保护。

表 18-18　　8 单元八木天线的尺寸

单元长度	频率（MHz）				
	144.5	**147**	**222**	**423**	**446**
反射器[1]	86⅝″	85″	56⅜″	28″	27⅛″
激励单元[2]（DE）	82″	80	53½″	26⅝″	25⅝″
引向器（即 D）	35 15/16″ to 35″ in 3/16″ steps	35 5/16″ to 34⅜″ in 3/16″ steps	34⅜″ to 23¾ in ⅛″ steps	11¾″ to 11⅞ in 1/16″ steps	11⅜″ to 11 1/16 in 1/16″ steps
间距					
R-DE	21″	20½″	13⅝″	7″	6.8″
DE-D1	15¾″	15½″	10¼″	5¼″	5.1″
D1-D2	33″	32½″	21½	11″	10.7″
D2-D3	17½	17⅛″	11⅜″	5.85″	5.68″
D4-D5	26.1″	25⅝″	17″	8.73″	8.46″
D4-D5	26.1″	25⅝″	17″	8.73″	8.46″
D5-D6	26.1″	25⅝″	17″	8.73″	8.46″
单副天线之间的堆叠距离					
	11″	10′ 10″	7′ 1½″	3′ 7″	3′ 5⅝″

[1]均为#12TW（电性）导线，闭环

[2]均为#12TW 导线环，在底部馈电

表 18-19　432 MHz、15 单元长梁框形八木天线制作数据

单元长度（英寸）	单元间距（英寸）
R-28	R-DE7
DE—26⅝″	DE-D1—5¼
DE—26⅝	D1-D2—11
D1—11¾	D2-D3—5⅞
D2—11 1/16	D3-D4—8¾
D3—11⅝	D4-D5—8¾
D4—11 9/16	D5-D6—8¾
D5—11½	D6D7—12
D6—11 7/16	D7-D8—12
D7—11⅜	D8-D9—11¼
D8—11 5/16	D9-D10—11½
D9—11 5/16	D10-D11—9 3/16
D10—11¼	D11-D12—12⅜
D11—11 3/16	D12-D13—1¾
D12—11⅛	
D13—11 1/16	

梁：1 英寸×2 英寸，12 英尺长的道格拉斯冷杉，在两端削成 5/8 英寸的锥形

激励单元（DE）：结构为正方形的#12TW 铜线环，用 N 形连接器和 52 Ω 同轴电缆在底部中心馈电。

反射器（R）：#12TW 铜线环，在底部闭合。

引向器（D_1～D_{13}）：穿过梁的 1/8 英寸棒。

144 MHz 天线通常装在 14 英尺、1 英寸×3 英寸的梁上，并且梁的两端都锥削成 1 英寸。最好选择松木因为它的重量轻，达到建筑标准的道格拉斯冷杉也不错。在 222 MHz 上梁长要短于 10 英尺，大多数的制作者用 1 英寸×2 英寸或（首选的）3/4 英尺×1¼英寸的松木成型原料。在 432 MHz 上除了长梁天线，梁的厚度应该是 1/2 英寸或更少。大多数制作者在 432 MHz 上使用 1/2 英寸室外胶合板条。

框形单元由树脂玻璃或小木条在电流最大点（顶部和底部，后者在馈点旁边）处进行支撑。如图 18-65 所示。框形单元由 12 号（#12）铜线制成，这经常在家庭配线中用到。一些制作者可能在 144 MHz 中选择使用 10 号（#10）导线，在 432 MHz 中选择使用 14 号（#14）导线，可是这样会略微改变谐振频率。在激励单元底侧中心点焊一个 N 形连接器（144 MHz 中经常用 SO-239），并闭合反射器环。

穿过梁安装引向器。它们可以由直径约为 1/8 英寸的任何金属棒或导线制成。焊条或铝质晾衣绳如果是笔直的话也可以拿来使用（设计者使用了从航空器材剩余商那里得到的 1/8 英寸不锈钢棒）。

用 TV 式 U 形螺栓把天线安装到杆上。用单个机械螺钉、垫圈和螺母把扩展条固定到底部，以便在旅行中天线可以快速地“拆卸放平”。在固定方式安装中建议使用两个螺钉。

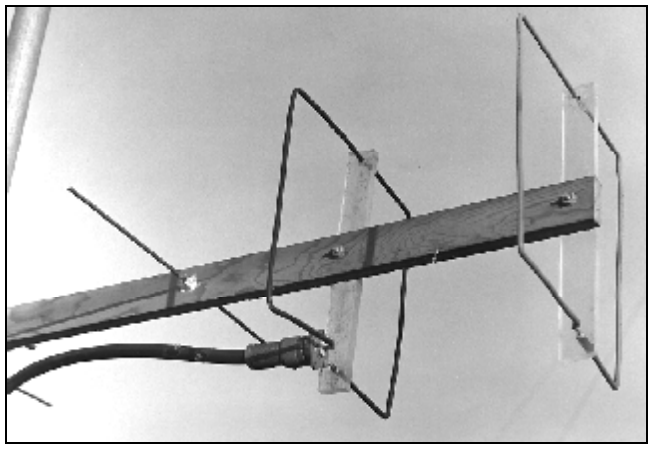


图18-65　在432 MHz的框形八木天线中使用的馈电方式的近距离视图。这种方式用一个4英尺10英寸的梁产生一个很低的SWR和超过13 dBi的增益!在更低的频率上也使用了相同的基本方案，但可以用树脂玻璃扩展条来代替木材。梁是1/2英寸的室外用胶合板。

制作提示

基于框形八木天线制作者的经验给出以下提示。首先，记住在 432 MHz 上即使是 1/8 英寸的测量误差也会导致天线性能的退化。尽可能仔细地切割环和单元。不需要使用精密工具，但准确制作还是必要的。同时确保单元的排放顺序正确。保证最长的引向器最靠近激励单元。

最后，记住一副平衡天线是由不平衡馈线馈电的。设计者尝试使用的每个巴伦都将引入比馈电不平衡所导致的更多的损耗。一些制作者在馈点附近把馈线紧紧地绕了几圈以限制馈线辐射。在任何情况中，馈线都应该保持与天线成直角。使它沿着激励单元直接连到支撑杆，然后垂直地向上或向下移动以得到最佳结果。

1 296 MHz 框形八木天线

框形八木天线的原理最近被扩展应用到 1 296 MHz 波段上，并且有良好的性能，这是自制传统八木天线极难达到的。图 18-66 展示了制作过程，表 18-20 给出了 10 单元、15 单元和 25 单元天线的设计信息。

在 1 296 MHz 上，设计和制作材料中即使是很小的变化都可能导致性能上很大的变化。这里描述的 1 296 MHz 天线每次都能工作——但是只有在使用了相同的材料并且准确地像描述的那样制作时才能达到上述效果。这不是说不允许进行试验改进，但如果你打算对这些 1 296 MHz 天线设计进行修改的话，考虑制作一副

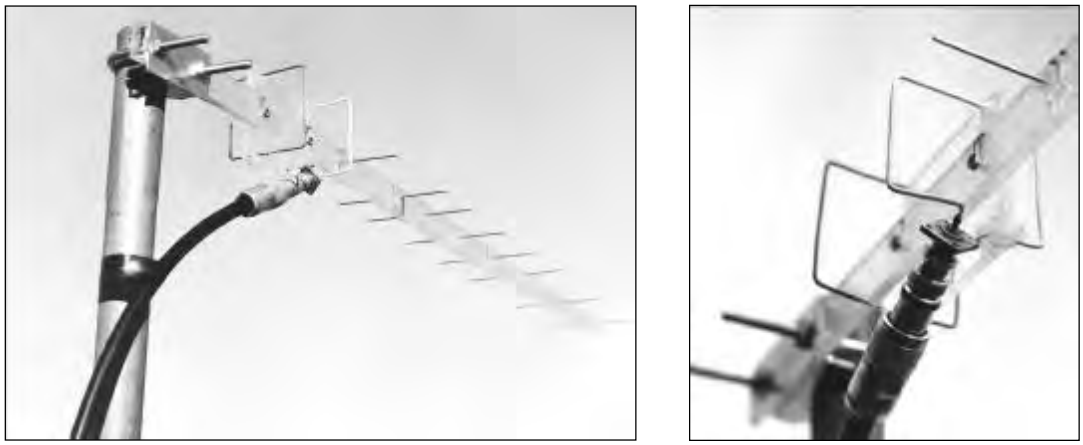


图18-66　1 296 MHz的10单元框形八木天线的视图。它安装在一根30英寸的树脂玻璃梁上，并用3英寸×3英寸的正方形树脂玻璃来支撑激励单元和反射器。注意激励单元是如何被安装到标准的UG-290BNC连接器上的。单元由硅树脂电缆膏固定到位。

表 18-20　1 296 MHz 框形八木天线的尺寸

注意：所有长度都为全长。见文中和照片以得到制作技术和在环联结点处推荐的重叠部分。所有的环都是由#18AWG 实芯铜电铃线制成。八木天线的引向器由 1/16 英寸的黄铜焊条制成。见文中讨论的引向器的锥削部分。

馈电：在激励单元处直接将 52 Ω 同轴电缆接到 UG-290 连接器上；同轴电缆对称地布到天线尾部的杆上。

梁：1¼英寸的厚树脂玻璃，对 10 单元方框天线或框形八木天线来说长为 30 英寸，对 15 单元框形八木天线来说长为 48 英寸；对 25 单元框形八木天线来说长为 84 英寸。

单元	长度（英寸）	制作方式	单元	单元间距（英寸）
1 296 MHz10 单元框形八木天线				
反射器（R）	9.562 5	Loop	R-DE	2.375
激励单元（DE）	9.25	Loop	DE-D1	2.0
引向器 1（D_1）	3.91	黄铜棒	D1-D 2	3.67
引向器 2（D_2）	3.88	黄铜棒	D2-D3	1.96
引向器 3（D_3）	3.86	黄铜棒	D3-D4	2.92
引向器 4（D_4）	3.83	黄铜棒	D4-D5	2.92
引向器 5（D_5）	3.80	黄铜棒	D5-D6	2.92
引向器 6（D_6）	3.78	黄铜棒	D6-D7	4.75
引向器 7（D_7）	3.75	黄铜棒	D7-D8	3.94
引向器 8（D_8）	3.72	黄铜棒		
1 296 MHz 15 单元框形八木天线				
前 10 个单元与上面中的单元长度一样，但 D_6～D_7 间距为 4.0 英寸，D_7～D_8 同样也为 4.0 英寸				
引向器 9（D_9）	3.70		D8-D9	3.75
引向器 10（D_{10}）	3.67		D9-D10	3.83
引向器 11（D_{11}）	3.64		D10-D11	3.06
引向器 12（D_{12}）	3.62		D11-D12	4.125
引向器 13（D_{13}）	3.59		D12-D13	4.58
1 296 MHz 25 单元框形八木天线				
前 15 个单元使用与上面的 15 单元天线具有相同的单元长度和间距。额外的引向器以 3.0 英寸的间距均匀地间隔开，并且长度以 0.02 英寸逐渐减小。因此，D23 为 3.39 英寸。				

像这里描述的天线，那么当发生变化时也可以有个可以作比较的参考原型。

框形八木天线（以及立体方框天线）安装在 1/4 英寸厚的树脂玻璃梁上。激励单元和反射器（以及立体方框天线中的引向器）由#18AWG 绝缘实芯铜铃线制成，这些可以在五金和电工供应商店买到。其他类型和尺寸的导线同样能很好地工作，但尺寸随着导线直径变化。即使只去掉绝缘皮通常也需要你跟着去改变环的长度。

框形环大致是正方形的（见图 18-67），虽然形状相对不是关键，但单元长度至关重要。在 1 296 MHz 上，1/16 英寸的微小变化就可以引起可观的性能变化，1/8 英寸的偏离可能降低几分贝的增益。给出的环的长度是总长度。将导线切到这个长度然后把两端焊接到一起。在反射器（以及引向器）两端连接处有 1/8 英寸的重叠部分，如图 18-67 所示。

激励单元是最重要的。把#18 导线环焊到一个标准的 UG-290 底盘座 BNC 固定器上，如照片所示的那样。必须使用这种类型的连接器以保证制作中的一致性。任何替换都可能改变激励单元的电长度。9¼英寸激励单元环的一端被尽可能深地挤进中心引脚，并焊接到那个位置上。然后使环成形并穿过钻在树脂玻璃支撑物上的小孔。最后，另一端装入 BNC 连接器 4 个孔中的一个孔并进行焊接。在大多数情况中，如果导线末端刚好穿过孔并因此与连接器边缘相反一侧齐平的话，可以获得最佳的 SWR。

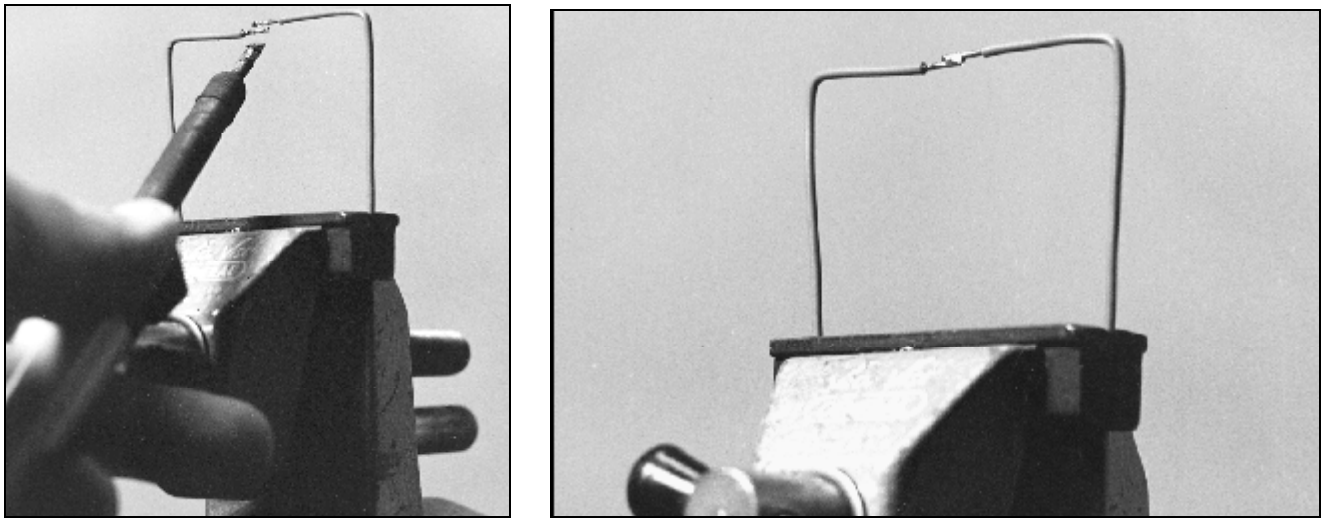


图18-67　这组照片展示了1 296 MHz 框形无源单元所使用的制作方法。#18电铃线的两个末端接在一起，这里有1/8英寸的重叠并焊接。

18.9　1 296 MHz 环形八木天线

这里描述的是 1 296 MHz 波段的环形八木天线。环形八木天线可以归属于天线中的方框天线家族，因为每个单元是长度约为 1 *l* 的闭合环。这里描述了几种形式，因此制作者可以根据手头资源来选择梁长和所希望的频率覆盖范围。Mike Walters（G3JVL）于 1970 年在业余无线电圈内提出了原创的环形八木天线设计方法。从那以后，开发出了具有不同的环和梁尺寸的各种形式的天线。Chip Angle（N6CA）设计开发了这里将要介绍的天线。

这里给出了 3 组尺寸。如果仔细地遵循这些尺寸将可以得到良好的性能。在对任何东西切割或钻孔以前先检查所有的尺寸。1 296 MHz 天线适合用于微弱信号通联中，而 1 270 MHz 天线最好用于 FM 和 L 模式卫星通联。1 283 MHz 天线从 1 280～1 300 MHz 提供了可以令人接受的性能。

这些天线安装于 6 英尺和 12 英尺的梁上。在 VHF 会议上和国内个人的增益测试结果都表明了 6 英尺模型的增益大约为 18 dBi，而 12 英尺天线大约是 20.5 dBi。电子扫频测量指出离设计频率的±30 MHz 处的增益较增益峰值下降了大约 2 dB。然而 SWR 在设计的中心频率的低端一侧的几兆赫兹范围内有所恶化。

主梁

这里给出的尺寸只能适用于外径为 3/4 英寸的梁。如果用不同大小的梁，尺寸必须以相应的比例重新规定。许多五金商店出售 6 和 8 英尺长的铝管，这种管子很适合短八木天线。如果打算做 12 英尺天线，找一根更耐用的梁材如 6061-T6 级铝。不要用阳极电镀的管子。12 英尺天线必须有额外的梁支撑以减小梁的下垂。6 英尺天线可以在尾部进行安装。对尾部安装来说，允许在最后一个反射器后面有 4½英寸的梁以消除支撑物对 SWR 的影响。

用一块连接板把天线固定到杆上。这块板要安装在梁的中心，如图 18-68 所示。与单元安装孔垂直地钻出板安装孔（假定天线极化方式为水平的）。

用 4-40 号机械螺钉将单元安装到梁上，因此必须沿着梁的中心钻一些 33 号（0.113 英寸）孔以适应上述五金零件。图 18-69 展示了该波段不同部分的单元间距。尺寸应该尽可能地接近图中所给出的值。

无源单元

反射器和引向器是从 0.032 英寸厚的铝板上切下来的，宽为 1/4 英寸。图 18-70 说明了各种单元的长度。这些长度仅能适用于从特定材料上切割下来的单元。为了得到最好的结果，应该用大剪刀切割单元条。如果边缘很锋利的话，鸟类就不会停到单元上了。

仔细标出安装孔的位置以后，像图 18-70 所示的那样钻安装孔。钻孔完毕以后，把每一个条带弯成一个圆。通过把单元绕在一个圆形的模上可以很容易地做到（1 个小果汁罐即可充当圆柱模的工作）。

用 4-40 号×1 英寸的机械螺钉、止动垫圈和螺母将

环安装到梁上。如图 18-71 所示。最好只用不锈钢或镀镉黄铜五金件。虽然初始成本比普通的镀镉钢质五金零件贵，但不锈钢或镀镉黄铜五金件不会生锈，并且在几年后不需要替换。除非天线上过漆，否则五金件性能肯定要恶化。

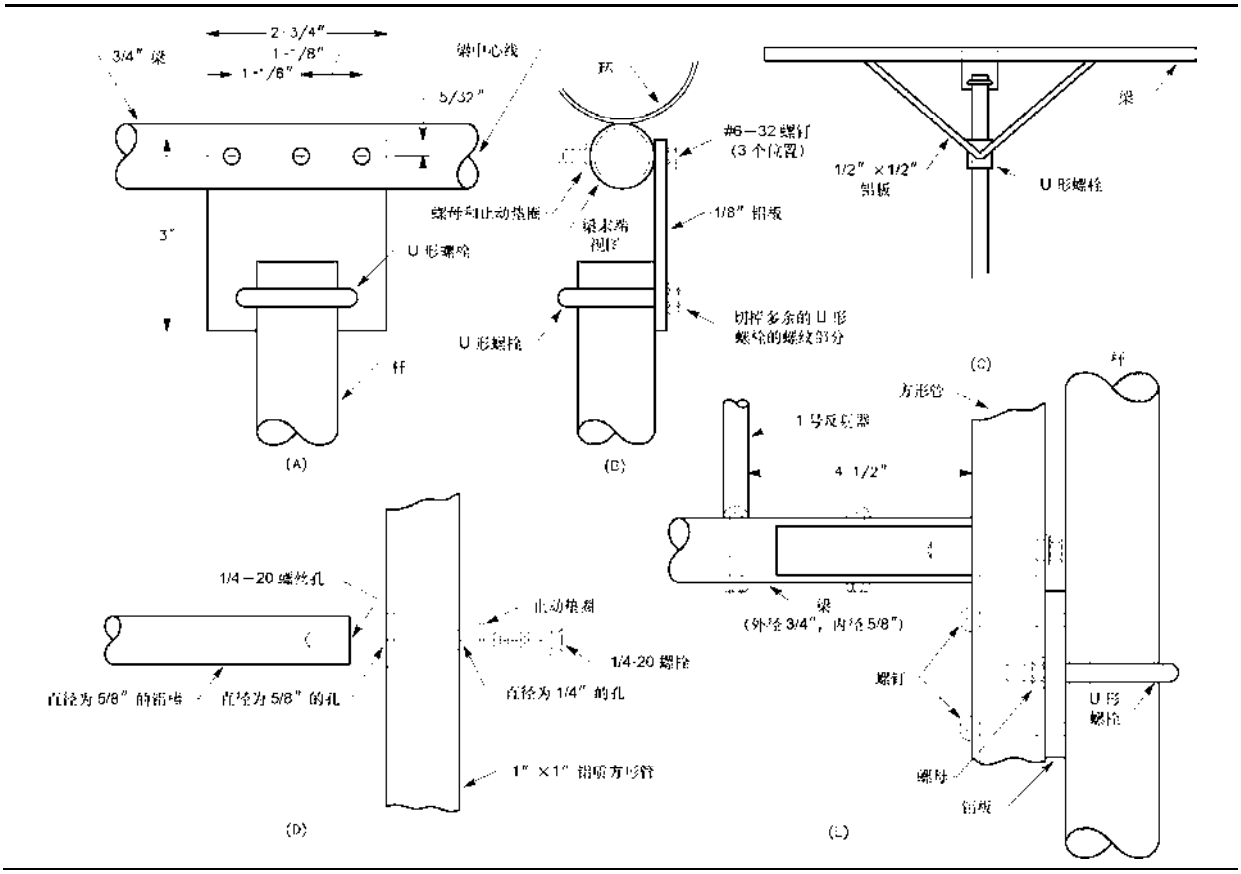


图18-68　环形八木天线梁到杆的板的细节在图18-68（A）中给出。在图18-68（B）中，详细给出了天线到杆的安装。对长天线的梁的支撑方式如图18-68（C）所示。图18-68（D）和图18-68（E）中所示的方式可以用于6～7英寸长的尾部安装式天线。

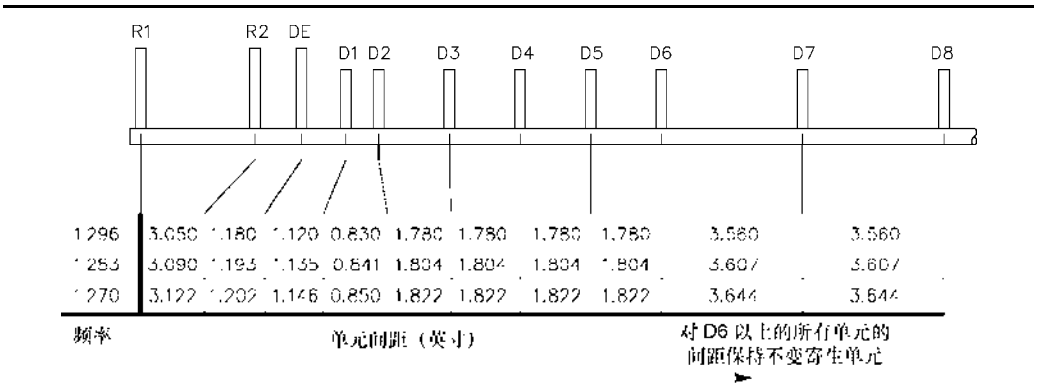
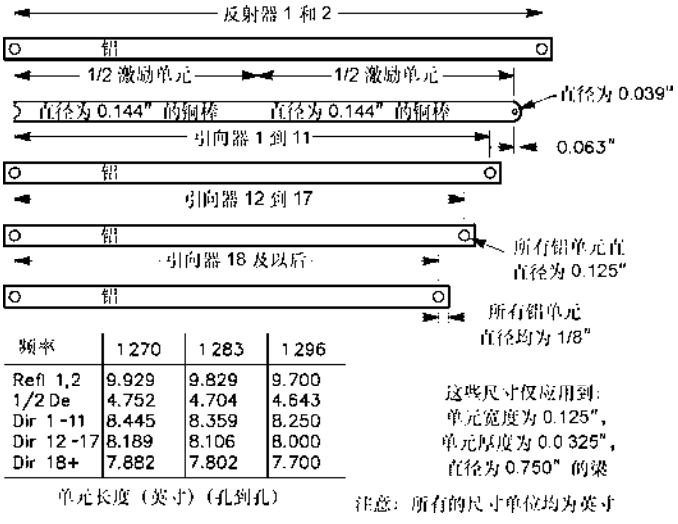


图18-69　梁上钻孔尺寸。如果想要使性能最佳，必须严格地遵循这些尺寸并且使用相同的材料。在D6以后的所有单元间距均相同——尽可能多地使用以布满梁。



频率	1 270	1 283	1 296
Refl 1,2	9.929	9.829	9.700
1/2 De	4.752	4.704	4.643
Dir 1 -11	8.445	8.359	8.250
Dir 12 -17	8.189	8.106	8.000
Dir 18+	7.882	7.802	7.700

图18-70　环形八木天线的无源单元由铝板制成，激励单元由铜板制成。给出的尺寸仅用于1/4英寸宽、0.032 5英寸厚的单元。指定的长度是孔到孔间的距离；孔位置距每个单元末端1/8英寸处。

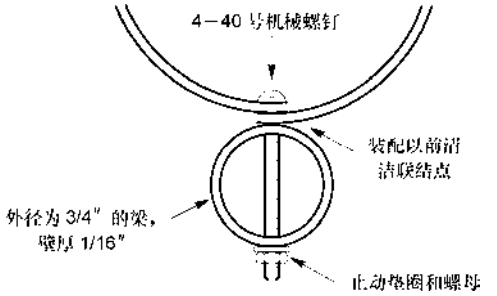


图18-71　单元到梁的安装细节图。

激励单元

激励单元是从 0.032 英寸的铜板上切下来的，宽为 1/4 英寸。在条带上钻 3 个孔，如图 18-69 所示的详细图解。根据图中所示的那样修剪末端并把条带弯成一个圆，与其他单元类似。这个天线就像一副方框天线；如果环在顶部或底部馈电，那么它就呈水平极化。

激励单元的安装细节如图 18-72 所示。安装固定装置是由 20¼×1¼英寸的黄铜螺栓制成。把螺栓头锉到厚度为 1/8 英寸。经过螺栓的中心纵向地钻一个 0.144 英寸（27 号钻头）的孔。一块 0.141 英寸的半刚性硬线（UT-141 或与之等效的）穿过这个孔进行安装并焊接到激励环的馈点上。UT-141 穿过铜环和黄铜安装固定装置的穿入点此时不要进行焊接，以便天线完工时可以进行匹配调整，虽然调整范围不是很大。

UT-141 可以是任意合适的长度。装上你选择的连接器（N 形是首选的）。用一段短的低损耗的 RG-8 电缆（或 1/2 英寸硬线）沿着梁和天线竿向下连到主馈线上。为得到最好的结果，主馈线应该是最低损耗的 50 Ω 电缆。良好的 7/8 英寸硬线每 100 英尺的损耗为 1.5 dB，实质上就不再需要远程安装发射转换器或放大器了。

调谐激励单元

如果按照给定的尺寸制作天线，SWR 应该接近 1:1。只是为了保证结果，如果你有测试设备的话可以检查一下 SWR。然而要确保信号源是干净的，瓦特计对“恶劣”信号也有响应从而可能给出错误的读数。如果碰到问题，重新检查所有的尺寸。如果它们效果还行，通过改变激励单元的形状来进行微调整。对反射器 2 略微的弯曲也可以改善 SWR。当得到所希望的匹配后，在 UT-141 套穿过环和黄铜螺栓的地方进行焊接。

1 296 MHz 天线安装技巧

在低频段上的制作常规不能用于 1 296 MHz 上。这是为何所有敢于使用这些高频段的人并不能都取得成功的原因。首先，当使用一个已经被验证过的天线时，精确地仿制它并不改变任何结果。在天线中尤其如此。

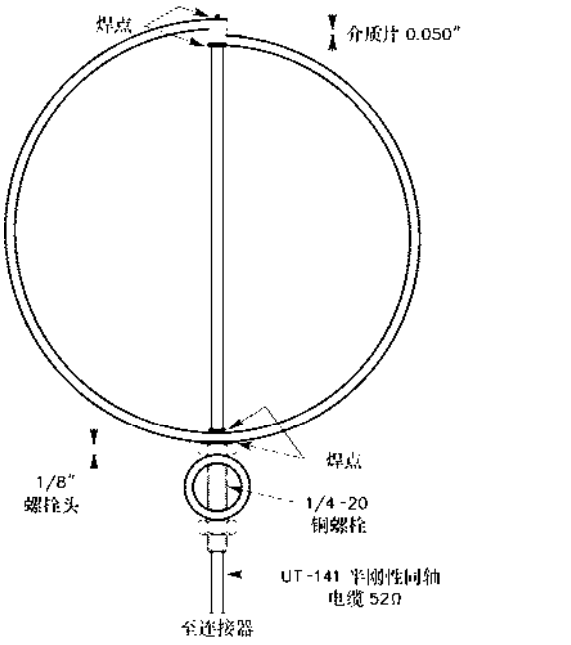


图18-72　激励单元的细节图。要了解进一步的信息，请参见图18-70和文中相关内容。

用你可以找到的最好的馈线。这里是 1 296 MHz 上的普通同轴电缆的实际测量数据（每 100 英尺的损耗）。

RG-8、213、214：11 dB

1/2 英寸泡沫/铜硬线：4 dB

7/8 英寸泡沫/铜硬线：8 dB

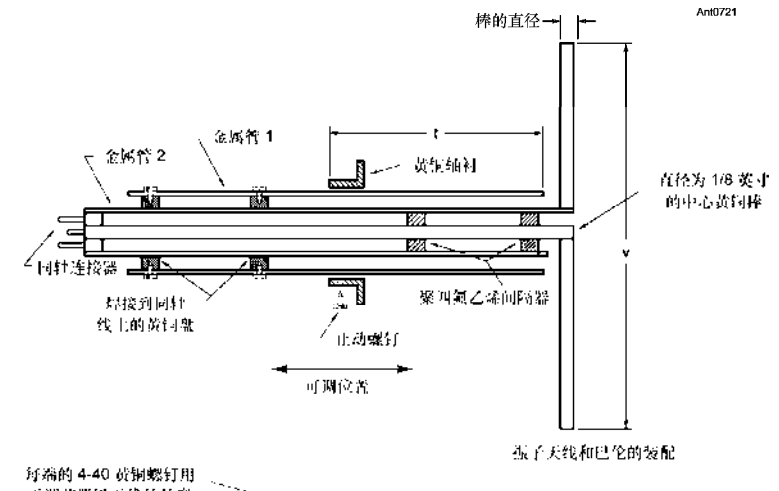
安装天线并保持馈线损耗处在一个绝对最小值上。保持低的馈线损耗比天线高度还要重要。不要让天线杆穿过单元，在较低频率上也是这样的。将所有 U 形螺栓剪到所需要的最短长度；在 1 296 MHz 上 *l*/4 的值只比 2 英寸大一点点。天线周围避免有任何不必要的金属。

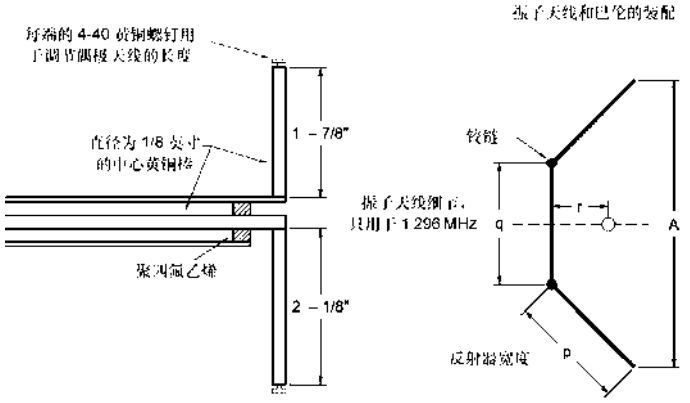
18.10　432 MHz 和 1 296 MHz 槽形反射器

图 18-73 中给出了 432 MHz 和 1 296 MHz 槽形反射器的尺寸。期望增益值分别为 16 dBi 和 15 dBi。一种非常方便的方案，尤其对便携工作来说，是在反射器每个拐角上使用一个金属铰链。这可以让反射器被折平以方便搬运。同时也可以用不同的顶角进行实验。

振子天线的中心需要用一个外罩来防止水汽的进入，并且在 432 MHz 的例子中还可以支撑振子单元。可以将振子移进或移出反射器以得到最小的 SWR，或者如果 SWR 不能测量的话，得到最大的增益。如果用双支节调谐器或其他匹配装置，可以将振子天线放置到一个能给出最佳增益的位置，然后调节匹配装置以给出最佳匹配。在 1 296 MHz 天线中，振子的长度可以通过在单元末端使用黄铜螺钉来调节。止动螺母很关键。

在 1 296 MHz 中反射器应该由铝板制成，而在 432 MHz 中可以用导线网制作（弯曲处与振子天线平行）。为了将增益增加 3 dB，可以将一对这样的阵列堆叠起来，仅仅将反射器分开就行（为了防止边缘形成一道反射器）。然后辐射振子天线必须同相地馈电，必须做好合适的馈电和匹配。双支节调谐器可以用于匹配单个或双个反射器系统。





尺寸，单位为英寸

波段	A	p	q	r	w	t	u	v	金属管 1，黄铜或铜	金属管 2，黄铜或铜	增益
432	120	100	50	7	1/2	60	6	1/2	1/4	12	3/4	内径 1-1/2"，壁厚 1/16"	外径 5/8"，壁厚 1/16"	16 dBi
1296	45	36	9 – 1/2	2 – 1/2		20	2 – 1/8	1/8	4 – 1/4			内径 3/4"	外径 3/8"，s.w.g. 为 20	15 dBi

图18-73　432 MHz和1 296 MHz槽形反射器天线的实际制作信息。

18.11　10 GHz 喇叭天线

对初学者来说喇叭天线是 10 GHz 上最容易制作的天线。它可以由很容易找到的黄铜平板来制作。由于它本身就是一种宽带结构，故可以容许一些微小的制作误差。其中一个缺点是在增益高于 25 dBi 时，喇叭天线将变得很笨重，但对大多数可视距离内的通联很少需要这么高的增益。这副天线由 Bob Atkins（KA1GT）设计，并且他在 1987 年四月份和五月份的 QST 中发表了相关文献。

喇叭天线通常由波导馈电。当在它的正常频率范围内操作时，波导传播的是 TE_{10} 模。这意味着电场（*E*）是横跨波导短边尺度的，而磁场（*H*）是横跨长边尺度的。这就是图 18-74 所示的 *E* 平面和 *H* 平面的术语的产生原因。

喇叭天线具有多种类型。如果波导仅在 *H* 平面张开，相应的喇叭天线被称为 *H* 面扇形喇叭，同样地，如果仅在 *E* 平面张开，相应的喇叭天线被称为 *E* 面扇形喇叭。如果在两个平面都张开，该天线称为角锥喇叭。

对于任何给定孔径的喇叭天线，当横越孔径的场在幅度和相位上均匀分布的时候，方向性（沿轴增益）最大。当场分布不均匀时，会形成旁瓣从而减弱天线方向性。为了得到一个均匀的场分布，喇叭天线应该以最小的张开角并尽可能的伸长。然而从实用的观点来看，喇叭天线应该尽可能地短，因此在性能和方便性之间有明显的冲突。

图 18-75 说明了这个问题。对于给定的张开角和给定的侧面长度，从喇叭顶点到孔径中心（L）上以及从喇叭顶点到孔径边缘（L′）上存在一个传播路径差。这导致了横跨孔径处的场有一个相位差，它进而导致了天线旁瓣的形成，以及方向性（沿轴增益）的下降。如果 L 很大的话这个差就很小，场分布几乎就是均匀的。然而随着 L 的减小，相位差增大并且方向性变坏。最佳的（最短的可能）喇叭天线的设计是在旁瓣变得过大以及轴向增益显著地变小之前，使这个相位差不超过最大可容许值。

对 *E* 平面和 *H* 平面喇叭天线来说这个相位差容许值是不同的。对 *E* 平面喇叭天线来说，横跨孔径的场强是十分稳定不变的。对 *H* 平面喇叭天线来说，场强在边缘处逐渐减弱为零。因此，在 *E* 平面喇叭天线的孔径边缘的相位差更关键并且应该保持少于 90°（*l*/4）。在 *H* 平面喇叭天线中，容许的相位差是 144°（0.4 *l*）。如果一副角锥喇叭天线的孔径在两个平面上都超过一个波长，*E* 平面和 *H* 平面的方向图基本互相独立并可以分开分析。

波导馈电通常的方向是宽边位于水平方向，此时产生垂直极化。如果是这种情况，*H* 平面扇形喇叭天线的水平波束宽度会非常窄而垂直波束宽度会非常宽。对大多数业余应用来说这不是一个非常实用的波束方向图。*E* 平面扇形喇叭天线的垂直波束很窄而水平波束非常宽。这种辐射方向图在需要宽覆盖范围的无线电系统中会很有用。

对一般应用来说，最实用的喇叭天线形式是优化的角锥喇叭天线。在这种结构中，两个波束宽度几乎相同。*E* 平面（垂直）波束宽度略微比 *H* 平面（水平）的小些，并且也具有更高的旁瓣强度。

喇叭天线的制作

一副具有 18.5 dBi 增益的角锥喇叭天线如图 18-76 所示。第 1 个设计参数通常是所需的增益，或者是最大天线尺寸。这些当然是相关的，这些关系大致如式（18-11）～式（18-13）所示：

L = *H* 平面长度（l）= 0.0 654×增益　　（18-11）

A = *H* 平面孔径（l）= 0.0 443×增益　　（18-12）

B = *E* 平面孔径（l）= 0.81 A　　（18-13）

其中

增益表达为一个比例；20 dBi 增益 = 100

L、*A* 和 *B* 是图 18-77 所示的尺寸。

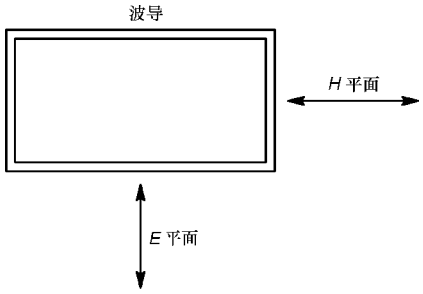


图18-74　10 GHz天线通常由波导馈电。参见文中所讨论的波导传播特性。

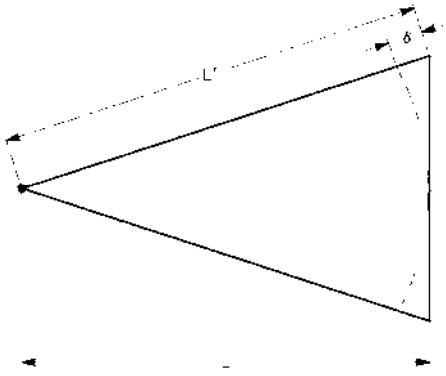


图18-75　喇叭天线中心和边缘之间的传播路径长度（相位）差为 δ。

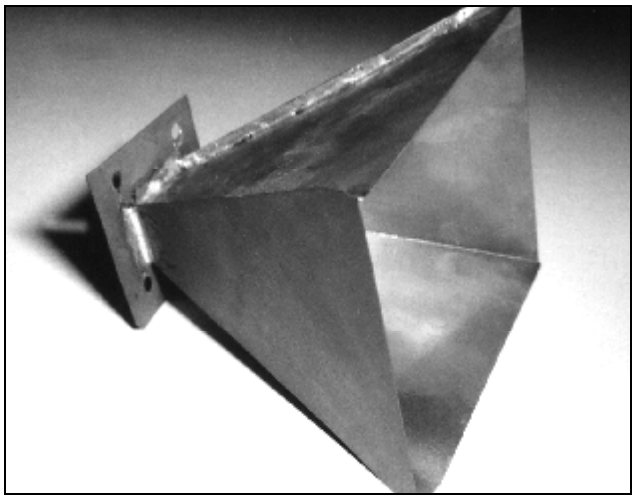


图18-76　这副角锥喇叭天线在10 GHz上有18.5 dBi的增益。制作详情在文中给出。

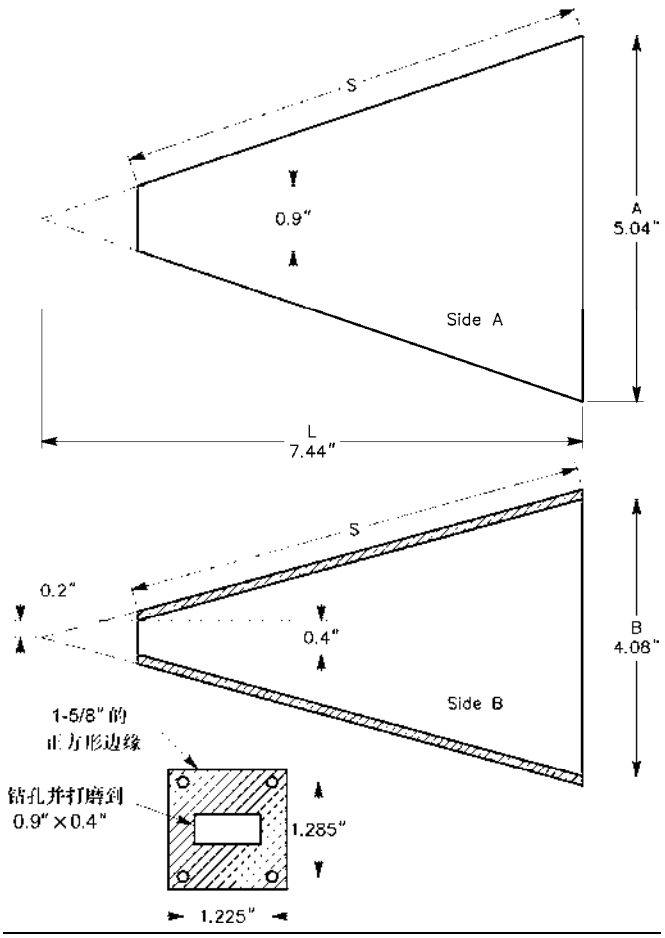


图18-77　用于制作10 GHz喇叭天线的黄铜片的尺寸。制作中每个三角片（A侧和B侧）需要两块。

从这些等式中，可以确定一副 10.368 GHz 上增益为 20 dBi 的喇叭天线的尺寸。10.368 GHz 上的一个波长为 1.138 英寸。这种喇叭天线的长度（*L*）为 0.065 4×100=6.54 *l*。这在 10.368 GHz 上为 7.44 英寸。对应的 *H* 平面孔径（*A*）为 4.43 *l*（5.04 英寸），并且 *E* 平面孔径（*B*）为 4.08 英寸。

制作这种喇叭天线最简单的办法是在黄铜板材上切出几片材料并把它们焊接到一起。图 18-77 展示了侧面的三角形片和波导法兰用的正方形片的尺寸（也可以用标准的成品法兰）。因为 *E* 平面和 *H* 平面孔径不一样，喇叭天线的开口不是正方形的。振子的厚度并不重要，0.02～0.03 英寸都可以。经常可以从五金店或业余器材店找到黄铜板材。

注意三角形片要在顶点修剪以适应波导孔径（0.9 英寸×0.4 英寸）。这使得小三角形（B 侧）从底部到顶点的长度必须比较大的三角形（A 侧）要短。注意如果要使喇叭天线良好地接合到一起，它的两个不同侧的长度 *S* 必须相等!别看它是如此简单，为了得到可以很好地将部件接合到一起，你需要仔细地制作。

侧面长度可以通过简单的几何学来计算，但首先在一块纸板上画出模板会使制作更简单。模板可以用于制作一个仿制天线以使得在切割黄铜板之前，所有的部件都能合适地装配到一起。

首先在纸板上标出较大的三角形（A 侧）。确定当宽度为 0.9 英寸所在的点，画一条如图 18-77 所示的与底部平行的线。测量侧面长度 *S*，这也是较小那片（B 侧）的长度。

通过先画一条 B 侧长度的线然后画第 2 条 *S* 长度的线来标出较小片的形状。S 线的一端是 B 线的一端，另外一端在与 B 线中心垂直的一条线上方 0.2 英寸，如图 18-76 所示（这个过程做起来比描述更容易）。把这个较小的片制作得略微大一些（图 18-77 中的阴影区域），以便你在装配过程中可以将焊接衔接口留在喇叭天线的外面。

为 A 侧和 B 侧各切出两块纸板并把它们组到一起构成喇叭的形状。波导端的孔径应该为 0.9 英寸×0.4 英寸，而另外一端的孔径应该为 5.04 英寸×4.08 英寸。

如果这些尺寸正确的话，用纸板模板标出黄铜板片。如果能找到的话，黄铜板应该用台剪切割，因为剪式剪床容易使金属弯曲。用夹具把这些片夹到一起并在接缝外侧焊接。防止焊锡和松香污染到喇叭的内侧很重要，因为它们会吸收射频能量并在这些频率上降低增益。

装配图如图 18-78 所示。当完成喇叭制作以后，把它焊接到一个标准的波导法兰上，或者一块如图 18-77 所示那样切出来的金属板上。法兰与喇叭之间的过渡必须平滑。这副天线提供了出色的性价比（大约 5 美元的部件成本得到 20 dBi 的增益）。

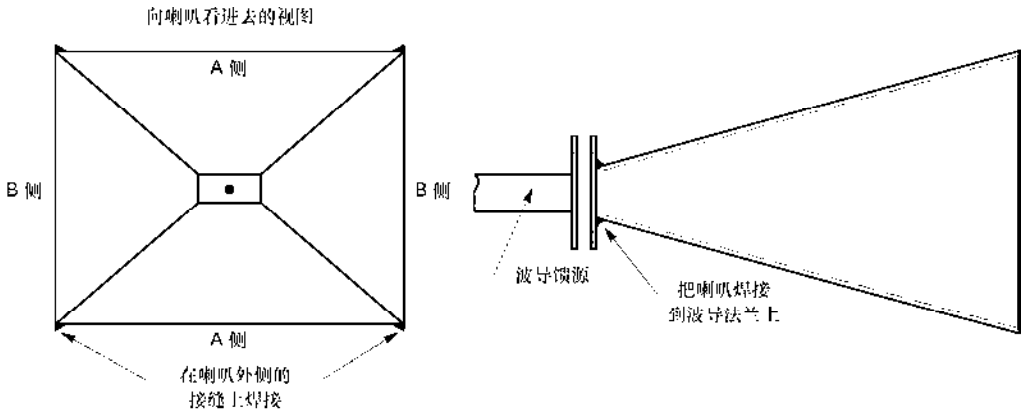


图18-78　10 GHz喇叭天线的装配。

18.12　潜望镜天线系统

对所有利用微波频段进行通联的爱好者来说，一个共同的问题是在将天线安装到尽可能高的最大高度的同时，如何尽量减小馈线损耗。频率越高，这个问题越严重，因为馈电线损耗随着频率升高而增加。由于在较高波段上最经常用的是抛物面天线，馈电系统的防水也成了个难点（特别是波导馈电系统）。当更换波段时不能接入反射碟面也是个问题。除非你每次都爬到塔上并改变馈电系统，必须在反射碟面上为每个波段安装一个馈电系统。解决这些问题的一个方法是使用潜望镜式天线系统（有时称为“苍蝇拍天线”）。

这部分的材料由 Bob Atkins（KA1GT）准备，并被刊登在 1984 年 1 月份和 2 月份的 QST 杂志中。图 18-79 展示了潜望镜式天线系统的示意图。将一块平面反射器以 45° 角安装到旋转塔的顶部。这个反射器可以是长短轴比为 1.41 的椭圆，或者是矩形。在塔的底部安装一个反射碟面或者其他类型的天线，比如八木天线，并指向正上方。这种系统的优点是可以改变馈电天线并且能方便地工作。此外，选择合适的反射器尺寸、碟面尺寸以及碟面与反射器的间距，可以使馈电损耗变小，从而增加有效系统增益。实际上，对一些特定的系统结构来说，整个系统的增益可以比单独的馈电天线的更大。

潜望镜式天线系统的增益

图 18-80 展示了一个椭圆反射器的天线系统有效增益和反射器与馈电天线间距离的关系。第一眼看去，并不能明显看出这个天线系统的增益是如何比单独馈电大的。原因在于基于馈电系统到反射器的不同距离，反射器可能处在天线近场（菲涅耳）区域，也可能是远场（弗朗霍夫）区域，或者处于两者之间的过渡区域。

在远场区时，增益与反射器面积成正比，与馈电系统和反射器之间的距离成反比。在近场区域，可能会发生看似很奇怪的事情，如随着馈电系统到反射器间隔的减小，增益也减小。增益下降的原因是，虽然反射器截取了更多的由馈电系统辐射的能量，但在远处某点处它并不是做出所有同相的贡献，因此增益会下降。

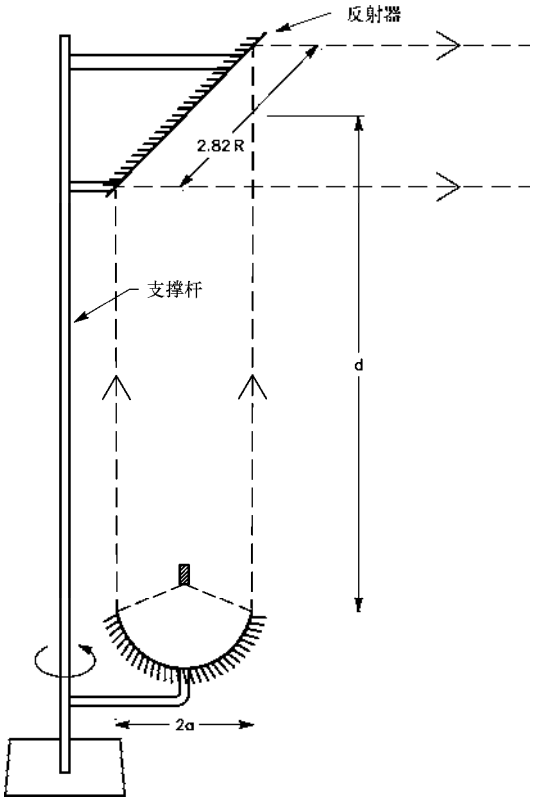


图18-79　基本潜望镜式天线。这种设计可以很容易地调整馈电天线。

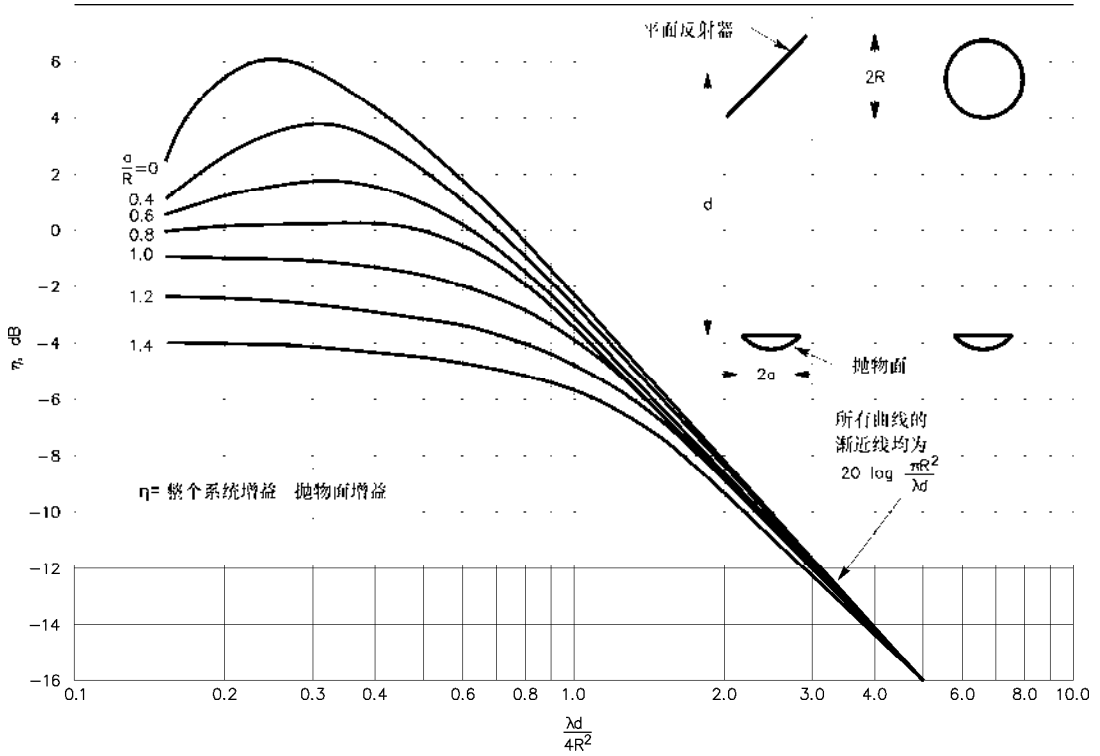


图18-80　使用平面椭圆反射器的潜望镜式天线的增益（参照Jasik的结论——见参考书目）。

在实际应用中，矩形反射器比椭圆反射器更普遍。一个矩形反射器，若是侧面长度同椭圆反射器的长短轴长度相等的话，那么其实际增益通常要略微高一些。在远场区，增益将与反射器的面积成正比。为了以矩形反射器的形式来实现图 18-80 所示的系统，R^2 可以替换为 A/π，其中 A 是反射器的投影面积。天线方向图以一种复杂的方式取决于系统参数（间距和单元尺寸），但表 18-21 给出了一个近似的期望值。R 是椭圆反射器投影圆面积的半径（与短轴半径相等），b 是矩形反射器的正方形投影面积的边长（与矩形的短边长相等）。

表 18-21　　潜望镜式天线系统的辐射方向图信息

	椭圆反射器	矩形反射器
3 dB 波束宽度，单位为度	60 $l/2R$	52 $l/2b$
6 dB 波束宽度，单位为度	82 $l/2R$	68 l/b
第 1 个最小旁瓣，离轴角度	73 $l/2R$	58 l/b
第 1 个最大旁瓣，离轴角度	95 $l/2R$	84 l/b
第 2 个最小旁瓣，离轴角度	130 $l/2R$	116 l/b
第 2 个最大旁瓣，离轴角度	156 $l/2R$	142 l/b
第 3 个最小旁瓣，离轴角度	185 $l/2R$	174 l/b

对那些想要知道这种天线系统严格的数学分析的人来说，本章末尾中的参考资料给出了一些建议。

机械难点

潜望镜式天线的物理制作中有一些问题。因为微波通联系统的天线增益很高，因此它的波束宽度很窄，反射器必须准确地对齐。如果反射器不能产生水平的波束，系统的有效增益将会减小。从系统的几何学角度来看，在垂直平面上反射器的 X 度的角度错位将会导致天线系统方向图垂直对齐位置上 $2X$ 度的角度错位。因此，对竖直指向的反射碟面（通常的情况）来说，反射器必须与垂直面成 45° 角，并且不会因为风力载荷等因素而发生波动。

反射器本身应该很平坦，精度要优于所用频率的 $l/10$。它可以由网制成，只要网眼直径也小于 $l/10$。第 2 个问题是保证支撑杆精确地沿垂直中心线旋转。如果杆不是垂直的，在系统水平地旋转时，会引起波束上下摆动，则水平有效增益也会有起伏。尽管有这些问题，爱好者们已经在 10 GHz 的波段上成功地使用了潜望镜式天线。在商业领域中经常使用潜望镜式天线，尽管通常是点到点传输。这种商业天线系统如图 18-81 所示。

在陆地通信中并不经常使用圆极化，但如果一个潜望镜式系统也采用圆极化时，记住以下这点很重要。当信号被反射时，圆极化效应会发生改变。因此，对用潜望镜式天线系统的右旋圆极化来说，地上的馈电系统产生的应该是左旋圆极化波。同时应该提一下，用抛物面反射器制作一副潜望镜式天线（尽管对爱好者们显得更困难一些）也是有可能实现的。这个天线系统可以看作是馈电补偿式抛物面天线。这个系统可以得到更大的增益，代价是增加了制作一个精确到 $l/10$ 抛物面反射器的复杂性。



图18-81　商业制作的潜望镜式天线，比如这一副，经常用于点到点通信。

参考资料

源材料和本章所涉及的主题的扩展讨论可以从下面给出的参考资料以及第 2 章“天线基本理论”末尾列出的资料中找到。

B. Atkins, “Periscope Antenna Systems,” The New Frontier, *QST,* Jan and Feb 1984.

B. Atkins, “Horn Antennas for 10 GHz,” The New Frontier, *QST,* Apr and May 1987.

J. Drexler, “An Experimental Study of a Microwave Periscope,” *Proc. IRE,* Correspondence, Vol 42, Jun 1954,p 1022.

D. Evans and G. Jessop, *VHF-UHF Manual,* 3rd ed. (London: RSGB), 1976.

N. Foot, “WA9HUV 12foot Dish for 432 and 1 296 MHz,”The World Above 50 Mc., *QST,* Jun 1971, pp 98～101, 107.

N. Foot, “Cylindrical Feed Horn for Parabolic Reflectors,”*Ham Radio,* May 1976.

G. Gobau, “Single-Conductor Surface-Wave Transmission Lines,” *Proc. IRE,* Vol 39, Jun 1951, pp 619-624; also see *Journal of Applied Physics,* Vol 21 (1950), pp 1 119～1 128.

R. E. Greenquist and A. J. Orlando, “An Analysis of Passive Reflector Antenna Systems,” *Proc. IRE,* Vol 42,Jul 1954, pp 1 173～1 178.

G. A. Hatherell, “Putting the G Line to Work,” *QST,* Jun1 974, pp 11～15, 152, 154, 156.

D. L. Hilliard, “A 902MHz Loop Yagi Antenna,” *QST,* Nov 1 985, pp 30～32.

W. C. Jakes, Jr., “A Theoretical Study of an Antenna-Reflector Problem,” *Proc. IRE,* Vol 41, Feb 1953, pp272～274.

H. Jasik, *Antenna Engineering Handbook,* 1st ed. (NewYork: McGraw-Hill, 1961).

R. T. Knadle, “UHF Antenna Ratiometry,” *QST,* Feb 1976,pp 22～25.

T. Moreno, *Microwave Transmission Design Data* （New York: McGraw- Hill, 1948）.

W. Overbeck, “The VHF Quagi,” *QST,* Apr 1977, pp 11-14.W. Overbeck, “The Long-Boom Quagi,” *QST,* Feb 1978,pp 20～21.

W. Overbeck, “Reproducible Quagi Antennas for 1296 MHz,” *QST,* Aug 1981, pp 11～15.

G. Southworth, *Principles and Applications of Waveguide Transmission* (New York: D. Van Nostrand Co, 1950).

P. P. Viezbicke, “Yagi Antenna Design,” *NBS Technical Note 688* (U. S. Dept. of ommerce/National Bureau of Standards, Boulder, CO), Dec 1976.

D. Vilardi, “Easily Constructed Antennas for 1296 MHz,”*QST,* Jun 1969.

D. Vilardi, “Simple and Efficient Feed for Parabolic Antennas,” *QST,* Mar 1973.

Radio Communication Handbook, 5th ed. (London:RSGB, 1976).

第 19 章

空间通信天线系统

当我们考虑业余空间通信时，通常认为有两种模式：卫星与地-月-地（EME 也称月面反射）通信。本质上，两种通信模式都是利用了地球卫星的其中一种或者是我们天然的卫星（月球），或者是众多人造卫星中的一颗。

在这些卫星中存在两个主要的差异。首先一个是距离，月球距离地球大约 250 000 英里，而人造卫星最远在 36 000 英里。这个 7:1 的距离差距导致信号到达卫星时存在巨大差别，因为传输损耗随距离的平方变化。换句话说，由于距离的原因，到达月球的信号要比 25 000 英里高的地球同步轨道卫星弱 20 dB。

月球与人造卫星之间第二个差异是，月球属于无源反射体，与一个平坦镜面形状的理想反射体相比，它的反射性能不好，因为其表面存在许多峭壁与不规则面。信号会由于月球的不规则表面而发生散射，因此比起较好的反射面来说信号更弱。相比而言，人造卫星则属于有源系统，卫星接收来自地球的信号，进行放大，然后用高增益天线重新发送信号（通常使用不同的频率），可以认为这样的卫星是理想的反射体，并具有增益。

人造卫星与地球天然卫星之间差异的最终结果是，月面反射（EME）工作使得站台建造者需要接受比人造卫星工作方式更多的挑战。成功的 EME 通信需要很高的发射功率，很好的接收机灵敏度，以及优秀的操作者，有能力从噪声中提取出弱信号。本章将首先探讨适合人造卫星工作用的天线，然后再介绍 EME 工作所需的相关技术。

共同点

当然，对于卫星与 EME 天线的要求，两者也有共同的地方。它们都需要考虑发射和接收信号方位方向相关的极化影响与仰角角度。

在 HF 波段，信号的极化通常是很少考虑的，因为源信号的极化特性经过电离层反射后将丢失。所以在 HF 波段，垂直天线可以接收到来自天波的水平极化信号，反之亦然，因此在 HF 波段提供这种变化极化的措施并无多大好处。然而卫星通信则不同，由于极化的改变，信号可能消失于噪声之中，而另一个对极化不敏感的天线却可以获得 S9 级别的信号。仰角对于位置跟踪非常重要，还可以避免由于地面杂散反射信号引起信号强度出现零点。

19.1 用于卫星工作的天线

我们已经有多颗卫星可以提供 2 m 波段或更高波段的链路，同时这也为许多种类型的天线应用提供了机会，从最简单到非常复杂的天线都可以。本部分由 Dick Jansson（WD4FAB）执笔，将覆盖涉及相当大范围卫星天线类型，以及指导操作者从原材料开始制作其中的多种天线。

低轨卫星（LEO）用天线

用于业余卫星的天线设计与制作需求，从应用在低地球轨道（LEO）卫星的低增益天线，到高椭圆轨道卫星的高增益天线都有。您可以像许多业余爱好者已经实践过的那样，用最基本的双波段 VHF/UHF FM 收发信机，甚至只用一个性能良好的 FM 手台，就可以操作 FM LEO 卫星。假设收发信机相当灵敏，您甚至用一根性能良好的“橡胶棒”天线即可完成操作。有些业余爱好者也使用手台和一个多单元的定向天线，如比较流行的箭形天线，来完成与那些位于上空的 FM“小鸟们”（译注：这

里指人造卫星）通信，如图 19-1 所示。当然，这种方式也意味着他们必须始终用天线瞄准卫星，即便在卫星越过头顶上空的时刻。

用于 LEO 通信的高质量全向天线，有相当多种类型和形状。M2 公司可以提供 EB-144 和 EB-432 搅蛋器天线，这些天线十分好用并且不需要任何旋转器的操控，参见图 19-2。十字形反射天线也曾经应用很长时间了，如图 19-3 所示。另外还有其他一些操作者使用低增益的八木天线，如图 19-4 那样，也可以工作得很好。

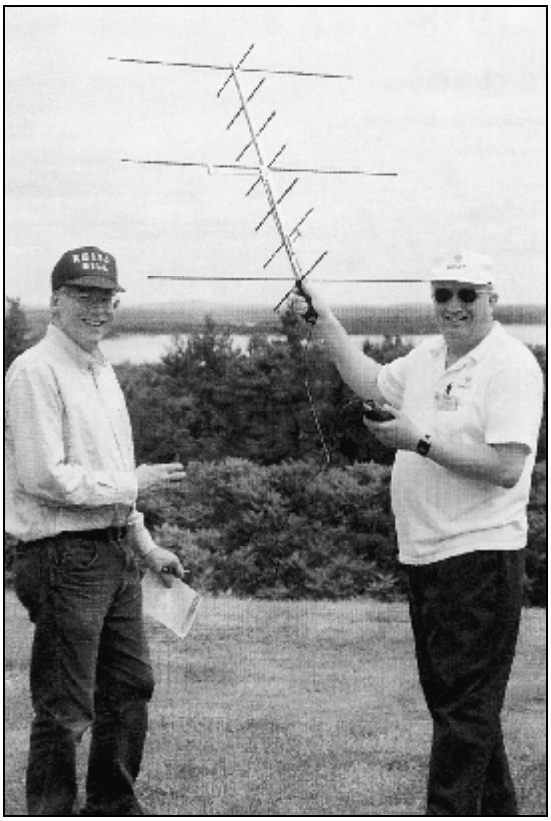


图19-1　手持式“箭形”增益天线对于LEO FM卫星操作非常普遍。（照片经AMSAT杂志,1998年9/10月刊许可）

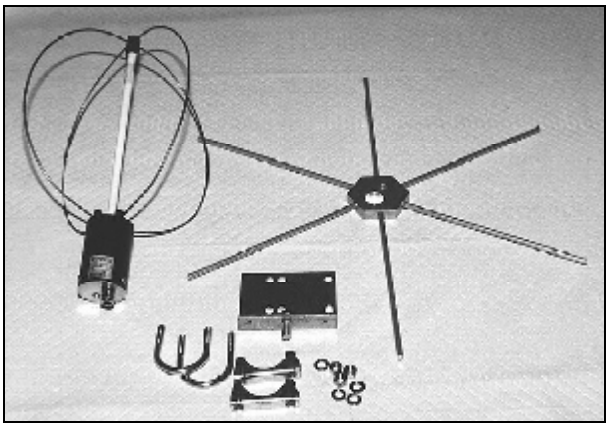


图19-2　搅蛋器天线对于地面站LEO卫星操作非常流行，图中EB-432搅蛋器天线用于70 cm波段，非常小巧可以放置在阁楼顶上。在天线下放增加辐条时有助于改善天线的增益图形。

为了获得更高性能，K5OE 采用了单一、价位合适的简单 TV 天线旋转器，并购买了 Texas Potato Masher 的固定仰角天线，见图 19-5。这种天线为 LEO 卫星通信提供双波段中等增益天线方案，它相比全向天线有非常明显的改善，并且不需要仰角旋转器就可以获得良好工作性能。

目前仍然还有两颗卫星工作在 10 m 波段，RS-15 和最近修复的 AO-7 卫星。这两颗卫星都在 29.3～29.5 MHz 有 10 m 波段下行链路。低增益的 10 m 波天线，比如偶极天线或长线，都可以接收到这些卫星信号。

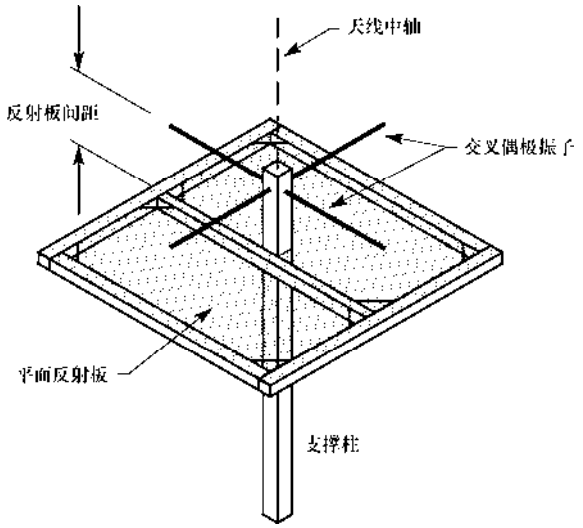


图19-3　带反射板的十字型天线已经良好被应用于LEO卫星通信好多年了。

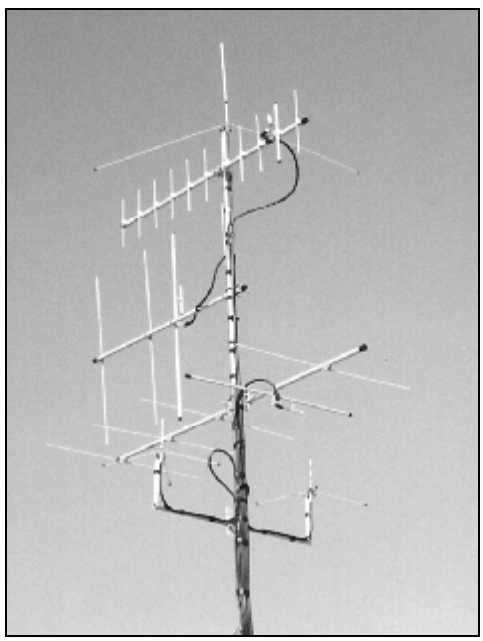


图19-4　简单的地网天线和八木天线就可以应用于LEO卫星通信。

高轨卫星用天线

像 AO-10（以及后期的 AO-13）等高轨的 Phase-3 卫星（译注：指第三阶段发展计划），已经在上空运行多年，这些更远距离的 Phase-3 卫星，意味着需要更高的发射功率才能到达卫星，并且地面接收的信号也更弱。成功的站台通常需要很高增益（12 dBi 或以上）的地面站天线，例如一组高增益的八木天线，参见图 19-6，图中可以看到用了两个八木天线安装在分开的横梁上，以提供圆极化工作方式，通常用 CP 表示。

19.1.1 圆极化

线性极化天线按照天线相对于地球表面的位置状况，分为水平极化和垂直极化天线两种，但在太空中则失去参考意义，因此在空间通信时需要规定采用圆极化（CP）天线。如果太空飞行器的天线采用线极化，地面站将无法一直保持与飞行器一致的极化方式，因为方位总是在变化。因此适合卫星随机极化特性的理想天线中，其中一种就是具有圆极化辐射图形的天线。

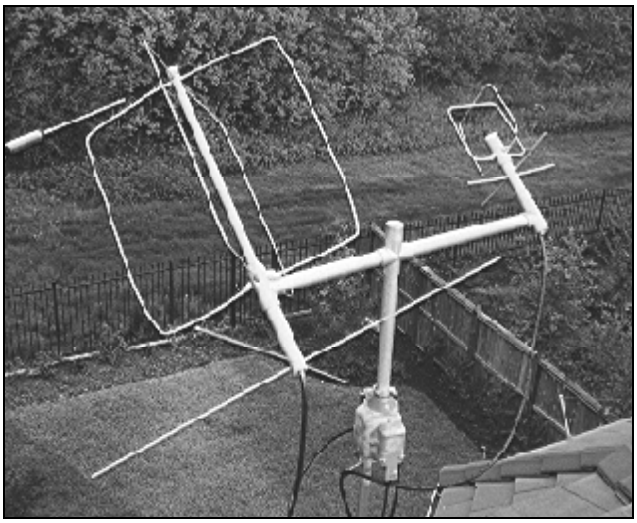


图19-5　Jerry Brown（K5OE）使用他的Texas Potato Masher天线进行LEO卫星工作。

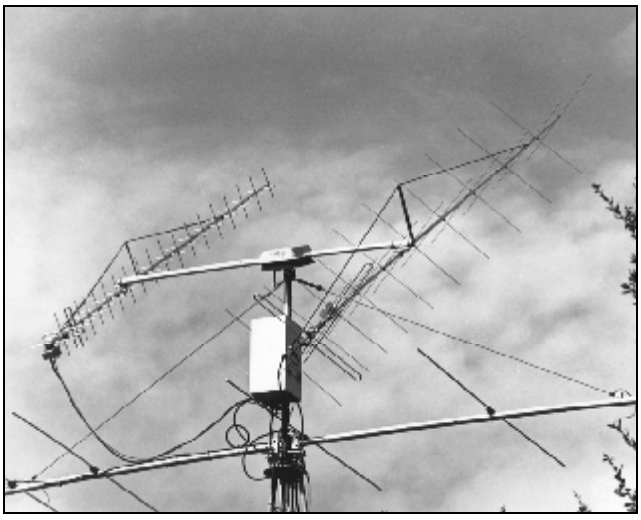


图19-6　Dick Jansson（WD4FAB）使用RHCP方式的2 m和70 cm波段交叉八木天线工作于AO-10和AO-13卫星。图中给出的卫星天线安装在一个6 m波段长大梁八木天线的上方。

有两种常用的方案可以获得圆极化，一种是采用交叉的线性单元，如偶极或八木，如图 19-6 所示。第二种比较普遍的 CP 方案是采用下面将要介绍的螺旋天线。当然也有其他的方案，比方像图 19-7 那样的全向四螺旋天线。

极化的概念是个非常关键的因素，尤其在 EME 和卫星的工作中。在 IEEE 标准中，对于后退波采用了“顺时针圆极化”这个术语，业余技术中也延续采用 IEEE 标准的定义，对右手后退波称为顺时针极化，或称 RHCP。无论顺时针或逆时针（LHCP）方式，都可以通过交叉八木天线的相位反转调整来选择其中之一，见图 19-8。螺旋天线的极化方式是否固定，取决于它的物理结构，详细结构参见图 19-9。

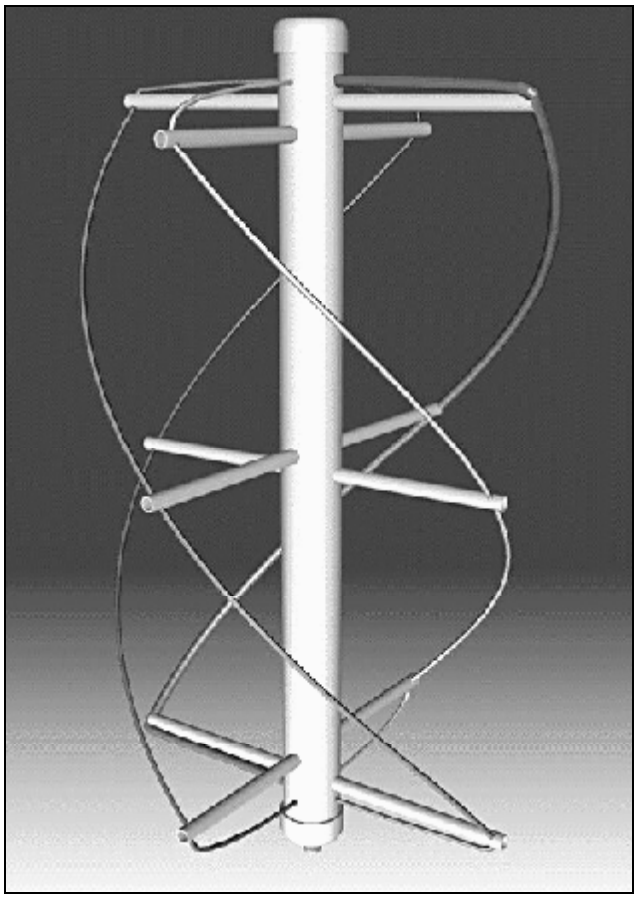


图19-7　W3KH建议采用四螺旋天线，是很好的全向卫星地面站天线。

用圆极化天线作为卫星通信，在极化方式切换上非常方便，这是因为所接收的某些 LEO 卫星信号的极化方式，在卫星经过与您的最近点时会出现反转。如果当卫星达到时，所接收到的信号为右旋圆极化，则卫星远离时，可能变为左旋圆极化波。在 EME 的操作中，也同样存在极化反转的情况，因为信号从月球表面反射回来时发生相位反转，用右旋圆极化的发射信号，返回地面时将变为左旋圆极化。同样地，当信号从碟形天线反射回来时，极化也出现反转，所以为了得到 RHCP 的所有性能，碟形天线的馈电天线（馈源）应该为 LHCP。

交叉线性极化天线

偶极天线辐射的是线性极化（也简称线极化）的信号，并且极化方向取决于天线的安装方位。如果将两个偶极天线设置为水平和垂直偶极天线，两个输出端用准确相位差(90°)组合馈电，则可以产生圆极化波。因为电场的大小相等，来自发射机的功率将等分到两个场中。对功率的另一种考虑看法是，由于功率被等分到两个天线，所以相当于每个天线的增益，比同一方位上单独使用时要下降 3 dB。

两个天线之间必须存在 90° 的相移，获得这种相移最简单的方式，是给共面的一对交叉八木天线采用两根馈线馈电，其中一根馈线比另外一根长 *l*/4，见图 19-8（A），这些分开的馈线然后并联到与发射机或接收机相接的共用馈线上。不过这个系统还存在一个头疼的问题，假设忽略交叉天线之间的耦合影响，通过并联复合后呈现到共用传输线的阻抗，是其中任一边的一半（当各天线，如相位阵列之间存在相互耦合时，就并非是这样了）。实现 RHCP/LHCP 共面切换系统的一个使用结构方案见图 19-10。

另外一种共面交叉八木天线的例子见图 19-11，采用相位线的方案，在其中一个天线的任何失配，都会被附加的 *l*/4 传输线段所放大，这将会搅乱两个天线之间的电流平衡，导致圆极化的损失。还有一个考虑因素是电缆包括连接器的衰减，应该使用低损耗的同轴馈线，对于 UHF 频段最好采用 N 型或 BNC 连接器。

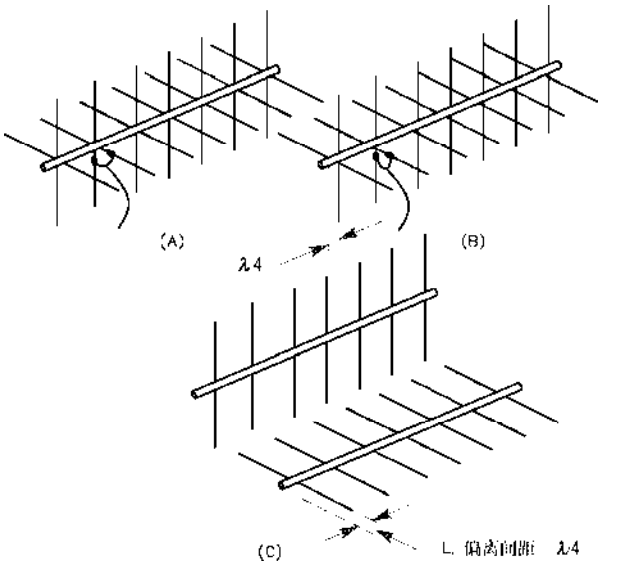


图19-8　圆极化八木天线的演进。(A)是最简单形式的交叉八木天线，通过对两个激励单元90°相差馈电，产生圆极化辐射。天线(B)激励单元同相馈电，其中的一组振子单元比另外一组的安装位置超前 *l*/4距离。天线（C）采用两个分开的天线大梁提供椭圆（圆形）极化，其中一根大梁的单元组比另一根单元组的位置要靠前 *l*/4。

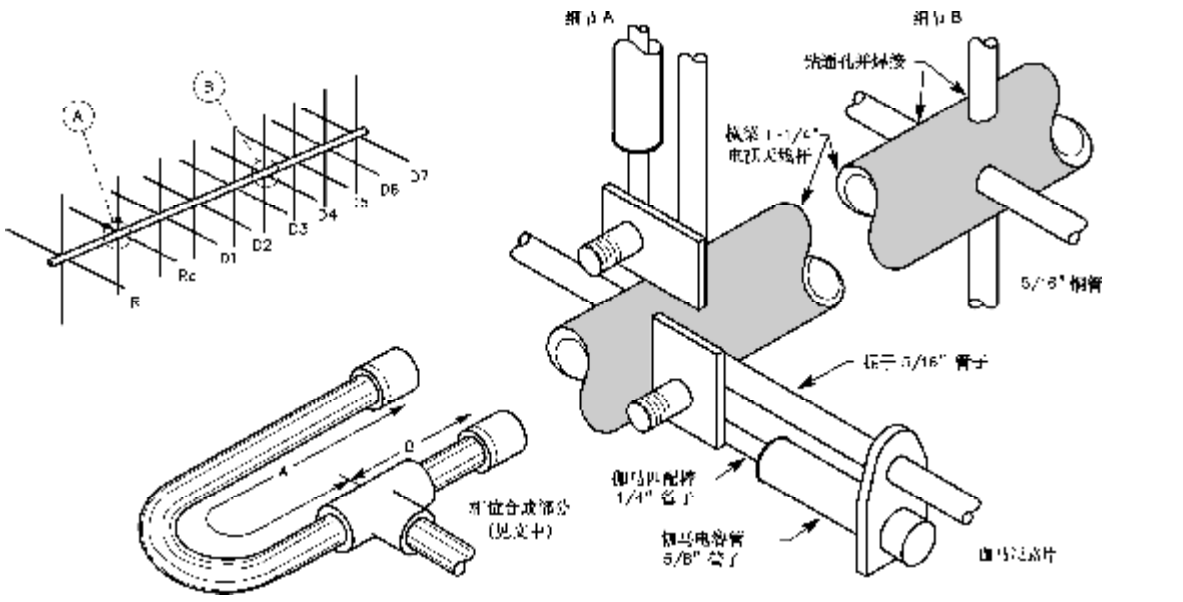


图19-9　共面交叉八木天线的详细结构图。

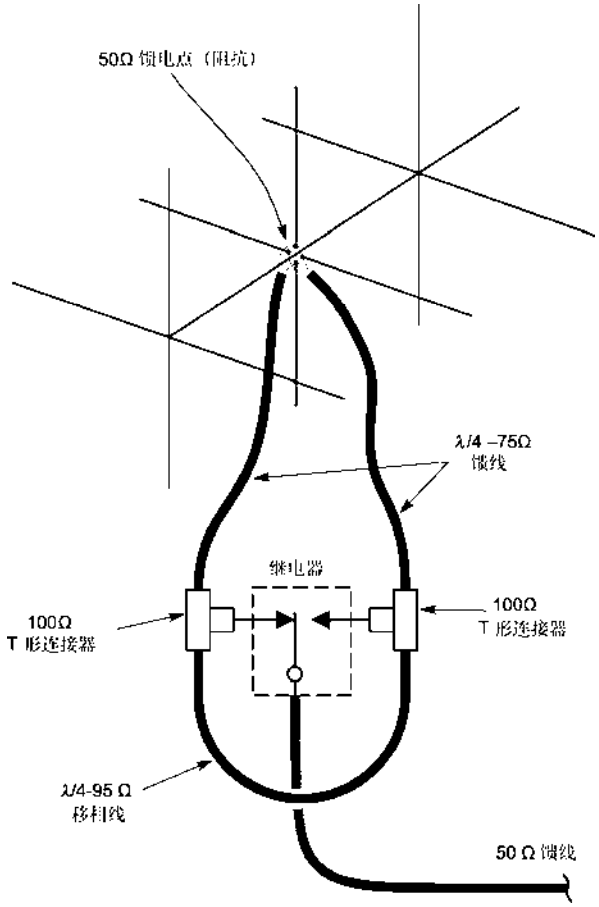


图19-10　带有可切换极化方式相位线的共面交叉八木圆极化天线。

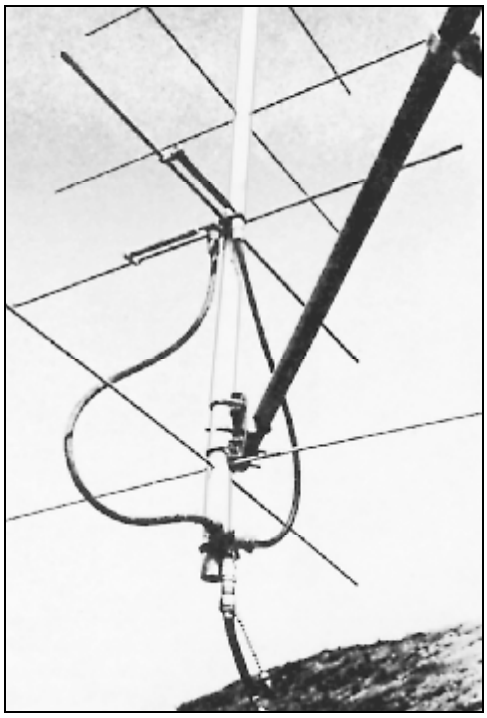


图19-11　这个KH6IJ (1973年1月份 QST)设计的VHF交叉八木天线，就是一个共面固定圆极化的八木天线。

获得圆极化的另外一种方案是，采用等长的馈线，并且将其中一个天线放置在另一个天线前方 $l/4$，这种偏移组合的一对交叉八木天线见图 19-8（B）。等长馈线的优点是呈现到共用馈线时都具有相同的阻抗，如图 19-12 所示，它说明了一个固定的圆极化馈电方式。为了在这对偏移八木得到可切换的馈电方式，可以使用如图 19-13 的连接办法，不过这种办法需要对继电器和连接器引入的附加相位做补偿。

图 19-8（C）是将两个现成的独立八木天线相互垂直安装的一个流行方案图，两个八木天线在物理位置上偏移 $l/4$，并且如图 19-8（C）那样并联馈电，或者它们也可以不用偏移安装，但是 90° 相差馈电。这些两个独立横梁组合安装的任何一种情况，都不能产生真正的圆极化，而是产生椭圆极化。图 19-14 是产生椭圆极化工作的八木天线在两个大梁间组合安装的照片。

螺旋天线

如前面所提到，产生圆极化信号的第二种方案是采用螺旋天线，John Kraus 博士（W8JK）在 20 世纪 90 年代介绍了轴向模螺旋天线，图 19-15 给出 S 波段（2 400 MHz），V 波段（145 MHz）和 U 波段（435 MHz）螺旋天线的例子，WD4FAB 制作了所有这些天线并应用于卫星通信。

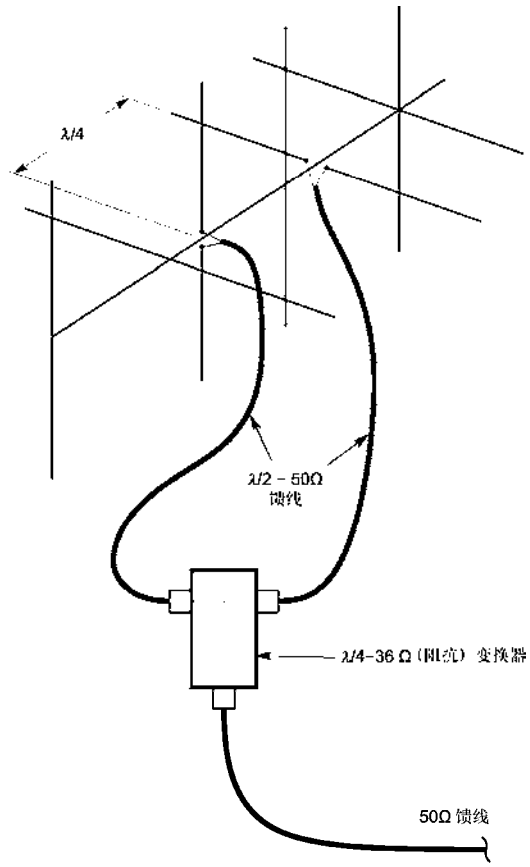


图19-12　偏移交叉八木圆极化天线，采用固定极化的相位线。

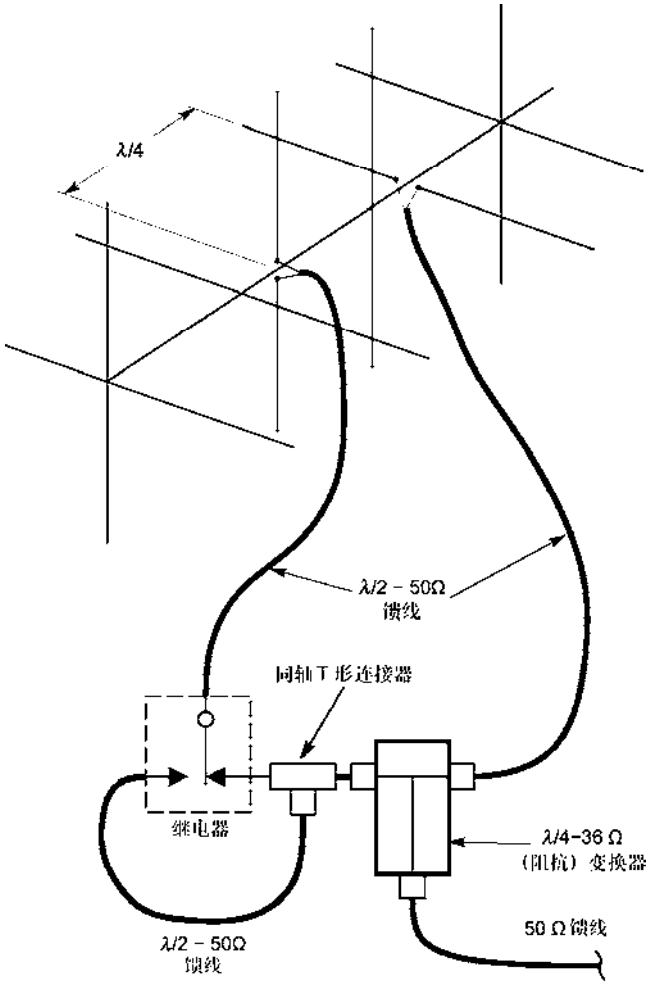


图19-13　偏移交叉八木圆极化天线，采用可变极化的相位线。

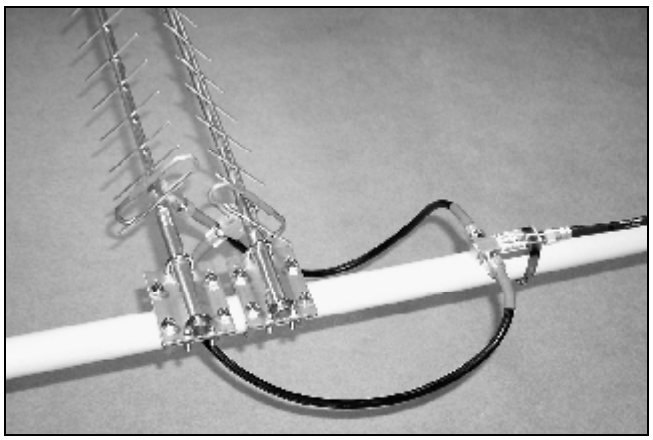
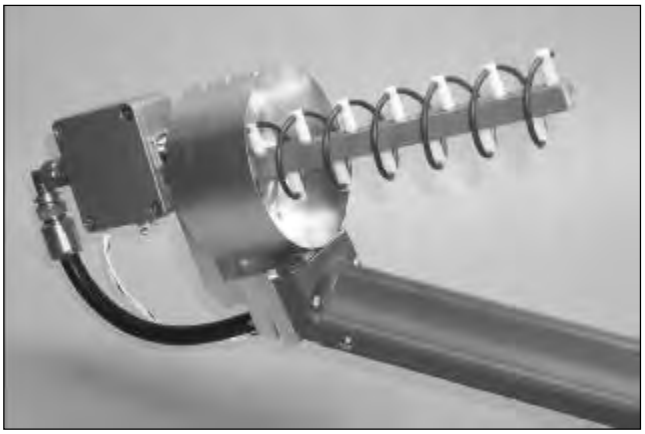


图19-14　固定极化方式偏置交叉八木圆极化天线的例子。该例子是一对M2公司的23CM22EZA天线，用于L波段(1296 MHz)，安装在一根俯仰的大梁上。(WD4FAB拍摄)



(A)



(B)

图19-15　图(A)中，是一个用作AO-40卫星S波段碟形馈源的7圈LHCP螺旋天线，它使用了一个杯状的反射器，并直接将前置放大器安放在天线馈电点位置。图(B)中，是一对工作于AO-10的2 m波段和70 cm波段螺旋天线。其中2 m的螺旋天线并不小巧！(WD4FAB拍摄)

这种天线有两个特性使得它非常有吸引力，并在许多应用中十分有用。第一个是螺旋天线为圆极化，如前面所述，圆极化可以简单看成是线性极化波在空间行进不断的旋转，螺旋天线在这种情况下，是沿着天线轴线旋转的，这可以用相同频率旋转的手表秒针来比喻，秒针的位置可以被认为是信号的瞬时极化。

螺旋天线第二个令人感兴趣的特性是它在相当宽的频率范围内，具有可以预测的辐射图形，增益，以及特征阻抗，这是少数可以在宽带宽和高增益两者兼备的天线。这种特性的好处在于，当作为窄频带应用时，螺旋天线容许在机械上有一定的误差。

也许螺旋天线在业余无线电上最常见的应用就是卫

星通信，卫星上的天线系统（相对于地球）自旋，以及法拉第旋转效应，将导致卫星信号的极化不可预测，所以在这种情况下采用线极化天线将会出现深衰落，但采用螺旋天线（响应上等于线极化信号），则这种衰落基本上可以得到消除。

同样，这个特性也使得螺旋天线在极化分集系统中非常有用，圆极化的优点在 VHF 的非视距路径的语音通信方式上已经得到证明，而在这种情况下使用线极化的定向天线却难以满意完成。

螺旋天线的另外一个应用是彩色 ATV（业余电视）信号的传送，许多定向天线（当调整为最大增益时）其带宽远远满足不了 6 MHz 的要求，或者说在整个频带范围内增益不均匀，结果会导致发送信号与接收信号的明显失真，影响色彩或其他功能的重建。这个问题在非视距路径上传播时更加严重，而螺旋天线在 420 MHz 以上频率拥有超过 20 MHz 频带都能够得到最大增益（1 dB 以内的不均匀度）。

螺旋天线与多模式的通信机配合时更能发挥其优点，尤其在 420 MHz 以上的频率，它不仅仅可以在整个业余频段给出最大增益，还可以允许工作于 FM、SSB 和 CW 模式而不需要分别单独的垂直与水平极化天线。

螺旋天线基本原理

在天线的世界里，螺旋天线有些与众不同，它物理上的结构就赋予它的电气特性。螺旋天线看起来有些像一个大的空心线圈，并在其中一端与接地面之间馈电，如图 19-16 所示。其接地面是一个直径 0.8 l～1.1 l 的屏（或边长为此长度的方形地网）。每圈线圈的周长（C_l）应该在 0.75 l～1.33 l 之间，以形成轴向模辐射，这种模式的辐射至少需要三圈。各圈间距（用波长来计算）的比率，即 S_l:C_l 应该在 0.212 6～0.286 7 之间，这个比率范围是由于螺旋天线的螺旋角 a 处于 12°～16°的要求所确定的。其中：

$$a = \arctan\frac{S_\lambda}{C_\lambda} \qquad (19\text{-}1)$$

这些约束条件可以在沿着线圈轴线上产生单一主波瓣，从图 19-15（A）明显看到这种情况。螺旋线圈按照远离凹形反射器逆时针方向绕制的方式，产生 LHCP（若顺时针方向绕制，则将产生 RHCP 极化方式）。

一个 C_l 为 1 l 的螺旋天线，对于从线圈一端（在接地面端）开始传播的波，将等同于有一个偶极天线在每个瞬间跨过整个螺旋天线，这根偶极天线的电旋转就产生了圆极化旋转。由于波沿着螺旋导体以接近光速移动，所以这个等效的电偶极天线将以很高的速率旋转，从而产生了真正的圆极化波。

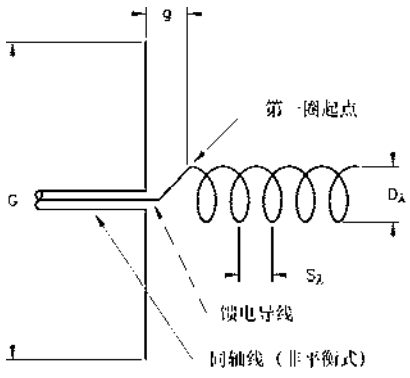


图19-16　基本的螺旋天线与设计参量。

IEEE 用简单的术语对此做了定义，当从馈电点位置往天线方向看时，顺时针方向绕制将产生右旋圆极化（RHCP），而逆时针方向绕制则产生左旋圆极化（LHCP）。这个定义非常重要，因为当两个采用螺旋天线的站台在一段无反射路径上通联时，双方都必须采用相同的极化方式。假如其中一个天线采用相反的极化方式，信号由于出现交叉极化而至少损失 20 dB。

如前面所提及，圆极化天线可以用于和任何线极化天线的通信（水平或垂直），这是因为圆极化天线能对所有线极化信号有相等的响应，在这种情况下，螺旋天线的增益要比理论增益下降 3 dB，因为线极化天线不能响应与它本身极化方式相互正交的线极化信号分量。

螺旋天线对所有极化的响应可以用轴比来表示，也称为圆度。轴比是最大响应极化信号的幅值与最小响应极化幅值之比。一个理想的圆极化天线其轴比应该为 1.0，设计合理的实际螺旋天线的轴比也应该在 1.0～1.1。螺旋天线的轴比为：

$$AR = \frac{2n+1}{2n} \qquad (19\text{-}2)$$

其中

AR = 轴比

n = 螺旋的圈数

轴比可以用两种方法进行测量。第一种方式是对螺旋天线进行激励，并用一个带有幅度检波指示的线极化天线，直接测量轴比，也就是在某个垂直于螺旋天线轴线的平面上，旋转线极化天线，并比较测量得到的最大和最小值，这个最大与最小值之比就是轴比。

螺旋天线的阻抗也很好预估到，其终端的阻抗是非平衡的，并定义为：

$$Z = 140 \times C_\lambda \qquad (19\text{-}3)$$

其中 Z 是螺旋天线的阻抗，单位是欧姆。

螺旋天线的增益取决于它的物理特性，增益可以按照下面方程式计算：

$$Gain(\text{dBi}) = 11.8 + 10\log(C_l^2 nS_l) \qquad (19\text{-}4)$$

在实际使用上，对于超过 12 圈的螺旋天线，并不能得到方程式 19-4 所算得的增益，这种情况将在实际天线讨论时做更多的讨论。

螺旋天线的半功率点波束宽度为：

$$BW = \frac{52}{C_l\sqrt{nS_l}} \qquad (19\text{-}5)$$

螺旋天线导体的直径应该在 0.006 l～0.05 l，不过在 144 MHz 频率也曾成功使用过更细直径的导线。如果期望获得干净的辐射图形，前面提到的地网直径（0.8 l～1.1 l）就不应该超过该长度，当地网直径增大时，旁瓣电平将会随着增加。按照图 19-15Kraus 所给的，可以采用凹形（杯状）的地网（地网可以不必是实芯的，也可以采用车轮状辐条形状或覆盖金属布或网的框来制作）。

50 Ω 螺旋天线的馈电

Joe Cadwallader（K6ZMW）在 1981 年 6 月份的 QST 杂志上对这种馈电方案做了介绍，见图 19-17，用安装在螺旋天线外围地网上的 N 形连接器来连接螺旋天线，将螺旋导体尽可能靠近接地面与 N 形连接器连接（图 19-18），然后再调整螺旋天线与反射面接近的第一个 1/4 线圈。

这种调整方法对于弥补螺旋天线的不足很有帮助，因为螺旋天线的标称馈电点阻抗通常为 140 Ω。传统的 l/4 匹配段已经被证明在此难以制作和维护，但如果螺旋天线采用外接馈电方式，将第一个 1/4 圈的螺旋导体（从 N 形连接器算起）看作传输线，即在良好导线性能的地网上的单导线，那么这种形式的传输线阻抗为：

$$Z_0 = 138\log\frac{4h}{d} \qquad (19\text{-}6)$$

其中

Z_0 = 传输线阻抗，单位欧姆

h = 地网上导体中心的高度

d = 导体的直径（单位与 h 相同）

螺旋天线的阻抗在离开馈电点为一圈到两圈处为 140 Ω，但当螺旋导体往馈电连接器（与接地网）下压时，h 变小，所以阻抗降低，螺旋天线 140 Ω 的标称阻抗就可以被变换到较低的数值。对于任何特定的导体直径，总可以找到一个最佳的高度使得阻抗变换到馈电点所需的 50 Ω 阻抗。高度应该保持很低，而直径应该大一些。对螺旋天线馈入功率，并在工作频率上测量 SWR，调节这个高度以得到最佳匹配。

通常，导体的直径不能大到无法与 h 的实际值（很小）配合产生 50 Ω 匹配，但万一处于这种情况，可以用薄黄铜带垫片或铜板焊接到螺旋导体的第一个 1/4 圈位置（图 19-19），这样可以有效增加导体的直径，而不会导致阻抗进一步下降。该铜带的边缘每隔 1/2 英寸左右开个小裂缝，然后将它往上或往下弯曲（就是朝着地网或远离地网方向）以调谐传输线获得最佳匹配。

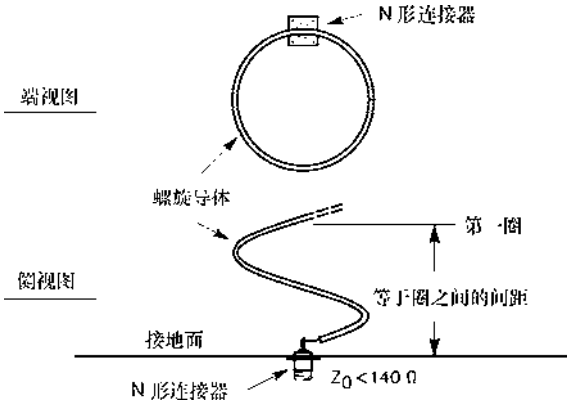


图19-17　螺旋馈源的端视图和侧视图。

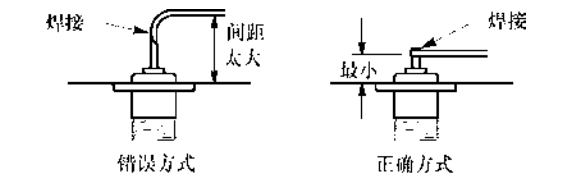


图19-18　50 Ω馈电时，将螺旋连接到N形连接器的错误与正确方式。

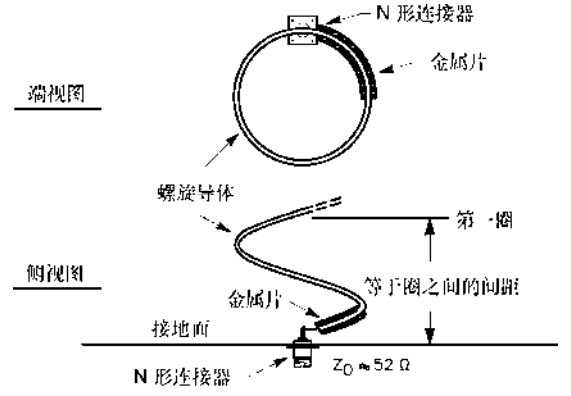


图19-19　螺旋外部馈电方式的端视图和侧视图，通过附加的金属片改善阻抗变换。

这个办法几乎可以对任何同轴电缆进行良好匹配。在相同条件下，螺旋天线原来的宽带宽特性（小于 2:1 SWR 时为 70%）将有些减少（大约减少到 40%），这个减少对于多数的业余应用来说并不要紧。因为性能的提高，安装便利以及调整方便，使得螺旋天线在制作和调整上非常实用。

19.1.2 用于操作 AO-40 卫星的天线

可以成功与 AO-40 卫星通联的天线，有许多种形状与尺寸，AO-40 给业余爱好者们提供了对各种天线进行广泛试验的机会。

图 19-20 给出的是安装在 WD4FAB 的卫星天线，八木天线用于 AO-40 的 U 波段和 L 波段上行链路，以及 AO-10 的 V 波段下行链路。这些卫星天线安装在 63 英尺（19 m）高的塔上，避免指向附近的许多树木，造成“绿色衰减”。当然，如果树木并不浓密，卫星天线也不一定要求安装在很高的塔上，安装在较低位置时，馈线的长度和损耗还可以减小。

不过，在塔上安装卫星天线的另外一个好处是，还可以用于火腿间的地面通信和比赛。这些天线设置为 CP 方式时，并不会真正使其他操作活动受影响。



图19-20 WD4FAB铁塔上的卫星天线组详细照片，其中包括一个自制的仰角旋转器。从上到下为：M2的436-CP30，是U波段CP天线；两个M2的2M-CP22，是L波段的CP阵列天线；FABSstar的S波段碟形天线，采用螺旋馈源；M2的2M-CP22，V波段的CP天线（图中只有部分可以被看到）。在碟形天线的左侧，是一个NEMA4等级的设备箱子，里面安装有内置的40 W L波段功率放大器，还有一个外置安装的前置放大器。（WD4FAB拍摄）

AO-40 的实践经验已经清楚表明，采用 RHCP 方式的天线对于上行和下行通信链路都有好处。图 19-20 所示的天线是一根工作在 U 波段的单横梁 RHCP 八木天线，还有一对工作在 L 波段的相距很近的相位馈电 RHCP 八木天线（见图 19-14），以及一个 S 波段的螺旋馈源碟形天线。U 波段天线增益的需求，对于 30 单元的交叉八木天线来说很容易满足，这个尺寸的天线横梁长度在 4 l～4.5 l。富有进取心的制作者可以从几种参考方案中选择其中一种八木天线来制作，然而我们多数人更倾向于从 M2 或 Hy-Gain 等商业公司购买经过测试的天线。在以前，KLM（现在已经关闭）曾经提供过 U 波段卫星用 40 单元 CP 八木天线，至今还有许多这种天线在良好工作。

AO-40 卫星 U 波段上行链路的需求，已经清楚表明，所需增益低至 16～17 dBic RHCP，到天线的 RF 功率小至 50 W PEP（用 RHCP 天线，约为 2 500 W-PEP EIRP 功率），并依赖于斜视角度，即可以通信。斜视角度是指地面天线指向远离卫星的主轴角度，如果斜视角度小于半功率波束宽度的一半，地面站将位于太空船（卫星）天线标称波束宽度之内。

16～17 dBic RHCP 增益，可以从 30 单元的交叉八木天线获得，它为用于 AO-13 类型天线，并且，考虑到卫星可能最远距离您的地面站 60 000 km（37 000 英里）来说，这是个好消息。到达 AO-40 卫星的 U 波段上行链路要比那些超过 20°宽斜视角度的 L 波段要容易些。在斜视角度小于 10°时，U 波段上行链路甚至只需要 1～5 W 功率输出到 RHCP 天线（≈200 W-PEP EIRP，并用 RHCP 方式），就可以工作。较低的功率电平需求也意味着可以采用较小的天线，在实际工作中，上行链路将产生（译注：指转发后）比本底噪声高出 10～15 dB 的下行链路信号，或者说带有 S3 底噪的 S7 信号质量。而同样条件下，信标台的下行将可以给出 S9 的信号。

WD4FAB 操作 AO-40 卫星 L 波段上行链路的经验表明，对于操作 AO-40 最远（轨道）高度以及斜视角度不大于 15°时，给一个大约19 dBic (采用该 RHCP 天线，有 3 000 W-PEP EIRP)的天线，馈入 40 W 的 PEP 功率是必须的，这个 L 波段天线非常小巧，如图 19-14 和图 19-20 所示，用两根 22 单元天线组成一个 RHCP 阵列。还有些其他操作者的经验是，采用一个口径 1.2 m 的 L 波段碟形天线，以及 40 W 的 RF 功率（6 100 W-PEP EIRP，并采用 RHCP 方式），甚至在斜视角度达到 25°时，同样也可以提供非常好的上行链路质量。碟形天线的实际增益在 21～22 dBic。这样的上行链路将给下行链路的用户提供高于转发器本底噪声 10～18 dB 的质量，实际上，也就是在 S3 的转发器底噪声上有 S7 到 S8 的信号，可以十分舒服地抄收。

采用 L 波段作为 AO-40 的上行链路，而不用 U 波段作为上行链路，可以让八木天线的使用上更加方便容易，因为在同一给定增益下，它们的尺寸只有 U 波段的 1/3。在 L 波段，采用碟形天线和八木天线是有少许区别的，尽管一个 21～22 dBic 的碟形天线，直径大约仅仅 1.2 m（4 英尺），然而我们有些人的铁塔上空间并不具备如此“地盘”，因此可能转向寻找八木天线等低风荷的办法。虽然对于实际的八木天线类型来说，这个波段算是最高频率波段，不过 M^2 和 DEM 公司还是有销售这种长横梁的棒状单元的八木或环单元八木成品天线。图 19-20 的例子是一对 M^2 公司管状振子单元的八木天线，按照 CP 方式工作，增益为 18～19 dBic。

其他爱好者也曾采用其他不同方式取得与 AO-40 的成功通联，图 19-21 给出 I8CVS 一个工作在 1 270 MHz 的 4×23 单元线阵列天线，一个工作在 2 400 MHz 的 1.2 m 实面碟形天线，一个工作在 435 MHz 的 15 圈螺旋天线，以及一个 X 波段的 60 cm 碟形天线。这种安排清晰体现出其优点，以及说明屋顶安装天线是可行的。

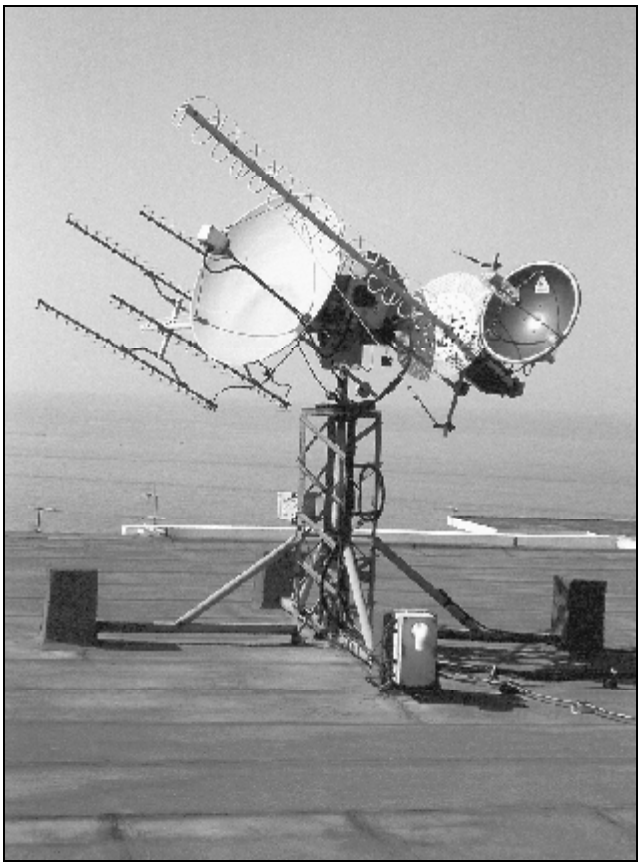


图19-21　Domenico（I8CVS）拥有与AO-40工作用的卫星天线群，从左到右分别是：工作在L波段水平极化的4 x 23单元八木天线阵列，采用3圈螺旋馈源的S波段1.2 m直径碟形天线，工作在U波段的15圈RHCO螺旋天线，X波段60 cm碟形天线。所有的微波前置放大器和功率放大器都是自制的，并安装在这些天线丛之中。（I8CVS拍摄）

图 19-22 给出 ZS6JT 的配置，2 400 MHz 频段用一个自制的 1.6 m 网状碟形天线，还有两个自制的交叉八木天线，一个工作在 435 MHz，另一个工作在 145 MHz。注意到在这些例子中的天线除了卫星通信还可以作地面通信使用。这两个站台同样也配备 U 波段和 V 波段天线，具有与 LEO（低轨）卫星通信的能力。

有些业余爱好者利用剩余的 C 波段 TVRO（卫星电视）碟形天线，因为卫星电视的绝大多数用户已经改为使用更方便的 K 波段 0.5 m 碟形天线。图 19-23 为利用这种碟形天线作为卫星通信的例子，是一个带有贴片馈源的 W0LMD 4 英尺口径碟形天线并用 Az-El（方位-仰角）安装机构。图 19-24 是 W0LMD 的 8 英尺口径带有贴片馈源的碟形天线，同样采用 Az-El 安装机构，还有一个 U 波段八木天线和一个 L 波段的螺旋天线。

图 19-25 是 W0LMD 的 10 英尺的碟形天线，带三波段的贴片馈源，Az-El 安装机构，在图 19-26 同样是 W0LMD 的 14 英尺口径的碟形天线，同样带三波段的贴片馈源，Az-El 安装机构。也有像 K6LG 等其他操作者，采用如图 19-27 那样的 TVRO 碟形天线，使用多波段的贴片馈源并对应使用合适（极化）安装方式，它们的极化安装系统，将在后面进一步解释。

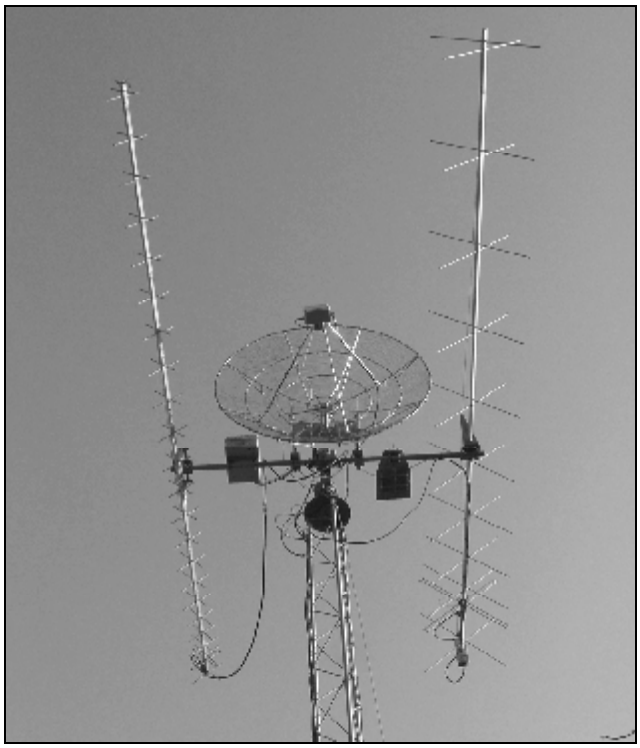


图19-22　Wilfred Carey（ZS6JT），制作了他的卫星与EME天线群。从左到右分别为：工作于U波段的2 × 23单元偏置馈电八木天线；S波段用的1.64 m碟形天线，采用2¼圈螺旋馈源；2 × 11单元共面馈电的V波段八木天线。（ZS6JT拍摄）

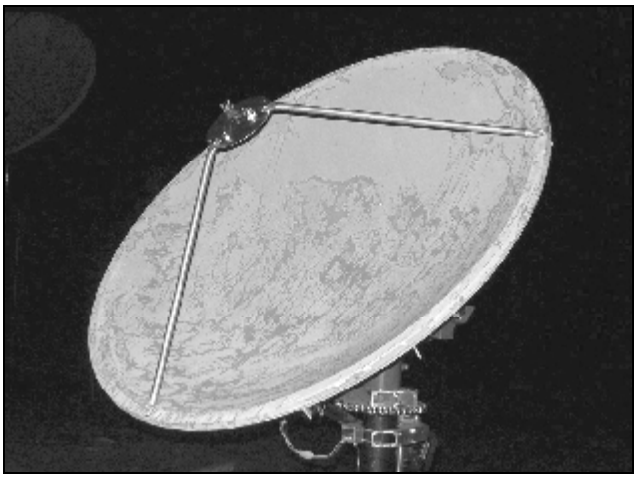


图19-23　Robert Suding（W0LMD）用贴片馈源改装了这个4英尺碟形天线用于S波段，并采用Az-El安装架。（W0LMD拍摄）

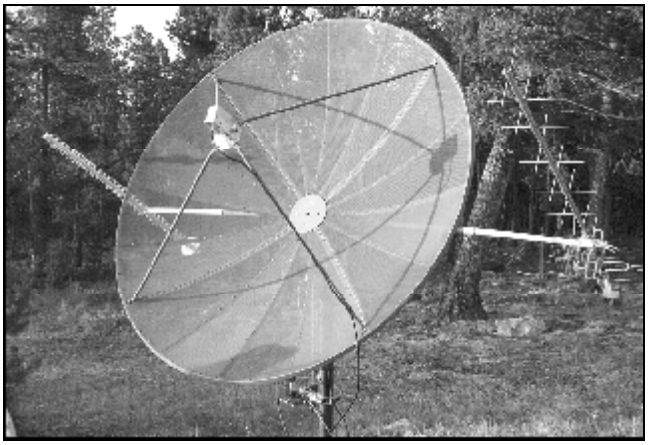


图19-24　W0LMD设计完成的AO-40 S波段带贴片馈源的8英尺碟形天线，左边是一个L波段螺旋天线，右边是一个2 × 9单元U波段的偏置馈电八木天线，并采用了一个自制的Az-El安装架。(W0LMD拍摄)



图19-25　W0LMD创建了这个用于AO-40工作的10英尺口径碟形天线，使用一个可以工作在U、L和S波段的三波段贴片馈源，安装在Az-El装置上。（W0LMD拍摄）



图19-26　W0LMD创建了他终极的14英尺口径碟形天线用于AO-40，带有三波段贴片馈源，安装在Az-El装置上。（W0LMD拍摄）

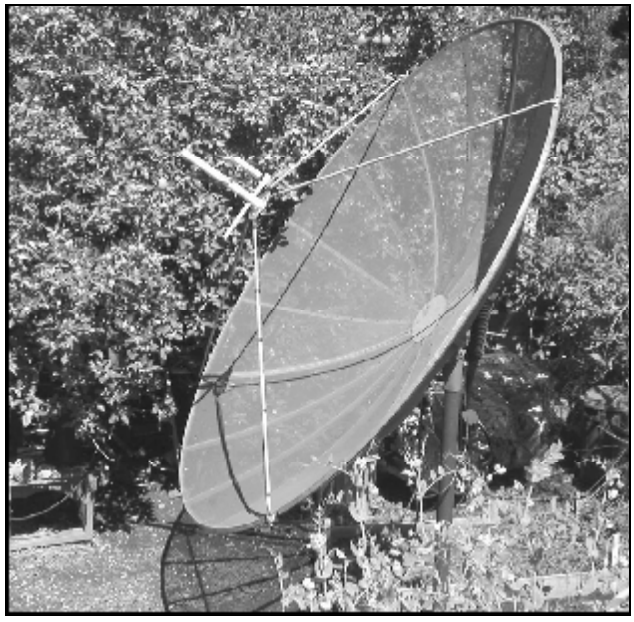


图19-27　Clair E. Cessna（K6LG）拥有的10英尺口径的碟形天线，带S波段贴片馈源。这个天线采用独创的极化安装系统，以及偏置的贴片馈源，已补偿AO-40卫星背离克拉克带（Clarke belt）时的影响。（K6LG拍摄）

其他许多火腿都从剩余的其他各种碟形天线中受益，图 19-28 是 K5GNA 用一个 MMDS 改装的碟形天线，图 19-29 则是 K5OE 改装的，两者都采用螺旋天线作为馈源。图 19-30 给出一个 WD4FAB 改装的 75 cm PrimeStar 公司的偏馈（偏焦馈电）碟形天线，因为这个碟形结构的 *f/D*（天线焦距与口径之比）比很高，所以采用一根长螺旋天线作馈源，该碟形天线的太阳噪声为 5 dB，应该是相当好的性能。这些改装工作使 AO-40 用户得到通信很好的质量回报，他们实践了各种不同的馈源与安装方式，这些经验将在后续分享。



图19-28　K5GNA用MMDS碟形天线改装的圆形网状天线，带有一个螺旋CP馈源和DEP的前置放大器。通过对碟面做完全圆形的改装，可以减少溢出损失。（K5OE拍摄）



图19-29　Jerry Brown（K5OE）对一个MMDS碟形天线的反射网改装，配有一个螺旋CP馈源和一个直接安装在螺旋馈电点的DEM前置放大器。（K5OE拍摄）

在所见到应用于 AO-40 的天线中，其中有一种曾经非常流行的采用铝旋压工艺的碟形天线，是 G3RUH-ON6UG 60 cm 天线，包含有 S 波段贴片馈源，如图 19-31 所示。这种带有 CP 极化贴片馈源的套件，可以从 SSB-USA 购买到，增益为 21 dBic，太阳噪声为 2.5 dB。不过，这些过剩的碟形天线的利用，也并非是用于 AO-40 操作唯一的材料来源，有些富有创造性的操作者已经转向一种称为“纸板盒子”天线的使用，参见图 19-32～图 19-35。



图19-30　配有WD4FAB螺旋馈源天线的PrimeStar偏馈碟形天线。NØNSV对这个改装非常满意并将该天线重新命名为“FABStar”，还在天线上印刷新标号！（NØNSV拍摄）

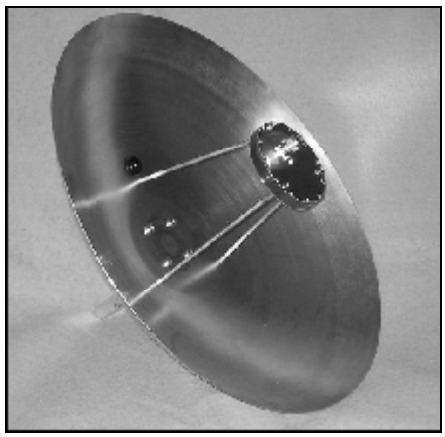


图19-31　G3RUH的60cm 铝旋压工艺碟形天线，配有CP贴片馈源，有套件销售。该天线曾经被全世界许多AO-40操作者广泛使用。



图19-32　一个完整的卫星站台，配有跟踪用便携电脑，FT-847收发信机，以及两个下行链路和上行链路用的纸板盒子天线。



图19-33　已制作完成的用于U波段上行链路用的高性能角反射天线。注意如何利用箱子的角落固定反射器和偶极馈源放置。后方的支腿使天线仰角处于20°，这样可以良好覆盖到所设计的纬度值，不过用在其他台站时需要修改此仰角值。

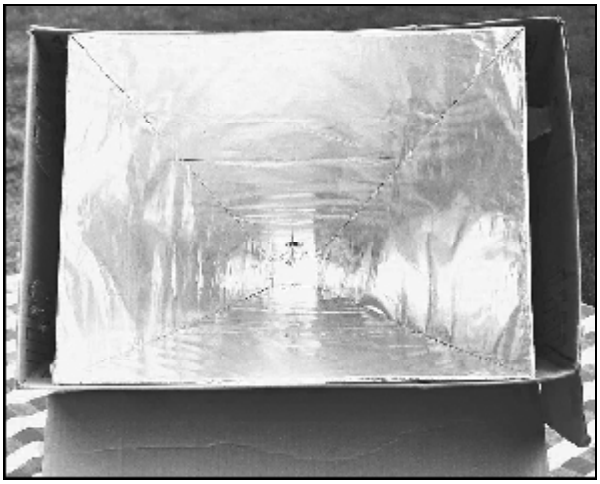


图19-34　用于下行链路的角锥喇叭天线的正面，说明了如何将它安装支撑箱子里，注意到同轴探针天线位于喇叭的背后。



图19-35　用在下行链路的锥状喇叭天线侧面，说明了仰角控制的支撑，和如何将下变频器固定到喇叭上。该下变频器用胶布往前拉，使得导线探针与喇叭的后表面保持平行。

抛物面反射天线

卫星通信中 S 波段作为下行链路非常流行，有如下一些原因：

- 用物理尺寸很小的下行链路用天线就可以获得良好的性能；
- 有现成的高质量下变频器；
- 现成的前置放大器价格合理。

有些人非常提倡用 S 波段操作，包括 Bill McCaa（K0RZ）在内，他领导团队设计和制作了 AO-13 S 波段转发器，还有 James Miller（G3RUH），他操纵了其中一个 AO-40 的地面控制站。Ed Krome（K9EK）和 James Miller 发表了数篇关于 S 波段前置放大器，下变频器和天线详细制作的文章。

有些人使用小型的 S 波段螺旋天线来接入 AO-40 卫星的 S 波段下行链路，见图 19-36。但是随着 AO-40 卫星的 S1 发射器和高增益下行链路天线的损坏，爱好者们不得不采用高增益的抛物面碟形天线来工作于 AO-40 的 S2 下行链路，以及较低增益的螺旋天线。

W0LMD 解释说，与一个手电筒的灯泡一样，抛物面反射器或碟形天线具备一个看向碟形天线表面的馈源。有些碟形天线设计为可以将馈源直接安装在碟面的正前方，这种称为中心馈电（正馈）碟形天线。另外一类碟形天线是设计成将馈源安装在前面偏向一边的位置，这种称为偏中心馈电碟形天线，亦称偏馈碟形天线，如图 19-30 所示。偏馈碟形天线可以认为是正馈碟形天线的部分截面，正馈碟形天线由于馈源系统的阻挡会损失一些信号，不过并不明显。偏馈天线的瞄准相对要困难些，因为接收的方向不像正馈碟形天线那样在中心轴上。

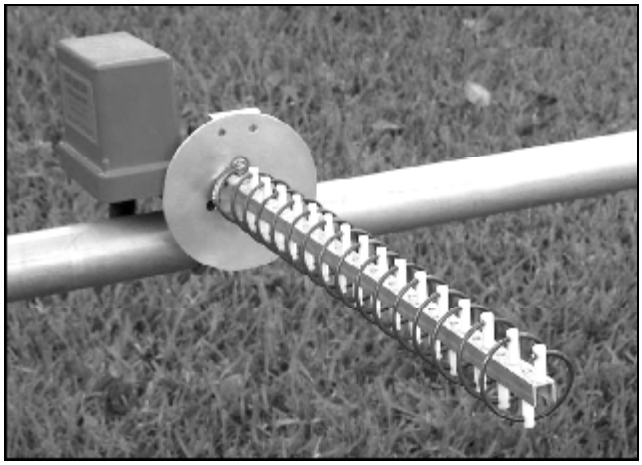


图19-36　WD4FAB工作于AO-40的16圈S波段螺旋天线的例子。它可能是任何实用螺旋天线的最大长度了。注意到SSB UEK2000下变频器安装在天线反射板的背后。（WD4FAB拍摄）

抛物面碟形天线的基本设计规则将在本章 EME 天线部分详述，这里主要讨论碟形天线作为卫星工作时的特性要求。碟形天线的抛物面焦点可以设计成比较靠近碟的表面，称为短焦距碟形天线，或者远离碟的表面，即称为长焦距碟形天线。为了确定准确的焦距长度，需要测量碟形天线的直径与深度。

$$f = \frac{D^2}{16d} \qquad (19\text{-}7)$$

焦距长度除以碟面直径得到焦比，通常写成 *f*/*D*。正馈碟形天线通常具有 *f*/*D* 为 0.3～0.45 的短焦比，而偏馈碟形天线则具有更长的焦距，*f*/*D* 为 0.45～0.80。如果将两个小镜片贴在碟形天线前面的外围表面上，并将天线指向太阳，可以很方便找到该碟形天线的焦点位置，贴片或螺旋馈源的反射器应该放置在比该焦点稍稍后一点的位置。

W1GHZ（亦即 N1BWT）建议了另外一种寻找碟形天线焦距的办法，他提供了一个叫 HDL_ANT 的计算机程序，可以在 www.w1ghz.org/10g/10g_home.htm 网址找到。该办法通过对水槽在适当位置的形状尺寸来测量实面碟形天线（参见：www.qsl.net/n1bwt/chap5.pdf.）。WD4FAB 在图 19-30 中的碟形天线就采用这个办法测量，仔细将水槽放置水平，塞住螺栓孔，并将水注入其中，测量出 W1GHZ 网址上计算所需的数据。

当我们沉醉于制作天线的乐趣时，旧货市场其实也有这样的小碟形天线，使得他们的制作有些徒劳。很多 AO-40 操作者按照 AO-13 使用者的实际经验，也采用剩余的 MMDS 栅网抛物面反射天线，如图 19-28 和图 19-29，这些栅格状碟形天线常被戏称为“烤肉铁丝架”。K5OE 和 K5GNA 介绍过如何通过改装以大大改善这些线性极化反射器，使适用于 AO-40 所需的 CP 方式。也可以使用简单的办法将栅网圆化，增加碟形面积，提高增益和馈电效率。

另一个途径是用碟形天线套件来制作，现在已经有 1.2 m 和 1.8 m 两类直径。KG6IAL 这个独创性设计可以在他的网站 www.teksharp.com/看到。图 19-37 给出焦比 *f*/*D* 为 0.30 的 1.2 m 碟形天线原型，它采用一个 L 和 S 双波段的贴片馈源。1.8 m 的碟形天线设计为使用三波段贴片馈源，可工作在 U、L 和 S3 个波段，因此允许做 U 波段的操作。有个中部州立 VHF 社团（Central States VHF Society）测量过带贴片馈源的类似尺寸碟形天线（由 W0LMD），得到大约 17.1 dBic 增益（实际测量用线性馈电时是 12.0 dBd）。这种性能再与一个小型 V 波段（145 MHz）八木天线一起，就成为能够工作在所有 VHF/UHF LEO 卫星，包括 AO-40 在内的非常合适的卫星天线组合。

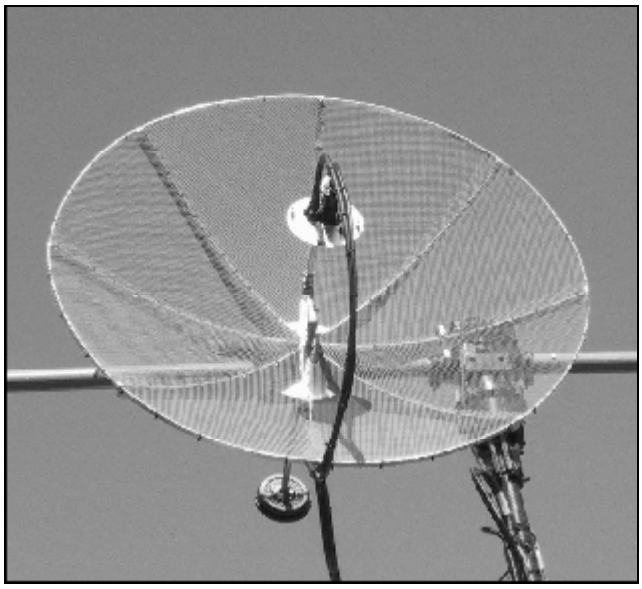


图19-37　Rick Fletcher（KG6IAL）的1.2 m碟形天线原型，使用了一个双波段（L和S）贴片馈源天线，工作于AO-40卫星，详见文中所述。该天线套件用1/4英寸的金属网覆盖。（KG6IAL拍摄）

KG6IAL 天线设计上的独特之处，是采用牢固的 1/8 英寸厚铝片，数控加工成抛物面形状的骨架，骨架的后面边缘用弯曲的轮缘加固。表面栅网用小带子或铝线穿过网格和小孔沿着抛物形骨架边沿绑住。KG6IAL 在原型天线中使用 1/4 英寸栅网主要是降低风荷。在套件中还配有一根单独成型的管状柱子，用于贴片馈源组件的安装，如果需要，这根柱子可以延伸到天线后面，以便加上配重。

AO-40 也给火腿操作者提出一些另外的挑战，在众所周知的 S 波段下行链路后面，还有一个 24.05 GHz 范围的 K 波段下行链路。这个相当低功率的发射机对于一些操作者来说确确实实是个挑战，比如 N1JEZ, K5OE, W5LUA, G3WDG 以及其他玩家。N1JEZ 将他的实践工作写成文章发表在 QST 杂志上，K5OE 也在他的 Web 网站以及“Proceedings of the AMSAT Space Symposium”讨论会上发布了他的 K 波段实验情况，见图 19-38。

抛物面碟形天线的制作

在美国，有大量的碟形天线，都可以免费或廉价获得，但在世界上有些地区，就不一定有那么多这样的天线，所以火腿们常常需要自己制作。图 19-39 就是 G3RUH 自制的 S 波段碟形天线。碟形天线通常有三个组成部分：抛物面反射体、支臂和馈源。制作者有非常多的制作方案可以选择，不需要拘泥于这些设计的每个细节差异，唯一需要严格把握的是馈源系统。制作完成后，就拥有一个直径 60 cm 的 S 波段 RHCP 碟形天线，增益大约在



图19-38　K5OE在他的Web网站创建了这个K波段碟形天线，并将它配置成AO-40卫星的K波段下行链路工作。（K5OE拍摄）

20 dBi，3 dB 波束宽度为 18°，配上合适的下变频器，就可以在 S 波段下行链路得到足够好的信号质量。

抛物面反射器对馈源天线来说就像一个灯罩，在百货商店就有好几种铝质的反射器。其中有碟面直径为 585 mm，深 110 mm，对应的 *f/D*（焦比）比为 585/110/16 = 0.33，焦距为 0.33 × 585 = 194 mm。0.33 的 f/D 比对于简单馈源来说有点太深了，不易获得最佳性能，不过价格倒是合适，并且较低的照射位置可以保证对地面噪声拾取最小。反射面在中间已经有 1 个 40 mm 的孔，周围 25 mm 半径圆上有 3 个 4 mm 螺丝孔。

支臂用 12.7 mm 的方形铝管做成，并穿过反射面的中心，长度应该足够，以便能够被安装到碟面背后的旋转支撑架上。支臂穿过碟面前方部分的长度也应该足够长，可以将馈源安装在焦点上。如果你还在馈源附近，选择安装下变频器或前置放大器，还需要更长一点的长度。要仔细检查好具体安装的要求。铝材的厚度 3 mm，直径 65 mm，在反射面中心支起支臂。中心安装盘装上好，中心支臂就可以用 4 个小角铁来固定，在反射面两侧各两个。反射面和支臂的详细安装见图 19-39。

S 波段的天线馈源采用一个小螺旋天线，螺旋馈源的反射器用一片厚度为 1.6 mm，边长为 125 mm 的正方形铝片制作。在反射器的中心有一个 13 mm 孔，可以被前面说到的方形中心支臂穿过。N 形连接器安装在离反射器中间大约 21.25 mm 的位置。当然，这个与中间的距离，应该刚好是 S 波段螺旋天线的半径大小。安装 N 形连接器时要加上一些垫片，使连接器的背面与反射器表面比较平整。螺旋馈源的安装见图 19-40。

螺旋天线要选用直径大约 3.2 mm 的铜线或铜管，绕着 40 mm 直径的模具绕 4 圈，并按照逆时针方向绕，这是因为 RHCP 经碟面反射回来时会出现极化反转。绕制完成后，螺旋线圈会稍微弹松一点。

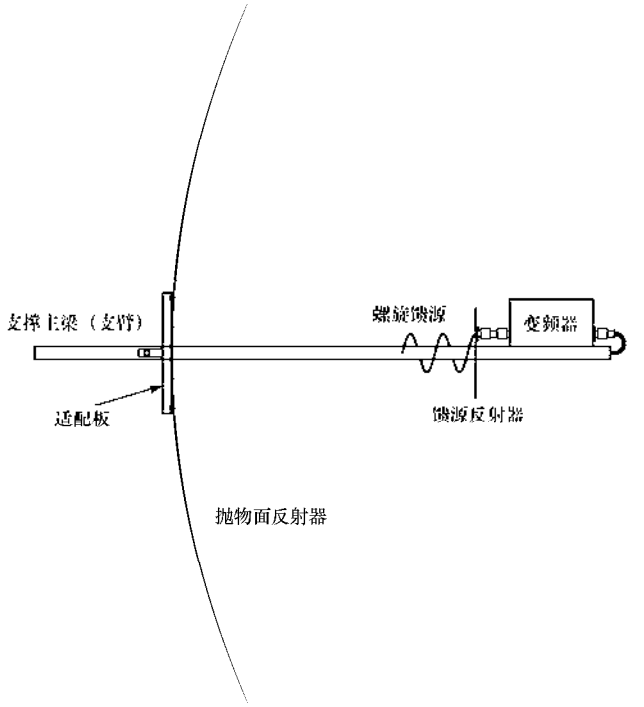


图19-39　带有馈源的60 cm S波段碟形天线详细示意。

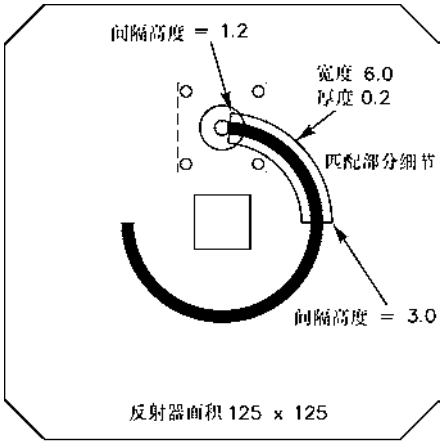


图19-40　S波段碟形天线螺旋馈源详细尺寸图。N形连接器用3颗螺钉固定，并安装在一片1.6 mm后的垫片上，使PTFE与反射器平整紧贴。还有个更简单的安装办法是使用小的TNC连接器。馈源反射器直径应该在95～100 mm。

螺旋绕成后，再细心地将它的圈与圈之间间隔拉伸为 28 mm (±1 mm)，最后整个螺旋圈间距要均匀平滑。将其中第一圈裁剪掉一半，仔细将剩下来的第一个 1/4 圈弯下大约 10°，使得整个螺旋接到 N 形连接器时，它与反射器的表面平行，这 1/4 圈其实就是匹配段的其中一部分。

裁剪一段 0.2 mm 厚，6 mm 宽的铜片，采用纸模子将铜片做成与螺旋的第一个 1/4 圈弯曲形状相匹配。制作这个纸模子时一定要仔细，铜片依照该模子的裁剪也要十分准确。在耐热的台面上，用大功率的电烙铁，将铜片焊接到螺旋的第一个 1/4 圈上。除非已经具有这种焊接的熟练经验，不然的话要将铜片正好准确焊上，是需要多练习几次的。如果无法正确焊好，可以拆下来擦干净后重新再来。

在将整个螺旋末端临时焊接到 N 形连接器后，接有铜片的第一个 1/4 圈那一段，在始端（靠 N 连接器侧）应该高出反射器 1.2 mm，而末段高出 3.0 mm。要确保整个螺旋的轴线排列与反射器平面垂直，然后剪掉多余的圈数，整个只保留 2¼圈。感到满意后，就可以用足够的焊锡将螺旋馈源与 N 形连接器焊牢，记住这是要对整个螺旋支撑的地方。

一旦馈源的安装完成，将支臂穿过中间孔，可用任何合适的办法安装固定，使螺旋馈源的中部，位于碟形反射面的焦点位置。在此给出的插图中，馈源是直接与下变频器连接，然后下变频器再固定到支臂的。根据是否需要下变频器、前置放大器或带连接头的电缆等情况，也许需要作些不同的安装调整。可以使用角铁将馈源固定到支臂，这与将支臂固定到反射面时是类似的。如果前置放大器或下变频器有防水要求，要确保作一些防护措施。

碟形天线的馈电

W0LMD 在互连网 www.ultimatecharger.com/ 上讲述了决定碟形天线馈电效率的两个主要因素。与手电筒的灯泡一样，馈源应该能够均匀地照亮整个碟形反射面，并且不会有其他能量溢出到碟形反射面的外围。不过没有一个馈电系统可以完全照射在碟面上（溢出损失）的，一般的碟面效率为 50%，也就是有 3 dB 的增益损失。一个过分巨大的馈电系统对于碟形天线来说，却可能会弄巧成拙。贴片馈源系统的角度非常宽，而螺旋馈电系统的角度相对较窄。

W0LMD 实践过图 19-41 所示的采用螺旋馈源的低焦比（f/D）天线（比较深的碟形状）。短焦比的正馈碟形天线，要求宽角度的馈源系统以充分照射整个碟面，使得 CP 极化的贴片馈源成为首选。而当使用偏馈碟形天线时，采用贴片类型的馈电系统将会有相当的溢出或照射损失，并且由于这种碟形天线的高焦比（f/D），会增加轴外对 QRM 的敏感度。所以对于偏馈碟形系统，采用螺旋天线作为馈源更合适。

螺旋馈源天生比较简单，在一个平坦的反射板上装一个 N 形连接器，并在连接器中心接端焊接上几圈导线即可。设计从 2～6 圈都有，2 圈的螺旋主要用于 f/D = 0.3 等非常短焦距的碟形天线，而 6 圈的螺旋则用于较长焦距（f/D～0.6）的碟形天线，通常为偏馈（偏焦馈电）碟形天线。因为 AO-40 为右旋圆极化，并且碟形反射面会反转极化，所以螺旋应该顺着连接器往前看的方向，

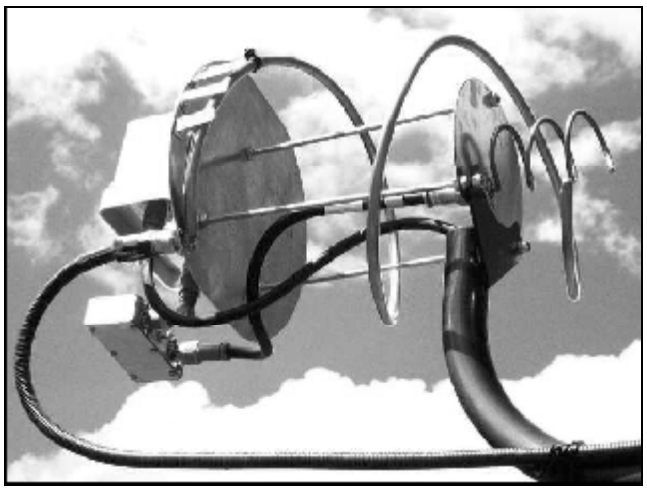


图19-41　W0LMD的U和S波段双螺旋馈源。这个早期试验的馈源发现有些缺点，所以他后来转向给他的碟形天线采用贴片馈源。(W0LMD拍摄)

按照左旋圆极化绕制。在短焦距的碟形天线中，螺旋馈源工作不理想，但在焦距较长的偏馈碟形天线上则十分胜任。K5OE 在图 19-42 中给我们展示了用在他改装的 MMDS 碟形天线上的螺旋馈源，这个设计中采用了 W8JK 的杯形反射器。

一个用于偏馈碟形天线的螺旋馈源

本部分描述了 WD4FAB 带有 7 圈螺旋天线馈源的 PrimeStar 偏馈碟形天线，如图 19-30 所示。这个 S 波段天线可以在天电噪声上接收到 5 dB 的太阳噪声（不要试图用天线在接近水平的方向上接收太阳噪声，因为在大城市环境下，地面噪声都会远高于 5 dB）。WD4FAB 从 NØNSV 那里得到这个碟形天线，最终完成产品已经更名为“FABStar”。

该碟形天线的反射面与普通的有点不一样，形状为水平椭圆形，但仍然为单抛物面曲线，用一个特别的喇叭馈源照射。在 2 401 MHz（S 波段），我们在中央位置适当馈电时，可以选择欠照射，或者在侧边适当馈电时，可以对中央位置过照射。WD4FAB 选择了欠照射的方式。W1GHZ 水槽方式测量表明它的焦点为 500.6 mm，要求焦比 $f/D = 0.79$。馈源总的照射角度垂直方向上为 69.8°，喇叭馈源的 3 dB 波束宽度为 40.3°。在 50%效率时，该天线计算得增益为 21.9 dBi。估计需要 7 圈的螺旋天线馈源，以提供该碟形天线所需的特性，见图 19-43。

螺旋馈源基本上与前述 G3RUH 抛物面天线描述的一样。螺旋的第一个 $\lambda/4$ 圈匹配部分，与反射器的间距高度，在起始端为 2 mm，在该匹配圈的末端为 8 mm。G3RUH 设计的改装部分还包括增加杯状反射器，这个颇具特色的设计曾经为螺旋天线的发明者 John Kraus（W8JK）所采用过。对于这个反射器，可将一个 2 mm 厚度的圆盘，剪成 94 mm (0.75 λ)直径大小，并用薄铝片一起构成金属杯子状，深度为 47 mm。杯状的采用可以加强对馈源反射器的性能，如 K5OE 所给出的（参见原版书附带光盘中 K5OE 的资料）。

这个 7 圈螺旋天线馈源的关键信息为：

支臂：采用 12.7 mm 的方管或带“C”槽管；

单元材料：1/8 英寸直径的铜线或铜管。

在一个 1.5 英寸的圆形管或木棒上密绕各圈，绕完后螺旋的直径为 40 mm，螺旋角度为 12.3°，也就是 28 mm 的间隔。这些尺寸按照导线中心来计算，可以得知每圈周长为 1.0 λ。

WD4FAB 处理该天线时，他觉得 G3RUH 曾经用过的螺旋单元支撑柱的数量不够，主要是考虑到在实际生活中他的 QTH 常有小鸟骚扰，所以他选择用 PTFE（聚四氟乙烯材料）柱子每 1/2 圈做一个支撑。这些支柱较为靠近的间隔，允许对螺旋绕组直径和间隔的精细控制，也使得天线非常牢靠。他在车床上制作了一个小工具，可以压入螺旋圈支撑柱子和支臂上预先开好的小孔，使它们更加平滑均匀。

将螺旋馈源安装到碟形天线面时，需要对原来碟形天线接收用的安装支臂做修改。图 19-44 给出采用机器加工安装的改装信息。NM2A 制作了其中一个这种天线，并且说明在他的制作中不用到机械工厂去。他用铝角片制作了一个“Z”形的安装架，然后用一块丙烯酸材料薄片作为间隔支撑件。这里关键的地方，在于馈源天线 1.5 圈的位置，也就是反射杯的唇边位置，要准确位于碟形面的焦点上。

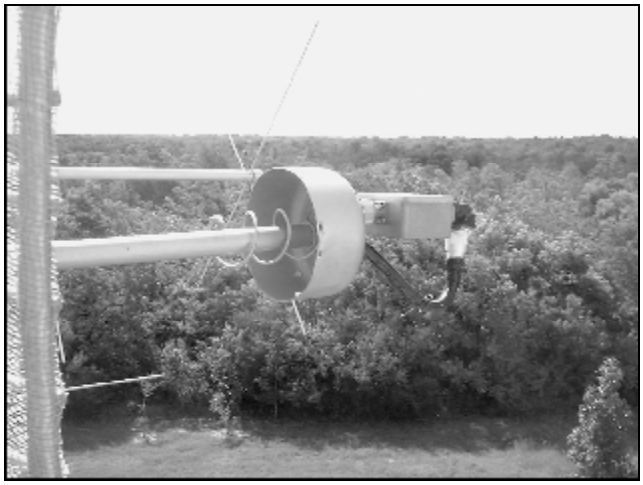


图19-42　K5OE用在他的MMDS S波段碟形天线的螺旋馈源。（K5OE拍摄）

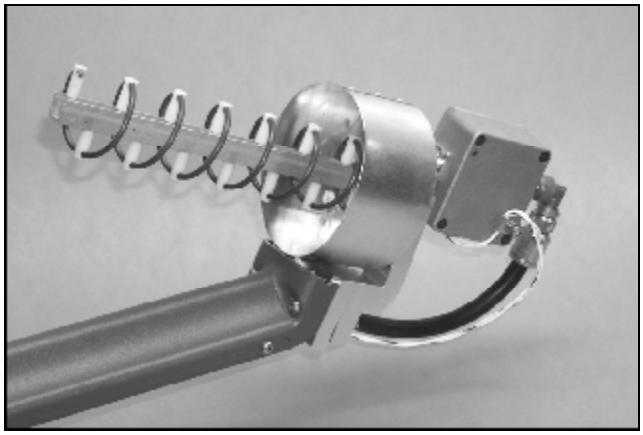


图19-43　用在长f/D偏馈碟形天线上7圈的LHCP螺旋馈源，带有DEM前置放大器。（WD4FAB拍摄）

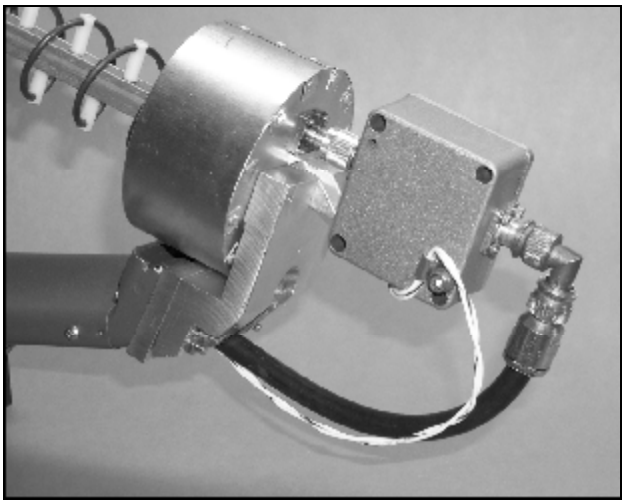


图19-44　7圈螺旋和前置放大器的安装细节照片。（WD4FAB拍摄）

对于这个焦点位置，W1GHZ 给出的数据，从碟面底部边缘算起是 500.6 mm，从顶部边缘算起是 744.4 mm。如 Wade 在他文章所给出的，这个点用两条绳子测量的办法可以确定出焦点位置。安装这个馈源天线时，与原来安装的微波喇叭天线一样，制作者必须注意将馈源对准碟形面的波束中心，而不是几何中心。从上述得到照射角的数据，螺旋馈源天线应该瞄准碟形面几何中心向下 5.5°的位置。

如图 19-44 所示，在螺旋馈源上用一个 TNC 母连接器，将一个 DEM 的前置放大器直接安装在螺旋馈源上。之所以在这里选择这种连接器，是因为 N 形连接器对于这个天线来说显得太大了。在前置放大器上就应该安装公连接座，使得前置放大器可以直接与天线连接，而不必经过任何适配部件。该照片也说明了如何将反射器的杯壁铆接到反射盘上。

暴露在外的连接器一定要做防水保护，通常可以用一些 Vinyl Mastic Pads (3M 2200)或 Hand Moldable (Coax Seal)塑料等。由于使用这种乳胶显得空间较紧，所以可以用一个 2 升的饮料软瓶做成防雨盖子，像图 19-45 那样。适当剪掉瓶子的顶部，使得它可以套进整个螺旋反射器杯子，并用一个大管夹（译注：俗称煤气管用的喉箍）抠紧。还需要对塑料瓶子做 UV 防护，这可以采用铝箔压敏胶带缠绕在上面。

将这种碟形天线安装到您已经架起的横梁时，可以有多种方法。您主要应该考虑碟形天线的安放能使风荷降低，减少对旋转器系统的不平衡。在 WD4FAB 的 FABStar 天线安装中，当碟形天线放置在接近仰角横梁中部，并处于座架支撑位置时，不平衡的问题并不是主要因素。由于在这些座架上已经有一个尺寸相当大的铝盘，碟形天线固定在上面时只“盖住”部分盘面，所以并不会明显增加整个系统已有的风力载荷面积。

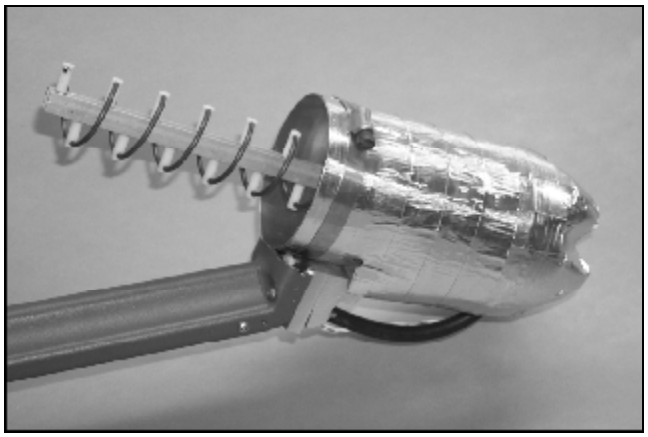


图19-45　前置放大器的防雨盖子，采用两升的饮料软瓶，并缠绕铝箔胶带以防护太阳照射损害。（WD4FAB拍摄）

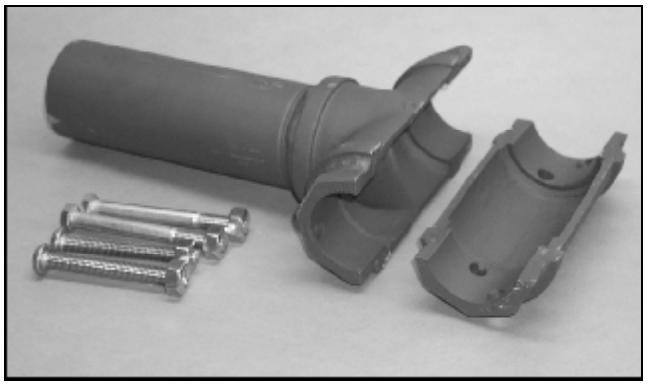


图19-46　用在FABStar碟形天线的焊接管安装件。（WD4FAB拍摄）

带有天线固定夹具的安装支架，用在标准 2 英寸管（实际测量值：直径 2.38 英寸）支撑柱的末端，这个支架可以绕碟形天线转动，并且夹紧到 T 形管焊接件的一臂，见图 19-46。加工成直径逐渐变小的支撑管应该能够套入到 T 形管中，该 T 形管锯开一半，以夹住用来安装仰角横梁的 1½英寸管，用螺栓穿过已钻好的孔，再用夹具箍紧固定整个安装件。

碟形天线的贴片馈源

贴片馈源几乎与螺旋馈源一样简单，贴片通常是将一个 N 形连接器安装在平坦的反射板上，在连接器中心端子连接一块调谐的平板金属片，平板金属片可以是正方形，矩形，也可以是圆形的。对于圆极化来说，需要两个 90°相位差的馈电点，在 AO-40 U 波段天线中就是使用这种结构。有些具有切角的矩形贴片也可以产生圆极化辐射图形。

在 2 401 MHz 频率上，贴片为边长 57 mm 正方形，与反射板间距 3 mm，馈电接触点在中央与边沿大约一半的位置。而工作在 2 401 MHz 的圆形贴片直径大约为 66 mm。这些贴片馈源对于短焦距正馈的 MMDS 和 TVRO 碟形天线来说，可以很好地工作。G3RUH 制作了一个用在短 f/D 碟形天线的 CP 贴片馈源，见图 19-31 和图 19-47。

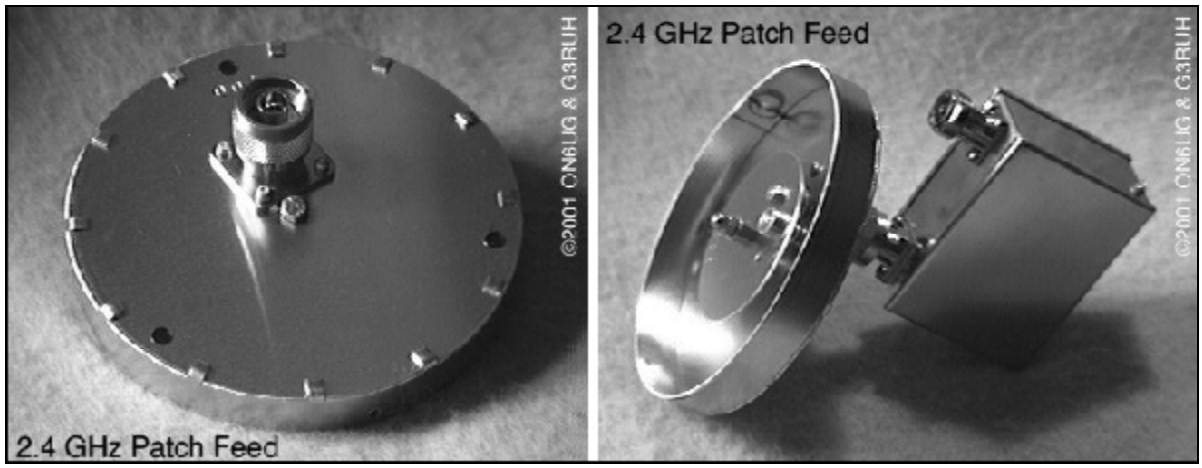


图19-47　用于G3RUH和ON6UG短焦比*f*/*D*碟形天线的CP贴片馈源详细照片。

Robert（W0LMD）在他的碟形天线上用贴片馈源做了大量的试验，在图 19-48 中他给出一个三波段的馈源，这些圆形贴片通过馈电点的适当安排具有 CP 特性，并在偏离馈电点的位置有一个小型活塞式的可变电容器，图 19-49 给出 Robert 在他的试验中所创造的多种贴片形状中的几种。

用于L/S模式的免调谐双波段馈源

Jerry（K5OE）告知说 AO-40 转发器具有两个在多数时间进行 CW/SSB 业务的上行链路接收机，许多操作者使用 U 波段 435 MHz（70 cm）频率，不过它也同时具有两个 L 波段（23 cm）接收机：L1 工作在 1 269 MHz，L2 工作在 1 268 MHz。转移到 L 波段工作有各种原因，但对于缩小天线尺寸和 AGC 控制的好处是无容置疑的。用于 L 波段的类型也多种多样，但多数人采用螺旋天线，也有些使用定向天线或定向阵列，还有的使用小型或大型的碟形天线。

K5OE 最近得到一个旧的 UHF TV 碟形天线，测得直径有 1.2 m，并希望将这个天线用作 2 401 MHz（13 cm）S 波段接收，以及 L 波段上行链路的发射。他在天线上覆盖一层铝丝网并制作了一个双螺旋馈源用在上面，但是 L 波段的性能并不理想，两个共轴的螺旋似乎相互之间影响很大。在 2002 年的野外通联日，他又设计制作了一个双贴片馈源并安装在一个 1.5 m 直径的实面碟形天线上，在 S 波段上取得圆满成功。这种安排方式虽然在上行链路（使用 25 W 功率）工作得很漂亮，但在接收上却是个令人尴尬的聋子，这导致产生了这里将要介绍的新设计，这个项目的目标是：

（1）在 S 波段接收和 L 波段上行链路两者都具有良好性能；

（2）使用普通的五金件和简单的手工工具就可以容易地制作出原型模板。

作为碟形馈源，贴片比螺旋更有优势，这个发现来自 K5OE 对螺旋天线的研究和实验过程中。在研究尝试的中期，他从 James Miller 的 WEB 网站看到 G3RUH 发表在上面的贴片馈源辐射图，当他对这个辐射图建模并输入到 W1GHZ 馈源图形分析程序后，得到令人惊讶的 72%效率。而他曾经模拟过最好的螺旋也只是大约 60%效率。I8CVS 最近用他自己的天线采用与 G3RUH 贴片类似的馈源设计作了测试，同样产生令人印象深刻类似的辐射图。

后来 K5OE 又采用了 K3TZ 推广的切角正方形贴片馈源设计。在这里，7N1JVW, JF6BCC 和 JG1IIK 归结了 AO-40 的设计，对于这种商业上的设计，回溯到十多年前的讲座上就有许多参考资料。K5OE 所做的第一个这种原型，就比他最好的螺旋杯状设计，在 FT-100 便携设备中胜出整整一个 S 点（在噪声之上的增量）。与螺旋相比较，简单的贴片馈源具有更好的照射效率，旁瓣的溢出更少。

贴片馈源的理论超出了本文论述的范围，不过在构造一个谐振于所需工作频率的贴片形状时，可以做个小结，在它本身与反射器之间需要采用电容电感做补偿。由于贴片基本上类似一个平行板状传输线，所以实际上采用任何形状都可以。在贴片中，电流从馈电点流向各边缘，并在边缘发生辐射。有个著名又充满争议的切角圆形贴片，可以高效地将两个天线设计到一个贴片单元上（两个不同的对角线长度），并用 90° 相位差馈电。

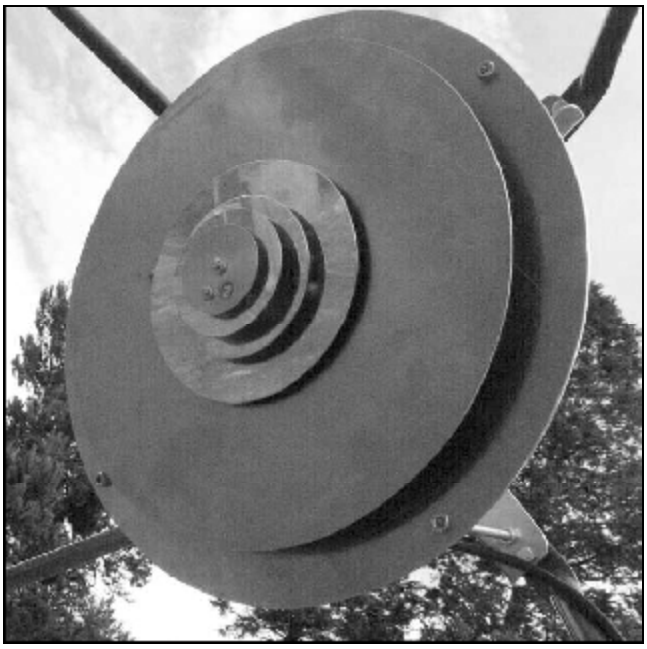


图19-48　用于AO-40通信的大型碟形天线的三波段（U，L和S波段）贴片CP馈源照片。（W0LMD拍摄）

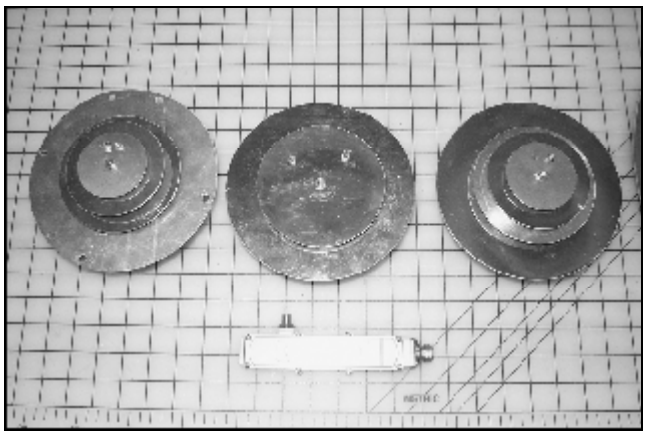


图19-49　W0LMD很多实验中的几种CP贴片天线馈源。（W0LMD拍摄）

对于图 19-50 中 K5OE 的 1.2 m 碟形天线，计算预测在 L 波段具有 21 dBi 增益，在 S 波段几乎达到 27 dBi，其中假定效率为 50%。

$$G = 10\log_{10}\left[h A\left(\frac{4\pi}{l^2}\right)\right] \qquad (19\text{-}8)$$

其中，

h = 效率

λ = 以米为单位的波长

A = 以米为单位的碟形天线孔径 $= \pi \times r^2$

r = 碟形天线半径 = 直径/2（单位 m）= 0.6 m

在 1 269 MHz 工作频率上，λ= 300/1 269 = 0.236 m：

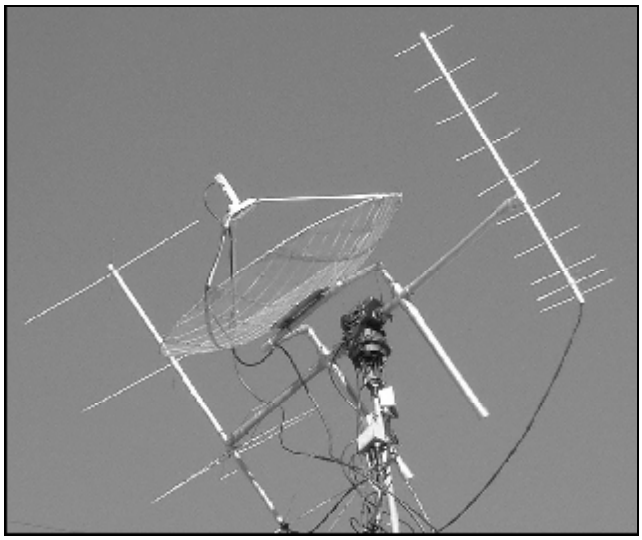


图19-50　装有双波段贴片馈源的1.2 m碟形天线。（K5OE拍摄，经AMSAT杂志许可）。

$$G = 10\log_{10}\left[0.50\times\left(3.14\times0.6^2\right)\times\frac{4\times3.14}{0.236^2}\right] = 21.1\text{dBi}$$

在 2 401.5 MHz 工作频率上，λ= 300/2 401.5 = 0.125 m：

$$G = 10\log_{10}\left[0.50\times\left(3.14\times0.6^2\right)\times\frac{4\times3.14}{0.125^2}\right] = 26.6\text{dBi}$$

那么这种馈源应该安装在什么位置？焦点位置位于抛物形碟形天线反射信号汇聚的地方。在 K5OE 的例子中，他将天线平坦放置在车库地面以测量它的深度。

$$f = D^2 / 16\,d \qquad (19\text{-}9)$$

其中，

D = 以英寸为单位的碟形天线直径

d = 以英寸为单位的碟形天线深度

$f = 48^2 / (16 \times 7.25) = 19.8$ 英寸 (50.5 cm)

这只是五金件与贴片无数种组合中的其中一个例子，然而从这个设计本身，可以得到 5 个在许多贴片馈源制作开发与测试过程中的关键设计和结构特点。

（1）对于免调谐工作来说，特定的尺寸是严格的。图 19-51 给出了制作双馈电贴片馈源所需的尺寸值。（K5OE 建议在作图纸上重新绘制这个草图，裁剪贴片的时候可以将它们放在纸模版上检测对比）。再次强调：这些尺寸非常严格，哪怕是 0.5 mm 的误差都将偏离所需谐振频率甚远，所以贴片并不是宽带的。

（2）反射板必须是刚硬的，激励单元（贴片）与反射板之间的间距将直接影响谐振频率。K5OE 发现 0.025 英寸厚的铝板和 26 号线规的铜板非常适合做单 S 波段贴片馈源，不过对作为 L 波段反射板来说薄弱了一些，所以对 L 波段反射板要采用更加刚硬的材料或另外加强，参见图 19-52，图 19-53 和图 19-54。

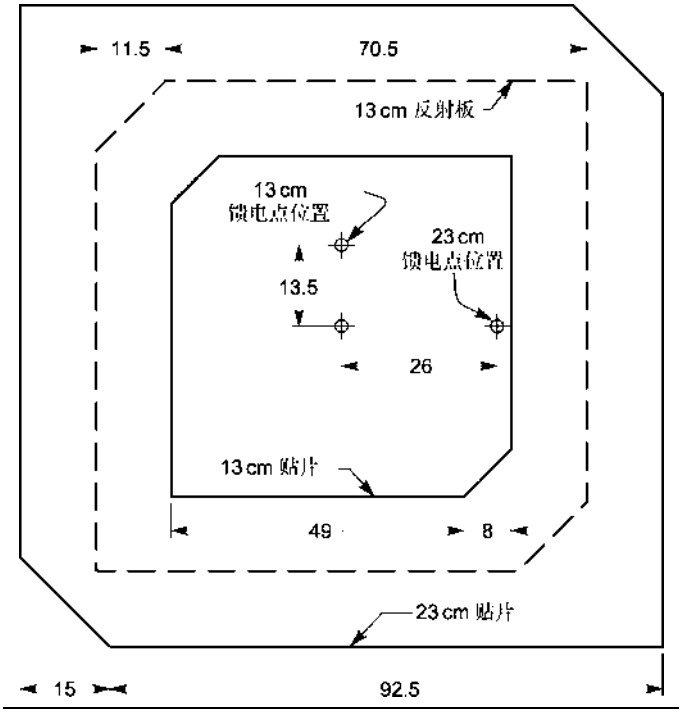


图19-51　双波段贴片馈源的尺寸，单位为mm。（K5OE绘制，经AMSAT杂志许可）

（3）各贴片应该相互电气隔离。金属的中心支柱虽然可用于单贴片馈源，但当多个贴片堆叠做多频段应用时，会产生谐波耦合问题。可以采用尼龙材料车制的螺钉和螺母来解决 S 波段贴片会与 L 波段贴片耦合的麻烦问题。

（4）切角贴片的“直角”应该保持与附近任何金属整洁平滑，包括馈电支撑或杯状（如果使用到的话）的各边缘等，见图 19-54。

（5）贴片之间相互 90° 馈电，可以最小化两个天线辐射场之间的电磁相互作用。

最后一个设计问题是要处理好 L 波段天线的第一个谐波分量。您必须要能够显著减少来自 1 269 MHz 信号二次谐波的潜在破坏影响，接收信号灵敏度会受到严重倒退，甚至可能过载以及导致系统中第一级有源器件损坏。没有自带射频放大器预选滤波器的高灵敏度前置放大器和下变频器，一定要加上外部滤波器。不过在 K5OE 当前的配置中，使用的是自带内部梳状滤波器的 AIDC-3731AA 下变频器，它可以提供足够的滤波效果。与采用滤波器和前置放大器后的积累噪声指数（*NF*）1.6 dB 相比，下变频器直接连接在馈电点位置时，噪声指数（*NF*）仅为 1.0 dB。

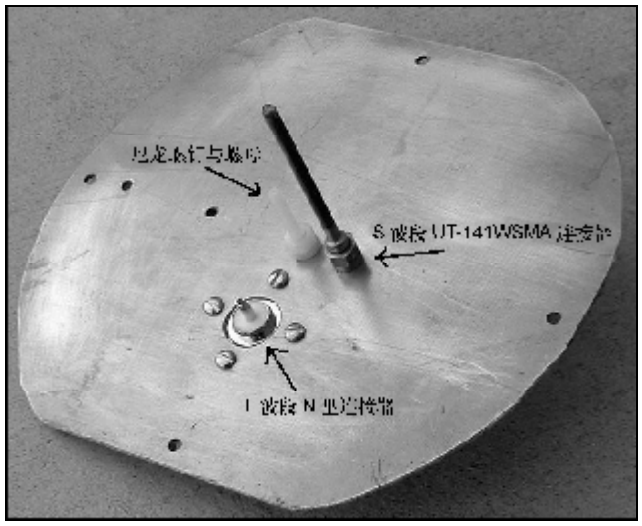


图19-52　L波段反射器的装配。（K5OE拍摄，经AMSAT杂志许可）

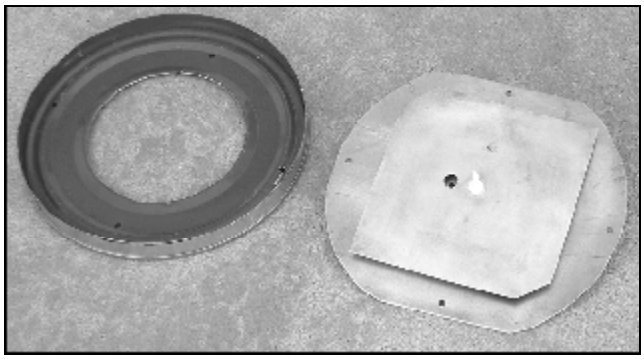


图19-53　支撑件，L波段反射器与贴片的照片。（K5OE拍摄，经AMSAT杂志许可）

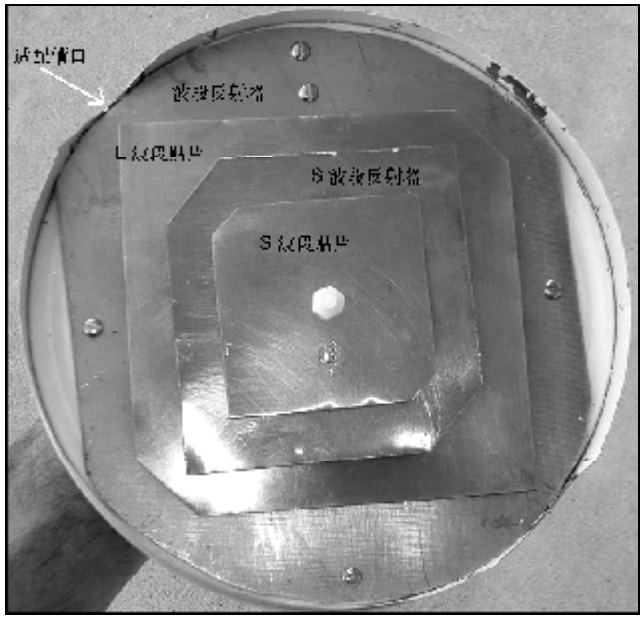


图19-54　装配完成的双波段贴片馈源。（K5OE拍摄，经AMSAT杂志许可）

馈电系统的制作应该从电气部件（天线）和机械部件（支撑结构）的材料选择开始。L 波段的天线可以用一块 6 英寸×6 英寸的双面 PCB 制作成反射板，并用一片 26 线规的铜皮作为激励单元（贴片），馈电连接使用带法兰盘的 N 形母连接器。S 波段的天线的制作，可以用两片 26 线规的铜皮，以及一小段 UT-141（0.141 英寸铜外皮半刚性电缆）终接到公 SMA 接头上。图 52 说明了中心支撑使用尼龙螺钉的 L 波段反射板，L 波段 N 形连接器，以及 S 波段半刚性电缆穿过电路板终接到 SMA-N 连接适配器的安装情况。

支撑结构活像个罐头盖子，测得直径 155 mm，切削到 15 mm 深度。在罐头盖底部中间开一个孔，并修剪 PCB 使得可以放置到罐头盖底部，用 3/8 英寸的 4-40 不锈钢螺钉，垫圈和螺母将 PCB 紧固到罐头盖底部。1½英寸 6-32 尼龙螺钉穿过 PCB 的中心锁紧，并用两颗螺母为 L 波段贴片垫高 6 mm 高度。图 53 给出 L 波段贴片的位置，并准备用于焊接到 N 形连接器。注意穿过 L 波段贴片的孔，要能够通过 S 波段的 UT-141 电缆（但不会碰触到）。

接着，天线剩余的部分按照如下顺序安装：首先将 L 波段贴片用两颗尼龙螺钉锁紧，并焊接到 N 形连接器。然后，用一个尼龙螺母垫高 3 mm 空间，同时将 S 波段反射板固定。最后，用一颗尼龙螺母（3 mm 高度空间）将 S 波段贴片固定住，并焊接到 UT-141 电缆中心导体。将整个安装顺利小结一下，就是：L 波段反射板，两颗尼龙螺母，L 波段贴片，两颗尼龙螺母，S 波段反射板，一颗尼龙螺母，S 波段贴片，以及一颗尼龙螺母。

整个完成后的馈电系统，使用Ω表做电气检测时，应该显示两个反射板是相连接的，而各贴片与各反射板都是绝缘的，贴片间也是绝缘的。图 54 给出了这个完整的馈源照片。注意支撑架边缘是如何剪切的，以避免太靠近 L 波段贴片，还有 L 波段和 S 波段两个贴片是如何相互保持 90° 的。图 55 还显示出馈源的背后，连同一个用于安装下变频器的角支撑部件。带法兰盘 N 形连接器用于连接 L 波段同轴线，N 形连接适配器从装有 UT-141 电缆的 SMA 连接器馈源另一面进行固定。

对于那些准备调整贴片的人，K5OE 建议在馈源安装到天线的时候再一起调整——因为碟形天线反射面会轻微影响到馈电点阻抗。馈电点阻抗以及谐振频率，在仅仅调节直边角的间距时就会引起相当大的变化。中心部分或馈电点的间隔是没有必要调节的——因为只需要将直边角稍微拨上或弯下一点，就可以改变调谐。这个调节需要您非常仔细：一点点的变化就会偏离很远。这个贴片的设计可重复性很高的，不用怎么调整就可以较好地工作（SWR 低于 1.5）。

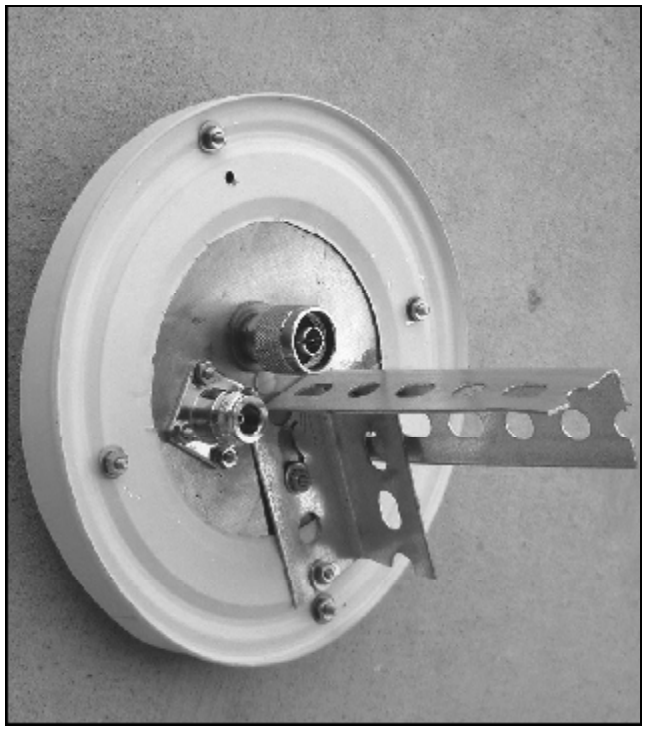


图19-55　装配完成后的馈源背面。（K5OE拍摄，经AMSAT杂志许可）

这个天线与上面所计算预测的比较一致，在接收上，该天线要比 K5OE 的 45 cm 碟形天线好 4 个 S 点，比他的 65 cm 碟形天线要好 3 个 S 点以上（这两个作为比较的碟形天线也采用类似的贴片馈源和相同的下变频器）。它也明显胜出他以前在 1.2 m 碟形天线的双螺旋配置，不过他没有做过一一的对比。

在发射上，该天线也相当好，在天线端测得只要 10 W 的功率就可以产生非常不错的信号质量接入卫星。在 L 波段上比起前面的螺旋馈电有显著提高，不过在低斜视角工作时，K5OE 发现这个 L 波段的上行链路要比他的 U 波段上行链路弱 1 个 S 点左右。后来他在整个贴片的顶部加上一个小塑料帽子，以防止雨水和小鸟粪便的滴落——当这两者刚好落在贴片与反射板之间时，都会导致贴片失谐。

尽管简单而有效，不过这只不过是制作双馈的其中一种方案。用饼干罐盖子照样也可以做得很好。购买一把铁皮剪刀是值得的，它比使用钢锯容易得多。用一把平锉刀将贴片的毛边修平。天线的五金件要用不锈钢的，尤其是车制的 3/8 英寸 4-40 螺钉与螺母，还有用于将支撑结构连接支撑臂（1/2 英寸的铝管）的 1/2 英寸

6-32 螺钉与螺母。铜板比铝的要容易焊接，一旦焊接完成，馈源要涂上一层很薄白色瓷漆，以保护铜材，也降低视觉反射。

当然，这并非是唯一可以用于 AO-40 卫星的双波段天线，其实有很多种，有些设计很有创造性，包括 G6LVB 自制的简单高效的 1.2 m 加强“铁丝网”碟形天线，并采用 G3RUH 双螺旋馈源。G3WDG 拥有一个 3 m 的碟形天线，配有一个 L/S 波段螺旋馈源，一个 K 波段（1.3 cm）喇叭馈源。还有 W0LMD 开发了一些很受欢迎的双波段和三波段圆形贴片馈源。

关于用在微波频率上的天线，馈源和设备技术的补充说明，请参见《The ARRL UHF/Microwave Experimenter's Manual》和《The ARRL UHF/Microwave Projects Manual》，两本书给实验者提供了很多很好的资料。

19.1.3 轻便的 435 MHz 螺旋天线

对于 435 MHz 工作频率来说，螺旋天线应用于 U 波段卫星通信上行链路非常合适。螺旋天线所产生的完全圆极化，可以将在这些应用中影响最大的信号自旋衰落现象降到最小。图 19-56 所示的天线符合作为 OSCAR 卫星操作中一个轻便高效上行链路天线所需的要求，可以快速装卸，重量轻，都是这种阵列天线的好处，该天线是 Jim McKim（W0CY）设计的。

如前面提到，螺旋天线大概是所有天线中对尺寸的容差性最好的，不过，这里给出的尺寸还是需要尽量接近，文中多数指定的材料在任何自选五金店或建筑材料店都有供应。制作这款轻便螺旋天线所需的材料在表 19-1 已经列出来。



图19.56　已安装好并准备使用的轻便式435 MHz螺旋天线。

表 19-1　　轻便式 435 MHz 螺旋天线材料清单

数　量	名　称
1	底盘安装的 N 形母连接器
18 英尺	1/4 英寸软铜管
4 英尺	1 英寸内径的镀锌钢管
1	5 英尺×1 英寸的玻璃钢管或枫木棒
14	5 英寸长的 1/4 英寸直径枫木销子（总 6 英尺长）
1	1/8 英寸铝板，直径 10 英寸
3	2 英寸×3/4 英寸角钢支架
1	30 英寸 × 30 英寸（圆或方形）铝丝网或金属布
8 英尺	1/2 英寸×1/2 英寸 ×1/2 英寸带槽型铝，或老电视天线单元金属管
3	聚四氟乙烯材料小垫片或聚苯乙烯小棒子（用于螺旋第一个半圈支垫用）
1	1/8×5×5 英寸铝盘（用于横梁-支杆连接盘）
4	1½英寸的 U 形螺栓（用于横梁-支杆连接固定）
3 英尺	#22 号裸铜线（用于扎住螺旋各圈与枫木销子）

各种五金件主要用于将连接器，铝盘和屏网等的安装固定。

该轻便式螺旋天线由 8 圈 1/4 英寸的软铜管构成，间绕在一段 4 英尺又 7 英寸长度的 1 英寸直径玻璃钢管或枫木棒。如果需要，也可以用剩余的硬馈线的铝外皮来替代软铜管。螺旋的圈数由穿过天线中间 1 英寸直径棒的，长度 5 英寸，直径 1/4 英寸的枫木销子支撑。图 19-57（A）给出整个天线的尺寸。每个支撑销子的末端都有一个 V 形凹槽，以定位软铜管，见图 19-57（B）。

天线中心的支撑棒插入在馈电点位置的一段 4 英尺长、1 英寸内径的镀锌管上，这段镀锌管也作为天线的配重用。穿在螺旋内部直径 1 英寸的棒子必须是非导电的，在非导电棒与镀锌管连接点附近，使用一片铝网屏或金属布作为反射屏。

如果在安装 1/4 英寸的软铜管时碰到些麻烦，可以到制冷用品商店再去试试看。多孔的铝筛网用铁皮剪刀可以容易地剪切，通常这种材料都是按照每张 30 英寸×30 英寸销售的，这个尺寸也方便反射屏的制作。镀锌的 1/4 英寸硬金属布或铜皮也都可以用作反射屏，不过铝材的最容易加工，重量也轻。

用一块 1/8 英寸厚的铝板作为螺旋天线的支撑盘与反射屏，这种材料的来源可以找找多余的货架子的面板。图 19-58 给出这个支撑盘的布局。

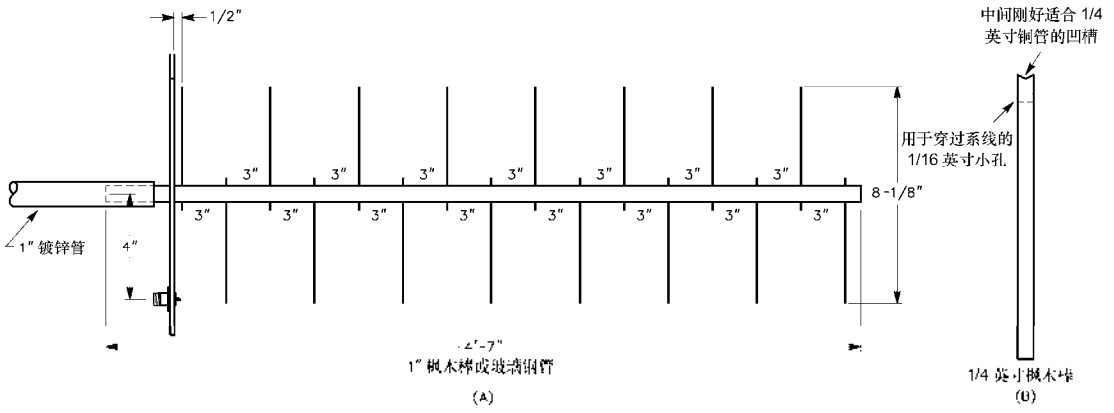


图19-57 （A）给出这个轻便式435 MHz螺旋天线布局图，在第一个5英寸长的线圈支撑销子与地网之间的间距是1/2英寸；其他各个销子的间距都是3英寸。（B）图是用来卡住螺旋管的支撑销子凹槽细节，同时也看到，在凹槽下方开一个1/16英寸的小孔，以便将细线穿过固定螺旋管。

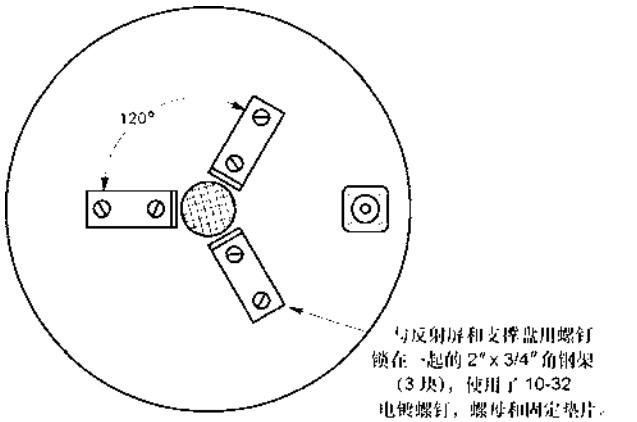


图19-58 图中给出接地板与馈电点支撑的装配。圆片为1块直径10英寸，1/8英寸厚的铝板（其实方形铝板也可以）。3块2×3/4英寸的角架被锁定到该铝板与反射屏的背面，并支撑套在管上的反射屏。用于底盘的N形母连接器安装在距离直径1英寸的孔中心4英寸的位置。

图 19-59 给出如何采用铝槽型材来支撑反射屏的办法（也可以采用铝管，如果槽形材料难以找到，那么去找找废弃的 TV 天线就有大把这种材料）。反射屏安装在 10 英寸直径的中心铝盘底部，中心盘、反射屏以及铝槽管用电镀五金件或铆钉固定在一起。这样整个支撑结构就非常牢固，尽管螺旋天线的中心支撑棒可以采用枫木，但最好还是用玻璃钢管。

用合适的五金件将 N 形连接器安装在中心盘的底部，连接器中心引脚要充分伸出，以方便将铜管的末端焊接上去。铜管的末端打平后要上点锡，以防止潮气的进入。如果螺旋需要将来从地网屏上可以卸下，那么就不要直接将铜管焊接到连接器，相反，可以采用一小块黄铜，在一侧打钻和攻丝一个适合 6-32 螺丝的孔，再在铜块上钻另外一个孔，以适合套进 N 形连接器的中心引脚，并将它们焊接在一起。现在，与螺旋铜管的连接就可以一颗 6-32 的螺钉，而不是用烙铁了。

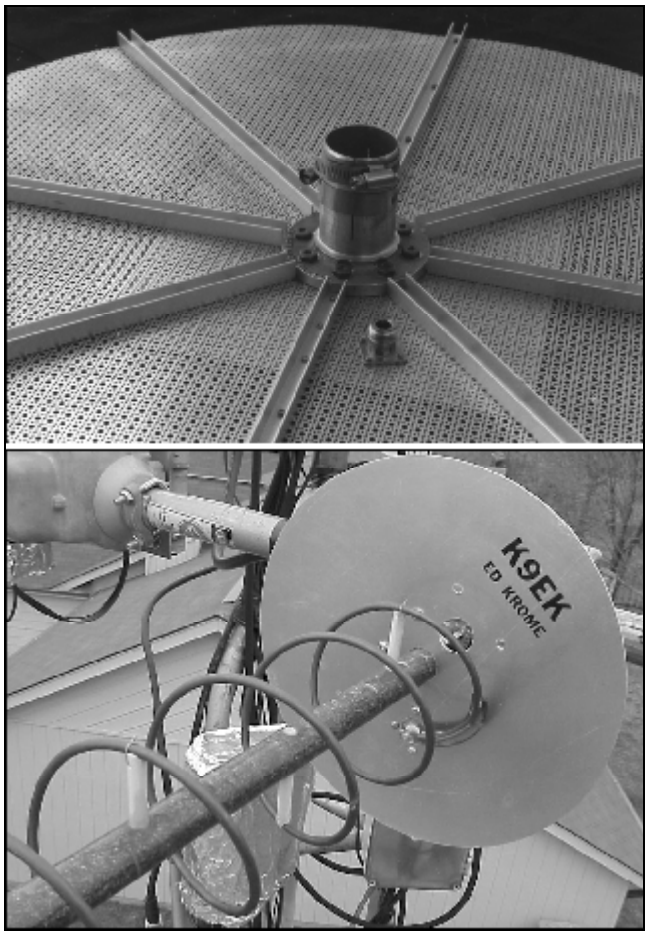


图19-59 上面图中是采用铝槽加固反射屏的办法，在这种天线中，图19-58的3个角架用一个旧的铝盘轮子来替代（W0CY拍摄），下面的图中，从螺旋可以看出文中所述1/4圈匹配变换器的细节。（K9EK拍摄）

关于图 19-57（A），在玻璃钢管或枫木棒需要的位置钻孔，可以让 5 英寸长度 1/2 英寸直径的销子穿过（如果采用的是枫木销子，需要在钻孔之前按照下面所述做抗雨水抗风化处理）。在每根 5 英寸长的销子靠近凹槽

的位置钻一个 1/16 英寸小孔，以便穿过#22 号裸铜线（该铜线用来将铜管固定在凹槽上），将 5 英寸长的销子打磨光滑使胶水可以完全粘牢，并对主支撑棒做环氧保护处理。

开始从反射屏端顺时针方向绕制铜管，首先在铜管的打平末端钻一个孔，以适合穿进 N 形连接器的中心引脚，然后焊接一起，或者采用前面提到的用螺钉锁入铜块的办法。仔细地将铜管通过一个一个支撑销子绕圆圈。

参见前面“50 Ω 螺旋馈源”部分，以及图 19-19 和 19-20，弄清楚螺旋管的第一个半圈是如何靠近反射面位置安装的，图 19-59（B）也同时给出 K9EK 将他的 U 波段螺旋天线匹配到 52 Ω 馈线的优秀例子。保持这个间隔非常重要，因为阻抗的匹配需要在铜管和地之间存在附加的电容。

把一小段#22 号铜线穿入每个支撑销孔中，拧紧铜线将铜管和支撑销绑紧，并将铜线与铜管焊接起来，确保铜管卡在凹槽里面。按照这种办法将所有 8 圈螺旋都绕制好，完成后把铜管的远端剪断，并用焊锡封住末端。

木材的防风化处理

关于枫木销子的准备工作需要有个次序，木制部件必须要做风化保护处理，以维持较长的使用生命。一个保护木制比较好的方法是放在石蜡油中煮沸半个小时左右，任何在木制部件上的开孔都应该在石蜡油中泡煮之后加工，因为木材经过覆上石蜡后在做加工处理不易发生氧化。小销子可以放在炖锅中煮沸。有个警告必须在这里提出——如果石蜡温度过高有可能将木材烧焦。石蜡通常在许多食品店销售用于罐头密封。木制部件还可以采用涂上 3～4 层防水清漆的办法来保护，每层清漆完全风干之后再刷上另外一层。

玻璃钢管或木棒应该能够刚好与钢管吻合，木棒可以采用打磨或在车床车制到合适的直径。如果采用玻璃钢管，可以在与钢管连接处塞入一段合适的木销，木销插入管子时做环氧处理以保证长期使用。

穿过管子和木棒打两个螺丝孔并用螺钉将它们锁在一起，这样这根管子就提供了一个牢固的接到旋转器横梁的安装架，并配衡了天线的大部分重量。如果安装件的“前面太重”的话，还需要将管子加重一些（如果平衡倾向另一个方向就要将管子裁短一些）。

在这个设计中，螺旋天线的阻抗一般大约为 105 Ω，通过改变铜管第一个半圈的间距，应该可以获得与 52 Ω 电缆良好匹配。当通过调整第一个半圈的间距获得良好匹配后，要用聚苯乙烯或尼龙块塞在铜管和反射面之间以维持这个间距不会变化，并可以用硅树脂将它们固定在反射面位置上，最后还要记住使用同样的密封材料将 N 形连接器也密封好。

天线切换继电器和前置放大器的室外处理

对于采用交叉八木天线，需要 CP 极化工作的台站，其中一个对多数 LEO 卫星通信相当有帮助的功能，就是能够从 RHCP 切换为 LHCP 方式。在一些卫星操作中，这个可切换的 CP 能力是必不可少的。但与 AO-40 的操作倒是对这种 CP 灵活切换要求不高，因为该卫星如果严重偏离指向时，信号已经不是特别可用了。当 AO-40 的斜视角小于 25°时，已经看不到对 LHCP 的需求了。对于那些使用螺旋天线或螺旋馈源的碟形天线，我们将无法选择去切换 CP，除非为了这个目的去增加一个新天线，但我们多数人在铁塔上的安装空间都没有这么奢华。

对于装备可切换圆极化八木天线的台站，在天线上裸露切换继电器和前置放大器的经验教训表明，它们很容易由于难以捉摸的所谓“白昼气泵”现象而出故障。这些继电器往往要用塑料盒子盖住，并在盒子和 PCB 缝隙之间用硅树脂密封。前置放大器也应该在盖子上使用密封圈，否则连接器会很容易地漏气。但这些办法都不能产生真正的真空密封，白天/黑夜的温差变化，会对继电器或前置放大器盒子泵进或泵出空气和潮气。在某个温度和湿度合适条件下，在外部冷却时盒子内部空气中的潮气将凝固，在盒子里面形成水滴，形成大面积的腐蚀以及不希望的导电，在短时间内严重降低器件性能。

针对这些天线问题的解决方案是采用塑料“密封”的继电器，比如 KLM CX 系列产品，可以避免如图 19-60 改装中碰到的问题，像图中那样重新布置 4:1 巴伦，并在继电器上面放一个干净的冰箱用的聚苯乙烯塑料容器，在容器的边缘安装激励单元和横梁的地方开凹槽，使容器能够通过激励单元和横梁而完全盖住继电器。用少许的 RTV 黏合剂将容器粘住在这个位置上。将天线摆放成“X”形方向，使任何一组振子单元与地面都不平行，此时切换板将倾斜一个角度，继电器盒子的一侧比另一侧低。另一个用在 S 波段前置放大器的保护盖子的例子，可以参见抛物面天线馈源的讨论内容。

继电器和前置放大器两者的外壳盒子，都要在盒子较低的一边钻一个 3/32 英寸的孔，提供所需的通风。加上的盖子使继电器和前置放大器免遭雨水淋湿，这些小孔可以防止继电器盒子内部任何水气的凝固。继电器和前置放大器经过这样处理后，就可以保持清洁而且数年的使用不会有问题。

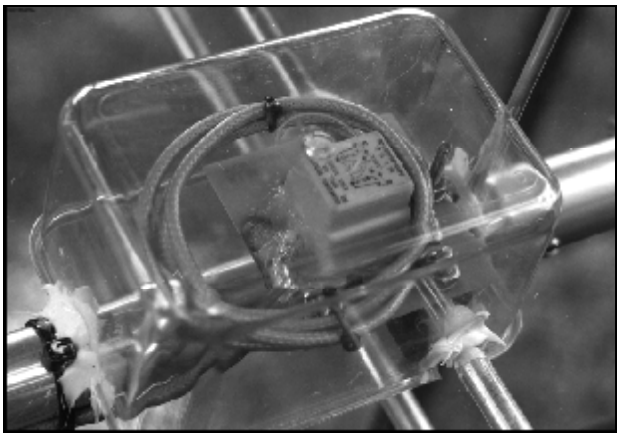


图19-60　重新布置巴伦后的KLM 2M-22C天线CP切换继电器。保护盖子可以防止雨水，一定要采用聚苯乙烯的炊具盒子，见文中说明。（WD4FAB拍摄）

另外一个用于塔顶安装遥控装置的保护例子见图 19-50，它展示了在 WD4FAB 塔顶上安装的设备盒子和桅杆安装的前置放大器的例子。商品符合 NEMA4 级别的设备盒子，可以详见图 19-61（倒过来看），用于保护 23 cm 波段功率放大器和它的供电电源，包括很多电气连接。这些钢盒子还喷涂有良好的保护漆，非常耐腐蚀。不过它没有密封，不能阻挡潮气随着温度变化产生凝固。所以对于防水和防尘，一定至少要选择 NEMA3 级别的盒子，NEMA4 级别的保护作用要比 NEMA3 的稍微好一些。采用一个较好保护级别的设备盒子是值得的投资，也可以看到，这种盒子还可以提供很不错的盘面，以便安装用于桅杆的三波段前置放大器。这种盒子对于设备防雨等简单需求就是一个很好的方案，见图 19-62。



图19-61　一个NEMA4级别的盒子用于安装L波段部件与电源。盒子的盖板非常方便安装前置放大器。图中盒子由于铁塔的倾倒而看起来倒放了。（WD4FAB拍摄）

仰角控制

卫星天线需要仰角控制以便指向天空，这就是卫星天线 Az-El 控制的“El”部分。通常，卫星 CP 天线的仰角横梁应该是非导体材料的，以使横梁不会影响到天线的辐射图形。下面将给出的例子中，仰角横梁中间部分是一段特别厚重的 1½英寸管（为了增加强度），并接上一段延伸到 70 cm 天线末端的玻璃钢环氧管，以及 2 m 波段天线自制延长棒的末端。可以将较大直径的 PVC 管用 4 个 Phillystran 非金属拉索拉紧加固（PVC 管是相当柔软的，但通过 Phillystran 拉索可以拉得相当直，并且变成坚固的 PVC 管横梁）。对于小型的安装使用，则可以直接用连续一段玻璃钢管作为横梁装到仰角旋转器上。

仰角横梁的运动需要供电，WD4FAB 提供了如图 19-63 的一个方案，采用剩余的螺旋起重的驱动装置。I8CVS 也建造了他自己的一个稳固的仰角旋转装置，见图 19-64。注意到每个这些应用方案，都在仰角转动装置采用了轴承。在 WD4FAB 的例子中，仰角转轴是一段可重载结实的 1½英寸管（外径 15/16 英寸），以及一个大型的 2 英寸径向轴承，作为传动装置。I8CVS 则使用一条很大的链条来传动。

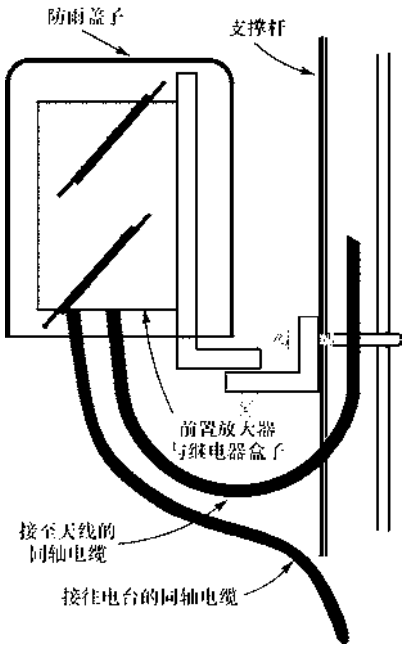


图19-62　一种省事的塔装设备保护办法。注意处理电缆时一定要像图中所示那样，进入盖子之前要保持下垂以保证水滴往下。这种底部开口的盖子有个潜在危险是有些动物可能会啃电缆的绝缘皮，飞行昆虫也可能会将窝安在盒子里面。

Az-El 旋转器牢靠结实的机械结构，可以为操作者服务好多年，见图 19-65，像 Yaesu 和 M2 等厂家都有供应这些商品。有个 VE5FP 的操作者，发现了一种用在他的 Az-El 旋转系统方案，是采用两个廉价的 TV 旋转器，见图 19-65（B）。

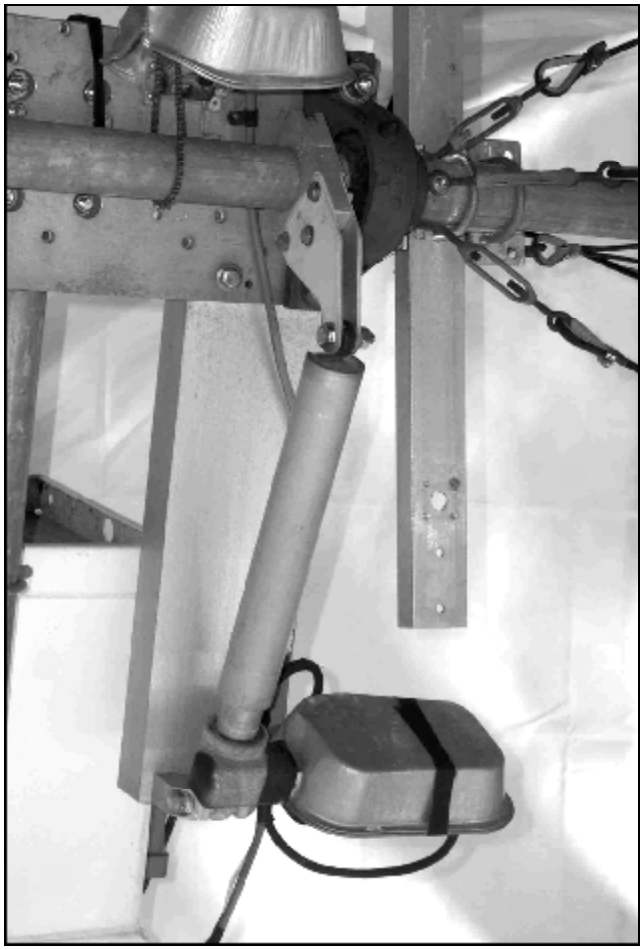


图19-63　WD4FAB自制的仰角旋转器，采用了一支存货的驱动螺杆。注意到还使用了一个轴颈轴承来支撑仰角转轴。（WD4FAB拍摄）

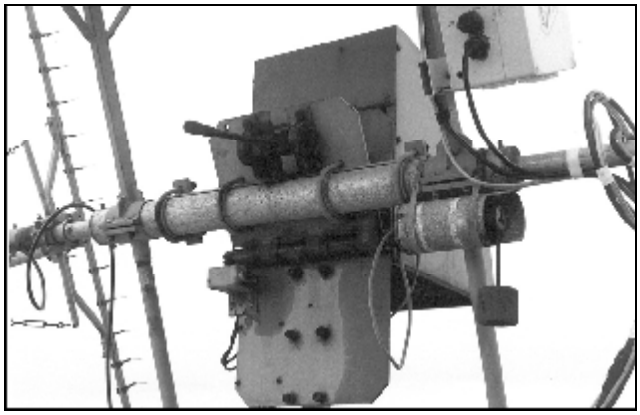
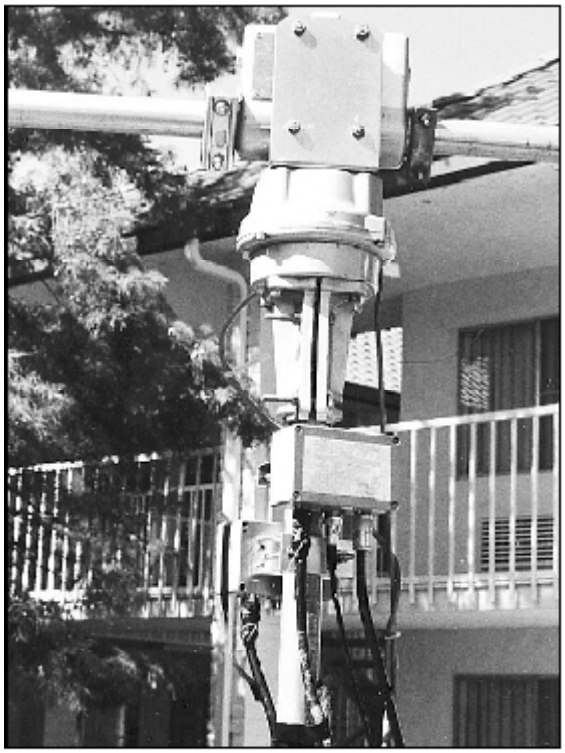


图19-64　I8CVS自制的仰角装置，采用一个巨大的工业用铰链作为传动和螺旋驱动。（I8CVS拍摄）



(A)



(B)

图19-65　（A）是Yaesu Az-El天线旋转器系统，注意天线负载必须比前面介绍的一些装置更要细心地保持平衡。（B）是VE5FP在他的Az-El旋转器采用的方案，将两个旋转器堆在一起组合使用，详见他在1998年12月QST杂志发表的“An Inexpensive Az-El Rotator System”。

19.1.4 C 波段 TVRO 碟形天线的改装

在 AO-40 操作中使用改装过的大型 C 波段 TVRO 碟形天线时，有些操作者只使用了它本身自带的螺杆极化安装架，见图 19-66。这个天线被它的使用者们称为“大丑碟”或简称“BUD”。如前面所讨论的，仅仅使用极化安装架的方式会限制使用者的运动操作范围。W0LMD 实验过几种机械装置，为这类碟形天线提供了更大的连续转动角度，其中一个是扇型齿轮仰角驱动装置，如 图 19-67 所示。

对于我们使用的卫星天线方位角转动，多数是采用电动电机旋转器驱动，主要的商品供应商在前面已经提到过。很多天线都是安装在塔上的，允许将旋转器安放在塔体内部。对于高风荷的卫星天线，所需的商品旋转器将相当昂贵。



图19-66 一个TVRO碟形天线的驱动系统位于它的极化安装架上，使用带保护的驱动螺杆装置。(W0LMD拍摄)

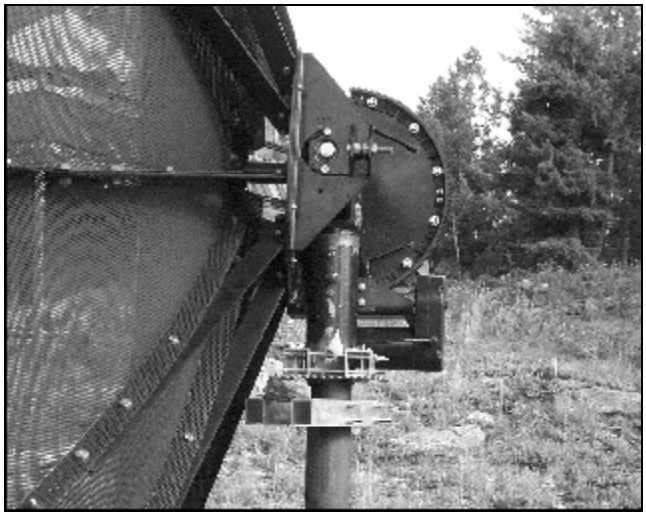


图19-67 一个改装过的TVRO碟形天线安装架，使用的是Az-El(方位-仰角)安装架和一个调整仰角的齿轮驱动装置。(W0LMD拍摄)

采用 BUD 天线时其高负载要求也很明显，W0LMD 再次运用摩托车链条，V 形传动皮带，以及带齿轮变速器电机组合的办法，设计加工了一些非常健壮的装置，见图 19-68。其中一个 BUD 天线的整体图请看图 19-69，显示了方位角（Az）驱动和一个运用螺旋杆机理制作的仰角（El）驱动结构。

操作者们经过几年的努力开发了多种天线位置控制装置，从完全的人工臂力位置系统，到手动控制的天线方位与仰角旋转器，到全自动的计算机控制旋转器。旋转器的计算机控制并非必需之时，使用这些装置是很有帮助的。许多年来，有个叫 Kansas City Tracker (KCT)电路板卡旋转器主控单元常常被安装在计算机上，多数的卫星跟踪软件都可以和 KCT 配合工作。不过 KCT 有个不好的地方是它采用的是 8 bit 的数字量化器件，提供的位置精度在仰角上是 0.35°，方位角精度 1.41°。对于大型的碟形天线，由于它们很尖锐的波束宽度，这些精度值就不够了，需要用其他的配置替代 KCT 单元。

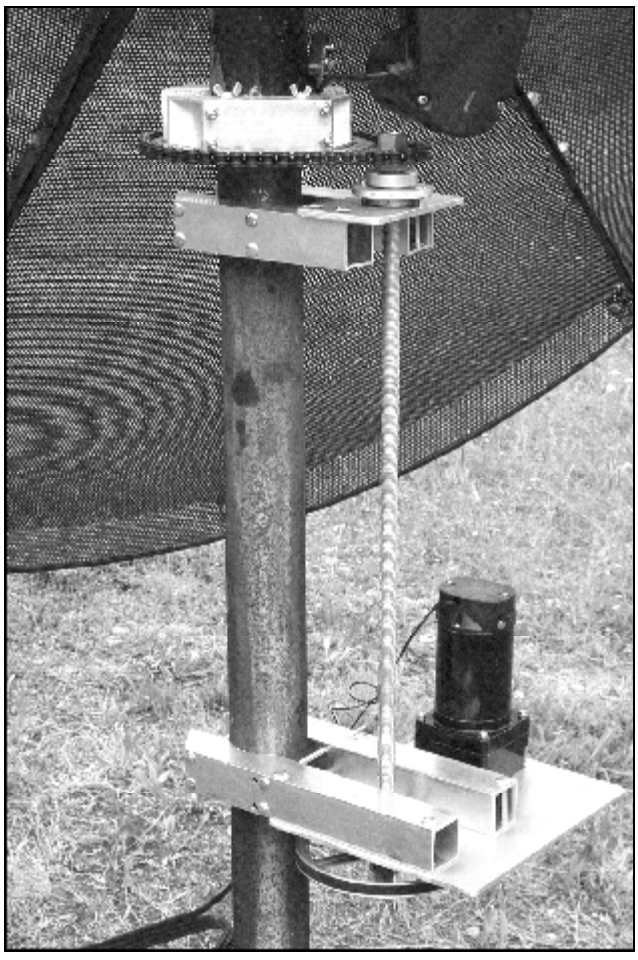


图19-68 W0LMD制作的一个非常结实、牢固和廉价的方位角(Az)驱动装置。(W0LMD拍摄)

业余天线控制器最近的发展趋势，已经发展为独立的控制器设备，可以将计算机的天线位置信息转换为控制器指令，并可以感知天线位置的限位。这种控制盒子，如图 19-70 所示，图森业余爱好者数据包无线电（TAPR）小组介绍的 EasyTrak 单元，使得这些功能对很多业余爱好者十分有用。该单元为 10 bit 编码器，提供仰角精度 0.09°，方位角精度 0.35°。计算机也可以通过 EasyTrak 提供的无线接口，来控制站台收发信机的操作，不需要另外其他的任何无线接口设备。

也有其他类型的位置读出与控制装置，许多年来，火腿操作者们曾经采用过同步或自同步方式作为他们的位置读出方式。它们是一些特制的变压器，运用六年前就提出的基本原理，以及采台站用诸如飞机驾驶系统用的剩余“无线电罗盘”器件。这些器件的位置读出数值相当精确，通常它们仅仅提供直观的位置指示，不过不太容易与计算机控制适配。I8CVS 在他的台站就使用这种系统，并在同步器上使用配重臂提供一个相对地球重力矢量的固定参考，可以在图 19-64 看到仰角同步读出情况。

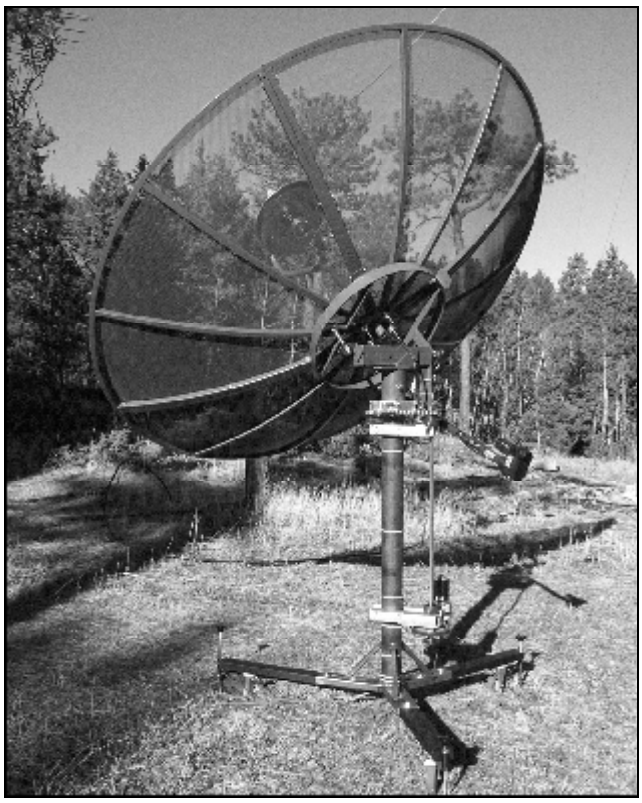


图19-69　一个完整的TVRO碟形天线Az-El安装系统，采用了螺杆式仰角驱动。（W0LMD拍摄）



图19-70　TAPR出品的EasyTrak自动天线旋转器与无线电控制器。（WD4FAB拍摄）

到了今天，计算机位置读出的友好界面，通常居于精确的电位器或数字编码转轮器件。图 19-71 给出 W0LMD 所用的数字编码转轮系统，他告知在这样的系统中，虽然可以提供非常高精度的角位坐标，但不是绝对坐标系统，一旦校准后，就必须一直通电以保证校准值不会丢失。另外一方面，精密电位器可以提供绝对位置参照，但精度受限于电位器的质量，通常是 0.5%（仰角精度 0.45°，方位角精度 1.80°）到 1.0%。所以这些选择都各自存在局限，除非有大把的钞票可以购买高精度的商用系统。

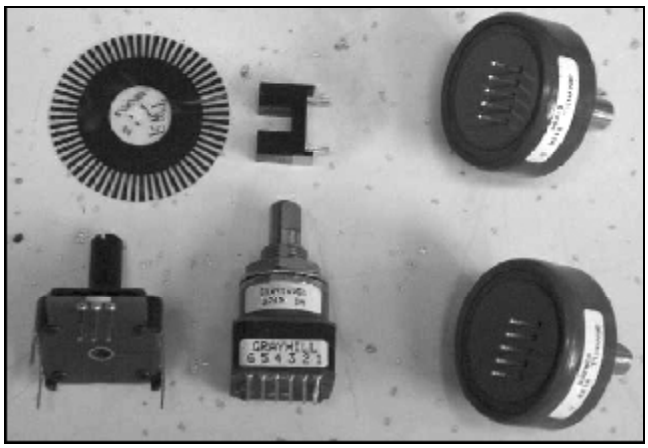


图19-71　W0LMD曾经在他的天线位置系统实验时采用的高精度光编码器，见文中所述。（W0LMD拍摄）

19.1.5　关于卫星天线的备注与参考信息

AO-40 frequencies, “Official Transponder Frequency Bandplan for P-3D”; ww.amsat-dl.org/p3dqrg.html.

Brown, Gerald R., K5OE, “A Helix Feed for Surplus MMDS, Antennas” Proceedings of the 2001AMSATNA Symposium, October 2001, pp 89～94, also: members.aol.com/k5oe.

Brown, Jerry, K5OE, “A K-Band Receiver for AO-40”, Proceedings for the AMSAT-NA Space Symposium,2002.

Brown, Gerald R., K5OE, “Build This No-Tune Dual-Band Feed for Mode L/S” The AMSAT Journal, Vol26, No 1, Jan/Feb 2003.

Brown, Gerald R., K5OE, “Dual-Band Dish Feeds for

13/23 cm," Proceedings of the 2002AMSAT-NA Symposium, October 2002, pp 123～131.

Brown, Jerry, K5OE, members.aol.com/k5oe/ MMDS Dishes.

Brown, Gerald R., K5OE, "Patch Feeds," members.aol.com/k5oe.

Brown, Jerry, K5OE, "The Texas Potato Masher: A Medium-Gain Directional Satellite Antenna For LEOs," The AMSAT Journal, Vol 22, No. 1, Jan/Feb 1999.

Jansson, Dick, WD4FAB, QST, Sep 2002, "Product Review", "M2 23CM22EZA 1.2 GHz Antenna", p 59.

Kingery, Mike, KE4AZN, "Setting Up for AO-40 L-Band Uplink," The AMSAT Journal, May/Jun 2002, pp 14-16, also: web.infoave.net/~mkmk518/.

Koehler, Jim, VE5FP, "An Inexpensive Az-El Rotator System", QST, Dec 1998.

Kraus, John D., "The Helical Antenna", Chapter 7, Antennas, McGraw-Hill Book Company, 1988.

Kraus, John D., W8JK, "16～12, Patch or Microstrip Antennas," Antennas, 1988, pp 745～749.

Krome, Ed, K9EK, "Development of a Portable Mode S Ground Station." The AMSAT Journal, Vol 16, No. 6, Nov/Dec 1993, pp 25～28.

Krome, Ed, K9EK, "S band Reception: Building the DEM Converter and Preamp Kits," The AMSAT Journal, Vol 16, No. 2, Mar/Apr 1993, pp 4～6.

Krome, Ed., K9EK, Mode S—The Book, p 96, 109.

Krome, Ed, K9EK, "Mode S: Plug and Play!" The AMSAT Journal, Vol 14, No. 1, Jan 1991, pp 21～23, 25.

Long, Howard, G6LVB, "My Shack Configuration—Spring 2002": www.g6lvb.com/g6lvb_shack_spring_2002.htm.

McCaa, William D., K0RZ, "Hints on Using the AMSATOSCAR 13 Mode S Transponder," The AMSAT Journal, Vol 13, No. 1, Mar 1990, pp 21～22.

MacAllister, Andy, W5ACM, "Field Day 2002," 73 Amateur Radio Today, Sept. 2002, pp 48～52.

Miller, James, G3RUH, "Mode S — Tomorrow's Downlink?" The AMSAT Journal, Vol 15, No. 4, Sep/Oct 1992, pp 14～15.

Miller, James S., G3RUH, "'Patch' Feed For S-Band Dish Antennas"; www.jrmiller.demon.co.uk/products/patch.html.

Miller, James, G3RUH, "A 60-cm S-Band Dish Antenna," The AMSAT Journal, Vol 16 No. 2, Mar/Apr 1993, pp 7～9.

Miller, James, G3RUH, "Small is Best," The AMSAT Journal, Vol 16, No. 4, Jul/Aug 1993, p 12.

Monteiro, Anthony, "Work OSCAR 40 with Cardboardbox Antennas!," QST, Mar 2003, pp 57～62.

Orban Microwave, "The Basics of Patch Antennas: www.orbanmicrowave.com/antenna_application_notes.htm.

Seguin, Mike, N1JEZ, "OSCAR 40 on 24GHz", QST, Dec 2002, pp 55～56.

Seydler, Robert, K5GNA,"Modifications of the AIDC 3731 Downconverters", members.aol.com/k5gna/AIDC3731 modifications.doc.

Suckling, Charles, G3WDG, "K-Band Results From AO-40": www.g3wdg.free-online.co.uk/kband.htm.

Suckling, Charles, G3WDG "Notch Filters for AO-40 Mode L/S": www.g3wdg.free-online.co.uk.notch.htm.

Suding, Dr. Robert, W0LMD, "Converting TVRO Dish & Dishes For Amateurs" www.ultimatecharger.com/ dish.html.

Thiel, David & Smith, Staphani, Switched Parasitic Antennas for Cellular Communications, Artech House, 2002, "Chapter 3, Patch Antennas," pp 79～96.

Wade, Paul, N1BWT (W1GHZ), Online Microwave Antenna Handbook, "Chapter 4, Parabolic Dish

Antennas," www.w1ghz.cx/antbook/chap4.pdf, Mar. 98. (See CD-ROM bundled with this book.)

Zibrat,Timothy S, K3TZ, "2.4 GHz Patch Design":www. qsl.net/k3tz/.

19.2 EME 通信天线系统

这部分内容由 David Hallidy（K2DH）作了更新，正如前面提到的，巨大的路径损耗致使 EME 链路对地面站性能提出严苛的要求，要保证 EME 操作成功，需要低噪声接收装置，最大可用功率以及高增益天线阵列。尽管也可以复制一些设备较好但使用低增益天线的地面站，但这样的天线系统未必能够提供可靠的双向通信。对于比较成功的 EME 通信来说，天线的增益至少要达到 20 dBi，通常而言，更高的天线增益将对地面站性能产生显著改善，因为增益的提高对于接收和发射的信号两者都有改善作用。

19.2.1 VHF/UHF EME 天线

在 EME 爱好者圈子里，流行着数种类型的 2 m 波段和 70 cm 波段天线。对于 144 MHz 的操作，可能最常用的天线是 4 个或 8 个长梁（14～15 dBi 的增益）的八木天线阵列。4 个八木天线组成的阵列大约可以提供 20 dB 增益，而 8 个八木天线组成的阵列增益将比 4 个八木天线阵列高出大约 3 dB。图 19-72 给出在与水平 30° 上倾角所计算的响应图，它由 4 个 14 单元 2 m 波段八木天线堆叠组成，每个八木天线的大梁长度为 3.1 λ（22 英尺）。

在 432 MHz 工作频率上，EME 爱好者通常使用 8 个或 16 个长大梁八木天线组成阵列。这种八木天线都有成品销售，或者可以用现成的材料制作。在第 18 章“VHF 和 UHF 天线系统”中，已经给出几种八木天线的详细设计。

八木天线阵列的主要缺点，是各个八木天线的极化面无法方便地改变。如前面所述，其中一个解决办法是采用交叉极化的八木天线，以及一个继电器切换系统来选择所需要的极化方式。但这也表明它是以显著增加系统的复杂性来获得所需极化方式的选择。有些业余爱好者也有这样做的，建造一个复杂的机械系统，允许通过巨大阵列上所有八木天线同时做连续的极化调节。图 19-73 给出 K1FO 的 70 cm EME 16 个八木天线阵列，可以做全极化控制，该 432 MHz EME 阵列在《The ARRL Antenna Compendium, Vol 3》做了描述，采用明线相位线以减少馈线损耗。图 19-74 给出该天线阵列计算出的响应图，它采用较粗但轻重量的 14 单元，大梁为 3.1 λ（7.1 英尺）的八木天线，馈线的损耗在 EZNEC Professional 计算模型中没有明确给出，但估计在 0.25 dB 以下。

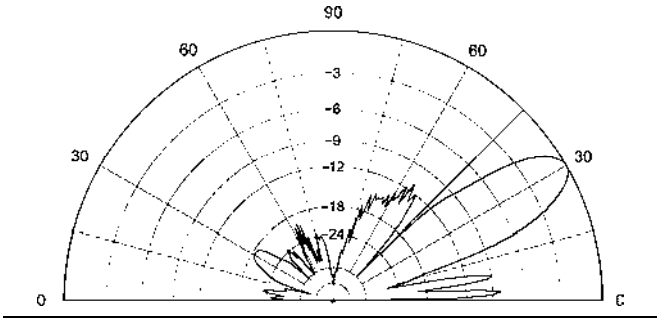


图19-72　4个14单元2 m波段八木天线（3.6 λ横梁长度）在仰角为水平面上30° 时，EZNEC Pro所计算的仰角面辐射图。计算的系统增益为21.5 dBi，符合2 m波段EME的要求。这里假定相位系统由明线传输线来制作，使得馈线损耗能够保持在0.25 dB以下。

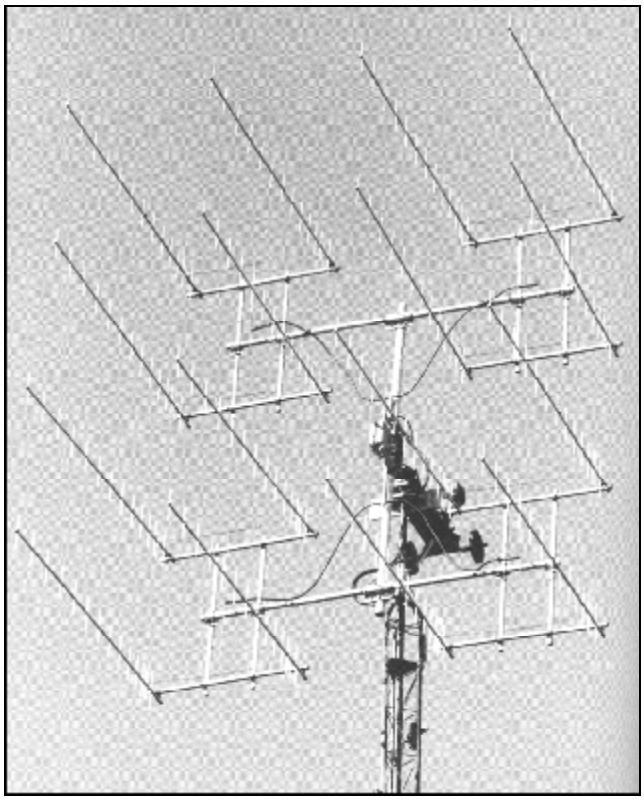


图19-73　K1FO的可变极化16x14单元（大梁长度3.6 λ）432 MHz EME阵列，图中给出的是处于2° 仰角和垂直极化方式的状态。（参见《ARRL Antenna Compendium, Vol. 3》）

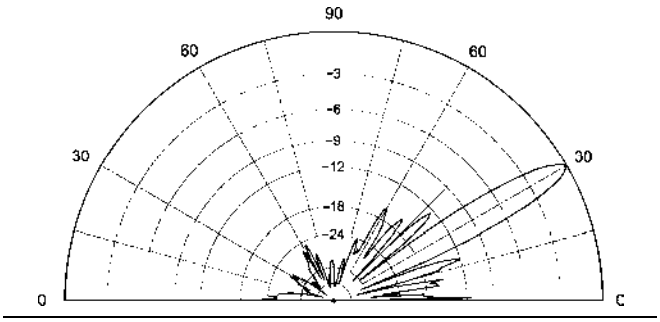


图19-74　在图19-73中的K1FO 16个432 MHz八木阵列天线计算出来的仰角响应（EZNEC Pro模型需要做2464分段！），其中假定相位线馈线损耗为0.25 dB，整体增益超过27.5 dBi。

在 144 MHz 的 EME 信号，其极化偏移变化相当快速，采用继电器控制交叉极化天线系统的复杂性增加，以及机械极化调整的方案都可能无法胜任。不过在 432 MHz，其极化偏移变化则要慢很多，此时可调节的极化系统就比固定极化方式的系统具有一定的优势。

Ed Stallman（N5BLZ）使用的八木天线系统如图 19-75 所示，在他的系统中采用了 12 个 144 MHz 的 17 单元长大梁八木天线。图 19-76 是 Gerald Williamson（K5GW）的 48 个八木天线组成的 2 m 波段天线巨型阵列。图 19-77 则是 Frank Potts/NC1I 的巨型 48 个八木天线构成的 70 cm 波段 EME 阵列。

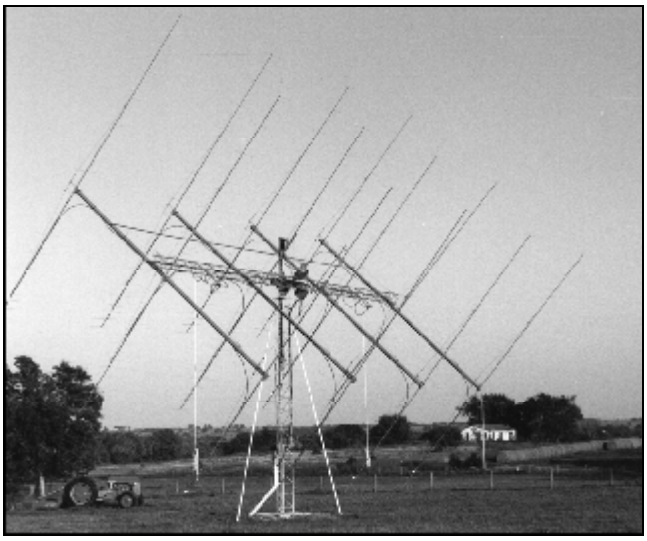


图19-75　N5BLZ使用的EME阵列天线，由12个长大梁的144 MHz八木天线组成。在左下角的拖拉机，与这个阵列形成强烈对比！（照片经N5BL许可）

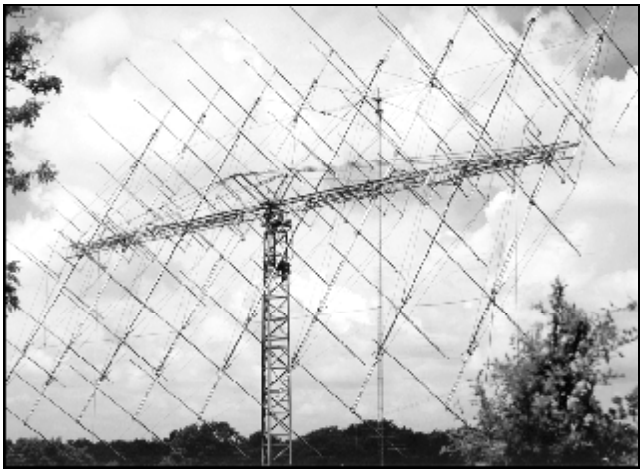


图19-76　K5GW用48个八木天线组成2 m波段巨型阵列。（照片经K5GW许可）

尽管没有像八木天线用于 EME 工作那么流行，但方框八木天线（Quagi 天线，由方框与八木单元组合）有时也会被采用。每单位大梁长度的增益可能比传统的八木天线略高一些，但在健壮牢靠性方面将付出一些代价。Quagi 天线更多的资料已经在第 18 章“VHF 与 UHF 天线系统”中介绍。

共轴阵列是也曾经是用在 EME 操作中较老的一种天线类型。一个 40 单元的共轴阵列，其最大截面与 4 个八木天线组成的阵列相近，但增益大约要小 1～2 dB。共轴天线有个吸引人的地方，就是深度尺寸远远小于长大梁的八木天线。一个 80 单元的共轴阵列是 EME 通信的最低要求，可以提供大约 19 dB 增益。与八木天线和 Quagi 天线一样，共轴阵列也无法方便地改变极化。从制作的观点看，共轴阵列与八木阵列在复杂度和成本上并无太大区别。



图19-77　NC1I宏伟的48个70 cm波段八木EME阵列天线。（照片经NC1I许可）

19.2.2　用于 EME 的碟形天线

在 2 m 波段，保证 EME 可靠通信的最低天线增益大约为 20 dBi。虽然有少数业余爱好者能够使用足够大的抛物面碟形天线在 144 和 222 MHz 进行 EME 工作，但在这些频率上，4 个八木天线阵列的增益就与一个直径 24 英尺的碟形天线增益相等！为了在 2 m 波段从碟形天线中获得真实的高增益性能，所需要的反射面直径将近 96 英尺（提供 32 dBi 增益），这种要求通常并非业余爱好者可以做到的，所以在低频段很少使用碟形天线，除非是在特殊的远征活动中，大型的射电望远镜可以提供给业余爱好者做 EME 操作。

微波抛物面碟形天线

抛物面碟形天线主要的问题在于机械上。在 432 MHz 频率，对碟形天线的直径，保证 EME 成功工作的最小尺寸要求至少为 16 英尺。随着风与冰雪的负荷，这个尺寸的结构会给支撑与位置系统带来实际的张力，所以对于大型碟形天线，需要牢固强壮的安装支撑

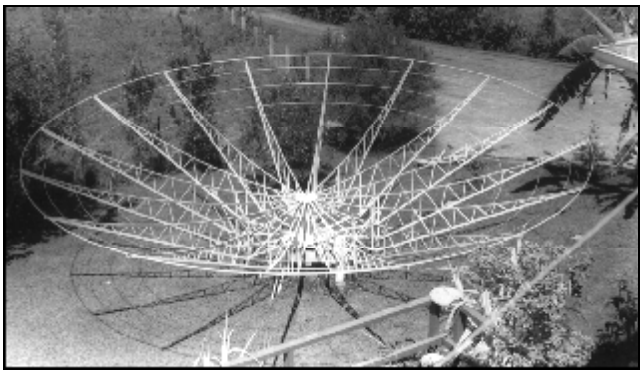


图19-78　ZL1BJQ自制的7 m直径(23英尺)抛物面碟形天线，图中尚未覆上1/2英寸的金属导线网。(照片经ZL1BJQ许可)

系统，尤其架设在多风的地方。图 19-78 给出 David Wardley（ZL1BJQ）制作的直径 7 m 碟形天线，令人印象深刻。

尽管如此，抛物面碟形天线还是有几个优点，令额外增加机械结构这种麻烦事情值得去做，比如这种碟形天线固有的宽带特性，通过简单改变馈源就有可能工作于几个不同业余波段等好处。适合于 432 MHz 的天线同样也非常适合用于几个更高的业余波段，而且随着工作频率升高，天线的增益也提高。

碟形天线还有一个优点是馈源系统可以比较灵活自由。馈源的极化方式也就是天线的极化方式，可以毫无困难地改变，这样就可以相对容易地设计一个在工作间遥控馈源旋转的系统，来改变极化方式。由于极化的改变可以使信号发生高达 30 dB 的衰减，因此可旋转的馈源，可以使得存在稳定通信与根本无法通信两种截然不同的状态。关于抛物面天线更多的资料，可以在第 18 章“VHF 和 UHF 天线系统”以及下面部分看到。

19.2.3　一种 12 英尺高强度的自制抛物面碟形天线

很少有天线可以与抛物面碟形天线一样，在 UHF 爱好者中博得极高的青睐，原因很好理解。首先，抛物面天线与它的表亲们——卡塞格伦天线、大型喇叭形状的天线以及格利高里反射天线一样，都可能是高增益天线的终结者，在世界上，其中一个最高增益（148 dB）的天线就是抛物面天线，它是一个 200 英寸的 Mt. Palomar 射电望远镜（光射线极短的波长，使获得这样高的增益得以实现）。

第二个原因是，抛物面尺寸的增加并不会改变天线的效率。而在八木天线阵列和共轴阵列中，随着阵列尺寸的增大，相位线的损耗也会增加。抛物面天线所对应的只是在喇叭馈源与反射面之间无损耗的空气。假如存

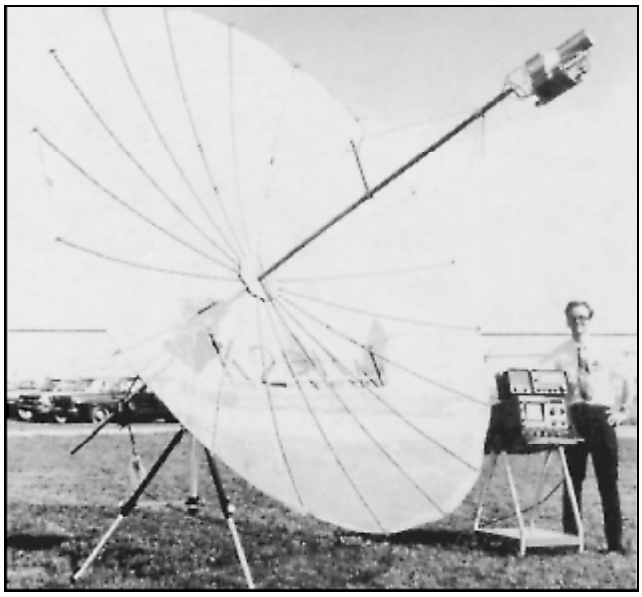


图19-79　工作在2 280 MHz频率附近的12英尺口径高强度碟形天线。前置放大器固定在喇叭馈源的下方。该天线由站在右边的K2RIW设计。摘自1972年8月份QST杂志。

在表面误差，系统的效率也会保持在一个常数值，而与天线尺寸无关。这个制作项目来自 Richard Knadle（K2RIW）在 1972 年 8 月份《QST》杂志的介绍。

也有些业余爱好者拒绝使用抛物面天线，是因为它们都非常重，难以制作，巨大的风荷表面以及需要准确的表面精度，不过，采用现代的制造工艺，对原料的精选以及对精度要求的深入理解，这些缺点多数是可以克服的。抛物面可以采用 0.6 f/D（焦距长度/直径）比率来制造，形成一个比较平的碟面，这样就可以很容易进行表面处理，以及能够适合新近开发的高效喇叭馈源的应用，它可以比同样给定碟形尺寸的传统设计天线产生更高的增益。

这种天线见图 19-79。该抛物面碟形天线重量轻，方便携带，容易制作，并且与用在 2 304、3 456 和 5 760 MHz 一样，也可以应用于 432 MHz 和 1 296 MHz 高山通信。拆卸后，可以放入轿车行旅舱，并且只需要 45 分钟就可以安装起来。

常见的多数抛物面碟形天线表面的笨重支撑结构，在这个设计中采用绳子将铝骨架弯成接近抛物面形状这个办法来替代。这些拉往焦点位置的绳子有三重作用，将铝骨架弯曲成型，将碟形天线周长误差（尽量使天线中心位置正确）减小到接近零。与传统方法相比较，一般的碟形天线外周（比中心区域有更大的表面）距离支撑中心最远，误差也就最大，尤其是刮风的时候误差就更大了。

在这里，骨架的每根伸出臂基本上都是末端有拉

力的悬梁，方程式所计算预测的弯度，是误差非常小的近乎完美的抛物线曲线。不过在这个碟形天线中，该误差就并非能做到非常小，拉力也并非完全垂直。基于这些原因，依靠按照数学预测综合出来的曲线进行制作是相当困难的，有一种更好的办法是使用一个模子来测量表面误差，并且通过弯曲每根骨架伸臂来修正误差，使它符合模子曲面，该处理过程将在后面讨论。

未经修正的表面对于 432 和 1 296 MHz 的工作来说，精度是足够的。这个抛物面天线在增益的比赛当中能够获胜，是因为它采用没有误差的完全自然表面。通过将传输线布置在支撑喇叭馈源的中心金属管内，使得阴影区域或对反射面的遮挡远远小于其他的馈电和支撑方式，因此增益也得到提高。在 1 296 MHz 工作频率上，后部激励的喇叭馈源可以完全充分发挥这个优势。在 432 MHz 频率，采用偶极和反射器馈源，可以产生比角反射馈源高出 1.5 dB 的附加增益。由于在 2 300 MHz，前置放大器将位于喇叭的正下方，所以可以采用一般的喇叭馈源。

制作过程

表 19-2 是制作该天线所需的材料列表。在中心连接盘上钻孔时应该十分小心，以免给后续安装带来麻烦。见图 19-80，每块盘片有个凹槽，以定位它们之间的相对位置，这两个盘片应该夹紧在一起再同时钻孔。18 根直径 1/2 英寸的铝伸臂，每根都在根部钻两个 28 号的孔，以便用 6-32 的车制螺钉穿过两片中心盘将伸臂锁定在一起。铝伸臂长度为 6 英尺，可以从标准长度 12 英尺的铝管裁剪。用铝块做一个固定夹具，以保证每根伸臂的钻孔都在相同的位置。前面和背面的中心盘片构成 I 型的结构，使得碟形天线中心连接相当地牢固。

表 19-2　该 12 英寸高强度抛物面碟形天线材料列表

1) 铝管，12 英尺×½英寸外径×0.049 英寸壁厚，6061-T6 合金材料，需要 9 整根裁成 18 段伸臂

2) 八角形安装盘，12 英寸×12 英寸×1/8 英寸，2024-T3 合金材料，需要两块

3) 1¼英寸金属管法兰盘，带整套螺丝

4) 1¼英寸×8 英尺的电视支撑杆，需要 2 根

5) 铝的纱窗网，需要 4 英尺×50 英尺

6) 130 磅的实验用涤纶拉绳

7) 38 英尺的#9 号镀锌篱笆导线（用作周长）

8) 两个 1½英寸的管夹，两个 U 形螺栓，1/2 英寸×14 英寸的电木棒或木销，水管接地夹子；18 个螺丝圈和 18 个 S 形钩子

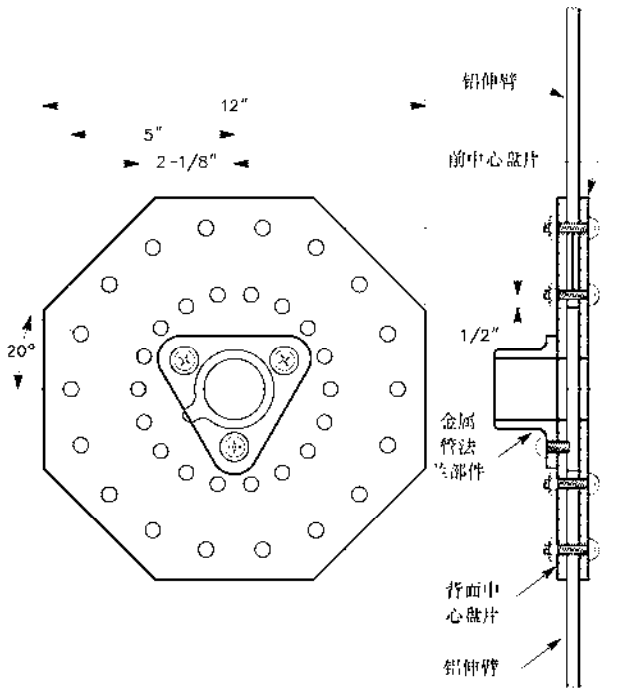


图19-80　中心连接盘的细节图。两个中心盘片锁定在一起，并将铝伸臂夹住在安装位置上。

图 19-81 给出整个天线的侧面图，伸臂使用铝合金材料（6061-T6），中心盘片则使用 1/8 英寸厚的 2024-T3 铝合金板（铝材的强度与重量比率大约是木材的三倍，并且铝材不会被曲折或浸水腐化）。18 根伸臂的各末端，朝向碟形天线焦点的方向上都有一颗带孔的螺栓，主要有两个作用：

1）用于穿入#9 号镀锌防护导线，即穿绕该螺栓孔以形成碟形天线的外周。

2）用于快速安装时挂上 S 形钩子，钩子是系在每条能够承受 130 磅拉力的钓鱼用涤纶线的末端。

绳子将伸臂拉弯成抛物曲线，通过拉紧或放松拉绳，这种碟形天线可以构成具有多种焦距。选用涤纶拉绳，是因为它与聚脂薄膜材料的化学分子式相同，是一种拉伸变化较小的材料，可以保证碟形不会发生变形。在将各个伸臂钩上拉绳之后，绕镀锌的外周导线时要与包装线有 5 英寸的重叠区。

铝纱窗网沿着外周导线弯曲，并保持贴近伸臂后面固定。原先，主要考虑的是铝网前表面的不平整（由于有伸臂）可能会降低增益，但其实伸臂总的面积很小，所以并不用担心。

如果将铝网铺放到各伸臂的前面，需要使用 200 段包装线才能将它们固定好，这将增加至少一个小时的时间。对于竞赛和高山操作（当铝网在伸臂背面时）来说，除了将铝网沿着导线外围交迭弯曲铺放外，并不需要更多的系扎技术。

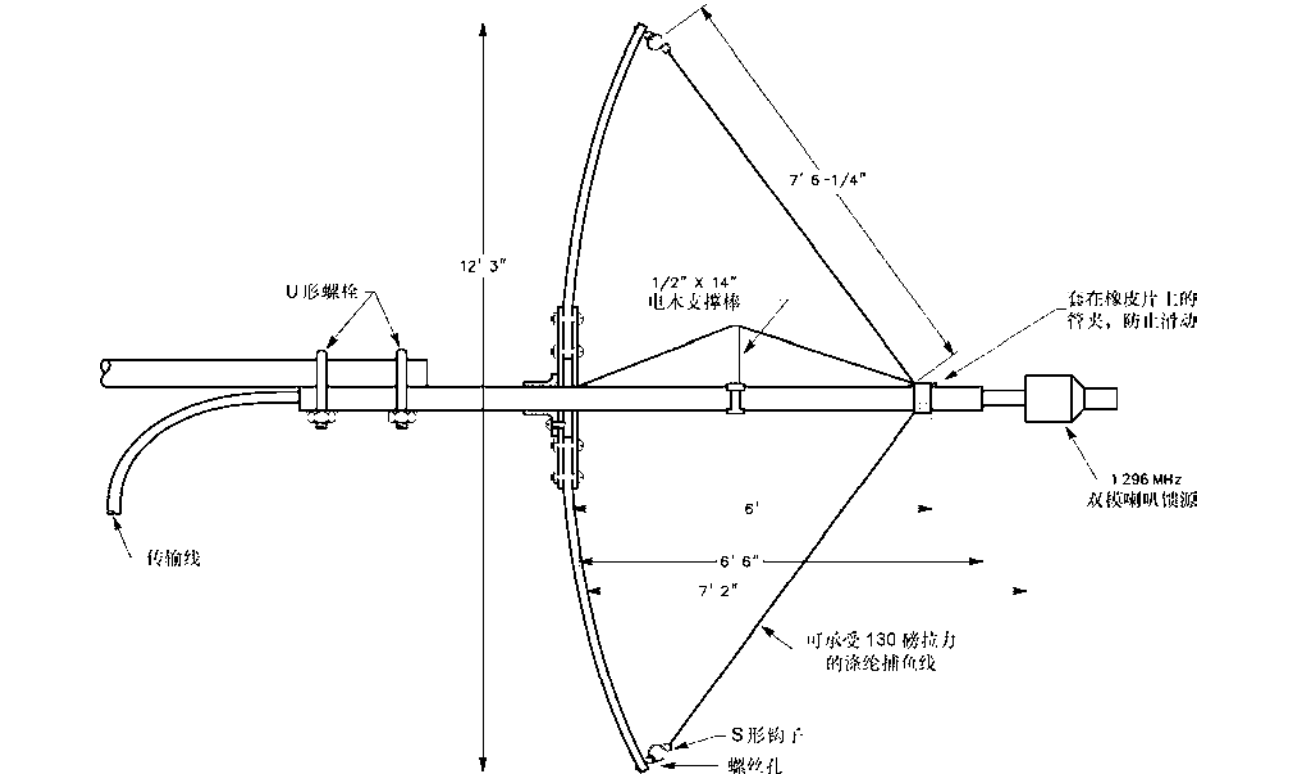


图19-81　高强度抛物面碟形天线的侧视图。

关于抛物面表面

将每卷 4 英尺宽，50 英尺长的铝丝网，裁剪成适当的长度并展平，并且在未弯曲时的伸臂顶端与中心连接件之间，留有 3 英寸的重叠。在与碟形表面一半长度的重叠接缝处，要用修帆针和粗涤纶线将它们缝在一起。在重叠区的每个边沿，每道接缝都要缝两遍。另外一半的缝接处，则先保持松开，以适应当各个伸臂弯曲成抛物线形状后，可能增加的交叠区，然后再修剪铝丝网的外围。在 3 英寸交叠的地方要开一些槽口，以露出螺栓孔和挂 S 钩子。

该碟形天线首次安装时，将所有铝网带都钩住天线的内表面，并把各接缝处缝好。这样比将铝网铺设在反倒过来的天线骨架背面上制作表面时要容易些。当天线被反扣在地面搁放时，这些伸臂也足以支撑整个碟形天线的重量。

4 英寸宽的铝网带很容易沿着抛物面形状弯曲铺设，如果接缝方向刚好与喇叭馈源的 E 面极化平行，则馈电透漏最小，即便是接缝与 E 面电场垂直，馈电透漏也很小，可以忽略其影响。有些制作者也尝试将铝丝网裁剪成更小块，不过这样处理会增加缝接区域和更费时间。当整个网的外周被固定到各伸臂和骨架圆周线上后，再将其沿着骨架圆周线折回，整个碟形表面从前方看起来就非常漂亮了。拆卸时，整张铝丝网一起拆下，对半折后再卷起来。

喇叭馈源与支撑结构

喇叭馈源用 1¼英寸的电视天线用铝管支杆作为支撑，馈线放在支撑铝管里面，并先连接到喇叭馈源前部，然后馈源滑入铝管作为支撑，并用一颗螺钉固定好以免喇叭馈源继续滑动。在使用天线比赛期间，也可以将固定螺钉去掉，以方便用 1/2 英寸的半刚性 CATV 传输线前后活动，调节焦距以获得最大增益。通过在天线背面盘上支撑管法兰盘的两颗固定螺钉，将 TV 支撑管牢固地安装在中心盘上。在 2 300 MHz 频率工作时，可以将这些法兰盘上的固定螺钉松开，并沿着 TV 支撑管滑动天线面，使天线聚焦得到最大增益（注意这里是滑动碟形天线面而不是移动喇叭馈源）。

将钓鱼拉线系到固定在 TV 支撑管上的管夹上，并调整好位置。管夹里面要垫一片橡皮以防止出现滑动，也保护管夹不会割伤到拉线。再用另一个管夹锁在第一个管夹下方，防止进一步滑落。

图 19-82 给出的是一个高效的 1 296 MHz 双模喇叭馈源结构，重量为 5¾磅。该重量会引起支撑管有些下垂，不过采用一段直径 1/2 英寸的电木棒支撑来辅助，如图 19-81。这段支撑棒用 8-32 的螺钉插入棒的尾部，安装

到支撑管的接地夹上，电木棒和接地夹是固定在支撑管上拉线用的管夹与中心盘中间的位置。双股的钓鱼线卡入电木棒上端的凹槽里，并向两侧斜拉支撑管。

高效抛物面天线的成功关键，基本上取决于喇叭馈源的效率，该喇叭馈源具有多种直径，是个独特的地方。这个已经申请专利的双模馈源，由 Dick Turrin（W2IMU）设计，可以同时激发两种不同的波导传输模，来提高效率，使得碟面的照射相对于传统设计方式更加稳定。

在天线面外围的照射迅速下降，从而降低了能量溢漏。由于馈源外周的电流几乎为零，所以馈源后瓣的辐射将至少低于 35 dB，馈源系统的相位中心始终在碟形反射面的角度内。结构中直径较大的那部分是相位矫正用的，长度不能随意改变。在理论上，不增加馈源的尺寸，就几乎无法提高碟形天线的效率，但馈源尺寸的增大往往会增加复杂性，如遮挡问题等。这个馈源优化用于 0.6 *f*/*D* 的碟形天线。在这里馈源的尺寸在原设计上做了稍微的修改，以适合所采用的金属罐。通过对所有尺寸数值的比例缩放可以制作出其他任何频率的馈源。

多波段的应用

很多业余爱好者通过在同一个铁塔上，背靠背安装两个碟形天线的办法来制作多波段天线阵列，不过这样做效率低下。抛物面反射器是一种与频率完全无关的表面结构，并且研究表明，一个 0.6 *f*/*D* 的表面，通过从一端到另一端移动喇叭馈源，在增益降低 1 dB 的条件下，可以得到 7 个波束宽度。因此，最佳的双波段天线可以将两个独立的喇叭馈源并排安装。在最坏情况下，切换各喇叭馈源时，天线可能需要稍微移动某个角度（通常小于波束宽度），并且未使用的那个喇叭只是轻微增加遮挡阴影。事实上，同一个表面可以同时工作多个频率，使得同一个碟形天线的跨波段双工通信成为可能。

装配次序

1）将单根伸臂平直放在后面中心盘上面，并且螺丝孔相对准，用两颗车制 6-32 螺钉塞入后中心盘的孔中，并穿过伸臂上的两个孔，再穿过前中心盘对应的孔。将垫片和螺母套上螺钉，用手拧紧。

2）剩下的各根伸臂都插入至钻好的螺丝孔之间，确保各个对应螺丝孔都相互对准，将所有 18 根伸臂都一一拧上螺钉，垫片和螺母。

3）6-32 螺母可以采用螺母扳手拧紧。

4）将支撑管连接到伸臂安装组件的合适位置上，并用固定螺钉将位于后面中心盘上的法兰盘锁住。将 18 条涤纶拉绳上的 S 形钩子钩住各个伸臂上螺丝孔。

5）将钓鱼线的两个末端（钓鱼线跨过电木支撑棒）系到前中心盘上的一个螺丝孔。

6）将整个碟形骨架垂直向上，放在地面上，并用#9 号镀锌导线穿过各个带孔螺栓，两个搭接一起的尾端用打包线捆扎牢靠。

7）将碟形骨架倒过来，焦点朝下放在地面上，把铝丝网铺放到碟形骨架的后面，并将铝丝网的边缘如前面说的办法系住。

8）将延伸的支撑管（包括配重部分）用 U 形螺栓连接到中心盘。

9）将整个碟形天线安装到支架上，传输线穿进支撑管走线并连接到喇叭馈源。

抛物面天线增益与表面误差

抛物面天线的表面应该怎样才算精确呢？这是个经常被问起的问题。根据望远镜的瑞利限制，镜面精度优于±λ/8 的峰值误差时，增益的提高已经很小。麻省理工林肯实验室的John Ruze等，已经得到抛物面天线方程式，

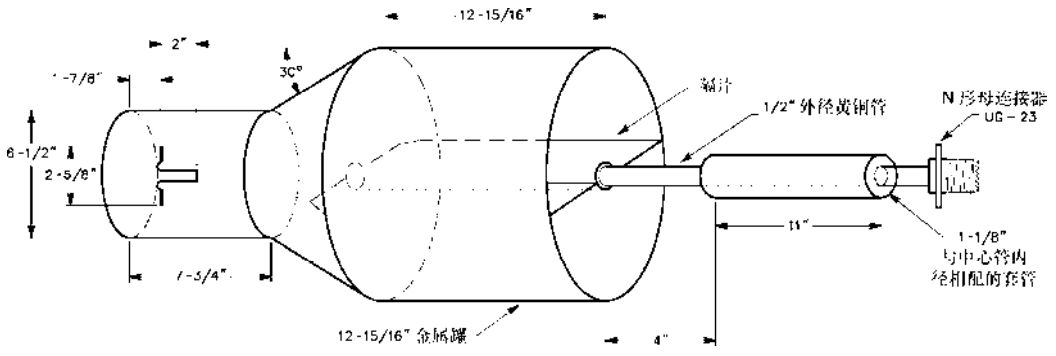


图19-82　背射型的1 296 MHz喇叭馈源结构，只有线极化方式。图中小罐子是一个Quaker State的小油罐，大罐子是一个50磅容量的切短的铁罐（从餐馆找到的，Gold Crisp牌）。铜管的外径为1/2英寸，从UG-23连接器一直延伸到偶极天线。中心导体和介质可以从3/8英寸的Aluma牌发泡同轴电缆得到。偶极天线用3/32英寸的小铜棒来制作。隔片与30°过渡连接部分，用镀锌金属片做成。聚苯乙烯泡沫塑料介质用来固定隔片位置。该喇叭馈源基本增益为12.2 dBi。

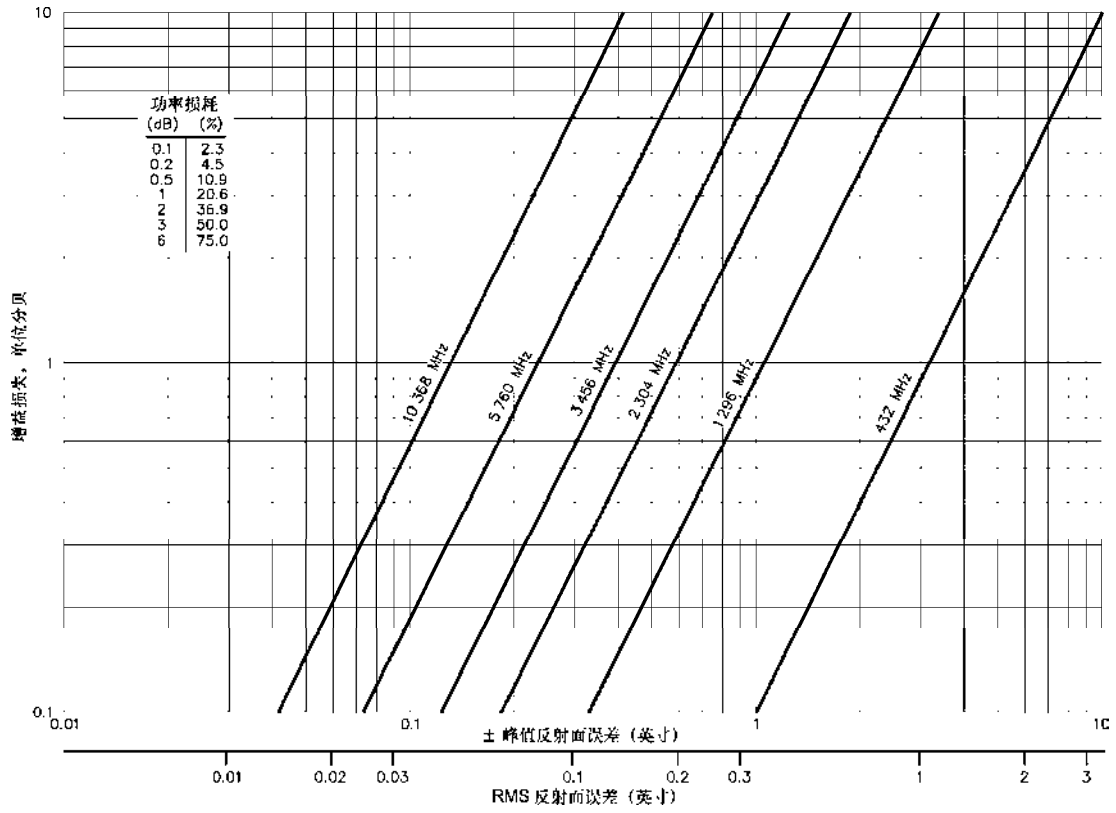


图19-83　增益恶化与反射面误差关系曲线。由Richard Knadle（K2RIW）绘制。

并制作了模型进行验证。测试的结果表明，在一个分贝以内的容差损耗是可以预测的，这个小于 1 dB 的增益差，正是 $\pm\lambda/8$ 的表面误差所贡献的（在 432 MHz，$\lambda/8$ 就是 3.4 英寸，在 1 296 MHz 就是 1.1 英寸，在 2 300 MHz 就是 0.64 英寸）。

关于超过 $\lambda/8$ 精度要求的一些混淆之处，可能由来自技术讲座上所说的高精度表面的结论所引起的，在这种应用的设计中，低旁瓣是主要的兴趣点。而在业余操作中，则前向增益比低旁瓣更受关注，因此可以不作这种非常严格的要求。

当用模板沿着表面进行比较时，就可以测量出正或负（±）峰值误差。碟形天线精度需求的曲线图形中，经常用 RMS 误差这个参数来表示，它是一个比（±）峰值误差小得多（通常只有 1/3）的数学函数。这些很小的 RMS 精度要求，已经使很多将（±）峰值误差与它们混为一谈的制作者们感到望而却步。

图 19-83 可以用于预测带有一定误差的各种碟形天线尺寸的增益结果。在图 19-84 所示的，有几个令人惊讶之处，对于一个特定的碟形天线，当频率升高时，增益按照每频程增加 6 dB，直到容差变得非常明显为止，之后增益迅速恶化，最大增益的实现是在容许损失为 4.3 dB 的频率上。可以知道，在 2 304 MHz 频率上，一个 24 英尺，具有±2 英寸峰值误差的碟形天线，与一个 6 英尺大小，但峰值误差只有±1 英寸的碟形天线增益相同，这是个非常令人惊讶的事情，因为在实际实现上，24 英尺的碟形天线是 6 英尺的面积 24 倍！每次将直径或者频率加倍或减半，增益都将改变 6 dB。而每次将所有误差减半，则最大增益的工作频率可以加倍。运用这些规律，对于带有其他容差的其他尺寸的碟形天线增益，就可以做估算预测了。

这些曲线对于增益的预测来说已经足够，其中假定采用的是高效喇叭馈源（如前面所述的），具有 60%的孔径效率。当频率低于 1 296 MHz 时，喇叭的尺寸是比较大的，容易引起较大的阴影阻挡，这时这些曲线的估测就会显得有些过于乐观了。当采用 0.6 f/D 焦比的碟形天线时，应用制作精良的偶极和挡板馈源，其增益将比这里所描述的双模馈源系统要低大约 1.5 dB。

表面失真的最坏情形就是表面的径向曲线不是抛物线，而是逐步平滑地偏离准确抛物线轨迹。这时会降低增益，因为包含的（不准确）面积太大。如果表面用模板来检验，并采用合适的制作工艺，这种偏差就可以得到控制，实现曲线所体现出来的增益上限。

如果使用了一个带有±2 英寸峰值误差，并采用 432 和 1 296 MHz 多喇叭馈源的 24 英尺碟形天线，用 2 300 MHz 馈源时，制作者将可能会感到十分失望，因为将近有 15 dB 的增益下降。不过尽管如此，这样的碟形天线用在 2 300 MHz 时，还是能提供 29 dBi 的增益，值得考虑一试。

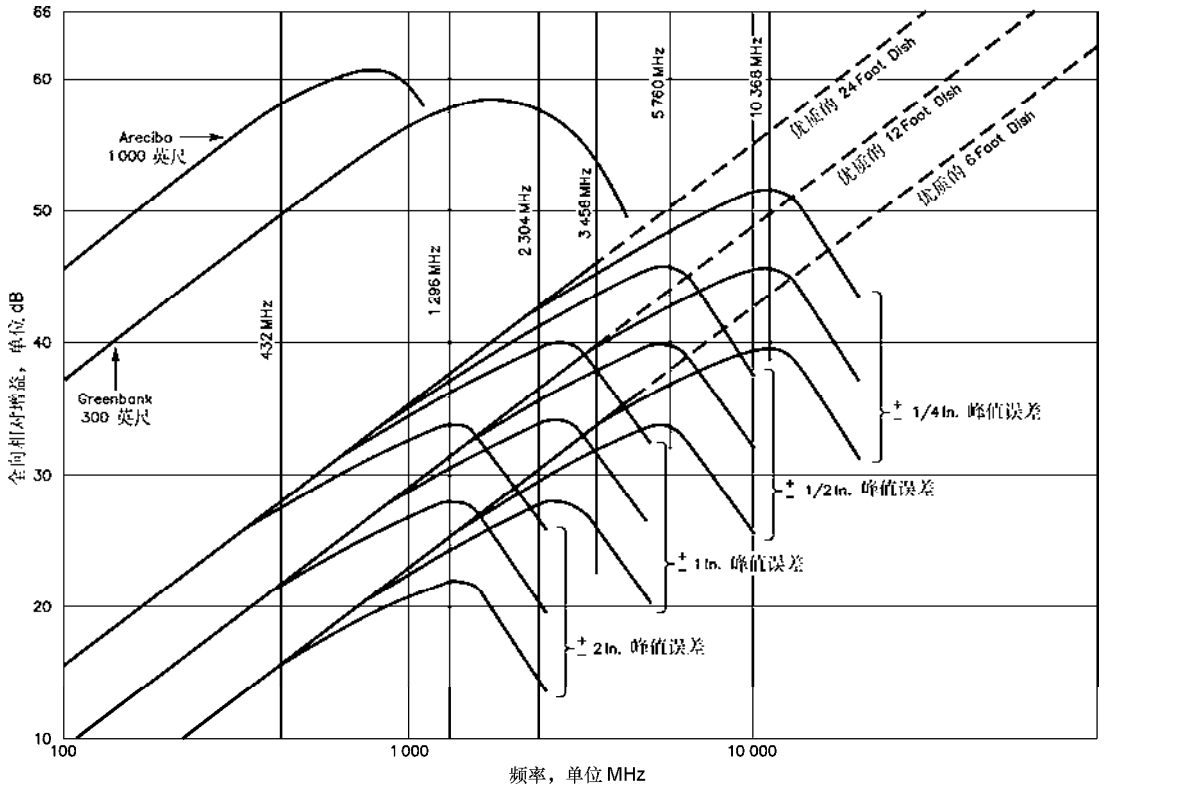


图19-84　抛物面天线增益与尺寸，频率以及表面误差的关系曲线。所有曲线假定孔径效率为60%，以及10 dB的功率锥度。火腿波段的曲线由K2RIW，根据英国IEE学会J. Ruze的绘制技术制作。

在工作频率为 2 300 MHz 上，这里介绍的 12 英尺（准确说是 12 英尺又 3 英寸）高强度碟形天线，其近场区范围是 703 英尺。运用太阳作为噪声源，观察接收机的噪声功率，可以发现这个天线有两个相间大约 4° 的主波瓣。用模板指示出表面误差（由于在 3/4 半径范围处伸臂的弯曲不足），并做矫正。重新检测时表明只有一个主波瓣了，并且太阳噪声也几乎提高了 3 dB 强度。

其他制作表面的材料

表面材料的选择可以在 RF（射频）反射特性与风荷之间作折中。带有非常精细网格（并且每 100 平方英尺重量 4.3 镑）的铝丝网，由于间隔非常细，可以用到 10 GHz 以上。这种丝网屏非常容易卷起来，因此用于制作便携式碟形天线非常理想。较密集的间隔使得屏网的填充率为 34%，对于这个 12 英尺的碟形天线来说，在每小时 60 英里风速下，将带来超过 400 磅的风力。所以对于考虑采用这个天线固定安装的人来说，应该研究一下其他的表面用材料。

六边形 1 英寸孔状的家禽金属网（铁丝网），填充率只有 8 %，对于 432 MHz 工作来说近乎理想。它每 100 平方英尺重量为 10 磅，在 60 mph 风速下只有 81 磅的风力。不过在用一大张这种金属网做测量时，在 1 296 MHz 上表现出 6 dB 的增益馈漏（馈电透漏）。因此，在 1 296 MHz 工作时，有 1/4 的功率将从表面材料透漏出去，引起 1.3 dB 的前向增益损失。不过因为这种低风荷的材料可以提供潜在 30 dBi 的增益，所以仍然是很好的一个折中方案。

但是，家禽用金属网对于 2 300 MHz 或以上频率来说则是很差的材料，因为此时孔的尺寸接近 $\lambda/2$。当整个表面都铺设上这种材料后，最小的馈漏是发生在 E 面电场极化平行于表面网孔最长尺寸的时候。

1/2 英寸网孔的金属布，每 100 平方英尺重量为 20 磅，并且在每小时 60 英里风速下承受的风荷为 162 磅，面积填充率为 16%，所以这种材料对于 2 300 MHz 工作频率来说比较有用。

还有一种令人相当感兴趣值得研究的材料是 1/4 英寸的加强塑料，它每 100 平方英尺的重量只有 4 磅。这种塑料在很多溶剂中，比如挥发性的漆稀释液，可以溶解，如果细心将这种塑料进行溶解，所剩下的就是 1/4 英寸间隔的铝线，以及在铝线交叉接点处的塑料结滴，可以保持矩阵的形状。

选择表面材料时，有一些通用的考虑点：

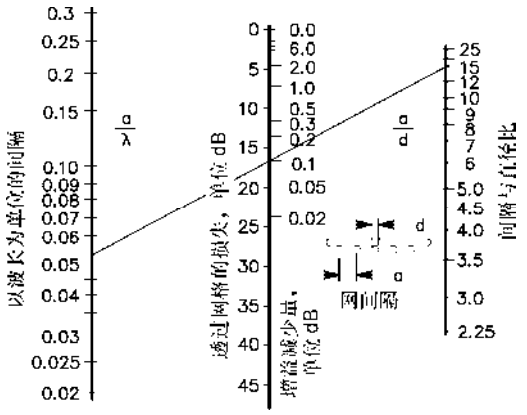


图19-85　表面铺设材料的品质。

1）连接屏网时并不一定要使它们有电气连接。水平排列的导线将反射水平极化波，倾斜的极化只是水平与垂直分量的复合，可以分别被屏网上对应的导线反射。对于水平极化波，只有水平排列导线的间隔与尺寸能够决定其反射系数（见图 19-85）。很多业余爱好者有个错误的印象是，没有在交叉点上做电气连接的屏网材料是不好的反射器。

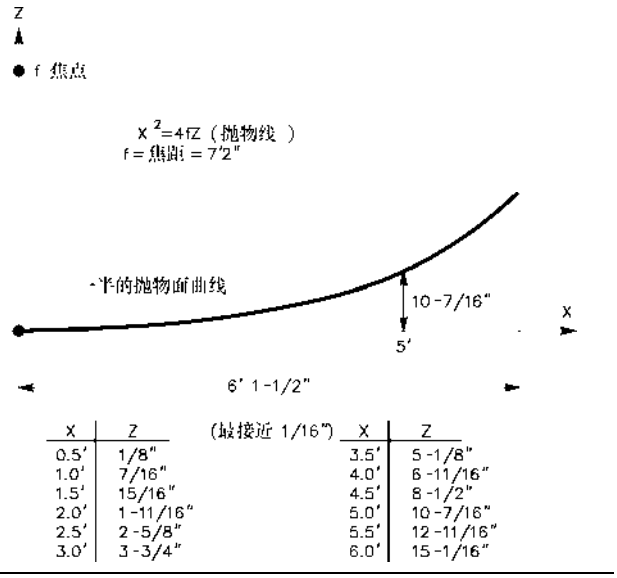
2）通过测量导线的直径，以及线与线之间的间隔，可以得到一个填充面积的百分比。这是一个在表面材料干燥条件下风压力的一个主要决定因素。

关于抛物面模板

在 2 300 MHz 或以上的频率（这时对表面精确度要求已经很高），应该制作一个抛物面模板，用于测量表面误差。简单的模板可以通过用一块 12 英尺又 3 英寸长度，4 英尺宽的柏油纸，并用粉笔在上面描画一个抛物线形状的办法来制作（见图 19-86）。抛物线形状可以按照 6 英寸间隔计算来取各个点，并且用平滑的线将这些点连接起来。对于那些希望将模板应用于所铺设的表面材料的人来说，还应该将模板沿着粉笔曲线裁剪并用纸板或木框架加固。表面误差的测量在所有伸臂已经安装到位，并在中心盘有点弯曲出现时用钓鱼线拉正之后进行。图 19-87 给出 Franco Marcelo（N2UO）制作的这种 12 英尺加强型碟形天线。

一些变化

这个高强度的抛物面天线并未做所有可能性的探究，比如，在不需要将铝伸臂永久性弯曲时，可以用一套钓鱼线或拉绳，安装到碟形天线背后来做误差修正。这个工艺也可以保护天线背面吹来的风荷。TV 支撑杆的延伸段，是悬挂配重物体最好的位置，并可以将后面拉绳系到这里，这样做可以大大提高结构的强度。



X	Z	(最接近 1/16″)	X	Z
0.5′	1/8″		3.5′	5-1/8″
1.0′	7/16″		4.0′	6-11/16″
1.5′	15/16″		4.5′	8-1/2″
2.0′	1-11/16″		5.0′	10-7/16″
2.5′	2-5/8″		5.5′	12-11/16″
3.0′	3-3/4″		6.0′	15-1/16″

图19-86　用于12英尺3英寸口径碟形天线的抛物面模板。



图19-87　N2UO自制的12英尺高强度碟形天线。（照片经N2UO许可）

19.2.4　利用剩余TVRO碟形天线作为EME天线的例子

自从 20 世纪 90 年代开始，人们观看卫星电视广播的系统就有了很大的改变。以前是采用 C 波段卫星接收机，配合一个 3～5 m 直径范围的抛物面碟形天线，而现在，常常是使用 Ku 波段（12 GHz）的接收机，使用一个小型的（通常只有 18 英寸）碟形天线即可。这种改变就提供了大量剩余的 C 波段碟形天线，可以利用做 EME 通信——当然应该是 33 cm 波段或更高频率，并且对于大型碟形天线（5 m），即便在 70 cm 波段也可以使用。这种碟形天线和对应的支撑架，通过询问往往能够找到，所以它们确实成了制作多波段 EME 天线的一个廉价办法。

这篇更新后的文章，首次是由 David Hallidy（K2DH 以前是 KD5RO）在 ARRL 出版的《UHF/Microwave Projects Manua》上介绍，他描述了一个 3 m（10 英尺）直径的 TVRO 天线作为这种应用的方法（也可以参见本章前面所讲述的用于卫星通信的 C 波段 TVRO 碟形天线改装部分）。

背景说明

计算表明，一个 3 m 的碟形天线，工作在 1 296 MHz 频率时将具有大约 30 dBi 增益。在馈源系统配用一个精心打造的 LNA（低噪声放大器或前置放大器），一个高效的喇叭馈源照射碟形表面，以及在 1 296 MHz 输出 200 W 的功率，月亮的回波可以很容易地检测到，并且可以和很多站台进行连通。不过这样一个系统最大的挑战，是将该碟形天线装配到安装座上，并能够操作跟踪月球的运动。通常尽可能运用 KISS(“Keep It Simple, Stupid”，保持简单化，傻瓜化)原则去完成这个任务。

早在 1987 年，WA5TNY、KD5RO、KA5JPD 和 W7CNK 四位火腿就证明了这样的 EME 系统可以良好工作，即便是在更高的 3.4 GHz 和 5.7 GHz 波段，他们也完成了首次的 EME 连通。这个（或任何）小型的碟形天线，还有一个优点就是可以被安装在拖车上，并开出去做 EME 远征活动。如有需要，也可以非常方便地进行装卸和储藏。

从图 19-88 可以看到，整个配置非常简单，采用了一个标准的业余用铁塔作为该天线主支撑座。

方位角的驱动

在方位角上通常选择主旋转轴直接驱动的方式，并采用小型的螺旋螺距电机。这种电机在早些年并不多见，直到后来发现跳蚤市场常有这种价格便宜的东西。螺旋螺距电机迷人之处在转动非常缓慢，并可以反向转动，高扭矩，而且不需要制动系统（齿轮减速比大约 4 000:1，已可以提供所需的制动性能）。螺旋螺距电机属于直流电机，并设计成在老式大型飞机的启动，起飞和着陆时具有各种可变的螺旋桨转速。因此它们可以通过改变电机的直流电压，工作在不同的速度。在铁塔的顶部安装一个合适尺寸的推力轴承，并直接将这种电机安装在驱动天线的转轴下面末端，一个简单的直接驱动系统就完成了。

直流电源和控制继电器，被安装在铁塔侧面的防水盒子内，位于电机旁边。该系统只需要 9 V 直流电压和大约 5 A 的电流作为这个螺旋螺距电机的启动、旋转和停止，在该电压下，将天线旋转 360° 的时间大约为 2.5 分钟。仰角位置的传感也比较简单，见图 19-89。用一个阻值线性变化的多圈电位器，通过简单的摩擦力传动方式，被旋转轴同时驱动，即用一个橡皮圈将旋转轴和套在电位器转柄的轮子联动起来。再将电位器固定好，以产生对橡皮圈的反作用力，这样转轴和电位器就可以同步转动。假如使用的是十圈的电位器，并且系统调整为天线大约指向南方时，电位器刚好处于中间的旋转圈数，那么电位器将不会在天线转动的两个极端（CW/CCW 北方）时就旋转到尽头。最终的调整，也只是校准电阻值的变化与旋转角度关系这样的简单工作（当电位器用恒压源供电时，可以改变电压，详见位置读出部分的讨论）。

仰角的驱动

仰角的驱动也非常简单，多数（几乎所有）TVRO 装置都具有扫过天空调节对准各个卫星的转动功能，为到达这种目的，很多公司采用了一种叫做直线驱动器的

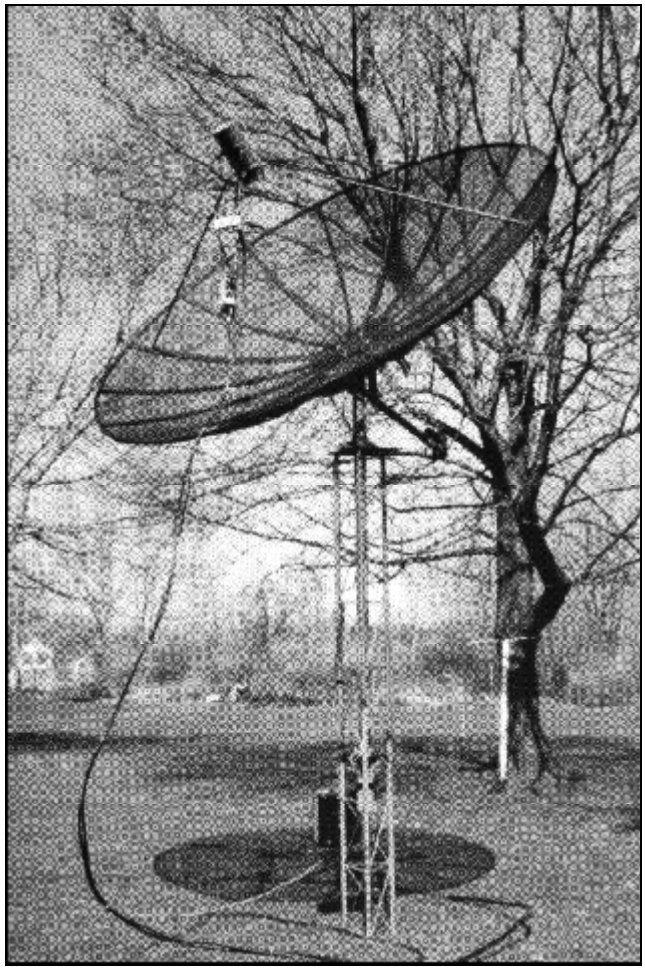


图19-88　K2DH（另外呼号KD5RO）安装完成的TVRO天线照片。（K2DH拍摄）

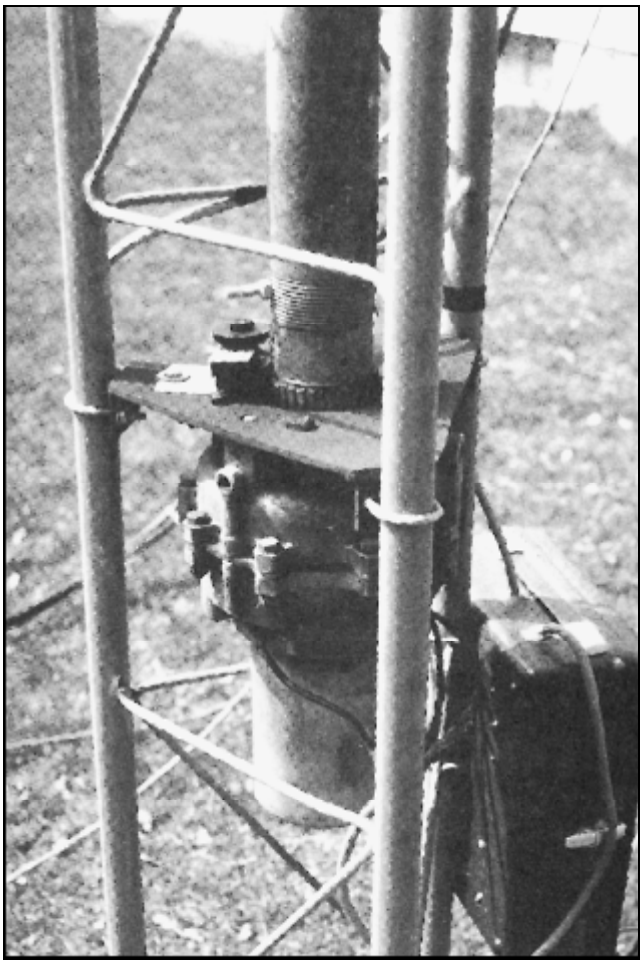


图19-89　方位角转动系统，可以看到螺旋螺距电机和位置传感装置。

部件，它其实也是一个直流电机并带有一长段螺杆，可以伸出（或缩进）驱动器的外壳，从而能够伸长和缩短。这个能够移动的驱动器末端，可以连接到碟形天线上，并且将电机固定安装好。碟形天线应该被搁在中心支点上，以允许该驱动器伸/缩时带动它运动。因此改装这种类型的安装装置（也称为极化支架）成为一个 Az/El 装置，是一件很轻松的事情。

图 19-90 说明了这个装置是如何工作的。简单地断开连接极化安装架的接缝，以允许这个安装架侧面可以被推动，并且由线性驱动器垂直支撑碟形天线。线性驱动器的另一个作用是，它也提供了将它们的相对位置传送给卫星接收机的办法。这通常用一个多圈电位器齿轮耦合到导螺杆。接下来，所有我们要做的事情就是将电位器连接到读出装置，并且校准线性驱动器的升举角度。这样，我们就拥有转动和推动碟形天线的简单措施——不过，我们怎样知道天线是否指向月球呢？

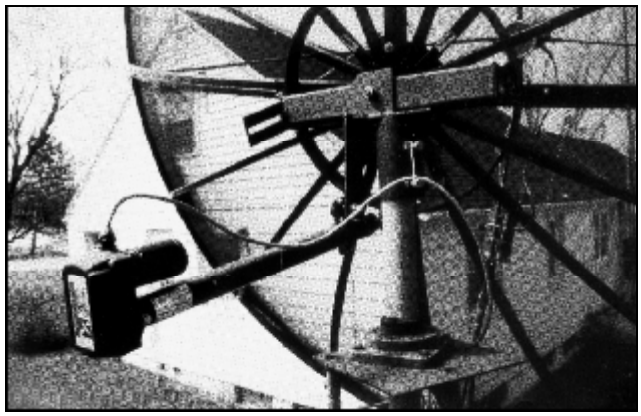


图19-90　仰角推动系统，给出改装过的TVRO安装装置。

位置读出

将天线的方位角和仰角两者的位置信息读出来，同样也是件简单的事情，在旧货市场常常有一种采用 LED 或 LCD 显示的数字电压表（DVMs），它就可以胜任这个任务，并且对于小型的碟形天线（或八木天线阵列）的要求，还可以提供更精确的指示。前面已经提到，在仰角驱动装置中多圈电位器可以读出仰角数据，同样的技术也可以应用于读出方位角数据——就是将电位器耦合到转动天线的主旋转轴上。

当使用电位器作为读出时，最重要的事情就是要知道电位器每转动一圈对应天线多少角度的变化（Az 或 El），然后就可以用这些数据，来校准电压表指示的电压值直接对应到角度数——例如，3.60 V 刚好对应的 360° 方位角（顺时针向北），9.0 V 可以直接对应 90° 仰角（垂直向上）。

在这种应用中，电阻电桥是最好的电路方案，因为它对供电电压的变化不那么敏感。唯一需要注意的是 DVM 必须具备与地隔离的正（高）和负（低）输入端（假设电源给 DVM 供电是接地的）。同样也可以采用一对小型廉价的数字多用表（DMMs），有时它们的价格在 10 美元以下，由于这种多用表是电池供电的，所以不需考虑隔离问题。

该天线完整的方位角、仰角和读出电路图，请参见图 19-91。同样要明白的是，虽然这里讨论的主要是针对小型碟形天线，但相同的这个位置与读出系统，也可以应用于 2 m 和 70 cm 波段的八木阵列天线中。

现在我们已经能够知道天线指向何方，但是我们怎样才能知道月球在哪里呢？其实，已经有几款软件程序可以为业余爱好者对天体的跟踪，比如月球、太阳、某些星体（可以作为有用的噪声源）甚至业余人造卫星。W9IP，VK3UM，F1EHN 和其他一些人所编制的程序，

可以根据情况获得，这些软件都可以提供高精度位置信息用于跟踪。

TVRO 碟形天线的馈电

当你准备用小型碟形天线尝试做 EME 通信时，需要特别注意的一个地方，就是需要一个高效的馈电系统。一个高效的馈电系统，确实是使用 TVRO 碟形天线的一个挑战，因为许多这种天线都属于“深”天线——也就是它们的 f/D（焦距与直径比）比较小。

卫星电视工业之所以采用“深”碟形天线，是因为它们噪声比较低，由于溢出效应而拾取的地面噪声较小。“深”碟形天线的焦距短，因此馈源相对比较靠近天线表面。为了能够完全照射到反射面的边缘，应该选用波束宽度相对较宽的喇叭馈源。Barry Malowanchuk（VE4MA）在几年前就设计了这种馈源，专门用于这种碟形天线，并具有可以按照所采用的具体碟形天线来调整优化天线的辐射图。

在 VE4MA 制作 1 296 MHz 馈源后，用于这种碟形天线的馈源得到许多模仿，并且有个版本是缩小为用于 2 304 MHz 频率工作的也不错。参见图 19-92，另外还可以参见本章最后的备注与参考资料部分（也可以见本章前面卫星部分描述用于小型碟形天线的贴片馈源内容）。

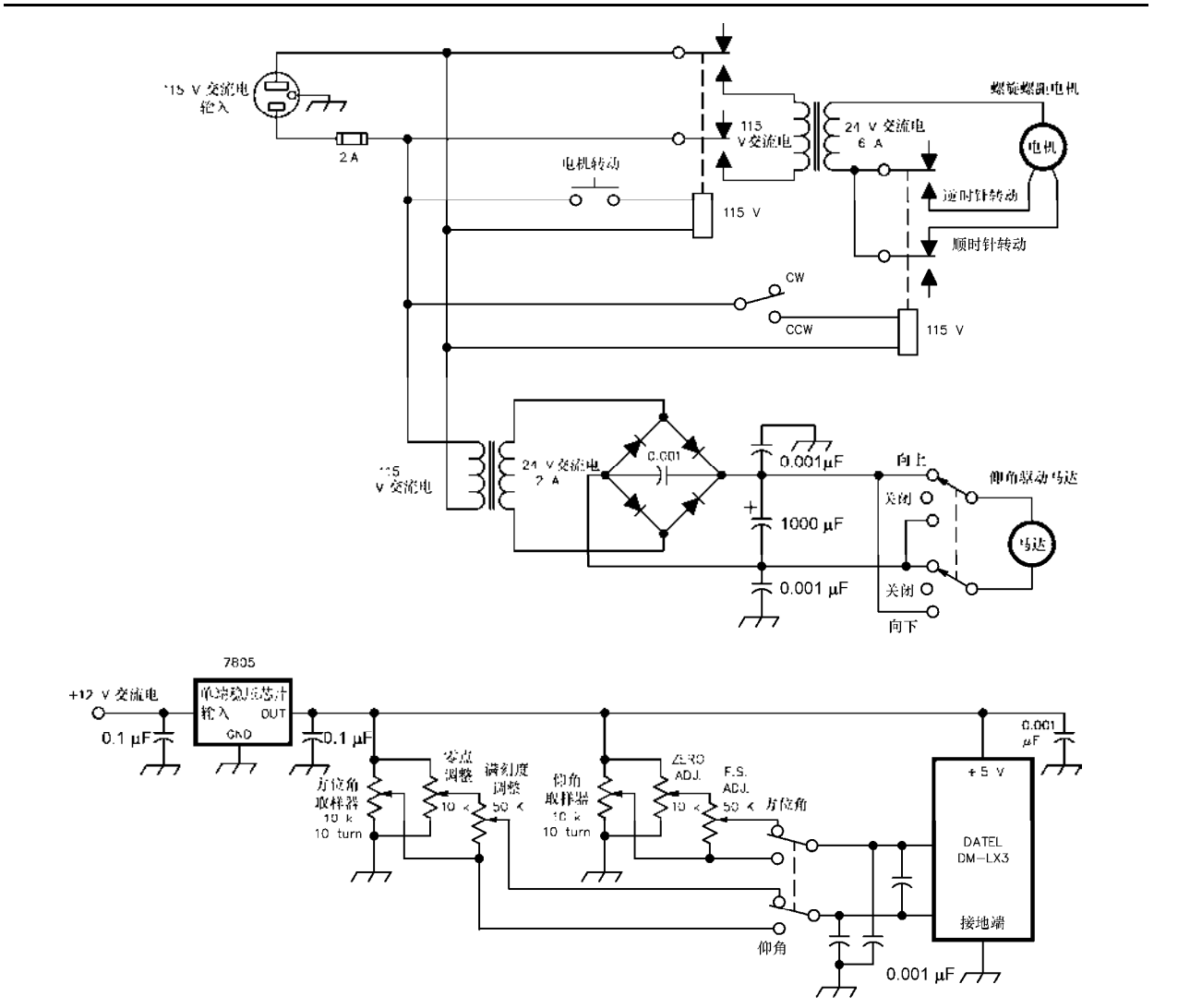


图19-91　本项目碟形天线控制系统的电路图。Datel DM-LX3是一个数字表，用来指示天线的方位角和仰角角度。

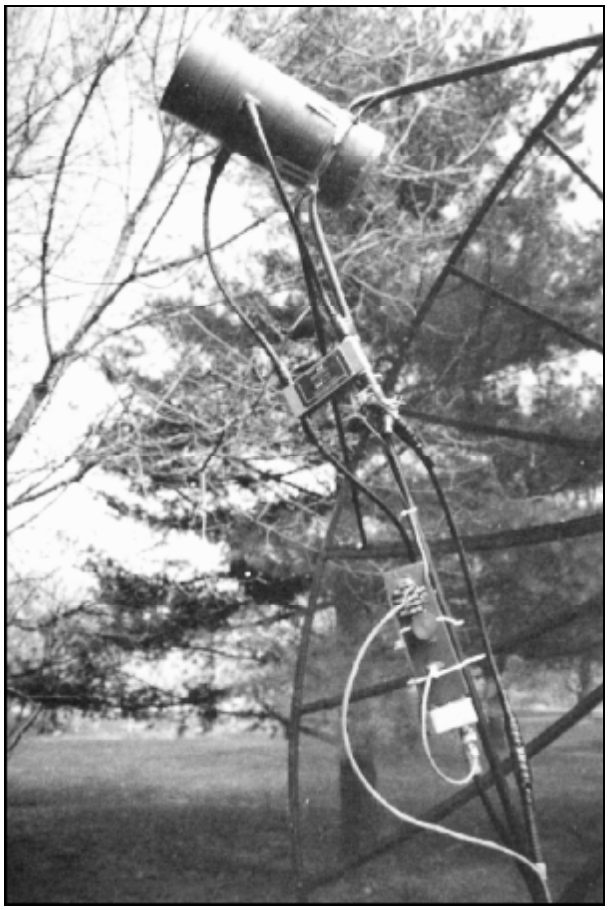


图19-92　馈源的特写，可以看到用咖啡罐制作的喇叭馈源与混合耦合器。

19.2.5　SHF 波段 EME 通信的挑战

当成功建造了一个 900 MHz～5.7 GHz 的 EME 站台后，在进军 10 GHz 或以上频率的 SHF 波段时，就会遇到许多巨大的挑战。绝对衰减量是最主要的要求，这与 EME 天线系统息息相关。碟形天线的表面可能是最难解决的问题，正如本章前面所讨论的，反射面的形状与精度将直接关系到天线的整体增益。

在较低频率上，制作过程轻微的误差是容许的，但是在毫米波段就不能这么说了。那些尝试在 10 GHz 和 24 GHz 上做 EME 通信的人，已经发现，碟形天线的反射面本身自重引起的形状失真，都足以使回波点的增益下降。所以常常可以看到，这种碟形天线背后有牢靠的加固结构。图 19-93 给出了 Al Ward（W5LUA）所加上的背后支柱，以加固他的碟形天线。

天线的指向精度同样也至关重要——一个工作在 10 GHz 的 16 英尺碟形天线，其波束宽度大约等于月球的直径（译注：指分辨视角）——即 0.5，这意味着由于月球的移动，偏离天线的指向将会很快，回波的机会降低，并且自动跟踪系统变得非常必须而复杂。在这些工作频率



图19-93　W5LUA在他的碟形天线背后所增加的加强支柱以降低形状失真。（照片经W5LUA许可）

上，多数的业余爱好者的天线实际上接收到的是月球峰值噪声——来自月球的黑体辐射成为太空主要的噪声源。

还有在这些频率上，地平线上的月球仰角也扮演着通信能力的重要角色，因为对流层水蒸气的吸收在低仰角时是非常巨大的（比月球处于高仰角位置时，信号必须穿过更多的对流层厚度）。这往往超出多数业余爱好者的能力，为了自制一个工作于这些频率的碟形天线，所以经常采用剩余的 Ku 波段卫星电视天线（典型的直径是 3 m）。当你拥有设计用于毫米波雷达的高性能碟形天线时，就可以在 23 GHz 和 38 GHz 做点对点通信。

关于 EME 天线的备注与参考信息

W. Allen, “A Mode J Helix,” AMSAT Newsletter, Jun 1979, pp 30～31.

D. J. Angelakos and D. Kajfez, “Modifications on the Axial-Mode Helical Antenna,” Proc. IEEE, Apr 1967, pp 558～559.

L. Bridges, “Really Zap OSCAR With this Helical Antenna,” 73, in three parts, Jul, Aug and Sep 1975.

K. R. Carver, “The Helicone—A Circularly Polarized Antenna with Low Sidelobe Level,” Proc. IEEE, Apr 1967, p 559.

M. R. Davidoff, “A Simple 146-MHz Antenna for Oscar Ground Stations,” QST, Sep 1974, pp 11～13.

M. R. Davidoff, The Radio Amateur’s Satellite Handbook (Newington: ARRL, 1998～2000).

D. DeMaw, “The Basic Helical Beam,” QST, Nov 1965, pp 20～25, 170.

D. Evans and G. Jessop, VHF-UHF Manual, 3rd ed. (London: RSGB), 1976.

N. Foot, “WA9HUV 12-Foot Dish for 432 and 1296 MHz,” The World Above 50 Mc., QST, Jun 1971, pp 98～101, 107.

N. Foot, “Cylindrical Feed horn for Parabolic Reflectors,” Ham Radio, May 1976.

J. Glasser and J. D. Kraus, “Measured Impedances of Helical Beam Antennas,” Journal of Applied Physics, Feb 1948, pp 193～197.

D. Hallidy, “Microwave EME Using A Ten-Foot TVRO Antenna,” The ARRL UHF/Microwave Projects Manual, 1994 pp 10～9 to 10～13.

G. R. Isely and W. G. Smith, “A Helical Antenna for Space Shuttle Communications,” QST, Dec 1984, pp 14～18.

H. Jasik, Antenna Engineering Handbook, 1st ed. (New York: McGraw-Hill, 1961).

R. T. Knadle, “A Twelve-Foot Stressed Parabolic Dish,” QST, Aug 1972, pp 16～22.

J. D. Kraus, “Helical Beam Antenna,” Electronics, Apr 1947, pp 109～111.

J. D. Kraus and J. C. Williamson, “Characteristics of Helical Antennas Radiating in the Axial Mode,” Journal of Applied Physics, Jan 1948, pp 87～96.

J. D. Kraus, “Helical Beam Antenna for Wide Band Applications,” Proc of the IRE, Oct 1948, pp 1236～1242.

J. D. Kraus, Antennas (New York: McGraw-Hill Book Co., 1950).

J. D. Kraus, “A 50-Ohm Input Impedance for Helical Beam Antenna,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Nov 1977, p 913.

J. D. Kraus, Big Ear (Powell, OH: Cygnus-Quasar Books, 1976).

T. S. M. MacLean, “Measurements on High-Gain Helical Aerial and on Helicals of Triangular Section,” Proc. of IEE (London), Jul 1964, pp 1267～1270.

D. M. Mallozzi, “The Tailored Helical,” AMSAT Newsletter, Mar 1978, pp 8～9.

Malowanchuk, “Use of Small TVRO Dishes for EME,” Proceedings of the 21st Conference of The Central States VHF Society, 1987 pp 68～77.

Malowanchuk, “Selection of An Optimum Dish Feed,” Proceedings of the 23rd Conference of The Central States VHF Society, 1989 pp 35～43.

M. W. Maxwell, Reflections—Transmission Lines and Antennas (Newington, CT: ARRL, 1990) [out of print].

T. Moreno, Microwave Transmission Design Data (New York: McGraw-Hill, 1948).

K. Nose, “Crossed Yagi Antennas for Circular Polarization,” QST, Jan 1973, pp 11～12.

K. Nose, “A Simple Az-El Antenna System for Oscar,” QST, Jun 1973, pp 11～12.

S. Powlishen, K1FO, “432-MHz EME 1990s Style,” Parts 1 and 2, Communications Quarterly, Oct 1990, pp 29～39; Oct 1991, pp 33～48.

S. Powlishen, K1FO, “Rear-Mount Yagi Arrays for 432-MHz EME: Solving the EME Polarization Problem,” The ARRL Antenna Compendium, Vol 3 (Newington: ARRL, 1992), pp 79～98.

Richards, “The 10 Turn Chopstick Helical (Mk2) for OSCAR 10 432 MHz Uplink,” Radio Communication, Oct 1984, pp 844～845.

S. Sander and D. K. Cheng, “Phase Center of Helical Beam Antennas,” IRE National Convention Record Part 6, 1958, pp 152～157.

A. Scott and H. E. Banta, “Using the Helical Antenna at 1215 Mc.,” QST, Jul 1962, pp 14～16.

R. Soifer, W2RS, “More ‘QRP’ EME on 144 MHz,” QST, Oct 1990, pp 36～38.

Southworth, Principles and Applications of Waveguide Transmission (New York: D. Van Nostrand Co., 1950).

B. Sykes, “Circular Polarization and Crossed-Yagi Antennas,” Technical Topics, Radio Communication, Feb 1985, p 114.

E. Taylor and D. Fowler, “A V-H-F Helical Beam Antenna,” CQ, Apr 1949, pp 13～16.

Tillitson, “The Polarization Diplexer—A Polaplexer,” Ham Radio, Mar 1977.

P. P. Viezbicke, “Yagi Antenna Design,” NBS Technical Note 688 (U. S. Dept. of Commerce/National Bureau of Standards, Boulder, CO), Dec 1976.

D. Vilardi, “Easily Constructed Antennas for 1296 MHz,” QST, Jun 1969.

D. Vilardi, “Simple and Efficient Feed for Parabolic Antennas,” QST, Mar 1973.

L. Wong and H. E. King, “Broadband Quasi-Tapered Helical Antenna,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Jan 1979, pp 72～78.

第 20 章

天线材料与附件

这一章包含了一些关于业余无线电爱好者用来架设天线所需材料的信息——在一些详细的应用中应该寻找什么类型的材料，以及在使用这些材料时的一些注意事项。第 21 章还将会给出一些在哪些地方可以买到这些材料的信息。

基本上，中频、高频、甚高频和超高频低频部分的频率范围内使用的天线可以简单地由一个或者多个可以辐射（或者接收）电磁波的导体组成。然而一个完整的天线系统又必须包含一些其他的部件，以便支撑这些导体并且保持导体之间的相对位置。例如，八木天线的桅杆，偶极天线的吊索等。在这一章中我们也将会着眼于这些应用中所需的材料。支撑结构，例如像塔架、桅杆、电线杆等将在第 22 章中讨论。

天线系统所使用的导体有两大主要类型：金属线和金属管。尽管一些以金属线为基本组成单元的天线阵列结构会变得相对复杂些，但是线天线一般都比较简单，因此架设起来也比较容易。当需要使用金属管时，铝管由于其自身较轻的质量，因而得到最为广泛的使用。铝管将在这一章后面的一些小节中讨论。

20.1 线 天 线

尽管线天线相对简易，但是如果没有进行适当地架设，它们也会引发一些潜在的危险。天线永远都不应当安装在公共设备用线（电话线或者输电线）的上方或者下方。由于未能遵守这些安全规范，已经有一些业余无线电爱好者因此而失去了自己的生命。

国家消防协会（National Fire Protection Association）颁布的国家电气法规（National Electric Code）包含了一节关于业余无线电基站的内容，在这一节里面有很多关于天线元的最小尺寸和通过什么方式将传输线耦合到无线电基站上的建议。在第 1 章中包含了更多的关于国家电气法规的信息。这个法规的本身并没有强制法律效力，但是它经常会成为强迫实施的居民房屋建造规则的一部分。同时这个法规的规定也被写进或者引用到火险或者责任险的相关材料之中。

铜线的射频阻抗随着铜线尺寸的减小而增加。但是，绝大多数类型的天线制作时，都是使用金属线（甚至是非常小的金属线），辐射电阻将会比射频阻抗高很多，天线的效率仍然是足够的。#30 大小或者甚至是更小的金属线在“看不见的”（隐形）天线的制作中得到相当成功地应用，因为在这些地方不能使用常规尺寸的天线。因为在高空支架上，金属线的悬挂会在金属线上产生一个拉力，所以在大多数情况下，天线金属导线的选择从根本上来讲取决于导线的物理属性。

20.1.1 金属线类型

因为外部涂层可以抵御氧化和侵蚀，所以漆包线比裸线要好。好几个类型的金属线都有这种外部有涂层的产品种类可供使用，具体使用哪一个类型取决于您对使用强度的要求。“软拉”铜线或者软铜线是最容易对其进行操作的，遗憾的是，在压力的作用下它会变长；因此软拉金属线应当避免使用，除非使用它的场所没有或者只有很小的拉力，或者使用的场合中导线的长短有一些改变是可以接受的（例如，尽管长度上的一些改变，需要对耦合到天线的过程进行一些再调整，但是在中央使用明线进行馈电的水平天线的长度不是很严格）。

“冷拉”的铜线或者铜包钢丝线（它也称做包铜钢

丝™）操作起来感觉比软拉金属线要硬。因为当它铺开的时候有螺旋的趋势。这种类型的金属线对于一些不允许导线明显变长的场合是很适用的。在使用这些金属线的时候应当足够的谨慎，确保打结纽绞的情况没有发生——金属线在打结的地方将会有相当大的折断趋势。在线圈已经松散的情况下，使用前应当将金属线悬挂在离地面几英尺高的地方一天或者两天。在安装这些金属线之前，不应当将这些金属线再次盘绕起来。

有几个因素会影响到金属线类型和尺寸的选择，其中最重要的也是最需要考虑的就是无支撑跨径的长度，整个线路可承受的金属线松弛的量，支架在风压条件下的稳定性，无支撑的传输线是否可以在跨径上悬挂起来。表 20-1 给出了金属线的直径，最大允许电流和各种不同尺寸铜导线的阻抗。表 20-2 则给出了各种不同尺寸冷拉型钢丝线和铜包钢丝线的最大额定工作张力。这两张表在为天线选择合适的金属线尺寸时是很有用的。

表 20-1　　铜　线　表

金属线尺寸平均线规（B&S）	直径（单位为毫英寸[1]）	直径（单位为毫米）	每一线性英寸的搪瓷上的线圈匝数	每一英寸的裸重（单位为磅）	在 25℃时每 1 000 英尺的电阻	在户外环境中，单线连续运行的电流[2]
1	289.3	7.348	—	3.947	0.126 4	—
2	257.6	6.544	—	4.977	0.159 3	—
3	229.4	5.827	—	6.276	0.200 9	—
4	204.3	5.189	—	7.914	0.253 3	—
5	181.9	4.621	—	9.980	0.319 5	—
6	162.0	4.115	—	12.58	0.402 8	—
7	144.3	3.665	—	15.87	0.508 0	—
8	128.5	3.264	7.6	20.01	0.640 5	73
9	114.4	2.906	8.6	25.23	0.807 7	—
10	101.9	2.588	9.6	31.82	1.018	55
11	90.7	2.305	10.7	40.12	1.284	—
12	80.8	2.053	12.0	50.59	1.619	41
13	72.0	1.828	13.5	63.80	2.042	—
14	64.1	1.628	15.0	80.44	2.575	32
15	57.1	1.450	16.8	101.4	3.247	—
16	50.8	1.291	18.9	127.9	4.094	22
17	45.3	1.150	21.2	161.3	5.163	—
18	40.3	1.024	23.6	203.4	6.510	16
19	35.9	0.912	26.4	256.5	8.210	—
20	32.0	0.812	29.4	323.4	10.35	11
21	28.5	0.723	33.1	407.8	13.05	—
22	25.3	0.644	37.0	514.2	16.46	—
23	22.6	0.573	41.3	648.4	20.76	—
24	20.1	0.511	46.3	817.7	26.17	—
25	17.9	0.455	51.7	1 031	33.00	—
26	15.9	0.405	58.0	1 300	41.62	—
27	14.2	0.361	64.9	1 639	52.48	—
28	12.6	0.321	72.7	2 067	66.17	—
29	11.3	0.286	81.6	2 607	83.44	—
30	10.0	0.255	90.5	3 287	105.2	—
31	8.9	0.227	101	4 145	132.7	—
32	8.0	0.202	113	5 227	167.3	—
33	7.1	0.180	127	6 591	211.0	—
34	6.3	0.160	143	8 310	266.0	—
35	5.6	0.143	158	10 480	335	—
36	5.0	0.127	175	13 210	423	—
37	4.5	0.113	198	16 660	533	—
38	4.0	0.101	224	21 010	673	—
39	3.5	0.090	248	26 500	848	—
40	3.1	0.080	282	33 410	1 070	—

[1] 每毫英寸为 0.001 英寸。

[2] 金属线的最高温度为 212° F，同时周围环境的最高温度为 135° F。

表 20-2　　承力天线导线

美国线规	建　议　的 包铜钢线[2]	张力[1]（磅） 冷拉钢线	重量（磅每 1 000 英尺） 包铜钢线[2]	 冷拉钢线
4	495	214	115.8	126.0
6	310	130	72.9	79.5
8	195	84	45.5	50.0
10	120	52	28.8	31.4
12	75	32	18.1	19.8
14	50	20	11.4	12.4
16	31	13	7.1	7.8
18	19	8	4.5	4.9
20	12	5	2.8	3.1

[1]近似于十分之一的破坏载荷。如果末端的支撑是牢固的，破坏载荷有可能会增加 50%，这样就没有危险的工作载荷了。

[2]铜包钢丝，TM 含钢量为 40%。

金属线张力

如果金属线上的张力可以被调节到一个已知的值时，那么我们所希望得到的金属线松弛量（如图 20-1 所示）则由在安装之前使用表 20-2 和图 20-2 中的列线图，事先确定好。即使眼前没有一个方便的方法来确定金属线上的张力到底是多少磅，计算出可行的工作张力所需要的松弛量也是非常值得的。如果计算出的松弛量超出允许的量，则必须减少松弛量。具体实现可以使用下面的一种方法或者几种方法的结合：

1）提供额外的支撑，因而减小了跨径的长度。

2）如果金属线上的张力还小于推荐的大小，可以增大金属线上的张力。

3）减小所使用金属线的尺寸。

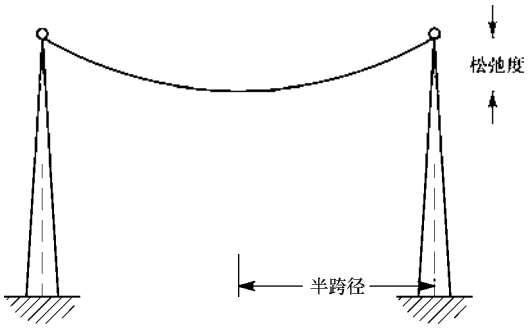


图20-1　半跨距和长导线天线的下垂度。

列线图的使用说明

1）在表 20-2 中，根据所使用金属线的材料及其精确的尺寸来找到对应的重力值（磅/1 000 英尺）。

2）在由第 1 步所得到的值处（在重力值轴上）作一条直线，与跨度值轴上所期望的跨度值（英尺）处相连。请注意，图 20-1 中跨度值为在两个支撑点之间一半的长度。

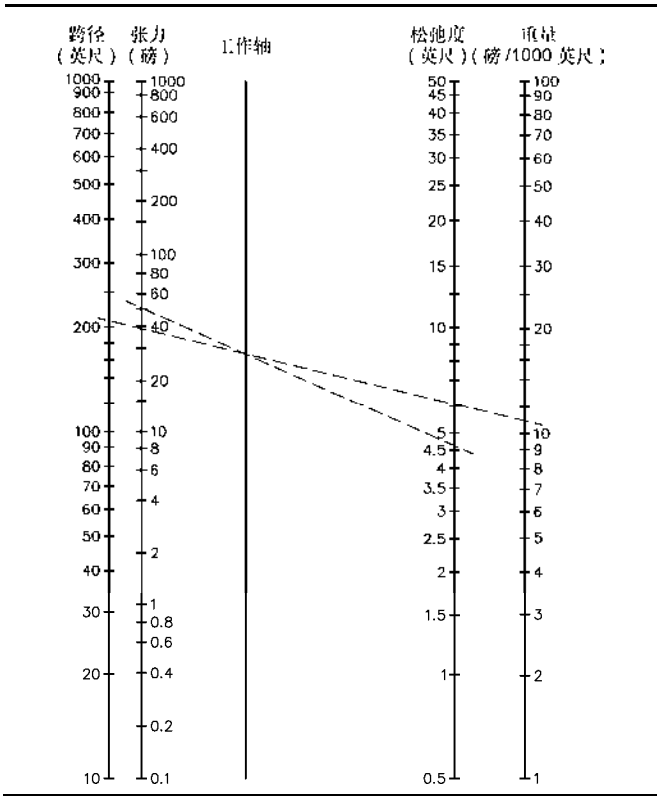


图20-2　确定导线下垂度的列线图。(John Elengo, Jr (K1AFR))

3）选择一个和表 20-2 中给出的值相一致的工作张力标准（磅）（最好是比推荐的金属线张力值稍微小点）。

4）从所选择的张力值处作一条直线（画在张力值轴上），穿过工作轴和前面第 2 步中已有的线相交叉的点，然后继续延伸这条新线到松弛度轴上。

5）在松弛度轴上读出以英尺为单位的松弛度值。

例如：

重力值 = 11 磅/1 000 英尺

跨度值 = 210 英尺

张力值 = 50 磅

答案：松弛度 = 4.7 英尺

这些计算中并没有考虑天线导线所支撑的馈线的重量。

金属线捻接

线天线最好是使用完整的未破损的金属导线来制作。但是在实际中，如果实在没有办法满足，金属线的各个部分应该像图 20-3 所示的那样进行捻接。在每一段金属线的末端应当将漆包绝缘层剥开大约 6 英寸长。可以使用刀来刮开绝缘层，或者也可以使用砂纸来打磨掉绝缘层，直到里面的铜线露出来。可以使用阔嘴钳来拧动金属线打结处，使金属线直线部分附近一些未变直的部分变得更加紧绷更加直。

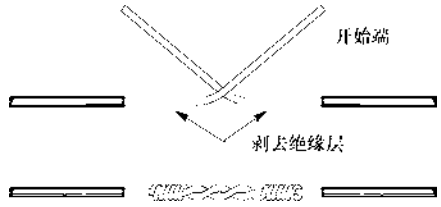


图20-3 捻接天线金属导线的正确方法。当连接完成后，焊料应当流入缠绕处。在焊料冷却后，连接处应当喷上丙烯酸树脂漆，来防止接头处氧化和腐蚀。

由于金属线造成的裂缝应当用松脂芯焊料填好。普通的电烙铁或者焊枪在野外可能不能提供足够的热量使焊料熔化，这个时候丙烷喷枪就是非常理想的工具了。金属线连接处应当充分地加热，这样可以让焊料自由地填入那些转瞬之间热量就流失得非常快的金属线连接处。在连接处完全冷却之后，应该用布将此处擦干净，然后喷上一层厚厚的丙烯酸树脂漆，进行防腐蚀处理。

20.1.2 天线绝缘

为了防止损失射频能量，天线应当与地面进行绝缘处理。当然，除非它是一个并馈式系统。这一点在线天线的末端或者最外侧尤为重要，因为这些地方通常都具有相对较高的射频电压。如果天线是安装在室内的，（例如，在阁楼里面）那么天线可以直接从木制椽子上面悬挂下来，不需要要进行额外的绝缘处理，当然，前提是木头能够持久地保持干燥。当天线被安装在室外，暴露在潮湿的气候条件下时，选择绝缘子应该更加地小心谨慎。

绝缘子泄漏

天线的绝缘子应当使用那些不会吸收空气中水汽的材料来制作而成。天线所使用的绝缘子最好的是由玻璃或者上了釉的瓷器制成。塑料绝缘子也是可以适当使用的，当然这取决于所使用塑料材料的类型。绝缘子的长度相对于它自身的表面积更加能够表征绝缘子的绝缘能力。一个长而细的绝缘子相对于短而粗的绝缘子可能会有更小泄漏。一些天线的绝缘子在不增加绝缘子长度的情况下，通过用深棱纹来增大表面泄漏路径。较短的绝缘子可以在电压较低处，比如在偶极子天线的中心处使用。如果这样的偶极子天线是由裸线所激励的，并且工作在多个波段，那么无论如何，在天线中心处使用的绝缘子和在末端使用的绝缘子要保持一致，因为在某些波段，中心处绝缘子的两端仍会有较高的射频电压存在。

绝缘子应力

因为和天线金属线连接在一起，所以绝缘子必须要有足够的物理强度来支撑天线的应力，从而使天线不存在被损坏的危险。长的橡筋带或者长的尼龙钓丝可以提供一个较长的泄漏通路，还可以使符合要求的绝缘子所受到的机械张力在它们承力范围限定值之内，因此它们经常使用于前面提到过的“看不到的”（隐形）的那一类型天线。

低功率工作模式的短天线一般不会受到可以感觉到的应力的作用，差不多小的玻璃绝缘子或者上釉陶瓷绝缘子都可以做到这一点。自己在家里用透明合成树脂棒或者透明合成树脂薄片制成的绝缘子也可以满足要求。对于跨度更大或者发射机功率更大的情况，选择绝缘子则要更加小心谨慎。

对于给定的制作绝缘子的材料，绝缘子损坏的张力极限值和它的横截面积是成比例的。但是应当记住，绝缘子末端的金属线开口会减小有效横截面积。因此那些设计用来承受较大张力的绝缘子可以使用重金属端帽，在金属端帽上钻孔，胜于在绝缘材料上直接钻孔。下面给出了典型天线绝缘子的承受压力的等级：

截面积为 5/8 平方英寸，长度为 4 英寸——400 磅

直径为 1 英寸，长度为 7 英寸或者 12 英寸——800 磅

直径为 1.5 英寸，长度为 8、12 或 20 英寸，使用专门的金属弹簧盒盖——5000 磅

这些给出的都是额定破坏张力值。实际工作张力应该被限制在额定破坏张力的 25%之内。

天线的金属导线应该像图 20-4 所示的那样连接在绝缘子上。当金属线从绝缘子的孔中穿过打成环时应该非常小心，防止尖锐的有角的弯曲在金属线上形成。结成的环在尺寸上应该足够地大，这样就不会把绝缘子的末端绑得太紧了。如果天线的长度是严格控制的，那么应该测量穿过绝缘子的孔所形成的环向外突出的那部分长度。对金属线的焊接应该像前面所描述过的那样操作。

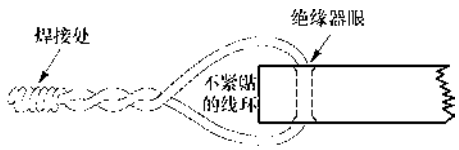


图20-4　当扣紧天线导线和绝缘子时，不要使得线环扣得太紧。在连接完成后，将焊料流入到线匝中。然后当焊料冷却后，喷上丙烯酸树脂漆。

张力绝缘子

张力绝缘子在直角处有自己的孔，它们被设计成按图 20-5 所示的那样进行连接。可以看出这种设计方式可以将绝缘材料置于压力而不是张力之下，此时绝缘子可以经受住更大的压力。此外，如果绝缘子损坏了，金属线也不会因此而受影响，因为这两个金属线环是相互锁定在一起的。但是，因为金属线是卷绕在绝缘子周围的，所以泄漏通路被彻底地简化了。线环之间存在的电容提供了一个额外的泄漏通路，因此张力绝缘子的使用被限制在较长的导线上用来消除谐振。因为在较长的导线（张索）上存在一个较大的应力，同时对于射频绝缘的要求不是很严格。这样的绝缘子可能比较适合使用在天线上电压较低的位置，比如在偶极天线的的中心处。如果金属导线上没有受到足够的以至于能将绝缘子上的孔损坏的张力，那么这些绝缘子同样应该使用常规的方法紧固。

带状线天线的绝缘子

如图 20-6（A）所示，这是一种绝缘子的设计草图，这种绝缘子是为在折合偶极天线或者带状线制作的多极子天线的末端使用设计的。它应当大致按照图示的方法制作，可以用大概 1/4 英寸厚的透明合成树脂材料或者酚醛塑料材料制成。这种设计安排的优势在于天线上的张力被导线和带状的塑料带所分担，这样可以给整个天线结构增加相当可观的强度。在焊接好之后，螺丝钉上应该喷洒丙烯酸。

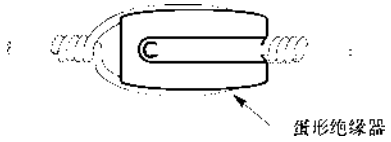


图20-5　将金属线和张力绝缘子扣紧的一种常规方法。如文中所述，这种方法会减少泄漏通路并且增加电容。

图 20-6（B）所示是另一种相似的设计方法，这种设计可以使用在交叉调谐的偶极子天线系统中，使其中的一个偶极子天线悬挂在另一个上面。如果想得到更好的绝缘效果，这些绝缘子还可以连接到常规绝缘子一起使用。

20.1.3　滑轮和升降索

一般用于吊起或者卸下天线的滑轮和升降索，也必须能够承受和天线导线以及绝缘子相同的张力。遗憾的是，关于绝大多数滑轮其可以承受的应力等级，只有很少的详细而精确的信息可以使用。有几个类型的滑轮可以很容易地在几乎所有的五金商店中购买到。在这些滑轮中小的镀锌的滑轮是为升起帆布而设计的，还有一些类型和尺寸的滑轮是为晾衣绳的使用而设计的，较重的和强度较大的滑轮是船舶上使用的。决定一个滑轮需要承受多大的应力的因素包括：滑轮转动轴的直径，转动轴在多大程度上安全地和外壳相吻合，以及整个支架结构的尺寸和材料。

在选择滑轮的过程中还有一个重要的因素应当考虑，就是滑轮自身抵御侵蚀的能力。镀锌的滑轮可能是最容易受到侵蚀影响的滑轮了。当支架结构和外壳都可以很好地经受住侵蚀的情况下，有时候滑轮的转动轴

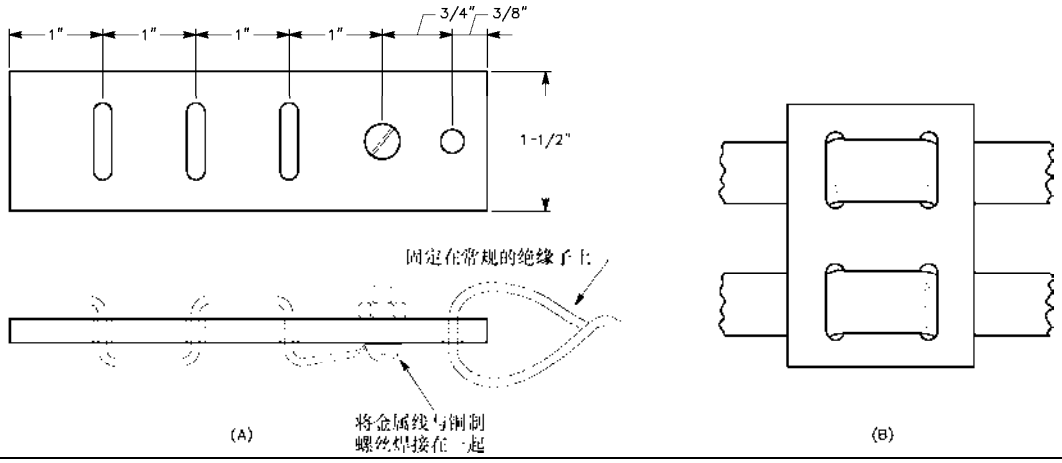


图20-6　在（A）中，折合偶极天线或者300 Ω带线制作的多偶极天线末端的绝缘子。在（B）中，在多波段偶极天线系统中将一个带状偶极天线悬挂到另一个偶极天线上的方法。

又出问题了。转动轴生锈，使带槽的轮子在应力作用下脱离控制。

绝大多数质量好的晾衣绳滑轮是使用合金制造的，一般不容易受到侵蚀。因为它们被设计用来支撑至少 50 英尺长的金属线，线上挂着潮湿的衣服，并且经受着大风的吹袭。它们可以适用于普通的距离跨度为 100～150 英尺且有稳定支撑的情况。有一种类型的晾衣绳滑轮有一个直径为 4 英寸的塑料轮子，同时有一个直径为 1/4 英寸的转动轴，轴承是使用青铜制造的。外壳使用防腐蚀的合金铸造锻制而成。一些看上去好像是低成本的滑轮使用的是铝制的转动轴且没有轴承。对于与天线有关的工作，这些便宜的滑轮几乎没有长远的价值。

船舶上使用的滑轮一般都质量很好，可以抵御气候的影响，因为它们通常使用青铜制造而成，但是它们相对也比较昂贵，并且不是设计用来支撑重负荷的。对于跨度较大的情况，在“滑轮组”设备中使用的木制外壳的滑轮和起重船帆的滑轮可能更加适合。

升降索

表 20-3 中给出了起重升降索所使用的各种尺寸和类型的金属线和绳索，建议所能承受的最大张力。对于一般的业余无线电爱好者来说，工作跨度在 150 英尺或者 200 英尺，工作绳索最好的类型可能是 1/4 英寸的尼龙绳索。相同尺寸的情况下，尼龙绳相比于普通的绳索有一点贵，但是尼龙绳比普通的绳索更加能够抵御侵蚀，同时尼龙绳也有一定的弹性来适应阵风气候，也特别地推荐给那些使用树木作为支撑的天线使用。但是新的尼龙绳索也有一定的劣势，就是它会有一定百分比地伸长。在使用新的尼龙绳索完成架设后，反复拉紧由于拉伸造成的松弛部分是非常必要的。这个过程在每隔大约几个星期的一个周期后就要持续的进行一次，每隔几个星期后新的绳索的松弛又会出现。但是，即使是在绳索安装一年之后，也会因为伸长而发生一些松弛的现象。

绝大多数的合成绳索基本上都是光滑的，有些类型的用于绳索的结可能不够牢固。如图 20-7 所示的绳结应当足够牢固，即使是用在尼龙绳或者塑料绳上。

对于一些不寻常的大跨度的情况，搓成股的镀锌钢制曳绳可以起到一个合适的支撑作用。广告中称为“钢缆”的电缆通常不会很耐侵蚀。在码头和 Sears 百货公司里可以买到的船用绞盘，在天线架设起吊的过程中是非常实用的（同时也是和金属升降索配套的必需品）。

表 20-3　　不同升降索材料的近似安全工作张力

材　　料	直径：英尺	张力：磅
马尼拉麻绳	1/4	120
	3/8	270
	1/2	530
	5/8	800
聚丙烯绳	1/4	270
	3/8	530
	1/2	840
尼龙绳	1/4	300
	3/8	660
	1/2	1 140
7×11 镀锌曳绳	1/16	30
	1/8	125
	3/16	250
	1/4	450
高强度镀锌钢绞线	1/8	400
	3/16	700
	1/4	1 200
人造纤维填充塑料晾衣绳	7/32	60～70

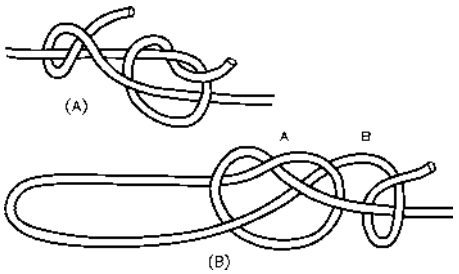


图20-7　这是一种适用于平滑的绳索例如尼龙绳的绳结类型。在（A）中，绳结是用来编结两个末端的。（B）中是如何使用相似的绳结形成一个绳环，这个绳结在将绝缘子系到升降索上时，是必需的。绳结A首先被加工得较为宽松，并且距离绳子的末端大约10英寸或者12英寸；然后绳子的末端穿过绝缘子上的孔和绳结A，再形成绳结B，将两个结拉紧。（Richard Carruthers (K7HDB)）

20.2　铝 管 天 线

铝是一种有延展性有韧性的金属，它的质量密度是 2.70 g/cm^3。铝的密度大约是铁的 35%，大约是铜的 30%。铝可以被抛光至具有很高的亮度，同时在干燥的空气中还可以长时间地保持它的光泽。在有水汽存在的地方，铝会形成一种氧化物（Al_2O_3），这种氧化物可以保护金属铝防止其被进一步侵蚀。但是在铝

和其他一些金属直接接触的情况下（尤其是黑色（铁族）金属，例如铁或者钢），室外环境就可以给铝或者和铝接触的另一种金属带来电化腐蚀。一些保护性的涂层应当用在两种不同的金属相连接的位置处。这些关于铝和铝管的大量知识是由 Ralph Shaw（K5CAV）精心准备的。

铝没有毒性，它经常被制成烹饪用具，保存和包装“冷冻快餐”和其他的一些冷冻食品。所以在工作中使用它当然是安全的。它可以被不费力地钻孔或者锯开，因此在工作中使用它是一件非常令人愉快的事情。铝制产品将它们自身贡献于各种不同的应用之中。

铝合金可以用来制作业余无线电基站的天线，同时也可以用于制作塔架或者支架。较轻的重量和较高的电导率使得铝成为上述应用中最为理想的材料。将金属制成合金会降低电导率，但是通过在铝中填加一种或几种金属，例如锰、硅、铜、镁或者锌，将铝制成合金可以提高其抗张强度。冷轧工艺可以进一步提升其强度。

4 位阿拉伯数字组成的编号系统可以用来识别铝合金的类型，例如 6061。当铝合金的名称以“6”开头，则表示铝合金中掺有硅化镁（Mg_2Si）。第 2 位数字则是表示原始合金或者杂质限值的修正。最后两位数字则指明在第 1 位数字所表示的合金种类范围内不同的铝合金。

在 6000 系列中，6061 和 6063 合金通常在与天线有关的应用中使用。这两种合金都有着不错的抗腐蚀性能和中等强度。更深一层的命名（如 T-6）表示经过了热处理（高温退火）。更多关于铝合金的信息可以参看表 20-4。

20.2.1 选择铝管

表 20-5 给出了在美国和加拿大绝大多数铝供应商和批发商交易的各种铝管的标准尺寸。注意到所有的铝管都达到 12 英尺长（本地的一些五金商店可能也会卖一些 6 英尺或者 8 英尺长的铝管），更大尺寸直径的铝管长度则可能要达到 24 英尺。同时也应当注意到，如果更大一号的铝管管壁厚度为 0.058 英寸，任何直径的铝管都可以很好地插入比它大一号的铝管里面。例如，5/8 英寸铝管的外径为 0.625 英寸，就适合插入 3/4 英寸管壁厚度为 0.058 英寸内径为 0.634 英寸的铝管的管腔里面。0.009 英寸的空隙就可以正好使铝管滑动或者在管壁上开槽然后安装软管夹。通常使用尺寸更大一号的铝管并且规定管壁厚度为 0.058 英寸，以此来获得 0.009 英寸的空隙。

表 20-4　业余无线电用铝管数字编号

普通合金编号	
（型号）	（特征）
2024	较好的可成形性，高强度
5052	完美的表面抛光处理，完美的耐腐蚀性，通常不可以进行高强度处理
6061	好的可削切加工性，好的可焊接性
6063	好的可削切加工性，好的可焊接性
7075	好的可成形性，高强度
普通的淬火金属	
（型号）	（特征）
T0	特殊的柔软品质
T3	坚硬
T6	最坚硬，可能易碎
TXXX	三数字淬火金属——通常是专门需要的高强度热处理，类似于 T6
（一般用途）	
（型号）	（用途）
2024-T3	外壳盒，天线，任何需要被弯曲的
7075-T3	重复地弯曲
6061-T6	软管和硬管；角槽和棒料
6063-T832	软管和硬管；角槽和棒料

表 20-5 中的数据可以提供给你所有架梁需要的信息，包括你的天线将会有多重。6061-T6 型号的铝具有相对较高的强度，同时有更好的可使用性。它还有非常高的抗腐蚀能力，并且不需要使用“特殊的设备”，就可以使它成形。

20.2.2 铝的来源

铝可以买新的，所有的铝供应商都在第 21 章的表格中列出来了。但是也不要忽视一些本地的金属废料回收站。它们的价格总是在变化，但是废弃铝典型的价格一般在 35～60 美分/磅。在这些废弃铝中你可以发现包括铝制的圆拱顶，帐篷顶，还有一些废弃的民用波段天线的铝管以及铝制支撑架。你在废品回收站中甚至还可能发现三角形铝制塔架的一些残留部分或者其中的两个角。

铝制撑杆一般有 12～14 英尺长，同时其直径的范围在 1.5～1.75 英寸。这些撑杆很适合做大的 14 MHz 天线横梁的中央单元部分，或者较小天线的桅杆。帐篷支架的长度范围是 2.5～4 英尺。帐篷支架通常是锥形的；它们可以在较大的那一端被劈开，然后和相同直径的另一个支架较小的另一端配成一对。小的不锈钢软管夹（有

些时候也可以在废料回收站发现!）可以被用来夹紧支架的连接处。14 MHz 或者 21 MHz 的天线元器件可以使用这种方式——用几个帐篷支架来建造。假如有一根较长的连续的管道可以使用，它可以被用作支架的中央部分，来减少接头和夹子的数量。

其他的一些废弃铝材料有时也是可以再利用的，例如美军指定使用的型号为 AB-85/GRA-4 (J&H Smith Mfg)的铝制桅杆零件。这里有 3 个直径为 1.625 英寸的桅杆尾部。因为它们的末端是陷型的，所以它们可以通过将一个插入另一个里面的方式来组装。这对于制作一个便携式的 144 MHz 天线桅杆，或者野外实习来说是非常理想的。

表 20-5 铝管尺寸

12 英尺长的 6061-T6（61S-T6）圆铝管

管径	英寸	型号	ID（英寸）	磅/英尺	磅/长度	管径	英寸	型号	ID（英寸）	磅/英尺	磅/长度
3/16in.	0.035	(#20)	0.117	0.019	0.228		0.083	(#14)	0.834	0.281	3.372
	0.049	(#18)	0.089	0.025	0.330	1⅛in.	0.035	(#20)	1.055	0.139	1.668
1/4in.	0.035	(#20)	0.180	0.027	0.324		0.058	(#17)	1.009	0.228	2.736
	0.049	(#18)	0.152	0.036	0.432	1¼in.	0.035	(#20)	1.180	0.155	1.860
	0.058	(#17)	0.134	0.041	0.492		0.049	(#18)	1.152	0.210	2.520
5/16in.	0.035	(#20)	0.242	0.036	0.432		0.058	(#17)	1.134	0.256	3.072
	0.049	(#18)	0.214	0.047	0.564		0.065	(#16)	1.120	0.284	3.408
	0.058	(#17)	0.196	0.055	0.660		0.083	(#14)	1.084	0.357	4.284
3/8in.	0.035	(#20)	0.305	0.043	0.516	1⅜in.	0.035	(#20)	1.305	0.173	2.076
	0.049	(#18)	0.277	0.060	0.720		0.058	(#17)	1.259	0.282	3.384
	0.058	(#17)	0.259	0.068	0.816	1½in.	0.035	(#20)	1.430	0.180	2.160
	0.065	(#16)	0.245	0.074	0.888		0.049	(#18)	1.402	0.260	3.120
7/16in.	0.035	(#20)	0.367	0.051	0.612		0.058	(#17)	1.384	0.309	3.708
	0.049	(#18)	0.339	0.070	0.840		0.065	(#16)	1.370	0.344	4.128
	0.065	(#16)	0.307	0.089	1.068		0.083	(#14)	1.334	0.434	5.208
1/2in.	0.028	(#22)	0.444	0.049	0.588		*0.125	1/8 in.	1.250	0.630	7.416
	0.035	(#20)	0.430	0.059	0.708		*0.250	1/4 in.	1.000	1.150	14.832
	0.049	(#18)	0.402	0.082	0.984	1⅝in.	0.035	(#20)	1.555	0.206	2.472
	0.058	(#17)	0.384	0.095	1.040		0.058	(#17)	1.509	0.336	4.032
	0.065	(#16)	0.370	0.107	1.284	1¾in.	0.058	(#17)	1.634	0.363	4.356
5/8in.	0.028	(#22)	0.569	0.061	0.732		0.083	(#14)	1.584	0.510	6.120
	0.035	(#20)	0.555	0.075	0.900	1⅞in.	0.058	(#17)	1.759	0.389	4.668
	0.049	(#18)	0.527	0.106	1.272	2in.	0.049	(#18)	1.902	0.350	4.200
	0.058	(#17)	0.509	0.121	1.452		0.065	(#16)	1.870	0.450	5.400
	0.065	(#16)	0.495	0.137	1.644		0.083	(#14)	1.834	0.590	7.080
3/4in.	0.035	(#20)	0.680	0.091	1.092		*0.125	1/8in.	1.750	0.870	9.960
	0.049	(#18)	0.652	0.125	1.500		*0.250	1/4in.	1.500	1.620	19.920
	0.058	(#17)	0.634	0.148	1.776	2¼in.	0.049	(#18)	2.152	0.398	4.776
	0.065	(#16)	0.620	0.160	1.920		0.065	(#16)	2.120	0.520	6.240
	0.083	(#14)	0.584	0.204	2.448		0.083	(#14)	2.084	0.660	7.920
7/8in.	0.035	(#20)	0.805	0.108	1.308	2½in.	0.065	(#16)	2.370	0.587	7.044
	0.049	(#18)	0.777	0.151	1.810		0.083	(#14)	2.334	0.740	8.880
	0.058	(#17)	0.759	0.175	2.100		*0.125	1/8in.	2.250	1.100	12.720
	0.065	(#16)	0.745	0.199	2.399		*0.250	1/4in.	2.000	2.080	25.440
1 in.	0.035	(#20)	0.930	0.123	1.476	3 in.	0.065	(#16)	2.870	0.710	8.520
	0.049	(#18)	0.902	0.170	2.040		*0.125	1/8in.	2.700	1.330	15.600
	0.058	(#17)	0.884	0.202	2.424		*0.250	1/4in.	2.500	2.540	31.200
	0.065	(#16)	0.870	0.220	2.640						

20.2.3 使用铝管建造天线

绝大多数频率为 14 MHz 或者大于 14 MHz 的天线都是架设为可以旋转的天线类型。建造一个可以旋转的天线需要使用强度较大重量较轻同时还可以很容易地获得的材料。用来建造天线所需要的合适的材料可能是不同的，这个取决于许多因素。决定五金器材类型方面需求的，也许最重要的因素就是天线正常情况下遭遇的气候条件。强风对天线所造成的伤害一般都不如冰冻对天线所造成的伤害，尤其是冰冻中又夹杂着强风。铝管元器件和桅杆的尺寸应当经过认真挑选，因此铝管不同的零件才可以相互嵌套，以提供必要的总长度。

对于八木天线或者方框天线来说，桅杆的尺寸应当经过仔细地选择，来使整个天线系统具有良好的稳定性。桅杆的最佳直径取决于几个方面，最重要的是元器件的重量、元器件的数量和总长。1.25 英寸直径的铝管可以很容易地支撑起 3 单元的 28 MHz 天线阵列或者两单元的 21 MHz 天线系统。而一个直径为 2 英寸的桅杆则可以适用于更大的 28 MHz 天线或者更加恶劣的工作环境，同时也可以适用于 3 单元的 14 MHz 天线或者 4 单元的 21 MHz 天线。在这里我们并不建议直径为 2 英寸的铝制桅杆的长度超过 24 英尺，除非有一些辅助支撑来减少垂直方向和水平方向上的弯曲力。对于直径 2 英寸的铝制桅杆来说，适当地控制其受力可以采取如图 20-8 所示的装置，可以采用桁架，或者桁架和横向支撑。

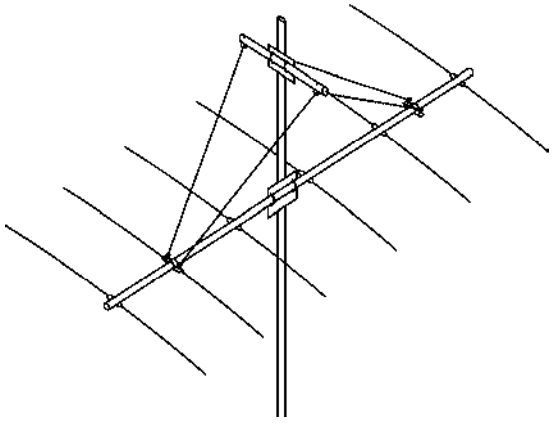


图20-8　长的天线大梁需要在垂直方向和水平方向上进行支撑。安装在大梁上面的十字架可以支撑两根桁架来帮助天线保持在合适的位置。

由于 2 英寸直径的铝管在达到 24 英尺长之后出现了使用的瓶颈，这时候就需要使用尺寸更大的 3 英寸直径的铝管了。这个尺寸对于整个系统的机械稳定性方面提供了相当可观的改进，同时也增加了一些基本五金元器件的固定面面积。如果厚重的冰块是普遍存在的或者需要避免部件绕着桅杆转动，那么固定面面积就显得非常重要了。一个大的螺栓可以解决这个问题，将一个部件固定在桅杆上。但是在直径较小的桅杆上，一些部件可能在工作一段时间后变松，会将桅杆和元器件上的锁孔拉伸变形。不久之后这些部件就会些许偏移它们原来的位置（有的时候是每天都偏移），使得系统外表上看起来不太规则了，虽然通常情况下也不会影响到整个系统的电气性能。

3 英寸直径的天线杆其管壁厚度为 0.065 英寸，可以满足天线最多使用 5 个单元。14 MHz 的天线阵列被安装在 40 英尺长的天线杆上。任何天线杆长度超过 24 英尺都建议使用桁架。

在无源元器件的中央部分没有射频电压。所以安装那些处于天线大梁中部的单元（激励单元除外）就无须进行绝缘处理了。大梁是由金属材料还是非导电材料制成是非常严格的。在金属大梁上工作的元器件会有小的“缩短效应”，和材料本身的尺寸相比，这将会带来不超过材料本身长度 1%的缩短，在许多应用中可能也不会引起人们的注意。例如，432 MHz 天线在使用 1/2 英寸铝管大梁，其“缩短效应”是可以察觉到的。如果在你期望使用的频率范围内进行调整，设计公式计算的长度也可以被应用。和一个相似的使用木支架的天线系统相比，全金属阵列的中心频率会高 0.5%或者 1%。

单元装配

天线单元的最大安全长度取决于它的直径范围，指定天线单元最小尺寸的唯一法则就是自然法则。这个单元面对任何气象条件时，都必须足够的结实耐用。

图 20-9 所示的锥形八木天线可以抵御风速超过 80 英里/小时的大风。如果径向上面覆盖有 1/4 英寸厚的冰冻，这个装置则可以抵御大约风速为 60 英里/小时的大风（冰冻的增加会增加被风吹的面积，但是单元的强度却并没有得到增加）。更结实的设计如图 20-10 所示。在没有冰冻覆盖的情况下，这些单元大约可以承受风速 120 英里/小时的大风，在径向上覆盖有 1/4 英寸厚的冰冻时，仍然可以抵御风速超过 85 英里/小时的大风。如果使用了这些单元，你的天线仍然无法架设，你应该多请一些帮手，比如你的邻居，然后架设商业制造的天线。

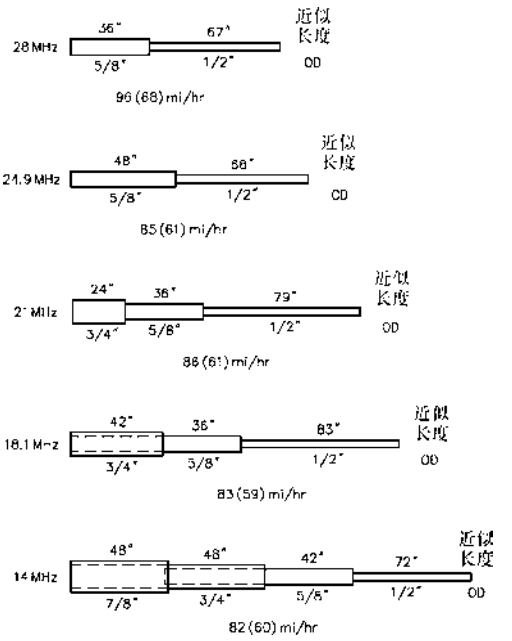


图20-9　八木天线的半单元设计。天线单元的另一边和这一边是一致的，中央段应该是一个整段，其长度是这里给出直径最大的部分长度的两倍。天线中全部使用管壁厚度为0.058英寸的铝管。虚线表示通过将一根铝管插入另一根铝管内，使得此处的铝管壁厚度为一般的两倍。重叠部分插入铝管内的深度是显示的至少两英寸长度的两倍长。在无结冰的情况下，最大可以经受的风速在每一部分的设计中都给出了，在圆括号中给出的值是在覆盖1/4英寸厚的冰时可以经受的风速。

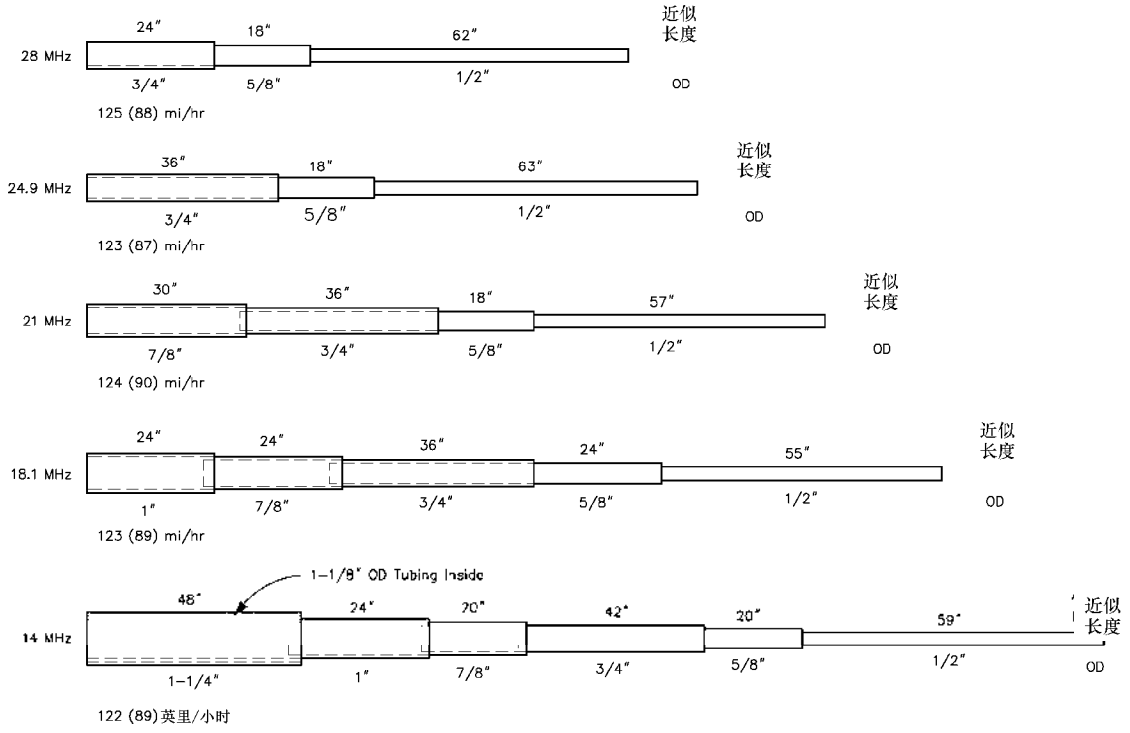


图20-10　相比于图20-9中，这些八木天线半单元的锥削比例更牢固。见图20-9标题中的详细说明。图20-5给出了铝管尺寸的详细资料。

图 20-9 和图 20-10 都只给出了天线元器件的一半。当元器件装配好之后，每一个元器件中尺寸最大的铝管应当比图中的长度增加一倍，并且它的中心处应该和天线相连接。这些设计都有点偏保守，它们在频率低于设计所标示的值时，会产生轻微地自谐振。压缩单元外部末段的横截面积，来减少共振长度，会使其在风中更加牢固。相反地，如果延长外部末段的横截面积，就会减少其在风中所能承受的强度 [详情见本章最后的参考资料，David Leeson (W6NL，以前是 W6QHS)] 。

图 20-11 所示，给出了一些天线单元零件之间的连接方法。如果连接好之后还需要调整的话，图 20-11（A）中的开槽和软管夹的方法可能是最好的方法了。通常，每半个元器件有一个可调节的接头就足够来调谐天线了。要想天线的寿命最长，推荐使用不锈钢软管夹（小

心——一些“不锈钢”模型没有使用不锈的螺丝钉，以后可能会生锈)。表 20-6 中给出了日常可以得到的软管夹的尺寸。

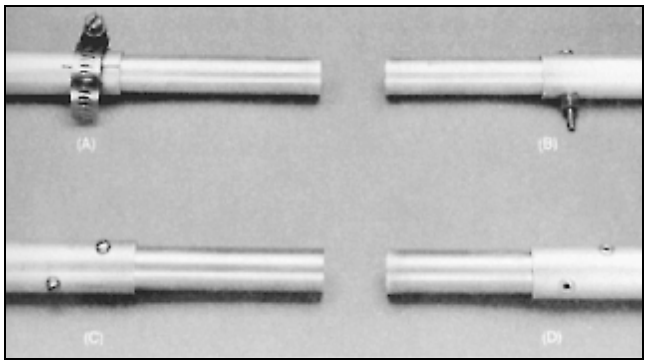


图20-11　连接伸缩管部件来制造天线单元的方法。见文中关于每一种方法的讨论。

表 20-6　　软管夹直径

夹钳直径（英寸）		
尺寸编号	最小值	最大值
06	7/16	7/8
08	7/16	1
10	1/2	1⅛
12	5/8	1¼
16	3/4	1½
20	7/8	1¾
24	1⅛	2
28	1⅜	2¼
32	1⅝	2½
36	1⅞	2¾
40	2⅛	3
44	2 5/15	3¼
48	2⅝	3½
52	2⅞	3¾
56	3⅛	4
64	3½	4½
72	4	5
80	4½	5½
88	5⅛	6
96	5⅛	6½
104	6⅛	7

图 20-11（B）、图 20-11（C）和图 20-11（D）给出了在连接处不需要进行调节的合理紧固方法。在图（B）中机械螺钉和螺母在适当的位置固定着天线单元。在图（C）中使用的是片状金属螺钉。在图（D）中使用铆钉来固定铝管。如果天线组装好之后，要使用相当长的时间，那么使用铆钉进行固定是最好的选择。一旦位置固定好之后，形成的连接就是永久的了。不管是振动还是风吹，它们都不会自由地移动了。如果使用的是铝轴的铝铆钉，那么永远不会出现生锈的问题。此外，同时使用铝制铆钉和铝制天线元器件，也没有使用不同金属造成的电化腐蚀现象出现，从而也就不会对桅杆造成危险了。如果天线需要拆卸或者定期地移动，那么图（B）和图（C）中的方法都可以使用。但是，如果使用机械螺钉，应该采取各种可能的方法来防止由于震动导致螺母的松懈。使用锁紧垫圈，锁紧螺母和有伸缩性的密封剂，例如浴缸使用的硅酮密封胶，来确保可以将天线元器件固定在它们的位置上。

如果你需要非常坚固的天线单元，可以使用双倍厚度的铝管来制作而成，这种铝管你可以通过将一根较大的铝管套在和其总长一样的较小的铝管上这种方法得到。这个方法通常在元器件中央的部分使用，这个位置需要更大的强度，因为如图 20-10 所示的 14 MHz 天线单元的天线杆其支撑着力点就在这里。同样其他材料也可以使用，例如木制销子、玻璃纤维棒等。

在所有的将直径较小的铝管插进直径较大的铝管的情况中，将管内连接处用抗氧化导电膏或者相似的材料进行喷涂，以确保一个良好的电连接。当天线单元安装在一个高塔上的时候，它们便会有振动的趋势，有一种方法可以用来阻止振动的产生，用一段晾衣绳贯穿整个元器件来保持元器件的位置固定。将天线元器件的顶端进行包覆或者捆绑来保证晾衣绳的安全。如果有机械的需求(例如，一个 U 形螺母穿过天线元器件中央的部分)，晾衣绳应该被分为两部分。

虽然有时候也会偶尔使用直径为 1 英寸的管子，但是通常情况下，50 MHz 的天线不需要使用直径大于 1/2 英寸的管子。对于 144 MHz 和 220 MHz 的天线单元来说，一般使用直径为 1/8～1/4 英寸的管子。对于 420 MHz 的天线单元来说，直径 1/16 英寸的强度较大的杆子就可以很好地满足要求了。而如果使用铝制焊条芯，只要直径达到3/32～1/8英寸就可以满足420 MHz天线阵列的需求了，直径 1/8 英寸或者再稍微大点的就可以满足 220 MHz 波段的使用了。铝杆或者冷拉线都可以很好的在144 MHz 频段工作。

上面段落中所建议使用的金属管尺寸对于绝大多数甚高频/超高频（VHF/UHF）天线是有用的，这些尺寸规格是按公式计算出来的。更大直径的管子会扩大天线的频率响应范围，直径相对较小的则会缩小天线的频率响应范围。而如果实际使用的管直径比我们所建议使用的直径要小很多的话，可能就会需要使用更长的天线单元，尤其是 50 MHz 的天线阵列更要注意。

单元锥度和电气长度

架设天线者应当意识到嵌套天线单元或者锥形天线单元的重要性。当天线单元的尺寸如图 20-9 和图 20-10 所示，逐渐地减小，那么它的电气长度和总长与它相同的圆柱形的天线元器件相比，是不同的。而对于锥形元器件长度的修正，已经在第 2 章中讨论过了。

20.3 天线架设的其他材料

对于架设天线的工程来说，木头是非常有用的。它可以被制作成各种不同的形状和尺寸。粗糙的木制或者竹制的杆子可以成为一个很好的天线杆。竹竿非常适合制作方框天线使用的延展装置。

圆木料（暗销）可以在很多的五金商店中买到，它们的尺寸适合制作较小的天线阵列。当然木头还非常适合制作更高频率的多间隔天线阵列的框架，因为它可以在天线阵列辐射的空间范围内，减少金属的使用量。如果没有尺寸合适的支架使用，正方形或者矩形杆和框架材料你可以在绝大多数的存木场找到并削成你所要求的那样。

天线建造所使用的木材应该是已经很好的晒干了，并且没有结或者损伤。现有材料的改变取决于当地的木材资源。在选择合适的木料时，木材商人相比于其他任何人，可以更好地帮助你。如图 20-12 所示，可以使用角撑板来连接木结构，使它们之间成一个正确的角度。这些角撑板可以用户外使用等级的胶合板或者绝缘纤维板制作而成。圆木材料可以使用 U 形夹或者其他的五金工具，像其他金属元器件一样进行处理。



图20-12 木制材料在直角处可以使用加固板进行固定。

在业余无线电发展的早期，硬木作为天线的绝缘子来使用。例如在偶极天线的中央和末端使用的绝缘子，或者用管道制作的激励单元的中心绝缘子。削成指定长度的木钉也是常见的构件。可以在使用木材之前，将其在石蜡中煮沸，来除掉木材中的水分以及防止木材以后再次吸收水分。当然今天的技术可以制造出在强度和绝缘性能上都非常优秀的绝缘材料。但是，这些技术在紧急情况下或者在低成本为最主要考虑因素的时候还值得商榷。在烘炉中，以较短的时间周期在华氏 200° 的条件下“焙烘”木材，可以全部赶走木材中的水汽。接下来的处理就如下节所述，应该能够防止水汽的再次吸收。当天线的功率很大时，木制绝缘子应该避免在高电压的位置处使用。

所有在户外安装使用的木材应该刷上清漆和油漆，来保护其免受气候的影响。上等的船舶使用的桅杆清漆或者聚胺酯清漆可以对在温和气候条件下工作的木材提供数年的保护，对于恶劣气候则可以提供一个或者多个季节的保护。环氧树脂混合漆同样也可以给木材提供很好的保护。

塑料

各种尺寸的塑料软管和塑料棒在许多建筑用品商店可以买到。现有的塑料材料的使用只受到你的想象力的限制。一些业余无线电爱好者将金属线安放在管壁较薄的聚氯乙烯（PVC）波导管内，建造了甚高频（VHF）频段使用的定向天线。塑料管可以给天线元器件增加一定量的物理强度。其他的一些“火腿族”还使用贴有铝箔的包装塑料管或者其他导电材料来制作一些临时使用的天线。塑料管配件同样也可以用来密封不平衡变换器或者如图 20-13 所示作为中心绝缘子或者末端绝缘子使用。塑料棒或者聚四氟乙烯棒可以作为移动式天线加感线圈的线芯来使用（如图 20-14 所示）。但是这种用途的材料应当非常小心慎重地挑选。在有强射频场存在的情况下，一些塑料会变得非常热，如果使用这种塑料作为加感线圈的线芯，那么它就会熔化或者着火。

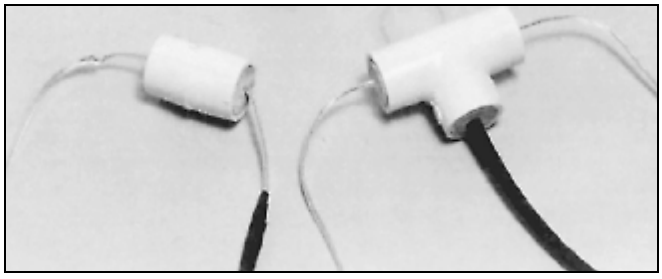


图20-13 塑料管零件可以作为天线中心绝缘子和末端绝缘子使用。

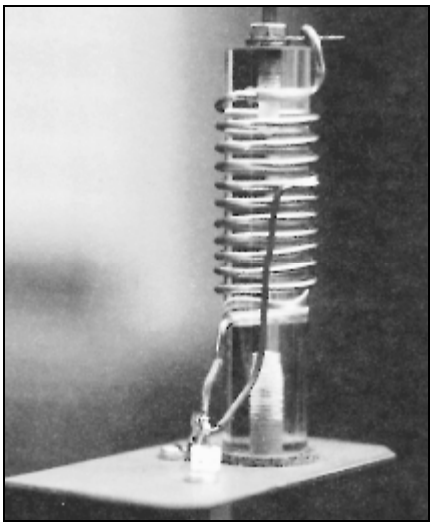


图20-14　移动天线的加载线圈绕在聚四氟乙烯棒上。

玻璃纤维

对于方框天线阵列的延展装置来说，玻璃纤维棒是首选的材料。因为玻璃纤维重量很轻，可以很好地经受住苛刻的气候条件，同时它们还有极佳的绝缘性能。玻璃纤维有一个缺点，它们非常容易被打碎。在玻璃纤维棒被打碎的地方，会有碎裂出现，这最终会导致玻璃纤维棒的强度大大降低。一个碎裂了的玻璃纤维棒几乎一文不值。一些业余无线电爱好者已经使用玻璃纤维原料和环氧树脂来维修碎裂了的玻璃纤维棒，但是它原来所具有的那种强度几乎不可能再恢复了。

玻璃纤维棒也可以用来制作其他种类的天线。例如，螺旋缠绕的八木天线单元或者垂直天线，在这些天线中导线绕在玻璃纤维棒上。

20.4　结　束　语

天线应该用质量好的五金构件组装。对于想尽可能地延长天线系统的使用寿命，不锈钢构件是最好的。铁锈会很快地侵袭电镀的钢制金属构件，会使螺母很难拧开，如果你要再拧开的话。如果不锈钢消声器夹和软管夹不能使用时，那么就应在夹子上镀上一层保护层。如果你也不能对它们进行电镀，那么最起码用质量较好的铬酸锌底漆（锌黄底漆）和面漆给它们涂上一遍或两遍。

镀锌钢的寿命一般会比电镀的钢更长，但是这个还要取决于镀锌层的厚度。虽然如此，在恶劣的气候环境下，经过一些年后，铁锈还是会出现在镀锌层上。长期保护的终极方法是，镀锌钢应当使用锌黄底漆进行更深层次的保护，然后将它暴露到恶劣环境中之前，再进行油漆或者进行上釉。

最初使用质量好的金属构件价格都比较昂贵。但是如果你是在第一次的时候就使用它们，那么你就不用在过了几年之后，将天线从桅杆上取下来，换掉上面的金属构件。当你对天线进行维修和校正的时候，没有比在信号塔顶同生锈的金属构件战斗更让人沮丧的了。

基本上任何导电材料都可以作为天线的辐射单元使用，几乎所有的绝缘材料也可以作为天线的绝缘子使用。天线建造所使用的材料其主要限制在于物理方面的考虑（必须的强度和抵御室外恶劣环境的能力）和材料的可利用性。不要害怕对辐射的材料和绝缘子进行实验。

参考资料

有关本章主题的更多内容和进一步讨论可在下面的参考书目中找到。

J. J. Elengo, Jr., “Predicting Sag in Long Wire Antennas,” QST, Jan 1966, pp 57～58.

D. B. Leeson, Physical Design of Yagi Antennas (Newington, CT: ARRL).

第 21 章

天线产品厂家

在一个天线项目中，寻找各种部件是件不容易的事情。铝材供应商往往在大城市中，他们的信息可以在电话簿的黄页上找到，通过在黄页上仔细地搜索，也许可以看到其他材料和附件的资源。如果您居住在远离城市中心的地方，可以尝试运用最近的城市电话簿，也可以在当地的图书馆指南部分找到。

表 21-1　　VHF/UHF/微波天线厂家

制　造　商	八木定向天线	方框天线	环单元八木天线	垂直天线	移动天线	手持天线	微波天线	螺旋天线	卫星天线
Antennaco	√								
Ant Specialists				√	√				
Austin Antenna				√	√	√			
Butternut				√					
Centurion						√			
Comet				√	√	√			
Create Design	√								
Cubex		√							
Cushcraft	√		√	√	√				√
Diamond	√		√	√	√				
Down East	√		√				√		√
Eur-AM				√	√	√			
Force12	√			√					
Hustler	√			√	√				
HY-Ganin(MFJ)	√			√					√
Kilo-Tec				√					
LAKEVIEW				√	√	√			
Larsen				√	√				
M^2	√	√		√					
Maldol				√	√				
MFJ	√				√	√			
Mosley	√			√					
Pro-Am Valor				√	√				
RadioShack					√	√			
Radio Works				√	√				

续表

制　造　商	八木定向天线	方框天线	环单元八木天线	垂直天线	移动天线	手持天线	微波天线	螺旋天线	卫星天线
Sommer	√								
Spectrum Intl	√		√				√	√	√
Tennadyne	对数周期阵列天线								
Tonna	√						√		

许多经销商和分销商会采用货运或邮寄方式销售产品，表 21-1～表 21-7 列出了几类天线产品以及供应商信息。公司的名称在必要的地方作了缩写。表 21-8 是按照公司名称的字母顺序排列的地址信息。

产品线常常会更新变化，我们建议您从感兴趣的厂家索取最新的产品目录。另外，所有产品目录上给出的销售策略和定价信息只作为一般参考，并且不会专门通知改变。

中继台使用的天线产品，在第 17 章已经单独列出。

表 21-2　　短波天线（HF）厂家

制　造　商	八木定向天线	方框天线	对数周期阵列天线	垂直天线	偶极天线	移动天线	小型发射天线	有源天线（只接收）
Alpha DeIta				√	√	√		
B&W				√	√			
Bilal							√	
Butternut/Bencher	√			√			√	
Create Design	√		√	√	√		√	
Cubex		√						
Cushcraft	√		√	√	√			
Flytecraft				√		√		
Force 12	√		√	√	√	√	√	
GAP				√				
Gem Quad		√						
Grove					√	√		
High Sierra				√	√	√		
Hustler				√		√		
Hy-Gain(MFJ)	√			√	√			
Lakeview/Hamstick						√		
Lightning Bolt		√						
M^2	√				√			
MFJ	√	√	√	√	√	√	√	√
Mosley	√			√	√			
Palomar								√
Pro-Am Valor						√		
Roadrunner						√		
Sommer	√			√				
Spi-Ro				√	√			
Tennadyne			√					
Texas Radio					√	√		
Radio Works				√	√			
Van Gorden				√	√			
W1JC					√		√	
W9INN					√			

表 21-3　　线系统部件

制　造　商	五金件	隔离器	陷波器	铝管材	wire	传输线
Alexanderson AeroPlane Co				√		
Barker&Williamson		√	√			
Cablex-Perts	√	√			√	√
Hy-Gain(MFJ)	√	√				
Metal& Cable,Ine	√			√	√	
OceanState Electronics	√	√			√	√
Spi-Ro		√	√		√	√
Texas Towers				√	√	√
Radio Works	√	√			√	√
Van Gorden	√	√			√	√
TheWireman	√	√			√	√
W1JC		√			√	
W9INN					√	

表 21-4　　框天线部件厂家

公 司 名 称	材 料 尺 寸
Cubex Co., Inc	1¼-½英寸×13 英尺，1½英寸×13 英尺浇铸十字支架，横梁与撑杆安装件
Lightning Bolt	客户定制的玻璃钢十字支架，任意长度
Max-Gain Systems,Inc	框型十字支架，玻璃钢绝缘子

表 21-6　　传输线

原 厂 家	同轴电缆	馈管（硬馈线）	格梯状传输线
Source	√	√	
Belden	√	√	√
CableX-Perts	√		
International Wire&Xable	√	√	
Nemal	√	√	√
The Radio Works	√		√
W1JC			√
W9INN			√
The Wireman	√	√	√

表 21-5　原厂家

天线塔
Aluma
攀爬与安全装备
Champion Radio
Create Design
Force 12
Glen Martin Engineering
Heights Tower
Hy-/gain(MFJ)
National Tower
RadioShack(masts only)
Rohn
Rotating Tower Systems
Tashjian TowersCorpration
Texas Tower
Trylon
Universal Manufacturing
texas Tower
Trylon
Universal Manufacturlng
US Tower
Climbing and Safety Equipment
Champion Radio Products
ONV
Texas Towers
旋转器
Create Design
Hy-Gain(MFJ)
M^2
RadioShack
The Rotor Doctor
Yaesu
天线堆叠用支架
(除非特别说明,这些支架是用于厂家本身天线对或框天线的堆叠使用，堆叠套件只适用于 VHF 和 UHF 天线)
C3i
Cushcraft
Down East
IIIx
Spectrum international
合路器，功率分配器和相位线
Byers
C3i
Down East
Spectrum Imternational
Tonna

表 21-7　　传输线设备与附件

匹配网络	TVI（电视干扰）滤波器（低通与高通特性）	切换开关（用于遥控，电缆）
Matching Networks	K-Com	MFJ
Ameritron	MFJ	SWR and Wattmeters
Barker&Williamson	Lightning Arresters	Autek
Cubex	Alpha Delta	Bird
ICOM(mobile&fixed)	Ameritron	Coaxial Dynamics
MFJ	Comet	MFJ
Nye	Hy-Gain(MFJ)	Nye
SGC	PolyPhaser	Palomar
Ten-Tec	Radioware	RF Parts
Texas Radio(mobile only)	Rohn	Texas Radio
Xmatch	The Wireman	
Ferrite Cores and Rods	ZeroSurge Inc	
Amidon	Switches(Manual,Coax)	
Palomar	Alpha Delta	
The Wireman	Barker&Williamson	

表 21-8　　厂家联系地址

我们已经尽力确保这些在 **2003** 年中期收集的列表信息的完整性和准确性。**ARRL** 不对任何可能出现的错误和遗漏负责，同样，这里的列表也并不表示任何一个厂家或产品得到 **ARRL** 的认可。对于您感兴趣某一特定产品，您可以参考 **QST** 杂志的产品评论。就我们所知列出在这里的厂家，都愿意通过邮寄方式销售他们的产品，除了其他特别说明外。

Advanced Composites
1154 S. 300 W.
Salt Lake City, UT 84101
801-467-1204
fax 801-467-4367
e-mail
info@advancedcomposites.com

Advanced Specialties
114 Essex Street
Lodi, NJ 07644
USATel: 800-926-9426
Email: advanspec@aol.com
http://advancedspec.freeyellow.com/

AEA—Div. Tempo Research Corporation
1221 Liberty Way
Vista, CA 92083
760-598-9677
fax 760-598-4898
e-mail tempo@inetworld.com
web www.aea-wireless.com

AFT
132 Boulevard Dauphinot
F-51100 Reims, France
+33 326 070 047
fax +33 326 023 654
e-mail Antennes-ft@wanadoo.fr
web www.f9ft.com

Alexander Aeroplane Co
PO Box 909
Griffin, GA 30224
800-831-2949; 404-229-2329

Alan Broadband Company
(Zap Checker)
93 Arch Street
Redwood City, CA 94062
USA
Tel: 888-369-9627 (orders)
650-369-9627
Fax: 650-369-3788
Email: ABCom@prodigy.net
http://www.alanbroadband.com/

Alpha Delta Communications
PO Box 620
Manchester, KY 40962
606-598-2029
fax 606-598-4413

Aluma Tower Co, Inc
PO Box 2806-AL
Vero Beach, FL 32961-2806
772-567-3423
fax 772-567-3432
e-mail atc-t@alumatower.com
web www.alumatower.com/index.html

Amateur Electronic Supply
5710 W Good Hope Rd
Milwaukee, WI 53223
800-558-0411
web www.aesham.com/

Ameritron Division
116 Willow Road
Starkville, MS 39759
662-323-8211 (Tech)
fax 662-323-6551
e-mail
ameritron@ameritron.com
web www.ameritron.com/ameritron

Amidon Associates, Inc.
1510 E. Edinger Avenue, Unit B
Santa Ana CA 92705
800-898-1883; 714-547-4494
fax 714-547-4433
e-mail sales@amidon-inductive.com
web www.amidon-inductive.com/

Antennaco Inc
102 Armory Road
PO Box 218
Milford, NH 03055-0218
603-673-3153
fax 603-673-4347

Allen Telecom Group
Antenna Specialists Mobile Division
30500 Bruce Industrial Parkway
Cleveland, OH 44139-3996
USA
440-349-8400
fax 440-349-8404
web www.antenna.com/

Array Solutions
350 Gloria Rd
Sunnyvale, Tx 75182
USATel: 972-203-8810
Fax: 972-203-8811
Email: wx0b@arrysolutions.com
http://www.arraysolutions.com

ASA Antenna Sales
PO Box 3461
Myrtle Beach, SC 29578
800-772-2681

Associated Radio Communications
8012 Conser
Overland Park, KS 66204
913-381-5900; 800-497-1457
fax 913-648-3020
e-mail assocrad@tfs.net
web www.associatedradio.com

Austin Amateur Radio Supply
5310 Cammeron Road
Austin, TX 78723
800-423-2604; 512-454-2994
fax 512-454-3069

Austin Antenna, Ltd
10 Main St
Gonic, NH 03839
603-336-6339
fax 603-335-1756

Autek Research
PO Box 7556
Wesley Chapel, FL 33544
813-994-2199
e-mail
Mailbox@autekresearch.com
web www.autekresearch.com/
index.htm

Barker & Williamson Co
603 Cidco Rd
Cocoa, FL 32926
321-639-2545
fax 321-639-2545
e-mail
custsrvc@bwantennas.com
web www.bwantennas.com

Barry Electronics Corp
540 Broadway
New York, NY 10012
212-925-7000
fax 212-925-7001

Belden Wire & Cable
PO Box 1980
Richmond, IN 47374
317-983-5257
fax 317-983-5257
web www.belden.com

Bencher Inc.
831 North Central Avenue
Wood Dale, IL 60191
630-238-1183
fax 630-238-1186
e-mail bencher@bencher.com
web www.bencher.com/

Bilal Company
137 Manchester Dr
Florissant, CO 81816
719-687-0650
web www.isotronantennas.com/

Bird Electronics Corporation
30303 Aurora Rd.
Solon, OH 44139
866-695-4569
e-mail sales@bird-
technologies.com
web www.bird-electronic.com/

Brian Beezley, K6STI
3532 Linda Vista Dr
San Marcos, CA 92069
619-599-4962
e-mail k6sti@n2.net

Burghardt Amateur Center, Inc.
710 10th Street SW
PO Box 73
Watertown, SD 57201
800-927-4261
605-886-7314 (Service)
605-886-6914 (Fax-back
product info)
fax 605-886-3444
e-mail burghart@daknet.com
web www.burghardt-
amateur.com/

Butternut Electronics Co
See Bencher Inc.

Byers Chassis Kits
5120 Harmony Grove Road
Dover, PA 17315
717-292-4901
(6p-9p EST M-F, 8a-4p Sat)
717-292-4901 (24 hrs)

Cable X-Perts Inc.
225 Larkin Drive Suite #6
Wheeling, IL 60090-7209
800-828-3340 (orders only)
847-520-3003 (Tech. Info.)
fax 847-520-3444
e-mail cxp@cablexperts.com
web www.cablexperts.com/

CAL-AV Labs, Inc.
1802 w. Grant road, Ste. 116
Tucson, AZ 85745
USA
Tel: 520-624-1300
888-815-0400 (orders only)
Fax: 520-624-1311
Email: info@cal-av.com
http://www.cal-av.com/

Cardwell Condenser Corp
80 East Montauk Hwy
Lindenhurst, NY 11757
516-957-7200
fax 516-957-7203
web www.cardwellcondenser.com

C.A.T.S.
Formerly known as: Rotor Doctor
7368 SR 105
Pemberville, OH 43450
419-353-2287
fax 419-354-7746
e-mail mailto:craig@rotor-doc.com
web www.rotordoc.com

C-Comm
6115 15th NW
Seattle, WA 98107
206-784-7337; 800-426-6528
fax 206-784-0541

C3i
1401 K Street NW Suite 900
Washington DC 20005
(800) 224-5137
fax (202) 362-8481
e-mail info@C3iusa.com
web www.c3iusa.com/
corpover.html

Centurion International
PO Box 82846
Lincoln, NE 68501-2846
402-467-4491
fax 800-848-3625

Champion Radio Products
Box 572
Woodinville, WA 98072
425-485-7913
206-890-4188 Cell Phone
fax 360-668-1447
e-mail championradio@aol.com
web www.championradio.com/

Coaxial Dynamics
15210 Industrial Parkway
Cleveland, Ohio 44135-3308
800-262-9425
fax 216-267-3142
e-mail cdi-sales@coaxial.com
web www.coaxial.com/
home_frames.htm

Comet North America Inc.
394 Wards Corner Road
Suite 130
Cincinnati, Ohio, 45140
513-831-5000
fax 513-831-7889
e-mail
info@CometNorthAmerica.com
web www.cometnorthamerica.com/

Comet Antenna
See NCG

Comm-Pute
7946 State Street
Midvale, UT 84047
801-567-9944
fax 801-567-9494
e-mail bobwood@xmission.com
web www.comm-pute.com/

Communication Headquarters Inc.
3832 Oleander Drive
Wilmington, NC 28403
910-791-8885
800-688-0073 (orders)
fax 910-452-3891 (orders)
web www.chq-inc.com/

Communications Data Corp
1051 Main St
St Joseph, MI 49085
269-982-0404
fax 269-982-0433
e-mail mailto:did@gtm.net

Comtelco Industries Inc
501 Mitchell Rd
Glendale Heights, IL 60139
800-634-4622; 708-7790-9894
fax 708-798-9799

Create
4-8 Asano-Cho
Kawasaki-Ku
Kawasaki-City, Japan
044 (333) 6681
fax 044 (333) 6598
e-mail email@cd-corp.com

Cubex Co.
228 Hibiscus St, #9
Jupiter, FL 33458
561-748-2830
fax 561-748-2831
e-mail CubexCo@aol.com
web www.cubex.com/

Cushcraft Corp
48 Perimeter Rd.
Manchester, NH 03108
603-627-7877
e-mail sales@cushcraft.com
web www.cushcraft.com/

Dave's Hobby Shop
600 Main St.
Van Buren, AK 72956
USA
Tel: 479-471-0750
Web www.daveswebshop.com

Davis RF Co
See Radioware (distributor)
PO Box 730
Carlisle, MA 01741
978-371-1356
978-369-1738
800-328-4773 (Orders only)
fax 978-369-3484
e-mail davisrfinc@aol.com
web www.davisRF.com

Diamond Antennas
See RF Parts

Down East Microwave
954 Rt 519
Frenchtown, NJ 08825
908-996-3584
fax 908-996-3702
web downeastmicrowave.com/

Dressler Hochfrequenztechnik
GMBH
Werther Strasse 14-16
W-5190 Stolberg
Germany

DX Engineering
POB 440
Peninsula, Ohio 44264
USA
Fax: 330-657-2168
Email:
dxengineering@dxengineering.com
http://www.dxengineering.com/

EDCO - Electronic Distributors
Company
325 Mill Street
Vienna, VA 22180
703-938-8105
fax 703-938-6911
e-mail web www.elecdist.com/
index.html

EUR-AM Antennas
PO Box 225
Moultonboro, NH 03254-0225
603-476-5113
fax 603-476-5113
e-mail info@eur-am.com
web www.eur-am.com/

EZ Hang, Inc.
8645 Tower Dr.
Code C
Laurel, MD 20723
Tel: 540-286-0176
Fax: 202-260-3797
http://www.ezhang.com

Fluidmotion Incorporated
14135 233rd Place SE
Issaquah, WA 98027
425-456-0200; 800-885-8700
fax 425-391-6031
e-mail sales@steppir.com
web www.steppir.com/

Flytecraft
PO Box 3141
Simi Valley, CA 93093
805-583-8173

Force 12
PO Box 1349
Paso Robles, CA 93447
800-248-1985
805-227-1680 (Tech)
fax 805-227-1684
e-mail
mailto:force12e@lightlink.com
web force12inc.com/

GAP Antenna Products
99 North Willow St
Fellsmere, FL 32948
772-571-9922
Email: contact@gapantenna.com
web www.gapantenna.com

Gem Quad Products Ltd
PO Box 291
Boissevain, MB R0K 0E0
Canada
204-534-6184
fax 204-534-6492
e-mail
mailto:gemquad@escapc.ca
web www.escape.ca/~gemquad/

GLA Systems
PO Box 425
Caddo Mills, TX 75135
903-527-4163
800-588-2841
fax 214-381-2895
web www.texasbugcatcher.com/

Grove Enterprises Inc.
PO Box 98
Brasstown, NC 28902
800-438-8155 (orders)
704-837-9200 (BBS)
fax 704-837-2216
e-mail nada@grove.net
web www.grove-ent.com/

Ham Radio Outlet
1702 W. Camelback Rd
Phoenix, AZ 85015
web www.hamradio.com/
800-444-4799 Mid Atlantic
800-444-9476 Mountain
800-444-0047 New England
800-644-4476 Northeast
800-444-7927 Southeas
t800-854-6046 West

The Ham Station
220 North Fulton Avenue
PO Box 6522
Evansville, IN 47719-0522
800-729-4373 (orders)
812-422-0231 (Tech)
812-422-0252 (Service)
fax 812-422-4253
e-mail sales@hamstation.com
web www.hamstation.com/

Hamtronics, Inc
65-Q Moul Rd
Hilton, NY 14468
716-392-9430
fax 716-392-9420
web www.hamtronics.com

Hamware.de
Int'l: Klaus Bemmerer
Tel: +49 4371 869145
e-mail service@hamware.de
Web www.hamware.de
US: Dillon RF Systems
Email dillonel@mtaonline.net

Heights Tower Systems
1529 Gulf Beach Hwy
Pensacola, FL 32507
850-455-1210
fax 850-455-4355
e-mail info@heightstowers.com
web www.heightstowers.com/

Hi-Q Antennas
21085 Cielo Vista Way
Wildomar, CA 92595
909-674-4862
fax 909-245-2031
e-mail sales@hiqantennas.com
web www.hiqantennas.com/

High Sierra Antennas
Box 2389
Nevada City, CA 95959
888-273-3415; 530-273-3415
fax 530-273-7561
e-mail heath@hsantennas.com
web www.hsantennas.com

Hustler Antennas
see New-Tronics Antenna Corp.

Hy-Gain(also see MFJ)
308 Industrial Park Road
Starkville, MS 39759
800-647-1800 (Sales)
662-323-9358 (Tech)
fax 662-323-6551
web www.hy-gain.com/

ICOM America, Inc.
2380 116th Ave, NE, Suite S
Bellevue, WA 98004
USA
Tel: 800 872-4266
Fax: 425 454-1509
Web www.icomamerica.com

Industrial Communications
Engineers (ICE)
Array Solutions
350 Gloria Rd.
Sunnyvale, TX 75182
972-203-2008; 800-423-2666
fax 972-203-8811
e-mail wx0b@arraysolutions.com
web www.iceradioproducts.com/

IIX Equipment, Ltd
PO Box 9
Oak Lawn, IL 60454
708-423-0605
fax 708-423-1691
web www.w9iix.com/

International Radio
13620 Tyee Road
Umpqua, OR 97486
541-459-5623 9AM-1PM PDT,
Tues-Sat
fax 541-459-5632
e-mail inrad@rosenet.net
web www.qth.com/inrad/

Kenwood USA Corporation
3975 Johns Creek Court,
Suite 300
Suwanee, GA 30024
USA
Tel: 678 474-4700
Fax: 678-474-4730
Web www.kenwoodusa.com

KØXG Systems
1117 Highland Park Drive
Bettendorf, IA 52722
USA
Tel: 563-355-7451
e-mail KØXG@ KØXG.com
Web www.k0xg.com

Kilo-Tec
PO Box 10
Oakview, CA 93022
805-646-9645

K-Com
PO Box 82
Randolph OH 44265
330-325-2110
fax 330-325-2525
e-mail k-com@worldnet.att.net
web www.k-comfilters.com/
howtoget.asp

Lakeview Co Inc
3620-9A Whitehall Rd
Anderson, SC 29626
(864) 226-6990
fax (864) 225-4565
web www.hamstick.com

Larsen Electronics, Inc
See Radial/Larsen

LDG Electronics
1445 Parran Road
St Leonard, MD 20685
877-890-3003 Toll-Free Orders
410-586-2177 Tech Support
fax 410-586-8475
e-mail ldg@ldgelectronics.com
web www.ldgelectronics.com

Lentini Communications
21 Garfield St
Newington, CT 06111
860-666-6227
800-666-0908 (outside CT)
fax 860-667-3561
e-mail radio@lentinicomm.com
web www.lentinicomm.com

Roy Lewallen, W7EL
PO Box 6658
Beaverton, OR 97007
503-646-2885
fax 503-671-9046
e-mail w7el@eznec.com
web www.eznec.com

Lightning Bolt Antennas
RD #2, RT 19
Volant, PA 16156
724-530-7396
fax 724-530-6796
e-mail lbaquads@ztrain.com
web
www.lightningboltantennas.com/

M² Antenna Systems Inc.
4202 N. Selland
Fresno CA, 93722
559-432-8873
fax 559-432-3059
e-mail wyatt@m2inc.com
web www.m2inc.com/

M/A-COM, Inc
(an AMP Company)
1011 Pawtucket Blvd
PO Box 3295
Lowell, MA 01853-3295
508-442-4500
fax 508-442-4436
e-mail sales@macom.com
web www.amp.com

Maldol USA
4711 NE 50th St
Seattle, WA 98105
Answerfax 206-525-1896
fax 206-524-7826
e-mail transtec@cyberquest.com

Glen Martin Engineering
13620 Old Highway 40
Boonville, MO 65233
660-882-2734; 800-486-1223
fax 660-882-7200
web www.glenmartin.com

The Mast Company
Henry Pollock - K4TMC
P.O. Box 1932
Raleigh, NC 27602
Email: k4tmc@aol.com
http://www.geocities.com/tmastco/

MCM Electronics
650 Congress Park Dr
Centerville, OH 45459-4072
800-543-4330
fax 800-765-6960
web www.i-mcm.com

Memphis Amateur Electronics
1465 Wells Station Rd
Memphis, TN 38108
901-683-9125; 800-238-6168
fax 901-682-7165

Metal and Cable Corp, Inc
9241 Ravenna Road, Unit C-10
PO Box 117
Twinsburg, OH 44087
330-425-8455
fax 330-425-3504
web www.metal-cable.com/

MFJ Enterprises
300 Industrial Park Rd
Starkville, MS 39759
662-323-5869
Email
mfjcustserv @ mfjenterprises.com
web www.mfjenterprises.com/

MGS (Max-Gain Systems, Inc.)
221 Greencrest Court
Marietta, GA 30068-3825
770-973-6251 (before 9 PM
eastern)
fax 815) 461-7730
e-mail info@mgs4u.com
web www.mgs4u.com/

Michigan Radio
26014 Groesbeck Hwy
Warren, MI 48089
810-771-4711
800-TRU-HAMM (800-878-4266)
Orders only
810-771-4712 (Service)
fax 810-771-6546
web www.michiganradio.com/

Mirage Communications
116 Willow Road
Starkville, MS 39759
662-323-8287
fax 662-323-6551
web www.mirageamp.com/

James Millen Electronics
PO Box 4215BV
Andover, MA 01810-4215
978-975-2711
fax 978-474-8949
e-mail info@jamesmillenco.com
web www.jamesmillenco.com/
millen/millmain.htm

Mosley Electronics
1325 Style Master Drive
Union, MO 63084
800-325-4016 (Orders)
800-9MOSLEY (966-7539)
314-994-7872 (Technical)
fax 314-994-7873
web www.mosley-electronics.com/

Multi-band Antennas (originally
Spider Antennas)
7131 Owensmouth Avenue -
Suite 563C
Canoga Park, CA 91303
818-341-5460
web www.spiderantenna.com/

Multi-tech Industries, Inc. (MTI)
(formally Radio Switch)
64 South Main Street
PO Box 159
Marlboro, NJ 07746-0159
800-431-3223; 732-431-0550
732-462-6100
fax 732-409-6695
e-mail multitech@sprynet.com
web www.multi-tech-industries.com

National RF, Inc.
7969 Engineer Road, Suite 102
San Diego, CA 92111
858-565-1319
fax 858-571-5909
web www.nationalrf.com/

National Tower Co
PO Box 15417
Shawnee Mission, KS 66285
800-762-5049; 913-888-8864

NCG Companies—Comet Antenna
1275 North Grove St
Anaheim, CA 92806
714-630-4541; 800-962-2611
fax 714-630-7024
web www.cometantenna.com
web www.natcommgroup.com/

Nemal Electronics Inc.
12240 NE 14th Avenue
North Miami, FL 33161
305-893-3924; 305-849-0900
800-522-2253
fax 305-895-8178
e-mail info@nemal.com
web www.nemal.com/

New-Tronics Antenna Corp. - Hustler
1 Newtronics Place
Mineral Wells, TX 76067-9563
877-994-9499 Sales
940-325-1386 Service
fax 940-328-1409
e-mail sales@new-tronics.com
web www.new-tronics.com/main/index.html

Nittany Scientific
1733 West 12600 South
Suite 420
Riverton, UT 84065
Phone/fax (801) 446-1426
e-mail sales@nittany-scientific.com
web www.nittany-scientific.com/

William M. Nye Co
PO Box 1877
Priest River, ID 83856
208-448-1762
fax 208-448-1832

Ocean State Electronics
PO Box 1458
6 Industrial Dr
Westerly, RI 02891
401-596-3080; 800-866-6626
fax 401-596-3590
web www.oselectronics.com

ONV Safety Belt Co.
Box 404
Ramsey, NJ 07446
800-345-5634; 201-327-2462
fax 201-327-2462

OptiBeam
Thomas Schmenger DF2BO
Rastatter Straße 37
D-75179 Pforzheim
Tel./Fax: (0049) 07231 / 45 31 53
Email: Info@optibeam.de

OptiBeam NorthAmerica
Array Solutions
350 Gloria Rd
Sunnyvale, Tx 75182 USA
Tel: 972-203-8810
Fax: 972-203-8811
Email: wx0b@arrysolutions.com
http://www.arraysolutions.com

Orion now sold by M²

Outbacker Antenna Sales
330 Cedar Glen Circle
Chattanooga, TN 37412
615-899-3390
fax 615-899-6536

Palomar Engineers
PO Box 462222
Escondido, CA 92046
619-747-3343
fax 619-747-3346
e-mail palomar@compuserve.com
web www.palomar-engineers.com/

Palstar, Inc.
9676 N Looney Rd
P O Box 1136-1482
Piqua, Ohio 45356
USA
Tel: 937-773-6255
Fax: 937-773-8003
Email: Palstar@erinet.com
http://www.palstarinc.com/

Phillystran, Inc
151 Commerce Dr
Montgomeryville, PA 18936
215-368-6611
fax 215-362-7956
web www.phillystran.com/

PolyPhaser Corp
2225 Park Place
PO Box 9000
Minden, NV 89423-9000
702-782-2511
fax 702-782-4476
e-mail info@polyphaser.com
web www.polyphaser.com

Quicksilver Radio Products
30 Tremont St.
Meriden, CT 06450
USA
Tel: 203-440-4468
http://www.qsradio.com

Radiall/Larsen Antenna Technologies
3611 NE 112th Avenue
Vancouver, WA 98682
800-ANTENNA (800-268-3662)
360-944-7551
FAX 360-944-7556
fax 800-525-6749
e-mail info@radialllarsen.com
web www.radialllarsen.com/default.htm

Radio Bookstore (Radioware)
PO Box 209
Rindge, NH 03461-0209
603-899-6957
800-457-7373 (10am-6pm EST)
fax 603-899-6826
e-mail radware@radio-ware.com
web www.radiobooks.com/

Radio Center USA
1242 Howell
N. Kansas City, MO 64116
816-459-8832; 800-821-7323

Radio City
2663 County Rd I
Mounds View, MN 55112
612-786-4475; 800-426-2891
fax 612-786-6513
web www.radioinc.com

Radio Engineers/Technitron (see National RF, Inc.)

Radio Shack
(Contact your local store)

Radio Switch Corp
See Multi-tech Industries

Radio Works
PO Box 6159
Portsmouth, VA 23703
757-484-0140
800-280-8327 (Orders)
fax 757-483-1873
e-mail jim@radioworks.com
web radioworks.com/

Raibeam Antennas, Int'l
5638 West Alice Avenue
Glendale, AZ 85302
800-530-1913 (orders)
602-931-9135
e-mail wa7rai@raibeam.com
web www.raibeam.com/

RF Parts Co
435 South Pacific St
San Marcos, CA 92069
760-744-0700; 800-737-2787
760-744-0750 (Tech)
fax 760-744-1943; 888-744-1943
e-mail rfp@rfparts.com
web www.rfparts.com

RF TEC Manufacturing
256 Commerce Rd, Suite 517
Peachtree, GA 30269
770-251-2235
fax 770-502-9827
web www.rftec.com/

Roadrunner Resonator
1850 Swanson, #A20
Lake Havasu, AZ 86403
520-453-7211

ROHN Industries, Inc.
PO Box 2000
Peoria, IL 61656
309-697-4400
fax 309-697-5612
e-mail mail@rohnnet.com
web www.rohnnet.com/Index.htm

Ross Distributing Co
78 South State St
Preston, ID 83263
208-852-0830
fax 208-852-0833
web www.rossdist.com

Rotating Tower Sytems, Inc.
Box 44
Prosper, TX 75058
214-347-2560

Rotor Doctor
See C.A.T.S.

SGC Inc
13737 SE 26th St
Bellevue, WA 98005
425-746-6310
fax 425-746-6384
e-mail sgc@sgcworld.com
web www.sgcworld.com/

Shoestring Antennas
PO Box 425
Keyport, WA 98345
360-697-5399
fax 360-697-8416
e-mail jacksa@juno.com
web www.qth.com/shoestring/

Sky-Pole Manufacturing, Inc
1922 Placentia Ave
Costa Mesa, CA 92627
949-548-5596
fax 949-548-5598

Sommer Antennas
PO Box 710
Geneva, FL 32732
407-349-9114
fax 407-349-2485
e-mail sommer1@ix.netcom.com
web www.sommerantennas.com

Spectrum International, Inc
PO Box 1084
Concord, MA 01742
508-263-2145
fax 508-263-7008

Spi-Ro Manufacturing, Inc.
P.O. Box 189
Jonesborough, TN 37659
800-728-7594
423-913-1615 Tech Support
fax 423-913-2131
e-mail mailto:contact@spiromfg.com
web www.spiromfg.com/

Surplus Sales of Nebraska
1502 Jones St
Omaha, NE 68102-3112
402-346-4750
800-244-4567 (Orders only)
fax 402-346-2939
e-mail grinnell@surplussales.com
web www.surplussales.com/

Tarheel Antennas
913 Old Honeycutt Rd
Fuquay-Varina, NC 27256
919-552-8788
fax 919-552-4970
e-mail tarheelantennas@aol.com
web www.tarheelantennas.com/

Tashjian Towers Corporation
(used to be Tri-Ex Towers)
2183 S Highland Ave.
Sanger, CA 93657
559-495-0307
559-284-9707 Mobile
fax 559-495-0557
e-mail tashjian@MSN.com
web www.karltashjian.com/

Telex Communications, Inc
Hy-Gain (see MFJ)

Ten-Tec, Inc
1185 Dolly Parton Parkway
Sevierville, TN 37862
865-453-7172
865-428-0364 (Repairs)
fax 865-428-4483
web www.tentec.com/

Tennadyne Corp
PO Box 34202
San Antonio, TX 78265-4202
210-599-9064
fax 210-599-9064
(same as voice)
e-mail tennadyn@satx.net
web www.tennadyne.com/

Teri Software
PO Box 277
Lincoln, TX 78948
979-542-7952
e-mail
support@antennamodel.com
web www.antennamodel.com

Texas Radio Products
5 E Upshaw
Temple, TX 76501
817-771-1188

Texas Towers
1108 Summit Ave, Suite 4
Plano, TX 75074
800-272-3467
972-422-7306 (Tech)
fax 972-881-0776
e-mail sales@texastowers.com
web www.texastowers.com/

T.G.M. Communications
121 Devon Street
Stratford, Ontario, N5A 2Z8
Canada
519-271-5928
e-mail tgmc@sympatico.ca
web www3.sympatico.ca/tgmc/
index.html

TIC General
PO Box 1 - 1110 Airport Rd
Thief River Falls, MN 56701
218-681-1119
fax 218-681-8509

Timewave Technology, Inc.
1025 Selby Ave, Suite 101
St Paul, MN 55104
USA
Tel: 651-489-5080
Email: sales@timewave.com
http://www.timewave.com

Traffie Technology
421 Jones Hill Road
Ashby, MA 01431-1801
888-599-BEAM (888-599-2326)
978-386-7900
fax 978-386-7900 (same as voice)

Trylon Manufacturing Co. Ltd
21 South Field Dr
PO Box 186
Elmira, Ontario
N3B 2Z6 Canada
519-669-5421
fax 519-669-8912
e-mail info@trylon.com
web www.trylon.com/home.asp

Tucker Electronics and Computers
1717 Reserve St.
PO Box 551419
Garland, TX 75355-1419
800-527-4642 (Test equipment
and catalog requests)
214-348-8800 (x332)
fax 214-340-5460
web www.tucker.com/

Unadilla Antenna Manufacturing
PO Box 4215
Andover, MA 01810-4215
978-975-2711
978-475-7831 (Office)
fax 978-474-8949
e-mail info@unadilla.com
web www.unadilla.com/

Universal Manufacturing Co
43900 Groesbeck Hwy
Clinton Township, MI 48036
810-463-2560
fax 810-463-2964

Universal Radio
6830 Americana Parkway
Reynoldsburg, OH 43068-4113
USA
Tel: 800-431-3939 (Orders)
614-866-4267 (Technical Info)
Fax: 614-866-2339
Email: dx@universal-radio.com
http://www.universal-radio.com/

US Tower Corp
1220 Marcin St
Visalia, CA 93291
559-733-2438
fax 559-733-7194
web www.ustower.com

Valor Enterprises
1711 Commerce Drive
PO Box 601
Piqua, OH 45356-0601
513-778-0074; 800-543-2197
fax 513-778-0259
web www.valorantenna.com/

Van Gorden Engineering
PO Box 21305
South Euclid, OH 44121

Van Valzah Co
38 W 111 Horseshoe Dr
Batavia, IL 60515-9730
708-406-9210

Vectronics
300 Industrial Park Road
Starkville, MS 39759
800-363-2922; 662-323-5800
fax 662-323-6551
e-mail jshurden@vectronics.com
web www.vectronics.com

XMatch
Paul Schrader, N4XM
7001 Briscoe Lane
Louisville, KY 40228
web http://n4xm.myiglou.com/

XX Towers
814 Hurricane Hill Road
Mason, NH 03048
603-878-1102
fax 603-878-4200
e-mail kc1xx@kc1xx.mv.com
web www.xxtowers.com/

W1JC—TV Evans
113 Stratton Brook Rd
Simsbury, CT 06070
860-658-5579
web pages.prodigy.com/w1jc

W3FF Antennas
2390 Templeton Dr.
Redding, CA 96002
USA
Tel: 530-226-8446
Email: sales@buddipole.com
http://www.buddipole.com

W7FG Vintage Manuals
3300 Wayside Drive
Bartlesville, OK 74006
USA
Tel: 800-807-6146 (orders)
918-333-3754
Email: w7fg@eigen.net
http://www.w7fg.com/

W9INN Antennas
PO Box 393
Mt Prospect, IL 60056
847-394-3414

Wacom Products
PO Box 21145
Waco, TX 76702
716-549-4700
e-mail sales@txrx.com

WBØW, Inc
PO Box 8547
Saint Joseph, MO 64508
USA
Tel: 816-364-2691
Email: WB0W@WB0W.com

The Wireman Inc.
261 Pittman Road
Landrum, SC 29356-9544
800-727-WIRE (800-727-9473)
Orders only
864-895-4195 Technical
fax 803-895-5811
e-mail N8UG@earthlink.net
web thewireman.com/

Yaesu U.S.A. (Vertex Standard)
10900 Walker St.
Cypress, CA 90630
714-827-7600
e-mail
amateurtech@vxstdusa.com
web www.yaesu.com/amateur/
amateur.html

YagiStress
Kurt Andress, K7NV
2835 Wade Street
Minden, NV 89423
702-267-5290
e-mail K7NV@contesting.com
web yagistress.freeyellow.com/

Zero Surge Inc
944 State Rt 12
Frenchtown, NJ 08825
908-996-7700
fax 908-996-7773
e-mail zerosurge1@aol.com
web www.zerosurge.com/

第 22 章

天 线 杆

在选择天线杆时一个最基本的考虑就是结构的安全性。许多地方的建筑规章都要求在架设某个结构通常包括天线杆、天线塔等之前需获得批准。一般而言，有这些有要求的地方也有相应的必须遵守的建筑安全法规。这些规章制度有可能会限制搭建的方法和所用的材料，比如在搭建一个自立式的天线塔时。在建造塔之前应当到当地政府的建筑部门去商量一下，这样可以避免一些将来可能会遇到的不必要的麻烦，因为塔如果未能通过建筑安检人员的审查，是要被拆掉或改建的。

市政当局有权利和义务去执行任何合理的与人身安全和财产有关的规章制度。但法院也逐渐承认市政府的权力无法延伸到有关美学的问题上来。如果有人反对架设天线杆、天线塔或者其他的天线结构仅仅是因为在他们看来这些结构影响了周围的美景时，这个事实并不能作为拒绝发放建筑安全许可证的理由。自从 PRB-1（联邦非必要限制天线占地条例）出台以来，这个准则已经在许多法庭上得到实证。由于这条法规，现在要获取一个架设天线塔的架设许可证要比前不久容易多了。

即使在那些没有安全法规或者有但并不强制执行的地区，业余爱好者也应该仔细地选择尽可能安全的架设地点和天线样式。我们应该对设计方案和架设方法精挑细选，即便发生倒塌事故，也要使人身伤害或财产损失降低到最小才行。从金钱损失以及业余无线电的公众名誉上来说，仅仅一起人员伤害事故就会让我们付出极大的代价，这远胜过你架设一副再结实不过的天线了。

本章已经经过 Kurt Andress（K7NV）的仔细查阅和改写。

22.1 树作为天线杆

从业余无线电一开始，树就已经广泛地被用来架设天线了。树不需要任何的成本，并且还经常提供一个相当高的架设高度。树用作天线杆，当有风的时候并不稳定，除非树很大，从顶部的树干开始就能很好地支撑天线。因此，用树来支撑的天线必须架设得比用固定支架来搭建的更加牢固才行。即使是坚固地架设，让天线从树上悬挂下来或者是从两树之间悬挂也未必靠得住。要预料到，偶尔的修补和替换是经常的事。

把滑轮绑到树上有两种基本方法。如果可以安全地爬树到达所需高度，那就可以直接将滑轮固定到树干上，如图 22-1 所示。为了避开树枝，可以将升降索的天线端临时系在树干的滑轮位置处。然后将升降索的剩余部分盘卷起来，再从滑轮的高度上沿着天线的方向水平甩出去。稍微加重升降索的天线端重量会比较有利于操作。

把天线系到升降索上以后，把另一端从树上解下来，穿过滑轮，然后沿着树干尽可能直地垂到地面。把天线拉起来以后，升降索的另一端长度只要能使其到达地面即可（如果需要把天线降低，那么只要在升降索的另一端接上另外的绳子就能实现）。

另一种方法是直接在地面上把一根绳子绕过树干，然后用这根绳子吊起一个滑轮，并把它固定到树上。要完成这个事，有几种比较有创意的方法。最简单的就是用一根一端加有重物的引线，比如钓鱼线或者泥瓦匠用的记号线。抓住绳子离重物约两英尺的地方，然后让重物在空中钟摆式地前后摆动，最后向树梢方向顺手甩出去就可以了。

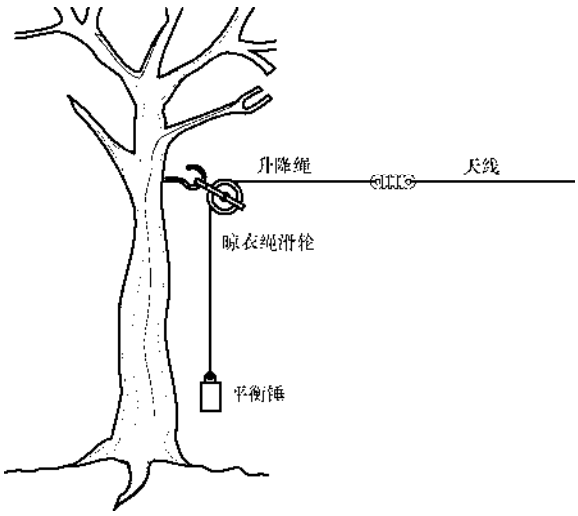


图22-1　一种使用平衡锤来减小天线运动和防止在刮风的时候天线从树上移开的方法。可以不用爬树就使天线降低方法是先移开平衡锤，之后再把剩余的绳子系到升降索底部。为此，多余的绳子也可以留在平衡锤上，因为升降索的底部处的绳节无法穿过滑轮。

要掌握好所选绳子应加重物的合适重量，甩出去之前手离重物的距离以及松开绳子时的重物摆动的弧度，你可能要试验几次。重物要足够重，以使导引绳子绕过树干以后，能回到地面才行。一旦重物不够重，没有能把绳子拉到地面，可以上下抖动绳子以在绳子上产生一个行波，这有助于让重物掉下来。树越高，绳子和重物就必须越轻。还需注意的是，在甩出绳子的手上带只手套，因为绳子快速地从手中滑出去时，有可能会把手严重灼伤。

如果所选用的树杈和地面之间的视线很清楚，那么经过足够多次的尝试以后，还是可以挂中树杈的。另外，要尽可能地把线绕在树杈的中间部分。如果需要把线拉回来重新再绕到树上，那么把线拉回来的时候要尽可能地慢，不然的话，重物会来回摇摆使线绕在小分杈上，再想拉回来就非常困难了。

把绳子甩出去之前，先把绳子铺在地面上拉直可以防止绳子打结，但这样会给绳子施加额外的下拉力，这可能会妨碍绳子的悬挂。另一种方法是用 8 个钉子排列成圆周钉在一个 1 英尺厚的木板上来制作一个固定的转盘。把绳子绕在用钉子做成的圆盘上以后，当把有重物的一端甩出去的时候其余部分应该很容易就能从圆盘上抽出来。木板应该倾斜一定的角度，且朝着绳子甩出去的方向。

其他能够成功地将引线绕到树上的装置是一张弓和一支绑着重线的箭，还有渔夫使用的短铸棒和转盘。用外科橡胶管和金属框架组成的 Wrist Rocket 弹弓已经被证实是一种非常实用的天线投掷装置。当然如果这个架设地点有足够的空间，那么还有一种方法那就是放一个风筝且放到足够高后，然后围着树一直走，直到风筝线刚好与树中心排在一起时，开始松线直到风筝掉下来为止。这个方法可以用来把一根线搭在两根经过一小片森林的高大支杆之间，而此种情况时其他方法可能很难实现。

引线应该可以相继地拉着更重的绳子绕到树上，直到拉至能承受天线张力的合适尺寸为止。把天线升降索穿到滑轮上以后，就用这根绳子把滑轮拉到树上。提拉滑轮的绳子必须耐摩损，因为当它穿过树杈时会和树杈之间产生摩擦；另外在拉的过程中，较靠下的树枝也会和绳子有摩擦。由于这个原因，提拉滑轮的绳子最好选用镀锌吊窗索的或者绞合的拉线。

把较大的绳子或者电缆接到较小的绳子上去时，需要特别注意。用小绳子引着大绳子绕过树杈时，必须打个结以尽可能地防止它们脱离。其中一种连接方式如图 22-2 所示。

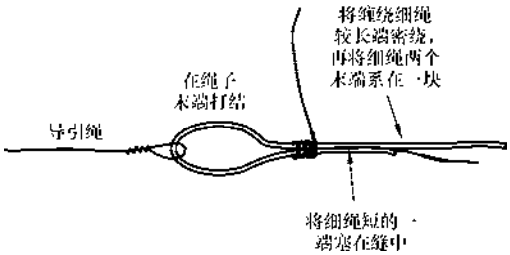


图22-2　把升降索连到引绳上去的时候，要避免太大的绳节，因为这样可能会导致绳子被卡在树叉上。

在树杈处绳子第 1 次停止移动，但这个树杈有可能不是特别牢固而经受不住天线的拉力。但如果绳子已经通过（或者靠近）树的中间部分，那么它经常会把较不结实的树杈折断而停在较低处结实的树杈上。

不必说，上面提出的任何方法都应该根据当时的人手和工具来选择。用小孩子玩的海绵橡皮球（棒球大小）来拉住重绳索或者引线，它提供了一个可靠的重量。

如果在往上拉天线的过程中，天线缠在了较低的树枝上，或者其他的树妨碍了天线的架设，那么可以把一端栓有重物的绳子抛起来绕在天线上再把它向一个合适的方向滑动，因为这样可以把天线拉向一边而避开障碍物，如图 22-3 所示。

风的补偿作用

悬挂在两根不牢固的天线杆之间的天线在有风的时候会动摇动，此时可以用硬弹簧，如拉紧时用在纱窗门上的弹簧，或者用一端拴有重物的升降索来减小天线的摇动。如图 22-1 所示。这里的重物，可能是废旧金属、吊窗锤或者装有沙子和石头的镀锌桶，需要根据当下的情况来用实验方法调整它的重量。图 22-4 提供了一种把平衡物固定到升降索上的简单便利的方法。它省去了从升降索上解绳结的麻烦，因为暴露在空气中且处于拉伸

状态的绳结时间久了会变得很硬而不容易解开。

把树用作直立天线的天线杆

树也可以像支撑水平天线一样来支撑直立天线。如果树比较高且有伸出的树枝，可以使用图 22-5 所示的方案。把天线的顶端固定在绕过树枝的升降索上，然后拉回到地面高度，再系在树干上。

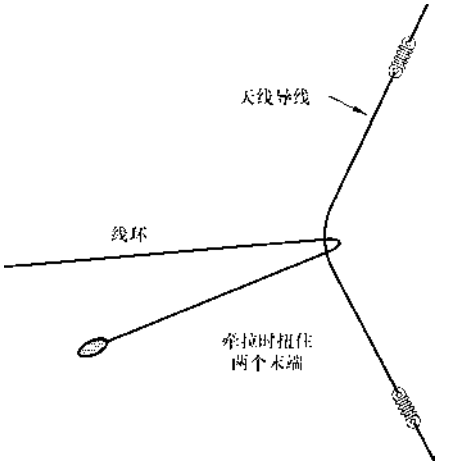


图22-3　一根绕在天线上的栓有重物的绳子可以用来把天线拉向一侧，以避开障碍物，如树干，因为这样可以把天线拉起来。当障碍物扫除以后，就可以松开栓有重物的绳子的一端以把它与天线分开。

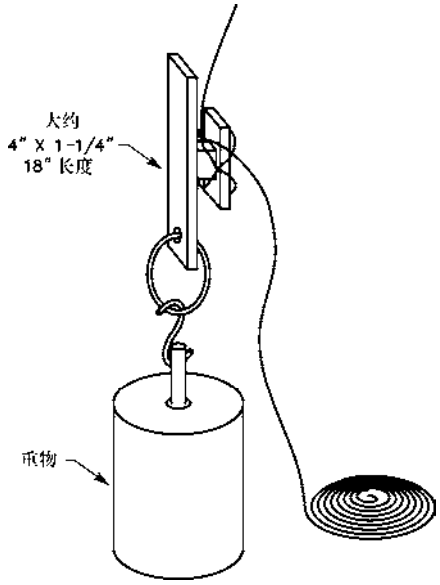


图22-4　使用夹板来省去解绳结的麻烦，因为绳结可能会因为天气原因而变硬。

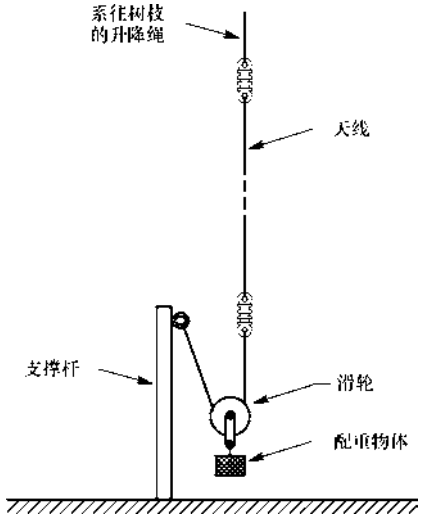


图22-5　用在从树枝上悬挂下来的垂直天线上的重物。

22.2　天线杆的材质

如果架设地点没有合适的树可用，或者是对天线杆稳定性要求较高的话，那么在合适的跨度距离内选用轻型拉线式天线杆会比较合适。曾经大多数业余无线电爱好者的天线杆是由木材来建造的，但是电视产业的发展导致了价格不贵但却经久耐用的铁质天线杆。然而在某些情况下，有必要或者适合用木质的天线杆。

22.2.1　梯式天线杆

对于在天线测试、选址、应急通联、户外集会时使用的天线系统，临时的天线支撑有时是必要的。现有的普通铝制梯子就是这种设备的理想选择。它们结实、轻便、可延展、不受天气影响并且易于运输。此外，这种铝制梯子容易找到，而且工程完毕之后可以返回到正常使用中。一个梯式天线塔可以支撑轻型三波段八木天线的梁和转向器。

只要有耐心和独创性，一个人就可以架设起这个装置。一个最大的问题就是爬到梯子顶点的过程中如何稳住梯子。这个梯子可以用 1/4 英寸的聚丙烯绳子拉线固定住。绳索按照标准形式每层 3 根被安置在梯子上。如果有人帮忙的话，可以在梯子处于收缩状态的时候爬上去，把天线和转向器固定住以后再把梯子拉长。但是大多数伸缩梯上的轻型滑轮系统不能用来举起拉伸梯子，因为不够坚固。此时就得把这套装置换成或扩展成重型滑轮和绳子了。此外还得确保，用于固定的绳索不会妨碍梯子伸缩部分的操作。

在这个系统中，有一个危险因素必须避免：当梯子伸长的时候，一定不要站在上面，即使只伸长一个梯蹬。一定不要站在梯子上的时候试图升高或者降低梯子。一定要用重型绳索和滑轮来伸缩梯子。

如果梯子只由一个人来伸缩，那么请遵循下面的指导方针。首先，开始之前确保梯子梯蹬的锁定装置工作正常。梯子的底座一定要加装铰链以防它在直立的过程中产生滑动。用于固定的绳索一定要按照下述方式捆绑放置在梯子上，即当装置失控的时候，它能起到安全约束作用。休息的时候用可用的装置（比如另外一架梯子）来支撑住这架梯子（如图 22-6 所示）。



图22-6　把梯子挪动到它的垂直位置。当Chirs,VE2FRJ检查绳索的时候，Keith（VE2AQU）正在用另一架梯子来支撑天线（照片由Keith Baker（VE2XL）提供）。

把梯子立起来并且把用于固定底部的绳索系牢以后，把上面的部分每次升高一个梯蹬。一定不要把梯子拉长到超过它的设计允许高度，比起高出的几英尺的高度，安全性还是要重要得多。

对一个临时的装置，寻找合适的用于固定绳索的装置会是一次需要创造力的工作。栅栏柱、树和重型管子都可能是有用的。如果没有足够强度的用具，可以把锚柱或者管子插到土里去。沙地是最困难的工作场地，因为它极难固定锚柱。废弃的汽车轮轴也可以像锚柱一样插入地中，因为它有可观的质量与强度。活动结束后，可以用链条和汽车千斤顶把它取出。

最重要的是，一定要使天线塔和天线远离电力线。如果装置倒了要确保它砸不到电线，拆卸过程与架设过程相反。对于临时速成的天线杆来说，梯式天线塔是很方便的，但是无论使用任何临时的天线杆材料都必须认真以保证结构的安全。

22.2.2　A形天线杆

图 22-7 所示的是一根轻便但相对比较便宜的天线杆。在长达 40 英尺的时候，它还是很容易就被竖起来且仍能承受住普通电线天线系统的拉力。所使用的木材是 2 英寸×2 英寸的直纹松树，许多木林场认为这是铁杉）或者杉树干。每一根直立部分都有 22 英尺长（用作天线杆要略高于 40 英尺），横梁也被削成合适大小。4 根 2 英寸×2 英寸的木材，每片 22 英寸长已经足够了。需要的其他材料有 5 个直径为 1/4 英寸长为 5½英寸的车身螺栓，一些长钉，一根约 300 英尺长的用于固定的绞线或者硬镀锌线，足够多的陶瓷绝缘子（“鸡蛋”）把拉线分成几部分，普通滑轮和升降索。如果陶瓷绝缘子每隔 20 英尺放置一个，那么约 15 个就够了。

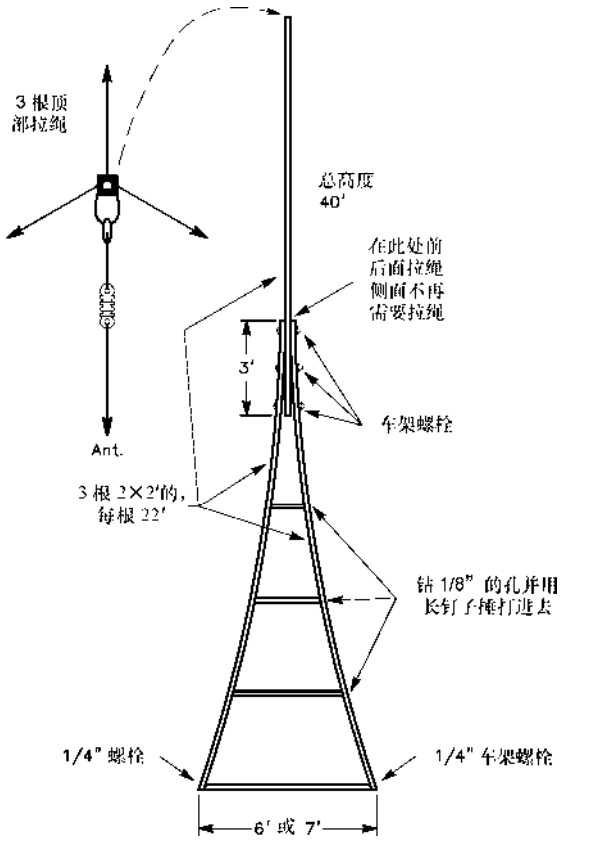


图22-7　A形天线杆轻便，且容易构建和直立。

挑选和购买的木材必须是直木纹且无木节的的树干，完成以后，把锯木架和工具箱放置好，将天线杆像图 22-8 那样组装起来。在这一阶段，最好在天线杆外面刷上一层底漆且在外面涂上白色胶漆。等漆干了以后，把拉线绑好，再把滑轮装到天线杆的升降索上去。滑轮支撑物必须固定在合适的位置，使它的前部被固定，而后部将承受大部分负载拉力。最好用金属丝和一个小的穿透螺钉将天线杆包扎起来，以免滑动，这比使用有眼螺栓好。

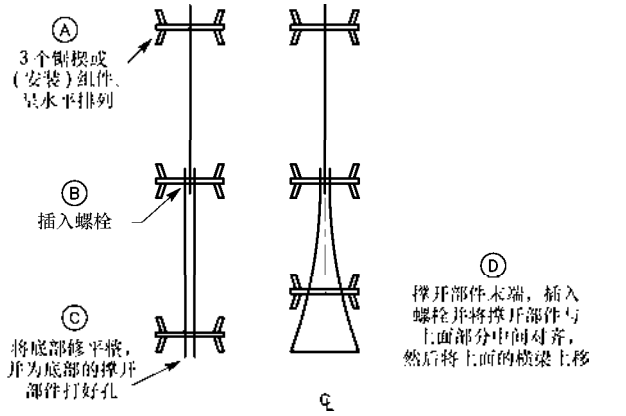


图22-8　一种把A形天线装配在锯木架上的方法。

如果桅杆是要立在地上的，那么需要钻入几个木桩

以防止底部滑动。这时候在助手的协助下可以使其竖立起来。如果天线要架在房顶上，那么首先把它靠着墙立起来，然后从房顶把它往上拉其间保持杆子是直的。整个装置必须足够轻便以使两个人就能完成所有操作——拉起桅杆，把它抬到架设处以及固定拉索并保持杆子垂直。如果是在同一地点架设一个垂直的普通天线塔的话，这块屋顶上的平地显得太小了，但在这上面建造一个上述的天线杆还是完全可行的。

22.2.3 电视天线杆的材质

电视天线杆一般长 5 英尺和 10 英尺，直径为 1/4 英寸，有钢和铝两种。这些部件在一端都有纹路，以使各部件可以连接在一起。一个较方便的式样是可伸缩式天线杆，这个在许多电子设备商店里都可以买到。拿到的可伸缩杆可能是由 3～5 节 10 英尺的杆子组成的，并且还配备有包括拉索和把每一节伸展后锁定住的工具。这些天线杆天生就比非伸缩式天线杆更适合用来架设拉索天线，因为越接近天线杆底部每一节的半径就越大。例如，一个 50 英尺高的天线杆最上部分的半径是 1.25 英寸，而最下端部分的半径是 2.5 英寸。

拉索环每10英尺装一个，但拉索并非每一点都需要装。拉索的关键位置除了杆的顶部以外，接近杆中部的地方也至少再安装一回。如果天线杆在风中有大幅摆动或在水平线天线负荷下有弯曲的倾向，必须在合适的点增加拉索。

22.3 天线杆的固定

一般地，要固定一根天线杆，只需 3 根朝向不同的张索就足够了。张索应该围着天线杆均匀放置。所需拉索的数量取决于天线杆的高度、所要架设的天线张力的大小和天线杆本身的坚固程度（或说是坚硬度）。一般来说，一根 30 英尺高的天线杆至少需要两组拉索，而一根 50 英尺高的天线杆至少需要三组拉索。上部的一根拉索应固定在与线天线施力方向正好相对立的方向上的一点。同一组的另外两根拉索应该分别装在第 1 根拉索两侧 120° 的方向上，如图 22-7 所示。

顶部拉索通常应固定在距离天线杆底部至少为天线杆高度 60%的位置处。这个距离决定着拉索的负重和天线杆承受的垂直拉力。在 60%这个位置，与线天线方向相反的拉索上的力约是天线张力的 2 倍。而天线杆上的压力是天线张力的 1.66 倍。如果这个位置超过天线杆高度的 80%，那么拉索上承受的力将比天线负荷大 1.6 倍，而天线杆承受的压力是天线负荷的 1.25 倍。

无论什么时候，只要有可能就要使用最大的天线杆拉索间隔。如果间隔较小，天线杆所承受的外加压力变大，这样容易造成天线杆的弯曲。当作用在拉索跨距上的压力太大时，天线杆就会发生弯曲。这一部分很快就不能再用了，有时甚至会折断，损坏天线杆。如果增加拉索的组数，可以减小拉索的无支撑跨距，稳定天线杆，使它保持直立，从而减小它弯曲的可能性。

当风吹过拉索天线杆各部分的时候，会产生一种叫做涡旋脱落的自然现象。对于每个组成部分的尺寸，形状和长度，都有一个相应的风速能使其产生机械共振。如果升降杆的每部分都具有相近的大小和长度，那么它们很有可能同时振荡。为了减小这种可能性，应改变拉索沿天线杆的固定位置以使每一节的长度不同。这会使每一部分的机械谐振频率不同，从而减小了各部分同时振荡的可能性。

在考虑拉索沿天线杆固定的位置的同时，还应该考虑天线杆弯曲的条件。由于天线杆底段的压力最大，而在顶段最小，因此固定拉索的时候，要尽量让底间距最小，顶间距最大。选择不同间距的一个大体指示就是以10%～20%的幅度改变未拉索部分长度。

比如，对于一根配有 3 组拉索 30 英尺高的天线杆，等距固定的间隔是 10 英尺。我们可以以中心间距 10 英尺为参考，顶部的拉索间隔增大 15%，底部间隔降低 15%。虽然这并不是一种精确的技术方法，但根据天线杆的弯曲条件而调整各间隔的长度，可以使天线杆每部分的固有频率不同。

如果拉索是由可导电材料做成的，那么它会产生电共振，从而可能会导致天线辐射图的畸变，你可以使用绝缘子（如图 22-9、图 22-10 所示）把每条拉索分成不同的长度可以消除这个问题。本章下面会有详细的讨论。

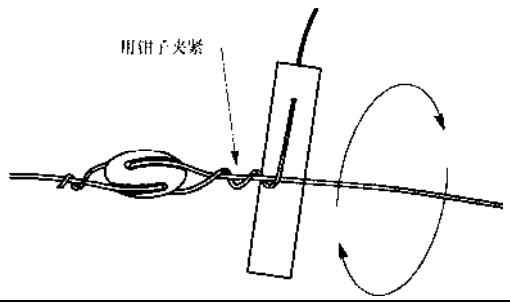


图22-9 固定绝缘子时，用来扭转硬拉索线的简单操作杆。



图22-10 用标准的与所用电线尺寸相匹配的电缆夹子把线多股拉索线连接到绝缘子上。

22.3.1 拉索的材料

只要在安全载重之内，天线杆拉索的材料可以选用第 20 章列出的任意一种升降索的材料。非金属的材料有以下好处，你不需要仅因为避免不期望的共振互扰就把它们弄成几段。所有的这些材料都很容易被拉伸，然而容易拉伸却带来了装置持久性差方面的问题。在额定工作载重的条件下，干的粗麻绳能伸长 5%的幅度，而尼龙绳能伸长约 20%的幅度。通常，经过一个大风天气和干湿周期以后，这些绳子都会变得特别稳定，不再需要频繁地调整了。

实芯镀锌钢绳也很广泛地被用作拉索。这种绳子的额定负载值约是铜包线的 2 倍，但它很容易被腐蚀。用于电视天线的多股镀锌绳也可以用于轻型天线应用中，但它仍然易受腐蚀。因此最好每 6 个月就检查一次拉索看看有没有腐蚀或受损的迹象。

22.3.2 拉索的固定

图 22-11 和图 22-12 给出了两种不同的用于固定拉索的桩。在图 22-11 中，一根或者两根锚管根据拉索的角度而按照一定的方向被打入地下。如果一根锚管不够牢固，那么就可以像图中一样用两根，一前一后，两者用镀锌钢绳连接着。由于重型规格的镀锌钢管有较好的抗腐蚀能力，经常被选用。栅栏钢桩也同样常被采用。图 22-12 所示的是一种埋桩。这种埋桩可能包括一根或者多根 5 英尺或 6 英尺长的管子，或者是废弃的汽车零件，如缓冲器或者轮子。埋桩应该有 3～4 英尺要被打入地下。连接埋桩和拉索的绳子最好是镀锌钢丝，如 EHS 绳缆。此外，还应该在埋在地下的拉索上面涂一层盖屋顶用的沥青以提高抗腐蚀的能力，但在埋到地下之前要让沥青彻底干燥。

还有一些重型螺旋钻型的桩也可以使用，它是被旋进地下的。然而，虽然这些桩能很方便地打入地下，但它们经常比固定一个天线杆所要求的桩要重一些。另外，还需要对这些桩进行每年一次的检查，你可以围着桩往地下挖几英寸，看看它们有没有腐蚀。

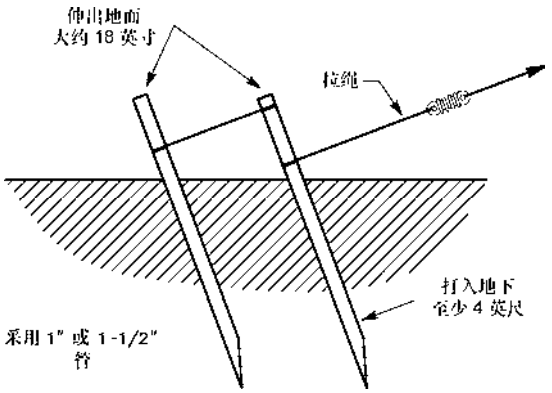


图22-11 固定拉索的地桩。对于小型天线，一根地桩就足够了。如果强度增加时，可以像图中那样再增加一根。

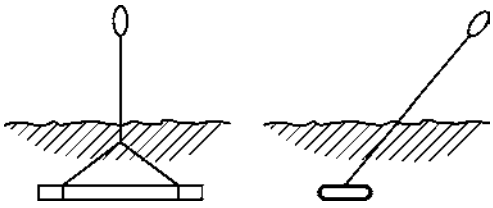


图22-12 埋桩（参见文章中的说明）。

当然，如果天线杆附近有一些合适的树木或者建筑物，那么也可以用来固定拉索。这个时候就要小心了，一定要保证树木的尺寸合适，还有就是在把拉索固定到建筑物上的时候要有充分地安全措施。

22.3.3 拉索的张力

天线杆的固定中遇到的大部分问题源于拉索固定得太紧了。一定不能为了校正天线杆的明显弯折或者减小其在风中运动的幅度而把拉索固定得太紧，超过规定值 10%～15%的工作负载就足够了。大多数情况下，拉索的张力是不需要使用弯头的，线天线反方向的那根拉索可能是个例外。如果在校正天线杆的弯曲上真的有困难的话，也应该减小拉索承受的力，或者增加几组拉索。另外，还需要对天线杆进行定期的检查，尤其是在大风天气以后，以确保拉索和固定桩没有松动或移位，允许天线杆没有达到所要求的直立标准。

22.4 竖起天线杆和其他天线支撑物

低于 30 英尺的天线杆，当它的底部被固定住时可以很简单地竖立起来。可以在天线杆四周围上一些阻塞块，以确保在直立的时候它的底部既不会滑动也不会倾斜。在每个支索上必须安装一个辅助设备，而他们可以在天线杆靠近垂直位置的时候适当的拉住支索。可以使用升降索。

当天线杆被拉起来的过程中，用一个剪刀状交叉的支架一直跟随着它（见图 22-13）会比较好，如果在天线立起来的过程中需要停顿的话，这就显得很必要了。如果辅助设施充当的是天线杆的双腿的话，这种支架也是需要的。

当天线杆将近竖直位置的时候，那些拉住拉索的人就应该准备临时地拴紧拉索以防止天线杆倒下。这些拉索以后可以进行调整，以便天线杆能完全直立。

高于 30 英尺的天线杆，可能要用到某种形式的起动架，如图 22-13 所示。在天线杆中间靠上的某处绕上几圈绳子。这些绳子的一端通过树杈被绑在一块。在天线杆直立的过程中，这些绳子应该紧紧拉住以防天线杆从中间弯曲。如果没有树，可以临时立一根 2×4 的柱子，用来固定绳子。等天线杆完全立起来以后，辅助用的绳子就可以从天线杆上解下来了。

电话线的架杆或架设塔是更加坚固的支撑物。这种支柱不需要拉索来固定，但它们并不单独用来做天线杆，因为造价太高。但对于超过 50 英尺的天线杆，电话塔就相对来说是一种最实用的选择了。

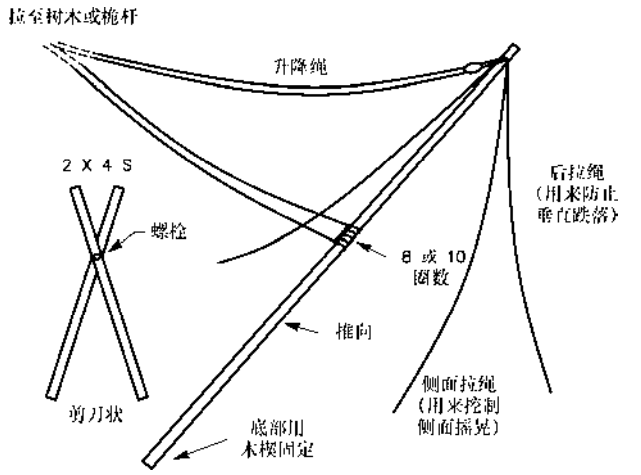


图22-13　拉动系在天线杆中间靠上位置处的起动绳索和升降索可以辅助竖起天线杆。拉动的力应该刚好使天线杆尽可能保持在一条直线上。“剪刀”状支架用来在天线杆下面推动它，如果在竖起天线杆的过程中需要停顿的话，它也可以用作支撑物。

22.5　天线塔和天线的选择与安装

天线塔的选择、它的高度、天线的类型和转向器或许是架设人员所面对的一系列更复杂的问题。天线塔，天线和转向系统的各个方面都是相关的，在做出关于特定系统组成的任何决定之前，你都应该考虑整个体系。

也许对于大多数业余爱好者来说最需要考虑的是天线系统对周围环境的影响。如果有很大的空间用于天线塔的装设，而且不会引起家里其他成员或者邻居反感的话，这样的情况对业余爱好者来说无疑是再好不过了。通常，首先要考虑的就是纯粹的经济问题。很多情况下，设施的大小、天线对其他系统的影响，地方法令以及是否靠近电力线或天线杆都极大地影响着天线塔/天线系统的选择。

对于安装，业余爱好者必须要考虑到实际条件的限制。以下给出几点建议供参考：

1）如果安装处的塔倒下会砸到邻居的财产，那么这个位置就不适合安装塔。

2）天线安装位置还有下述要求，即，在天线正常工作或者万一结构倒塌的情况下，天线不会和电力线相缠结。

3）安置拉索加固的天线塔则需要足够大的空间，在水平地面上，拉索和塔基的距离需要达到 60%～80%天线塔高度，如果有斜坡则需要更大点的区域。

4）必须加一些预防措施，以防止孩子们爬天线杆（塔基周边围上家禽网可以实现这一点）。

5）核对一下地方法规，以免某些法规的限制影响到安装计划。

其他的重要考虑事项有：（1）总的投资金额，（2）所需要的天线重量和大小，（3）气候，（4）架设者攀登固定塔的技能。

大多数的天线塔制造商都会提供表征工程天线塔配置的一览表或者数据包。这些为使用者选用最合适的天线塔配置提供了方便。最普遍使用的塔设计标准是 EIA（电子工业协会）RS-222 和 UBC（统一建筑法规）。这些规范详细说明了塔、天线和拉索应如何选择及怎样应用于体系，同时也确立了天线塔分析的通用标准。地方主管部门常需要经有执照的专业工程师对装置进行审查和批准后，才发放建筑许可证。美国各地的地方主管部门会采用不同的设计标准，所以制造者的通用结构理念常常是不适用的。

在你选择塔的过程中，首先要确定的是当地主管部门所采用的规格类型（如果有的话）。然后，确定选址地区的基本风速。在大多数的规范中，基本风速是指一英里内的风经过建筑物的平均速度。它一般比从选址区的风速计上读得的最大值要小。例如，70 英里时速的基本风速可能包含 80 英里时速的最大值和 60 英里时速的最小值，不同的风速在一英里内均匀地分布着。基本风速可以从相应说明书中的表格或地图上找到。一般地，选址的基本风速也可以从地方主管部门得到。浏览网址 www.championradio.com，可以得到美国各县的 EIA 基本风速表。而 UBC 基本风速表

可以在任一地方图书馆里查到。

天线制造商也会提供一些天线数据，以帮助你进行选择。不幸的是，天线的机械设计并不是和天线塔的设计遵循同样的标准。适当的天线选择常常意味着，你必须亲自确定天线的表面区域来避免天线塔的过载。关于这一点的更多讨论将会在本章稍后展开。

参观本地其他业余者已经建好的天线塔，对于一个天线塔的架设新手来说会有很大的帮助。查看他们的硬件设施并且提出自己的疑问。如果可能的话，让一些有经验的爱好者检查你的方案会避免一些不必要的麻烦。他们可能会提供很大的帮助。当然如果你附近也有人在计划安装塔及天线系统的话，也要贡献出自己的援助。经验对于架设天线塔的重要性是不可替代的，这种经验有时的确非常宝贵。

22.5.1 天线塔

支撑天线的塔有各种各样的类型。每一类型有它自己的好处和限制，或条件或要求。通常你能选择一种独特的天线塔是因为考虑了具体问题而不是仅想到纯粹的机械性能。根据具体情形选择最合适的塔的形式的第一步是，理解各种类型的塔的功能以及它们各自的架设条件。

拉线式天线塔

最常见的一种类型是用同样的一堆零部件构成的拉索式天线塔，围绕塔对称地安置地桩，塔是通过栓在地桩上的拉索固定住的。这样的塔最经济，每英尺上只需一美元投资，同时天线负载承受能力比非拉索式天线塔更强。

拉索式天线塔能够抵抗由于风造成的系统的侧向负荷。因为拉索倾斜地固定在地面上，风造成的水平负载导致塔的垂直负载分布在在每个天线塔/斜拉索连接处。塔变成一个受压体，从而抵抗由于斜拉线反作用产生的纵向压力。塔受压会变弯，所以沿塔的斜拉线间距是很重要的。

拉线式天线塔的塔基

在拉线式天线塔中另一个重要的现象就是斜拉电缆的伸展。所有的斜拉线在有负载的时候都会伸展拉长，而且当有风吹时，被拉长的斜拉线会使塔稍微倾斜。如果塔基是被埋在混凝土中的话（许多业余爱好者经常这样做），塔基处的弯曲应力将会是一个重大的因素。安装在锥形墩底基上的塔，能更好地吸收塔的倾斜，同时它们对于斜拉线的伸长问题也非常不敏感。

锥形底基的塔装置也不是没有缺点。这些装置通常需要扭矩臂的固定支架或者 6 个接线扭矩臂配合来抑制由于天线扭矩引起的塔的旋转。在把它们安装在地基上的过程中，也是需要临时的斜拉线的帮助，直到永久性的斜拉线安装好之后。一些登塔者在攀爬时也不喜欢有弯曲的塔。

站在积极地一面看，锥形底基天线塔的所有结构构件都处在混凝土地基之上，消除了天线塔因埋在地下而被腐蚀的隐患。大多数关于天线塔基类型的安装都是根据建设者/维护者的偏好。当你成功使用某一类型的塔基结构时，为确保安全，明智的做法需要你再进行工程力学的计算（或者请专业的工程师来做），尤其是对于天线负载很重时，或是所使用的拉索很有弹性，如 Phillystran 拉索，这种计算非常重要。

图 22-14（A）所示结构是从较早的 1983 年的 Unarco-Rohn 目录中摘取的。在这个结构中，上拉索位于塔顶端处，而下拉索置于塔中部上面。这个结构对于大多数业余无线电爱好者来说是最好的选择，天线安装在一个可旋转的杆上，杆延伸出塔顶端——这样可以容许当风吹在塔顶端（以及旋转天线杆顶端）时卸掉最大的侧向负荷。

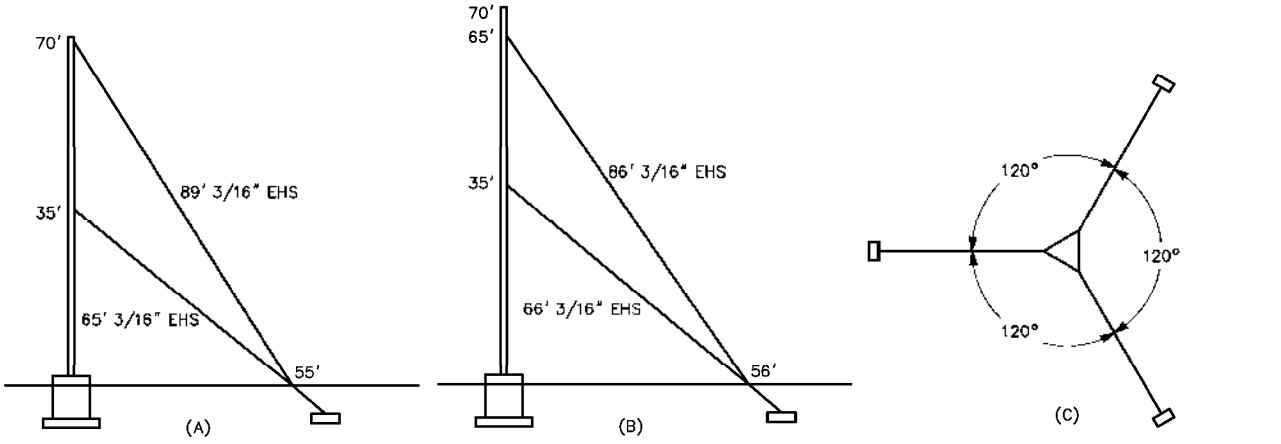


图22-14　安装拉索式天线塔的正确方法。图22-14（A）的方法被推荐用于大多数的业余爱好者安装。图22-14（B）的方法在后面的Rohn目录中介绍。当较大型的天线安装在塔顶的时候，会在塔顶部产生相当大的张力。

图 22-14（B）所示构造是从较新的 1998 年的 Rohn 目录中摘取的。天线塔上面的拉索位于离塔顶端 5 英尺的地方，低处拉索近似置于上面拉索与塔底的中间。这种新的构造是为商业使用者量身定制的，他们可以利用塔上方的空间来固定并装设阵列天线和/或碟形天线。图 22-14（B）所示的装置在承受等量的水平负载时不如图 22-14（A）所示构造安全，其原因仅是因为拉索起始固定点在塔顶的下方处。

图 22-14（C）所示的是拉线塔的俯视图。常见的做法是使拉索之间成 120° 等角间距分布。如果你一定要偏离这个间距，你应该联系塔制造商的工程人员或者土木工程师来获取建议。

业余无线电爱好者应该明白大部分的产品目录给出的都是所引用天线塔的一般设计规格。它们决不是任一种天线塔/天线结构的唯一解决方法。你可以经常通过改变拉索的位置和数量来大体上改变任意给定的天线塔的负载能力。电台建设者可以利用专业工程人员的服务来最大发挥其天线塔的性能。如果想更详细地了解拉索天线塔的信息，请登录：www.freeyellow.com/members3/yagistress/。

无拉索式天线塔

另一类常用的天线塔不是一般的拉索塔，而是一种通常被称为独立式的或自立式的塔。无拉索天线塔有 3 种不同的类型。

第 1 种是由在长度方向上同样粗的塔段组成的，就像在拉索式塔中用到的那样。唯一的区别是没有拉索设施。制造商会在他们的数据包里提供推荐的构造和容许的负载。无拉索天线塔在承受天线负载的能力上远远不如与其相关的拉索塔，但是在轻型天线塔的应用方面（在它们的负载能力之内）却非常有优势。

第 2 种类型利用了不同大小的塔段，从底端较粗段逐渐过渡到顶端较细段。这种类型非常适用于独立式天线塔，因为它可以适应在塔长度方向上弯曲负载的变化。如图 22-15 所示。

第 3 种无拉索式天线塔常被称为摇柄式天线塔。这种塔由一系列可伸缩的区段组成，可以通过绞盘-绳索-滑轮机构进行伸长或者收缩。这种可升降塔为日常维修保养和天线工程提供了方便。遇到强度风时，有必要把这种塔收缩变短以缓冲巨大的风速。有些人认为这是一个缺点，因为在有风的天气，它们不能使天线工作在完全高度状态。在图 22-16 中展示了两种不同形式的摇柄独立式天线塔。图 22-16（A）为管式的样本，图 22-16（B）为三角形空间构造的样本。

有些摇柄式天线塔是有拉索设施的，且只在日常维护与进行天线作业时才收缩。这些塔在节与节之间有锁定装置来承受由于斜拉索产生的垂直压力。千万不要在普通的摇柄式天线塔上使用斜拉索（就是那些在节与节之间没有锁定装置的天线塔）！增加的压力是由起重的绳缆承担的，最终甚至可能会导致故障。

永远不要攀登摇柄天线塔，除非它被合适地嵌套，且所有负荷都从起重绳缆上除掉了。对于一般的天线作业，将塔完全缩回直到绳缆变松即可完成。当维修转向器的时候，塔必须保留部分的伸展状态。这样，每节天线塔一定要与重的木材或厚壁管一起连锁，安装到塔支撑柱上，直到所有的塔节都搁在垫块上且起重绳缆变得松弛。安全地将垫块安置在伸长的摇柄塔上将会是一项极具挑战性的任务。因为一旦起重绳缆出现故障，攀登者就有四肢受伤的危险，所以在不必冒上述风险的情况下就能安装好所有天线塔上的垫块是我们的目标。一架能达到所需高度的伸缩梯就是最安全的工具了。如果暂时不能得到必要的设备或技术，那么在把天线塔伸长至接近转向器之前，可以把塔缩回去，除去天线，连同底座将塔倾斜放倒。

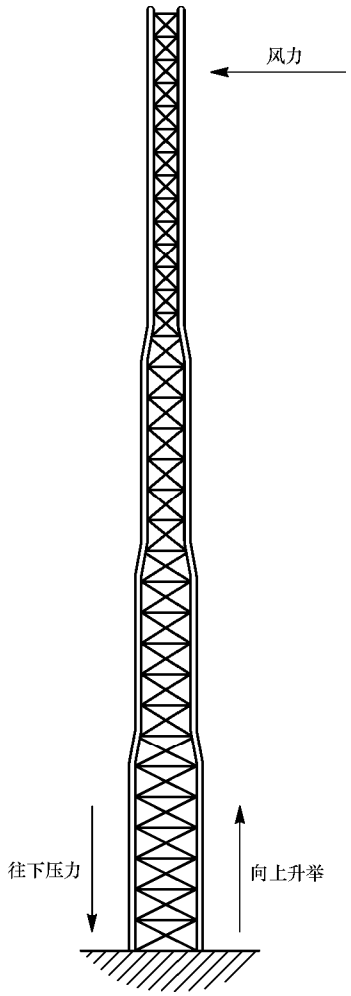


图22-15　典型的独立式（无拉索的）天线塔。图中的箭头表示作用在塔结构上的力的方向。请参看文章中的讨论。

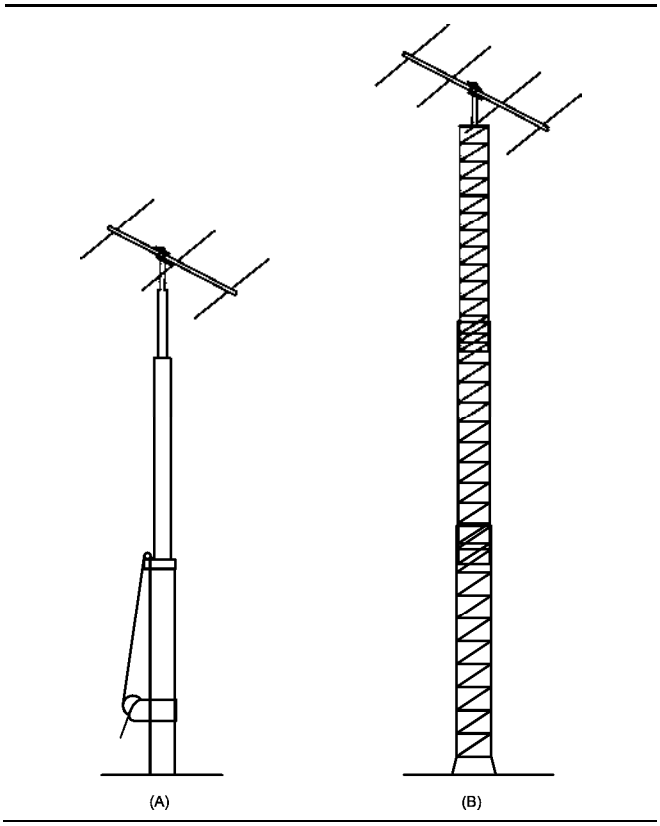


图22-16　两个摇柄式天线塔的例子。

在攀登塔之前如果没有正确地垫好它的话，一旦发生绳索滑动或断裂将带来严重的人员伤害。

所有的独立式天线塔都有一些独特的性能。它们每个都必须仅仅依靠塔段本身以及塔基与地面连接的弯曲强度的力量来承受天线和塔的重量。由于在塔基处会产生很大的倾覆力矩，因此独立式塔比拉索塔需要更大的混凝土地基。就承担相同的负载来讲，独立式塔比拉索塔费用更高，这仅仅是因为它们需要更大更重的塔段和更大的地基才能达到工作要求。在摇柄式天线塔中，伸缩天线杆的机械装置也需要更多的维修费用。

独立式塔相当流行，而且常常是解决空间有限和设备简陋等问题的最好方法。当可伸缩的塔压缩后会变成不被人注意的设施，邻居和家人也不会非常在意了。

倾斜天线塔

一些塔有另一个非常方便的特性——具有铰链部件，可以让业主将塔全部或部分折叠。主要的好处就是在地平面就可以进行天线操作，而不需要取下天线，把它降低再进行操作。图 22-17 展示了铰链塔基应用在拉索天线塔上的情况。铰链部件可以设计在塔基上面的塔段上。它们常被称为拉索式可倾斜塔，即常规的拉索天线塔但是可以倾斜以方便架设和维修天线。许多摇柄式天线塔带有装配着绞盘和缆绳系统的倾斜塔基装置，从而可以将完全嵌套的塔从水平转到垂直位置。

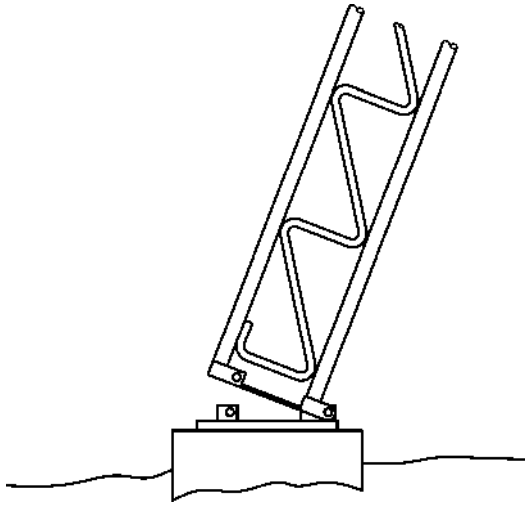


图22-17　可折叠或倾斜的塔基。它有几个不同种类的铰链部分，可用于不同类型的安装。当升高或者降低一个倾斜塔的时候应该特别小心。

在竖立塔的过程中，业余无线电爱好者误用或滥用铰链部件是个危险却又普遍的情况。不幸的是，这些小事可能最终会引发意外事故。如果你不能充分掌握物理学的基本原理，你最好还是不要选用铰链式天线塔，或者可以向有关专家请教关于安装和使用此类塔中会出现的安全问题。用起重机和攀登带将常规的拉索天线塔或者独立式塔竖立起来的方法，相对于试图爬上笨重的铰链型塔来说还是更加容易和安全的。

军用剩余的 AB-577 塔

业余爱好者逐渐接受另一种轻型的塔。从分类齐全的军用品商那里可以买到 AB-577 系统。这原本是在野外通信中使用的便携式快速部署天线的支撑塔。它的拉索式天线杆可以向摇柄式那样伸缩。该体系是由几根短的铝管构成，铝管之间通过特殊的接头相连接。底座包含一个摇柄型的绞盘驱动升降平台，可以使铝管从它上面直立起来。铝管装在底座装置上，并与其上方的带有 over-center 制动 Marmon 型夹具的部分相连接。然后升降平台通过绞盘上升，新的铝管又被安装在底座的较高位置上。然后升降台降下来安装另一段铝管。当塔伸长时，支撑的斜拉索通过联接点独特的缓冲装置进行调整。只要特别注意在每段铝管伸长时都能适当地调整斜拉索，那么即使在有风的天气里一个人也能够竖立起这个系统。

一个带有 3 组斜拉索的标准 AB-577 系统可以支撑起 45 英尺高度的中频带八木天线。图 22-18 展示了带有 Hy-Gain TH7DX 装置的 45 英尺高天线杆。



图22-18　位于K7NV无线电基地的3频带45英尺高剩余军用AB-577天线塔（照片由Kurt Andress（K7NV）提供）。

22.5.2　塔基

天线塔制造商为客户提供了合适的塔基建造的详细方案。图 22-19 就是这种方案的一个例子。这种设计方案需要一个 3½英尺×3½英尺×6 英尺的坑。把钢筋条捆绑在一起并放置在洞中。钢筋正确地放置使它们完全地深入到混凝土中，同时它本身不会接触地基中的其他金属器件。这样做是为了减小闪电通过地基直接放电的可能性。一旦发生这样的闪电直接放电，混凝土地基可能会被损坏。

为塔提供适当的安全闪电放电路径是一个非常复杂的问题。有一些公司会提供这样的产品和指导。为闪电电流提供可控的放电路径的基本要求就是在搭馈线与塔基周围的相互连接的地面杆之间提供一段低阻抗的导体。通常，天线塔、电台和接地面相互连接，以预防系统中多种组件之间产生的有破坏性的电势差。

一种坚固的木制格子构造在洞上方的周围。坑和木制格子都被混凝土填满，这样合成的木石块会在参考面 4 英寸以上。有脚螺栓深入在混凝土中，并在变硬之前与夹板模板校正整齐。模板调整螺栓使其本身和塔相匹配。一旦混凝土凝固后，塔基就可以安装在有脚螺栓上，并且调整塔基连接处后就可以使塔垂直了。

对于固定在平坦金属板（金属板安装在有脚螺栓上，如图 22-19 所示）上的天线塔，你可以将第 1 节塔段用螺栓固定在平坦金属板上，来确保地基是水平的并且正确地校正了。在混凝土凝固的过程中，用临时的斜拉索来保持塔段处于垂直状态（当要把第 1 节塔段放入地基洞中，并且在倒入混凝土之前使其垂直时，临时斜拉索的使用同样会很有效）。制造商能为你的正确的装置过程提供明确而详细的指导。图 22-20 展示了一个在设计上稍微有些不同的塔基。

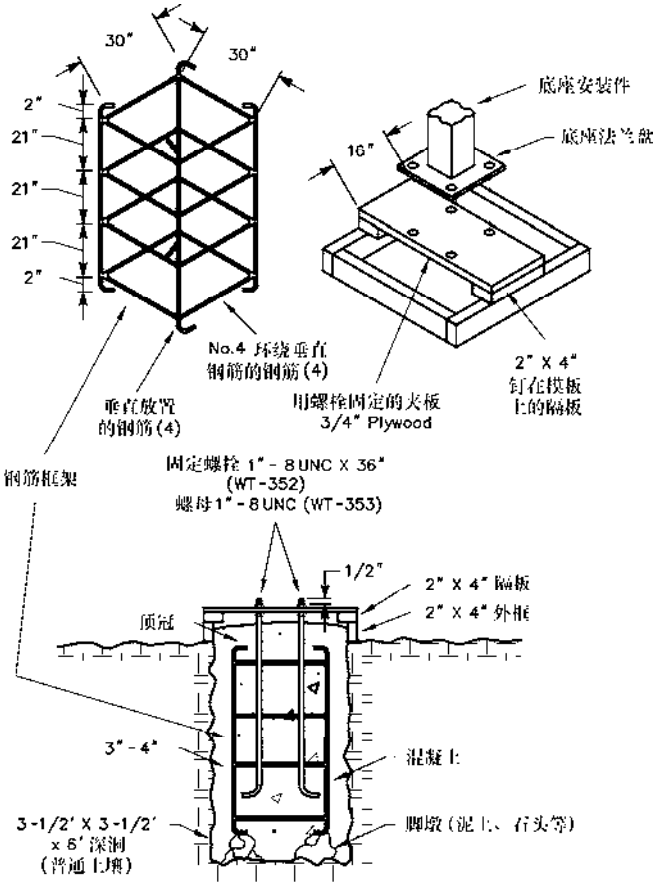


图22-19　Wilson ST-77B天线塔的混凝土塔基的设计版图。虽然不同的天线有不同的用法和尺寸，但是这种混凝土塔基是大多数制造商所指定种类中的典型代表结构。

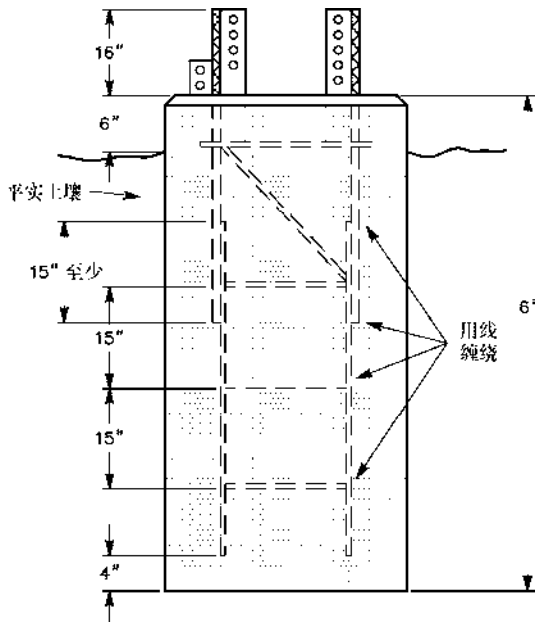


图22-20　混凝土塔基的又一个例子（Tri-Ex LM-470）。

到目前为止的一项假设就是天线塔架设的地方都是普通的土壤。普通的土壤是粘土，沃土，沙子和小石子的混合物。在为塔基的设计中，如果土壤是沙质的，松软的或者含非常多的岩石，那么应更多的采用传统设计参数（通常是用更多的混凝土）。如果拿不准土壤的土质的话，当地的农业部门通常能够提供对于指定地区土壤土质的详细信息。当拿到上述数据后，联系天线塔制造商的工程部或者土木工程师以寻求详细精确的建议，即关于如何修正补偿某些特殊土壤带来的性能上的问题。

22.5.3 塔的安装

如果使用了合适的方法，那么塔的安装并不难，尤其是斜拉塔的安装，因为每节独立的塔段都相对较轻而且只需少数几个人再用上一些质量好的绳索就能成功完成。

天线塔安装中的起重架及技巧

天线塔的操作中最基本的硬件设施之一是起重架。这段来自 ARRL 的《Simple and Fun Antennas for Hams》一书。词典对于起重架的解释是“用来移动重物的设备”。图 22-21 所示的是 Rohn 的“直立设备”EF2545。这个起重架工作在标称尺寸为 10 英尺的 Rohn25 或 45 的塔段上。

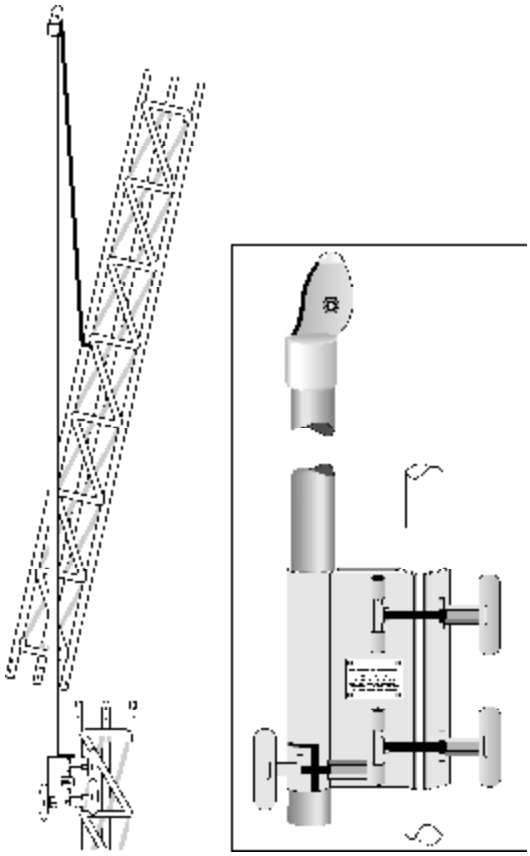


图22-21 Rohn的“直立设备”EF2545，一般也称作“起重架”。

在下面的讨论中，我们假定要安装重达 70 磅的 Rohn45。这已经相当重了，而且在安装过程中你必须控制重量不能再增加了。这意味着，举例来说吧，你不要尝试来竖起一个已经栓了斜拉索的 10 英尺的塔段，也不能尝试来抬起已安装好旋转器和旋转架的顶端塔段。起重架（和你的所有地面工作队员）都受不了那么大的张力。

起重架的重要工作部件就是安装在 12 英尺长的厚壁铝管顶端的滑轮。滑轮有一条绳索可以穿过铝管的中心到达地面的工作人员。在塔的基部，拉绳穿过一个附在塔上且刚好在地面上方的扣线滑轮。这个滑轮可以使拉绳在远离塔基的地方被水平地拉出去。这样，万一在塔上工作的人失手将工具掉下时，可以保护地面工作人员。

在接近铝管底部用一个滑动可调的夹具夹在塔上，它是通过一个带有两个钳位螺栓的可旋转 L 形支架的夹具来夹紧。它们都有 T 字形操纵柄，徒手就可以将它们固定紧。实际上，起重架不需任何工具就能被移动和布署。夹具安装在塔段的顶端，这也是下一塔段安装的位置。一旦夹紧塔的顶端，即可松开 T 形操纵柄，从而松开被夹具夹紧的滑动铝管，并将铝管滑高至最大限度。

在实际中，当安装每一段 10 英尺的塔段时，要采取以下的步骤。我们在此假定起重架安置在地上，并且此时塔顶至少有一个绑着安全带的人。同时也假定拉绳穿过铝管和顶端的滑轮，并且打了结，以防止它从铝管里滑回去。

1．把夹住铝管的夹子松开，以便管子上的滑轮正好降落在底部的夹具上。然后把 T 形操纵柄夹紧。

2．登塔者降下带有标记的绳子，地面工作者将其系在起重杆的拉绳上。（这个标签绳子绕在一个固定在塔顶的临时滑轮上。它也可以用来提升工具和其他材料。）然后地面上的工作人员用标记绳将起重架拉升至登塔者处。绳子与滑轮顶部装置之间的摩擦可以防止起重架装置的滑动（注意，一些攀登者宁可自己带着起重架爬到塔上去，也不让地面工作人员拉上去。他们攀登时将手松开，并通过将安全带绕在塔周围来临时地拉住起重杆）。

3．一旦起重杆顶部达到塔顶端，登塔者就要将起重杆的夹具安全地夹在塔的顶端。

4．管钳的 T 形操纵柄被松开，并且将铝管伸长至最高高度，如图 22-21 所示。确定你已经将从顶部滑轮过来的绳子自由端临时地系在塔的顶端了，否则你不得不降下起重杆，重新进行这一步。

5．然后将滑轮绳子的自由端降到地面，通常用类似新月形的扳钳或者铁锤之类的适中重物，来防止绳子左右摇动，也防止它与周边的物体纠缠在一起。令人惊异的是，甚至微风都能使一根无重负的绳子摇晃。

6．然后地面工作人员将绳子的自由端系在塔的平衡

点上方。对于 Rohn25 或 45，每一节塔都有 8 个水平的横挡。你需要工作人员将绳子系在从地面数的第 5 个横挡上。请记住当这些支架的底端从塔顶向下靠近你的时候，要将塔段底部的支架指向下方，不要翘起。

7．一旦上升的塔段的底部刚刚超过下方塔段支架的顶部的时候，登塔者要引导地面工作人员，并指导着将新的塔段慢慢地降落在 3 个支架的上面。图 22-22 展示了登塔者在引导着将 Rohn HBX 塔的新塔段安装在先前塔段的支架上。如果在地面上的时候就已经把每一段塔放在一起以确保支架适合安装的话，那么这个过程是相当容易完成的。如果你到了塔的顶部再试图手动强制地使塔段相匹配，那将会非常困难！



图22-22　登塔者正在将新的塔段安装在已有的塔段上面。当登塔者口头指挥地面工作人员拉动起重架的绳子时，靠在他左腿上的起重架正承受着所有的重量。（照片由Mike Hammer（N2VR）提供）

似乎货运公司并不总是小心地搬运重型塔的，这样支架很容易变弯而不再成一条直线。细心的安装者会将塔段按顺序标上数字，并按照曾经在地面做过的匹配测试结果用记号笔作上标记。在做过匹配测试后，最好向匹配支架的内部喷洒少量的 WD-40，这样可以防止摩损且可以不费力地将塔段配在一起（做这个不要太过度——当 WD-40 从塔支架的底部流出时是非常滑的而且很散乱的东西）。

另外警告：在你安装任何塔之前，确定下面塔段的支架的正确端，“阳性”而非“阴性”，指向上方。一位卓越的业余爱好者（不特指某个人）曾经不得不要求 Rohn 制作并且寄送给他一个特别的“属性转化”的凸缘法兰来将阴性转成阳性，就是因为他在混凝土基中安装了颠倒的底座。你可不要那样做。

8．一旦将新的塔段安置在了阳性的接头上，就需要插入 6 个销钉并且用螺母上紧以进行固定。注意 Rohn 使用两种不同大小的销钉，直径大的在底部。

9．如果这一段塔是用来绑拉索的，那么它们可以使用起重杆线拉上去并被安装在塔上。Rohn25 的拉索安装点之间的最大间距是 30 英尺，而 Rohn45 则是 40 英尺。30 英尺的非斜拉式的 Rohn25 尽管安全却不稳定。当斜拉线被拉紧时，多数安装者宁愿从塔上爬下，因为当地面工作人员向四周猛移动拉索的时候他们可不想呆在一个不稳定的塔上。多数也很喜欢在 Rohn45 塔上工作，因为它让人更充分地感到安全而且比较容易站在上面，它的支架间距是 18 英寸，而 Rohn25 的支架间距只有 12 英寸。

10．最后，你重置起重杆来为下一段塔的安装作准备。T 形夹具松开，铝管降低到夹具的高度，登塔者把起重杆提升到刚刚安装的塔段顶端并且将它夹紧，准备提升下一段塔。

塔的安全

任何塔的安装工程中最重要的一个方面就是所有参与人员的安全问题。第 1 章详细介绍了重要的安全问题。极力推荐地面上的助手人员使用安全帽。助手应该始终站在远离塔基的地方来防止被掉落的工具或器具砸到。每个工作在塔上的人都必须使用一条优质的攀登安全带。

如果不止一个人参与攀登塔的话，其中一人爬到所要达到的位置后，另一个人再开始攀爬。工作完成后爬下塔时也需要相同的程序。目的就是使不攀爬的人静止不动以避免掉落任何工具或物体砸在攀爬的人上，或者无心地妨碍了他的攀爬。当两个人同时在塔顶上工作时，同一时间只有其中一人可以改变位置（解下安全带和移动位置）。

对于多数的安装，一根质量好的 0.5 英寸直径的麻绳就能完全处理提升任务所需的工作量。麻绳一定要定期检查以保证没有撕裂或者磨损发生，而且万一麻绳被雨淋湿，需要第一时间将其晾干。作为连接起重绳与金属器具的绳结，对于完成任何安全的安装都是至关重要的，而且任何工作队都要对此细节给以特殊的关注。

关于安全有很重要的一点——攀爬塔的人需要管理地面工作人员的举动。这不仅是因为站在塔上的人对于下面的情形有更好的全局观，还是因为地面上的任何混乱都能对攀登者造成严重的伤害。

22.5.4　斜拉线

在典型的斜拉塔的安装过程中，拉索线可能会经受超过 1 000 磅的负载。由于拉索装置是分担水平风负荷的主要途径，故在拉索线的选择和安装中要慎重行事。

斜拉线有多种材料与构造。一般地，塔制造商或专业工程师会指定所用绳索的大小和种类。斜拉塔中最常

用的拉索种类是 EHS（超高强度）镀锌钢索。EHS 绳索是非常硬的而且是金属绳索家族中强度最高的一种。其他钢索被做成具有较好的韧性，以便可以缠绕在滑轮上。虽然这些钢索在装配中比较容易操作，但它们不具有 EHS 绳索的强度，故应该避免使用它们作为塔的斜拉线。绝缘的斜拉线，例如 Phillystran 或 pultruded 玻璃纤维杆，已经流行起来，以消除天线间的振串扰作用。

不要企图使用便宜又不符合或超过安装标准的绳缆。使用错误的绳索或者没有正确地安装绳索都可能导致非常严重的后果。表 22-1 展示了常用于斜拉塔拉索绳缆的数据。需要着重指出的是，不同种类绳索的最小断裂强度与其在载荷下的拉伸度是不相关的。

斜拉线的安装

图 22-23 和图 22-24 展示了拉紧及安全配线拉索螺丝扣的方法。图 22-25 展示了固定斜拉钢索末端的传统方法。心形嵌环的使用防止了钢丝由于折回处的急剧的弯曲而断裂。从传统经验来讲应强烈推荐心形嵌环的使用，它必须至少比钢丝大一个尺寸，从而提供一个更为缓和的弯曲半径。紧接着，用 3 个钢索夹具安全地将钢丝夹住。确定遵循图 22-25 的注释，即夹具的一部分承担着真正的（有负载的）钢索的重量。作为最后的备份措施，自由端的每一条钢丝都要拆开并且缠绕在斜拉线上。工作量虽然大，但是这是必需的，以确保连接是安全并且持久的。

图 22-26 展示了一种替代夹具和绞合线的装置。这些装置就是死结、预制拉索夹具或者大的把手，并且常被用于电力天线杆上。它们比夹具的使用更方便，并且被推荐为可以替代 Phillystran 和玻璃纤维棒拉索的方法。当使用拉索夹具时，我们有必要把被推荐使用的末端套筒安装在夹具的自由端之上，因为这样可以用来阻止冰块及坠落的硬物沿拉索线滑下并能防止夹具与拉索的分离。拉索必须被切成合适的长度段。每一条钢索的死结必须安装在固定拉索的物体上（如果需要避免绳索弯曲得太厉害，可以使用心形嵌环）。然后死结的一边缠绕在拉索上，另一边也如此。使用死结会节省时间和减少麻烦，足以弥补它们价格稍高的劣势。

当使用绝缘的斜拉材料时，强烈推荐使用一段 25 英尺长的 EHS 钢索，它可以用在底座上以便来连接锚钉。这出于一个有价值的目的。钢索对于地面活动和森林火灾都有很强的抵抗力，并且它是用常见装置测量绳索预聚力的首选材料。

表 22-1　　各类拉索线缆的比较

拉 索 线 缆	标称直径，英寸	裂断强度，磅	每百英尺重量，磅	每百英尺的拉伸度，磅	百分比伸度
1×7EHS	0.188	3 990	7.3	6.77	0.56%
1×7EHS	0.250	6 700	12.1	3.81	0.32%
HPTG6700	0.220	6 700	3.1	13.20	1.10%
HPTG8000	0.290	8 000	3.5	8.90	0.74%
1×7EHS	0.313	11 200	20.5	2.44	0.20%
HPTG11200	0.320	11 200	5.5	5.45	0.45%
Fiberglass Rod	0.375	13 000	9.7	5.43	0.45%

EHS 钢拉索的资料来自 ASTM A475-89 钢丝绳工业标准的规格；
HPTG 列出的是 Phillystran aramid 拉索，数据来自该厂商的数据手册；
拉伸度（伸展量）是以 100 英尺长的拉绳施以 3 000 磅载重为测量条件的



图22-23　使用滑轮系统可以使各拉索牵力适当分布（照片由K1WA提供）。



图22-24　用一定长度的缆线以确保螺丝扣在拉紧状态下仍然保持在原位置。这种方法仅能用于拉索式天线塔系统中（照片由N4QX提供）。

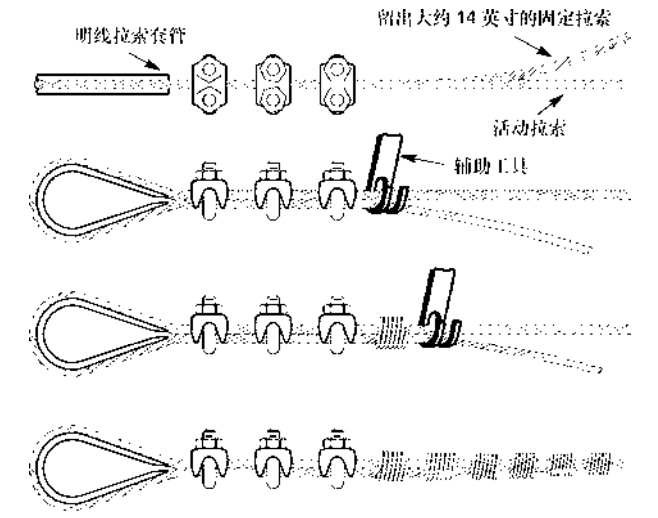


图22-25　固定拉索末端的传统方法。

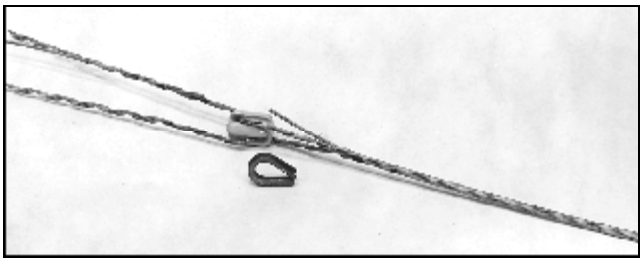


图22-26　一种可选择的用死结固定拉索的方法。右侧的死结是完全装配的（为了更好地说明，拉索的末端伸到了夹具之外）。在左侧，死结的一端部分固定在拉索上。在上面，使用了心环，因为这个位置处的较大的弯曲会导致拉索或者死结断裂。

图 22-27 给出了两种将拉索固定到塔上的方法。在图 22-27（A）中，拉索简单地套在塔的支架上，并且以常见的方式结束。图 22-27（B）中，增加了一个带有扭矩臂的拉索支架。即使扭矩臂不是必须的，最好也使用拉索支架，因为它可以将塔到拉索连接处的负荷均匀分布在 3 根支架上而不是其中一根上。就抵抗塔的扭转负荷来说，扭矩支架比简单的装置更有效。Rohn 提供了另一种拉索附属支架，被称为“扭矩臂装置”，它允许在地锚与支架之间有 6 根拉索相连接。这是迄今为止稳定天线塔抵抗大扭矩负荷的最好方法，并且强烈推荐用于大型天线的架设上。

常见的用来固定拉索的桩有两种。图 22-28（A）所示的是一个地钉。它们通常有 4～6 英尺长。底部螺旋刀片的典型直径大小是 6～8 英寸。图 22-28（B）所示的是两个人正在安装地钉。地钉是倾斜的，这样它才能以适中的角度与所有连接在它上面的斜拉索成一条线。地钉适用于普通的土壤，且被当地建筑法规所允许。有关地钉的信息可以在这些设备的制造商那里获得。有关专业地钉供应商的信息可以登录 www.abchance.com 进行查询。

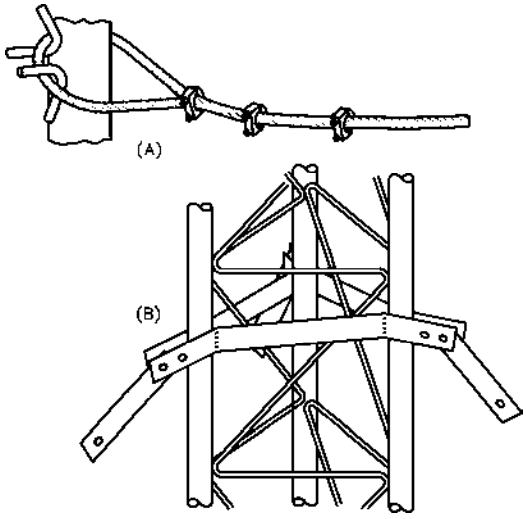


图22-27　两种把拉索固定到天线塔上的方法。请参看文章中的详细说明。

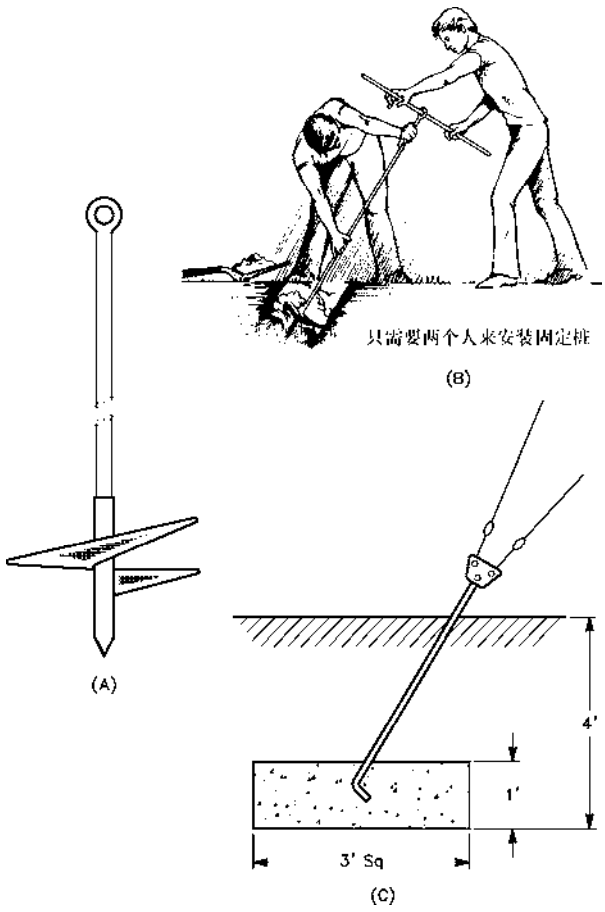


图22-28　两种标准类型的固定拉索的桩。图22-28（A）中的地钉易于安装且应用广泛，但是对某些土质却可能不适用。混凝土地桩安装起来会比较麻烦，但可以广泛用于不同的土质环境，且满足大多数建筑规章的要求。

地钉的替代物是混凝土块地桩。图 22-28（C）给出了这种地桩的安装；可能除了火山岩或珊瑚岩地基外，它适用于其他任何的土壤环境。向制造商或者塔设计者进行咨询，以选择最佳的地桩结构。

螺丝扣及相关的部件被用来将拉索固定到地桩上，同时它们也提供了一个方便的校正绷紧度的方法。图 22-29（A）显示的是螺丝扣将一根拉索固定到地桩孔上的方法。螺丝扣通常装有两个眼，或一个眼和一个钳夹。螺眼末端是椭圆形的，钳夹是 U 形的，带有一个可穿过每一部分的螺栓。图 22-29（B）给出了两个螺丝扣固定在地桩孔上的例子。这种桩的安装程序是移开钳夹的螺栓，将钳夹放在地桩的孔上再重新将螺栓穿过钳夹，穿过地桩的眼再穿过钳夹的另一边。

如果两个或更多的拉索线系在同一地桩上，需要安装平衡三角盘（见图 22-29（C））。除了为安装螺丝扣提供方便的点，平衡盘稍微地沿轴转动就能平衡不同的斜拉负荷，并产生适合于地桩的单一负荷。当安装完成后，安全线需要以数字 8 的式样穿过螺丝扣，来防止因螺丝扣转动而无法调节（见图 22-29（D））。

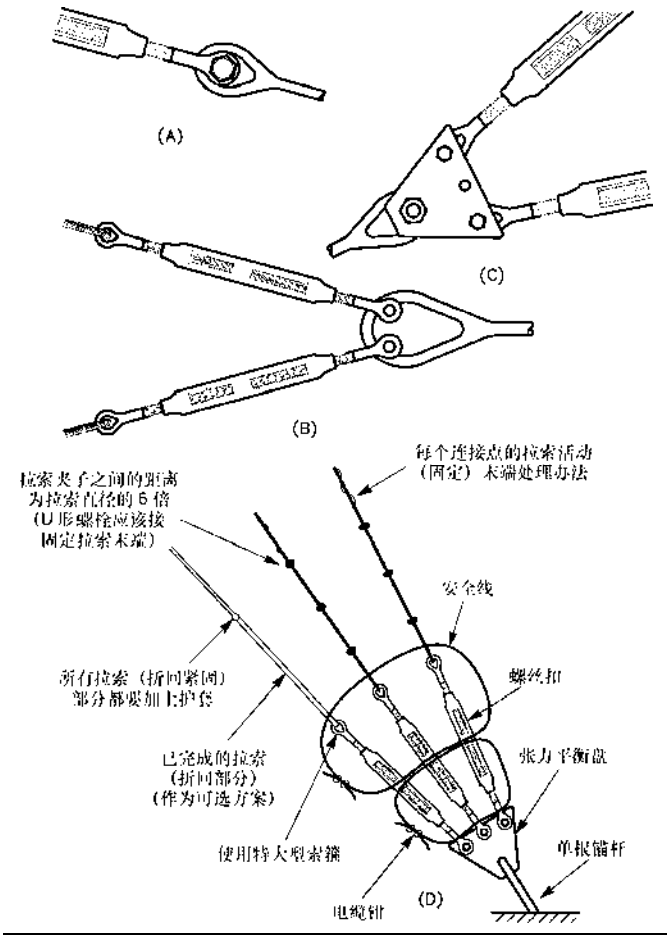


图22-29　把拉索和螺丝扣固定到地桩上不同方法。

所有的拉索式天线塔都需要拉索在安装前就带有一定程度的预张力。天线塔制造商或设计人指定所需预张力的值，通常是绳索断裂强度的 10%。预张力是必要的，它可以消除由于螺旋电线结构而产生的松弛，还能避免在风力作用下天线塔和拉索的过大幅度运动。在这里，我们推荐的调整拉索线的方法是使用绳索张力测量装置，例如流行的 Loos 拉索张力计。拉索被一个特殊的夹钳夹住，例如 Klein 电缆钳，它连接在地桩眼下面（或平衡盘）并带有一个滑轮装置（见图 22-23）或者伴随的棘轮。然后调整螺丝扣以承受负荷，松开电缆钳，最后调整和检查拉索的张力。

当在每个相应的高度调整拉索时，应该检查塔的垂直度和笔直度。这可以用经纬仪在成 90° 角的两点进行测量来完成。

拉索的谐振

如果拉索在天线的工作频率或其附近谐振，那么它们也可以接收并辐射射频能量。由于是寄生二次辐射体，因此拉索可能会改变并扭曲附近天线的辐射方向图。对于使用偶极天线或其他简单天线的低频率段信号来讲，这通常是没有什么影响的。但是对于在单向天线中的更高频段的信号来说，如果可能的话，应该尽量避免方向图失真。拉索寄生辐射通常表现为天线的前后比和前侧向比率要比该天线应该能够达到的值要更低。虽然在天线旋转时有时会注意到驻波比的改变，但天线的增益和馈电点阻抗通常不会被明显地影响到（当然其他导体在天线周围也会产生这些相同的症状）。

单根拉索的寄生再辐射总量取决于两个因素——谐振频率和它与天线的耦合程度。接近天线的谐振拉索比远离天线的拉索对天线性能的影响更大。所以对水平极化阵列来说，较高位置拉索的上面部分操作时要仔细留神。稍低点的拉索通常比较高处的更接近水平方向，但是由于它们离天线越来越远，与天线的耦合也就没有那么紧密了。

为了避免谐振，拉索应该被绝缘子或张力绝缘体分成段。图 22-30 展示了可用于所有高频业余波段而且靠在 $l/2$ 谐振（或 $l/2$ 的倍数）的 10%范围内的拉索长度。不幸的是，没有任何超过约 14 英尺的长度能在所有波段上避免谐振。如果你只要工作在少数几个波段上，你可以从图 22-30 中查到更好的长度来避免谐振。例如，如果你只是工作在 14 MHz、21 MHz 和 24 MHz 波段上，拉索的长度选择 27 英尺或 51 英尺会比较合适，当然还可以是比 16 英尺短的任何长度。

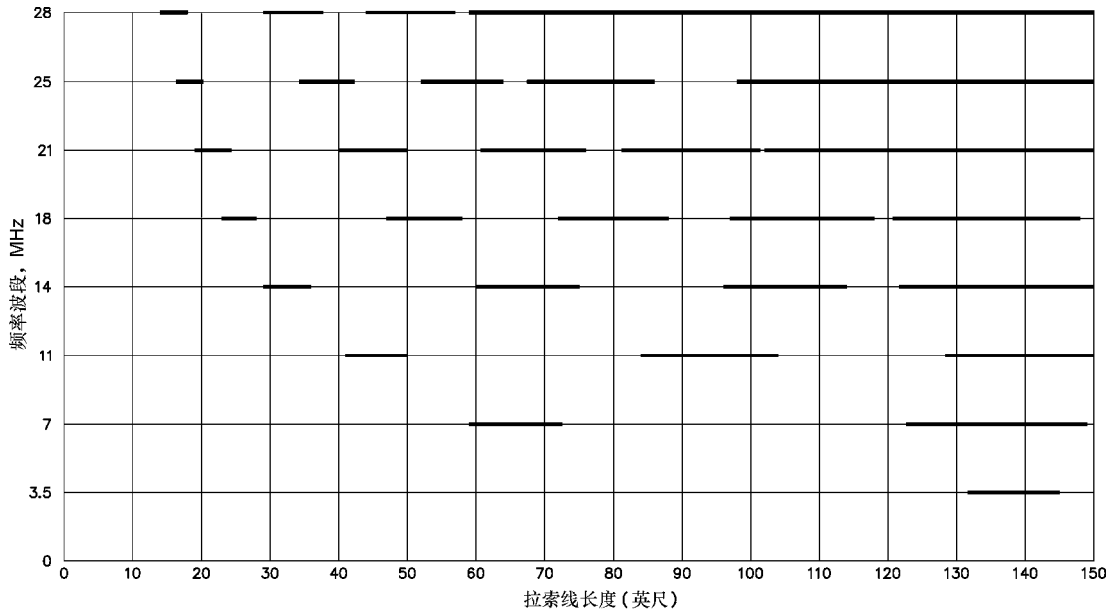


图22-30　黑条表示为避免在8个高频业余频带谐振的未接地拉索长度。图表基于这个频带内任意频率的10%以内的谐振。接地拉索将在*l*/4的奇数倍上显现出谐振。（由Jerry Hall（K1TD）提供）

22.5.5　为天线选择合适的天线塔

多数制造商评估他们天线塔的价值是依据在某一确定风速下它能安全承载的最大负荷的大小。确保你打算安装的特定天线符合塔的设计标准可能并不总是一项简单的工作。

对于多数的天线塔，制造商假定天线允许的负荷是施加在塔顶的水平力。许可载荷是指在指定的风速下定义的暴露天线区的总量。多数天线塔制造商是依据平坦投射区域（FPA）来估计载荷的。但这仅仅是与风向成直角的矩形平坦表面的等价区。FPA 与天线自身真实的形状无关，只代表了它的矩形投射区域。对于那些用圆柱形部件和矩形部件做成的天线，一些制造商提供单独的 FPA。

然而在天线塔的制造领域，你可能遇到另一个被称为有效投射面积（EPA）的风力负载评估理念。这个评估方法尝试要考虑进天线单元的真实形状。问题是至今还没有一个统一的标准将 EPA 转化成实际载荷量。不同的制造商可能使用不同的转化因子。

既然大多数制造商已经为他们的塔提供了 FPA 参数——事实上这就允许我们可以忽视设计规格的细节——它会让我们极其容易地只依靠 FPA 参数来选用天线。如果我们对于计划安装的天线确实有好的 FPA 参数的话，这当然很好。但不幸地是，商业制造的业余天线很少给出 FPA 参数。取而代之的是，多数天线制造商在他们的说明书中提供的是有效面积。这样的话，你可能需要直接与天线制造商联系以获取 FPA 天线面积或者天线的尺寸以便于你自己计算出 FPA 参数值。

确定天线的面积

确定一个天线的平坦投射面积的方法非常简单。我们以八木天线为例。应该考虑两种最坏情形下的面积。第 1 种就是当风沿着八木天线的主梁吹时，所有天线振子的 FPA，即风与天线振子成直角。第 2 种八木天线的 FPA 是当风与天线大梁成直角方向时。这两种方向之一能产生最差情形的暴露天线面积——所有其他风向角表现出较低的暴露面积。选择这两种风向中最高的 FPA，并称之为此天线结构的 FPA，见图 22-31（A）。

振子的 FPA 是通过将每个元器件长度与直径相乘计算出的，然后对所有振子的 FPA 进行求和。横梁的 FPA 是通过将其长度乘以直径得到的。

当不同频率的天线以堆叠的形式架设在同一根桅杆或天线塔上的时候，之所以要考虑到两种可能的最大负载方向的原因就很清楚了。一些天线在元器件侧面受风时会产生最大负荷。这对于元器件是长铝管的低频八木天线是非常典型的情况。另一方面，在高频的八木天线中主梁在表面面积的估算中占重要地位。

要检验八木天线两种可能的 FPA 的可靠原理涉及风是如何吹过天线的结构并且产生载荷的。即交

叉流动原理，Dick Weber（K5IU）于 1993 中将其引入到通信行业的。这个原理基于下面的事实，风吹过天线的每部分时只产生沿着（或垂直于）每部分主轴的力。合成及组成的负荷计算方法如图 22-31（A）所示。

对于八木天线，这意味着风作用在所有振子上的力表现为顺着大梁方向的力，而作用在大梁上的力则表现为顺着振子方向的力。图 22-31（B）展示了一个典型的八木天线受力图。图 22-31（C）展示了八木天线方向角旋转 90° 时的 FPA 的变化。

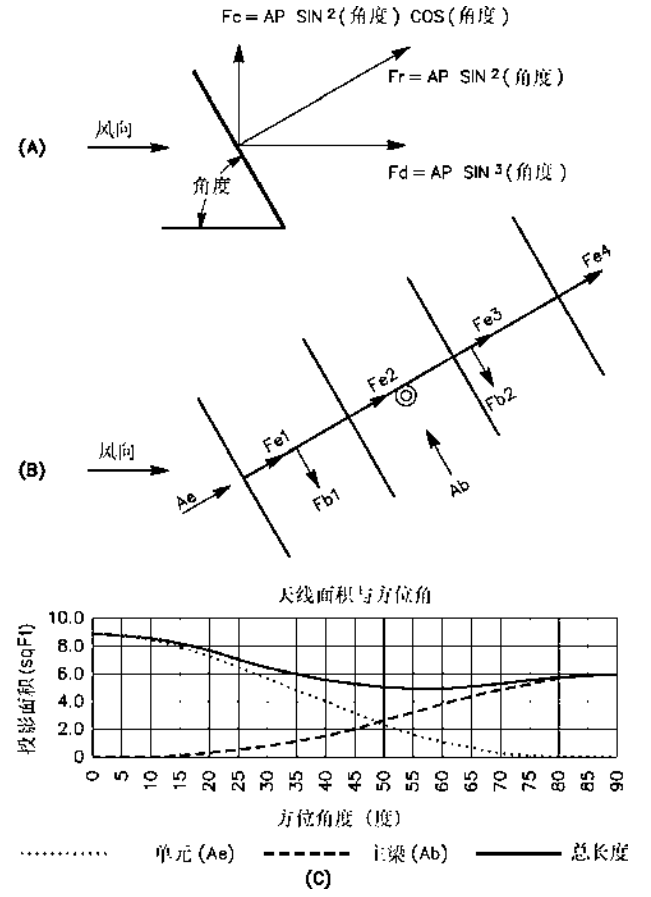


图 22-31　描述了负荷是如何作用在八木天线上的。在图 22-31（A）中，*F*r是风作用在各振子上而产生的合力。*F*d是风产生的力作用在天线塔上的分量。*F*c是风力的侧向分量，*A* 是平坦投射面积（FPA），这也是风作用的全面积*P*是风压。在图 22-31（B）中，*A*e是振子的全部面积，而*A*b是主梁全部面积。由风产生的所有力均匀地作用在天线各部分——如作用在振子#1上的力（*F*e1）是沿着大梁的。在图 22-31（C）中，画出了有效FPA作为天线风向方向角的函数的曲线，其中忽略了阻力系数。在本例中，八木天线的振子FPA是9.0平方英尺，主梁的FPA是6.0平方英尺。最差情形的FPA是当波束朝向风吹的方向，而主梁垂直于风向。考虑到实际的天线塔负载，需要用到实际的阻力系数和风压“P”。

天线在天线杆/塔上的放置

另一个重要的问题是天线应安置在天线塔的什么地方。像之前提到的那样，一般的天线塔的规格是假定天线的全部负载被施加在塔的顶端。在多数的业余安装中会有一个管式天线杆从塔顶延伸上去，它依靠固定在塔上的转向器来旋转。多根八木天线经常被安装在天线塔顶的同一天线杆上，并且一定要确保塔和天线杆都能承受作用在天线上的风力。

对于独立式天线塔，可以通过一种“等效力矩”的方法来确定如何将一个建议使用的天线结构与塔制造商给出的评定值相比较。这个方法计算了风作用在正好位于塔顶上的测试天线区域上时在塔基上产生的挠矩，并且将其与如下情形相比照，即当天线固定在伸出塔顶之外的杆子上时的情况。

只要两者的比较结果相同，风压的具体准确值并不重要。风对于塔本身产生的负载可以被忽略因为它在两者的比较中是相同的，而且如果所有计算都是用我们之前提及的 FPA 来进行的话，天线的阻力系数同样可以忽略。

记住，这种方法不计算与任何特定的塔设计标准相关的实际负荷及力矩，但是当风压值稳定而且所有天线面积是同种形状时，它的确可以允许等价比较。下面就举个例子吧。

图 22-32（A）显示了一个把负载集中在天线塔顶的普通塔结构。我们假设塔制造商把这个塔评定为 20 平方英尺的平坦投射天线面积。图 22-32（B）展示了一个典型的带有转向支架及一个安装在离塔顶 7 英尺高的业余天线装置。为了使计算变得简单，我们选择风的压力为每平方英尺一磅。下面就是图 22-32（A）的塔基力矩的计算过程：

天线负载 =20 平方英尺×1 psf=20 磅

塔基力矩 =70 英尺×20 磅=1 400 英尺·磅

这是对比的目标值。一个等价的结构能产生相同的塔基力矩。对于图 22-32（B）中的结构，我们假定有一根直径 2 英寸长度为 20 英尺的套管天线杆，其中 5 英尺插在塔中。注意格子结构的塔会让风力遍及天线杆的整个长度上，并且我们可以认为沿天线杆分布的风力都可以集中在它中间的位置上。除去天线的话，天线杆自己的平面投射面积是：

天线杆面积 =20 英尺×2 英寸/12 英寸/尺=3.33 平方英尺

天线杆的中间位置位于 75 英尺的高度。同样在 1 psf 的风力作用下，仅由于天线杆而产生的塔基挠矩是：

塔基挠矩（天线杆产生的）=3.33 平方英尺×1 psf×75 英尺=249.75 英尺·磅

由于天线杆在结构中的存在，减少了天线的允许负载。那么天线剩余的目标塔基挠矩就是用原始的目标值

减去由于天线杆所产生的挠矩值：

新的塔基挠矩值 =1 400 英尺·磅－249.75 英尺·磅 =1 150.25 英尺·磅

图 22-32（B）中的天线处于 77 英尺的高度。为了得到在这个高度的允许天线面积，我们用天线高度除新的塔基弯矩值，得到一个允许天线负载：

1 150.25 英尺·磅/ 77 英尺 = 14.94 磅

因为我们所选择风力载荷为 1 psf，允许的天线 FPA 也从 20 平方英尺减到 14.94 平方英尺。如果我们在新的结构中计划安装的天线投射面积比这个值小或相等，我们就满足了最初的设计要求。可以用这个等效力矩的方法来计算不同结构的天线，即使是天线杆上架设有多个天线或者在塔顶下面还有附加天线的情形。

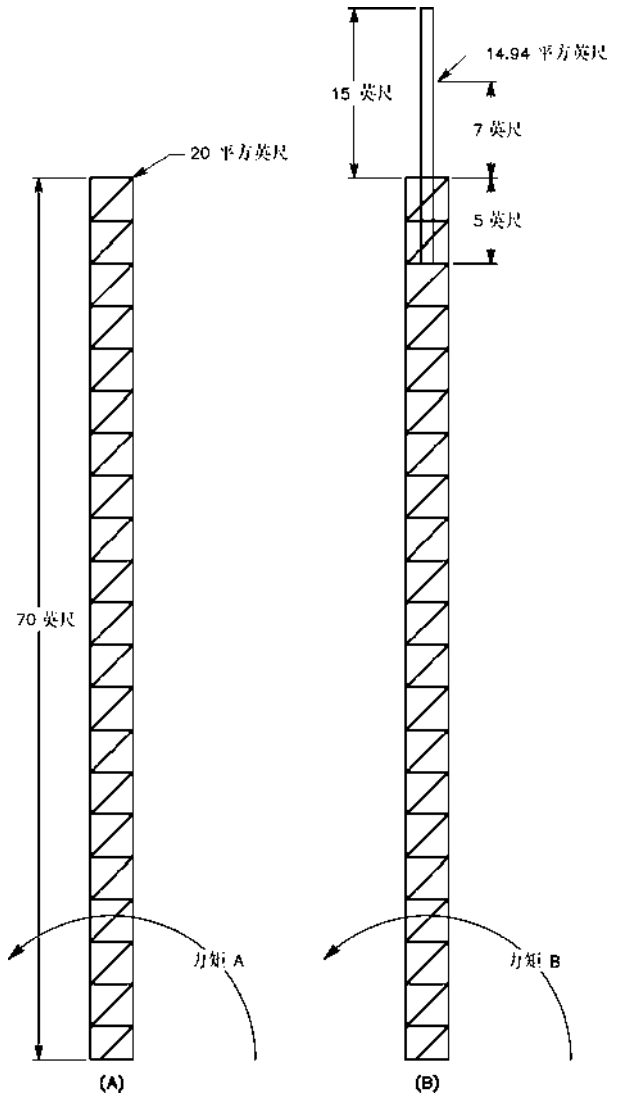


图22-32　在图22-32（A）中，天线高度是70英尺，顶部有20平方英尺的天线负载区。图22-32（B）中的天线与图22-32（A）中的相同，天线杆是2英寸外径x20英尺长，天线架设在离塔顶7英尺的位置上。这两种结构产生相同的天线负载。

对于拉索天线塔，这种分析变得非常严格。因为拉索及其布排表现是塔的支撑机制中非常重要的一部分，这些设计对天线载荷的分布会非常敏感。我们首要注意的就是，拉索式天线塔一般是从不超过原始的额定塔顶负载值的，不管负载沿其长度的分布如何。一旦将天线负载沿拉索天线塔进行了重新分布，你就应当重新做一次分析，但仅仅是为了确认一下。

对于安置在拉索塔顶的天线杆上的天线，你可以使用前面所述方法来进行估算。但是对于安装在拉索式天线塔顶的下方的天线，使用等效力矩方法就不一定可行了，因为许多普通塔有许多专门为天线塔下部零负载时而设计的中间拉索。这种情况下正确的方法就是让一位资深的机械工程师检查这种结构，看看拉索的布置和强度对于塔下部的附加天线是否合适。

如果按图 22-32（B）所示的样子安装天线杆和天线的话，会增加天线杆附近塔的负荷。你应该审查一下这些负荷，以确保塔在这个范围内的支撑力是足够的。现在我们来考虑旋转杆的弯曲问题。

天线杆的强度

当你将天线安装在塔顶的天线杆上时，你应该检查天线杆的弯曲负荷以确保它足够坚固。本节会说明在单一稳定风速下如何完成天线杆的应力计算。这个过程并不包括在多数的塔的设计标准中都存在的高度，方向和阵风等因素的影响。

这里有一些基本的公式和数值，它们用来计算安装在塔顶的天线杆的弯曲应力。风压的基本公式见式（22-1）：

$$P = 0.002\,56\,V^2 \qquad (22\text{-}1)$$

其中 P 是风压，以每平方英尺磅（psf）为单位。V 是风速，以每小时英里（mph）为单位。

在这里，假定空气密度为在海平面高度以及标准温度和标准大气压力下测得的。风速不是在本章其他小节中所讨论的基本风速。它只是简单的稳定状态的风速。

计算风在一个建筑物上产生的力的公式见式（22-2）：

$$F = P \times A \times C_d \qquad (22\text{-}2)$$

这里 P 是式（22-1）所得的风压，A 是建筑物的平面投射面积（平方英尺），C_d 是建筑物部件形状的阻力系数。

对于应用在天线杆和天线中的管类长圆柱体物件，一般公认的阻力系数是 1.20。而扁平的盘状物的阻力系数是 2.0。

像天线杆这样的简单柱状物的弯曲应力计算公式见式（22-3）：

$$s = \frac{M \times c}{I} \qquad (22\text{-}3)$$

这里 s 以平方英寸磅（psi）为单位应力，M 是天线

杆底部的挠矩（英寸-磅），c 是天线杆的半径（英寸），I 是天线杆的惯性矩（英寸 ^{4}）。

在这个方程式中必须确保所有数值使用相同的单位。为了使得到的天线杆应力值的单位是平方英寸磅（psi），其他数值也需要转化为以英寸和磅为单位。圆管式天线杆的惯性矩的计算公式见式（22-4）：

$$I = \frac{\pi}{4}(R^4 - r^4) \qquad (22\text{-}4)$$

这里 I 为部件的惯性矩（英寸 ^{4}），R 是管的外径（英寸），r 是管的内径（英寸）。

这个值描述了材料在桅杆质心周围的分布，它决定了在负荷下天线杆的强度。计算天线杆底部（天线塔支撑天线杆的位置）挠矩的公式见式（22-5）：

$$M = (F_M \times L_M) + (F_A \times L_M) \qquad (22\text{-}5)$$

这里 F_M 是风作用在天线杆上的力（磅），L_M 是塔顶至天线杆中间的距离（英寸），F_A 是风作用在天线上的力（磅），L_A 是塔顶至天线安装位置的距离（英寸）。

L_M 是到天线延伸出塔顶的那部分的中间位置的距离。附加的天线可以通过它们的 $F \times L$ 而使用这个公式。如图 22-32（B）的装置中，风速为 90 mph，天线杆的外径为 2 英寸，壁厚 0.250 英寸，天线杆应力计算步骤是：

1．利用公式（22-1），计算 90 mph 风的压力：

P=0.00 256 V^2=0.00 256×(90)^2=20.736 psf

2．确定天线杆的水平投射面积。天线杆在塔顶上方部分的长度是 15 英尺，外径是 2 英寸，也即 2/12 英尺。

天线杆的 FPA，A_M=15 英尺×（2 英寸/12 英寸 /英尺）=2.50 平方英尺

3．利用公式（22-2），计算风作用在天线杆上的力：

Mast Force，F_M=P×A×C_d=20.736 psf×2.50 平方英尺×1.20=62.21 磅

4．计算风施加在天线上的力，利用公式（22-2）：

天线受力 F_A=P×A×C_d=20.736 psf×14.94 平方英尺×1.20=371.76 磅

5．天线杆的弯矩，利用公式（22-5）：

$M = (F_M \times L_M) + (F_A \times L_M)$ =（62.21 磅×90 英寸）+（371.76 磅×84 英寸）=36 827 英寸 • 磅

这里 L_M=7.5 英尺×12 英寸/英尺=英寸，而 L_A=7.0 英尺×12 英寸/英尺=84 英寸。

6．天线杆的惯性矩，利用公式（22-4）：

$$I = \frac{\pi}{4}(R^4 - r^4) = \frac{\pi}{4}(1.0^4 - 0.75^4) = 0.536\,9 \text{ 英寸}^4$$

这里，天线杆的外径为 2.0 英寸，壁厚 0.250 英寸，R=1.0，r=0.75。

7．计算天线杆的弯曲应力，利用公式（22-3）：

$$\sigma = \frac{M \times c}{I} = \frac{36\,827 \text{英寸·磅} \times 1.0 \text{英寸}}{0.536\,9}$$
$$= 68\,592 \text{psi}$$

如果天线杆材料的屈服强度比所计算的弯曲应力高的话，我们就认为在这个风速下，这种天线杆用在这个结构和风速上是安全的。如果计算的应力比屈服强度高的话，我们就需要选用一种更强的合金的，或规模更大的、壁更厚的天线杆。

可以用作天线杆的管子可以有许多不同的材料和制造工艺。屈服强度的范围从 25 000 psi 达到接近 100 000 psi。知道用作天线杆材料的最小屈服强度，是确定它是否安全的重要部分。使用未知材料会使前面的计算变得毫无意义。

当天线杆上架设有多根天线时，进行天线评测时要特别注意为该系统找到最坏情形条件（风向）。由于天线平面投射面积的组合看上去可能是最差负载情况，可能不总是能观察到的产生了最大弯曲挠矩的情形。应该一直观察架设有多层天线的天线杆以找到产生最大挠矩时风的方向。0° 和 90° 方位角的天线平面投射面积对于这种评测是非常有用的。

22.5.6 天线的安装

所有的天线安装在某些方面都会有所不同。因此，在安装天线的时候细致的计划是最重要的第一步。在任何人爬上天线塔之前，整个步骤都必须详细地商讨好，以确保每一位工作人员都能清楚地知道将要做什么。并且一定要牢记在塔顶上的那个人才是负责人。事先协商好使用哪些信号和命令：“向上”或者“慢慢向上”用来指示从地面向上举起东西；“向下”或者“慢慢向下”则表示相反的动作。

“当心!”或者“下面当心!”用来警告下面的工作人员从上面掉下来一些零件器具或者工具。一定要牢记，一旦有人上了天线塔，任何人都不允许站在靠近塔基的地方!

考虑好哪些工具和零件必须得组合起来，哪些东西必须得带到塔顶，并且要为可能出故障的地方制定好另一套行动计划。有了仔细的计划，就可以避免不必要的上下天线塔的麻烦了。

如果做得比较充分，实际上安装天线的工作只需要塔上的一个人就可以很轻松地完成。地面上的工作人员应该完成所有其他的重要工作，让塔顶上的人可以轻松地把天线安装到位。由于地面上的工作人员要做所有的抬升工作，更可取的方法就是在塔顶的起重架上安装一个大的滑轮。当地的无线电俱乐部的会员经常可以提供这种起重架。出售天线塔材料的商店一般也有出租。

安装起重架时应该沿着塔的一边进行安装，这样的话滑轮就不会比塔顶（或者将要安装天线的地方）高出 2

英尺。通常来讲，这个高度完全可以让工作人员很轻松地安装好天线。把滑轮安装在这个高度的一个重要原因就是，当天线被从塔上拿开以便调整拉索的时候，起重架可以提供相当可观的张力。

有时候安放天线的天线杆会被用来悬挂滑轮。这时就必须得注意不要因为把滑轮在天线杆上安装得太高而最终把天线杆折断。有时需要把天线杆的后拉索安装在天线塔的另一边，即与竖起天线的方向相反的那一边。

滑轮上的升降索长度必须是天线塔高度的两倍多，这样地面上的工作人员才能够从地面上把天线拉上去。从力度和操作容易度两方面来看，升降索直径应大约为 1/2 英尺或 5/8 英尺。直径小一些的升降索不是那么容易操控，很容易脱离滑轮轨道，而妨碍了滑轮正常工作。

第一个爬上天线塔的人应该携带着升降索的一端，这样就可以提起起重架而固定到天线塔上。那些爬上天线塔的人必须佩带安全带。安全带可以确保安全和提供方便；有一只手扶住天线塔的情况下是不太可能有效地进行工作的。

一旦安置好了，零件和工具就可以通过起重架和滑轮被运送到塔上。往上运送一些像螺栓和钳子之类的小工具时有一个很有用的技巧，那就是地面上的工作人员把它们绑在绳子上，通过绳子把它们滑到塔顶。那些碰到天线塔就容易掉下来的东西不能被绑在或者系在升降索上。曾经掉下过的有工具或者金属器具。有人在塔上面工作的时候，靠近天线塔站着是一件愚蠢的事情。地面上的工作人员必须戴着安全帽作为特别的安全防范措施。

沿天线塔竖起天线

这里概述一下在竖起天线时的一个简便技巧。首先，把升降索穿过起重架的滑轮或者是安装在天线杆上的滑轮，把绳子的引导端扔回给地面的工作人员，由他们把绳子这端系到天线上。装配好的天线应该被安放在院子里或者屋顶上的空旷地以便主梁指向天线塔。然后把升降索从天线横梁前面振子单元下面绕到超过天线中间位置的地方，把它牢固地系在主梁上（见图 22-33（A））。

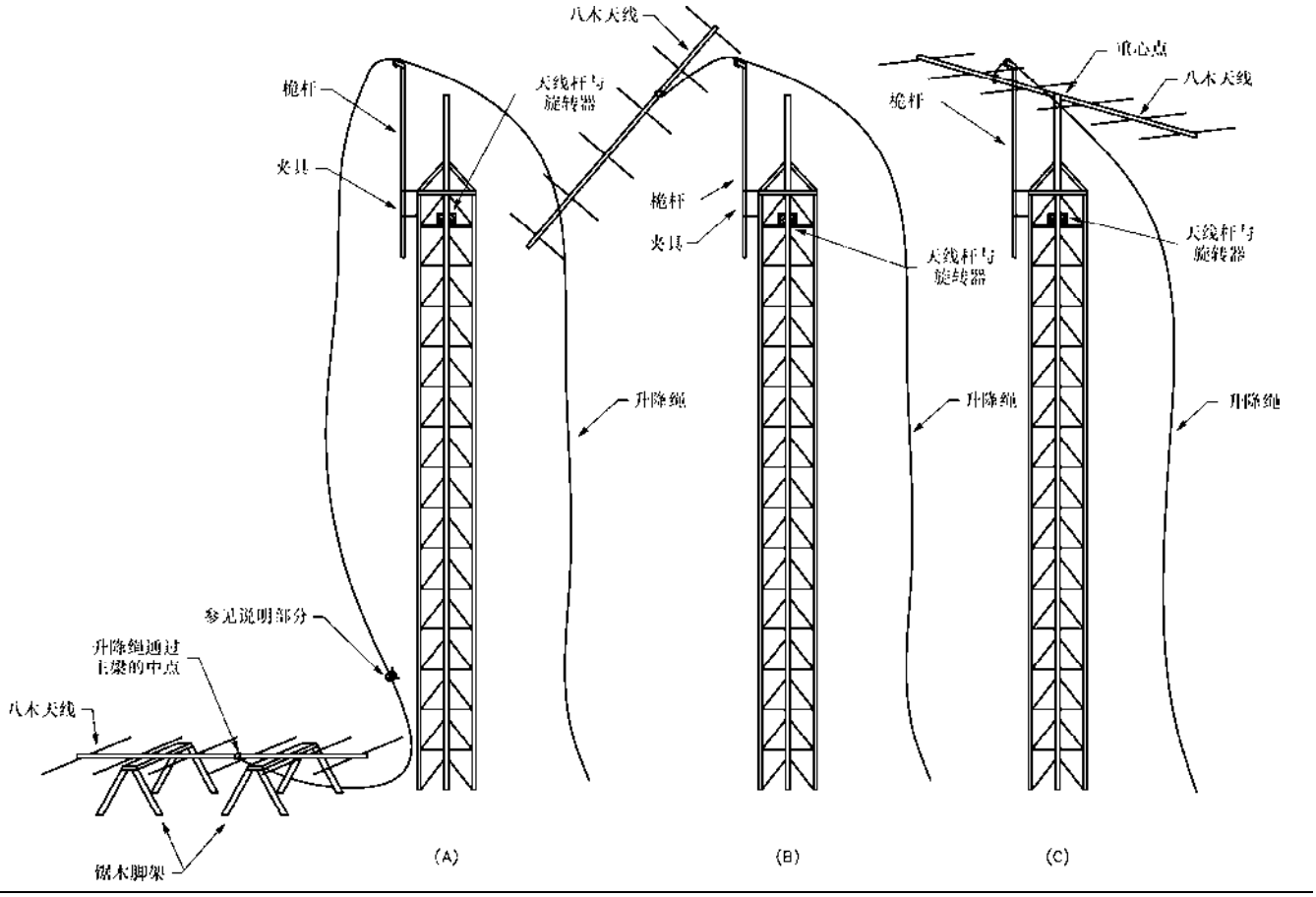


图22-33　沿塔的一侧把八木天线拉起。在图22-33（A）中，天线被放置在空地上，主梁指向天线塔。升降索从振子单元下面穿过，然后系在主梁的偏离中点的位置上。图22-33（B）所示是天线正逐渐接近天线杆顶部。当拉绳已经从天线前方解下后，塔上的工作人员就要指挥操作了。在图22-33（C）中，天线已经由地面工作人员拉到了水平位置，这时塔上的人员就插入枢轴螺栓并固定好。注意：在天线升起的过程中，升降索和天线前端的主梁上是系有一小段绳子的，它用来稳固横梁。当主梁升到塔顶的时候，塔上的工作人员就把它解下来。

注意，天线一旦被安装好了，塔上的工作人员必须能够伸手够到天线并且把升降索从上面解下来。从安装位置算起，沿着主梁系住的绳子长度一定要少于一臂的长度。如果需要的话，在超过主梁中部的第一个单元的位置处可以安放一个大的线圈，把绳结打在靠近天线中心的地方。那样，在完成安装以后就可以比较容易地解开绳子。升降索应该暂时用轻绳或者多股线系到天线前面的主梁上。

当天线被竖起的时候，地面上的工作人员须用力拉。只要天线的前端到达天线杆的顶端，塔顶上的人就要马上把轻绳解开，以免地面上的工作人员继续把天线拉起的时候天线的前端会倒下来（见图 22-33（B））。当天线的中心接近塔顶的时候，塔上的工作人员用一个螺栓把天线杆和八木天线上用来安置天线的托架固定在一起。这个螺栓起了一个支点的作用，地面的工作人员继续用升降索把天线的后端拉起来（见图 22-33（C））。当天线平行的时候，塔上的工作人员把剩下的螺栓装好并且把升降索解开。使用了这个技巧，塔上的工作人员在拉起天线的时候就可以不用很费力。

避开拉索

虽然同样的安装一个八木天线的基本方法适用于任何天线塔，但拉索式天线塔却有其特殊的问题。必须采取措施来避免拉索阻碍天线。然而，采用适当的防范措施，再大的天线也能被拉到塔的顶端，即便天线杆被安装在许多不同的高度上。

有时，当天线被往上拉的时候，顶部拉索中的一根可以提供一个用来支撑天线的轨道。然而，拉索上的绝缘体却可能阻碍天线的运动。可以选择一种更好的用绳子做的轨道。绳子的一端被固定在固定拉索的地桩的外面。绳子的另一端越过塔的顶端后下放到地面然后把它也固定到地桩上，这个地桩是固定绳子的另一端的地桩附近的一个。在这样的布局下，绳子在拉索外形成了一个窄的 V 字形。一旦 V 形形成了，天线就很容易沿着轨道被拉上去。

另一种方法是在天线的底部系一根绳子（但是这个位置要可以够到天线中间）。然后在天线被拉起的过程中，地面工作人员通过绳子拉起天线使它远离拉索。在这种方法中，一些人员在向上拉起天线同时有另一些人员向下或向外拉天线以使它避开拉索。明显地，反向拉天线的这些人员必须协调工作以避免损坏天线。横梁在被调整到水平位置的时候尤其容易受到损害。如果此时工作人员继续再向下和向外拉天线以对其进行调整，主梁就可能会被损坏。这种方法的另一个问题是天线在被拉起的过程可能会以主梁为轴进行旋转。为了防止这种旋转，要在外部的振子单元上系上长的合股绳，主梁的两边各系一根。然后地面的工作人员可以用这些添饰绳来稳定天线。做这个的时候，必须进行一些准备以在天线安装好后解开合股绳。

第 3 种方法是在天线的中部系上升降索。地面人员拉起天线的时候另一个系着安全带的工作人员拿着天线沿塔走上去。由于升降索被系在平衡点，在塔上的工作人员可以绕着拉索旋转天线的振子单元。可以在横梁的底部系一个附加绳，这样地面人员可以帮助塔上的工作人员围绕着拉索移动天线。附加绳在天线仍然保持垂直的时候就要解下来。

第 4 种方法是在塔上搭设天线，然后把它摆到正确位置（参考下面小节：PVC 的安装）。这种方法对于架设在塔中途的八木天线来说效果会更好，正如你以前在分层天线阵中可能做的一样。这种方法在拉索间的垂直距离大于天线主梁长度时效果最佳。

图 22-34 表明了有关的步骤。把一段拉索穿过起重架或安装在塔上的滑轮后系在八木天线的最终平衡点上，地面人员在塔上的垂直位置拉起天线。在天线被拉起的时候要用一根绳来临时固定天线的上端。一旦天线被拉到恰当的高度并且被临时固定在塔上的时候，塔上的工作人员就要解走系绳。

然后把振子一个一个地运上去并且安装在八木天线主梁上。如果你有一个可临时安装在天线上的 2 英尺或 3 英尺长的定位杆以形成一个 90° 的参照系的话会更好。这样允许地面人员在下面观察以确保所有的振子都排列在同一平面上。在所有的振子都安装排列好后，松开临时固定主梁及塔的绳子，天线就被吊在拉绳上了。然后在塔上的人将天线主梁旋转 90°，这样振子都成垂直的了。下一步再把振子单元旋转 90°，这样它们就和地面平行了。然后地面人员用拉绳上下移动天线主梁到达它安装在塔上的位置。

这种方法经改进以后也可以用来在塔顶安装中型的八木天线。如果起重架在最大安全范围内的长度足够长的话，就可以使用这种方法，如图 22-35 所示。

通常，起重架的拉绳被固定在主梁的平衡点上，用一个绳子临时把拉绳系到天线的顶端以保持稳定，可以把天线主梁拉到塔上的垂直位置处。在垂直位置上用绳子把天线主梁临时固定到塔上，这样天线的顶端刚刚高过塔的顶部。为了在安装好振子以及主梁被升高后用以安装下一个振子单元的时候能避开起重架，你必须稍微的倾斜天线，这样安装在天线顶端的振子就在天线杆后面了。这是非常重要的一步！

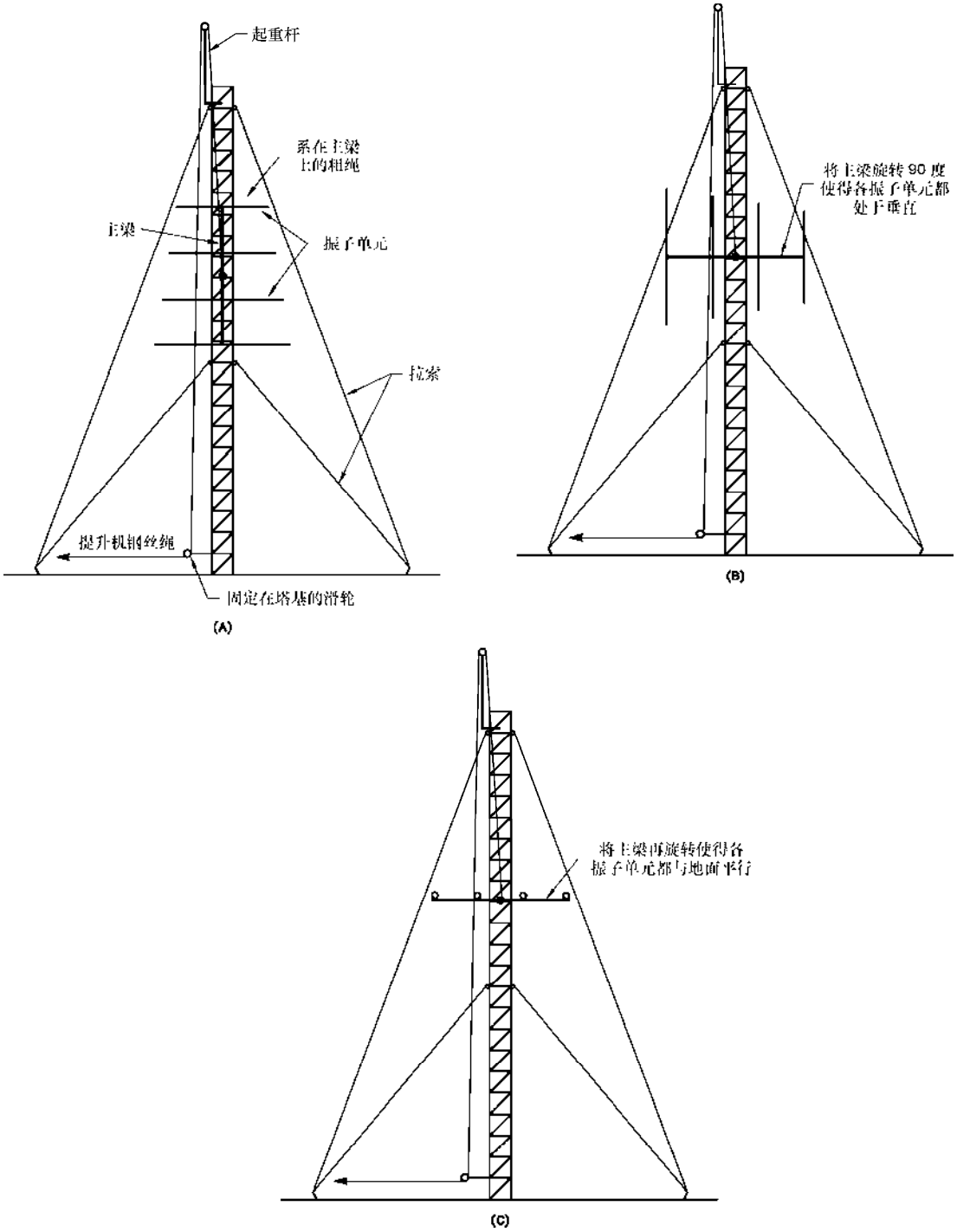


图22-34　在塔底对八木天线进行部分装配。在图22-34（A）中，把横梁临时地捆在塔上，把振子单元装上去，这个过程起始于塔底。在图22-34（B）中，把固定主梁的绳子解下来，再把主梁旋转90°，此时振子垂直于地面。在图22-34（C）中，主梁又旋转了90°，如果需要通过拉索的话，就把振子穿过拉索，直到振子与地面平行为止，然后再把主梁固定到塔上。

振子一开始安装在主梁的底侧，以此把重心降低来保持稳定。然后把最高端的振子单元装到天线上。塔上的工作人员移走临时固定天线到塔上的绳子，然后地面人员利用拉绳把天线杆垂直上拉到某个位置，在这个位置安装从顶部数的下一个振子。一旦所有的振子都被安装排列在同一平面上了（中间振子可能是最靠近天线杆支撑天线的支架上，而这个支架之后会被留在地面上），用来临时固定的绳子就要被移走。现在来回摆动天线主梁以调整振子避开顶端拉索。一旦所有振子都水平了，就把八木天线主梁固定到拉绳上，且安装好中心振子单元。

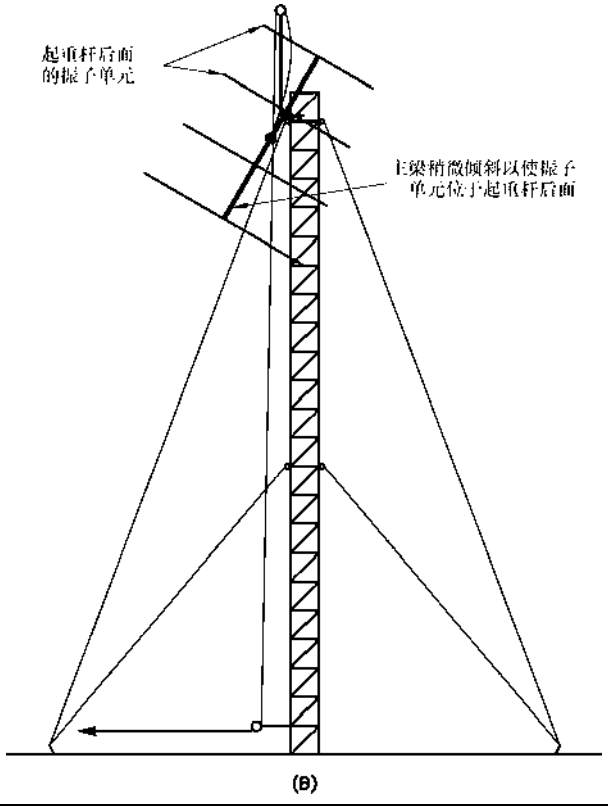


图22-35　在塔顶架设一个八木天线。起重架的长度必须比主梁的1/2要长。这样主梁才可能被拉升到天线杆上安装天线的位置。通常主梁斜着固定到天线塔上，这样最高处的振子才可以刚好在升降索后面。横梁底部最末端的振子要首先提供稳定性。然后把主梁最上面的振子装上，之后再用起重架的拉绳把主梁向上移动，这样就可以安装顶部下面的振子了，安装仍然在起重架后面。重复这个过程，直到所有的振子都装好（一旦把主梁装上去了，就要保护好中间的振子，如果从塔上很轻松就能够到它的话）。然后把主梁倾斜至最终的位置，如果需要的话，使振子穿过拉索间的空位置以避开它们。

使用缆车系统

另一种安全地把一个大的八木天线运到塔顶的方法是使用缆车有轨系统。缆车通过一个滑轮在缆绳上行进，并能通过缆绳来运送天线。如前面所描述的，由于在缆绳上行进时摩擦力很小，天线可以更自由些地移动，甚至能运动到缆绳的头部。这样对缆绳以及固定它的天线杆来说张力都大为减小。一些安装者选择使用钢索缆绳是因为它下垂度很小。

这种缆车方法是用一种固定到八木天线主梁上的简单设备来稳定天线，避免在天线被拉起的时候旋转太多。一个拉索或粗绳被固定到天线杆上，固定的位置比天线安装在天线杆上的位置高大约两英尺。附带装置经常被用在底部来适当地拉紧缆车的缆绳。通常有必要用拉索向后拉天线以防止其弯曲，因为在任何缆车操作中作用在天线杆上的水平方向力会很大（注意，使用缆车的方法对于在侧面安装天线时也适用，如果安装位置靠近一组拉索的话，并不需要再向后拉天线杆，当然这种情况也经常出现）。

图 22-36 是 Kurt Andress（K7NV）架设的一个缆车设备的照片。这包括一个行进在缆车轨道上的滑轮。使用铁锁和钩环将这个滑轮连到两根一样长的绳子上，绳子再与主梁相连而形成一个倒置的 V 形吊索。这两根吊索用角铁或减声器夹固定到天线主梁上，这样天线在水平面上就绝对平衡了。平衡是很重要的，以保证天线适当地在缆车上升起，而不会使主梁沿着一端或另一端向下转动。

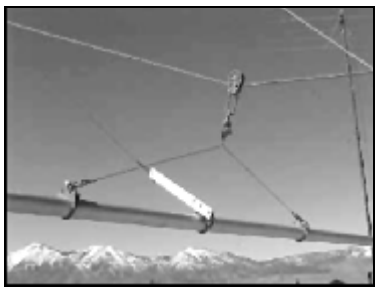


图22-36　Kurt Andress（K7NV）所使用的缆车系统（照片由K7NV提供）。

穿过固定在塔上起重架滑轮上的起重绳（同时被地面人员用来把天线沿着缆车线路拉上天线塔）被连接到一个两脚的角铁上。它用一个减声器夹固定到八木天线主梁上。注意角铁与水平面有微小的倾斜，这样振子的平面也是向上倾斜的——可以使振子在拉升天线的过程中不会碰到拉索（当天线接近地面的时候，角铁就会调整以使振子保持水平。一旦它们离开地面，调整角铁以使振子排列在适当的方向来避开天线塔上的拉索）。沿着角铁的牵索拉力也可以稳定天线，防止其左右摇荡。注意，在图 22-36 里角铁安装在刚刚偏离中心的位置，这也是固定连接天线杆和主梁的金属板的位置，这样当天线接近塔顶的时候可以避开天线杆。图 22-37 显示了缆车和起重绳是如何装配到天线杆上的。

塔上的人指导地面人员的工作并且引导天线装到天线杆上。一旦拉绳的一端到达天线杆，塔上的工作人员就要把天线主梁临时地系到天线杆上，这样他就可以解开系在缆车设备角铁上的拉绳并把它重新系在八木天线主梁上。然后天线就可以被拉升到天线杆上的固定位置处了。

这种技术已经被用来在 N6RO 比赛基地的 130 英尺高的塔上架设了主梁 42 英尺长的八木天线。由于需要轨道，缆车系统需要大规模的开阔地。尽管听起来很难架设，一旦你熟悉了操作，你可以在不到一个小时的时间里架起一些相当大的天线。

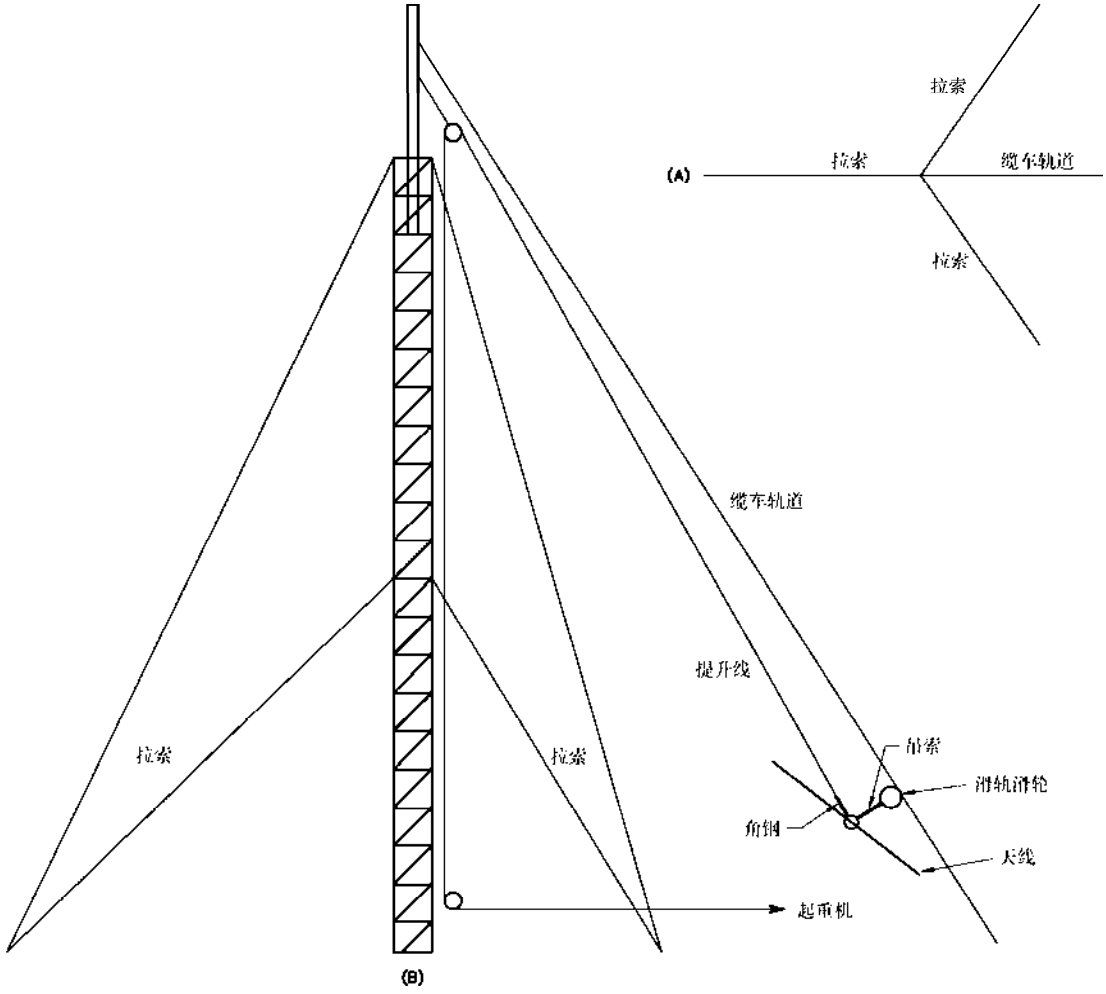


图22-37　图22-37（A）是缆车系统的俯视图，它用来把大型八木天线从地面送到塔顶。图22-37（B）是绳索的侧视图，它们用作缆车轨道和提升线，连同吊索和缆车装置一块在缆绳上固定住八木天线。

22.5.7　PVRC 架设方法

上面描述的架设天线方法有时不能满足真正的又大、又重的阵列天线的架设。架设大型八木天线的最好方法是在塔顶组装它们。轻松地实现塔顶架设的一种方法是使用 PVRC 方法。许多 Potamac Valley 无线电俱乐部的成员已经成功地运用这种方法架设过大型天线。简单而具有创意，这种方法包括主梁偏离天线杆，以允许天线主梁倾斜 360° 和沿轴旋转 360°。这样天线主梁的整个长度都在塔的一侧，从而振子可以一个一个地装上（它也允许在进行天线维护时，把天线的振子沿塔拉到天线处）。

参考图 22-38～图 22-42。这种架设本身包括一截和旋转杆的直径一样甚至更长的管子，一块钢板，8 个 U 形螺栓和 4 个销钉螺栓。钢板是在图 22-38 里比较大且水平摆放的那块。4 个 U 形螺栓把钢板固定在旋转杆上，另外 4 个把水平的管子固定到钢板上。水平管提供八木天线和塔之间的偏置。连接天线和天线杆的平板安装在短管的外端。4 个螺栓用来保证天线最后和地面平行，每个钢管用两个销钉钉在短管上。当天线杆平板上的销钉螺栓被移走并且 4 个 U 形螺栓也被松开时，短管和天线平板就可以进行 360° 旋转了，这样天线主梁的任何一半都可以沿塔到达塔顶了。

首先在地面上组装好天线。仔细地标记好所有的关键尺寸，然后把天线主梁上的所有振子单元拆掉。一旦转向器和天线杆已经被安装在了塔上，就用一个起重架来把钢板和短管运到塔顶。在塔顶，工作人员拔去水平管上的螺栓，倾斜八木天线的平板，并把它放置在垂直面上。天线主梁被固定在组合天线的最后一个平衡点处的钢板上。使主梁沿轴旋转是很重要的，因为这样的话，天线主梁的底侧离塔最近。这样，主梁就可以在振子不碰到塔的前提下进行倾斜了。

在安装的时候，有时需要临时地松开一根拉索，以使八木天线主梁进行倾斜。为了安全起见，这根临时松开的拉索应该固定在塔的同一条腿上，且要足够低以使

组装好的天线不会碰到它。

要把振子单元装到天线上，应当先从最靠天线中间的那些振子开始，轮流地交替安装，直到最远的引向器和反向器。一定要遵守这个程序。因为如果先安装一头的振子，那么再装其他振子的时候就非常危险了（这是有可能的）。从中间的振子开始安装，再装外围的，那么这个部分装配的天线的平衡点将不会离塔太远，这样主梁也就不可能倾斜了。

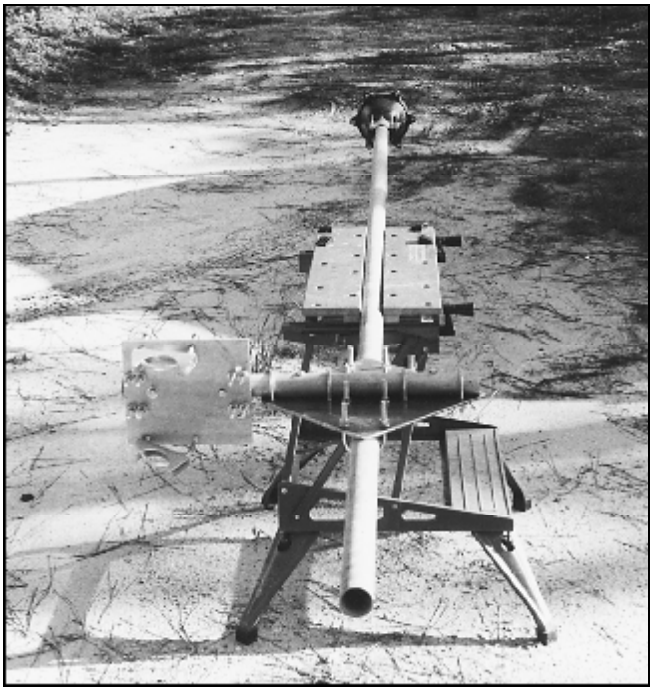


图22-38　PVRC装置，主梁的平板，天线杆和转向器都已备好。首先把天线杆和转向器安装在天线塔上。

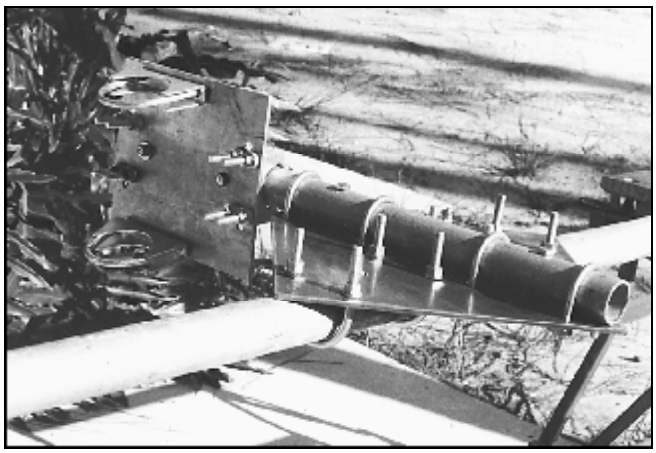


图22-39　PVRC装置的完工情形。长管（图中水平旋转的那根）是旋转式天线杆。垂直板上左侧的U形螺栓用来固定天线主梁。在主梁平板的中线处可以看到两根锁定销（螺栓）的头。另外两根锁定螺栓用于把水平长管固定到大的天线杆铁板上（和凸轮最近的螺栓头与右腿的U形螺栓混在了一起）。

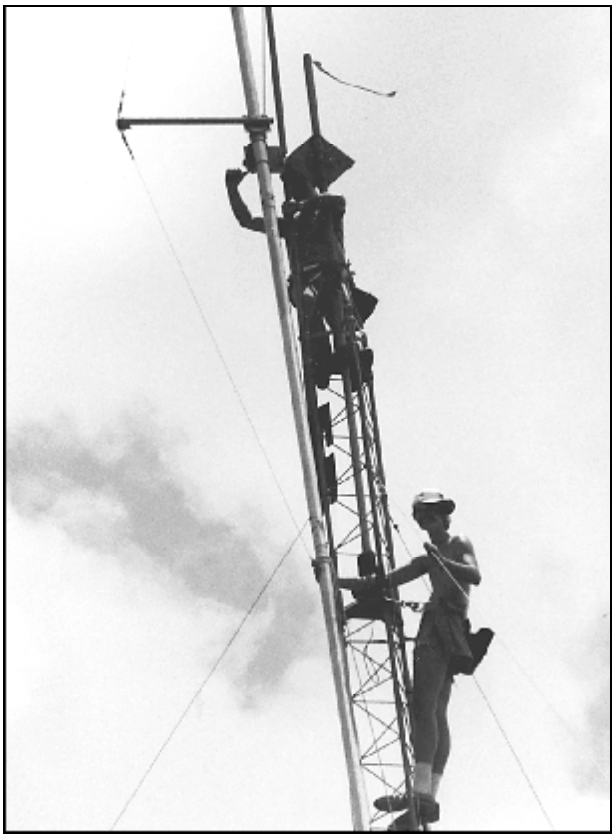


图22-40　工作在70英尺的高度。利用起重架使得拉起主梁并将其安装到主梁平板上的过程变得安全简易。

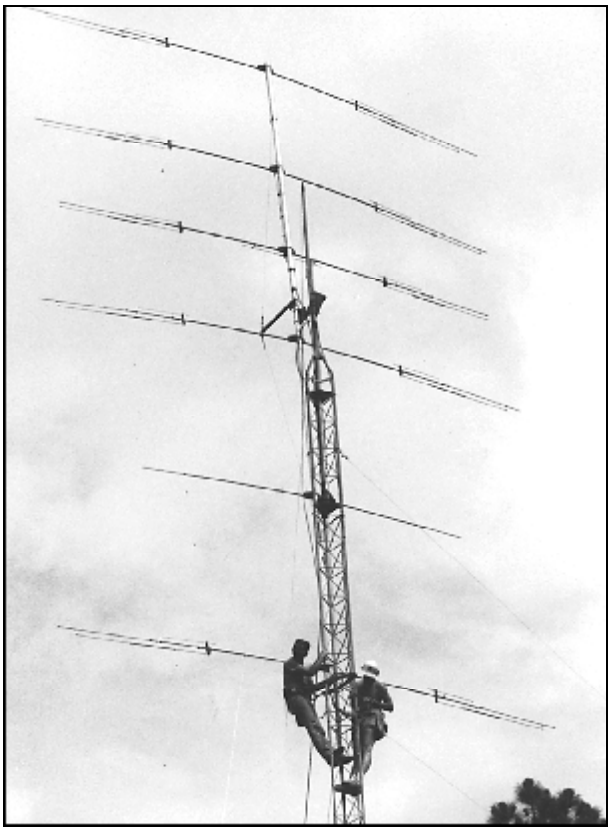


图22-41　在把天线主梁进行水平放置之前安装好最后一根振子单元。

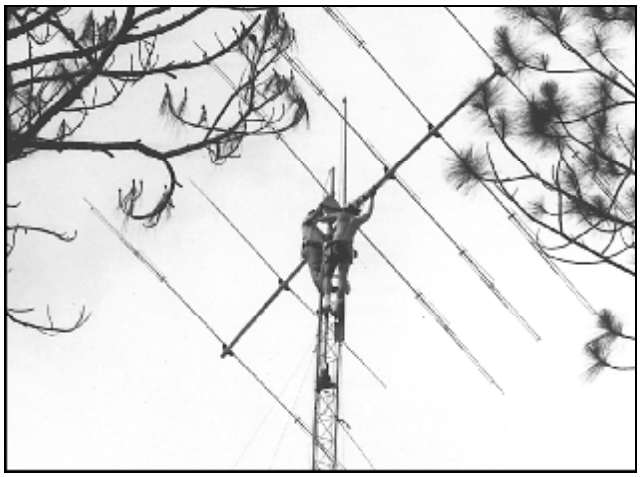


图22-42　松开把短管固定到天线杆平板上的U形螺栓，再把主梁旋转到水平位置。这样使得振子是垂直于地面的。然后把U形螺栓和锁定螺栓拧紧。再松开横梁上的U形螺栓，把主梁沿轴旋转90°，就可以使振子与地面平行了。

当最后一个振子装好后，要把八木天线主梁调整到与地面平行，水平短管被钉在天线杆钢板上，同时旋紧钢板上的U形螺栓。此时，要把所有的振子放置成垂直状态。松开固定天线的U形螺栓，把主梁沿轴旋转90°，使振子与地面平行。再固定好主梁上的螺栓，重新检查所有的硬件设施。

许多长八木天线都使用一个托架来防止主梁下垂。用PVRC方法进行架设时，这个托架固定在一个独立于旋转杆的管子上。把一根短管固定在天线杆上，尽可能靠近平衡点。这样，不管天线是倾斜还是扭动，托架就会随着天线运动了。

有一点需要警惕：除非你有一个足够紧固的转向器，否则的话要考虑使用这种架设方法，主要是因为这种方法是在塔顶组装天线。在这种装配下，主梁和天线杆之间的偏置可能会对转向器产生较大的扭矩力。当天线朝向风向时，把天线安装得尽量靠近天线杆可以减小这种扭矩力。

22.5.8　另一种天线塔

一种节省成本的代替在地面上建塔的方法是在房顶上搭建三脚架。这种适应于小型HF或VHF天线的装置可以从商家那里买到。关于这种三脚架，也许最大的问题就是怎样安全地把它固定在屋顶上。

在屋顶上搭建三脚架的一种方法就是在屋椽内侧钉上几块2×6的木板。把螺栓从安装底座穿过屋顶和2×6的木板。为了避免屋顶区域里的屋椽之间承受过大的压力，在屋顶上放置对应的两套2×6的木板（跟楼顶上的木板呈镜像对称）。安装细节如图22-43和图22-46所示。

2×6木板的长度要比两根屋椽之间的外缘距离长4英寸。螺栓是由一根1/4英寸长且有螺纹的短棒做成的。在安装过程中，用钉子来固定木板，并用沥青封住屋顶相关地方以防止漏水。



图22-43　这种三脚架天线塔可以支撑旋转波束天线。为了节省庭院空间，可以把天线塔架设在屋顶上而非地面上，从地面拉上来捆在天线塔上的那根线是用来避雷的，旋转器控制电缆和同轴电缆分别沿着三脚架的两条腿垂下（图片由Jane Wolfert提供）。

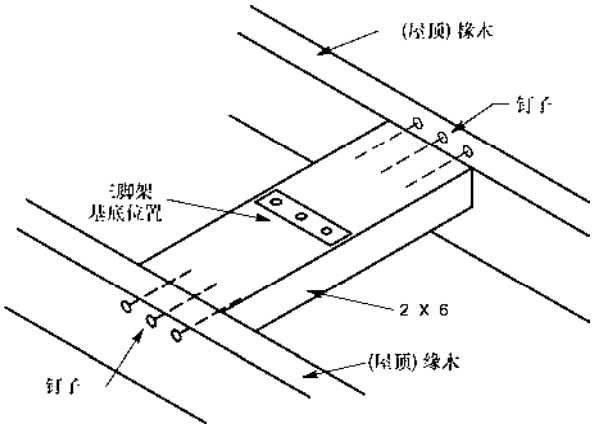


图22-44　这幅剖面图说明了三脚架天线塔是如何固定在屋椽上的。要固定到图中横木上的塔脚被放置在屋顶的外侧，另一根横木固定在屋椽下面，把螺栓穿过屋顶和横木就可以把内部的横木压紧固定住了。屋顶内部的横木也可以用钉子钉到屋椽上，这样会更加稳定。



图22-45　3块2×6的木板已经固定在了屋顶外侧，屋顶内侧的也留有3个相同长度的木板以增强支架的牢固性。外侧又涂了一层沥青以防止侵蚀和漏雨。

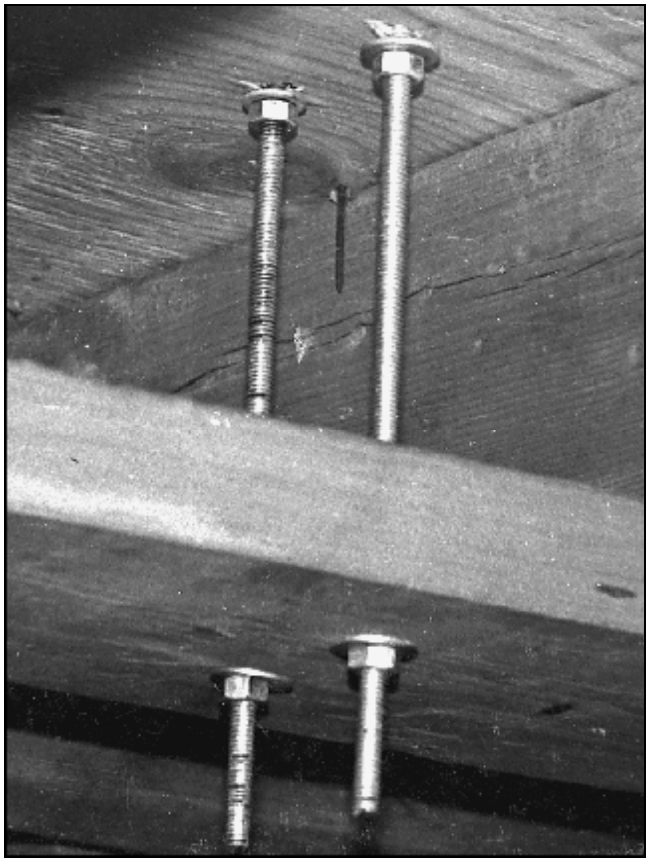


图22-46　固定三脚架的装置。螺栓分别穿过屋顶内侧和外侧的两块2×6木板，与图22-43所示的一样。

在屋顶上选择一个用于架设的位置，在这个位置上转动天线的时候要没有树木、电视天线或者烟囱之类的障碍物挡住。再确定屋椽的位置（烟囱和排气管是好的参考点）。然后，把塔放在 3 块 2×6 的木板上面，用从塔顶的中心垂下来的铅垂线来标定，使天线塔架设在屋脊处。此时就可以把装配螺栓钻进屋顶里了。

在继续安装之前，应该在 2×6 的木板底部及其下面的屋顶区域图上一层房顶沥青。在螺栓孔的周围留下大约 1/8 英寸的干净区域，以确保螺栓可以很容易地钻进去。把塔按位置放好后，再插入螺栓并拧紧。在塔脚架底部和支撑木板上（包括螺栓）涂上沥青。为了增加安全性，三脚架可以用拉索固定。那些拉索要固定于屋架上。

如果把天线转向器装到三脚架上，压力就会作用于轴承之上。作用在天线上的风力也会转变成挤压轴承一侧的力。因此必须要确保转向器能处理这种附加的压力。

22.5.9　转向器系统

当要为业余天线系统安装转向器时，没有太多的选择。正确估计转向器应该具有的容量，可以避免操作中的麻烦。制造商一般会提供天线的规定表面积，以帮助购买者选择合适的转向器。天线的最大表面积与转向器的最大转矩有关。

一些转向器制造商会提供其他信息来帮助你为自己将要架设的天线选择大小合适的转向器。Hy-Gain 公司提供了有效力矩值。Yaesu 提供了一个他们自己称为 k 因子的参数。这两个参数都是以尺磅为单位的扭矩值。通过计算天线转动的半径与天线重量的乘积可以得到你的天线的有效力矩值。只要转向器的有效力矩大于或等于天线的力矩，这个转向器就可以拿来使用。

对于业余天线系统，转向器有 4 个基本等级。轻型转向器是一种典型的用于转动电视天线的转向器。这种转向器可以很容易地处理一个小的 3 单元 3 波段八木天线（14 MHz、21 MHz 和 28 MHz）或者是单一的 21 MHz 或 28 MHz 的 3 单元单波段八木天线。对于一个电视转向器，最需考虑的是它是否缺乏制动或把持的能力。大风会通过齿轮传动链反向转动转向器的电机，有时甚至会导致齿轮的损坏。

在电视转向器之上一个等级的转向器中通常包括一个制动装置，这样，当没有能源供给的时候转向器就会保持在原位置。一般来说，在有风的时候，这个制动装置能使齿轮免受损害。如果采取充分的防范措施，这组转向器能够把持和转动多个单波段的八木天线，或者可用于一个 5 单元 14 MHz 的八木系统。提升转向器转动强

度是比较昂贵的。这类转向器能够转动业余天线系统里面可能需要安装的任何东西。

要完整地描述天线转向器，一定要提到用螺旋桨调距电机做成的这类转向器。螺旋桨调距电机转向器系统包括一个连接在指示系统上的螺距电机和一个电源装置。但是由于这些电机的大小和重量，安装天线的时候会存在一些机械上的问题。据说一个正确安装的螺旋桨调距电机转器系统能够转动一座房子。或许，和支撑电机属同一个等级（但是功能没那么强）的电动转向器可以用于开关车库。这些已经成功地应用于大型八木天线的转动调节中。

正确安装天线转向器能够使它经久耐用，相反，草率的安装则会造成许多问题，如电机被烧坏，部件脱落，设施卡住，铸件破损。多数的转向器能够用于不同直径大小的天线杆，但必须采取适当的措施，以改善尺寸较小的天线杆，保证转向器绕固定中心转动。另外还有一点非常必要，即把转向器插到天线塔里，并且要尽可能插深一点。天线杆会吸收在大风期间，以及在启动和停止时，由天线产生的扭转力。

一些业余无线电爱好者使用很长的天线杆，从天线塔顶一直到塔底。转向器的安装和服务可以在地面上进行。在转向器和天线之间有长度为 10 英尺或更长的天线杆，如果把它用作一个扭力缓冲器，那么能够大幅度增加整个系统的寿命。把转向器安装在天线塔之下 10 多英尺处的另一个好处是，就算转向器天线杆和塔顶不对准，影响也不是很大。通过塔顶上的管道（滑动轴承），天线杆几乎完全消除了在转向器外框上的侧向压力。所有的转向器必须实现的功能是支持系统向下的重力和转动天线。

通常天线和天线杆的重量不会超过几百磅，即使一个大的天线也可以通过在天线塔顶安装一个推力轴承来缓解转向器上的压力。轴承是承受天线系统重量的部分，而转向器仅仅执行转动任务。

不要忘记给馈线留有一圈的余量以使天线横梁能正常地转动。一定要把转向器馈线放置在合适的位置，以免它转动时会缠在附近的东西上。图 22-47 显示了一个椭圆偏振的 UHF 八木转向器馈线。注意馈线要绑在天线塔上的转向器轴和塔本身上。

指示器的校准

业余安装经常遇到的问题是，转向器控制箱里的转向标和天线指向没有对准。对于一个轻型转向器，当风把天线吹向其他方向时，这种情况会经常发生。如果没有制动器，风就可能会移动齿轮传动链和转向器的电机，而指示器的指示都固定不动。这种转向器系统具有机械限位装置以防止运作期间连续地自动旋转，同时还应包括一个辅助装置以在工作室中实时刷新指示器来显示当前机械限位器的状态。安装的时候，天线必须正确对准在机械限位的六位上，也通常是北方。

在装有高性能制动器的大型转向器系统中，指示器偏差是由连接天线主梁和天线杆的硬件系统的机械滑动所引起的。许多资料都建议用重型螺栓把八木天线的主梁钉在天线杆上，把转向器也类似地钉在杆上面。这是必须经过权衡考虑的。如果不用螺栓，大风就会造成连接在一块的器件滑动，而使用螺栓，大风就可能会损坏转向器铸件。滑动就相当于离合器松动，这会防止转向器受到严重的损害。另一方面，业余爱好者可能不喜欢在每次大风暴之后都爬上天线塔去重新调正系统。

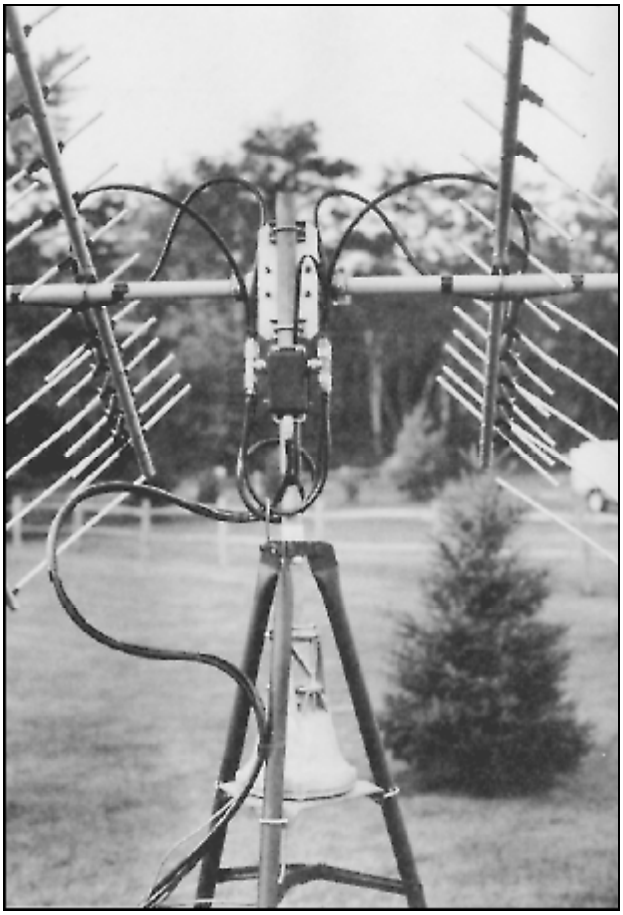


图22-47　用在UHF八木天线阵列的转向器环。用来馈电的同轴电缆与用于极化继电器的控制电缆捆扎在一起。同轴电缆/控制电缆被聚乙烯绳捆在了转动杆和塔顶上，这样天线阵列就可以转动了。

参考资料

这一章涉及的一些材料来源和更深入的讨论可以参考下面所列的参考资料和第 2 章结尾处的参考资料。

L. H. Abraham, “Guys for Guys Who Have To Guy,” *QST*,Jun 1955.

K. Baker, “A Ladder Mast,” *QST*, Jun 1981, p 24.

W. R. Gary, “Toward Safer Antenna Installations,” *QST*,Jan 1980, p 56.

S. F. Hoerner, “Fluid Dynamic Drag,” published by author,Bricktown, New Jersey, 1965, pp 1～10.

C. L. Hutchinson, “A Tree-Mounted 30-Meter Ground-Plane Antenna,” *QST*, Sep 1984, pp 16～18.

C. L. Hutchinson, R. D. Straw, *Simple and Fun Antennas for Hams* （Newington: ARRL, 2002）.

M. P. Keown and L. L. Lamb, “A Simple Technique for Tower-Section Separation,” *QST*, Sep 1979, pp 37～38.

P. O’Dell, “The Ups and Downs of Towers,” *QST*, Jul 1981, p 35.

S. Phillabaum, “Installation Techniques for Medium and Large Yagis,” *QST*, Jun 1979, p 23.

C. J. Richards, “Mechanical Engineering in Radar and Communications” （London: Van Nostrand Reinhold Co., 1969） pp 162～165.

D. Weber “Determination of Yagi Wind Loads Using the Cross-Flow Principle,” *Communications Quarterly*, Spring 1993.

A. B. White, “A Delayed Brake Release for the Ham-II,” *QST*, Aug 1977, p 14.

B. White, E. White and J. White, “Assembling Big Antennas on Fixed Towers,” *QST*, Mar 1982, pp 28～29

L. Wolfert, “The Tower Alternative,” *QST*, Nov 1980, p36.

W. C. Young., “Roark’s Formulas for Stress & Strain” （New York: McGraw-Hill Co., 1989）, pp 67, 96

Structural Standards for Steel Antenna Towers and Antenna Supporting Structures, TIA/EIA Standard TIA/EIA-222-F, Electronic Industries Association, Mar 1996. May be purchased from Telecommunications Industry Association （TIA）, Standards and Technology Department, 2500 Wilson Boulevard, Arlington VA, 22201 or Global Engineering Documents, 15 Inverness Way East, Englewood, CO, 80112～5704, 1-800-854-7179.

第 23 章

无线电波传播

因为无线电通信是通过电磁波在地球大气层中传播来实现的，因此了解电磁波的特性以及它们在传播媒质中的特性极其重要。大多数天线将有效地辐射施加给它的功率，但是没有任何天线在所有环境下可以同样地做好所有的事情。无论你自己设计并建立天线，或购买天线并由专业人士架设，你都应该了解电波传播知识，使得无论是在规划阶段还是在你的基站运行阶段，怎么才能达到最好的结果。

为进行基站规划，这一章包含详细的关于从世界各地的发射点到世界各地重要地区的仰角新知识。掌握了这些信息之后，你可以在自己预算范围内，在最优能力下设计安装自己的天线。参见本书后面字体中的内容。

23.1 无线电波的性质

你可能熟悉有关电场和磁场的概念。无线电波是它们的结合，其中能量在二者之间平等分配。如果无线电波由自由空间中的点源激发，它将是一个源点在球心而在空间不断变大的球。没有天线能够设计成这样，但是理论上各向同性天线在解释和测量我们所建造的实际天线的性能时是非常有用。事实上，这是讨论和评估天线性能的基础。

我们关于辐射能量的理论球面，以等同于光速的速度快速扩散，约为每秒 186 000 英里或 300 000 000 m。在实际应用中这些数值足够精确，在本书中其他地方也将使用这些数值。如果想要更精确的数值，光在真空中的传播速度是 299.792 5 m/μs，这一数值在空气中将稍微小点。

由源点到球面上任何一点的射线可以被认为是一条直线，即球的一个半径。在球面的观察者可以认为球面是平的，正如我们看到地球表面是平的一样。当无线电波离它的源足够远时看起来是平的，这称为平面波。从现在起，我们将主要讨论平面波。

如果可视化地将平面波表示为由电场线和磁感线组成，如图 23-1 所示，这将有助于我们了解电磁能量的辐射。无线电波传播的特性是电场线和磁感线始终是垂直的。交叉的电力线和磁感线所在的平面为波阵面。无线电波传播的方向始终与波阵面垂直，前向或后向由电力线和磁感线的相对方向所决定。

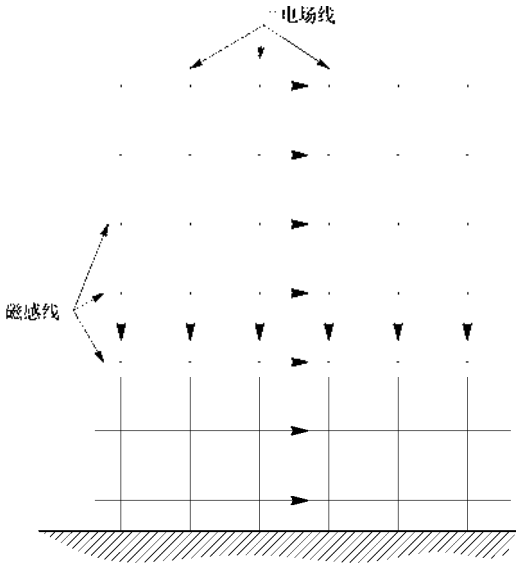


图23-1　沿着地表传播的垂直极化平面波的电场和磁场示意图。箭头代表垂直于纸面向读者传播的无线电波的场的瞬时方向。反转一组场线（电场线或磁感线）的方向将会改变无线电波的传播方向。同时反转电场和磁场的方向将不会改变无线电波的传播方向。实际上在每半个周期内这种双重的反转发生一次。

无线电波在非真空介质中传播的速度总是小于每秒300 000 000 m。具体小多少取决于介质。在空气中，当频率低于 30 MHz 时传播速度的减小量在大多数讨论中可以忽略不计。在甚高频以及更高的频率上，介质的温度和湿度对通信距离有递增效应，这将在后面讨论。在固态绝缘材料中无线电波的速度相当小。在蒸馏水中（一种很好的绝缘体）无线电波的速度为真空中的 1/9。在良好的导体中速度是如此之低，以至于由波阵面感应产生的反向作用场占满了无线电波本身所在的同样空间，因此二者相互抵消。这就是高频时导体“趋肤效应”的原因，这使得金属外壳可作为在无线电频率工作的电子线路的良好屏蔽物。

相位和波长

由于无线电波传播的速度是如此之大，以至于我们趋于忽略它。无线电波只需要 1/7 秒的时间就可以绕地球走一圈，但是在天线工作的时候时间因子极其重要。波的概念演变，由于在一个线圈(天线)中的交流电流的流动会产生变化的电场和磁场。在有意识地或者其他不引入传播时间的情况下，我们将根本不能讨论天线理论或性能。

无线电通信中无线电波的频率可以从 10 000 到几十亿赫兹。假设电磁波的频率为 30 MHz，则无线电波的一个周期为 1/30 000 000 s。无线电波传播的速度是每秒 30 000 000 m，因此在电流变化的一个完整周期内无线电波仅传播 10 m。距离天线 10 m 的地方的电磁场是一个周期之前电流所产生的。距离天线 20 m 远处的电磁场是在两个周期之前电流所产生的，以此类推。

如果电流在每个周期内仅仅简单地重复前一个周期内的电流，则在每个周期内对应时刻的电流将相同。由这些电流所产生的场强也将相等。随着离开天线的距离变远，电磁场包围的面积变得越大，而场强变得越小。它们的振幅随着离开天线的距离而减小，但是与产生它的周期的瞬时相比它们的性质不会改变。它们同相并且保持同相。在上面的例子中，在离开天线向外测量的 10 m 间隔内，每个给定时刻无线电波的相位是相同的。

从这一信息我们可以定义波阵面和波长。将波阵面考虑为一个虚构的表面。在这个表面的每一部分，无线电波的相位相同。波长为在给定时刻具有相同相位的两个波阵面之间的距离。这一距离必须沿着垂直于波阵面的波传播方向测量。波长的缩写为希腊字母 λ，这一缩写贯穿于本书。

当频率的单位与波速中时间所用单位相同时，波长的单位将与波速中距离的单位相同。对于真空中传播的电磁波(近似于波在空气中传播)，波长表示为

$$l_{\text{meters}} = \frac{299.7925}{F\,(\text{MHz})} \qquad (23\text{-}1)$$

本书中将很少有几页不讨论相位、波长和频率。为详细了解天线的设计、安装、调整或使用，匹配系统或者传输线，必须清楚地了解相位、波长和频率的意义。在本质上，相位意味着时间。当事物进行周期性变化时，例如交替变化的电流，相邻周期内对应时刻的相位相同。

图 23-2 中点 *A*，*B* 和 *C* 是同相的。他们是电流中距离间隔为 1 个波长的对应时刻。这是一个传统的正弦变化电流，随着时间向右传播。如果水平轴表示的是距离而不是时间，这将代表一个传播场强度的快照。*A* 与 *B* 或 *B* 与 *C* 之间的距离为一个波长。场强分布遵循正弦曲线，而振幅和极化严格对应着产生电磁场的电流随时间的变化。注意这是一张瞬时图片——电磁波向外传波，就像一个石块在水中产生的水波一样。

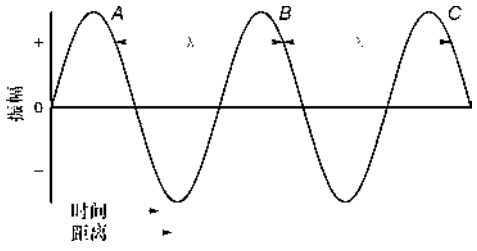


图23-2　这幅图给出了场（包括电场和磁场）的瞬时幅度随时间的正弦变化。由于场以恒定的速度传播，本图也代表了在波的路径上场强的瞬时分布。相位相同的两点之间的距离为一个波长，譬如*A*-*B*和*B*-*C*之间的距离。

极化

图 23-1 中所示的无线电波是沿电力线方向极化的，这时为垂直极化。因为电场线的方向垂直于地球表面。电磁学中的一个定理是，电力线与一个理想导体表面接触时必须垂直于导体表面，否则它们将在导体内部产生无穷大的电流，这明显是不可能的。在频率低于 10 MHz 时多数地表可以认为是良好的导体，因此在这些频率的电磁波在沿着地表传播时主要是垂直极化方式。在部分导电的地表波阵面会有一个前向的倾斜，电力线倾斜的程度随着电磁能量在地表中的损失增加而变大。

所谓表面波是指沿着地球表面传播的波，这在业余无线电通信中很少有实际的应用。这是因为随着频率的升高，在它们传播时，没有过多的能量损耗的距离变得越来越小。在低频和通过标准的调幅广播波段时，表面波是非常有用的。表面波将在后面讲述。在高频时到达

天线的无线电波与地面的作用很少，它的极化不必是垂直的。

如果电力线是水平的，则电磁波是水平极化的。水平极化和垂直极化一般被分为线性极化。线极化可以是介于水平极化和垂直极化之间的任意一种极化状态。在自由空间中，“水平”和“垂直”没有任何意义，这是因为缺少作为参考的水平地球表面。

在许多情况下，电磁波的极化状态不是固定的，而是连续地旋转，有时候是随机的。这种情况下电磁波是椭圆极化。在介质中极化逐渐旋转的现象称为法拉第旋转现象。在空间通信中，通常采用圆极化以消除法拉第旋转效应影响。电磁波在介质中传播一个波长时，圆极化电磁波的极化状态旋转 360°。从发射天线观测旋转的方向，则圆极化可以定义为右旋圆极化（顺时针）和左旋圆极化（逆时针）。线极化和圆极化可以认为是椭圆极化的特例。

电场强度

电磁波传播的能量随着离开源点的距离而减小。这一强度的减小是因为随着离开源点距离的增加，电磁波的能量在越来越大的球面上扩散。

离开发射天线一定距离的电磁波强度用场强来表示，这就是电场强度。电磁波的强度由波阵面所在平面上电力线上两点之间的电压来衡量。标准的电磁场强度的测量是 1 m 长的线上所产生的电压，表示为 V/m（如果导线长 2 m，产生的电压将除以 2 以给出由每 1 m 距离的电压所表示的场强）。

电磁波的电压通常很小，所以测量时的单位是毫伏或微伏每米。电压随时间的变化就像产生电磁场的电流的变化一样。测量时像其他交流电压一样测量其有效值，有时候测量其峰值。幸运的是，在业余工作中没有必要测量场强的真实值，因为这需要精心制作的仪器。我们仅仅需要知道调整是否是有益的，所以相对测量通常可以满足需求。这些可以很容易地通过自制的仪器来实现。

波的衰减

在自由空间中天线辐射的远场区域，场的强度随着离开源点的距离的增大而减小。如果离开源点 1 英里处场强为 100 mV/m，则在 2 英里处场强的大小将是 50 mV/m，以此类推。电场强度和功率密度之间的关系类似于普通电路中电压和功率的关系。它们由自由空间中的波阻抗所联系，约为 377 Ω。1 V/m 的电场强度对应的功率密度为

$$P = \frac{E^2}{Z} = \frac{1(\mathrm{V/m})^2}{377\ \Omega} = 2.65\ \mathrm{mW/m^2} \qquad (23\text{-}2)$$

由于电压和功率之间的关系，功率密度因此随着电场强度的平方根变化，或者说与距离的平方成反比地变化。如果在 1 英里处功率密度为 4 mW/m^2，则在 2 英里处功率密度为 1 mW/m^2。

在考虑天线的性能时记住所谓的传播损耗很重要。增益只能通过将天线辐射方向图变窄来达到，它将辐射的能量集中在需要的方向。不存在可以增加总的辐射能量的“魔术天线”。

实际中，电磁波能量的衰减要比距离反比定律所预测的大得多。波不是在真空中传播，此外接收天线很少被放置在具有清晰视线的位置。地球是球形的，电磁波不会可观地穿透其表面，因此在视距之外的通信中必须是一些使得电磁波沿着地球曲率的方向弯曲的方式。这些方式将会引起额外的能量损耗，使得随着距离的路径衰减高于理论上真空中损耗因子所预测的。

无线电波的弯曲

无线电波和光波都以电磁能量的形式传播。他们主要的差异是波长，因为以波长表示的无线电波的反射表面通常比光波的要小得多。在给定电导率的材料中，长波比短波穿透得要深，因此在良好反射时需要厚的物质。但是对于波长很长的无线电波来说，薄的金属却是良好的反射体。对于较差的导体，例如地球的地壳，长波可以穿透到地表下好多英尺内。

反射发生在任何介电常数有差异的界面处。对于光波比较熟悉的例子是在水面和玻璃表面发生的反射。对于光波来说水和玻璃是透明的，但是它们的介电常数和空气相差却很大。对于波长很小的光波，在两个界面处将发射反射。对于波长较大的无线电波，实际上受玻璃的影响很小，但是他们的行为在遇到水面时将改变，取决于水的纯度。蒸馏水是良好的绝缘体，海水是相对良好的导体。

根据波长（也就是频率），无线电波可以被建筑物、树木、车辆、路面、水、大气上层的电离层或者是空气中不同温度和湿度的界面等反射。实际上，电离层和大气条件在远超过本地距离的通信中重要得多。

折射是在一定角度下射线由一种介质传播到另外一种介质时发生的弯曲。当一个直棒以一定角度放入水中时看起来变得弯曲，这就是众所周知的光的折射。无线电波在空气和其他介质中弯曲的程度取决于它们的频率。高频波段在无线电波的大气中会产生轻微的弯曲。在 28 MHz 时会变得显著，50 MHz 时尤其

明显，在甚高频，超高频和微波传播时这个因素会变得更显著。

光在坚固的墙上发生的绕射使得在远离源点的墙的背面并非完全黑暗。这主要是由无线电波在墙的顶端所发生的扩散引起的，是由波束中一部分波与其他部分之间的干涉所引起的。当无线电波遇到地球表面的障碍物时，障碍物表面的介电常数会影响在无线电阴影中非完全黑暗区域的状态。有关地球表面绕射所产生的影响的更多信息，请参考第 3 章。

反射、折射和绕射这三种现象在无线电时代开始之前就已经使用。无线电波传播几乎总是这几种现象的混合。它们发生在我们收听广播时，不能轻易识别或将它们分开。本书倾向于在讨论中使用弯曲和散射这两个名词，在必要时做出适当的修正。重要的是需要记住从天线开始能量在路径上的任何改变几乎总会影响正在发射电波的结果，这就是本书讨论天线时为什么加上“无线电波传播”这一章的原因。

23.1.1 地波

正如我们已经看到的，无线电波在它所传播的介质中受到许多因素的影响。这导致了在早期关于无线电波传播的文献中一些概念的混淆。无线电波在接近地面的传播中有好几种方式，其中一些与地面本身的作用相对很小。在关于天线的文献中地波有几种意思，但是它被认为是任何接近于地球表面传播的无线电波，在到达接收点之前没有离开过地球的低层大气。这将地波与在发射天线与接收天线之间依靠电离层传播的天波区分开。

如图 23-1 所示，实际上地波可以在传播时与地表相互作用，这称为表面波。当发射天线和接收天线足够高时，电波可以在他们之间直接传播，这通常叫做直达波。地波也可以通过接收天线和发射天线之间的地表的反射或绕射进行传播。受地表影响的无线电波可以和直达波发生作用，这样在接收天线处的电场是一个矢量和的形式。

在通用术语中的地波，我们也将包括在低层大气中由于地球的曲率所发生的弯曲或对流层发生的弯曲等现象，这些现象的发生通常离地面高度不超过几英里，一般称为对流层弯曲。这种传播模式在高于 50 MHz 的业余通信中是一个重要的影响因素。

23.1.2 表面波

表面波传播时与地表相互作用。在白天标准的调幅广播中可以提供 100 英里的覆盖范围，但是衰减也比较高。正如图 23-3 所示，衰减随着频率的增加而增大。除了 1.8 MHz 以外，表面波在业余通信中的应用不大。必须使用垂直极化的天线，将大的垂直极化系统建立在限制业余表面波通信的地方，在这些地方，就必须使用垂直极化的天线。

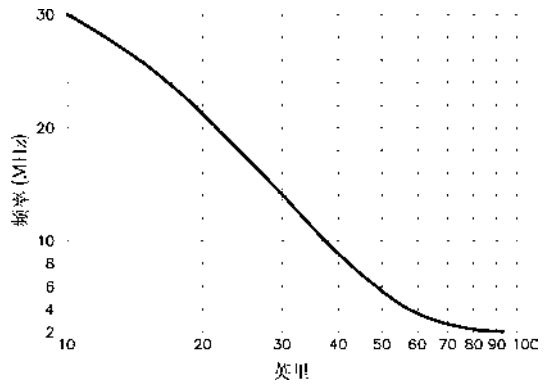


图23-3　典型的高频波段地波的作用距离与频率的函数关系。

23.1.3 空间波

图 23-4 给出了在两个天线的视距内电波的传播。天线间能量直接传播时的衰减与自由空间中的一样。除非天线非常高或者非常靠近，否则会有相当一部分能量在地面处发生反射。这一反射的无线电波与直达波相互作用，会对实际接收到的信号产生影响。

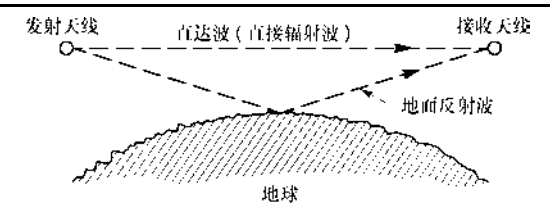


图23-4　直接由发射天线到接收天线传播的直达波与在地表反射的空间波发生作用。对于水平极化的电磁波，在图中所示地表处发生反射时相位将反转。

在大多数地球表面两个基站的通信中，电波入射到地表的角度很小。对于水平极化的信号，这样的反射使得波的相位发生反转。如果无线电波传播的两个不同路径的距离相等，两部分到达时的相位将相反，因此互相抵消。图 23-4 中地面反射波将传播得远一些，因此二者之间的相位差取决于以波长表示的路径长度。在这种类型的通信中使用的波长对于决定有用信号的强度非常重要。

如果路径差为 3 m，对于波长为 160 m 的无线电波相位差仅为 $360^\circ \times 3/160 = 6.8^\circ$。这与由表面反射所引起的 180° 的相位差相比可以忽略不计，因此两个波之间的抵消使得在路径上的有效信号强度依然很小。但是对于波

长为 6 m 的电波，相位将是 360° × 3/6 = 180°，与表面反射所引起的额外的 180° 相位差相同，两束波将同相相加。因此在低频时空间波可以忽略不计，但是当频率升高时它会变得有用。在业余通信中 50 MHz 或者频率更高时，这将是一个主要的影响因素。

直达波和反射波的相互作用是在固定和移动基站之间的甚高频通信中所观测到的移动干扰的主要因素之一。当两个基站之间分开得足够远时，表面反射波变得无关紧要，使得移动干扰减小。在甚高频天线的测试中，反射波的能量也可以干扰场强的测量值。

与大多数传播的解释相比，这里简化了双空间波图像的解释，并且经过实际的考虑对它做了修改。无线电波在地表反射时总会有能量的损失。进一步地，由于地表反射引起相位的变化并不是很精确地为 180°，因此无线电波并非完全抵消。在超高频，地表反射损耗可以通过高方向性天线来显著地减小或消除。通过将天线的方向图限制在类似于手电筒的波束内，几乎所有的能量都包含在直达波内。这将导致很低的能量损耗，例如微波中继站可以在几百甚至几千英里外的范围内以中等的功率电平工作。因此我们可以看到，尽管空间波在低于 20 MHz 时不是很重要，但它可以在甚高频或者更高的领域内作为主要的资源。

23.1.4 视线外的甚高频/超高频传播

从图 23-4 可以看出空间波的使用取决于通信基站中天线的视在距离。尽管在早期业余无线通信中频率超过 30 MHz 时这一概念是常见的，在字面意义上这是不正确的。当高效使用的仪器出现以及天线技术改进之后，关于甚高频无线电波实际上通过几种方式变得弯曲或散射的这一概念迅速变得清晰，这使得在两个基站的视在距离之外的通信变得可行。对于低功率的简单天线，这仍然是正确的。平均通信距离可以由无线电波在直线间的传播距离来估算，但是这时地球的半径需要增加三分之一。雷达天线到地平线之间的视在距离变为

$$D_{\text{miles}} = 1.415\sqrt{H_{\text{feet}}} \qquad (23\text{-}3)$$

或

$$D_{\text{km}} = 4.124\sqrt{H_{\text{meters}}} \qquad (23\text{-}4)$$

其中 H 为反射天线的高度，如图 23-5 所示。该公式假设地球在直到地平线处都是平的，所以在路径上的任何障碍都必须予以考虑。对于升高的接收天线通信距离为 D+D1，也就是两个天线的水平视距之和。图 23-6 给出了无线电波的水平视距图。对于平表面上的两个基站，一个天线离开地面的高度为 60 英尺，另一个是 40 英尺，可以产生的视在通信距离为 20 英里（11 英里+9 英里）。地表并非完全平坦，但是对可靠通信而言，沿着路径的变化可能会增加或者减小距离。记住在所有通信情况下能量都会被吸收、反射或者散射。假设用户是可以移动的简单全向天线，则公式或图对于估算甚高频调频转接器的潜在覆盖半径起一个良好的向导作用。对优化的本地基站，高增益方向性阵列，以及 SSB 或者 CW 的覆盖范围则是另外一种情形。另外一个详细的估算 50 MHz 以上频率的无线电波覆盖范围的方法将在本章中后面的内容进行讲述。

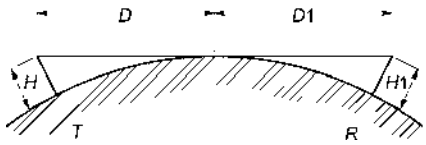


图23-5　高度为H的天线到地平线的距离D由文中的方程给出。两个高架的天线之间的最大视在距离为图中所示的两个天线各自到地平线的距离之和。

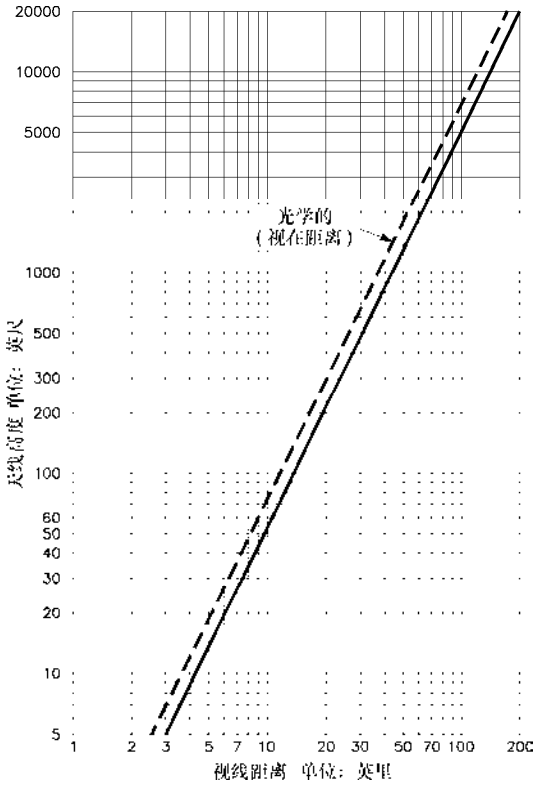


图23-6　给定高度的天线到地平线的视在距离。实线考虑到了空气的折射，虚线给出了光学的视在距离。

为最大地利用一般的空间波，最重要的是使天线架

设得尽可能地比附近的建筑物、树木、电线和周围的地形高。一座比周围村庄高的山对于任何种类的业余基站来说都是一个很好的位置，特别是对于频率高于 50 MHz 以上的广泛覆盖而言。这种高地中最高点对于天线来说并非是最好的位置。在图 23-7 所示的例子中，对于所有方向，山顶是一个很好的位置。但是如果对于处在右边目标来说，要达到最好的性能，在仅低于山顶处的一个点可以更好。这是以减小相反方向的覆盖范围作为代价的。相反地，对于坐落在左边的天线，降低山丘，可能会对左边比较好，但是几乎肯定的是，这会使右边的性能变得低劣。

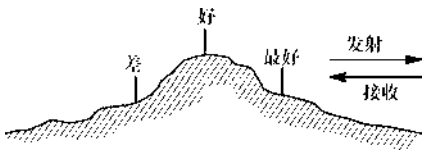


图23-7　当天线位于稍低于山顶朝向基站的点传播性能最好。在通信方向天线前方路径中有突然升高的障碍物时通信性能很差。

为无线电波的基站选择一个最佳的地址是一个很复杂的问题。一个甚高频爱好者梦想能有最高的山峰，一个 DX 高频的业余无线电爱好者将更多地被含盐的沼泽地附近的干地所吸引，一个广泛的海水水平面，特别是在一个高的悬崖旁边，会更有 DX 的味道。在购买无线电固定资产时，一个可移动的转向系统可以为你所感兴趣的频率提供使用的方便。

23.1.5　天线极化

如果仅仅考虑长距离的有效通信，我们或许会涉及能量在地平线以上最低角度辐射。然而，由于业余爱好者的参与，会对我们的天线工程施加一些实际的限制。例如，1.8 MHz 和 3.5MHz 的波段通常主要用于短距离通信，因为它们所服务的天线架设不是很困难，也不昂贵。在几百英里的范围，简单的导线天线对这些波段都可以达到要求，即使它们的辐射角度离开地平线很高。垂直系统对于远距离使用效果或许会更好，但是它们需要广阔的地面系统，以达到良好的性能要求。

水平天线在角度较低时辐射性能良好，并且可以在 7MHz 或更高频率时比较容易地竖立起来，水平导线和阵列在 7～29.7MHz 时几乎是标准的做法。垂直天线，譬如一个单一的多波段全向天线的设计，也被用在这个频率范围内。对于一个小地段的居民或者在一个公寓居住的居民来说，这种类型的天线或许是解决空间问题的一个良好方案。

高增益的天线几乎都用于 50 MHz 或更高的频率，并且多数是水平的。主要的例外是手机中通过转发器的调频通信，这已经在第 17 章中进行了讨论。对甚高频爱好者来说高度问题可以简单地回答为：越高越好。

在高频波段，离开地表高度的理论上和实际中的影响在第 3 章中详细讨论。注意，以波长表示的高度很重要，一个很好的理由认为是，波长多用米制单位表示，而不是以英尺和英寸单位来表示。

在业余频段的工作中，最佳的结果将在两个基站中同样的极化状态间获得，除非很少存在地形障碍和建筑物反射所造成的极化转移。当观测到这样一个偏移时，高于 100 MHz 时的大多情况下水平极化要比垂直极化工作得好。这主要用在短路径条件下，因此并非十分重要。极化转移往往在长路径中发生，对流层弯曲是一个因素，但是在这里这种效果往往倾向于随机。由电离层产生的长距离通信产生随机极化效应，因此极化匹配不重要。这对高频移动通信爱好者来说是比较幸运的，他们将发现即使是使用他们的电感加载短鞭天线，除本地之外的其他距离也工作得很好。

由于圆极化对所有的平面极化效应相当，因此它可以补偿电路中到达的极化是随机的情况，但是当采用一个任意极化的平面时需要 3 dB 的补偿。在轨道卫星中，圆极化采用得最为广泛。需要记住的是，在空间中水平极化和垂直极化没有任何意义，因为不存在作为参考的地球平面。

50 MHz 以上的极化因素

在大多数短路径的甚高频通信中，空间波的极化状态保持不变，极化辨别比较高，一般会高于 20 dB，因此在电路的两端应该采用同样的极化状态。在 50 MHz 以上水平极化，垂直极化和圆极化均有其特定的优点，因此对于它们中的任意一个没有完全的标准。

水平极化比较流行，部分原因是它倾向于拒绝人为噪声，因为人为噪声中大多数为垂直极化。有些证据表明在山区，与水平极化转变为垂直极化相比较，垂直极化会更容易地转变为水平极化。采用大的阵列，水平系统可以很容易地竖立起来，如果观测到不同的现象，可以在非规则地区给出更高的信号强度。

实际工作中，所有甚高频手机都采用垂直系统。在一个甚高频转发器系统的使用中，垂直天线可以在不损失设计的全向性能的情况下具有增益。在移动基站中，

一个小的垂直鞭状物具有明显的审美优势。往往一个用于广播接收的伸缩式鞭状物天线可以用来服务于144 MHz 调频设备中。在汽车顶部装载更有优势，但是广播鞭状天线是一个实际的折中。关于转发器的一个实验表明，水平极化可以给出相对比较大的服务区域，但是垂直系统在机械方面的优势使得它们在甚高频调频通信中成为公认的选择。除了在转发器领域之外，几乎在任何地方标准甚高频系统都采用水平系统。

在地球—月球—地球（EME 月面反射）通信路线中，极化状态是模糊的，对于这样一个多元化的媒质这是可以预料到的。如果月球是一个平的目标，我们可以期待在月表反射过程中有一个 180° 的相移，但是月表是不平的。再加上月球的天平动（从地球上观测时月球表现出来的较慢的振动），以及无线电波必须穿越整个地球的大气层和磁场，这增加了干扰相位和极化的其他变化因素。建立一个非常大的阵列天线来跟踪月球，使其增益超过 20 dB，相位改变和极化问题对大多数 EME 通信爱好者来说提供了足够的工作。这其中通过单元平面的旋转来帮助稳定信号的电平已经被尝试过，但是这并没有被广泛采用。

23.1.6 甚高频无线电波的传播

甚高频基站的无线电能量在它们到达无线电的水平视野之后并不是简单地消失。它被散射，因此在某种程度上，可以在几百公里以外的地方被接收到，这远超过视距的范围。地球上的一切事物，在空间中至少达 100 英里的范围，都是潜在的前向散射物体。

对流层的散射始终伴随着我们。它的效果往往是隐蔽的，被在低频上更有效的传播模式所掩盖。但是如果我们使用它的话，从甚高频开始，低层大气的散射显著地扩展了可靠区域。所谓对流层散射，就是后面将要讨论的产生曲线部分近乎平直的原因（在这部分你可以计算可靠的甚高频覆盖范围）。对一个合适的基站，你可以始终如一地使对流层散射在甚高频和超高频超出 300 英里，特别是在你不介意使用微弱信号和可信度小于 99% 时。早在 20 世纪 50 年代，甚高频爱好者发现在甚高频竞赛中可以凭借大功率、大天线和在噪声中良好的听觉来获胜。它们现在仍然可以。

电离层散射跟对流层散射的机理差不多，只是散射介质比较高，散射主要是在电离层的 E 区，但是也需要 D 层和 F 层的一些帮助。在最大使用频率以上，电离层的散射很有用，因此它可用的频率范围是依赖于地点、时间、季节、太阳状态。具有几乎最大的功率，良好的天线和安静的地点，从流星电离余迹，随机电离的小区域，宇宙尘埃，卫星和 50～150 英里以上范围内，其他可以进入天线方向图的区域的电离层的散射可以填充可读信号的跳跃区。这几乎是 E 层的工作，所以它在所有 E 层距离内工作得很好。良好的天线和敏锐的听觉是很有帮助的。

贯穿赤道传播（TE）是在 1946—1947 年间 50 MHz 的一项业余发现。所有大陆的业余爱好者通过三个单独的南北路径几乎同时观测到了它的存在。即使在有利条件的白天，预测到的最大使用频率在 40 MHz 左右。这些业余爱好者尝试着在 50 MHz 通信，第一个成功来自于最大可用频率被认为较低的晚上。一个值得注意的由欧洲、塞浦路斯、津巴布韦和南非的业余爱好者所推出的研究计划最终提出了技术上正确的理论，用来解释当时未知的模式。

多年来人们已经了解到最大可用频率比较高，在贯穿赤道的电路中季节性变化不大，但是对于全方位差异在业余爱好者没有发现之前对其没有全面的了解。正如在后面的章节中将要详细讲到的，赤道区域的电离层比其他区域的更高、更厚以及更密集。由于它更加经常地暴露于太阳辐射中，赤道带具有较高的夜间时间最大使用频率（MUF）的可能性。贯穿赤道传播通常在 144 MHz 的边上工作，并且偶尔在 432 MHz 工作。潜在的最大可用频率随着太阳活动而变化，但是它没有达到传统的 F 层传播那样的程度。这是一个一天中较晚时刻的模式，当正常的 F 层传播结束时发生。

横穿赤道的区域通常在地磁赤道任何一边不超过 4 000 km（2 500 英里）的范围内。地磁轴相对于地球的地理轴心有偏移，因此 TE 带看起来像传统世界地图上的一个曲线带，如图 23-8 所示。作为一个结果，与在欧洲和亚洲相比较，TE 带在美国有一个不同的纬度覆盖范围。TE 带在刚好在到达美国大陆南部，波多黎各、墨西哥甚至是南美北部的基站时比美国陆地地区的基站更经常遇到该模式。在墨西哥城和布宜诺斯艾利斯发现工作在 50 MHz 的 TE 带并不是一个偶然的事件。

在全球优化的范围内，TE 模式将有用的 50 MHz 波段扩展到远超过传统的 F 层传播范围，因为实际的 TE MUF 是正常的 F_2 工作模式的 1.5 倍。所有季节性和日间特性都是 50 MHz 传播的正常扩展。在美国北纬 20° 以南的区域，TE 的存在影响着频段使用的所有特性，特别是在太阳活动频繁的年份。

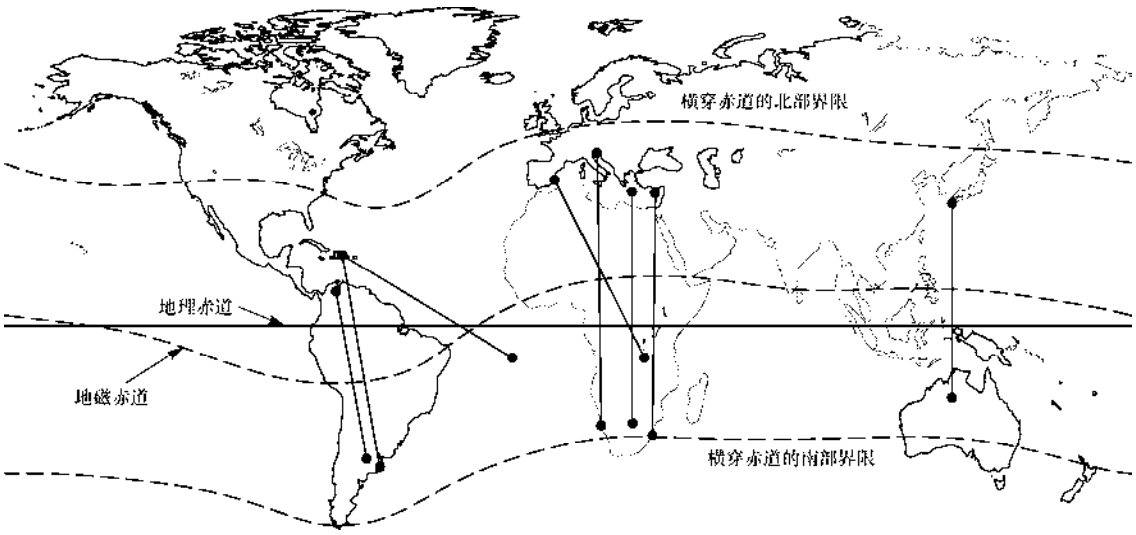


图23-8　横穿赤道传播-F传播发生在地磁赤道两边等距离的基站间，在28～432 MHz频率范围内距离可以达到8 000 km（5 000英里），注意在西半球地磁赤道明显地在地理赤道以南。（图片由ARRL《业余无线电手册》提供）

甚高频/超高频对流层传播的气候影响

媒质介电常数的改变可以影响传播。大部分地球表面变化的天气可以引起温度和湿度特征非常不同的空气分界面。这些边界的范围可以从局部异常到大陆部分的空气循环模式。

在稳定的天气条件下，大质量的空气每次可以保持其特征数小时或几天不变，如图 23-9 所示。从北美五大湖到大西洋海岸的区域内，在凉爽湿润大气之上的分层温暖干燥大气，可以提供用于在 144 MHz 或更高业余频段在东方和西方通信的媒质，通信距离可以远达 1 200 英里。但是在这种情况下，更常见的通信距离介于 400～600 英里。

在大西洋海岸由于热带风暴所带来的一个类似的反转可以使甚高频和超高频通信从加拿大的沿海诸省扩展到 Carolinas 地区。跨越墨西哥湾的传播，有时会使甚高频在从佛罗里达州到得克萨斯州的沿海地区有很高的信号电平。从旧金山湾地区下面到墨西哥的加利福尼亚州海岸，在比较温暖的月份受到一种相似的传播影响。热带风暴从低于夏威夷群岛的太平洋向西移动时，可以提供一种横跨太平洋的长距离的甚高频媒质。在 1957 年，业余爱好者首先在 144 MHz、220 MHz 和 432 MHz 使用这一特性。从那时起这一特性被相当频繁地在夏季利用，虽然不是一整年内。

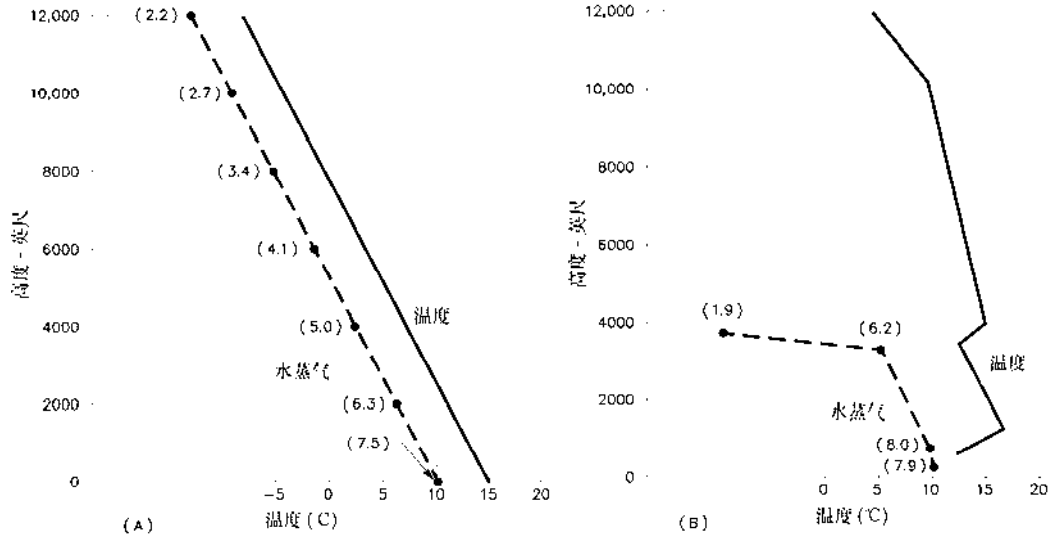


图23-9　在甚高频波段产生扩展距离通信的大气条件。（A）给出的是美国标准大气曲线。湿度曲线（点线）给出了从地面到12 000英尺高度范围内相对湿度为70%时的结果，在此标准条件下仅有微弱的折射。（B）给出了典型的甚高频无线电波的折射，（A）中圆括号内为混合比率，即每千克干燥空气中水蒸气的质量（以克表示）。

上面指出的远程工作的例子可能很少发生，但是几乎每天都存在着最短作用距离的小的扩展情况。在最低的条件下，在任何时间都可以工作的路径上可以有增强的信号。

温带气候有一个昼夜效应。在日出时与低处的空气相比，高处的空气温度急剧升高，在一天中较晚时刻随着太阳角度变低，高层空气的温度保持温暖，而地面温度降低。同样地，像在日出和日落时温度倒置的平静天气可以改变视线内信号的强度，与太阳角度高时相比较最高可达 20 dB。日间的变化也可使给定强度的作用距离扩展 20%～50%。如果你乐意使用一个新的甚高频天线，应该首先在日出前后使用。

局部大气和地形条件还会产生一些其他的短路径效应。流动的冷空气进入谷底，使热空气上升，这被称为下陷，是一个在夏季傍晚常发生的事情。在夏季海岸地区，每天近海岸海上风力的转移造成日间的转移，使得海岸地区成为备受甚高频青睐的地点。这一点可以询问居住在内陆几千米处任何热心的 144 MHz 操作者。

对流层的影响可以出现在任何时间和任何季节。暮春和初秋是最容易发生的季节，尽管冬季气候变暖的趋势可以产生强大而稳定的反常现象，使得甚高频工作的机率和春秋季经常出现的时间相等。

对于气候受大区域水体影响的区域会极大地受到对流层弯曲的影响，炎热干燥的沙漠地区则很少受到上述情况的影响，至少是上面所描述的形式。

注意，图 23-8 曲线中尖峰出现在 3 500 英尺的高度。

对流层大气波导

甚高频和超高频的对流层传播会影响从本地到超过 4 000 km（2 500 英里）的所有距离内的信号电平。我们将模式分为两类，本地扩展和长距离。这一概念必须根据所考虑的频率来修正，但是在甚高频的范围内本地扩展效应会让步于一个类似于波导中微波传播的形式，成为大气波导，转变距离一般在 200 英里左右，其区别在于大气条件产生的弯曲是局部的还是在大陆范围内的。记住，我们这里讨论的频率范围是甚高频，或许会高达 500 MHz。例如在 10 GHz，范围要小得多。

在甚高频传播中超过数百英里的范围，会涉及不止一种天气的状况，但是无线电波主要是在逆温层和地表之间传播。在海洋表面的长距离路径中（两个著名的例子是在加利福尼亚州和夏威夷以及阿森松岛至巴西之间的传播），传播多发生在两个大气层之间。在这样的电路中传播，基站天线必须在波导中，或者是能够强烈传输到波导中。这里我们又一次看到了天线的位置和辐射角的重要性。对传导来说，在波导中的微波低频极限是至关重要的。在长距离传导中这可能是经常容易变化的。机载仪器表明在阿森松岛西部的稳定大气中，在高频范围内都存在波导效应。在夏威夷和加利福尼亚南部的一些通信是在对流层波导中进行的。或许在这些路径上，144 MHz 和更高频段上的传播都是由波导传播所引起的。

在对流层传播的发现和最终解释中，业余爱好者起了很重要的作用。在最近几年，他们证明，与早时期广泛存在的理论相反，在某种程度上通过使用对流层模式进行的远距离通信，使用从 50MHz 到至少 10 000 MHz 的业余频率是可能的。

23.1.7 可靠的甚高频覆盖

在前面的章节中，我们讨论了高于 50 MHz 的业余频率被间歇地用在远远超过视线范围的通信中的方法。在强调距离时，我们不应该忽略甚高频波段的另一个重要特性，即相对较短距离的可靠通信。与低于 30 MHz 的频率相比，甚高频远远不受局部地区通信中断的影响。由于大部分的业余无线电通信本质上是局部的，我们的甚高频作业可以承受大的负载，并且这样使用甚高频波段将有助于解决较低频率所带来的干扰问题。

因为陈旧的观念，我们对甚高频波段可以获得的覆盖范围的错误理解一直持续着。这反映了甚高频无线电波仅沿着直线传播的想法，除非碰巧存在着上述描述的 DX 模式。不过，在现代无线电波传播知识的基础之上，让我们讨论这一景象，来看看高于 50 MHz 的哪一个波段对于日间的偏差是最好的，当然需要忽略由于异常现象而导致的正常覆盖范围的扩展。

在假设一些简单条件已知的情况下，有可能在一定准确度的条件下预测甚高频或超高频可以传播多远。影响传输距离的因素可以归纳为图示的形式，在本节中讨论。这一信息最早由 D. W. Bray（K2LMG）发表在 1961 年 11 月的 QST 上（见本章最后的参考资料）。

为估计基站的性能，必须确定两组数据：基站增益和路径损耗。基站增益由 7 个因素组成：接收机灵敏度、发射功率、接收天线增益、接收天线高度增益、发射天线增益、发射天线高度增益和所需的信噪比。这些看起来很复杂，但是可以归结为评估接收机、发射机和天线性能的一个简单工具。另外一个数字即路径损耗，可以很容易地从图 23-10 所示的列线图中给出。图 23-10 给出的平地表的路径损耗的可靠性为 99%。

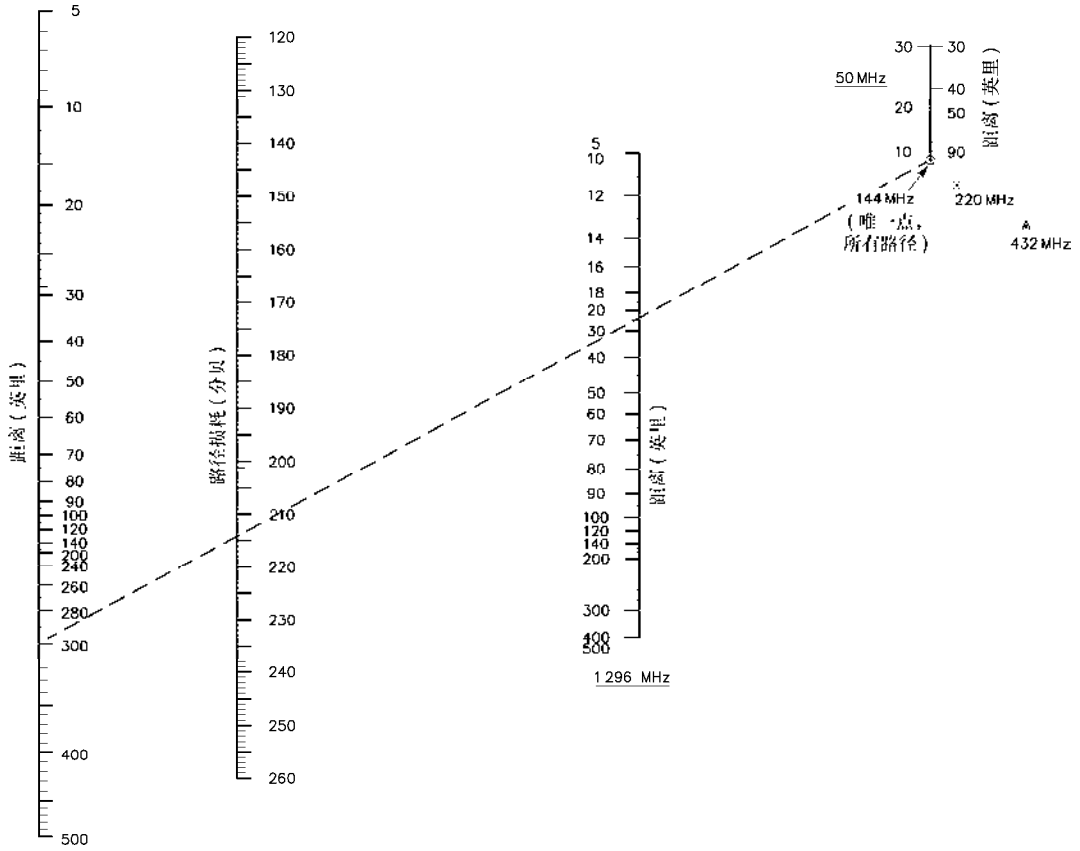


图23-10　用于查找业余频率在50～1 300 MHz的基站能力的计算图。如果路径损耗和距离中有一个因素已知，则可以确定另外一个因素。

对 50 MHz，给出了基站（左边）到右边合适的直线距离的直规。对 1 296 MHz，采用全尺度，正好在中心。对于 144 MHz、222 MHz 和 432 MHz 分别采用圆形、正方形和三角形内的点。例如，144 MHz 在 300 英里时的路径损耗为 214 dB。

为了更有意义，由这个列线图所确定的损耗必然要大于简单的自由空间的传播路径损耗。正如在本节前面所讲到的，视距外通信的传输模式随着距离的增加，路径衰减变大。

甚高频/超高频基站增益

在基站设计的 8 个因素中最关键的因素为接收机灵敏度。如果你可以近似知道接收机噪声数值和传输线损耗的话，就可以从图 23-11 中得到。如果你不能测量噪声，当你知道设备在正常工作的话，可以假设 50 MHz 时为 3 dB，144 MHz 或 222 MHz 时是 5 dB，432 MHz 时为 8 dB，1 296 MHz 时为 10 dB。这些噪声数值是在现代固态接收机基础上给出的保守估算。

对于使用的传输线，如果天线系统馈电适当的话，可以根据第 24 章给出的信息估算其传输损耗。在图 23-11 的任何一边的适当地点放一个直规，可以在低于 1 dBW 的灵敏度范围内测得接收机的有效灵敏度。对你将使用的接收机，对额定发射采用最窄的带宽是可行的。对于连续波，有效工作的平均值约为 500 Hz。电话的带宽可以从接收机指令手册中找到，但是它通常在 2.1～2.7 kHz。

其次为天线增益。业余无线电天线的增益往往被夸大。精心设计的八木天线的增益（各向同性）可以增加为以波长表示的 10 倍。例如：在 144 MHz，一个 24 英尺的八木天线长为 3.6l；3.6×10 = 36，在自由空间中为 10 $\log_{10}$ 36 =15.5 dB。再适当运用，可以增加 3dB 用于溢出，增加多于 4 dB 用于地表反射增益。这在业余应用中会有所变化，但是平均值接近图 23-11 给出的值。

我们有一个附加因素，即天线高度增益，可以从图 23-12 中获得。注意，对于短距离这个值很大。水平中心尺度的左边缘从 0～10 英里，右边缘从 100～500 英里。假设在 10～30 英尺的高度增益为零，对 50 英尺的高度而言，10 英里处的增益为 4 dB，50 英里处为 3 dB，100 英里处为 2 dB。对于 80 英尺的高度，这三个距离处的增益分别为 8 dB、6 dB 和 4 dB。对于一个给定的高度，在 100 英里以外，高度增益不随距离而变化，可以近似为常数。

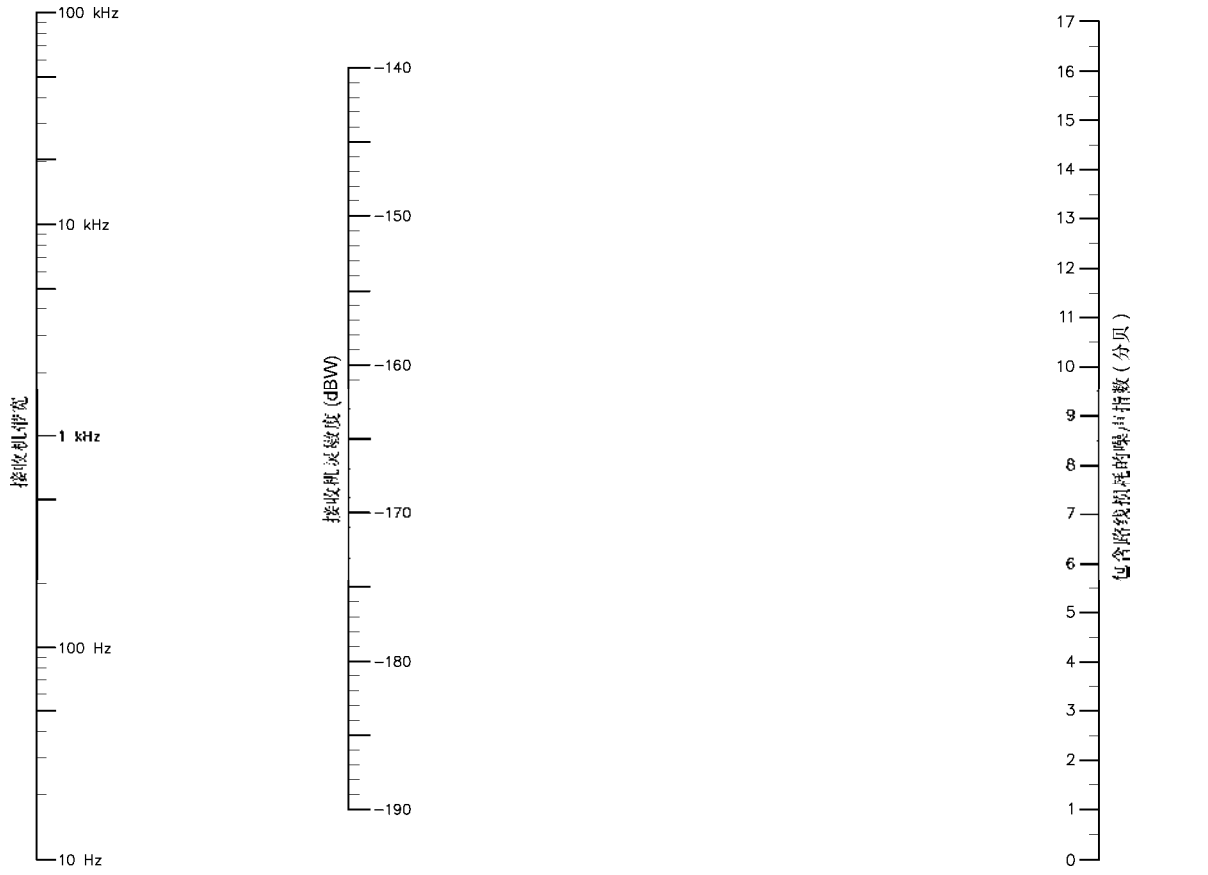


图23-11　用于查找有效接收机灵敏度的列线图。

发射机输出功率在高于 1 W 时必须用分贝表示。如果你有 500 W 的输出，则在你的基站增益中表示为增加 $10 \log_{10}$（500/1）或 27 dB。传输线损耗必须从基站增益中减去。所需的信噪比也应该减去。这些信息是以连续波的工作为基础的，所以对其他模式来说必须减去所需的额外信号。已经证明对于 100 英里以外的距离，信号在平均电平加减 7 dB 的范围内变化，因此为了高可靠性必须从基站增益中减去 7 dB。对于小于 100 英里的距离，衰落几乎随着距离线性地减小。例如对 50 英里，衰落可以采用–3.5 dB。

它的全部含义

基站增益可以通过计算所有正面和负面因素的和得到，根据最终结果可以在图 23-10 所示列线图中找到你所期望可靠工作的距离。或者通过其他方式得到：从列线图中找到你所期望的路径损耗，然后计算出基站所需的改变，以弥补损耗带来的影响。

图 23-13 给出了不同频段的路径损耗随频率变化时，各个因素变得很明显。在左边达到 50%的可靠性，在右边同样的信息表示 99%的可靠性。对于几乎完美的可靠性，在 100 英里通信中路径损耗约为 195 dB（这在 50 或 144 MHz 上可以很容易实现）。但是对于 50%可靠性的曲线，同样的路径损耗可以达到约为 250 英里以外。很少有业余通信需要几乎完美的可靠性。我们有必要通过选择同时接受有些信号重复或损失，以使通信保持在远超过通常甚高频基站所覆盖的距离以外。

这些曲线给出一些典型业余甚高频基站的架设建议，这说明了解这些因素对任何甚高频频谱使用者非常重要。注意，在前面 100 英里的范围内路径损耗曲线非常陡峭，这对甚高频操作员来说不是什么新闻，本地信号比较强，但是 50 或 75 英里以外基站的信号非常微弱。其实对我们中的大多数而言，并非很了解 100 英里以外发生的事情。

从图 23-13 给出的曲线中，我们可以看到路径损耗在采用宽带调制模式的甚高频基站的平均工作范围的极限处会明显消失。计算具有普通接收机和天线的一个 50 W 基站的增益，你会发现其值大约为 180 dB。这意味着对于良好的但并非完美的性能要求和一般的地形而言，你可以拥有 100 英里半径的工作范围，增加的 10 dB 可以将距离扩展到 250 英里的范围内。仅仅将调频电话调到 SSB CW 模式就可以对甚高频波段日间的覆盖范围做出很大的改进。

如果你目前的天线没有 50 英尺高，或许可以使功率

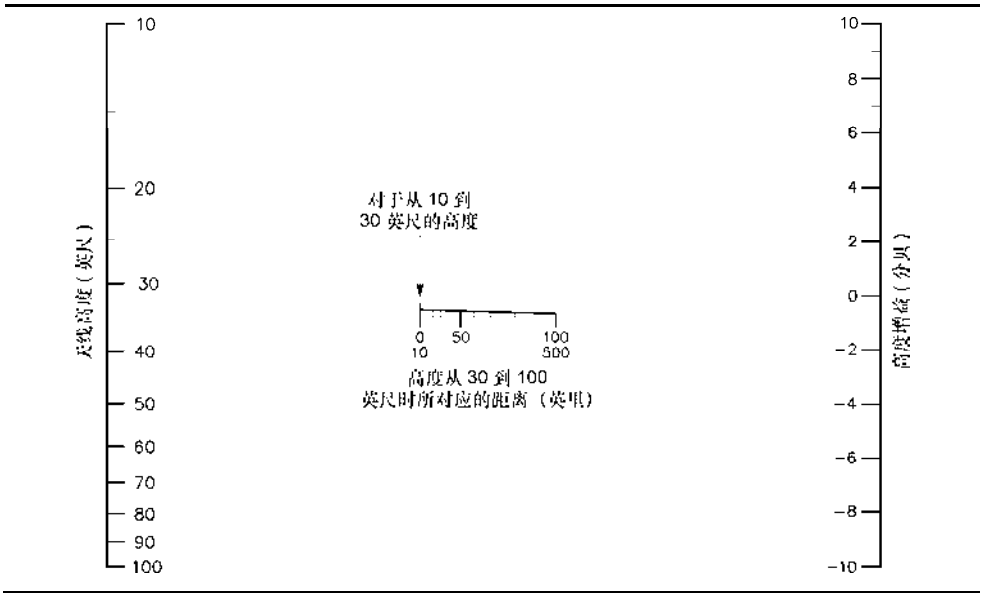


图23-12　用于确定天线高度增益的列线图。

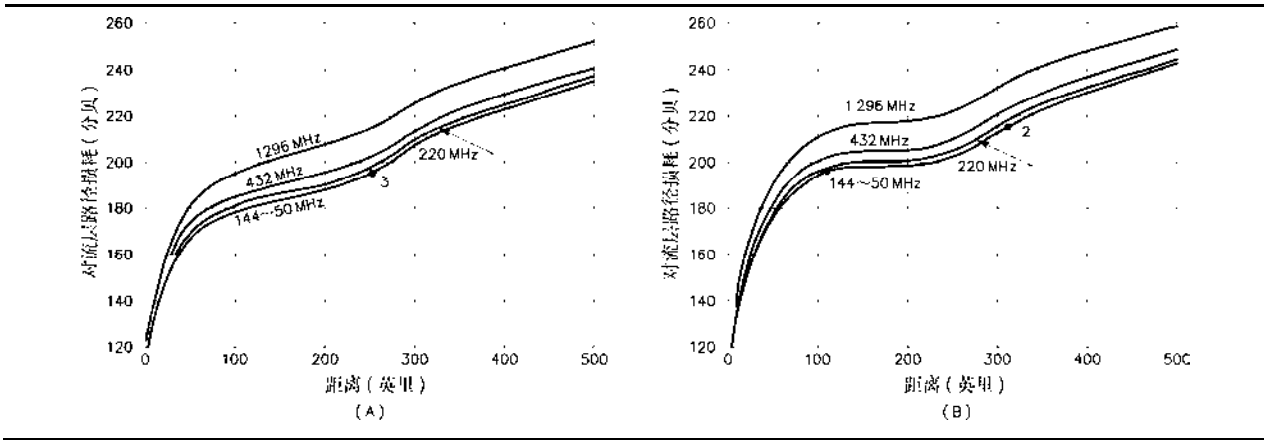


图23-13　50 MHz以上业余频段路径损耗随距离的变化。图（A）为占50%的时间所对应的曲线，图（B）对应的时间为99%。图（A）的曲线更具有业余无线电需求的代表性。

由 50 W 增加到 500 W，来改进接收机收到的噪声（如果其目前状况较差），这其中的任何一个办法都可以对天线的可靠覆盖范围进行一个大的改进。如果这些都实现了，这些隆起的路径损失曲线，很可能使你的影响范围增加两倍。

地形对甚高频/超高频的影响

由上述方法给出的天线覆盖图适用于一般的地形。在多山的国家，基站是什么样的呢？尽管开放的视野是甚高频基站设计的一般要求，但是多山的地区不应该被视为无望的。对于居住在山谷的人们所依赖的方法是光学上的绕射现象。一个手电筒光束照射一块隔板的边缘时，在其边缘并非急剧切断，而是发生绕射，有一部分光会照射到阴影区域。一个相似的效应就是甚高频的无线电波穿越桥梁时的现象，也存在一个阴影效应，而并非完全黑暗。如果信号在到达山区范围时比较强，这将在山谷底部较远的一边被很好地接收到（有关绕射理论更详细的讨论见第 3 章）。

所有在山区使用甚高频通信设备的用户对此都很熟悉。其中虽然只有山岭的一面在传播路径中，但在较远一面的信号可以几乎和近处的信号一样强。在理想的条件下（在路径的中点处有一个很高、很尖锐的障碍物，这样信号在一般的地形处比较微弱），绕射现象可以使得信号比开放的路径更强。

障碍物必须投影到所用天线的辐射方向图中。其中一面或其他一般对观察者看起来比较强大的山脉，实际上并非足够高，不一定会产生值得满意的效果。因为一个甚高频阵列所产生的普通辐射方向图高出水平线几度，从天线观测，相对地平线不超过 3° 的山脉，会错过阵列的辐射。在这种情况下将障碍物从传播路径上移开，对

甚高频信号的强度不会产生任何影响。

对于障碍物不是十分尖锐，不容易产生绕射现象的起伏地区，无法表现出一个完整的阴影效果。除了衰减之外，对甚高频的传播没有一个完全的障碍。因此，甚高频通信即使是对山谷地区也是有用的。良好的天线系统，特别是尽可能好的接收设备，它们在微弱信号下工作的能力使得甚高频可进行有效的传播工作。

23.1.8 极光传播

地球有一个包围它的磁层或磁场。美国宇航局的科学家所描述的磁层为一种围绕在地球周围的保护“泡沫”，它为我们遮挡太阳风的照射。通常条件下，在我们的磁层中有很多电子和质子在移动，它们沿着磁力线传播时俘获和保持它们的路径，既不会轰击地球，也不会逃逸到宇宙空间中去。

太阳活动的突然爆发有时候伴随着带电粒子的喷出，这些粒子多数来自于所谓的日冕物质抛射（CME），因为它们来自于太阳最外层的日冕层。这些带电粒子可以与磁层发生作用，压紧和破坏磁层。如果磁场的取向包含在一个强大的太阳风气流或日冕抛射物质中，与地球磁场的方向反向排列，磁气泡可以部分地收缩且粒子被俘获，它们可以在地球北极或南极的大气中沿着磁力线的方向积累。这会产生一个可见光或无线电波段的极光。如果极光发生的时间正好是在天黑以后，则极光是可见的。

实际上，可见的极光是位于 E 层高度处的荧光，是一种可以使 20 MHz 以上的无线电波发生折射的离子层。极光中 D 区域的吸收在低频范围内有所增加。准确的频率范围取决于诸多因素：时间、季节、与地球极光区域的相对位置，给定时刻太阳活动水平，这里只列举了其中几个。

极光对甚高频无线电波的影响是另一个业余发现，这要追溯到 20 世纪 30 年代。这一发现恰巧是随着那个时代发射和接收技术的改进而出现的。由于极光通道作为折射（散射）媒质的多样性，接收信号的频率变得弥散了。从一个轻微气流分离的声音到最好被描述为“键入噪声”，导致出现了一个调制的连续波信号，在 SSB 被引进甚高频工作之前，对极光通道来说声音是一切，同时也是无用的。一个单边信号也经受同样的，但是其窄的带宽帮助它在某种程度上保留了易懂性。由一定条件的极光所产生的扰动随着使用频率的增加而变大。对于同一时间同一路径而言，50 MHz 的信号比 144 MHz 信号具有更好的可理解性。在 144 MHz，连续波对于极光通信来说几乎是强制性的。

每年可以预测的极光数量随着地磁纬度而变化。绘制时以地球的地磁极点而不是以地理极点作为参考，在美国这些纬线倾向于西北方向。例如，俄勒冈州的波特兰北部比缅因州约远 2°（地理纬度）。缅因州城市的磁纬度线在与俄勒冈州的同名物足够远之前，与加拿大的边界有交织。在极光足够强以产生甚高频传输时，缅因州的波特兰每年约有 10 次。俄勒冈州极光的前景越来越像新泽西州南部或者宾夕法尼亚州中部。

极光工作下对天线的性能要求好坏参半。高的增益有好处，但是极光的区域有时会使最好的回波急剧变化，因此尖锐的方向性是一个不利因素。因此在垂直平面内要么有一个非常低的辐射角，要么有一个很尖锐的波束方向图。经验表明，很少存在着用来表示真实障碍物的在任何一个平面内足够尖锐的业余频率天线。朝向最大信号的波束可以改变，然而，在方位向的一些扫描会出现一些有趣的结果。一个非常大的阵列，例如经常用来测量月球反射的阵列（在方位和高度方面要控制）应该很有价值。

极光发射的平均强度以及它们的地理分布对可见度和甚高频传播效果等的影响在某种程度上都随着太阳活动而变化。有一些迹象表明，极光的高峰期落后于太阳黑子活动高峰期一年或两年。像分散 E 层一样，一个非正常的极光可能会发生在任何季节。极光的数目有一个明显的昼夜浮动。最优的时间是下午晚些的时刻和清晨，从傍晚较晚时刻到早晨以及下午较早时刻以这样的次序出现。很多极光开始出现在下午较早时刻，持续到第二天早晨的较早时刻。

23.2 高频天波的传播

正如前面所描述的，术语地波通常是指局限于低层大气中传播的无线电波。这里我们将使用术语天波来描述应用地球电离层中传播的模式。首先，我们需要研究太阳是如何影响地球电离层的。

23.2.1 太阳的作用

在电波传播过程中所发生的一切事情，以及地球上所有的生命，都是太阳辐射的结果。地球上电波传播的可变特性反映了不断变化着的紫外线和 X 射线辐射强度，它们是太阳能量对大气电离的主要成分。每天，太阳核聚变将氢变为氦，在这一过程中向宇宙空间释放出难以想象的爆炸能量。据估算太阳所辐射的总能量约为 4×10^{23} kW，也就是 4 后面有 23 个零。在太阳巨大的表面，产生的能量是每平方米 60 MW。这是一个非常巨大的发射机。

太阳风

太阳不断地从其表面向宇宙空间的各个方向抛射物质，形成了所谓的太阳风。在相对平静的太阳条件下太阳风的速度是每秒 200 英里，即每小时 675 000 英里，这样每秒钟从太阳带走大约两百万吨的物质。你不用担心，太阳并非很快会变得枯竭。太阳是如此之大以至于需要几十亿年的时间才可以使它变得枯竭。

每小时 675 000 英里的风速听起来像一个很糟糕的强风，不是吗？对我们来说幸运的是，在太阳风扩散到太阳系空间之前它的物质密度变得很小。科学家们所计算出的太阳风内粒子密度要小于地球上能够达到的最好的真空中的物质密度。尽管太阳风中物质的密度很低，它对地球的影响，特别是对地球磁场的影响却非常大。

在先进的卫星传感器出现之前，地球的磁场被认为是十分简单的，可以通过将地球认为是一个大的条形磁铁来建模。这个假设的条形磁铁的轴偏离地理南北极轴约 11°。现在我们了解到太阳风会严重地影响地球磁场的形状，在朝向太阳风的一面压缩而在另一面拉长磁场，这和彗星的尾巴延长呈放射状是取决于它相对于太阳方向的原理是一样的。事实上，太阳风也是形成彗星尾巴形状的原因。

部分是由于太阳本身产生的核反应特性，并且由于太阳风速度和方向的变化，太阳和地球的相互作用难以置信地复杂。即使对于花费数年时间研究这一问题的科学家们也不能完全了解太阳所发生的所有事情。在这章的后面，我们将讨论太阳条件并非平静时太阳风的效应。对于涉及的业余高频天波的传播问题，太阳扰动条件的结果在一般情况下并非都是有益的。

太阳黑子

最容易观察到的太阳特性，除了它令人炫目的光辉之外，是它炽热的表面在任意时间任意地点存在着产生浅灰色的黑斑点的趋势（见图 23-14）。早在 2000 多年前在东方国家就有用裸眼观测到太阳黑子的记录。据我们所知，第一次表明太阳黑子属于太阳的一部分是由伽利略在 17 世纪初的观测结果证明的，这在他制造了第一个实用望远镜之后不久。

伽利略还发明了用于安全观测太阳的投影方法，但这或许不是在他尝试着用眼睛直接观测太阳而遭受到严重的眼疾之前（他在余生中变成了盲人）。他绘制出的太阳黑子，显示出了它们的变化特性和位置，是众所周知的关于太阳黑子的最早记录。他这富于智慧的工作马上遭到了当时权威教会的谴责，这可能使接下来几代人了解太阳活动的进程受到挫折。

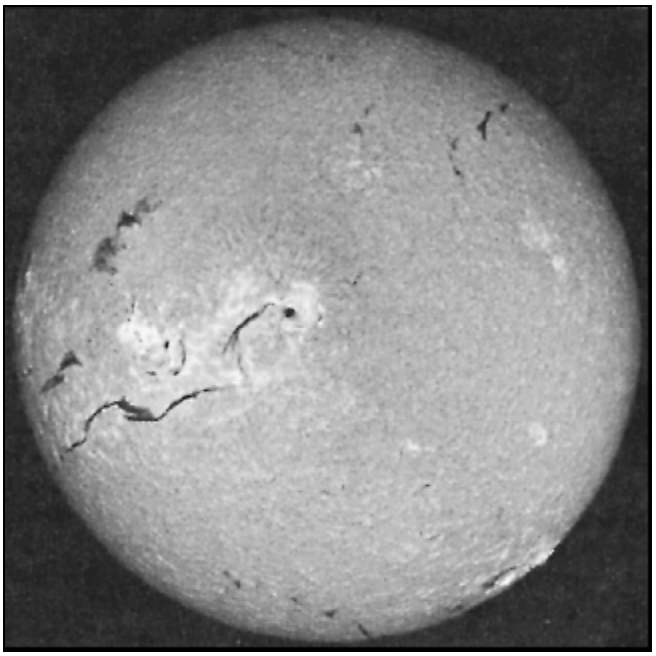


图23-14　当通过选择性光学滤波器观测太阳时可以观测到大多数太阳黑子。这幅图由一个H-α滤波器通过一个6 562埃的窄波段时获得。亮的部分是处于太阳黑子周围的活跃区域。黑色的不规则的线是没有中心的活动线。在太阳中心附近大的太阳黑子群周围可以发现微弱的磁场线。（照片由新墨西哥，Sacramento Peak太阳黑子观测台提供）

系统地对太阳活动的研究大约开始于 1750 年，因此相当可靠的对太阳黑子数目的记录可以追溯到那个年代。（在早期的数据中有些空缺。）记录中清楚地表明太阳经常处于变化状态中。它从来没有在两天之间看起来完全相同。最明显的日间变化是可见光的活动中心（太阳黑子或群）在太阳表面从东到西以固定速率移动。很快就发现这一运动是由于太阳以大约四周的一个完整周期旋转所引起的。地球围绕着太阳并且在与太阳旋转的相同方向旋转，从地球的角度看，太阳的会合旋转速度平均为 27.5 天。

太阳黑子数目

从最早的系统观测时期开始，我们对太阳活动的传统测量基于太阳黑子的数目。在这几百年中，我们了解到太阳黑子的平均数目周期性地按照正弦曲线的图形上升和下降。在 1848 年，在每日测量的太阳黑子数目中引进了一种方法。这种到目前仍然采用的方法是由瑞士天文学家约翰鲁•道夫沃夫所发明的。观察者记录太阳表面可见点的总数以及它们将这些点进行分类的类的总数，因为没有一个单独的量可以满意地给出关于太阳黑子活动的度量。当天观察者看到太阳黑子的数目由他所观察到的类的数目乘以 10 来计算，然后将单独的点的数目加到这个值中去。如果有可能，在 1848 年以前观察到的太阳黑子的数据要转换到这个系统中。

可以很容易地理解，一个观测者的结果和另外一个观

察者的结果可能相差很大，因为测量依赖于所使用的仪器性能，观测时刻地球大气层的稳定性，以及观测者的经验。世界上许多观测站正在合作测量太阳活动。加权平均的数据用来给出每天的世界太阳黑子数量（ISN）（业余天文爱好者可以通过它们所观测到的值乘以一个经验性的修正因子来近似地给出世界太阳黑子数量的数值）。

一个主要的进步是随着各种观测窄带太阳光谱的方法而发展的。窄带光波滤波器可以和任何良好性能的望远镜一起使用，产生一个可见光函数，这使得观察者除了可以观察到太阳黑子外，还可以观测到太阳电离能量辐射的实际区域，太阳黑子与其说是一个电离能量，不如说是一个副产品。图 23-14 是通过这样一个滤波片观察到的。通过探测仪器对电离层的研究，以及后来无人和有人的卫星观测，显著地增加了我们关于太阳活动对无线电通信影响的知识。

记录每天的太阳黑子数目，这样可以得到每月和每年的平均值。平均值用于预测趋势和观测模式。以前的太阳黑子记录保存在瑞士的苏黎世，它们的数值被称为苏黎世太阳黑子数目。它们也被称为沃夫太阳黑子数目。目前官方国际太阳黑子数目由位于比利时布鲁塞尔的太阳黑子资料中心（SIDC）所汇编整理。

图 23-15 给出了 1700 年到 2002 年太阳黑子数目的年平均值。从该图中可以很明显地看出太阳活动的周期性。周期的时间从 9 年到 12.7 年，平均值约为 11.1 年，通常被称为 11 年的太阳活动周期。第一个系统观测的完整周期始于 1755 年，其编号为周期 1。此后太阳活动周期数目由此连续编号。第 23 个周期开始于 1996 年 10 月。

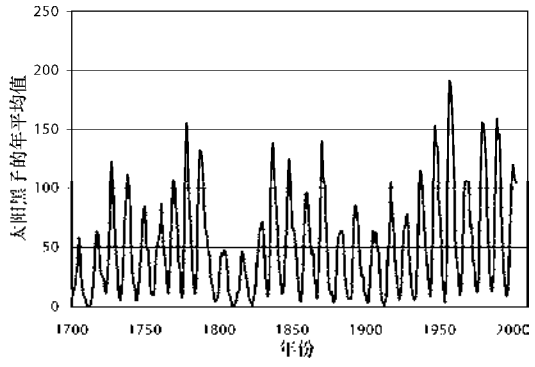


图23-15　1700年到2002年间太阳黑子数目的年平均值。该图清楚地表明了太阳黑子活动周期约为11年。在该图中也存在一个长的周期，即Gleissberg 88年周期。周期1，即第一个系统观测的完整周期，开始于1755年。

“宁静”的太阳

无线电波传播随着太阳黑子的数目，大小以及太阳黑子在太阳表面的位置而变化，人们已经完全了解这一现象约有 60 年了。由太阳放射出的紫外光总量的变化会使得地球的电离层产生昼夜性和季节性的变化。太阳黑子的 11 年周期会影响传播条件，因为太阳黑子活动和电离直接相关。

太阳表面的活动处于连续的变化中。在本节中我们将讨论所谓“宁静”太阳的活动，这意味着在这些时期中太阳不再进行任何特别的活动，看起来仅像一个“正常”的高热原子核反应的燃烧火焰的球体。太阳和它对地球传播的效应可以用统计的方法来描述，这就是 11 年太阳活动周期的作用。与长期平均值所预测的相比，在特定的某一天你可能经历非常不同的太阳活动。

这里可能存在一个相似的例子。你是否曾经盯着一个平静的萤火，然后被一个燃烧的灰烬或一个大的向你溅射的火焰所惊吓？太阳可以发生意想不到的事情，有时候是非常引人注目的事情。这里对地球上传播条件的干扰是由太阳上扰动条件所引起的。在后面将会讲到更多的情况。

单个的太阳黑子大小和外观会有所变化，甚至在一天内会完全消失。一般地，相对大的活跃区域会在太阳旋转的几个周期内持续。有些活动区域会超过一年的时间。由于太阳活动的这些持续的变化，地球电离层状态会有持续的变化以至于传播条件也会发生变化。太阳活动的一个短期爆发可能会引起地球上持续时间不到一个小时的非正常传播条件。

平滑太阳黑子数（SSN）

太阳黑子的数据要经过平均或平滑，以消除短期变化的影响。经常用到的与传播条件有关的太阳黑子数据是平滑太阳黑子数，通常称为 12 个月的平均值。要确定平滑太阳黑子数目至少需要连续 13 个月的数据。

长期用户会发现只有当平均太阳黑子的数目高于特定的最小值时在高频波段以上才可靠地对传播开放。例如，在第 22 个周期中的 1988 年中期到 1992 年中期的时段内，平滑太阳黑子数目保持在远高于 100 的状态。10m 波段对世界大部分地区是全天开放的。然而，在 1966 年中期之前，太阳表面的黑子数目很少以至于 10 m 波段也很少开放。即使是对 15 m 波段，在太阳活动高时，通常的重负荷机器 DX 波段在第 22 周期内低点的大部分时间都是关闭的。关于所涉及的在高频波段以上的传播，太阳黑子数目越多，传播条件越好。

每一个平滑数值是 13 个月的数值在中间月份的平均值。第一个月和第十三个月的数值有一个权重 0.5。月平均值是对月份中每一天太阳黑子数目的简单求和，除以

该月的天数。我们通常将这个数值称为月平均值。

所有这些听起来很复杂，但是用一个例子可以很清楚地描述这一过程。假如我们希望计算 1986 年 6 月的平滑太阳黑子数目。我们需要知道这个月份之前和之后 6 个月每月的平均值，即 1985 年 12 月到 1986 年 12 月的值。这些月份中月平均太阳黑子数目的值如下表所列。

1985 年	12 月	85	17.3
1986 年	1 月	86	2.5
	2 月	86	23.2
	3 月	86	15.1
	4 月	86	18.5
	5 月	86	13.7
	6 月	86	1.1
	7 月	86	18.1
	8 月	86	7.4
	9 月	86	3.8
	10 月	86	35.4
	11 月	86	15.2
	12 月	86	6.8

首先我们找到这些数值的和，但是对列表中第一个月份和第十三个月份值只取其数值的一半。这个和值是 166.05。然后我们通过对它们的和除以 12 来确定平滑数值，即 166.05/12 =13.8。这样 13.8 为 1986 年 6 月份的平滑太阳黑子数值。从这个例子中，你可以发现对一个特定月份的平滑太阳黑子数要等到 6 个月以后才能确定。

一般地，我们看到的太阳黑子数目的图形是平均数值。正如前面所提到的，平滑数值使得对其趋势和方向图的预测变得简单，但是有时候这些数据可能会引起误解。图往往意味着太阳活动光滑地变化，例如，在一个新周期的开始阶段太阳活动逐渐增加，但是显然不是这样的。在任何一天，太阳活动的显著变化可以发生在几小时内，导致平滑太阳黑子数曲线所预测的最大可用频率以上的波段突然开放。这种开放持续的时间可能是短暂的，或它们将在几天后重新发生，取决于太阳活动的特性。

太阳辐射通量

在 20 世纪 40 年代后期另外一种方法已经开始用于确定太阳活动，即测量太阳辐射通量。“宁静”的太阳在很宽的频谱范围内发射无线电能量，其强度变化很慢。太阳辐射通量是单位时间、单位面积、单位频率间隔所接收的能量的一种度量。这些太阳辐射流来自高于太阳色球而低至日冕层的太阳大气层，每天随着太阳黑子活动的发生而逐步改变。因此，在太阳辐射通量和太阳黑子数目之间有一个相关度。

一个单位的太阳通量为 10^{-22} 焦耳每秒每平方米每赫兹。英属哥伦比亚潘狄顿的 Dominion 天体物理天文台每天可以测量频率为 2 800 MHz（波长 10.7 cm）的太阳辐射通量的值，在这里已经收集了自 1991 年以来的每日数据（在 1991 年 6 月以前，位于安大略湖的阿尔冈琴族无线电观测台对太阳辐射通量进行测量）。在世界的其他天文台也对其他几个频率进行测量。在一定的变化范围内太阳辐射通量的每日测量值随着测量频率的增加而变大，至少在 15.4 GHz 以下时是这样。日间 2 800 MHz 的潘狄顿数据送到科罗拉多州的波尔得，在那里它被汇编为 WWV 传播报告（见后面的部分）。日间的太阳辐射通量信息对于确定当前传播条件有些用处，因为特定某一天的太阳黑子数目与最大可使用频率之间没有直接相关。就这个目的而言，太阳辐射通量采用时间上的平均值时要相对可靠些，这将在后面关于计算机预测程序的章节中讲到。

太阳黑子数目与太阳辐射通量的相关性

以历史数据为基础，在太阳黑子数目和太阳辐射通量之间不存在着精确的数学关系。直接比较每天的数据则会发现二者之间几乎没有相关性。比较每月的平均值（通常称为每月平均值）在一定程度上存在着相关性，但是数据依然严重地发散。图 23-16 给出了这一事实，散点图是月平均太阳黑子数目随着月平均太阳辐射通量值的变化，其中太阳辐射通量值调整到一个天文单位（这一调整修正了一年中不同时间段太阳与地球之间距离的差异）。

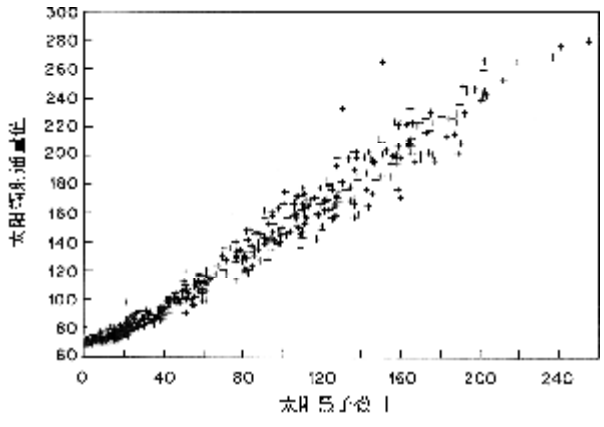


图23-16　月平均太阳黑子数与月平均2 800 MHz太阳辐射通量之间的散点图（或*X-Y*图）。数据从1947年2月到1987年2月。一个“+”表示特定月份的相交数据。如果太阳黑子数和辐射通之间的相关性是一致的，则所有的记号将形成一条光滑的曲线。

在平滑（12 个月的平均值）太阳黑子数目与调整到一个天文单位的平滑（12 个月的平均值）太阳辐射通量相比较时，二者存在着密切的相关性。图 23-17 给出了平滑数据的散点图。注意在图 23-17 中数据点给出了一个定义较好的图案。仍然有百分之几的数据相关性不是很好，因为数据显示对于给定的平滑太阳黑子数目并非总是随着太阳辐射通量作同样变化，反之亦然。

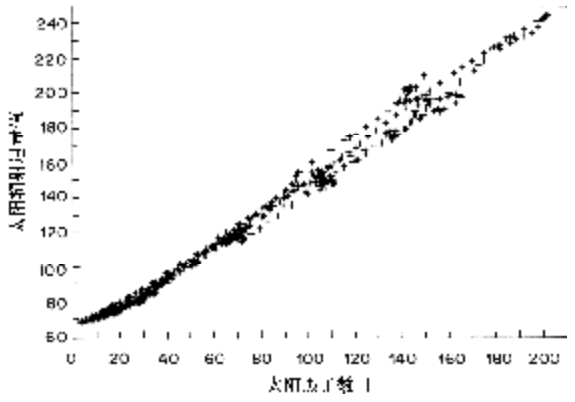


图23-17　平滑（或12个月的平均值）太阳黑子数目与2 800 MHz的太阳辐射通量的散点图。平滑数值的相关性要好于图23-16所示的月平均值。

即使在太阳黑子数目和太阳辐射通量之间不存在精确的数学关系，仍然存在一些可用的方法能够对它们进行相互转换。最基本的原因是太阳黑子数目在与过去的长期关联中是很有价值的。但是太阳辐射通量值最大的有效性是它们的直观性，它们直接关系到我们所感兴趣的领域（注意，一个平滑太阳黑子数目只有在它发生 6 个月以后才可以计算）。

下面数学近似式可以将平滑太阳黑子数目转换为太阳辐射通量值。

表 23-1 选定的历史数据表明太阳黑子数和太阳通量之间有不一致性。

表 23-1　历史数据中存在的一些不一致性，此表给出了平滑值或 12 个月的平均值

月　份	平滑的太阳黑子数	平滑的太阳通量值
1953 年 5 月	17.4	75.6
1965 年 9 月	17.4	78.5
1985 年 7 月	17.4	74.7
1969 年 6 月	106.1	151.4
1969 年 7 月	105.9	151.4
1982 年 12 月	94.6	151.4
1948 年 8 月	141.1	180.5
1959 年 10 月	141.1	192.3
1979 年 4 月	141.1	180.4
1981 年 8 月	141.1	203.3

$$F = 63.75 + 0.728S + 0.000\,89S^2 \qquad (23\text{-}5)$$

其中 F 为太阳辐射通量值，S 为平滑太阳黑子数目。

图 23-18 给出了这个公式的图示。可以采用此图来进行转换，而不是通过计算来进行转换。通过这幅图，太阳辐射通量和太阳黑子数目可以相互转换。已经发现这个公式用于计算历史数据时，会产生高达 10%的误差。（参见表 23-1 给出的 1981 年 8 月的数据）。因此，转化时应该四舍五入到最接近的整数，因为额外的小数位数是不需要的。为了从太阳辐射通量到太阳黑子数目之间进行转换，可以采用下面的近似。

$$S = 33.52\sqrt{85.12 + F} - 408.99 \qquad (23\text{-}6)$$

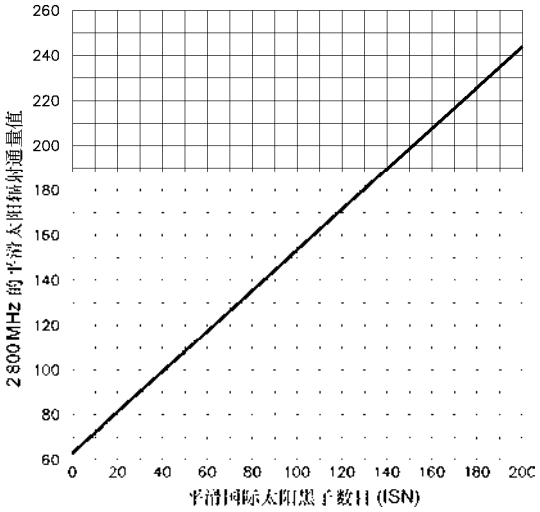


图23-18　用于在平滑国际太阳黑子数目（ISN）与2 800 MHz的平滑太阳辐射通量值之间转换的图表。此曲线是由文中给出的数学近似式计算得到的。

23.2.2　电离层

在我们讨论地球大气层和太阳以及地球磁场相关的变化对地球大气层的影响时，将不可避免地存在着 “灰色地带”。这不是用一个完整的公式就能预测的，或不能给出一个具有能够令人满意的小数位数的数值。如果我们采用良好的天线，并且使其很好地为我们服务，就能在其众所周知的限制内阐述和理解这个现象。

因此到目前为止，在本章中我们一直讨论所谓的“地面以上生活空间”——即整个大气层中我们可以不需要人工呼吸就可以生存的部分，或者说地面以上 6 km（4 英里）的范围。边界区域很广泛，但是生命（以及无线电波）在此区域内会发生基本的变化。在较远的但仍然在地球大气层以内的区域，在电波传播中，太阳扮演着重要的角色。

这就是电离层——一个大气压力很小以至于自由电

子和离子可以移动一段时间，而不必相互靠得很近导致新组成一个中性原子的区域。无线电波进入这层稀薄的空气——一个自由电子相对多的区域，与进入具有不同介电常数的介质中的效果一样——它的传播方向将发生改变。

来自太阳的紫外（UV）辐射是引起大气层外部区域发生电离的主要原因，这对高频传播很重要。但是，也存在着其他形式的太阳辐射，包括硬的和软的 X 射线，伽马线和超紫外线（极紫外波段）。辐射能量将大气气体分子和原子粉碎或电离成电子和带正电的离子。电离度并非随着离开地球的距离均匀增加。相反地存在着相对密集的电离区域（层），每一层非常厚且或多或少地与地球表面平行，并且有相当明确的为 40～300 km（25～200 英里）的向外间隔。这些明显的层是由不同种类的太阳辐射与大气上层稀薄的氧气、臭氧以及氧化氮在复杂的光化学作用下所形成的。

在每一层内电离并不是固定的，而是由每层中间的最大值至两边逐渐停止。在给定时间，从太阳达到一个特定点的总电离能量永远不是常数，因此不同区域电离的高度和强度也将有所不同。因此，这对远距离通信的实际影响使得信号电平也几乎是连续地变化，这与一天中的时间，一年中的季节，地球到太阳的距离以及短期和长期的太阳活动有关。从这里的一切将会看到，只有非常聪明或非常愚蠢的人才会试图预测无线电波的传播条件，但是现在可能会以一个相当成功的机会来这样做。这有可能用来设计天线，特别是用来选择天线的高度以开发已知的传播特征。

电离层的特点

已知的最低电离区域，称为 D 层（或 D 区域），位于地表以上 60～92 km（37～57 英里）。在这层相对较低且稠密的大气中，受太阳的照射原子分裂成离子，因此电离度与太阳照射直接相关。这一现象随着日出开始，在正午时达到顶峰，随着日落消失。当这一密集介质中的电子随着电磁波的传播而运动时，粒子间的碰撞加剧以至于它们的大部分能量在电子和离子重新组合的过程中用来加热。

在给定电磁波影响也就是电磁波波长的条件下，碰撞的概率取决于电子的传播距离。因此，我们的 1.8 MHz 和 3.5 MHz 的波段具有最长的波长，当它们在 D 层传播时承受着最高的白天吸收损耗，特别是对于以较小角度进入介质的电磁波。在太阳活动的高峰期（太阳周期的峰值年），即使在正午附近对于垂直进入 D 层的电磁波也将遭受到几乎全部的能量被吸收，使得这些波段在太阳高度角很大的时间段内远距离通信几乎不可行。它们在早晨迅速地“变为死亡”，但是在下午较晚时刻却以同样方式变得活跃起来。每日（白天时间）的 D 层效应在 7 MHz 时很小（尽管依然显著），在 14 MHz 时是轻微的，在更高的业余频率下变得不合理。

在将高频电磁波弯曲并折回地球方面，D 区域是无效的，因此在业余频率远距离通信中，它的角色大体上是否定的。这也是为什么在太阳高度大时，7MHz 的频率被用来进行短距离通信的主要原因。

对业余频率长距离通信有用的电离层的最低部分是高于地面 100～115km（62～71 英里）的 E 层（也称为 E 区域）。在 E 层，中等的大气密度和电离作用随着在水平线以上的太阳角变化，但是太阳紫外辐射不再是唯一的电离机制。进入大气层这一部分的太阳 X 射线和流星也起了一部分作用。随着日出电离作用升高得很快，在当地时间正午时刻达到最大，在日落之后迅速减小。最小值发生在当地时间午夜过后。就像 D 层一样，在正午附近太阳角高时，E 层吸收低频业余波段电波的能量。E 层电离的其他变化的效应将在后面讨论。

我们大多数远距离通信能力来自于稀薄的延伸到地球大气层最外面的 F 层。对于 100 英里以上的高度，离子和电子的重新组合比较慢，因此可以观测到的太阳效应发展得比较缓慢。此外在黑夜，这一区域也有将电磁波能量反射到地球表面的良好能力。F 层在东西路径传播的最大可使用频率（MUF）的峰值出现在正午稍微靠后的时刻，最小值发生在午夜过后。我们将在后面详细地讨论最大可用频率。

但是，判断 F 层所发生的事情绝非那样简单。该层的高度为 160～500 km（100～310 英里），取决于每年中的季节、纬度，每天中的时间，而这些因素中最反复无常的是，太阳在最近几分钟所发生的事情，或许是在尝试前三天所发生的事情。例如，在美国东部和欧洲之间的最大可使用频率在 7～70 MHz，取决于上述提到的条件，加上在长期的太阳活动周期中所在的时间点。

在夏季的每天中，F 层可能会分成两层。较低且微弱的 F1 层，约 160 km（100 英里）高，仅具有微弱的作用，与 F2 层相比更像 E 层。在晚上 F1 层消失而 F2 层有所降低。

适合业余频率的传播信息由 ARRL 总部基站 W1AW 定期地发布到所有的信息公报中。以每小时传输且每日更新 8 次太阳和地磁场数据，由美国时间标准站的简报 WWV 和 WWVH 给出，不久后在互联网上给出。更多的关于这些服务的信息请见后面。

电离层中的弯曲

在一个电离层中电磁波路径弯曲的程度取决于离子化

的密度和波长（与频率成反比）。在任何给定频率（或波长）所发生的弯曲将随着电离密度的增大而增加，并且会偏离电子密度密集的区域。对给定的电离密度，弯曲随着波长的增加而加大（也就是随着频率的增大而减小）。

因此可能有两个极端。如果它们电离强度足够充分且频率足够低，即使对垂直进入该层的电磁波也将会被反射回地球。相反地，如果频率足够高且电离降低到一个足够低的密度，会达到这样一个条件，电磁波的角度将不受电离层的影响，以将无线电波能量的有用部分返回到地球。发生这一现象的频率叫做垂直入射临界频率。电离层的每一区域都有一个临界频率，这一临界频率将随着日期、时间以及 11 年太阳周期的状态而变化。

图 23-19 所示的简化图给出了对于特定的白天和黑夜条件下电子密度（每立方米内的电子密度）随电离层高度（km）变化。自由电子就是离你的发射机有一段距离的将发射到电离层的信号反射回地球的物质。电离层中自由电子数目越多，传播条件将越好，特别是对于较高的频率。

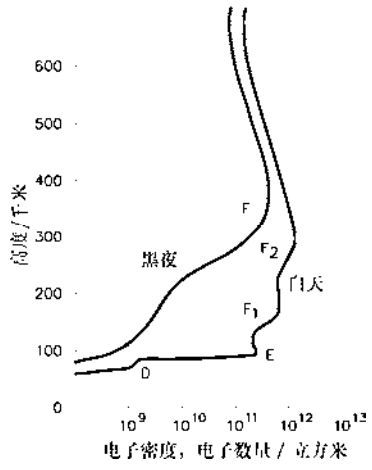


图23-19　在白天和黑夜条件下不同电离层区域的典型电子密度。

电子密度轮廓线是极其复杂的，从一个地点到另外一个地点变化很大，这取决于令人困惑的各种因素。当然，这一纯粹的变化特性使无线电业余爱好者的电离层高频路径工作变得很有趣，也很有挑战性。

下面关于对探测电离层的讨论，提供了有关科学仪器的背景知识，这些科学仪器可用来解释在电离层高频传播背后所隐藏的高度复杂的机制。

23.2.3　探测电离层

多年来科学家们一直在探测电离层以决定在不同仰角和频率下的通信潜力。词语“声音”来自于很陈旧的观念，这与用来产生我们可以听到的“声音”的声波没有任何关系。很久以前，水手们通过向水中扔下一条很重的定标之后的绳索来探测它们船下的深度。以相同的方式，用来测量电离层高度的仪器称为电离层探测装置或电离层探测仪。它通过直接向电离层发射一个电信号来测量各层的距离。

雷达采用与电离层探测仪相同的技术来探测目标，譬如飞机。一个电离层探测仪向电离层发射准确的同步脉冲，其频率范围为中频或高频。比较从电离层一个区域反射回波的接收时间与发射时间。时差乘以光速将给出无线电波从发射机传输到电离层再经过反射回到接收机的视在距离（这是一个视在的或者说是虚构的距离，因为电磁波在电离层的传播速度有微弱的减慢，就像电磁波在真空之外的其他媒质中传播时因为媒质的作用而速度变慢一样）。

另外一种电离层探测仪的发射频率从低到高扫描。这称为“调频连续波（FM-CW）”，或更有趣的称为“啁啾”探测仪。由于接收到的回波是从发射机传输到反射点，然后再反射到接收机，回波的频率将比仍然在变化着的接收机的频率低。频率的差异是电离层中各层反射信号的指标。

垂直入射探测仪

大多数电离层探测仪是垂直入射探测仪，向电离层直接发射信号，然后从不同的电离区域垂直反射回去。电离层探测仪的频率向上扫描直到不同电离层的回波消失，这意味着已经超过了这些层的临界频率，导致电磁波在空间中消失。

图 23-20 给出了一个典型的垂直入射探测仪高度简化的电离图。图中左边高度最低的回波是来自于高度约为 100 km 的 E 区域。在这个例子中 F_1 层在图中间，它的高度在 200～330 km 变化，F_2 层的高度从 400 km 以下到约为 600 km 的高度。你可以发现电离层的 F_1 层和 F_2 层形状为 U 形，这表明电子密度在该层内变化。在这个例子中，电子密度峰值出现在 F_2 区域视在高度约为 390 km，即 F_2 曲线的最低点。

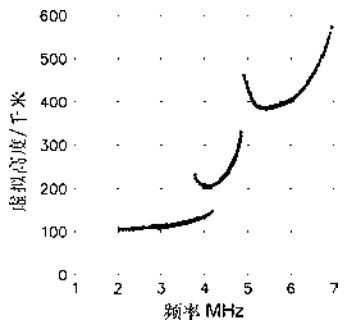


图23-20　垂直入射探测仪给出的非常简单的电离图。最低的迹线是E区域，中间的是F_1区域，上面的是F_2区域。

科学家们可以从一个垂直入射的电离图中得到很多信息，包括每个区域的临界频率，当超过这个频率时会导致信号在空间中消失。在图 23-20 中，E 区域的临界频率（简写为 f_oE）约为 4.1 MHz。F_1 区域的临界频率（简写为 f_oF_1）约为 4.8 MHz。在这个简化图中 F_2 区域的临界频率（简写为 f_oF_2）约为 6.8 MHz。

细心的读者可能想知道在缩写 f_oE、f_oF_1 和 f_oF_2 中下标“o”是什么意思。缩写“o”是指寻常的。当一束电磁波发射到电离层时，地球的磁场将电磁波分裂为两束独立的波——寻常波（o）和非寻常波（x）。不管地球的磁场存在与否，寻常波都会到达电离层同样的高度，因此称为“寻常”。然而非寻常波以非常复杂的方式显著地受到地球磁场的影响。

图 23-21 给出了位于马萨诸塞州 Millstone 的由麻省理工学院所属和操作的 Lowell Digisonde 垂直电离层探测仪给出的实际电离图的一个例子。这幅电离图为 2000 年 6 月 18 日观测得到，观测条件为太阳活动非常活跃的时期。不幸的是图 23-21 中由黑白颜色所表示的真实彩色电离图丢失了一些信息。然而，你仍然可以看到，一个真实的电离线看起来比图 23-20 所示的简单模拟图要复杂得多。

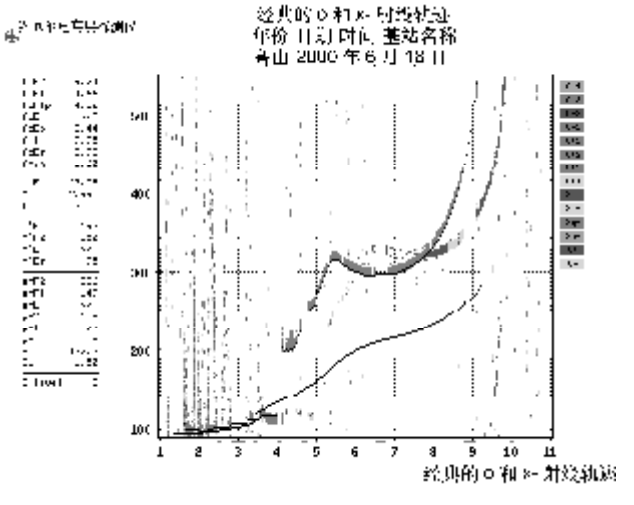


图23-21　位于马萨诸塞州Millstone Hill由麻省理工学院所属的Lowell Digisonde垂直入射电离层探测仪所观察到的实际电离图。在300 km以上高度处给出了寻常（o）和非寻常（x）迹线。图中左上给出了计算机确定的电离层参数，例如f_oF_2为9.24 MHz，f_oF_1为 4.66 MHz。

电离图中的许多斑点是由噪声和其他观测站的干扰所引起的。图中左边列出了不同电离层临界频率的数值，信号幅度由右边给出的颜色条所代表的颜色编码给出。图中 *x* 轴是频率，范围为 1～11 MHz。

与图 23-20 给出的简化电离图相比较，图 23-21 给出了频率在 5.3～9.8 MHz 范围内的另一个轨迹，即一条转移到右边的黑色寻常波的轨迹。第二个轨迹为上面提到的非寻常波（x）。由于非寻常波和寻常波由地球的磁场产生，寻常波和非寻常波轨迹的差异约为回旋频率的 1/2，回旋频率是电子旋转至一个特定磁场线的频率。电子的回旋频率在地球上不同的地点有所不同，与地球复杂变化的磁场有关。在一个垂直入射的电离图中非寻常轨迹通常比寻常轨迹的临界频率高，由于严重的吸收，非寻常轨迹显著地比寻常轨迹微弱，特别是在频率低于 4 MHz 时。

空中的大图片

全球大约有 150 个垂直入射电离层探测仪。电离层探测仪多架设于陆地，甚至是在一些岛屿上。探测仪的覆盖区域有空缺，然而，多数位于宽阔的海面。汇编全球范围内电离层探测仪中所有可得到的垂直入射数据，将会得到一个全球 f_oF_2 图，正如图 23-22 给出的，它是由高度复杂的 PropLab Pro 计算模拟的图片。

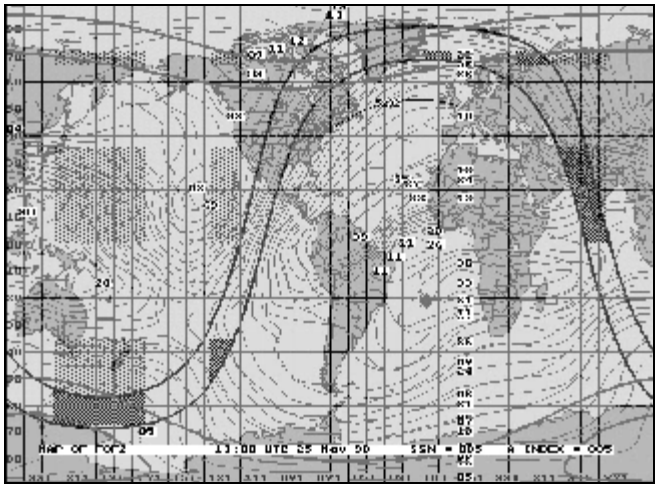


图23-22　计算机仿真的1998年11月25日f_oF_2等值线，SSN参数为85，宁静行星指数Ap为5。注意图中上部f_oF_2高的区域和非洲西海岸f_oF_2低的区域。这些为赤道异常，在F_2区域中高电子密度的区域通常会允许弦跳南北传播。见图23-8。（该图由PropLab Pro软件模拟，Solar Terrestrial Dispatch所提供）

这个模拟的时间是 1998 年 11 月 25 日 1300UTC，也就是东海岸日出之后几小时，太阳活动水平高达 85，行星指数 Ap 为 5，这表示平均的地磁现象。在非洲西海岸上 f_oF_2 等值线的峰值出现在 38 MHz。在非洲南部，f_oF_2 的峰值为 33 MHz。

在 f_oF_2 中这两个“驼峰”形成了所谓的赤道异常，它是由在白天处于从地球磁倾角赤道约±20° 的区域内上升的电子密度高的“喷泉”所引起的。赤道异常对于穿越赤道传播很关键。即使处于太阳周期低的位置，你可以在下午较晚时刻在 28 MHz 从美国接收到在阿根廷的这些 LU 站，但是其他在南部的基站不会接收到，将从穿越赤道传播中收益，有时成为“弦跃变”传播，因为在

电离层中穿过这一区域的信号在传输到地面过程中将不会损失中值跳跃。

从 f_0F_2 廓线的记录，可以计算出沿着一条路径下层的电子密度。根据电子密度廓线，可以在电离层中进行射线追踪，来计算出一束波从发射机到特定接收地点是如何在电离层中传播的。PropLab Pro 可以做出精确的包括地球磁场影响的复杂射线跟踪，甚至将电离层风暴条件下的效应也考虑进去。

斜角度入射的电离层探测

一种精心制作的电离层探测仪的形式为斜角度入射，不像直接向空中发射信号的垂直入射电离层探测仪。斜角度入射探测仪以一定倾斜角度向电离层发射脉冲，由距发射机有些距离的接收机记录回波。在现代斜入射电离层探测仪中发射机和远处的接收机是通过全球定位系统来精确协调的。

对斜角度入射的电离层探测仪所获得的电离图的解释要比垂直入射探测仪所获得的电离图的解释困难很多。一个斜角度电离层探测仪同时在一系列连续仰角范围内有目的地发射脉冲，因此不能准确地给出它们所发射脉冲的仰角信息。图 23-23 给出了一个典型的斜角度入射电离层探测仪所观测到的电离图，这是在 1973 年 3 月太阳黑子活动中等情况下，在夏威夷到加利福尼亚州所观察到的。其 *y* 轴的时延已经做了定标，单位是μs。较长的距离导致在发射脉冲和接收脉冲之间存在较长的时延。电离图中 *x* 轴为频率，就像垂直入射的电离图一样。注意，该图的频率范围扩展到 32 MHz，但是对于垂直入射的电离图其扫频频率最高不超过 12 MHz。

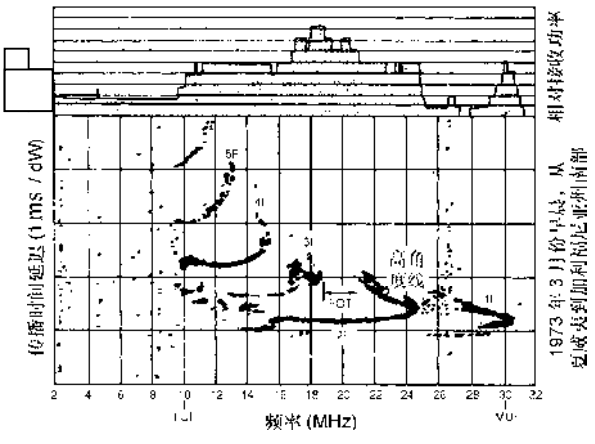


图23-23　高频斜角度入射电离层探测仪的电离层。这是在3月份中等水平的太阳活动周期中的一个早晨从夏威夷到南加利福尼亚州的2 500英里的路径上典型的调频雷达探测仪所观测到的结果。图中给出了6种可能的模式（跃变）。其中“FOT”表示最佳工作频率，意味着在此路径/时间上该频率是最可靠的。

在这幅电离图中显示了 6 个可能的模式：$1F_2$，$2F_2$，$3F_2$，$4F_2$ 和 $5F_2$。这些涉及了在电离层与地球表面反射的多种传播模式（通常成为跳跃）。例如，对一个工作频率为 14 MHz，在中午有 3 种模式：$2F_2$，$3F_2$ 和 $4F_2$。我们将在后面详细地讨论多次跳跃。

图 23-23 中的最低模式 $1F_2$，采用一个单一的 F_2 跳跃以覆盖从夏威夷到加利福尼亚州的 3 900 km 长的路径，但是这仅对 28 MHz 开放（注意对于 F_2 区域 3 900km 接近于最大可能的单次跳跃长度。我们也将在后面对此进行更详细的讨论）。一般而言，对于多次跳跃模式中的每一个模式比单一跳跃模式要微弱。例如，你可以看到接收到的 $5F_2$ 回波微弱且破碎，这是因为在它的五次跳跃中每次在地面反射时损耗积累，再加上它到接收机的复杂路径中电离层吸收的缘故。

轨迹中的标记“FOT”为最佳通信频率，对特定电路和日期 / 时间而言是通信最可信的频率。在这个例子中，最佳通信频率在 21 MHz 的业余频段附近。

图 23-23 中另一个有趣的是“高角度射线”标记。这是指 Pedersen 射线。在我们进行深入的关于 Pedersen 高角度波讨论之前，我们需要首先研究发射角是如何影响电磁波在电离层中的传播路径。

图 23-24 给出了在一个高度简化的情况下，即一个单一的电离层和一个平坦的地表。该图给出了长距离通信天线设计的几个重要事实。在图 23-24 中，波 1 以最低的仰角发射（也就是接近于水平线）。波 1 为从发射机到位于 *C* 点的接收机之间单次跳跃。

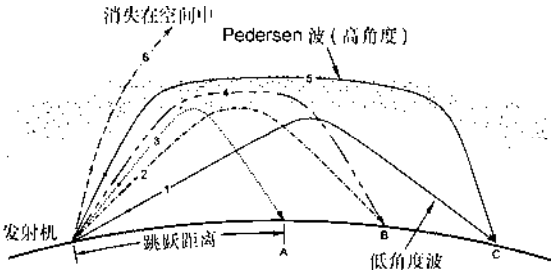


图23-24　高度简化的平坦地表/电离层示意图，该图说明了从发射机到接收机之间的地面路径随着仰角的逐渐升高是如何变化的。对于以较高角度发射的Pedersen波，与低角度波1具有相同的地面路径，但是由于在电离层中传播路径比较长所以其强度比较微弱。

波 2 比波 1 以更高的仰角发射，在其发生足够的折射而返回到地表前在电离层中穿透得更深。波 2 从发射机到 *B* 点的地面距离比低角度波 1 对应的距离要小。波 3 继续以更高的角度发射。像它前面的波 2 一样，波 3 比波 2 在电离层中穿透得更远且覆盖更短的地面距离。

现在，我们来看波 4 发生的一些很有趣的现象，它的发射角比波 3 的发射角更高。与波 3 相比，波 4 在电离层中穿透得更高，达到理论上电离层的最高电离水平，在这里它最终发生足够的折射而返回地球。波 4 最终同样地到达了点 *B*，这与比它仰角低很多的波 2 一致。

换句话说，在从序列 1 到 3 中我们连续地增加发射仰角，从发射机到返回信号的地面直接距离连续地减小。但是，从波 4 开始，地面距离随着仰角的增加开始增加。仰角的进一步增加引起波 5 在电离层中传播的路径更长，最终存在着与波 1 有相同地面距离的点 *C*。

最后，进一步增加仰角使得波 6 消失在外层空间中，这时因为外层空间不足以使波偏转返回地球。换句话说，对于假定的电离层和工作频率，波 6 已经超过了临界角。

图 23-24 中的波 4 和波 5 都称为“高角度”或 Pedersen 波。因为波 5 在电离层中传播了一个较远的距离，它总是比以较低角度发射的波 1 微弱。Pedersen 波通常不是很稳定，因为对大角度发射波所覆盖的地面距离而言，仰角微小的变化可以引起地面距离较大的变化。

23.2.4 跳跃距离

图 23-24 说明我们可以用地面标记为 *A* 的点（波 3 到达的点）进行通信，但是不再接近我们的接收机所在位置。当临界角小于 90°（也就是直接在上空）时，在发射地点附近总存在着一个电离层传播信号不能被接收或微弱接收的区域。这一区域位于地波距离上限和能量从电离层反射回来的内部边缘之间。这称为跳越距离，即发信点与电离层开始反射的点之间的直接距离。这一术语不应该与“跳跃区是存在的”的传播无线电业余爱好者的行话相混淆，后者是指存在一个天波传播波段的事实。

在跳跃区在某种程度上信号可以被接收到，尽管会经过各种不同形式的散射（后面会详细讨论），但是它通常是在强度的边缘。当跳跃距离很短时，地波和天波信号可能都会在接收机附近被接收到。在这种情况下，天波通常要比地波强，即使在靠近接收机仅几英里的地方。电离层在有利的条件下是一种有效的通信媒质。相对而言，地波并非如此。

如果无线电波以零角度的辐射角离开地球，即仅在地平线，在电离层的一般状况下，F_2 区域可以达到的最大距离约为 4 000km（2 500 英里）。

23.2.5 多次跳跃传播

正如前面在讨论图 23-24 时所提到的，地球本身可作为无线电波的反射体，这导致了多次跳跃。因此，一个无线电信号可以从地面接收点被反射回电离层，第二次在一个更加遥远的点到达地球。图 23-25 说明了这种效果，其中描绘了一个单一的电离层，尽管这次我们对电离层和它下部的地球是以曲面而非平面描述。波定义了“临界角”是从发射机通过电离层传播到图中的 *A* 点，在该点波被向上反射后沿着电离层传播后回到右边的 *B* 点。此图给出了 2 次跳跃信号。

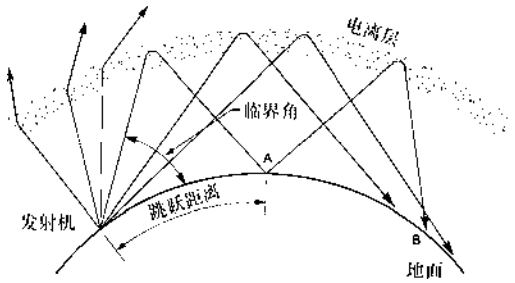


图23-25　在弯曲的地表上方波束遇到简单弯曲的电离层时的行为。以高于临界角入射到电离层的波束不会偏置返回地面，而是在空间中丢失。对于小于临界角入射的波束，随着临界角接近于水平面，它到达地面的距离变大。名义上一个单次跳跃所跨越的最大距离为4 000 km。多次跳跃传播可以覆盖更远的距离。

在图 23-24 给出的简化情况下，一束波束最终到达地面的距离取决于波束离开发射天线的发射角。如第 3 章地表的作用中描述的，你可以通过调整所用天线的高度来控制发射机。

图 23-25 给出了大大简化了的信息。对于实际的通信路径图像会被许多因素复杂化。一个因素是当发射能量离开天线之后在一个相当大的区域内扩散。即使对于具有最尖锐的实际波束天线阵，也存在着在图中所描述的波线（波束）中心存在着圆锥辐射。电离层中的反射/折射也是高度可变的，是产生扩散和散射的原因。

在某些情况下对无线电波路径来说很可能会发生多达四五次的信号跳跃，正如图 23-23 中斜角度的电离图所示。但是正常情况下不会超过两次或三次跳跃。这样，高频通信可以在数千英里的路径中传播。

应该认识到信号跳跃的重要一点。在每一次跳跃时会产生严重的损耗。当信号穿过电离层 D 层和 E 层时能量会被吸收，电离层可将能量向各个方向散射，而不是将它们限制在一个紧密的波束内。在一个反射点由于地球表面的粗糙度也会引起能量的散射。

在图 23-25 中假设两个波束都到达 *B* 点，低角度发射的波束将包含更多的能量。与必须经过这些路径四次再加上地表反射的高角度路径相比，这一波束仅经过底层 2 次。测量数据表明，即使两个信号的相对强度有大的变化，单次跳跃信号通常要强 7～10 dB。两次跳跃波在反射点中间路径的地表特性，波束从地表反射回的角度，以及所有折射点附近的电离层条件是决定信号强度比率的主要因素。

对于较远的距离每一次跳跃的损耗会变得很严重，

这是因为这些信号在变为有用信号之前要经过四五次跳跃所带来的损耗，经过多次跳跃接收的信号会变得非常微弱以至于不能使用。尽管除了单次跳跃模式无线电波可以进行数千英里的传播，实际电波传播的后向散射表明信号的跳跃可以多达 5 次。因此，跳跃模式可论证地成为最普遍的远距离通信方法。

图 23-26 给出了另一种传播方式的考虑——一种地理区域的外观。图 23-26 给出了从旧金山发射基站发出的 15 m 波长信号电平沿着美国传播的情形。这一模拟传播条件为 11 月份，太阳活动为中等水平（SSN 为 50），国际协调时间为 22 点钟。图 23-26 由 VOACAP 软件包的 VOAAREA 软件模拟生成。假设发射功率为 1 500 W，天线为 3 单元八木天线，发射和每个接收点均为 55 英尺高。

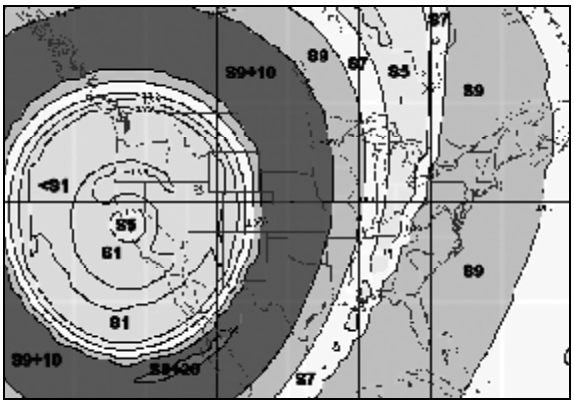


图 23-26　从旧金山到美国其余地方的修正的 21.2 MHz VOAAREA 图，以信号电平单位为 S 和 dBW 表示的信号等高线注解。假定天线为 3 单元的距离平地表 55 英尺的八木天线，发射功率为 1 500 W，时间为 11 月，SSN 为 50 的一个中等的太阳活动水平，国际协调时间 22 点钟。最明显的特征为以旧金山的发射机为中心的大跳跃区域，其范围大概扩展到横跨美国 1/3 的距离。

离开发射机大约 50 英里处，信号变为中等强度，在 S 米处约为 S5。在覆盖范围到几乎整个国家 1/3 的范围（至科罗拉多州）之外，存在着一个巨大的明显跳跃区，在这里只有微弱的信号返回到地表（S1 或更微弱）。在科罗拉多州之外，在美国中部地区信号急剧增大为 S9+10 dB，跌落至 S9 然后在伊利诺斯州的芝加哥附近至 S7。在芝加哥之外，在密歇根州和俄亥俄州的一部分到阿拉巴马州区域信号跌落至 S5。沿着美国东部海岸的所有区域，S9 区域信号变得很强。

图 23-26 中在中西部信号跌落至 S5 的原因是，以单次 F2 跳跃模式覆盖这一区域的所需的仰角即使对于中等程度的太阳活动水平来说也很低。为达到低至 1° 的发射角要求，需要非常高的天线高度或者一个高的山顶发射基站。在中西部地区以外，直至美国东部海岸，两次 F2 跳跃是必须的，需要高的仰角，因此对中等高度的天线也需要更大的天线增益。

非跳跃传播模式

目前的传播理论认为，对于数千千米的通信路径而言，信号沿着整个路径在从电离层—地球—电离层等之间并不总是以短的增量来跳跃。相反地，电波被认为在路径的一部分中沿着电离层内部传播，倾向于在电离层内传导。

如图 23-24 所示，高角度的 Pedersen 射线也可以比低角度的射线在电离层内部穿透得更远。在该层上部低密集的电离边缘，折射的数量较少，接近于该层本身包围地球的曲率。

有关对完全沿着地球传播的信号的传播时间的研究进一步支持远距离传播的非跳跃理论。需要的时间明显地小于环绕地球在地球与电离层之间跳跃 10 次或更多次所必需的时间。

在两个相隔几千千米的点之间的传播实际上可能由传导和跳跃组成。它可能会导致 E 层和 F 层折射的组合。尽管会涉及各种复杂的因素，可以发现大多数远距离传播遵循一般特定的规则。因此，在许多商业和军事上点对点长距离通信中采用设计成能最大程度利用已知辐射角和电离层高度的天线，即使对于假定的多次跳跃传播路径。

然而在业余应用中，我们通常会尝试最低的实际辐射角度，希望能将反射损耗保持在最低程度。多年的业余经验表明在所有正常条件下这是一个确定的优势。

依靠 F_2 层的几何传播方式将单次跳跃沿地球表面的最大距离限定为大约 4 000 km（2 500 英里）。对于高的辐射角度，同样的距离需要两次或更多次跳跃（伴随着高的反射损耗）。在多数情况下跳跃次数越少越好。如果你有一个始终在远路径上比你做得好的邻居，在他所关心的中辐射角差异或许是主要原因。

23.2.6　最高可用频率

对本地天波高角度通信，垂直入射临界频率是最高可用频率。这对于特定时间远距离的点通信选择最佳工作频率和确定最大可使用频率也很有用。从此以后我们使用缩写“MUF”来表示最高可用频率。

在地理中纬度，对 E 层垂直入射临界频率范围为 1～4 MHz，对 F2 层为 2～13 MHz。最小的数值对应于太阳周期最低年份中的夜晚。最高的数值对应于太阳活动高的年份中的白天。这些都是平均数值。在中纬度地区太阳活动异常高的情况下，临界频率可以高达 20 MHz。如在前面图 23-22 中所指出的，在低纬度地区 f_oF_2 水平有可能会接近 40 MHz。

尽管从科学的角度来说垂直入射临界频率是很有趣的，无线电业余爱好者更关心的是我们如何利用传播条件来通信，特别是对于远距离。对 4 000km（2 500 英里）距离最高可用频率约是在路径中点垂直入射临界频率的 3.5 倍。对单次跳跃信号，如果假设一个均匀的电离层，路径越短最高可使用频率越低。这是正确的，因为对于较短的距离高频电磁波必须以高的仰角发射，在这些发射角度它们弯曲程度不够以至于不能被偏转回地球。因此，必须使用一个较低的频率（这样会有更多弯曲）。

准确地讲，最高可用频率或 MUF 是根据在特定时间条件下地球表面两个特定点的通信来定义的，包括在工作频率下基站所能发射的最低仰角（最高可用频率的实际形式有时被称为最高可用工作频率）。在同样的时间和同样的条件下，从这两个点中的任意一个点到第三个点的最高可用频率可能有所不同。

因此，最高可用频率不能广泛地表示为一个单一频率，即使是对于特定的时间和特定的地点。电离层绝不是均匀的，事实上对于给定的时间和固定的距离，对地球上大多数任何点来说最高可用频率随着罗盘方向的变化而显著变化。在一般条件下，最高可用频率永远在朝着太阳的方向最高，即早晨在东边，中午在南边（对于北纬而言），下午和晚上在西边。

对于最远距离的最强信号，特别是对功率电平受到限制的业余无线电服务，在最高可用频率附近工作是特别重要的。信号在这些频率受到的损耗最低。可以用 ARRL 网站上（www.arrl.org/qst/propcharts/）给出的预算图或计算机预测程序来精确计算最大可用频率。原版书所附的光盘中包含着全球范围内超过 175 个发射基站的详细描述和总结表（见本章后面的“高频波段在何时何地是开放的”）。

表 23-2　对传播监测有用的时间和频率监测站

名称	频率（MHz）	位　置
WWV	2.5, 5, 10, 15, 20	FtColins，Colorado
WWVH	除过 20 以外跟 WWV 相同	Kekaha, Kauai，Hawaii
CHU	3.330, 7.335, 14.670	Ottawa，Ontario，Canada
RID	5.004, 10.004, 15.004	Irkutsk, USSR
RWM	4.996, 9.996, 14.996	Novosibirsk，USSR
VNG	2.5, 5, 8.634, 12.984, 16	Lyndhurst, Australia
BPM	5, 5.43, 9.351, 10, 15	Xiang，China
BSF	15	Taoyuan,Taiwan,China
JJY	2.5, 5, 8, 10, 15	Tokyo，Japan
LOL	5, 10, 15	Buenos Aires，Argentina

注：该称谓来自于一张国际表格，可能不是在实际传输中所采用的。地点和频率与所提供的一致。

采用一个连续覆盖的通信接收机，则可以观测到最高可用频率。目前直至最高可使用频率的频段都在全天候的使用中。当你从喜欢的业余爱好者频段向上调整频率而“使用完信号”时，那时你将有一个不错的关于哪一个频段工作得最好的线索。当然，这将有助于了解接收信号的发射方向。短波广播知道使用什么频率，如果条件好的话你可以在任何地方接收到它们。时间和频率监测站也是很好的指标，因为它们昼夜不停地运作。见表 23-2。随时地，WWV 也是传播数据的一个可靠来源，这将在本章后面中更详细地讨论。

在最高可用频率附近工作的价值是两方面的。在未受干扰的条件下，吸收损耗随着频率变化的平方成比例地降低。举例来说，14 MHz 的吸收损耗比 28 MHz 的吸收损耗高 4 倍。或许更重要的是，当接近于最高可用频率时跳跃距离相当大。因此一个横贯大陆的通信更应该采用 28 MHz 的单次跳跃而不是在 14 MHz，因为在大多数时间，高的频率通常对应着强的信号。28 MHz 频段信号强度大的声誉是建立在这一事实的基础之上的。

23.2.7　最低可用频率

在两个特定点之间通过电离层进行有效通信时也存在着一个频率下限。最低可用频率简写为 LUF。如果有可能从最大可用频率开始工作然后逐渐降低频率，信号强度会逐渐减小并最终将消失在经常存在的“背景噪声”中。这种情况是会发生的，因为信号的吸收随着频率降低的平方成比例地增加。在接收信号变为无用时对应的频率点为最低可用频率。显然你不想在最低可用频率附近工作，尽管可以通过给基站增加相当数量的功率，或者在路径的两端同时采用较大的天线来改进接收信号。

举例来说，当太阳活动处于太阳周期的峰值时，在早晨从美国东部到欧洲的路径中，20 m 波段的最低可用频率可以高达 14 MHz。在美国，正好在日出之前，20 m 波段将首先对欧洲开放，紧接着为 15 m 波段，随着太阳的进一步升高后是 10 m 波段。然而中午之前，当 10 m 和 15 m 波段都广泛开放时，20 m 波段将变得接近于欧洲边缘，即使对于两端都运行最大功率电平的情况。相比之下，10 m 波段的基站可以很容易地用 1 W 或 2 W 的发射功率工作，这表明在最低可用频率和最高可用频率之间存在着广泛的频段范围。

通常地，两个固定点之间最低可用频率和最高可用频率的窗口范围很窄，有可能在这个窄的窗口内不存在可以使用的业余频率。有时候两点之间的最低可用频率或许高于最高可用频率，这意味着，对于给定路径通过电离层传播的最高可用频率，吸收很严重以至于不能使

用该频率。在这种情况下，无论选取什么频率，在这两点之间不可能建立业余天波通信（但是在现有条件下，在某些频率下，对于一点到另外一点的通信，通常是可能的）。对两个固定点而言，业余天波通信不可行的条件通常是所有路径都处于黑夜下的远距离传播，以及在太阳活动不活跃的时期，白天非常远距离的传播。

图 23-27 所示为 ARRLWeb 会员专用网站给出的典型传播预测（www.arrl.org/qst/propcharts/，先前来自于 QST 中“如何 DX”这一栏中）。在这个例子中，时间为 10UTC 时最高可用频率和最低可用频率混淆在一起，意味着那一给定路径在特定时间开放对任何业余频段的似然统计不是很好。此后从 11UTC 开始，在最高可用频率和最低可用频率之间的空隙增加，意味着在此路径中高的波段将开放。

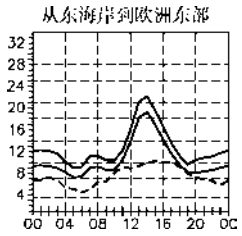


图23-27　从美国东海岸到欧洲的传播条件预测图。这是在1994年，在从12月中旬到1月中旬时间内，假定平均波段为2 800 MHz(10.7 cm)的太阳辐射通量为83。这些天中的10%，预测出最高传播频率至少高达最上面的曲线（最高可能频率，或者HPF，约为21 MHz），其中50%的天数内最高可用频率与中间的最大可用频率曲线一样高。虚线为1 500 W连续波发射机的最低可用频率（LUF）。

23.2.8　受干扰的电离层条件

到目前为止，我们讨论了未受太阳干扰条件下的地球电离层。存在 3 种主要的太阳干扰类型，能影响电波在地球上的传播。在广播中，你可以听到人们抱怨太阳耀斑、冕洞或突然消失的暗条，特别是当传播条件不是很好的时候。每一个干扰都会引起来自太阳的电磁辐射和抛射物质。

太阳耀斑

太阳耀斑是突然释放出巨大能量的激变爆发，包括从甚低频到 X 射线频率范围内持续的高能量和巨大太阳物质的爆发。大多数太阳耀斑发生在 11 年太阳周期的峰值附近。

地表观测到的巨大太阳耀斑的第一个迹象往往是在太阳黑子群附近的可见辉度，伴随着紫外线、X 射线辐射和甚高频无线噪声的增加。如果太阳和地球之间的几何关系适当，强大的 X 射线辐射将花费 8 分钟的时间，以光速传播到 9 300 000 英里以外的地球。X 射线能量的突然增加，可以立即引起地球电离层最底层的射频吸收，产生一种称为电离层突然扰动的现象。

电离层突然扰动会影响被太阳照射的地球一面的所有高频通信。频率在 2～30 MHz 范围内的信号可能会完全消失，在极端情况下甚至大部分的背景噪声可能会停止。当你经历一个大的电离层突然扰动时，你的第一个反应可能是到外面检查天线是否倒下。电离层突然扰动从电离层条件暂时恢复到正常条件之前可能会持续一个小时。

在一个电离层突然扰动开始之后 45 分钟到 2 小时之间，太阳物质爆发的粒子会开始到达。这些高能量粒子主要是质子，在地球的磁极处它们能穿透电离层，在这里可能会发生激烈的电离，伴随着高频信号在极地地区传输时的附属吸收。这就是所谓的极冠吸收（PCA）现象，它可以持续几天。一个极冠吸收会导致在高纬度地区出现壮观的极光现象。

冕洞

正如在本节前面对极光中甚高频的传播中所描述的，第二种大的太阳扰动是所谓的在太阳外层（日冕）的“冕洞”。在一个活跃的太阳黑子区域，日冕层的温度可以高达 4 000 000℃，比较典型的数值大约为 2 000 000℃。冕洞是太阳表面温度相对较低的区域。太阳-地球科学家对冕洞是如何形成的这一问题存有一些竞争的理论。

从这个洞中抛射出物质采用等离子体的形式，即一种由电子、质子和中性粒子组成的高度电离的气体，传播速度可以达到 1 000 km/s（200 万英里/每小时）。当太阳-地球之间的几何关系适当时，等离子体变为太阳风的一部分，它可以影响地球的磁场。等离子体有一个非常有趣且有些奇怪的能力。它可以在磁场的发源处锁定磁场的方向，并将它向外带到太空中。然而，除非被锁定的磁场方向与地球磁场的方向排列适当，否则即使一个很大的等离子体可能也不会严重地破坏地球的磁层以及地球的电离层。

目前，我们没有能力长时间提前预测太阳突然爆发而引起的地球传播问题。SOHO 卫星可以帮助我们决定一个质量爆发是否朝向地球，离开地球约一百万英里的 ACE 卫星可以提前一小时给出关于从太阳抛射出的物质中嵌入的磁场是否会影响地球磁层进而引起传播问题的警告。

在统计意义上，冕洞常常发生在 11 年太阳活动周期

的下降阶段，它们可以持续几个太阳旋转周期。这意味着一个冕洞可以是“循环再生的冕洞”，在长达一年或者更多的时间内，在每月几天中同样的时间段内干扰通信。

突然消失的暗条

突然消失的暗条（SDF）是影响传播的第三大类太阳干扰。突然消失的暗条的名字来源于它们在太阳表面突然向上变成拱形，在太阳风中向宇宙空间以等离子体的形式喷出的巨大物质。它们往往发生在 11 年太阳周期的上升阶段。

23.2.9 电离层暴

当合适的条件下，耀斑、冕洞或突然消失的暗条将向太阳风中发射等离子体云，这会导致在地球上产生电离层暴。不像一场飓风或者新英格兰的厄尔尼诺风暴，我们无法用眼睛看到或用皮肤感受到电离层暴。我们不能很容易地测量在头顶 200 英里处的电离层所发生的事情。不过我们可以看到电离层风暴对地球表面的磁性仪器所带来的间接效应，因为电离层的干扰与地球的磁场密切相关。术语地磁风暴（希腊字母“Geo”表示地球）被同义地用来表示电离层暴。

在一次电离层暴中，我们可能会遇到异常的无线电噪声和干扰，特别是在高频波段。在甚高频波段随着噪声的增加可能会接收到太阳的无线电辐射。一个地磁风暴通常会在几天时间内增加噪声并且减弱或者中断电离层传播。在 14 MHz 或更高波段跨越两极的信号可能会特别微弱，伴随着奇特的空的声音或扰动，甚至会超过正常的跨越两极的信号。

传播可能被完全中断，或者至少在恢复到正常传播条件前的一到三四天的时段内有一段时间退化，这取决于对地球磁场干扰的严重性以及随之发生的对电离层的干扰。

对于太阳扰动以及与此相关的地球表面电离层传播的扰动我们能够做些什么？事实是，当我们面对令人敬畏的太阳干扰如太阳耀斑、冕洞或突然消失的暗条时我们无能为力。然而或许存在一些值得安慰的地方，那就是可以了解是什么导致高频波段如此之差。令人欣慰的是，在甚高频波段的条件往往是异常地好，而受太阳扰动的影响高频传播显著地差。甚高频无线电操作者热切地期待着他们可以参与的极光通信条件的出现，这正是高频运用者挠着他们的脑袋想要知道电离层在哪里时所对应的通信条件的原因。

23.2.10 高频通信的仰角

与图 23-25 有关的例子表明波束返回至地球的距离取决于它离开地球的仰角（也有其他的名称：起飞、发射或波的角度）。本书第 3 章“地面效应”中讨论局部地表的效应，描述了水平极化天线离开地面的高度是如何决定它的仰角的。

尽管在图 23-25 中没有特别显示，传播距离也取决于给定时刻电离层高度和波束的仰角。或许正如你想象的，电离层高度是一个关于电离层状态和地球磁场的非常复杂的函数。单次跳跃覆盖的距离存在着很大的差异，是取决于 E 层或 F_2 层的高度。E 层的最大单次跳跃距离约为 2 000 km（1 250 英里），或者说大概是通过 F_2 层传播的最大距离的一半。图 23-28 以图示的形式给出了在 E 或 F 层工作的单次跳跃在不同波束角度下的实际通信距离。

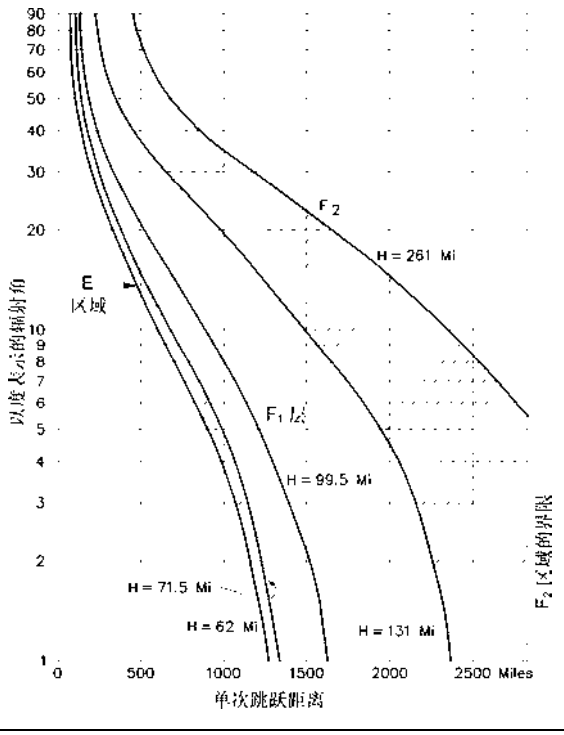


图23-28 在E层、F_2层和F_1层的高度的名义距离下，距离随着波束角度（单次跳跃）的变化。

实际的通信经验通常不符合图 23-25 给出的简单模式。即使对于太阳未处于干扰的状态而言，通过电离层来传播是一个非常复杂的业务（当然，这对无线电爱好者来说也很有诱惑力和挑战性），在关于电离层的复杂计算机模型出现之前，几乎不存在明确的用于指导无线电爱好者设计他的天线系统以使得在整个 11 年太阳周期内天线性能达到最优的资料。在 ARRL《天线手册》中出现了多年的仰角信息只在一次传播路径中进行过测量，那就是在 1934 年第 17 个太阳周期内太阳活动最低的时间段。

IONCAP 计算机传播模型

从 20 世纪 60 年代以来，美国政府的几个机构就已经

致力于开发详细的计算机程序，以模拟电离层复杂的工作。该计划被称为 IONCAP，是“电离层通信分析和预测计划”的简称。IONCAP 最初是针对大型计算机开发的，但是后来的版本已经做了修改，因此可以由高性能个人计算机运行。IONCAP 集成了详细的数据库，几乎涵盖了 3 个完整的太阳周期。该程序允许操作者设定一个广泛范围的参数，包括多个频率范围内详细的天线模型，针对当地具体环境的噪声模型（从低噪声的乡村到高噪声的居民 QTHs），适合特定位置和天线系统的最小仰角，不同的月份和 UTC 时间，最大水平的多路径失真，以及最后的太阳活动水平，以对大多数重要的令人困惑的阵列选项进行命名。

尽管 IONCAP 由于它的大型机和非交互式背景非常不友好的使用而有一个公正的名声，它也是一个因它的准确性和灵活性而被业余爱好者和专业人士高度认可的电离层模型。它是多年使用的程序，用于生成长期最高可用频率的图表，这些图表包括以前 QST 每月专栏“如何 DX”和现在出现在 ARRL 会员专用网站上的图表。

INOCAP 不是很适合于以从 WWV 接收到的最新太阳指数作为已知条件来进行的短期传播条件的预测。但是对于长距离，天线系统的详细计划和短波发射机的安装，譬如美国之音，或业余无线电爱好者而言，它是一个很好的工具。见本章后面小节中对其他短期交互式传播预测计算机程序的有关描述。

IONCAP/VOACAP 参数

本节关于仰角的统计信息是从数以千计的 VOACAP（有 VOA 的科学家开发的 IONCAP 的一个改进版本）运行实例中汇编得到的。这些运行实例是以全世界一些不同发射地点到全世界重要的 DX 地点运行的。

在设置 VOACAP 参数时需要一些假设条件。假设发射地点和接收地点均位于地平面，地面传导率和介电常数取平均值。假设每一点至水平线之间有一个清晰的射程，并且有一个不大于 1° 的最小仰角。假设每一个接收点的电气噪声非常低。

规定在 3.5～30 MHz 频率范围内的发射和接收天线为各向同性天线，但是有 6 dBi 的增益，这代表着每个频段良好的业余天线。这些理论天线从水平线到头顶上空垂直 90° 均匀地辐射。具有这样的响应模式，这些显然不是真实天线。但是它们可以用计算机程序来开发所有可能的模式和仰角。

考虑仰角的统计数据

表 23-3 给出了详细的仰角统计资料，其路径为从康涅狄格州纽因顿的 ARRL 总部附近的马萨诸塞州波士顿到欧洲各个国家。表 23-3 集成的数据给出了在整个 11 年的太阳周期内，10～80 m 的所有高频波段的时间百分比随仰角的变化。原版书所附的光盘包含了更多的表格，譬如世界各地的多于 150 个发射点的对应数据。这些表格可以被 HFTA 程序（以及早期的 YT 程序）所使用，也可以被其他许多程序所导入，例如文字处理软件或者电子制表软件。覆盖着世界范围内的 6 个重要区域，每个都有一个表格：欧洲各个国家（从英国伦敦、乌克兰基辅）、远东（以日本为中心）、南美洲（巴拉圭）、大洋洲（澳大利亚墨尔本）、非洲南部（赞比亚）和南亚（印度新德里）。

你可能会惊讶地发现在表 23-3 中从英格兰到欧洲的中等路径中接收角度小于 10° 的角度占着优势。事实上，当 20 m 波段对欧洲开放时占所有时间的 1.7%，发射角可以低至 1°。你应该承认在如此低的角度下现实世界中很少有 20 m 的天线可以达到较大的增益，除非它们恰好架设在高于地面 400 英尺的高度或者在一个高的陡峭的山顶架设。

对 40 m 和 80 m 波段而言情况更加显著。图 23-29 给出了从波士顿到其他世界各地对 40 m 波段开放的总的时间百分比（由表 23-3 得到）的累积分布函数随仰角的变化而变化。例如，从波士顿到欧洲，该波段有 50%的时间是开放的，角度小于 10° 时。从波士顿到日本，统计更具有启迪作用：角度小于 6° 时，该波段有 50%的时间开放，角度小于 13° 时，有 90%的时间对该波段开放。

图 23-30 给出了波段从波士顿到世界其他各地对 80 m 波段开放的同样的分类信息。对于从波士顿到欧洲的 50%的时间而言，仰角低于 13°；90%的时间仰角小于或等于 20°。对于从波士顿到日本的 80 m 波段，50%的时间所对应角度为 8° 或更小；90%的时间对应仰角为 13° 或更小。现在，为了在平坦地表上 8° 的仰角处达到 80 m 波段的峰值增益，必须采用一个 500 英尺高的水平极化天线。你开始发现对于 80 m 波段的远距离通信为什么垂直极化可以做得很好，即使它们架设在导电性能差的多岩石地面。很明显低角度对于成功进行 DX 特别重要。

电离层控制传播

应该永远记住的是电离层在控制仰角，而不是发射天线。一个特定天线的仰角响应仅仅决定信号的强或弱，和在特定的时间、传播路径和频率下电离层所控制的角度。

对于给定的时间只要存在一个可能的传播模式，并且恰巧对于那一个传播模式仰角为 5°，这样你的天线将只有在非常低的角度下才能令人满意地工作，否则你就不能通信。例如，在 5° 时低的偶极天线增益为-10 dB。与朋友架设在山顶仰角为 5° 增益为+10 dB 的八木天线比较，你的信号将减少 20 dB。这不是仰角太低的缘故，这里真正的问题是在电离层所支持传播的特定仰角上你没有足够的增益。许多“住在

表 23-3　　马萨诸塞州波士顿到整个欧洲

仰　角	80m	40m	30m	20m	17m	15m	12m	10m
1	4.1	9.6	4.6	1.7	2.1	4.4	5.5	7.2
2	0.8	2.3	7.2	1.4	2.8	2.8	3.7	5.3
3	0.3	0.7	4.3	3.1	2.4	2.2	4.4	7.9
4	0.5	4.1	8.7	11.6	12.2	9.4	8.1	3.9
5	4.6	4.8	7.5	12.7	14.3	13.1	9.2	11.2
6	7.1	8.9	5.5	9.2	9.6	12.2	10.0	7.2
7	8.5	6.9	7.2	4.6	7.9	7.4	4.8	5.9
8	5.1	7.0	5.4	3.2	5.9	7.4	8.1	6.6
9	3.3	5.6	3.2	3.1	2.1	3.9	11.1	9.2
10	1.0	4.0	7.9	6.3	5.1	3.7	3.7	6.6
11	1.9	3.8	9.7	10.2	7.2	5.4	4.8	7.9
12	5.6	3.4	4.8	8.5	6.9	7.4	3.3	6.6
13	11.0	3.0	2.4	4.1	5.9	4.6	6.3	2.6
14	7.6	4.8	2.0	2.7	3.8	3.9	1.5	5.9
15	5.3	7.9	2.0	1.5	2.4	1.7	2.6	2.0
16	2.8	6.4	3.8	2.9	1.5	1.3	0.0	2.6
17	5.0	3.4	4.5	3.1	1.0	1.5	1.8	0.0
18	4.2	2.0	3.1	3.1	2.0	2.2	0.0	1.3
19	5.7	1.4	1.4	2.3	1.3	0.7	0.7	0.0
20	6.6	1.4	1.2	1.8	1.1	1.3	0.4	0.0
21	4.4	1.4	0.5	0.8	0.7	0.7	0.7	0.0
22	2.3	2.4	1.0	1.1	0.6	1.3	0.0	0.0
23	13.0	1.8	0.1	0.3	0.1	0.0	0.0	0.0
24	0.6	1.0	0.5	0.5	0.4	0.7	0.0	0.0
25	0.3	0.8	0.3	0.1	0.4	0.0	0.0	0.0
26	0.0	0.5	0.7	0.2	0.1	0.4	0.0	0.0
27	0.1	0.1	0.1	0.2	0.1	0.2	0.0	0.0
28	0.0	0.3	0.1	0.2	0.0	0.2	0.0	0.0
29	0.1	0.0	0.2	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
30	0.0	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
31	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
32	0.0	0.0	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
33	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
34	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
35	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0

注：一个特定频段对特定的传播路径开放的时间百分比。

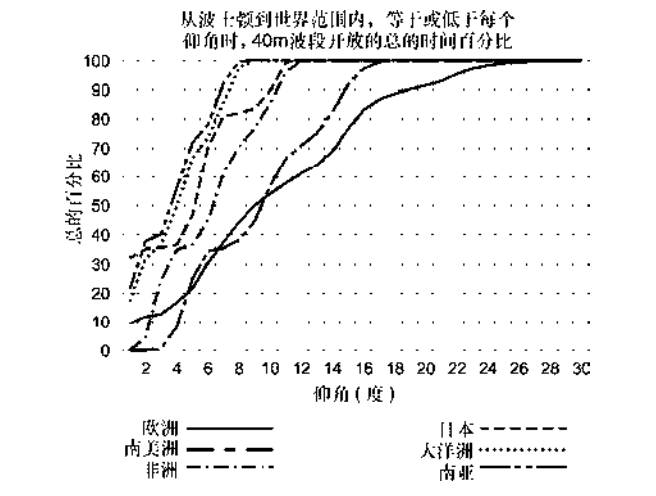


图23-29　积累分布函数给出了波士顿到世界范围内，在或低于每个仰角时，对40 m波段开放的总的时间百分比。例如，50%时间内该波段对从欧洲到波士顿的路径开放，其中角度小于10°。适合DX工作的角度确实很低。

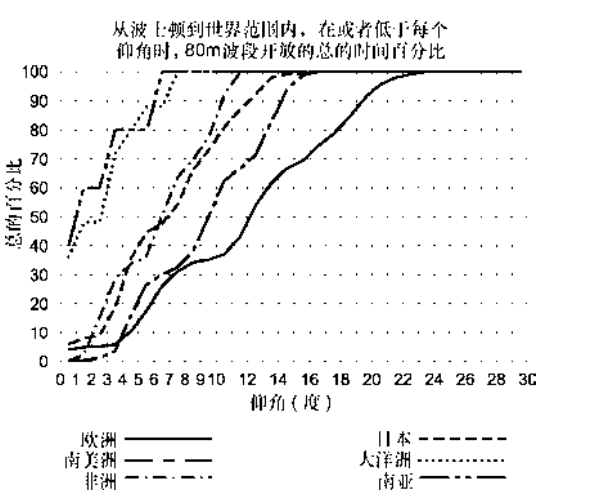


图23-30　积累分布函数给出了从波士顿到世界范围内，在低于每个仰角时，对80 m波段开放的总的时间百分比。例如，50%时间内该波段对从欧洲到波士顿的路径开放，其中角度小于10°。

被平地上的人”可以清晰回忆出他们在山顶的朋友可以容易地在 DX 站工作，而他们却接收不到任何信号的“沙沙声”。

考虑数据——进一步的警告

对譬如 20 m、15 m 或 10 m 这样的波段来说，在白天的开始和结束时段存在着一个单一的传播模式是相对普遍的，此时仰角通常（但并不总是）低于波段广泛开放时的仰角。低频波段倾向于支持多种模式同时传播。例如，图 23-31 给出了在十月份对应中等水平太阳活动 SSN 为 70 时从纽因顿到伦敦的 24 小时周期内主模（有最强的信号）的信号强度（dBμV ）随仰角的变化。早晨开放在 10UTC 以两次跳跃模式 $2F_2$（标记为 2F）在仰角 6° 开始出现。在 11UTC 之前该模式变为一个 3 次跳跃 $3F_2$（标记为 3F），仰角为 12° 。在大约 23UTC 之后该波段开始以微弱的信号关闭。注意在大多数时间内该路径实际上支持 $2F_2$ 和 $3F_2$ 模式。任何一个信号都有可能比另外一个强，取决于当天中特定的时间。

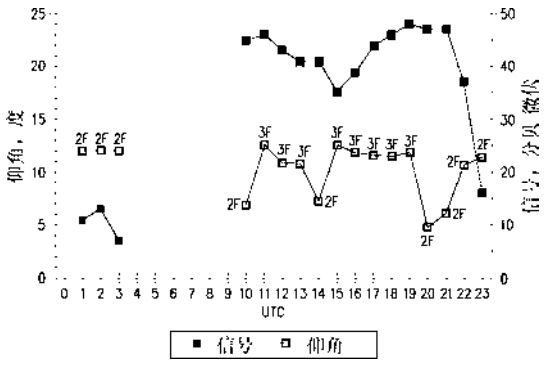


图23-31　信号、仰角以及跳跃模式的覆盖图。该图是11月份内，太阳活动水平SSN为70，路径为由英国伦敦到康奈提格州纽因顿。传播模式并非紧密随仰角变化。从15～19UTC，该模式为3F2跳跃，仰角近似为12°。从23～03UTC，需要相同的仰角，但这里的模式为$2F_2$跳跃。

会很容易想到，两次跳跃信号总是发生在低的发射角，而 3 次跳跃信号需要更高的仰角。事实上，电离层详细的工作方式是非常复杂的。从 22～03UTC，对于 $2F_2$ 模式要求仰角高于 11° 。在纽因顿的大多数早晨和下午较早时刻（从 11～13UTC，以及从 15～19UTC），角度也通常高于 11° 。不过，在这些时间周期内涉及了 3F2 跳跃模式。跳跃的次数与所需要的仰角没有直接的关系，仰角需要改变层的高度来达到。

注意从 15 UTC 开始，中午 20 m 的“跌落”（从峰值电平跌落至 10 dB）是由太阳在头顶高处时 E 层的主要吸收的较高水平所引起的。这一条件有利于高的仰角，因为以较低仰角发射的信号必须在下层损耗介质中传输较长的时间。

随着不同的太阳活动水平这一情况是如何变化的呢？图 23-32 给出了在 10 月份 3 种不同的太阳活动水平下预测信号随仰角的变化，路径仍为纽因顿与伦敦之间的路径。在图 23-32 中，当太阳活动处于由 SSN 为 160 所表示的非常高的水平时，中午的跌落变得很急剧。在 15UTC，信号电平由峰值跌落 35 dB，仰角一直上升到 24° 。顺便地，对所有可能开放的百分比，仰角 24° 很少发生，仅有 0.5%的时间。这很少显示表 23-3 所给出的点。仰角与太阳活动水平的关系不是很密切。

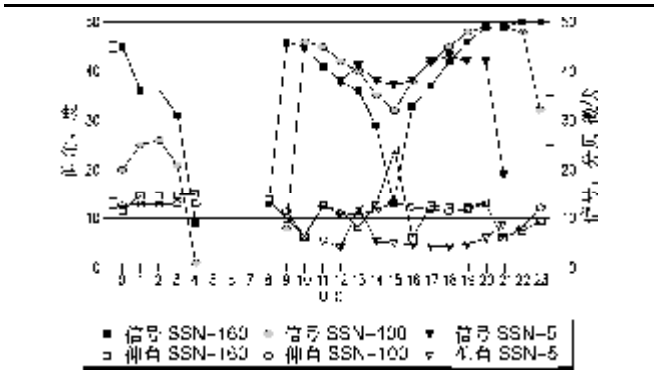


图23-32　在所有太阳活动的范围内，10月份从W1到英国的路径中20 m波段的信号随仰角的变化。仰角不随太阳活动水平紧密变化。在设计可以覆盖所有太阳活动水平的基站时，重要的一点是在天线的仰角模式响应中具有机动性，即覆盖较宽范围内可能出现的角度。

即使对于远小于太阳周期的 24 小时周期而言，IONCAP/VOACAP 表明仰角不遵循整齐的容易识别的模式。仅仅考虑表 23-3 给出的所有通路的百分比随仰角的变化，将不会给出整体信息，尽管这是基站设计中统计最有效的方法，以及多数情绪满足的方法等。如果仅仅看一个月份内仰角随时间的变化，或者仅仅针对一个太阳活动水平，都不能揭示整个信息。

重要的是意识到在太阳活动的全部频谱内，多数有效天线系统将会覆盖仰角的全部路径，即使在任一时刻实际使用的角度不是很容易确定。对从新英格兰到整个欧洲的这一特定路径，理想的天线是在角度从 1° ～28° 的全部范围内具有均匀的响应。不幸的是，真实天线在较好地覆盖这样较宽仰角范围时，时间比较紧张。

在这个从新英格兰地区到欧洲例子中，堆叠式天线在仰角覆盖范围内具有更广泛的“脚印”。

天线仰角方向图

图 23-33 至图 23-37 给出了表 23-3 中相同种类的仰角信息，同时给出了高频业余频段 80 m、40 m、20 m、

15 m和10 m典型天线的仰角响应方向图。例如，图23-34给出了20 m波段的覆盖图，同时有3种不同类型的20 m波段的天线。它们是90英尺高的4单元八木天线，120英尺高的4单元八木天线以及一个大的蝶形4单元八木天线，分别位于120英尺、90英尺、60英尺和30英尺的高度。假设每个天线都架设在平坦地表上。在长坡度的山上感兴趣方向上架设的天线，由于山的坡度将会降低所需要的仰角。例如，如果需要一个10°的发射角度，天线放置在一个坡度为5°的山上，天线本身应该设计为在地平面时，在15°具有优化响应的高度，即高度为一个波长。

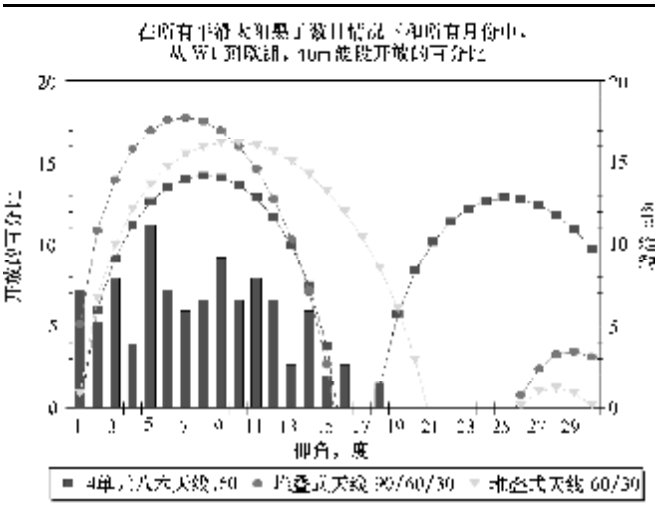


图23-33　10 m波段所有开放的百分比随角度的变化图，加上在平地上3个10 m波段天线系统的高度图。

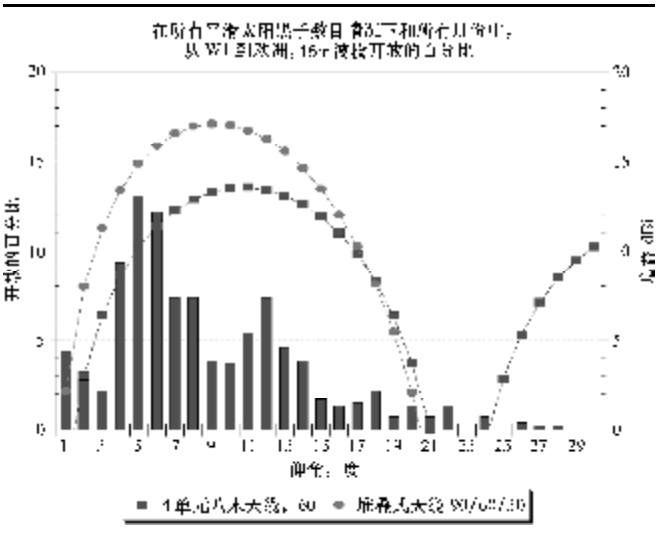


图23-34　15 m波段所有开放的百分比随仰角的变化图，加上在平地上两个15 m波段天线系统的仰角方向图。在这个从新英格兰地区到欧洲的例子中像10 m波段一样，堆叠式天线在仰角覆盖范围内具有更广泛的“覆盖区”。

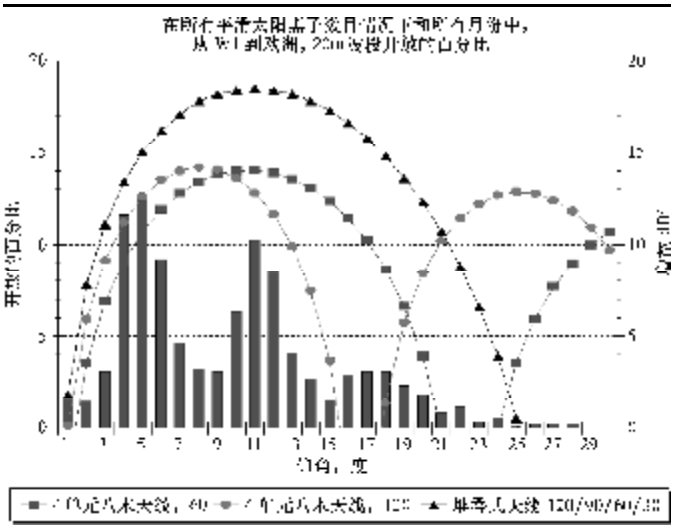


图23-35　从新英格兰到欧洲的路径中，20 m波段所有开放的百分比随仰角的变化，同时叠加上在平地上3个20 m波段天线系统的仰角方向图。

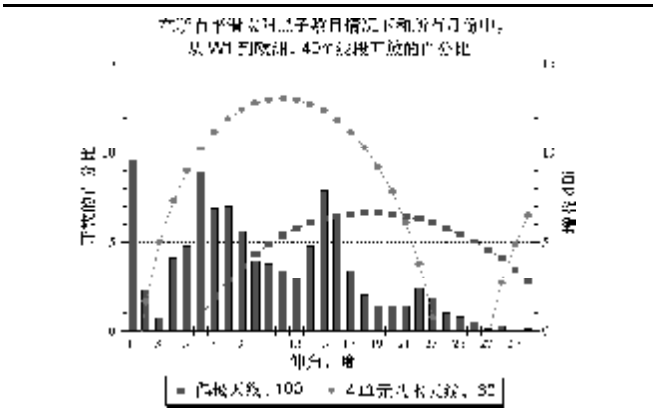


图23-36　从新英格兰到欧洲的路径中，40 m波段所有开放的百分比随仰角的变化，同时叠加上在平地上100英尺高的偶极天线和一个160英尺高的4单元八木天线系统的仰角方向图。在非常低的仰角上获得增益要求离开地面的高度很高。

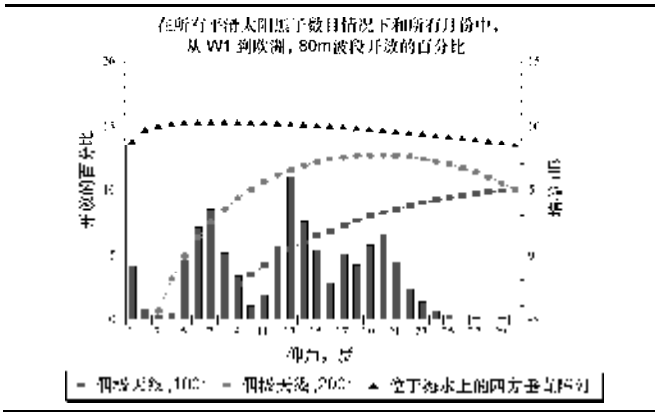


图23-37　从新英格兰到欧洲的路径中，80 m波段所有开放的百分比随仰角的变化，同时叠加上在平地上两个不同高度的偶极天线的方向图。200英尺高的偶极天线所覆盖的必须的仰角明显好于100英尺高的偶极天线，尽管位于海水上的四方垂直阵列对所有需要的角度来说更好。

在图 23-35 中，在地平面的 4 个 20 m 波段八木天线的大堆叠天线最接近于理想情况，但是当需要的角度高于 20° 时，即使这个大型阵列仍有很小的百分比的时间不会很好地工作。一些业余无线电爱好者或许会给出这样的结论，在角度非常高时一些微小的时间百分比不会调整天线以适应那样的响应。然而，当新的 DX 国家突然出现在波段中，或者在竞赛中出现一个稀有的系数台是否会经常出现需要的信号只来自于你的天线没有很好覆盖的区域？如果你仅有的天线恰好是一个大的堆叠天线，那时候你将做些什么？

这个问题的答案或许是唯一的，高角度问题在于切换到仅使用堆叠中顶部的天线。在这个例子中，120 英尺高的天线的第二仰角波瓣将会很好地覆盖 20° ～30° 范围的角度，这将比堆叠天线要好很多。注意在所有的条件下顶端天线本身并不是理想的。在仰角高于 12° 的大部分时间内它太高了。在美国东海岸地区使用 20 m 波段天线的许多业余爱好者的经验证明了这一点，它们发现 60～90 英尺高的天线在远到欧洲的区域都有更加一致的表现。

23.2.11 单路径传播

有时一个信号开始出现在由 F 区域反射到地球的路径上时，可能仅会传播至 E 区域的顶部然后又被反射回去。这一组条件是经常报道的被称为单路径跳跃现象的一个可能解释。反向的路径未必有相同的多层特点。效果更多时侯往往是信号强度的差异，而不是在一个方向完全缺少信号，而且很多时候可能是当地噪声在路径的一端掩盖了信号。当用一种新的天线系统进行长路径测试时会产生明显的自相矛盾的结果时，重要的是要记住这些种类的可能性。甚至是对许多不同长度和指向的测试，可能会提供很难理解的数据。通过电离层通信的方式并不总是天线问题的相容答案的一种来源。

图 23-37 给出了采用 3 种不同天线的从新英格兰地区到欧洲的 80 m 波段的路径。一个在平地以上高度为 200 英尺的真实偶极天线当然会给人以深刻的印象。但是这仍然会因为四方垂直阵列而急剧失色，至少在这条路径上常常需要低仰角的情况下。这由位于可以提供一个几乎完美的射频地表的海水中的四方阵列所预测。在仰角为 7°，四方阵列的增益比 200 英尺高的偶极天线高 7 dB。

23.2.12 短路径还是长路径?

在地球表面上任何两点之间的传播通常是通过最短的直接路径——在球体表面围绕着连接两个点之间弦线的大圆的弧长来进行的。如果一个弹性波段完全沿着地表的直线传播路径由弦线所取代，这将给出另外一个大圆路径，即“环绕着的长路径”。当条件有利于较长的路线时，长路径将在所需电路的基础上用于通信。存在着这样的时期，通信在长路径上是可能的，但是在短路径上一点都不行。特别是如果在电路两端存在着关于这一潜力的知识，长路径通信将可以很好地工作。合作几乎是必不可少的，因为定向天线的指向和尝试的时间必须适应于任何有意义的结果。在前面的表格中 IONCAP/VOACAP 计算仅适用于方位向短路径。

对于 10 MHz 以上通过 F 层的持久通信，太阳照射是一个必需的元素。这一事实往往倾向于定义长路径定时和天线对准。这两个实质上是特定电路“正常情况”的反转。我们也知道海水路径要比陆地工作得好。这在长路径工作中会很明显。

如果你习惯于将地球考虑为一个球体，我们就可以更好地理解长路径通信的几个方面。如果你经常使用地球仪的话这将会很简单。一个方位等距投影的世界平面地图，是一种有用的替代品。ARRL 世界地图是一个中心位于堪萨斯州 Wichita 的世界地图。图 23-38 给出了由 K5ZI 编制的一个相似的世界地图，其中心位于康涅狄格州纽因顿。这些将有助于表明涉及世界上这些国家的路径。

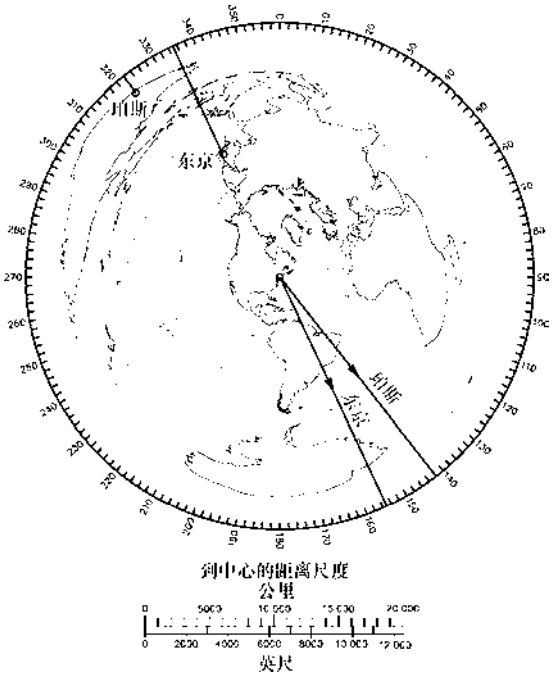


图23-38 K5ZI计算机生成的方位等距投影世界地图，中心位于康涅狄格州的纽因顿。其中已经添加了大陆块和到珀斯和东京的长路径信息。注意在这两种情况下路径几乎全在水路，而不是在大陆块。

长路径的例子

对 DX 业余爱好者来说存在着很多熟悉的长路径。当 28 MHz 波段对美国东北部开放时两个经常用到的长路径

是从新英格兰到澳大利亚西部的珀斯和从新英格兰到东京。虽然它们代表不同的波束方向和距离，但它们共享着一些有利的条件。通过长路径，珀斯接近世界环路的一半；东京约是世界环路的 3/4。在 28 MHz，这两个区域出现在每日中白天较早的时刻，东部时间，但是不一定就在同一天。这两个路径处在它们周围昼夜平分点的最好处（在这些时间中阳光更均匀地分布在跨越赤道的路径上）。或许对这两个最有利的是，在美国这端第一部分路径的特性。为了与珀斯在长路径上工作，美国东北部的天线要瞄准东南方向，超出海面几千千米——这将以能够达到的最好的低损耗信号开始。实际上对所有的路径和约 13 000 英里的距离都是海水，并不是比短路径长很多。

到达日本的长路径更多地朝向南方，但是在较早的反射点依然不存在主要的大陆块。然而它却比到澳大利亚西部的路径长很多。日本的信号数量在长路径比短路径更多地受到限制，平均信号有些微弱可能是由于较长距离所引起的。

对于短路径，在珀斯地区的业余爱好者考虑到最差的条件是远离大海，以及在北美庞大的大陆块以外，不会提供较强的地面反射。从北美一半的大多数东部地区到日本和澳大利亚西部的短路径是很难利用的。第一次跳跃下降至西部各种地区，例如沙漠、高山或二者兼而有之，这不是有利的反射点。

一句警告：别指望长路径信号始终来自于同一波束方向。在通过电离层传播的路径中，即使对于相对较短的路径，也会存在显著的差异。在长路径中可能会存在更大的变化，特别是对于接近地球一半的传播路径中的电路。请记住，对一个正处于中途的点，指南针的所有方向都代表着大圆路径。

23.2.13 衰落

在长距离高频通信中，当考虑到所有的可变因素时，信号强度在当地范围之外的每一个联系中将发生变化，这是不足为奇的。在甚高频通信中，在距离仅大于可视水平线时我们也可以遇到一些衰落。这些主要是在地面以上几千英尺范围内大气温度和湿度变化的结果。

对高频电离层模式所覆盖的路径，引起衰落的原因是非常复杂的——不断变化的电离层高度和密度、极化的随机转变、到达信号中的不协调部分所占的比例等。到达接收天线的能量具有按照不同电离条件传播的分量。对于频率很小的变化，衰落往往是不同的。对一个宽带特性的信号，例如高质量的调频信号，或者双边调幅信号，与自身或者载波相比较，旁带可能有不同的衰落速率。这会导致严重的失真，产生了所谓的选择性衰落。当采用单边带（SSB）时，影响将会大大降低（但在某种程度上仍然存在）。在接收期间（但不是由选择性衰落产生的）通过在分开的天线上采用两个或多个接收机对衰落进行的一些免疫可能是有害的，最好是采用不同的极化，以及将接收机输出合并到所谓的多样性接收系统。

23.2.14 其他传播模式

在关于传播的文献中，在有分开且现象明显时存在着一个处理各种传播模式的趋势。这可能是有时的，但是经常存在着由一种到另外一种的转移，或者每次是两种或多种影响通信的传播的混合。例如在 F 区域工作的一般频率范围的上部，可能在一端（或两端）存在着足够的对流层弯曲，以对可用路径长度产生一个可评估的效应。在长距离工作中，E 和 F 区域的传播存在着频繁的组合。以及在 E 区域的例子中，存在着对通信有不同影响的多种电离起因。最后，在对流层和电离层模式中都存在着微弱信号的变化，这总称为“散射”。在这里我们将分开讨论它们，但是在实际中我们常常需要处理它们的组合物。

突发 E 层（E_s）

首先注意 s 是 E 的下标，一个有用的描述，它经常被错误地写为“Es”，而有时被称为“ease”，这当然不是描述性的。突发 E 层是在 E 层高度处的电离，但是与 E 层相比有不同的来源和通信潜力，它主要影响我们较低的业余频率。

突发 E 层的形成机制被认为是风切变。这说明周围的电离被分布和压缩到一个高密度的突出部分，而不需要产生额外的电离。在高度稍微不同而流向相反方向的高速中性风将产生切变。在地球磁场存在的情况下，离子在特定高度被收集，形成一个薄的超密集的层。从进入 E_s 区域火箭的数据确定了电子密度，风速以及高度参数。

电离由高密度的云形成，每次仅持续几小时，且随机分布。它们的密度变化，在北半球中纬度地区从东南到西北迅速移动。尽管 E_s 可以在任何时间形成，其最普遍地是 5 月份到 8 月份在北半球形成，在从 12 月份开始的最小季节的值约为这的一半（夏至和冬至）。人们对其在南半球的季节和分布不是十分了解。澳大利亚和新西兰看起来有类似于在美国的这种条件，当然季节的时间是相反的。大多数对 E_s 的了解来自于在甚高频范围内业余先驱者的结果。

与突发 E 层开放所相关的可以观测到的自然现象，包括太阳黑子活动，不是十分明显，尽管对于高海拔的风存在着气象关系。此外，还存在着一种形式的突发 E 层，主要存在于北温带的北部，这与极光现象有关。

在长的突发 E 层季节的峰值，最常见的在 6 月底和 7 月初，电离变得非常稠密和广泛。这将可用距离从较常见的“单跳”最大值 1 400 英里扩展到“双跳”距离，大多数从 1 400 英里至 2 500 英里。近年来随着 50 MHz 技术和利益的改善，已经表明可以覆盖的距离远超过 2 500 英里的范围。还存在着 E_s 与其他模式可能的连接，它被认为与在地球相对点之间 50 MHz 的一些路径中工作，或者甚至在超过 12 500 英里的长路径通信中。

当突发 E 层特别强烈和普遍时，即使是高频带也可以突然转到短距跳跃，从而在通常无信号的跳跃区的距离范围内产生异常强烈的信号。N6BV 的编辑清楚地回忆到 1994 年 10 月份在“Hiram Percy Maxim/125”周年庆祝活动期间一个壮观的 20 m 波段突发 E 层的开放，当时他正住在新汉普郡。在所有东部海岸 20 m 波段的信号高于 S9，达到 30～40 dB，从 W2～W4。一位被激怒的 W3 抱怨说，他一直呼叫庞大的堆积（pile up）长达 20 分钟。N6BV 看了 S 表，看到了 W3 超过 S9 20 dB，通常这是一个非常强烈的 20 m 波段的单边带信号，而不是 S9 区域中每个人都是 40 dB！

由突发 E 层所引起的这种短距离跳跃条件在 10 m 波段时比在 15 m 或 20 m 波段时更常见。在夏季当 10 m 波段对 F_2 电离层传播没有正常开放时，它们可以引起非常好的穿越大西洋 10 m 波段开发。

对突发 E 层的最大可用频率了解得不是很准确。长期内它被认为在 100 MHz 左右，但是在过去大概 25 年中在夏季突发 E 层有数千个 144 MHz 的例子。据推测，在 222 MHz 也存在可能。144 MHz 的平均跳跃距离远超过 50 MHz 的，开放通常是比较简短的也是极其可变的。

术语“单次”和“两次”跳跃在技术上或许是不准确的，因为它很有可能涉及云与云之间的路径。也可能存在着“非跳跃”突发 E 层。有时非常高的电离密度可产生高达 50 MHz 的临界频率而没有任何跳跃距离。通常认为突发 E 层模式是一个大的均衡器。由于反射区域实际在头顶，即使一个简单的靠近地表的偶极天线也可以在数百英里范围内做得很好，就像为低角度辐射设计的一个大的碟形阵列天线一样。对于 28 MHz 和 50 MHz 的低功率和简单天线这是一个很大的模式。

高频散射模式

术语“静区”（无法接收到信号）不应按照字面意思来理解。在两个基站间通过单一电离层跳跃进行通信可以在路径上任何点被其他基站在某种程度上接收到，除非两个基站采用低功率和简单天线。波的部分能量向各个方向散射，包括后向散射到发射点以及更远的地方。

后向散射的功能就像一种高频电离层雷达。图 23-39 给出了一个简单的后向散射路径的示意图。信号由点 *A* 发射，穿越电离层返回到地球上的点 *S*，即散射点。这里，粗糙的地表将信号散射在许多方向，其中一个通过电离层将微弱信号传播到地表 *B* 点。点 *B* 通常位于 *A* 点和 *S* 点之间的无信号静区。由于后向散射信号来自于多个方向，通过电离层的不同路径，它们有一个特征“空心”声音，就像你对着一个纸制的管子说话时在它的内部会产生很多反射。

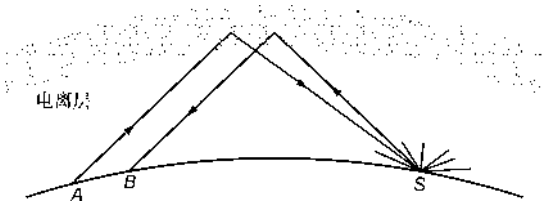


图23-39　一个简单的后向散射路径示意图。基站*A*和*B*靠得很近以至于不能通过正常的F层电离折射来保持联系。从地球表面较远的点（*S*点，通常是海洋）散射回来的信号，可能会被*A*和*B*都接收到以产生一个后向散射电路。（图片来自于ARRL《业余无线电手册》）

因为后向散射主要涉及强烈的电离层传播信号在地球表面降落点的散射，这是高频超视距雷达技术的一部分（20 世纪 70 年代时期臭名昭著的“啄木鸟”就是一种超视距高频雷达）。业余爱好者使用探测技术表明，通过用一个定向天线和高发射功率测量后向散射，你可以知道一个波段对世界的哪一部分是可用的（单次跳跃 F），即使在地球上的接触点是开阔的海洋。事实上，这是模式最好的地方，因为海浪是很有效率的后向散射体。

后向散射在 28 MHz 是非常有益的，特别是当波段看起来死亡，仅仅是因为没有人活跃在适当的地方。由于一些永不言死的用户的态度，该模式使 10 m 波段在太阳活动较低的年份保持活跃。由于同样的原因，该模式在太阳黑子周期高的年份对 50 MHz DX 的有抱负者来说也是一个宝贵的工具。在一个最大可用频率高的早晨，在没有陆地的加勒比地区或南大西洋一些地方的热点，数百个 6 m 的波束可能是零，更不用说 6 m 基站——保持联系的同时它们等待波段为没有人的地方开放。

侧部散射类似于后向散射，除过地面散射区域在参与者的直线上不存在。一个通常在太阳活动周期的最低年份被观察到的典型例子，是在美国东部（和邻近加拿大的地区）和大部分欧洲大陆 28 MHz 的通信。通常，这可能会以天线指向亚述尔群岛的欧洲人之间“后向散射颤振”开始。然后突然北美洲人加入到这个有趣的事情中，或许只有几分钟，但有时时间较长，波

束仍指向亚速尔群岛。有时通过在两端随着后向散射仔细再定位天线来延长游戏的持续时间。当然，秘密是持续撞击电离层的最高最大可用频率区域和最有利的地面反射点。

通常情况下（并非总是）最有利的路线是大圆面向南的方向（对于北半球的基站而言）。在极光地区也可能存在着侧部散射。采用相同的一般地面散射区域，侧向散射通常要比后向散射的信号强。

侧部散射信号通常在 14 MHz 被观测到，而且它可以在最高可用频率和最低可用频率之间存在的一个大窗口内的任何波段发生。为了发生侧部散射通信，要寻找的事情是一个公共区域，当没有直接路径开放时在此区域的波段从路径的两端开放（在上面的例子中为亚速尔群岛）。当公共区域处于开放的海洋中时是很有帮助的，在海洋中比陆地表面的散射损耗少。

23.2.15 灰线传播

灰线，有时被称为曙光区，是环绕地球的处于太阳照射和黑暗中间的一个条带。天文学家称这为明暗界限。明暗界限是一个有些扩散的地区，因为地球的大气往往会将光散射到黑暗的一边。图 23-40 给出了灰线。注意在地球的一边，灰线正在进入白天（日出），而在另一边灰线正在进入黑夜（日落）。

沿着灰线的传播是非常有效的，尤其是对于较低的波段，特别是对于 80 m 和 160 m 波段，可以覆盖比使用频率预期距离更远的区域。一个主要原因是由于吸收高频信号的 D 层，在灰线日落的一边迅速消失，而在日出的一边仍然没有建立起来。

灰线一般沿着南北方向运行，但是在南北线任意一侧的变化可以高达 23°。这一变化是由地轴对其绕太阳旋转的轨道平面的倾斜所引起的。灰线在春分或秋分（3 月 21 日和 9 月 21 日）时严格地区分出南方和北方。在北半球夏季的第一天，即 6 月 21 日，它在一边倾斜到最大角度 23°，在冬季的第一天，即 12 月 21 日，它沿着另外一边倾斜 23°。

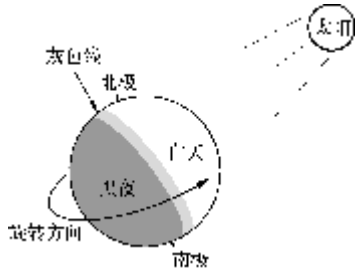


图23-40 灰色线或明暗界限为白天与黑夜之间的过渡区域。地球的一面是将要来临的日出，另外一面是刚刚逝去的日落。

对地球上的观察者来说，明暗界限的方向总是日出或者日落时太阳的方向。注意到这一点很重要，除非对于春分或秋分，日出时灰线的方向和日落时是不一样的。这意味着与在早晨工作相比，在傍晚你可以工作在世界上不同的区域。

没有必要为了利用灰线区域的传播优势而处于明暗区域中。在日出之前和日落之后可以利用这一优势。这是因为与处在下面的地表相比较，太阳在电离层升起得较早而降落得较晚。

23.3 什么高频波段是开放的——何时何地？

在本书附带的光盘中包含着世界各地超过 150 处发射地点概要与详细传播条件的预测。这些传输数据是用大型机传播程序 IONCAP 的升级版本 CapMAN 计算出的。预测是通过采用参数具有代表性的“大炮”基站的默认天线和功率来完成的。当然，并不是所有人都在他（或她的）后院中拥有一个“大炮”基站，但是统计地讲这代表着最终的可能结果。毕竟，如果波段不对“大炮”开放，它们也不大可能会对“小手枪”开放。

在平滑太阳黑子数是零（对应的平滑太阳辐射通量约为 65）时，这被划分为非常低的太阳活动水平让我们看传播是如何受影响的。我们将检查对于太阳黑子数为 100（平滑太阳辐射通量为 150）时的情形，这是太阳活动周期中一个典型的“非常高”部分。

23.3.1 五波段概要预测总结

表 23-4 和表 23-5 为概要列表，给出了在 1 月份由马萨诸塞州波士顿到其他世界各地的预测信号级别（单位为 S）。波士顿发射站点是美国整个新英格兰地区的代表。表中列出了从 10～80 m 的主要高频波段目标的地理接收地区随以小时表示的通用协调时间的变化。表 23-4 代表一个非常低的太阳活动水平，而表 23-5 代表一个很高的太阳活动水平。

每个发射地点由周期为 11 年的太阳活动中 6 个级别的太阳活动水平来组织：

- VL（非常低：平滑太阳黑子数在 0～20）
- LO（低：平滑太阳黑子数在 20～40）

- ME（中等：平滑太阳黑子数在 40～60）
- HI （高：平滑太阳黑子数在 60～100）
- VH（非常高：平滑太阳黑子数在 100～150）
- UH（超高：平滑太阳黑子数高于 150）

每个频段的接收地理区域简写为：

- EU　整个欧洲
- FE　远东，以日本为中心
- SA　南美洲，以巴拉圭为中心
- AF　整个非洲，以赞比亚为中心
- AS　南亚，以印度为中心
- OC　大洋洲，以澳大利亚悉尼为中心
- NA　北美，美国各地

这些传输文件给出了在一般的接收区域最高可预测信号强度（单位 S），发射机功率为 1 500 W，在电路的两端有相当好的天线。标准天线是：

- 100 英尺高，80 m 和 40 m 波段倒 V 形偶极天线
- 100 英尺高的 20 m 波段 3 单元八木天线
- 60 英尺高的 15 m 和 10 m 波段 4 单元八木天线

举例来说，汇总表 23-4 表明在 1 月份一个太阳活动非常低的时段，15 m 波段对于从波士顿到欧洲某些地方开放仅为 4 个小时，从 UTC 时间 13～16 点，其峰值信号水平在 S4 和 S7 之间。现在看表 23-5，它预测到在太阳活动非常高的时期 15 m 波段对欧洲开放约 7 个小时，从 12 到 18UTC，信号峰值从 S9 到 S9+。

表 23-4 和表 23-5 表示对一般接收区域所预测信号水平的简单印象——那就是，它们是从一个特定月份，从一个特定发射地点和一个特定太阳活动水平而计算出来的。这些表格提供了概要性信息，特别是对计划业务事件譬如 DX 或竞赛的人很有用。

如果你没有上述分析中所假设的一个拥有高天线的大枪基站或者 1 500 W 的功率，将会出现什么情况？你可以从反映一个小基站的 S 表中进行折扣：

- 对 20/15/10 m 波段在同一高度上的偶极天线而非八木天线，减去 2S 单位。

表 23-4　在 1 月份太阳活动水平非常低的情况下，从波士顿到世界其他各地的概要传播打印表格。目标地理区域的缩写为：EU=欧洲，FE = 远东，SA = 南美，AF = 非洲，AS = 南亚，OC = 大洋洲，以及 NA = 北美。1 月份，马萨诸塞州（波士顿），平滑太阳黑子数为非常低，信号单位 S，由 ARRL 的 N6BV 提供。

Jan., MA (Boston), for SSN = Very High, Sigs in S-Units. By N6BV, ARRL.

	80 m							40 m							20 m							15 m							10 m							
UTC	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	UTC

Jan., MA (Boston), for SSN = Very Low, Sigs in S-Units. By N6BV, ARRL.

	80 Meters							40 Meters							20 Meters							15 Meters							10 Meters							
UTC	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	UTC
0	9	-	9+	9	9	-	9+	9	8	9+	9+	9	2	9+	-	8	9+	7	4	8	9+	-	-	-	-	-	-	1	-	-	-	-	-	-	2	0
1	9	-	9+	9	9	-	9+	9	6	9+	9+	9+	6	9+	-	4	9	4	2	6	9+	-	-	-	-	-	-	1	-	-	-	-	-	-	2	1
2	9	-	9+	9+	8	1	9+	9	6	9+	9+	9	8	9+	-	1	8	1	2	3	9+	-	-	-	-	-	-	1	-	-	-	-	-	-	2	2
3	9	-	9+	9+	8	6	9+	9	6	9+	9+	9	8	9+	-	-	8	2	2	-	9+	-	-	-	-	-	-	1	-	-	-	-	-	-	2	3
4	9	-	9+	9+	1	8	9+	9	8	9+	9+	9	9	9+	-	1	8	7	2	-	9+	-	-	-	-	-	-	1	-	-	-	-	-	-	2	4
5	9	-	9+	9+	-	9	9+	9	8	9+	9+	8	9	9+	-	1	9	8	2	-	9	-	-	-	-	-	-	1	-	-	-	-	-	-	2	5
6	9+	-	9+	9+	-	9	9+	7	8	9+	9+	8	9	9+	-	1	9+	8	-	-	9	-	-	-	-	-	-	1	-	-	-	-	-	-	2	6
7	9	7	9+	9	-	9	9+	7	8	9+	9	8	9	9+	-	1	9+	1	-	1	8	-	-	-	-	-	-	1	-	-	-	-	-	-	2	7
8	9	8	9+	9	-	9	9+	8	9	9+	9	8	9+	9+	-	1	9+	-	-	5	9	-	-	-	-	-	-	1	-	-	-	-	-	-	2	8
9	8	8	9+	7	6	9	9+	8	9	9+	9	9	9+	9+	-	-	9	1	-	7	9	-	-	-	-	-	-	1	-	-	-	-	-	-	2	9
10	5	8	9+	4	6	9	9+	9	9	9+	9	9	9+	9+	-	3	9	5	-	6	9	-	-	-	-	-	-	1	-	-	-	-	-	-	2	10
11	3	8	9+	-	5	9	9+	8	9	9+	7	9	9+	9+	5	-	9+	9	5	1*	8	-	-	-	-	-	-	1	-	-	-	-	-	-	2	11
12	1	8	9	-	4	9	9+	7	9	9+	4	8	9	9+	9	5	9+	9+	9	2*	8	-	-	5	6	-	-	1	-	-	-	-	-	-	2	12
13	-	6	1	-	-	7	9+	6	8	9+	1	8	9	9+	9+	9	9+	9	9	7	8	4	-	9+	9	7	-	1	-	-	-	-	-	-	1	13
14	-	-	-	-	-	1	9+	5	7	8	-	8	8	9+	9+	9	9+	9	9	9	9+	7	2*	9+	9	9	-	8	-	-	5	-	-	-	1	14
15	-	-	-	-	-	-	9+	4	6	5	-	6	7	9+	9+	9	9+	9	9	9	9+	7	5	9+	9	2	2	5	-	-	5	-	-	-	-	15
16	-	-	-	-	-	-	9+	5	6	4	2	5	4	9+	9+	8	9+	9+	9	9	9+	5	1	9+	8	2*	2	9	-	-	5	-	-	-	1	16
17	-	-	-	-	-	-	9+	6	5	5	5	6	1	9+	9+	5	9+	9+	3	9	9+	-	-	9+	9	-	3	9+	-	-	5	-	-	-	1	17
18	1	-	-	-	-	-	9+	8	6	6	7	6	-	9+	9+	6	9+	9+	4	9	9+	-	-	9+	9	-	7	9+	-	-	5	-	-	-	1	18
19	3	-	-	2	-	-	9+	9	7	8	8	8	-	9+	6	6	9+	9+	6	9	9+	-	-	9+	9	-	9	9+	-	-	2	-	-	-	1	19
20	5	-	7	5	-	-	9+	9	8	9+	9	8	4	9+	1	7	9+	9+	8	9	9+	-	-	9+	4	-	9	9	-	-	-	-	-	-	1	20
21	8	3	9	8	6	-	9+	9	8	9+	9+	9	7	9+	-	8	9+	9	8	9	9+	-	-	9+	-	-	9	6	-	-	-	-	-	-	1	21
22	9	3	9+	9	8	-	9+	9	8	9+	9+	9	5	9+	-	9+	9+	9	8	9	9+	-	-	9	-	-	7	1	-	-	-	-	-	-	1	22
23	9	2	9+	9	9	-	9+	9	8	9+	9+	9	4	9+	-	9+	9+	9	5	9	9+	-	1	6	-	-	2	3	-	-	-	-	-	-	2	23
	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	

表 23-5　　1 月份太阳活动水平非常高的情况下从波士顿到世界其他各地的概要传输打印表格

Jan., MA (Boston), for SSN = Very High, Sigs in S-Units. By N6BV, ARRL.

	80 m							40 m							20 m							15 m							10 m							
UTC	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	UTC
0	9+	-	9+	9+	8	-	9+	9+	5	9+	9+	9	-	9+	1	9+	9+	9+	9+	9	9+	-	9	9+	2	2	9+	9+	-	1	8	-	-	8	9+	0
1	9+	-	9+	9+	8	-	9+	9+	4	9+	9+	9	2	9+	1	9	9+	8	9+	9+	9+	-	3	9	-	7	9+	9	-	-	-	-	-	4	2	1
2	9+	-	9+	9+	7	-	9+	9+	4	9+	9+	9	7	9+	1	9	9+	8	9	9+	9+	-	-	3	-	-	7	9	-	-	-	-	-	-	2	2
3	9+	-	9+	9+	1	2	9+	9+	4	9+	9+	9	9	9+	-	7	9+	7	8	9+	9	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	2	3
4	9+	-	9+	9+	-	7	9+	9+	5	9+	9+	8	9	9+	-	5	9+	9	9	9	9+	-	-	1	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	2	4
5	9+	-	9+	9+	-	8	9+	9+	6	9+	9+	7	9	9+	-	5	9+	9	9	5	9+	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	2	5
6	9+	-	9+	9+	-	8	9+	9+	7	9+	9+	7	9	9+	-	8	9+	8	9	5	9+	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	2	6
7	9+	-	9+	9+	-	8	9+	9	8	9+	9+	7	9+	9+	-	9	9+	-	7	9	9+	-	-	1	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	2	7
8	9	7	9+	9	-	8	9+	9	8	9+	9+	8	9+	9+	-	9	9+	-	4	9+	9+	-	-	1	-	-	-	2	-	-	-	-	-	-	2	8
9	8	7	9+	7	-	8	9+	9	9	9+	9	8	9+	9+	-	6	9+	-	1	9+	9+	-	-	-	-	-	-	1	-	-	-	-	-	-	2	9
10	5	8	9+	2	3	8	9+	9	9	9+	8	8	9	9+	4	-	9+	9+	1	5	9	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	2	10
11	1	8	9+	-	4	9	9+	8	9	9+	5	8	9	9+	9+	4*	9+	9+	7	-	8	-	-	9	9	-	-	-	-	-	-	-	-	-	2	11
12	-	7	8	-	1	9	9+	6	9	9+	1	8	9	9+	9+	9	9+	9	9	1*	9+	9	8*	9+	9+	9	5*	-	-	2*	9	9	1	1*	2	12
13	-	-	-	-	-	2	9+	4	8	8	-	7	9	9+	9+	9	9+	9	9	9+	9+	9+	7	9+	9+	9+	3*	9	9	5*	9+	9+	9	6*	2	13
14	-	-	-	-	-	-	9+	2	7	4	-	5	8	9+	9+	9	9+	8	9	9	9+	9+	9	9+	9+	9+	9	9+	9	6*	9+	9+	9	1*	1	14
15	-	-	-	-	-	-	9	1	5	-	-	4	5	9+	9+	9	9+	9	9	9	9+	9+	9+	9+	9+	9+	9	9+	9	5	9+	9+	6	6	8	15
16	-	-	-	-	-	-	8	3	4	-	-	3	1	9+	9+	8	9	9	9	9	9+	9+	9+	9+	9+	9	9+	9+	9	8	9+	9+	-	8	9	16
17	-	-	-	-	-	-	8	5	3	-	2	4	-	9+	9+	8	9+	9+	9	9	9+	9+	9	9+	9+	1*	9+	9+	-	8	9+	9+	-	8	9+	17
18	-	-	-	-	-	-	9	7	4	2	5	5	-	9+	9+	9	9+	9+	9	9	9+	9+	9	9+	9+	1	9+	9+	-	7	9+	9+	-	9+	9+	18
19	1	-	-	1	-	-	9+	8	5	6	8	7	-	9+	9+	9	9+	9+	9	9	9+	-	9+	9+	9+	2	9	9+	-	6	9+	9+	-	9+	9+	19
20	4	-	2	5	-	-	9+	9	6	9	9	8	-	9+	9+	9	9+	9+	9	9	9+	-	8	9+	9+	3	9	9+	-	1	9+	9	-	9	9+	20
21	7	-	8	7	1	-	9+	9+	7	9+	9+	8	1	9+	8	9	9+	9+	9	9	9+	-	6	9+	9+	3	9	9+	-	-	9+	5*	-	9+	9+	21
22	9	2	9+	9	8	-	9+	9+	7	9+	9+	9	4	9+	2	9+	9+	9+	9	9	9+	-	9+	9+	9	1	9+	9+	-	5	9+	4*	-	9	6	22
23	9	-	9+	9	8	-	9+	9+	7	9+	9+	9	-	9+	1	9+	9+	9+	9	9	9+	-	9+	9+	6	-	9	9+	-	7	9+	2*	-	9	2	23
	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	EU	FE	SA	AF	AS	OC	NA	

- 对于 20 m 波段高 50 英尺的偶极天线而不是高 100 英尺的八木天线，减去 3S 单位。
- 对于 40/80 m 波段高 50 英尺而不是 100 英尺的偶极天线，减去 1S 单位。
- 对于 100 W 而不是 1 500 W 的减去 3S 单位。
- 对于 5 W（QRP）而不是 1 500 W 的，减去 6S 单位。

举例来说，表 23-4 预测出在 14UTC 对 15 m 波段从欧洲到波士顿存在一个 S7 信号。如果一个欧洲的基站采用 50 英尺高的发射功率为 100 W 的偶极天线，这些条件所预测出波士顿的信号电平是多少？你可以计算：S7 - 2S 单位（对于一副偶极天线而不是八木天线）- 3S 单位（对于 100 W 而不是 1 500 W）= 在波士顿的信号为 S2。对一个拥有 4 单元 60 英尺高的 15 m 波段八木天线的 QRP 基站，结果是 S7 - 6S 单位 = 在波士顿的信号为 S1。

23.3.2　更详细的预测

现在让我们来看图 23-41 中的表格所给出的详细的 20 m 波段的页面，这与表 23-5 的条件相同：1 月份非常高的太阳活动水平，路径为从波士顿到世界各地。对于每一个月份/太阳活动水平存在着 6 个这样的页面，覆盖 160 m、80 m、40 m、20 m、15 m 以及 10 m 的波段。在一个详细的预测表中，世界被分为 40 个 CQ 区域，每一个区域内都有一个示例地点。举例来说，西欧所在的 14 区由英国伦敦的一个位置表示（标记为 G），而 25 区则由日本东京的一个位置代表（标记为 JA1）。请注意，对于业余无线电爱好者人数很多的区域由深色阴影区突出以便识别。举例来说，第 3、4 和 5 区覆盖美国，而第 14、15 和 16 区则覆盖欧洲多数地区。第 25 区覆盖业余无线电爱好者人数众多的日本。

让我们重新回顾上面的例子，以计算伦敦一个基站的信号强度，但是这次是对 20 m 波段而言。我们再一次假设 G 基站有一个 50 英尺高发射功率为 100 W 的偶极天线。在第 14 区 14UTC，图 23-40 中的表格预测出对参考“大炮”基站存在一个良好的信号为 S9+。这个信号至少为 S9+10 dB。假设从一个虚构的 11S 单元出发，在这里我们将要完成对 2S 单位加上 10 dB。对于小的基站我们对此打折：S11-3S 单位（对一个 50 英尺高的偶极天线而不是 100 英尺高的 3 单元八木天线）−3S 单位（100 W 而不是 1 500 W） = 在波士顿的信号为 S5。在同时缺少强烈信号的情况下，这是一个质量比较好的信号，当然它将可能会到达波士顿基站。

20 m：1月，马萨诸塞州（波士顿），SSN为非常高，信号单位为S。由ARRL的N6BV所提供。

		UTC -->																					
Zone		00	01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
KL7 = 01		9+	5+	9+	7	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	4	9+	9+	5-	9+	5+	9+	9+	9-
VU2 = 02		9:	9	9	9	9	9	8	7	5	3	2	1	5	9:	9:	9:	9:	9:	9	9:	9:	9:	9	9
NG =	03	9:	9:	9:	7	7	1	1	5	8	8	0	-	-	1	9	9:	9	9:	9	9	9	9:	9:	9
NO =	04	9+	9+	9+	8	5	5	5	5	3	2	1	-	-	9+	9+	9+	9-	9+	9-	9+	9+	9+	9+	9-
NS =	05	4	7	8	8	8	8	7	6	3	3	3	8	1	1	8	9+	9-	9+	9-	9+	9+	9+	9+	9
XE1 - 06		9+	9+	7	9	9+	9+	9+	9+	9+	9+	9	8	9+	9+	9+	9+	9	9	9	9	9+	9+	9+	9-
TI =	07	9+	9+	9	9	9	9	9	9	9	9+	9	9-	9+	9+	9+	9+	9	8	9	9	9+	9+	9+	9-
VP2 = 08		9+	9+	9+	9+	9+	9+	9+	9+	9+	8	9	9+	9+	9+	9+	9+	9	9+	9+	9+	9+	9+	9+	9+
P4 =	09	9+	9+	9+	9+	9+	9+	9+	9+	9+	9+	9+	9+	9+	9+	9+	9	9	9	9	9+	9+	9+	9+	9+
HC =	10	9+	8	9+	9	9	9	9	9	7	3	1	7	9+	9+	9	5	5	5	7	8	9+	9+	9+	9+
PY1 = 11		9+	9+	9+	9	9	9+	9+	9	8	6	9	9+	8	2	1	-	-	1	4	8	9	9+	9+	9+
CE =	12	9+	9+	9+	9+	9+	9+	9+	9+	9	8	8	9+	9	8	2	1	1	-	1	3	7	9	9+	9+
LU =	13	9+	9+	9+	9+	9+	9+	9+	9+	8	8	8	9-	8	4	2	1	-	-	1	4	8	8	9+	9-
3 =	14	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	9-	9+	9+	9+	9+	9-	9+	9-	9+	9+	8	8	-
T =	15	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	4	5	9	7	9	7	5	9+	7-	9	8	8	-	-
DXS - 16		1	1	1									8	9	9+	9+	9+	9	8	5					1
UW =	17	1	-	-	8	7	7	7	1	-	-	-	2	9	8	9	6	-	-	2	4	8	9	9	4
UA9 = 18		6	7	6	6	9	9	9	7	4	1	-	-	8	8	6	6	5	6	7	8	9	9	8	7
UA0 = 19		9+	9	9	6	5	5	8	8	8	4	-	-	2	6	8	8	8	7	4	4	7	9	9+	9+
4X =	20	8	6	3	1	-	3	4	-	-	-	1	8	8	8	8	8	9	9	9+	9	9	8	7	7
HZ =	21	9+	9	4	3	8	8	2	-	-	-	1	7	8	9	8	8	9	9	9	9	9	9	9	9
VR =	22	7	5	8	7	6	7	5	-	-	-	-	6	9	9	9	9	9	9	2	2	2	8	8	8
JT =	23	9	9:	9	5	7	8	6	5	1	-	-	2*	8	6	5	6	6	8	6	9	9	7	5	6
VK5 - 24		9	9	9	5	4	5	7	8	6	1	-	1*	5	7	1	1	1	1	4	2	-	-	-	5
JA1 = 25		9	9	8	7	5	5	6	9	9	6	-	7	1	5	7	7	6	2	-	-	7	9	9+	9
HR =	26	9	9	6	4	2			2	1			2*	9	9	9	9	8	7	5	4	5		1*	1
DU =	27	9	8	7	-	-	-	5	7	7	1	-	-	1*	5	9	7	6	4	5	5	1*	1*	9	9
YB =	28	9	8	1	-	-	-	-	-	-	-	-	4*	8	9	9	9	8	8	9	9	9	9	9+	9+
VK6 = 29		3*	4*	-	-	-	-	-	-	5	3	-	-	-	5	9	9	9	8	9	9	9	9	9	8
VK3 = 30		1*	-	-	-	-	-	1	3	9	9	4	-	-	9+	9	8	2	1	-	-	1	2*	5*	4*
KH6 = 31		9	9+	9+	9+	8	2	2	6	4	-	-	-	-	-	-	-	9	9	8	7	6	4	6	7
KH8 = 32		-	2	9	9	9	5	5	9	9+	9+	5	-	-	9+	9	9	8	5	3	1	-	-	-	-
CN =	33	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	9	9+	9	9	8	9	9	9+	9+	9+	9+	9+	9+	7
SU =	34	9	8	3	3	-	1	4	-	-	-	2	7	8	8	8	8	9	9	9+	9+	9+	9+	8	8
6W =	35	9+	8	-	-	2	7	5	-	-	-	9+	9+	8	5	4	3	7	9	9+	9+	9+	9+	9+	9+
D2 =	36	9+	9+	5	3	9	9	8	-	-	-	3	-	-	-	-	4	4	7	8	9	9+	9+	9+	9+
5Z =	37	9+	9	2	4	8	8	1	-	-	-	2	-	-	3	5	5	7	8	9	9	9+	9+	9+	9+
ZS6 = 38		9+	9+	8	7	8	9	6	-	-	-	-	-	-	-	1*	1	2	6	8	9	9+	9+	9+	9+
FR =	39	9+	8	2	1	4	1	-	-	-	-	-	-	-	2*	3*	1*	1	3	8	9	9+	9+	9+	9+
FJL = 40		9+	9+	7	4	7	8	7	1	-	-	-	1*	8	9	9	9	9	9	9	9	9+	9+	9+	9+
Zone		00	01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23

每个基站高为100英尺，功率为1 500W 的3单元八木天线所提供的期望信号电平

图23-41　1月份太阳活动非常高的情况下详细传播预测给出的20 m波段的页面，从波士顿到达贯穿世界的40CQ区域。对160m、80m、40m、20m、15m和10 m波段每一个月份/太阳活动水平存在着相似的页面。这些详细的表格对于计划DX工作非常有用。

这里是另一个关于如何使用详细传播预测表格的例子。让我们说，在一月份 1230UTC，你在从波士顿到新德里的 15 m 波段的一个 VU2 基站工作，当地时间为早晨 7:30。你需要一个 20 m 波段的通联同时需要 5 波段 DXCC 的奖励，这样你很快检查图 23-40 中表格的第 22 区（VU），并且发现预测的信号强度是 S9。你的新 VU2 朋友乐于跳至 20 m 波段，这样你的 QSY 可以建立联络。

但是或许你开始工作得比较晚，因此在晚上较晚时间你问新 VU2 朋友为你制作一个进度表。又一次，你查看 20 m 的详细预测表格，并且发现在 20 到 23UTC 预测信号为 S8 或更强烈，在 00UTC 时跌至 S7。你很快询问你的新朋友看他是否介意在当地时间凌晨 4:30 起床来为你做 2 300UTC 的表格，因为新德里比 UTC 时间早五个半小时。你可以用软件 GeoClock 来确定时差，这已经包含在原版书所附的光盘程序中，你可以在 Windows 操作系统下使用。幸运的是，他是一个非常亲切的朋友，并同意在那时以特定的频率会见你。

详细的传播预测表格将给你提供所有行动计划的所需信息，这将最大限度地提高你追求 DX 的乐趣。你可以用这些表格计划下个月或者明年的 48 小时竞赛，或者在星期六下午你可以和在西海岸的业余无线电爱好者同时用它们制定一个时间表。

23.3.3　传播整体视图

高频波段的新手可以很容易地被英文原版书 CD 所包含的概要预测表（尤其是详细的）中大量数据所压倒。因此，这里有一个长期的高频传播“整体”视图，可以帮助解答一些常见问题。举例来说，对连续一整天工作的 DX 而言哪个月是最好的？或者为给你的 QTH 和南太平洋的某些区域提供开放，哪一等级的太阳活动是必须的？

表 23-6 给出了当每个主要的高频波段对表 23-4 和表 23-5 中同样的接收区域开放时，每月中一天的时间数。列表是针对新英格兰地区三种不同太阳活动水平下：非常低，中等和非常高所对应的情况。表 23-6 中的时间数是由斜线分开的。

让我们来研究 10 月份 15 m 波段从新英格兰地区到欧洲的条件。该条目显示“7/11/17”，意味着对一个非常低的太阳活动水平，15 m 波段开放 7 小时；对中等水平，

表 23-6 在不同的太阳活动水平下（非常低，中等以及非常高），一个特定波段对表 **23-4** 中目标地理区域开放时的每天时间数。该表适用于从波士顿到世界各地。无论太阳活动水平如何，加上或减去 **QRM** 和当地 **QRN**，有些路径每天开放 **24** 小时。

马萨诸塞州（波士顿）

在平滑太阳黑子数目 SSN 非常低/中等/非常高的情况下对每个区域开放的时间

80 Meters:

Month	Europe	Far East	So. Amer.	Africa	So. Asia	Oceania	No. Amer.
Jan	17/17/16	5/ 4/ 3	17/17/16	16/16/15	8/ 7/ 5	11/10/ 9	24/24/24
Feb	17/16/15	3/ 3/ 2	17/16/16	15/15/14	6/ 4/ 4	10/ 9/ 9	24/24/24
Mar	15/15/14	3/ 2/ 1	16/16/15	15/13/13	4/ 4/ 3	9/ 8/ 7	24/24/24
Apr	13/13/12	1/ 0/ 0	16/16/14	13/13/13	3/ 3/ 1	9/ 8/ 7	24/24/24
May	12/11/10	0/ 0/ 0	16/15/14	12/11/10	2/ 1/ 1	7/ 6/ 6	24/24/24
Jun	10/ 9/ 8	0/ 0/ 0	14/14/14	11/10/10	1/ 1/ 0	6/ 5/ 5	24/24/24
Jul	11/11/ 9	0/ 0/ 0	15/14/14	11/11/11	2/ 1/ 1	7/ 6/ 5	24/24/24
Aug	13/11/11	0/ 0/ 0	16/16/14	13/12/11	3/ 2/ 1	7/ 7/ 6	24/24/24
Sep	14/13/11	2/ 1/ 0	17/16/14	13/13/12	4/ 4/ 2	9/ 8/ 8	24/24/24
Oct	15/15/13	3/ 2/ 1	17/17/16	14/14/13	5/ 4/ 4	9/ 9/ 7	24/24/24
Nov	17/17/15	4/ 4/ 2	17/17/16	16/15/14	8/ 7/ 4	11/10/ 9	24/24/24
Dec	19/18/17	7/ 6/ 4	18/18/17	16/16/16	11/ 9/ 7	12/11/11	24/24/24

40 Meters:

Month	Europe	Far East	So. Amer.	Africa	So. Asia	Oceania	No. Amer.
Jan	24/24/24	15/16/15	24/24/21	21/20/19	21/21/19	19/18/15	24/24/24
Feb	24/24/21	13/11/11	24/23/20	20/19/18	19/19/17	16/15/14	24/24/24
Mar	23/22/19	10/ 9/ 7	24/21/18	19/17/17	17/17/13	13/13/13	24/24/24
Apr	21/19/18	8/ 6/ 4	22/20/18	17/16/15	16/11/ 8	13/13/11	24/24/24
May	19/17/17	5/ 4/ 3	22/18/17	17/16/14	9/ 8/ 5	12/11/10	24/24/24
Jun	17/15/13	4/ 2/ 2	22/18/16	16/15/14	7/ 5/ 5	11/10/ 9	24/24/24
Jul	18/16/15	5/ 4/ 2	24/18/17	17/15/14	8/ 7/ 5	12/11/10	24/24/24
Aug	19/17/16	7/ 5/ 4	24/19/18	18/16/15	11/10/ 6	13/12/11	24/24/24
Sep	22/21/17	9/ 8/ 5	23/20/18	18/17/16	14/11/ 7	13/13/12	24/24/24
Oct	24/23/20	12/11/ 8	24/23/19	20/18/17	17/16/14	16/13/13	24/24/24
Nov	24/24/22	14/13/12	24/24/20	21/19/18	21/20/17	17/17/13	24/24/24
Dec	24/24/24	18/19/22	24/24/21	23/21/19	24/23/22	21/19/18	24/24/24

它开放 11 小时，而对一个非常高的太阳活动水平，一天开放 17 个小时。

即使对非常低的太阳活动水平，在从波士顿到欧洲一些地方的路径中，每天可利用时间最多的月份是 10 月，为 7 小时，接下来第二大月份是 3 月份，每天有 6 个小时。然而对一个很高的太阳活动水平，在 4 月份 15 m 波段每天对欧洲开放 18 小时，其次是 9 月份和 10 月份，可以获得的 17 个小时。可论证地，CQ 世界范围竞赛委员会在选择对高频传播最好的月份时，它们选择 10 月份作为电话部分的竞赛。

你可以很容易地看到，即使在一个很高的太阳活动水平，整个夏天的所有月份对 DX 工作来说都不是很好，特别是对东—西方的路径。举例来说，4 月份以后即使太阳活动可能处于最高水平，10 m 波段也很少对从新英格兰到欧洲的路径开放，即使是对于中等水平的太阳活动，9 月份以后事情回升。再一次在所有太阳条件下 10 m 波段对欧洲开放的时间数量而言，10 月看起来是最富有成果的一个月。

10 m 波段通常更加有规律地对南北路径开放，例如从新英格兰地区到南美洲或到非洲南部。即使在太阳活动最低的时间段，在三月份和十月份每天它对南美洲开放高达 10 个小时，在十月份它对非洲每天开放 7 个小时。连同在夏季喜欢出现的 10 m 波段突发 E 层的传播，即使是在太阳黑子很低的时段，这个波段通常也可以有很多的乐趣。你仅仅需要在该波段运行而不是回避它，因为你知道太阳黑子是“多斑点的”!

现在我们看表 23-6 中的 20 m 波段。无论太阳的活动水平如何，20 m 波段对从新英格兰到南美洲的某些地

20 Meters:

Month	Europe	Far East	So. Amer.	Africa	So. Asia	Oceania	No. Amer.
Jan	13/16/22	15/22/22	24/24/24	20/21/21	18/20/22	18/23/22	24/24/24
Feb	12/18/23	13/21/24	24/24/24	22/22/24	15/21/24	18/23/24	24/24/24
Mar	15/18/24	17/20/24	24/24/24	22/24/24	18/21/24	16/24/24	24/24/24
Apr	15/20/24	19/22/24	24/24/24	21/24/24	19/22/24	18/24/24	24/24/24
May	19/23/24	22/24/24	24/24/24	23/24/24	23/24/24	21/24/24	24/24/24
Jun	22/24/24	24/24/24	24/24/24	24/24/24	24/24/24	24/24/24	24/24/24
Jul	19/24/24	24/24/24	24/24/24	21/24/24	24/24/24	23/24/24	24/24/24
Aug	15/20/24	20/24/24	24/24/24	20/24/24	20/24/24	19/24/24	24/24/24
Sep	16/19/24	17/21/24	24/24/24	21/24/24	18/21/24	17/24/24	24/24/24
Oct	15/21/24	16/20/24	24/24/24	22/24/24	19/22/24	17/24/24	24/24/24
Nov	14/20/23	14/22/24	24/24/24	20/24/24	17/21/24	19/23/24	24/24/24
Dec	11/17/24	13/22/24	24/24/24	17/23/24	12/22/24	16/24/24	24/24/24

15 Meters:

Month	Europe	Far East	So. Amer.	Africa	So. Asia	Oceania	No. Amer.
Jan	4/ 6/ 7	2/ 9/13	12/15/16	9/13/13	3/ 4/ 7	9/12/13	24/15/16
Feb	4/ 7/12	4/10/14	13/18/23	11/13/16	3/ 7/13	8/13/15	22/16/19
Mar	6/ 9/14	2/13/15	14/21/24	13/17/22	5/11/17	10/14/17	15/16/23
Apr	0/10/18	3/13/18	15/23/24	15/18/24	9/15/19	11/15/21	16/16/24
May	1/13/16	6/10/19	17/20/24	14/18/24	13/17/18	10/16/19	20/19/24
Jun	0/ 2/16	0/ 9/15	16/21/24	14/18/24	5/15/18	10/12/20	24/22/22
Jul	0/ 2/16	0/ 5/18	15/19/24	12/18/24	0/12/18	4/12/20	24/22/21
Aug	0/ 2/14	0/ 8/17	14/18/22	13/16/22	0/12/17	6/10/19	22/19/21
Sep	1/10/17	6/13/17	14/16/24	13/17/22	9/14/17	9/14/17	16/16/22
Oct	7/11/17	10/13/17	12/16/22	12/15/22	7/12/17	12/13/15	18/15/22
Nov	5/ 8/14	8/11/14	12/16/22	11/14/17	3/ 7/16	10/13/15	20/16/21
Dec	3/ 6/ 9	2/10/13	12/15/23	8/13/15	2/ 4/12	9/12/14	24/15/18

10 Meters:

Month	Europe	Far East	So. Amer.	Africa	So. Asia	Oceania	No. Amer.
Jan	0/ 1/ 4	0/ 1/ 8	6/11/13	0/ 7/10	0/ 1/ 3	0/ 3/11	23/24/24
Feb	0/ 2/ 7	0/ 2/10	8/12/14	0/ 9/13	0/ 3/ 5	0/ 7/13	24/24/24
Mar	0/ 0/ 8	0/ 1/10	10/14/20	1/11/14	0/ 0/ 8	0/ 7/13	23/24/24
Apr	0/ 0/ 8	0/ 0/ 8	7/14/21	0/12/17	0/ 0/13	0/ 5/11	18/24/24
May	0/ 0/ 0	0/ 0/ 1	7/12/20	1/10/17	0/ 1/12	0/ 2/11	17/20/22
Jun	0/ 0/ 0	0/ 0/ 0	7/11/18	0/ 3/17	0/ 0/ 0	0/ 0/ 2	21/19/23
Jul	0/ 0/ 0	0/ 0/ 0	2/ 9/19	0/ 2/18	0/ 0/ 7	0/ 0/ 6	16/16/24
Aug	0/ 0/ 0	0/ 0/ 0	2/10/17	0/ 1/16	0/ 0/10	0/ 0/ 8	17/17/24
Sep	0/ 0/ 8	0/ 1/10	7/13/18	0/11/16	0/ 0/10	0/ 2/ 9	19/24/24
Oct	0/ 5/ 9	0/ 2/11	10/12/16	7/12/14	0/ 5/ 9	0/ 8/12	24/24/24
Nov	0/ 4/ 8	0/ 3/11	9/12/15	5/10/13	0/ 3/ 6	4/10/12	24/24/24
Dec	0/ 3/ 6	0/ 1/ 8	8/11/13	1/ 8/12	0/ 1/ 4	2/ 7/12	23/23/24

方每天开放 24 小时。请注意，表 23-6 不是预测可利用信号的电平；它只是表明对 S 表上一个强度大于 0 的信号波段是开放的。回顾汇总表 23-4 给出的在一月份太阳活动水平很低的情况下所预测信号强度。在那里，你可以看到对一个“大炮”基站，从新英格兰地区到南美洲深部的信号强度总是 S8 或者更大。在夜间的大多数时间，波段看起来消声匿迹了，这是因为大家要么已经睡觉了要么在较低的频率进行操作。

对表 23-6 中的 40 m 波段，在 1 月份期间，波段每天对欧洲开放 24 小时，而无论太阳活动水平如何。现在看表 23-4，你可以发现对于非常低的太阳活动水平所预测到的信号从 S4 到 S9 之间变化。在欧洲当美国本土的信号比 S3 或 S4 微弱时，本地的 QRM 或 QRN 可能会中断 40 m 波段的通信。尽管在白天你在新英格兰地区很可能能够很好地接收到来自欧洲的信号，他们或许可能接收不到你的信号，这是由于当地条件的原因，包括当地 S9+的欧洲基站以及来自附近风暴的大气噪声。拥有大天线的新英格兰基站在 40 m 波段经常可以早在中午就能接收到的欧洲的信号，但是欧洲人需要等到下午较晚时刻才可以接收到高于当地噪声和 QRM 的来自新英格兰地区的信号。

假设你想通过在南太平洋地区集中基站来提高你们国家的 80 m 波段。当 80 m 波段对大洋洲开放时，如果根据每天中的小时数，则最好的月份应当是从 11 月到 2 月份。通过交叉地读取每月所对应的行你可以看到在 80 m 波段到任何地点的太阳活动水平并非特别重要。共同的经验（由前面表 23-6 给出的统计信息所表明）是在太阳黑子较低时 80 m 波段仅对边缘较长的地方开放。

对 40 m 波段来说，这在很大程度上是真实的。因此你可能会听到一般化的结论，即在太阳活动较低时期较低的波段往往会更好，而较高的高频波段（高于 10 MHz）在太阳活跃时会更好。

关于哪个月份对 DX 和竞赛最有生产力的问题，表 23-6 可以给你作出一个很好的指示。秋季和冬季是运行 DX 的最好时间，这对大多数富有经验的操作员来说是不足为奇的。

23.4 自己做传播预测

在过去50年中已经发展了在任何特定无线电路径下确定最大可用频率的非常可信的方法。正如前面所讨论过的，这些方法都以平滑太阳黑子数目（SSN）作为太阳活动水平的一个度量。正是这个原因使得平滑太阳黑子数目对大多数业余无线电爱好者和其他关于电波传播的活动具有重要的意义，这些传播是过去（或未来）传播条件的链接。

在初期，传播条件的预测是一项需要大量图形的繁琐工作，伴随着频率廓线在世界地图上的叠加或套印。最基本的材料可以从美国政府的办事处得到。每月的出版物提供了未来几个月频率-廓线数据。只有很少的业余爱好者尝试用它们的波段通过这些很难使用的方法来预测传播条件。

无论是对一个竞赛还是 DX 路程，今天功能强大的计算机已给业余爱好者提供了令人惊奇的工具，可以快速容易地进行高频传播条件的预测。本章中前面的概要表和详细预测表格用 CAPMan 生成，是计算机上 IONCAP 软件的一个改进版本。

尽管存在很多有用的设立时间表和竞赛的计划策略，本书所附光盘中的概要表和详细预测表给出的是信号

表 23-7　　传播预测程序的特征和属性

	ASAPS V.4	CAPMan	VOACAP Windows	ACE-HF	W6ELProp V.2.70	WinCAP Wizard2	PropLab Pro
用户友好度	好	好	好	极好	好	好	差
操作系统	Windows	DOS	Windows	Windows	Windows	Windows	DOS
使用 k 或 A 指数	否	是	否	否	是	是	是
QTHs 的用户图书馆	是	是	是	是-RX	是	是	否
支撑点，距离	是	是	是	是	是	是	是
最大可用频率计算	是	是	是	是	是	是	是
最低可用频率计算	是	是	是	是	否	是	是
波程角计算	是	是	是	是	是	是	是
改变最低波程角	是	是	是	是	是	是	是
跳跃和区域路径	是	是	是	是	是	是	是
多路径效应	是	是	是	是	否	是	是
路径概率	是	是	是	是	是	是	是
信号强度	是	是	是	是	是	是	是
信噪比	是	是	是	是	否	是	是
长路径计算	是	是	是	是	是	是	是
天线选择	是	是	是	是	间接	各向同性	是
改变天线高度	是	是	是	是	间接	否	是
改变地面特征	是	是	是	是	否	否	否
改变传输功率	是	是	是	是	间接	是	是
图形显示	是	是	是	是	是	是	二维/三维
曲线图	是	是	是	是	是	是	是
面积映射	否	是	是	是	是	否	是
文件	是	是	在线	是	是	是	是
价格类别	$275+	$89	free†	$99	free§	$29.95+	$150††

提供的价格以 2003 年底为准，如有变动，请遵循。

†参见互联网：elbert.its.bldrdoc.gov/hf.html

§参见互联网：www.qsl.net/w6elprop/

+需要额外的运费和手续费

†† 参见互联网：www.spacew.com/www/proplab.html

强度。它们没有给出其他潜在生成这些数据的数据库信息。例如，它们没有给出占优势的仰角，也没有给出可靠的统计结果。你或许想要自己运行传播预测程序以得到更详细的本质内容。

设计了最新的程序可以快速和便捷地进行传播参数的预测。表 23-7 为一些比较流行的程序列表。需要输入的基本信息为平滑太阳黑子数（SSN）或平滑太阳辐射通量，日期（月份和天）以及无线电路径两端的纬度和经度。当然，纬度和经度是用来确定地球上无线电路径的大圆。大多数适合无线电业余爱好者的商用软件允许你通过 CALL 标记来设定地点。日期用来确定太阳的活动余地，它和太阳黑子数目一起用来确定路径临界点的电离层特性。

当然，由于计算机程序仅仅预测出一个特定路径上一个波段的开放，这并不表示太阳和电离层将永远合作！一个突发的太阳耀斑可能会导致出现一个大的地磁风暴，将使任何地点的高频通信中断几小时到数天。但是仍然存在着预测传播条件的艺术和许多科学。不过，在地磁活动的平静时期，预测程序善长于预测波段的开放和关闭。

23.4.1 太阳黑子数目/太阳辐射通量数据的获得

在你选择并安装好一个软件来对一个特定路径进行评估时，你仍然需要所涉及的问题期间的太阳黑子数或太阳辐射通量的水平。这里必须给出一个警告——为了最佳的准确性和一致性，使用前三四天实际观测到的平均太阳辐射通量值，或许从 WWV/WWVH 获得。许多业余爱好者包装系统存档的 WWV 通量数值（加上行星 kp 和 Ap 指数）。太阳辐射通量值从一天到另一天可能会显著地变化，但是地球电离层随太阳辐射的瞬时变化却相对缓慢地变化。该警告也对根据图 23-18 从 WWV/WWVH 太阳辐射通量数据所推导出的太阳黑子数据成立。

图 23-42 给出了在 20 世纪 80 年代初期制作的图形，

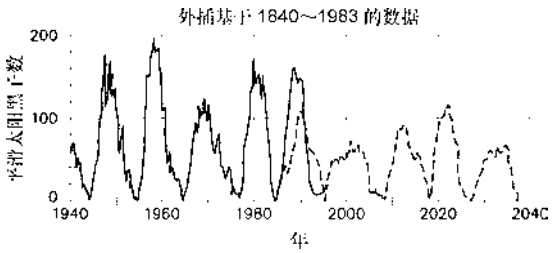


图23-42 1940—2040年的平滑太阳黑子数，包括预测的。这是在1840—1983年数据的基础上外推得到的。第22个周期的峰值实际上是在1989年11月份，月平滑太阳黑子数为158。在第22周期峰值期间频率更高的传播为从良好到极好，因为从1988年7月到1992年5月月平滑太阳黑子数目保持在100或更高。（图片由圣地亚哥的海军海洋系统中心提供）

它为第 17 到 21 个太阳周期之间的平滑太阳黑子数目，以及对第 22 至第 26 周期的预测值。该图覆盖从 1940 年到 2040 年的 100 年时间段，可以用来进行长期的或历史计算。需要记住的是该图表示的是平滑数据。在任何特定时间的太阳活动可以显著地低于或高于图中所给出的值。事实上，如预测的一样，第 22 个周期的峰值在 1989 年年底，但是月平滑太阳黑子数目是 158，这比预测的要高很多。第 23 个周期的峰值在 2002 年初，太阳活动水平大概为 115，这比预测值要大很多。

23.4.2 WWV 传播数据

关于太阳活动的许多现有数据，美国国家标准局监测站 WWV 和 WWVH 分别播出过去每小时中第 18 分钟和第 48 分钟太阳活动的资料。这些传播通报给出了太阳辐射通量，地磁 A 指数，布尔德 K 指数，以及以上述次序表示的过去和未来 24 小时时间段内太阳和地磁活动的简要说明。太阳辐射通量和 A 指数每天随着 2118UT 通报而变化，其余的数据每 3 小时变化一次——0018，0318，0618UT 等。在互联网上，最新的 WWV 资料可以在：ftp://ftp.sel.noaa.gov/pub/latest/wwv.txt 或美国海洋和大气局的网站 www.sec.noaa.gov/上找到。

其他一些有用的网站是：dx.qsl.net/propagation/,www.dxlc.com/solar,hfradio.org /propagation. html. 太阳陆地重要消息页面包含了大量与传播有关的信息：www.spacew.com/。你也可以在本地的 PacketCluster 上获得这些传播信息。使用命令 SH/WWV/n，其中 *n* 为你想要看到的点的数目（默认值为 5）。

另一个很好的获得“等价太阳黑子数目（SSNe）”的方法是去西北研究协会的空间天气网站：www.nwra-az.com/spawx/ ssne24.html。NWRA 比较全球实时电离层探测仪数据与采用各种水平太阳黑子数目的预测值，以寻找最佳匹配。因此它们返回到实际有效的太阳黑子数目。图 23-43 为一个典型的 NWRA 图，它包含结束于 2002 年 10 月 6 日的那一周。注意一个地磁风暴之后有效太阳黑子数（SSNe）突然减小，可抑制高于 50%的有效太阳黑子数（SSNe）。

A 指数

WWV/WWVH 的 A 指数是一个关于地球磁场活动状态的每日数据，它随着 2118/2145 UT 通报更新。A 指数主要告诉你昨天的情况，但是当它被规则制图时很有启迪作用，因为地磁扰动几乎总是以四周的间隔重复发生。

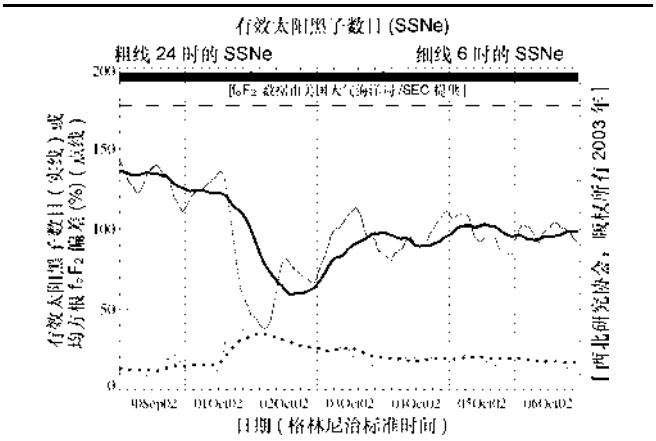


图23-43　NWRA生成的有效太阳黑子数目（SSNe）。注意有效太阳黑子数目的急剧下降是由2002年10月1日开始的地磁风暴所引起的。（图片由西北研究协会提供）

K 指数

K 指数（每 3 小时更新一次）反映了在通报数据变化之前时刻关于地球磁场的布尔德阐述。它是距离目前可以得到的无线电传播数据最近的信息。由于每 3 小时更新一次数据，K 指数趋势很重要。上升是个坏消息，下降是好消息，特别是与北纬 30° 以上纬度的传播路径有关时。因为这是在科罗拉多州玻尔地磁活动的阐述，这可能与其他地区的条件不是密切相关。

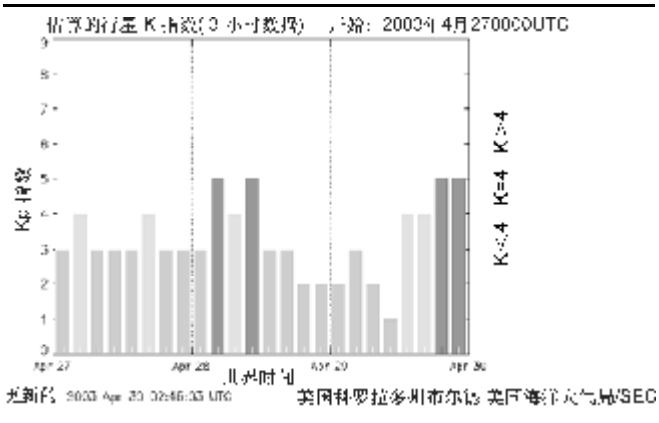


图23-44　过去4天内估算的行星k指数K_p图。（图片由美国海洋和大气局/SEC提供）

K 指数也是关于极光可能性的一个及时的线索。值为 4 且不断上升，意味着布尔德地区在通报准备阶段存在着与极光有关的且会降低高频传播的条件。美国海洋和大气局一个给出最新行星 K_p 指数的网站是：www.sel.noaa.gov/ftpmenu/plots/2003_plots/kp.html。图 23-44 是这个网站给出的从 2003 年 4 月 27 日到 2003 年 4 月 30 日 4 天内 K_p 指数的一张图片。这是一个由 K_p 指数值为 5 和 4 所表明的地磁活动严重的时期。

参考资料

本章中所覆盖的主题的原始资料和更加广泛的讨论可以在下面给出的参考文献中找到。

E. V. Appleton and W.R. Piggott, “Ionospheric Absorption Measurements during a Sunspot Cycle,” J. Atmos. Terr. Phys., Vol 3, p 141, 1954.

D. Bilitiza, International Reference Ionosphere (IRI 90), National Space Science Data Center, Greenbelt, MD, 1990.

D. Bray, “Method of Determining VHF/HF Station Capabilities,” QST, Nov 1961.

A. Brekke, “Physics of the Upper Polar Atmosphere,” (John Wiley and Sons: New York, 1997).

R. R. Brown, “Demography, DXpeditions and Magneto-Ionic Theory,” The DX Magazine, Vol. X, No. 2, p 44, Mar/Apr 1998.

R. R. Brown, The Little Pistol’s Guide to HF Communication (Sacramento: WorldRadio Books, 1996).

R. R. Brown, “Signal Ducting on the 160 Meter Band,” Communications Quarterly, p 65, Spring 1998.

R. R. Brown, “Unusual Low-Frequency Signal Propagation at Sunrise,” Communications Quarterly,p 67, Fall 1998.

R. R. Brown,, “Atmospheric Ozone, a Meteorological Factor in Low-Frequency and 160 Meter Propagation,” Communications Quarterly, Spring 1999.

K. Davies, Ionospheric Radio (London: Peter Peregrinus Ltd, 1990). Excellent technical reference.

R. Garcia, S. Solomon, S. Avery, G. C. Reid, “Transport of Nitric Oxide and the D-Region Winter Anomaly,” J. Geophys. Res., Vol 92, p 977, 1987.

J. Hall, “Propagation Predictions and Personal Computers,” Technical Correspondence, QST, Dec 1990, pp 58～59 (description of IONCAP as used for ARRL. publications).

E. Harper, Rhombic Antenna Design (New York: D. Van Nostrand Co, Inc, 1941).

H. Hertz, Electric Waves, translated by D. E. Jones (London: MacMillan, 1893).

R. D. Hunsucker, Radio Techniques for Probing the Terrestrial Ionosphere (New York: Springer-Verlag).

R. D. Hunsucker, J. K. Hargreaves, The High Latitude Ionosphere and Its Effects on Radio Propagation (Cambridge: Cambridge University Press, 2003).

W. D. Johnston, Computer-calculated and computerdrawn great-circle maps are offered. An 11 × 14-inch map is

custom made for your location. Write to K5ZI, PO Box 640, Organ, NM 88052, tele 505-382-7804.

T.L. Killeen, R.M. Johnsson, "Upper Atmospheric Waves, Turbulence, and Winds: Importance for Mesospheric and Thermospheric Studies," earth.agu.org/revgeophys/killee00/killee00.html.

J. L. Lynch, "The Maunder Minimum," QST, Jul 1976, pp 24～26.

J. C. Maxwell, A Treatise on Electricity and Magnetism, Vols I and II (Oxford: Oxford University Press, 1873).

M. W. Maxwell, Reflections—Transmission Lines and Antennas (Newington, CT: ARRL, 1990) [out of print].

M. W. Maxwell, Reflections II—Transmission Lines and Antennas (Sacramento, CA: 2001).

L. F. McNamara, The Ionosphere: Communications, Surveillance, and Direction Finding (Malabar, FL: Krieger Publishing Company, 1991). Another excellent technical reference on propagation.

L. F. McNamara, Radio Amateur's Guide to the Ionosphere (Malabar, FL: Krieger Publishing Company, 1994).Excellent, quite-readable text on HF propagation.

K. Paul, "Medium Scale Structure of the F Region," Radio Science, Volume 24, No. 3, p. 301, 1989.

W. R. Piggott, K. Rawer, "URSI Handbook of Ionogram Interpretation and Reduction," Report UAG-50.
World Data Center A for Solar-Terrestrial Physics, Boulder, CO, 1975.

E. Pocock, "Sporadic-E Propagation at VHF: A Review of Progress and Prospects," QST, Apr 1988, pp 33～39.

E. Pocock, "Auroral-E Propagation at 144 MHz," QST, Dec 1989, pp 28～32.

E. Pocock, "Propagation Forecasting During Solar Cycle 22," QST, Jun 1989, pp 18～20.

G. C. Reid, "Ion Chemistry of the D-region," Advances in Atomic and Molecular Physics, Vol 12, Academic Press, 1976.

第 24 章

传 输 线

24.1 传输线基本理论

在不太靠近建筑、电源线或电话线的空旷地带安装天线的要求被强调得再强烈也并不为过。另一方面，产生激励天线的射频功率的发射机由于必要，往往架设在离天线终端有一定距离的地方。将以上两者连结起来的就是射频传输线，或称为馈线。它的唯一目标是尽可能有效地把射频功率从一端传输到另一端。也就是说，通过传输线传输的功率和在此过程中损耗的功率之比，只要环境允许，应该尽可能大。

在无线电频率中，每个长度与使用的波长可比拟的导体都能辐射功率——所有的导体都可以作为天线。因此，特别需要注意的是最小化射频传输线中导体的辐射。没有这样的关注，传输线辐射的功率可能会比损耗在导体和绝缘体（绝缘材料）的电阻上的能量要大得多。从某种程度上说，损耗在导体中的能量是不可避免的，但因为辐射而损失的能量很大程度上却是可以避免的。

传输线的辐射损耗能够通过使用两条并排运作的导体线来阻止，因为其中一条传输线产生的电磁场与另一条传输线产生的等量、相反的电磁场在各处平衡。在这种情况下，合成的场在空间各处均为零，即传输线没有辐射。

举个例子，图 24-1（A）表示两条平行导体，电流 *I*1 和 *I*2 沿相反方向流通。如果上面导体上 Y 点的电流 *I*1 与下面导体上对应点 X 的电流 *I*2 具有相同的幅度，这两路电流产生的场在数量上是相等的。又因为这两路电流沿相反的方向传导，Y 点上电流 *I*1 产生的场与 X 点上电流 *I*2 产生的场的相位相差 180°。然而，场从 X 点传导到 Y 点是需要一段可观的时间。如果 *I*1 和 *I*2 都是交流电，从 Y 点上 *I*1 产生的场的相位在这个时间段内改变了，同时从 X 点产生的场到达 Y 点了，两个场在 Y 点的相位差不再是准确的 180°。两个场在空间中每个点的相位差为 180°，而且仅当这两个导体占据同样的空间——如果它们仍然是独立的导体，显然这是一个不可能的条件。

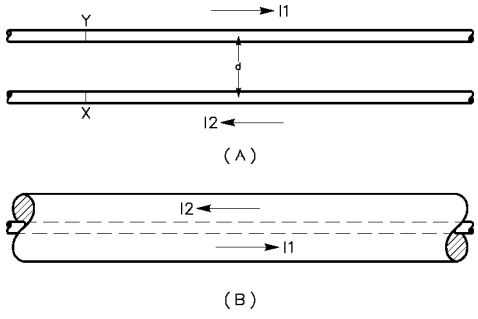


图24-1 传输线的两种基本类型。

最好的做法是让两个场之间尽可能完全抵消。这可以通过保持两个导体之间的距离 *d* 足够小以此保证场从 X 点传导到 Y 点的时间间隔是周期的很小一部分。在这种情况下，任意给定的点对应的两个场之间的相位差别接近于 180°而几乎可以完全抵消。

两个导体之间的距离 *d* 的实际值是由线导体的物理极限决定的。在某一频率表现很小的间距，可能在另一频率表现得非常大。举个例子来说，如果 *d* 为 6 英寸，那么当频率为 3.5 MHz 时，两个场在 Y 点的相位差仅为几分之一度。这是因为 6 英寸的距离是频率为 3.5 MHz 时波长的极小一部分（此时的波长为 281 英尺）。但是当频率为 144 MHz 时，相位差是 26°；当频率为 420 MHz 时，相位

差是 77°。在以上两种情况下两个场都不能认为会互相抵消。导体间距与使用的波长相比必须非常小，决不能超过波长的 1%，而且越小越好。像图 24-1（A）中包含两条平行导体的传输线称为开路线或平行导体线、双导线等。

第 2 种普遍类型的导线结构如图 24-1（B）所示。在这种情况下，其中之一的导体呈管状，围绕另一导体。这称为同轴线或同心线。内导体中流经的电流被外导体内表面沿相反方向流动的等量电流所平衡。由于趋肤效应，外导体内表面上的电流不能穿透足够远表现在外表面上。事实上，同轴线外总的电磁场（与内部流经导体的电流的共同作用结果）总是 0，因为外导体起到了屏蔽无线电频率的作用。因此，从减少辐射的观点来看，内外导体之间的距离也并不重要了。

第 3 种普遍类型的传输线是波导，我们已经在第 18 章“VHF 和 UHF 天线系统”中详细讨论过波导。

24.1.1 长传输线中的电流

在图 24-2 中，我们设想电池和两路传输线瞬间连接后又断开，在此时间内传输线分别与电池的两个端子接触，传输线 1 中的电子会被电池的正极吸引，而传输线 2 中相同数量的电子会被电池的负极排斥。起先这只是发生在靠近电池端子的地方，因为电磁波不能以无限速度传播。电流到达传输线的更远端需要时间。根据常理，消耗的时间是非常短的。因为波沿着传输线传播的速度会接近光速，即每秒 300 000 000 m，因此我们需要用百万分之一秒（即微秒）来测量。

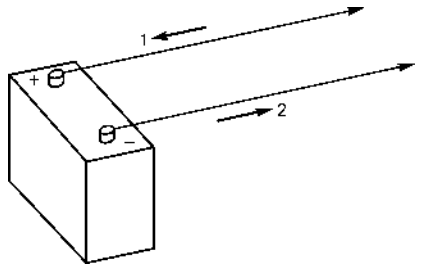


图24-2 在长传输线中电流的示意图。

举个例子，假如传输线和电池的接触极为短暂以至于只能用 1μs 的极小一部分来衡量。那么在那一刻从电池端子流出的电流脉冲可以用图 24-3 中的垂直线来表示。该脉冲沿直线以光速传播 30 m 所需时间为 0.1 μs，60 m 为 0.2 μs，90 m 为 0.3 μs，以此类推一直沿着传输线传播下去。

电流并不存在于整条传输线中，而只存在于脉冲传播过程中所到达的点。电流同时存在于两条传输线对应于这一点处，但是电子在一条传输线中沿着一个方向移动，在另一条传输线中沿着另一个方向移动。如果传输线无限长且没有电阻（或者没有其他原因导致的能量损失），脉冲会永远不会削弱地传播下去。

从图 24-3 的例子延伸出去，我们不难看到，如果一整串连续的脉冲而不是一个脉冲在相同时间间隔开始沿着传输线传播，这些脉冲在传输线上传播相同的时间，相互间的距离也相同，每个脉冲都独立于其他脉冲。事实上，如果电池电压在脉冲之间是不同的，每个脉冲甚至会有不同的幅度。此外，脉冲可以相距非常接近以至于相互挨着，在这种情况下电流会同时分布在传输线的各处。

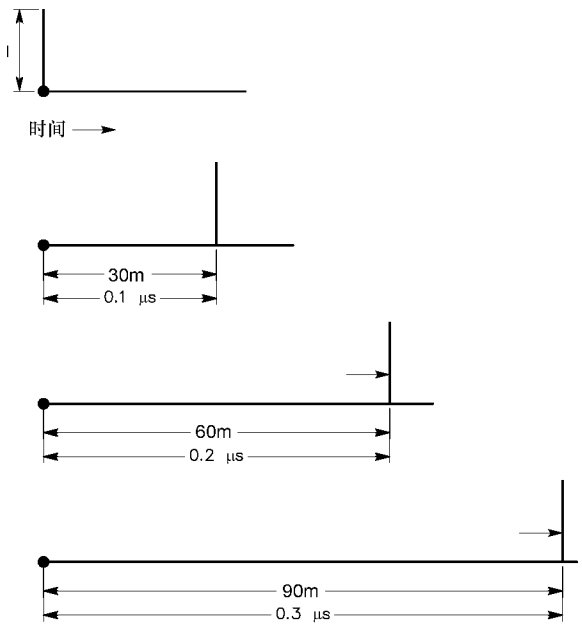


图24-3 沿传输线以光速传播的电流脉冲会在0.1 μs的时间间隔内到达如图所示的下一个位置。

由此可知，将交流电压应用于传输线会引起如图 24-4 所示的这种电流。如果交流电压的频率是 10 000 000Hz（即 10 MHz），每个周期占 0.1 μs，因此电流每经过一个完整的周期会流经 30 m 的传输线。这是一个波长的距离。两个导体上 B 点和 D 点的任何电流在时间上会比在 A 点和 C 点处的电流晚一个周期。换言之，开始在 A 点和 C 点的电流直到提供的电压经过一个完整的周期后，才会出现在一个波长外的 B 点和 D 点。

因为提供的电压总是处在变化中，在 A 点和 C 点的电流也会同比例地变化。与 A 点和 C 点相距较短距离的电流——譬如在 X 点和 Y 点的电流——并不与 A 点和 C 点的电流相同。这是因为 X 点和 Y 点的电流是由周期中稍早发生的电压值引起的。这种情况适用于传输线上的所有地方；在线上 A 点到 B 点、C 点到 D 点的任意点任意时刻的电流都不同于该部分其他点的电流。

图 24-4 中剩余的图说明如果我们能够以 1/4 周期为时

间间隔进行快照，瞬时电流会是怎样分布的。电流从传输线的输入端以波的形式传播。在传输线上的任意给定点的电流和输入端的电流一样，在一个周期内在它的交流电流值变化的整个范围内变化。因此，如果没有损耗，嵌入任一个导体的电表会准确读出传输线任意点上相同的电流值，因为电表将整个周期的电流平均化（任意两个独立点上的电流相位是不同的，但电表不能显示出相位）。

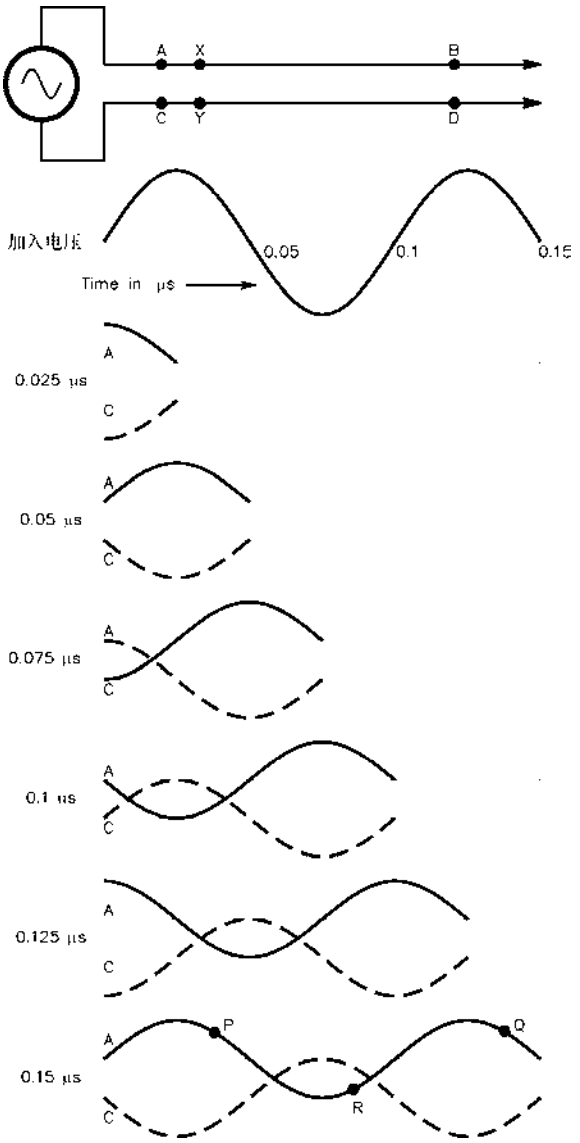


图24-4　沿传输线在连续时间间隔的瞬时电流。频率是10 MHz，每个完整周期的时间是0.1 μs。

24.1.2　传播速度

在上面的例子中，我们假定能量以光速沿着传输线传播。事实上，只有导体间绝缘层是空气的传输线中的传播速度才会非常接近光速。除空气以外的电介质的存在都会减小传播速度。

只有以真空为媒介的电流才会以光速传播，尽管在空气中的速度接近真空中的速度。因此，一个给定频率的信号在实际传输线中传播要比同样的信号在自由空间传播同样的距离所要求的时间长一些。由于传播延迟，在所有方向上波在给定传输线中传播的距离要比自由空间短。给定传输线的准确延迟是其特性的函数，主要是由导体间绝缘材料的电介质常数决定的。延迟可以用光速的百分之几或十进制小数来表示，称为速度因子（*VF*）。速度因子与电介质常数有关，见式（24-1）。

$$VF = \frac{1}{\sqrt{e}} \qquad (24\text{-}1)$$

实际传输线中的波长总是比电介质常数 $e = 1.0$ 的自由空间中的波长要短。无论何时提及传输线是半波长还是 1/4 波长（ $l/2$ 或 $l/4$ ），我们都理解为这是该传输线的电长度。一条给定传输线的物理长度与电长度之间的对应关系见式（24-2）。

$$l\,(\text{英尺}) = \frac{983.6}{f} \times VF \qquad (24\text{-}2)$$

其中 f 是频率，单位为 MHz，*VF* 是速度因子。

几种常见类型的传输线的速度因子值会在本章后面给出。一条给定电缆的实际速度因子会因生产过程或厂商的不同而有轻微的不同，即便这些电缆可能是相同规格的。

正如我们后面会看到的，一条 $l/4$ 的传输线常被用作阻抗变换器，因此直接以式（24-2A）计算这条 $l/4$ 传输线的实际长度是很方便的。

$$l/4 = \frac{245.9}{f} \times VF' \qquad (24\text{-}2\text{A})$$

24.1.3　特性阻抗

如果传输线是理想的，即没有阻抗损失，有个问题就会出现：“应用于传输线的电流脉冲的振幅是多少？”大的电压会导致大的电流，还是正如我们将欧姆定律运用于求解没有阻抗的电流，理论上对于所给电压的电流是无穷的？答案是电流确实是直接依赖于电压的，就好像阻抗是存在的一样。

这个理由是传输线中的电流有几分像是电池连接到电容时的充电电流，就是说传输线有电容。但是，它也有电感。这两者都是分布式特性。我们可以认为传输线如图 24-5 中连接的那样，是由一系列小的电容和电感组成的，其中每个线圈是极小一部分传输线的电感，电容存在于相同的两部分之间。每个串联电感起到了限制电流给后面的分流电容充电的速率，从而建立了传输线的一个很重要的特性：波阻抗，更一般地被称为特性阻抗，按约定我们缩写为 Z_0。

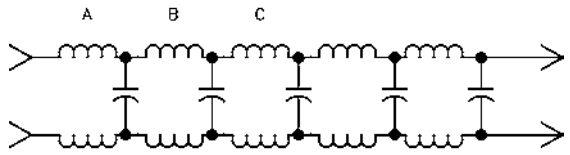


图24-5　理想（无损耗）传输线用普通电路元器件（集总常数）的等效。电感和电容的值依赖于传输线结构。

24.1.4　终止线

理想传输线中特性阻抗的值等于 $\sqrt{L/C}$，其中 L 和 C 分别是单位长度传输线的电感和电容。这就是说，没有电阻的导体间没有能量泄露。电感随着导体直径的增加而减小，电容随着导体间距离的增加而减小。因此相距很近的粗导体间具有相对较小的特性阻抗，而相距很宽的细导体间具有较高的特性阻抗。平行传输线的 Z_0 的实际值范围在 200～800 Ω。典型同轴线的特性阻抗为 30～100 Ω。实际传输线直径和它们之间距离的物理约束把 Z_0 的值限制在此范围内。

在前面关于电流在传输线中传输的讨论中，我们假设传输线是无限长的。而实际传输线具有有限的长度，它们终止于输出端的负载或是负载端（能量被传送出去的一端）。如图 24-6 所示，如果负载的值等于理想无损耗传输线的特性阻抗的纯电阻，沿传输线传输到负载的电流会仅仅相当于相同特性阻抗的传输线。

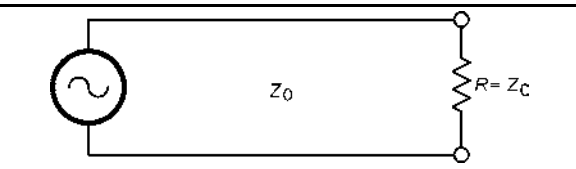


图24-6　终止于一个阻抗性负载的传输线，负载等价于传输线的特性阻抗。

这个原因从另一个观点来思考会更加容易理解。沿着传输线，能量像图 24-5 中那样成功地从一个基本分段传输到下一个。当传输线无限长时，能量沿着一个方向不断传输出去，远离能量源。

例如，从图 24-5 中 B 部分这个角度来看，传输到 C 部分的能量完全在 C 部分消失。至于考虑到 B 部分，是 C 部分自己吸收了能量，还是把能量沿着传输线传输到更远的地方都没有什么不同。因此，如果我们用具有和传输线相同电气特性的负载来取代 C 部分，那么 B 部分就会把能量传输到该负载中，就像它是更远的传输线一样。一个等价于 C 部分的特性阻抗（即传输线的特性阻抗）的纯电阻符合这一条件。它吸收所有的能量就像无限长传输线吸收 B 部分传来的能量一样。

匹配线

传输线终止于与复杂特性线阻抗相等的负载称作是匹配的。在一条匹配传输线上，能量沿着传输线从源向外传输直至到达负载而被完全吸收。所以不管是无限长传输线还是它的匹配负载，从功率源来看的阻抗（传输线的输入阻抗）是相同的，与传输线的长短无关。它仅等于传输线的特性阻抗。根据欧姆定律，在这样的传输线上的电流等于所用的电压除以特性阻抗，输入的功率为 E^2/Z_0 或 I^2/Z_0。

失配线

如图 24-7 所示，现在考虑终端负载不等于 Z_0 的情况。负载不再看起来像传输线直接邻近部分及更远的传输线了，这样的传输线称为是失配的。负载阻抗与 Z_0 相差越多，失配就越厉害。到达负载的能量不能像负载等于 Z_0 时那样被完全吸收，因为负载要求与沿传输线传输时有不同的电压电流比。结果就是负载只吸收了到达它的部分能量（即入射能量的一部分）。剩余的能量表现得就像从墙上反弹回来，沿着传输线向源传输。这就是我们所知的反射功率，失配得越厉害，入射能量被反射回来的百分比就越高。在负载为零（短路）或负载为无穷大（开路）的极端情况下，所有到达传输线末端的功率都会反射回源。

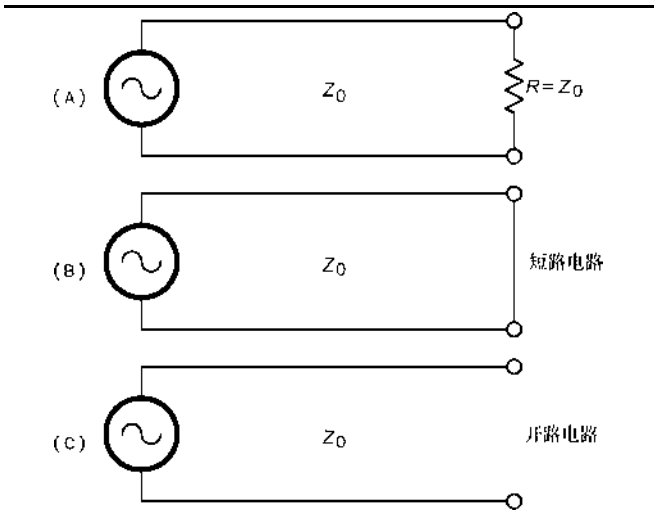


图24-7　失配线及极端情况。在图24-7（A）中终端不等于 Z_0，在图24-7（B）中，短路线；在图24-7（C）中，开路线。

无论何时只要存在失配，能量就会在传输线的两个方向上传输。反射功率的电压电流比与入射功率的电压电流比是相同的，因为这个比率是由传输线的 Z_0 决定的。如图 24-4 所示，电压和电流在传输线的两个方向上做相同的波动。如果功率源是一个交流发生器，入射电压（即输出电压）和反射电压（即返回电压）是同时存在于传输线各

处的。考虑到每个电压分量的相位，在传输线上任一点的实际电压是这两个分量的矢量和。同理，电流也是这样。

首先考虑短路线和开路线两个极限情况，则入射和反射分量对传输线的作用效果就更容易理解了。如果传输线如图 24-7（B）那样是短路的，末端的电压必定为零。因此入射电压必须在短路处突然消失。如图 24-8 中的矢量所示，这只有当反射电压与之相位相反、幅度相同才能实现。但是，电流并没有在短路电路中消失，事实上，入射电流流经短路处，此处有跟它同相、相同幅度的反射分量。

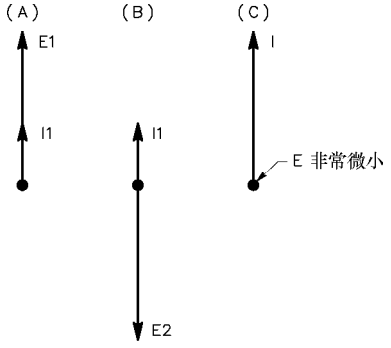


图24-8　短路电路中短路线上的电压和电流。这些矢量显示了输出的电压和电流（图24-8（A））是怎样与反射的电压和电流（图24-8（B））结合，从而导致短路电路中的高电流和低电压的（图24-8（C））。

反射电压和反射电流必须与入射电压和入射电流具有相同的幅度，因为短路电路中没有能量消耗，所有能量均返回功率源。反转电流或电压的相位（但不是两个都反转）就反转了能量流动的方向。在短路情况下，电压的相位在反射时被反转，但电流的相位则没有。

如图 24-7（C）所示，如果传输线是开路的，那么传输线末端的电流必须为零。在这种情况下，反射电流和入射电流相位相差 180°，具有相同的幅度。理由与短路情况中的类似，反射电压必须与入射电压同相，并且必须具有相同的幅度。开路情况的矢量如图 24-9 所示。

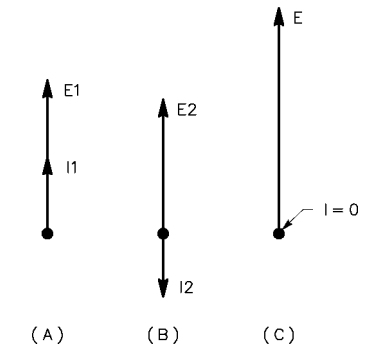


图24-9　开路线末端的电压和电流。图24-9（A）为输出的电压和电流，图24-9（B）为反射的电压和电流，图24-9（C）为合成结果。

如图 24-7（A）所示，只要传输线末端存在有限的电阻值（或电阻和电抗的组合），就只有部分到达传输线末端的能量被反射。就是说，反射电压和电流比入射电压和电流要小。如果 R（负载阻抗）小于 Z_0，反射电压和入射电压的相位相差 180°，就像短路线的情况那样，但幅度却不相等，因为所有电压在 R 处并不消失。同样的，如果 R 大于 Z_0，反射电流和入射电流的相位相差 180°，就像它们在开路线中的那样，但所有电流在 R 处并不消失。因此这两个分量的幅度不相等。这两种情况如图 24-10 所示。注意合成的电流和电压在 R 处是同相的，因为 R 是纯电阻。

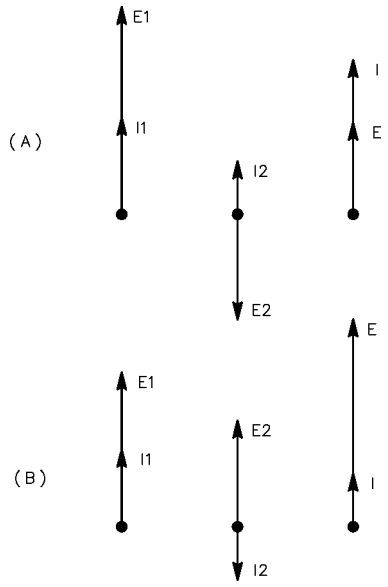


图24-10　当传输线终止于不等于Z_0的纯电阻时电压和电流的入射和反射分量。在图示的情况下，反射分量具有入射分量一半的幅度。在图24-10（A）中，R 小于Z_0；在图24-10（B）中，R 大于Z_0。

非阻抗性终端

在大多数前面所讨论的情况中，我们认为负载仅包含电阻。而且，我们认为传输线是无损耗的。这样的一个电阻负载会消耗部分或全部沿传输线传输的功率。但是，无电阻负载诸如纯电抗也能够终止长传输线。这样的终端，当然不会消耗能量功率，但会反射所有到达传输线末端的功率。在这种情况下，传输线上理论的驻波比（SWR，后面会涉及）无穷大，但实际上，传输线中返回功率源时传输线位置上的损耗可以把驻波比限定为有限值。

起先你可能认为含有无电阻负载的传输线上没有或有极少终止点。在后面一部分，我们会更具体地检验这个结论，但是输入阻抗的值依赖于负载阻抗的值、传输线的长度、实际传输线中的损耗以及传输线的特性阻抗。

终止于无电阻负载的传输线的优势可以多次应用于诸如相位调整或匹配等。例如，远程切换传输线上各段电抗终端能用于反转天线阵列的波束指向。这一简短讨论的结论是传输线并不总是需要终止于会消耗功率的负载。

24.2 实际传输线

24.2.1 衰减

每条实际传输线会有一些固有损耗，一方面是因为导体的阻抗，另一方面是因为能量被用于使导体绝缘的电介质消耗，还有一些损耗是因为在多种情况下一小部分能量将以辐射的形式从传输线逃离出去。这里我们会详细考虑与导体和电解质相关的损耗。

匹配线损耗

传输线中的能量损耗并不直接与传输线的长度成比例，而与长度成对数变化关系。就是说，如果有 10%的能量在确定长度的一段传输线中损失了，那么剩下能量的 10%会在下一段同样长度的传输线中损失，依此类推。由于这个原因，我们习惯用分贝每单位长度的形式来表示传输线损耗，因为分贝是一个对数单位。传输线总的损耗可以用每单位长度损失的分贝数乘以传输线的总长度来求得，所以计算是很简单的。

匹配线（即负载等于特性阻抗的传输线）中的功率损失被称为匹配线损耗。匹配线损耗通常以每 100 英尺的分贝数来表示。制定损耗对应的频率是必要的，因为损耗会随着频率而变化。

导体和电介质损耗都会随着操作频率的增加而增加，但并不相同。加之每种相对损耗量依赖于传输线上的实际导体这一事实，导致我们不可能给出可以应用于各种传输线的损耗和频率之间的特定关系。所以每种传输线必须个别考虑。实际传输线的真实损耗值会在本章后面一节给出。

在实际传输线中匹配线损耗的一个效果是使特性阻抗 Z_0 变成复数，存在一个非零的电抗成分 X_0。因此有式（24-3）和式（24-4）：

$$Z_0 = R_0 - \mathrm{j}X_0 \qquad (24\text{-}3)$$

$$X_0 = -R_0 \frac{a}{b} \qquad (24\text{-}4)$$

其中，

$$a = \frac{Attenuation(\mathrm{dB}/100\mathrm{feet}) \times 0.1151(\mathrm{nepers}/\mathrm{dB})}{100\mathrm{feet}}$$

匹配线的衰减，单位：奈培每单位长度；

$$b = \frac{2\pi}{l}$$

相位常数，单位：弧度每单位长度。

复特性阻抗的电抗部分总是容性的（即它的符号总是负的），并且 X_0 的值通常比阻抗部分 R_0 小。

24.2.2 反射系数

传输线上给定点的反射电压和入射电压的比值被称为电压反射系数。电压反射系数也等于入射电流和反射电流的比值。因此有式（24-5）：

$$r = \frac{E_\mathrm{r}}{E_\mathrm{f}} = \frac{I_\mathrm{r}}{I_\mathrm{f}} \qquad (24\text{-}5)$$

式中，r 为反射系数，E_r 为反射电压，E_f 为入射电压，I_r 为反射电流，I_f 为入射电流。

反射系数是由传输线的 Z_0 和传输线终端的实际负载之间的关系决定的。在大多数情况下，实际负载不完全是电阻性的，就是说负载是一个包含阻抗与电抗串联的复阻抗，就像传输线的复特性阻抗那样。

因此反射系数是一个具有幅度和相位的复数，通常用希腊字母 r 来表示，有时在专业文献中也用G 表示。R_a（负载电阻）、X_a（负载电抗）、Z_a（传输线复特性阻抗，它的实部是 R_a，电抗部分是 X_a）和复反射系数 r 之间的关系见式（24-6）：

$$r = \frac{Z_\mathrm{a} - Z_0}{Z_\mathrm{a} + Z_0} = \frac{(R_\mathrm{a} \pm \mathrm{j}X_\mathrm{a}) - (R_0 \pm \mathrm{j}X_0)}{(R_\mathrm{a} \pm \mathrm{j}X_\mathrm{a}) + (R_0 \pm \mathrm{j}X_0)} \qquad (24\text{-}6)$$

在低频时对于高品质、低损耗的传输线，特性阻抗 Z_0 几乎完全呈电阻性，意味着 $Z_0 \cong R_0$ 和 $X_0 \cong 0$。公式（24-6）中的复反射系数的模简化为式（24-7）：

$$|r| = \sqrt{\frac{(R_\mathrm{a} - R_0)^2 + X_\mathrm{a}^2}{(R_\mathrm{a} + R_0)^2 + X_\mathrm{a}^2}} \qquad (24\text{-}7)$$

例如，如果在低操作频率时同轴线的特性阻抗是 50Ω，负载阻抗是 140Ω，与之串联一个－190Ω 的容性电抗，那么反射系数的模为：

$$|r| = \sqrt{\frac{(50-140)^2 + (-190)^2}{(50+140)^2 + (-190)^2}} = 0.782$$

注意，r 两边的竖线意为 r 的模。如果（24-7）中的 R_a 等于 R_0 且 X_a 为 0，那么反射系数 r 也为 0。这表明了入射波的所有能量传递到负载的匹配情形。另一方面，如果 R_a 为 0，意味着负载没有电阻性的实部，此时反射系数为 1.0，与 R_0 的值无关。这说明所有入射能量都被反射，因为负载完全是电抗性的。正如我们后面会看到的那样，反射系数的概念用来评价观察失配传输线的视在阻抗是非常有用的。

反射系数的另一种表示方法是回波损耗，即用分贝表示的反射系数，见式（24-8）：

$$RL = -20\log|r|\,\text{dB} \qquad (24\text{-}8)$$

例如，反射系数为 0.782 时的回波损耗为－20log0.782 = 2.14 dB（注意，一些文献把回波损耗表示成负数，但多数定义为正的）。

24.2.3 驻波

可能正如我们所想的，如果传输线中没有某些沿传输线的电压和电流的作用是不会在负载发生反射的。为了暂时保持简单，让我们继续只考虑电阻性的负载而没有丝毫电抗。我们将获得的结论对终止于复阻抗的传输线也是有效的。

效果用矢量图显示是最简单的。图 24-11 是一个终端阻抗 R_0 小于 Z_0 的例子。R 处的电压和电流矢量表示在图上的参考位置，他们对应于图 24-10（A）中的矢量旋转 90° 后的情况。由传输线上 R 处返回功率源，入射矢量 E_1 和 I_1 领先于负载处的相应矢量，以它们在传输线上的电角度（即以波长的分数表示的相应距离）来表示。表示反射电压和电流的矢量 E_2 和 I_2，滞后了负载处的相同矢量。

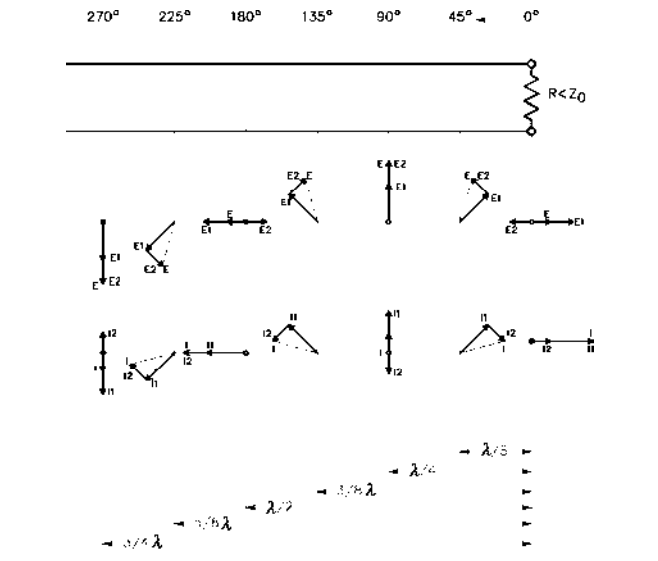


图24-11　沿着传输线上不同位置的入射和反射分量，以及在相同位置的合成电压和电流。图中所示的是R 小于Z_0的情况。

这个滞后是入射和反射矢量传输方向上的自然结果，而且事实上能量沿着传输线传递需要时间。以上每个位置的合成电压 E 和合成电流 I 都用带点的箭头表示。虽然入射和反射矢量保持它们各自的振幅（反射矢量的振幅在图中表示为入射矢量的一半），它们的相位关系却因传输线上的位置不同而不同。相移导致合成的振幅和相位因传输线上的位置不同而不同。

如果把合成的电压和电流的振幅变化（忽视相位变化）逆着在传输线上的位置画出来，结果就是如图 24-12（A）中那样的图形。如果我们能够让传输线附加电压表和电流表来测量每一点的电压和电流，根据这此收集到的数据就能绘制出这样的曲线。相比之下，如果负载匹配传输线的 Z_0，沿着传输线进行相同的测量会显示电压到处都一样，电流也是这样。而负载和传输线的失配是导致振幅变化的原因，而因为它们的驻定性以及像波一样的表现，被称为驻波。

一些综合的结论可以从对驻波曲线的观察中引出：在距离负载 180°（l/2）的位置，电压和电流具有与负载处相同的值。在距离负载 90° 的位置，电压和电流被“反转”，就是说如果在负载处电压是最低的，且电流是最高的（当 R 小于 Z_0 时），那么在距离负载 90° 的位置电压达到它的最高值，而电流在同样的点则达到最低值。在 R 大于 Z_0 的情况下，负载处的电压是最高的，且电流是最低的，而在距离负载 90° 的位置电压是最低的，电流却是最高的。

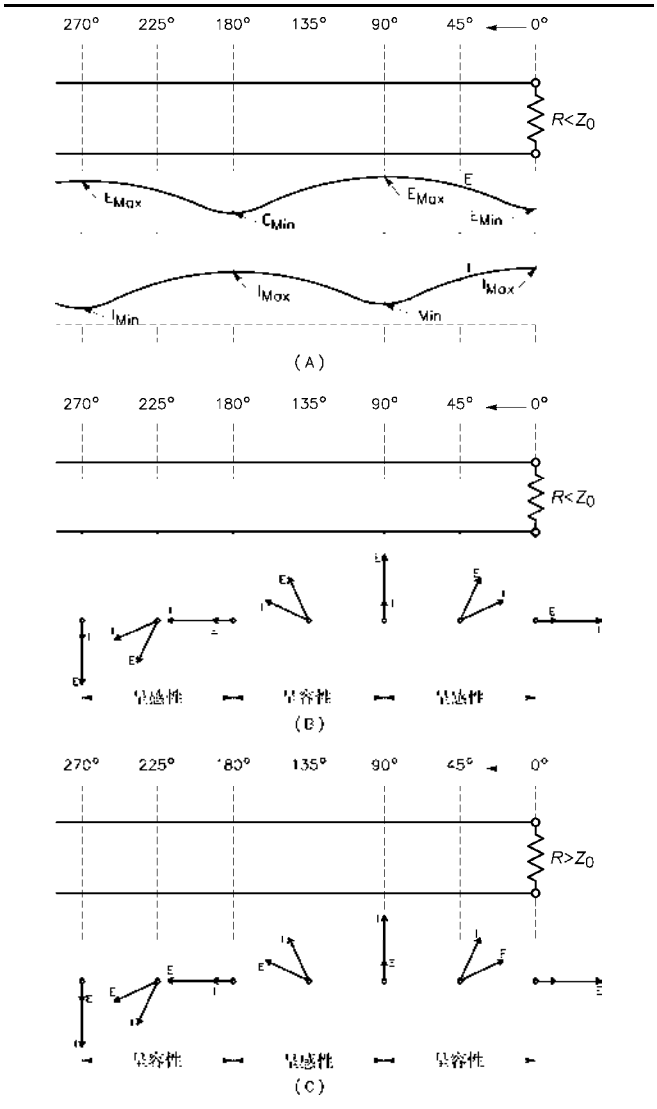


图24-12　图24-12（A）是当R 小于Z_0时传输线上电压和电流的驻波。图24-12（B）和图24-12（C）显示的是在失配的传输线上合成电压和电流。图24-12（B）中R 小于Z_0，图24-12（C）中R 大于Z_0。

注意，在 90° 点的条件也存在于 270° 点（3l/4）。如果曲线图继续向功率源延伸，我们会发现这种情况在每个 90° 的奇数倍点（即 l/4 的奇数倍）重复。同样地，电压和电流在远离负载的每个 180° 的整数倍点（即 l/2 的整数倍）都是相同的。

驻波比

最大电压（由沿着传输线的入射和反射电压的交互作用产生）和最小电压的比值，即图 24-12（A）中 E_{max} 和 E_{min} 的比值被定义为电压驻波比（*VSWR*）或简称驻波比（SWR），见式（24-9）：

$$SWR = \frac{E_{max}}{E_{min}} = \frac{I_{max}}{I_{min}} \qquad (24\text{-}9)$$

最大电流和最小电流的比值与 VSWR 相同，因此无论电压还是电流都可以用来衡量决定驻波比。驻波比是失配传输线众多性质中的一个指标。它能够用相当简单的实验来测量，因此它是用来进行关于传输线性能计算的便利工具。

驻波比与复反射系数的模有关，即式（24-10）

$$SWR = \frac{1+|r|}{1-|r|} \qquad (24\text{-}10)$$

反过来反射系数的模可以定义为驻波比的一种度量，即式（24-11）：

$$|r| = \frac{SWR-1}{SWR+1} \qquad (24\text{-}11)$$

我们也可以根据入射和反射功率来表示反射系数，因为它们都是能用一个定向射频功率计轻易测量的量。反射系数可以像这样计算，即式（24-12）：

$$r = \sqrt{\frac{P_r}{P_f}} \qquad (24\text{-}12)$$

其中，P_r 为反射波能量，P_f 为入射波能量。

从公式 24-11 看出，驻波比与入射和反射功率有关，即式（22-13）：

$$SWR = \frac{1+|r|}{1-|r|} = \frac{1+\sqrt{P_r/P_f}}{1-\sqrt{P_r/P_f}} \qquad (24\text{-}13)$$

图 24-13 将式（24-13）转变为便利的诺模图。在负载不含电抗的简单情况下，驻波比在数值上等于负载阻抗 R 和传输线特性阻抗之间的比值。当 R 大于 Z_0 时有式（24-14）

$$SWR = \frac{R}{Z_0} \qquad (24\text{-}14)$$

当 R 小于 Z_0 时有式（24-15）：

$$SWR = \frac{Z_0}{R} \qquad (24\text{-}15)$$

（较小的量总是被用作分数的分母，所以比值是一个大于 1 的数）。

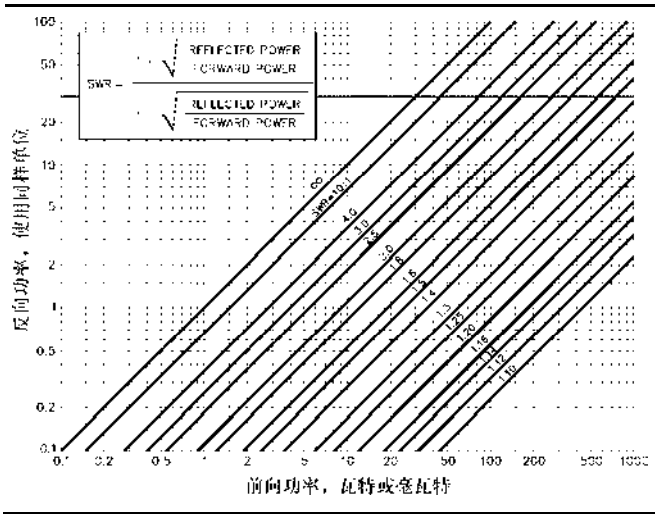


图24-13　作为入射和反射能量的函数的驻波比。

平直线

正如前面所讨论的，如果负载是一个阻值等于传输线的 Z_0 的阻抗，所有沿着传输线传送的能量都会被负载吸收。在这种情况下，传输线称为被完全匹配。没有能量反射回功率源。因此，没有电压或电流的驻波会在传输线上产生。对于一条在这种条件下操作的传输线，图 24-12（A）中所画的波形变为直线，表示被能量源传递的电压和电流。传输线上的电压是常数，所以最小值与最大值是同样的，故电压驻波比是 1:1。因为电压驻波的图形是一条直线，所以匹配的传输线也被称为是被平直了。

24.2.4　附加能量损失取决于驻波比

在给定的传输线上，当传输线终止于等于特性阻抗的阻抗时，能量损失最少。正如前面所述，这被称为匹配线损失，但是依然存在随驻波比增大而增大的附加损失。这是因为传输线上由于驻波导致电流和电压的有效值变大了。有效电流的增大提高了导体的欧姆损失（I^2R），有效电压的增大使电介质中的损失（E^2/R）也增大了。

由于驻波比大于 1:1 引起增大的损失也许比较严重，也许并不严重。如果负载的驻波比不大于 2:1，那么由驻波引起的附加损失与传输线完全匹配时相比，总计不会多于大约 1/2 dB，即便在很长的传输线上。半分贝是信号强度中无法察觉的变化。因此，可以说，从高频带的实际观点来看，如果只关注由驻波比引起的附加损失，驻波比为 2:1 或更小的都相当于完全匹配。

然而，在大约高于 30 MHz 的甚高频，特别是超高频范围内，低接收机噪声数据对有效弱信号的工作是必要的，普遍可用类型的同轴线的匹配线损失会相对较高。这就意味着即使轻微的失配，也会变成值得关注的关于

全部传输线的损失。在超高频，半分贝的附加损失可能被认为是无法忍受的。

传输线总的损失，包括匹配线和由驻波决定的附加损失可以从式（24-16）计算得到，适用于中等水平的驻波比（少于 20:1）。

$$\text{总的损失 (dB)} = 10\log\left[\frac{a^2 - |r|^2}{a(1-|r|^2)}\right] \qquad (24\text{-}16)$$

其中 $a = 10^{ML/10}$ 为匹配线损失比率，而 *ML* 为传输线实际长度的匹配线损失，单位为 dB，*SWR* 是传输线负载端的驻波比。

因此，由驻波引起的附加损失可以用式（24-17）计算：

$$\text{附加损失 (dB)} = \text{总的损失} - ML \qquad (24\text{-}17)$$

例如，RG-213 同轴线在 14.2 MHz 时的匹配线损失额定为每 100 英尺 0.795 dB。一根 150 英尺长的 RG-213 具有的全部匹配线损失为 $(0.795/100)\times 150 = 1.193$ dB 。

因此，如果 RG-213 负载端的驻波比是 4:1，则

$$a = 10^{1.193/10} = 1.316$$

$$|r| = \frac{4-1}{4+1} = 0.600$$

那么总的传输线损失

$$10\log\left[\frac{1.316^2 - 0.600^2}{1.316(1-0.600^2)}\right] = 2.12 \text{ dB}$$

由4:1的信噪比决定的附加损失为 $2.12 - 1.19 = 0.93$ dB 。图24-14 是表示附加损失和驻波比相对关系的图。

24.2.5 传输线电压和电流

我们常常想要知道驻波环境下的传输线中产生的最大电压和电流（我们后面会涉及沿着传输线的准确电压和电流的决定因素）。电压最大值可以通过下面的公式（24-18）计算出来，而其他值由这个结果决定。

$$E_{max} = \sqrt{P \times Z_0 \times SWR} \qquad (24\text{-}18)$$

其中 E_{max} 为存在驻波时传输线上的电压最大值；*P* 为功率源向传输线输入端传递的功率，单位为瓦特；Z_0 为传输线的特性阻抗，单位为欧姆；*SWR* 为负载端的驻波比。

如果将 100 W 的功率施加于 600 Ω 的传输线，其负载端的驻波比为 10:1，则有

$$E_{max} = \sqrt{100 \times 600 \times 10} = 774.6 \text{ V}$$

在公式（24-8）的基础上，传输线上的最小电压 E_{min} 等于 E_{max}/SWR=774.6/10=77.5V。最大电流可以用欧姆定律得到。$I_{max} = R_{max}/Z_0$=774.6/600=1.29A。最小电流等于 I_{max}/*SWR*=1.29/10=0.129A。

由公式（24-17）决定的电压是均方根值，就是用普通的射频电压表测得的电压值。如果击穿电压也是考虑因素，那么由公式（24-18）得到的值应该转换为瞬时峰值电压，通过乘以 $\sqrt{2}$ 实现（假设射频波形是正弦波）。因此，上面例子中的最大瞬时峰值电压为 $774.6\times\sqrt{2} = 1095.4$ V 。

严格地说，像上面获得的值只适用于具有可测量损耗的传输线的情况下接近负载端的地方。但是，无论是否有传输线损失，合成的值可能是传输线上能存在的最大值。因为它们作为经验方法在决定具体传输线在给定驻波比是否能安全工作时是很有用的。各种电缆类型的电压等级在后面一节给出。

图 24-15 显示了驻波存在时回路中的电流或电压与同样能量在完全匹配传输线中产生的电流或电压之比。正如公式（24-18）和相关计算所示，曲线表面上看只适用于接近负载的地方。

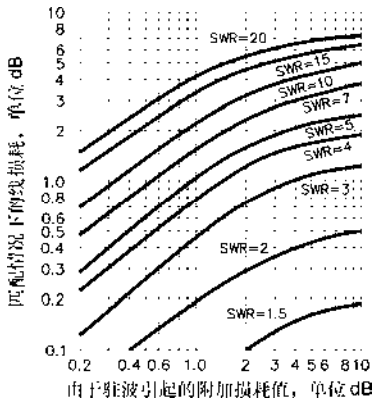


图24-14　由驻波（以负载端的驻波比来衡量）决定的附加线损失。参照图24-23的匹配线损失。为了确定以dB为单位的总的损失，给本图中的值加上匹配线损失。

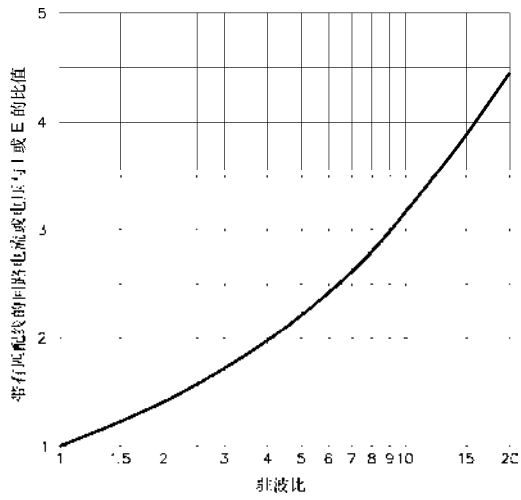


图24-15　驻波存在时传输线上的最大电流或电压相比同样功率传递到负载时完全匹配的传输线上对应的电流或电压的增加量。在最小点的电压和电流由垂直坐标上值的倒数给出。曲线是根据这种关系绘制的，电流（或电压）比=驻波比的平方根。

24.3 输 入 阻 抗

沿着失配传输线的入射和反射电压与电流的效用和想象的不同，尤其当传输线末端的负载不是纯阻性以及传输线不是完全无损耗的时候。

如果我们能撇开所有反射、驻波比、传输线损耗的复杂性，传输线可被简单地认为是阻抗变换器。在特定传输线末端确定值的负载阻抗（包括电阻和电抗）转换为传输线输入端另一个值的阻抗。转换的值是由传输线的电长度、它的特性阻抗和传输线的内在损耗决定的。一条真实有损耗的传输线的输入阻抗用下面称为传输线方程的公式（24-19）计算。传输线方程用到了双曲余弦和双曲正弦函数。

$$Z_{输入} = Z_0 \frac{Z_L \cosh(g\,l) + Z_0 \sinh(g\,l)}{Z_L \sinh(g\,l) + Z_0 \cosh(g\,l)} \qquad (24\text{-}19)$$

其中 $Z_{输入}$ 为传输线的复输入阻抗；Z_L 为传输线末端的复负载阻抗，$Z_L = R_a \pm \mathrm{j}X_a$；$Z_0$ 为传输线的特性阻抗，$Z_0 = R_0 - \mathrm{j}X_0$；$l$ 是传输线的物理长度；g 是复损耗系数，$g = a + \mathrm{j}b$；a 为匹配线损耗衰减常数，单位为奈培/单位长度（1 奈培=8.686 dB，电缆以分贝/100 英尺计算）；b 以弧度或单位长度衡量的相位常数（基于公式（24-2）中 2π 弧度=一个波长，与传输线的物理长度 l 有关），$b = \dfrac{2\pi}{VF \times 983.6/f\,(\mathrm{MHz})} l$，$l$ 的单位为英尺，VF 为速度因子。

例如，假设半波偶极天线作为一条 50 英尺长的 RG-213 同轴线的终端，这个偶极天线被认为在 7.15 MHz 时具有 $43 + \mathrm{j}30\ \Omega$ 的特性阻抗，它的速度因子是 0.66。在 7.15 MHz 时匹配线的损耗为 0.54dB/100 英尺，且这种电缆在这个频率的特性阻抗 Z_0 为 $50 - \mathrm{j}0.45\ \Omega$。代入公式（24-19），我们计算到传输线的输入阻抗为 $65.8 + \mathrm{j}32.0\ \Omega$。

手工求解这个方程是令人非常厌烦的，但它可以使用传统的纸制史密斯圆图或一个计算程序来解决。第 28 章详细说明了史密斯圆图的用法。一个用于 IBM PC 的精致的图形化史密斯圆图程序——ARRL MicroSmith 可以通过 ARRL 得到。TLW 是 ARRL 的另一个用于传输操作的程序，但没有史密斯圆的图形。TLW 可在原版书的附带光盘中获得。

需要注意的是，当使用任何计算工具计算失配传输线的输入阻抗时，实际传输线的速度因子即便是同种型号的电缆也会因生产流程的差别而有显著不同。为了更高的精度，你必须测量特定长度电缆线的速度因子，才能用它来计算电缆末端的阻抗。传输线特性的测量请看第 27 章的详细介绍。

24.3.1 串联和并联等效电路

一条确定传输线的输入端的串联阻抗 $R_S \| \pm \mathrm{j}X_S$ 一旦确定，你可能希望通过测量或者计算得到等效并联电路 $R_P \| \pm \mathrm{j}X_P$，它只在单一的频率下等效于串联形式。当我们设计匹配电路（诸如天线调谐器等类）把电缆输入端的阻抗转换为另一阻抗时，等效并联电路常常很有用。接下来的公式用于实现串并联之间的转换。请看图 24-16。

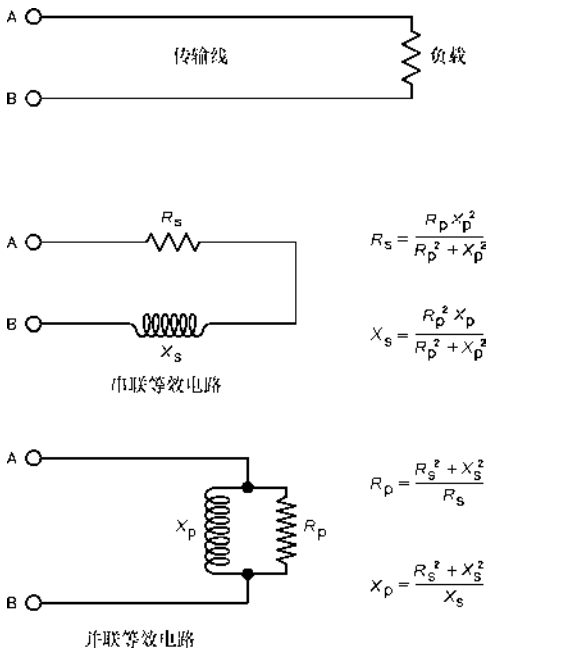


图24-16 终止于电阻的传输线的输入阻抗。这个阻抗能用在单一频率下的串联或并联的电阻和电抗表示。串联和并联等效电路中的R和X值之间的关系由式（24-20）和式（24-21）给出。X可以是感性或容性的，由传输线长度、Z_0 和负载阻抗（并不需要纯阻抗性）决定。

$$R_P = \frac{R_S^2 + X_S^2}{R_S} \qquad (24\text{-}20A)$$

$$X_P = \frac{R_S^2 + X_S^2}{X_S} \qquad (24\text{-}20B)$$

和

$$R_S = \frac{R_P X_P^2}{R_P^2 + X_P^2} \qquad (24\text{-}21A)$$

$$X_S = \frac{R_P^2 X_P}{R_P^2 + X_P^2} \qquad (24\text{-}21B)$$

并联电路中的个体的值不同于串联电路中的值（虽

然整体结果是相同的，但是只在一个频率上），但是根据这些公式，它们与串联电路的值是有关的。例如，让我们继续上面一节的例子，其中 50 英尺长的 RG-213 在 7.15 MHz 时的输入阻抗是 65.8 + j32.0 Ω。在 7.15 MHz 时的并联等效电路参数为：

$$R_{\mathrm{P}} = \frac{65.8^2 + 32.1^2}{65.8} = 81.46\ \Omega$$

$$X_{\mathrm{P}} = \frac{65.8^2 + 31.2^2}{31.2} = 169.97\ \Omega$$

如果我们要把 100W 的功率输入这个并联等效电路，那么加在并联元器件上的电压为：

由 $P = \frac{E^2}{R}$，$E = \sqrt{P \times R} = \sqrt{100 \times 81.46} = 90.26$ V

因此，通过并联电路电感部分的电流为：

$$I = \frac{E}{X_{\mathrm{P}}} = \frac{90.26}{169.97} = 0.53\ \mathrm{A}$$

24.3.2 高电抗性负载

当高电抗性负载用于实际传输线，特别是同轴线时，全部损耗能达到令人惊愕的地步。例如，常用的多频带天线是高于地面平均高度大约 50 英尺的 100 英尺长、中央回馈的偶极天线。在 1.83 MHz 时，根据 ARRL 的分析程序 EZNEC，这样的天线会出现一个 4.5 – j1673 Ω 的馈电点阻抗。高值容性电抗显示天线在电长度上是非常短的，毕竟半波偶极天线在 1.83 MHz 时跟这种 100 英尺长的天线相比几乎为 270 英尺长。如果天线要把这样的多频带天线用 100 英尺的 RG-213 型 50 Ω 同轴电缆直接馈电，那么天线终端的驻波比会是 1740:1（使用 TLW 程序）。超过 1 700 的驻波比对我们来说确实是非常高阶的驻波比！在 1.83 MHz 时 100 英尺 RG-213 同轴电缆自身的匹配线损失仅为 0.26 dB。但是，由这种终极驻波比决定的总传输线损失则为 26 dB。

这就意味着如果 100 W 功率被馈进传输线的输入端，那么天线上的功率值就会被减少到只有 0.25 W。无可否认，这是一种极端情况。更有可能是天线会以开路梯形或窗形的传输线而不是同轴电缆来对这样的多频带天线馈电。450 Ω 窗形开路传输线的匹配线损失特性远比同轴电缆要好，但传输线末端的驻波比仍然是 793:1，从而导致 8.9 dB 的全部损失。即便对于低损耗的开路传输线，总的损耗也会因为极端的驻波比而十分显著。

这就意味着只有大约 13%的从传输器出来的功率会到达天线，虽然这并不是想要的，但是比同轴电缆的损耗馈到同样的天线中多出很多了。然而，对于发射器功率为 1 500 W 的级别，用于匹配开路传输线阻抗的典型天线调谐器中的最大电压几乎是 9 200 V，这样的等级显然会导致内部放电或燃烧（作为对极端条件下同轴电缆中全部损耗的小补偿，如此多的功率损失了，以致天线调谐器中的当前电压不再过大）。我们也要谨记对于极高的阻抗等级，天线调谐器能消耗内在损耗中很大的功率，即使它首先有足够的范围来匹配这样的阻抗。

无疑，在 160 m 频段使用较长的天线效果会好得多。另一选择是用天线上的加感线圈与短天线共振。任一策略都对避免过多的馈线损耗有益，即使是低损耗线。

24.3.3 特殊情况

除了把功率从一点传输到另一点的主要目的外，传输线具有很多方面的有用特性。一个这样的特例是 $l/4$（90°）整数倍长的传输线。正如前面所说的，当传输线终端是一个纯电阻时，这样的传输线会有一个纯电阻性输入阻抗。短路或开路传输线也能用于代替传统的电感和电容，因为当传输线损耗很低时，这样的传输线具有完全纯电抗性的输入阻抗。

24.3.4 半波长传输线

当传输线长度是 180° 的整数倍（即 $l/2$ 的整数倍）时，输入阻抗等于负载的阻抗，与传输线特性阻抗 Z_0 无关。事实上，一条 $l/2$ 整数倍长度的传输线（忽略传输线损耗）无论在它的输出或接收端存在什么样的阻抗，只是在它输入或发送端的简单重复，而与接收端的阻抗是电阻性、电抗性还是两者混合无关。增加或减去这样长度的传输线部分是不会改变任何操作环境的，至少当传输线自身的损耗可以忽略时。

24.3.5 四分之一波长传输线的阻抗变换

$l/4$ 奇数倍长的传输线的输入阻抗见式（24-22）：

$$Z_{\mathrm{i}} = \frac{Z_0^2}{Z_{\mathrm{L}}} \qquad (24\text{-}22)$$

其中 Z_{i} 是输入阻抗，Z_{L} 是负载阻抗。如果 Z_{L} 是纯电阻，Z_{i} 也会是纯电阻。重组这个公式为式（24-23）：

$$Z_0 = \sqrt{Z_{\mathrm{i}} Z_{\mathrm{L}}} \qquad (24\text{-}23)$$

这就意味着如果我们希望匹配两个阻抗的值，那么我们只需用特性阻抗等于它们积的平方根的 $l/4$ 传输线将它们连接起来就可以做到了。

$l/4$ 传输线是一个有效的转换器，事实上它常被称作 $l/4$ 转换器。在天线工作中，它常常起到这个作用，例如当要求把天线的阻抗转换成新的值以匹配给定传输线时。在后面一章这一主题会更详细地考虑。

24.3.6 作为电路元器件的传输线

短路和开路这两种类型的无电阻传输线终端是很有用的。短路终端的的阻抗是 $0+j0$，而开路终端的阻抗是无穷的。这样的终端被用于分支线匹配（请看第 26 章和第 28 章）。一条开路或短路传输线不会传送任何功率到负载，也因为这个原因严格地来说不能称它为传输线。但是，一条适当长度的传输线具有感性电抗的事实使得用传输线在通常的电路中代替线圈成为可能。同样地，一条适当长度的具有容性电抗的传输线能被用来替代电容。

用作电路元器件的传输线部分常常是 $l/4$ 或更短。电抗要求的类型（感性或容性）或谐振要求的类型（串联或并联）可以由短路或开路传输线的远端获得。等效于各种类型传输线部分的电路如图 24-17 所示。

当传输线部分被用作电抗时，电抗值由传输线的特性阻抗和电长度决定。给定长度传输线输入末端所示的电抗类型依赖于它在远端是开路还是短路的。

任何电感或电容的等效集总值可以通过借助史密斯圆图或公式（24-19）确定。正如公式（24-19）的说明那样，传输线损耗如果有必要需要考虑。在传输线没有损耗的情况或是传输线损耗很小的近似情况下，长度小于 $l/4$ 的短路传输线的感性电抗为式（24-24）：

$$X_{\mathrm{L}}(\Omega)=Z_0\tan l \qquad (24\text{-}24)$$

其中 l 是以电刻度表示的传输线长度，Z_0 是传输线的特性阻抗。

长度小于 $l/4$ 的开路传输线的容性电抗为式（24-25）：

$$X_{\mathrm{C}}(\Omega)=Z_0\cot l \qquad (24\text{-}25)$$

$l/4$ 整数倍长度的传输线具有谐振电路的特性。终端开路的传输线的输入阻抗产生的效果很像串联谐振电路。终端短路的传输线的输入则类似于并联谐振电路。如果传输线阻抗形式和辐射形式的损耗保持得很低，那么这样的线性谐振电路的有效 Q 值是很高的。如果空气用作导体间的绝缘，则没有多大困难就可以办到，特别是在同轴传输线中。空气绝缘的开路传输线在导体空间仅为很小电长度的频率上同样非常好。

传输线部分作为连接天线和传输线系统的电路元器件的应用会在后面的章节讨论到。

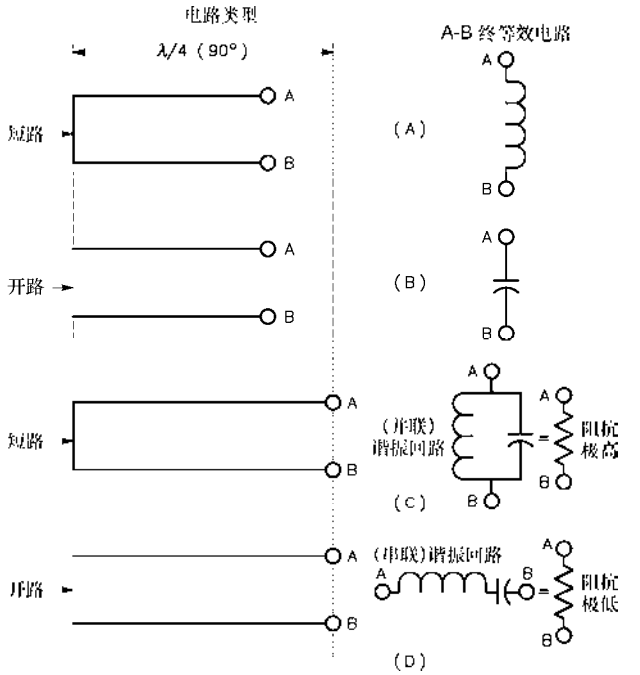


图24-17　开路或短路传输线的集总常数等效电路。

24.4　沿线的电压和电流

沿着传输线的电压和电流无论传输线在负载端是匹配的还是失配的，都会以可预测的方式变化。沿匹配线的电压和电流随着传输线损耗的变化而变化。下面的式（24-26）描述了在 l 点的电压，而式（24-27）描述了在 l 点的电流，它们都是传输线输入电压的函数。

$$E_{\mathrm{x}}=E_{\mathrm{in}}(\cosh gl-\frac{Z_0}{Z_{\mathrm{in}}}\sinh gl)\ \mathrm{V} \qquad (24\text{-}26)$$

$$I_{\mathrm{x}}=\frac{E_{\mathrm{in}}}{Z_{\mathrm{in}}}(\cosh gl-\frac{Z_{\mathrm{in}}}{Z_0}\sinh gl)\ \mathrm{A} \qquad (24\text{-}27)$$

其中 g 是式（24-19）中的复损耗系数，cosh 和 sinh 是双曲余弦和正弦函数。传输线的负载端根据定义在长 l 处。

传输线输入和输出端的功率可以用下面的式（24-28）和式（24-29）计算：

$$P_{\mathrm{in}}=\left|E_{\mathrm{in}}\right|^2 G_{\mathrm{in}}\ \mathrm{W} \qquad (24\text{-}28)$$

$$P_{\mathrm{load}}=\left|E_{\mathrm{load}}\right|^2 G_{\mathrm{load}}\ \mathrm{W} \qquad (24\text{-}29)$$

式中 G_{in} 和 G_{load} 分别是传输线输入端（$1/Z_{\mathrm{in}}$ 的实部）和负载端（$1/Z_{\mathrm{load}}$ 的实部）各自的导纳。Z_{in} 用式（24-19）计算，长度为 l。

传输线的功率损耗用分贝（dB）表示为式（24-30）：

$$P_{\mathrm{loss}}=10\log(\frac{P_{\mathrm{in}}}{P_{\mathrm{load}}})\mathrm{dB} \qquad (24\text{-}30)$$

24.5 传输线结构和操作特性

平行导体线和同轴线这两种基本类型的传输线能以多种形式来构造。这两种类型的传输线可以分为两类：（1）一类大多数的导体间的绝缘体为空气，只有极少数因为机械支持的需要而使用固体电介质；（2）另一类导体中被嵌入固体电介质分隔开。前面的一类（以空气绝缘的）每单位长度具有最低的损耗，因为当导体间的电压低于电晕形成的值时，在干燥的空气中没有功率损耗。在无线电爱好者的发射机允许的最大功率条件下，极少需要考虑电晕，除非传输线的驻波比很高。

24.5.1 空气绝缘的传输线

用于平行导体或双线的空气绝缘的传输线典型结构技术如图 24-18 所示。两条线依靠称为“间距短管”的绝缘杆支撑分开一定的距离。间距短管可以用诸如聚四氟乙烯、树脂玻璃、酚醛塑料、聚苯乙烯、塑胶夹子或塑料发夹等材料制作。一般用于高质量间距短管的材料是陶瓷高频绝缘材料、透明合成树脂和聚苯乙烯（聚四氟乙烯不被普遍使用是因为它的成本高）。间距短管长度从 2 英寸到 6 英寸不等。较小的间距适应较高频率（28 MHz）的需要，因此传输线的辐射被最小化。

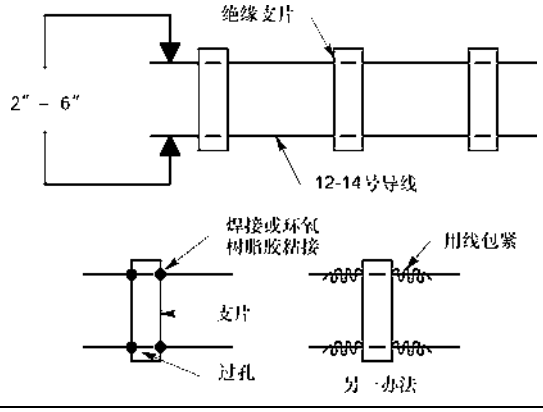


图24-18 典型开路传输线结构。间距短管可以在适当位置用焊珠或环氧接合剂固定。线圈也能如图所示那么使用。

间距短管必须在传输线上足够小的间隔使用，以便阻止两条线互相之间的略微移动。对业余爱好者来说，通常使用这种结构的传输线拥有 12 号或 14 号导体，特性阻抗在 500～600Ω。虽然一旦使用几乎是专用的了，但是这种自制的传输线因为它们的高功效和低成本而让爱好者享受再造之功。

需要空气绝缘和仍然较低特性阻抗的传输线的地方，常常用到直径在1/4 ～1/2 英寸的金属管形材料。对于更大的导体直径和相对更近的间距，构建一条拥有尽可能低到约 200Ω 的特性阻抗的传输线是可能的。这种结构技术主要用于更高频时的 $l/4$ 匹配转化器。

忽略间距短管的影响，空气绝缘的平行导体传输线的特性阻抗由式（24-31）给出：

$$Z_0 = 276\log\frac{2S}{d} \qquad (24\text{-}31)$$

其中 Z_0 是以欧姆为单位的特性阻抗，S 是导体中心之间的距离，d 是导体的外径，单位与 S 相同。

普通尺寸的导体在间距范围内的阻抗在图 24-19 中给出。

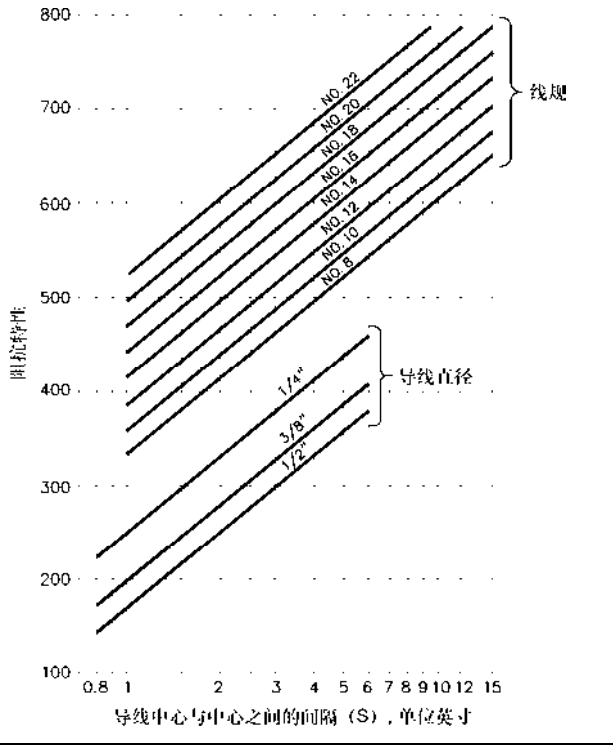


图24-19 平行导体传输线的特性阻抗作为导体间距和尺寸的函数。

4 线传输线

在一些应用中，常用的另一种平行导体传输线是 4 线传输线（见图 24-20（C））。在截面上，4 线传输线的导体在正方形的 4 个角上。它的间距与双线传输线中所用的具有相同的规则。正方形对角上的导体连接可以方便并行操作。这种传输线比简单的双线类型具有更低的特性阻抗。同样，因为更加对称的结构，它与地面和靠近传输线的其他部件具有更好的电平衡。4 线传输线的间距短管可以是盘状或 X 形等的绝缘材料。

空气绝缘的同轴传输线

在空气绝缘同轴传输线（见图 24-20（D））中，导体间相当大部分的绝缘体实际上是固体电介质，因为内外导体间的间距必须是常数。在直径小的传输线中，这很可能是真的。内导体（通常是实芯铜线）通过绝缘小珠或螺旋式绕包等绝缘材料支撑在铜管外导体的中心。绝缘小珠通常是陶瓷高频绝缘材料。电线一般在每个珠子的每一边上都有褶皱，防止珠子滑动。珠子的制作材料和每单位长度传输线珠子的数量都会影响到传输线的特性阻抗。在给定长度中的珠子数量越多，与只用空气绝缘时获得的特性阻抗相比越低。聚四氟乙烯平常用作支撑中心导体的螺旋式绕包。较紧的螺旋式绕法可以降低特性阻抗。

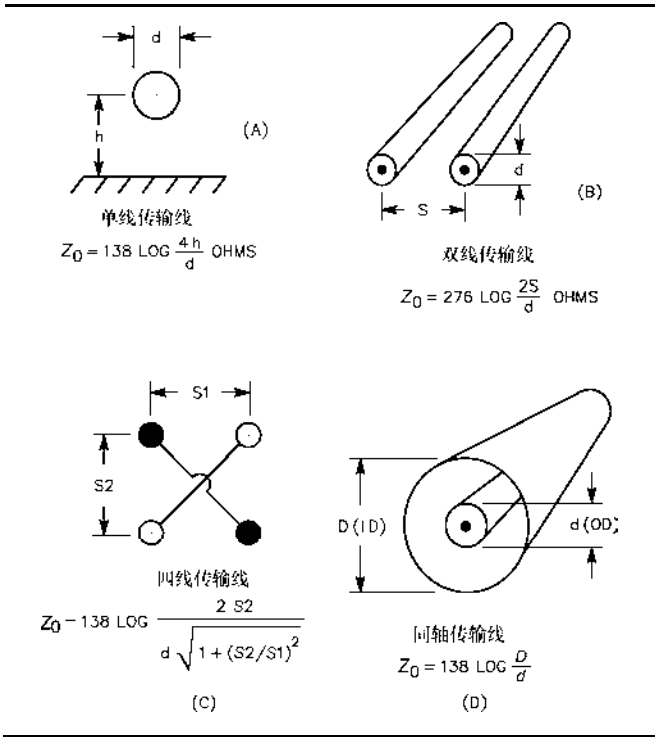


图24-20　空气绝缘传输线的结构。

固体电介质的存在也增加了传输线中的损耗。但是总体来说，假设传输线内的空气能够保持干燥，那么这种类型的同轴传输线在一直到大约 100 MHz 的频率上，同其他任意传输线结构比较趋向于具有更低的实际损耗。这常常意味着气密封条必须用于传输线的末端和每一个接合处。空气绝缘的同轴传输线的特性阻抗由式（24-32）给出：

$$Z_0 = 138 \log \frac{D}{d} \qquad (24\text{-}32)$$

其中，Z_0 是以欧姆为单位的特性阻抗，D 是外导体的内径，d 是内导体的外径（单位与 D 相同）。

典型的导体尺寸值如图 24-21 中所画的。假设绝缘小珠的间距不是太近，同轴传输线的公式和图表对于用珠子间隔的传输线大致是正确的。

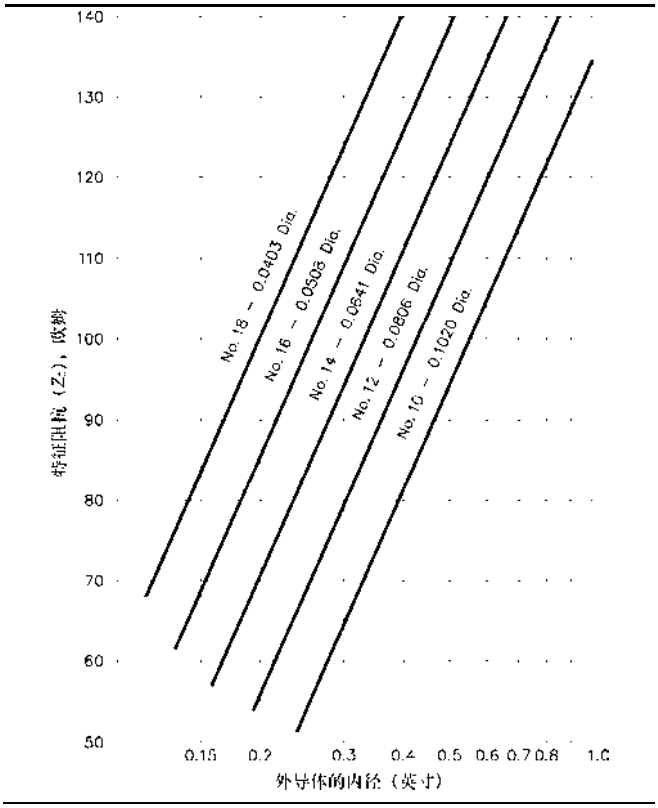


图24-21　典型空气绝缘的同轴传输线的特性阻抗。

24.5.2　柔软传输线

内部导体以柔软的电介质分隔的传输线具有许多超过空气绝缘型传输线的优点。它们比相似类型的传输线具有更小的体积，更轻的重量，在导体间维持更均匀的空间。它们通常也更易于安装，外观更灵活。平行导体线和同轴线都可以用柔软绝缘材料。

这种传输线的主要缺点是每单位长度的功率损耗比空气绝缘传输线要大。功率以电介质发热的形式损耗，并且如果发热量足够大（因为它可能伴随着高功率和高驻波比），传输线会在机械上和电气上分解。

平行导体传输线

许多种柔性传输线的结构如图 24-22 所示。在最普通的 300 Ω 型（双引线）传输线中，导体是等效于代表性领域中的 20 号线的绞线，并且用宽约 1/2 英寸的聚乙烯带的边缘塑造以便使电线之间相隔一个常量。有效的电介质部分是电介质，部分是空气，固体电介质的存在与空气中同样的导体相比，降低了传输线的特性阻抗。合成的阻抗大约为 300 Ω。

因为导体间的部分场在固体电介质外面，带子表面

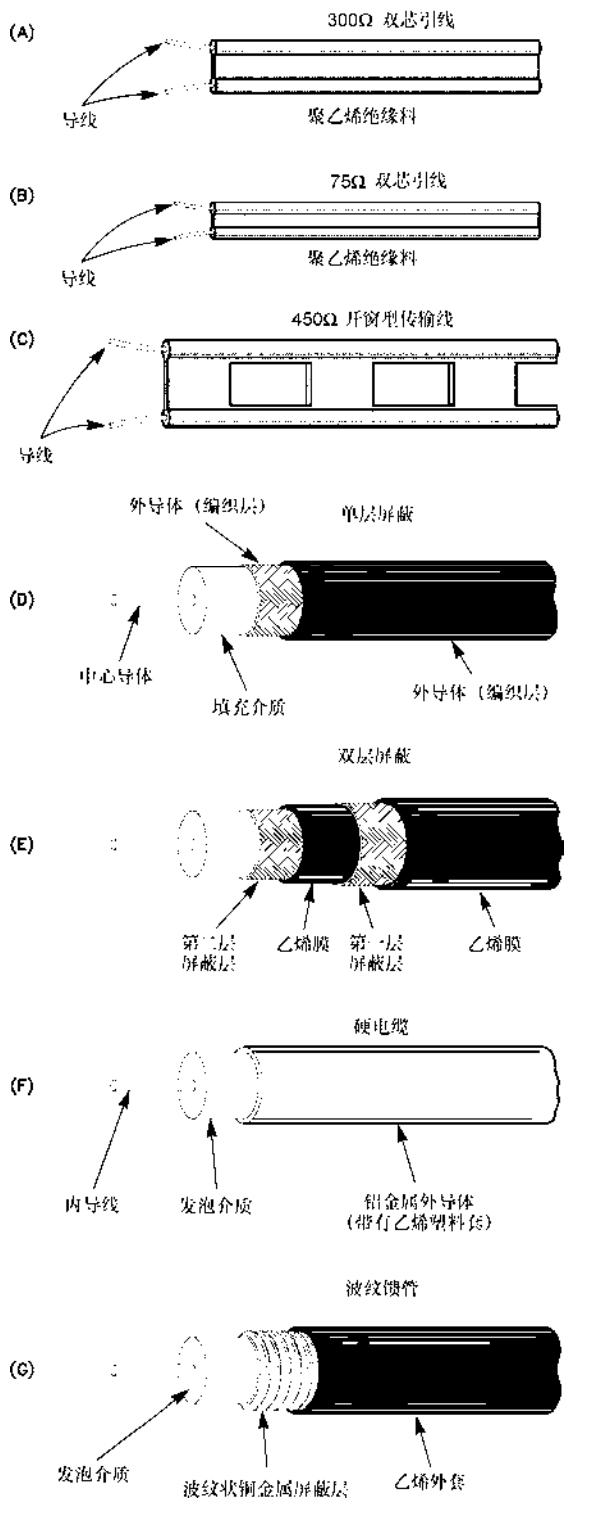


图24-22　具有固体电介质的柔软平行导体和同轴传输线结构。普遍的差异是图24-22(E)中的双屏蔽设计在连续电接触具有包线。

的灰尘和湿气往往会改变传输线的特性阻抗。传输线的操作因此会受天气环境影响。在终止于特性阻抗的传输线中影响不会很严重，但是如果存在相当大的失配，Z_0 中的小变化就可能引起输入阻抗的大波动。天气影响可以通过偶尔清洁传输线和给它覆盖一层薄的诸如硅脂或车蜡之类的防水材料降到最小。

为了克服天气对特性阻抗的影响和带状传输线的变薄，另一种双引线用空气线芯或泡沫电介质线芯的椭圆形聚乙烯管制作而成。内壁中的导体被塑造成互相之间直径相对。这样增加了电解质表面的泄露路径。同样地，导体间的大部分电场在管子中心的空洞（或是泡沫填充）里。这种类型的传输线几乎不受天气的影响。但是必须注意的是，安装这种天线时一定要使任何由于温度和湿度变化而凝聚在内部的湿气都能从管子的底端外流而不是留在其中某一部分。这种类型的传输线用两种导体尺寸（由于不同的管子直径）制作而成，一个用于接收，另一个用于发射。

传输类型为 75 Ω 的双引线使用接近于 12 号实芯电线的线导体，导体间的距离非常近。由于距离近，大部分场被限制在固体电介质中，极少存在于周围的空气中。这就使 75 Ω 传输线比 300 Ω 带状传输线受天气的影响小得多。

第 3 种类型的商用平行传输线是所谓的窗口传输线，如图 24-22（C）所示。这是双引线结构的变种，除了在聚乙烯绝缘材料每隔定长切出窗口外。这样既减小了传输线的重量，也减小了污垢、灰尘和湿气积聚的表面积。这种窗口传输线使用的标称特性阻抗一般为 450 Ω，即便 300 Ω 的传输线也能找到。大约 1 英寸的导体间距用于 450 Ω 的传输线中，而 1/2 英寸用于 300 Ω 的传输线。导体尺寸通常大约是 18 号。这种传输线的阻抗稍低于图 24-19 给出的同样的导体尺寸和间距，这是因为使用的间隔材料的电介质常数的影响。这种传输线的衰减很低，完全能满足天线功率电压的传输应用。

24.5.3　同轴电缆

同轴电缆有柔性和半柔性两类可以使用，如图 24-22 所示，所有类型的基本设计是相同的。它的外径从 0.06 英寸到超过 5 英寸不等。功率使用容量和电缆尺寸直接成比例，因为较大的电介质厚度和较大的导体尺寸能够处理较高的电压和电流。一般地，损耗随着电缆直径的增加而减少，它们的适用范围由绝缘材料的特性决定。

一些同轴电缆具有绞线芯导体，而其他的采用实芯铜导体。同样的，外导体（防护物）可以是单独一层铜包线或双层包线（更有效的防护）、实芯铝（硬线）、铝箔或这些材料的结合。

损耗与变质

同轴电缆的功率使用容量和损耗特性主要依赖于导体间的电介质和导体尺寸。表 24-1 中列出了常用的电缆和它们的许多特性。图 24-23 是最普遍的传输线的匹配线衰

减特性与频率的关系图。电缆外面的绝缘夹套（通常称为PVC）单独用来防护污垢、湿气和化学制品等。它没有电气功能。内部的绝缘材料暴露在湿气和化学制品中，时间一长会污染电介质，增加电缆损耗。较新型的泡沫电介质电缆比较早的以实芯聚乙烯绝缘的电缆不易被污染。

诸如 Decibel 生产商的 VB-8 和 Times 线缆公司的 Imperveon 此类的绝缘浸渍电缆不受水和化学制品的损害，如果需要可以埋在地下。它们也具有自我复原的特性，这种特性在啮齿动物嚼进传输线时是很有价值的。如果电缆在户外或是埋入地下，那么电缆损耗必须最少每两年检查一次。请看测试传输线部分。

未被注意的同轴电缆的有关特性可以从表 24-2 中的公式确定。最普通的阻抗值是 50 Ω、75 Ω 和 95 Ω。但是，制造的特种传输线可以用到 25～125 Ω 的阻抗。25 Ω 的电缆（微型的）广泛用于磁芯宽带变压器。

电缆电容

同轴电缆中导体间的电容随着传输线的阻抗和电介质常数的改变而变化。因此，阻抗越低，每英尺的电容越高，因为导体间距是递减的。同样地，电容随着电介质常数的增加而增加。

电压和功率关系

特定应用的同轴电缆的正确选择并不是随便的事情，这不但关系到衰减损耗的重要性，而且电压和能量的击穿和发热也是需要考虑的。如果电缆是无损耗的，功率使用容量会仅限于击穿电压。例如，RG-58 能够经受住 1 400 V 的均方根工作电压。在 50 Ω 的系统中，这等同于超过 37 kW 的功率，但对应于这个功率电压的电流是 27 A，显然会熔化 RG-58 中的导体。在实际的同轴电缆中，铜和电介质损耗，把超过击穿电压的最大电压限制在适当的范围内。如果 1 000 W 功率应用于具有 3dB 损耗的电缆，就只有 500 W 功率被输送到负载。剩余的 500 W 必定浪费在电缆中。电介质和外面的夹套是优良的绝热体，可以有效地阻止导体向空气中传递热量。

随着工作频率的增长，由于导体损耗（趋肤效应）和电介质损耗的增加，电缆的功率使用容量相应减少。泡沫电介质的 RG-58 的击穿电压只有 300 V，但是它因为较低的损耗，却能比它的实芯电介质同类充分地运用更多的功率。通常地，在业余应用中，10 MHz 以下的损耗是不重要的，除非它影响到功率使用容量。这是正确的，除非使用了极长的电缆。大体上，完全合法的业余功率在

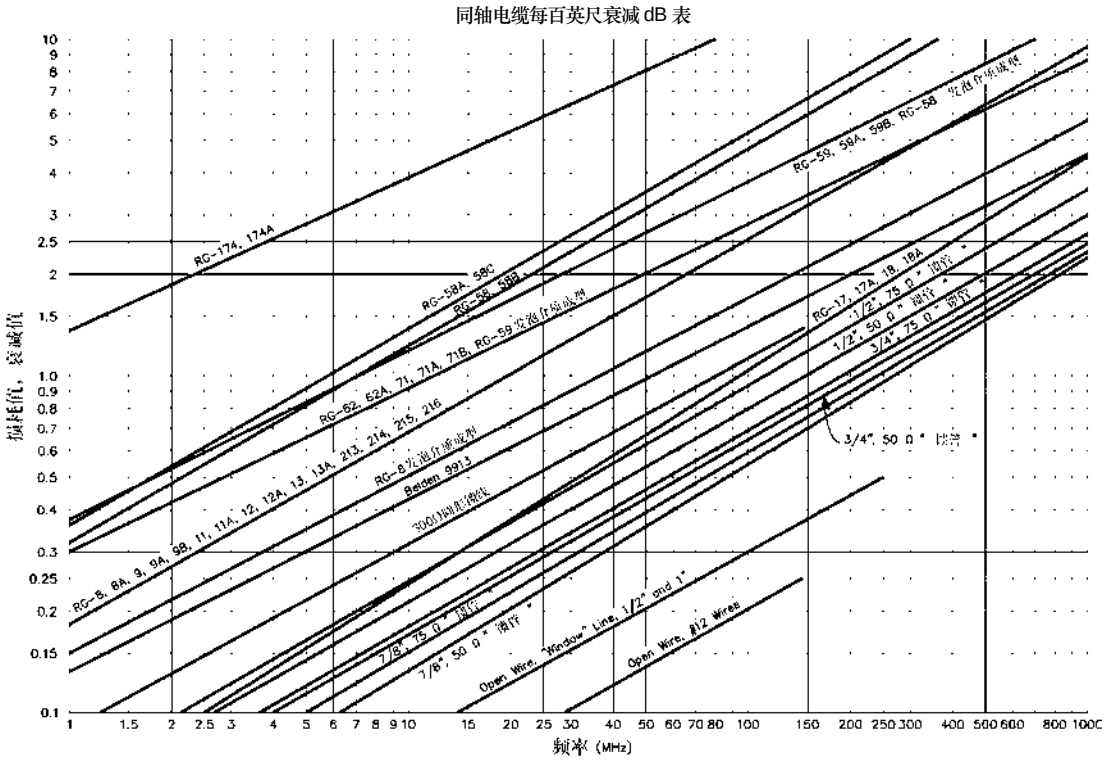


图24-23　各种普通传输线的标称匹配线衰减，单位为分贝/100英尺。总的衰减与长度直接成比例。衰减在实际的电缆样本中会有稍微不同，具有1型夹套的同轴电缆随着使用年限普遍会增加。在上面的图表中聚在一起的电缆具有大致相同的衰减。如果不是上面所示的特定种类，具有泡沫聚乙烯电介质的类型比同等的实芯类型拥有略低的损耗。

表 24-1　　常用传输线的标称特性

系列或其他类型	产品型号	标称特征阻抗 W	速度因子%	每英尺电容量 pF/ft	中心导线线规 AWG	介质类型	屏蔽类型	外径英尺	最大电压（RMS）	匹配状态下损耗值（dB/100） 1 MHz	10	100	1 000
RG-6	Belden 1694A	75	82	16.2	#18 Solid BC	FPE	FC	P1	0.275	600	0.2	0.7	1.8	5.9
RG-6	Belden 8215	75	66	20.5	#21 Solid CCS	PE	D	PE	0.332	2 700	0.4	0.8	2.7	9.8
RG-8	Belden 7810A	50	86	23.0	#10 Solid BC	FPE	FC	PE	0.405	600	0.1	0.4	1.2	4.0
RG-8	TMS LMR400	50	85	23.9	#10 Solid CCA	FPE	FC	PE	0.405	600	0.1	0.4	1.3	4.1
RG-8	Belden 9913	50	84	24.6	#10 Solid BC	ASPE	FC	P1	0.405	600	0.1	0.4	1.3	4.5
RG-8	CXP 1318FX	50	84	24.0	#10 Flex BC	FPE	FC	P2N	0.405	600	0.1	0.4	1.3	4.5
RG-8	Belden 9913F7	50	83	24.6	#11 Flex BC	FPE	FC	P1	0.405	600	0.2	0.6	1.5	4.8
RG-8	Belden 9914	50	82	24.8	#10 Solid BC	FPE	FC	P1	0.405	600	0.2	0.5	1.5	4.8
RG-8	TMS LMR400UF	50	85	23.9	#10 Flex BC	FPE	FC	PE	0.405	600	0.1	0.4	1.4	4.9
RG-8	DRF-BF	50	84	24.5	#9.5 Flex BC	FPE	FC	PE	0.405	600	0.1	0.5	1.6	5.2
RG-8	WM CQ106	50	84	24.5	#9.5 Flex BC	FPE	FC	P2N	0.405	600	0.2	0.6	1.8	5.3
RG-8	CXP008	50	78	26.0	#13 Flex BC	FPE	S	P1	0.405	600	0.1	0.5	1.8	7.1
RG-8	Belden 8237	52	66	29.5	#13 Flex BC	PE	S	P1	0.405	3 700	0.2	0.6	1.9	7.4
RG-8X	Belden 7808A	50	86	23.5	#15 Solid BC	FPE	FC	PE	0.240	600	0.2	0.7	2.3	7.4
RG-8X	TMS LMR240	50	84	24.2	#15 Solid BC	FPE	FC	PE	0.242	300	0.2	0.8	2.5	8.0
RG-8X	WM CQ118	50	82	25.0	#16 Flex BC	FPE	FC	P2N	0.242	300	0.3	0.9	2.8	8.4
RG-8X	TMS LMR240UF	50	84	24.2	#15 Flex BC	FPE	FC	PE	0.242	300	0.2	0.8	2.8	9.6
RG-8X	Belden 9258	50	82	24.8	#16 Flex BC	FPE	S	P1	0.242	600	0.3	0.9	3.1	11.2
RG-8X	CXP 08XB	50	80	25.3	#16 Flex BC	FPE	S	P1	0.242	300	0.3	0.9	3.1	14.0
RG-9	Belden 8242	51	66	30.0	#13 Flex SPC	PE	SCBC	P2N	0.420	5 000	0.2	0.6	2.1	8.2
RG-11	Belden 8213	75	84	16.1	#14 Solid BC	FPE	S	PE	0.405	600	0.2	0.4	1.3	5.2
RG-11	Belden 8238	75	66	20.5	#18 Flex TC	PE	S	P1	0.405	600	0.2	0.7	2.0	7.1
RG-58	Belden 7807A	50	85	23.7	#18 Solid BC	FPE	FC	PE	0.195	300	0.3	1.0	3.0	9.7
RG-58	TMS LMR200	50	83	24.5	#17 Solid BC	FPE	FC	PE	0.195	300	0.3	1.0	3.2	10.5
RG-58	WM CQ124	52	66	28.5	#20 Solid BC	PE	S	PE	0.195	1 400	0.4	1.3	4.3	14.3
RG-58	Belden 8240	52	66	28.5	#20 Solid BC	PE	S	P1	0.193	1 900	0.3	1.1	3.8	14.5
RG-58A	Belden 8219	53	73	26.5	#20 Flex TC	FPE	S	P1	0.195	300	0.4	1.3	4.5	18.1
RG-58C	Belden 8262	50	66	30.8	#20 Flex TC	PE	S	P2N	0.195	1 400	0.4	1.4	4.9	21.5
RG-58A	Belden 8259	50	66	30.8	#20 Flex TC	PE	S	P1	0.192	1 900	0.4	1.5	5.4	22.8
RG-59	Belden 1426A	75	83	16.3	#20 Solid BC	FPE	S	P1	0.242	300	0.3	0.9	2.6	8.5
RG-59	CXP 0815	75	82	16.2	#20 Solid BC	FPE	S	P1	0.232	300	0.5	0.9	2.2	9.1
RG-59	Belden 8212	75	78	17.3	#20 Solid CCS	FPE	S	P1	0.242	300	0.6	1.0	3.0	10.9
RG-59	Belden 8241	75	66	20.4	#23 Solid CCS	PE	S	P1	0.242	1 700	0.6	1.1	3.4	12.0
RG-62A	Belden 9269	93	84	13.5	#22 Solid CCS	ASPE	S	P1	0.240	750	0.3	0.9	2.7	8.7
RG-62B	Belden 8255	93	84	13.5	#24 Flex CCS	ASPE	S	P2N	0.242	750	0.3	0.9	2.9	11.0
RG-63B	Belden 9857	125	84	9.7	#22 Solid CCS	ASPE	S	P2N	0.405	750	0.2	0.5	1.5	5.8
RG-142	CXP 183242	50	69.5	29.4	#19 Solid SCCS	TFE	D	FEP	0.195	1 900	0.3	1.1	3.8	12.8
RG-142B	Belden 83242	50	69.5	29.0	#19 Solid SCCS	TFE	D	TFE	0.195	1 400	0.3	1.1	3.9	13.5
RG-174	Belden 7805R	50	73.5	26.2	#25 Solid BC	FPE	FC	P1	0.110	300	0.6	2.0	6.5	21.3
RG-174	Belden 8216	50	66	30.8	#26 Flex CCS	PE	S	P1	0.110	1 100	1.9	3.3	8.4	34.0
RG-213	Belden 8267	50	66	30.8	#13 Flex BC	PE	S	P2N	0.405	3 700	0.2	0.6	1.9	8.0
RG-213	CXP213	50	66	30.8	#13 Flex BC	PE	S	P2N	0.405	600	0.2	0.6	2.0	8.2
RG-214	Belden 8268	50	66	30.8	#13 Flex SPC	PE	D	P2N	0.425	3 700	0.2	0.6	1.9	8.0
RG-216	Belden 9850	75	66	20.5	#18 Flex TC	PE	D	P2N	0.425	3 700	0.2	0.7	2.0	7.1
RG-217	WM CQ217F	50	66	30.8	#10 Flex BC	PE	D	PE	0.545	7 000	0.1	0.4	1.4	5.2
RG-217	M17/78-RG217	50	66	30.8	#10 Solid BC	PE	D	P2N	0.545	7 000	0.1	0.4	1.4	5.2
RG-218	M17/79-RG218	50	66	29.5	#4.5 Solid BC	PE	S	P2N	0.870	11 000	0.1	0.2	0.8	3.4
RG-223	Belden 9273	50	66	30.8	#19 Solid SPC	PE	D	P2N	0.212	1 400	0.4	1.2	4.1	14.5

续表

系列或其他类型	产品型号	标称特征阻抗 W	速度因子%	每英尺电容量 pF/ft	中心导线线规 AWG	介质类型	屏蔽类型	外径英尺	最大电压	（RMS）	匹配状态下损耗值（dB/100） 1 MHz	10	100	1 000
RG-303	Belden 84303	50	69.5	29.0	#18 Solid SCCS	TFE	S	TFE	0.170	1 400	0.3	1.1	3.9	13.5
RG-316	CXP TJ 1316	50	69.5	29.4	#26 Flex BC	TFE	S	FEP	0.098	1 200	1.2	2.7	8.0	26.1
RG-316	Belden 84316	50	69.5	29.0	#26 Flex SCCS	TFE	S	FEP	0.096	900	1.2	2.7	8.3	29.0
RG-393	M17/127-RG393	50	69.5	29.4	#12 Flex SPC	TFE	D	FEP	0.390	5 000	0.2	0.5	1.7	6.1
RG-400	M17/128-RG400	50	69.5	29.4	#20 Flex SPC	TFE	D	FEP	0.195	1 400	0.4	1.1	3.9	13.2
LMR500	TMS LMR500UF	50	85	23.9	#7 Flex BC	FPE	FC	PE	0.500	2 500	0.1	0.4	1.2	4.0
LMR500	TMS LMR500	50	85	23.9	#7 Solid CCA	FPE	FC	PE	0.500	2 500	0.1	0.3	0.9	3.3
LMR600	TMS LMR 600	50	86	23.4	#5.5 Solid CCA	FPE	FC	PE	0.590	4 000	0.1	0.2	0.8	2.7
LMR600	TMS LMR600UF	50	86	23.4	#5.5 Flex BC	FPE	FC	PE	0.590	4 000	0.1	0.2	0.8	2.7
LMR1200	TMS LMR1200	50	88	23.1	#0 Copper Tube	FPE	FC	PE	1.200	4 500	0.04	0.1	0.4	1.3
					硬馈线馈管									
½"	CATV Hardline	50	81	25.0	#5.5 BC	FPE	SM	none	0.500	2 500	0.05	0.2	0.8	3.2
½"	CATV Hardline	75	81	16.7	#11.5 BC	FPE	SM	none	0.500	2 500	0.1	0.2	0.8	3.2
⅞"	CATV Hardline	50	81	25.0	#1 BC	FPE	SM	none	0.875	4 000	0.03	0.1	0.6	2.9
⅞"	CATV Hardline	75	81	16.7	#5.5 BC	FPE	SM	none	0.875	4 000	0.03	0.1	0.6	2.9
LDF4-50A	Heliax–½"	50	88	25.9	#5 Solid BC	FPE	CC	PE	0.630	1 400	0.05	0.2	0.6	2.4
LDF5-50A	Heliax–⅞"	50	88	25.9	0.355" BC	FPE	CC	PE	1.090	2 100	0.03	0.10	0.4	1.3
LDF6-50A	Heliax–¼"	50	88	25.9	0.516" BC	FPE	CC	PE	1.550	3 200	0.02	0.08	0.3	1.1
					平行馈线									
TV Twinlead (Belden9085)		300	80	4.5	#22 Flex CCS	PE	none	P1	0.400	**	0.1	0.3	1.4	5.9
Twinlead (Belden8225)		300	80	4.4	#20 Flex BC	PE	none	P1	0.400	8 000	0.1	0.2	1.1	4.8
Generic Window Line		405	91	2.5	#18 Solid CCS	PE	none	P1	1.000	10 000	0.02	0.08	0.3	1.1
WM CQ554		420	91	2.7	#14 Flex CCS	PE	none	P1	1.000	10 000	0.02	0.08	0.3	1.1
WM CQ552		440	91	2.5	#16 Flex CCS	PE	none	P1	1.000	10 000	0.02	0.08	0.3	1.1
WM CQ553		450	91	2.5	#18 Flex CCS	PE	none	P1	1.000	10 000	0.02	0.08	0.3	1.1
WM CQ551		450	91	2.5	#18 Solid CCS	PE	none	P1	1.000	10 000	0.02	0.08	0.3	1.1
Open-Wire Line		600	92	1.1	#12 BC	none	none	none		** 12 000	0.02	0.06	0.2	0.7

大约功率承受能力（1:1SWR，40℃ Ambient）

	1.8 MHz	7	14	30	50	150	220	450	1 GHz
RG-58 Style	1 350	700	500	350	250	150	120	100	50
RG-59 Style	2 300	1 100	800	550	400	250	200	130	90
RG-8X Style	1 830	840	560	360	270	145	115	80	50
RG-8/213 Style	5 900	3 000	2 000	1 500	1 000	600	500	350	250
RG-217 Style	20 000	9 200	6 100	3 900	2 900	1 500	1 200	800	500
LDF4-50A	38 000	18 000	13 000	8 200	6 200	3 400	2 800	1 900	1 200
LDF5-50A	67 000	32 000	22 000	14 000	11 000	5 900	4 800	3 200	2 100
LMR500	18 000	9 200	6 500	4 400	3 400	1 900	1 600	1 100	700
LMR1200	52 000	26 000	19 000	13 000	10 000	5 500	4 500	3 000	2 000

缩写语

**	Not Available or varies	DRF	Davis RF	P1	PVC, Class 1	SM	Smooth Aluminum
ASPE	Air Spaced Polyethylene	FC	Foil + Tinned Copper Braid	P2	PVC, Class 2	SPC	Silver Plated Copper
BC	Bare Copper	FEP	Teflon® Type IX	PE	Polyethylene	TC	Tinned Copper
CC	Corrugated Copper	Flex	Flexible Stranded Wire	S	Single Braided Shield	TFE	Teflon® Systems
CCA	Copper Cover Aluminum	FPE	Foamed Polyethylene	SC	Silver Coated Braid	UF	Ultra Flex
CCS	Copper Covered Steel		Heliax Andrew Corp Heliax SCCS		Silver Plated Copper Co ated	WM	Wireman
CXP	Cable X-Perts, Inc.	N	Non-Contaminating				
D	Double Copper Braids						

表 24-2　　同轴电缆公式

$$C\ (\mathrm{pF/foot})=\frac{7.26}{\log(D/d)}=\frac{7.26e}{\log(D/d)} \quad (式\ A)$$

$$L\ (\mu\mathrm{H/foot})=0.14\log\frac{D}{d} \quad (式\ B)$$

$$Z_0(\Omega)=\sqrt{\frac{L}{C}}=\left(\frac{138}{\sqrt{\varepsilon}}\right)\left(\log\frac{D}{d}\right) \quad (式\ C)$$

$$VF\%(\text{相对于光速的速度因子})=\frac{100}{e} \quad (式\ D)$$

$$\text{时间延迟}\ (\mathrm{ns/foot})=1.016\sqrt{e} \quad (式\ E)$$

$$f\ (\mathrm{cutoff/GHz})=\frac{7.50}{\sqrt{e}(D+d)} \quad (式\ F)$$

$$\text{反射系数}=|r|=\frac{Z_L-Z_0}{Z_L+Z_0}=\frac{SWR-1}{SWR+1} \quad (式\ G)$$

$$\text{回波损耗}\ (\mathrm{dB})=-20\log|r| \quad (式\ H)$$

$$SWR=\frac{1+|r|}{1-|r|} \quad (式\ I)$$

$$V_{\text{峰值}}=\frac{(1.15sd)\left(\log\frac{D}{d}\right)}{K}=\frac{(1.15sd)\left(\log\frac{D}{d}\right)}{K} \quad (式\ J)$$

$$A=\frac{0.435}{Z_0D}\left(\frac{D}{d}K1+K2\right)\sqrt{f}+2.78\sqrt{e}(PF)(f) \quad (式\ K)$$

其中，

A= 每 100 英尺损耗值；

d = 内导体的外径 OD；

D = 外导体的内径 ID；

S = 最大绝缘承受电压，V/mil；

e = 介电常数；

K= 安全因子；

$K1$ = 线因子；

$K2$ = 屏蔽因子；

f = 频率，MHz；

PF = 功率因子

备注：$K1$ 与 $K2$ 数据可以从制造厂家获得。

低于 10MHz 的频带上，能够安全地应用于便宜的 RG-58 同轴电缆。RG-58 系列的电缆能够经受住在甚高频谱上的全部业余功率，但是连接器必须在这些应用中仔细选择。连接器选择会在后面的章节讨论。

同轴电缆中额外的射频工作电压会导致噪声产生，电介质损坏以及最终导体间被击穿。

屏蔽平行传输线

屏蔽平行传输线有几个超过开路传输线的优点。由于在长距传输中没有引入噪声，它们能够埋入地下，并能通过金属建筑物或内部的金属管道。屏蔽平行传输线具有 140 Ω 或 100 Ω 的阻抗，可以用两条相同长度的 70 Ω 或 50 Ω 的电缆构建（RG-59 或 RG-58 可以满足业余功率水平）。平行 RG-63 电缆（125 Ω）可以制成与传统的 300 Ω 双引线馈线（Z_0=250 Ω）更一致的平行传输线。注意这些屏蔽类型的平行传输线的损耗一般会高于那些标准开路传输线的损耗。

屏蔽部分是相互连接着的（如图 24-24（A）所示），而两条内部导体组成平行传输线在输入端，同轴屏蔽部分需要连接到框架地；在输出端（天线一端），它们接合在一起但是可以移动。

一条高功率、低损耗、低阻抗（70 Ω 或 50 Ω）的平行传输线能够用 4 条同轴电缆构造，如图 24-24（B）所示。屏蔽部分再一次全部连接在一起。两副以平行方式连接的同轴电缆的中心导体提供平行馈电。

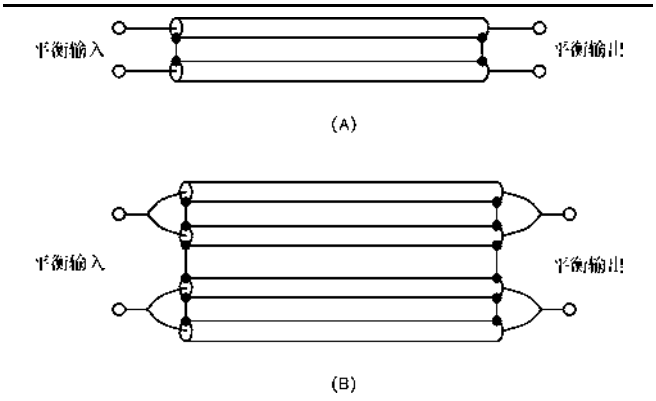


图24-24　利用标准小尺寸同轴电缆制作的屏蔽平行传输线，诸如RG-58或RG-59此类。这些平行传输线可以在金属导管中或靠近大型金属物体路由而没有不利影响。

同轴电缆接头

有很多种接头和连接器被设计用来匹配各种尺寸和类型的实芯电介质同轴传输线。超高频系列的接头到目前为止是在业余领域使用最广的类型，主要因为它们的广泛用途和低成本。这些以 PL-259 插头和 SO-239 插座配件（军用名称）为代表的接头对甚高频和更低频率的应用也是相当足够的，但是不能防风雨，也没有 52 Ω 的阻抗。

N 型系列的接头设计用来在电缆接合处维持恒定的阻抗。它们比超高频类型的有点难以装配，但是对于大约 300 MHz 以上的频率会更好些。这些接头是防风雨的。

BNC 接头是为诸如 RG-58、RG-59 和 RG-62 此类的小型电缆设计。它们在快速连接和分离中起到插销栓的作用，也是防风雨的，而且表现出恒定的阻抗。

在电缆上安装连接器的方法如图 24-25～图 24-29 所示。每个系列中最普通或最长期使用的连接器也在图中说明。每种类型也有几种变种存在。此处没有说明的同

轴接头的安装说明可以从制造商处获得。

PL-259 的安装

图 24-25 显示了如何在 RG-8 型电缆上安装焊接型 PL-259 连接器。电缆端的适当准备是成功的关键。具体可以按照下面的简单步骤：

（1）从电缆往回量 3/4 英寸，绕着外面夹套的圆周稍微划道痕迹。

（2）用锋利的刀沿着划痕切入外面的夹套、编织线和电介质材料，一直到中心导体处。小心不要在中心导体上刻痕。立刻切除所有的外层但不使编织线分离。

（3）剥去电缆末端切断的外面夹套、编织线和电介质一类东西。检查切口周围的区域，查找是否有附着松散的编织线。如果有，就剪断它们（如果你的刀足够锋利是不会有的）。

（4）接下来，从最初的切口往回 5/16 英寸在外面的夹套上划线。轻轻切入夹套，不要在编织线上划痕。这一步需要练习。如果你在编织线刻痕了，请从头再来。

（5）去掉外面的夹套。在暴露的编织线和中心导体上涂锡，但要节省使用焊料。避免熔化电介质。

（6）把耦合环滑到电缆上（不要忘了这一重要步骤）。

（7）把连接器部分拧到电缆上。如果你准备的电缆尺寸合适，中心导体将会穿过中心插头，编织线也会穿过焊接孔显露出来，并缠绕在外面的电缆夹套上。

（8）使用一个较大的烙铁将穿过 4 个焊接孔的编织线焊接起来。使用足够的热量来熔化焊料，使焊料沿着导体流动，但是不要熔化电介质。导体与编制线之间较差的连接是造成 PL-259 失败的一个比较常见的原因。这个连接与中心导体和连接器之间的连接同等重要。多练习几次就可以知道应该使用多少热量了。

（9）让连接器冷却一会儿，然后把中心导体与中心插头焊接在一起。焊料应该在插头的里面流动，而不是外面。将中心导体修整得与中心插头一样平齐，使用一个小锉刀把中心插头的末端锉圆，移除掉堵塞在外表面上的焊料。使用一把尖锐的小刀和微粒砂纸或者钢丝绒来清除中心插头外表面上的焊料。

（10）把连接器拧在中心导体上。到此整个工作完成。

图 24-26 所示为使用带有 PL-259 连接器的 RG-58 或 RG-59 电缆的两种选择。如果安装正确，为较小型电缆而制造的卷曲连接器具有良好的工作性能。另一个可选择的方法需要对具有 PL-259 连接器（最适用于 RG-8）的较小型的电缆使用适配器，如图 24-26 所示的那样准备电缆。一旦准备好编织线，将适配器拧进 PL-259 的外壳上，然后如在 RG-8 电缆中那样完成整个工作。

图 24-27 所示为如何在同轴电缆上安装母 SO-239 连接器。图 24-28 和图 24-29 分别展示了 BNC 和 N 型连接器的安装过程。

24.5.4 单线线路

除了前面所述的几种线路之外，还有另外一种线路值得关注，因为它还在有限的范围内继续使用。这就是单线线路，它由发射器到天线之间的一条单独的导体线路构成。这样的线路的回路是地面。事实上，单线线路的第 2 个导体可以认为是实际导体的映像，如同地面上的天线支架有映像一样（见第 3 章）。单线线路的特性阻抗与导体尺寸和地面上到导线的高度有关。对于高度在 10 英尺到 30 英尺的 12 号（#12）或 14 号（#14）导线来说，其特性阻抗的值在 500～600 Ω。特性阻抗可以用下面的公式（24-33）计算：

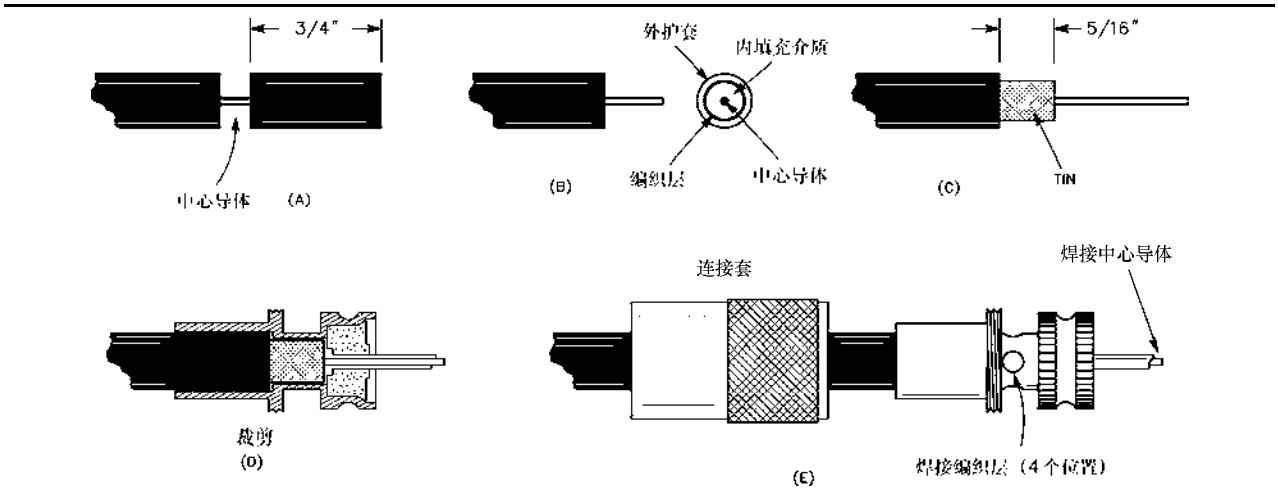


图24-25 PL-259或超高频连接器在业余高频操作中几乎是通用的，作为甚高频范围内的操作设备很受欢迎。装配步骤在正文中详细给出。

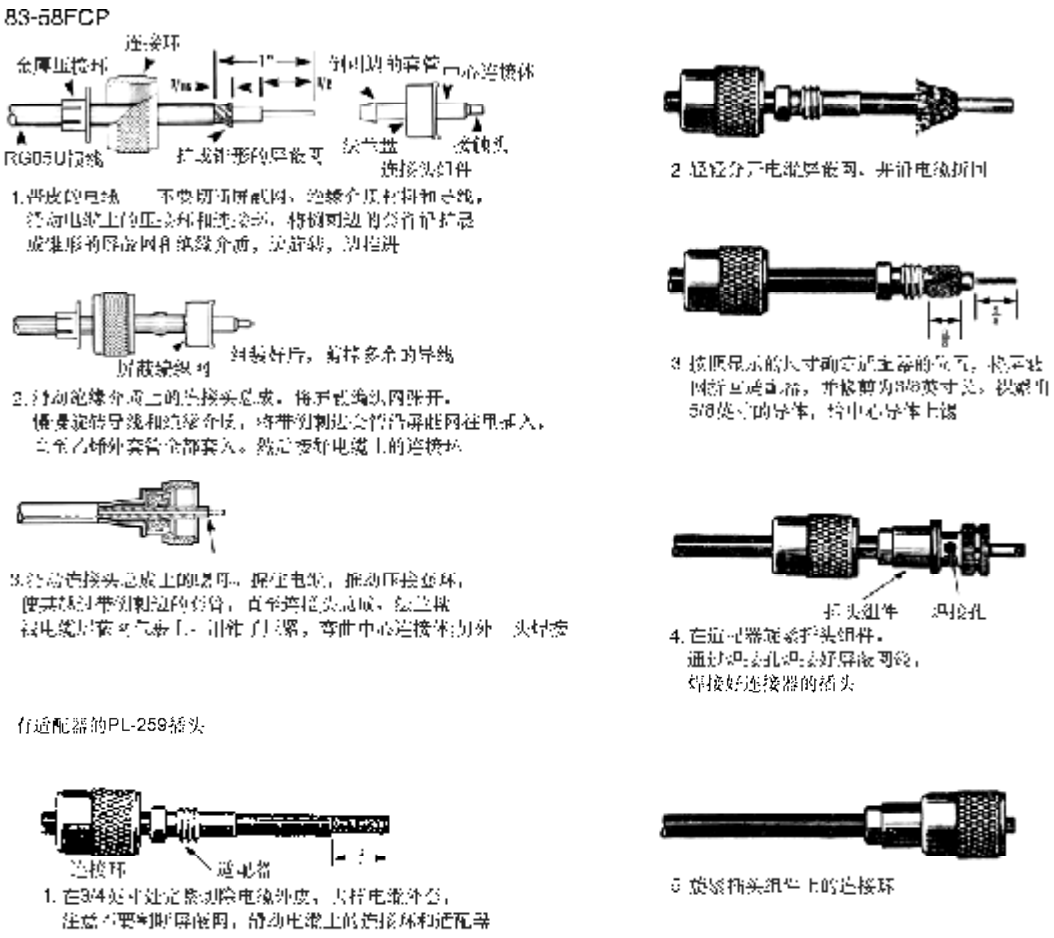


图24-26　和标准PL-259连接器一起使用的压纹连接器和适配器通常用于连接RG-58和RG-59同轴电缆（材料由Amphenol电子元器件公司、RF公司和Bunker Ramo公司许可）

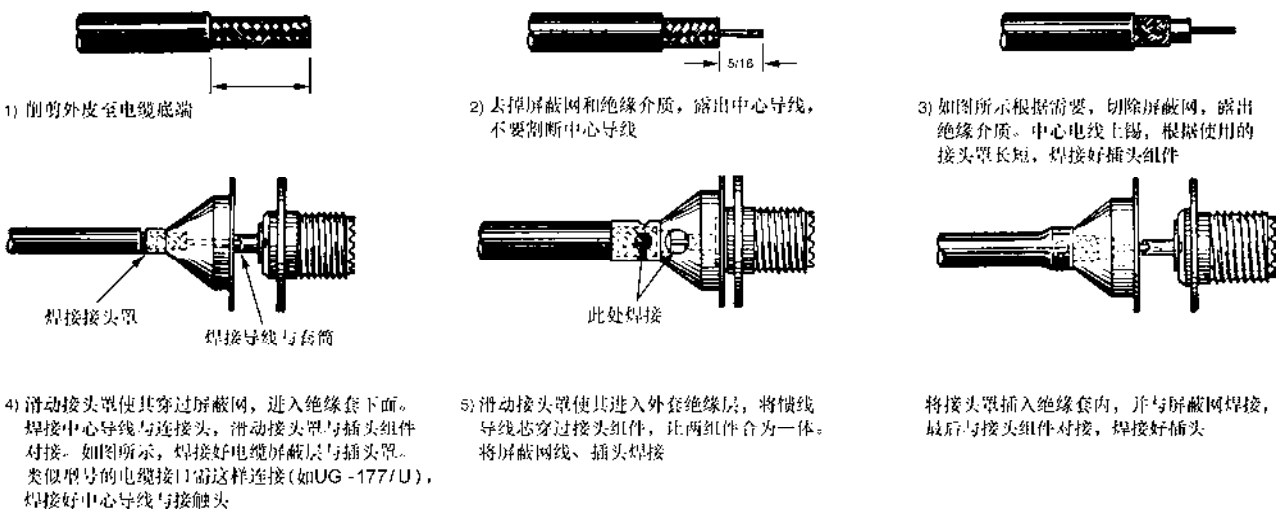


图24-27　采用金属帽的83系列（SO-239）连接器装配。在UHF母连接器中保证完全的电气屏蔽完整性，要求屏蔽层应该通过金属帽的方式连接到连接器法兰边。

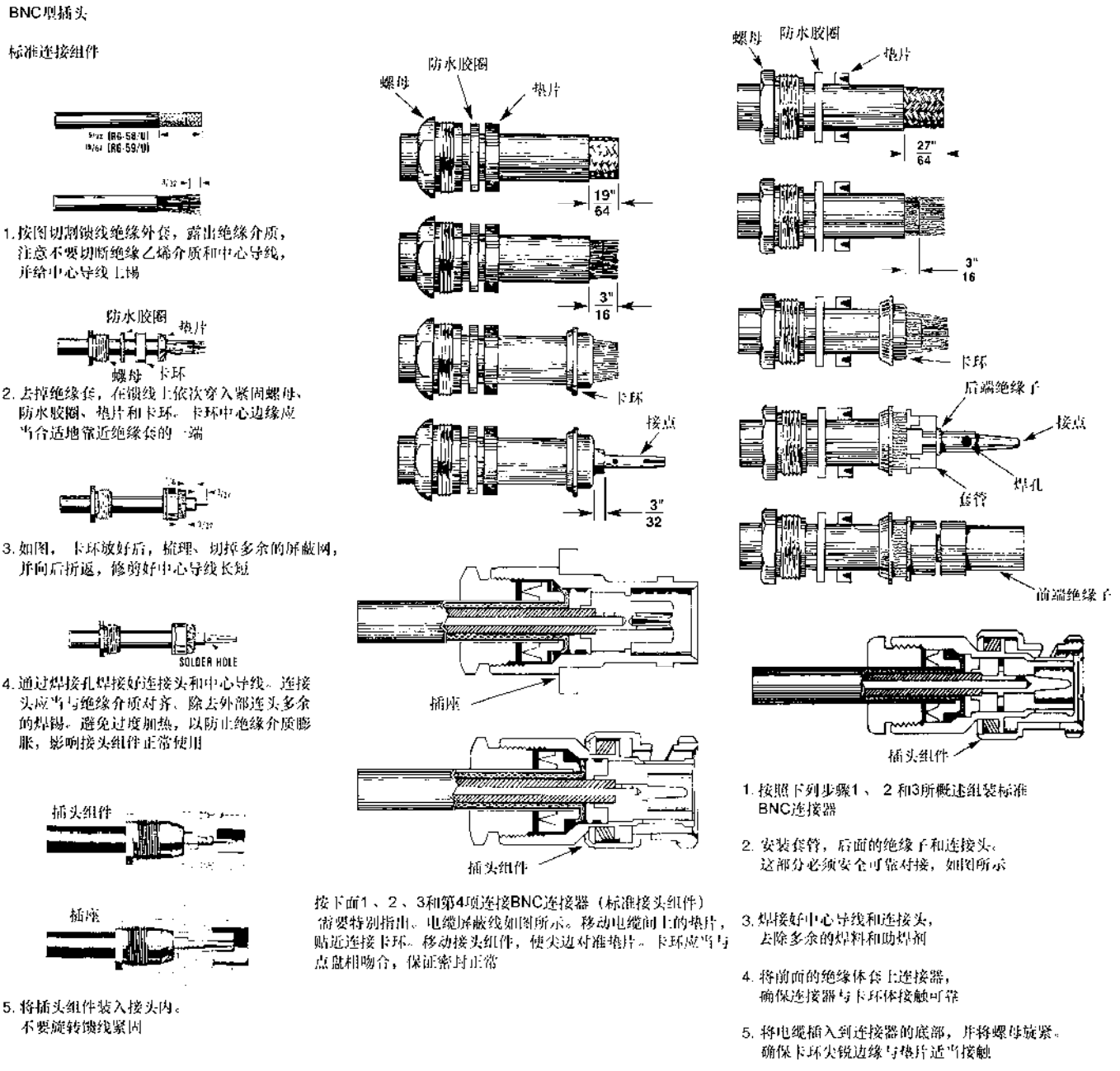


图24-28 BNC连接器常常用于低功率的VHF和UHF设备中（经Bunker Ramo Corp的RF部门Amphenol Electronic Components允许）

$$Z_0=138\log(4h/d) \qquad (24\text{-}33)$$

其中，

Z_0 为单线线路的特性阻抗

h 为天线高度

d 为导线直径，单位与 h 相同

通过将导线连接到天线上的某一点处，这一点的位置可以使其电阻阻抗在 500～600 Ω，这时此线路可以在没有驻波的情况下进行匹配与操作。

尽管单线线路的安装非常简单，但是它至少有两个明显的缺点。首先，由于它的回路穿过地面，系统的行为将依赖于天线和传输线所在的地面的类型。实际上，它与真实地面的连接性能也达不到发射器所需要的连接性能。其次，由于不存在第 2 根导体来取消磁场，所以单线线路总是在辐射。当线路被适当终止的时候，其辐射达到最小值，这是因为在这样的情况下线路的电流最小。然而，在一定范围内，单线线路始终是辐射天线系统的一部分。

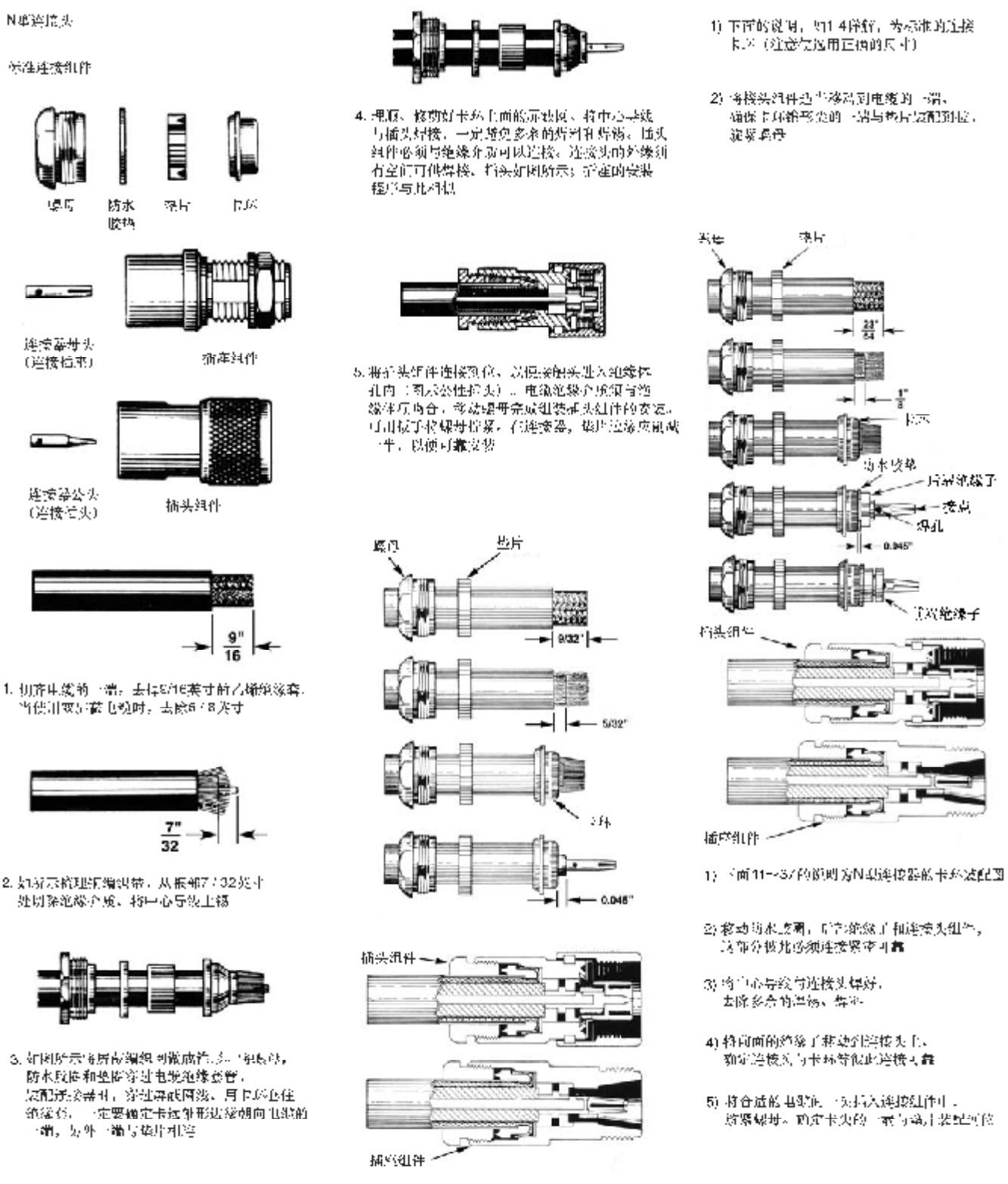


图24-29　N型连接器用于VHF和UHF大功率场合工作（经Bunker Ramo Corp的RF部门Amphenol Electronic Components允许）

24.6 线 路 安 装

24.6.1 安装同轴电缆线

同轴电缆线尤其是它柔软的电介质类型的一个最大的优势是可以在安装的过程中不用考虑周围的环境。它不需要绝缘，可以在地面或者管道中走线，可以在拐角处以合适的半径弯折，也可以在诸如墙壁之间这样的空间中迂回走线，而在这样的环境中，其他类型的线路就不实用了。然而，同轴电缆线应该总是在系统允许的低 SWR 下运行，并且还要采取预防措施来防止 RF 电流经过线路的外表。这将在第 26 章讨论。有关线路安装的其他信息请参见第 4 章。

安装平行线线路

在安装平行线线路的时候，必须注意避免平行线线路受到潮湿和冰雪环境的影响。在住宅构建中，只有隔离片不会受到潮湿、日晒等在室外绝缘线路中遇到的天气的影响。滑石隔片完全满足这些要求，只是它们比较重。平行线线路的间距越宽，跨越逆电流器的泄露通道越长，但是如果没有进入线路辐射中，这也不会传送太远，在较高频率下更是如此。在明线线路必须依附在建筑物或其他结构的地方，如果是安装于暴露在外的地点，必须使用其高度与线路间距大体相同的孤立绝缘体。用来把线路送入建筑物的引入套管也会有很长的泄漏通道。

线路应该与类似水落管、金属窗框，防水板等这样的导体隔离开来，且隔离距离是线路间距的 2 倍或 3 倍。非常靠近线路的导体在一定程度上会与线路进行耦合，这相当于在耦合发生的地方放置了一个附加的电阻在线路上。耦合电阻上将会发生反射，从而提高 SWR。当一根导线与另一根导线的距离小于这根导线到外部导体的距离时影响最大。在这样的情况下，一根导线的负载大于另一根导线，从而导致线路上的电流不再相等。线路也就不再平衡。

实芯电介质的两导线线路由于存在一个很小的间距，因此会有一个相对较小的外部磁场，并会附加在几英寸距离内的其他导体上，但是线路和导体之间的耦合没有太大危险。当在墙体或类似结构中走线时，可以用孤立绝缘体作为这种类型的支撑线。

任何类型的传输线都应该避免尖锐的弯曲，因为这样的弯曲会引起特性阻抗的变化，导致在每一个弯曲处产生反射。当 SWR 高于正在进行的负载与线路 Z_0 的匹配尝试时的 SWR 时，这并不重要。只有在线路上逐步进行弯曲时，才有可能使 SWR 达到所需要的值。

24.6.2 测试传输线

如果同轴电缆安装在户外或是掩埋安装时，应该至少每两年检测一次它的损耗（参看有关损耗和退化的先前章节）。任何线路类型的测试必须使用图 24-30 中所描述的技术。如果每 100 英尺所测量的损耗比额定的匹配线路损耗大 1 dB，就应该替换传输线路。匹配线路的损耗（dB）可以由式（24-34）确定：

$$dB=10\log(P_1/P_2) \qquad (24\text{-}34)$$

其中，

P_1 是发射器输出的功率；

P_2 是在图 24-30 中的 R_L 上测得的功率。

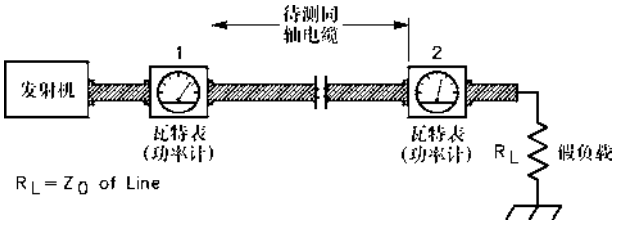


图24-30 确定传输线损耗的办法，为了测量结果的准确，假负载的阻抗一定要等于馈线的Z_0。

还可以使用其他方法来确定线路损耗。如果线路输入阻抗可以使用一个先短路后开路的终端来精确测量，电力线的长度（由速率因子决定）和匹配线的损失对测量次数来说是可以计算出来的。计算过程将在第 28 章中进行描述。

前面提到，线路特性的确定需要使用实验室模式和阻抗电桥，为了达到一定程度的精确性校准，至少需要一个阻抗电桥和噪声电桥。如果 SWR 指示器在较高的 SWR 下提供可靠的读数，通过 SWR 指示器也可以获知传输线路的相关信息。

当无损耗线路终止于断路或短路电路时，从理论上来说可以表现出无穷大的 SWR。实际的线路总是有损耗的，因此会在线路输入端将 SWR 限制为一些有限的值。加入信号源可以安全地运行在严重不匹配下，可以用 SWR 指示器来确定线路的损耗。大多数业余爱好者使用的设备在 SWR 大于 5:1 时就会失去精确性。所以这个方法主要用来在相当长的线路上进行检测。对低损耗的短电缆来说，断路 SWR 测试只能检测到明显的损耗。

首先，线路的一端无论是断路还是短路，它使用什么样的终端没有多大区别，在断路和短路的情况下，终端 SWR 从理论上来说都是无穷大的。其次在线路的任意一端测量

SWR。匹配线的损耗对测量次数来说，可以由式（24-35）确定：

$$L_{\mathrm{m}}=10\log\left(\frac{SWR+1}{SWR-1}\right) \qquad (24\text{-}35)$$

式中，SWR 为在线路输入端测量到的 SWR 值。

参考资料

这一章涉及的一些材料来源和更深入的讨论可以参考下面所列的参考文献和第 2 章结尾处的参考文献。

C. Brainard and K. Smith, “Coaxial Cable The Neglected Link,” QST, Apr 1981, pp 28～31.

D. DeMaw, “In-Line RF Power Metering,” QST, Dec 1969.

D. Geiser, “Resistive Impedance Matching with Quarter-Wave Lines,” QST, Feb 1963, pp 56～57.

H. Jasik, Antenna Engineering Handbook, 1st ed. (New York: McGraw-Hill, 1961).

R. C. Johnson and H. Jasik, Antenna Engineering Handbook,2nd ed. (New York: McGraw-Hill, 1984),pp 43～27 to 43～31.

R. W. P. King, H. R. Mimno and A. H. Wing, Transmission Lines, Antennas and Waveguides (New York:Dover Publications, Inc., 1965).

J. D. Kraus, Antennas (New York: McGraw-Hill Book Co., 1950).

Kurokawa, “Power Waves and the Scattering Matrix,”IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,Vol MTT-13, Mar 1965, pp 194～202.

M. W. Maxwell, “Another Look at Reflections,” QST, Apr,Jun, Aug and Oct 1973, Apr and Dec 1974, and Aug 1976.

M. W. Maxwell, Reflections (ARRL: Newington, CT,1990).

T. McMullen, “The Line Sampler, an RF Power Monitor for VHF and UHF,” QST, April 1972.

H. Weinstein, “RF Transmission Cable for Microwave Applications,”Ham Radio, May 1985, p106.

第 25 章

发射机与传输线的匹配

有多少次你在电话中听别人抱怨他花了多少小时来调整天线的长度以获得 1:1 的 SWR？有没有考虑过这样的努力是否值得？不要误解，1:1 的 SWR 当然不是一件坏事！SWR 保持在合理的范围内时馈线的损耗将被最小化。传输线的额定功率是针对匹配负载而言的。

现代业余无线电收发机中使用输出阻抗为 50 Ω的未调谐宽带固态末级放大器。这种类型的发射机当其负载阻抗为 50 Ω时，其输出功率为额定输出功率——允许在额定水平上有所浮动。相邻频道干扰时 SSB 发射机连接的负载阻抗通常与它不匹配。

现代无线电通信设备中设计了保护电路，SWR 超过 2:1 时，该电路可以自动减小输出功率。保护电路是很有必要的，因为固态设备总是试图向不匹配负载发送功率，这会立即损坏固态设备。现代固态无线电收发机一般有内置天线调谐器（往往需要支付额外费用），SWR 不为 1:1 时，通过它可以使发射机和负载阻抗匹配。

老式的电子管放大器比固态设备的“容忍性强得多”——即使负载瞬间过大也不会立即毁坏。用来调谐和负载老式电子管放大器的 π 形网络的阻抗匹配范围相当广。

25.1 传输线与发射机匹配

在第 24 章中我们提到过，传输线的输入阻抗是确定的，由许多因素决定：频率、传输线的特征阻抗 Z_0、物理长度、速率因子、匹配线损耗、以及输出端负载（天线）阻抗。连接到发射机的传输线的输入阻抗与发射机输出电路的输出阻抗略有不同时，需要在发射机和馈线输入端插入一个阻抗匹配网络。

在老一点的 ARRL 出版物中，这样的阻抗匹配网络被称为“Transmatch”，这是一个新造的词，意思是“Transmitter Matching（发射机匹配）”网络。当今的业余无线电爱好者们一般将这种设备称为天线调谐器。

天线调谐器的功能是将传输线的输入阻抗（无论是多少）转换为 50 Ω，使之与发射机匹配。天线调谐器不会改变连接到天线的传输线上的 SWR。它只是确保发射机所带的负载等于它的输出阻抗 50 Ω。

表 25-1 和表 25-2 中第一列的数据为安装在平均地面（电导率 5 mS/m，介电常数 13）上的两副偶极天线中心的阻抗。表 25-1 中的偶极天线长 100 英尺，水平放置，安装在 50 英尺高处。表 25-2 中的偶极天线全长 66 英尺，以倒 V 的形式安装，顶点距离地面 50 英尺，两臂间的夹角为 120°。表 25-1 和表 25-2 中第 2 列的数据为连接在发射机输出端的 100 英尺长传输线（450 Ω的阶梯明线）的阻抗。请注意这里使用的天线并没有什么特别，仅仅是实际中业余爱好者们使用的比较典型的天线而已。

表 25-1

频率（MHz）	天线馈电点阻抗（W）	100 英尺，450 W传输线的输入阻抗
1.83	4.5 – j1 673	2.0 – j20
3.8	39 – j362	888 – j2 265
7.1	481+j964	64 – j24
10.1	2 584 – j3 292	62 – j447
14.1	85 – j123	84 – j65
18.1	2 097+j1 552	2 666 – j884
21.1	345 – j1 073	156+j614
24.9	202+j367	149 – j231
28.4	2 493 – j1 375	68 – j174

表 25-2

频率（MHz）	天线馈电点阻抗（W）	100 英尺，450 W传输线的输入阻抗
1.83	1.6 – j2 257	1.6 – j44
3.8	10 – j879	2 275 – j8 980
7.1	65 – j41	1 223 – j1 183
10.1	22+j648	157 – j1 579
14.1	5 287 – j1 310	148 – j734
18.1	198 – j820	138 – j595
21.1	103 – j181	896 – j857
24.9	269+j570	99 – j140
28.4	3 089+j774	74 – j223

类似上面提到的类型的天线，其工作频率在波长为 160～10 m 频段（整个业余频段）内变化时，传输线的输入阻抗将在极大的范围内变动。传输线输入端（即天线调谐器的输出端）的阻抗将随传输线长度的变化而变化。显然，这样的系统中所使用的天线调谐器必须非常灵活，阻抗匹配范围很广——并且不会出现电弧。

25.1.1 匹配系统

业余无线电爱好者们设计了许多天线调谐器电路。在明线型传输线被广泛使用的时期，连接耦合调谐电路一度很流行。随着用作馈线的同轴电缆的流行，其他类型的电路变得更加普遍。近年来最普遍的天线调谐器电路是从 T 形网络发展而来的。

发射机基本系统，匹配电路，传输线和天线的连接框图如图 25-1 所示。通常我们假设发射机输出到 50 Ω负载的功率等于其额定功率。问题在于应如何设计该匹配电路——它能将传输线的实际输入阻抗转换为一个 50 Ω的等效电阻。由于现代发射机的输出连接头通常有一边接地，因此该电阻也应该是不平衡的，即有一端接地。但是，连接到天线的传输线可能是不平衡的（同轴电缆）也可能是平衡的（并联导体线），这取决与天线本身是否平衡。

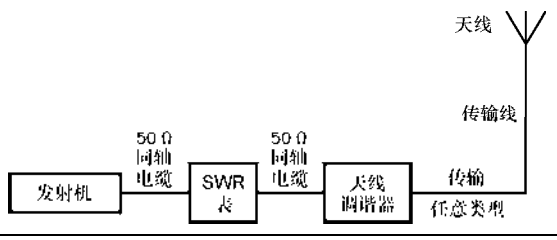


图25-1 发射机和传输线之间的耦合系统框图。

25.1.2 天线调谐器中的谐波衰减

下面讨论与天线调谐器相关的谐波衰减。天线调谐器的一个潜在的优点是它能提供额外的谐波衰减，不过，只是理论上如此，实际未必可行。例如，如果天线调谐器与固定长度的多波段单天线一起使用，调谐器所接负载在基频和不同谐波时的阻抗有极大的不同。因此，对某个特定的网络，谐波衰减的量也是剧烈变化的。具体可参见表 25-2。例如，频率为 7.1 MHz 时，从天线调谐器看去，66 英尺倒 V 偶极天线的阻抗为 1 223 – j1183 Ω 。频率为 14.1 MHz 时——二次谐波频率——阻抗为 148 - j734 Ω 。

25.1.3 陷波天线

业余无线电设备中，有时二次谐波和基频时的阻抗相同——此时使用的天线通常是陷波天线系统或宽带对数周期天线。例如许多业余爱好者常使用的三重频带（波长分别为 20 m，15 m，10 m）八木天线系统。与三重频带天线相连，工作波长为 20 m 的发射机，其二次谐波将会极大地干扰它附近的业余无线电设备（工作波长为 10 m），尽管现代无线电收发机中的低通滤波器能使二次谐波衰减 60 dB。线性放大器将使问题进一步恶化，因为大部分放大器的输出电路（π 形网络）只能使二次谐波衰减约 46 dB。

甚至在陷波天线系统中，大部分业余天线调谐器也不能使波长 10 m 的谐波有所衰减，尤其是在调谐器电路为高通 T 形网络时。T 形网络在商业上是最常用的，因为它的阻抗匹配范围很广。设计 T 形网络时，为了增大对谐波的衰减，设计者们试图在 T 形网络的中用并联的电感和电容代替单个电感。遗憾的是，这往往会导致更大的损耗和更加严格的基频调谐，并且在实际应用中，能提供（如果能够提供）的谐波衰减仍然非常小。

25.1.4 谐波和 π 形网络调谐器

陷波天线系统中，如果天线调谐器电路使用另一种网络（例如低通 π 形网络），调谐器将对谐波产生附加的衰减，例如有载 Q 为 3 时可达到 30 dB。谐波衰减量受到不同谐波频率下分布电感和分布电容的限制。另外，π 形网络调谐器的阻抗匹配范围相当有限，这与输入输出电容的取值范围有关。

25.1.5 谐波和短截线

在发射机输出端使用 $l/4$ 的传输线短截线，可提供更为可靠的谐波衰减。波长 20 m 时，$l/4$ 短截线（波长 20 m 时终端开路，波长 10 m 时终端短路）可提供约 25 dB 的二次谐波衰减。它可工作在全法定业余功率下。有关短截线的更多知识将在第 26 章中加以介绍。简单来讲，不应该依靠天线调谐器（一般要求阻抗匹配范围很广）来提供附加的谐波衰减。

25.2 电感耦合式阻抗匹配电路

电感耦合式匹配电路的基本形式如图 25-2 所示。R1 为负载电阻，R2 是从信号源看去的电阻（匹配电路的输入电阻）。电路的目的就是使 $R2 = 50\ \Omega$。L1 和 C1 构成一个谐振电路，谐振频率可调节到系统的工作频率。L1 和 L2 之间的耦合是可调节的。

C1、L1 和 L2 构成的电路等同于这样一个变压器：一次绕组和二次绕组阻抗比的可调范围很大。R2 的电阻值取决于 L1-C1-L2 电路的有效 Q 值，工作频率下 L2 的电抗，以及两线圈之间的互感系数 k。R2 与上述因子之间的关系近似为（假设 C1 已调节到合适位置）：

$$R2 = k^2 X_{L2} Q \qquad (25\text{-}1)$$

X_{L2} 为工作频率下 L2 的电抗。若 $X_{L2} = R2$，则认为 L2 的电抗值取得很合适。此时需满足：

$$k = \frac{1}{\sqrt{Q}} \qquad (25\text{-}2)$$

这即是说要得到所需的 $R2$，可以：调节两线圈之间的互感系数 k，或改变 L1-C1-R1 电路的 Q 值，或二者同时进行。如果互感系数是固定的——通常如此——为实现匹配必须改变 Q 值。注意增大 Q 值相当于增大两线圈之间的耦合度，反之亦然。

如果 L2 的电抗值不等于 $R2$，同样可以通过调节 k 和 Q 值来实现匹配，但是其中一个的值必须比 $X_{L2} = R2$ 时大（或者两者皆如此）。一般来说，在实际应用中希望有载 Q 的值比较小。因为 Q 较小即意味着频率在一个波段内变化时（假定 R1 不随频率变化），只需要稍微，甚至不需要重调电路。低 Q 值还意味着匹配网络本身的损耗较小。

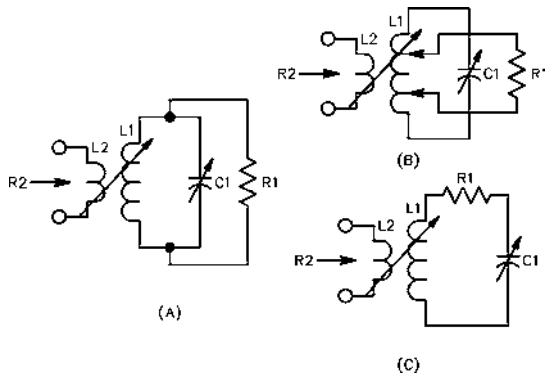


图25-2 电感耦合式阻抗匹配电路。（A）和（B）使用并联调谐电路。（B）中L1的抽头位于两端时，该电路与（A）相同。串联调谐电路（C）在负载阻抗$R1$非常小时很有用。

25.2.1 电路 Q 值

图 25-2（A）中采用并联调谐网络，Q_P 等于：

$$Q_P = \frac{R1}{X_{C1}} \qquad (25\text{-}3)$$

这里假设 L1-C1 已调谐到系统工作频率。该电路适合 R1 相对较大的情况——从几百欧姆到几千欧姆。

图 25-2（C）中采用串联调谐网络，其 Q 值等于：

$$Q_s = \frac{X_{C1}}{R1} \qquad (25\text{-}4)$$

同样假设 L1-C1 已调谐到系统工作频率。该电路适合 $R1$ 比较小的情况——从几欧到 $100\ \Omega$。图 25-2（B）中电路的 Q 值取决于 L1 上抽头的位置以及 C1 的电抗。该电路几乎能与实际应用中的所有 R1 匹配。

要改变图 25-2（A）或图 25-2（C）中电路的 Q 值，需要改变 C1 的电抗。由于电路已调谐到工作频率，因此改变 Q 值即意味着 L/C 的比值也将随之改变。图 25-2（B）中 L/C 的比值可以为定值，因为可以通过改变 L1 上抽头的位置来改变 Q 值。Q 值将随着 L1 上两抽头的靠近而增大，反之则减小。

25.2.2 电抗性负载——串联和并联耦合

通常，传输线的输入阻抗既具有电抗性也具有电阻性，因此不能简单地等效为一个电阻，如图 25-2 中的 $R1$。24 章中我们已经讨论过，在任意频率下都可以将负载等效为电阻和电抗的并联或串联。图 25-2（A）和图 25-2（B）中，用并联的电阻和电抗来等效传输线的输入阻抗比较合适，图 25-2（C）中则更适合用串联的电阻和电抗。

图 25-3（A）和图 25-3（B）中将负载等效为电阻 R1 和电容 C 的并联，图 25-3（C）中等效为 R1 和 C 的串联。图 25-3（A）中电容 C 和 C1 并联，因此总电容等于二者之和——该电容为电路的有效电容，与 L1 在工作频率处谐振。显然，该负载条件下 C1 的值（调谐时）比图 25-2（A）中纯电阻负载条件下的值小。

图 25-3（B）中，电容 C 同样将增大电路的总的有效调谐电容。但是，C 使有效调谐电容增加的量取决于 L1 上抽头的位置。如果两抽头靠得比较近，C 引起的增加量相对较小，但会随着两抽头之间距离的增大而增大。

图 25-3（C）中，电容 C1 和 C 串联，因此总的电容值比二者都小。因此为了调谐到工作频率，相较于纯电阻负载的情况（图 25-2（C）），电容 C1 的值必须增大。

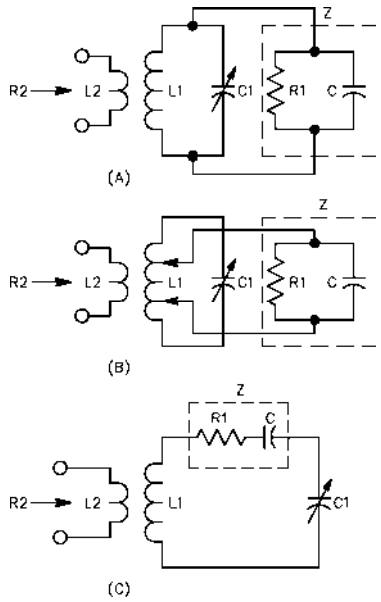


图25-3　既有电抗性又有电阻性的传输线输入阻抗可等效为虚线框中的电路，此时电抗为容性电抗。如果为感性电抗，用线圈代替虚线框中的电容C。

如果负载阻抗的电抗为感性电抗，讨论与前面的类似。此时，需要用电感代替图 25-3 中的电容 C。图 25-3（A）和图 25-3（B）中，电路的总的有效电感减小，因此为了调谐到工作频率，必须增大 C1。图 25-3（C）中，电路的总的有效电感增大，因此为了调谐到工作频率，C1 的值要减小。

25.2.3　传输线电抗对电路 *Q* 值的影响

传输线输入阻抗的电抗性将影响匹配电路的 *Q* 值。如果电抗为容性电抗，且谐振的维持是通过调节图 25-3（B）中的 C1 来实现的，没有改变 L1 的值或 L1 上抽头的位置，那么电路的 *Q* 值不变（与纯电阻性负载且 R1 相同的电路的 *Q* 值相比）。如果负载的电抗为感性电抗，*L*/*C* 的值将改变，因为电路的总的有效电感改变了而 L1 一般是不可调的。这种情况下，图 25-3 中 3 种电路的 *Q* 值都将发生改变。

负载具有明显的电抗性时，并不总是能够通过重新调节 C1（与纯电阻负载条件下的值相比）使电路谐振。这样的情况可能发生在并联等效电路中负载电抗与电阻相比较小时，或串联等效电路中负载电抗与电阻相比较大时。电路失谐的同时还伴随着 *Q* 值的增大，有时 *Q* 增大到太大导致电路中的环流过高。这会降低电路的效率（一般来讲，如果某匹配电路的有载 *Q* 低于 10，且使用的线圈优良的话，该电路中出现的能量损耗是不合理的）。如果传输线长约为 *l*/8（45°）的奇数倍且 SWR 比较高，其输入阻抗的电抗电阻比可能不会令人满意。

25.2.4　传输线输入阻抗的 *Q* 值

等效输入电路中电抗和电阻的比值——即传输线输入阻抗的 *Q* 值——是传输线长度和 SWR 的函数。实际上，*Q* 的取值并没有一个明确的界定——低于该 *Q* 值就是令人满意的，高于该 *Q* 值则不令人满意。一般来说，所允许的 *Q* 的最大取值取决于匹配电路的调谐范围。如果调谐的范围有限（如果可变电容的最大值相对较小，则调谐范围有限），要采用下面的方法对传输线的输入电抗进行补偿是不可行的：将电抗作为匹配电路的一部分，即重新调节图 25-3 中的 C1。匹配电路的 *Q* 值较低时，传输线输入电抗的影响比 *Q* 值较高时大。

如前面讨论过的那样，一个好的匹配电路其 *Q* 值要比较小，即电抗电阻之比要比较小。

25.2.5　输入电抗补偿

传输线输入阻抗的电抗电阻之比不那么理想时，最好采取一些措施对它进行补偿——可通过图 25-4 中的电路来实现。即通过在外部连接与传输线电抗数值相同、类型相反的电抗来实现对传输线电抗的补偿。图 25-4（A）中（传输线输入阻抗等效为并联的电阻和电容），在传输线输入等效电路的两端连接了一个与 C 大小相等的电感 L 来抵消传输线的电抗。（该过程实际上相当于将传输线调谐到工作频率。）由于谐振时 L-C 并联电路的等效阻抗相当于一个极大的电阻，因此此时传输线的输入阻抗相当于一个与 R1 相同的纯电阻。

图 25-4（B）中传输线输入阻抗的电抗为感性电抗。此时，用于补偿的外接电抗为容性电抗，其值等于传输线的电抗 L。传输线输入阻抗的等效电路为串联电路时，外接电抗串联在电路中，如图 25-4（C）和图 25-4（D）所示。

一般来说，并不需要用到这些方法来进行补偿，除非发生下述情况：匹配电路的调节范围有限，不能实现对传输线电抗的补偿（具体前面我们已经讨论过），或者即使能够完成补偿，但是需要对匹配电路进行较大的调整，而调整后匹配电路的 *Q* 值过高。后一种情况通常还伴随着匹配网络中线圈发热的现象。

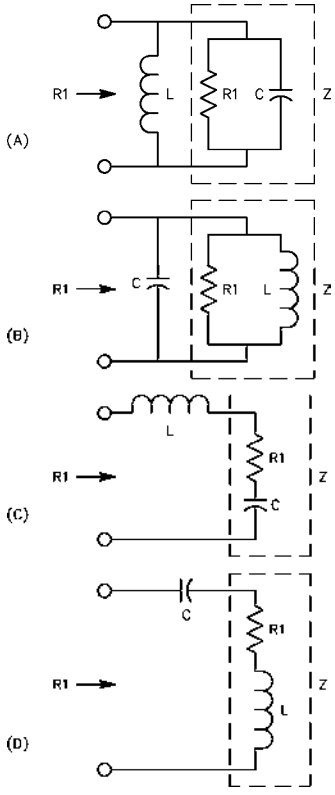


图25-4　传输线输入电抗补偿。

25.2.6　可变耦合法

图 25-2 和图 25-3 中，L1 和 L2 之间的耦合最好是可调的。如果二者间的耦合固定（例如使用固定位置链接），为实现匹配，对 L1 上抽头位置的要求将非常严格。如果线圈之间的耦合可调，这将为匹配网络提供附加的可调节性，使匹配过程更加容易。如果电路是连接到平衡传输线的，为了保持平衡性，L2 应当耦合到 L1 的中心。

摆动链接一类的可调电感耦合由于机械原因而不可行，作为替换可使用一个与 L2 串联的可变电容来实现电感耦合的可调，如图 25-5 所示。改变 C2 可改变 L2-C2 电路的总电抗，这相当于改变了 L1 和 L2 之间的互感。C2 和 L2 的取值应满足在工作波段的最低频率处 C2 和 L2 发生谐振。因此，如果 L2 的电抗等于传输线的特征阻抗 Z_0，则低频时电容的值要很大（3.5 MHz，负载为 50 Ω 传输线时电容值约为 1 000 pF）。为了保证电容的尺寸不是太大——最大值为 250～300 pF 的电容，其尺寸比较合适——L2 的取值应满足在最低频率处 L2 与可用的最大电容发生谐振。

在高频波段不会出现与可变电容相关的问题，因为 50～70 Ω的电抗属于常规元器件。

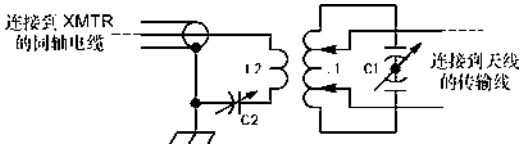


图25-5　使用可变电容C2以满足L1和L2之间的互感可调。

25.2.7　电路的平衡

图 25-5 中 C1 是一个平衡电容或分裂定片电容。与平衡传输线连接的匹配电路中需要使用这种类型的电容——它们的两片是对称的。平衡电容的转子本来是需要接地的，但如果需要，也可以使转子悬空而将 L1 的中心接地，或者两者都悬空。究竟采用哪一种方法取决于与天线相连的传输线上的电流，这一点我们后面将加以讨论。可以用单片电容代替分裂定片电容。

25.2.8　传输线输入电流测量

调节过程中，图 25-6 中所示的 RF 电流表，或其他形式的输出指示计，虽然不是必须的却很有用。大多数情况下，电路获得匹配时（如 SWR 指示计所示），到传输线的能量输出效率是最高的。但是，获得较好匹配的同时，匹配电路中可能会出现过高的能量损耗——如果进行了前面讨论过的获得低 *Q* 的操作，这种情况不会发生。如果对电路设置的要求非常严格或不能实现匹配，那么就需要接入附加的电抗来实现对传输线输入电抗的补偿，具体方法我们前面已经讨论过。

RF 电流表可以表示出不同设置的匹配网络的对比输出，也可以表示出进行了电抗补偿（如果需要进行补偿）之后的输出改善。假设比较过程中匹配网络的基本电路没有改变（例如电路的某些元器件接地或不接地的变化），RF 电流表的读数将随传输线的输入功率的增大而增大。因此 RF 电流表读数最大时电路的输出效率最高（假设发射机的输入功率恒定）。

如图 25-6 所示，两台电流表分别位于两条导体线中，其作用是判断导体线的平衡性——两导体线中的电流应该相同。也可以只使用一台电流表——电流表先在一条线上测量然后再切换到另一条。如果只使用一台电流表，除了调节时，最好不要将电流表连入电路中，因为它会增加自身所在导体线的电容，这会引起某种程度的不平衡。这一点对于安装在金属面板上的仪器来说尤为重要。

对于 SWR 不是非常小的传输线来讲，其输入阻抗的电阻很少可以精确测得（因为其阻抗随频率变化），因此依据 RF 电流来检测该传输线的输入功率意义不大。但是，知道传输线上的 RF 电流后便可以间接知道整个

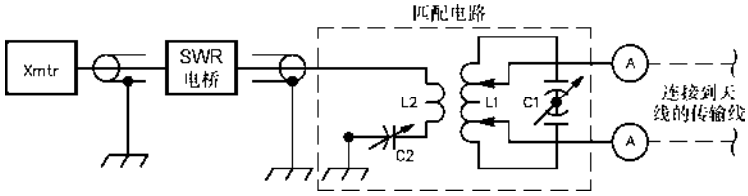


图25-6　带SWR指示计的调节电路。A为RF电流表。

系统的效率。如果某耦合调节器可以使传输线上的电流最大，末级放大器的输入功率最小，那么该耦合调节器就是我们最需要的——也是效率最高的。切记：多频带传输线中的电流大小将随工作波段的不同而发生急剧变化，因为此时传输线的输入阻抗变化极大。详情见第2章。

为方便调节，也可以用与几英寸长的导体线并联的小闪光灯灯泡来代替 RF 电流表。可根据灯泡的明暗变化来判断传输线上电流的变化情况。使用灯泡有很多好处：便宜，且灯泡的物理尺寸小不会使电路失去平衡。另外一种测量 RF 电流的方法是使用环形磁芯—单匝一次绕组。详情见第 6 章最后部分。

25.3　L 形网络

对于不平衡负载，L 形网络是一种相对简单但是非常有用的匹配电路，如图 25-7（A）所示。L 形网络一般用于单波段工作，虽然也有适合多波段工作的 L 形网络——其线圈抽头可切换或可变。为了确定匹配时电路元器件的取值范围，需假定输入和负载阻抗已知。否则需要不断的试验来得出实现匹配所需的网络设置。

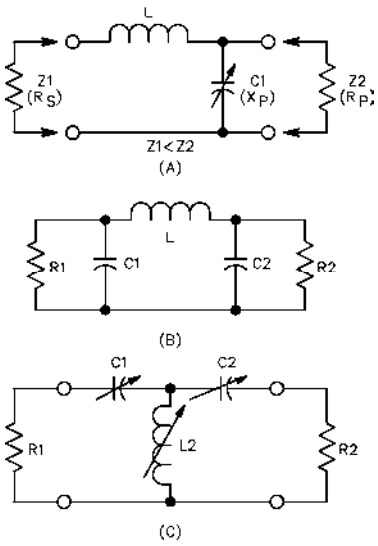


图25-7　（A）中L形匹配网络由L1和C1组成，其作用是实现Z1和Z2的匹配。阻抗比较小的Z1必须连接在网络的串联支路端，阻抗较大的Z2则连接在并联支路端。网络中电感和电容的位置可以交换。（B）中为π形网络调谐器，其作用是实现R1和R2的匹配。π形网络作为天线调谐器比L形网络更灵活。请参见文章中的元器件值计算公式。（C）中为T形网络调谐器。它的灵活性更强，使用常见的元器件（元器件值比较常见）构成的网络其匹配范围就可以很广。T形网络的缺陷在于效率很低，尤其是在输出电容比较小时。

图 25-7（A）中，L1 为串联阻抗，其值为 X_S，C1 为并联阻抗，其值为 X_P。不过，为了满足机械上的要求或出于其他考虑，可以在串联支路中使用电容而在并联支路中使用电感。

定义 X_S，R_S 之比为网络的 Q 值。4 个无耗元器件的取值 R_S，R_P，X_S 和 X_P 满足下面的方程。给定任意两个元器件的值，便可计算得到其他两个元器件的值。

$$Q=\sqrt{\frac{R_P}{R_S}-1}=\frac{X_S}{R_S}=\frac{R_P}{X_P} \qquad (25\text{-}5)$$

$$X_S=QR_S=\frac{QR_P}{1+Q^2} \qquad (25\text{-}6)$$

$$X_P=\frac{R_P}{Q}=\frac{R_PR_S}{X_S}=\frac{R_S^2+X_S^2}{X_S} \qquad (25\text{-}7)$$

$$R_S=\frac{R_P}{Q^2+1}=\frac{X_SX_P}{R_P} \qquad (25\text{-}8)$$

$$R_P=R_S\left(1+Q^2\right)=QX_P=\frac{R_S^2+X_S^2}{R_S} \qquad (25\text{-}9)$$

设计匹配网络时需要考虑负载的电抗（非纯电阻式阻抗）：要么将之作为匹配的网络的一部分，要么通过补偿电路对其进行补偿。感性和容性电抗的值可通过标准阻抗方程将之转换为工作频率下电感和电容的值。

必须注意式（25-5）～式（25-9）是针对无耗元器件的。使用的元器件为真实元器件（其无载 Q 记作 Q_S）时，转换关系将会发生改变，必须对损耗进行补偿。真实线圈可以等效为一个理想线圈与一个有耗电阻的串联，真实电容可以等效为一个理想电容与一个有耗电阻的并联。在 HF 波段，实际线圈的无载 Q_U 取值在 100～

400，平均值约为 200，与安装在大型金属腔体中的高品质空心线圈的无载 Q_U 相同。天线调谐器中使用的可变电容的无载 Q_U 约为 1 000，与带接触刷的空气可变电容的无载 Q_U 相同。真空管可变电容的无载 Q_U 可高达 5 000，不过其价格非常高昂。

实际天线调谐器中，线圈的损耗一般比可变电容的损耗大。线圈和电容中的 RF 环流将引起非常严重的发热现象。ARRL 实验室在进行生产测试时发现，将天线调谐器推到极限时塑料骨架的线圈被熔化了。有时电容的两端的 RF 电压非常大，导致出现严重的电弧现象。

原版书附带的光盘中有 ARRL 提供的软件 TLW，它可以完成与传输线和天线调谐器相关的计算。TLW 可对 4 种不同的网络进行计算：低通 L 形网络，高通 L 形网络，低通 π 形网络和高通 T 形网络。TLW 不仅可以计算网络中各元器件的值，还可以计算电压的全效应，以及各元器件中的电流和功耗。天线调谐器中的损耗可能非常大，这取决于它的负载阻抗。更多 TLW 的使用说明请查看 TLW.PDF 文件。TLW 是一个传输线计算软件，被有些人称之为“瑞士军刀”。

25.4 π 形网络

工作在多重 HF 波段时，天线馈点处阻抗的变化范围很广，尤其是使用细导线时。更多内容请见第 2 章。天线的馈电传输线将天线馈点处的阻抗转换为传输线输入端的阻抗。该阻抗变化范围同样很广。这要求使用的天线调谐器比 L 形网络灵活。

如图 25-7（B）所示的 π 形网络的灵活性比 L 形网络强，因为它的可变元器件有 3 个。对电路元器件的取值只有一个限制条件：串联支路中的电抗（图中的电感 L）的值不能大于 $R1$ 和 $R2$ 乘积的平方根。下面的计算式要求 π 形网络中的元器件为无耗元器件。

$R1 > R2$ 时：

$$X_{C1} = \frac{R1}{Q} \qquad (25\text{-}10)$$

$$X_{C2} = R2\sqrt{\frac{R1/R2}{Q^2+1-R1/R2}} \qquad (25\text{-}11)$$

$$X_L = \frac{(Q\times R1)+\dfrac{R1\times R2}{X_{C2}}}{Q^2+1} \qquad (25\text{-}12)$$

π 形网络可以将一个低阻抗元器件与一个阻抗非常高的元器件进行匹配，例如，可将 50 Ω 的元器件同几千欧的元器件进行匹配。它也可以将一个 50 Ω 的元器件同一个阻抗值非常小的元器件进行匹配，例如 1 Ω 甚至更小。天线调谐器中 C1 和 C2 是两个相互独立的可变电容。L 可以是滚筒式电感也可以是带可切换抽头（多抽头）的线圈。

或者也可以用带夹子的引线将固定电感的一些匝短接起来，以减少电感的匝数。采用这种方法，通过不断往复的试验，最终可以实现匹配。可能同时有几种不同设置（L，C1 和 C2 的值不同）的 π 形网络能将同一组（两个）阻抗元器件进行匹配。如果仍然能保持匹配但是网络的设置改变了，那么电路的 Q 值也将发生改变，随 C1 的增加而增大。

负载一般既具有电抗性也具有电阻性。改变匹配网络中电抗的值可以实现对负载电抗的补偿。例如，如果 R2 两端跨接了一个电抗，无论该电抗是容性的还是感性的，都可以通过改变 C2 的值对其进行补偿。

实际应用中，与 L 形网络一样，必须对 π 形网络中各元器件的无载 Q 进行考虑，以估算其损耗。

25.5 T 形网络

为了将负载阻抗转换为 50 Ω，π 形网络和 L 形网络中常会用到取值很不实际的电容——即低频时通常需要很大的电容。通常，匹配网络的输出阻抗随频率急剧变化时（多波段单线天线中很常见），电容的可变范围必须很广。

图 25-7（C）中高通 T 形网络的阻抗匹配范围很广，用到的元器件的值也很实际。但是，获得此灵活性的同时必须付出相应的代价——与其他类型的匹配网络相比，T 形网络的损耗很大，低频时尤其如此——无论负载电阻多小。如果图 25-7（C）中输出电容 $C2$ 的最大值比较小，该网络的损耗将很大。

图 25-8 中给出了 1.8 MHz 波段，负载为 5 + j 0 Ω时，4 种类型的匹配网络中各元器件的值。假定各网络中电感的无载 Q 均为 200，电容的无载均 Q 为 2 000。元器件的值是使用 *TLW* 计算得到的。

图 25-8（A）中是低通 L 形网络，图 25-8（B）中是高通 L 形网络，图 25-8（C）中是 π 形网络。前 3 个网络中大于 5 200 pF 的电容是非常不实际的。这 3 个网络的有载 Q_L 只有 3.0，说明它们的损耗比较小。实际上仅占

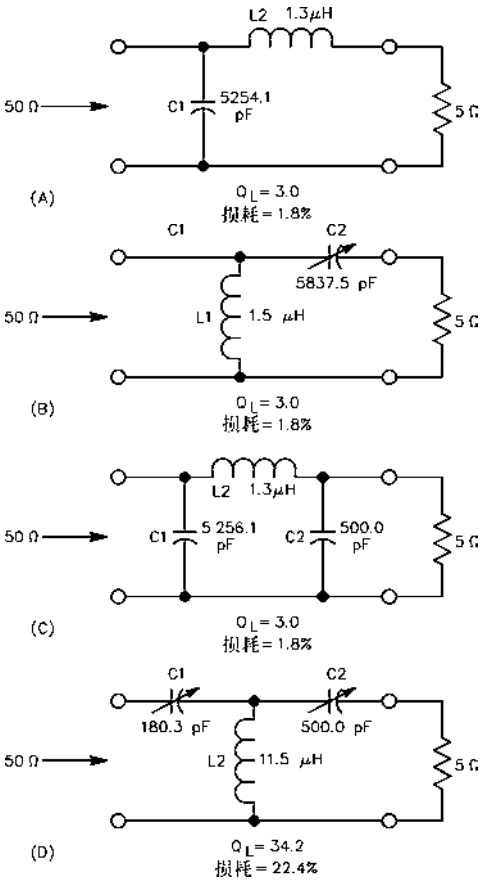


图25-8　图中各网络的作用是将5 Ω的负载电阻与50 Ω的传输线进行匹配，匹配网络中各元器件的取值已经在图中标出（线圈的Q_U = 200，电容的Q_U = 1 000）。（A）为低通L形网络，输入电容位于并联支路，电感位于串联支路。（B）为高通L形网络，输入电感位于并联支路，电容位于串联支路。可以发现这两个L形网络中电容的值很大。（C）为低通π形网络，（D）为高通T形网络。T形网络中各元器件的值比较实际，虽然该网络的损耗是最高的，可高达输入功率的22.4%。

输入功率的 1.8%，因为元器件的有载 Q_L 远小于各自的无载 Q_U。

图 25-8（D）中 T 形网络各元器件的取值更为实际可行。该网络输出电容的值设置在 500 pF，根据它可进一步推导得到其他两个元器件的取值。该网络的缺陷在于

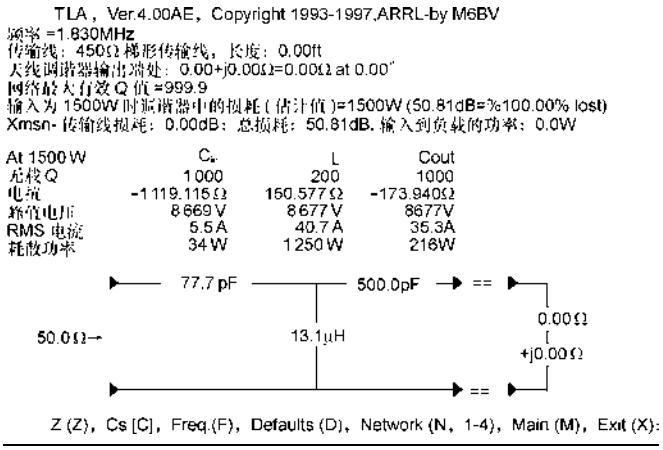


图25-9　TLA软件（TLW的DOS版本）对一个输出端短路的T形天线调谐器的处理结果。该调谐器“将能量加载到自身”，所有的输入能量都被网络自身耗散掉了！

其有载 Q 上升到了 34.2，损耗高达输入功率的 22.4%。输入功率为法定限制功率 1 500 W 时，网络中的损耗为 335 W。其中，电感中消耗的功率为 280 W——这可能会使电感熔化！即使电感不会燃起来，输出电容 C2 上也可能产生电弧，因为网络的输入功率为 1 500 W 时，C2 上可能出现一个高于 3 800 V 的峰值电压。

由于 T 形网络中各元器件的损耗，很有可能“将能量加载到自身”，从而导致匹配网络内部损坏。现在举例说明：图 25-9 所示为一工作频率在 1.8 MHz 波段、输出端短路的 T 形网络，网络中各元器件的值看起来十分合理，但是遗憾的是，能量都被网络自身给消耗掉了。天线调谐器的输入功率为 1 500 W 时，其输出电容 C2 中的电流为 35 A，两端的峰值电压可超过 8 700 V。在能量损耗致使线圈损坏之前，C1（它两端的峰值电压也超过 8 700 V）和 C2 上可能会产生电弧。严重的电弧现象可能会吓坏操作者！

有一点需要注意，那就是 T 形网络的灵活性很强，阻抗匹配范围很广。但是，使用时需要谨慎，防止它燃起来。另外，即使它不会烧掉自己，它也会浪费掉你想输送到天线的宝贵的 RF 能量。

25.6　AAT 软件（天线调谐器分析软件）

天线调谐器中，由实际元器件引起的局限性取决于各元器件的额定值，以及调谐器需要匹配的阻抗的取值范围。ARRL 开发了一套名为 AAT 天线调谐器分析的软件，用于确定什么样的调谐器设置（网络中各元器件的取值）可以实现匹配又不会违反操作员设定的限制条件。AAT 软件包含在原版书附带的光盘中。

假设你想构建一个工作在业余波段（1.8～29.7 MHz 波段）的 T 形网络。首先，你需要选择适当的可变电容器 C1 和 C2。你决定试试流行的 Johnson 154-16-1，它的额定变化范围为 32～241 pF，额定峰值电压为 4 500 V。电容上的分布电容为 10 pF，因此电容的实际变化范围为 42～251 pF，无载 Q 为 1 000。该 Q

值为带接触刷的空气可变电容的典型值。接下来你需要选择一个可变电感，其最大值为 28 μH，无载 *Q* 为 2 000。同样，该 *Q* 值为实际电感的典型值。将能量损耗限制为输入功率的 20%，即 1 dB 左右。现在可以使用 AAT 进行计算了。

AAT 通过改变负载阻抗（负载阻抗的变化范围很广）来测试调谐器的匹配能力——每改变一次，负载阻抗的电阻或电抗翻倍。下面举例说明。首先测试负载为 3.125 - j3 200 Ω 时网络能否实现匹配。然后继续测试负载为下列阻抗时是否匹配：3.125 - j1 600 Ω，3.125 - j800 Ω，按此规律一直下降到 3.125 - j0 Ω。接下来 AAT 测试负载电抗为正时是否匹配：3.125 + j3.125，3.125 + j6.25，3.125 + j12.5，按此规律一直变化到 3.125 + j3 200 Ω。将串联等效电路中的电阻值设为 6.25Ω，然后按上述规律改变电抗的值并测试能否匹配。重复前面的过程直到电阻值变化到 3 200 Ω。因此，对于每个波段，需要对 253 个阻抗值进行阻抗匹配测试。从 1.8～29.7 MHz 的 9 个业余波段共进行了 2 277 次匹配测试。

如果软件确定所选择的网络能与某个阻抗匹配，并能满足操作者给出的电压、元器件值和功率损耗的限制条件，软件就将该网络的能量损耗百分比存储在内存中，然后继续处理下一个负载阻抗。如果软件认为虽然能够实现匹配，但是一些参数违反了操作者给出的限制条件（例如电容器两端的电压超过其峰值电压），它就将该问题说明存入内存中，然后继续向下处理。

π 形网络和 T 形网络各有 3 个可变元器件，软件对它们进行测试时，离散地改变网络输出电容的值。为了减少执行时间，AAT 在实际操作时总是离散地取值，由于受到离散间隔的影响，AAT 可能会漏掉一些临界匹配网络设置。使用 TLW 软件（采用与 AAT 相同的算法来确定匹配网络设置）可以手动找出这些临界匹配点。在 100 MHz 的奔腾处理器上，AAT 完成 2 277 次测试需要大约 4 分钟。如果使用 33 MHz 的 486DX 处理器可能会非常慢。考虑到执行时间的问题，虽然 AAT 测试了很多种网络设置，但并未穷尽所有。

测试完所有的负载值后，AAT 将测试结果记录在两个磁盘文件中——一个是摘要文件（该例中命名为 TEENET.SUM），另一个是成功匹配或近似匹配（只违反了电压限制条件）的详细记录文件（TEENET.LOG）。图 25-10 所示是 3.5 MHz 波段和 29.7 MHz 波段，某 T 形网络 AAT 输出摘要的一部分。（1.8 MHz 波段以及 7.1～24.9 MHz 波段的 AAT 输出摘要这里也没有给出。）该 T 形网络中可变电容 C1 和 C2（包含了 10 pF 的分布电容）的变化范围为 42～251 pF，两者的额定电压皆为 4 500 V。假设线圈的最大值为 28 μH，无载 *Q* 为 200。

匹配映射网格中的数字代表匹配成功时对应负载条件下的能量损耗百分比。出现“C−”说明由于有一个可变电容的最小值太大，匹配不成功。这种情况常出现在高频波段，不过在功率损耗大于操作者的设定值，AAT 继续寻找功率损耗较低的网络设置时也可能发生在低频波段。“C−”将会一直出现，直到 AAT 找到一种网络设置，其可变电容的最小值满足输入电容 C1 的限制条件。

类似地，出现“C+”说明由于有一个可变电容的最大值太小，匹配不成功。网格中的“L+”代表匹配失败，需要用更大的电感。“*V*”代表某些元器件两端的电压超过了其电压限制。此时为了防止出现电弧（电压过高）可以减小输入功率。“*P*”代表功率损耗超过了设定值，即功率损耗过大。空格代表由于多种条件同时不能满足，无法实现匹配。

很显然，3.5 MHz 波段，负载电阻小于 12.5 Ω时，使用该电容器设置的 T 形网络的损耗很大。例如，负载阻抗为 12.5−j 100 Ω时，网络损耗占输入功率的 16.7%。输入功率 1 500 W，网络就消耗掉了 250 W，其中大部分被线圈消耗掉了。随着负载电抗，尤其是容性电抗的增大，网络的能量损耗增大。出现这种情况是因为负载的串联容性电抗会附加到 C2 上，损耗因此相应增加。

对于大多数负载来说，使用较大的输出电容 C2 可以减小网络的损耗。通常情况下，可变电容（该电容的取值限定了网络的有效阻抗匹配范围）的取值范围和额定电压之间存在一个折中点。如图 25-11 所示，假设电容 C1 和 C2 的可变范围变大，峰值额定电压减小（相较于图 25-10 中的设置）。电容使用 Johnson 154-507-1 双联可变电容器，每联的可变范围为 15～196 pF，峰值额定电压为 3 000 V。在低频段电容的两联并联。同样假设每个可变电容器上的分布电容为 10 pF。

图 25-11 中，3.5 MHz 波段，匹配映射移向左侧，这意味着与串行电阻较小的负载阻抗实现匹配时，匹配网络的损耗较小。但这同样意味着负载阻抗的电阻最大时（3 200 Ω），输出电容两端的电压将超过其额定值。这种情况不会发生在图 25-10 中的匹配网络中，其输出电容的额定电压值为 4 500 V。

29.7 MHz 波段时比较图 25-10 和图 25-11。与图 25-10

相比，图 25-11 中电路的可变电容的最小值更小（图 25-10 中为 42 pF，图 25-11 中为 25 pF），这使得它的阻抗匹配范围更广。该电路不能与电阻大于 200 Ω的负载阻抗进行匹配。

串联电容 跨接电感 串联电容型T形网络中的损耗所占的百分比。
频率：3.5 MHz, Z0: 50, 1500W,最大电压：4500 V, Qu: 200 , Qc: 1000
可变电容：42 ~ 251 pF with switched 160/80 m 输出电容 : 0 pF

Xa	3.125	6.25	12.5	25	50	100	200	400	800	1600	3200	Ra
- 3200	L+	L+	L+	L+		L+	L+	L+	L+	V	7.2	
- 1600	L+	L+	L+	L+		L+	V	V	6.7	5.4	5.6	
- 800	L+	L+	C-	C-	V	V	8.1	5.5	4.3	4.2	5.0	
- 400	C-	C-	C-	V	12.0	7.6	5.0	3.6	3.2	3.7	4.8	
- 200	C-	C-	P	13.3	8.2	5.2	3.5	2.7	2.8	3.5	4.7	
- 100	C-	C-	16.7	10.2	6.3	3.9	3.1	2.9	2.6	3.4	4.7	
- 50	C-	C-	14.3	8.6	5.2	3.6	3.3	2.9	2.6	3.4	4.7	
- 25	C-	C-	13.1	7.8	4.7	3.6	3.1	2.8	2.5	3.4	4.7	
- 12.5	C-	C-	12.4	7.4	4.5	3.9	3.5	2.8	2.5	3.4	4.7	
- 6.25	C-	C-	12.1	7.2	4.4	3.8	3.5	2.7	2.5	3.4	4.7	
-3.125	C-	19.8	11.9	7.1	4.7	3.8	3.5	2.7	2.5	3.4	4.7	
0	C-	19.6	11.8	7.0	4.7	3.7	3.4	2.7	2.5	3.4	4.7	
3.125	C-	19.3	11.6	6.9	4.6	3.7	3.4	2.7	2.5	3.4	4.7	
6.25	C-	19.1	11.4	6.8	4.5	3.7	3.4	2.9	2.5	3.4	4.7	
12.5	C-	18.6	11.1	6.6	4.4	4.2	3.3	2.9	2.5	3.4	4.7	
25	C-	17.6	10.4	6.2	4.7	4.0	3.2	2.8	2.5	3.4	4.7	
50	C-	15.5	9.1	6.1	4.9	3.7	3.4	2.7	2.4	3.3	4.7	
100	P	11.0	7.6	6.5	4.9	3.9	3.4	2.9	2.4	3.3	4.7	
200	V	V	8.3	7.0	5.3	3.9	3.6	2.8	2.3	3.3	4.7	
400	P	V	V	V	V	5.4	3.6	3.5	2.3	3.3	4.6	
800	P	P	P	V	V	V	2.3	2.3	2.6	3.4	4.7	
1600						L+	2.5	3.6	3.9	4.0	4.9	
3200						L+	L+	L+	L+	5.5	5.9	

串联电容 跨接电感 串联电容型T形网络中的损耗所占的百分比。
频率：29.7 MHz, Z0: 50, 1500W, Vmax: 4500 V, Qu: 200 , Qc: 1000
可变电容：42~251 pF with switched 160/80 m 输出电容：0 pF

Xa	3.125	6.25	12.5	25	50	100	200	400	800	1600	3200	Ra
- 3200	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	
- 1600	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	
- 800	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	
- 400	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	
- 200	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	C-	
- 100	C-	C-	C-	C-	2.7	1.8	1.6	C-	C-	C-	C-	
- 50	C-	C-	C-	2.6	1.6	1.2	1.3	C-	C-	C-	C-	
- 25	C-	5.3	2.9	1.7	1.1	1.0	1.2	C-	C-	C-	C-	
- 12.5	7.1	3.9	2.1	1.1	0.8	0.9	1.1	C-	C-	C-	C-	
- 6.25	6.0	3.2	1.7	1.0	0.6	0.8	1.1	C-	C-	C-	C-	
-3.125	5.4	2.8	1.4	1.0	0.6	0.8	1.1	C-	C-	C-	C-	
0	4.7	2.5	1.6	1.0	0.6	0.8	1.1	C-	C-	C-	C-	
3.125	4.1	2.4	1.7	1.1	0.6	0.7	1.1	C-	C-	C-	C-	
6.25	3.4	2.4	1.5	1.0	0.6	0.7	1.1	C-	C-	C-	C-	
12.5	3.4	2.9	2.0	1.1	0.6	0.7	1.1	C-	C-	C-	C-	
25	4.6	3.2	2.0	1.3	0.6	0.6	1.0	C-	C-	C-	C-	
50	5.2	3.9	2.0	1.6	0.7	0.5	1.0	C-	C-	C-	C-	
100	8.9	4.8	2.5	C+	0.9	0.5	1.0	C-	C-	C-	C-	
200						0.7	1.1	C-	C-	C-	C-	
400						C-	C-	C-	C-	C-	C-	
800						C-	C-	C-	C-	C-	C-	
1600						C-	C-	C-	C-	C-	C-	
3200						L+	C-	C-	C-	C-	C-	

图25-10 3.5 MHz和29.7 MHz波段，某T形网络（额定电压4 500 V的42～251 pF可变电容（包含分布电容），28 μH滚筒电感）的AAT输出摘要。负载从3.125－j3 200 Ω变化到3 200+j3 200 Ω，变化规律见文字说明。符号“L+”代表匹配不成功，需要更大的电感。“C-”代表电容的最小值太大。“V”代表电容两端电压超过了它的额定值。“P”代表网络的功率损耗超过了设定值20%。空格代表由于多种条件同时不能满足，无法实现匹配。

```
串联电容 跨接电感 串联电容型T形网络中的损耗所占的百分比.
频率：3.5 MHz, Z0:  50,  1500W,最大电压: 3000 V, Qu:  200 , Qc:  1000
可变电容：25 ～  402 pF with switched 160/80 m 输出电容 :  400 pF
    Xa   3.125 6.25 12.5   25   50  100  200  400  800 1600 3200   Ra
- 3200      L+   L+   L+   L+        L+   L+   L+   L+    V    V
- 1600      L+   L+   L+   L+        L+    V    V    V    V    V
-  800      C-   L+   L+   L+    V    V    V  4.9  3.9  4.0    V
-  400      C-   L+   L+    V    V  6.0  4.0  3.0  2.9  3.6    V
-  200      C-   L+    V  9.0  5.5  3.5  2.5  2.2  2.6  3.4    V
-  100      C-    V  9.6  5.7  3.5  2.3  1.8  1.9  2.4  3.4    V
-   50    19.7 11.7  6.8  4.0  2.6  2.2  1.8  1.8  2.4  3.3    V
-   25    16.1  9.3  5.4  3.3  2.7  2.3  1.8  1.7  2.4  3.3    V
- 12.5    14.1  8.1  4.6  3.4  2.9  2.4  1.9  1.7  2.4  3.3    V
- 6.25    13.1  7.5  4.2  3.5  2.8  2.4  1.9  1.7  2.3  3.3    V
-3.125   12.6  7.2  4.3  3.3  2.7  2.3  1.8  1.7  2.3  3.3    V
     0   12.1  6.9  4.4  3.6  3.0  2.3  1.8  1.7  2.3  3.3    V
 3.125   11.6  6.5  4.6  3.4  3.0  2.3  2.0  1.7  2.3  3.3    V
  6.25   11.0  6.2  4.4  3.7  2.9  2.6  2.0  1.7  2.3  3.3    V
  12.5   10.0  6.0  4.4  3.5  2.8  2.5  1.9  1.7  2.3  3.3    V
    25    8.5  5.8  4.7  3.6  3.0  2.4  1.9  1.6  2.3  3.3    V
    50    8.6  6.9  4.7  4.2  3.2  2.3  1.8  1.6  2.3  3.3    V
   100    V    V    6.3  4.4  3.2  2.5  1.9  1.5  2.3  3.3    V
   200    V    V    V    V    4.2  2.6  2.0  1.5  2.3  3.3    V
   400    P    V    V    V    V    1.1  1.5  1.7  2.3  3.3    V
   800    P    P    P    V    V    V    2.3  2.6  2.7  3.4    V
  1600    P    P    P    V    V    V    V    V    V    4.1    V
  3200                             L+   L+   L+   V    V    V
串联电容—跨接电感—串联电容型T形网络中的损耗所占的百分比.
频率 29.7 MHz, Z0:  50,  1500W,最大电压: 3000 V, Qu:  200 , Qc:  1000
可变电容:  25 to  402 pF with switched 160/80 m 输出电容.:  400 pF
    Xa   3.125 6.25 12.5   25   50  100  200  400  800 1600 3200   Ra
- 3200      C-   C-   C-   C-        C-   C-   C-   C-   C-   C-
- 1600      C-   C-   C-   C-   C-   C-   C-   C-   C-   C-   C-
-  800      C-   C-   C-   C-   C-   C-   C-   C-   C-   C-   C-
-  400      C-   C-   C-   C-   C-   C-   C-  2.8   C-   C-   C-
-  200      C-   C-   C-   C-  4.6  2.9  2.2  2.1  2.5   C-   C-
-  100      C-   C-   C-  4.1  2.5  1.7  1.5  1.8  2.4   C-   C-
-   50      C-  6.9  3.9  2.3  1.4  1.1  1.3  1.7  2.3   C-   C-
-   25    7.7  4.3  2.4  1.3  0.9  0.9  1.2  1.6  2.3   C-   C-
- 12.5    5.4  2.9  1.5  0.8  0.6  0.8  1.1  1.6  2.3   C-   C-
- 6.25    4.1  2.1  1.3  0.8  0.5  0.7  1.1  1.6  2.3   C-   C-
-3.125   3.5  1.9  1.4  0.8  0.4  0.7  1.1  1.6  2.3   C-   C-
     0   2.8  1.9  1.4  1.0  0.4  0.7  1.1  1.6  2.3   C-   C-
 3.125   3.2  2.0  1.4  0.9  0.4  0.7  1.1  1.6  2.3   C-   C-
  6.25   3.4  1.9  1.5  1.0  0.4  0.6  1.1  1.6  2.3   C-   C-
  12.5   3.4  2.1  1.4  1.1  0.4  0.6  1.0  1.6  2.3   C-   C-
    25   4.6  2.3  1.5  1.0  0.5  0.6  1.0  1.6  2.3   C-   C-
    50   5.2  3.9  2.0  1.6  0.5  0.5  1.0  1.5  2.3   C-   C-
   100    V   5.6  3.0  1.6  1.0  0.5  0.9  1.5  2.3   C-   C-
   200    V                   0.7  0.8  1.1  1.5  2.2   C-   C-
   400                             1.2  1.6  1.8  2.3   C-   C-
   800                             C-   C-   C-   C-   C-   C-
  1600                             C-   C-   C-   C-   C-   C-
  3200                             L+   C-   C-   C-   C-   C-
```

图25-11　另一AAT打印输出示例。网络中使用可变范围为25～402 pF（两联并联时），额定电压为3 000 V的双联可变电容器。电感仍使用28 μH滚筒电感，不过可以在输出电容两端跨接一个可以手动切换（可以用按键控制其接入接出）的400 pF定值电容。可以发现，与图25-10中的网络相比，低频时，该网络的匹配范围移向左侧，原因在于输出电容的最大值变大了。高频时，网络的匹配范围扩大了，原因在于输出电容的最小值变小了。

为了在低频波段与小电阻的负载阻抗相匹配，AAT允许操作者在输出电容 C2 两端跨接一个可切换的定值电容。图 25-11 中，一个 400 pF 的定值电阻 C4（可通过按键对其进行切换，低频时接入）跨接在 C2 两端，以使频率在 1.8 MHz 和 3.5 MHz 波段时，网络能与小电阻的负载阻抗匹配。图 25-12 所示即为这种 T 形天线调谐器的电路图。

频率在 3.5 MHz 波段，负载为 6.25－j 3.125 Ω时，图 25-11 中匹配网络的损耗占输入功率的 7.2%，图 25-10 中的占 19.7%。另一方面，负载阻抗的电阻为 3 200 Ω时，电容两端的电压将超出其额定电压——某一个电容或两个电容两端的电压都超出。不过，超出量不会很大：输入功

率为 1 500 W 时，计算得到电容两端电压为 3 003 V，刚好超出电容器的额定电压 3 000 V。稍微减小输入功率即可防止放出电弧。

对于 π 形网络和 T 形网络，AAT 可以产生类似的表格，将电路的匹配能力同所选择的元器件组合进行一一映射。所有的计算都预设了元器件的无载 Q_U。在整个业余 MF 和 HF 波段，可变电感的无载 Q_U 变化很大。AAT 中电感的无载 Q_U 使用实测值时，AAT 的计算结果与真实天线调谐器的实测结果非常吻合。可能会有个别天线调谐器例外，这取决于电路中分布电感或电容的种类。

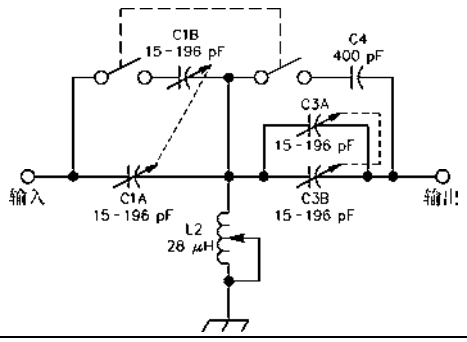


图25-12　T形天线调谐器示意图，其调谐范围如图25-11所示。

25.7　低功率连接耦合天线调谐器

与其他类型的系统相比（这些系统中发射机和天线直接相连），连接耦合（该系统使用了平衡传输线）有许多优势。频率在 3.5 MHz 波段时，其优势尤为显著。因为频率在该波段时，商业广播站常常会感应出较大的电压，该电压足够引起整流或前端超载。为避免无线电发射机和接收机中出现这种情况，可以在天线系统和无线电收发机之间插入一个磁性耦合。插入磁性耦合，避免了天线系统与无线电收发机之间的直接连接，可取得较好的隔离效果，另外，磁性调谐电路本身还具有带通特性。

虽然连接耦合可以用在单端和平衡系统中，但最普遍的是用于平衡馈电。下面将要讨论的模型适用于 3.5～28 MHz 波段。

25.7.1　电路

图 25-13～图 25-15 中的天线调谐器网络是一个波段可切换连接耦合器。L2 的作用是连接，C1 的作用是调节耦合性。S1B 的作用是选择各频段对应的连接电感的值。

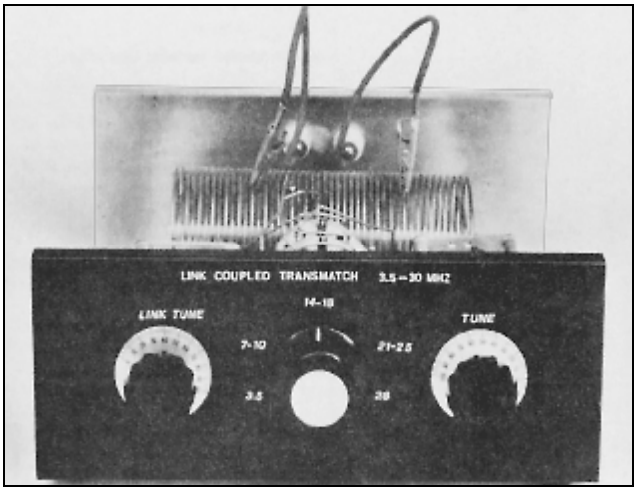


图25-13　波段可切换连接耦合器的外观图。鳄鱼夹的作用是在线圈上选择合适的抽头位置。

L1 和 L3 是分别位于连接电感两端的两个线圈，它们与天线相连。使用鳄鱼夹连接天线和线圈，不同阻抗的天线需连接到线圈的不同点（线圈抽头）上。另外，对大部分天线来说，工作波段不同，连接到线圈上的抽头的位置也不同。C2 的作用是将 L1 和 L3 调谐到工作频率。

切换开关 S1A 和 S1C 的作用是选择与各 HF 频段对应的电感值。线圈的电感值都优化过了，以适应阻抗在 20～600 Ω的天线。对于阻抗不在该范围内的天线，需要改变天线同 L1 和 L3 之间的某些固定连接。需要指出的是，L1 和 L3 必须是对称的，即两线圈的匝数相同。

25.7.2　结构

电路单元被安装在一个自制的铝质外壳中，外壳尺寸为 9 英寸×8 英寸×3½英寸。从示意图中可以看到，C2 必须与地隔离。为此可以将 C2 安装在锥形滑石或其他合适的绝缘材料上。确保 C2 转轴穿过的洞（位于前面板上）足够大，以避免转轴与面板接触。

25.7.3　调节

发射机与天线调谐器的输入端相连，二者之间插入某种 SWR 指示设备。将 S1 打到工作波段对应的位置，并将平衡传输线连接到耦合器后面板的隔热器上。将鳄鱼夹夹在线圈 L1 和 L3 上的中间位置，然后给系统上电。调节 C1 和 C2 使反射功率最小。如果匹配不是很好，将连接到天线的线圈抽头（这里称为天线抽头）向线圈两端或中心移动。再次上电并调节 C1 和 C2 直到获得最佳匹配。不断移动天线抽头直到获得 1:1 的匹配。

此处的电路是为 200 W 左右的功率水平设计的。其中使用了两台 RF 电流表来检测电路的平衡性，分别连在馈线的“两条腿”中。结果表明平衡性很好，在 1 dB 范围内。

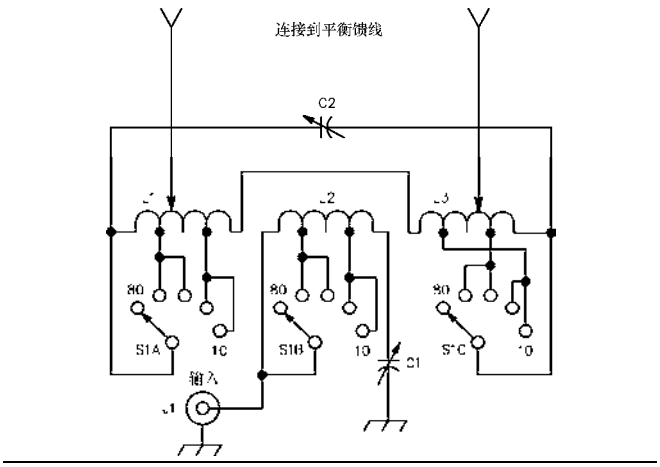


图 25-14　连接耦合器电路示意图。标有“连接到平衡馈线”的连接为滑石石瓷穿通绝缘子。这些连接另一端的箭头代表鳄鱼夹。
C1—最大值为 350 pF，两板间隔为 0.043 5 英寸或更大。
C2—最大值为 100 pF，两板间隔为 0.043 5 英寸或更大。
J1—同轴连接头。
L1, L2, L3—B&W 3026 迷你电感器。其骨架直径为 2 英寸，每英寸长骨架上绕有 8 匝#14 导线。线圈共有 48 匝。L1 和 L3 各有 17 匝，在第 8 匝和 11 匝处各引出一个抽头。L2 有 14 匝，在第 8 匝和 12 匝处各引出一个抽头。
S1—3 极点, 5 位置 瓷旋转开关。

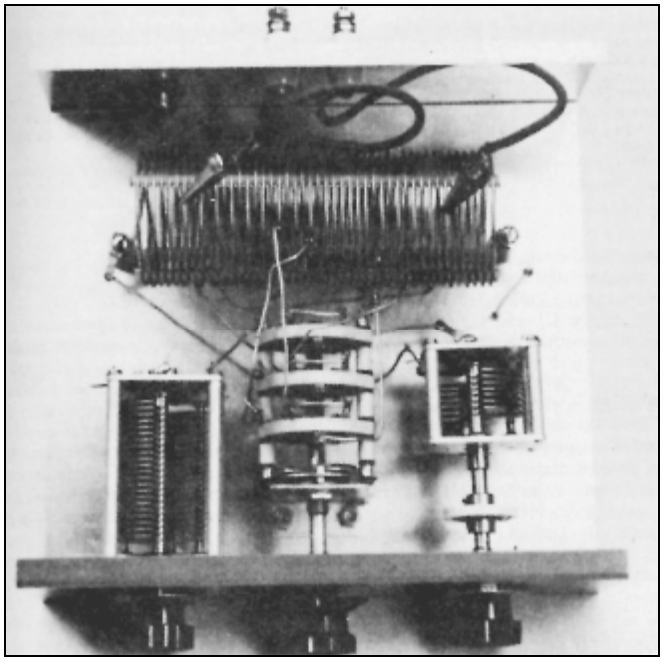


图25-15　连接耦合器内部视图，图上可以看到主要元器件的基本位置。元器件的放置要求并不严格，但布线时应尽量保证导线的长度最短。

25.8　适用于不平衡和平衡传输线的大功率 ARRL 天线调谐器

遗憾的是，与真实天线相连的传输线，其阻抗很少正好是 50 Ω。因此常常需要用到天线调谐器，其作用是将传输线的输入阻抗转换为现代无线电收发机所需的 50 Ω。一般来说，只有发射机的负载阻抗与它的预设工作负载（输出阻抗）相等时，它的输出功率才可能等于额定输出——可在允许的范围内有所浮动。许多无线电收发机都有内置的天线调谐器，因此可以处理范围适当的阻抗失配问题。这些天线调谐器大多数是针对 SWR 为 3:1 的不平衡同轴传输线设计的。因此，如果使用带内置天线调谐器的无线电收发机和同轴馈电天线，借助这些内置天线调谐器一般就可以实现匹配了，不需要额外使用天线调谐器。

25.8.1　为什么要使用天线调谐器

使用线性放大器时，你可能会发现它们无法负载某些同轴馈电天线，即使 SWR 适中也不行，这种现象在波长为 160 m 和 80 m 波段尤为显著。通常，这是由边缘容量的输出电容引起的。一些放大器甚至设计有保护电路，当 SWR 大于 2:1 时，保护电路将禁用该放大器。这种情况下需要用到大功率天线调谐器。记住：虽然天线调谐器可以使放大器处的 SWR 降低到 1:1——即将放大器的负载转换为 50 Ω——它不会改变连接到天线的传输线上的 SWR。值得庆幸的是，大部分业余 HF 同轴馈电天线工作在谐振点附近，传输线上由 SWR 引起的附加损耗不会太大。如果想使一副单导线天线工作在多波段，则同样需要用到天线调谐器。现在我们举例说明。该例中选用 130 英尺长的偶极天线，使用 450 Ω的梯形线路进行中心馈电，频率在 1.8～29.7 MHz 波段内变化时，馈点处的阻抗将急剧变化。另外，天线和馈线都是平衡的，因此要求使用的天线调谐器也是平衡的。你所需要的就是一台平衡的天线调谐器，其阻抗匹配范围要很广，并且工作中不会发出电弧或内部发热量过高。

25.8.2　ARRL 大功率天线调谐器背后的设计理念

Dean Straw（N6BV）设计这种天线调谐器时设定了 3 个目标：第一，输入功率为法定输入功率时，其阻抗匹配范围要很广。第二，效率要很高，包括巴伦中损耗在内的损耗务求最小。这导致了第三个目标，调谐器中要包含一个巴伦，且该巴伦的存在不会改变天线调谐器的输出阻抗（50 Ω）。通常，巴伦会使调谐器的输出阻抗增

大，如果按 4:1 计算，输出阻抗将增大到 200 Ω——将该天线调谐器与输入阻抗为 1 kΩ的梯形传输线连接，此时即使输入功率仅为中等值（例如 100 W），调谐器上也会出现非常严重的电弧现象。

因此，该调谐器在设计时，将巴伦置于调谐器的输入端。在波长 160～10 m 波段，该天线调谐器能工作在全法定功率下，且阻抗匹配范围很广——无论是平衡阻抗还是不平衡阻抗。匹配网络采用高通 T 形网络，该 T 形网络包含两个串行的可变电容器和一个并行的可变电感。调谐器示意图如图 25-16 所示。注意此示意图画得有些特殊。这样画是为了突出串行输出输入电容，以及电感是如何连接的。所有这些元器件都安装在底盘上，该底盘可使元器件与调谐器钢盒壁远离。底盘与钢盒壁通过安装在底盘上的 4 块结实的 2 英寸锥形滑石（绝缘材料）相互隔离。T 形网络的阻抗匹配范围很灵活，但是如果设计不当，它的损耗会很大。为使网络的损耗最小，设计时必须特别注意，尤其是在低频业余波段负载阻抗较小时。要在波长 160 m 波段，小负载阻抗条件下设计出的不会放射电弧和消耗过多能量的 T 形网络，对设计者来讲是最具挑战意义的事情。要知道网络的阻抗匹配范围，可查看 ASCII 文件 TUNER.SUM 中对应的表格，该文件可在原版书附带光盘中找到。这些表格是使用 AAT 软件创建的，关于该软件本章前面已经讨论过。

举例说明，假设频率在 1.8 MHz 波段负载阻抗为 12.5 + j0 Ω 。该例中，AAT 将输出电容 C3 的值设定为 750 pF。根据 C3 的值可计算出网络中其他两元器件的取值。在 1.8 MHz 波段，假定各元器件的无载 Q 皆取其典型值（线圈为 200），网络损耗占输入功率的 7.9%——输入功率为 1 500 W 时，网络损耗为 119 W，其中 98 W 被电感损耗掉了，所以选择电感时应保证所选电感在这么大的发热功率下不会熔化或去谐。因此，使用 T 形网络时必须谨慎，防止因发热而自燃或内部产生电弧。

最小化调谐器损耗的其中一种方法就是使用相对较大的输出电容(这里所讨论的调谐器的输出可变电容的最大值约为 400 pF，其分布电容约为 20 pF)。在波长 80 m 和 160 m 波段，可在输出电容两端跨接一个 400 pF 的定值电容，该电容可用开关控制其接入接出(称之为可切换的)。1.8 MHz 波段，输出电容为 750 pF，负载为 12.5 Ω，接入 1 500 W 的输入功率后只需要 30 s 电感就会变热，但是还不足以损坏所使用的滚筒电感。

对于 T 形网络中使用的可变电容器，其可变范围和额定电压之间存在一个折中。该调谐器中包含两个相同的 Cardwell-Johnson 双联 154-507-1 空气可变电容器，其额定电压为 3 000 V。每联的可变范围为 15～

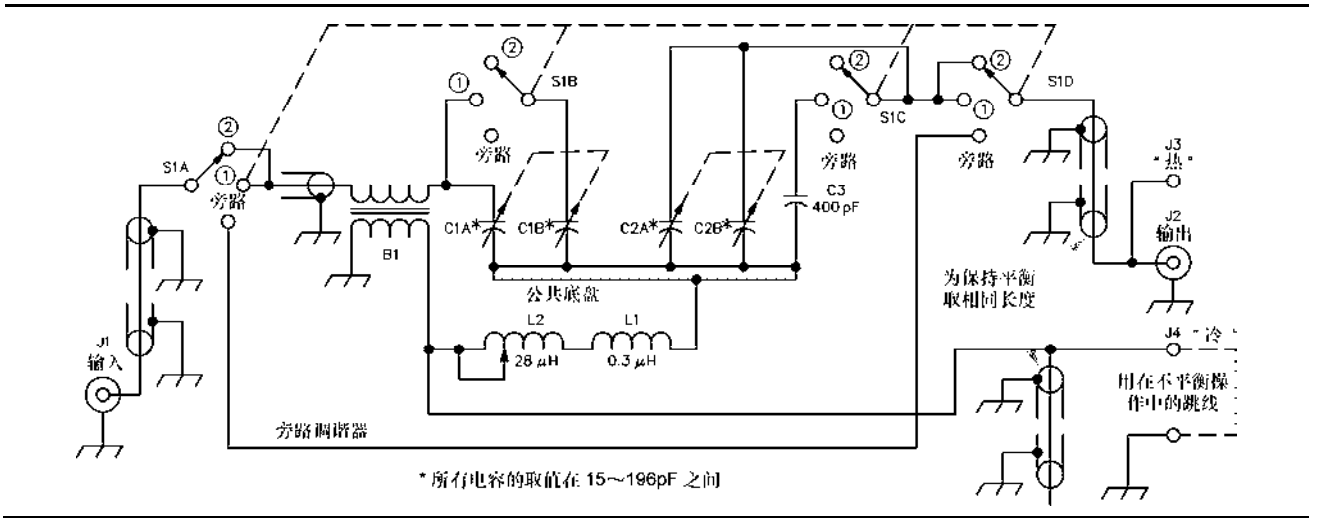


图25-16　ARRL天线调谐器示意图。

C1, C2—15～196 pF双联可变电容器，峰值额定电压为3 kV，E. F. Johnson 154-507-1。

C3—自制 400 pF定值电容，其击穿电压超过10 kV。该平板电容器一板为一块大小为4英寸× 6英寸，厚为0.030英寸的铝板，另一板为电浮地底盘（该底盘为C1，C2，L1的公共连接），两板之间的电介质为一块取自5英寸× 7英寸画框的的玻璃板。

L1—定值电感，电感值约为 0.3 μH 。共4匝，使用1/4英寸的铜管在1英寸外径的管子上绕制而成。

L2—28 μH 滚筒电感，Cardwell E. F.Johnson 229-203，其骨架为滑石。

B1—巴伦，Amidon FT240-43，共12匝，使用#10 formvar绝缘双绞线在一根用43号材料做的2.4英寸外径的芯棒上绕制而成。

196 pF，分布电容约为 10 pF。输出电容的两联用导线并联在一起作为一个整体，而输入电容两联中的一联却可以由开关 S1B 控制其接入接出。采用该方法可以使输入电容的最小值更小，以便在高频波段能够与大阻抗的负载匹配。

电感采用高品质的 Cardwell 229-203-1 滚筒电感，该电感骨架为散热性很好的滑石，因此可以避免因温度过高而损坏。一个 0.3 μH 的线圈与它串联。该线圈一共有 4 匝，使用 1/4 英寸的铜管在 1 英寸的外径模具（线圈绕好后该模具即移除）上绕制而成。在高频段，负载阻抗较小时，T 形网络中所需的电感值较小，定值线圈上消耗的能量比较多。可变电容和滚筒电感的旋转轴都采用瓷性绝缘材料制作而成，因为所有元器件都带电。前面板上旋转轴的穿出口上都加了接地套管，以确保所有旋钮上的金属部分对操作者来说是不带电的。

带平衡负载的天线调谐器中的巴伦位于调谐器的输入端，而不是像在其他设计中那样位于输出端。将巴伦置于输入端可以使巴伦上的受压少一些，因为网络调谐后，巴伦工作在预设电阻 50 Ω处。负载为非平衡负载（同轴电缆）时，滚筒电感底部的公共点通过位于钢盒后壁的穿通绝缘子上的跳线接地。原型天线调谐器中的巴伦共有 12 匝，使用#10 formvar 绝缘双绞线在一根用 43 号材料做的 2.4 英寸外径的芯棒上绕制而成。频率在 29.7 MHz 波段时，接入 1 500 W 输入功率后 60 s，双绞线手感变温，但芯棒没有变热。估计有 25 W 的功率被巴伦耗散掉了。如果你不想将此调谐器用于负载为不平衡传输线的操作中，也可以不使用巴伦。

在这里讨论的天线调谐器中，用一段 RG-213 同轴电缆连接输出同轴插座（与穿通绝缘子的“热”端并联）到 S1D 公共端。这使地面的电容增加了大约 15 pF。因此，与平衡传输线连接时，为了使电路保持平衡，在穿通绝缘子的“冷”端接入一段相同长度的 RG-213 同轴电缆。当电路的负载为非平衡负载时，用跳线将“冷”端与地面连接（即使用同轴电缆连接头），RG-213 同轴电缆将被短路。

25.8.3 结构

原型天线调谐器安装在一个结实的油漆过的钢制盒子中（Hammond model 14151）。这个盒子的结构特别好，即使滚筒电感的转轴剧烈转动，盒子也不会变形或从工作台上跳起来。盒子中电子元器件与盒子钢壁之间的间隔很适当，可以使各元器件，尤其是可变电感的损耗保持在较低水平。各元器件之间，元器件与底盘之间也有很大的间隔，这可以避免出现电弧或与地面之间出现分布电容。图 25-17 和图 25-18 所示为钢盒中原型调谐器的结构图。图 25-19 所示为钢盒的前面板。滚筒电感的匝数计数器刻度盘是从内不拉斯加州的旧货市场上购买的。

400 pF 自制定值电容由 5 英寸×7 英寸廉价玻璃板（取自 5 英寸×7 英寸的画框），大小约 4 英寸×6 英寸、厚 0.030 英寸的铝板，以及调谐器 10½英寸×8 英寸的底盘构成。出于机械刚度考虑，底盘使用两块 1/16 英寸厚的铝板。玻璃板用环氧树脂固定在底盘的底部。构成定值电容另一平板的 4 英寸×6 英寸铝板用环氧树脂固定在玻璃板的底部。由此，自制定值电容制作完成，该电容稳定，且额定电压和额定电流较高。用螺丝将两块木板固定在底盘下面以保证电容的机械稳定性（不会随便乱动）。该电容的击穿电压约为 12 kV。底盘的底部视图如图 25-20 所示。

注意：制作定值电容时使用的廉价玻璃板（沃尔玛中 $2 就可以买到），其介电常数是变化的。改变铝板与玻璃板的接触面积，直到 Autek RF-1 电容表上显示电容值为 400 pF，此时得到的铝板尺寸即为制作所需定值电容的铝板的最终尺寸——在整个过程中，注意铝板同玻璃板之间的环氧树脂不要干掉。另外，需注意不要让环氧树脂溢出玻璃板和铝板的边缘——这可能导致电弧和长时间的燃烧！

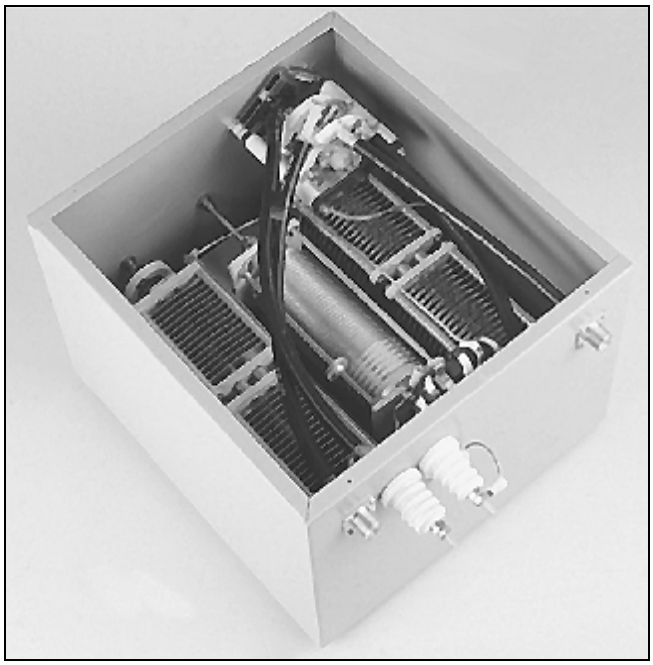


图25-17 ARRL天线调谐器内部视图。巴伦安装在输入同轴连接头附近。用于平衡传输线工作的两个穿通绝缘子位于输出不平衡同轴连接头附近。Radioswitch Corporation生产的高电压开关安装在前面板上。前面板上旋转轴的穿出口上都加了1/4英寸的接地套管，各可变元器件通过瓷性绝缘旋转轴与面板上的旋钮相连。

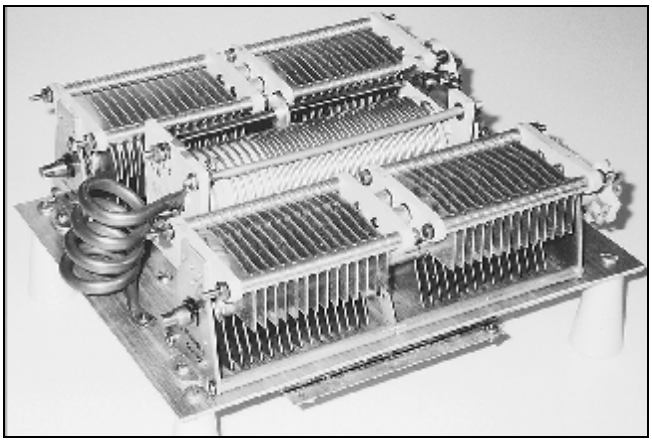


图25-18　底盘底部视图。图中可以看到将底盘与钢盒壁绝缘的4个白色绝缘器件。自制的400 pF定值电容C3用环氧树脂固定在底盘的底部。在底盘和铝板之间插入一块玻璃板作电容的电介质。

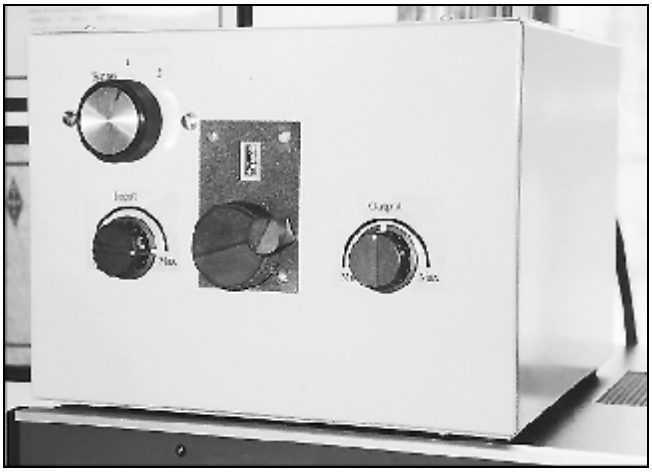


图25-19　ARRL天线调谐器的前面板。滚筒电感的匝数计数器刻度盘是从内不拉斯加州的旧货市场上购买的。

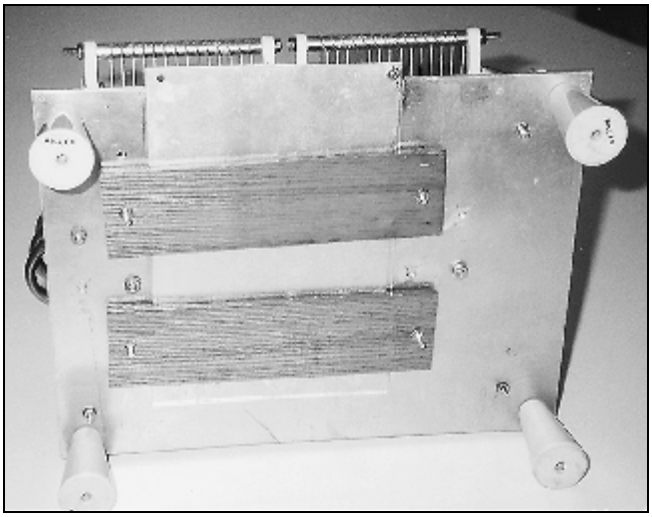


图25-20　底盘底部视图。图中可以看到用以确保C3机械稳定性的两块木板。

S1 直接用螺钉固定在钢盒的前面。S1 是 Radio Switch Corporation 专门生产的一种高压 RF 开关， 4 刀 3 掷。这种开关价格不高，但是我们希望原型调谐器中各部分的价格都比较低廉，因此可以使用两个更便宜的二手双刀双掷开关作为替代。需要时可使用一个双刀双掷开关作为调谐器的旁路开关。另一个可用于控制可变电容器 C3 两端跨接的定值电容是否接入——该电容低频时与 C1 的两联并联。当然，两开关必须能工作在 RF 高电压下。

25.8.4　操作

ARRL 天线调谐器工作在 1.5 kW 的输入功率（来自发射机）下。在发射机和天线调谐器之间另外插入一台 SWR 指示仪用以确定何时取得匹配。不过大多数时候只需要使用无线电收发机内置的 SWR 表来调谐匹配电路，然后接入放大器。一些设计者可能还会考虑将 SWR 表集成在调谐器中，位于 J1 和 S1A 之间。

绝对不能“热切换”调谐器，因为这样做有可能损坏发射机和调谐器。频率低于 10 MHz 时的初始化设置如下：将 S1 打到位置 2，C1 设置在中间值位置，C2 取最大值。在 RF 输入功率只有几 W 的条件下，调节滚筒电感使反射功率减小。轮流调节 C1 和 L2 以获得最小的 SWR，如果有必要也可以调节 C2。如果仍然不能获得满意的 SWR，将 S1 打到位置 3，然后重复上述操作。最后，将发射机的输出功率增大到最大，如果有必要可调节天线调谐器的控制旋钮。调谐过程中，使发射尽量短暂，并能识别你的站点。

工作频率高于 10 MHz 时初始化设置如下：同样将 S1 打到位置 2，经过调节如果仍然不能将 SWR 值降到合适值，则将 S1 打到位置 3 然后重复调节操作——频率为 24 MHz 或 28 MHz 时很可能需要如此。一般来讲，你总想将 C2 的值设置得尽可能大，尤其是在低频时——这可以使调谐器中的损耗最低。不需要调谐器时，可将 S1 打到位置 1，使发射机直接与天线相连。

25.8.5　有关 ARRL 天线调谐器的进一步讨论

该电路中可使用旧线圈和旧电容。L2 的值至少为 25 μH，其骨架为一块滑石。市场上的滚筒电感使用迭尔林塑料骨架，在温度较高时很容易熔化，应避免使用。调谐电容器每联的最大电容值为 200 pF 或更大，其击穿电压至少 3 kV。输出电容使用单联可变电容器代替双联可变电容器，可降低调谐器制作成本。如果使用单联可变电容器，其最大电容值应为 400 pF，额定电压为 3 kV。

该天线调谐器的插入损耗比较低。频率在 1.8 MHz 波段负载为 12.5 Ω时情况最糟糕——负载由 4 个 50 Ω电阻并联而成。接上 1 500 W 的输入功率，只需要 30 s，可

变电感上的温度就会使你的手不再想长时间放在上面。该测试中其他元器件不会变热。

频率较高时（负载为 50 Ω），接上 1 500 W 的输入功率 30 s 后，滚筒电感仅仅微热。频率高于 14 MHz 时，前面提到过的#10 巴伦导线是调谐器中发热量最大的元器件，虽然还远不至于损坏。

参考资料

有关本章主题的更多内容和进一步讨论可查阅下面的参考资料和第 2 章（天线基本理论）末尾列出的书籍。

D. K. Belcher, "RF Matching Techniques, Design and Example," *QST*, Oct 1972, p 24.

W. Bruene, "Introducing the Series-Parallel Network," *QST*.

T. Dorbuck, "Matching-Network Design," *QST*, Mar 1979, p 26.

G. Grammer, "Simplified Design of Impedance-Matching Networks," in three parts, *QST*.

M. W. Maxwell, "Another Look at Reflections," *QST*, Apr, Jun, Aug, and Oct 1973; Apr and Dec 1974, and Aug 1976.

B. Pattison, "A Graphical Look at the L Network," *QST*. "*QST* Compares: Four High-Power Antenna Tuners," *QST*, Mar 1997, pp 73～77.

E. Wingfield, "New and Improved Formulas for the Design of Pi and Pi-L Networks," *QST*, Aug 1983, p 23.

F. Witt, "How to Evaluate Your Antenna Tuner—Parts 1 and 2," *QST*, April and May 1995, pp 30～34 andpp 33～37 respectively.

F. Witt, "Baluns in the Real (and Complex) World," *The ARRL Antenna Compendium, Vol 5* (Newington, ARRL: 1996), pp 171～181.

第 26 章

传输线与天线的匹配

在“发射机与传输线的匹配”（第 25 章）一章中，我们从发射机的角度来看系统设计，考虑采用何种措施来保证发射机的输出阻抗为 50 Ω。很多系统中，在发射机和连接天线的传输线之间插入一个天线调谐器是很有价值的，或者说是很有必要的。对于工作在多个业余频段的单线天线来说尤为如此。

本章中，我们将从传输线的角度来看系统设计：一旦天线的应用范围确定，到底应该采用何种措施才能保证传输线的工作效率最高。

26.1 传输线的选择

进入微波频段后，波导变得很实用。实际上只有两种传输线可供选择：同轴电缆和平行双导线（常称作明线型传输线）。

同轴电缆的屏蔽层在辐射控制、布线灵活性方面具有优势。例如，同轴电缆可以毫无困难地捆绑或固定于金属塔的腿柱上。某些类型的同轴电缆甚至可以掩埋在地下。即使在 SWR 很大的条件下，同轴电缆的工作表现也能令人接受（请参考第 24 章的内容）。一条 100 英尺长的 RG-8 同轴电缆在 30 MHz 时的匹配损耗为 1.1 dB。如果在这条线上加一阻抗为 250+j0 Ω 的负载（SWR 为 5:1），整个线上的损耗为 2.2 dB，约为大多数接收机 S 表上最小刻度值的一半。

另一方面，与同轴电缆相比，明线型传输线具有低损耗和低成本的优势。工作于 30 MHz 时，600 Ω 明线型传输线的匹配损耗仅为 0.1 dB。如果同样使用 SWR 为 5:1 的明线型传输线，线上的总损耗约为 0.3 dB。事实上，即使 SWR 上升至 20:1，线上的总损耗也不会超过 1 dB。典型的明线型传输线的售价与质量较好的同轴电缆相比，仅为其 1/3 左右。

由于业余爱好者们希望能用一个单线天线覆盖多个 HF 频段，明线型传输线正经历一场种类复兴。从 20 世纪 80 年代早期开始，业余爱好者们被允许使用波长为 30 m、17 m 和 12 m 的波段后，尤为如此。作为一个简单的全频段天线，102 英尺长的 G5RV 偶极（振子）天线由明线型阶梯传输线馈电至天线调谐器，这一方法正变得越来越普遍。由明线型 450 Ω 窗口型阶梯传输线馈电的简单 135 英尺长水平偶极天线在全频段爱好者中也非常受欢迎。

尽管明线型传输线具有固有的低损耗特性，但在高于 100 MHz 时，不常采用。这是因为两条线之间的物理间距变得与波长可比拟，线本身会导致不必要的辐射。某些形式的同轴电缆在 VHF 和 UHF 业余频段几乎被广泛使用。

因此，除了关心简易程度及成本问题，我们该如何为某一特定天线选择传输线呢？让我们先从几个简单的例子开始。

26.1.1 单频段天线的馈电

如果系统要求一个单一频段，且天线的阻抗在该频段上随频率变化不大，那么传输线的选取比较简单。大多数业余爱好者会为了方便选择同轴电缆，通常不加天线调谐器。

此种安装方法的例子如：一个由 50 Ω 同轴电缆馈电的 80 m 波段半波偶极天线。100 英尺长的 50 Ω RG-8 同轴电缆在 3.5 MHz 时的匹配线损耗仅为 0.33 dB。在每一个 80 m 波段的终端，该偶极天线表现

出的 SWR 约为 6:1。在该频段，此种水平的 SWR 引起的附加损耗小于 0.6 dB，而整个传输线上的损耗为 0.9 dB。因为 1 dB 信号强度变化在接收端基本不会监测到，所以对这个 80 m 波段系统来说，传输线是否平坦无关紧要。

设想发射机能够在传输线的输入端正好转换成一个我们所需的阻抗形式的负载。天线调谐器有时被用作线平滑器，以保证发射机变成设计的负载阻抗。在其他业余频段上，百分比带宽要小于 75/80 m 波长的频段上的，一个简单的同轴电缆馈电的偶极天线就能为大多数发射机提供可接受的 SWR，无需天线调谐器。

如果你想要天线的馈点和同轴电缆之间更好的匹配，可以在天线上加某种匹配网络。在本章的后面，我们会安排内容讲解单频段 β、Γ 和 Ω 形匹配，同时会指出如何获得匹配的天线系统。

26.1.2 多频段谐振天线的馈电

一个多频段谐振天线就是采用特殊手段使单一天线能在多个业余波段发生谐振。通常，可以采用陷波电路（陷波的内容在第 7 章中给出）。举例来说，一个陷波偶极天线在其所设计的每个频段上都等同于一个谐振半波振子（半波偶极天线）。

另外一种常用的多频段谐振天线形式是：几个有不同谐振频率的偶极天线平行排列，通过一个共用的馈点接一根同轴电缆进行馈电。这种设计类似于在每个谐振频段都有一个独立的谐振半波振子（每个振子之间都有一些相互作用，应该用实用的手段来隔离，以减少相互耦合）。

另一种多频段谐振天线类型是对数周期振子阵列（LPDA），但它几乎不能被称作一个简单的业余天线。对数周期结构的特点是有适当的增益及方向图，在相对较宽的频率带宽上 SWR 较低。更多详细内容请参考第 10 章。

还有一种常用的多频段谐振天线是陷波三频段八木天线，或者称多频段交织四元阵。在业余 HF 频段上，三频段八木天线几乎与简单的半波振子天线一样受欢迎。更多八木天线的内容请参考第 11 章。

一个多频段谐振天线的设计并没有太多的难点，只要用特性阻抗与天线馈点阻抗接近的同轴电缆馈电就可以了。通常采用的是特性阻抗为 50 Ω 的电缆，如 RG-8。

26.1.3 多频段非谐振天线的馈电

假设你需要一个天线，如一个 100 英尺长的偶极天线，应用于多个业余频段。由第 2 章可知，由于天线的物理尺寸固定，馈点上的阻抗在每个频段上都会发生变化。也就是说，除了偶然情况，天线在多个频段将不发生谐振，甚至不会接近谐振状态。

对于多频段非谐振天线系统而言，由于明线型平行双导线固有的低匹配损耗特性，它最适合于作为这种系统的传输线。这种系统被称为失配系统，因为我们并不需要将天线馈点的阻抗与传输线的特性阻抗 Z_0 相匹配。商用的 450 Ω 窗口阶梯传输线在这类应用中比较普遍。对于大多数业余系统而言，它几乎与传统的自制明线型传输线一样好用。

传输线在大多数情况下都是失配的，在某些频率上甚至严重失配。正是由于这种失配，传输线的 SWR 会随着频率剧烈变化。如第 24 章所述，这种负载阻抗上的变化会对馈线上的损耗产生影响。让我们来观察一下一个典型多频段非谐振系统中的损耗。

表 26-1 总结了一个离地面高 50 英尺、长度为 100 英尺的水平偶极天线在 HF 业余频段上的馈点信息。此外，表 26-1 还列出了整个线上的损耗及天线馈点的 SWR。通常，一个 100 英尺长的天线的选择没有什么特别重要的注意点。同样，一根 100 英尺长的连接天线和发射机的传输线也没有特别重要的注意点。两者都是在现实世界中很容易获得的。在 1.8 MHz 时，传输线的损耗较大，有 8.9 dB。这是由于馈点处 SWR 非常高，有 793:1，而这主要是因为天线与波长相比极其短。

表 26-1　离地面高 50 英尺、长度为 100 英尺、中心馈电的平顶偶极天线的阻抗

频　率（MHz）	天线馈电点阻抗，W	100 英尺长 450 W 传输线的损耗，dB	SWR
1.83	4.5 – j 1 673	8.9	792.9
3.8	39 – j 362	0.5	18.3
7.1	481 + j 964	0.2	6.7
10.1	2 584 – j 3 292	0.6	16.8
14.1	85 – j 123	0.3	5.2
18.1	2 097 + j 1 552	0.4	8.1
21.1	345 – j 1 073	0.6	10.1
24.9	202 + j 367	0.3	3.9
28.4	2 493 – j 1 375	0.6	8.1

表 26-2 总结的信息与表 26-1 相同，只不过这次的对象是一个 66 英尺长的倒 V 偶极天线，其顶点离地面高度为 50 英尺，两引线之间的夹角为 120°。1.83 MHz 时的情况与预期一样，变得更糟了。这是因为与 100 英尺长的水平偶极天线相比，该天线的电长度更短了。线上的损耗升至 15.1 dB！

表 26-2　顶点离地面高 50 英尺、66 英尺长、中心馈电的倒 V 偶极天线的阻抗

频　率（MHz）	天线馈电点阻抗，Ω	100 英尺长 450 Ω 传输线的损耗，dB	SWR
1.83	1.6 – j 2 257	15.1	1 627.7
3.8	10 – j 879	3.9	195.7
7.1	65 – j 41	0.2	6.3
10.1	22 + j 648	1.9	68.3
14.1	5 287 – j 1 310	0.6	13.9
18.1	198 – j 820	0.6	10.8
21.1	103 – j 181	0.3	4.8
24.9	269 + j 570	0.3	4.9
28.4	3 089 + j 774	0.6	8.1

在这种严重失配情况下，会产生另一个问题。固态电介质传输线有电压和电流的限制。天线在低频时，这个问题与功耗相比，更引人瞩目了。传输线传输射频功率的能力与 SWR 的值成反比。例如，一条匹配时额定为 1.5 kW 的传输线，在 SWR 为 10:1 时，仅能工作于 150 W。

如表 26-2 中的偶极天线在 1.83 MHz 时失配的情况，传输线由于此时高水平的 SWR（1 627.7:1）而可能发生弯曲或烧毁。

采用两条#16 导体的 450 Ω 窗口型阶梯传输线在那些天线尺寸近似于半波长的频率上，功率在 1 500 W 以下都是安全的。对于 100 英尺长偶极天线，这种频率将高于 3.8 MHz，而对于 66 英尺长偶极天线，这种频率将高于 7 MHz。对于前面讲到的非常短的天线，即使是 450 Ω 窗口型阶梯传输线也不能传输全部的业余合法功率。

26.2　匹　配　线

本章的余下部分将讨论天线馈点的阻抗变换，以匹配传输线的特性阻抗 Z_0。要获得一条低 SWR 的传输线，要求线的终端要接上与线的特性阻抗相匹配的负载，这个问题可以从两方面来解决：

（1）选择一条特性阻抗与天线馈点处阻抗值相同的传输线；

（2）把天线的电阻值转换成传输线的特性阻抗 Z_0。

第一种方法既简单又直接，但明显受限制——天线阻抗与传输线阻抗相同仅在一些特殊情况下出现。商用传输线的特性阻抗值只有有限的几种，而天线馈点的阻抗却各不相同。

第二种方法中，天线和传输线可以分别独立选择，自由度大。缺点是在实际构造天线的匹配系统方面，这种方法更复杂。而且，有时这种方法在获得所需匹配之前需要反反复复地测试和调节。

工作过程中的思考

大多数天线系统在频率显著变化时，其阻抗也会明显变化。由于这一原因，通常仅可能在一个频点上匹配传输线的阻抗。因此在大多数情况下，天线系统都只是在一个频段上匹配。但是，它常常可以在所给频段上的一个恰当的频率范围内工作。

随着频率的变化，阻抗变化的速度决定了一个频率范围，在这个范围里 SWR 较低。如果对所给频率变化而言，阻抗的变化幅度较小，则在一相对较宽的频带上 SWR 的值较低。但是，如果阻抗变化显著（意味着这是一个谐振尖锐或者高 Q 值天线），则 SWR 也会随着频率偏离天线谐振点而迅速升高。在谐振点处，传输线匹配。请参考第 2 章有关 Q 值的讨论。

天线谐振

通常来说，与传输线获得良好匹配即意味着谐振（某些类型的长金属线天线，如菱形天线，它们的输入阻抗在一个较宽的频带范围内都是呈电阻性的，故此类系统本质上是不谐振的）。

天线的 Q 值越高，就越有必要在尝试与传输线获得匹配之前先建立谐振。这对于短间距寄生阵列尤为正确。简单的偶极天线的调谐并不严格，通常只要天线的长度切割成由特定公式计算获得的尺寸即可。频率应选择为天线使用的整个频率范围（可能是整个业余频带的宽度）的中心频率。

26.2.1　与天线直接匹配

明线型传输线

正如前面讨论的，一个处于 $\lambda/4$ 高度（或更高）的半波谐振天线，其中心处的阻抗呈电阻性，在 50～70 Ω，与特性阻抗为 75 Ω 的明线型传输线匹配良好。然而，这种 75 Ω 的平行双线在美国越来越难找到了，尽管在英国它们越来越普遍。

一种典型的直接匹配系统如图 26-1 所示。注意平行双导线连接到馈点的部分要关于天线对称。这个系统是单频段的，但它也可以工作于基波的奇次谐波。例如，一个天线谐振于 7 MHz 波段的低频点，它也将在 21 MHz 波段上以相对较低的 SWR 工作。

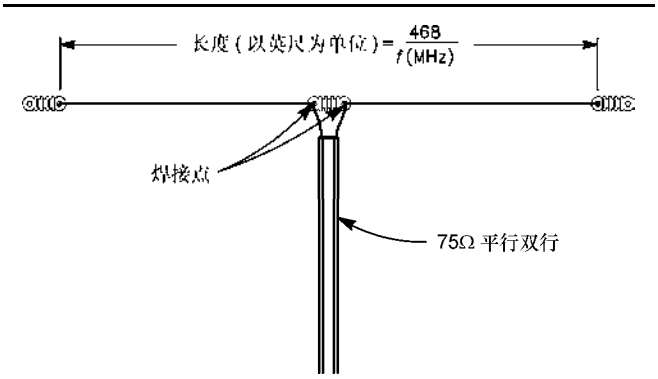


图26-1　一个由75 Ω平行双导线馈电的半波偶极天线和传输线阻抗间匹配良好。在“Y”上从传输线一端到中间绝缘体处的导线应尽可能短。

在基波频率上，在频率偏移谐振点±2%的范围内,SWR 不应超过 2:1。假如天线谐振于 7 MHz 波段的中心，则这一频率变化范围包含了整个 7 MHz 波段。我们假设的是一个单线天线。直径与长度之比越大，SWR 随频率的变化将越小。

同轴电缆

除了平行双线外，上述半波偶极天线的中心也可以用 75 Ω 同轴电缆来馈电，型号如 RG-11，如图 26-2 所示。特性阻抗为 50 Ω 的电缆，如 RG-8，也可以使用。

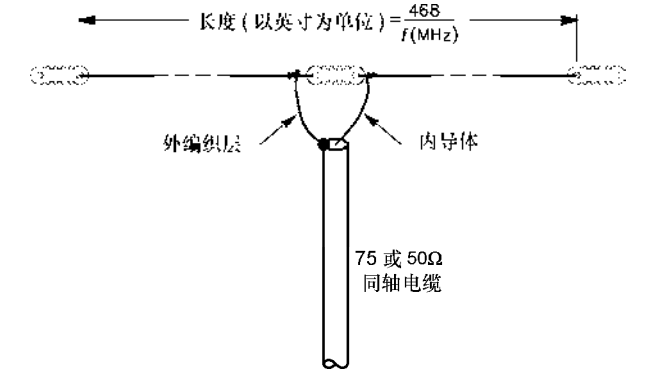


图26-2　一个由75 Ω同轴电缆馈电的半波天线。电缆外导体的外侧为了放电保护可以接地。

RG-8 可能更受青睐，因为很多业余爱好者在安装他们的天线时，馈点的阻抗更接近于 50 Ω，而不是 75 Ω。操作原理与平行双线完全相同，SWR 应用的注意点也一样。不过，两种传输线之间有相当大的实际区别。平行双线是对称的，而同轴电缆本质上是不平衡的。

广义来说，这种不平衡性是由电缆外层编织导体的外表面与天线的耦合方式不同于电缆内导体和外层编织导体的内表面与天线的耦合方式。结果是，如图 26-2 所示的简单装置上，电流在外导体的外表面上流动。如果电缆的直径与天线的长度相比很小，则这种不平衡性是比较小的。在业余频段的低频范围，正好符合这种情况。在 VHF 和 UHF 范围里，它是不能被忽略的，28 MHz 频段也不能被忽略。系统必须为线的外表面的电流去谐。有关平衡负载使用不平衡传输线的更多详细内容，请参考本章后面巴伦的部分。

26.2.2　天线上的匹配器件

l/4 阻抗变换器

l/4 阻抗变换器的阻抗变换特性可以很好地为天线馈电点阻抗和传输线阻抗的匹配服务。如第 24 章所述，终端接电阻性阻抗 Z_R 的 *l*/4 阻抗变换器的输入阻抗为：

$$Z_i = \frac{Z_0^2}{Z_L} \qquad (26\text{-}1)$$

其中，

Z_i = 传输线输入端阻抗

Z_0 = 特性阻抗

Z_L = 传输线终端输出阻抗

对式 26-1 进行变换得到：

$$Z_0 = \sqrt{Z_i Z_L} \qquad (26\text{-}2)$$

这表明，任何负载阻抗 Z_L 都可以转换成 *l*/4 传输线的输入阻抗 Z_i，假设传输线的特性阻抗 Z_0 等于 Z_L 与 Z_i 乘积的平方根，则用此种方法匹配的阻抗范围的限制因素是能够实际实现的 Z_0 的范围。这一范围为 50～600 Ω。事实上，任何种类的传输线都可以用作匹配部件，包括空气绝缘传输线和固体电介质绝传输线。

l /4 阻抗变换器在接入天线之前，可以将其一端短路并感应耦合至一个栅流陷落式测试振荡器，这样可将它调整至谐振。短路导体的长度会使频率略微降低，但在谐振以及测量导线中心之间的短路线的长度之后，我们可以通过在每个导线上增加短路导体长度的一半来加以补偿。

八木天线的激励单元

λ/4 阻抗变换器的另一应用是将阻抗较低的单频段八木天线（其阵元间隔较小）与特性阻抗为 50 Ω 的传输线进行匹配。典型八木天线的馈电点阻抗范围是 8～30 Ω，我们假设馈点的阻抗为 25 Ω。特性阻抗为：$Z_0=\sqrt{50\times25}=35.4\ \Omega$ 的匹配部件是我们所需要的。由于商业上没有特性阻抗 Z_0 为 35.4 Ω 的电缆，所以我们把一对特性阻抗为 75 Ω 的 RG-11 型同轴电缆并联，得到一个 Z_0 为 75/2=37.5 Ω 的网络，与实际所需足够接近。

串联阻抗变换器

串联阻抗变换器无论与短截线调谐或 $\lambda/4$ 变换器相比，都有其优势。如图 26-3 所示，串联阻抗变换器与 $\lambda/4$ 变换器有很大的相似之处（实际上，$\lambda/4$ 变换器是串联阻抗变换器的特殊形式）。它们之间的区别是：（1）匹配部件无需与负载直接相连；（2）长度可以小于 $\lambda/4$；（3）其特性阻抗的选择也比较自由。

Frank Regier（OD5CG）在 1978 年的 QST 中讲解了串联阻抗变换器。本内容正是基于那篇文章。串联阻抗变换器的设计包括其长度 $l2$ 以及它在主传输线上的插入位置到负载的距离 $l1$。3 个量必须已知，包括主传输线和匹配部分的特性阻抗，两者都为纯电阻性，以及负载的阻抗。可以使用两种方法来设计：一个是使用史密斯圆图的图像法，另一个是代数法。你可以自行选择（当然，代数法比较适用于获得一个计算机解决方案）。史密斯圆图法将在第 28 章中讲解。

代数设计方法

$l1$ 和 $l2$ 的大小是由主传输线和匹配部件的特性阻抗，分别为 Z_0 和 Z_1，以及负载阻抗 $Z_L=R_L+jX_L$ 来决定的。第一步，是要求出归一化阻抗。

$$n=\frac{Z_1}{Z_0} \qquad (26\text{-}3)$$

$$r=\frac{R_L}{Z_0} \qquad (26\text{-}4)$$

$$x=\frac{X_L}{Z_0} \qquad (26\text{-}5)$$

下面，$l1$ 和 $l2$ 的大小为：

$$l1=\arctan B$$

$$B=\pm\sqrt{\frac{(r-1)^2+x^2}{r(n-\frac{1}{n})^2-(r-1)^2-x^2}} \qquad (26\text{-}6)$$

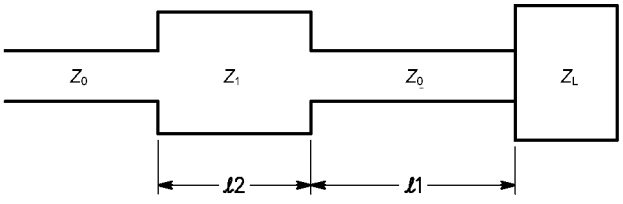


图26-3　用于将传输线特性阻抗Z_0与负载Z_L进行匹配的串联阻抗变换器Z_1。其实，匹配部件的特性阻抗可以是任意的，只要与主传输线的阻抗不是很接近。正是由于有这种自由，我们总能容易地找到一段适用于作匹配部件的商用传输线。例如，假设一根75 Ω的传输线、匹配部件特性阻抗300 Ω、负载纯电阻性。可以看到，300 Ω的串联阻抗变换器能够将5～1 200 Ω的电阻与主传输线匹配。

$$l2=\arctan A$$

$$A=\frac{\left(n-\frac{r}{n}\right)B+x}{r+xnB-1} \qquad (26\text{-}7)$$

由此决定的 $l1$ 和 $l2$ 的大小是用角度表示的电长度（也可以用弧度）。波长表示的电长度只要除以 360º（或者除以 2π）就可获得。然后，物理长度（如本例中的主传输线或匹配部分）是将自由空间的波长乘上传输线的速度因子。

B 的符号可以选择正号或负号，但常用正号，因为这样得到的匹配部件的长度较短。A 虽然不可以选，但是最终会获得正的或负的值。如果出现负值，采用计算机或电子计算器来计算 $l1$，会得到 $l1$ 电长度的值为负。如果这种情况发生，需加上 180º。这样得到的电长度在物理和数学上都是正确的。

在计算 B 时，如果根号下的值是负的，B 将是一个虚数。这意味着匹配部分的阻抗 Z_1 与 Z_0 太接近，应更改。

特性阻抗 Z_1 的范围可以通过对主传输线上的由未匹配负载产生的 SWR 的计算来得到。为了能获得匹配，Z_1 的值应该要大于 $Z_0\sqrt{SWR}$ 或小于 $Z_0/\sqrt{SWR}$。

例子

假设我们想要对一个 29 MHz 垂直地平面天线用 RG-58 型泡沫电介质同轴电缆馈电。我们假定天线阻抗为 36 Ω 的纯电阻，用一个 RG-59 型泡沫同轴电缆作串联阻抗匹配。如图 26-4 所示。

Z_0 为 50 Ω，Z_1 为 75 Ω，两种电缆的速度因子都为 0.79。由于负载为纯电阻性的，我们把 SWR 定为 50/36=1.389。根据以上所述，Z_1 的值必须大于 $50\sqrt{1.389}=58.9\Omega$。利用式（26-3）～式（26-5）进行计算，$n$ = 75/50 = 1.50，r = 36/50 = 0.720，x = 0。

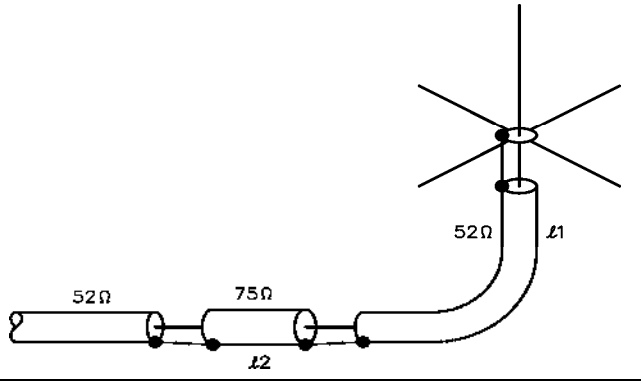


图26-4　阻抗匹配的例子。利用一段75 Ω的同轴电缆使36 Ω的天线与50 Ω的同轴电缆实现匹配。

经计算，$B = 0.431$（选择正值），$l2 = 23.3°$ 或 0.065λ。A 的值为−1.570。计算 $l1$ 为−57.5º，加上 180º 后得到一个正值，$l1 = 122.5°$ 或 0.340λ。

要得到 $l1$ 和 $l2$ 的值，我们首先要找到自由空间的波长。

$$l = \frac{984}{f(\text{MHz})} = 33.93 \text{ 英尺}$$

将此值乘上 0.79（两种传输线的速度因子），我们得到同轴线中的电波长为 26.81 英尺。由此，$l1 = 0.340 \times 26.81 = 9.12$ 英尺，$l2 = 0.065 \times 26.81 = 1.74$ 英尺。

这样就完成了计算。在离天线 9.12 英尺处把主传输线切断，插入一段 1.74 英尺长的 75 Ω 的电缆，阻抗匹配结构就此完成。

$l/4$ 阻抗变换器

前面例子中的天线也可以在负载端加 $l/4$ 阻抗变换器来进行匹配，特性阻抗为 42.43 Ω。如果把这个值作为串联阻抗变换器的特性阻抗，则结果将是比较有趣的。

按照前面相同的步骤，我们算得 $n = 0.849$，$r = 0.720$，$x = 0$。根据这些值，$B = 8$，$l2 = 90°$。进一步计算，$A = 0$，$l1 = 0°$。这些结果都代表了负载端的 $l/4$ 阻抗变换器。如前面所述，这意味着 $\lambda/4$ 阻抗变换器确实是串联阻抗变换器的特殊形式。

锥形传输线

锥形传输线是一种特殊构造的传输线，其特性阻抗会沿着传输线的一端到另一端逐渐变化。此种传输线用作宽带阻抗变换器。由于锥形线几乎都应用于阻抗匹配，所以我们把它放在本章中进行讨论，而不是放到第 24 章。

明线型传输线的特性阻抗可以通过改变两条导线之间的间距使其逐渐减小，如图 26-5 所示。我们也可以改变同轴线的内导体或外导体的直径（或两者都改变）来使其特性阻抗逐渐减小。锥形同轴电缆的构造对于业余爱好者来说比较困难，但是我们通过改变间距就可以制作锥形明线型传输线，相对比较简单。理论上，拥有指数锥形的传输线可以获得最佳的宽带阻抗变化，但实际上，如图 26-5 中的线性锥形传输线也有良好的工作性能。

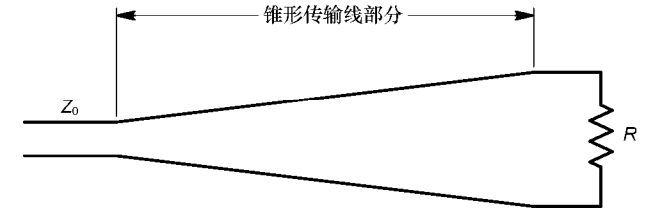


图26-5　如果锥形传输线的长度为1l或更长，它可以提供宽带阻抗变换。从实际构造的角度来说，这个锥形应该是线性的。

一条锥形传输线可以提供良好的匹配，频率范围可以从高频低至传输线长度约为 1 λ 的频率。在较低的频率，尤其是当锥形传输线的长度为 $\lambda/2$ 或更少时，传输线表现的更像是集总电阻而不是阻抗变换器。锥形线在 VHF 和 UHF 频段比较有用，因为在 HF 频段锥形线的长度显得比较笨重。

空气绝缘的明线型传输线的设计可由式（26-8）得到：

$$S = \frac{d \times 10^{Z_0/276}}{2} \qquad (26\text{-}8)$$

其中，S = 两导线中心之间的距离

d = 导线的直径（与 S 单位相同）

Z_0 = 特性阻抗，Ω

例如，一条用于匹配 300 Ω 源和 800 Ω 负载的锥形线，两导体之间的空间在其一端调节成 300 Ω 的特性阻抗，另一端调节成 800 Ω 的特性阻抗。使用锥形明线型传输线的缺点是当特性阻抗为 100 Ω 或更小时，是无法实现的。

多个 $\lambda/4$ 阻抗变换器级联

锥形线实现平滑阻抗变换的方法之一是将两个或多个 $\lambda/4$ 变换器串联起来，如图 26-6 所示。每个变换器的特性阻抗都不同，可将其输入端的阻抗变换到其输出端。这样，从源到负载的整体阻抗变换分解成一系列的阻抗变换。多级串联变换的频率带宽要比单个变换的带宽大很多。这个方法在 HF 的高端和 VHF、UHF 范围内比较有用。这里，整个线的所需长度在较低频率也会显得比较笨重。

一条多级串联传输线可能包含两个或多个 $\lambda/4$ 变换器。传输线的级数越多，匹配带宽越宽。同轴传输线也可以用来制作多级传输线，但标准的同轴电缆的特性阻抗仅有几种。明线型传输线可以方便地根据式（26-8）构造特定的特性阻抗。

式（26-9）、式（26-10）可以用来计算一个两级阻抗变换器中的两个特性阻抗。

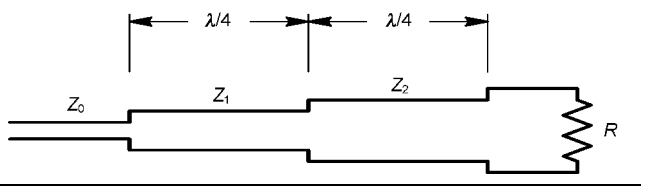


图26-6　多个$\lambda/4$阻抗变换器级联的宽带匹配变换与锥形线的类似。图中所示为两级的级联，但我们可以根据需要采用更多的级数。级数越多，匹配带宽越宽。Z_0是主馈线的特性阻抗，Z_1和Z_2是中间两个阻抗变换器的特性阻抗。设计方程见文中。

$$Z_1 = \sqrt[4]{RZ_0^{\,3}} \qquad (26\text{-}9)$$

$$Z_2 = \sqrt[3]{R^2 Z_1} \qquad (26\text{-}10)$$

式中的各个参数如图 26-6 中所示。假设我们希望将一个 75 Ω 源（Z_0）与 800 Ω 负载进行匹配。根据式（26-9）计算，得到 Z_1 为 135.5 Ω。然后根据式（26-10），计算得 Z_2 为 442.7 Ω。出于兴趣，此例中 Z_1 和 Z_2 节点处的虚拟阻抗为 244.9 Ω（这与使用单个 $\lambda/4$ 变换器的特性阻抗相同）。

Δ 形（三角形）匹配

电感电容谐振电路的特性之一就是阻抗转换。如果有一个纯电阻性阻抗，如图 26-7 中的 Z_1，跨接在 *LC* 谐振回路的 *AB* 两端，则从另外两个端口 *BC* 看进去的阻抗 Z_2 也是纯电阻性的，但会根据连接在两端之间的线圈的互耦情况而有不同的值。在图 26-7 所示电路中，Z_2 比 Z_1 小。当然，如果 Z_1 接在 *BC* 两端而 Z_2 接在 *AB* 两端，Z_2 就会比 Z_1 大。

如第 2 章所述，谐振天线与调谐电路有相近的特性。关于 $\lambda/2$ 天线中心对称的任意两点之间的阻抗大小将取决于两点之间的距离。分开的距离越大，阻抗就越大，直到达到天线两端之间的极限值。这也在图 26-7 的下方表示出。1 端和 2 端之间的阻抗 Z_A 比 3 端和 4 端之间的阻抗 Z_B 要小。如果天线谐振，则两个阻抗都是纯电阻性。

Δ 形匹配系统中就使用了这个原理，如图 26-8 所示。一个 $\lambda/2$ 振子中心处的阻抗太低，以至于找不到实际的空气绝缘平行双导线进行直接匹配。然而，我们可以找到两点之间的一个阻抗值，当使用扇形匹配或者 Δ 形匹配时，能够被此种传输线匹配。天线长度 l 的选择标准是要使其能够谐振。Δ 或者“Y”的各个端点到天线中心的距离应该相等。这样连好后，传输线的终端阻抗将是纯电阻性的。显然，只有在所选传输线的特性阻抗 Z_0 比天线馈点的阻抗高时，我们才能使用这种方法。

对于一个典型的由 600 Ω 传输线馈电的 $\lambda/2$ 天线来说，根据实验数据，Δ 两端之间的距离 A 在频率低于 30 MHz 时应为 0.120 λ，高于 30 MHz 时为 0.115 λ。Δ 的高度 B 应该为 0.150 λ。这些值中的 λ 是空气中的波长，并假设天线中心处的阻抗为 70 Ω。如果实际阻抗不同，这些尺寸需要修改。

Δ 匹配法可以用于方向性天线阵的激励单元和传输线进行匹配，但如果激励单元的阻抗很小（通常都是如此），A 和 B 的尺寸都需要用实验方法来获得。

当恰当的尺寸未知时，Δ 匹配法会令人有点不知所措，因为 Δ 的宽度和高度都需要变化。另一个缺点是，Δ 总会有一定的辐射。这是因为导体之间的间距并不满足辐射可忽略的条件：与波长相比，此间距非常小。

折合振子

折合振子天线的基础内容出现在第 6 章。一个双线折合振子的输入阻抗很接近 300 Ω，可以直接用特性阻抗为 300 Ω 平行双线进行馈电，无需其他匹配设置，而且传输线的 SWR 也较低。天线本身也可以做成平行双线，两个导线可以借助常用的馈电展开器保持分离。电视阶梯形线就很合适做成这种天线。特性阻抗为 300 Ω 的线除了可用作传输线外，也可以作成这种天线。

由于天线部分并不作为传输线，而仅仅是作为两条平行的导线，在计算天线长度时，速度因子可以被忽略。当频率偏离谐振点时，折合振子天线的电抗变化要比单线天

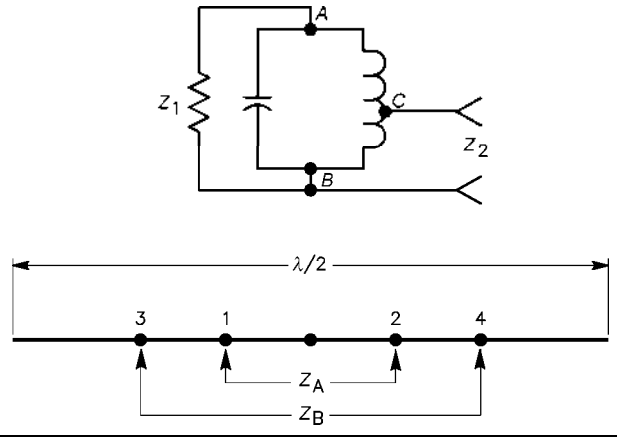


图26-7　谐振电路接天线模拟的阻抗变换。

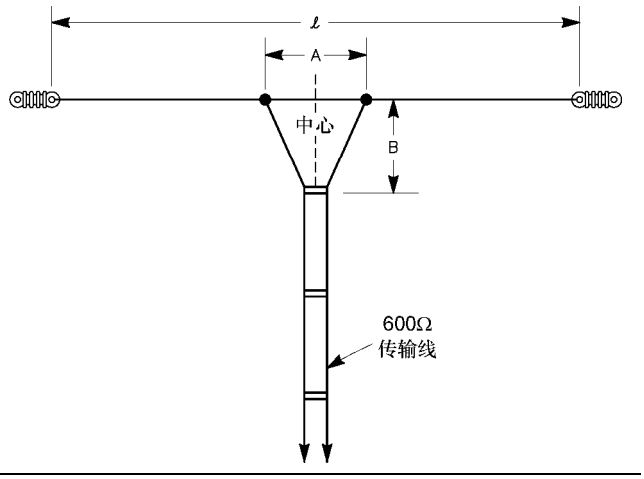


图26-8　Δ形匹配系统。

线要慢。因此，与单极子天线相比，在保持传输线上低 SWR 时，折合振子的工作频率范围更宽。部分原因是两个平行导体组成一个单一导体，其有效直径更大。

折合振子不能接收二次谐波的功率。然而，它可以工作于奇次谐波。因为 3 λ/2 天线和 λ/2 天线馈点的电阻相差并不大，所以一个折合振子可以在 300 Ω 传输线上以较低的 SWR 工作在三次谐波频率。一个 7 MHz 的折合振子通常也可以工作于 21 MHz 频段。

T 形和 Γ 形匹配

T形匹配

T 形匹配部分上输入终端上的电流是由天线的常规电流和传输线电流组成的。天线的常规电流在辐射部分和 T 形部分上的分配是根据他们相对的直径和两者之间的空间决定。天线连接的部分上也叠加了传输线的电流，见图 26-9。这样的 T 形导体和相连的天线导体可以看作终端短路的传输线的一个部件。由于它小于 λ/4，所以它有感性电抗。因此，如果天线在工作的频率点正好谐振，则 T 的输入阻抗既有电阻，又有感抗。如果传输线想获得好的匹配，电抗必须被调掉。我们可以缩短天线的长度以获得一个容性电抗的值，该容抗经匹配系统反射可以中和输入终端的感抗。又或者我们可以在输入终端串联插入一个适当值的电容，如图 26-10（A）所示。

理论分析表明，由于间距及导体直径比变化而逐步增加的阻抗变化规律与折合振子几乎相同。然而，实际的阻抗比随着匹配部分的长度 A 的变化会显著变化。变化趋势如下：

1）A 增大，输入阻抗也会增加。通常，当 A 达到某一个值时，此时输入阻抗值最大，随后如果 A 继续增加，输入阻抗会下降。

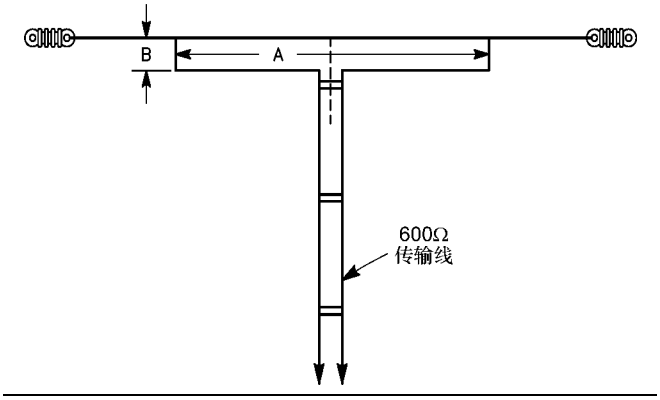


图26-9　T形匹配系统，应用于λ/2天线和600 Ω传输线。

2）输入阻抗达到最大值时的 A 值会随着 d_2/d_1 增大而减小，也会随着导体间距增大而减小。

3）一般情况下，最大阻抗值出现在 A 为天线长度的 40%～60%的区间内。

4）天线缩短以抵消匹配部分的感抗时，可以获得更高的输入阻抗值。

T 形匹配法可以把 VHF 或 UHF 频段八木天线平衡馈点的阻抗最高可转换到 200 Ω，这一应用越来越普遍。对于 200 Ω 的阻抗，可以使用一个 4:1 的巴伦将阻抗转换成 50 Ω，即八木天线的馈电同轴电缆的特性阻抗值。见第 18 章介绍的各种 K1FO 八木天线以及本章后面有关巴伦的讨论。

Γ形匹配

Γ 形匹配的配置如图 26-10（B）所示，是 T 形匹配的不平衡形式，适用于和同轴线直接相连的情况。除了连接天线中心和天线一边之间的匹配部分不同，其他和以上关于 T 形匹配的讨论基本相同。匹配部分固有的感抗可以适当缩短天线或者添加谐振器和安装电容 C 来抵消，如图 26-10（B）所示。

多年来，Γ 形匹配法被广泛应用于同轴电缆和全金属寄生天线之间的匹配。因为它非常适合于管道结构，该结构中所有的金属部分都是既电气连接又机械连接，所以它非常受业余爱好者们的欢迎。

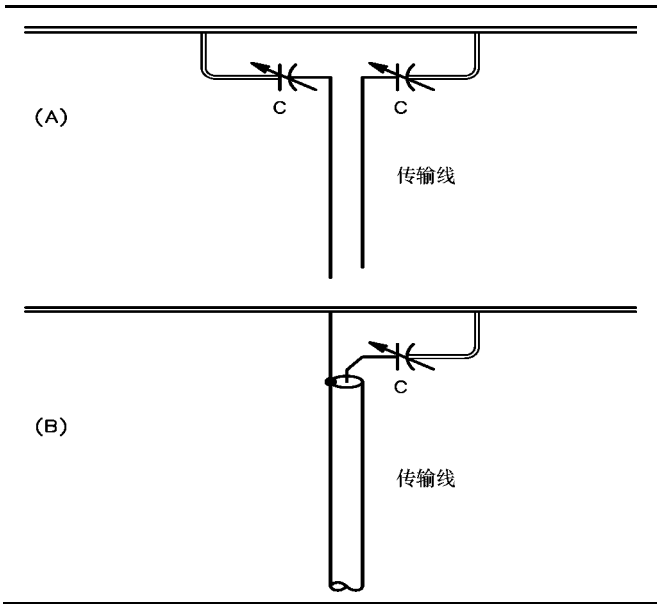


图26-10　用于抵消T形和Γ形匹配系统中残余感抗的串联电容。在一般情况中，在14 MHz工作时，一般情况下最大值为150 pF的每个电容都应当能提供足够的调谐范围。电容值越小，可应用于越高的频段，且成比例。接收型平板电容可以满足最高达几百瓦的功率。

由于存在许多的可变因素，如激励单元的长度、Γ 金属杆的长度、金属杆的直径、金属杆和激励单元之间的间距，串联电容的值，好几种组合均可提供我们所要的匹配。找寻适当组合的工作是单调乏味的，因为这些可变因素之间都是互相联系的。人们已经为这些可变因素的初始值研究和改进了一些重要的规则。若要使一个由铝管制成的多元天线阵列和 50 Ω 传输线匹配，金属杆的长度应为 0.04 λ～0.05 λ，其直径为激励单元直径的 1/3～1/2，间距（从激励单元开始中心至中心的距离）约为 0.007 λ。电容值为每米波长 7 pF。在波长为 20 m 的情况时，电容值为 140 pF。Γ 的精确尺寸和电容值都依赖于激励单元的辐射电阻，不管是否谐振。这些初始尺寸适用于馈点阻抗约为 25 Ω 的阵列，激励单元比谐振长度缩短约 3%。

计算Γ的尺寸

Γ 的尺寸和电容的初始值都可以通过计算来获得。H.F.Tolles（W7ITB）研发了一种能获得一系列参数值的方法，且这些参数值与能够提供所需阻抗变换的值非常接近。（见本章最后的参考书目）。使用这种方法之前，我们必须先测试或计算天线的阻抗。如果天线阻抗不能精确得知，建模计算可以帮助我们获得初始设定的良好起始值。

Tolles 的方法所涉及的数学比较繁琐，尤其是当有多个交互作用时。这一过程已经被 R. A. Nelson（WB0IKN）植入计算机，采用 Applesoft BASIC 进行编程（见参考书目）。适用于 IBM PC 和可兼容计算机的一个类似程序称为伽马，以 BASIC 源代码的形式包含在原版书附带光盘中，还包括了 Dave Leeson（W6NL）所提的改进意见。我们可以利用这个程序来计算偶极天线（或天线阵的激励单元）或者垂直单极子天线（如分流馈电天线塔）。

计算机计算的例子，如假设有一个 14.3 MHz 八木天线要和 50 Ω 线匹配。激励单元的直径为 1½英寸，Γ 金属杆为一段长 1/2 英寸的管子，距激励单元 6 英尺（中心至中心）。激励单元的长度比谐振长度缩短 3%。假设天线的辐射电阻为 25 Ω，容性电抗为 25 Ω（约为由 3%的缩短而引起的电抗）。由此，激励单元总的阻抗为 25−j25 Ω。在程序提示中，选择一个偶极天线，设置其工作频率、馈点电阻和电抗（不要忘记负号）、线的特性阻抗（50 Ω）、元器件和金属杆直径以及中心与中心之间的距离。伽马计算得 14.3 MHz 时 Γ 上金属杆的长度 38.9 英尺，Γ 电容为 96.1 pF。

再举一例，如果我们希望对一个分流馈电的天线塔和 50 Ω 线进行匹配，工作于 3.5 MHz。激励单元（塔）直径为 12 英寸，Γ 金属杆采用#12 线（直径为 0.080 8 英寸），离塔的距离为 12 英寸。塔高 50 英尺，塔顶有 5 英尺的桅杆和杆状天线。天线塔的总高为 55 英尺，约为 0.19 λ。我们设它的电长度为 0.2 λ 或 72°。建模告诉我们馈点阻抗约为 20-j100 Ω。伽马计算得到 Γ 金属杆长度为 57.1 英尺，电容为 32.1 pF。

很快我们就可以发现，这种 Γ 尺寸不符合实际，因为金属杆的长度比塔高还长。因此我们进行另一种计算，这一次金属杆和塔之间的距离为 18 英寸。结果为 Γ 金属杆长为 49.3 英尺，电容为 43.8 pF。这种配置的初始尺寸比较符合实际。

调　节

安装天线后，T 和 Γ 的参数需要进行实验调节。使用可变串联电容可以简化调节过程，如图 26-10 所示。在天线上设置一个或多个抽头进行试验，测试此时传输线上的 SWR 并调节 C（在 T 形匹配时两个电容同时调节），使 SWR 最小。如果它不能接近 1:1，调节另一个抽头位置并重复测试。如果得不到满意的结果，可能有必要尝试另一种尺寸的导体。改变间距可以提示我们导体的尺寸应该变大还是变小。

Ω 形匹配

Ω 形匹配法是对 Γ 形匹配法进行略微改变得到的。除了串联电容外，还可以增加一个分路电容来辅助抵消由 Γ 引入的感性电抗，如图 26-12 所示。C1 是常用的串联电容。增加的 C2 可能会使 Γ 金属杆的长度更短，或者在激励单元谐振时更容易获得匹配。调节期间，C2 主要用来决定从同轴电缆看到的负载的电阻性部分，C1 用来抵消电抗。

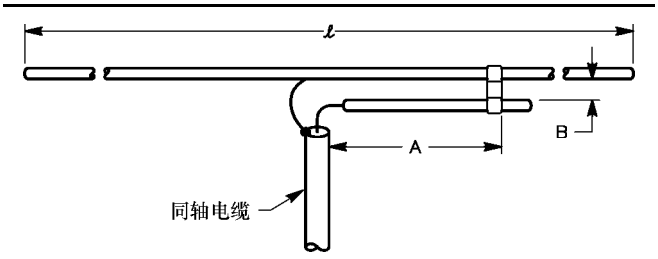


图26-11　Γ形匹配，采用管状单元。传输线可以是50 Ω或75 Ω同轴线。

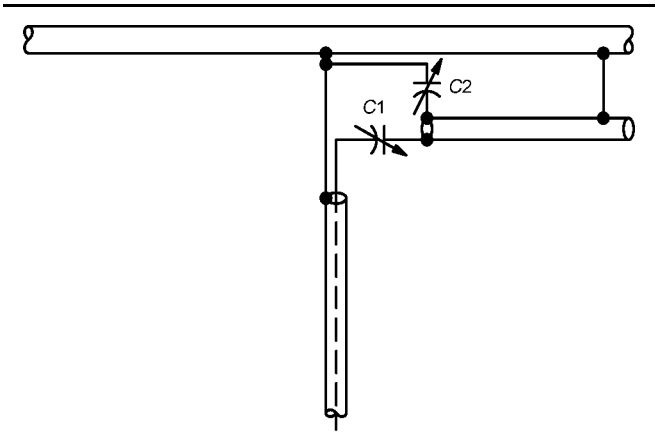


图26-12　Ω形匹配法。

发夹形和β形匹配

发夹形匹配的常用形式如图 26-13 所示。基本上，发夹形匹配是 L 形匹配网络的一种。因为在一定程度上，它比 Γ 形匹配能更容易地调节得到所需的终端阻抗，所以它深得众多业余爱好者的喜爱。和 Γ 形匹配相比，它的缺点是必须用平衡线对它馈电（巴伦可以和同轴电缆一起使用，如图 26-13 所示，详情见本章后面关于巴伦的部分），激励单元必须在中心处分裂并从天线的金属杆中穿过。后一要求在排除波导管激励结构之后使元器件的机械加工复杂化。

如图 26-13 所示，发夹的中心点是电中性的。这样，它会接地或连接到天线结构的其他部分。常常通过将中心点连接到天线阵的杆部来保护发夹形结构。高增益 β 形匹配法与发夹形匹配是电等效的，不同之处在于匹配部分的机械结构。对于 β 形匹配，匹配部分的导体偏落于八木天线杆旁，导体可以位于天线的任意一边，电中性点是由置于天线杆周围的滑动或可调短路夹以及两个匹配部分导体组成。

L 形网络电路的容性部分是由轻微缩短的天线驱动元产生的，如图 26-14（A）所示。对于给定的频率，一个缩短的 $\lambda/2$ 元的阻抗表现为串联的天线电阻和电容，电路原理图如图 26-14（B）所示。（C）图谐振电路的感性部分是跨接于激励单元中心两端的粗导线发夹或小管发夹。图（D）表现了图（C）传统 L 型网络的电路形式。辐射电阻 R_A 必须小于馈线电阻 R_{IN}（常为 50 Ω）。

如果天线的辐射电阻大概值已知，图 26-15 和图 26-16 可以帮助我们求得匹配所需的发夹的必要尺寸。图 26-15 中的曲线是通过 L 型匹配网络的设计方程得到的。见第 25 章，发射机和传输线的匹配。图 26-15 基于方程 $Xp = j\tan\theta$，给出了归一化于发夹特性阻抗 Z_0 的容抗，把它看作一段终端短路的传输线。例如，如果天线系统的阻抗为 20 Ω 要匹配到 50 Ω 传输线，图 26-16 告诉我们发夹所需的容抗为+41 Ω。如果发夹由 1/4 英寸管间距 1½ 英寸构造而成，它的特性阻抗为 300 Ω（见第 24 章）。把 41 Ω 电抗归一化为 41/300=0.137。

把 0.137 代入图 26-16，在纵轴下方，我们可以看到发夹长度应为 7.8 电度，或者 7.8/360 λ。为了计算，我们考虑 97.5%的速度因子，波长为 11 508/f（MHz）英寸。如果要在 14 MHz 时使用天线，所需发夹的长度为 7.8/360×11 508/14.0 = 17.8 英寸。发夹的长度主要会影响从馈线看到的终端阻抗的电阻部分。发夹越长，电阻值越大（意味着更大的分路电感）；发夹越短，电阻值越小。馈点终端的电抗可以通过调节驱动元器件的长度来调掉，正如需要的那样。如果我们使用一个长度固定的发夹，分开或集中发夹上的导体可以在小范围内调节电感的有效值。分开导体的作用与加长发夹相同，集中导体也等效于缩短发夹。

我们将集总参数的电感跨接在天线终端，来代替硬直导线或金属管制成的发夹，会有相同的匹配结果。此种发夹又被称为“螺旋状发夹”。当然，电感必须在工作频率上展现出与所替代的发夹相同的电抗值。一项利用计算机计算的粗略实验表明，螺旋状发夹与普通发夹相比，在 SWR 带宽上会有略微的改进。

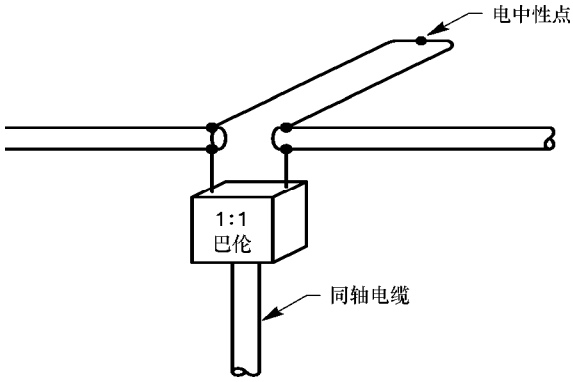


图26-13　发夹形匹配。

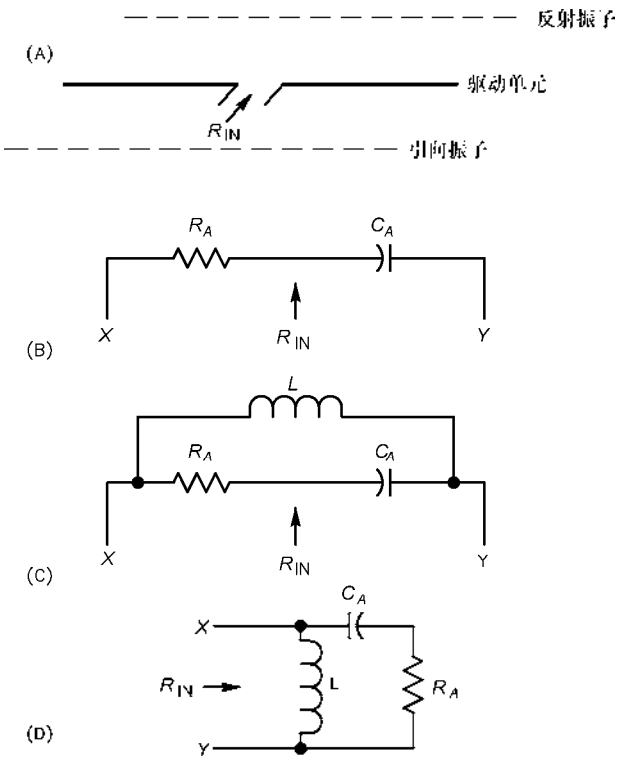


图26-14　对于（A）中所示的八木天线，其激励单元的长度比谐振长度短。谐振的输入阻抗在（B）中表示。通过添加一个电感，如（C）图，一个低值电阻R_A在终端XY两端显现的阻抗更高了。图（D）中，以常用L形匹配网络的形式对电路C进行重新绘制。

匹配短截线

正如第 24 章传输线中阐述的，一条短于 $\lambda/4$ 的终端失配的传输线的输入阻抗既有电阻又有电抗。传输线在任意频点的输入阻抗的等效电路图，既可以是串联的电阻和电抗，也可以是并联的电阻和电抗。根据线长，串联电阻部分 R_S 的值可以是终端电阻 Z_R（线长为零时）和 Z_0^2/Z_R（线长正好为 $\lambda/4$ 时）之间的任意值。并联电阻部分 R_P 的值也是这样。

R_S 和 R_P 即使在线长相同的情况下，两者的值都是不同的，除了在线长为零和 $\lambda/4$ 时值相同。在某个线长度上，R_S 或 R_P 的值与线的特性阻抗相同。但是，电抗会伴随着电阻产生。但如果采取措施抵消或调谐掉输入阻抗的电抗部分，则将只剩下电阻。由于此时电阻与传输线的特性阻抗 Z_0 相同，所以从电抗抵消点指向波源这一段将完全匹配。

要在串联等效电路中将电抗部分抵消掉，需要在传输线上串联插入一个与 X_S 大小相同、符号相反的电抗。要在并联等效电路中将电抗部分抵消掉，需要在传输线上跨接上与 X_P 大小相同、符号相反的电抗。在实际操作中，使用并联等效电路更方便。传输线简单地连接负载（通常是一个谐振天线），然后将一个恰当值的电抗跨接在传输线上距负载适当距离处。从此点至发射机之间，传输线上将不存在驻波。

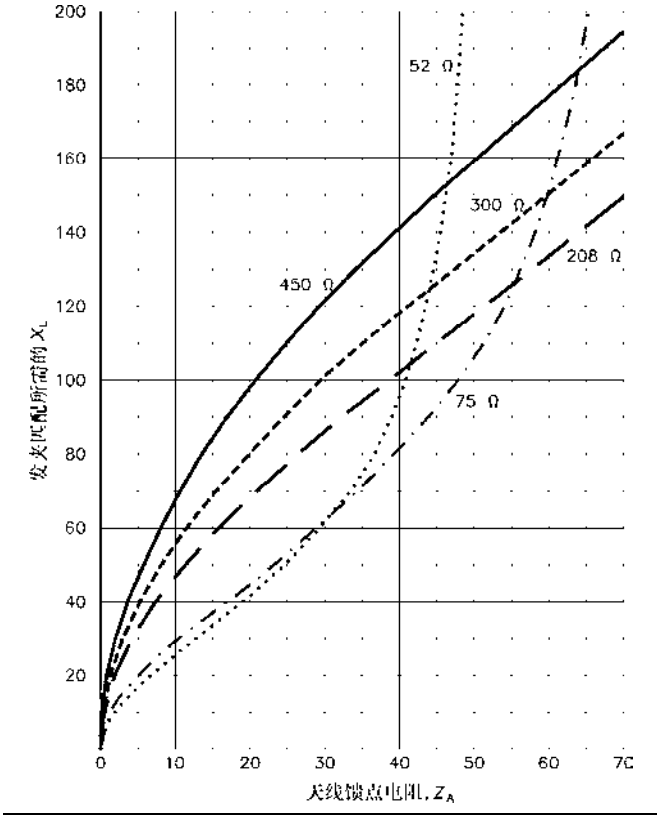


图26-15　发夹所需的电抗，以匹配各种电线电阻和常用传输线或巴伦的阻抗。

电抗的一种简便形式是采用一段小于 $\lambda/4$ 的传输线，根据所需电抗为容性或感性来决定终端开路或短路。此种电抗形式称为匹配短截线，并根据自由端的开路或短路来决定是开或闭。两种匹配短截线的示意图如图 26-17 所示。

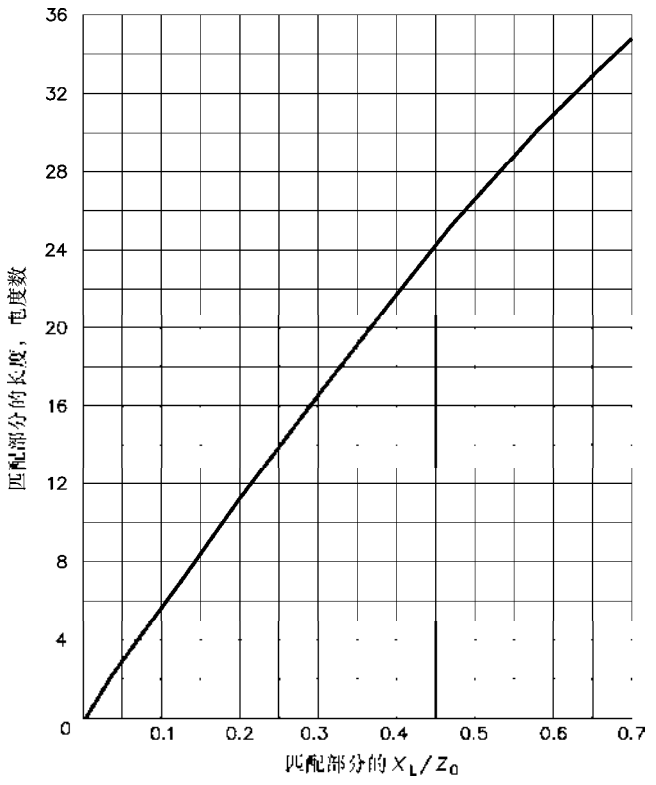


图26-16　感性电抗（归一化于匹配部分的Z_0），横坐标。纵坐标为所需的发夹的长度。要得到电长度，需将所读到的电度数除以360。对于明线型传输线，在决定电长度时，要考虑97.5%的速度因子。

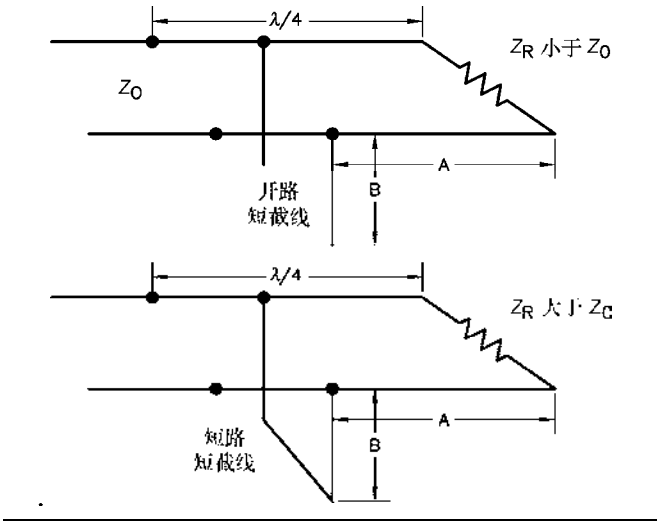


图26-17　采用开路或短路短截线，以抵消输入阻抗中的并联电抗。

负载与短截线之间的距离（图 26-17 中的 A）和短截线的长度 B 依赖于传输线和短截线的特性阻抗以及 Z_R 和 Z_0 的比值。由于 Z_R 和 Z_0 的比值在不匹配情况下（在谐振天线中）也是驻波比，所以这两个尺寸是 SWR 的函数。如果传输线和短截线有相同的 Z_0，则 A 和 B 只和 SWR 有关。因此，如果在安装短截线前测得 SWR，则短截线的位置和长度就可以确定，即使负载阻抗的确切值未知。

匹配短截线的典型应用如图 26-18 所示，采用的是明线型传输线。观察这些图我们可以认识到，如果天线是电流环馈电，如图 29-18（A）所示，则 Z_R 比 Z_0 小（通常情况下），因此需要一段开路短截线，安装在传输线上离天线小于第一个 $\lambda/4$ 的地方。图 26-28（B）中所示的电压馈电对应的是 Z_R 比 Z_0 大，因此需要一段短路短截线。

史密斯圆图可以用来决定短截线的长度和距负载的距离（见第 28 章，史密斯圆图计算），或者可以利用原版书附带光盘中的程序 TLW 运行计算。如果负载是纯电阻且传输线和短截线的特性阻抗相同，可以用方程来计算长度。当 Z_R 比 Z_0 大，即短路短截线时，

$$A = \arctan\sqrt{SWR} \qquad (26\text{-}11)$$

$$B = \arctan\frac{\sqrt{SWR}}{SWR-1} \qquad (26\text{-}12)$$

当 Z_R 比 Z_0 小，即开路短截线时，

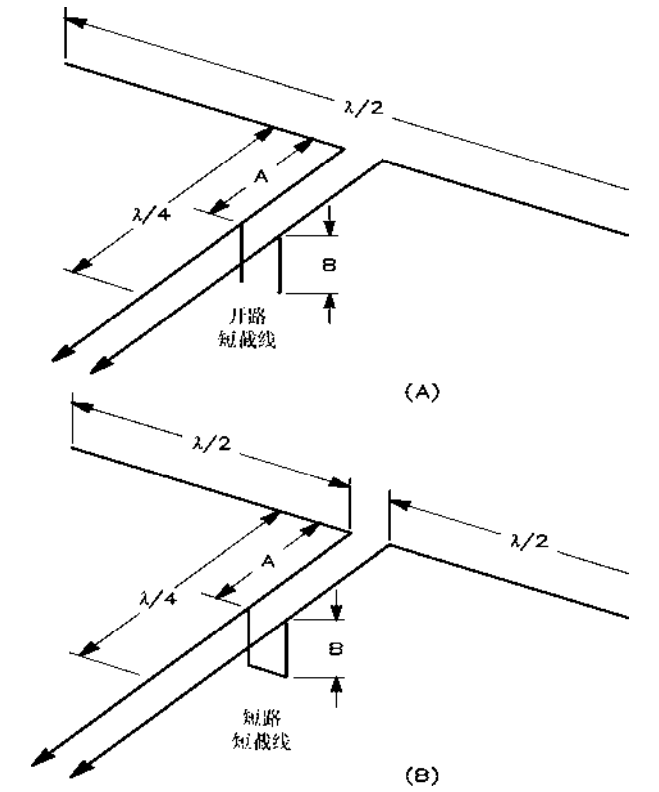


图26-18　匹配短截线应用于常用天线。

$$A = \arctan\frac{1}{\sqrt{SWR}} \qquad (26\text{-}13)$$

$$B = \arctan\frac{SWR-1}{\sqrt{SWR}} \qquad (26\text{-}14)$$

在这些等式中，长度 A 和 B 分别是短截线离负载的距离和短截线的长度，如图 26-18 所示。它们都是用电度表示的，等于 360 乘上用波长表示的电长度。

在应用上面的等式时要记住，传输线上的波长并不是自由空间中的波长。如果采用明线型传输线，应使用 0.975 的速度因子。如果使用固体电介质的传输线，自由空间的波长必须乘上适当的速度因子，以获得 A 和 B 的实际长度（见第 24 章）。

尽管上面的公式不适用于传输线和短截线特性阻抗不同的情况，但这并不表示此种情况下传输线不能匹配。如果短截线的长度选定，它能拥有任意想要的特性阻抗，以获得适当的电抗值。使用史密斯圆图，我们可以为不同型号的线毫无困难地选定长度。

在使用匹配短截线时，应当注意其长度和位置是基于负载处的 SWR。如果线很长且损耗相当大，则在输入端测得的 SWR 并不能给出负载处的真实 SWR 值。这一点在第 24 章的衰减部分讨论。

电抗负载

在匹配短截线的这部分讨论中，我们先假设负载是纯电阻性的。这是最希望得到的情况，因为代表负载的天线在进行匹配前要先调至谐振。然而，匹配短截线也可以在负载有严重电抗性的时候使用。一个电抗性负载意味着传输线上的电压和电流驻波的环和节点并不在离负载 $\lambda/4$ 的整数倍位置处。如果负载电抗已知，史密斯圆图或 TLW 可以用来决定短截线的正确尺寸。

同轴电缆上的短截线

前面总结的原则同样适用于同轴电缆。与图 26-18 所示的明线型传输线的案例对应的同轴电缆的案例在图 26-19 中给出。早先给出的等式也可以用来计算 A 和 B。在实际安装中，传输线和短截线的连接点是一个 T 形连接点。

同轴匹配短截线的特殊点是它的使用，短截线和传输线可以一起组成一个巴伦。这将在本章后面部分详细讨论。天线缩短以在馈点引入足够的电抗，这样便可在该处接入短截线，而不是像别的一般案例那样在传输线上的其他点接入。要使用这种方法，天线的电阻必须小于主传输线的特性阻抗 Z_0，因为该电阻会被转换成一个更高的值。在一些金属杆天线中，如八木天线，几乎经

常都是这种情况。

匹配段

如果我们用另一种方法对图 26-18 中的两个天线系统进行重画，见图 26-20，得到一个与前面提到的短截线差别不是很大的系统，但是该系统中 A 和 B 组成的短截线称为 λ/4 匹配段。它的理由是一个 λ/4 部件类似于一个谐振电路，正如前面提到的。所以，把 λ/4 匹配段接在传输线上的合适点来转换阻抗，是可行的。

先前的公式给出了匹配段的设计数据，A 是天线到接入点的距离，A+B 是整个匹配段的长度。公式仅用于传输线和匹配段特性阻抗相同的情况。对于两者特性阻抗不同的情况也有公式可查，但比较复杂。也可以使用史密斯圆图来解决这种情况下的问题（详情见第 28 章）。

调节

在对任何已匹配的传输线进行实验调节时，都有必要对 SWR 进行高精度的测试，以区分向哪个方向调节是正确的。在匹配短截线的案例中，经验告诉我们，从实际的立场来说，如果 SWR 是在短截线接入传输线之前测量的，且之后短截线按照设计数据接入，那么，就没有必要进行实验调节了。

宽带匹配转换器

宽带转换器之所以广受欢迎，是因为它本身固有的带宽比高达 20 000:1。这可能是由于传输线本身的绕组。绕组内部电容是特性阻抗的一部分，因此，不像传统的转换器，没有严重限制带宽的谐振。

在低频时，绕组内部电容可以被忽略，这些转换器与传统的转换器类似。主要的区别（完全不同于从功率角度考虑的观点）是这些绕组有抵消磁芯中被引入的磁通量的趋势。这样，可以使用高磁导率的铁氧体磁芯，它不仅高度非线性，而且在磁通量水平低至 200～500 高斯时会遭到严重破坏。这大大扩展了低频的工作范围。由于高磁导率在较低的频率允许更少的圈数，HF 的表现也同样得到改进，因为上截止频率是由传输线决定的。在高频截止频率处，磁芯的影响可忽略。

双线匹配转换器可应用于不平衡操作。那就是说，输入端和输出端可以有一个共同的地连接。这就免去了平衡至不平衡（电压巴伦）操作中所需的第 3 个磁化绕线。加入第 3 个和第 4 个绕线，或者在合适的点接上绕组，可以得到各种组合的宽带匹配。图 26-21 展示了一个 4:1 不平衡到不平衡的配置，使用#14 线。它能很容易地处理 1 kW 的功率。沿着上面一个绕组，在其 1/4、1/2、3/4 点抽头，能得到 1.5:1、2:1 和 3:1 的阻抗比。两个绕组中的一个应裹上乙烯基电胶布，以防止绕组间的电压衰弱。当在高功率下使用逐步增加的比例来使天线和一个大于 50 Ω 的电阻匹配时，这是很有必要的。

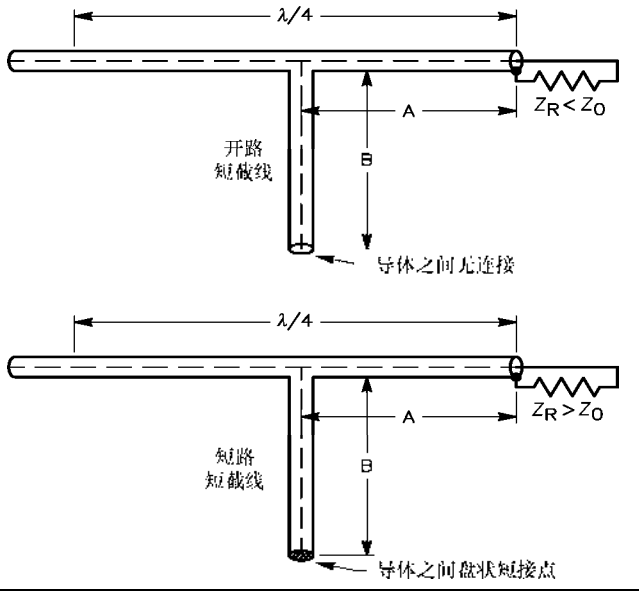


图26-19　同轴线上的开路和短路短截线。

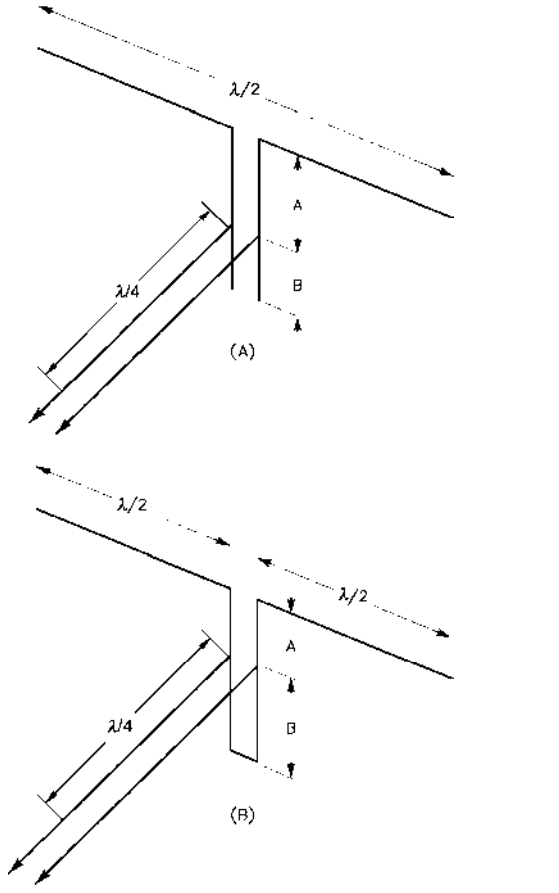


图26-20　常用天线的匹配部分应用。

图 26-22 展示了一个有 4 个绕组的转换器，允许高达 16:1 的宽带匹配比。图 26-23 展示了一个 4 绕组的转换器，并在 4:1，6:1，9:1 和 16:1 处抽头。当在 16:1 抽头处追踪线圈上的电流时，我们可以发现上面 3 个绕组上的电流是相同的。底下的绕组，为了维持适当的电压，保持了 3 倍的电流。该电流抵消了由其他 3 个绕组在磁芯上引起的磁通量。如果这个转换器用来匹配低值电阻，如 3～4 Ω，底部绕组上的电流能达到 15 A。该值基于由一个处理 1 kW 功率的 50 Ω 的电缆馈电的转换器的高端。如果有人需要像这样在高功率下得到 16:1 的匹配，推荐将 2 个 4:1 的转换器级联。在这个案例中，最低阻抗边上的转换器要求每个绕组的电流为 7.5 A。这样，#14 线在这一应用中也能满足要求。

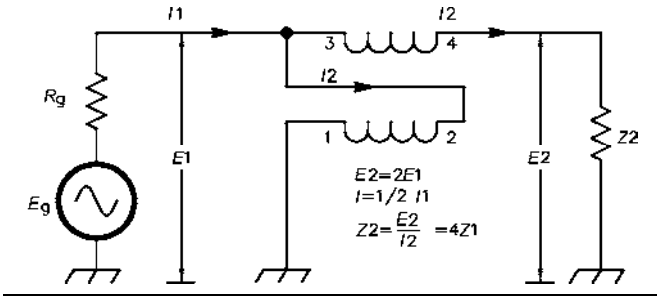


图26-21　4:1阻抗比的宽带双线转换器。在上面一个绕组的适当点进行抽头，可获得其他的比，如1.5:1，2:1，3:1。

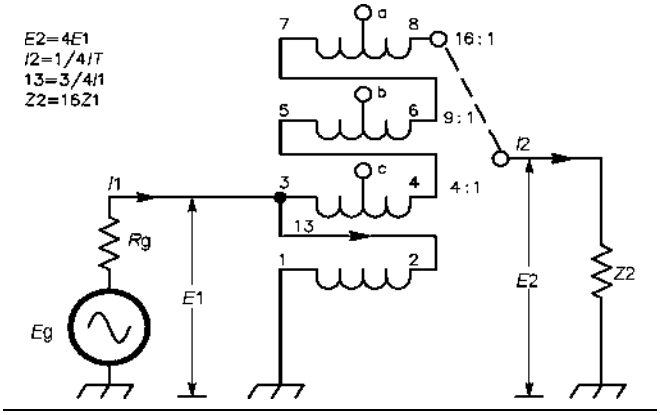


图26-22　4个绕组的宽带可变阻抗转换器。连接点*a*、*b*和*c*可选择在适当点，能够获得从1.5:1到16:1的比例。

这些应用中常用的磁芯是 2.5 英寸外径 Q1 和 Q2 材料铁氧体，以及 2 英寸外径铁粉磁芯。这些磁芯的磁导率 μ，通常分别为 125，40 和 10。铁粉磁芯的磁导率也有 8 和 25。

在任何情况下，这些磁芯都可以在 1.8～28 MHz 上全功率低损耗工作。设计中的主要区别是低磁导率磁芯在低频上需要更多的圈数。例如，Q1 材料需要 10 圈来覆盖 1.8 MHz 频带。Q2 材料需要 12 圈，铁粉材料（μ=10）需要 14 圈。因为普通的铁粉内核的直径更小且由于低磁导率而导致需要更多的圈数，更高的比例有时因为物理限制而更难获得。如果你在低阻抗水平上工作，会产生不需要的寄生电感，尤其是在 14 MHz 或更高频率上。在这种情况下，引线长度应控制在最小。

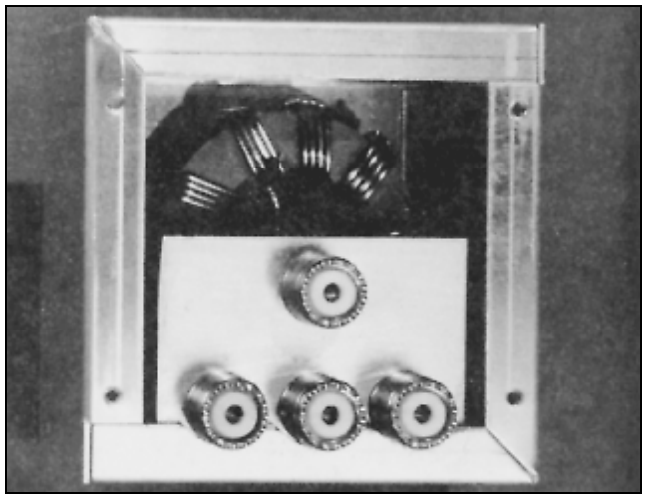


图26-23　一个4绕组宽带转换器（移除前面板后可以看到），上面设有匹配比例为4:1，6:1，9:1和16:1的连接点。6:1是最上面的一个同轴接口，下面3个接口从左到右为16:1，9:1和4:1。在Q1材料2.5英寸外径铁氧体内核上，有用#14漆包线绕的10匝4线绕组。

26.3　共模传输线电流

在至今关于传输线工作的讨论中，我们都假设两个导体上的电流等值反向。这是在现实中有时可以有时不可以实现的理想条件。在通常情况下，电流很有可能不平衡，除非采取预防措施。不平衡的程度，以及这种不平衡是否重要，将是我们在本章的剩余部分讨论的，还包括在系统中恢复平衡的手段。

导致传输线电流不平衡的情况一般有两种。两者都与系统的对称性有关。第一个情况是，当用一条本质上不平衡的同轴线对天线（如偶极天线或八木天线的激励单元）进行直接馈电时，会不对称。第二个情况包含了天线附近传输线的不对称路径。

26.3.1　不平衡同轴线对一个平衡偶极天线进行馈电

图 26-24 展示了一条同轴线在一个假想偶极天线中心对其馈电。同轴线被放大以展示内部电流。在该图中，馈线从馈点垂直向下沿伸，且假设天线完全对称。正因

为这种对称，天线一边在馈线上引起的电流完全可以被天线另一边引起的电流所抵消。

从发射机上流过来的电流 *I*1 和 *I*2 都在同轴线的内部流动。*I*1 在同轴线内导体的外侧，而 *I*2 在外导体的内侧。趋肤效应使传输线内的 *I*1 和 *I*2 保持被限制的地方。同轴线外的场为零，因为 *I*1 和 *I*2 等值反向。

天线上的电流标为 *I*1 和 *I*4，对于谐振半波偶极天线来说，它们在任何时候方向都是相同的。在偶极天线的臂 1 上，*I*1 直接流入同轴线的内导体。但天线另一臂的情况却不同。*I*2 一旦流到同轴线的终点，它分成两路：一路是 *I*4，直接流到臂 2 上；另一路是 *I*3，流到同轴线屏蔽层的外表面。又因为趋肤效应，*I*3 与内表面的 *I*2 是隔离的。这样，臂 2 上的电流就为 *I*2 和 *I*3 的差值。

*I*3 的大小与分离点处的相关电阻成比例。偶极天线的馈点阻抗大概在 50～75 Ω，要根据离地面的高度。从偶极天线中间看一臂的阻抗是一半，即 25～37.5 Ω。向同轴线外屏蔽层外表面看进去到地的阻抗称为共模阻抗，故 *I*3 称为共模电流（如果将本图中的同轴电缆改成平行双导线，我们则会更欣赏这种共模。由辐射引起的电流流到平行双导线的两个导体上，是共模电流，因为它在两个导体上的流向是相同的，而不像传输线电流那样相反。同轴线的外层编织网将内导体和此电流隔开，但编织网外侧的这种不需要的电流仍然被称为共模电流）。

共模阻抗会变化，且是随着同轴馈线的长度、直径以及从发射机底盘到 RF 地之间的路径的改变而变化。请注意，发射机底盘到地之间的路径可能会通过台站的地总线、发射机电源线、房屋的布线，甚至是电源线的地。换句话说，同轴线外表面的总长度和其他构成地的元素实际上与你偶尔视察到的情况会有所不同。

最糟共模阻抗发生在到地的整个有效路径是 *λ*/2 的整数倍，使该路径成为半波谐振。实际上，传输线和地线系统就像是一种传输线，把短路转换成其终端处的地，以及在偶极天线馈点处的低阻抗。这使得 *I*3 成为 *I*2 的重要组成部分。

*I*3 不仅引起了天线两个臂上的电流大小的不平衡，它本身也会辐射。图 26-24 中由 *I*3 引起的辐射应该主要是垂直极化的，因为图中的同轴线是垂直的。但是，依据从发射机底盘到站台接地系统其他部分的地线的方向，极化是水平和垂直的混合。

对称同轴馈电的简单偶极天线的方向图失真

图 26-25 比较了两个半波偶极天线的方位角辐射方向图，它们离地高 *λ*/2，水平放置，工作于 14 MHz。两个方向图都是以 28° 仰角计算的，这是 *λ*/2 高的偶极天线的最高响应。第一个天线模型的参考偶极天线以实线表示，没有馈线与之连接。这就像发射机远远地接在偶极子的中心。这个天线的辐射方向图是典型的 8 字形的方向图。两侧空值区对称的凹进去，低于最高响应约 10 dB，是离地高 33 英尺的 20 m 波段偶极天线的典型方向图（或者离地高 137 英尺的 80 m 波段偶极天线）。

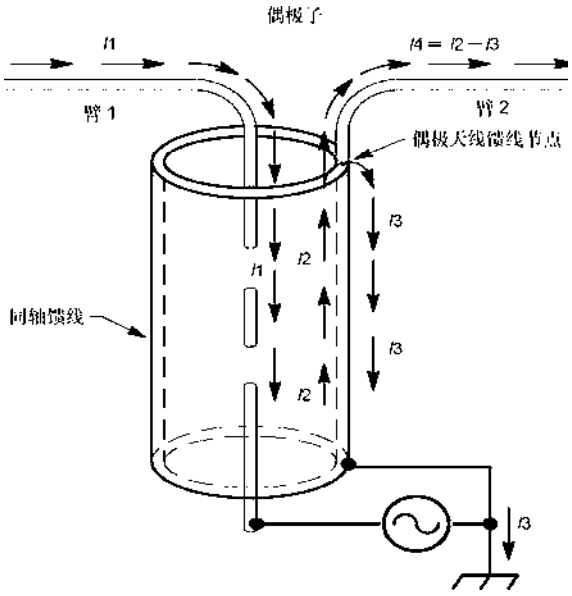


图26-24　本图展示了一条同轴线在一个平衡偶极天线中心对其馈电，其上电流的不同路径。同轴线的直径被夸大，清楚展示内部电流。

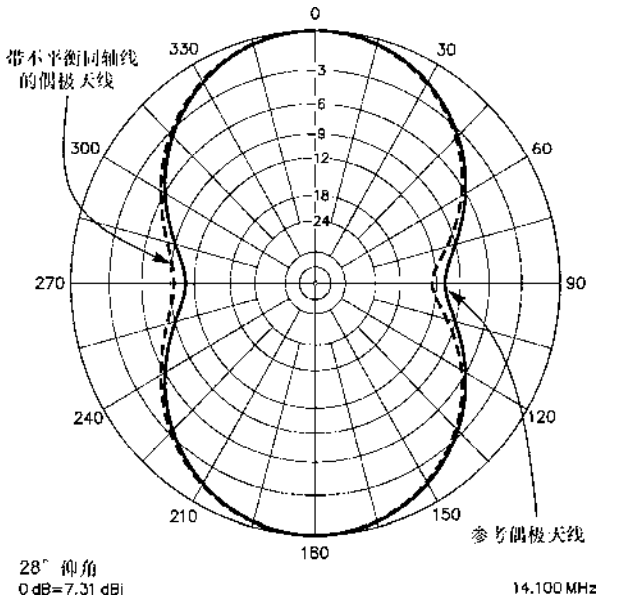


图26-25　比较两个离地高*λ*/2的14 MHz半波偶极天线的方位角辐射方向图。参考偶极天线没有馈线与之连接（就像发射机远远地接在偶极天线的中心）用实线表示。虚线表示一个用不平衡同轴电缆馈电的偶极天线的方向图，它受到馈线上共模电流的影响。馈线以对称的方式直接从馈点连接到地。这种对称配置下的馈点阻抗与参考天线相比，仅有微小变化。

第二个偶极天线的方向图以虚线表示。它用一个 $\lambda/2$ 长的与地垂直的同轴线进行馈电。现在，它的方向图已经不再是完全对称的了。两侧零值区向左移动了几个 dB，最高响应与参考偶极天线相比小了约 0.1 dB。很多人认为这样的响应也不是很坏！然而，我们要记住，这是馈线以对称的方式垂直放置于偶极天线下方。同轴线的不对称放置将引起更多的方向图失真。

SWR 随共模电流的变化

如果把一个 SWR 表放置在第二个天线的同轴馈线的底部，那么对于 50 Ω 同轴线，如 RG-213，会量得 SWR 为 1.38:1，因为馈点阻抗为 69.20 + j 0.69 Ω。参考偶极天线的 SWR 应是 1.39:1，因为馈点阻抗为 69.47－j 0.35 Ω。可以预料，与偶极天线本身的馈点阻抗并联的共模阻抗使在馈点看到的阻抗降低了，尽管在对称馈线的情况下这种变化微乎其微。

至少在理论上，我们得到这样一种情况，对一个平衡偶极子进行馈电的不平衡同轴电缆的长度变化会导致线上的 SWR 也变化。这是由于馈点上对地共模阻抗的变化。如果操作者碰到了 SWR 测量计，SWR 也会变化，这是因为当这种情况发生时，到 RF 地的路径会有巧妙的变化。即使改变天线的长度以使其谐振，也可能由于共模阻抗而在 SWR 表上产生意想不到的令人迷惑的结果。

如果同轴馈线到地的总的有效长度不是 $\lambda/2$ 的整数倍，而是 $\lambda/4$ 的奇数倍，则转换到馈点的共模阻抗的值与原来的馈点阻抗相比是很高的。这使得 $I3$ 与 $I2$ 相比很小，表明 $I3$ 本身的辐射以及 $I1$ 和 $I4$ 之间的不平衡是很微小的。对这个例子建模后我们发现，它和前面的有不平衡馈线的偶极天线以及无馈线的偶极天线之间在方向图上没有区别。因此，当系统不对称时，同轴线和地线之间为 $\lambda/2$ 的整数倍代表了这种类型的不平衡的最糟情况。

如果图 26-25 中的同轴线被平衡传输线代替，则 SWR 无论长度如何都会在线上保持不变，是常数。（正确来说，线上的 SWR 会朝着发射机端有轻微下降。然而，这种下降是很小的，因为平衡明线型传输线上的损耗是很小的。详情见第 24 章有关由 SWR 引起的附加线上的损耗。）

同轴线的尺寸

在 HF 上，对半波偶极天线进行馈电的同轴线的直径与偶极天线本身长度相比，是很小的。在图 26-25 所示的例子中，同轴线的模型使用了假设夸大了的 9 英寸直径，只是为了模拟 HF 时同轴线尺寸的最坏影响。

但是，在更高的 UHF 频段和微波频段上，同轴线尺寸是波长很小比例的假设就不再成立了。图 26-25 中把馈点一分为二的平面沿馈点下的空间且处于同轴线内导体和外导体之间的区域称为系统的“中心”。如果同轴线的直径占波长的很大比例，那么中心对于偶极天线本身将不再是对称的，而且会产生严重的不平衡。在微波频段对无巴伦偶极天线显示严重方向图失真的测量可能也会遇到这个问题。

26.3.2 偶极天线馈线的不对称布线

图 26-25 展示了一条对称放置的同轴馈线，它在对称偶极天线的馈点下方以 90° 角直接向下。如果馈线不是以对称的方式连接到天线的话，也就是说不垂直于偶极子，会怎么样呢？

图 26-26 画了一种情况，连接到发射机和地的馈线与偶极天线成 45° 角。现在，偶极天线的一边要比另一边在馈线上辐射更强烈。因此，对称偶极天线两边辐射到馈线上的电流就不能互相抵消。也就是说，天线自己在传输线上辐射了一个共模电流。这与前面讨论的不平衡同轴线反馈平衡偶极天线的共模电流形式是不同的，但是有相似的影响。

图 26-27 展示了两个方向图的比较，一个是没有馈线的离地高 0.71 λ 的偶极天线（就像发射机就放在馈点上），另一个是离地高 0.71 λ 的有馈线的偶极天线，其馈线是长为 1 λ 的同轴馈线，从馈点开始与地面成 45° 经发射机连接到地。0.71 λ 的高度可以使同轴线的长度正好是 1 λ，在末端直接经发射机与地相连，可以强调低仰角响应来展示方向图失真。这里馈线长度为 1 λ 是因为当馈线为 0.5 λ 且与地成 45° 时，偶极天线的高度仅为 0.35 λ。这么低的高度会掩盖由馈线共模电流引起的方向图两侧零点的变化。和前面一样，最糟情况方向图失真发生在与地之间的总的有效长度为 $\lambda/2$ 的整数倍时。

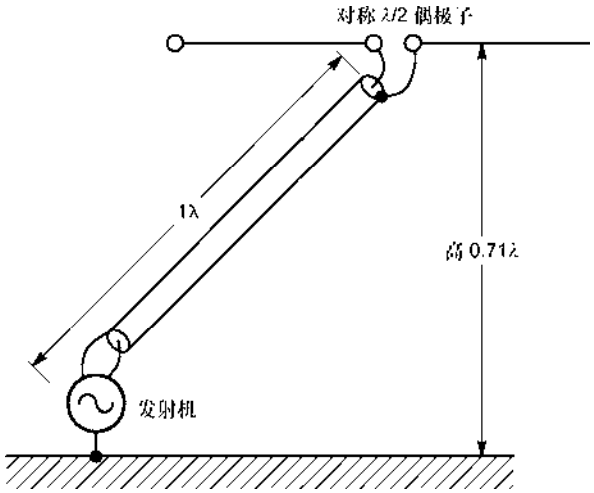


图26-26　置于离地高0.71 λ的$\lambda/2$偶极天线，由一个1 λ长的同轴线经过发射机连接到地。由同轴线外导体上引入的共模电流引起馈线辐射的最糟情况发生在其与地之间的总的有效长度为$\lambda/2$的整数倍时。

方向图失真的情况比同轴线对称放置时略有恶化，但总的影响并不严重。有趣的是，斜馈线偶极天线比参考偶极天线增益大 0.2 dB。这是因为斜馈线偶极天线方向图左边的凹陷更深，给在 0° 和 180° 的前向波瓣增加了功率。

该偶极天线的馈点阻抗为 62.48−j1.28 Ω、SWR 为 1.25:1，相比之下，参考偶极天线的馈点阻抗为 72.00+j16.76 Ω、SWR 为 1.59:1。这里，网络馈点阻抗的电抗部分比参考偶极天线的小，意味着由于和自己的馈线互耦而产生了失谐。这里 SWR 的变化要比前一个例子中的略大，可以在 SWR 测量计上看出。

你可以发现，平衡天线辐射到传输线、由于不对称而产生的共模电流，在同轴线和平衡传输线上都会发生。对同轴线来说，外层编织层将外屏蔽层的内表面和内导体对这种辐射进行了屏蔽。然而，编织层的外表面携带了从天线辐射来的共模电流，继而由传输线辐射出去。对于平衡线来说，两个导体上都有共模电流，然后再从平衡线上辐射。

假如天线或其环境在各方面都不完全对称，传输线上仍然会有某种程度的共模电流，同轴线和平衡线都是这样。完全对称意味着天线下的地是完全平坦的，天线的每条臂的物理长度都是完全一样的。它也意味着偶极天线的高度沿其长度也是完全对称的，甚至也意味着邻近的导体，如电源线，也必须要关于天线对称。

在现实生活中，偶极天线下的地并不总是平坦，钢丝也不是以毫米级的精度切割，一条平衡线馈电一个平衡天线并不能保证不产生共模电流。但是，整顿传输线使其关于天线对称能在任何情况下减少问题。

26.3.3 定向天线的共模影响

对于一个简单的偶极天线，许多业余爱好者看到图 26-25 或图 26-27 后会说最糟情况方向图的不对称性看起来也不是很严重，他们是正确的。由于共模电流导致的任何轻微的意想不到的 SWR 的变化都会被认为是无关紧要的，即使大家已经注意到了。全世界有成千上万的同轴馈电偶极天线正在被使用，人们并没有努力研究如何使不平衡同轴线到平衡偶极子的传输变得平滑。

然而，对于那些设计成高度方向性的天线来说，共模电流引起的方向图恶化是另一码事。像八木天线或方框阵这样的天线在设计时，为了获得方向性、增益和 SWR 这三者之间最好的折中方案，要特别小心调节系统中的每一个阵元。如果我们对这样一个精心设计的天线进行馈电时会产生共模馈线电流，会发生什么事情呢？

图 26-28 展示了两个天线方向图的比较。它们都是 5 单元 20 m 波段八木天线，水平放置于离地高 $\lambda/2$ 的高度。实线代表参考天线，假设发射机就放置于平衡激励单元的馈点，无须馈线干预。虚线代表第二个八木天线，它在平衡单元的馈点处有一个 $\lambda/2$ 长的不平衡同轴馈线直接连到地。

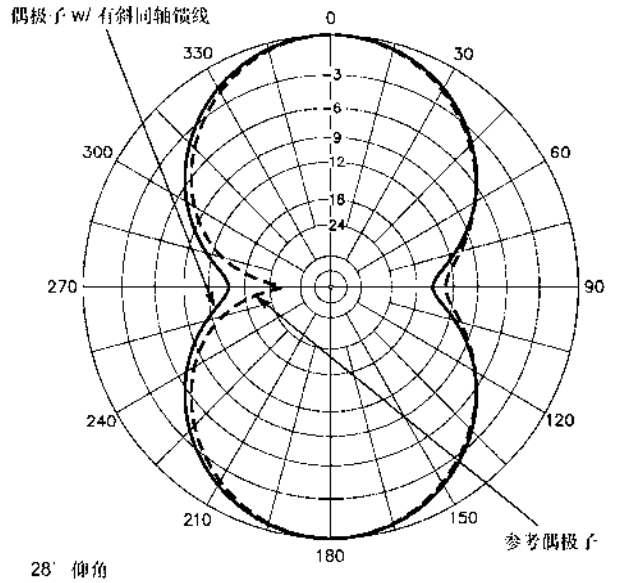


图26-27　如图26-26所示放置的两天线方向图的比较。实线是参考偶极天线，无馈线（就像发射机直接放在馈点）。虚线表示有一个与地面成45°的馈线的天线响应。1 λ长的同轴电缆外编织层上由于不对称于天线而产生的电流引起了方向图失真。馈点阻抗也发生了变化，它的SWR也与参考偶极天线不同。

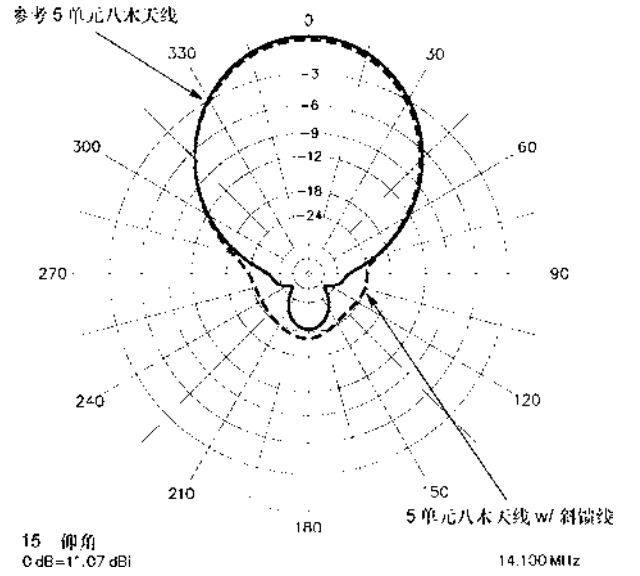


图26-28　两个5单元20 m波段八木天线方向图的比较。它们都是水平放置于离地高$\lambda/2$的高度。实线代表参考天线，无需馈线，假设发射机就放置于平衡激励单元的馈点。虚线代表第二个八木天线，它在平衡驱动元器件的馈点处有一个$\lambda/2$长的不平衡同轴馈线直接连到地（经过一个地平面上的发射机）。方向图后瓣恶化是显而易见的，且与参考天线相比，前向增益也有所损失（0.3 dB）。在这种情况下，在馈点放置一个+j1 000 Ω的共模扼流圈可以消除这种方向图恶化。

原本在偶极天线例子中有轻微的方向图拉伸，现在变成了后向波瓣的明显的恶化，而参考八木天线的方向图是很好的。边上的零点从约大于 40 dB 恶化到了 25 dB，180° 处的后向波瓣从大约 26 dB 变到 22 dB。简而言之，方向图变差且增益也下降了。

图 26-29 也展示了两个天线方向图的比较，一个是无馈线的参考八木天线，另一个八木天线有长 1 λ、倾斜地面 45° 的馈线，两者的高度都为 0.71 λ。参考八木天线的边侧零点较深（大于 30 dB），而在受共模影响的天线上，它被减小到小于 30 dB。在 180° 的后瓣有轻微恶化，从 28 dB 降至 26 dB。天线的前向增益比参考天线下降了 0.4 dB。正如所预料的，馈点阻抗也有变化，从参考天线的 22.3 − j 25.2 Ω 变成了有不平衡馈电天线的 18.5 − j 29.8 Ω。SWR 也会沿着不平衡馈线而变化，正如它在简单偶极天线中表现的那样。

显然，原本是高度定向天线的方向图，在同轴馈线上出现共模电流后，就严重恶化了。在简单偶极天线的例子中，长度为 λ/2 奇数倍的谐振接地馈线代表了馈电系统的最糟情况，即使馈线垂直且对称地放置于天线下方。也正如在偶极天线例子中我们所发现的那样，如果馈线倾斜，则方向图的恶化会更严重，不过八木天线的这种安装方式并不常见。为了尽量减小相互影响，馈线的放置仍应关于天线对称。

26.3.4 消除共模电流——巴伦

在前面的部分中，我们发现方向图恶化和不可预知的 SWR 数值读取的问题都可归结于传输线上的共模电流的影响。这种共模电流的出现都来自于天线馈线系统中的几种不对称性，如平衡天线和不平衡馈线的失配，或馈线放置时的不对称。一种叫巴伦的器件可以消除这些共模电流的影响。

巴伦这个词是平衡和不平衡这两个词的组合。它的主要功能是抑制共模电流，同时实现不平衡传输线到平衡负载（如天线）的转换。巴伦的种类有很多，我们将会在这部分中讨论。

共模同轴扼流圈巴伦

在绘制图 26-25、图 26-27 和图 26-28 所使用的计算机模型中，在天线馈点放置一个电抗为+j1 000 Ω 的共模扼流圈抑制了共模电流。在一些简单的例子中（那里馈线都是对称放置的，直接在馈点向下）都是正确的。某些倾斜馈线则需要另加一个共模扼流圈，放置在传输线上离馈点 λ/4 的地方。

用同轴电缆制作共模扼流圈巴伦的最简单方法是在馈点处把电缆的一部分卷成一个线圈。同轴电缆内的正常传输线电流不会因此而受到影响，但是试图在同轴外编织层上流动的共模电流会被线圈的电抗遏制住。这种同轴线扼流圈也被认为是“绕空气缠绕”的扼流圈，因为没有使用铁氧体磁芯，它可以在低频时帮助增加共模电抗。

同轴扼流圈可以做成一个平滑的线圈，也就是说，像一个用普通钢丝绕成的线圈那样，其相邻的匝之间排

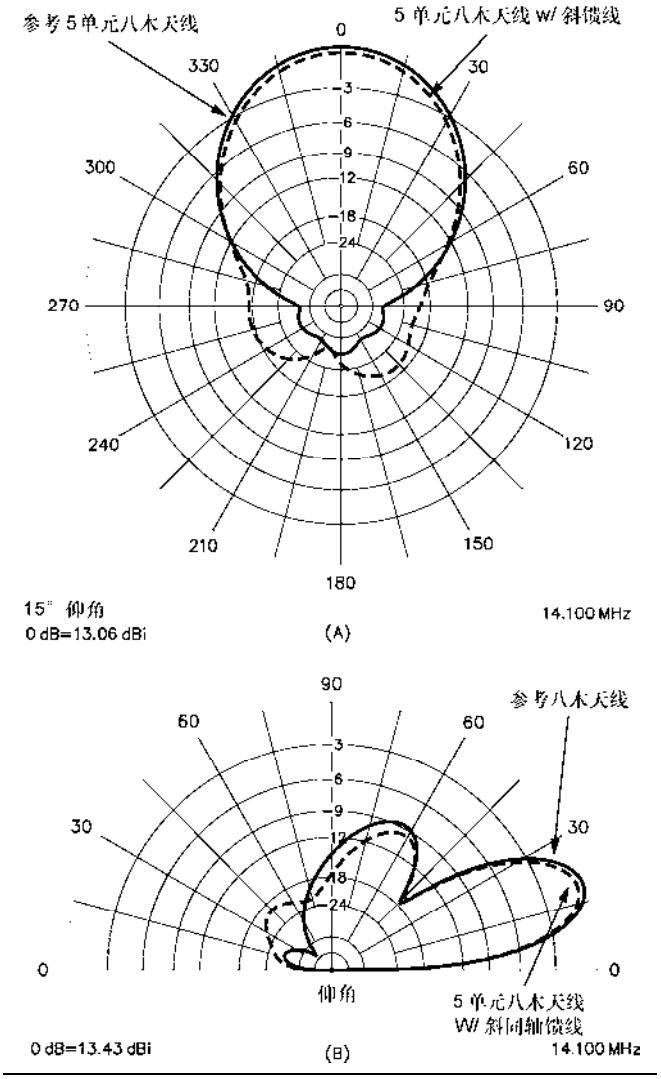


图26-29 图（A）是两个5单元20 m波段八木天线的方向图的比较，两者的高度都为0.71 λ。实线是无馈线的天线。虚线代表有1 λ长、倾斜地面45°的馈线的八木天线（经过地平面上的发射机）。后瓣的失真比图26-28更明显。天线的前向增益比参考天线下降了0.4 dB。图（B）是仰角响应比较。馈线的倾斜也导致了更多由不对称性而产生的共模电流。在这种情况下，光在馈点加一个+j1 000 Ω的共模扼流圈是不足以充分消除方向图恶化的。另一个扼流圈需要加在沿传输线向下λ/4的地方，以消除各种共模电流。

列紧密，以减少匝之间的分布电容，而不是随随便便地绕制。有时，PVC 管可以用来保持各匝的整齐有序。这种扼流圈由于电感和分布电容的存在而有一个较宽的谐振范围，能轻松覆盖 3 个业余频段，如 14～30 MHz。图 26-30 展示了这样一个巴伦，一段 RG-213 绕 6 匝绕在一个 6.5 英寸外径磁芯上，用黑色的乙烯基电胶布绑在一起。这种构造技术不能应用于平行双线，因为临近匝之间有过量的耦合。

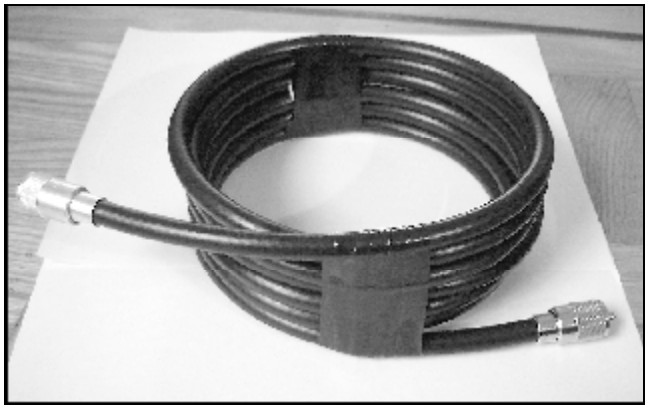


图26-30　把天线连接点处的同轴电缆绕成一个射频扼流圈。扼流圈的电感把天线和馈线其他部分隔离。详情请见文中。

Ed Gilbert, K2SQ（前 WA2SRQ）采用 Hewlett-Packard 4 193 A 矢量阻抗计测量了一系列同轴线圈巴伦。他用 4 英寸塑料“污水管”或 6 英寸“Schedule 40”PVC 管作为线圈架，并在每个线圈架上紧密绕上同轴电缆。他也尝试不使用线圈架，而仅把同轴线圈绑在一起，来看由各圈之间的电感和电容导致的对并联谐振频率的影响。在高于并联谐振频率时，阻抗变成容性且随频率上升，扼流效应减小。

表 26-3 列出了 K2SQ 的实验结果。他推荐在 14～30 MHz 工作时使用 6 匝 RG-213 绕在 4 英寸线圈架上，7 MHz 或 10 MHz 时用 12 匝 RG-213 绕在 4 英寸线圈架上。K2SQ 的结果表明，单层同轴线圈能获得更好的、更能被预测的工作特性，而不是仅把一圈圈同轴电缆随便绑起来（这样会增加圈之间的电容）。

扼流圈巴伦的电路表示

扼流圈巴伦有时被称作电流巴伦，因为它拥有紧耦合传输线转换器（1:1 的转换比）和线圈的混合属性。传输线转换器使输出端的电流相等，而线圈抑制共模电流。

图 26-31 是此种巴伦的电路表示。这种表征法是 Frank Witt，AI1H 创建的。Z_W 是抑制共模电流的线圈的阻抗。如果有一个高频铁氧体磁芯，则线圈阻抗基本是感性的。如果使用一个低频铁氧体磁芯，则线圈阻抗基本是容性的。图中的理想转换器对同轴线内或平行双线上的两平行全耦合导体中的情况进行建模。尽管本图中的 Z_W 是个单一阻抗，但它可以分成两部分，分别放在理想转换器的两边。

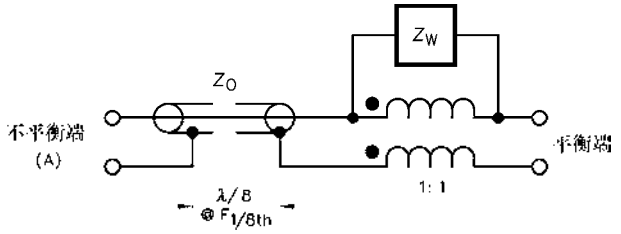


图26-31　扼流圈巴伦模型，也称为1:1电流巴伦。它是一个理想转换器。Z_W是共模线圈阻抗。损耗来自于线圈阻抗的电阻部分和传输线。这个模型是Frank Witt（AI1H）创建的。

注意，你可以计算巴伦上的功率损耗，通过把表 26-3 中的极坐标（阻抗幅度和相位角）转化成等效的并联形式（R_P 电阻和 X_P 分路电抗）。然后，巴伦上功率损耗是负载上电压一半的平方除以等效并联电阻：$(E/2)^2/R_P$。例如，由 6⅝英寸线圈架上绕 8 圈 RG-213 所得的巴伦在 14 MHz 时的阻抗为 262∠−86.9° Ω。把极坐标转换成直角坐标，该阻抗=14.17 − j 261.62 Ω，然后把串联改成并联，我们得到 4 844.81 − j 262.38。对于 273.9V rms 的射频电压，巴伦的功率损耗为 $(273.9/2)^2/(4\,844.8)$=3.9 W，此时 50 Ω 负载的功率为 $273.9^2/50$=1 500 W。与送到负载的功率相比，巴伦上的功率损耗是很小的。

表 26-3　　对同轴扼流圈巴伦的测试

频率（MHz）	6 匝，4.25″，1 层 Z，相位W/°	12 匝，4.25″，1 层 Z，相位W/°	4 匝，6.625″，1 层 Z，相位W/°	8 匝，6.625″，1 层 Z，相位W/°	8 匝，6.625″，捆扎的 Z，相位W/°
1	26/88.1	65/89.2	26/88.3	74/89.2	94/89.3
2	51/88.7	131/89.3	52/88.8	150/89.3	202/89.2
3	77/88.9	200/89.4	79/89.1	232/89.3	355/88.9
4	103/89.1	273/89.5	106/89.3	324/89.4	620/88.3
5	131/89.1	356/89.4	136/89.2	436/89.3	1 300/86.2
6	160/89.3	451/89.5	167/89.3	576/89.1	8 530/59.9
7	190/89.4	561/89.5	201/89.4	759/89.1	2 120/–81.9
8	222/89.4	696/89.6	239/89.4	1 033/88.8	1 019/–85.7
9	258/89.4	869/89.5	283/89.4	1 514/87.3	681/–86.5
10	298/89.3	1 103/89.3	333/89.2	2 300/83.1	518/–86.9
11	340/89.3	1 440/89.1	393/89.2	4 700/73.1	418/–87.1
12	390/89.3	1 983/88.7	467/88.9	15 840/–5.2	350/–87.2
13	447/89.2	3 010/87.7	556/88.3	4 470/–62.6	300/–86.9
14	514/89.3	5 850/85.6	675/88.3	2 830/–71.6	262/–86.9
15	594/88.9	42 000/44.0	834/87.5	1 910/–79.9	231/–87.0
16	694/88.8	7 210/–81.5	1 098/86.9	1 375/–84.1	203/–87.2
17	830/88.1	3 250/–82.0	1 651/81.8	991/–82.4	180/–86.9
18	955/86.0	2 720/–76.1	1 796/70.3	986/–67.2	164/–84.9
19	1 203/85.4	1 860/–80.1	3 260/44.6	742/–71.0	145/–85.1
20	1 419/85.2	1 738/–83.8	3 710/59.0	1 123/–67.7	138/–84.5
21	1 955/85.7	1 368/–87.2	12 940/–31.3	859/–84.3	122/–86.1
22	3 010/83.9	1 133/–87.7	3 620/–77.5	708/–86.1	107/–85.9
23	6 380/76.8	955/–88.0	2 050/–83.0	613/–86.9	94/–85.5
24	15 980/–29.6	807/–86.3	1 440/–84.6	535/–86.3	82/–85.0
25	5 230/–56.7	754/–82.2	1 099/–84.1	466/–84.1	70/–84.3
26	3 210/–78.9	682/–86.4	967/–83.4	467/–81.6	60/–82.7
27	2 000/–84.4	578/–87.3	809/–86.5	419/–85.5	49/–81.7
28	1 426/–85.6	483/–86.5	685/–87.1	364/–86.2	38/–79.6
29	1 074/–85.1	383/–84.1	590/–87.3	308/–85.6	28/–75.2
30	840/–83.2	287/–75.0	508/–87.0	244/–82.1	18/–66.3
31	661/–81.7	188/–52.3	442/–85.7	174/–69.9	9/–34.3
32	484/–78.2	258/20.4	385/–83.6	155/–18.0	11/37.2
33	335/–41.4	1 162/–13.5	326/–78.2	569/–0.3	21/63.6
34	607/–32.2	839/–45.9	316/–63.4	716/–57.6	32/71.4
35	705/–58.2	564/–56.3	379/–69.5	513/–72.5	46/76.0

铁氧体磁芯巴伦

铁氧体磁芯巴伦得到了磁性材料的帮助，在整个 HF 范围内获得高的共模阻抗。这种巴伦可以用双导线以双线方式或用单个同轴线绕在杆上或环形磁芯上。人们更常用环形磁芯，因为能用更少的圈数获得更高的共模电感。见图 26-32。和图 26-30 中的同轴巴伦一样，良好的低频响应需要更高的电感，同时，更少的圈数有益于高频工作表现，因为如果绕线平均分布于环形磁芯的圆周上，杂散分布电容就会越少。

所有巴伦在高功率工作时，都应该在完全投入使用之前测试其温度的上升。如果磁芯过热，尤其是在低频时，应当增加圈数，或者使用更大或更低功耗的磁芯。型号为 72、73 或 77 的铁氧体能在 HF 范围内提供最大的阻抗。型号为 43 的铁氧体低损耗，但是磁导率也小。当这些铁氧体在 HF 时，磁芯饱和度并不是一个问题。因为

在磁通量远低于饱和时过热就会发生。

12 匝#10 线绕在 μ = 850 的 2.0 或 2.5 英寸外径的环形铁氧体上，如 2.4 英寸外径型号 43 磁芯，Amidon FT240-43，是能够覆盖整个 HF 频段的 1:1 巴伦的典型值。表 26-4 列出了一个用#14 线和#61 磁芯材料做成的巴伦在 MF 到 HF 频段上所测得的阻抗。这个巴伦是第 25 章中高功率 ARRL 天线调谐器的原型。最后设计时使用了#10 线，它有相同的抑制共模电流的效率，但在损耗功率方面更好。

表 26-4　铁氧体环形磁芯 1:1 电流巴伦的测试

频率，MHz	阻抗，W
1.8	340
3.5	690
7.1	1 860
14.3	7 300
21.4	1 820
29.7	470

用#14 线在 FT240-61 磁芯上以双线形式绕 12 匝

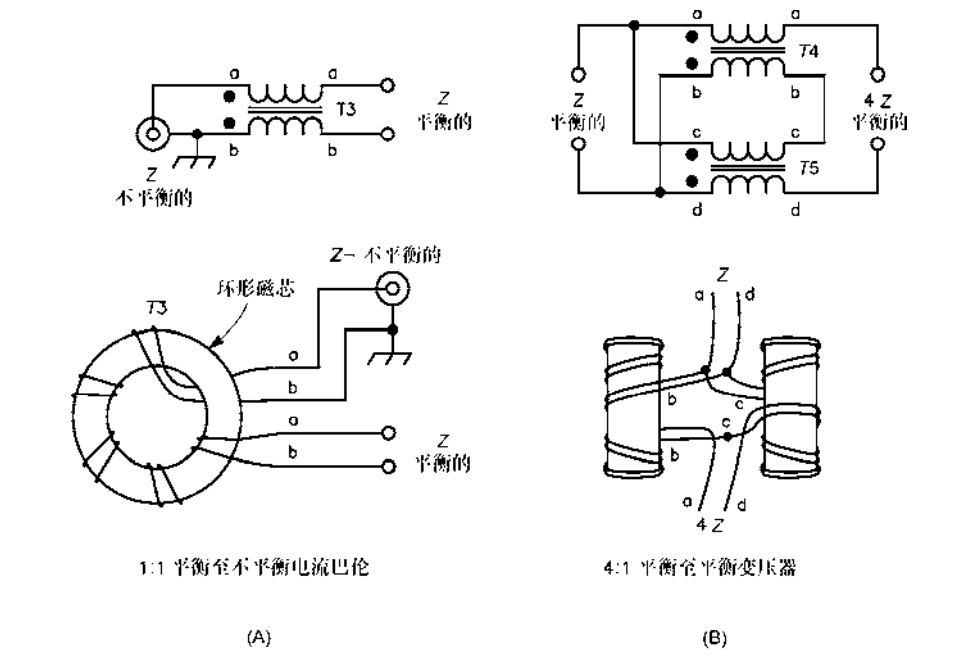


图26-32　铁氧体磁芯巴伦。每个都使用传输线技术以获得宽频覆盖。传输线可以由同轴电缆或紧耦合（并排）双线漆包线组成。典型地，12圈#10线绕在 μ =850的2.0或2.5英寸外径环形铁氧体上能覆盖1.8～30 MHz的频率范围。右边4:1的电流巴伦是绕在两个磁芯上，两者在物理上互相分离。

W2DU 巴伦

另一种非常有效的扼流圈巴伦可以追溯于 M.Walter Maxwell，W2DU，见图 26-33。许多小的铁氧体磁芯套在连接天线处的同轴线上。图 26-33 中的磁珠串巴伦是由 50 个 Amidon no.FB-73-2401 铁氧体套在一英尺长的 RG-58A 同轴线上，它的作用是作为一个“单匝”电感。磁珠内径刚好适合同轴电缆外包皮的大小，整个磁珠串长度为 9.5 英寸。

1.8～30 MHz 推荐使用型号为 73 的材料，也可以用型号 77 代替。型号 43 可以用于 30～250 MHz。磁珠可以对任何本来会在屏蔽层外表面流动的 RF 电流呈现高阻抗。总阻抗与各磁珠加起来的长度大约成比例。正如前面所讨论的铁氧体磁芯巴伦，阻抗在很大的频率范围上都表现为常数。而且，70 个串联的铁氧体磁珠是 HF 频段的很好选择，如果存在由于共模电流而导致的过热问题，可以用型号 43。型号 43 或 61 是 VHF 频段的最好选择。各种材料的磁芯可以混合使用，能允许巴伦结构在很宽的频带上有效，如 2～250 MHz。

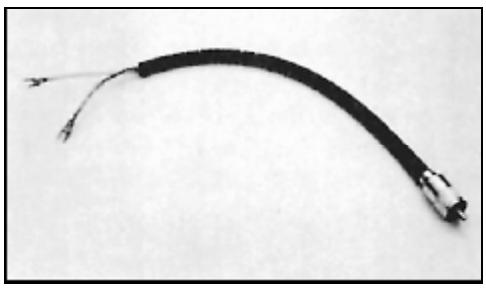


图26-33　磁珠串巴伦，由50个Amidon no.FB-73-2401铁氧体磁珠套在一段RG-58A同轴线上。

12 个 Amidon FB-1024 或等效的磁珠几乎可以做与上面相同的工作，同轴线为 RG-8 或 RG-213。图 26-34 展示了一个 N6BV 做的磁珠串巴伦。这个设计使用了一条 1 英尺的 RG213，7 个大铁氧体磁珠头尾相连地串在同轴电缆的乙烯层外面。图 26-34 中的部件没有包上乙烯基电胶布的，包上这种胶布可以保护这些磁珠，且防水。

表 26-5 描述了图 26-30 和图 26-34 中的两个自制巴伦的阻抗测试，仪器为 Autek RF-1，其鳄鱼夹夹在短引线上。一个足够的巴伦显示出的扼流阻抗要大于同轴电缆特性阻抗约 10 倍，对于 50 Ω 同轴线约为 500 Ω。

W2DU 所写的书中，他列出了对一个磁珠串巴伦的测试结果。这个巴伦有 50 个小直径#73 铁氧体磁珠（每个内径 0.197 英寸，长 0.190 英寸）套在 Teflon 电介质的 RG-313 同轴线上，与图 26-33 所示的巴伦类似。从 2～30 MHz 的 HF 频段上，阻抗保持在 750 Ω 以上。在 VHF，W2DU 将 25 个#73 铁氧体磁珠放在一段 RG-313 上，在 20～200 MHz 频率范围上测得的共模屏蔽阻抗为 500 Ω。

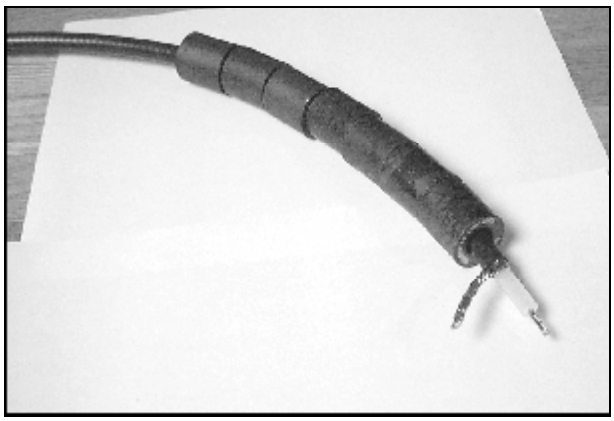


图26-34　一个N6BV做的磁珠串巴伦。这个设计使用了一条1英尺长的RG213,7个大铁氧体磁珠头尾相连地串在同轴电缆的乙烯层外面。这张照片中的没有包上乙烯基电胶布的，包上这种胶布可以保护这些磁珠，且防水。

表 26-5　N6BV 对同轴线圈巴伦和磁珠串巴伦的测试

	线圈巴伦	磁珠串巴伦
频　率	阻　抗　W	阻　抗　W
3.5	432	2 090
7.1	471	1 010
14.3	>2 000	729
21.4	738	724
28.3	370	527

线圈巴伦是用6匝RG-213绕在一个外径为6½的磁芯上组成的（见图26-30），而磁珠串巴伦是用7个Chomerics CHO-SORB 9754 磁珠套在RG-213上组成的（见图26-34）。

简单线圈巴伦相当好地覆盖了3个较高的HF频段，而磁珠串巴伦更好地覆盖了3.5～30MHz的HF频段

你应当意识到，当存在能引起大共模电流的严重不平衡时，小直径铁氧体磁珠的散热容限可能会被超过。最靠近馈点的磁珠会变得很热，在极度不平衡的条件下甚至可能粉碎。一定要注意使用足够的磁珠来抑制共模电流，不能吝啬。

失谐套筒

图 26-35（B）中的失谐套管基本上是一个空气绝缘的 λ/4 线，但是同轴型的，套筒构成外导体，同轴线的外表面作为内导体。因为开路端阻抗很高，所以同轴线上的不平衡电压不会导致很多电流流到套筒的外侧。因此，这个套筒就像是一个扼流圈，把线的其余部分和天线隔离开（同样的观点也可以用来解释图 26-35（A）中显示的 λ/4 配置，但是要理解巴伦长度小于 λ/4 的情况，就不那么容易了）。

这种类型的套筒在底部开一个纵向的小槽，大小刚好能容纳一单匝环，它可以反过来连接耦合一个栅流陷落式测试振荡器，这样，这个套筒就可以谐振了。如果开始着手时套筒有点长，可以每次在顶端切掉一点，再测，直到其谐振。

图 26-35（B）中的同轴失谐套筒与它包含的电缆相比，直径要相当大。直径半英寸的电缆需配 2 英寸直径的套筒。套筒的放置应关于天线中心对称，这样，它就可以被两边同等耦合。否则，会有电流从天线引入到套筒的外侧。这在 VHF 和 UHF 频段尤为重要。

在图 26-35 所示的两种平衡方法中，λ/4 部分可以被切割到正好其谐振频率为天线的谐振频率。这些部分对系统的阻抗—频率特性有好的影响，因为它们的电抗变化与天线的电抗变化方向相反。举例来说，如果工作频率略低于谐振频率，天线会有容抗，但是短路 λ/4 部分或短截线却有感抗。这样，电抗就可以被抵消，这就可以防止阻抗快速变化，也可以在整个频段上保持线上 SWR 较小。

巴伦和匹配短截线组合

在某些天线系统中，巴伦的长度可以明显小于 λ/4。事实上，巴伦是作为匹配系统的一部分。这就要求辐射阻抗比起线的 Z_0 要相当小。我们首先缩短天线长度使它有一个容抗，然后用一个并联电感跨在天线两终端使天线谐振，同时提高阻抗值，使其等于 Z_0，这样，就可以得到匹配了。这与发夹匹配的原理相同。调整巴伦的长度使其表现出所需的感抗值。

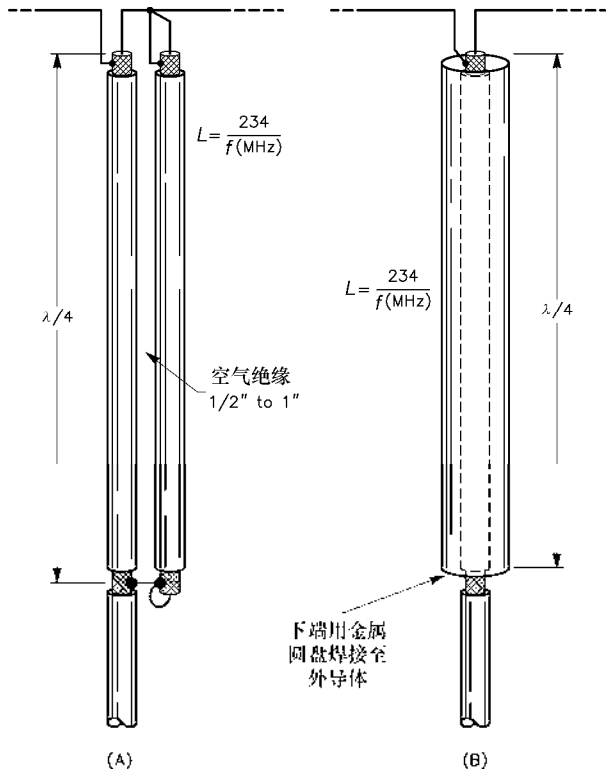


图26-35　当同轴线接平衡天线时，为了获得终端的平衡，采用固定巴伦法。这些巴伦工作于单频点。(B)中的巴伦称作“套筒巴伦”，在VHF频段常用。

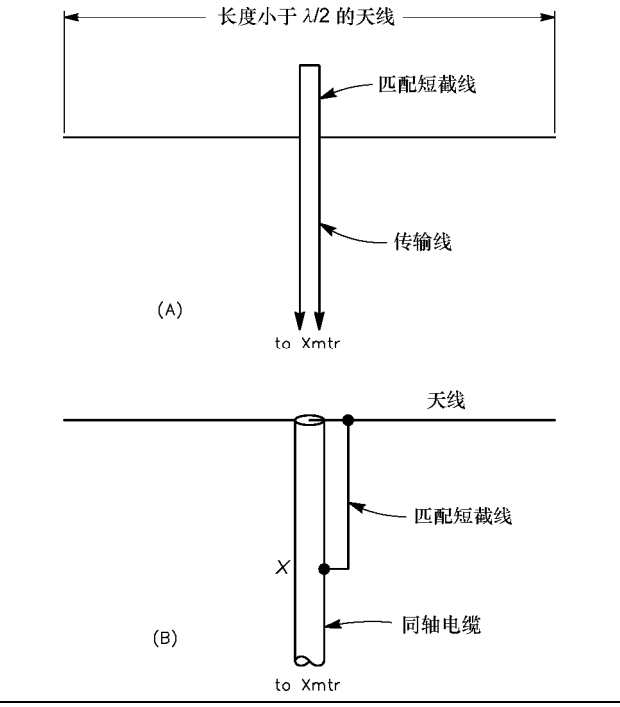


图26-36　巴伦和匹配短截线结合。主要配置在(A)中示出。(B)中，把同轴馈线的外导体当作是匹配短截线的一个导体，这样得到了一个巴伦。

基本匹配方法在图 26-36（A）中示出，同轴馈线的巴伦在图 26-36（B）中示出。图 26-36（B）中的匹配短截线是一个平行双导线：其中一个导体是点 *X* 和天线之间的同轴电缆的外部，另一个导体是一段等长度的导线。（可以用一段同轴线来代替，如图 26-35（A）的巴伦中。）短截线导体之间的间距可以是 2～3 英寸。图 26-36 中的短截线本来就远小于 λ/4，阻抗匹配可以通过一起调节短截线长度和天线长度来获得。用一个简单的同轴电缆馈电，甚至是用一个如图 26-35 中的巴伦，匹配完全是依赖于实际的天线阻抗和电缆的 Z_0，可以无需调整。

调节

使用 λ/4 巴伦时，我们建议在将其接入天线之前，应先使其谐振。如果手上有栅流陷落式测试振荡器或阻抗分析仪，就能很容易做到。在图 26-35（A）所示的系统中，由两平行线组成的部分的长度应先比公式计算所得的长度略长。底部的短路接头可以永久安装。栅流陷落式测试振荡器与短路端耦合，检查频率，如果不谐振，就把开路端的外屏蔽编织层稍稍切掉一点（两条线上切掉的长度相同），直到短截线在所要的频率点谐振。在每个情况中都要留出足够长的内导体来和天线短路连接。在谐振建立之后，把第二个同轴线的内外导体焊在一起，完成图 26-35（A）中的连接。

另一种方法是先将天线的长度调节至所要频率，线和短截线不相连，然后接上巴伦，再检查频率。可以调节它的长度，直到整个系统又谐振在所要频率点。

构造

在构造图 26-35（A）所示的这一类型的巴伦时，外加的导体和传输线应当以合适的间距保持平行。用一段同轴线来作为第二个导体是很方便的；内导体两端可以很容易地与外导体焊接起来，因为它不进入器件的工作。两电缆应当完全相互隔离，这样它们表面的乙烯基外层仅代表它们之间电介质的很小的一部分。因为主要的电介质是空气，所以 λ/4 部分的长度应当基于约为 0.95 的速度因子。

阻抗提升/下降巴伦

同轴线巴伦还可以被构造成有 4:1 阻抗提升功能。这种形式的巴伦如图 26-37 所示。如果使用一条 75 Ω 的线，如图，那么巴伦会为 300 Ω 的终端阻抗提供匹配。如果是一条 50 Ω 的线，那么巴伦会为 200 Ω 的终端阻抗提供匹配。线的U形部分必须是λ/2 的电长度，要考虑到线的速度因子。在使用这种巴伦的大多数情况下，习惯于将 U 形部分的线卷成直径为几英寸的线圈。线圈的匝应当用电胶布绑起来。

由于这种天线的体积和重量，它很少和那种有绝缘

子挂在天线两端的金属线天线一起使用。通常，它与多元八木天线一起使用，它的重量可以用天线系统的支架来承担。见第 18 章（VHF 和 UHF 天线系统）中的 K1FO 设计，200 Ω 的 T 形匹配和这种巴伦一起使用。

电压巴伦

电压巴伦如图 26-38（A）和图 26-38（B）所示，能引起两个输出端上出现等值反向电压，与输入端的电压有关。如果天线的两半都对地完全平衡，从输出端过来的电流会等值反向且线上没有共模电流。这也就意味着，如果线是同轴电缆，不会有电流出现在外导体外侧；如果线是平衡的，两个导体上的电流会等值反向。这样不会产生辐射。

在这种情况下，如图 26-38（A）的 1:1 巴伦与图 26-34（A）中的电流巴伦功能完全相同，因为绕组 b 上没有电流。然而，如果天线不是完全对称，不平衡电流会出现在巴伦输出端，导致天线电流在线上流动，这是我们不希望得到的情况。另一个 1:1 电压巴伦的潜在的缺点是绕组 b 跨在线的两端。如果它的阻抗不够大（常见的问题，尤其是在频带中的低频部分），系统 SWR 会恶化。

我们推荐在天线和馈线的连接点使用图 26-33 或图 26-34 中的共模扼流圈巴伦。但是，电压巴伦仍常在这一应用中使用。如果使用者能意识到它们的缺陷，它们还是很实用的。

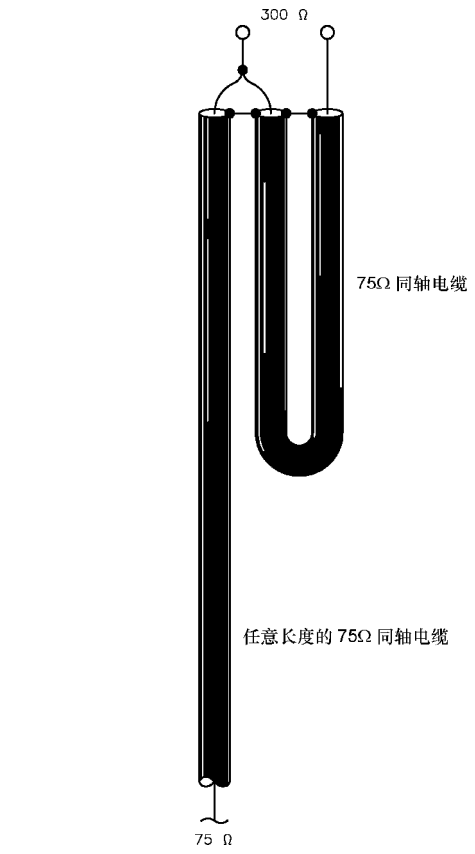


图26-37　一个能提供阻抗提升比例为4:1的巴伦。U形部分的电长度为λ/2。

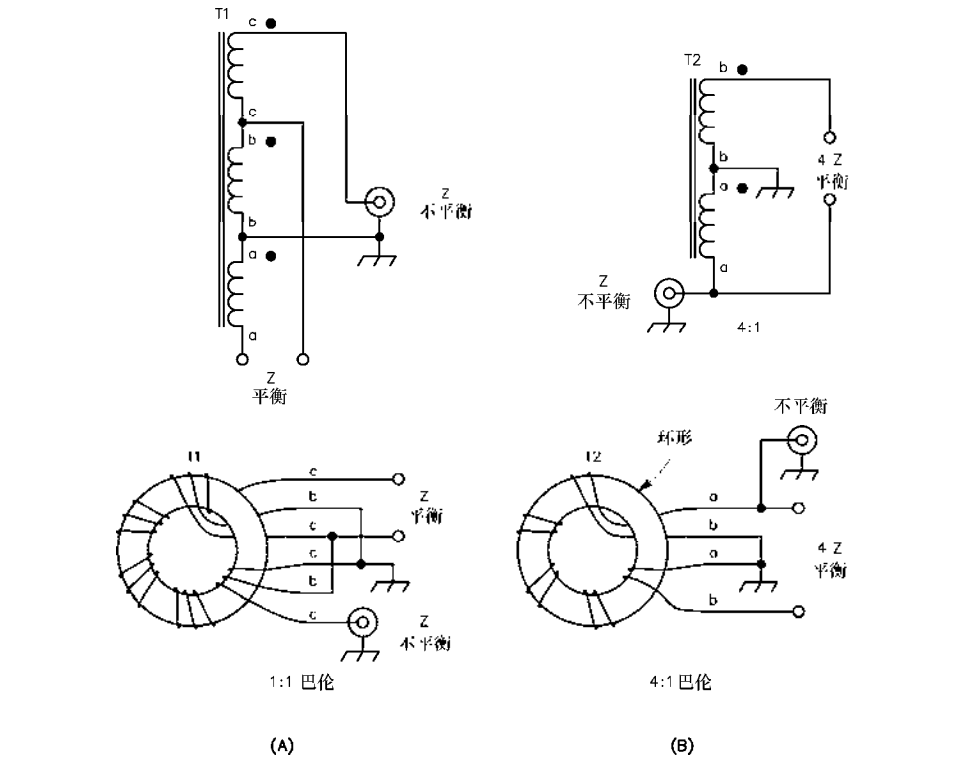


图26-38 电压巴伦。已经在很大程度上被电流（扼流圈）巴伦替代。

26.3.5 最后的话

揭穿业余爱好者中的一个秘密，那就是：失配的传输线会在某种程度上辐射，这完全不正确！从平衡线上出来的辐射引起的损耗——不管是同轴线还是明线型传输线——都是微乎其微的。无论何时线发生辐射，都是因为系统中的某处存在不平衡的情况（天线上、周围环境或者线本身）或者因为系统的不对称性出现了由天线辐射而返回传输线上的共模电流造成的。线上的 SWR 对传输上不需要的辐射无关。

参考资料

有关本章主题的更多内容和进一步讨论可查阅下面的参考资料和第 2 章（天线基本理论）末尾列出的书籍。

B. A. Eggers, “An Analysis of the Balun,” QST , Apr 1980, pp 19～21.

D. Geiser, “Resistive Impedance Matching with Quarter-Wave Lines,” QST, Feb 1963, pp 63～67.

J. D. Gooch, O. E. Gardner, and G. L. Roberts, “The Hairpin Match,” QST , Apr 1962, pp 11～14, 146, 156.

G. Grammer, “Simplified Design of Impedance-Matching Networks,” in three parts, QST, Mar, Apr and May 1957.

D. J. Healey, “An Examination of the Gamma Match,” QST , Apr 1969, pp 11～15, 57.

J. D. Kraus and S. S. Sturgeon, “The T-Matched Antenna,” QST, Sep 1940, pp 24～25.

R. W. Lewallen, “Baluns: What They Do and How They Do It,” The ARRL Antenna Compendium, Vol 1 (Newington: ARRL, 1985), pp 157～164.

M. W. Maxwell, “Some Aspects of the Balun Problem,” Mar 1983, QST, pp 38～40.

M. W. Maxwell, Reflections, Transmission Lines and Antennas (Newington: ARRL, 1990).

R. A. Nelson, “Basic Gamma Matching,” Ham Radio, Jan 1985, pp 29～31, 33.

F. A. Regier, “Series-Section Transmission-Line Impedance Matching,” QST , Jul 1978, pp 14～16.

J. Sevick, “Simple Broadband Matching Networks,” QST, Jan 1976, pp 20～23.

R. E. Stephens, “Admittance Matching the Ground-Plane Antenna to Coaxial Transmission Line,” Technical Correspondence, QST , Apr 1973, pp 55～57.

H. F. Tolles, “How to Design Gamma-Matching Networks,” Ham Radio, May 1973, pp 46～55.

F. Witt, “Baluns in the Real (and Complex) World,” TheARRL Antenna Compendium, Vol 5 (Newington: ARRL, 1997), pp 171～181.

第 27 章

天线与传输线的测量

在传输线上，需要测量的物理量主要是线电流，线电压，还有驻波比。你可以通过测量电流和电压来决定传输线的输入功率为多少。对于工作在天线和传输线之间的耦合电路而言，驻波比测量在设计耦合电路的连接器和耦合电路的调节器时是非常有用的。同样在对其他一些匹配电路的调节器部分进行设计时，驻波比测量也是非常有用的。

对于绝大多数的实际应用而言，进行相对数值的测量就足够了。在大多数情况下，当最大可能的功率值被输入到传输线中时，一个不可校准的指示器可以像那些用来精确测量功率值的仪器一样地有用。很少有需要知道在传输线上传输的功率其确切值到底是多少瓦，除非需要对系统的总效率进行研究。仪器显示，在驻波比接近于 1:1 的大多数情况下，你需要使用阻抗匹配调节器。对驻波比进行精确测量只在对天线的特性进行研究时才需要，例如，天线的带宽。同时在设计一些类型的匹配系统，例如短截线匹配等，也需要对驻波比进行精确测量。

合理精度的定量测量需要对测量仪器进行很好的设计和精心构造，同时还需要合理地使用设备，同时还要对一些知识有所了解，不仅仅是它的使用限制，同时还应该对经常导致测量结果失败的杂散干扰的影响有一定的了解。直到你知道测量所需的所有条件，那么使用简易设备进行业余测量得到的数值数据所带来的某些怀疑，可以被证明是有道理的。另一方面，纯粹定性或者相对的测量是非常容易进行的，并且其测量结果对于上面所提到的测量目的也是可信的。

线路电流和线路电压

在同轴电缆上所使用的电流指示器和电压指示器是测量设备中非常有用的两件仪器。它们不需要精心制作，同时价格也很便宜。它的主要功能就是在任何给定传输线条件设定（长度、驻波比等）的情况下，显示何时发射机上输出最大的功率。当你调节发射机以最大电流或者最大电压耦合到传输线上时，这种情况就会发生。虽然终端放大器的阳极电流指示器或者集电极电流指示器经常用来达到这个测量目的，但是它并不总是工作在令人信任的状态。在许多情况下，尤其是末级使用束射四极管的情况，最低负载的阳极电流产生时并不是同时伴随着最大的功率输出。

射频电压表

你可以把锗二极管和低量程的毫安表以及一些很少的电阻组装在一起，构成一个射频电压表，这种电压表适合于如图 27-1 所示那样，连接穿过同轴电缆的两个导体。它由分压器 R1、R2，二极管检波器和毫安表构成，分压器的总电阻大约是传输线的特性阻抗 Z_0 的 100 倍（所以消耗掉的功率可以忽略不计），毫安表跨接在分压器其中一部分的两端，用来读取相对的射频电压。因为二极管的电阻会随着穿过二极管的电流的振幅变化而变化，所以使用 R3 的目的就是尽可能地，通过扩大 D1 的阻抗范围，使毫安表的读数直接正比于作用电压。

你可以在一个小的金属盒子里组装射频电压表，需要组装的部分为图中虚线所划定的部分，并且配备同轴插座。R1 和 R2 应当使用碳质合成电阻器。如在匹配线上的载波功率为 100 W，那么 *R*1 的额定功率就应当为 1 W；单独的额定功率为 1 W 和 2 W 的电阻器可以用来补偿给定的总电阻所必需的总额定功率。R3 可以使用任何类型的电阻，总电阻应当可以使大约 10V 的直流电压在通过它时不发生衰减。例如，毫安表（0～1 mA）可

能需要 10 kΩ 的电阻，微安表（0～500 μA）可能需要 20 kΩ 等。但是，仅仅对于比较测量的情况，R3 可以使用一个可变电阻器，这样电流表的灵敏度就可以被调节来适应不同的功率水平。

在组装这样一个电压表的过程中，你应当小心地操作，防止在组装过程中 R1 和由 R2、D1 和 C1 所组成的回路之间发生电感耦合，还有同样的回路和线路导线之间发生的电感耦合。可以使 R1 的下端不和 R2 连接，而是接地到外壳，但是考虑到回路，并没有改变它的位置，这样当全功率通过传输线时，电流表应该没有显示。

如果 R1 使用不止一个电阻器，那么这些设备应当使用很短的引线首尾相连地排列连接在一起。R1 和 R2 应当保持距离与电阻器本身平行的金属表面 1/2 英寸或者更远的距离。如果你遵守这些预防方法，电压表在工作频率小于 30 MHz 时可以给出可靠的读数。当工作频率更高时，寄生电容和杂散耦合会限制测量的精度，但是不会影响进行相对测量的仪器的效用。

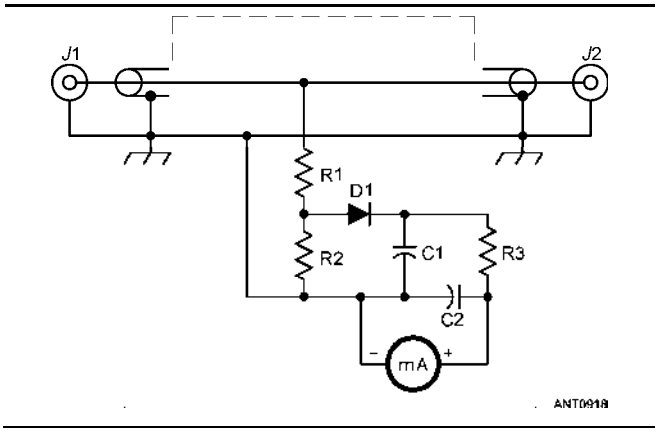


图27-1　同轴电缆使用的射频电压表。
C1，C2 0.005或者0.01 μF陶瓷电容
D1　锗二极管，1N34A
J1，J2　同轴电缆接头配件，底架安装型
M1　毫安表（如果需要可以使用更灵敏的仪表，见文中）
R1　6.8 kΩ，功率为每100 W射频功率R1消耗1 W
R2　680 Ω，功率1/2或者1 W
R3　10 kΩ，1/2 W（见文中）

校准

你可以通过和一个标准值进行比较，例如用射频电流表，来对你测量射频电压的仪表进行校准。这个过程需要传输线是非常好地进行了匹配的，测量点的阻抗等于传输线的特性阻抗 Z_0。因此，在这种情况下，$P = I^2 Z_0$，功率可以通过电流来进行计算，然后 $E = \sqrt{PZ_0}$ 。通过对一系列不同功率水平的电流和电压进行测量，你可以得到足够多的点来作一条对应于你所特别设定参数的标准曲线。

射频电流表

尽管现在电流表已经不再像从前那样被广泛地应用了。如果你能在二手市场或者无线电展会上可以发现它，射频电流表仍然是测量输出功率的一种不错的途径。你可以将射频电流表安装在传输线输入端上任何舒适的位置处，对于测量而言，最主要的预防措施是应当降低接地、接外壳或者靠近导线所产生的电容。可以在金属板上安装电木装置，这样就不会引入足够的接地旁路电容了，从而避免当工作频率在 30 MHz 以下时，引起严重的误差。当在金属板上安装金属壳的仪器时，你应当把仪器安装在分离的使用绝缘材料制作的薄板上，使得在金属壳和金属板的边缘有 1/8 英寸或者更大的隔离距离。

如图 27-2 所示，2 英寸的仪器可以安装在一个 2 英寸×4 英寸×4 英寸的金属盒内。这个盒子对于使用同轴电缆而言，是一件非常方便的装置。按照这种方式来进行组装，一只高质量的射频电流表就可以用来测量传输线上的电流了，并且完全具有足够高的精度来计算传输线上传输的功率。像上面讨论的那样，在和校准用的射频电压表进行连接的时候，传输线应当非常精密地和其连接的负载进行匹配，因此实际的阻抗应当是电阻性的，并且等于传输线的特性阻抗 Z_0。然而，这样一个测量仪器的刻度范围被限制在读数值较低的区域，这样就限制了通过单一的仪表所能测量的功率值的范围。有用的电流范围在 3～1，相当于功率的范围为 9～1。

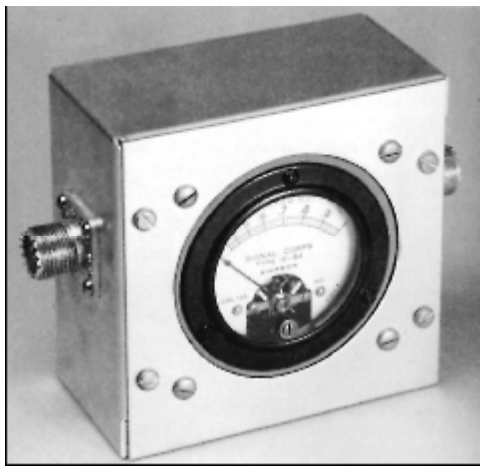


图27-2　制作同轴电缆使用的射频电流表的一种简便方法。这是一个安装在薄电木板上的金属壳仪器，金属中剪掉的部分离仪表的边缘大约1/8英寸。

27.1 驻波比测量

在平行导体传输线上，有一种比较可行的测量驻波比的方法。你可以通过沿着传输线移动电流（或者电压）指示器，记录最大电流（电压）值和最小电流（电压）值，然后通过对这些测量得到的值进行计算，从而得到驻波比值。这种方法不能在同轴电缆上使用，因为在同轴电缆的内部导体上进行这种方式的测量是不可能的。事实上，这种测量方法很少用于在明线上进行测量，因为这种方法不仅不方便，而且有时候，接触到导线导体部分的任何位置也是不可能的，并且这种方法还受制于在传输线上流动的天线电流所带来的相当可观的误差。

业余无线电爱好者所设计的现代比较流行的驻波比测量方法，事实上是某种形式的定向耦合器或者射频电桥电路。这些指示装置本身从原理上来说是很简单的，但是它们在组装的时候需要相当地小心，以便确保在组装完成之后，可以使用它进行精确地测量。相对于进行驻波比的测量，对指示器需求更多的只是用来进行阻抗匹配电路的调节，因为你可以毫不费力地制造一件符合这样目的要求的仪器。

电桥电路

如图 27-3 所示，是两种经常使用的电桥电路。其中的电桥本质上是由两个并联式分压器所构成的，同时还使用一只电压表将每只桥臂（电桥的每一个独立的部分称为桥臂）上中间的连接处相连。当两个电路右边所示的等式被满足时，在两个桥臂的连接点之间应该是没有电势差的，这时候在电压表上应该显示电压为零。这个时候电桥就称为处于平衡状态。

我们以图 27-3（A）为例，如果 $R1$=$R2$，外加电压 E 的一半，看起来就会分别加在这两只电阻的两端。然后如果 R_S=R_X，那么 1/2 E 同样也会表现为分别加在这两只电阻的两端，然后电压表的读数就会显示为零。记住一个匹配传输线在本质上是表现为纯电阻的输入阻抗的。假如这样的一个传输线的输入端用来代替 R_X，然后如果 R_S 是一个等于传输线特性阻抗 Z_0 的电阻，那么电桥就会处于平衡状态了。

如果传输线并不是处于完全匹配的状态，那么它的输入阻抗就会不等于 Z_0，因此也不会等于你所选择的阻值大小等于 Z_0 的电阻 R_S。然后在 X 点和 Y 点之间就会形成一定的电势差，这样在电压表上就会有一个读数显示出来。因此，这样的一个电桥可以用来显示在传输线上有驻波存在，因为只有在传输线的输入阻抗等于 Z_0 的时候，在传输线上才不会有驻波存在。

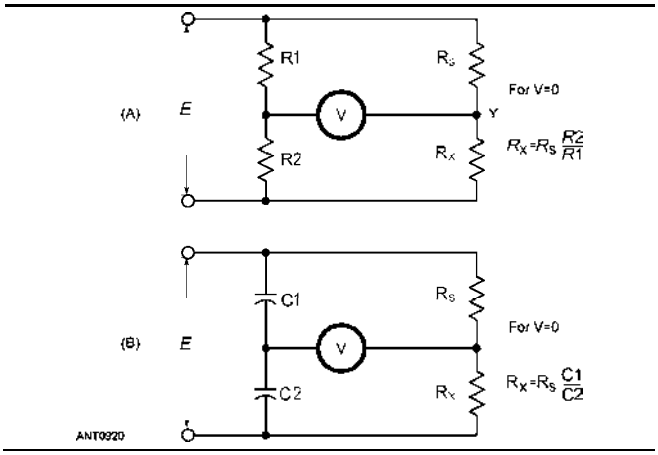


图27-3　适合于驻波比测量的电桥电路。在（A）中，单臂电桥类型使用电阻桥臂。在（B）中，电容—电阻电桥。这两种电桥的平衡条件都与频率无关。

考虑到入射电压和反射电压成分的性质，他们就像在第 24 章中讨论的那样，在传输线的输入端补偿到实际电压中，应当很清楚的是，当 R_S=Z_0 时，电桥会因为入射成分而总是保持平衡。因此，电压表在任何时候都不会对入射成分有反应，但是只会有反射成分引起的读数（假如 $R2$ 的阻值和电压表的阻值相比非常小）。如果 $R1$ 与 $R2$ 是相等的电阻，那么入射成分可以通过 $R1$ 或者 $R2$ 两端进行测量。然后驻波比可以用式（27-1）计算：

$$SWR=\frac{E1+E2}{E1-E2} \qquad (27\text{-}1)$$

其中，$E1$ 是入射电压，$E2$ 是反射电压。通常情况下，还可以通过将 $E2$ 用 $E1$ 的倍数来表示，将两个电压进行归一化，更加简化上式。这种情况下，上面的公式就变为：

$$SWR=\frac{1+k}{1-k} \qquad (27\text{-}2)$$

其中，k=$E2$/$E1$。

尽管桥臂的电路中含有类似于电阻那样的电抗，但是图 27-3（B）中所示电路进行的运算，本质上和电阻是相同的。

在图 27-3（A）中，其实没有必要让 $R1$=$R2$。理论上，这两个电阻之间的阻值可以为任意比率，只要 R_S 因此进行相应地改变，电桥就可以达到平衡。然而，在实际中，当这两个电阻的阻值相等的时候，测量的精度是最高的，所以这个电路也是最经常使用到的。

在图 27-4 中出现了许多种类的电桥电路，他们中的许多在业余无线电产品或者业余无线电建筑项目中已经使用了。除了在图（G）中，所有的电桥电路的发生

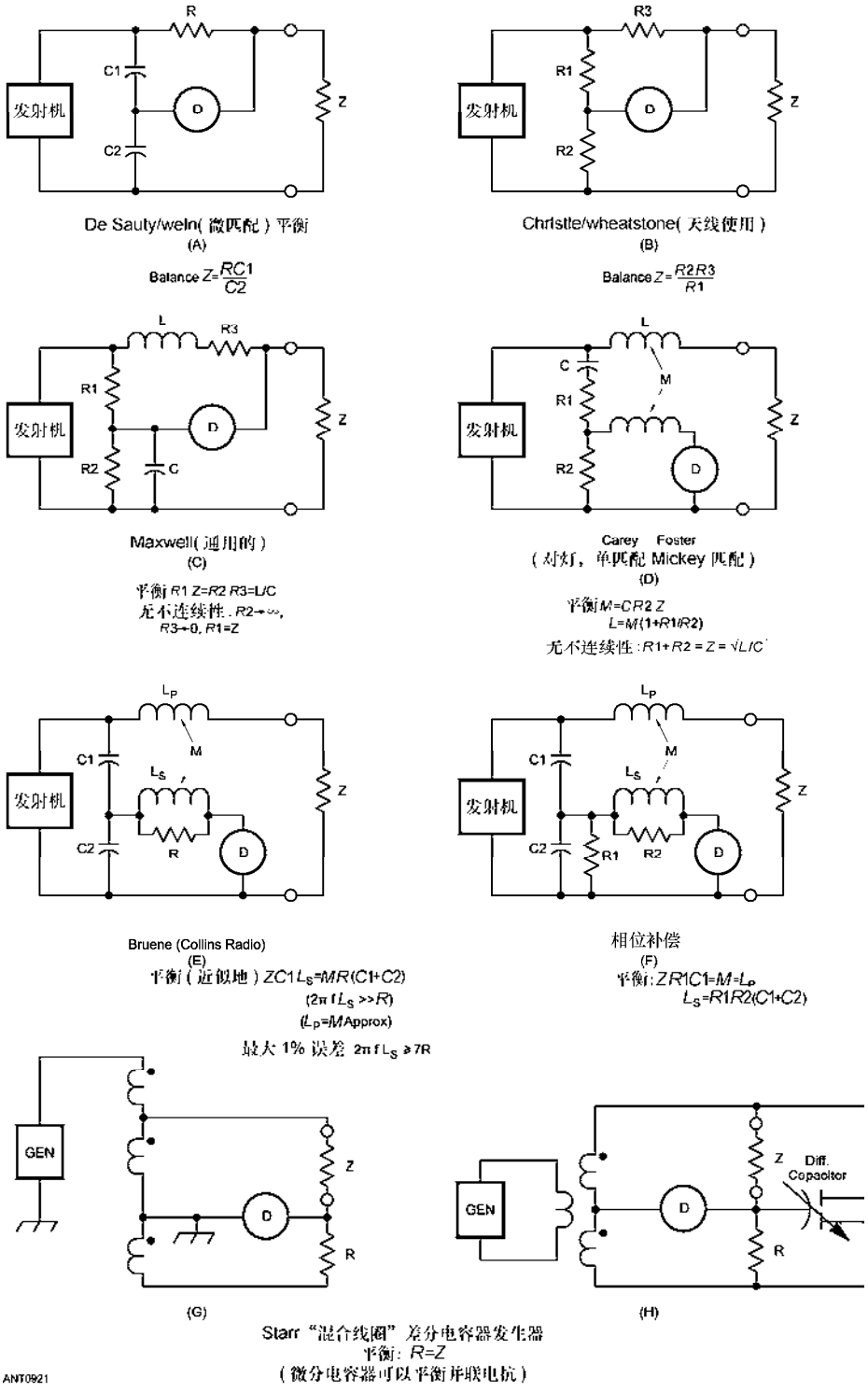


图27-4　不同的驻波比指示器电路和常用电桥电路。检波器（D）通常是半导体二极管加仪表，并且与射频扼流圈和电容相隔离。但是，检波器也可以是一个无线电接收机。在所有的电路中，*Z* 代表测量得到的阻抗。(这部分信息资料是由David Geiser, WA2ANU 提供的)

器和负载有一个共同电位。在图（G）中，发生器和检波器有一个共同电位。你可以在电桥中交换检波器和发射机（发生器）之间的位置，这样在某些应用中会更加便利。

在图（D）、（E）、（F）和（H）中所示的电桥中，发生器、检波器和负载可能会共用一个接线端。在图（A）、（B）、（E）、（F）、（G）和（H）中所示的电桥在一个很宽的频率范围内都有一个稳定的灵敏度。在图（B）、（C）、（D）和（H）中所示的电桥被设计用来显示匹配传输线上无间断性（阻抗集总），如图 27-4 中所示。图（A）、（E）和（F）中的不连续性可能会很小。

当检波器像在图（G）中或者图（H）中那样桥接在发生器电压中点位置时，或者像图（B）中那样所有的电阻器的阻值都等于负载电阻时，电桥是最灵敏的。当每条支线中的电流相等时，也会提高电桥的灵敏度。

27.2 电 阻 电 桥

如图 27-3（B）中所示的基本电桥配置可以在家里制作完成，同时也会为驻波比测量提供合理的精度。这样的一个电桥在实际中的电路如图 27-5 所示，同时图 27-6 所示也给出了一个典型的配置。像这样设计的一个电桥可以用来测量驻波比值高至 15:1 的电路，同时还具有很好的精度。

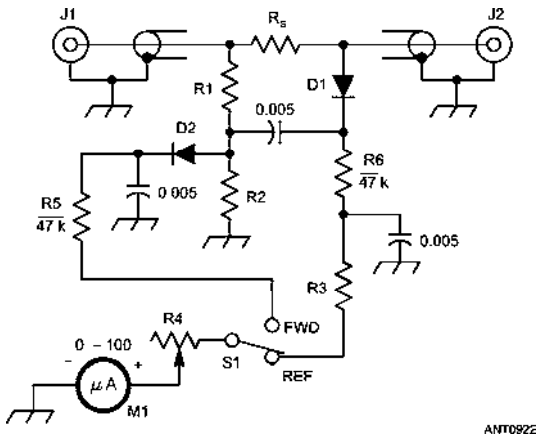


图27-5　驻波比测量用的电阻电桥。电容是盘状陶瓷电容。电阻器除了下面说明的之外功率都是1/2 W。

D1，D2　锗二极管，高反向电阻型（1N34A，1N270，等等）
J1，J2　同轴电缆接头，底架安装型
M1　0-100直流微安计
R1，R2　47Ω，功率1/2 W（见文中）
R3　见文中
R4 50 kΩ容量控制器
R_S　电阻等于传输线的特性阻抗Z_0（功率为1/2或1W）
S1　单刀双掷开关

你应当遵守以下这些重要的制作电阻电桥的关键点：

1）在射频电路中应当保持引入线的长度尽量短，以此来减少杂散电感。

2）将安装电阻距离金属部件大概为它们本身直径的 2～3 倍远的位置，以此来减少杂散电容。

3）使用射频专用元器件，因此可以尽可能地减少桥臂之间的电感耦合和电容耦合。

在图 27-6 所示的仪器中，输入端和导线连接器，J1 和 J2，被安装得合理地靠拢在一起，所以标准电阻器 R_S 可以使用短的引入线在连接器的中心端进行支撑。R2 被安装成和 R_S 成直角，并且在这两个元器件以及其他的元器件之间都使用了屏蔽隔离物。

如图 27-5 和图 27-6 所示，两个 47 kΩ 电阻被用来作为指示器的 0～100 微安计的电压表扩程器。这个扩程器提供了足够的电阻使得电压表的量程线形地增加（仪表的读数直接正比于射频电压），并且不需要使用电压校准曲线。D1 作为反射电压的整流器，D2 是入射电压的整流器。由于电阻器和二极管在制造时所出现的一些误差，仪表的读数可能会稍微有些不同于两个相同的标称电阻值的倍数，所以在这个电路中包含了一个校正电阻 R3。当射频电压加到电桥上传输线连接开路时，你应该选择一个 R3 的阻值使得仪表的读数和 S1 在其他的位置一致。在图中所示的仪器中，需要一个 1 kΩ 的电阻与乘法器相串联来应对反射电压；在其他的情况下，可能需要不同的电阻值，同时 R3 可能也需要串联至乘法器以此来应对入射电压。你可以通过实验来决定所使用电阻的阻值。

电阻 R1 和 R2 的阻值并不是严格的，但是如果可能的话，你应该匹配这两个电阻的阻值，使它们之间的误差在 1%或者 2%之内。使电阻 R_S 的阻值尽可能地接近于你所使用的传输线的实际特性阻抗 Z_0（通常是 75 Ω 或者 50 Ω）。通过使用精确的电阻电桥测量电阻器的阻值，来选择所要使用的电阻器，当然前提是你手头有这样的电阻电桥可供使用。

R4 是用在下面所描述的测量过程中，将入射电压读数值调节至满标的。它的使用不是必须的，但是它为射频输入电压的精确调节提供了一个方便的备选方案。

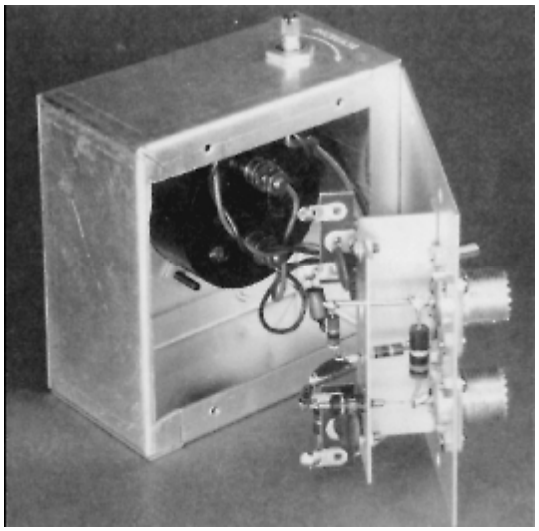


图27-6　使用尺寸为2英寸×4英寸×4英寸的铝制金属盒来放置这里的驻波比电桥，其内部电路使用的是图27-5中的电路。可变电阻器R4安装在侧部。电桥元器件安装在盒子的侧板上，并且用铝片制成一个次级底架。输入插头在这个视角的顶部。R_S直接连接在两个插头中间接线柱之间。在它的后面可以看到R2，并且垂直于它。D1的一个终端穿过一个底座上的孔接出来，这样引线就可以连接到J2了。R1在这个视角被垂直安装在底座的左侧，同时D2连接R1-R2之间的连接处和R5一端的连接点。

27.2.1　测试

可以使用可靠的数字式电阻表或者使用可靠的完成了布线之后的电阻电桥来测量 R1、R2 和 R_S。这样可以确保它们的阻值不会随着焊接释放的热量而变化。在这一过程中，断开微安计的一边，并且使设备的输入端子和输出端子处于打开状态，以避免杂散分流回路通过整流器。

校对上面所描述的两个电压表电路，将传输线的终端开路，在输入端端子上接入足够的射频电压（10 V），产生一个最大读数。如果需要，试着更换 R3 不同阻值的电阻直到读数和 S1 的位置一致。

使 J2 保持开路状态，当 S1 在入射电压位置时，调整射频输入电压和 R4 得到最大读数。然后将 S1 旋至反射电压位置，读数应当仍然是最大读数。下一步，通过将中央的接线端和连接端子的外壳用螺丝起子相接触，将 J2 短路，形成一个低感应系数的短路。如果有需要的话，将开关 S1 拨至入射电压位置，再调整 R4 至仪表有最大读数，然后将 S1 拨至反射电压位置，保持 J2 处于短路状态，仪表的读数应该像之前一样是最大读数。如果这个读数和之前的读数不相同，那么 R1 和 R2 的阻值不相同，或者在电桥的桥臂之间存在着杂散耦合。在所有情况下，当入射电压被设置为全刻度时，你必须在全刻度的情况下读取反射电压的读数，与此同时应该保持 J2 开路或者短路，以此来进行精确地驻波比测量。

电路应该在所有将要可能使用到的工作频率中，通过这些测试。在最高的工作频率和最低的工作频率下分别进行一次测试就足够了，这个最低频率通常为 1.8 MHz 或者 3.5 MHz，最高频率为 28 MHz 或者 50 MHz。如果 R1 和 R2 匹配得不是很好，但是电桥建造的其他方面很好，那么在所有的测试频率中，读数上的差异实质上应该是相同的。在频率范围的低端和高端会有一些状态上的差异，这些差异可以归因于在桥臂之间的杂散耦合，或者桥臂上的杂散电感或杂散电容。

检查电桥的平衡性能，在电桥上加上射频电压，并且调节 R4，同时保持 J2 开路。然后使用尽可能最短的导线在传输线的终端连接一个阻值等同于 R_S（电阻的匹配范围应该小于 1%或者 2%）的电阻器。这便于在同轴电缆（PL-259）的导体中安装一个测试电阻，这种安装方法同样也可以减小引线电感。当你连接测试电阻的时候，反射电压的读数应该下降到零。如果有需要，入射电压应该通过调节 R4 的方法，重置至最大读数。反射电压的读数在任何将要使用的频率范围内都应当保持读数为零。如果在低频的时候可以得到一个好的零值，但是当工作频率在高频的顶端时显示有一些剩余电流，这个故障可能是由于测试电阻的引入所带来的，尽管这个故障也有可能是由电桥自身的桥臂之间的杂散耦合所引起的。

如果现在在所有的工作频率上都有一个不变的很低的（但是不为零）读数，这个问题可能是由于电阻的值没有很好地匹配的缘故。两个影响还有可能同时出现。你应当确定在你使用电桥之前，你已经在所有的工作频率中得到了很好的零值。

27.2.2　电桥操作

由于电阻器的功率耗散率，你必须限制输入到这种类型电桥的射频功率值至多只有很小的几瓦。如果发射机没有为减少功率输出至一个非常低的值——小于 5 W——作好准备，那么可以构造一个简易的功率吸收电路，如图 27-7 所示。灯 DS1 有助于在一个相当宽的功率范围内保持有恒定的电流穿过电阻器，所以电压通过电阻器所形成的电压降同样也趋向于恒定。这个电压加到电桥上，同时有一个给定的常数，这个常数对于电阻式电桥来说是在一个适当的范围内。

现在来进行一个测量，将未知的负载连接至 J2，并且将足够的射频电压加到 J1 上，产生一个最大的入射电压读数。使用 R4 来设置指示器正好为满刻度。然后将开关 S1 拨到反射电压的位置上，然后记录仪表的读数。然后驻波比可以通过这些读数使用前面所提到的式（27-1）进行计算得到。

例如，如果直流仪器上的满量程刻度是 100 μA，*S*2 置于反射电压位置时的读数是 40 μA，那么驻波比为：

$$SWR = \frac{100+40}{100-40} = 2.33:1$$

除了计算驻波比的值外，你也可以使用如图 27-8 所示的电压曲线。在本例中，正向电压的反射率是 40/100=0.4，并且从图 27-8 中可以看出驻波比的值大约为 2.3:1。

你可以使用任意随心所欲的装置来校准你的仪表刻度，只要这个刻度是平均分配的。这是电压比值而不是实际电压值，来确定驻波比。

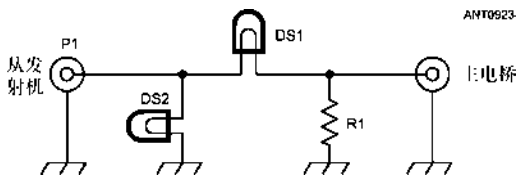


图27-7　当发射机没有特别提供功率衰减时，电阻式驻波比电桥使用的功率吸收电路。对于上至50 W的射频功率，DS1是一个117V 40W白炽灯，DS2不使用。对于更高的功率，在DS2处使用足够功率量的额外的白炽灯来负载发射机使其输出达到正常值；例如，对于250 W的输出功率，DS2可能由两盏100 W的白炽灯并联。R1由3个1 W 68 Ω电阻器并联连接。P1和P2是安装在同轴电缆上的接头。由白炽灯和R1组成的引入电路应当尽量地短，但是在这个装置和连接器之间应当使用适当长度的电缆。

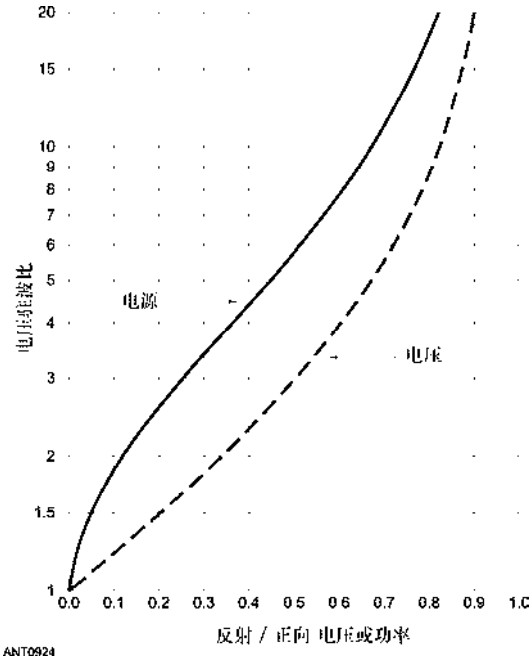


图27-8　当反射—正向电压比或者反射—正向功率比知道后，用来计算电压驻波比的图。

27.2.3　避免驻波比测量中的错误

引起电桥内部不准确的主要原因是电阻 R1 和电阻 R2 在阻值上的差异，电桥桥臂上的杂散电感和杂散电容，以及电桥桥臂之间的杂散耦合。如果上述的检查过程很小心地执行了，如图 27-5 中所示的电桥对于实际应用来讲应该足够精确了。对于低驻波比的情况来说，测量的精度是最高的，这是由驻波比计算的性质所决定的；在高驻波比的情况下，式（27-1）中的分压器代表了两个几乎相等的数量之间的差异，所以在电压测量时，一个很小的误差就意味着在驻波比计算的时候，会有一个相当可观的差异。

标准电阻器 R_S 的值应当等于传输线的实际特性阻抗 Z_0。传输线一段样品的实际特性阻抗 Z_0 可能会与标称的数据有一定百分比的不同，这是由于制造时产生的变化，但是这个是可以容许的。在 50～75 Ω 的范围内，额定值为 1/2 W 或者 1 W 的合成电阻器的射频电阻在本质上等同于它们的直流电阻。

共模电流

正如第 26 章所述，有两种途径可以使有害的共模电流（有时候称为天线电流）流到同轴电缆线的外部——电流在传输线的外部传输，由于它和天线以及电流特殊的空间关系，这种电流是由于在同轴电缆的外部导体和（通常是）天线的一侧直接连接所产生的。如果电桥和发射机（或者其他一些驱动电桥的射频功率源）进行了很好的屏蔽，那么辐射电流通常并不是很麻烦，所以任何在传输线外侧流动的射频电流并不能找到进入电桥的通路。这一点可以通过嵌入一个附加的和主传输线具有相同特性阻抗的传输线片段（1/8～1/4 电波长最适宜）来检查。通过电桥指示的驻波比应当不改变，除了由于附加的传输线的损耗所造成的轻微地衰减之外。如果有显著地变化，你需要进行更好地屏蔽。

即使对电桥和发射机进行了很好地屏蔽，同时屏蔽层的作用通过使用同轴电缆接头持续在整个系统中，如果连接天线时没有使用共模电流抑制型巴伦，那么由此产生的并联式电流会随着传输线的长度的变化而改变驻波比。通常情况下，仅仅只有传输线到处移动时才会引起仪表显示的驻波比改变。这是由于同轴电缆的外侧变成整个天线系统的一部分——在馈电点与天线连接。传输线的外部屏蔽层构成了一个负载，这个负载会和天线自身所提供的需要的负载混在一起。然后传输线上的驻波比就会由天线自身的负载和同轴电缆外侧所组成的合成负载所决定。因为改变传输线的长度（或者位置）同

时也改变了合成负载中的一部分，所以驻波比也随之改变了。

对于这种情况的补救措施是使用一个好的巴伦或者通过选择合适的传输线长度来接入传输线的外侧。注意，这不是一个测量误差，因为此时仪器上的读数就是传输线上真实的驻波比。但是，这里有一个不需要上述措施的情形，当传输线经常工作在比它应该工作的驻波比还高的状态下，并且如果同轴电缆外侧的并联式电流被消除了。

寄生频率

当射频电压加到电桥上时，越限频率成分可能会导致相当可观的错误。这种类型的成分主要是谐波和低频次谐波，这些成分通过驱动电桥的发射机的末级来馈给。天线几乎一直是相当具有选择性的电路，尽管天线系统可能运行在所需的频率上，并且具有非常低的驻波比，但是它通常在谐波频率和次谐波频率方面总是失配的。如果这样的寄生频率以一个可观的振幅加载到电桥上，那么驻波比的示数将会错误地离谱。尤其是在电桥上，无论你怎么调节匹配电路的设置，都不可能得到零值。唯一的补救措施是通过增加发射机末级放大器和电桥之间电路的选择性，过滤掉那些不想要的成分。

27.2.4 测量传输线的长度

以下的资料来源于 Charlie Michaels, W7XC 发表在 1985 年 9 月刊的 QST 杂志上的信息（详情见参考书目）。

这里有一个流行的荒唐的说法，你可以通过将线环连接到导线的一个末端，并且剪切导线的长度来达到共振（如栅陷测试振荡器上显示的），来制作一个 $l/4$ 裸线传输线。这样实际上会产生一根导线，上面的电容性电抗等于线环的电感性电抗：4 英寸的线环在 18 MHz 的条件下，可以使导线成为 82.8° 的导线，2 英寸的线环产生出 86° 的导线。当环的尺寸在减小的时候，线路长度接近于——但是永远不会等于——90°。

制造一个开路 $l/4$ 线，并行地连接一个线圈和电容器，并使之在需要的频率上共振（如图 27-9（A）所示）。在调整网络达到共振状态之后，不要进行进一步的网络调整。打开线圈和电容器之间的一个连接点，然后串行地连接到传输线的一对导体上。从一个比需要的传输线长度更长一点的传输线开始着手，调整它，直到整个电路在需要的频率上再次共振。对于一个短路的 $l/4$ 传输线或者一个开路的 $l/2$ 传输线，将传输线和线圈与电容器组成的电路之间进行并联（如图 27-9（B）所示）。

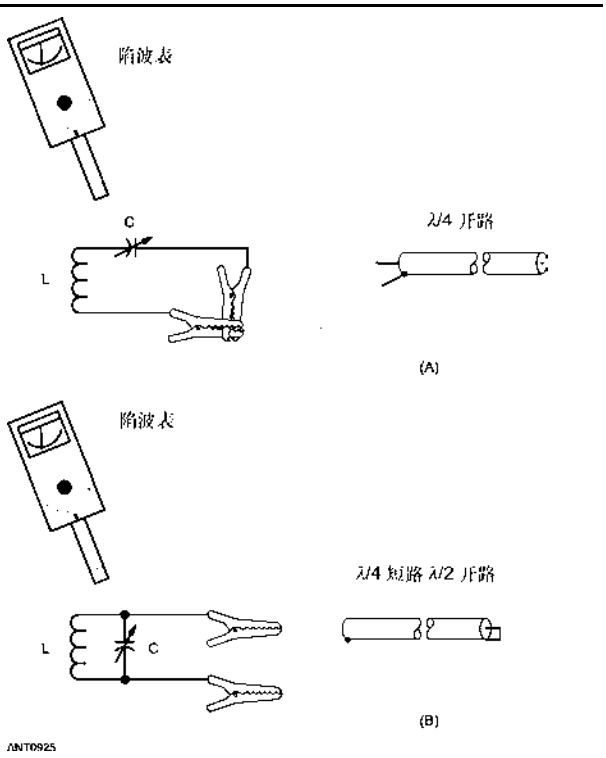


图27-9 测量 $l/4$ 和 $l/2$ 传输线长度的方法。在（A）中，$l/4$ 开路传输线；在（B）中，$l/4$ 短路传输线和 $l/2$ 开路传输线。

另一个精确测量同轴传输线长度的方法是使用一种流行的“驻波比分析仪”，这是一种便携手持式仪器，其中包含有可调的低功率信号发生器和一个驻波比电桥。虽然驻波比分析仪在基波频率的条件下不能计算出在短路的 $l/4$ 传输线输入端非常高的驻波比值时，绝大多数情况都包含有另外一个显示阻抗值大小的读数。这对于寻找低电阻的电压降来说，相比于寻找高阻抗峰值更加非常方便。

在工作频率下，短路的 $l/4$ 传输线在接入传输线的输入端会导致高阻抗开路电路。在两倍于工作频率的情况下，在传输线 $l/2$ 电长的位置，仪表显示是低电阻的短路电路。但是，当你通过在传输线的末端截断短的片段来使传输线的长度达到要求时，在测量响应之前需要安装一个短截线是不太方便的。当 $l/4$ 传输线的终端是开路状态时，寻找阻抗骤降会更加简单。

方法是从一根物理长度略长于 $l/4$ 的传输线开始着手。考虑到典型的同轴电缆速度因子的变化性，一个好的经验法则是截断传输线 5%的长度。计算使用：

长度（英尺）=0.25×1.05×*VF*×984/频率=*VF*/频率

其中，

频率的单位是 MHz

VF 是速度因子，用%表示

将安装在传输线一端的同轴线接插器插进驻波比分析

仪里，然后寻找阻抗降对应的频率。通过剪掉传输线末端的短小部分来精减传输线的长度。一旦你已经将传输线的长度调整到你需要的频率所对应的长度，将传输线的末端连接形成短路，同时在两倍基波频率的情况下再检查线路是否为短路。密封好同轴电缆短路的那一端，这样就完成了。

27.2.5 反射计

低成本的反射计中没有一个质量过硬的功率表，同时其校准对于精确的驻波比数值测量也并不是普遍可靠的。然而它们作为帮助对匹配网络进行调节是很有用的，因为在这样的调节过程中，目的是减少反射电压或者反射功率至零。相对便宜的设备可以用来做这些事，因为在这些过程中只需要有好的电桥平衡就可以了，没有实际的驻波比校准。通常这种类型的电桥是对频率很敏感的，换句话说，在相同的外加电压作用下，仪表的响应会随着频率的增大而增加。当相比于驻波比测量，匹配和线路监视是使用这类仪器的主要目的时，就不会成为严重的缺陷了。

对于匹配和监视都是很有用的各种简易的反射计，已经在 QST 杂志和 ARRL《业余无线电手册》中时不时地介绍过了。由于它们中的绝大部分都对频率很敏感，因此精确地校准它们用作功率测量是很困难的，但是它们的低成本和它们在中等功率水平使用时有很好地适应性，以及它们有能力在匹配电路已经完全调整好时精确地显示出来，这些优势都使它们成为业余无线电台很有价值的选择。

27.3 串联匹配——精确的定向功率表

绝大多数的驻波比测量仪表在低功率水平下都不是非常精确的，因为检波二极管对低电压没有线性方式的响应。这个设计中使用了一个补偿电路来消除二极管的非线性效应。它经常用来给单边带系统提供峰值检测，以及不随输入功率水平变化而变化地直接读出驻波比的示数。下面的信息由 1987 年 1 月出版的 QST 杂志上 John Grebenkemper（KI6WX）的文章浓缩而来。

27.3.1 设计原则

业余无线电爱好者所使用的定向功率表由 3 个基本的元器件组成：一个定向耦合器，一个检波器，一个信号处理和显示电路。定向耦合器采样传输线上正向功率和反射功率成分。一个理想的定向耦合器将会提供和正向以及反射电压（与频率无关）成比例的信号，这个信号然后可以在一个很宽的频率范围内用来测量正向功率和反射功率。如今最好的设计是工作在频率的两倍频上。

检波器电路提供了一个和交流输入电压成比例的直流输出电压。绝大多数的定向功率表使用单个的锗二极管作为检波器元器件。锗二极管相对于硅二极管，更加可以在低功率水平的条件下用来减小二极管的非线性效应。二极管的非线性效应还可以引起驻波比测量的误差，除非在显示电路之前对其进行补偿。绝大多数的定向功率表在低功率水平下都不能很好地工作，就是由于二极管的非线性效应造成的。

信号处理和显示电路用来计算和显示驻波比的数值。这里有许多方法用来实现这种功能。仪表只显示正向功率和反射功率，需要操作员手工进行计算驻波比的数值。当测量正向功率时，许多仪器需要操作员校准仪表到一个基准电平，然后转换到一个特殊的用来显示驻波比的刻度上测量反射功率。使用模拟信号处理电路来直接计算驻波比的仪表由 Fayman, Perras，Leenerts 和 Bailey 进行了详细的描述（详情请见本章末尾处的参考书目）。

下一节将要对几个流行的实现上述功能的电路进行简要的介绍，并且将它们与串联匹配中所使用的电路进行对比。在表 27-1 中列出了串联匹配的设计规范，同时在图 27-11 中还给出了结构图。

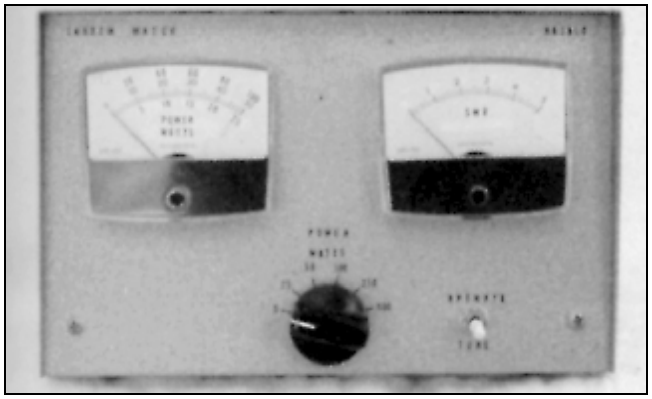


图27-10 串联匹配使用一对仪表来显示网络正向功率和同时存在的真实驻波比。

表 27-1 串联匹配性能规格

功率范围：15～1500W
频率范围：1.8～54MHz
功率精确度：优于±10%（±0.4dB）
驻波比精确度：优于±10%
最小驻波比值：小于 1.05:1
功率显示：线性，适合使用模拟式测量仪表或者数字式测量仪表
校准：仅仅需要一只精确的电压表

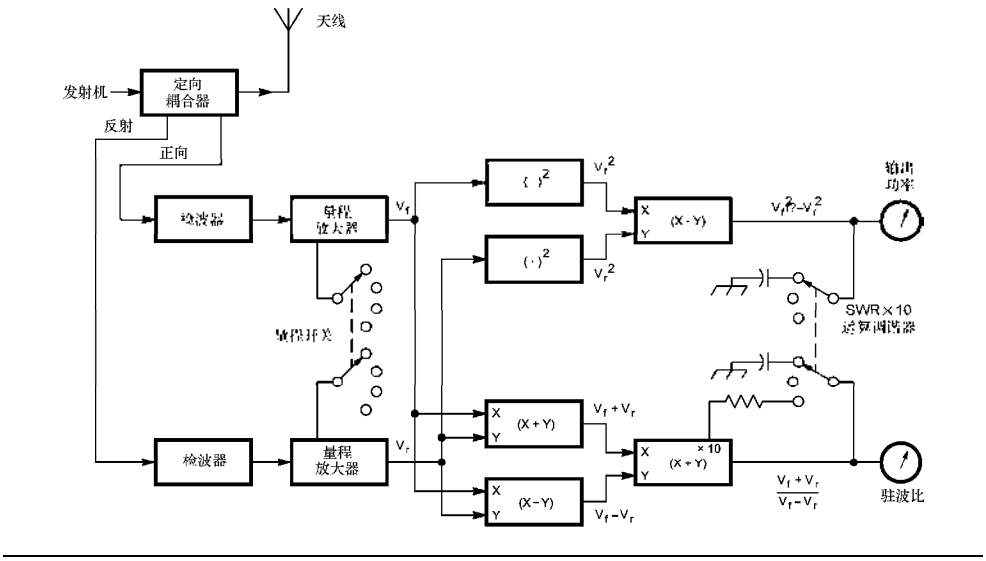


图27-11　串联匹配方框结构图。

27.3.2　电路说明

定向耦合器由输入端口、输出端口以及耦合端口组成。仪器接受一部分由输入端口流向输出端口的功率，并且将其引向耦合端口，但是没有从输出端口流向输入端口的功率被引向耦合端口。

这里有几个术语用来详细说明定向耦合器的性能：

1）插入损耗。插入损耗是信号从输入端口流向输出端口的过程中所丢失的功率值。插入损耗应该尽量被最小化，这样耦合器就不会消耗相当数量的传输功率。

2）耦合因子。耦合因子是出现在耦合端口功率值（或者电压值）与从输入端口传递到输出端口的功率值（或者电压值）之比。耦合因子的“平滑性”（与频率有关）决定了定向功率表可以在一定的频率范围内测定正向功率和反射功率的准确性。

3）隔离度。隔离度是出现在耦合端口功率值（或者电压值）与从输出端口传递到输入端口的功率值（或者电压值）之比。

4）方向性。方向性是隔离度减去耦合因子。方向性规定了最小可以测量的驻波比值。20 dB 方向性的定向耦合器会把 1:1 的驻波比值测为 1.22:1，但是当方向性为 30 dB 时，1:1 的驻波比测量出来为 1.07:1。

大量普遍用于业余无线电的定向耦合器首先在 1959 年的 QST 杂志中由 Bruene 描述（见参考书目）。耦合因子相当平坦（± 1dB），方向性大约为 20 dB 的 Bruene 耦合器测量范围从 3～30 MHz。这两个因子限制了 Bruene 耦合器在测量低功率值时驻波比的精确度。这是一个简易的定向耦合器，但是如果没有特别的高精度要求的话，它可以在一个很宽的频率范围内工作得很好。

在串联匹配中使用的耦合器（如图 27-12 所示）由一对环芯变压器以串联的方式连接组成。这个构造的专利由 Carl G. Sontheimer 和 Raymond E. Fredrick 持有(美国专利 no. 3,426,298, 1969 年 2 月 4 号发布)。它已经由 Perras, Spaulding (见参考书目) 和其他一些人描述。这种耦合器有 20 dB 甚至更高的耦合因子，所以它既适合正向功率的采样，也适合反射功率的采样。

在串联匹配中所使用的构造标称的耦合因子为 30 dB，在频率为 1.8～54 MHz 时都能很好地工作。在这个频率范围内，插入损耗小于 0.1 dB。耦合因子的平滑度在 1.8～54 MHz 频率范围内的变化范围在±0.1 dB 内，并且在频率达到 50 MHz 时，也仅仅是上升到±0.3 dB。方向性在 1.8～54 MHz 频率范围内可以超过 35 dB，即使频率达到 50 MHz 时也会超过 26 dB。

这种定向耦合器的低频限制取决于变压器次级绕组的感应系数。电感性电抗应当大于 150 Ω（传输线特性阻抗的 3 倍）以此来减少插入损耗。而这种定向耦合器的高频限制则取决于变压器绕组的长度，当绕组的长度接近于 1l的较大部分时，耦合器的性能就会变坏。

这里所描述的耦合器在 160m 波长 1 500 W 的功率下可能会过热（由于次级绕组 T2 的高环电流）。这个问题可以修正，通过使用更大的磁芯或者使它的磁导率更大。更大的磁芯需要更长的绕线，这个选择将会减少高频限制。

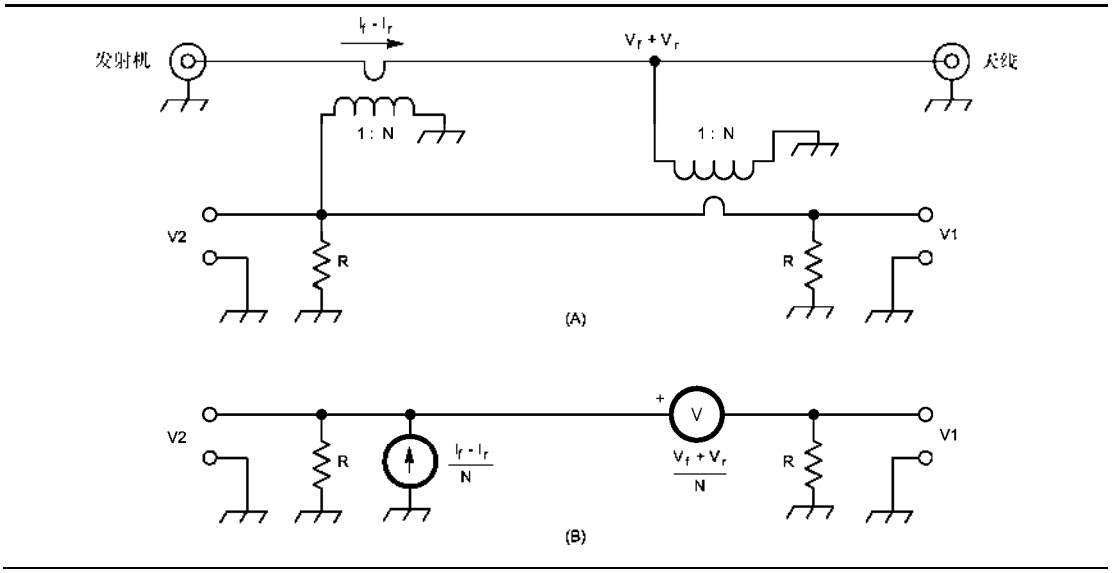


图27-12　串联匹配定向耦合器简图。在（A）中，是两个变压器的示意图。在（B）中，是一个等效电路。

检波器电路

绝大多数的业余定向功率表使用锗二极管来减少正向电压降。然而检波器的电压降仍然很明显，并且非补偿的二极管检波器对于小信号没有线性形式的响应。许多定向检波器通过调节仪表的刻度来补偿二极管的非线性影响。

低估了的检测功率的影响在低功率水平的情况下变得更加严重。在这些条件下，正向功率与反射功率的比率被估计过高，因为反射功率总是小于正向功率。这样就导致仪器低估了驻波比，尤其是当功率水平减少时。定向功率表可以通过在不同的功率水平下测量驻波比来检查这种效应：驻波比应当与功率水平无关。

串联匹配使用一个反馈电路来补偿二极管的非线性效应。补偿检波器的简图在图 27-13 中给出。当使用 30dB 的定向耦合器时，从 10 mW～1.5 kW 的范围内，这个电路的输出电压跟随着功率的平方根变化。当一个未经过反馈补偿的锗二极管检波器显示有效的峰值输入电压误差为 1 V 或者更小，补偿二极管检波器会检测到输入峰值电压降至 30 mW。更多的关于补偿检波器的信息出现在 Grebenkemper 的 QEX 文章“校准二极管检波器”中（详情请见参考资料）。

补偿电路使用反馈二极管 D2 两端的电压，来补偿检波二极管 D1 两端的电压降（这两只二极管必须经过配对）。穿过 D1 的平均电流由检波器二极管的负载阻抗 R1 决定。穿过二极管的峰值电流是平均电流的好几倍；因此，穿过 D2 的电流应当是穿过 D1 电流的好几倍，以此来补偿穿过 D1 的峰值电压降。这个可以通过制造一个反馈二极管负载电阻 R2 来实现，其阻值大约为 R1 的几分之一。补偿检波器输出端的电压近似于输入端的峰值射频电压。对于肖特基势垒二极管和 1 MΩ 检波器二极管负载电阻而言，R1 和 R2 的比值为 5:1 几乎是最佳的。

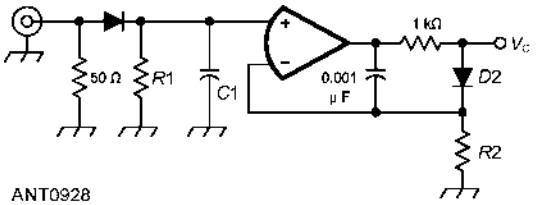


图27-13　在串联匹配中使用的检波器电路简图。输出电压V_o近似等于输入电压。D1和D2必须是匹配的一对（见文中）。运算放大器应当有一个低偏移电压（小于1 mV），一个较低的泄漏电流（小于1 nA），并且随着时间和温度的变化工作稳定。反馈电路中的电阻器和电容器可以确保运算放大器的工作稳定。

信号处理和显示电路

信号处理电路计算和显示传输线的功率和驻波比。当测量正向电压的时候，绝大多数的定向功率表都显示存在于传输线上实际的正向功率，如果在传输线的输入端存在着一个匹配，那么这个读数也是正向功率和反射功率之和。传输线正向功率非常接近于净正向功率（实际的传递给传输线的功率），只要驻波比是较低的。但是，当驻波比增加的时候，正向功率变成传递给负载的一种越来越差的测量值。在驻波比为 3:1 的情况下，一个正向功率读数为 100 W 表示只有 75 W 传递给负载（反射功率为 25 W），前提是假设传输线的损耗为零。

串联匹配与绝大多数的功率表不相同，它显示的是

净正向功率，而不是正向功率和反射功率之和。这个量必须进行最优化以便得到最大的辐射功率（这个和 FCC 的规定有关）。

串联匹配直接计算和在线性刻度尺上显示传输线的驻波比。同样，仪表所显示的驻波比读数是不受传输线上功率改变的影响的。匹配网络可以很简单地进行调整来达到驻波比最小化。传输匹配的调节只需要很少的瓦特数。

串联匹配信号处理电路的核心是如图 27-14 所示的模拟对数和反对数的电路。这个电路基于这样一个事实，当集电极、基极电压为零时，集电极电流从很小的 nA 到少许的 mA 这样一个范围内，硅晶体管集电极电流和基极电压的指数（反对数）成比例（可以在参考资料中，参见 Gibbons 和 Horn 的资料）。这样一个电路的变化可以用于在方波整型电路中将电压转化为功率，也可以在电流分压器电路中用来计算驻波比。使用好的运算放大器，这样的一个电路可以在输入电压从小于 100 mV 到大于 10 V 的情况下，工作得非常好。

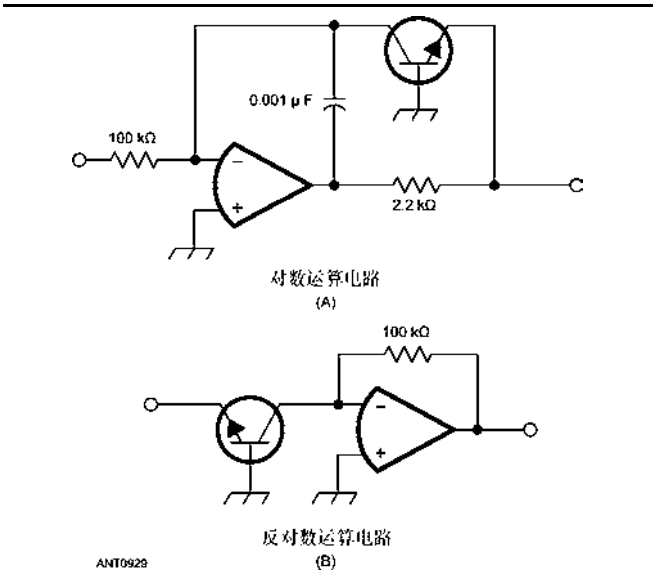


图27-14　在（A）中为对数运算电路简图，在（B）中为反对数运算电路简图。

对于串联匹配来说，“好”运算放大器是四方形封装的，低功耗的，同时单位增益稳定部分的输入偏差小于 1 nA，同时偏移电压小于 5 mV。运算放大器相比于前面显示的那些消耗更多的功率，因此可能需要改变为电源直接供电。

27.3.3　构建串联匹配

串联匹配的原理图如图 27-15 所示。这个电路设计为使用电池，并且其消耗的功率非常少。大量的电路都是高阻抗的，所以要务必注意将它与射频电磁场相隔离，把它放到一个金属盒子里面。在原型中最大的问题就是运算放大器电路中的杂散射频场。

定向耦合器

定向耦合器在一个属于它自己的小（2.75 英寸×2.75 英寸×2.25 英寸）铝盒内构造（如图 27-15 所示）。两对 S0-239 连接器被安装在盒子对面的一侧。一片印制电路板斜对角地穿过盒子，来改善耦合器的方向性。RG-8X 同轴电缆的片段穿过印刷电路板上的洞。

（注意：有一些“mini8”商标的电缆有着极低的额定击穿电压值，并且当驻波比超过 1:1 的时候，甚至不适合负荷哪怕是 100 W 的电流。从后面的小节中可以看出，“大功率运行”，使用 RG-8 制造的耦合器的详细资料）

首先从构建除了终端连接不同其他都一致的 T1 和 T2 开始，如图 27-16 所示。对于每一个变压器最主要的是拥有 RG-8X 同轴电缆长度的中心导体。将两根电缆线的长度削剪到足够如图 27-16 所示进行安装。如图中所示，剥去电缆的外皮、编织层和绝缘层。电缆线的编织层通常是用作在变压器绕组间进行法拉第屏蔽，所以它只在一端进行接地。重要的是——只在一端连接编织层，否则定向耦合器电路就不会正常地工作！缠绕 2 个变压器次级绕组，每个 Amidon T50-3 或者起相同作用的压粉铁芯使用#24 漆包线绕 31 匝。

在准备好的电缆片段上塞入各自的堆芯（包括屏蔽层和外面的绝缘层）。如图 27-16 所示安装和连接变压器，使用金属线穿过包铜的印制电路板上那些单独的孔。如果需要定向耦合器可以再安装电路图上剩余的部分。假如这样的话，使用两根同轴电缆线来负荷从定向耦合器到检波器输入端的正向功率和反射功率信号。应当意识到，无论如何电缆线上的任何损耗都会影响到功率的读数。

这种定向耦合器还没有在功率水平超过 100 W 的情况下使用过。要想得到更多的关于在大功率水平的情况下，串联匹配使用的一些信息，参见“大功率运行”一节。

检波器和信号处理电路

检波器和信号处理电路构建在一块穿孔的覆铜电路板上。这些电路使用两个相分离的接地——对接地系统进行如图 27-15 所示的隔离是非常重要的。如果没有达到这一点要求，那么电路在运行的时候就会产生故障。分离的接地可以避免来自同轴电缆编织层的射频电流影响到运算放大器电路的运行。

定向耦合器需要质量好的 50 Ω 的负载。它们被安装在凹的甚高频机壳连接端子的背面，在这里同轴电缆线从定向耦合器进入到功率表的外壳内。每一个负载都是由 4 只 200 Ω 的电阻器构成，这 4 个电阻器从甚高频连接端子的中央导体处连接至支撑法兰上的 4 个孔，如图 27-17 所示。然后检波器二极管在连接端子的中央导体处与 100 pF 和 1 000 pF 的旁路电容之间运行，这些旁路电容被安装在紧挨着连接端子的位置处。这种负载和检波器的组合响应可以使测量的工作频率很平稳地达到 500 MHz。

在这种设计中使用肖特基势垒二极管（1N5711 型），因为它们容易得到。任何射频检波器二极管，只要它具有较低的正向电压降（小于 300 mV）并且反向击穿电压大于 30 V 都可以使用(在这种电路中可以使用锗二极管，但是性能可能会受到影响。如果使用了锗二极管，那么要减小检波器二极管的阻值以及反馈二极管负载电阻器的因子为 10)。

检波器二极管必须进行匹配。这个可以在直流条件下使用如图 27-18 所示的电路进行。使用高阻抗的电压表（10 MΩ 或者更大)。对于这个设计，当二极管的正向电压降都相等（误差在几毫安之内）的时候，那么它们就达到匹配状态了。同一批次的二极管可能就会很好地匹配。

电路配置图剩下来的部分就不是很关键了，但是要确保 0.001 pF 和 0.01 pF 旁路电容的引入线长度尽量短。旁路电容为运算放大器电路提供了额外的旁路。D6 和 D7 形成一个倍压器，来检测载波的存在。当正向功率超过 1.5 W 时，Q3 接通并且保持接通状态直到载波功率下降后的 10 s。(即使没有载波存在，从 TP7 到 TP9 之间的连接也会迫使这个装置打开。）由 LM334 和两个 LM336 产生的规定基准电压+2.5 V 和－2.5 V 是很关键的。使用齐纳二极管代替的话将会较大程度地使整个电路的性能恶化。

U1 中的 4 个运算放大器电路用来补偿检波器二极管的非线性效应的影响。D1～D2 和 D3～D4 就是上面所讨论的匹配二极管对。量程开关可以选择仪表的显示范围。(这里使用的是一个 6 挡开关，因为得到它很方便。)这样一个量程开关的阻抗值已经在表 27-2 中给出了。最大刻度输入功率可以在 U1C 或者 U1D 位置处提供 7.07 V 的输出电压。正向功率和反射功率检波器可以使用 R1 和 R2 进行调零。

正向功率和反射功率检波器电压是 U2、U5 和 U6 的平方，所以输出电压和正向功率及放射功率是成比例的。增益常数可以使用 R3 和 R4 进行调整，所以当方波整型电路的输入电压为 7.07 V 时，会得到一个 5 V 的输出电压。这两个电压值之间的电压差被 U4B 所利用，产生一个和在传输线上传递的功率成比例的输出。这个电压可以进行峰值检测（可以通过在 MODE 开关的 OPRATE 挡连接一个 RC 电路）来保持并且显示连续波或者单边带调制传输线上的最大功率。驻波比可以通过 U3、U4 和 U7 使用正向电压和反射电压计算得到。当传输线上没有载波存在的时候，Q4 会迫使驻波比的读数为零（换句话说，当正向功率小于量程开关满刻度值的 2%时)。驻波比计算电路增益可以通过 R5 来调节。在连续波或者单边带调制传输线上，输出可以在 OPRATE 模式下进行峰值检测来稳定驻波比的读数。

表 27-2　　量程—转换电阻器值

满量程功率水平（W）	量程电值值（1%精确度）（kW）
1	2.32
2	3.24
3	4.02
5	5.23
10	7.68
15	9.53
20	11.0
25	12.7
30	14.0
50	18.7
100	28.7
150	37.4
200	46.4
250	54.9
300	63.4
500	100.0
1 000	237.0
1 500	649.0
2 000	Open

晶体管阵列（U5、U6 和 U7）可以在对数或者反对数电路中使用，要确保晶体管会很好地进行匹配。可以使用分立式晶体管，但是精确度可能会降低。一个 3 挡的拨动开关可以选择 3 种运转模式。在 OPRATE 模式下，实际的传输线上功率和驻波比的输出可以进行峰值检测并且可以保持几秒来允许仪表给出读数。在 TUNE 模式下，仪表显示的是瞬时输出功率和驻波比。

使用数字式电压表可以得到比模拟式仪表更加精确的读数。输出功率的范围为 0～5V（0V=0W，5V=最大刻度值)。驻波比的输出值变化范围从 1 V(驻波比=1:1)～5 V（驻波比=5:1)。由于在一些运算放大电路中的电压限制，因此超过 5 V 的电压就不可靠了。

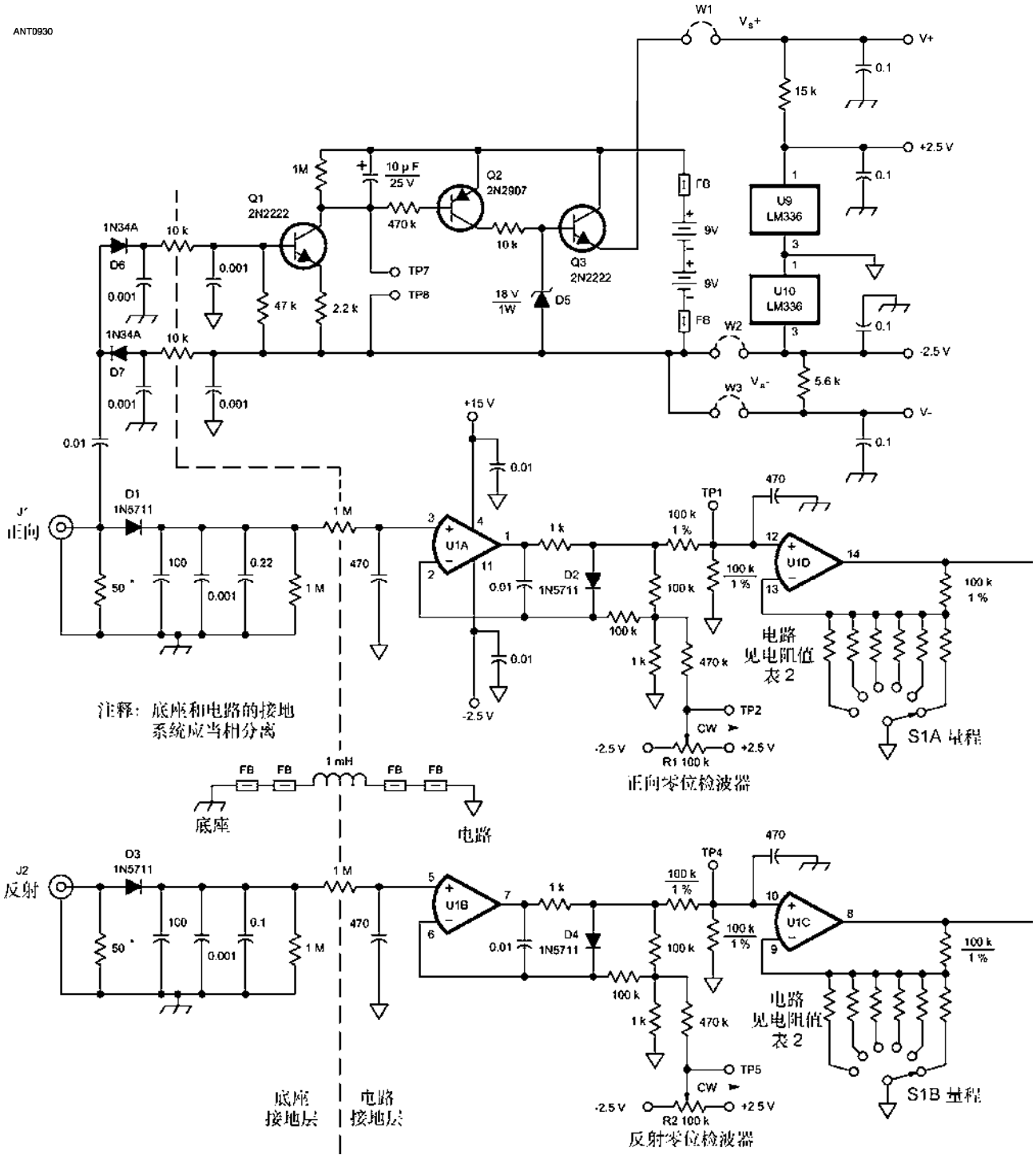
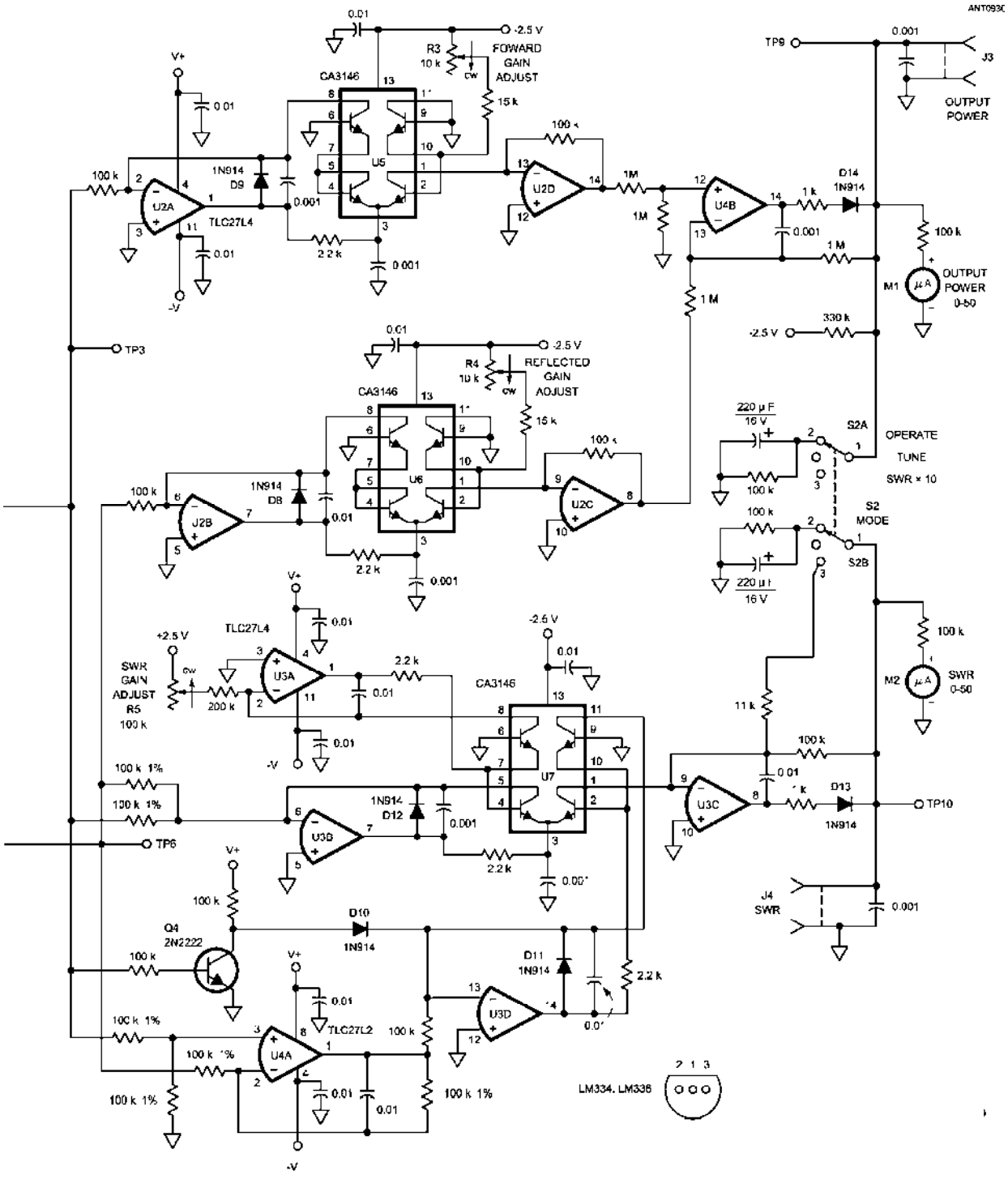


图27-15　串联匹配定向耦合器原理简图。标记为RS的部分是从RadioShack来的。对于其他部分的源，见表27-3。见图27-17中如何在J1和J2建造50 Ω负载。

D1，D2　匹配对，型号为1N5711，或者其他等效元器件
D3，D4　匹配对，型号为1N5711，或者其他等效元器件
D6，D7　1N34A
D8　D14　1N914
FB　铁氧体磁环，Amidon FB-73-101或者其他等效元器件
J1，J2　SO-239连接器
J3，J4 开路电路插座
M1，M2　50 µA配电板式电表，RS 270-1751
Q1，Q3，Q4　2N222，或者其他等效元器件
Q2 2N2907或者其他等效元器件



R1，R2，R5　100 kΩ，10挡，金属陶瓷可调式电阻

R3，R4　10 kΩ，10挡，金属陶瓷可调式电阻

U1　U3　TLC27L4或者TLC27M4四倍运算放大器（Texas Instruments（德州仪器））

U5　U7　CA3146 四晶体管阵列

U8　LM334可调式电流源

U9　U10　LM336 2.5　V基准电压二极管，见文中

U4　TLC27L2或者TLC27M2两倍运算放大器

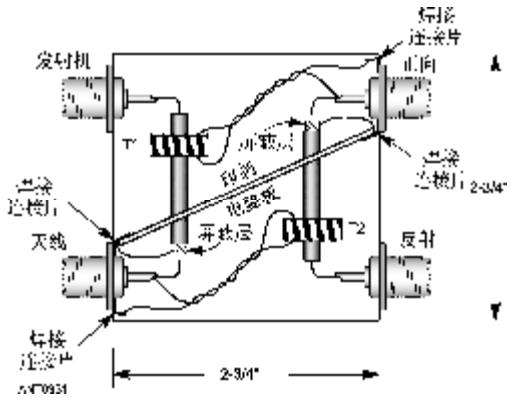


图27-16　定向耦合器构造细节。

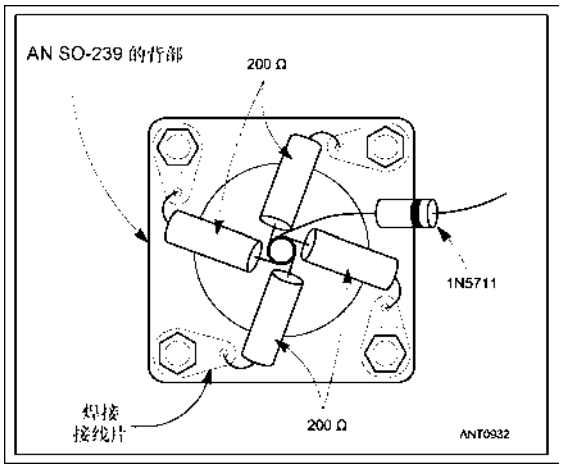


图27-17　安装在SO-239连接器上的并联负载电阻器。4只200 Ω，2%，1/2 W电阻器并联安装，以提供一个50 Ω的检波器负载。

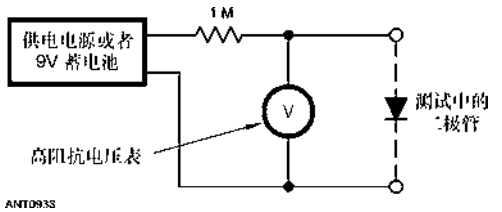


图27-18　二极管匹配测试装置。

校准

定向功率表可以使用一个精确的电压表进行校准。所有的校准过程都是在直流电源供电的条件下进行的。定向耦合器和检波器电路只要进行了正确的构建，就已经是精确的了。而为了校准功率表，可以遵循下列过程：

1）将 MODE 开关置于 TUNE 挡上，并且将量程开关置于 100 W 或者值更低的挡上。

2）用跳线将 TP7 和 TP8 相连。这一步打开设备装置。

3）用跳线将 TP1 和 TP2 相连。调节 R1，使 TP3 处的电压为 0 V。

4）用跳线将 TP4 和 TP5 相连。调节 R2，使 TP6 处的电压为 0 V。

5）调节 R1，使 TP3 处的电压为 7.07 V。

6）调节 R3，使 TP9 处的电压为 5.00 V，或者在 M1 上有一个最大读数。

7）调节 R2，使 TP6 处的电压为 7.07 V。

8）调节 R4，使 TP9 处的电压为 0 V，或者在 M1 上有一个零点读数。

9）调节 R2，使 TP6 处的电压为 4.71 V。

10）调节 R5，使 TP10 处的电压为 5.00 V，或者在 M2 上有一个最大读数。

11）将量程开关置于它最敏感的刻度上。

12）拔去连接 TP1 和 TP2 以及连接 TP4 和 TP5 的跳线。

13）调节 R1，使 TP3 处的电压为 0 V。

14）调节 R2，使 TP6 处的电压为 0 V。

15）拔去连接 TP7 和 TP8 的跳线。

这样就完成整个校准过程了。这个过程经研究发现其校准效果比得上使用昂贵的实验室设备。定向功率表现在应该准备好，可以使用了。

27.3.4　精确度

串联匹配的性能已经与其他知名的定向耦合器和实验室测试设备进行了比较，它可以比得上任何经过测试的业余定向瓦特表。功率测量的精确度即使是相比于 Hewlett-Packard 的 HP-436A 功率表也是很好的了。HP 的功率表有一个规定的小于±0.05 dB 测量误差。串联匹配和 HP-436A 使用同样的测量方式，在 10 mW～100 W 的测量范围内误差在+0.5 dB 之内，而在 1～100 W 的测量范围内，其误差在±0.1 dB 之内。这个装置的测试范围不能超过 100 W，因为更高额定功率的发射机不是那么容易得到的。

相比于使用 HP-436A 和已经校准过的定向功率表的读数来计算驻波比，串联匹配的驻波比性能同样也是很好的。串联匹配同样在计算驻波比时的误差也在±5%之内，测量驻波比值的范围在 1:1 到 5:1。对于串联匹配，驻波比测量可以在 8～100 W 的功率条件下进行。

27.3.5　操作

在发射机和天线匹配网络（或者如果没有使用匹配网络的话就是天线）之间的 50 Ω 传输线上连接串联匹配。将量程开关置于比发射机额定功率大的量程挡位置处，同时将 MODE 开关置于 TUNE 档位置处。当发射机锁定

之后，串联匹配自动接通，同时显示传递到天线的功率值以及传输线上的驻波比值。当传输线上没有载波存在的时候，输出功率和驻波比仪表都将显示零值。

OPRATE 模式包括 RC 电路在瞬间保持住峰值功率以及在连续波和单边带调制下的传输线上的驻波比读数。由于峰值检波器不是理想的，所以测量结果和真实的功率峰值以及驻波比读数可能有 10%的变化。驻波比×10 模式，可以将最大的可读的驻波比增加到 50:1。这个测量范围足够涵盖所有业余无线电领域内所有可能出现的驻波比值了（在 2.4 MHz 的工作频率下，使用 RG-8 制作的 50 英尺长的开路短截线可能会使测量到的驻波比值只能达到 43:1，或者更少，这是由于电缆的损耗。更高的频率和更长的电缆，会表现出更小的最大可测量驻波比值）。

使用串联匹配来调节天线匹配网络是非常简单的：将发射机的输出功率调节至最小（至少 1.5 W）。当载波存在的时候，MODE 开关置于 TUNE 档或者 SWR×10 挡，调整匹配网络得到最小的驻波比。一旦得到最小驻波比，将发射机设置至适当的运行模式和输出功率。将串联匹配置于 OPRATE 模式。

27.3.6 设计变更

这种设计可以通过好几种方法进行改进。最重要的是增加超高频的性能。这个可能需要设计一个工作在你所感兴趣频段的全新的定向耦合器。（现有的检波器电路应当工作在至少 500 MHz 以上的频率）

那些需要一个低功率的定向功率表的业余无线电爱好者，可以通过将变压器的匝比降低到 10:1，来建造一个具有 20 dB 耦合因子定向耦合器。这个版本的定向功率表应当能够测量从 1 mW 到大约 150 W 的输出功率（同时它应当接入大约 150 mW 功率）。

这个改变同样也会将最大的工作频率增加到 150 MHz（由于更短的变压器绕组所带来的优点）。如果你要求在 1.8 MHz 的频率下运行，更换环形铁芯材料以便得到足够的电抗是非常必要的（低插入损耗）。

串联匹配电路可以适应除了 50 Ω 以外具有其他阻值特性阻抗的同轴电缆。检波器端接电阻器，变压器次级绕组和量程电阻器都必须改变来匹配新的设计阻抗。

检波器电路可以在 50 Ω 电路中用来测量低水平的射频功率（不需要使用定向耦合器）。射频功率直接由正向检波器（图 27-15 中的 J1）馈给。检波器在 10 μW～1.5 W 的范围内是完全工作在线性状态的。

27.3.7 大功率运行

以下资料浓缩于 Frank Van Zant, KL7IBA 在 1989 年 7 月出版的 QST 上发表的文章中的信息。在 1988 年，Zack Lau, W1VT 描述了小功率（QRP）收发机定向耦合器电路（基于和 Grebenkemper 的电路同样的理论，见本章末尾处的参考资料）。

Lau 的电路的主要优势是只需要很少的零件数量。Grebenkemper 使用复杂的对数—反对数放大器来提供很好的测量精度。这里的运用避免了复杂的电路，但是在从 1～1 500 W 的范围内保留了合理的测量精度。但是它同时也没有了进行驻波比计算的特征。Lau 的耦合器使用了铁氧体环形线圈。它可以在低功率水平的条件下很好地工作，但是铁氧体环形线圈在大功率的情况下发热量很大，会产生不稳定的仪表读数和烧毁仪器的潜在危险。

修正的设计

在 Lau 的基本电路中变压器使用了铁粉芯环形线圈。增加了次级绕组的线圈匝数，以此来补偿铁粉芯较低的磁导率。

两个仪表用来显示反射功率和正向功率（如图 27-19 所示）。锗检波器二极管（D2 和 D2——1N34）提供了相当精确的仪表读数，尤其是如果仪表经过校准之后（使用 R3、R4 和 R5）正常的发射机输出功率在仪表的中央刻度上。如果变压器绕组的方向颠倒了，仪表也应当颠倒顺序（正向功率表变成反射功率表，反之亦然）。

构建

图 27-20 中给出了耦合器的物理布局。检波器设备被安装在一个 3.5 英寸×3.5 英寸×4 英寸的盒子内。仪表、印制电路板安装电位计和大/小功率切换开关被安装在天线调谐器内一个单独的盒子或者间隔区内。这个方案所需的零件可以从表 27-3 给出的供应商列表中获得。

初级绕组 T1 和 T2 几乎像 Grebenkemper 描述的那样进行构建，但是使用去除了编织层的 RG-8 同轴电缆，以便铁粉芯和次级绕组可以套在电缆上。编织层包有玻璃纤维带来将它和次级绕组进行隔离。一个很好的玻璃纤维带的替代品——具有更高的射频击穿电压特性——是普通水管工人使用的聚四氟乙烯水管带，可以在绝大多数的五金商店中获得。

变压器的次级绕组是绕在 T-68-2 铁粉环形磁芯上的。它们使用#26～#30 的漆包线均匀分散地在每一个磁芯上绕了 40 匝。由于磁芯使用了#26～#30 的漆包线，所以磁芯可以塞入到带子包裹的 RG-8 电缆线上。当在环行磁路上使用#26 漆包线时，在编织层上使用单层带子可以为磁芯提供非常适度的贴靠。将磁芯装配到 RG-8 电缆上的时候，应该非常小心。

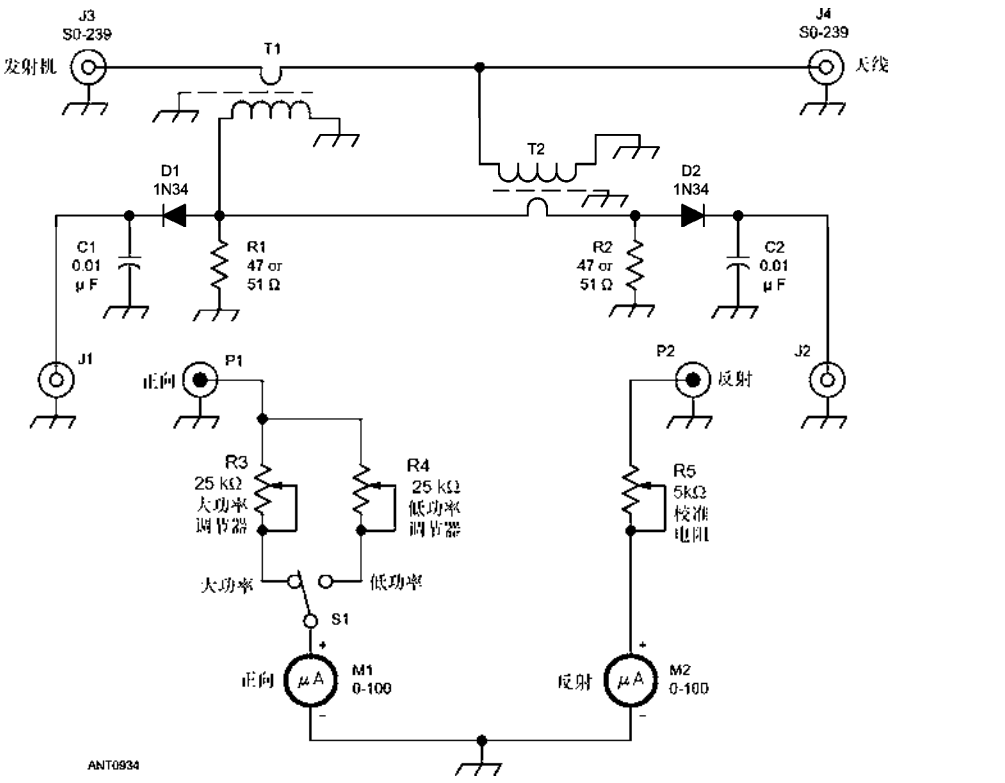


图27-19　大功率定向耦合器原理简图。D1和D2是锗二极管（1N34或者等效元器件）。R1和R2是47或者51 Ω，1/2 W电阻器。C1和C2有500 V的额定值。次级绕组T1和T2都是由40匝＃26或者＃30漆包线绕在T-68-2铁粉环形磁芯上构成。如果耦合器是要构建在一个天线调谐器内部，那么T1应当成为调谐电路同轴输出线的一部分。远处的仪表（M1和M2）通过P1和P2连接到耦合器盒子上的J1和J2接头处。

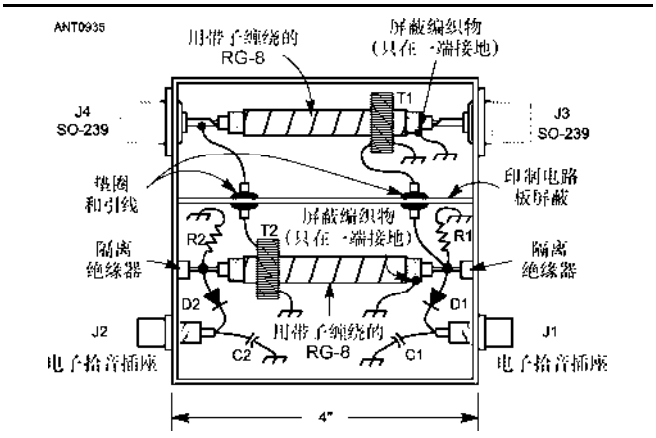


图27-20　定向耦合器构造细节。使用绝缘垫圈或者穿通绝缘子来规定次级绕组T1和T2穿过印制电路板屏蔽层的线路。这里使用一个3.5英寸×3.5英寸×4英寸的盒子作为外壳。

当环形磁路被安装到 RG-8 电缆上后，在这个装置外涂上通用粘合剂公司的聚苯乙烯添加剂，或者一两点 RTV 密封剂来保持绕组在适当的位置并且在 RG-8 初级绕组上固定变压器。

在盒子的中央 T1 和 T2 之间，安装一个印制电路板屏蔽体，来减少变压器之间的耦合。将 T1 悬吊在 SO-239 连接器之间，将 T2 悬吊在两个隔开的绝缘体之间。检波

表 27-3　配件资源（也可以参见第 21 章）

零　件	供　应　商
TLC 系列和 CA3146 集成电路	Newark 电子 4801 N Ravenswood St Chicago, IL 60640 773-784-5100
LM334，LM336，1%电阻器	Digi Key 公司 701 Brooks Ave SPO Box 677 800-344-4539
微调电位计	
环形磁芯	Amidon 联合公司
玻璃纤维带	240 & 250 Briggs AveCosta Mesa, CA 92626 714-850-4660
仪表	无线电产品展销会 PO Box 1105Lima, OH 45804 419-227-6573
环形磁芯	Palomar 工程 PO Box 462222 Escondido, CA 92046 760-747-3343
0-150/1 500 W 量程的仪表 A&M no.255-138 型， IN5711 二极管	内布拉斯加二手市场 1502 Jones St Omaha，NE 68102 402-346-4750

器电路（C1、C2、D1、D2、R1 和 R2）应当如图 27-20 所示被安装在耦合器盒子的内部。

校准，调节和运行

耦合器有极好的方向性。使用射频电流表和 50 Ω 的等效电阻在不同的功率水平下，对仪表进行校准。计算每一个功率等级的 I^2R，并且在表盘上作好相应的记号。调节 R3、R4 和 R5 使得仪表的读数在量程范围内。这样就考虑到了二极管的非线性影响，于是相应的精确功率读数就不需要使用 Grebenkemper 的信号处理电路了。开始调节过程使用 10 W，调节天线调谐器使得反射功率最小，并且在调节调谐器最小化反射功率时增大输入功率。

这个电路已经被建造到好几个天线调谐器中，并且都取得了成功。这个仪器在工作频率为 1.8 MHz，输出功率为 1.5 kW 的条件下，工作良好。同时，它在频率范围从 3.5～30 MHz，输出功率为 1.2 kW 和 1.5 kW 时，都工作良好。

使用提供的零点显示装置，将天线调谐到驻波比为 1:1 的状态是很简单的。对于 50 Ω 模拟负载的情况来说，与功率表的设置类似，匹配天线的放大器也适用那些设置。与 Palomar 噪声电桥和 Heath 天线示波器核对，同样也证明了这些发现。这个电路可以在 1.5 kW 功率的条件下工作，只要穿过功率表的馈线上的驻波比被保持在或者接近 1:1（有时候使用大功率，同时天线调谐器不能耦合到负载上。自然驻波比就会非常高，并且输出变压器的次级绕组像熔断器一样开路。这是由于过高的电压加在次级绕组上的缘故。这种损坏可以简单快速地进行维修）。

27.4 廉价的甚高频定向耦合器

能够在一个很宽的频率范围内给出正向功率和反射功率读数的精密嵌入式计量装置，在业余甚高频和超高频工作中是非常有用的，但是它们相当昂贵的价格使它们远离了许多甚高频狂热者。从图 27-14～图 27-16 的图片中给出的设备是一种廉价的改版，并且符合它们的基本原理。你可以花钱买上一块仪表，少量的小零件，一些铜管及其配件，这些器材在很多的五金商店和波导设备仓库里都可以找到。

27.4.1 构建

在这种情况下，采样器是由短的手工制的特性阻抗为 50 Ω 的同轴电缆段构成的，同时还有一个双向的探针跟它系在一起。有一个很小的传感器环路被植入到采样器内，并且它的一端以电阻为终端，另一端则以二极管为终端。这个电阻和环路的阻抗相匹配，而不是和传输线片段的特性阻抗相匹配。能量通过环路被采集，并且通过二极管进行整流，然后总电流馈给一个配备有校准控制的仪表。

这个设备主要的金属零件是黄铜制的 T 形波导管，一个管帽，一小段内径为 3/4 英寸外径为 5/16 英寸的铜管和两个同轴电缆接头。其他一些 50 Ω 传输线可用的管状组合也是非常有用的。外导体的内径和内导体的外径之比应当为 2.4:1。对于特性阻抗为其他值的传输线所使用的采样器，可以参见第 24 章中所给出的合适的导体尺寸比率。

尺寸较大的零件的焊接可以使用 300 W 的烙铁和一个小的焊炬。如果 T 形波导的内侧和管道的外侧在装配之前已经进行了镀锡，那么设备焊接完后会比较整洁。当这些片段被重新加热和互相撞击，会产生良好的机械的和电的结合体。如果使用焊炬，要节省热量，过热的和褪色的零件将不会很好地附着上焊料。

使用聚四氟乙烯或者其他耐热绝缘材料的同轴连接器推荐大家使用。中心导体使用开口环保持架的 N 型同轴连接器更好。可以使用刀尖或者小的螺丝刀来撬动开口环的垫圈。不要丢失它们，因为在最终的装配中会用到它们。

内导体可以通过使用具有细齿刀片的手工锯在一端制造出 8 个大约深 1/2 英寸的径向切面来制作。这些指状物这样制造好后，然后相互弯曲，如图 27-22 和图 27-23 所示，形成一个锥形端。将同轴电缆接头中央的管脚焊接到这个上面，仍然要小心，在操作过程中不要造成过热。

在为将同轴线连接器的主体焊接到铜管上作准备的时候，使用类似的接头，将老虎钳作为其固定器使用是非常方便的。将 T 形波导管组件搁在顶部，通过它自身的重量保持其在适当的位置。使用部分准备好的中央导体来确保同轴线接插器是以外导体为中心的。在确信管道的末端被切割时精确地垂直于管道的中轴之后，使用刚刚好足够的热量加热同轴电缆接头，因此在法兰和管道相接的地方就形成了一个平滑的焊脚。

在完成中央导体之前，检查它的长度。应当依据中心管脚处的开口环的厚度，使连接器的内表面无污垢。用锉刀锉到规定的长度，如果需要，像另一端一样开槽，并且将中央管脚焊在适当的位置。接头现在可以被焊到管道上了，以此来完成 50 Ω 传输线零件。

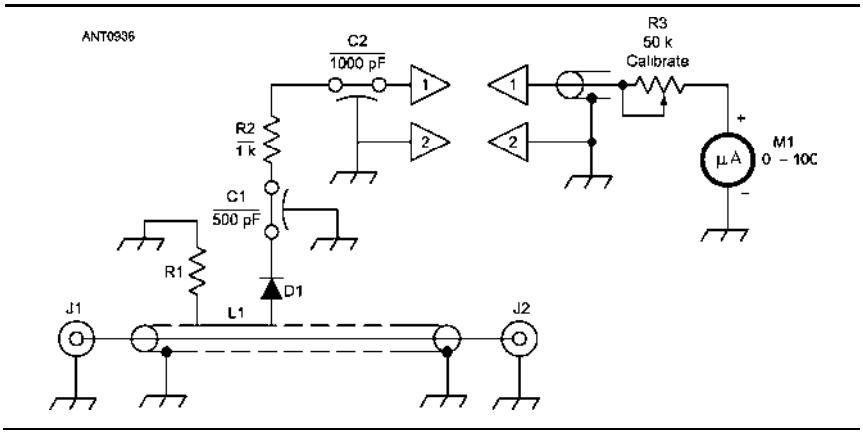


图27-21　传输线采样器简图。
C1　500 pF焊接型穿心式电容器
C2　1000 pF螺口型穿心式电容器
D1锗二极管，1N34，1N60，1N270，1N295或者类似的二极管
J1，J2　N型（UG-58A）同轴电缆连接器
L1　1英寸长，3/16的n倍英寸宽拾波回路铜带。将它弯成“C”形，平直的部分为5/8英寸长
M1　0-100 μA电流表
R1　混合电阻器82-100 Ω，见文中
R3　50 kΩ复合控制电阻器，线性衰减

探头组件由 1/2 英寸长，顶端有一个管帽来支撑上部的联通电容器 C2 的铜管制造而成。耦合环借助于铜制圆盘上小的聚四氯乙烯绝缘材料安装，这个铜制圆盘被切割成刚好适合放在管道内。圆盘的边缘上有 4 个标签是用来焊接到管道内部的。二极管 D1 连接耦合环的一端和一个 500 pF 的焊接在铜制圆盘上的联通电容器 C1。端接电阻 R1 用来连接耦合环的另一端和接地，接地尽可能地直接。

当铜盘的组装完成之后，将它嵌入到管道内，在外部进行加热，在合适的地方通过将熔化的焊料置于装配好的铜盘的标签处，来焊接标签。耦合环相对于管道末端的位置将会决定给定探针的灵敏度。对于功率水平超过 200 W 的情况，耦合环应当扩大到超过管道正面大约 5/32 英寸。对于更高功率水平的情况，耦合环应当只突出大约 3/32 英寸。对于在非常低功率水平的情况运行，最佳的探针位置应当由实验来决定。

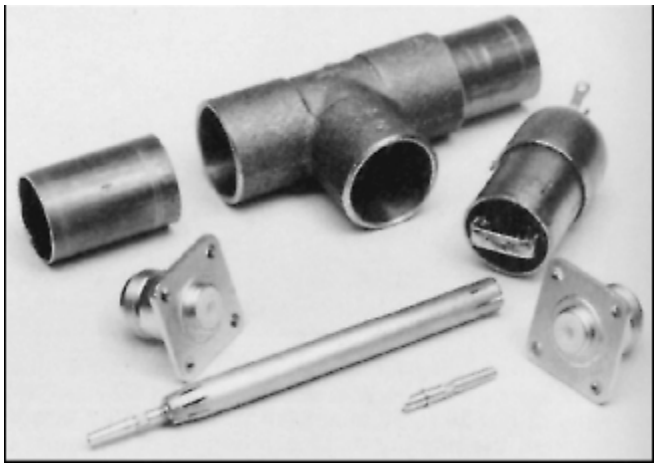


图27-22　同轴电缆采样器的主要部件。黄铜T接头和两个末端零件在这幅图的左上方。在右边是一个复杂的探针装置。N型连接器的中间引脚已经被去除了。图中所示的插脚其中一端嵌入到内导体的左端，另一端在右边显著位置。

去耦电阻器 R2 和联通电容器 C2 应当连接，同时管帽应当放到适当的位置。电容器的螺纹部分应当贯穿管帽。在拧紧它的螺母到合适的位置之前，将一块焊片放在上面。使用两只小螺钉穿进管道的螺纹孔内，固定好螺帽。

27.4.2　校准

即使是没有经过精确地校准，采样器在很多工作中都是非常有用的，虽然由于功率表已知的精确度，它需要被校准。同时还需要一个好的 50 Ω 的甚高频等效负载。

第一步是调节耦合环的电感，或者端接电阻的阻值，以达到最低的反射功率读数。耦合环是很容易改变的。锉削它、减小它的宽度会增大它的阻抗。增大耦合环的横截面积则会降低它的阻抗，这个可以通过在耦合环的外面涂上焊料来达到。当反射功率读数尽可能地减小时，翻转探针，并且通过逐步地增大发射机的输出功率来校准正向功率，同时将获得的仪表读数制成一张曲线图。使用校准控制 R3 来设置最大读数。

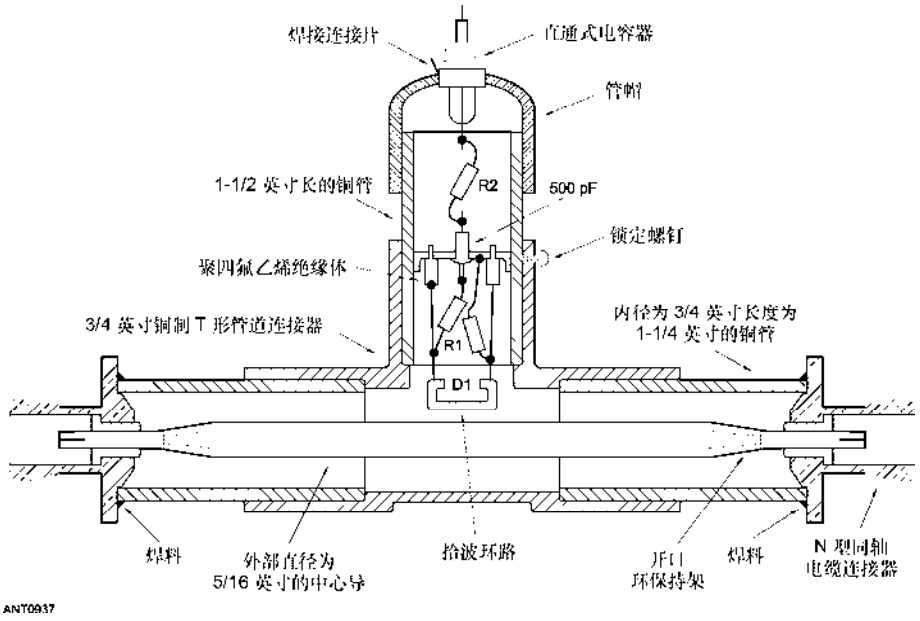


图27-23　传输线采样器的剖面视图。拾波回路使用2个聚四氟乙烯支架绝缘器支撑。使用一个或者多个锁定螺钉穿过黄铜T接头上的孔将探针本身固定在适当地位置来确保探针的安全。

27.4.3　变更

相对于通过探针重复翻转，使用探针来监视正向功率和反射功率的方法，通过安装两个首尾相连的 T 形插头制造两个探测元器件，其中的一个监视正向功率，另外一个用来监视反射功率的方法更加好。仪表的接入信号可以在两个探针之间切换，或者干脆使用两只仪表。

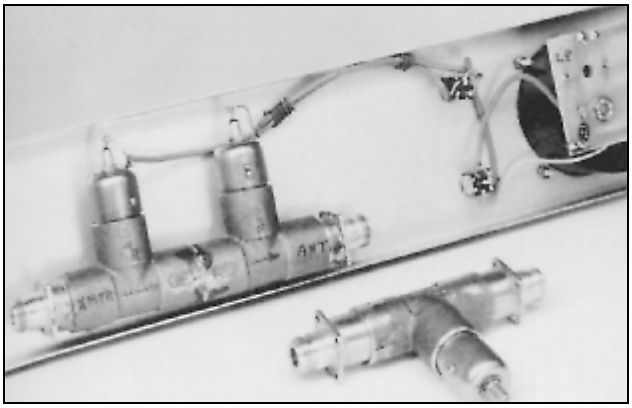


图27-24　两种版本的同轴电缆采样器。在这里详细描述的单元装置在前面。在单个装置中的两个部件可以在探针不翻转的情况下，监视正向和功率和反射功率。

由于是为转发器使用而设计的，所以这里所描述的采样器在 146 MHz 的频率下进行校准。对于给定功率水平的情况，在更高的波段工作仪表的读数将会更大，同样工作在更低的频段时读数也会变小。在 2 个或者 3 个相邻的频段内进行校准可以通过对探针深度的调节来达到。这个过程可以使用塞子或者记号来帮助在给定的频段重置设置。当然可以制造更多的探针，同时每一个探针都应当在给定的频率下进行校准，当然在市场上买到的一些探针设备校准已经完成了。

其他尺寸的管道和零件可以通过在第 24 章中给定的信息来进行选择，使用所需阻抗所要求的导体尺寸（因为偶尔也有可能“捡到”75 Ω 传输线所使用的好的便宜货，这时候就需要适合这种特性阻抗的采样器了）。

N 型插头由于其自身的阻抗恒定同时也易于装配因而使用较多。绝大多数都有开口环保持架，这个保持架在这个应用中使用很简单。其他的还有使用压接法，就像所有 BNC 同轴插拔头上广泛使用的。如果一个插头必须使用，并且不能被拆开，钻一个足够大的孔，清除掉铜管外导体上的烙铁块。孔的直径一直大到 3/8 英寸，对采样器的运行都是只有非常小的影响。

27.5　甚高频和超高频功率测量用的热量计

在泡沫聚苯乙烯冰桶中一夸脱的水，一小卷同轴电缆线和一个温度计是组成一个精确的射频功率表所必须的部分。它的校准是独立于频率的。这个功率表是依据热量计的原理工作的：一个给定的射频能量相当于一个给定的热量，这个热量可以通过测量已知热量的隔热材料的温度上升来决定。这个原理在很多更精确大功率表中使

用。这个步骤是由 James Bowen（WA4ZRP）发展出来的，并且在 1975 年 12 月发行的 QST 杂志上首先阐述的。

这卷同轴电缆充当一个等效负载，将射频能量转化为热量。在本章中的热量计是使用 RG-174 同轴电缆作为等效负载的，是由于它的高损耗系数、小尺寸和低成本。它是一个标准的 50 Ω 的同轴电缆，并且其直径大约为 0.11 英寸。事先包装好的一卷标记为 60 英尺长，但是测量下来有 68 英尺长，这种电缆可以在本地电子器材商店里购买到。标准的 RG-174 同轴电缆的损耗系数是频率的函数，如图 27-25 所示是标准的 RG-174 同轴电缆损耗系数随频率变化的图。

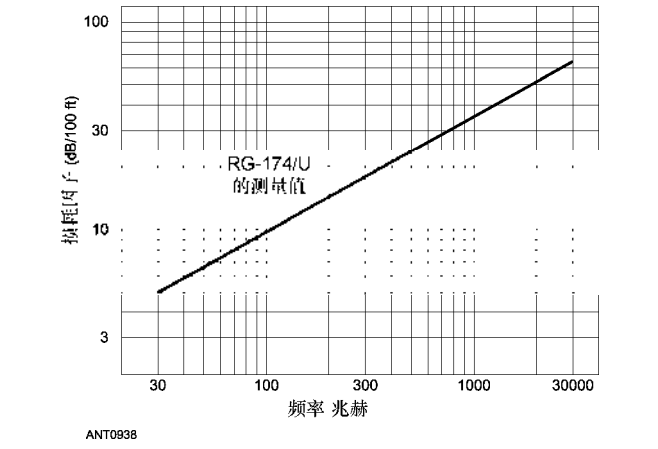


图27-25　热量计中所使用的RG-174同轴电缆的损耗因子。

在使用中，同轴电缆的末端并不连接到发射机上，而是留在那处于开路状态。因此，在 50 MHz 的频率下，反射波返回到发射机（在同轴电缆上进行了一次 136 英尺长的来回行程）时与前向波相比，已经减小了 6.7 dB×1.36dB = 9.11 dB。反射波减小 9.11 dB 就代表了到达发射机的驻波比为 2.08:1。当这个驻波比值看起来比我们所需要的值要大时，要记住绝大多数的 50 MHz 发射机都可以有效地调谐到以这样一个驻波比值与传输线相匹配。为了确保精确的结果，在测量之前仅仅将发射机调谐到最大发射功率输入到负载。在更高频率的时候同轴电缆的损耗增加，所以驻波比值会下降。表 27-4 给出了对于 68 英尺长的 RG-174 同轴电缆，在几个频率下计算出的输入驻波比值。在 1 000 MHz 或者更高的频率下，电缆连接器引起的驻波比将会毫无疑问地超过表 27-4 中所列出的对应这些频率的较低的同轴电缆本身引起的驻波比。

在实际运行过程中，同轴电缆线被淹没在一夸脱的水中，并且驱使其热能从电缆线本身流入到水中，然后导致水的温度上升，如图 27-26 所示。功率表的校准是基于这样的物理事实，那就是 1 卡路里的热能将会使 1 g 液态水的温度上升 1℃。因为 1 夸脱的水的质量相当于 946.3 g，发射机必须传递给水 946.3 卡路里的热能，才能使水的温度上升 1℃。1 卡路里的能量相当于 4.186 J 的能量，并且 1J 的热量相当于 1 W 的功率运行 1 s 所产生的能量。因此，1 夸脱水的热容量用 J 来表示就是 946.3×4.186=3 961 J/℃。

表 27-4　计算未接终端 68 英尺长 RG-174 同轴电缆的输入驻波比

频率（MHz）	SWR
50	2.08
144	1.35
220	1.20
432	1.06
1 296	1.003
2 304	1.000 3

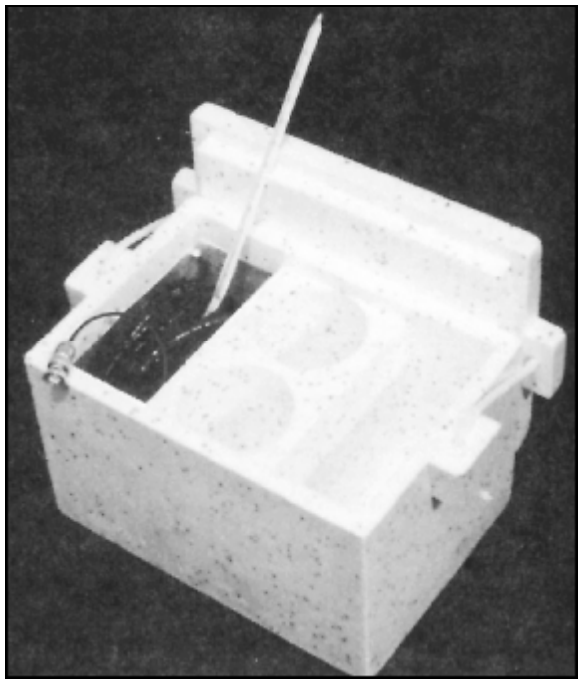


图27-26　已经准备好，可以使用的热量计。一卷同轴电缆线浸入到左手边用泡沫聚氯乙烯容器隔区的1夸脱水中。在图中还可以用一支温度计，它同时也兼做搅拌棒。

同轴电缆线的比热容和水的比热容相比是小的，但是尽管如此，它的效应也应该包含在考虑的范围内以便达到最好的精度。同轴电缆的比热容是由下面所描述的方式所测定的。68 英尺长的一卷 RG-174 同轴电缆的通过将它浸入到一锅煮沸的水中几分钟，使其上升到与沸水相同的温度即 100 ℃。将一夸脱的蒸馏水注入到泡沫聚苯乙烯冰桶里，同时它的温度测量读数为 28.7 ℃。然后将同轴电缆迅速从沸水锅中转移到冰桶中。当冰桶中水的温度停止上升的时候，测得水的温度为 33.0 ℃。因

为 1 夸脱水所获得的总热量等于同轴电缆上所失去的总热量，我们可以写出下面这样一个方程：

$(\Delta T_{WATER})(C_{WATER})=-(\Delta T_{CABLE})(C_{CABLE})$

其中：

ΔT_{WATER}=水温度的变化量

C_{WATER}=水的比热容

ΔT_{CABLE}=电缆温度的变化量

C_{CABLE}=电缆的比热容

代入并求解：

$$(33.0-28.7)(3\ 961)=-(33.0-100)(C_{CABLE})$$

因此，热量计上显示的水和同轴电缆上的总热容量就是 3 961+254=4 215 J/℃。由于 1°F=5/9℃，所以总热量还可以表示为 4 215×5/9=2 342 J/°F。

27.5.1 材料和建造

这 1 夸脱的水和电缆应当进行热隔绝以便确保没有热量是从周围环境中获得的或者没有热量流失到周围的环境中。泡沫聚苯乙烯对于这个要求来说是非常理想的，因为聚苯乙烯的热导率非常低，同时其比热容也非常低。在本地杂货店可以买到小的带有用来携带三明治和饮料罐的分隔间的聚苯乙烯冷藏箱。我们发现用来放置三明治的矩形分隔间的尺寸正好满足可以容纳下这 1 夸脱的水和同轴电缆。

所使用的温度计可以是摄氏度类型的也可以是华氏的，但是应当尽量选择那些每一度之间的间隔足够大的温度计，这样温度可以很容易地估计到 1/10 度。照相器材供应商店里有暗室温度计，这种温度计对于我们的要求来说是非常理想的。一般而言，玻璃泡温度计比机械的刻度指针类型的温度计更加精确。

同轴电缆末端的射频连接器应当是电阻恒定类型的。尤其是为 0.11 英寸直径的同轴电缆使用而设计的 BNC 类型同轴插拔头应当被安装在剩余的通道空间里面。如果你不能定位这些，将塑料绝缘胶带缠绕在同轴电缆上靠近末端的地方，直到胶带缠绕的直径和 RG-58 同轴电缆的一样。然后将标准 RG-58 同轴电缆使用的 BNC 同轴插拔头以正常的方式相连。使用塑料带或者硅嵌缝填料小心地密封同轴电缆另一端的开口，这样水就不能泄漏到同轴电缆里面了。

27.5.2 使用过程

将 1 夸脱（4 量杯）的水注入到泡沫聚苯乙烯容器中。只要水的温度不是太高或者太低，那么在测量的过程中就没有必要给泡沫聚苯乙烯容器盖上盖子。由于发射机最终会将水加热至温度升高几度，水最初的温度比空气的温度低上一点点是很理想的，因为水的平均温度将会非常地近似于空气的温度，这样转化到空气中的热量会最小化。

将 RG-174 等效电阻通过尽可能短的低损耗同轴电缆例如 RG-8，连接到发射机上。将连接器和 RG-8 和 RG-174 接头处的匹配器使用塑料胶带小心地缠绕起来，防止水在这里泄漏到连接器和同轴电缆内。将 RG-174 卷成松松的一卷，然后浸没到水中。不要以任何形式将电缆卷捆绑在一起，水应当能够自由地在同轴电缆线之间循环。所有的 RG-174 同轴电缆都应当浸没到水中并且要确保充分地冷却。同样附着于 RG-174 同轴电缆上的绕着带子的连接器部分浸没到水中也是一个附加的预防措施。

在完成了上述步骤之后，迅速地调节发射机至将最大输出功率输入到负载中。然后停止发送，并且慢慢地搅动水大约几分钟，直到水的温度稳定为止。然后尽可能精确地测量水的温度。在初始温度测定好之后，开始传输测试，精确地测量工作的秒数。使用温度计慢慢地搅动水，持续地发送能量，直到水的温度有一个明显的上升，比如 510℃。这个测试也可以打断成一系列的短周期，只要你保持一直记录总的工作时间。当测试完成的时候，仍旧要持续搅动水并且监测它的温度。当温度停止上升的时候，尽可能精确地记录下最终的读数。

为了计算出发射机的输出功率，将温度计上显示的初始水温和最终水温之差乘上总比热容（4 215 J/℃或者 2 342 J/℉），然后除以总的工作秒数，计算结果就是以瓦特为单位的发射机功率。同样也可以使用图 27-27 中给出的列线图来计算发射机的输出功率。使用一条直线连接时间列上总的工作时间秒数和温度上升列上温度变化的度数（使用华氏温度或者摄氏温度），然后在直线与输出功率列的交点处，读出发射机的输出功率值。

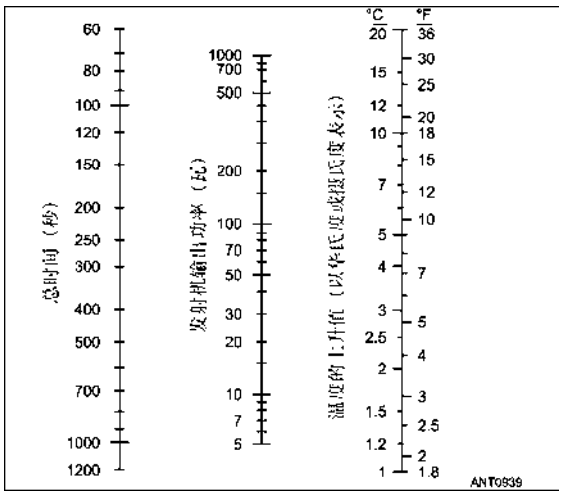


图27-27 通过热量计的读数来计算发射机输出功率的列线图。

27.5.3 功率限制

热量计的最大功率处理能力是受下列因素限制的。在大功率的情况下，由于过热或者电缆由于过大的电压而导致击穿，同轴电缆外侧的绝缘材料可能会被熔化。当发射机的工作频率增大时，过热问题就会变得更加严重，因为有更多的功率在同轴电缆最初的几英尺上消耗掉。举例来说，在频率为 1 296 MHz 时，大约 10%的发射功率消耗在同轴电缆的前一英尺上。当工作在大功率的情况下时，可以通过使用较低的占空因数减小平均耗散功率来防止过热现象的发生。使用一系列短的发送周期，例如 2 s 发送，10 s 停止。记录总的工作时间以便进行功率计算。如果同轴电缆发生了击穿现象，使用更大直径的同轴电缆，例如用 RG-58 同轴电缆来取代 RG-174 同轴电缆。同轴电缆应当足够地长，以便确保反射波在返回到输入端时下降 10 dB 或者更多。有的情况下需要使用多于 1 夸脱的水，以便方便地浸没所有的同轴电缆。假如这样的话，务必计算更大量水的新热容量值。同样，你也应该使用前面所描述的方法来计算新同轴电缆的热容量值。

27.6 1.8～30 MHz 使用的噪声电桥

噪声电桥有时候也称为天线（RX）噪声电桥，它是用来测量天线或者其他电路阻抗的一种仪器。在图 27-28 中显示了这个测量设备，它可以在 1.8～30 MHz 的频率范围内使用，并且可以提供大多数测量所要求的精确度。运行时使用蓄电池以及较小的物理尺寸都使得这个测量设备对于远距离使用来说是非常理想的。音频调制被应用到宽频带噪声发生器上，帮助得到零位显示。运行时还需要一个检波器，例如，无线电台接收机。

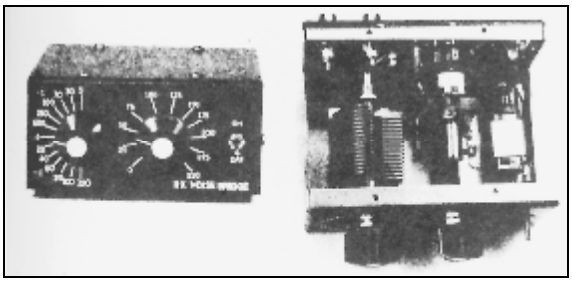


图27-28 噪声电桥的外视图和内视图。单元的外面有红瓷漆，印在上面的字母是用来校准的标记。注意，电位计必须与地面绝缘。

噪声电桥由两部分组成——噪声发生器和电桥电路。如图 27-29 所示。一个 6.8 V 的齐纳二极管被用作噪声源。U1 产生一个占空系数大约为 50%，1 kHz 的方波信号，这个信号将会被加到齐纳二极管的阴极。1 kHz 的调制信号可以在噪声信号中看到并且提供有用的零位检测增强效应。宽频带噪声信号通过 Q1、Q2 以及一些相关的辅助元器件进行放大，这个放大的功率水平可以在接收机处产生一个近似于 S9 的信号。由于没有频率补偿应用到放大器上，因此在频率范围的低端，些微的噪声就很有效了。一般来说 9 V 的蓄电池可以产生 20 mA 的电流，因此，确保电池的寿命很长——只要在使用完后切断电源就可以了。

电路的电桥部分是由 T1、C1、C2 和 R1 所组成的。T1 是一个 3 股绕组的变压器，其中的一个绕组是用来将噪声能量耦合到电桥电路中。剩下来的两个绕组排列着，以便每一个绕组都是在电桥的一个桥臂中。C1 和 R1 组成了一个桥臂，并且连同 C2 一起组成了包含在电桥中剩余部分 UNKNOWN 的电路。标记为 RCVR 的终端是用来连接检波器的。

电桥的电抗范围由这样几个因素决定，包括工作频率，串联电容器（图 27-29 中的 C3 或者 C3 加上 C4）的值以及可变电容器（图 27-29 中的 C1）的变化范围。RANGE 开关通过将 C4 与 C3 并联来选择电抗测量有利于朝向不是电容就是电感。当 C1 既不是完全匹配也不是完全不匹配时，零电抗点就会出现。RANGE 开关几乎加倍了电抗读数的分辨率。

27.6.1 构建

噪声电桥被放在一个自制的尺寸为 5 英寸×2.375 英寸×3.75 英寸的铝盒内。许多电路元器件被安装在固定于机壳背面的电路板上。电路板草图是这样，从电桥和同轴电缆连接器到电路板的引入线长度是一个最小的长度值。电路板的蚀刻图和零件安装指南在图 27-30 和图 27-31 中给出。

当安装电位计 R1 的时候，必须要小心。为了得到精确的读数电位计必须与地很好地进行绝缘处理。如设备中所示，这个要求可以通过在树脂玻璃上安装控制器来实现，树脂玻璃依次通过使用一块铝制角支撑架被固定在机壳上。

另外，可以使用 1/4 英寸控制轴联轴器和酚醛棒来进一步分离接地面上前面板处轴的控制。如果需要得到好的测量结果，那么就需要使用高质量的电位计。

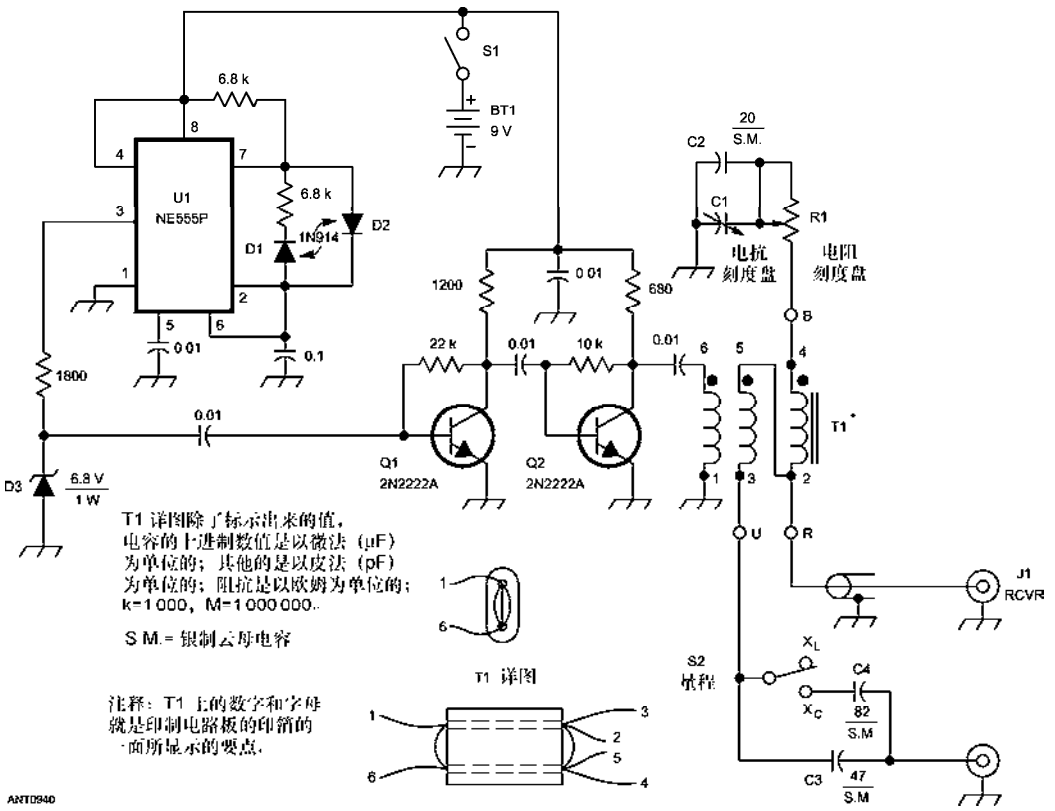


图27-29　噪声电桥的原理图。使用1/4-W混合电阻。除非特别指出，否则电容器是小型的陶瓷单元。元器件的编号都已经在原理图中给出了，但是在零件列表中的名称不是这些，这些名称只是在文中说明以及安装零件时的参考图中使用。

BT1　9 V电池，NEDA 1604 A或者其他等效元器件
C1　15 pF～150 pF可变电容器
C2　20 pF云母片电容器
C3　47 pF云母片电容器
C4　82 pF云母片电容器
J1，J2同轴电缆连接器
R1　线性AB型250Ω高质量电阻器
S1，S2　单刀单掷型开关
T1　变压器；3个绕组在一个Amidon BLN-43-2402铁氧体双磁芯上。每个绕组都有3匝#30漆包线。每一匝都等于金属线穿过磁芯上的两个孔一次。初级绕组从变压器的一侧开始，次级绕组和三级绕组则是从变压器上初级绕组对面的一侧开始
U1定时器，NE555或者其他等效元器件

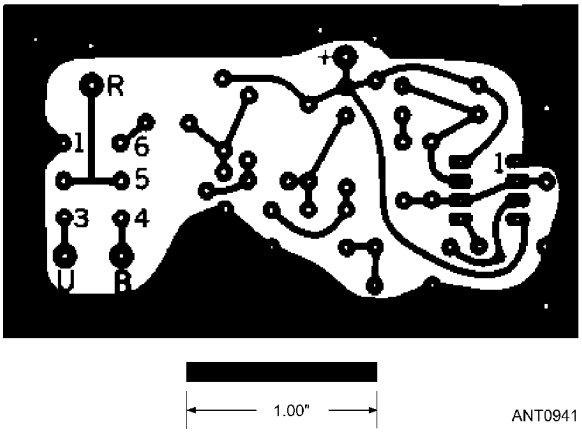


图27-30　印制电路板上的真实尺寸噪声电桥蚀刻图。黑色代表镀铜区。这个是电路板的底部视图。电路板的顶部则是完全接地平板，同时上面只有元器件孔周围少量的铜被蚀刻掉。

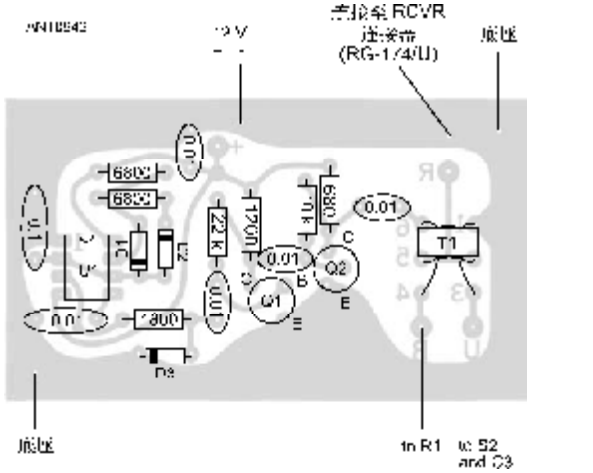


图27-31　从电路板的顶部看到的噪声电桥的零件布局。如图所示，安装孔被放置在电路板的两个角落处。

在安装可变电容器的时候就不会遇到这样的问题了，因为转子已经做过接地处理了。使用高质量的电容器，不要试图在这个元器件上节省钱。后面板上的射频连接器被连接到检波器（接收机）和那些 UNKNOWN 的电路上。不要使用塑料绝缘 RCA 插头（它们在更高的频率时可能会影响电桥的精确度）。在 RCVR 连接器和电路板之间使用小型同轴电缆（RG-174）连接。将 C3 的一个引脚贴到电路板上，另外一个引脚直接贴到 UNKNOWN 电路连接器上。

27.6.2 电桥补偿

电桥电路上的杂散电容和杂散电感可以影响到阻抗的读数值。如果需要非常精确的电桥，使用下列步骤来抵消杂散电抗的影响。因为电路板、机壳里面的连接器以及控制器的物理位置决定了哪里需要补偿，在印制电路板上没有提供补偿元器件。

对于检查噪声电桥的精确度来说好的校准负载是必需的。在这里需要 4 个：0 Ω 负载，50 Ω 负载，180 Ω 负载和 1 个可变电阻负载。使用短路和固定电阻负载来检查噪声电桥的精确度；当测量同轴电缆损耗时，可以使用可变电阻负载。

在图 27-32 中给出了负载的施工详图。每一个负载都建造在连接器的内部。在构造负载的时候，应当保持引入线尽可能地短来减小寄生效应。电阻器必须无电感效应（非绕线的）。

1/4 W 炭质电阻器应该工作得很好。最大电阻为 100 Ω 或者稍小点的可变电阻负载中的电位计是一个小型的印制电路板安装设备。电位计游标和末端引线连接到连接器的中心引脚；另外一根引线连接到接地处。

27.6.3 杂散电容

电桥的可变电阻器一侧上的杂散电容趋向于比未知的一侧上的杂散电容要大。这是因为可变电阻器 R1 上的寄生电容比较大。

杂散电容的影响大多数情况下可以通过使用 180 Ω 负载很容易检测出来。测量并且记录负载 R_L 的真实电阻值。将负载连接到 UNKNOWN 连接器上，将 S2 置于 X_L 位置，调谐接收机的工作频率至 1.8 MHz，并且使电桥无效（参见“搜索零值”一节）。在 R1 的两端接上欧姆表来测量其直流电阻值。杂散电容的大小可以通过式（27-4）来计算：

$$C_P = C_3\left(\sqrt{\frac{R1}{R_L}} - 1\right) \qquad (27\text{-}4)$$

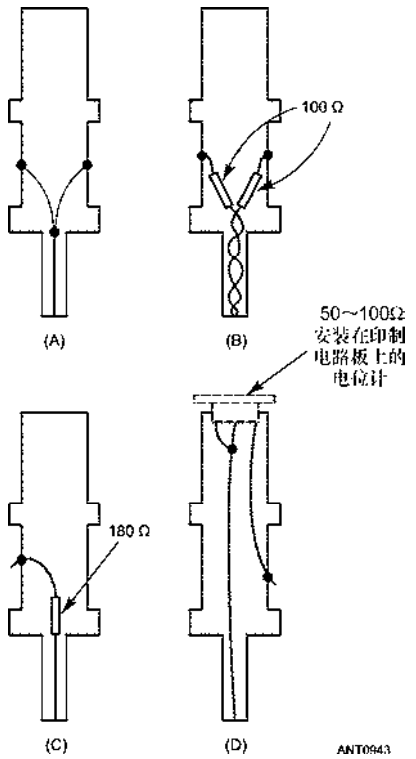


图27-32 用来检查和校准电阻电桥的电阻性负载的施工详图。每一个负载都建造在同轴电缆连接器内部，并且连接器在电桥上匹配这些负载（图中给出的是PL-259本身的截面图，套管并没有显示出来）。引入线应当尽量地短以此来减小寄生电容。（A）为0 Ω负载；（B）是50 Ω负载；（C）是180 Ω负载；（D）中是可变阻值的负载，它常用来检测同轴电缆的损耗。

其中：

R_L=负载电阻的阻值（测量值）

$R1$=可变电阻器的阻值

$C3$=串联电容

你可以通过将可变电容器 C_C 放置在电桥上杂散电容较小的一侧，来补偿 C_P。如果 $R1$ 比 R_L 大，那么在电桥上有可变电容器一侧上的杂散电容就会更大：在 U 点（在电路板上）和接地点之间安装 C_C。如果 $R1$ 比 R_L 小，那么未知一侧的旁路电容就更大：在 B 点和接地点之间安装 C_C。如果需要的补偿电容只有几皮法，那么 C_C 你可以使用绞合电容器（通过相互绞合两个短绝缘实芯线片段来制造）。绞合电容器可以通过削减它的长度来校准。

27.6.4 杂散电感

如果存在的话，寄生电感应当只有几十纳。这代表在 30 MHz 的频率下有几欧姆的电感性电抗。这个效应最佳的监测方式是通过观察 0 Ω 测试负载在 1.8 MHz 和 30 MHz 下的读数来监测；显示出来的电抗在两个频率下

应该是一致的。

如果电抗读数随着频率的增加而减小，那么寄生电感在已知的桥臂上更大，并且补偿电感需要安装在 U 点和 C3 之间。如果电抗的读数随着频率增加，那么未知桥臂上的电感更大，并且补偿电感应当安装在 B 点和 R1 之间。

通过在适当的电桥桥臂上安装一个使用 1～2 英寸长的实芯线制造的单向回旋线圈，来补偿寄生电感。调整这个线圈的尺寸，直到电抗读数在频率为 1.8～30 MHz 之间时保持恒定。

27.6.5 校准

精确的噪声电桥测量需要很好的校准精度。电阻刻度的校准是很直截了当的。要想完成这个校准，将接收机调谐至接近 10 MHz 的频率上。将 0 Ω 负载连接到 UNKNOWN 连接器，并且使电桥停止工作。这是零阻抗点，将它标记在面板上的阻抗刻度上。可以通过调节 R1 来对阻抗范围剩下来的部分进行校准，通过一个精确的欧姆表测量 R1 的电阻值，计算出从零点起增大的值，并且将这个增加值在面板上标示出来。

大多数电桥的电抗值都标示在电容范围内，因为电容值不随频率的变化而改变。令人遗憾的是，需要校正曲线或者间接的计算来得出负载电抗。一个替代的方法是在基准频率为 10 MHz 的条件下，用 Ω 来标记电抗刻度值。这种方法用在电桥靠近其中心的位置处对其进行校准，并且直接显示其电抗，但是它需要进行一个简单的计算来得到除了频率为 10 MHz 以外其他情况下的电抗读数。换算的方程为：

$$X_{\mathrm{u}(f)} = X_{\mathrm{u}(10)} \frac{10}{f} \qquad (27\text{-}5)$$

其中：

f = 频率，单位为 MHz

$X_{\mathrm{u}(10)}$=未知负载在频率为 10 MHz 下的电抗

$X_{\mathrm{u}(f)}$ = 未知负载在频率为 f 下的电抗

使用同轴电缆的短分段来充当电抗源。（同轴电缆短分段的电抗值只与电缆长度、测量频率和同轴电缆的特性阻抗有关）在这里使用 Radio ShackRG-8M，因为它很容易获得，并且有一个相对较低的损耗和几乎纯电阻性的特性阻抗。

按照下面的步骤提示来准备测量电缆：

1）剪切一段同轴电缆，使其长度在 10 MHz 的频率下，比 $\lambda/4$ 稍微长一点（对于 RG-8M 来说就是大约 20 英尺长）。在同轴电缆的一端配上合适的连接器；而同轴电缆的另一端则保持开路状态。

2）将 0 Ω 负载连接到噪声电桥 UNKNOWN 连接器上，并且将接收机的工作频率设置为 10 MHz。调节阻抗电桥为零讯号，在零点找到之后就不要再对电抗控制器进行调节。

3）将校准电缆连接到电桥的 UNKNOWN 端子。通过只对可变电阻器和接收机的工作频率进行调节，而将电桥置零。接收机的工作频率应当小于 10 MHz，因为当频率高于 10 MHz 时，电缆的长度就显得短了，这时候你就需要准备一段更长点的电缆了。

4）从同轴电缆线的一端逐渐地剪短，使其长度逐渐变短，直到你在 10 MHz 的频率下，通过只调节电阻控制器就可以得到零位。然后使用尺寸较短的编织层导体连接开路端同轴电缆的中心和屏蔽导体。在 20 MHz 频率下，使用零阻抗来校准电桥的零位。

5）同轴电缆的电抗（标准化到 10 MHz 的频率下）可以通过下式计算：

$$X_{\mathrm{i}(10)} = R_0 \frac{f}{10} \tan\left(2\pi \frac{f}{40}\right) \qquad (27\text{-}6)$$

其中：

$X_{\mathrm{i}(10)}$ = 10 MHz 频率下的电缆电抗

R_0 = 同轴电缆的特性阻抗（Radio ShackRG-8M 为 52.5 Ω）

f = 频率，单位为 MHz

对于阻抗小于 500 Ω 的情况，式（27-6）结果的误差小于 5%，只要测量电缆的损耗小于 0.2 dB。在低阻抗的条件下，误差会明显地变小（使用损耗值为 0.2 dB 的测试电缆，阻抗值为 300 Ω 时误差为 2%）。在 10 MHz 频率下，18 英尺长的 RG-8M 损耗为 0.13 dB。在表 27-5 中给出了 Radio ShackRG-8M 的阻抗数据。

在手头上准备好电缆和校准值，着手校准电抗刻度。为了得到想要的电抗将接收机调谐至合适的工作频率（在表 27-5 中给出，或者使用式（27-6）得到）。通过调节电阻和电抗控制器来使电桥达到零位。在面板上标记好读数。重复这一过程直到所有所需要的电抗值被标记好。在校准过程中用来调整电桥至零位的电阻值在更高的电抗下可能会更加显著（高于 100 Ω）。

这个校准方法比起使用固定电容器搭在 UNKNOWN 连接器两端更加有效。同样，使用这种方法校准噪声电桥可以在不到一个小时内完成。

27.6.6 定位零位

在使用中，接收机配接上 RCVR 连接器，同时一些阻值未知的电阻器被连接到 UNKNOWN 端子。接收机允许我们监听到在接收机通频带频段内桥臂上存在的噪

表 27-5　电阻电桥校准数据：同轴电缆方法

这些数据是 Radio Shack RG-8M 电缆（$R0 = 52.5\ \Omega$）在 10MHz 的工作频率下，被精确地切割至λ/4 时所使用的；这里所显示的电抗值和电容值是跟频率有关的。

	电抗			电容	
X_i	f（MHz）	X_i	f（MHz）	C（pF）	f（MHz）
10	3.318	−10	19.376	10	9.798
20	4.484	−20	18.722	20	9.612
30	5.262	−30	18.048	30	9.440
40	5.838	−40	17.368	40	9.280
50	6.286	−50	16.701	50	9.130
60	6.647	−60	16.062	60	8.990
70	6.943	−70	15.471	70	8.859
80	7.191	−80	14.936	80	8.735
90	7.404	−90	14.462	90	8.618
100	7.586	−100	14.044	100	8.508
110	7.747	−110	13.682	110	8.403
120	7.884	−120	13.369	120	8.304
130	8.009	−130	13.097	130	8.209
140	8.119	−140	12.861	140	8.119
150	8.217	−150	12.654		
160	8.306	−160	12.473		
170	8.387	−170	12.313		
180	8.460	−180	12.172		
190	8.527	−190	12.045		
200	8.588	−200	11.932	C（pF）	f（MHz）
210	8.645	−210	11.831	−10	10.219
220	8.697	−220	11.739	−20	10.459
230	8.746	−230	11.655	−30	10.721
240	8.791	−240	11.579	−40	11.010
250	8.832	−250	11.510	−50	11.328
260	8.872	−260	11.446	−60	11.679
270	8.908	−270	11.387	−70	12.064
280	8.942	−280	11.333	−80	12.484
290	8.975	−290	11.283	−90	12.935
300	9.005	−300	11.236	−100	13.407
350	9.133	−350	11.045	−110	13.887
400	9.232	−400	10.905	−120	14.357
450	9.311	−450	10.798	−130	14.801
500	9.375	−500	10.713	−140	15.211

声。噪声信号的强度取决于噪声电桥蓄电池的功率强度，接收机的带宽/灵敏度和电桥上已知和未知桥臂上的阻抗差异。当接收机通频带较宽时，噪声越强，零位也就越明显。将接收机设置为有效的频带最宽的 AM 模式。

阻抗电桥的输出被监听到为 1 kHz。当已知和未知桥臂的阻抗值相等时，接收机两端的电压最小，这时就是零位。在使用中，零位很难定位，因为它只出现在两个电桥控制器同时接近于平衡电桥所需值的时候。

为了定位零位，将 C1 设置为中间刻度值，慢慢地在 R1 的电阻范围内扫描，同时监听噪声的减小（当然看着 S 表的读数也是很有用的）。如果没有监听到噪声的减弱，将 R1 设置为中间刻度值，扫描 C1。如果仍然没有发现噪声减弱，从 C1 电容值范围的一端开始，然后扫描 R1。将 C1 的值增加 10%，再扫描 R1 直到有噪声减弱出现。一旦噪声开始减弱，交替调节 C1 和 R1 得到最小的噪声信号。

27.6.7　使用噪声电桥测量同轴电缆参数

同轴电缆的许多性质都会影响信号在它们上面的传输。通常业余无线电爱好者都比较关心同轴电缆的衰减特性和特性阻抗。但是，如果你希望使用噪声电桥或者驻波比分析仪来进行天线阻抗的测量，那么你必须精确地确定不仅仅是同轴电缆的衰减特性和特性阻抗，同时还有电长度。幸运的是，所有这些参数都可以通过精确的噪声电桥或者驻波比分析仪很容易地测量出来。

同轴电缆电长度

使用噪声电桥或者普遍使用的接收机，你可以很容易地得到所讨论的同轴电缆的长度为 $\lambda/2$ 整数倍的频率，因为一根较短的 $\lambda/2$ 传输线其阻抗值为 0 Ω（忽略传输线损耗）。通过定位两个相邻的零值频率，你可以在其中的一个频率下求解出以 $\lambda/2$ 为单位的传输线的长度，并且进而求出传输线的真实长度（总精度受限于电桥的精确度和展宽了零值范围的传输线损耗）。作为一个临时变量，你可以将传输线的长度用其工作频率所对应的 l 的整数倍来表示。这个长度将会以 f_λ 的形式来表示。遵循下面的步骤来测定同轴电缆的 f_λ。

1）将接收机调谐到你所感兴趣的那个频率范围。将短路负载连接到噪声电桥的 UNKNOWN 连接器上，使电桥达到零位。

2）将同轴电缆的远端与其负载（天线）断开，并且连接上一个 0 Ω 的测试电阻。将同轴电缆的近端连接到电桥的 UNKNOWN 连接器上。

3）调节接收机的频率和噪声电桥的电阻控制器来达到零位。在这一过程中不要改变噪声电桥上的电抗控制器设置。记录下来零位是在什么频率下达到的,将这个频率记为 f_n。阻抗电桥在零位时的电阻应该相对较小（小于 20 Ω）。

4）将接收机的频率往高频方向调谐，直到发现下一个零位。如果需要的话，也可以调节电阻控制器，但是不要调节电抗控制器。当第二个零位出现时，记录下此时的频率，这个频率记为 f_{n+2}。

5）解方程（27-7），得到 n，进而得到同轴电缆的长度。

$$n=\frac{2f_n}{f_{n+2}-f_n} \quad (27\text{-}7)$$

$$f_l=\frac{4f_n}{n}l \quad (27\text{-}8)$$

$$\mathrm{l}=\frac{f_0}{f_l} \quad (27\text{-}9)$$

其中：

n=频率为 f_n 时，以 $\lambda/4$ 为单位的同轴电缆线长度

$f1$=同轴电缆的电长度为 1 λ 时的频率

l =以 λ 为单位的同轴电缆电长度

例如，假设有一个 74 英尺长的 Columbia1188 泡沫塑料介质电缆（速率因子 = 0.78）工作在波长 10 m 的波段。基于生产厂家的规格，同轴电缆在 29 MHz 下应该为 2.796 λ 长。零位出现在 24.412 MHz（f_n）和 29.353（f_{n+2}）MHz。解方程（27-7）得到 n=9.88，这个值将会使方程（27-8）得到 9.883 MHz，在方程（27-9）中得到 2.934 1。如果生产厂商给出的规格是正确的，那么测量的长度误差应该在 5%之内，这个值是非常合理的。理想情况下，n 将会是一个整数。n 和其最相近的整数之间的差显示有一个误差存在。

这个过程同样也可以在传输线的末端以开路电路结尾的情况下进行（n 将会接近于一个奇数）。PL-259 的末端效应增加了同轴电缆的有效长度，但是这个会减少计算出的 f_l 值。

同轴电缆特性阻抗

同轴电缆的特性阻抗可以通过测量出两个相隔 1/4f_λ 所对应的输入阻抗来进行进一步计算。这个必须在同轴电缆的负载为电阻性阻抗的条件下进行。

特性阻抗是随着频率函数缓慢变化的，所以这个测量过程必须在你所感兴趣的频率附近进行。这个测量过程如下所示。

1）在同轴电缆的远端连接上一个 50 Ω 的负载，并且将近端连接至噪声电桥的 UNKNOWN 连接器处。（当负载阻抗接近于同轴电缆自身的特性阻抗时，测量误差被最小化。这就是使用 50 Ω 负载的原因）

2）将接收机的频率调谐至低于你所感兴趣频率 1/8 的频率处。调节电桥电阻控制器和电桥电抗控制器来得到零位，并且将它们的读数记作 R_{f1} 和 X_{f1}。记住，电抗的读数都必须在测量频率下测量。

3）通过将接收机的频率精确地增加 1/4f_λ，再次将电桥置到零位，并且将读数记录作 R_{f2} 和 X_{f2}。

4）使用式（27-10）～式（27-15）来计算同轴电缆的特性阻抗。在这里使用科学计算器将会很有帮助。

$$R = R_{f1}\times F_{f2} - X_{f1}\times X_{f2} \quad (27\text{-}10)$$

$$X = R_{f1}\times X_{f2} + X_{f1}\times R_{f2} \quad (27\text{-}11)$$

$$Z=\sqrt{R^2+X^2} \quad (27\text{-}12)$$

$$R_0=\sqrt{Z}\cos\left[\frac{1}{2}\arctan^{-1}\left(\frac{X}{R}\right)\right] \quad (27\text{-}13)$$

$$X_0=\sqrt{Z}\sin\left[\frac{1}{2}\arctan^{-1}\left(\frac{X}{R}\right)\right] \quad (27\text{-}14)$$

$$Z_0 = R_0 + \mathrm{j}X_0 \quad (27\text{-}15)$$

让我们使用之前已经计算出来的同轴电缆长度继续完成这个例子。计算结果是：

$f1$ = 29.000－(9.883/8) = 27.765 MHz

R_{f1} = 64 Ω

X_{f1} = －22 Ω×(10/27.765) = －7.9 Ω

$f2$ = 27.765 + (9.883/4) = 30.236 MHz

R_{f2} = 50 Ω

X_{f2} = －24 Ω×(10/30.236) = －7.9 Ω

当使用式（27-10）～式（27-15）时，这些数据可以得到：

R = 3137.59

X = －900.60

Z = 3264.28

R_0 = 56.58 Ω

X_0 = －7.96 Ω

同轴电缆衰减

当同轴电缆的电长度和特性阻抗已知时，同轴电缆衰减就可以被测量出来。这个测量过程必须在使同轴电缆上无电抗存在的频率下进行。当同轴电缆的电长度是 $\lambda/4$ 的整数倍时，电抗值为零。你可以很简单地通过使测量频率为 1/4 f_λ 的整数倍来符合这个条件。而在其他频率的衰减则可以通过合理精度的插值来得到。这个过程中使用了电阻器置换的方法，这种方法相比直接获得噪声电桥上的刻度读数，提供了更高的精确度。

1）决定你所想要进行损耗测量的近似频率，这可以通过式（27-16A）计算

$$n=\frac{4f_0}{f_l} \quad (27\text{-}16\mathrm{A})$$

四舍五入 n 到其最接近的整数，然后

$$f1=\frac{n}{4}f_l \quad (27\text{-}16\mathrm{B})$$

2）如果 n 是奇数，将同轴电缆的远端置于开路状态；如果 n 是偶数，则在同轴电缆的远端连接一个 0 Ω 的负载。将同轴电缆的近端连接至噪声电桥的 UNKNOWN 连接器处。

3）将噪声电桥设置为零电抗，接收机的工作频率调谐至 $f1$。细微地调谐接收机的工作频率和噪声电桥的电阻，来定位零位。

4）将同轴电缆从 UNKNOWN 端子处断开，并且将可变电阻器校准负载连接到适当的位置。不改变电桥上电阻的设置，调节负载电阻器和电桥上的电抗，得到一个零位。

5）从电桥 UNKNOWN 端子上移除可变电阻器负载，并且使用在低电阻水平的时候很精确的欧姆表来测量负载电阻。将这个阻抗记作 R_i。

6）使用下式，以分贝为单位来计算同轴电缆损耗，

$$\mathrm{a}l = 8.69\frac{R_i}{R_0} \qquad (27\text{-}17)$$

继续这个例子，通过式（27-16A）得到 n =11.74，所以在 n=12 的条件下测量同轴电缆衰减。从式（27-16B）中可以得到 f1=29.649 MHz。当同轴电缆远端连接的是 0 Ω 负载时，同轴电缆的输入电阻测得的值为 12.1 Ω，这相当于一个 1.86 dB 的损耗。

27.6.8 使用电桥测量天线阻抗

传输线末端的阻抗可以使用噪声电桥或者驻波比分析仪很容易地得到。但是，在许多情况下，你真正想做的是测量天线的阻抗——这就是在传输线远端的负载阻抗。这里有几种途径可以来实现这个目标。

1）可以通过在天线上使用电桥来测量。这个通常是不现实的，因为如果要使测量精确的话，就必须将天线放在终点位置。即使可以实现，进行这样的测量当然是不方便的。

2）测量可以在同轴电缆的源端进行——如果同轴电缆的长度正好精确地是 $\lambda/2$ 的整数倍。但是实际上这种测量方式只局限在单一频率的情况下。

3）测量可以在同轴电缆的源端进行，然后使用第 28 章中所给出的史密斯圆图来修正。这种图解法可以对天线阻抗进行合理的估值——只要驻波比不是太高以及同轴电缆的损耗不是太大。但是它并不对真实世界中的同轴电缆的复数阻抗进行补偿。同样，对同轴电缆的阻抗进行补偿也是非常棘手的。这些问题同样也可以引起显著的错误。

4）最后一种测量方法可以通过传输线方程来进行修正。原版书附带的光盘中包含有 TLW 程序，这个程序可以为你进行复杂的计算。这个是从测量得到的参数中计算出天线阻抗的最佳的方法，但是需要你事先测量好馈线的特性阻抗——你需要对馈线的两端都进行一次测量。

这个测量天线阻抗的过程将要首先测量连接天线的同轴电缆的电长度，特性阻抗和衰减特性。在进行了这些测量之后，将天线连接至同轴电缆上，在一定的频率下测量同轴电缆的输入阻抗。然后使用这些测量数据代入到传输线方程中，计算出在其他频率下天线真实的阻抗。

表 27-6 和图 27-33 给出了进行这样计算的一个例子。这个例子中所使用的天线是距离地面 30 英尺高的直径为

表 27-6　　倒 V 形天线阻抗数据

频率（MHz）	Ru（W）	Xu@10MHz（W）	Xu（W）	R_L（W）	X_L（W）
27.0	44	85	31.5	24	–65
27.2	60	95	34.9	26	–56
27.4	75	85	31.0	30	–51
27.6	90	40	14.5	32	–42
27.8	90	–20	–7.2	35	–34
28.0	75	–58	–20.7	38	–24
28.2	65	–65	–23.0	40	–19
28.4	56	–52	–18.3	44	–12
28.6	50	–40	–14.0	44	–6
28.8	48	–20	–6.9	47	1
29.0	50	0	0.0	52	8
29.2	55	20	6.8	57	15
29.4	64	30	10.2	63	21
29.6	78	20	6.8	75	26
29.8	85	0	0	78	30
30.0	90	–50	–16.7	89	33

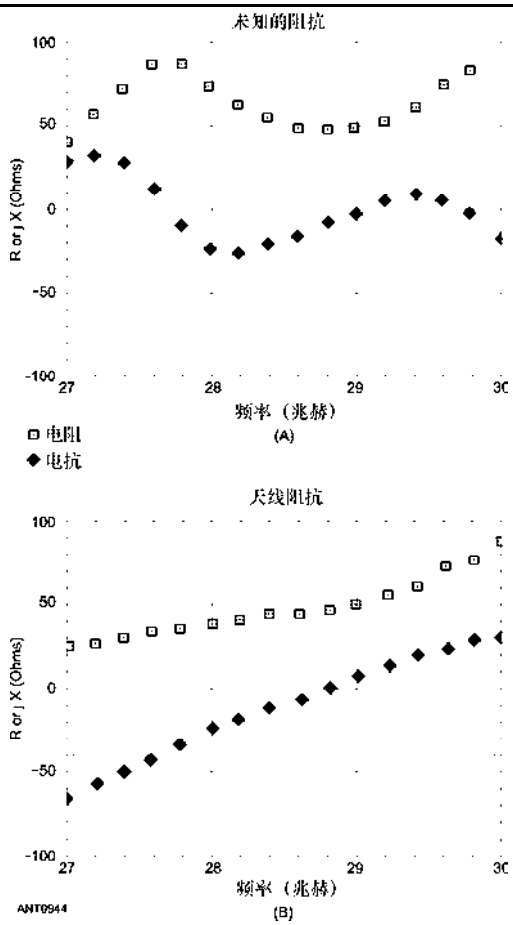


图27-33　在29 MHz处共振的倒V形天线阻抗图。在（A）中，在74英尺长Columbia 1188 同轴电缆的一端使用电阻电桥测量得到的电阻和电抗图。在（B）中，是实际的天线阻抗图（使用传输线方程来去除传输线的影响，进而得到实际阻抗图）

10 m 的倒 V 形天线。天线的金属臂之间呈 120° 角。所有的金属臂都是精确的 8 英尺长，同时天线使用#14 金属线制作。馈线是前面所描述过的 74 英尺长的 Columbia1188 泡沫塑料介质电缆。

如图 27-33（A）所示，从这个阻抗测量图中很难测定到关于天线的任何参数。在 27.7、29.0 和 29.8 MHz 这几个频率范围内电阻和电抗实际上是随着频率的变化而变化，天线仿佛处于共振状态。

在图 27-33（B）中显示了真实的天线阻抗。这个图使用传输线方程来对电缆的影响作了修正。真实的天线电阻和电抗随频率变化得很平缓。这副天线在 28.8 MHz 时发生共振，在共振状态时的辐射电阻为 47 Ω，这对于倒 V 形天线来说是很正常的。

当进行这个转换的时候，一定要小心不要造成测量错误。因为这样的错误会在校正数据中引入更多的错误。当传输线的长度接近于 $\lambda/4$ 的奇数倍时以及当传输线的驻波比和损耗两者有一样偏高或者同时偏高时，这个问题就非常明显了。如果传输线的输入阻抗有很小的改变或者传输线的特性阻抗相对于天线阻抗有很大的改变，那么就会发生测量错误。如果这个效应存在，那么可以通过在测量中使用长度大约为 $\lambda/2$ 整数倍的传输线，来将这个效应最小化。

27.7 实用时域反射计

时域反射计是一个用来对传输线进行计算，简易并且功能强大的工具。当使用示波器时，时域反射计用来显示传输线上的阻抗“突变”（开路、短路等缺陷）。商业制造的时域反射计从几百美元到几千美元都有，但是你可以添置一个这里所描述的时域反射计，并且花费很少。下面的资料基于 Tom King（KD5HM）发表在 QST 上的文章（详情请见参考资料），并且还添加了一些来源于参考资料的信息。

27.7.1 时域反射计如何工作

一个简单的时域反射计是由一个方波发生器和示波器构成的，如图 27-34 所示。方波发生器产生一个直流脉冲序列，并且将它发送至传输线，示波器让你可以观察到脉冲产生的入射波和反射波（当显示器和脉冲同步的时候）。通过对显示器显示内容进行很少的分析就可以知道沿着传输线上任何阻抗变化的种类和位置。通过将显示内容的式样与图 27-35 所示的式样进行对比，可以辨认出阻抗扰动的种类。这个式样是基于这样一个事实，由扰动产生的反射波是由入射波的大小和扰动的反射系数所决定的。（给出的式样忽略了传输线的损耗；真实的式样可能会和图中给出来的相比有一些改变。）

扰动的位置可以使用一个简单的比例方法来计算：来回时间（到扰动位置处）可以通过示波器的显示屏（记数网格）读出来。因此，你只需要读出时间来，将它乘上无线电波的速度（光速要通过传输线的速度因子进行调整），然后再除以 2，到扰动处的位置就是：

$$l = \frac{983.6 \times VF \times t}{2} \qquad (27\text{-}18)$$

其中：

l=以英尺为单位的传输线长度

VF=传输线的速度因子（从 0～1.0）

t=以微秒（μs）为单位的时间延迟

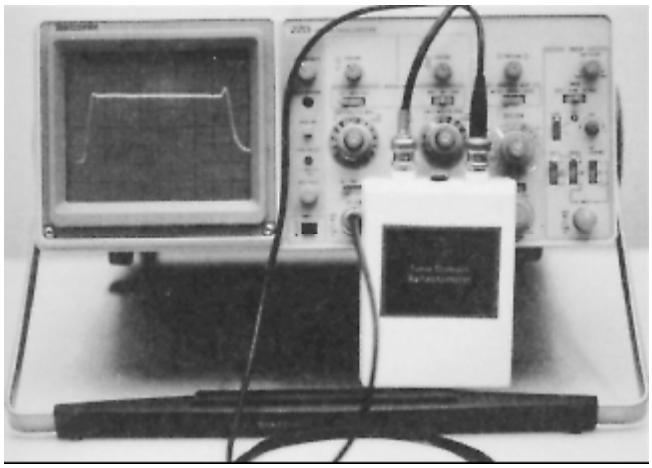


图27-34　时域反射计连接到一个小的便携式示波器上。

27.7.2 时域反射计电路

如图 27-36 所示的时域反射计电路是由一个 CMOS 555 定时器配置成一个非稳态多谐振荡器，后面再跟上一个 MPS3646 晶体管作为一个 15 ns 上升沿缓冲器构成。定时器提供了一个 71 kHz 的方波。在试验中，这个方波被加到 50 Ω 传输线上（在 J2 处连接）。示波器在 J1 处连接到电路中。

构建

时域反射计所使用的印板图如图 27-37 所示。图 27-38 则是元器件位置图。专门为时域反射计设计了一个 4 英寸×3 英寸×1 英寸的外壳（包括电池在内）。S1、J1 和 J2 是直角安装的元器件。制造过程中有两个方面是很关键的。首先，Q1 只使用 MPS3646。之所以选择这个型号是因为它在电路中有着很好的性能。如果你使用另外其他的晶体管代替它，电路可能就不会运行得很好。

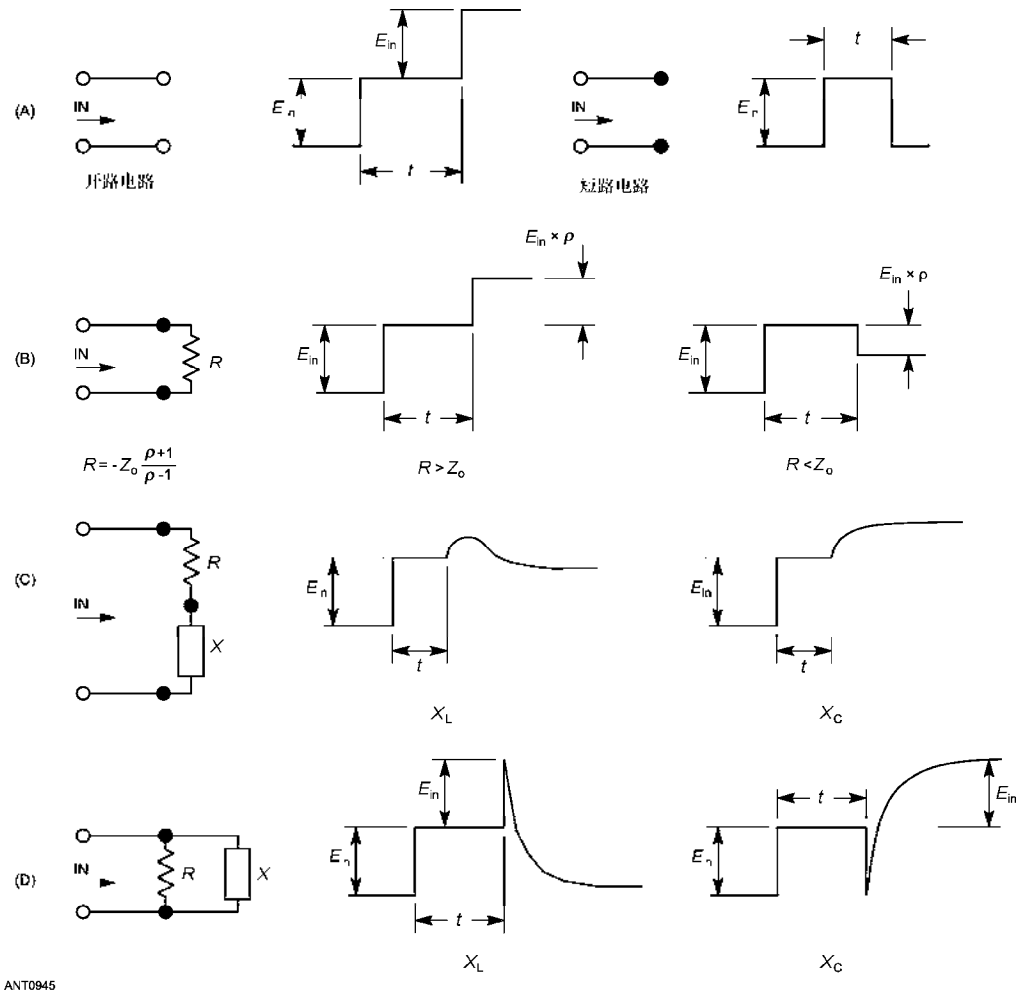


图27-35　不同负载的时域反射计特征图。负载的位置可以通过传递的时间*t*来计算，这个时间*t*可以从示波器上读出（见文中）。*R*的值也可以计算（仅仅只是对纯电阻负载而言——$\rho < 0$，当$R < Z_0$；$\rho < 0$，当$R > Z_0$）。电抗负载的值不能通过简单地计算得到。

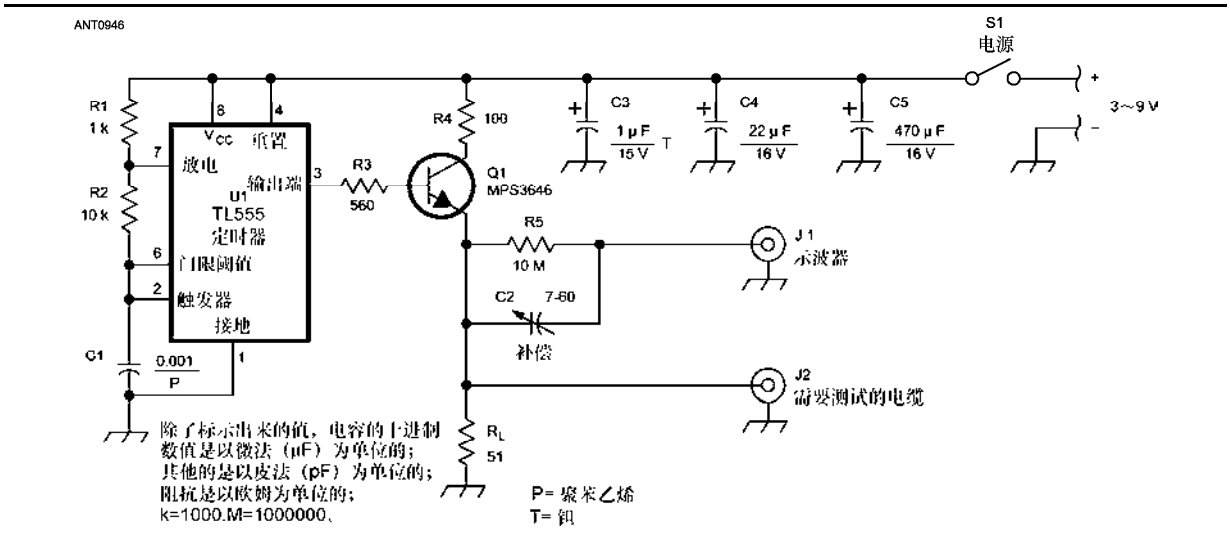


图27-36　时域反射计原理图。所有的电阻器都是1/4W，5%的公差。U1是一个CMOS 555定时器。电路所消耗的电流为10～25 mA。当建造一个时域反射计时，要遵守文中所讨论的建造规则和提示。C2可以从Mouser Electronic的no.ME242-8050部分获得。在J1和J2处使用的直角BNC连接器可以从Netwark Electronic的no.89N1578部分获得。S1可以从所有电子仪器中的no.NISW-1部分获得。在S1处同样也可以使用单刀单掷的拨动开关。

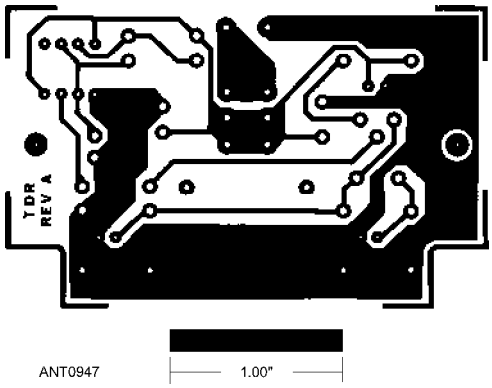


图27-37　时域反射计的全尺寸电路板印板图。黑色的区域代表的是没有蚀刻的铜箔。

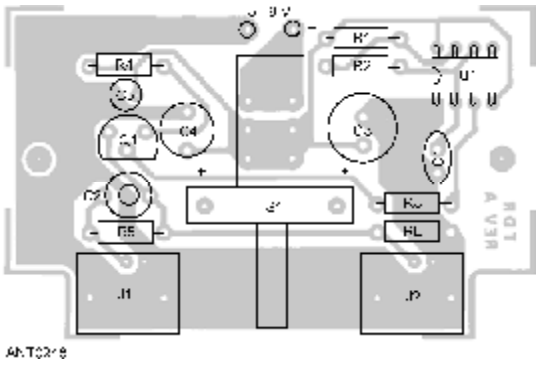


图27-38　时域反射计的零件布局图。零件被安装在电路板上没有贴铜箔的一侧；阴影区域代表的是在X射线下所看到的铜箔电路。确定安装的时候要遵守C3，C4和C5的极性。

其次，为了使时域反射计能够提供一个精确的测量结果，在将同轴电缆连接到 J1（在时域反射计和示波器之间）时，必须不能在电路中产生阻抗失配。不要使用普通的同轴电缆来作为这个连接电缆。示波器探针使用的电缆对于这里的连接来说是最好的选择（确定示波器探针电缆不是“普通的旧的同轴电缆”花了笔者大约一周的时间和几通电话。探针电缆具有特殊的性质，可以避免不想要的信号和其他一些问题）。

在 J1 处安装一个接线柱，并且在使用时域反射计来测试同轴电缆时，将一个示波器探针连接到接线柱上。R5 和 C2 组成了一个补偿电路——很像示波器探针网络——来校准探针金属线的影响。

时域反射计是设计在直流 3～9 V 电压下工作的。在这个电路版本中，使用两节 C 电池（串联，电压为 3 V）来提供工作电压。这个电路上的电流仅仅为 10～25 mA，所以电池组可以持续使用很长时间（可以供电路运行大概 200 小时）。U1 可以在电压低至 2.25～2.5 V 时仍然可以运行。

如果你想在特性阻抗不是 50 Ω 的传输线系统中使用时域反射计的话，改变 R_L 的值，来尽可能接近并匹配系统的阻抗。

校准和使用时域反射计

几乎任何带宽至少为 10 MHz 的示波器都可以很好地和时域反射计配合使用。但是对于长度较短的同轴电缆测试，50 MHz 的示波器可以提供精确得多的测量读数。为了对时域反射计进行校准，在 CABLE UNDER TEST 连接器 J2 处端接一个 51 Ω 的电阻器。将示波器垂直输入连接至 J1。开启时域反射计，调节示波器的时基，以便一个从时域反射计出来的周期方波信号满足尽量与示波器所显示的一样（不可以不调整时基）。波形应当类似于图 27-39 中所示。调节 C2 得到一个最大的振幅和观察波形上最锐利的拐角。这便是全部的校准过程。

现在来使用时域反射计，在试验中将电缆线连接至 J2，将示波器垂直输入端连接至 J1。如果你所观察到的波形与你在校准过程中观察到的不一样，那么在你的测试中负载的阻抗值有变化。如图 27-40 所示，给出了一个连接至时域反射计的无终端接头的测试电缆。电缆的起始如图所示在 A 点（AB 代表了时域反射计输出脉冲的上升沿）。

AC 片段显示了传输线阻抗为 50 Ω 的部分。在点 C 和点 D 之间，在传输线上存在着失配。因为示波器的轨迹高于 50 Ω 的轨迹，那么传输线上这一部分的阻抗就大于 50 Ω，如果是这样的话，那么就是开路。

为了测定这条电缆的长度，读出在示波器上所显示的 50 Ω 轨迹的时间长度。这个示波器设置为每一格为 0.01 μs，所以 50 Ω 片段的时间延迟为（0.01 μs×4.6 格）=0.046 μs。生产商所标示的电缆的速度因子（VF）为 0.8。通过式（27-1）我们可以计算 50 Ω 电缆片段的长度是

$$l = \frac{983.6 \times 0.8 \times 0.046\,\mu s}{2} = 18.1\,英尺$$

时域反射计提供了一个与真实电缆长度值合理相似的值——在这种情况下，电缆的真实长度为 16.5 英尺（时域反射计所得到的计算结果与真实电缆长度值之间的差异可以作为电缆速度因子的结果出现，速度因子可以相当程度地不同于公布值。一些电缆的速度因子的变化幅度差不多达到标称值的 10%）。

第二个例子在图 27-14 中给出，测量一个长度为 3/4 英寸的硬线。这条电缆用于对信号塔顶端的 432 MHz 垂直天线进行馈电。图 27-41 中显示，50 Ω 传输线的延迟为（6.6 格×0.05 μs）=0.33 μs。由于这个轨迹是直的，同时处在 50 Ω 水平，所以传输线处于很好的状态。在右手端的下降沿显示了天线在什么位置和馈线相连接。

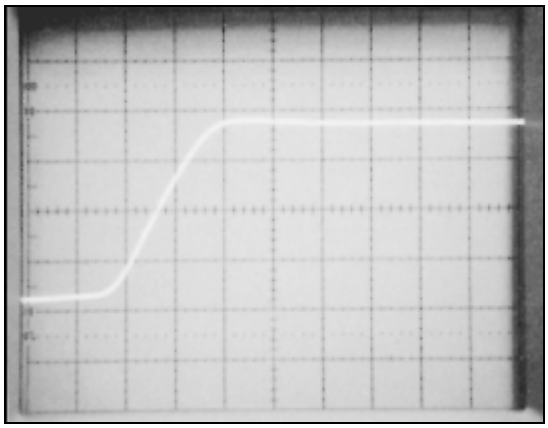


图27-39　在示波器上所显示的时域反射计校准轨迹。在校准的过程中调节C2（见图27-36和图27-38）得到一个最大的偏转和最尖锐的波形拐角。见文中。

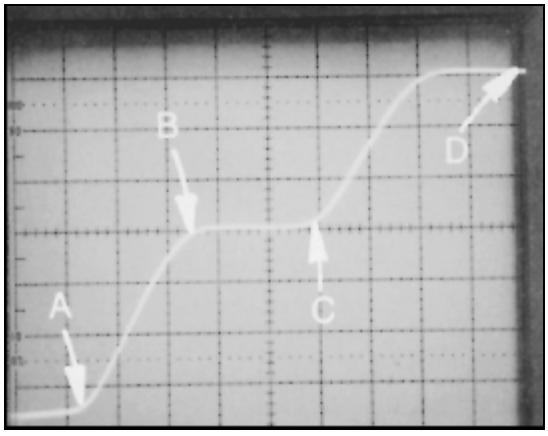


图27-40　开路测试同轴电缆。示波器设置为每一格0.01 ms。如何判读波形见文中。

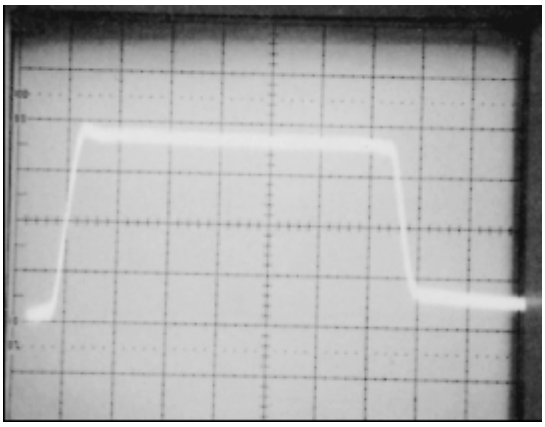


图27-41　时域反射计所显示的KD5HM的142英尺硬线到达432 MHz天线的阻抗特性。示波器设置为每一格0.05 ms。见文中的讨论。

为了测定传输线的实际长度，使用跟前面相同的步骤：使用前面公布的硬线速度因子（0.88），代入到式（27-1）中，得到传输线的长度为

$$l=\frac{983.6\times0.88\times0.33\,\mu s}{2}=142.8\,英尺$$

同样，通过时域反射计得到的测量值很接近地与真实电缆长度（142 英尺）一致。

最终的注意

这里所描述的时域反射计不是特定于某个频率的；它的测量读数不是在系统所设计的工作频率下得到的。因此，时域反射计不能用于检验天线的阻抗，同时它也不能用来测量特定频率下传输线的损耗。同样，在两年的使用中，它从来没有在帮助定位传输线的问题中失败过。绝大多数的传输线问题都是由不正确的电缆安装或者连接器风化引起的。

限制

确定的限制是时域反射计的特征，因为测试电缆所使用的信号是不同于系统的工作频率的，同时也因为示波器是一个宽频带设备。在这里所描述的仪器中，测量所使用的是一个 71 kHz 的方波。这个波包含了 71 kHz 的成分以及它们的奇次谐波，同时也包含了低频能量的绝大部分。轨迹的上升沿显示了响应很快地下降到 6 MHz。（在图 27-40 中的上升沿是 0.042 μs,相当于一个 0.168 μs 的周期和一个 5.95 MHz 的频率。）结果就是持续时间大约为 7 μs 的直流脉冲。示波器的读数结合了所有频率的电路响应。因此，解释任何本质上是窄带的扰动（只在一个很小的频率范围内有效果，因而所有的功率集中在很小的范围）都是很困难的，或者因为行波时间加上显示图形持续时间超过 7 s。图 27-41 所示的 432 MHz 垂直天线举例说明了由窄带响应引起的显示误差。

天线表现出作为主要的阻抗扰动，因为在时域反射计占优势的低频的条件下它失配了，然而它在 432 MHz 的条件下又匹配了。对于超过了观察窗口的情况，可以考虑在 50 Ω 的传输线两端加上一个 1 μF 的电容器。如图 27-35（C）所示，你可能只会看到显示图形的一部分，因为时间常数（$1\times10^{-6}\times50$=50 ms）比 7μs 的窗口大小要大很多。

另外，时域反射计不适合在所试验的传输线片段中有较大的阻抗变化值的情况。这么大的一个变化值掩饰了沿着传输线远端的附加变化的反射。

由于这些限制，时域反射计最好是用于在从发生器到负载都保持常数阻抗直流连续系统中，测定故障点位。幸亏，绝大多数的业余无线电台都是时域反射计分析仪工作的理想场所，时域反射计分析仪可以很方便地在开路和短路的条件下，检查天线电缆和连接器，并且可以以相当好的精确度来定位故障点。

27.8 用于天线分析的接地参数

本小节是从 R. P. Haviland（W4MB）发表在《美国业余无线电联盟天线纲要》第 5 卷的 1 篇文章中抽取的。在过去，业余无线电爱好者很少把注意力放在与他们的天线相联系的地表（接地）特性上。这主要是由两个原因造成的。首先，这些特性不是很容易测量——甚至是使用最好的设备，仍然需要极其小心。其次，几乎每一个火腿族都不得不忍受他们所拥有的——只有极少数人负担得起迁移天线，因为他们的设备接地条件很差。最后，在决大多数流行的天线——例如，一个 40 英尺或者更高的三频带八木天线，一个在屋顶上的 2 m 的垂直天线中，接地并不是一个起主要作用的因素。

即使如此，对于接地数据以及如何使用它们，仍然有期望甚至是必需。这对于垂直极化的天线来说非常重要。通常接地数据对于在较低的高度安装天线是很有用的，同时一些专门的天线例如贝佛利日天线的安装也需要接地数据。这些天线的性能由于接地条件的改变将会有很大的改变。

27.8.1 接地条件的重要性

为了知道什么样的接地条件是重要的，让我们来看一些值。对于频率为 10 MHz，国际无线电通信咨询委员会建议第 368 条，给出了计算出的信号相比于它在自由空间的水平下降 10 dB 所需要的距离：

电 导 率 (mS/m)	下降 10 dB 的距离 (km)
5000	100
30	15
3	0.3

高电导率的条件是在海水条件下使用的。在加勒比地区，岛之间工作在 40～80 m 是很简单的。然而 40 m 的地波触点对于大多数美国地区来说是非常困难的，这是由于更低的电表电导率。另一方面，由于较差的地表电导率需要使用贝佛利日天线工作。

图 27-42 给出了典型的在一定频率范围内期待的传播曲线的集合。这个数据同样也是来自于国际无线电通信咨询委员会建议第 368 条，适用于相对较差的地表条件，其介电常数为 4，同时电导率为 3 mS/m（1 mS/m 就相当于 0.001 Ω/m）。同样的数据也可以在《无线电传播手册》中获得。这里还有一个美国联邦通信委员会（FCC）的等效曲线，可以在《无线电工程师参考手册》一书中找到。但是只有接近 160 m 的是有用的。在佛罗里达，作者收听跨越城镇的地波电台是有困难的，一个现象可以说明这里较差的土壤条件——反射的天波信号经常是更强的。

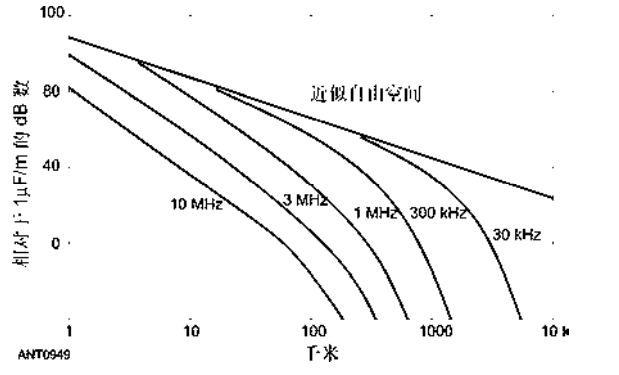


图27-42 场强随距离的变化。给出了对于不同的频率典型的场强。这是从CCIR数据来的，它的地形条件是土壤基本上是贫瘠的，介电常数为4同时电导率为3 mS/m。条件好的土壤的曲线更加接近于自由空间条件的曲线，而海水对应的曲线更加靠近自由空间的曲线。

27.8.2 全接地数据

只有两个基本的方法来处理接地数据的问题。第一种方法就是使用典型地区对应的通用的接地数据。第二种方法就是进行测量，这个实际上不会更容易。对于绝大多数业余无线电爱好者来说，最好的方法是这两者的结合——使用一些简单的测量方法，然后再使用通用的接地数据，进行更好地估算。由于设备的成本和测量方法的难度，这两个中的任何一个都不会给大多数的火腿族们带来更高的测量精度。但是它们肯定会比简单地采用在分析程序中预先设置好的条件要好很多。将一个很好的设置值应用到分析中，可以帮助你估计一个新天线工程的真实价值。

27.8.3 通用的数据

连同发给无线电台许可证的过程，FCC 同时也出版了整个国家所使用的通用数据。这个在图 27-43 中又重新给出了，图中显示了“在全美范围内，估算的有效接地电导率”，图中给出了一个 30:1 的范围，1～30 mS/m。一

个相似的适用于加拿大地区的图也已经由最初是DOT后来是DOC，制作完成。

当然，在你试图使用你所在地区对应的这些数据的时候，你也需要进行一些判断。广播电台最好是安装在开阔的区域，所以这时就不能采取在城市中心地区所使用的数据。同时靠近海的海拔较低的地区例如俄勒冈海岸，相比于图27-43所示的普通地区有更好的电导率。除了这些因素外，这幅图还给我们提供了第一手可以使用的数值，同时在你使用其他方法的时候，还可以用于反复核对结果。

这里还有一个来源于FCC的数据源，也是经过认可你的本地广播电台可以应用的。其中包含了计算和测量有效地区的数据，可能还包含了特殊地形的数据，或者对CCIR和FCC的数据所给出的估算接地电导率的覆盖曲线进行对比。另外一个接地条件的曲线集合是由SRI精心准备的。它们给出了对于典型的地形条件所使用的与频率相对应的电导率和介电常数。这些图在图27-44和图27-45中再次给出了。通过检查所在地的位置，你可以选择最接近于你所在地地形的曲线。这些曲线是基于在整个美国范围内选择若干个点进行测量所得到的数据，同时是这些测量数据的平均值。

图27-46～图27-48是由这些测量数据所得到的数据。图27-46给出了地面损耗因子。海水具有较低的损耗（一个高的损耗因子），同时沙漠中的土壤或者在城市中，损耗则非常强，表现为一个较低的损耗因子。图27-47则给出了趋肤深度，即当信号在表面下降到它自身值的63%时所传播的距离。在高电导率地区穿透性不强，而在电导率较低的土壤中，穿透则会比较深。最后，图27-48则给出了在土壤中的波长。例如，波长为10 m（频率为30 MHz）时，在海水中，波长则会减小到不到0.3 m。即使是在沙漠中，这个频率的波长也会降低到大约6 m。这就是为什么地下天线具有一些特殊性质的原因之一。当缺乏其他数据时，建议将图27-44和图27-45中的数据应用到计算机天线建模程序中。

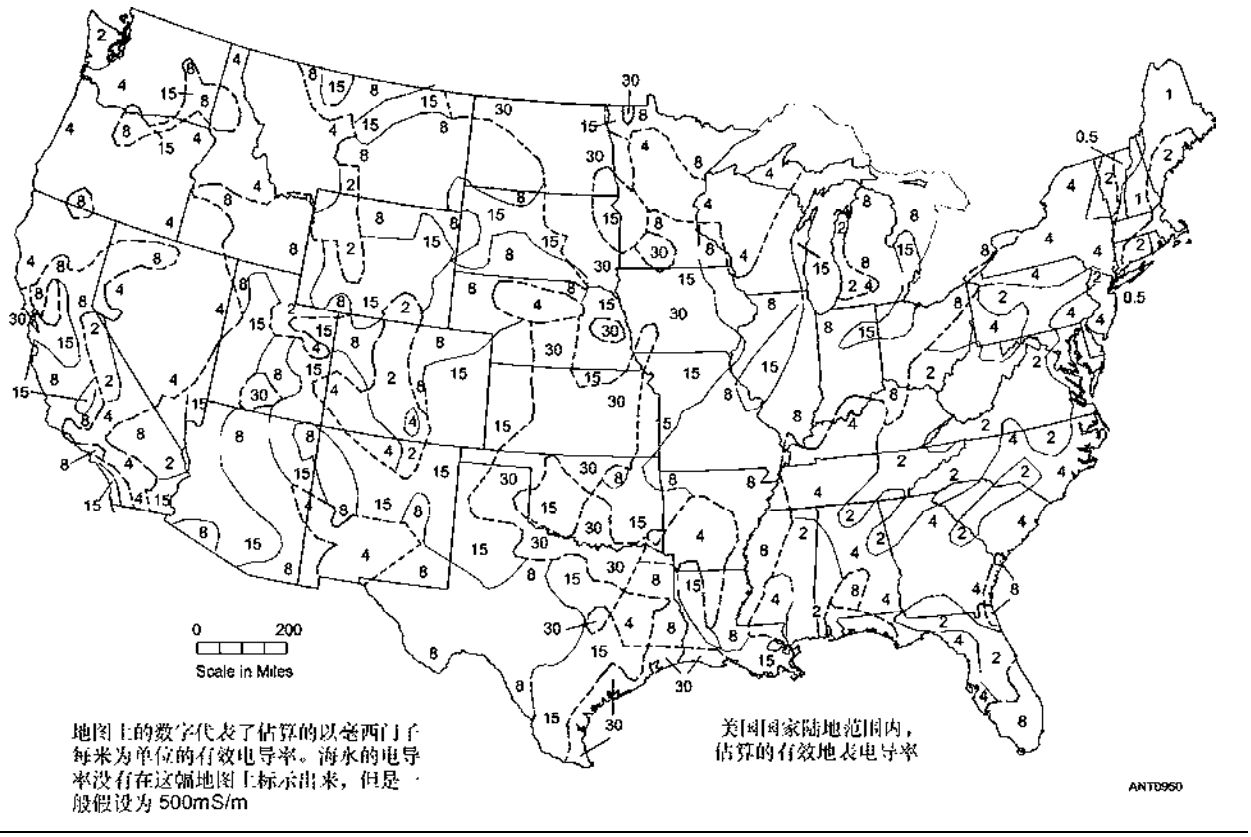


图27-43　全美范围内估算的电面有效电导率。FCC的地图是为广播服务而准备的，图中给出了美国大陆典型的电导率值。这些值是基于500～1 500 kHz的。这些值是基于平坦、开阔的地表的，不适用于其他常见的典型地形，例如，海滨、河床等。

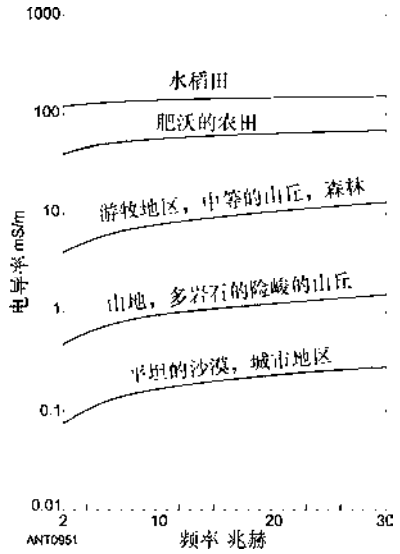


图27-44　典型的5种土壤类型以及地形的电导率随频率的变化。这是通过SRI测量得到的。单位是mS/m。海水的电导率通常取5 000 mS/m。淡水的电导率随着杂质的出现而降低。为了推算出特殊地理区域在不同频率时的如图27-43所示的电导率值（在500～1 500 kHz），从图27-44左侧边缘的电导率移动到你想要的频率。例如，在新罕布什尔州是多石块地形，在BC频率的电导率为1 mS/m，而在14 MHz时，有效电导率可能大约是4 mS/m。

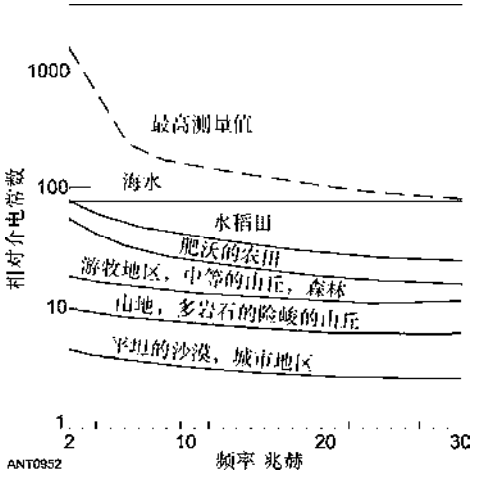


图27-45　图27-44中5种土壤的典型地形再加上海水的相对介电常数。虚线给出了报告中最高的测量值，通常显示的是矿化作用。

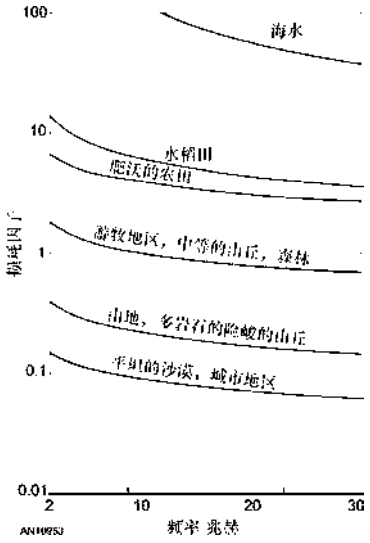


图27-46　耗散因子的典型值。土壤表现为漏电的电介质。这些曲线给出了不同类型的土壤和海水的无量纲耗散因子随频率的变化情况。这些耗散因子和土壤电导率是相反的关系。在其他的物质中，高耗散因子就意味着信号穿透进土壤或者海水中，其强度将会随着深度的增加迅速减小。

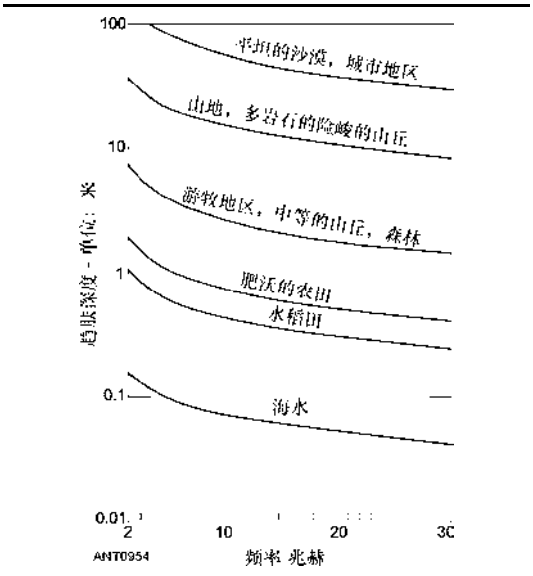


图27-47　典型的趋肤深度值。趋肤深度就是信号衰减到它在物质表面时强度的1/e倍（大约30%）时穿进物质的深度。地面以上的有效高度本质上和海水以上的物理高度是一样的，但是对于沙漠来说则要大得多。对于实际的天线，这个会增加低角度的辐射，但是同时也会增加地面的损耗。

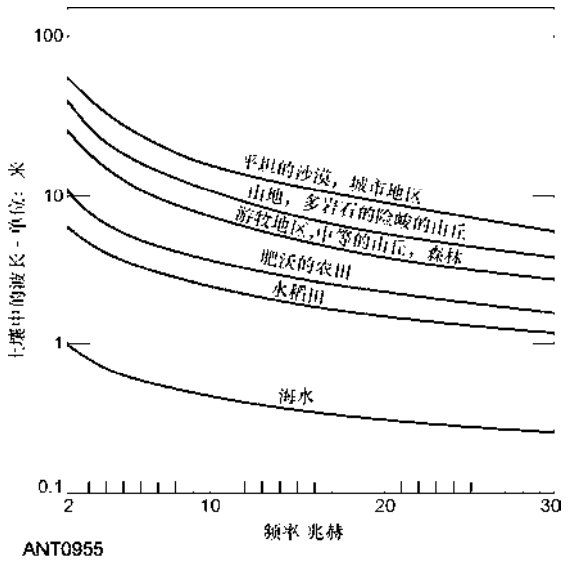


图27-48　在土壤中的典型波长值。由于土壤的介电常数，在土壤和水中的波长将会比波在空气中传播时的波长要短。这点非常重要，因为在矩量法中，精确度是受每一个波长中分析片段的数目的影响的。依赖于所使用的程序，可以调整整个或者部分在土壤中的天线片段的数量，调节接地棒，或者调节非常靠近地面的天线。

27.8.4　测量地表特性

W2FNQ 发展了一种简易的技术来测量 W2FMI 所用到的低频条件下的大地电导率。测试装置已经在图 27-49 中给出了，它使用了一种很老的测量技术，即 4 端子电阻测量法。所使用的探针直径为 9/16 英寸，彼此隔开 18 英寸，同时插入到土壤中 12 英寸，这时电导率为：

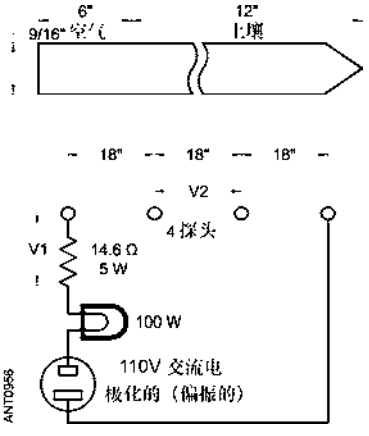


图27-49　低频电导率测量系统。一个由W2FNQ设计的供W2FMI使用的60 Hz测量系统。这个基本的系统可以广泛地应用在地球物理学中。小心地使用，确保插头的连接正确。更好的系统可能会使用更低的电压和隔离变压器。在不外加电源的情况下测量V_2的值——可能会有杂散大地电流出现，尤其是如果附近有发电站或者电气铁道。

$$C = 21\ V_1/V_2 \quad \text{mS/m} \qquad (27\text{-}19)$$

所使用的电压值可以通过测量精度大约为 2%的数字式电压表很容易地测量。在适合耕种的土壤中，探针可以是铜制的也可以是铝制的。在较硬的土壤中可能需要铁或者铜包钢丝的强度。一组 2×4 或者 4×4 的导孔穿过土壤，可以帮助保持合适的间隔和探针垂直对齐。在进行测量的时候要非常小心——因为存在电击危险。一个使用 24 V 次级绕组代替 115 V 次级绕组的隔离变压器会减小这个危险。

接地条件的变化范围是非常宽的，哪怕是在很小的区域内。最好是在天线周围的地区进行多次的测量，然后取所有测量数据的平均值。

当测量只能给出低频条件下的电导率时，可以在图 27-44 中选择一种曲线来使用，这样可以得到在火腿族们通常使用的频段上的一个估算的电导率值。假设 60 Hz 的值在 2 MHz 的时候也是可以使用的，然后在坐标轴上寻找修正值。在图上相对于曲线平行移动，来发展出适合于其他土壤条件的估算曲线。

对图进行很小的附加的改进还是有可能的。如果在给定的频率下，对图 27-45 中的介电常数绘制时比照着图 27-44 的电导率，一个散布图就改进成功了，这幅图可以显示出当电导率增加时，介电常数也有升高的趋势。在 14 MHz 时，这个关系是

$$k = \sqrt{1000/C} \qquad (27\text{-}20)$$

其中 k 是介电常数，C 是测量到的电导率。在 MININEC 或者 NEC 中使用这些数值，可以给出一个相比于全国平均值更好的估算值。

27.8.5　直接测量地表特性

为了得到真实意义上好的数值，电导率和介电常数都应当在工作频率上测量。这样做的一种方法是在 George Hagn 的文章（见参考书目）中所描述的双探针方法。这种方法被用来确保图 27-44～图 27-48 中的数据是可靠的。这个原理在图 27-50 中略加补充。本质上，这两个探针形成了一个短的开路的双线传输线。对于这样的传输线，如式（27-20）所示，输入阻抗是媒质的电导率和介电常数的函数。单一的测量是很难计算的，因为两只探针的末端效应必须测量，如果它们表现出很容易驱动的话，那么这种测量将是一个复杂的任务。如果使用几套长度变化率固定的探针进行一整套的测量，那么计算就大大地简化了，因为测量的差异主要是由于增加的双线长度，以及随着深度而变化的土壤湿度。

测量所得到的阻抗是很高的，因为线的长度很短，所以阻抗电桥并不是十分适合。射频向量阻抗计，例如

HP-4193A，可能是可以使用的最好的仪器了，射频电纳电桥，例如 GR-821A，功能仅次于射频向量阻抗计。注意，也可以使用一个 *Q* 值表代替。由于这些仪器在业余无线电爱好者中比较罕见，所以这种测量方法在这里就不深入讨论了。

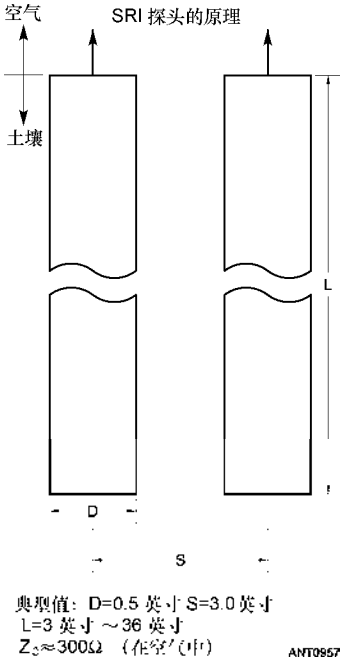


图27-50　高频电导率/介电常数测量系统。系统可以测量频率上至100 MHz时的接地条件，这个任务是由SRI完成的，可以用来得到图27-44～图27-48的数据。本质上，这就是一段传输线片段和一些作为电介质的土壤。要求测量高阻抗时具有良好的精确度。

27.8.6　间接测量

由于一架天线的终端阻抗和谐振频率在天线靠近地面时会发生改变，所以在一个或者多个高地上对天线进行测量，可以给地表特性的分析提供机会。这种方法就是在假设的地表条件下计算天线的驱动阻抗，并且将这个值和测量到的值进行对比。如果不相同，采用另一套假设地表条件，将这个过程重复一次。最好有一个计划来指导假设地表条件的选取。

由于与他的关于传输线的研究有关，Walt Maxwell（W2DU）在 20 m，40 m 和 80 m 的条件下进行了测量，有些数据收录在他所写的书《反射》中。下面的例子就是基于他的 80 m 的试验数据。数据来源于他书中的表 27-1，一个 66 英尺的距离，使用＃14 金属线制作的 2 英寸偶极天线在地面上 40 英尺高的地方。他的表中给出了在 7.15 MHz 时天线的阻抗为 72.59+j1.38 Ω。

表 27-7 中给出了对应于 3 个不同的大地电导率：10，1 和 0.1 mS/m 以及 3 种不同的介电常数：3、15 和 80，得到计算出的天线阻抗。最接近于测量得到的天线阻抗的值是电导率为 0.1 mS/m 同时介电常数为 3 的情况。图 27-44 和图 27-45 显示这些是典型的平坦沙漠和城市陆地。它们对于天线性能的影响在图 27-51 中给出了。对于土壤为典型的城市的情况，最大的波瓣增益低于那些高电导率值和高介电常数值类型，超过 2 dB。注意到最大波瓣增益发生在辐射角直接高出地面的情况下。

在 W2DU QTH 的地表是在佛罗里达郊区的部分，这里覆盖着矮的原生植被。地表非常沙质化（一种类似于化石的沙丘），并且高于海平面 60～70 英尺。测量在接近于佛罗里达干旱期要结束的时候。地下水位深入地下 20～30 英尺。因此计算值和测量值相当地一致。

原则上，更深层次的分析，使用大约电导率为 0.1 mS/m 并且介电常数为 3 所对应的值，对地表参数的估算精度更高。但是，这个结果仍然是半信半疑的，因为在计算机建模过程中仍然存在着错误的可能。天线应当没有下垂的迹象，并且它的长度和高度应该是非常精确的。测量的过程中必须使用精确的仪器，例如同轴电缆外导体上的电流不受天线干扰。对馈电点的间隙效应也应当进行估算。此外，在天线下方的地表本身应当是平坦的，并且有稳定的性质，以便进行精确地建模。

最后，馈线的长度和传输线的速率常数应当进行精确地测量，以便对传输线到天线本身的馈电端的测量值进行转换。由于所有的造成错误的可能性，绝大多数对于改进精度的尝试，都应当基于 2～3 不同频率的测量值，并且更好的是在 2～3 不同的高度位置。为了另一套测量方法，使天线与地面呈直角是很有用的。显然，这样可以包含许多错综复杂的工作。

表 27-7　计算一个高度为 40 英尺的 40 m 的偶极天线随着电导率和介电常数变化时驱动电阻的值，单位为W

电导率（mS/m）	介 电 常 数		
	3	15	50
10	89.78 – j12.12	88.53 – j10.69	88.38 – j7.59
1	80.05 – j17.54	83.72 – j10.23	87.33 – j6.98
0.1	76.44 – j15.69	83.18 – j9.85	97.30 – j6.46

W2DU 测量得到的值为 72.59 – j 1.28Ω，并且相比较而言最接近于贫瘠的土壤状况，在这种条件下，介电常数为 3，电导率为 0.1mS/m

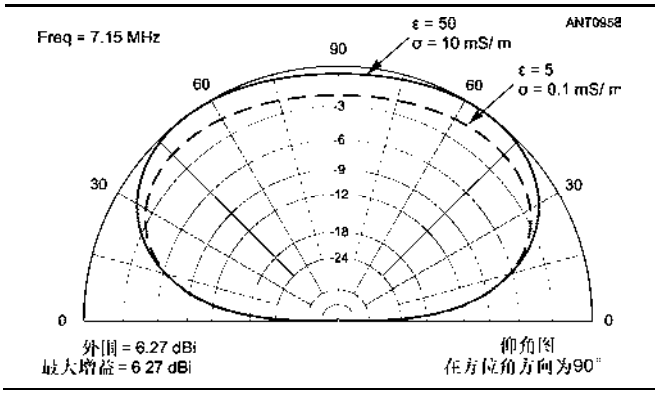


图27-51　图中显示了计算得到的40英尺高，40 m的偶极天线的俯仰面辐射方向图。两个不同的土壤条件是：贫瘠土壤，介电常数为3，同时电导率为0.1 mS/m；好的土壤，介电常数为50，同时电导率为10 mS/m。注意到对于低水平天线，高角度辐射大部分是受贫瘠土壤的影响，在低角度的辐射受到地面特性的影响最小。

作者并没有对最佳的高度和频率提出任何指导性的建议。在《地上天线阻抗计算的精确图像法》中的数据暗示了高度为 0.3 λ 时，会给地面条件带来很好的灵敏度。过低的高度会带来混乱的结果，因为地表参数的几种组合可能产生几乎差不多的驱动阻抗。这里的数据和经验都表明天线对地面的敏感性在高度大于 0.75 λ 时，是很小的或者可以忽略不计的。

如果需要对地表特性做一个全面的结论，我们仅仅只能重申第一段：对于绝大多数的普通水平极化天线安装而言，这个不是非常重要的。但是当你需要脱离典型情况，或者要对垂直极化天线的性能进行预期，这个还是值得看一看的，然后这里概要地列出一些方法就很有帮助了。

27.9　可切换型射频衰减器

可切换型射频衰减器对于进行天线增益比较或者绘制天线辐射图都是非常有帮助的。你可以在同轴线的输入端或者输出端接上衰减器至接收机，在信号强度计上得到一个初始参考读数。一些形式的衰减器对于定位传输线上隐藏的发射源也是非常有帮助的，它的真实技巧是在几百英尺内精确定位隐藏的信号源。在这样近的距离，强信号可能会使接收机的前端过载，使得获得任何方位的指示都变得不可能。

图 27-52 和图 27-53 中的衰减器是为不超过 1/4 W 的低功率水平而设计的。如果由于一些原因衰减器被连接至收发机上，那么在发送周期内，必须为设备设计一种设旁路的方法。这种类型的衰减器通常称为步进衰减器，因为从 0 dB 到最大的有效衰减值（对于这种类型的衰减器为 81 dB）之间，所有的衰减量都可以通过以 1 dB 为一级，逐级增加而得到。当每一个开关都接连地从 OUT 位置处掷向 IN 位置处时，衰减段以串联的方式增加，从而使整个总衰减器的级数逐步地接入。任何单一片段的最大衰减量被限制在 20 dB，因为在衰减值更高的时候，泄漏将很可能会降低整个衰减器的精度。同样在衰减值更高的情况下，电阻器的容限值对于衰减器的精度也更加重要。

高质量的商业制造的衰减器花费大约上至 150 美元，但是单独分开的部分的花费不超过 25 美元，同时还需要几个小时的工作，因此你自己在家里也可以制作一个衰减器。它可以使用于频率上至 450 MHz 的情况。使用双边印制电路板作为外壳。在图 27-52 中给出的版本的衰减器上有认证字母蚀刻在设备的顶面（或者面板上）。这增加了很好的触感，并且是一种永久的标记方法。当然，打磨方式的转印或者 Dymo 标签带也是很好的选择。

在外壳的每一端都使用机壳安装好的 BNC 单孔连接器。这些连接器提供了一种简单的连接和断开衰减器的手段。

构建

所有的盒子零件都被切割成指定的尺寸同时钻上必须的孔，并且划上浅线来定位内部空间的划分，小心地在合适的位置焊上所有的隔板。一个 25 W 的笔状电烙铁应该可以提供足够的热量。修饰印制电路板上任何不能稳固安装的地方。一旦所有的东西都在合适的位置上了，用焊珠对结合处周围的焊缝进行焊接。注意！不要使用过多的焊料，因为转换开关稍后必须很平坦地安装到盒子内。完成顶部、侧部、外边缘和隔板处的焊接。修饰盒子的外侧以使它适合你的口味。例如，也可以希望使盒子的外边缘成斜角。使用钢丝棉来对铜制品进行缓冲，打上字母，使用透明清漆或者聚氨酯清漆在盒子外侧涂上一层，这样整个工作就完成了。

使用少许的香蕉水浸湿转换开关，来去除它们在生产的时候加在外表面的润滑脂。当香蕉水干了的时候，在转换开关的内表面喷上电视机调谐器清洁/润滑剂。使用尖锐的钻孔钻头（钻一个大约 3/16 英寸的孔）然后在开关安装板上工作的一侧钻出用于安装的孔。这个可以确保开关可以直接安装在靠着顶板的位置处。在每一个开关的一端，弯曲两个接线片，并且将它们之间相互焊接起来。切断剩余开关接线片上面的一半（仔细观察图 27-52，可以帮助理解这些步骤）。

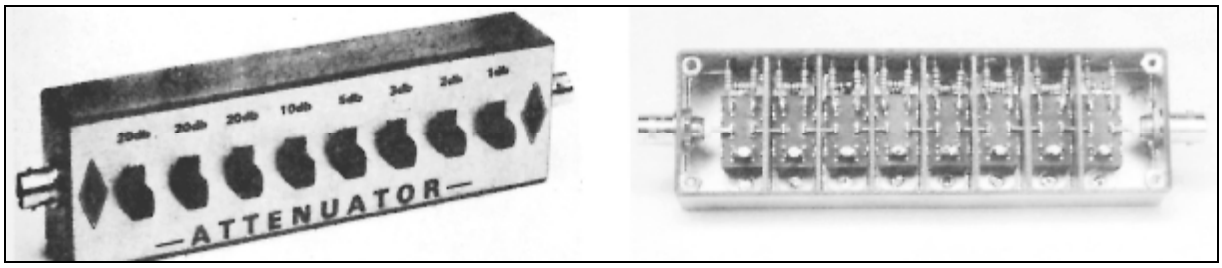


图27-52　构建步进衰减器的方法。未蚀刻（除非是电路板标识）的双面电路板材料被切割到需要的尺寸，并且焊接在适当的地方。同样也可以使用喷溅式的铜，尽管它并不坚固。每一片段之间的屏蔽隔板是必须的，它可以减小信号泄漏。黄铜螺母焊好在4个角中的每一个角上，这样就可以使机器螺钉保护底盖的安全。总衰减的实际限制是80 dB或者90 dB，因为衰减器外部周围的信号泄漏将会阻碍我们得到更高的衰减量。

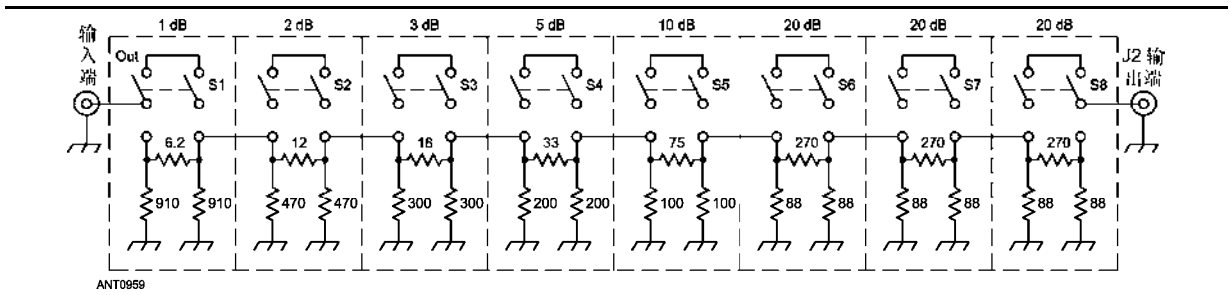


图27-53　步进衰减器的原理图，设计的标称阻抗值为50 Ω。电阻值是以Ω为单位的。电阻器是1/4 W，碳质合成电阻类型的，同时具有5%的公差。虚线表示了电路板材料的分隔墙。每一个分隔墙上都打了一个小孔来布设总线电路。保持所有的引入线都尽可能的短。衰减器是双向的；换句话说，输入和输出端可以互换。

J1，J2　BNC连接器插孔，Radio Shack 278-105或者等效元器件。

S1～S8全部　双刀双掷滑动开关，标准尺寸。（避免使用微型开关或者拨动开关）这里使用的是Stackpole S-5022CD03-0开关。

在适当的开关接线片之间焊接串联桥臂电阻器。保持引入线的长度尽可能的短，并且不要使电阻器过热。现在通过使焊料流入安装孔至电路板材料之上，将开关焊接到盒子顶部适当的位置。确信你将开关安装到了它们应当安装的位置；使电阻器的数值和衰减度相关。否则，你可以在盒子上错误的一端使用 1 dB 片段来结束，多么麻烦。

一旦开关安装好了，用一段#18 裸铜线连接经过所有开关的中心接线片，将它穿过隔板上的孔。在每个开关端子处都将裸线焊接上。切断每个独立的开关接线柱之间的连线。只让线连接开关接线柱和相邻隔板对面的开关，如图 27-52 所示。在每个开关的两个接线端留下一个大约 1/8 英寸的连线长度。安装 BNC 连接器，并且将导线片段焊接至连接器的中心导体上。

现在安装每一片段的分流桥臂电阻器。使用长度短的引入线。当焊接的时候，不要使用过多的热量。在盒子的每一个内棱角上焊上一个 no.4-40 的黄铜螺帽。使螺帽从底部边缘凹进去大约 1/16 英寸，为底板直接安装提供充足的空间。使用 4 个 no.4-40 的 1/4 英寸机械螺丝钉来保护底板，这样整个工程就完成了。当你的测试设置提供了将功率发射至衰减器的可能性时，记住任何时候使用都要小心。

27.10　便携式场强计

无论是固定的还是移动的，很少有业余无线电台不使用场强计。在天线实验和调节过程中，这种类型的仪器可以服务于许多有用的场合。当工作在几个波长之外完成了，简单的波长计缺乏必要的精确度。此外，这样的设备还有严重的缺点，因为它的线性特性还有许多待改进之处。这一小节中的信息是基于 Lew McCoy（W1ICP）于 1973 年 1 月在 QST 杂志上发表的文章。

这里所描述的场强计主要是解决这些问题。另外，它很小，外部大小只有 4 英寸×5 英寸×8 英寸。电源供应是由两只 9 V 的电池组所组成的。灵敏度可以设置为实际中任何需要的量。但是，从高效率的角度来说，电路不应当太灵敏，否则它会对不需要的干扰信号作出响应。同时，这个设备在

考虑场强时，还有非常完美的线性特性。（接收到的信号的场强与信号源的距离变化相反，其他条件都相同）频率范围包括了所有业余无线电波段，可以通过波段切换电路使 3.5～148 MHz 的频率都可以工作，因此要避免使用插入式电感器。总而言之，它是一件非常有用的仪器。

这个装置在图 27-54 和图 27-55 中给出了，同时原理图也在图 27-56 中给出了。741 型的运算放大器集成电路是整个设备的核心。天线连接到 J1 处，同时在二极管检波器的前方使用一个调谐电路。检波信号以直流的方式进行耦合，并且在运算放大电路中被放大。运算放大电路的精确度通过开关 S2 在电路中嵌入电阻器 R3～R6 来进行控制。

使用图 27-56 中给出的电路，并且将它设置在最灵敏的工作状态，M1 会将会检测到一个来自天线的大约

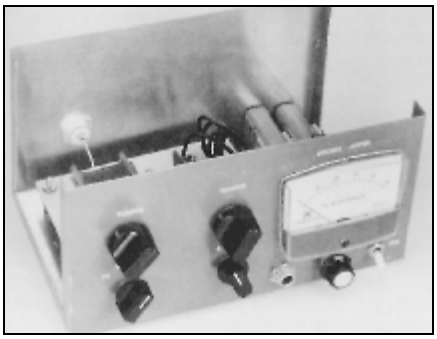


图27-54　线性场强计。左上方的控制器就是C1，在它右边的是C2。左下方的是波段转换开关，在它右边的是灵敏度转换开关。调零控制器M1直接放在仪表的下方。

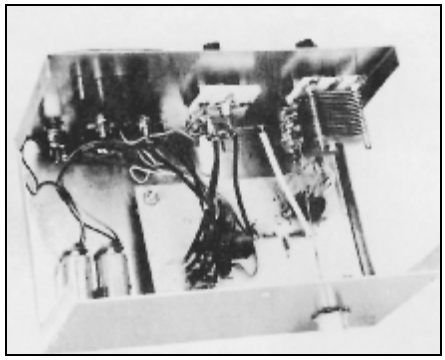


图27-55　场强计的内视图。右上方是C1，它的左边是C2。从电路板连接到前面板的深色引线是文中所描述的屏蔽引出线。

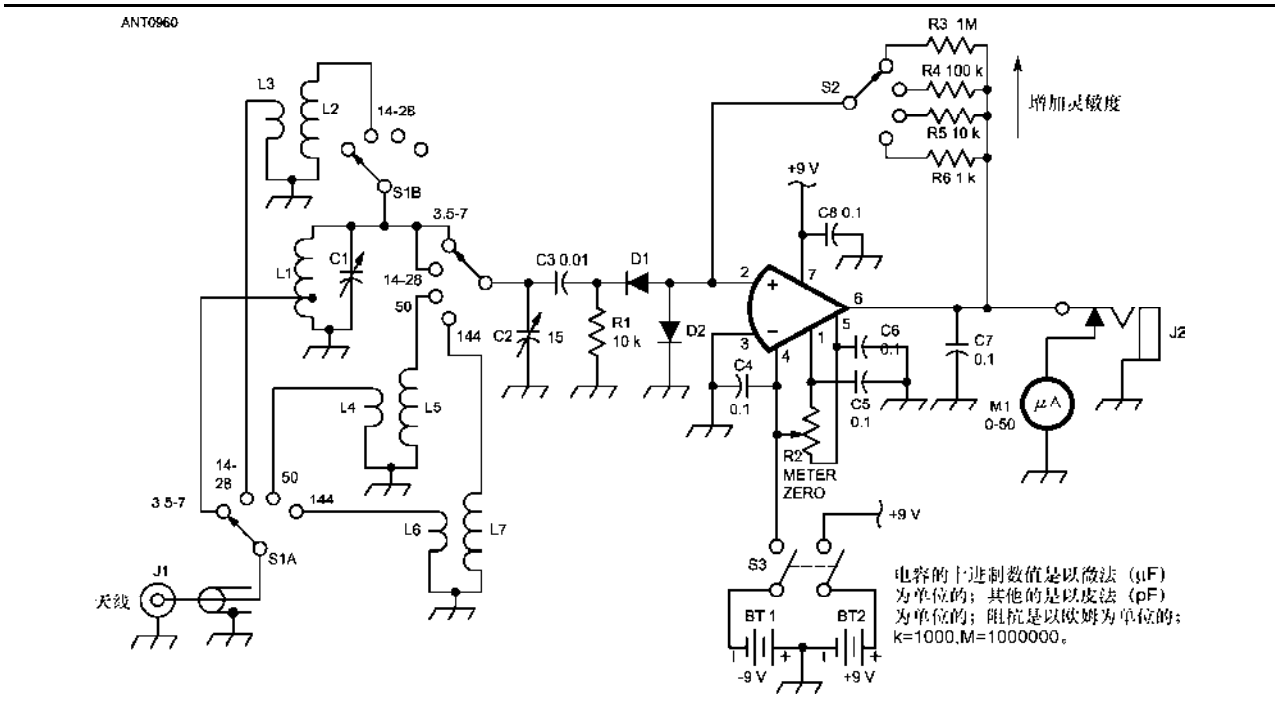


图27-56　线性场强计的电路图。所有的电阻都是合成型的，额定功率是1/4 W或者1/2 W。

C1　140 pF 可变电容器
C2　15　pF 可变电容器
D1，D2　1N914或者等效元器件
L1　34匝#24漆包线，金属线绕在Amidon T-68-2磁芯上，从接地端抽头抽出4匝
L2　12匝#24漆包线，金属线绕在Amidon T-68-2磁芯上
L3　2匝#24漆包线，金属线绕在L2的接地端上
L4　1匝#26漆包线，金属线绕在L5的接地端上
L4　12匝#26漆包线，金属线绕在T-25-12上
L6　1匝#26漆包线，金属线绕在L7的接地端
L7　1匝#18漆包线，金属线绕在T-25-12磁芯上
M1　50 μA或者100 μA直流电流表
R2　10 kΩ电阻控制器，线性电阻分布
S1　旋转开关，3端，5挡，3个部分
S1　旋转开关，1端，4挡
S3　双刀单掷拨动式开关
U1　741型运算放大器，显示的引脚数为14-引脚封装

100 μV 的信号。在开始大约 1/5 m 的范围内，线性效应是很差的，但是，从那以后直到满刻度的偏转几乎全部都是线性的。在测量读数的起始阶段，测量值表现出线性效应很差的原因是由于二极管在接近第一次导通时候的非线性效应。但是，如果进行增益测量的话，非线性效应就没有现实意义了，因为精确的增益测量可以在读数的线性部分进行。

741 型运算放大器需要两个电压源：一个为正电压源，一个为负电压源。可以通过串联两个 9 V 的电池组，并且在电池组的中间接地来实现。这个仪器的另外一个特征是可以通过在 J2 处连接一根外用线从远处操作它。这是非常方便的，如果你想调节一架天线并且得到结果，那么使用这种方法就可以避免你不得不从天线上下来了。

L1 是 3.5/7 MHz 的线圈，并且通过 C1 来调谐。线圈是以螺线管的形式绕在磁芯上面的。为了得到 14 MHz，21 MHz 或者 28 MHz 的频率，L2 使用开关以并联的方式与 L1 连接，来覆盖这 3 个工作频率。L5 和 C2 覆盖的频率范围是 40～60 MHz，同时 L7 和 C2 可以覆盖的频率范围是从 130 MHz 到大约 180 MHz。这两个甚高频线圈同样是以螺线管的形式绕在磁芯上面。

27.10.1 建造提示

大多数的元器件可以安装在印制电路板上。在集成电路的引脚 4 和 S2 之间应当使用屏蔽的连接线。对于从 R3～R6 与开关的连接，同样也是如此。否则由于集成电路的高增益特性，在它的里面可能会产生寄生振荡。

为了使设备的工作频率可以覆盖到 144 MHz 的频段，L6 和 L7 应当直接横跨安装在 S1 合适的末端处，而不要连接到电路板上。额外的导线长度会给电路带来太多的杂散电容。对于 50 MHz 和 144 MHz 的线圈不是必需使用螺线管形式的，可以使用这里所描述的简单的版本，因为它们是很容易获得的。你可以使用适当电感的空气芯线圈来代替。

27.10.2 校准

场强计还可以作为一个给出相对读数的仪器来使用。线性的指示标尺可以很好地满足这种需要。但是，如果它是以 dB 来校准的，允许用户来检查相对增益和前后比，那么它作为天线工程仪器可能更加有用。如果你有权使用校准信号发生器，将它连接到场强计，并且使用不同的信号水平馈给到仪器上，来制作一个校准图。通过式（27-21）将信号发生器电压比转换为 dB 的形式，

$$dB = 20 \log (V1/V2) \qquad (27\text{-}21)$$

其中，

$V1/V2$ 是两个电压的比值

log 是常用对数（以 10 为底）

让我们假定 M1 被校准了从 0～10 都是很均匀的。紧接着，假设我们设定信号发生器给 M1 提供了一个读数为 1 的信号，实际上就是发生器馈给仪器一个 100 μV 的信号。现在我们将发生器的输出增大至 200μV，这样就为我们提供了一个 2:1 的电压比。同样，让我们假设 M1 读数为 5 时输入了 200 μV 的电压。从式（27-21）中，我们可以发现电压比为 2:1 时等于 6.02 dB，并且在仪表刻度的 1～5 之间。通过调节发生器并且画出电压比图，M1 可以在它刻度的 1～5 之间被校准得更加精确。例如，电压 126 μV 和 100 μV 的电压比为 1.26:1，相当于 2 dB。通过使用这种方法，S2 所有的设置都可以被校准。在给出的仪器中，S2 最灵敏的设置是使用 1 MΩ 的 R3，它可以为 M1 提供大约 6 dB 的刻度范围。要牢记，对于每一个 S1 设置所对应的仪表刻度都要同样地在每一个波段进行校准。不同波段调谐电路的耦合度会变化，所以每一个波段都必须单独进行校准。

另外一个校准仪器的方法是使用一个发射机，并且使用射频功率表来测量它的输出功率。在这种情况下我们处理的是功率比而不是电压比，所以使用式（27-22）：

$$dB = 10 \log (P1/P2) \qquad (27\text{-}22)$$

其中 $P1/P2$ 是功率比。

由于绝大多数发射机的输出功率是可以变化的，所以这个测试仪器的校准是相当简单的。将一个接收天线连接到场强计（使用大概一英尺或者差不多长的导线），然后将设备放置到发射机天线的场中。让我们假设发射机的输出功率被设置在 10W，并且在 M1 上得到一个读数。我们记录下这个读数之后，将发射机的发射功率增大到 20W，这时功率比为 2:1。记录下此时 M1 上的读数，然后使用式（27-22）。功率比为 2:1 相当于 3.01 dB。通过使用这种方法，仪器可以在几乎所有的波段和范围内进行校准。

通过使用图 27-56 中所列举的调谐电路和连接环，对于 S2 上两个最敏感的位置处，仪器在不同的波段上得到一个平均值为 6 dB 的刻度范围，并且在接下来的两个设置中刻度范围分别为 15 dB 和 30 dB。30 dB 的刻度对天线进行全面测量是非常便利的，因为它不需要切换 $S2$。

27.11　射频电流探头

图 27-57～图 27-59 所示的射频探头工作在电磁场而不是电场中的磁性元器件上。由于这两个场正好是相关的，就像第 23 章中所讨论的那样，相关的场强测量的方法是完全相同的。但是使用磁场更具有优势。对于同样的精确度，仪器可以制造得更加紧凑，但是主要优势是它可以在靠近导体的位置处测量出电流，而不需要割开电缆。

在一般的业余无线电区域可能有真实存在的电流流入张索，桅杆和信号塔，同轴电缆的编织层，沟槽和引入线，水和煤气管甚至是排水管。电流同样也会流入电话和输电线中。所有的这些射频电流都会对天线的方向图有一定的影响，或者就射频干扰来说有重大的意义。

电流探头的电路原理图在图 27-58 中给出了，并且其结构在图 27-59 中的照片中也给出了。这里给出的绕组数据只能应用于特定尺寸规格和规定材料的铁氧体磁棒。几乎所有的微安计都可以使用，但是通常使用一个更加灵敏的仪表是很方便的，并且可以提供串联电阻器来避免由于二极管传导特性所引起的非线性效应。在这里同样也使用了控制器来调节仪器在工作期间所需要的灵敏度。调谐电容器可能几乎是最重要的，因为它可以覆盖所需要的取值范围。



图27-57　射频电流探头。灵敏度控制器安装在仪器的顶部，调谐和波段转换开关在前面板的下方。对于打算使用这件特殊的仪器来说，调谐控制器的频率校准不是必须的，但是标记识别不同的业余无线电波段是很有帮助的。如果给这个装置提供校准刻度，它也可以当作吸收式波长计来使用。

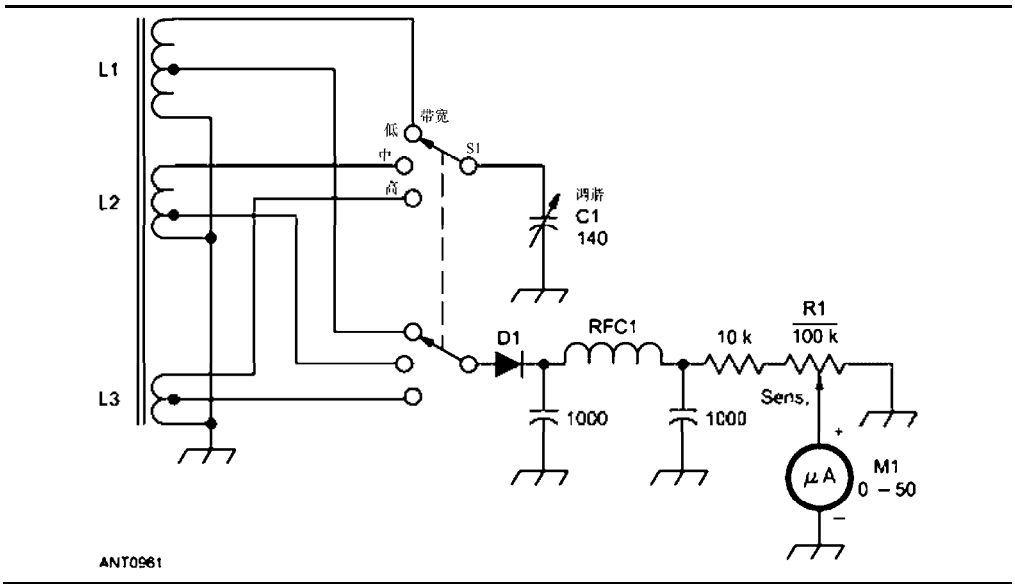


图27-58　射频电流探头的原理图。电阻的单位为Ω，k=1 000。电容的单位为pF，固定电容器是银质云母电容器。相比于固定子，务必将C1的转子接地，来避免人手的电容。*L*1，*L*2和*L*3都是用#22漆包线紧密地缠绕在，单独的4英寸长直径为1/2英寸的 μ=125（Amidon R61-50-400）铁氧体磁棒上。而3个绕组之间距离要隔开大约1/4英寸。

C1　空气可变电容器，6～140 pF；Hummarlund HF140或者等效元器件。

D1　锗二极管；1N34A，1N270或者等效元器件。

L1　1.6 MHz～5 MHz；30匝，从接地端抽头抽出3匝。

L2　5 MHz～20 MHz；8匝，从接地端抽头抽出2匝。

L3　17 MHz～39 MHz；2匝，从接地端抽头抽出1匝。

M1　任何微安计都可以使用。图中所显示的微安计是 RadioShack no.270-1751。

R1　线性分布型电阻。RFC1　1 mH；Miller no.4642或者等效元器件。电感值要求并不是很严格。

S1　陶瓷旋转开关，1段，2个接线端，2～6挡；Centralab PA2002或者PA2003或者等效元器件。

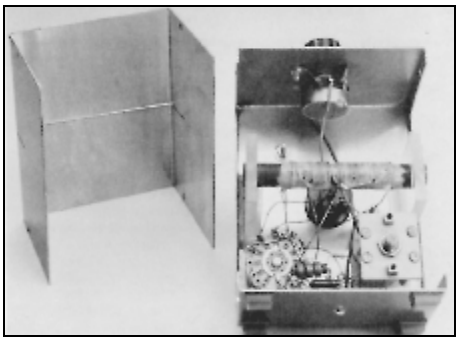


图27-59　进行最后总装之前的电流探头。注意到所有的零件除了铁氧体磁棒都被安装在3英寸×4英寸×4英寸迷你盒（Bud CU-2105B或者等效元器件）里面的半个区域。橡胶垫圈被装配在槽末端的孔上，在装配的时候可以允许杆子伸进去。射频部分的引线应当尽可能的短，尽管杆子上的绕组线必须留下足够的长度以方便在最后总装。

如照片中所示，电路在一个金属盒子中进行组装。这个外壳将屏蔽检波器电路，使其免受无线电波的电场的影响。必须使用弓形锯割开一个狭槽横跨盒子的背面，同时使用薄的锉将切口锉平。这个狭槽将会避免盒子充当短路回路。

使用探头

在测量一个导体中的电流的过程中，铁氧体磁棒必须保持与导体成直角，同时与导体之间保持恒定的距离。在它的竖直位置或者垂直位置处，仪器应该确定方向，为测量垂直导体做准备。它必须水平地放置来测量水平导体的电流。

在先前的段落中已经给出了这个仪器的许多作用。此外，探头是天线元器件上检查电流分布的理想仪器。同样它对于在辐射系统中测量射频接地电流也是非常有用的。地面的辐射线可以通过扫描地面很容易地找出。连接处的分流情况也可以通过探头进行研究。热点通常指出那些额外的辐射将会起作用的区域。

那些不想成为天线系统一部分的导体中的杂散电流通过屏蔽接地或者改变相关的物理长度来消除。张索和其他不需要的寄生元器件常常使偏振面发生倾斜，并且使前后比产生明显的差异。当铁氧体磁棒被确定方向平行于电场线时，会产生一个尖锐的零位读数，这个读数可以帮助我们更加精确地定位偏振面。当使用仪表时，记住磁场和电场是成直角的。

同样，你也可以将电流探头用作一个相对信号强度计。当对垂直天线进行测量的时候，将仪表放置在距离天线至少 2 l远的位置，使磁棒处在水平位置。对于水平天线，将仪器保持在大约和天线相同的高度，同时使其磁棒处于垂直位置。

27.12　天 线 测 量

对于所有在业余无线电系统中进行的测量，也许最困难的和最难理解的是各种各样的天线测量。例如，测量发射机的连续输出功率和频率，滤波器的响应或者一个放大器的增益是相对简单的。这些都是多半被称作平台测量，因为当进行适当地操作时，所有影响测量的精度和成功的因素都是受到控制的。但是在进行天线测量的过程中，“平台”很可能就是你家的后院。换句话说，天线周围的环境可以影响到测量的结果。

环境的控制一点也不像平台测量时那样简单。因为现在的工作区域更加广阔。这一小节描述了天线测量技术，它们与天线测量项目或者比赛中所使用的技术密切相关。有了这些步骤你就可以很成功地进行进行天线测量了，并且可以得到有意义的结果。这些技术应该提供了关于测量问题更好的理解，产生了如何测量得更加精确并且困难更少的目标。本节中的信息由 Dick Turrin（W2IMU）提供，并且最初发表在 1974 年 11 月的 QST 杂志上。

27.12.1　基本思想

简单地说，天线是在适当的馈线和它周围的环境之间的一个换能器或者耦合器。除了有效地将功率从馈线转移至它周围的环境中，甚高频或者超高频的天线大多数频繁地需要将辐射功率集中到一个特定的环境区域中。

当对比不同的天线时为了保持一致，你必须将天线周围的环境标准化。理论上，你想在你所要测量的天线远离任何可能会引起环境效果的物体的情况下进行测量，字面上理解就是在外层空间——一个非常不切实际的情况下进行。因此，这个测量技术的目的就是模拟，在实际的条件下，在一个受控环境中进行。在甚高频和超高频的情况下，使用实用的天线，环境因素就可以被控制，因此成功地精确地测量就可以在合理的环境量下进行了。

最需要从直接测量中获得的天线电特性是：（1）增益（相对于一个根据定义，有单一增益的各向同性源来说），（2）空间辐射方向图，（3）馈电点阻抗（失配），（4）极化方式。

极化

通常情况下，极化可以通过辐射元器件的几何形状来

假设。也就是说，如果天线是由大量的线性元器件（直线形的金属杆或者金属线与馈电点相连并且谐振）组成的，那么电场的极化也是线性的，并且极化平行于单元。如果单元并不是始终相互平行，那么要假设天线的极化就不是件容易的事情了。下面的技术则是把注意力集中在那些本质上是线性（在同一个平面）极化的天线上，尽管这个方法也可以延伸到所有类型的椭圆（或者混合）极化方式上。

馈电点失配

馈电点失配尽管某种程度上是受天线的瞬时环境影响的，但是不会影响天线的增益或者辐射特性。如果天线的瞬时环境不影响馈电点阻抗，那么任何天线调谐固有的失配都会将入射功率的一部分反射回发生源。对于接收天线而言，这个反射功率会被再辐射进天线周围的环境中，然后彻底地耗散掉。

对于发射天线，反射功率将会沿着传输线往回走，然后从传输线进入到发射机内，因而反射功率就会改变在发射机端的负载阻抗。在为了得到最大的功率传递到天线的正常调谐过程中，放大器的输出控制通常会改变。你仍然可以使用一架失配天线的全增益电压，只要失配没有严重到会在系统中，尤其是馈线和匹配设备中，产生热损失（详情请见第 24 章中，有关由驻波比所引起的额外损失的讨论）。

类似地，一架失配的接收天线为了得到最大的传输功率，也有可能被匹配到接收机的前端。无论如何，你应当很清楚地记住馈电点失配不影响天线的辐射特性。它只是会在考虑到热损失时，影响到天线的效率。

为什么我们会将馈电点失配作为天线特性的一部分呢？原因是对于高效率的系统性能来说，绝大多数的天线是一个谐振的能量转换器，并且在一个相对较窄的频率范围内表现出合理的匹配。所以需要对天线进行设计，不管它是简单的偶极天线还是一个八木天线阵，最终的单一馈电点阻抗本质上为电阻性，并且与馈线相匹配。此外，为了进行精确的绝对增益测量，在测试中天线接收来自匹配源发生器的全部功率或者测量由于失配引起的反射功率同时对热损失进行适当的错误校正也应该被包含在增益的计算中，这些都是非常关键的。热损失可以依据第 24 章中的一些信息来测定。

当涉及馈电点阻抗时，必须提及在天线中巴伦（平衡不平衡变压器）的使用。巴伦是个很简易的装置，它可以允许在平衡系统的馈线或者天线和不平衡的馈线或者天线系统之间进行无损耗传递。如果天线的馈电点是对称的，例如偶极天线，你希望使用不平衡的馈线例如同轴电缆，对它进行馈电，你应当在馈线和馈电点之间安装一个巴伦。如果不使用巴伦，电流就会被允许在同轴电缆的外侧流动。而在馈线外侧流动的电流会引起辐射，因而馈线就会成为天线辐射系统的一部分。在天线系统为定向天线的情况下，需要将辐射能量集中到一个特殊的方向上，来自馈线的额外辐射是有害的，会引起预期的天线方向图发生畸变。可以参见第 26 章对于这个问题的细节补充。

天线试验场地的建立和评估

由于天线是互易装置，增益和辐射方向图的测量可以将测试天线用作发射天线或者接收天线进行。通常情况下由于实际的原因，测试天线一般使它工作在接收模式，并且发射源或者发射天线被放置在指定固定的较远的地方，并且是自动工作的。换句话说，使用合适的发射机激励的发射源天线只是简单地需要以可控的和持续的方式来照射或者淹没接收位置。

像前面提到的那样，对于天线测量，理想的情况是在自由空间的条件下进行。更进一步的限制是发射源天线的照射强度在测试天线的有效孔径（被捕获区域）上是平面波。根据定义，平面波的场的大小和相位都是均匀分布的，并且在试验天线位置处，在测试天线的有效区域平面内都是均匀的。所有的辐射在远离源点的距离处都是以球面的方式向外扩散的，似乎最需要的是将发射源天线安置在尽可能远的位置。但是，由于实际的原因，测试的位置和发射源的放置毫无疑问又是靠近地面而不是外层空间的，环境必须包含地表的影响和他邻近接收和发射两架天线的干扰。这些影响通常始终决定着测试场（发射源和测试天线之间的间距）应当尽可能的短并且维持几乎无误差的平面波照射在测试孔径。

几乎无误差的平面波被规定为在测试孔径处照射场从边缘到中心相位和大小各自不会偏离超过 30° 以及 1 dB。这些条件会导致增益测量的误差相对于真实的增益仅仅只有很小的百分率。基于单独的 30° 相位误差，可以得出最小测试界限距离大约是

$$S_{\min} = 2\frac{D^2}{l} \qquad (27\text{-}23)$$

其中 D 是最大孔径尺寸，λ 是自由空间的波长，并且单位和 D 相同。孔径 D 在这种条件下的相位误差是 $l/16$。

由于增益和孔径尺寸有如下的关系

$$\text{Gain} = \frac{4\pi A_e}{l^2} \qquad (27\text{-}24)$$

其中 A_e 是有效孔径面积，对于一个结构简单的孔径可以得到尺寸 D。对于正方形的孔径

$$D_2 = G\frac{l^2}{4\pi} \qquad (27\text{-}25)$$

对于正方形孔径，这会产生出一个最小测试场距离，

$$S_{\min} = G\frac{l}{2\pi} \qquad (27\text{-}26)$$

同时，对于圆形孔径就是

$$S_{\min} = G\frac{2l}{\pi^2} \qquad (27\text{-}27)$$

使用物理面积来表示孔径就不好进行定义了，否则在另外一个方向上非常大，例如在同一平面内，具有最大方向性的细长的阵列，使用不是从期望增益就是从物理孔径尺寸得来的最大的 D 的估算值。

到目前为止，在试验场的发展中，只有最小测试界限距离 $S_{\min}$ 的条件已经确定了，就好像地面不存在的情况一样。最小值 S 因此是一个必须的条件，甚至是在自由空间环境中测量时也需要。地面的存在进一步使测试场的选择变得更加复杂了，不是由 S 来限定，而是由在发射源以及测试天线在地面以上精确的位置来确定。

选择一个测试场，在这个测试场内干扰的地形的基本上是平坦的，已经被清除了干扰物，并且具有均匀的表面条件，例如全是草或者全是路面。这个测试界限是由发射源天线的照射所决定的，通常是对一架增益不会大于所测试天线最高增益的八木天线进行测量。对于增益测量而言，测试场本质上是由在测试天线波束内的区域组成的。对于辐射方向图的测量，测试场则要大得多，并且是由所有发射源天线所照射的区域，尤其是在测试位置的周围和后面所组成的。理想情况下，你应该将测试天线的位置选择在位于大的开阔区域的中心处，发射源天线应该选择安放在靠近很多干扰物（树木，电杆，围墙等）的边缘。

地面范围内的主要影响是发射源天线的一些能量会经过地面反射进入测试天线，而同时其他一些能量则会直接通过视线路径到达。这个在图 27-60 中显示出来了。使用平坦均匀的地表会确保产生的反射本质上为镜面反射，虽然反射能量也会有些许被地面材料（地表）减弱（被吸收）。为了完成分析，你应当意识到水平极化波在从地面上反射之后，会经历 180° 的相位翻转。在测试孔径中任意一点的合成照射振幅是从两个方向到达的电场的矢量和。这两个方向分别是直达路径和反射路径。

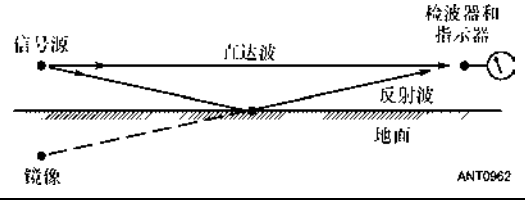


图27-60　在天线测试场上，接收设备通过直接路径接收的能量可能会在被地表反射的能量后面到达。这两个波可能会有互相抵消的趋势，或者也可能会互相加强，这取决于这两个波在接收点处的相位关系。

如果假设从地面而来的反射是完美的镜面反射（对于在甚高频/超高频频率下的真实地表条件来说，几乎可以达到这样的效果），同时发射源天线是各向同性的，在所有方向上的辐射都相等，然后对这两个路径长度的简单几何分析表明，在试验天线位置处垂直面上的不同点，各种相位关系不同的波会混合在一起。在一些点，到达的波可能是同相的，而在其他一些点也可能会有 180° 的异相。如图 27-61 所示，由于场的振幅几乎相等，由路径长度不同所引起的合成相位改变将会在垂直于试验场地的方向上产生振幅的变化，类似于驻波。

对于双路径和模型的最大值和最小值，有关 $h2$ 的简化公式用 $h1$ 和 S 来表示。

$$h2 = n\frac{l}{4} \times \frac{S}{h1} \qquad (27\text{-}28)$$

其中 $n = 0, 2, 4\cdots$ 是最小值，$n = 1, 3, 5\cdots$ 是最大值，并且 S 比 $h1$ 和 $h2$ 中的任何一个都要大许多。

这个简单的地面反射公式的重要性就是它可以允许你决定发射源天线大概的位置，来达到在垂直方向上在特殊的测试孔径尺寸内几乎为平面波的振幅分布。检验高度公式的时候很清楚的是，当 $h1$ 减小的时在测试位置的信号的垂直分布 $h2$ 就扩大。同时也应当注意到 $h2$ 的信号电平等于零，并且在地上总是零，不管 $h1$ 的高度是多少。

在使用高度公式的时候，给定一个有效天线孔径，这个孔径被照射，最小值 S（界限长度）被确定，同时合适的界限位置也被选定，来为 $h1$（发射源天线的高度）寻找合适的值。待定的值是这样，以至于在测试位置垂直分布的第一个最大值 $h2$，是在地面上的一个实际距离，并且同时在孔径处垂直方向上的信号幅度不会变化超过 1 dB。这最后的条件不是神圣不可侵犯的，但是与试验中特殊的天线紧密有关。

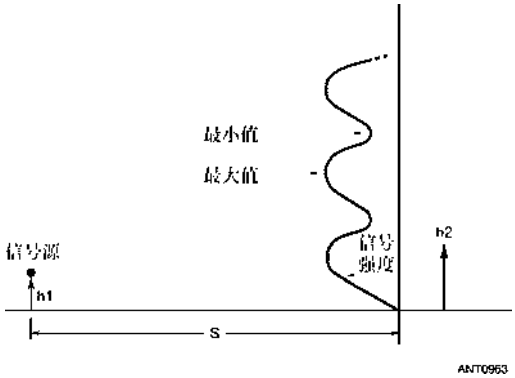


图27-61　垂直轮廓线，或者一个在地面以上固定的高度和固定的距离的信号源，其信号强度随测试天线高度的变化图，见文中关于天线特征的定义。

在实际中，这些公式仅仅在初始化界限设定时有用。在试验场地处垂直分布的最终校验必须通过直接测量来决定。这个测量必须用小的低增益但是单向的探针天线，例如角反射器或者 2 单元八木天线，你可以沿着垂线越过预期的孔径位置。必须要小心来减少探针天线周围地方环境的影响，并且探针天线的波束总是指向发射源天线以便得到最大的信号。简单的偶极天线是不合乎这里的需要的，因为它对地面环境的影响非常敏感。

使用仪器来对垂直分布进行测量的最实用的方法是构造一些种类的垂直轨道，最好是使用木头，上面有一个滑架或者台架，可以用来支撑或者移动探针天线。当然我们假设的时候，稳定的源发射机和经过校准的接收机或者检波器是有效的，所以 1/2 dB 等级的变化可以被很清楚地辨别出来。

当你能够很成功地处理这些初始距离测量值时，那么这个界限就已经准备好提供给任何尺寸的孔径，当然这个尺寸在垂直范围内还是要小于选择 $S_{\min}$ 和垂直场分布时产生的最大值。将测试天线以 $h2$ 的高度放在孔径的中心部分，因为在高度为 $h2$ 时，天线可以捕获最强的信号。将测试天线倾斜，以便它的主波束指向发射源天线的方向。最终的倾角可以通过观察最大接收信号所对应的接收机的输出。这一最后的过程必须有经验地完成，因为源天线位置是在它的真实位置和它的镜像位置之间，在地表以下。

这里我们举例来说明这一过程。假设我们希望测量一架直径 7 英尺工作在 1 296 MHz（λ = 0.75 英尺）的抛物面反射体天线。最小界限距离 $S_{\min}$ 可以从计算圆形孔径的公式中很容易地计算出来。

$$S_{\min} = 2\frac{D^2}{l} = 2\times\frac{49}{0.75} = 131 \text{ 英尺}$$

现在基于上面给出的定量的讨论，合适的位置就被选择出来了。

下一步，求出发射源的高度 $h1$。这个过程选择一个高度 $h1$ 使得地面以上第一个最小值（在公式中 n = 2）至少是孔径尺寸的 2～3 倍，或者大约 20 英尺。

$$h1 = n\frac{lS}{4h1} = 2\times\frac{0.75}{4}\times\frac{131}{20} = 2.5 \text{ 英尺}$$

将发射源天线放置在这样的一个高度，然后探测 7 英尺孔径位置，也就是大约距离地面 10 英尺的位置处，表面的垂直分布。

$$h2 = n\frac{lS}{4h1} = 1\times\frac{0.75}{4}\times\frac{131}{2.5} = 9.8 \text{ 英尺}$$

将测量得到的垂直信号水平的剖面随高度的变化画出来。从这个图中，经验地确定是否 7 英寸的孔径可以适合这里的剖面，使得 1 dB 的变化不会过量。如果这个变化在 7 英寸的孔径上超过 1 dB，那么发射源天线的高度就应该降低，同时 $h2$ 的值应该增大。在 $h1$ 处的小的变化可以很迅速地改变在测试位置的分布。图 27-62 给出了之前讨论的位置。

无论是水平的还是垂直的线性极化，都需要同样的准备过程。但是，通过在现场直接测量每一种极化来确定垂直分布是令人满意的，这个检验过程是合理的。分布地探测对于水平面来说不是必需的，因为你会发现只有很小或者没有振幅变化，因为反射的几何形状是不变的。正是由于这一点，天线孔径长而且细，例如叠层式共线垂直天线，所以应当使用长尺寸的平行于地面的仪器来测量。

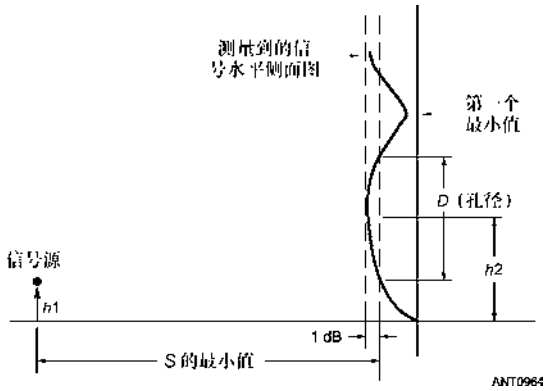


图27-62　实测垂直断面的样图。

一个格外棘手的测试场问题发生在测量纵深和孔径截面区域相同的天线中。长的轴向辐射天线，例如长的八木天线，菱形天线，V 波束天线或者由这些天线组成的天线阵都是像“体积天线”一样进行辐射，因此来自发生源天线的照射场是相当均匀的，就像是平面波的横截面一样。为了测量这些类型的天线，进行几个垂直方向的剖面测量是可行的，测量的区域应该覆盖天线阵列的纵深。对长轴向辐射天线的照射完整性进行定量的检查，可以通过轴向地（向前或者向后）移动天线阵列或者天线，并且记录接收到的信号水平变化来实现。如果轴向地移动大约几个波长，信号水平的变化小于 1 dB 或者 2 dB，那么这个场可以被认为是满足绝大多数的精确度要求的。如果信号电平出现很大的变化，那么就表示照射场在阵列纵深上是严重畸形的，其次也有可能是测量的过程不可靠。我们注意到有一件事是很有趣的，当连接增益测量仪器时，任何照射场的畸变总是会导致测量值低于真实值。

27.12.2　绝对增益测量

在设置好一个合适的测试场之后，一个各向同性的

（点辐射源）辐射器的增益测量通常总是通过和经过校准的标准增益天线来直接对比，进而得出测量结果。换句话说，测试天线在它的最佳位置的信号电平被记录下来。然后你移去测试天线，将标准增益天线放置进来，并且使它的孔径处于刚刚测试天线所在位置的中心。测量在标准增益天线和测试天线之间信号电平的差异，并且增加或者减去标准增益天线的增益，来得到测试天线的绝对增益。在这里，“绝对”根据定义，其意思是与具有单位增益的点辐射源进行比较。使用这个点源参考量而不是例如偶极子的原因是它对于系统工程来说更加有用并且便利。我们假设标准天线和测试天线同时都小心地匹配到了适当的阻抗并且使用精确的校准和匹配的探测设备。

标准增益天线可以是任何类型的单向的，最好是平面孔径的天线，这架天线可以通过直接测量或者在特殊的依照计算尺寸精确地构建的盒子中来校准。标准增益天线是由 Richard F. H. Yang 提出的（见参考书目）。如图 27-63 所示，它是由两个同相的偶极天线，分开 $\lambda/2$ 距离，并且安装在一个接地的边长为 1λ 的接地平板上。

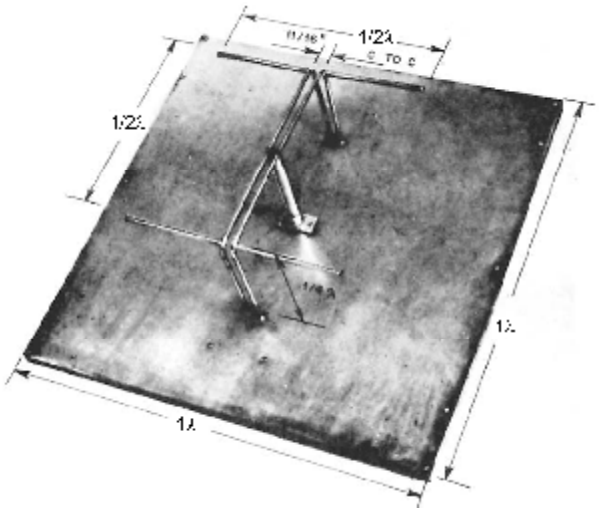


图27-63　标准增益天线。精确地建造一架天线符合所要求的工作频率，天线的偶极子辐射器将会表现出7.7 dB的增益，正负不超过0.25 dB。在这个模型中，工作频率为432 MHz，天线单元是直径为3/8英寸的管子。进行相位调整和支撑的线路是由直径5/16英寸的管子或杆子构成。

在 Yang 的原始设计中，中央的短截线是一个不平衡变压器，它可以通过在 $\lambda/4$ 的 7/8 英寸的刚性 50 Ω 同轴电缆片段上，切割两条在直径上对置的纵向的 1/8 英寸宽的狭槽来形成。一种可以替代的馈电方法是就是通过开槽的 7/8 英寸铜管对 RG-8 或者 RG-213 同轴电缆进行馈电。确保留下同轴电缆外部的套壳来使它和铜管平衡不平衡变压器段之间绝缘。当在你所感兴趣的频率按照比率精确地建造时，这种标准的类型可以提供的绝对增益为 9.85 dBi（在自由空间中偶极子天线的增益为 7.7 dBd），同时精度为±0.25 dB。

27.12.3　辐射方向图测量

在所有跟天线有关的测量中，辐射方向图在测量中要求是最苛刻的，也是最难判读的。任何天线在某种程度上都是向它周围四面八方的环境中辐射的。因此天线的辐射方向图是三维的，并且用振幅、相位和极化来表示。一般而言，在业余无线电通信的实际情况中，极化的意义明确且很好定义，只有辐射的强度是最重要的。

此外，在许多的这些例子中，在一个特殊平面内的辐射是我们主要感兴趣的，通常这个平面相当于地球的表面，不关心极化。由于测试场设置的性质，天线辐射方向图的测量只在一个几乎与地面平行的平面内，就可以成功地进行了。对于定向天线进行两次天线辐射方向图的测量是合理的，并且通常情况下也是足够的，其中一次是在极化平面内进行，另一次是在与极化平面垂直的平面内进行。这些方向图在与天线有关文献中被提及，分别作为主 E 平面和主 H 平面的方向图。E 平面意思就是平行于电场的平面也就是极化平面，H 平面的意思就是在自由空间中平行于磁场的平面。在平面波中，当波在空间传播时，电场和磁场始终是互相垂直的。

当天线被安放在真实地面上时，术语方位面和俯仰面是经常使用的，这是由于参照系是地球本身，而不是自由空间中的电场或者磁场。对于一架水平极化的天线，例如八木天线，其单元就是被安装在与地表相平行的位置，方位面是 E 面，同时俯仰面是 H 面。

得到这些方向图的技术在过程上是很简单的，但是相比于进行增益测量，辐射方向图测量需要更多的设备和耐心。首先，需要一个适当的支架，这样可以在方位（水平）面上以某种程度的精确度旋转，在术语上我们称为方位角定位。其次，在至少 20 dB 的动态范围内校准好的信号电平指示器，其读数的分辨率至少为 2 dB，是必需的。动态范围达到大约 40 dB 是我们所希望的，但是不会大幅度地提升测量的有效性。

由于有这些大量的设备，这个方法的第一步就是通过小心地调节方位和俯仰定位，定位定向天线的最大辐射区域。然后任意地分配一个方位角为 0° 和一个 0dB 的信号电平。然后，不改变俯仰设置（倾斜旋转轴），天线小心地在方位向一点一点地旋转，使得每一步的信号电平读数为 2 或者 3dB。这些信号电平的点以及与之相对应

的方位角被记录下来然后在极坐标的图纸上画出来，在图 27-64 中这样的一个例子就被画在美国业余无线电联盟坐标纸上。

在这个样本辐射方向图上，测量点用 X 标出，然后用连续的线连接起来，因为方向图是连续的曲线。辐射方向图应当很完美地画在对数辐射状坐标上，而不是画在电压或者功率刻度上。原因是对数刻度可以将耳朵的响应近似到在音频范围内的信号上。同样，许多接收机也有 AGC 系统，这种系统在响应上稍微有点对数的。因此对数刻度可以更好地代表实际系统的运行。

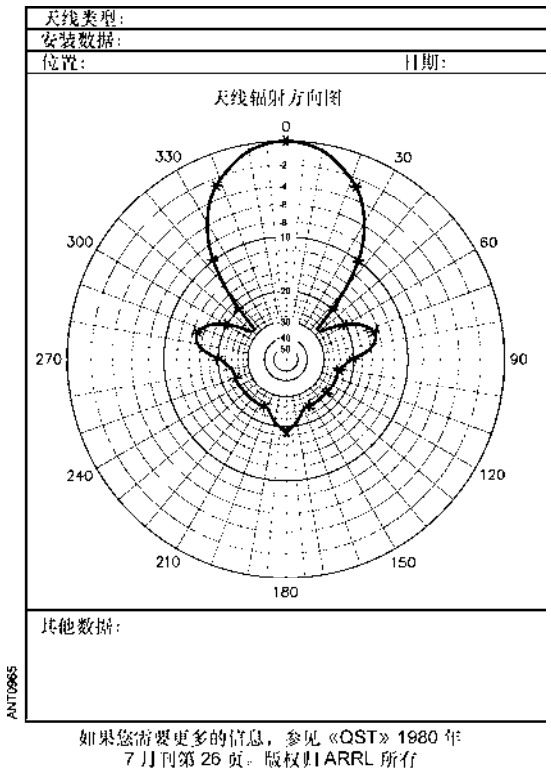


图27-64　使用文中所描述的技术，测量得到的辐射方向图简图。这幅图画在可以从ARRL HQ得到的坐标纸上。这个表格提供了记录重要数据和标记的空间。

在完成了辐射方向图读数的集合后，有人可能会迅速地问“它们有什么作用？”第一个答案是作为一个诊断工具来确定天线是否像它被期望的那样起作用。第二个答案是可以知道天线将会怎样区分出在不同方向上的干扰信号。

考虑到现在辐射方向图在诊断方面的使用。如果辐射波束是轮廓分明的，然后就会在 E 面和 H 面的辐射方向图上有一个近似公式将天线增益和测量得到的半功率波束宽度联系起来。半功率波束宽度在极坐标中显示出来了，在这里辐射能级和主波束 0 dB 基准量相比，在两个边上都下降到 3 dB。这个公式是

$$Gain(\text{dBi}) \cong \frac{41\,253}{\theta_E \phi_H} \qquad (27\text{-}29)$$

其中f_E和f_H是E面和H面方向图上各自代表半功率波束宽度的度数。这个公式假定了一个无损耗的天线系统，而且其任何旁瓣电平都被很好地抑制了。

为了说明这个公式的用途，假设我们有一架八木天线，支撑杆的长度为 2l。从已知的关系（在第 11 章中所描述的）中，支撑杆长度为 2l的八木天线，预期的自由空间的增益是大约 13 dBi; 它的增益 G 等于 20。由式（27-29）知，$\theta_E \times f_H$的结果≈2 062 平方度。因为八木天线会在横截面上产生一个几乎对称的波束形状，同时 $\theta_E = f_H = 45°$。如果现在 θ_E 和 f_H 的测量值比 45° 要大很多，那么增益将会比我们所期望的 13 dBi 要低很多。

现在举另外一个例子，假如同样的天线（支撑杆的长度为 2l的八木天线）得到的测量增益是 9 dBi，但是辐射方向图的半功率波束宽度接近 45°。这种情况就表明尽管辐射方向图看起来是正确的，但是较低的增益仍然显示了在天线的某些地方效率很低，例如损耗材料或者不良连接。

大的共线边射天线的过量定向线损耗可以通过对比从辐射方向图计算得到的增益和测量得到的实际增益，被检查出来。这个看起来有点荒谬，但是，建立一个大的阵列，同时具有非常窄的波束宽度，的确是可行的，看起来非常窄的波束宽度意味着高增益，但是实际上增益是非常低的，这是由于在馈电分配系统上的损耗。

总之，对于绝大多数的甚高频/超高频业余无线电通信，增益是一架天线最主要的属性。但是，相比于主波束，辐射到其他方向上的称为旁瓣辐射。旁瓣辐射应当通过辐射方向图的测量来检查它们的影响，例如主波束的两边旁瓣不对称或者旁瓣辐射量过多（任何旁瓣相比于主波束的 0 dB 基准量小于 10 dB，都应当被认为是过量）。这些影响通常可以归因于对辐射元器件或者天线其他零件部分不可预期的辐射，不正确的相位调整。这里的零件部分可以是支撑结构或者馈线。

天线方向图的判读与被测量天线的特殊类型是紧密相关的。对于你所感兴趣的天线类型可以参考参照数据，来检验测量的结果是否与期望的结果相符合。

现在我们来总结辐射方向图测量的作用，如果定向天线首先检查它的增益（可以进行相对简单的测量）和它被期望的值，然后辐射方向图测量可能就会更有科学依据。但是，如果增益比预期的要低，那么进行辐射方向图测量来帮助确定引起低增益可能的原因是

可取的。

关于辐射方向图的测量，记住使用合适量程的设备得到的测量结果并不是必须和同样的天线在室内电台安装时，得到的数据一致。考虑到上述的测试场设置，地面反射，垂直场分布剖面图等信息，这个原因现在看来是显而易见的。对于存在许多大的干扰物的不平坦地形上面的长传播路径，地面反射的影响趋向为变成散射，尽管它们仍然可以引起预想不到的结果。由于这些原因，所以比较长路径传播的甚高频/超高频天线是不恰当的。

27.13 矢量网络分析仪

制造和调谐相控阵的过程往往包含若干次不同的测量，来达到我们想要的性能水平，就像在第 8 章中多元阵列所指出的那样。这一小节是由 Rudy Severns, N6LF 编写的。

在安装好一组天线阵列之后，我们应当测量每一个单元的共振频率，每一个单元的自阻抗和不同单元之间的互阻抗。我们同样也想知道这些阻抗在整个工作频段内的表现，来帮助设计馈电网络。在建立馈电网络的时候，我们可能需要核对网络单元的阻抗值和 Q_S，同时我们还应该确定传输线的电长度。

对天线阵列最终的调谐需要测量和调节每一个单元相关的电流振幅和相位，前提是如果需要的话。同时我们也应当测量馈电点处的驻波比。要想使所有这些测量结果即使是适当的好，都需要相当多的仪器，而它们中的一些是很重的同时需要交流电源的。这在测试场来说可能是件比较麻烦的事，尤其是如果气候条件不配合的话，就更麻烦了。

专业的人员使用矢量网络分析仪（VNA）或者稍微简易点的反射传输线测试设备，进行这些测量。这些仪器可以快速地并且是以很高的精度进行所有必需的测量。但是，在过去矢量网络分析仪是非常昂贵的，使用它是一般的业余无线电爱好者承担不起的。但是由于现代数字技术的发展，矢量网络分析仪和笔记本电脑配合使用在价格上已经是业余无线电爱好者可以考虑的了。甚至自己在家制造一台网络分析仪并且性能可以接近专业仪器，都是有可能的了。考虑到哪怕是简单的天线阵列的花费，在矢量网络分析仪上的投资都是有意义的。

矢量网络分析仪是基于反射和传输的测量的。使用网络分析仪对于对散射参数（S-参数）有一个基本的理解是非常有帮助的。微波工程师将会长期使用它，因为他们得和对波长而言很大的电路打交道，而在这样的电路上测量正向功率和反射功率是很简单的。

高频天线阵列对波长而言同样也是很大的。这个测量正向功率和逆向功率在甚至是 160 m 波长都工作良好。例如，虽然天线阵列单元之间的间隔可能为 100 英尺，你可以将你的仪器放在中心位置，然后将天线伸向每一个天线单元。从矢量网络分析仪里伸向天线单元的电缆的影响可以在初始校准的过程中消除，所以在矢量网络分析仪上得到的读数就是每个单元上的有效值。换句话说，测量基准点在天线单元实际值的基础上进行电移动，而不用管测量仪器和互相之间连接电缆的物理位置。

在一个完整的天线阵列连同它的馈电网络中，网络可以在馈电点处被矢量网络分析仪激励，并且每一个天线单元上相应的电流振幅和相位可以在某个确定的频段上进行测量。然后，调节可以根据需要进行。当电流振幅和相位的最终值知道时，这些值可以被返回到天线阵列的计算程序（例如 EZNEC）中，然后计算天线阵列在整个频段上的辐射方向图。

27.13.1 S-参数

在第 24 章中，传输线的反射系数 rho（ρ）被解释为是反射电压（V_r）和入射电压（V_i）的比值：

$$\rho = \frac{V_r}{V_i} \qquad (27\text{-}30)$$

如果我们知道了负载阻抗（Z_L）和传输线的阻抗（Z_0），我们可以通过式（27-31）计算 ρ：

$$\rho = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \qquad (27\text{-}31)$$

应当牢记，ρ 是一个复数（矢量），我们可以通过振幅和相位（$|Z|$，θ）来表示它，也可以用实部和虚部（$R\pm jX$）来表示它。这两种表示方式都是一样的。由 ρ 我们可以计算驻波比。这是非常方便的，但是这里我们想利用 ρ 来做一些不同的事情。如果我们有仪器可以测量出 ρ 的值，并且我们也知道了 Z_0，然后我们就可以由式（27-32）计算出 Z_L：

$$Z_L = Z_0\left(\frac{1+\rho}{1-\rho}\right) \qquad (27\text{-}32)$$

测量 ρ 只是矢量网络分析仪可以完成得很好的诸多任务中的一样。有了矢量网络分析仪，我们就可以在一根很长的传输线的一端连接上矢量网络分析仪进行测量，而另一端是我们要测量的负载。传输线的影响可以计算出来，就像上面提到的那样，所以我们可以对负载

进行有效地正确地计算。

这个方法可以直接用来测量单个单元的阻抗和谐振频率。通过在天线阵列中使用开路元器件和短路元器件，我们可以像测量每一个单元的测量单元之间的互阻抗，以及自阻抗。我们也可以用这个方法来测量元器件值，电感器的 Q_S 等。

这是一个单端口元器件测量的例子，换句话说，就是阻抗在传输线的一端。但是多单元天线阵列事实上相当于一个多端口网络，所以为了发挥出矢量网络分析仪的最大作用，你需要推广上面的测量步骤。在这里 S-参数就起作用了。为了说明它的原理我们使用了如图 27-65 所示的简单双端口单元天线阵列。

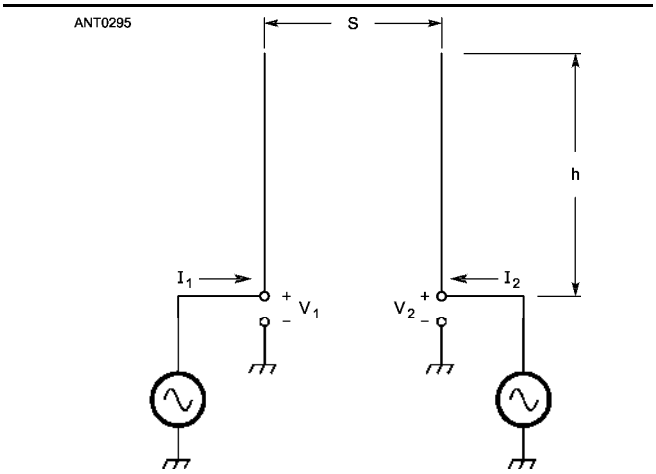


图27-65　双单元天线阵列，其中*h*是单元的高度，*S*是单元之间的距离。

为了设计一个馈电网络来激励这个天线阵列，我们需要知道每个单元的输入阻抗（Z_1 和 Z_2），并且将它作为激励电流（I_1 和 I_2）的函数。输入阻抗将会决定于每一个单元自身的阻抗，它们之间的耦合情况（互阻抗）和每个单元上的激励电流。为了处理这个问题，我们可以把双单元天线阵列表示成一个双端口网络，如图 27-66 所示。同时我们可以归纳出端口电压，端口电流和端口阻抗之间的关系式为式（27-33）：

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2$$
$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \qquad (27\text{-}33)$$



图27-66　双端口电流和电压在图27-65所示的双单元天线阵列中的表示方法。

一般地，我们从天线阵列的设计中就可以知道 I_1 和 I_2 了，但是我们需要知道由此得到的单元阻抗。这是一个难题。幸亏，天线阵列是一个线性网络，所以 Z_{12}=Z_{21}，这就意味着我们只需要求出 3 个变量：单元自身的阻抗 Z_{11} 和 Z_{22}，以及单元之间的耦合阻抗 Z_{12}。

一旦我们知道了 Z_{11}，Z_{12} 和 Z_{22} 以及已经给出的 I_1 和 I_2，我们可以求出每个单元馈电点处的阻抗:

$$Z_1 = Z_{11} + \frac{I_2}{I_1}Z_{12}$$
$$Z_2 = Z_{22} + \frac{I_1}{I_2}Z_{12} \qquad (27\text{-}34)$$

这个是常规的方法。但是，这里还存在着一些问题。我们不得不需要精确地测量电压和电流，或者在多个单元中存在着的电阻，并且这些单元之间可能还隔着好几个 l。另外，当工作频率升高时，精确地测量电流、电压和电阻的难度也在增大。

不同的是，我们可以更加简单地测量端口处的入射电压和反射电压，然后依靠这些测量值算出馈电点的阻抗。矢量网络分析仪就是用来测量这些电压的。当然测量入射电压和反射电压之间的比率又会比测量它们的绝对值要简单。

在 2 单元天线阵列上使用一个矢量网络分析仪的测量过程如图 27-67 所示。矢量网络分析仪通常至少有两个射频连接接头：发射端口（*T*）和接收端口（*R*）。专业的装置可能还会有更多的接头。*T* 输出端口提供的信号是由一个 50 Ω 的信号源产生的，*R* 端口则是输入阻抗为 50 Ω 的检波器。从本质上来说，我们有一个发射机和接收机。发射端口使用定向耦合器在输出端提供正向信号和反射信号的的读数。接收端口测量通过网络传输之后的信号。传输线的特性阻抗通常等于 50 Ω，并且可以根据天线阵列的尺寸选择任意需要的长度。

使用入射电压和反射电压，双端口网络的表示形式就发生了改变，如图 27-68 所示，其中：

V_{1i} = 端口 1 的入射电压
V_{1r} = 端口 1 的反射电压
V_{2i} = 端口 2 的入射电压
V_{2r} = 端口 2 的反射电压

这在某种程度上类似于式（27-33），我们可以根据入射电压和反射电压写出式（27-35）、式（27-36）：

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$
$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \qquad (27\text{-}35)$$

其中：

$$a_1 = \frac{V_{1i}}{\sqrt{Z_0}} \quad b_1 = \frac{V_{1r}}{\sqrt{Z_0}}$$

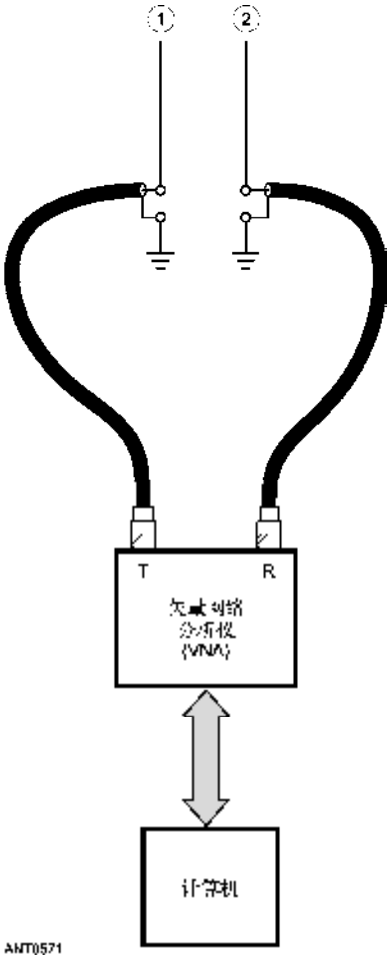


图27-67　使用矢量网络分析仪测量双单元天线阵列的测试装置。

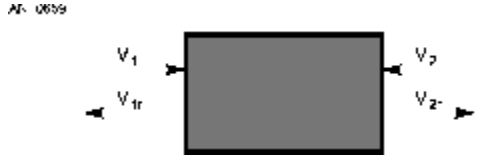


图27-68　入射波和反射波表示双端口网络。

$$a_2 = \frac{V_{2i}}{\sqrt{Z_0}} \qquad b_2 = \frac{V_{2r}}{\sqrt{Z_0}} \tag{27-36}$$

我们看到a_n和b_n是在两个端口的入射电压和反射电压简单地除以$\sqrt{Z_0}$。因为这是一个线性网络，所以$S_{12} = S_{21}$。

那么S_{ij}的量是多少呢？这些又被称为S-参数，它们是由式（27-37）所定义的:

$$S_{11} \equiv \left.\frac{b_1}{a_1}\right|_{a_2=0} = \left.\frac{V_{1r}}{V_{1i}}\right|_{V_{2i}=0}$$

$$S_{21} \equiv \left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{a_2=0} = \left.\frac{V_{2r}}{V_{1i}}\right|_{V_{2i}=0}$$

$$S_{12} \equiv \left.\frac{b_1}{a_2}\right|_{a_1=0} = \left.\frac{V_{1r}}{V_{2i}}\right|_{V_{1i}=0}$$

$$S_{22} \equiv \left.\frac{b_2}{a_2}\right|_{a_1=0} = \left.\frac{V_{2r}}{V_{2i}}\right|_{V_{1i}=0} \tag{27-37}$$

注意到S_{ij}参数都是入射电压和反射电压的比值，并且它们通常都是复数。$a_2 = 0 = V_{2i}$，就是说，端口2终端连接的是一个阻抗等于Z_0的负载，并且网络是在端口1被激励。这就意味着端口2所连接的负载没有产生反射，于是$V_{2i} = 0$。类似地，如果我们在端口1连接Z_0，并且在端口2激励网络，则也会有$V_{1i} = 0 = a_1$。

如果我们对比式（27-30）和式（27-37）的第一个式子，我们会发现$S_{11} = \rho_1$，即端口1的反射系数。现在我们可以根据S_{11}来重新定义式（27-32）:

$$Z = Z_0\left(\frac{1+S_{11}}{1-S_{11}}\right) \tag{27-38}$$

其中Z是当端口2所接负载为Z_0时，端口1的输入阻抗。在这种情况下端口2并不存在，换句话说，你测量的单个元器件（例如，在单元2开路的时候，测量单元1）。由于S_{11}是矢量网络分析仪的标准参数，所以你可以利用式（27-38）来计算Z。在许多情况下，矢量网络分析仪自带的软件会自动地为你进行计算。同样你也可以在单元1开路的时候测量单元2，并且由此计算出S_{22}。

S_{21}代表了从端口2反射出来的信号（V_{2r}）和在端口1的输入信号（V_{1i}）之间的比值，并且是矢量网络分析仪的另一个标准参数。S_{21}是在两个端口之间通过网络或者在这里是天线阵列的传递还有由于元器件之间的耦合所产生的传递得到的信号读数。另外，端口2应当连接阻抗为Z_0的负载。

一台全性能矢量网络分析仪可以同时测量出所有的S_{ij}参数，但是对绝大多数业余无线电爱好者有意义的低成本设备是我们称为反射—传输测试设备。这就意味着它只能测量S_{11}和S_{21}。为了得到S_{22}和S_{12}，我们得交换天线阵列单元上的测试电缆（如图27-67所示），并且重新启动设备再测量一次。通常软件会将这个作为第二输入进行处理，这样我们就可以完成S_{ij}的全套测量了。

如果我们确实有全套的S_{ij}参数，那么我们可以使用式（27-39）将这些参数转换成Z_{ij}，见式（27-33），前提是假设$S_{12} = S_{21}$:

$$Z_{11} = \frac{(1+S_{11})(1-S_{22}) + S_{12}{}^2}{(1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}{}^2}$$

$$Z_{22}=\frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}{}^{2}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}{}^{2}}$$

$$Z_{12}=\frac{(2S_{12})}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}{}^{2}} \qquad (27\text{-}39)$$

这个例子正好适合于双单元天线阵列的计算。具有任意单元数量的天线阵列其 S-参数都是可以被测量的。在 n 端口的 S-参数测量中，所有的端口都同时用阻抗为 Z_0 的负载接上。每次测量在一组端口之间进行，然后重复测量直到所有对的端口都被测量为止。

27.13.2 天线阵列测量示例

一个说明矢量网络分析仪是如何进行天线阵列测量的好方法是进行实际的天线阵列测量，通过这些例子来了解。图 27-69 是 Mark Perrin（N7MQ）建造的一个双单元 20 m 波段相控阵天线。



图27-69　双单元20 m相控阵列（照片由N7MQ提供）。

所有的单元都是 $\lambda/4$（自谐振频率为 14.150 MHz），并且单元与单元之间隔开 $\lambda/4$ 的距离（17 英尺 5 英寸）。在理想的情况下，所有的单元都具有相等的电流振幅，并且有 90° 的相位差。这就会产生如第 8 章“多元阵列”一节所示的心形辐射方向图。对于如何正确地对这样的一个天线阵列进行馈电有很多种方案。在这个例子中使用的是 Roy Lewallen（W7EL）所描述的两个不同的 75 Ω 传输线（电长度一个为 $\lambda/4$，另一个为 $\lambda/2$）。

首要的任务是使每一个单元分别谐振。使用矢量网络分析仪设备来测量 S_{11} 的相位，我们将会得到一个类似于图 27-70 中所示的图。

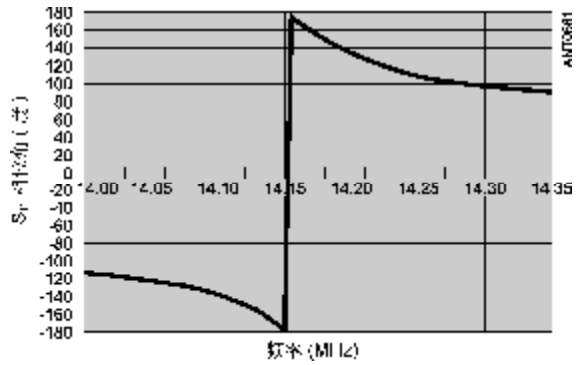


图27-70　单个单元的S_{11}相位图。

在 $\lambda/4$ 谐振频率（f_r）处，我们可以看到一个很尖锐的相位跃迁，从－180°～+180°。这是一个所有串联谐振电路的典型特征。每一个单元的长度都需要进行调节直到获得我们所需要的 f_r。这是一个非常灵敏的测量设备。你可以看到由于绕组烧毁所引起的 f_r 转移。单元的长度会随着它自身在阳光下，或者当你移动馈线时馈线和天线之间的交互作用，所引起的发热而变长。事实上，这是在确保每样东西都是机械固定的并且没有意料之外耦合的过程中很重要的一点。通常你会发现在将扼流圈巴伦安装到每一个单元上，并且以此来减少杂散耦合是非常必要的。

下一步就是要确定自阻抗（Z_{11} 和 Z_{22}）和互阻抗（Z_{12}），当天线阵列被激励时，在实际激励点处出现的阻抗可以被测量，从而再求得自阻抗和互阻抗，见第 8 章。这里有两种可行的方法。

首先，我们可以将矢量网络分析仪作为阻抗电桥来使用——在一个单元上进行两次 S_{11} 测量，首先使其他的单元开路（Z_{11} 和 Z_{22}）然后再使它短路（Z_1 或者 Z_2）。我们可以使用式（27-38）将 S_{11} 的测量读数转换成阻抗值。Z_{12} 的值可以由式（27-40）求得：

$$Z_{12}=\pm\sqrt{Z_{11}(Z_{11}-Z_1)}$$

$$Z_{12}=\pm\sqrt{Z_{22}(Z_{22}-Z_2)} \qquad (27\text{-}40)$$

第二种方法是将所有的端口对进行全套 S-参数（S_{11}，S_{21}，S_{12} 和 S_{22}）的测量，然后使用式（27-38）得到阻抗值。这两种方法都可以使用，但是第二种方法有一定的优势，式（27-40）中的±多值性可以被消除。

对于这个例子，在 14.150 MHz 频率下测量得到的阻抗值，结果是:

$$Z_{11} = 51.4 + j\ 0.35$$

$$Z_{22} = 50.3 + j\ 0.299$$

$$Z_{12} = 15.06 - j\ 19.26 \qquad (27\text{-}41)$$

通过这些值，我们现在可以用式（27-42）确定馈电点的阻抗：

$$Z_1' = Z_{11} + \frac{I_2}{I_1} Z_{12}$$

$$Z_2' = Z_{22} + \frac{I_1}{I_2} Z_{12}$$

$$\frac{I_1}{I_2} = -\mathrm{j} \qquad (27\text{-}42)$$

注意到－j 代表了在电流之间存在 90° 的相移。式（27-41）中的值代入到式（27-42）中:

$$Z_1' = 32.09 - \mathrm{j}14.7$$

$$Z_2' = 69.6 + \mathrm{j}15.32 \qquad (27\text{-}43)$$

当我们手头上有了这些电阻值之后，我们就可以设计馈电网络了。但是在这个特殊的例子中，我们使用了 Lewallen 所描述的 $\lambda/4$ 和 $\lambda/2$ 电缆，并且接受了其结果。所以我们现在着手剪切和修整这两个电缆的长度。

此外，还有两种可以使用的方法。首先我们可以根据频率确定每一根电缆电长度为 $\lambda/4$ 的位置。在这一点上，电缆的输入阻抗相当于一个串联谐振电路，并且我们可以很简单地像我们前面在频率 f_r 时所做的那样，测量 S_{11} 的相位，然后得到一个如图 27-70 所示的图。在这个例子中，两个电缆的 $\lambda/4$ 谐振频率是 7.075 MHz 和 14.150 MHz。

第二种方法是测量每一根电缆在 14.150 MHz 时的 S_{21}。S_{21} 的相移将会以度数的方式告诉你在给定频率下这根电缆的长度。因为随着频率的变化电缆的特性阻抗也会有很小的变化（色散现象），所以这种方法稍微精确些，因为这个测量是在我们所需要的工作频率下进行的。但是这在高频情况下效果不是很明显。

这使我们不得不进行最后的测量，这一步是用来检查相对电流振幅和两个单元之间的相位是否正确。然后我们可以确定馈电点处的驻波比。通过使用矢量网络分析仪得到 S_{12}，进而得到相位和振幅的比值，测量设备的设置如图 27-71 所示。

矢量网络分析仪的发射端口被连接到标准馈电点处。电流传感器（参见第 8 章中，多元阵列，其中讨论了电流传感器）被嵌入到单元 1 中，传感器的输出被返回到检波器或者矢量网络分析仪的接收端口。然后对这条通路进行标准化校准。然后将它作为基准量。

下一步，将电流传感器移入到单元 2 中。在这一点得到的 S_{12} 的相位和振幅图将会是，当在标准馈电点处激励天线时，我们需要的天线阵列上的电流之间的相对相移和振幅比。图 27-72 和图 27-73 显示了在 20 m 波段下示例天线阵列的特性。我们可以在专门对天线阵列进行计算的 EZNEC 模型中使用这些值，来确定真实的天线辐射方向图。

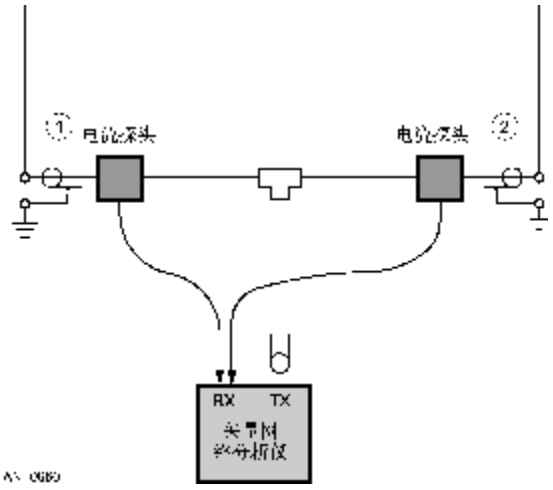


图27-71　电流相位和振幅比测试装置。

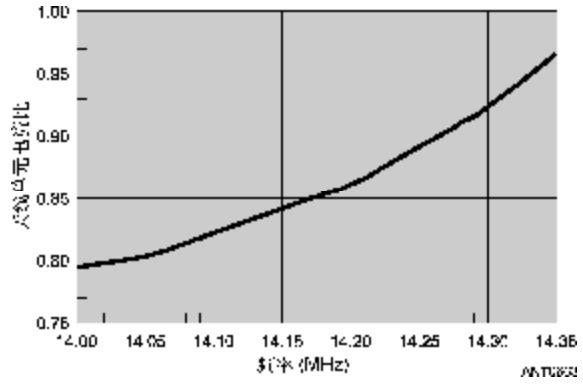


图27-72　在20 m的波段范围内测量得到的天线单元电流比。

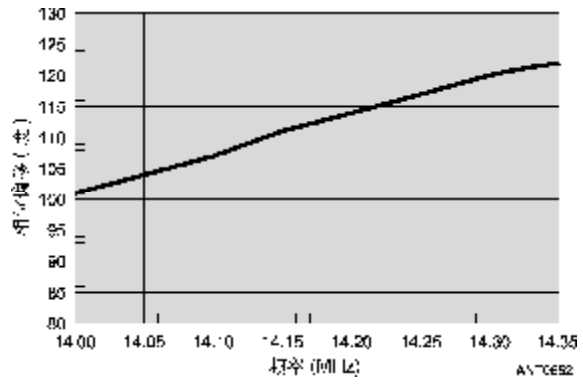


图27-73　在20 m的波段范围内测量得到的电流相对位移。

显然 W7EL 馈电方案不是完美的，但是它有一个显著的优势就是简易性。如果需要更好的性能，我们可以使用之前已经求得的 Z_1' 和 Z_2' 的值来设计和制作一个新的馈电网络，然后着手以相同的手段来评估它的性能。

最终的测量是将矢量网络分析仪的发射端口连接到馈电点处，然后测量 S_{11}。由 S_{11} 我们计算出驻波比：

$$SWR = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} \qquad (27\text{-}44)$$

在这个例子中反射损耗$|S_{11}|$在整个 20 m 的频段上大约为－19 dB，这相当于驻波比 = 1.25:1。

参考资料

有关本章主题的更多内容和进一步讨论可在以下列出的参考资料中找到。

A. Bailey, "The Antenna Lab, Parts 1 and 2," *Radio Communication*, Aug and Sep 1983.

L. Blake, *Transmission Lines and Waveguides* (New York: John Wiley & Sons, 1969), pp 244～251.

J. H. Bowen, "A Calorimeter for VHF and UHF Power Measurements, *QST*, Dec 1975, pp 11～13.

W. Bruene, "An Inside Picture of Directional Wattmeters," *QST*, Apr 1959.

CCIR Recommendation 368, Documents of the CCIR XII Plenary assembly, ITU, Geneva, 1967.

J. Carr, "Find Fault with Your Coax," 73, Oct 1984, pp 10～14.

D. DeMaw, "In-Line RF Power Metering," *QST*, Dec 1969.

D. Fayman, "A Simple Computing SWR Meter," *QST*, Jul 1973, pp 23～33.

J. Gibbons and H. Horn, "A Circuit With Logarithmic Response Over Nine Decades," *IEEE Transactions on Circuit Theory*, Vol CT-11, No. 3, Sep 1964, pp 378- 384.

J. Grebenkemper, "Calibrating Diode Detectors," *QEX*, Aug 1990.

J. Grebenkemper, "The Tandem Match—An Accurate Directional Wattmeter," *QST*, Jan 1987.

J. Grebenkemper, "Improving and Using R-X Noise Bridges," *QST*, Aug 1989; Feedback, *QST*, Jan 1990, p 27.

G. H. Hagn, SRI, "HF Ground Measurements at the Lawrence Livermore National Laboratory (LLNL) Field Site," *Applied Computational Electromagnetics Society Journal and Newsletter*, Vol 3, Number 2, Fall 1988.

T. King, "A Practical Time-Domain Reflectometer," *QST*, May 1989, pp 22～24.

Z. Lau and C. Hutchinson, "Improving the HW-9 Transceiver," *QST*, Apr 1988, pp 26～29.

V. G. Leenerts, "Automatic VSWR and Power Meter," *Ham Radio*, May 1980, pp 34～43.

J. Lenk, *Handbook of Oscilloscopes* (Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1982), pp 288～292.

I. Lindell, E. Alanen, K. Mannerslo, "Exact Image Method for Impedance Computation of Antennas Above the Ground," *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, AP-33, Sep 1985.

L. McCoy, "A Linear Field-Strength Meter," *QST*, Jan 1973.

T. McMullen, "The Line Sampler, an RF Power Monitor for VHF and UHF," *QST*, Apr 1972.

M. Walter Maxwell, W2DU, *Reflections* (Newington: ARRL, 1990), p 20～3.

C. Michaels, "Determining Line Lengths," Technical Correspondence, *QST*, Sep 1985, pp 43～44.

H. Perras, "Broadband Power-Tracking VSWR Bridge," *Ham Radio*, Aug 1979, pp 72～75.

S. Ramo, J. Whinnery and T. Van Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics* (New York: John Wiley & Sons, 1967), Chap 1.

Reference Data for Radio Engineers, 5th edition (Indianapolis: Howard W. Sams, 1968), Chapter 28.

P. N. Saveskie, *Radio Propagation Handbook* (Blue Ridge Summit, PA: TAB Books, 1960).

J. Sevick, "Short Ground-Radial Systems for Short Verticals," *QST*, Apr 1978, pp 30～33.

J. Sevick, "Measuring Soil Conductivity," *QST*, Mar 1981, pp 38～39.

W. Spaulding, "A Broadband Two-Port S-Parameter Test Set," *Hewlett-Packard Journal*, Nov 1984.

D. Turrin, "Antenna Performance Measurements," *QST*, Nov 1974, pp 35～41.

F. Van Zant, "High-Power Operation with the Tandem Match Directional Coupler," Technical Correspondence, *QST*, Jul 1989, pp 42～43.

R. F. H. Yang, "A Proposed Gain Standard for VHF Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Nov 1966.

第 28 章

史密斯圆图计算

史密斯圆图是一种用来解决传输线问题的复杂的图形计算工具。其中最简单的一个应用就是基于一种随机长度传输线的输入端阻抗测量的方法，来确定天线馈电点的阻抗。通过使用史密斯圆图，阻抗测量可以在信号塔或者天线杆顶部的天线上进行，并且也没有必要把整个传输线精确地划分为半波长的多少倍。史密斯圆图同时也还有其他的一些用途，例如设计阻抗匹配网络，这些匹配网络可以采用几种网络类型中的任意一种，例如 L 形和π形网络，短截线匹配系统，串联匹配系统，等等。如果掌握了史密斯圆图的知识，业余无线电爱好者将会省去许多“试凑法”的活。

史密斯圆图是以它的发明者 Phillip H. Smith 的名字来命名的。史密斯圆图最早是在 1939 年 1 月的《电子学》杂志上描述的。史密斯圆图可以在绝大多数的大学书店里购买到，当然它也可以在 ARRL HQ 上获得（参见图 28-3 的标题）。

在第 24 章中已经表明了输入阻抗或者是在传输线某处“看进去”的阻抗取决于驻波比（SWR），传输线的长度以及传输线的特性阻抗（Z_0）。而 SWR 又取决于传输线终端的负载。日常中有一些用来计算特定的工作中的传输线上存在的阻抗，电压，电流和驻波比的变化值的，非常复杂的数学关系式。这些公式可以通过个人电脑以及合适的计算软件或者是通过史密斯圆图测定的参数来求解。即使使用了计算机，对史密斯圆图知识的基本了解，可以促进你对被解决的问题有更好地理解。同时这样的理解与其他方式相比，还有可能会产生更加快捷简便的解决方案。如果终端的阻抗是已知的，那么通过史密斯圆图来测定传输线上任意一点的输入阻抗是非常简单的一件事情。相反地，像上面指出的那样，如果有了给定的传输线长度值和已知的（或者已测的）输入阻抗值，那么负载阻抗也可以通过使用圆图的方法来测定，这是一个简便的方法。例如，利用这个方法你在远离天线的位置处就可以测量出天线阻抗了。

尽管圆图的样子初次看上去有点可怕，但是史密斯圆图的确只不过是一种专业类型的图表，仅此而已。要认为它是已经弯曲了的，而不是直角的坐标线。整个坐标系统是由两个圆族组成的——电阻圆族和电抗圆族。如图 28-1 所示，是电阻圆族，它们都是以电阻轴为中心线（圆图上唯一的一条直线）的，并且都在圆图的右边与套在这些圆最外面的一个圆相切。所有的圆都分配了一个电阻值，这个值就是电阻圆与电阻轴相交的位置处所标示的那个值。沿着同一个圆的圆周上所有的点都具有同样的电阻值。

分配给每一个圆的电阻值的变化范围从圆图最左边的值 0，到圆图最右边的无穷大，并且事实上在阻抗轴上所显示的是实际电阻值和中心点所代表电阻的比率。圆图的中心点表示为 1.0，这个中心点被称为初始中心点。

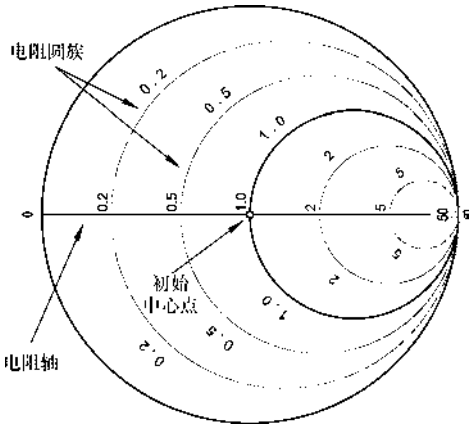


图28-1　史密斯圆图坐标系的电阻圆。

如果初始中心点分配的电阻值是 100 Ω，那么 200 Ω 的电阻就用电阻圆值为 2.0 的圆来表示，50 Ω 就用电阻圆值为 0.5 的圆来表示，20 Ω 就用电阻圆值为 0.2 的圆来表示等。如果初始中心点表示的值替换为 50 Ω，那么电阻圆值为 2.0 的圆就表示 100 Ω，电阻圆值为 0.5 的圆就表示 25 Ω，电阻圆值为 0.2 的圆就表示 10 Ω。在所有的情况下，可以看出圆图上的值是由分配给初始中心点的实际所代表的值决定的。这个过程称之为归一化。

相反地，圆图上的电阻圆值转换回实际的电阻值，则通过乘上分配给圆图初始中心点的实际电阻值的方式来实现。这个特点决定了圆图可以允许在任何阻抗值的情况下使用。因此任何类型的不管其阻抗范围是多少的均匀传输线都可以使用圆图进行计算。就像上面提到的那样，通常使用的圆图的专业版本是一个初始中心点的值为 50 Ω 的圆图。这些圆图是打算供 50 Ω 传输线使用的。

现在开始考虑电抗圆，如图 28-2 所示，电抗圆在圆图中显示为一段曲线，这是因为只有完整圆的一部分曲线在圆图上画出来。这些圆都与电阻轴相切。同一条曲线上的所有点都具有相同的电抗值。而电阻轴本身也属于电抗圆族（半径为无穷大的圆）。而电抗圆族的中心也已经移到在圆图右侧，上侧电抗圆的底部和下侧电抗圆的顶部相切的一条线与最外圈圆相交的点处。最大最外圈的圆是被束缚的圆图坐标轴的一部分，同时也是电抗轴。

每一个电抗圆曲线片段都分配了一个电抗值，这个电抗圆曲线所表示的值是曲线和电抗轴相交的点所表示的值。所有沿着同一个电抗圆曲线片段上的点代表的电抗值都是相同的。就像电阻圆族一样，分配给每一个电抗圆的值都是已经经过和初始中心点所代表的值相除，进行了归一化的。电阻轴上面部分的电抗值都是正的（呈电感性），同样，在电阻轴下面部分的电抗值都是负的（呈电容性）。

当把电阻圆族和电抗圆族合并在一起之后，就会得到如图 28-3 所示的史密斯圆图坐标系。复阻抗（$R + jX$）可以在这个坐标系中画出来。

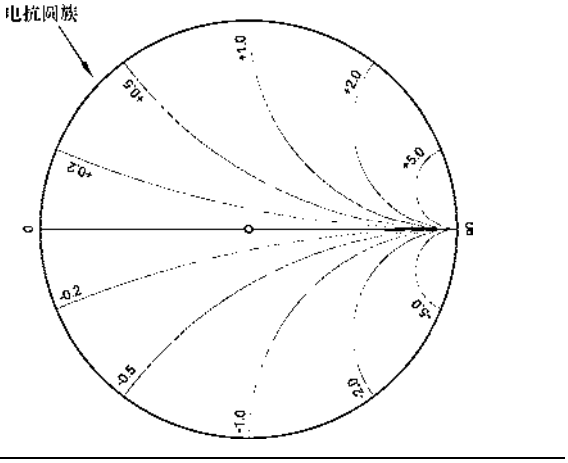


图28-2　史密斯圆图坐标系的电抗圆（圆弧片段）。

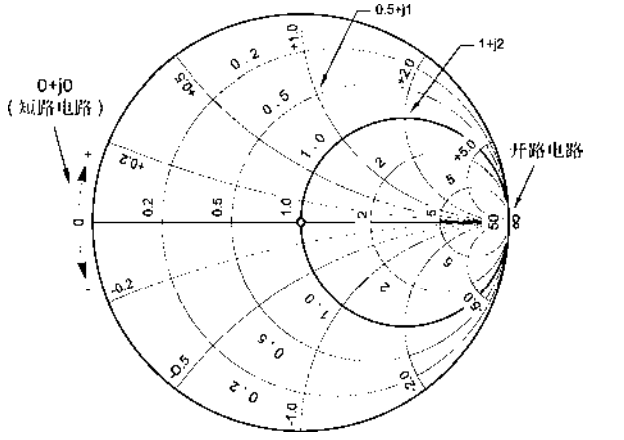


图28-3　史密斯圆图的完备坐标系。为简单起见，只有很少的曲线片段标示了电阻值和电抗值。不同类型的史密斯圆图都可以从ARRL HQ获得。在这篇文章中，5张8.5英寸×11英寸的史密斯圆图大约花费2美元。

28.1　阻 抗 标 示

假设我们现在有一个阻抗值，它由 50 Ω 的电阻值和 100 Ω 的电感性电抗值组成（Z = 50 +j100）。如果我们给圆图的初始中心点分配的电阻值是 100 Ω，我们对上面的阻抗值通过将电抗的每一个组成部分同时除以 100，进行归一化。这个进行了归一化以后的阻抗圆值就是 50/100 +j (100/100) = 0.5 + j 1.0。这个阻抗圆值，如图 28-3 的圆图所示，由史密斯圆图上电阻圆值为 0.5 的电阻圆和电抗圆值为 1.0 的电抗圆的相交点表示。相关的一些计算现在可以由这个图示点进行。

现在如果我们给初始中心点分配的值不是 100 Ω，而是 50 Ω。由于使用了这种新的阻抗分配方式，那么（50 + j 100）Ω 的阻抗值，就应该由电阻圆值为 50/50 = 1.0 的电阻圆和电抗圆值为 100 / 50 = 2.0 的电抗圆的相交点来表示。这个值 1 + j 2 同样也可以在图 28-3 所示的圆图上表示出来。但是现在在图 28-3 所示的圆图上出现了两个不相同的点来表示同一个阻抗值：（50 + j 100） Ω。为什么会出

现这种情况？

这些例子说明相同的阻抗在圆图上不同的位置取决于分配给初始中心点不同的电阻值。但是圆图上的这两个点是不能在同一时刻代表同一个阻抗的。按照惯例，一般在解决传输线问题的时候，给初始中心点分配的电阻值是所使用传输线的特性阻抗 Z_0。这些描述传输线特性的值应该在计算开始的时候就进行记录，以此来避免后面可能会出现的干扰（在使用初始中心点所代表的电阻值为 50 Ω 的专业圆图时，如果你工作的传输线的特性阻抗为 50 Ω，当然，也就没有必要对阻抗进行归一化了。电阻圆值和电抗圆值就可以直接从圆图坐标系中读出来了）。

初始中心点是一个具有重要意义的点。就像刚刚提到的那样，通常在解决问题的时候，将传输线的 Z_0 分配给圆图上的这个点——例如，对于 50 Ω 传输线，就给初始中心点分配 50 Ω 的电阻值。这就意味着圆图中心点代表的实际电阻值是（50+j0）Ω——一个阻值等于传输线的特性阻抗的纯电阻。如果这是传输线上负载的阻抗，那么通过传输线理论，我们可以知道这个就表现为理想的阻抗匹配，没有反射功率，同时驻波比为 1.0:1。因此，初始中心点同样也代表了驻波比为 1.0 的常数驻波比圆（半径为 0 的圆）。驻波比圆族会在后面的小节中进行讨论。

短路和开路

对于阻抗标示这个问题来说，有两种特殊的情况值得讨论，它们分别是短路和开路。一个严格的短路应该是零电阻和零电抗，或者表示为（0+j0）Ω。这个阻抗点由圆图的最左边，电阻轴和电抗轴相交的点表示。相反，开路的情况下应该具有无穷大的电阻，因此这时的阻抗由圆图最右边，电阻轴和电抗轴相交的点表示。这两种情况有时候会在后面所阐述的短截线匹配问题中遇到。

驻波比圆族

第 3 种圆族的成员，在圆图上并没有直接印刷出来，但是在解决实际问题的过程中是需要添加的，这就是驻波比圆或者驻波比圆族，如图 28-4 所示。这个圆族是以初始中心点为圆心，并且表现为在电抗轴所包含的区域内部的同心圆。在计算的过程中，一个或者多个这样的圆可以使用专业绘图圆规进行添加。每一个圆都代表着一个驻波比的值，并且在任意一个给定驻波比圆上的每一个点都代表相同的驻波比值。一个给定圆所代表的驻波比值，直接由圆图坐标系中驻波比圆在初始中心点右侧与电阻轴相交处，电阻轴上标示的电阻圆值来决定。（驻波比圆与初始中心点左侧的电阻轴相交点值的读数则表示驻波比的倒数）

考虑到这样一种情况，在传输线上的某一处负载不匹配，因此产生了一个 3:1 的驻波比。如果我们暂时忽略传输线的损耗，可以规定在整个传输线上驻波比都是一个常数保持恒定。这种情况可以通过在史密斯圆图上作一个驻波比值为 3:1 的驻波比圆来表示（驻波比圆的半径为电阻轴上初始中心点到电阻轴右侧表示电阻圆值为 3 的点的长度），如图 28-5 所示。圆图设计为，在失配传输线上的任何位置

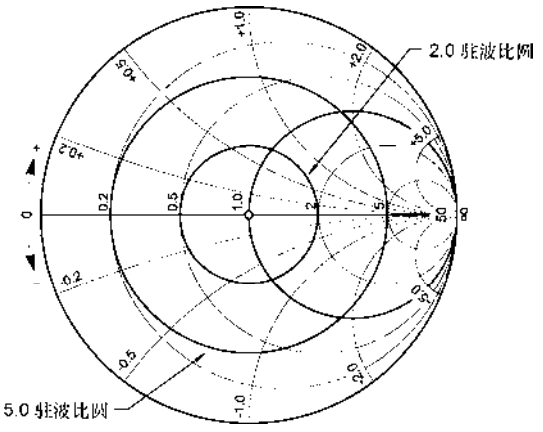


图28-4　加上驻波比圆之后的史密斯圆图。

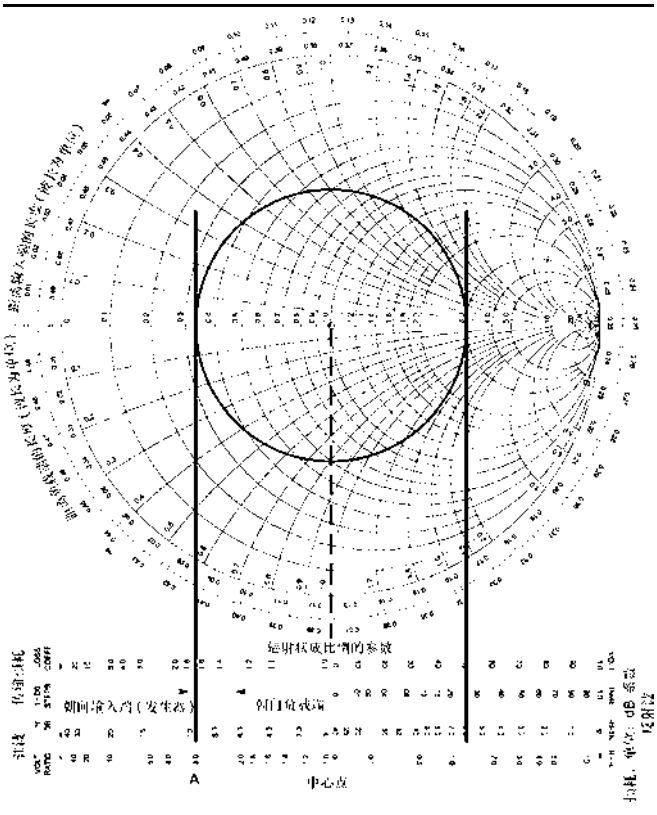


图28-5　文中所讨论的例子。

所产生的任何阻抗都会落在驻波比圆上。阻抗可以在坐标系上读出来，并且仅仅只需要沿着驻波比圆周围的刻度前进一个长度，这个长度与其相关的传输线的长度有关。

这就会引入如图 28-5 所示，在史密斯圆图周边的波长刻度的使用。这些刻度尺是依据传输线上电波长的分配而校准的。两个刻度尺的起点都是圆图左侧电阻圆值为 0 的点。一个刻度尺是逆时针方向增大的，开始于发生器端或者也可以说是传输线的输入器端，然后向负载端传播。另一个刻度尺开始于负载端，然后沿着顺时针方向，向发生器端传播。在圆图边缘上完整的圆代表 $l/2$。围绕这些刻度尺的圆周前进一圈就相当于沿着传输线传播 $l/2$。因为阻抗值在传输线上每隔 $l/2$ 就重复一次，所以圆图可以应用于任何长度的传输线，当然前提是可以忽略整个传输线总长减去 $l/2$ 的整数倍，或者是任意整数的倍数。

同样图 28-5 所示的是一种将驻波比圆的半径转换为圆图外部刻度的方法，这种方法是通过作驻波比圆的切线来达到目的的。另一种可以从这些外部刻度尺得到信息的简单途径是将驻波比圆的半径通过绘图圆规转换为外部刻度。将绘图圆规的一个脚放在圆图中央或者 0 线上，圆规两脚之间的距离为驻波比圆的半径，然后将圆规移至外部刻度尺处，其中一只脚放在刻度尺的中央，另一只脚在适当的刻度处作一条短弧。当这些在圆图上作完后，你会发现，外部的驻波电压比刻度显示驻波比是 3.0（在 A 上）——我们最初在圆图上画驻波比圆的条件（同时和在电阻轴上读出的驻波比值也是一致的）。

28.2 利用史密斯圆图解决问题

假如我们有一根特性阻抗为 50 Ω 的传输线，并且其电长度为 0.3 λ。同时，我们也假设在传输线的终端我们所连接的负载其阻抗的实数部分为 25 Ω，同时还有一个 25 Ω 的电感性电抗（Z=（25+j25）Ω），那么传输线的输入阻抗是多少？

由于传输线的特性阻抗是 50 Ω，所以我们从给初始中心点分配电阻值开始。因为传输线的终端所连接的负载的阻抗值和传输线的特性阻抗不一致，由此可知在传输线上会存在驻波比，因此传输线的输入阻抗就不会恰好是 50 Ω 了。按照下面的步骤进行下去。首先，将负载阻抗通过对其电阻部分和电抗部分同时除以 50 Ω（这条传输线的 Z_0）进行归一化处理，归一化后的阻抗圆值为 0.5+j 0.5。如图 28-6 所示，这个归一化的阻抗圆值由电阻圆值为 0.5 的电阻圆与电抗圆值为 0.5 的电抗圆相交的点表示。然后，作一个驻波比为常数的驻波比圆经过这个点。将这个驻波比圆的半径通过绘图圆规转换至外部刻度尺。从外部的驻波电压比刻度尺上，可以看出（在 *A* 上）根据这个半径作出的电压比为 2.62，这就表明我们所使用的这条传输线的驻波比范围为 2.62:1。这个数字可以在相邻的一条刻度尺上转换为分贝，可以读出为 8.4 dB（在 *B* 上）。这就表明在传输线上，最大的电压值与最小的电压值的比值为 8.4 dB（这在数值上也等于驻波比值的 log 值的 20 倍）。

下一步，使用直尺从初始中心点处开始，作一条射线经过刚刚确定的阻抗圆值点，然后延伸至与波长刻度尺相交。在这个交点处，标为 *C*。如图 28-6 所示，可以在波长刻度尺上读出一个值。因为我们是从负载处开始进行计算的，所以使用朝向发生器刻度尺或者在最外面的刻度上读取标示值，读数是 0.088 λ。

为了获得传输线的输入阻抗，需要找到驻波比圆上的一个点，这个点从绘制的负载阻抗朝向发生器是 0.3 λ。这可以通过在基准参考点或者出发点 0.088 处，增加 0.3（传输线的长度用波长的整数倍来表示），0.3 + 0.088 = 0.388，来达到。在朝向发生器的刻度尺上标出 0.388 的

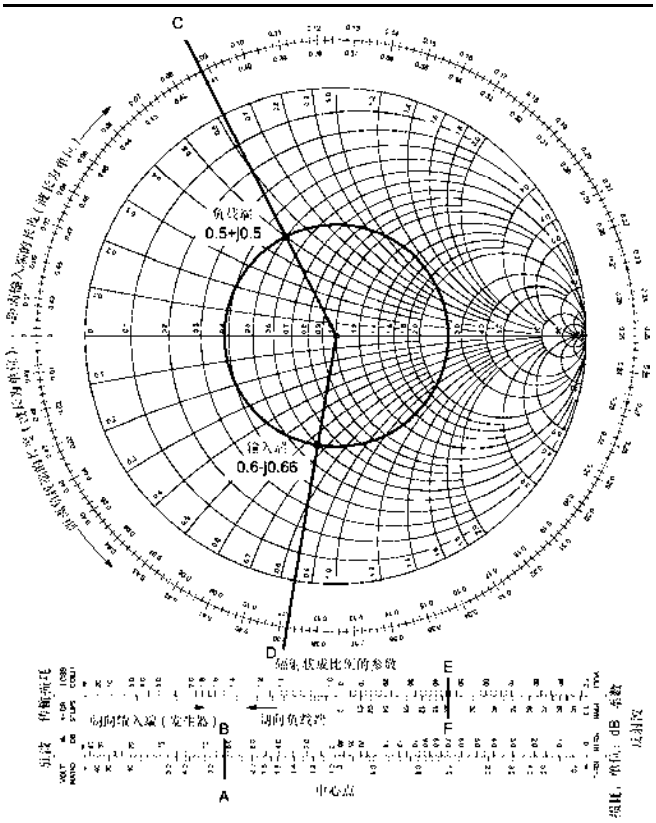


图28-6 文中所讨论的例子。

位置（在 *D* 处）。再从这一点作一条射线至初始中心点。这条新作的射线与前面已作的驻波比圆的交点代表了归一化的传输线输入阻抗，在这里，输入阻抗圆值就是 0.6 –j0.66。

为了得到未归一化的输入阻抗，可以乘上分配给初始中心点的电阻值 50 Ω。那么最后得到的值就是（30 –j33）Ω 或者 30 Ω 的电阻和 33 Ω 的电容性电抗。如果这样的系统是天线和一根传输线相组合，那么（30 –j33）Ω 就是天线发射机所必须匹配的阻抗。同样，这是一个会在阻抗电桥上被测量出来的阻抗值，当然，前提是这个阻抗电桥是连接在传输线输入端上的。

如果想要进一步地观察，除了输入阻抗和驻波比之外，圆图还展现了上述系统中传输线和负载其他的一些运行特性。例如，给定精确阻抗值的负载，其产生的电压反射系数的大小和相位角。要想得到相位角的值，可以作一条射线从初始中心点穿过负载阻抗的点，与反射系数角刻度尺有一个相交点，这点的读数就是相位角的值。这个刻度尺在图 28-6 中并没有给出，但是可以在史密斯圆图上波长刻度尺的内侧看到。在这个例子中，相位角的读数是 116.6°。这表明在负载端反射电压波的相位是领先于入射波的。值得注意的是，相位角位于圆图下半区，或者说在圆图上电容性电抗的那半部分，是负角度。“负的”角度领先，意味着反射电压波的相位实际上是落后于入射波的。电压反射系数的大小可以在外部的电压反射系数刻度尺上读出，对于本例，这个读数大约是 0.45（在 *E* 点）。这表明 45%的入射电压被反射回来了。靠近电压反射系数刻度尺的是功率刻度尺，我们可以发现功率反射系数是 0.2，表明了 20%的入射功率被反射回来。（反射功率的值与反射电压值的平方成正比）

28.3 导 纳 坐 标

很多情况下，将阻抗信息转化为导纳数据——电导和电纳，是非常必要并且值得的。在短截线匹配的过程中，当将两个复数阻抗进行并联时，如果使用导纳会极大地简化测量结果。在并联组合中，为了得出整个电路的导纳，电导值和电纳值都可以直接进行相加。如果有需要，导纳值也可以转换成阻抗值。

在史密斯圆图上，一些必要的转换可以使工作变得非常简单。在圆图上与标示的阻抗值相当的导纳值的点在圆图上的位置是，在阻抗点所在的直径上关于初始中心点相对称的点。换句话说，一个阻抗点及其相对应的导纳点会落在同一条穿过初始中心点的直线上，并且这两个点到初始中心点的距离相等（在同一个驻波比圆上）。在上面所列举的例子中，归一化的传输线输入阻抗圆值是 0.6 – j 0.66，而等效导纳点就落在驻波比圆与从 *D* 点出发经过初始中心点的直线的延长线相交的位置。尽管在图 28-6 中并没有标示出来，但是从 *D* 点延伸出来的直线与驻波比圆交点上显示归一化导纳值的读数应该是 0.76 + j 0.84。

在进行阻抗—导纳变换的过程中，记住电容被认为是正电纳，而电感则被认为是负电纳。这与圆图上的刻度鉴别是相对应的。以西门子为单位的实际导纳值可以通过将归一化的导纳圆值除以传输线的 Z_0 来得到，本例中的导纳就是 0.76/50 + j 0.84/50 = 0.0 152 + j0.0 168 西门子。当然导纳坐标也可以非常简便地转换为阻抗坐标——在相同的驻波比圆上，阻抗坐标的位置就是，已有的导纳坐标点在其所在的直径上关于初始中心点对称的点。

28.4 测定天线阻抗

在史密斯圆图上测定天线的阻抗，整个过程类似于前面所举的例子。传输线的电气长度（电长度）应当知道，传输线输入端的阻抗应该通过仪器例如可以使用阻抗测量仪器或者高质量的噪声电桥事先测定好。在这种情况下，天线被连接到传输线的远端并且成为传输线的负载。不管这架天线是纯粹为了发射能量而设计的还是为了接收能量而设计的，这对于测量来说都没有什么区别。在这些测量的过程中天线一直是传输线的终端阻抗或者负载阻抗。传输线的输入端或者发生器端连接测量阻抗的仪器。在这种类型的问题中，测量到的阻抗被标示在史密斯圆图上，同时使用朝向负载波长刻度尺，并且与传输线的电气长度相结合，用来测定天线的实际阻抗。

例如，假设我们在 50 Ω 传输线上测量到一个输入阻抗，值为（70 – j 25）Ω，传输线的长度为 2.35 λ，终端所连接的是一架天线。那么天线的馈电阻抗是多少？首先将输入阻抗通过除以 50 Ω 进行归一化处理，然后得到一个归一化的阻抗圆值 1.4 – j0.5，将这个值在圆图上标示出来，如图 28-7 所示。作一个驻波比为常数的驻波比圆经过这个标示点，并且将驻波比圆的半径转移到外部的刻度尺上。可以在电压比刻度尺（在 *A* 上）上读出驻波比值为 1.7。现在从初始中心点处作一条射线，经过标示点到波长刻度尺上，然后可以读到一个相关的值（在 *B*

上）。在这个例子中，在朝向负载刻度尺上所读到的刻度值是 0.195。记住，我们是从传输线的发生器端开始的，所以选择的刻度尺是朝向负载刻度尺。

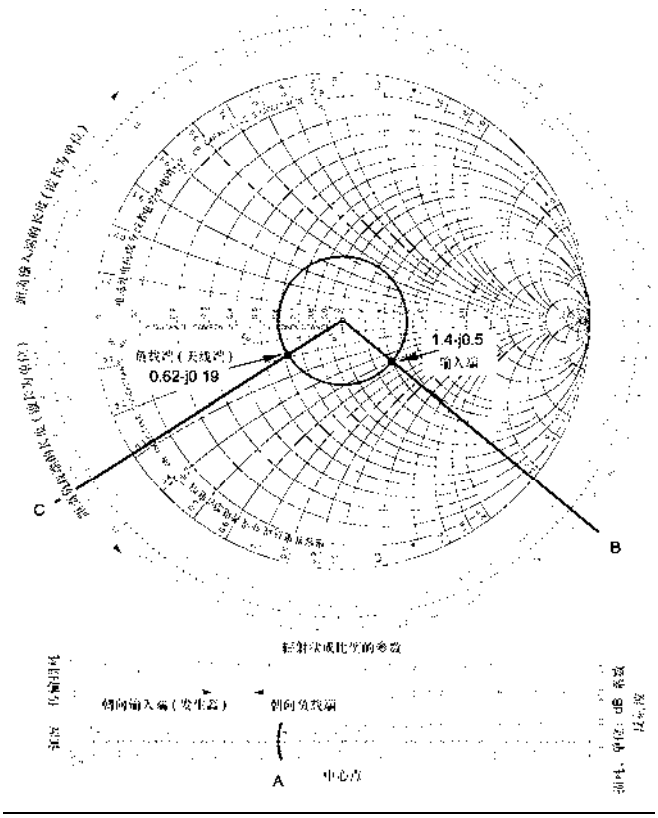


图28-7　文中所讨论的例子。

下面我们在驻波比圆上标示出负载阻抗。在波长刻度尺上，在基准电气长度的基础上增加传输线的电气长度 2.35 λ，2.35 + 0.195 = 2.545。将这个新的值在朝向负载刻度尺上标示出来。但是由于刻度的范围只从 0～0.5，所以我们从新得到的这个值中必须减去 $\lambda/2$ 的整数倍，然后只使用剩余的值。在这种情况下，可以用来减去原值的最大的 $\lambda/2$ 整数倍数的正数值为 5 λ，或者 2.5 λ。因此，2.545 – 2.5 = 0.045。将 0.045 在朝向负载刻度尺上标示出来（在 *C* 处）。从这一点出发作一条射线经过初始中心点，现在这个第二条射线和驻波比圆的交点代表了负载阻抗的值。为了读取的值更加精确，必须在史密斯圆图初始印制的坐标线之间进行插值。然后读出值为 0.62 – j 0.19。然后乘以 50 Ω，就可以得到真实的负载阻抗或者天线阻抗为（31 – j 9.5）Ω，或者 31 Ω 的电阻和 9.5 Ω 的电容性电抗。

问题会在圆图上以另一种方式出现。假设我们用一条长度短于 $\lambda/4$ 的 50 Ω 传输线来激励基于负载谐振垂直水平极化天线。此外，假设我们在传输线上还有一个驻波比监测器，并且上面显示传输线的驻波比是 1.7:1，传输线的长度为 0.95 λ。我们想知道输入阻抗和天线阻抗。

从已有的信息来看，我们没有任何阻抗信息可以在圆图上标示出来。但是我们可以在圆图上先作一个圆，这个圆用来表示驻波比为 1.7 的驻波比圆。我们也知道，从谐振的定义可知，在传输线上天线表现为一个纯的电阻负载，没有电抗部分。如果我们已经作了这样一个驻波比圆，并且只观察驻波比圆和圆图，可以发现两个点满足负载的谐振条件，这两个点是 0.59 + j 0 和 1.7 + j 0，将它们乘以 50 Ω，我们就可以看到这些值代表的是电阻 29.5 Ω 和电阻 85 Ω。这个听上去可能与第 24 章中讨论的有些类似，因为当一个传输线的终端所连接的是纯电阻时，驻波比就等于 Z_R/Z_0 或者 Z_0/Z_R，其中 Z_R=负载电阻，Z_0=传输线阻抗。

如果我们仔细思考第 2 章的天线原理，一个 $\lambda/4$ 的水平极化天线理论上的阻抗大约是 36 Ω。因此我们完全可以从逻辑推断上就否定掉 85 Ω 的值，并且趋向认同 29.5 Ω 的值。这个电阻值然后就可以作为史密斯圆图计算需要的负载阻抗使用。为了求出传输线的输入阻抗，我们可以从传输线长度 0.95 中减去 0.5，然后在朝向负载刻度尺上找到 0.45。（在本例中，波长刻度尺的起始点是 0）然后就可以发现传输线的输入阻抗圆值是 0.63 –j0.20，或者说，输入阻抗值是（31.5 – j 10）Ω。

28.5　测定线路长度

在这一章截止目前所有已经给出的示例问题中，传输线的长度非常方便地以波长倍数的形式给出。一段传输线的电气长度取决于它的物理长度、电磁波在传输线上传播的速度。如果一个阻抗测量电桥在高驻波比值的条件下，仍然能够给出非常准确可以信赖的读数，那么传输线的长度可以通过将传输线的终端短路或者开路然后测量得到的输入阻抗来计算。具体有关这一过程的知识我们会在本章后面讲到。一个更加直接的测量传输线物理长度然后计算其电气长度的方法是利用式（28-1）得到：

$$N = \frac{Lf}{984VF} \qquad (28\text{-}1)$$

其中：

N = 传输线上电气波长的数目

L = 传输线的长度（英尺）

f = 频率，（MHz）

VF = 传输线的速度因子或者传播因子

传播因子可以从第 24 章的传输线数据表中获得。

28.6 使用史密斯圆图进行线路损耗补偿

在前几节中所列举的史密斯圆图的实例中都忽视了衰减或者线路损耗。在相当频繁地做计算的时候，考虑损耗不是完全有必要的。在圆图上读数所造成的一些差异也是难以察觉的。但是，当传输线的损耗变得明显不能忽略时，例如在高损耗的传输线上，长传输线上，或者是在甚高频波段和超高频波段，损耗补偿对于进行史密斯圆图计算将变得非常有意义。除了前面已经出现过的步骤，这里只涉及一个简单的步骤。

因为传输线损耗就像在第 24 章中讨论的那样驻波比在传输线上各处都不会始终保持恒定。因而，当电磁波远离负载前进的时候，驻波比有减少的趋势。为了在史密斯圆图上真正地表现出这一情况，从负载阻抗处开始向输入阻抗处作一条螺线向内顺时针旋转，如图 28-8 所示，来代替之前所作的常数驻波比圆是非常有必要的。这个螺旋曲线趋向初始中心点的速率和传输线的损耗是有关系的。相比于作一条螺旋曲线，在解决传输线损耗问题上还有一个更加简易的方法，可以通过外部的刻度尺——传输损耗 1 dB 等级。这条刻度尺如图 28-9 所示。因为这仅仅是一条相对刻度尺，分贝的等级没有给出确定的量。

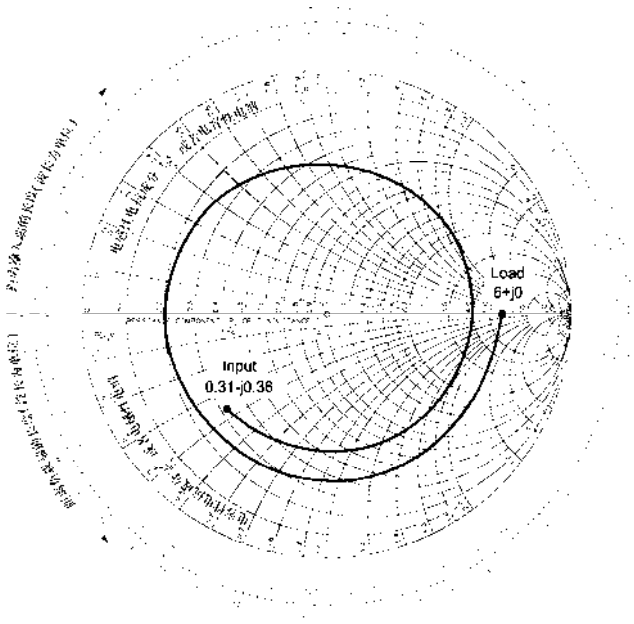


图28-8 考虑到传输线损耗时的真实驻波比圆。这是基于对使用16英尺长RG-174同轴电缆进行激励的28 MHz 300 Ω的谐振天线的计算(特征阻抗为50 Ω的同轴电缆,速度因子为66%,衰减为6.2 dB/100英尺)。负载处的驻波比为6:1，同时在传输线的输入端驻波比为3.6:1。当解决这些问题同时还要考虑衰减时，使用两个常数驻波比圆来代替螺线，其中一个圆代表输入端驻波比，另外一个代表负载端的驻波比。

如果从这条外部刻度尺的左端开始，并且沿着朝向输入端的方向前进，第 1 个 dB 等级可以看到出现在距离中心半径相当于驻波比为 9 的位置（在 *A* 处）；第 2 个 dB 等级降低到大约相当与驻波比为 4.5 的位置（在 *B* 处），第 3 个在驻波比为 3 的位置（在 *C* 处）等，直到第 15 个 dB 等级降低到驻波比大约在 1～1.05 的位置处。这就意味着传输线的终端为开路或者短路（驻波比无穷大），同时有 15 dB 的衰减时，将会表现出在传输线的输入端驻波比仅仅只有 1.05。此外还可以看出 dB 等级在刻度尺的右端是非常靠近的。在这个区域，传输线衰减 1 dB 或者 2 dB 对驻波比只有非常微小的影响。但是在刻度尺的左端，对应于高驻波比值，1 dB 或者 2 dB 的传输线衰减对驻波比将会产生相当可观的影响。

使用第二驻波比圆

在使用传输线损耗方面的知识来解决实际问题时，仅仅通过传输损耗 1 dB 等级刻度尺上所显示的偏移量来修正驻波比圆的半径是非常有必要的。这个过程可以通过作一个第二驻波比圆来完成。第二驻波比圆不是比第一个驻波比圆大就是比它小，这主要取决于你是工作在

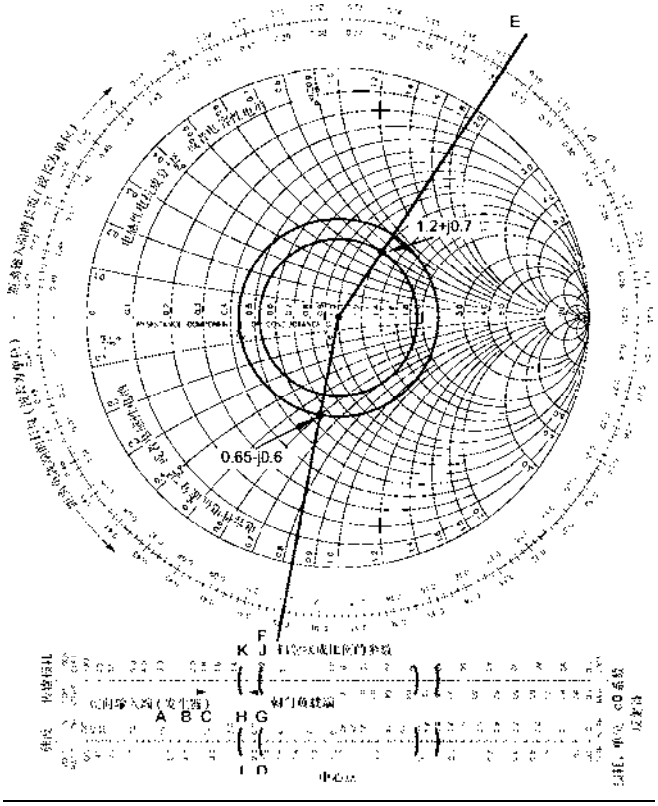


图28-9 考虑到传输线损耗的史密斯圆图计算例子。

朝向负载还是工作在朝向输入端。

例如，假如我们有一根 50 Ω 传输线，其长度为 0.282 λ，同时传输线还有 1 dB 的固有衰减。这根传输线所测得的输入阻抗是（60 +j35）Ω。我们希望知道在输入端和负载端的驻波比，以及负载阻抗。和前面一样，首先将输入阻抗（60 +j35）Ω 进行归一化，并在圆图上标示出来。作一个常数驻波比圆，然后作一条射线穿过之前的标示点和初始中心点。在这种情况下，归一化的阻抗圆值为 1.2 +j0.7。如图 28-9 所示，在传输线的输入端的驻波比是 1.9（在 *D* 处），射线与朝向负载刻度尺的交点，先减去 0.5，得到 0.110（在 *F* 处），然后再从这一点作一条射线，经过初始中心点。

为了解释传输线损耗，将驻波比圆的半径转换到外部 1 dB 等级刻度尺上。这个转移过来的半径在 *G* 点——从左边数第 5 个 dB 标记处，穿过外部刻度尺。由于传输线损耗给定的是 1 dB，我们约定一个新半径（在 *H* 处），在同一个刻度尺上在左侧（朝向负载）做一个“刻度标记”。（这将会成为从刻度尺的左边起第 4 个 dB 等级的刻度线）现在将这个新的半径转换回圆图上去。这个具有新半径的驻波比圆就是代表负载端的驻波比圆，并且这个圆的半径在圆图外部的电压比刻度尺上的读数为 2.3。在新驻波比圆和负载射线的交点处，我们可以读出读数 0.65 –j0.6，这个是归一化的负载阻抗。乘以 50 Ω 以后，我们可以得到真实的负载阻抗是（32.5 –j30）Ω。在这个问题，当 1dB 的传输线损耗被考虑了之后，可以看到驻波比从输入端的 1.9，增加到了在负载端的 2.3（在 *I* 处）。

在上面所列举的例子中，我们所选择的数值很实际地指向或者非常接近 1 dB 刻度尺上的“刻度标记”。事实上，在进行半径修正时，在这些标记之间进行插值是一件容易的事情。当需要这么做的时候，在得出合适的等级数的同时，每个 dB 等级标记之间的相对长度应当保持不变。

靠近 1 dB 等级刻度尺的是一条损耗系数（LO 串联短线刻度尺）。这条刻度线可以提供一个匹配传输线损失的 dB 数应当乘以的系数，来说明当传输线上有驻波存在的时候，传输线上会增加损耗。这些增加的损耗并不影响驻波比或者阻抗计算；它们仅仅是传输线上有驻波存在时，传导了更多的平均电压引起的附加的电介质铜损耗。对于上面的实例，如图 28-9 所示，可以看到输入端的损耗系数为 1.21（在 *J* 处），在负载端的损耗系数是 1.39（在 *K* 处）。作为一个很好的近似，在考虑损耗系数时，可以对整个传输线上的损耗系数进行平均；在本例中，平均损耗系数为 1.3。这就意味着传输线上的总损耗是传输线上匹配损耗（1dB）的 1.3 倍，也就是说总损耗是 1.3 dB。这与运用第 24 章中给出的对本例的解决方法，所得到的结果是一致的。

史密斯圆图的过程要点

简要地概括来讲，在史密斯圆图上进行任何计算都必须完成 4 个步骤，尽管不是必须按照我们所列出来的顺序进行。

1）对传输线的输入（负载）阻抗进行归一化，在史密斯圆图上标示出来，然后用绘图圆规作一个常数驻波比圆。

2）将传输线的长度应用到波长刻度尺上。

3）测定衰减或者损耗，如果需要，可以使用第二驻波比圆的方法。

4）读出归一化的负载（输入）阻抗值，然后转化成以 Ω 为单位的阻抗值。

史密斯圆图可以用来解决很多种类型的问题，而不仅仅是出现在我们所列举的实例中的问题。对于一定长度的传输线出现的变换器效应——将高阻抗（可能有较高的电抗）转换为阻抗值较低的纯电阻性的阻抗——在这里没有提到。这个称之为“调谐传输线”。圆图对这个过程来说也是非常有帮助的，可以省去许多“试凑法”过程的需求。圆图还可以用来计算在一个系统中需要缩短或者增加的匹配短截线的长度。这将在本章后面的小节中讨论。事实上，在所有传输线没有完全匹配问题的应用中，史密斯圆图都是非常有使用价值的。

28.7 阻抗测量中的衰减和 Z_0

如果在有非常高的驻波比存在的传输线上，使用阻抗电桥进行精确的测量，衰减、特性阻抗和同轴传输线上任意随机位置处的速度因子都可以测定。本小节由 Jerry Hall（K1TD）编写。

自制的阻抗电桥或者噪声电桥很难能够提供使用这项技术所需要的准确度。但是我们可以发现有时实验室电桥比工业用的电桥性能还要好，并且还有一个合理的价格。一些业余无线电爱好者能够借到供实验室使用类型的电桥，在周末进行一些测量活动也是有可能的。做这些测量倒不是很困难，但是过程并不是大多数的业余无线电爱好者都知道的。这里要使用到一个处理复数的公式，但是数学上的问题可以使用功能良好的计算器来

处理。全部的详细资料都会在下面的段落中给出。

对于每一个我们所关心的频率，都需要两种仪器来测定传输线的阻抗。其中一个仪器是用来测量传输线的衰减和速度因子的。举个例子，假如我们有一条未标识的 100 英尺长的泡沫绝缘材料传输线，现在想知道它的特性阻抗。我们在 7.15 MHz 的条件下进行测量，过程如下。

1）将传输线的终端置于开路状态。最好的“开路”就是将中心导体和屏蔽层之间的电容最小化。如果电缆的的中心导体型号为 PL-259，首先将外壳剥去，然后向同轴电缆的后方滑动几英寸。如果外壳和绝缘层被从末端移开了，将编织层沿着同轴电缆的外侧向后折叠，远离中心导体。

2）测量并且记录传输线输入端的输入阻抗。如果使用电桥测量导纳，则将测量到的值转换成电阻和电抗。将阻抗以 *R*oc +j*X*oc 的形式记录。对于所举的例子，假定我们测量到的值是（85 + j179）Ω（如果电抗项是电容性的，记录的时候要写为负数）。

3）现在再将传输线的终端置于短路状态。如果在传输线的远端有连接器，一种简单的短路方式就是用有一段非常短的粗钢丝的接合型连接器将同轴电缆的中心线和外部的编织层焊接起来。如果在同轴电缆上没有连接器，剥去传输线末端的外壳和中心绝缘体大约半英寸长，这样你才可以将编织层和中心导体紧紧地拧在一起。一个小夹钳或者鳄鱼夹夹在缠绕处外侧的编织层上可以确保连接的牢固。

4）再次测量并且记录传输线输入端的输入阻抗。这次将数值以 *R*sc ±j*X*sc 的形式记录。假定此例中的测量结果为（4.8 –j11.2）Ω。

到此我们就完成测量的过程了。现在再拿起计算器。

作为业余无线电爱好者我们通常都假定传输线的特性阻抗是纯电阻，但是特性阻抗也很可能（而且也确实是）有一些很小的电容性电抗成分。因而，传输线的 Z_0 事实上是由 R_0 +jX_0 组成。计算特性阻抗的基本方程是：

$$Z_0 = \sqrt{Z_{OC} \times Z_{SC}} \qquad (28\text{-}2)$$

其中：

$$Z_{OC} = R_{OC} + jX_{OC}$$

$$Z_{SC} = R_{SC} + jX_{SC}$$

从式（28-2）中可以推导出式（28-3）。

$$Z_0 = \sqrt{(R_{OC}R_{SC} - X_{OC}X_{SC}) + j(R_{OC}R_{SC} + X_{OC}X_{SC})} \qquad (28\text{-}3)$$

在式（28-3）中，根号下面的表达式是 *R* + j *X* 的形式。将例子中的值代入到式（28-3）中，*R* 所表示的那一项就变成 85 × 4.8 – 179 × (–11.2) = 2412.8，*X* 所代表的那一项就变成 85 × (–11.2) + 4.8 × 179 = –92.8。到目前为止，我们已经确定：

$$Z_0 = \sqrt{2\,412.8 - j92.8}$$

根式下面的量是直角坐标的形式。如果是极坐标的形式，由一个矢量值和一个相位角构成，那么对复数项进行开方就变得很容易了。矢量值就是简单的 *R* 和 *X* 两项平方和的平方根，在本例中就是：

$$\sqrt{2\,412.8^2 + 92.8^2} = \sqrt{2\,414.58}$$

我们要求的矢量角正切的值就是电抗项比上电阻项的值。在本例中就是 arctan(–92.8/2 412.8)=arctan(–0.03 846)。由此可以算出，矢量角的值为–2.20°。从上面所有得到的结果，我们可以确定：

$$Z_0 = \sqrt{2\,414.58 \angle -2.20^{\circ}}$$

求上述的平方根是非常简单的，得到矢量值的平方根并且得到半角的大小就可以了（角度在算术上当作指数来处理）。

在本例中，我们得到的最终结果为 Z_0＝49.1∠－1.1°。这个很小的负角是可以被忽略的，同时我们也知道同轴电缆标称的特性阻抗值应该为 50 Ω 的阻抗。（偏离量在标称值的 6%～8%是正常的）如果这个负角的角度非常大，或者这个角的角度是正的，应当对你的计算过程进行复核，甚至也许还需要对前面的原始测量过程进行检查。对于测量结果的有效性还有一种方法可以用来验证。可以将测量到的阻抗值归一化为可以在圆图上计算的阻抗圆值，然后在史密斯圆图上标示出来，如图 28-10 所示是本例在圆图上的标示点。理论上，这两个点应当是在同一条直径上，且关于初始中心点对称，但是实际上它们之间不可能完全是 180° 地分开，并且到初始中心点的距离也不一定都是相同的。仔细地测量会使图上的标示点接近于理想的情况。如果与理想情况有明显的偏移则说明测量的过程很马虎，或者也有可能是阻抗电桥并不能满足测量任务的需要。

测定线衰减

短路测量的方法也可以用来测量传输线的衰减。这个读数比开路测量的结果要可信得多，因为一个良好的短路就是确实短路了，但是一个好的开路电路却是很难找到的（要摆脱“开路”电路中一定数量的导体间的野电容量是不可能避免的，而在射频测量频率中，这些电容会为电流提供流通的通路）。

利用史密斯圆图和圆图外部的 1 dB 等级刻度尺可以得出传输线的衰减。首先归一化短路阻抗的读数，得到可以在圆图上标示的 Z_0，并在圆图上标示出来，如图 28-10 所示。对于我们前面所举的例子而言，归一化的

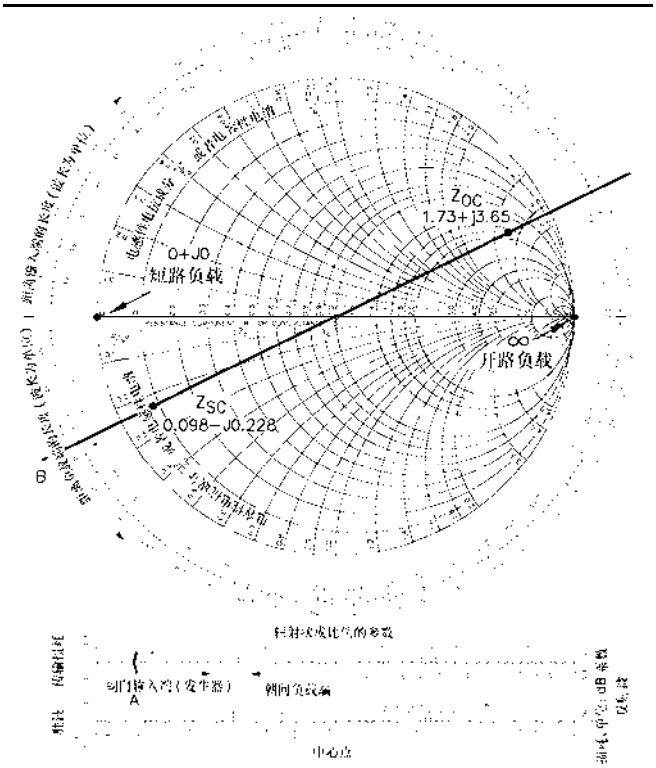


图28-10　使用史密斯圆图在终端开路和短路两种情况下得到的测量值，来计算传输线损耗和速度因子。

阻抗值为 4.8/49.1 – j11.2/49.1，或者 0.098 – j 0.228。在标示好这个点之后，将半径转换到 1 dB 等级刻度尺上，也就是如图 28-10 所示的 *A* 点处。

记得在本章前面的讨论中，提到过圆图上作出来短路电路的阻抗为 0+j0，在圆图的左边缘并且在电阻轴上。在 1 dB 等级刻度尺上，它同样也是在左边缘。传输线上的总衰减可以用从左边起我们所转换的半径所标示的 dB 等级数来表示。对于我们这里所举的例子，这个衰减是 0.8 dB。当标记在 1 dB 等级刻度尺的刻度线之间的时候，需要进行一些内插值估算。

测定速度因子

速度因子的测量可以用史密斯圆图上朝向输入端的波长刻度尺来完成。使用直尺从初始中心点处作一条直线，穿过代表短路读数的点，直到与波长刻度尺相交。在图 28-10 中这个点标为 *B*。考虑到在我们的测量过程中，短路电路就是传输线在末端的负载，可以想象一条螺线从 0 + j0 处顺时针出发，向内旋转到达我们所标示的测量值点。波长刻度尺在 *B* 点处显示这条传输线长度的读数为 0.464 λ。重新整理在本章前面给出的式（28-1）中的各项，我们可以得到一个计算速度因子的等式：

$$VF = \frac{Lf}{984N} \qquad (28\text{-}4)$$

其中：

N = 传输线上电气波长的数目

L=传输线长度，英尺

f=频率，MHz

VF=传输线的速度因子或者传播因子

将例子中的数值代入到式（28-4）中，可以得到 *VF*= 100×7.15/(984×0.464) = 1.566, 或者 156.6%。当然，这个值是一个不可能的数——同轴电缆中的速度因子不可能大于 100%。但是，记住史密斯圆图可以应用于长度大于 λ/2 的传输线。因此，0.464 的值当然也可能是 0.946，1.464，1.964 等。当使用传输线长度为 0.946 λ 时，得到的速度因子就是 0.753，或者 75.3%。试着继续增大波长数的值，可以得到速度因子 49.6% 和 37.0%。因为我们所测量的同轴电缆使用的是泡沫电介质，所以 75.3%是很可能的速度因子，与其相对应的电气长度就是 0.946 λ。因此，我们可以从测量结果以及根据测量结果得到的计算结果确定，这条没有标识的同轴电缆有一个 50 Ω 的标称阻抗，并且在 7.15 MHz 的工作频率下，每 100 英尺衰减 0.8 dB，同时速度因子是 75.3%。

对于较短的只有几个英尺长的同轴电缆很难使用这一过程来进行计算。原因是驻波比在传输线的输入端是非常大的，以至于不能允许使用绝大多数的阻抗电桥来进行精确测量。在上述例子中，在传输线输入端的驻波比大约为 12:1。

上面所描述的计算过程，也可以用来测量对称传输线的特性阻抗。但是，阻抗电桥通常是非平衡的测量装置，因此使用不平衡阻抗电桥来精确地测量对称阻抗是非常复杂的。

28.8　传输线作为电路元器件

在第 24 章中已经出现了关于利用传输线片段作为电路元器件的一些信息。例如，在普通电路中，使用固有长度和固有终端的传输线来代替产生电感的线圈和电容元器件是有可能的。尽管在实际的应用中这种需求很少，但是传输线频繁地在天线系统中得到应用来取代集总元器件，来调谐其他元器件或者使其他

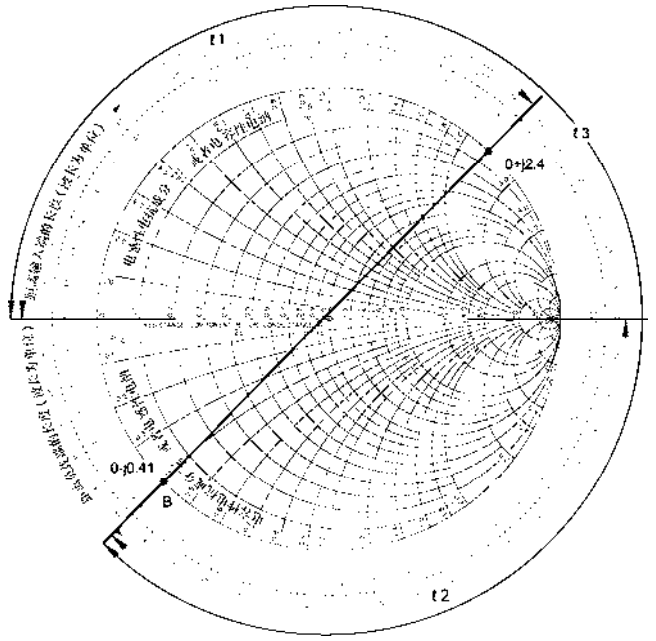


图28-11　短路和开路传输线片段在不考虑传输线损耗的前提下，使用史密斯圆图计算其输入阻抗。

元器件谐振。也许这样的传输线最广泛的应用就是发卡匹配，这时候一小段短而坚硬的架空明线起到集总电感的作用。

任何“电感元器件”或者“电容元器件”等效的“集总”值都可以在史密斯圆图的帮助下进行测量。如果需要，传输线损耗也可以像之前所阐述的那样进行考虑。如图 28-11 所示。记住，圆图的上半部分的坐标系是电抗部分为电感性电抗的阻抗使用的，而圆图的下半部分的坐标系是电抗部分为电容性电抗的阻抗使用的。例如，一个长度为 3/16 l（0.1 875 l）并且远端短路的 600 Ω 传输线片段用 L_1 来表示，围拢在圆图的圆周周围的一部分上。“负载”阻抗即为（0 + j0）Ω 的短路电路。用朝向输入端波长刻度尺来划线计算传输线的长度。图 28-11 中的 *A* 处可以读出归一化的阻抗值，正如通过传输线的长度可以看出的那样，是 0 + j0.24。电抗部分因此就是电感性的，等于 600 Ω × 2.4 = 1 440 Ω。同样的传输线，如果远端开路（终端阻抗 = ∞，那么这个点就应该在圆图的右边）在图 28-11 中用 L_2 来表示。在 *B* 处，可以读出传输线的输入阻抗是 0 – j0.41，在这种情况下，电抗部分是电容性的，值为 600Ω × 0.41 = 246 Ω。（在这个例子中传输线的损耗被忽略不计）从图 28-11 中可以非常容易地看出，如果 L_1 延长 $\lambda/4$，总长度用 L_3 表示。可以发现这种情况下得到的输入阻抗与单独使用 L_2 时所得出的输入阻抗一致。在使用 L_2 的情况下，传输线的远端是开路的，但是在使用 L_3 时，传输线的远端是短路的。那么在 L_3 所增加的传输线片段部分为增加了 $\lambda/4$ 传输线的传输线提供了“变换器效应”。

在上面例子中所确定的等效电感和等效电容，可以通过用这些值取代用来表示电感和电容与电抗之间的关系式里的变量来得到，或者使用不同的图表和计算器来得到。当然，与以度为单位的传输线长度相关的频率，也是必须使用的一个量。本例中，如果频率是 14 MHz，那么在这两种情况下，等效电感和等效电容分别是 16.4 μH 和 46.2 pF。注意到，当传输线长度为 45°（0.125λ）时，在任何情况下电抗在数值上都是等于传输线的特性阻抗的。在使用史密斯圆图的时候，一定要记得，传输线片段的电气长度是取决于频率和传播速度的，同时也取决于传输线的物理长度。

当传输线的长度精确地是 $\lambda/4$ 的整数倍时，这样的传输线具有谐振电路的特性。当输入阻抗在史密斯圆图左侧经过零点的位置，传输线相当于一个串联谐振电路。而当输入阻抗在圆图的右侧，电抗理论上从“正”无穷变“负”无穷的位置，传输线相当于一个并联谐振电路。

使用史密斯圆图设计短截线匹配

短截线匹配的设计已经包含在第 26 章中进行过详细的讨论。有一些公式给出用来计算主传输线和匹配短截线的电气长度，这些方程是基于纯电阻负载的，并且所使用的匹配短截线和主传输线的类型也是一致的。史密斯圆图也可以用来确定这些长度，并且这个过程并不需要有负载为纯电阻性的，同时也没有匹配短截线和主传输线的类型必须一致的限制要求。

图 28-12 给出了短截线匹配在同轴电缆上的配置方式。举例来说，假如负载是一架天线，间隔紧密的天线阵列使用 52 Ω 传输线来馈给信号。此外，假设测量到的驻波比为 3.1:1。依靠这些信息，可以在史密斯圆图上首先作出一个常数驻波比圆。它的半径是 3.1，同时也是驻波比圆和电阻轴的右半部分相交的点的读数，如图 28-13 所示，*B* 点处。

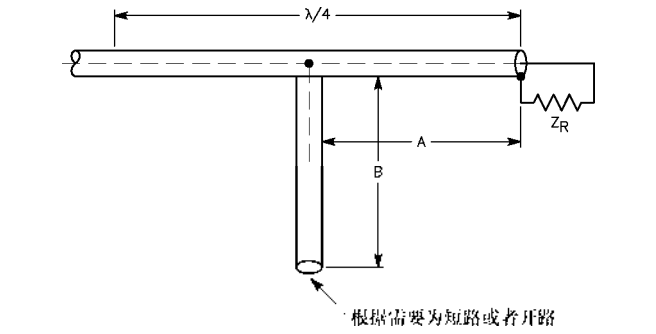


图28-12　使用短截线匹配同轴电缆线上失配负载的方法

因为图 28-12 中的短截线和传输线是以并联的方式相连接，这就决定了如果在史密斯圆图中所讨论的值使用导纳形式，将会使配置方式的设计比使用阻抗形式来讨论要简化得多（导纳就是其对应的阻抗的倒数。在史密斯圆图上标示这两个点，这两个相关联的点在同一个驻波比圆上，在同一条直径上，关于圆心对称）。导纳的使用可以使得在计算过程中出错的机会大大减少。因为它消除了从串联等效转换到并联等效，然后再转换回来的必要过程，或者也可以省略使用复杂的计算式来计算以并联方式连接的两个复数阻抗的等效阻抗这一过程。

复数阻抗 Z 也可以写成像第 24 章中描述的那样，$R + jX$。等效导纳 Y 也可以写成 $G - jB$，其中 G 是电导部分，而 B 是电纳部分。（电感被认为是负的电纳，而电容被认为是正的电纳。）电导值和电纳值在史密斯圆图上进行标示和处理的方法，与电阻值以及电抗值在圆图上进行标示和处理的方法相同。

假如我们所举例子中的间隔紧密的天线阵列在工作频率上产生了谐振，在 52 Ω 传输线上，就会在负载终端表现出纯电阻负载。从第 24 章中给出的信息可知，此时天线的阻抗等于 Z_0/SWR = 52/3.1 = 16.8 Ω。（我们在逻辑上就可以否定掉天线的阻抗是 SWR/Z_0 或者 0.06 Ω）如果这个 16.8 Ω 的值作为阻抗标示在史密斯圆图上，首先要对它进行归一化处理（16.8/52 = 0.32），然后在圆图上标示出 0.32+j0。虽然要解决本例中的问题不是必须这么处理，我们还是将这个点标示在图 28-13 上的 *A* 处。我们需要的是标示出天线作为负载时的负载导纳。这是阻抗的倒数，1/16.8 Ω 等于 0.060 西门子。为了作出这个点，首先通过将电导和电纳乘以传输线的 Z_0，对导纳值进行归一化，因此，(0.060 + j0)×52 = 3.1 + j0。这个导纳值在图 28-13 上被标示在 *B* 处。可以看出 *A* 和 *B* 点在圆图的同一直径上并且关于初始中心点对称。事实上，对于本例中问题的解决，上面的段落中计算出 *A* 点和 *B* 点的值并不是必须的，因为它们两个都是由已知的驻波比值 3.1 决定的。如图 28-13 所示，这两个点的位置都落在之前已经做好的驻波比圆上，并且是驻波比圆和电阻轴的交点。标示的 *A* 点值为 0.32，仅仅是 *B* 点的值 3.1 的倒数。但是通过这样一个简单的实例，可以更加简便地获得对于阻抗和导纳的关系的理解。

在短截线匹配的过程中，短截线被连接在传输线上这样的一个位置，那就是这个位置处的电导部分等于传输线的 Z_0。点 *B* 代表了天线作为负载时的负载导纳。当沿着朝向输入端波长刻度尺所指示的方向移动时，各种各样的导纳会沿着传输线上相遇，但是所有表示导纳的点都必须落在常数驻波比圆的圆周上。从 *B* 点沿着驻波比圆的圆周顺

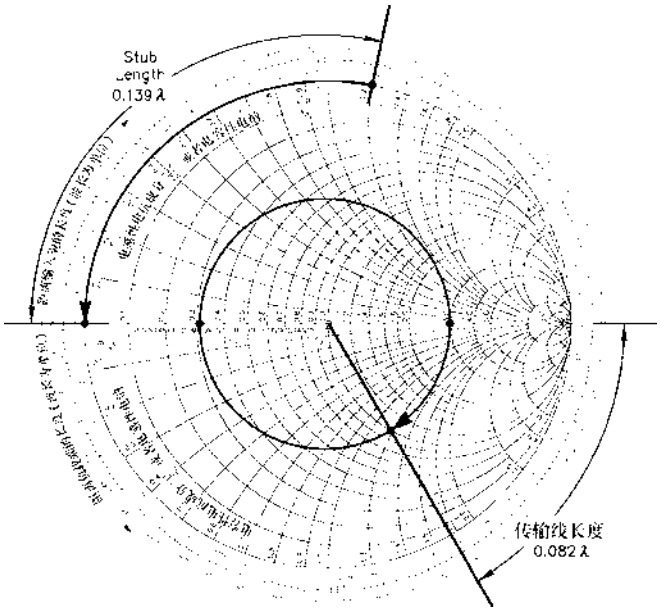


图28-13　确定短截线匹配尺寸规格的史密斯圆图方法。

时针移动，可以看到在 C 点传输线的输入电导会变成 1.0（传输线的归一化 Z_0），从天线到发射机的距离为 0.082λ。因此，短截线应当被连接在传输线上的这个位置。

在表示短截线所处位置的C点处的归一化导纳为 1 – j1.2，含有电感性电纳成分。经过归一化之后值为+ j 1.2 的电容性电纳成分需要并联在传输线上短截线连接处，来抵消电感性电纳的影响。这个电容可以从短截线自身的片段上得到；现在的问题就是决定它的终端的类型（开路或者短路），以及短截线的长度应该为多少。首先在圆图上标示出为了抵消电感所需要的电纳 0 + j1.2（图 28-13 中的 D 点）。这个点代表了从短截线连接处看到的短截线的输入导纳。短截线片段的“负载”或者终端，可以通过沿着朝向负载的方向绕圆图找到，并且将会出现在圆图的电阻/电导轴上最靠近的点，并且不论是圆图的左边还是右边。从 D 点逆时针移动，这个位置就在圆图左侧 0.139λ 远的 E 点。由此可知所需要的短截线长度。在史密斯圆图上所表示的短截线远端的“负载”的归一化导纳为 0 + j0，相当于开路。

当输入导纳为 0 + j1.2 的短截线并联连接到传输线上距离负载端 0.082 λ 远，输入导纳为 1.0 – j1.2 的位置时，最终合成的导纳是所有的单独的导纳总和。电导部分和电纳部分都是可以直接相加的。在本例中，1.0 – j1.2 + j1.2 = 1.0 + j0。因此从短截线的连接点到发射机之间的传输线的终端，将会有一个可以提供完全匹配的负载。当决定了短截线匹配的传输线的物理长度之后，所使用的传输线的速度因子必须给予考虑。

28.9　匹配集总常数

在前面已经指出匹配短截线的目的是在连接点处消除传输线阻抗的电抗部分。换句话说，短截线是并联在传输线上的一个简易的具有适当种类和数值的电抗。这个电抗是什么物理形状并没有关系。它可以成为我们所需要的传输线的一部分或者一个“集总”电感或“集总”电容。在上面利用史密斯圆图计算的例子中，需要一个电容性电抗。这个电容元器件如果有数值上和需要抵消掉的电感电抗部分相同的电抗是最好的。这里有一些例子，从安装的角度考虑，可能会觉得用电容元器件来取代短截线更加便于连接。当使用裸线作为馈电线时，这一点尤为正确。如果使用一个可变电容，调整电容元器件得到一个需要的精确的值便成为可能了。

合适的电抗值可以从史密斯圆图的信息中获取到。在上面的例子中，所需要的电纳经过归一化后为+j1.2。这个值可以通过除上传输线的特性阻抗转换为真实的电纳值，1.2/52 = 0.023 西门子。所需要的电容性电抗是这个值的倒数，1/0.023 = 43.5 Ω。例如，如果工作的频率是 14.2 MHz，43.5 Ω 对应于一个 258 pF 的电容元器件。可以使用一个 325 pF 的可变电容元器件连接在距离天线终端 0.082 λ 远的位置，将会提供足够的电容调节范围。电容元器件两端的均方根电压值为

$$E = \sqrt{P \times Z_0}$$

例如，P 为 500 W，$E = \sqrt{500 \times 52}$ =161 V。峰值电压是平方根值的 1.41 倍，为 227 V。

28.10　串联短线变换器

在第 26 章中已经描述了串联短线变换器，并且给出了设计所需的一些公式。同时，在史密斯圆图的帮助下，串联短线变换器也可以使用图表的方法来设计。这些资料基于 Frank A. Regier, OD5CG 在 QST 上发表的一篇文章。使用史密斯圆图来设计串联短线匹配需要使用圆图上不太常用的偏心模式。这个模式将在下面两段中详细描述。

如图 28-14 所示，是史密斯圆图常用的居中模式，所有的阻抗都要通过除以传输线的特性阻抗（在这里是 75 Ω）来进行归一化，所有的常数驻波比圆都是以圆图中心的归一化值为 r=1 的点为中心。实际的阻抗值可以通过将一个圆图上的读数乘以标准化的阻抗值 75 Ω 来得到。如果由图 28-14 中所示的一个常数驻波比圆来表示的真实的（未归一化的）阻抗，用除以 300 Ω 后的归一化阻抗来代替，将会得到一个不同的图片结果。史密斯圆图可以表示所有的阻抗，所以一个闭合回路，例如像图 28-14 所示的常数驻波比圆必须再次被一个闭合回路表示。事实上，可以看到这个新的闭合回路仍然是一个圆，但是这些常数驻波比圆不再是同心圆了。如图 28-15 所示，给出了沿着失配的 75 Ω 传输线上的阻抗，通过除以 300 Ω 而不是 75 Ω 来归一化后得到的圆族。这些常数驻波比圆仍然环绕在一个点的周围，这个点相当于传输线的特性阻抗（r = 0.25），但是不再以这个点为中心。注意到在图 28-14 和图 28-15 上对应点的归一化阻抗读数是不同的，但是它们所代表的实际的未经归一化的阻抗值是相同的。

示例

现在我们来关注图 28-16 中所举的例子，一个复数阻抗为 Z_L=（600 + j900）Ω 的负载，由一根 300 Ω 传输线来馈给信号，并且有 75 Ω 的串联短线可以使用。这些特性阻抗适合在图 28-15 中使用。因此图 28-15 可以用来观察阻抗在 75 Ω 串联短线上的变化情况。尤其是，穿过

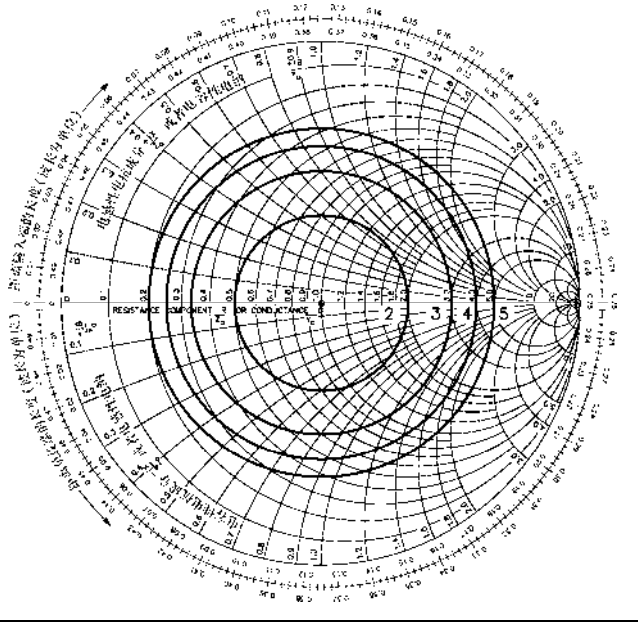


图28-14　驻波比值为2、3、4和5的常数驻波比圆族，显示了使用75 Ω归一化的阻抗沿着75 Ω传输线的变化。真实的阻抗可以通过将圆图读数乘上75 Ω来得到。

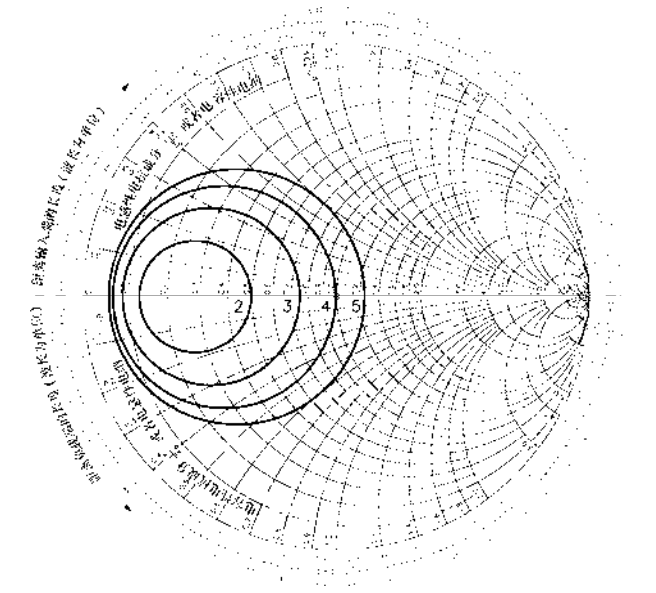


图28-15　驻波比值为2、3、4和5的常数驻波比圆的路径，显示了使用300 Ω归一化的阻抗沿着75 Ω传输线的变化。这里的归一化阻抗和图28-14中的是不一样的，但是通过将圆图上的读数乘上300 Ω后的真实阻抗和图28-14中的对应阻抗是一致的。虽然轨迹仍然是圆，但是这组圆不再是同心圆了。以驻波比=4的圆为例，匹配圆穿过圆图的中心，因此是所有可以和300 Ω阻抗相匹配的阻抗的轨迹。

图 28-15 圆图的中心且在这个例子中驻波比为 4 的常数驻波比圆，经过所有 75 Ω 串联短线能够与 300 Ω 主传输线相匹配的阻抗点（使用 300 Ω 进行归一化）。长度为 L_1 的 300 Ω 传输线应当承担将负载阻抗在匹配圆上转换为另外一些阻抗的工作。

图 28-17 给出了更加清楚的全过程，所有用到的阻抗值都使用300 Ω 进行归一化。这里有一个归一化的负载阻抗 $Z_L = 2 + j3$ 在 R 点处标示出，同时匹配圆出现在以电阻轴为对称轴，并且穿过点 $r = 1$ 和 $r = n^2 = (75/300)^2 = 0.0625$。以初始中心点为圆心，其到 R 点的距离为半径可以作出一个常数驻波比圆，这个驻波比圆与匹配圆的交点在 Q 或者 Q'。同时相对应的长度 L_1（或者 L_1'）可以直接从史密斯圆图上读出来。从 Q 到 P 或者 Q'到 P 顺时针绕着匹配圆的长度代表了匹配传输线的长度。因为在本例中 QP 的长度是两个匹配传输线段中较短的，所以我们

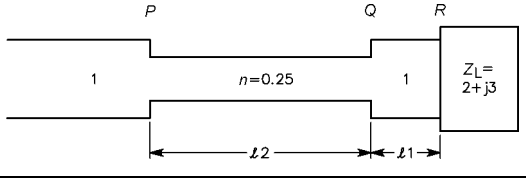


图28-16　使用史密斯圆图来处理实际问题。所有的阻抗都使用300 Ω进行归一化。

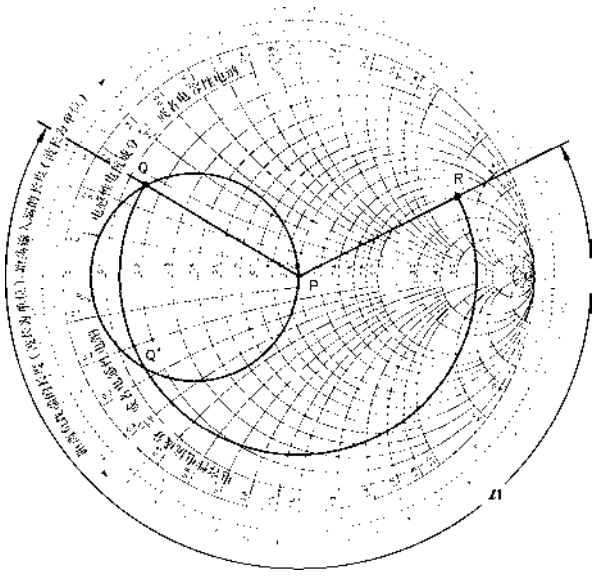


图28-17　图28-16中的例子使用史密斯圆图来表示。阻抗轨迹通常沿顺时针方向从负载至发生器端。这条路径首先沿着常数驻波比圆从负载R处到达一个和其匹配圆的交点Q或Q'，然后再沿着匹配圆达到圆图的中心点P处。长度L_1可以直接从圆图上测量，在这个例子中，L_1为0.332 λ。

选择如图所示的 L_1 长度。通过使用朝向输入端刻度尺上的值，这个长度就可以算出是 0.045 – 0.213，另外再增加 0.5 来得到一个正值，最终得到的值是 0.332 l。

尽管从 Q 到 P 的阻抗轨迹在图 28-17 中标示了出来，但是长度 L_2 并不能直接从从圆图中测量出来。这是因为匹配圆并不是以圆图的中心为圆心的，所以波长刻度尺并不能在这个圆上应用。这个问题可以通过作图 28-18 来解决。图 28-18 和图 28-17 一样，除了所有的归一化阻抗除以 $n = 0.25$，这样就使史密斯圆图的归一化阻抗标准由 75 Ω 来取代了 300 Ω。现在匹配圆的圆心和圆图的中心在同一个点上了，同时串联短线的长度 L_2，同时也是 Q 和 P 之间的距离，可以直接从圆图上得到了。通过再次使用朝向输入端刻度尺，可以计算出这个长度为 $0.250\lambda – 0.148\lambda = 0.102\lambda$。

事实上，没有必要来建立如图 28-18 中所示的完整的阻抗轨迹。标示出点 Z_Q/n（Z_Q 可以从图 28-17 中读出）和 $Z_P/n=1/n$，然后通过一条以圆图中心为圆心的圆弧来连接它们，然后从史密斯圆图上计算出圆弧的长度 L_2 就可以了。

过程要点

使用史密斯圆图来设计一个串联短线变压器所必需的步骤如下：

1）通过除以主传输线的特性阻抗来归一化所有的阻抗。

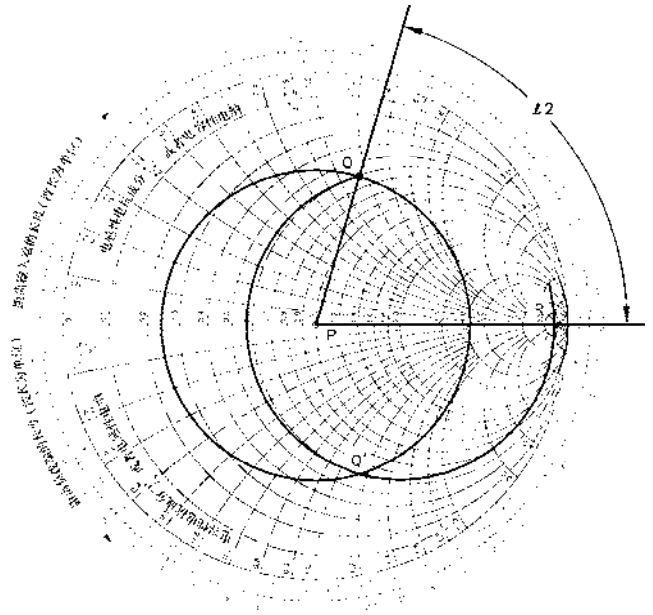


图28-18　和图28-17中所示一样的阻抗轨迹，只是用归一化阻抗75 Ω来取代先前的300 Ω。匹配圆现在是以圆图的中心为圆心了，L_2也可以直接从圆图上测量得到，在本例中为0.102λ。

2）在史密斯圆图上，标示出归一化了的负载阻抗 Z_L 记为 R，并且建立一个匹配圆，这个圆是以电阻轴为对称轴的，并且穿过 $r = 1$ 和 $r = n^2$ 两个点。

3）建立一个以圆图中心为圆心的常数驻波比圆，穿过 R 点。这个圆和匹配圆应该有两个交点。它们其中的一个点相比另一个点，通常可以使该点自身沿着匹配圆顺时针到圆图中心的距离较短，就像所选的 Q 点。而从 R 到 Q 顺时针的距离可以在圆图上读出，并且记作 L_1。

4）从圆图上读出 Z_Q 的阻抗，计算出 Z_Q/n 并且把它作为 Q 点在第二张史密斯圆图上标示出来，同时也在计算出 $r = 1/n$，并且作为 P 点也在第二张史密斯圆图上标示出来。

5）在第二张史密斯圆图上顺时针从 Q 到 P，作一条一圆图中心为圆心的圆弧。从圆图上读出这条圆弧的长度，记作 L_2。现在 T 的设计就全部完成了，所需要的传输线实际的物理长度可以确定下来了。

史密斯圆图的建立可以看出通常有两种设计方法是可行的，这两种方法对应于常数驻波比圆（负载端）和匹配圆的两个交点。这两个值对应于问题的数学解答方程中平方根的一正一负两个值。但是，也有可能负载圆和匹配圆完全失配，在这种情况下，问题的解答方程就没有解了。解决的方法是通过选择一个阻抗和主传输线相比相差很大的串联短线将匹配圆放大。

最后还有一个可能是，负载圆不和匹配圆相交，负载圆和匹配圆相切。这种情况下问题的解答方程只有一个解——$l/4$ 的变压器。

参考资料

关于本章中所涵盖话题的原始资料以及更多、更加广泛的讨论可以在以下列出的参考资料以及第 2 章结尾列出的资料中找到。

W. N. Caron, *Antenna Impedance Matching* (Newington: ARRL, 1989).

C. MacKeand, “The Smith Chart in BASIC,” *QST*, Nov 1984, pp 28-31.

M. W. Maxwell, *Reflections—Transmiion Lines and Antennas* (Newington: ARRL, 1990).

F. A. Regier, Series-Section Transmiion-Line Impedance Matching,” *QST*, Jul 1978, pp 14- 16.

P. H. Smith, *Electronic Applications of the Smith Chart*, reprint ed. (Malabar, FL: Krieger Pub Co, Inc, 1983).

附 录

本附录包括词汇表、常用缩略语、长度单位转换（英尺与英寸）、公制等值变换以及天线增益参考的数据。

词 汇 表

本词汇表给出在业余无线电中有关天线知识交流与文献中经常使用的词汇列表，并对每个词汇简要地定义介绍。这里给出的多数词汇都在本手册里有更详尽的论述，可以通过索引找到。

实际接地点（*Actual ground*）—在大地表层下能够有效接地传导的接地点，该接地点的深度随着频率与土壤状态而变化。

天线（*Antenna*）—能够辐射信号能量（发射）或收集信号能量（接收）的电导体或导体阵列。

天线调谐器（*Antenna tuner*）—一种包含有可变电抗（也可能还有一个巴伦）的装置，连接于发射机与天线系统馈电点之间，可以使系统在工作频率上调节至“调谐”或谐振状态。

有效口径（*Aperture effective*）—天线所包围的区域，以便于场强和天线增益的计算，有时也称为“捕获面积”。

顶端（*Apex*）—指 V 形天线的馈电点区域。

顶角（*Apex angle*）—指一个 V 形，或倒 V 形偶极或类似天线导线之间的夹角，或者指对数周期阵列天线中各振子单元末端点，所连接成的两条虚线夹角。

平衡线（*Balanced line*）—具有沿着长度上电压与电流相同分布特性的两根对称导体所构成的馈线。

巴伦（*Balun*）—不平衡馈线对平衡负载进行馈电时所需要的一种器件，反之亦然。它可以是扼流器形式，或是能够提供特定阻抗变换（包括 1:1）的变压器。常常用于天线系统中同轴传输线与诸如偶极天线等平衡天线的馈电点之间的接口。

底部加载（*Base loading*）—一种串接在垂直天线底部（接地端）使天线发生谐振的集总式电抗。

筒式平衡转接器（*Bazooka*）—一种传输线平衡转换器，采用四分之一波长导体套筒（金属管或柔性屏蔽层）置于一个中心馈电振子单元的馈电点，并且将套筒远离馈电点的末端与同轴馈线的外屏蔽层接地，使用该转换器允许将不平衡馈线连接到平衡馈电天线上。

波束宽度（*Beamwidth*）—与方向性天线相关的参数，是指在主波瓣中辐射功率等于波瓣峰值一半的两个角度方向构成的宽度，单位为度（半功率−3 dB）。

Beta 匹配（*Beta match*）—发夹式匹配的一种方式，用两根导体叉开跨在天线梁上进行匹配，并且将匹配段导体靠近的末端绑定到天线梁上。

电桥（*Bridge*）—具有两个或多个端口，用于天线系统中阻抗、电阻或驻波测量的一种电路。电桥调节到平衡状态时，通过读取已校准刻度或指示表的数值来确定未知参数。

电容帽（*Capacitance hat*）—连接到天线高阻抗端上的大面积导体，能够有效增加天线的电气长度。有时直接放置在加载线圈上面，以减少产生谐振所需的电感量。通常采用一系列辐条形状或实体圆盘形状。有时亦成为“加载顶帽”。

捕获面积（*Capture area*）—参见有效口径。

中心馈电（*Center fed*）—传输线连接在天线辐射体的电气中心的馈电方式。

中部加载（*Center loading*）—在天线振子中部或接近中部的位置串接电感电抗（线圈）的方式，目的是降低天线谐振频率，使得采用短于 1/4l的振子也能够工作在所需操作频率上。

同轴线（*Coax*）—参见同轴电缆。

同轴电缆（*Coaxial cable*）—具有与内部或中心导体相同轴线外屏蔽层的任何同轴传输线的统称，绝缘材料可以是空气、氦气或固态介质复合物。

共线阵列（*Collinear array*）—按照轴向排列为直线方式的辐射振子单元（通常为偶极振子）所构成的线阵列。在 VHF 或以上频段被普遍采用。

导体（*Conductor*）—允许电流沿着长度连续流动的管状、棒状或线状的金属体。

地网（*Counterpoise*）— 一根或一组靠近地面安装的导线，但与地面隔离，以构成一个对地具有低阻抗和高电容量的通路，

用于给 MF 和 HF 波段天线提供 RF 接地。也可以参见接地面。

电流波腹点（*Current loop*）—天线上存在最大电流值的位置点。

电流波节点（*Current node*）—天线上电流值最小的位置点。

分贝（*Decibel*）—功率比率的对数值，缩写为 dB。当在同一阻抗上测量端电压或通过电流时，也可以用来表示电压或电流之间的比值。缩写词的后缀表示参照体：dBi，以全向辐射体为参照；dBic，以圆极化全向辐射体为参照；dBm，以毫瓦单位为参考；dBW，以瓦特单位为参考。

Delta 环天线（*Delta loop*）—一种形状像三角形或 Δ 形的全波环天线。

Delta 匹配（*Delta match*）—不需将辐射振子中间断开的中心馈电技术，馈线在辐射振子中心以扇形展开，并对称地连接到辐射振子上。扇形展开区域呈 Δ 形状。

电介质（*Dielectrics*）—各种用于天线系统的绝缘材料，如在绝缘子和传输线中看到的材料。

偶极天线（*Dipole*）—在中间准确位置断开并接入馈线的一种天线，通常为半波长长度。也称为“对称振子”天线。

直达波（*Directray*）—所发射的信号能量直接到达接收天线，而没有被任何物体或媒质反射。

方向性（*Directivity*）—天线汇聚辐射能量以形成一个或多个主波瓣的特性。

引向器（*Director*）—位于激励振子单元前方的导体，用以产生方向性，通常在八木天线或方框定向天线中使用单根或多根这种导体。

对称振子（*Doublet*）—参见偶极天线。

激励阵列（*Driven array*）—用传输线对天线所有阵子单元进行驱动或激励所构成的阵列，常用来获得方向性。

激励单元（*Driven element*）—天线系统中与传输线连接的辐射振子单元。

哑负载（*Dummy load*）—假天线的同义词，作为无辐射天线的替代物。

E 电离层（*E layer*）—最靠近地球的电离层，可以将无线电信号反射至某个距离位置，通常最远反射距离为 2 000 km (1 250 ml)。

E 平面（*E plane*）—与线极化天线相关的词语，此平面包含天线的电场矢量与最大辐射方向。对于地面天线系统，*E* 平面的天线也作为天线的极化方向。*E* 平面与 *H* 平面成直角。

效率（*Efficiency*）—有用输出功率与输入功率的比值，在天线系统中取决于系统损耗，包括近区物体影响。

有效全向辐射功率（*EIRP*）—有效全向辐射功率的缩略词，指天线在指定方向上辐射的功率，它考虑了相对于全向天线的天线增益参数。

振子单元（*Elements*）—天线系统中的导电部件，它们决定了天线的特性。例如，八木天线中的反射器，激励单元与引向器。

末端效应（*End effect*）—天线振子单元末端电容所引起的一种效应。绝缘子与相关的支撑绳索将影响该电容，使得天线的谐振频率降低。这种效应随着导体直径而增加，当修剪天线单元长度时应该考虑这种效应的影响。

末端馈电（*End fed*）— 一个末端馈电的天线，只是在其中的一个末端馈入功率，而不是在其中某些末端之间馈入的方式。

F 电离层（*F layer*）—位于 E 电离层之上的电离层，无线电波可以被它折射，提供单跳或双跳长达数千英里的远距离通信。

馈线（*Feed line*）—参见馈电线。

馈电线（*Feeders*）—用于从发射机传递 RF 功率到天线，或从天线到接收机之间的各种类型的传输线统称。

场强（*Field strength*）—在距离天线某些位置点所测量的无线电波强度，该强度测量通常用毫伏/米表示。

前/后比（*Front to back*）—定向天线前面与后面辐射功率之比，例如，偶极天线的前后比为 1，也就是等于 0 dB。

前/背比（*Front to rear*）—与天线主波瓣背面 180°宽范围内中最差后波瓣的比值，单位 dB。

前/旁比（*Front to side*）—方向性天线中主波瓣与偏离前方 90°处的辐射功率的比值。

增益（*Gain*）—主波瓣方向上有效辐射功率的增量。

伽马匹配（*Gamma match*）—一种利用了激励振子单元来实现传输线与天线馈电点之间匹配的匹配系统，它包含了一个串联电容器以及一段放置在馈电点附近与激励振子单元平行靠近的匹配棒。

接地面（*Ground plane*）—铺设在竖立天线下面的导体系统，以充当大地。也可参见地网。

地屏（*Ground screen*）—一种导线网状的地网。

地波（*Ground wave*）—沿着地球表面传播的无线电波。

H 平面（*H plane*）—与线极化天线相关，平面内包含天线磁场矢量及其最大辐射方向。*H* 平面与 *E* 平面成直角。

HAAT—平均地面上高度，是主要用于中继天线中确定覆盖范围相关的术语。

发夹匹配（*Hairpin match*）—连接在断开偶极振子两个内端点的一段 U 形导体，用于提升与平衡馈电线匹配的阻抗值。

谐波天线（*Harmonic antenna*）—设计为能够工作在基波频率及其谐波频率上的一种天线，末端馈电的半波天线就是其中一个例子。

螺旋天线（*Helical*）—一种由盘旋导体螺旋方式绕制的天线。如果绕制长度与直径之比很大，则产生边射辐射；如果长度与直径比较小，则将以轴向模工作，并向与馈点相反方向辐射。对于轴向模的极化为左手或右手圆极化，应根据

螺旋是顺时钟还是逆时钟方向来确定。

螺旋式发夹（*Helical hairpin*）—采用集总电感器的“发夹式”匹配，而不是采用平行导体线。

镜像天线（*Image antenna*）—实际天线的对称虚像，用于数学计算目的而假设存的位于地表面下方的天线，它与地面上的天线相互对称。

阻抗（*Impedance*）—指天线馈电点、匹配段或传输线的欧姆值，阻抗也可以包含与电阻分量一样的电抗分量。

倒 V（*Inverted V*）—一个比较容易误解的词语，这里指作为不具有 V 形天线特征的天线。参见倒 V 偶极天线。

倒 V 偶极天线（*Inverted-V dipole*）—架设形状为倒过来的 V 字形半波长偶极天线，馈电点在顶角，其辐射图形与水平偶极天线类似。

全向（*Isotropic*）—一种虚构或假想的点源天线，在所有方向辐射均等的功率，用于作为实际天线方向特性的参考。

Lambda—希腊符号(*l*)，天线领域中用于表示与电尺寸相关联的波长。

线损（*Line loss*）—传输线引入的功率损耗，通常用分贝数表示。

视距（*Line of sight*）—电波直接从发射天线传播到接收天线的传输路径。

绞合线（*Litz wire*）—多根独立绝缘导线所绞合在一起的导线，使得细导线能够提供大的表面积供电流通过，降低同一导线规格的损耗。

负载（*Load*）—承载所传递功率的电气实体，对于发射机来说天线系统是一个负载。

加载（*Loading*）—由源向负载传递功率的过程，亦即接在功率源上负载的效应。

波瓣（*Lobe*）—来自定向天线所定义的电场能量。

对数周期天线（*Log periodic antenna*）—一种宽频带定向天线，具有能够使阻抗与辐射特性随着频率对数的变化而周期性重复的结构形式。

长线（*Long wire*）—电长度为一个波长或更多波长的导线天线。当为两个或以上波长长度时，该天线将具有增益并出现多波瓣辐射图形；当在一个末端进行终接时，它将完全呈现出往离开终接末端方向的单向性。

马可尼天线（*Marconi antenna*）—一种并联馈电的单极天线，与地或辐条系统配合工作。用当前行话讲，是泛指任何类型的垂直天线。

匹配（*Matching*）—两个不同阻抗电路之间进行阻抗有效匹配的过程。一个例子是传输线与天线馈电点之间的匹配。当处于匹配状态时，将有最大功率传递到负载（天线系统）。

单极天线（*Monopole*）—按照字面意义，就是单一的一个极子。比如与地或地网工作的垂直辐射体。

镍铬合金线（*Nichrome wire*）—一种镍和铬的合金线，非良导体，电阻性导线。用于电器的加热元件，当需要做衰减时也可以作为传输线中的导体。

零点（*Null*）—一种电参数为最小值时的状态。在天线辐射图形中的零点是指在 360° 形状中所观察到场强值最小的点。在阻抗电桥中则称为电桥平衡时的“下陷点”，此时流经电桥臂的电流出现零点。

倍频程（*Octave*）—一个音乐词汇。对于 RF 来说，指频率之间具有 2:1 谐波关系。

明线（*Open-wire line*）—一种类似阶梯形状的传输线类型，有时也称为“格梯馈线”，由平行对称导线用绝缘棒规整地间隔支开，以保持导线间距，介质基本上是空气，成为低损耗类型的馈线。

抛物面反射器（*Parabolic reflector*）—一种天线的反射器，为部分抛物旋转面或抛物曲线形状。主要用于 UHF 以及更高频率，当各种激励单元之一放置在垂直于抛物线轴线上的平面时，可获得高增益和相对窄的带宽。

寄生阵列（*Parasitic array*）—具有一个激励振子单元，以及至少一个独立的引向单元或反射单元，或两者都有的定向天线。引向单元与反射单元与馈线没有连接。除非在长大梁（电气上）的 VHF 和 UHF 阵列中，其他的是很少使用超过一个的反射单元。八木天线就是一个寄生阵列的例子。

相位线（*Phasing lines*）—用于保证在激励阵列中各个振子单元之间，或者在一个天线阵列各部分之间正确相位关系的传输线段。也用于在维持所要求相位下做阻抗转换。

极化（*Polarization*）—天线所辐射波的偏向方式定义，可以定义为水平、垂直、椭圆或圆（左手或右手）极化方式，根据设计与应用实况来确定（参见 *H* 平面）。

Q 匹配段（*Q section*）—有关传输线匹配变换器和相位线中所使用的术语。

框天线（*Quad*）—采用矩形或菱形的全波长导线环单元的寄生阵列，通常称为“方框天线（cubical quad）”。另外一种形式是采用三角形状振子单元，所以也称为三角环（delta loop）定向天线。

辐射方向图（*Radiation pattern*）—天线作为空间坐标函数的辐射特性，通常，方向图所测量的是远场区，并用图形表示。

辐射电阻（*Radiation resistance*）—天线辐射功率与天线均方根电流的平方的比值，与某一指定点相关，并且假设无耗。也指天线馈电点的有效电阻。

辐射体（*Radiator*）—天线系统中辐射 RF 能量的各独立导体。

任意导线（*Random wire*）—采用任意长度的导线作为天线，并在其一端用天线调谐器馈电。很少作为谐振天线使用，除非长度碰巧准确（能发生谐振）。

反射波（*Reflected ray*）—被地面、电离层或无源反射体如人造媒质所反射回来的无线电波。

反射器（*Reflector*）—一种寄生天线单元，或指放置在激励振子单元后面以增强前向方向性的金属部件。山坡和诸如建筑物与塔体等人造结构也可以作为反射体。

折射（*Refraction*）—无线电波从电离层或进入其他媒质后被弯曲和返回的过程。

谐振体（*Resonator*）—在天线词汇中，是指由线圈和一段短辐射体所组成的负载部件，常用来降低天线的谐振频率，如垂直天线或移动用的鞭状天线。

菱形天线（*Rhombic*）—由各个边长为一个或多个波长长度所构成的菱形或钻石形状的天线，这种天线常常平行地面架设。菱形天线一般呈双向性，除非用电阻进行终接而形成单向性。在倾斜角合适的情况下，其边长的电长度越长，增益就越高。

并联馈电（*Shunt feed*）—天线激励振子单元的一种馈电方式，在邻近辐射体低阻抗点位置上放置一根并行导体，常常用于接地的四分之一波长垂直天线中，以提供对馈电线的阻抗匹配。当垂直天线的底部与地隔离时也可以采用串联馈电方式。

堆叠（*Stacking*）—将多个类似的定向天线并排或并列放置的方式，以形成“堆叠阵列”。堆叠方式可以比单一天线提供更高的增益或方向性。

短截线（*Stub*）—用于将天线振子单元调谐至谐振或辅助获得阻抗匹配的传输线段。

驻波比（*SWR*）—指天线系统中传输线上的驻波比值，更准确地讲，是 VSWR，或称电压驻波比。该比值为传输线上前向与反向电压的比值，而不是功率的比值。当天线系统中所有环节都相互正确匹配时，VSWR 为 1:1。

T 匹配（*T match*）—用于将传输线匹配到不断开的激励振子单元的一种方式，在激励振子单元的电中心接上一个 T 形匹配，相当于两个伽马匹配。

倾斜角（*Tilt angle*）—这里指菱形天线边长之间导线夹角的一半值。

顶帽（*Top hat*）—参见电容加载帽。

顶部加载（*Top loading*）—用于增加远离馈电点的天线单元末端的电抗（通常为电容帽），以增长辐射体的电气长度。

通过式匹配（*Transmatch*）—这里指天线调谐器。

陷波器（*Trap*）—串接在天线振子单元中的并联 L-C 网络，以提供单一导体的多波段操作。

单极天线（*Unipole*）—参见单极天线。

速度因子（*Velocity factor*）—指无线电波在介质媒质与自由空间中传播速度的比值。当需要将传输线裁剪到某一指定电长度时，应该考虑计入该传输线的速度因子。

VSWR—电压驻波比。参见 SWR。

波（*Wave*）—指按照时间或空间或两者的函数关系出现的扰动或变化，能够点对点地传递能量。例如，无线电波。

波角（*Wave angle*）—天线发射或所接收的无线电波与水平方向的角度，也称为仰角。

波阵面（*Wave front*）—在某指定瞬间时刻，所有具备相同相位的点轨迹所构成的表面。

八木天线（*Yagi*）—一种采用多个寄生引向器和一个反射器组合而成的高增益定向天线，根据日本的两位发明者命名（Yagi 八木与 Uda 宇田）。

齐柏天线（*Zepp antenna*）—原指一种半波长导线天线，可以工作在基波和谐波频率，采用明线馈线在一端馈电。该天线因在齐柏林飞艇广泛使用而得名，现在已经用来泛指任何水平天线。

缩 略 语

下面列出了贯穿本书所定义的常用缩略语和字母头。折点号并非是缩略语的一部分，除非与该缩略语另可构成常见英文单词。有需要时，给出的这些缩略语可用单数或复数结构。

-A

A—ampere 安培

ac—alternating current 交流电

AF—audio frequency 音频

AFSK—audio frequency-shift keying 音频频移键控

AGC—automatic gain control 自动增益控制

AM—amplitude modulation 调幅

ANT—antenna 天线

ARRL—American Radio Relay League 美国业余无线电转播联盟

ATV—amateur television 业余电视

AWG—American wire gauge 美制线规

az-el—azimuth-elevation 方位-俯仰角

-B

balun—balanced to unbalanced 平衡-不平衡转换

BC—broadcast 广播

BCI—broadcast interference 广播干扰

BW—bandwidth 带宽

-C

ccw—counterclockwise 逆时钟方向

cm—centimeter 厘米

coax—coaxial cable 同轴电缆

CT—center tap 中心抽头

cw—clockwise 顺时钟方向

CW—continuous wave 连续波

-D

D—diode 二极管

dB—decibel 分贝

dBd—decibels referenced to a dipole 相对于半波振子的分贝数

dBi—decibels referenced to isotropic 相对于各向同性源的分贝数

dBic—decibels referenced to isotropic, circular 相对于圆形各向同性源的分贝数

dBm—decibels referenced to one milliwatt 相对于 1 毫瓦的分贝数

dBW—decibels referenced to one watt 相对于 1 瓦特的分贝数

dc—direct current 直流电

deg—degree 度数

DF—direction finding 定向搜寻

dia—diameter 直径

DPDT—double pole, double throw 双刀双掷

DPST—double pole, single throw 双刀单掷

DVM—digital voltmeter 数字电压表

DX—long distance communication 远距通信

-E

E—ionospheric layer, electric field 电离层名：电场

ed. —edition 版本

Ed. —editor 编辑者

EIRP—effective isotropic radiated power 有效全向辐射功率

ELF—extremely low frequency 极低频率

EMC—electromagnetic compatibility 电磁兼容性

EME—earth-moon-earth 地-月-地通信（月面通信）

EMF—electromotive force 电动势

ERP—effective radiated power 有效辐射功率

Es—ionospheric layer (sporadic E)电离层名 (突发 E 层)

-F

f—frequency 频率

F—ionospheric layer, farad 电离层名：法拉

F/B—front to back (ratio) 前/后比

F/R—worst-case front to rear (ratio) 最差情况前/背比

FM—frequency modulation 调频

FOT—frequency of optimum transmission 最佳发射频率

ft—foot or feet (unit of length) 英尺（长度单位）

F_1—ionospheric layer F_1 电离层

F_2—ionospheric layer F_2 电离层

-G

GDO—grid- or gate-dip oscillator 栅陷或门陷振荡器

GHz—gigahertz 吉赫兹 (频率单位)

GND—ground 接地

-H

H—magnetic field, henry 磁场，亨利

HAAT—height above average terrain 平均地面高度

HF—high frequency (3～30 MHz) 高频（3～30 MHz）

Hz—hertz (unit of frequency) 赫兹（频率单位）

-I

I—current 电流

ID—inside diameter 内径

IEEE—Institute of Electrical and Electronic Engineers 电气与电子工程师协会

in. —inch 英寸

IRE—Institute of Radio Engineers (现为 IEEE) 无线电工程师学会

-J

j—vector notation 向量符号

-K

kHz—kilohertz 千赫兹

km—kilometer 千米

kW—kilowatt 千瓦特

kΩ—kilohm 千欧姆

-L

L—inductance 电感量

lb—pound (unit of mass) 磅（质量单位）

LF—low frequency (30 ～ 300 kHz) 低频(30 ～ 300 kHz)

LHCP—left-hand circular polarization 左手圆极化

ln—natural logarithm 自然对数

log—common logarithm 常用对数

LP—log periodic 对数周期

LPDA—log periodic dipole array 对数周期偶极阵列

LPVA—log periodic V array 对数周期 V 形阵列

LUF—lowest usable frequency 最低可用频率

-M

m—meter (unit of length)米(长度单位)

m/s—meters per second 米/秒

mA—milliampere 毫安

max—maximum 最大

MF—medium frequency (0.3～3 MHz) 中频(0.3～3 MHz)

mH—millihenry 毫亨

MHz—megahertz 兆赫兹

mi—mile 英里

min—minute 最小

mm—millimeter 毫米

ms—millisecond 毫秒

mS—millisiemen 毫西门子

MS—meteor scatter 流星散射

MUF—maximum usable frequency 最高可用频率

mW—milliwatt 毫瓦

M —megohm 兆欧姆

-N

NC—no connection, normally closed 未连接，常闭

NiCd—nickel cadmium 镍镉电池

NIST—National Institute of Standards and Technology 国家标准技术局

NO—normally open 常开

no.—number 序号

-O

OD—outside diameter 外径

-P

p—page (bibliography reference) 某页（参考书目）

P-P—peak to peak 峰峰值

PC—printed circuit 印制电路

PEP—peak envelope power 峰包功率

pF—picofarad 皮法

pot—potentiometer 电位器

pp—pages (bibliography reference) 页数(参考书目)

Proc—Proceedings 处理工艺

-Q

Q—figure of merit 品质因素

-R

R—resistance, resistor 电阻，电阻器

RF—radio frequency 射频

RFC—radio frequency choke 射频扼流器

RFI—radio frequency interference 射频干扰

RHCP—right-hand circular polarization 右手圆极化

RLC—resistance-inductance-capacitance 电阻-电感-电容电路

r/min—revolutions per minute 转速/分钟

RMS—root mean square 均方根

r/s—revolutions per second 转速/秒

RSGB—Radio Society of Great Britain 英国无线电协会

RX—receiver 接收机

-S

s—second 秒

S—siemen 西门子

S/NR—signal-to-noise ratio 信噪比

SASE—self-addressed stamped envelope 带地址回邮信封

SINAD—signal-to-noise and distortion 信纳比(信号与噪声失真之比)

SPDT—single pole, double throw 单刀双掷

SPST—single pole, single throw 单刀单掷

SWR—standing wave ratio 驻波比

sync—synchronous 同步

-T

tpi—turns per inch 每英寸圈数

TR—transmit-receive 收发

TVI—television interference 电视干扰

TX—transmitter 发射机

-U

UHF—ultra-high frequency (300～3000 MHz) 超高频(300～3000 MHz)

US—United States 合众国

UTC—Universal Time, Coordinated 世界统一协调时间

-V

V—volt 电压

VF—velocity factor 速度因子

VHF—very-high frequency (30～300 MHz) 甚高频(30～300 MHz)

VLF—very-low frequency (3～30 kHz) 甚低频(3～30 kHz)

Vol—volume (bibliography reference) 卷(参考书目)

VOM—volt-ohm meter 电压-欧姆表

VSWR—voltage standing-wave ratio 电压驻波比

VTVM—vacuum-tube voltmeter 电子管电压表

-W

W—watt 瓦特

WPM—words per minute 字/分钟

WRC—World Radio Conference 世界无线电大会

WVDC—working voltage, direct current 工作电压，直流电流

-X

X—reactance 电抗

XCVR—transceiver 收发机

XFMR—transformer 变压器

XMTR—transmitter 发射机

-Z

Z—impedance 阻抗

其他符号与希腊字母

°—degrees 度

λ—wavelength 波长

λ/dia—wavelength to diameter (ratio) 波长/直径

μ—permeability 磁导率

μF—microfarad 微法拉

μH—microhenry 微亨利

μV—microvolt 微伏

Ω—ohm 欧姆

φ—angles 角度

π—3.14159

θ—angles 角度

长 度 变 换

贯穿本书，可以发现许多用于天线单元长度与间隔设计的公式，为方便起见，这些公式最后的计算结果都是以英尺为单位（转换为米单位时只需要简单地将结果乘以0.304 8）。不过，如果以英尺为单位的结果不是整数，就需要做从英尺到英寸的小数转换，以及利用普通卷尺测量物理距离前的分数转换。表 1 用于这种转换，给出了以 0.01 英尺为增量的英寸值与分数值。该表格只限于计算在 1 英尺以内的分数值，而整数英尺则保持不变。

例如，通过计算得到一个结果为 11.63 英尺，我们需要将这个结果转换为可用卷尺测量的数值，此时，仅需要考虑该数值的小数部分，即 0.63。在表 1 中找到最左列“0.6”的位置（在表格往下第 7 行），然后沿着这一行，找到其上面标有“0.03”的那一列，可以看到这个位置即为行头与列头数值之和，即 0.6+0.03，等于我们要转换的 0.63。那么在这个表格该行与列的交点，我们就可以读到等于 0.63 英尺的等效值，即 7 9/16 英寸。对这个转换后数值，加上整个需要转换的整个英尺数，在本例子中为 11，就可以得到总长度为 11.63 英尺的转换值为 11 英尺 7 9/16 英寸。

类似地，表 2 也可以用于将英寸和分数转换为小数英尺。该表格主要方便于所测量的距离数据应用于公式。例如，我们要将一个 19 英尺 7 3/4 英寸的长度转换为小数值，只需要考虑分数部分，即 7 3/4 英寸，在行中找到“7-”，在列上头找到“ 3/4 ”，我们在交点就可以读到 0.646，这个小数值就等于 7+ 3/4 =7 3/4 英寸。再将这个小数值加上整个英尺数，在这个例子中为 19，就可以得到最后的转换结果，这样，19 英尺 7 3/4 英寸就转换为 19 + 0.646 = 19.646 英尺。

表 1 小数英尺到英寸的转换（接近 **1/16** 精度）

小数递增

	0.00	0.01	0.02	0.03	0.04	0.05	0.06	0.07	0.08	0.09
0.0	0-0	0 1/8	0 1/4	0 3/8	0 1/2	0 5/8	0 3/4	0 13/16	0 15/16	1 1/16
0.1	1 3/16	1 5/16	1 7/16	1 9/16	1 11/16	1 13/16	1 15/16	2 1/16	2 3/16	2 1/4
0.2	2 3/8	2 1/2	2 5/8	2 3/4	2 7/8	3-0	3 1/8	3 1/4	3 3/8	3 1/2
0.3	3 5/8	3 3/4	3 13/16	3 15/16	4 1/16	4 3/16	4 5/16	4 7/16	4 9/16	4 11/16
0.4	4 13/16	4 15/16	5 1/16	5 3/16	5 1/4	5 3/8	5 1/2	5 5/8	5 3/4	5 7/8
0.5	6-0	6 1/8	6 1/4	6 3/8	6 1/2	6 5/8	6 3/4	6 13/16	6 15/16	7 1/16
0.6	7 3/16	7 5/16	7 7/16	7 9/16	7 11/16	7 13/16	7 15/16	8 1/16	8 3/16	8 1/4
0.7	8 3/8	8 1/2	8 5/8	8 3/4	8 7/8	9-0	9 1/8	9 1/4	9 3/8	9 1/2
0.8	9 5/8	9 3/4	9 13/16	9 15/16	10 1/16	10 3/16	10 5/16	10 7/16	10 9/16	10 11/16
0.9	10 13/16	10 15/16	11 1/16	11 3/16	11 1/4	11 3/8	11 1/2	11 5/8	11 3/4	11 7/8

表 2 英寸与分数值到小数值英尺的转换

分数递增

	0	1/5	1/4	3/8	1/2	5/8	3/4	7/8
0-	0.000	0.010	0.021	0.031	0.042	0.052	0.063	0.073
1-	0.083	0.094	0.104	0.115	0.125	0.135	0.146	0.156
2-	0.167	0.177	0.188	0.198	0.208	0.219	0.229	0.240
3-	0.250	0.260	0.271	0.281	0.292	0.302	0.313	0.323
4-	0.333	0.344	0.354	0.365	0.375	0.385	0.396	0.406
5-	0.417	0.427	0.438	0.448	0.458	0.469	0.479	0.490
6-	0.500	0.510	0.521	0.531	0.542	0.552	0.563	0.573
7-	0.583	0.594	0.604	0.615	0.625	0.635	0.646	0.656
8-	0.667	0.677	0.688	0.698	0.708	0.719	0.729	0.740
9-	0.750	0.760	0.771	0.781	0.792	0.802	0.813	0.823
10-	0.833	0.844	0.854	0.865	0.875	0.885	0.896	0.906
11-	0.917	0.927	0.938	0.948	0.958	0.969	0.979	0.990

公制等值变换

在本书中，距离与尺寸常用英制单位—英里、英尺与英寸，它们可以用下列方程式变换到公制：

千米（km）=英里× 1.609，米（m）=英尺(′) × 0.3048，毫米（mm）=英寸(″) × 25.4

1 英寸为 1/12 英尺。前面所给出的表格已经提供了将英寸与分数值精确转换为英制的信息，反之亦然，不需要计算器计算。

英制-公制 转换表

长　　度		
1 英寸（in）	=	25.4 毫米（mm）
1 英尺（ft）	=	30.5 厘米（cm）
1 英里	=	1.61 千米（km）
面　　积		
1 平方英寸（in^2）	=	6.45 平方厘米（cm^2）
1 平方英尺（ft^2）	=	929 平方厘米（cm^2）
1 平方英里	=	2.59 平方千米（km^2）

增益参照量

贯穿本书，增益是以各向同性辐射体（dBi）或具有圆极化各向同性辐射体（dBic）作为参照量的。

后 记

访问美国业余无线电协会（ARRL）

2007 年 5 月，笔者随人民邮电出版社社长季仲华先生、副社长蒋伟先生等一行 4 人参观访问了美国业余无线电协会(ARRL)总部。ARRL 主席 David Sumner 先生（K1ZZ）和首席执行官 Harold Kramer 先生（WJ1B）详细介绍了 ARRL 的工作情况以及美国业余无线电活动，双方进行了广泛的业务探讨和技术交流。

David Sumner 主席向我们介绍说，美国是开展业余无线电活动非常活跃的国家之一。早在 100 年前就已有很多人参与业余无线电通信活动，1914 年 5 月，由发明家、实业家、同时也是无线电爱好者的马克希姆先生在美国的康涅狄格州发起组织一个业余团体，将全美国的业余电台组织起来，就是现在全球闻名、与业余无线电共同进步的 ARRL，这是一个由业余无线电爱好者管理，并为业余无线电爱好者服务的非营利组织。在第二次世界大战期间，美国的业余无线电活动受到一定影响，但 ARRL 并未停止工作，仍继续组织、普及无线电通信技术知识，为战后的经济建设培养了大量的技术人才。

首席执行官 Harold Kramer 先生热情地带着我们逐个房间地参观了 ARRL 总部，详细地介绍了各个部门的工作分工，主要包括图书期刊出版部门、培训考试部门、竞赛活动部门和市场策划部门等，另外还有 QSL 卡片管理部门和邮购部门等。ARRL 现有会员 15 万人，每月出版发行面向无线电爱好者的《QST》杂志，另外出版《QEX》季刊和《NCJ》杂志。除了杂志外，ARRL 每年都出版《业余无线电手册》(THE ARRL HANDBOOK)，这本书已成为全球业余无线电爱好者公认的宝典之一。另外，还出版《天线手册》（ANTENNA BOOK）以及和无线电 DIY 制作相关的一系列出版物。人民邮电出版社在这次访问中达成了 ARRL 业余无线电丛书中文版的版权合作协议。

ARRL 总部的走廊里摆放着世界各地业余无线电协会组织赠送的礼品，ARRL 的实验室里摆放了大量的测试仪器、制作工具以及各类无线电元器件，《QST》杂志中的很多技术文章和实验制作都是在那里完成的，另外，还有一间屏蔽室，用来测量业余通信电台产品的各项性能指标。我们还饶有兴趣地参观了为 ARRL 创始人马克希姆（H. P. Maxim）先生设立的纪念电台 W1AW，这里保留了大量的古董通信器材，另外还有大量最新型号的通信机，可以称得上是一个小型的业余无线电通信博物馆。据介绍，每一个有业余电台执照的无线电爱好者都可以来 W1AW 上机操作，同世界各地的业余电台通信联络。

通过此次参观访问，双方增进了友谊，加深了了解，为今后的交流合作奠定了基础，而 ARRL 业余无线电丛书中文版的出版，也就此拉开序幕。衷心希望这套丛书能为中国无线电爱好者了解、学习业余无线电知识提供有益的帮助，也为他们打开一扇了解国外业余无线电技术发展的窗户，为中外业余无线电爱好者架起一座沟通交流的桥梁。

《无线电》杂志主编　黄彤



ARRL的两位高层人士——首席执行官哈罗德（右）和出版部经理（左）



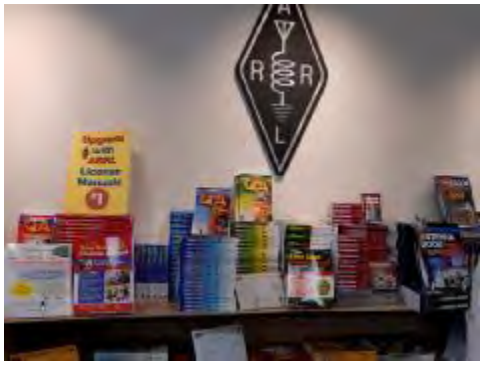
我们与ARRL官员座谈时的情景



首席执行官Harold Kramer先生热情地带着我们参观ARRL总部



为ARRL创始人马克希姆先生设立的纪念电台W1AW



ARRL的出版物



ARRL总部外面的天线塔



ARRL的实验室之一



ARRL的实验室之二