

●高等学校教学用书

●〔美〕C·A·巴拉尼斯 著

●钟顺时 任凯湘 译 ●茅于宽 校

天线理论

——分析与设计

下册

电子工业出版社

内 容 简 介

本书是天线理论——分析与设计的下册。包括：行波天线、螺旋线天线、八木-宇田天线；频率无关天线；口径天线理论基础与几何绕射理论；微带天线、缝隙天线；喇叭、反射面和透镜天线；天线综合；天线测量；等。

本书深入浅出、图文并茂，有大量的例题、习题、程序、参考文献及数学附录，适合高等院校无线电电子学、物理等类专业大学生、研究生、教师阅读；也可供从事天线设计、研制和使用的广大工程技术人员参考。

目 录

第九章 行波天线与宽频带天线	(1)
9.1 引言	(1)
9.2 行波天线	(1)
9.3 宽频带天线	(15)
参考文献	(40)
习题	(42)
第十章 频率无关天线和天线小型化	(45)
10.1 引言	(45)
10.2 理论	(46)
10.3 等角螺旋天线	(48)
10.4 对数周期天线	(56)
10.5 电小天线的根本限制	(73)
参考文献	(78)
习题	(79)
第十一章 口径天线和接地面边缘效应(几何绕射理论)	(80)
11.1 引言	(80)
11.2 场等效性原理: 惠更斯原理	(81)
11.3 辐射方程	(88)
11.4 方向性系数	(91)
11.5 矩形口径	(92)
11.6 圆形口径	(114)
11.7 微带天线	(125)
11.8 巴俾涅原理	(134)
11.9 接地面的边缘效应: 几何绕射理论	(140)
参考文献	(162)

习题.....	(164)
计算机程序——绕射系数	(169)
第十二章 喇叭天线	(173)
12.1 引言.....	(173)
12.2 E面扇形喇叭	(173)
12.3 H面扇形喇叭	(194)
12.4 角锥喇叭.....	(212)
12.5 圆锥喇叭.....	(226)
12.6 波纹喇叭.....	(229)
12.7 相位中心.....	(238)
参考文献.....	(241)
习题.....	(243)
第十三章 反射面天线与透镜天线	(246)
13.1 引言.....	(246)
13.2 平板反射器.....	(247)
13.3 角形反射器.....	(248)
13.4 抛物反射面.....	(258)
13.5 球形反射面.....	(305)
13.6 透镜天线.....	(309)
参考文献.....	(319)
习题.....	(321)
第十四章 天线综合和连续源	(324)
14.1 引言.....	(324)
14.2 连续源.....	(325)
14.3 谢昆诺夫多项式法	(328)
14.4 傅立叶变换法.....	(334)
14.5 伍德沃德法.....	(341)
14.6 泰勒线源(切比雪夫修正).....	(347)
14.7 泰勒线源(单参数).....	(353)
14.8 三角形、余弦和余弦平方振幅分布.....	(360)
14.9 线源相位分布.....	(360)

14.10 连续口径源	(365)
参考文献	(368)
习题	(369)
第十五章 天线测量	(373)
15.1 引言	(373)
15.2 天线测试场	(374)
15.3 辐射方向图	(380)
15.4 增益测量	(388)
15.5 方向性系数测量	(395)
15.6 辐射效率	(397)
15.7 阻抗测量	(398)
15.8 电流测量	(400)
15.9 极化测量	(401)
15.10 缩尺模型测量	(406)
参考文献	(407)
附录 I $f(x) = \frac{\sin(x)}{x}$	(410)
附录 II $f_N(x) = \left \frac{\sin(Nx)}{N\sin(x)} \right $ ($N = 1, 3, 5, 10, 20$)	(412)
附录 III 余弦和正弦积分	(413)
附录 IV 菲涅耳积分	(416)
附录 V 贝塞尔积分	(422)
附录 VI 恒等式	(433)
附录 VII 矢量分析	(436)
附录 VIII 电视和广播频谱	(445)

第九章 行波天线与宽频带天线

9.1 引言

在本书上册中，我们已详尽介绍了用于分析某些最简单、最普通的天线形式(如无限细的直导线和环形导线，宽频带振子及阵列等)辐射特性的经典方法。实际上有数以万计的天线形式，在这本书中对它们全都讨论几乎是不可能的。而且许多天线几何形状很特别，对每种都加以详细研究即便不是不可能的，也是难以实现的。不过，将在本章中对其中某些天线的一般特性以尽量少的解析公式作一介绍。今天对其中大多数天线都已有了丰富的解析公式，但这需要相当大的篇幅而不便于都包括在本书之中。

9.2 行波天线

在第四章中已讨论了中点馈电的直导线天线，其电流振幅分布为：

1. 均匀一对无限短振子($l \leq \lambda/50$)；
2. 线性(三角形)一对短振子($\lambda/50 < l \leq \lambda/10$)；
3. 正弦形一对长振子($l > \lambda/10$)

以上 l 表示振子一臂的长度， λ 表示工作波长。所有情况下相位分布都假定是均匀的。长的开路线天线的正弦电流分布是一驻波，它由沿天线长度以相反方向传播的两个波构成，这两个波在开路端具有相同的振幅而相位相差 180° 。电压分布也呈现驻波图形，只是它在线的端点处为最大而不象电流那样是零点。每个图形中

最大点和最小点都每隔半波长重复出现。最大点与零点之间的间隔都是 $\lambda/4$ 。开路线天线上的电流和电压波图形类似于开路传输线上的驻波图形。凡具有由导线开路端反射所形成的电流和电压驻波图形的线天线，称为驻波天线或谐振天线。

也可以设计出具有行波(均匀)电压和电流图形的天线。这可由适当端接天线导线使反射若未完全消除也已尽量小来达到。这样一种天线的例子是接近水平走向的长导线，如图9.1所示。输入端由地面和导线的一端构成。这一结构称为贝弗拉奇天线或波

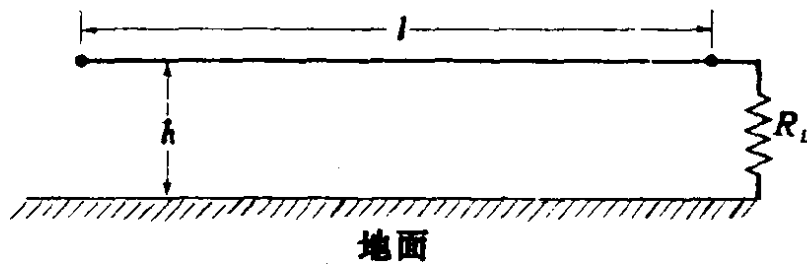


图9.1 贝弗拉奇天线结构

天线。还有许多其他形式的行波天线。一般地说，凡电流和电压分布可用一个或多个行波(通常沿同一方向)来表示的天线，都称为行波天线或非谐振天线。其电流和电压分布通常具有线性渐进的相位图形。

诸如振子之类驻波天线可作为具有沿反向传输的两个波的行波天线来分析。除长导线天线外，还有很多行波天线，例如介质棒、螺线和各种表面波天线。口径天线，例如反射面和喇叭，也可处理作为行波天线。此外，小间距的辐射元阵列(通常间距小于 $\lambda/2$)也可把它们电流分布或场分布用一个连续的行波来近似而作为行波天线来分析。八木-宇田天线、对数周期天线和波导壁上开的多缝或多孔辐射器，就是这些具有离散辐射元的行波天线的例子。一般地说，行波天线通常是指其辐射来自连续源的天线。C·H·尔沃特(Walter)的一本著作^[1]是行波天线方面的一本十分好的参考书。

若行波的相速 v_p ($v_p = \omega/k$, ω ——波角速度, k ——波相位常数) 等于或小于自由空间光速 c ($v_p/c \leq 1$), 它被分类作为慢波。而相速大于光速 ($v_p/c > 1$) 的行波则为快波。

大体上说有两类行波天线。一类是表面波天线, 定义为“由约束于天线表面的波在其结构上不连续点产生功率辐射的天线”。[⊙] 表面波天线一般都是慢波结构, 其行波相速等于或小于自由空间光速 ($v_p/c \leq 1$)。

慢波结构只在非均匀点、弯曲处和不连续点处发生辐射。不连续点可能是离散的或分布的。表面波天线上的一种离散不连续点就是传输线端接于一非匹配负载上。分布的表面波天线可由沿其结构的电流振幅和相位变化来分析。一般地说, 功率都沿着平行结构方向流动, 除非存在损耗, 同时对于平面结构, 场都沿离开天线方向按指数衰减。大多数表面波天线都是端射或近于端射的辐射器。实际形式有线、平面、弯曲的和周期的结构。

另一类行波天线是漏波天线, 定义为“连续地或离散地以每单位长度的小增量方式将功率从行波结构耦合到自由空间中去的天线”。[⊖] 漏波天线因辐射而连续地丧失能量。场在波传播方向上沿结构递减而在别的方向上增大。它们大都是快波结构。

9.2.1 长导线

慢波行波天线的例子是长导线, 如图 9.2 所示。通常把长度从一个波长至许多波长的直导线天线分类为长导线天线。长导线天线具有作为第一种行波天线的特征。

⊙ “IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas” (IEEE Std 145-1973), *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. AP-22, No. 1, January 1974.

⊖ 同 ⊙

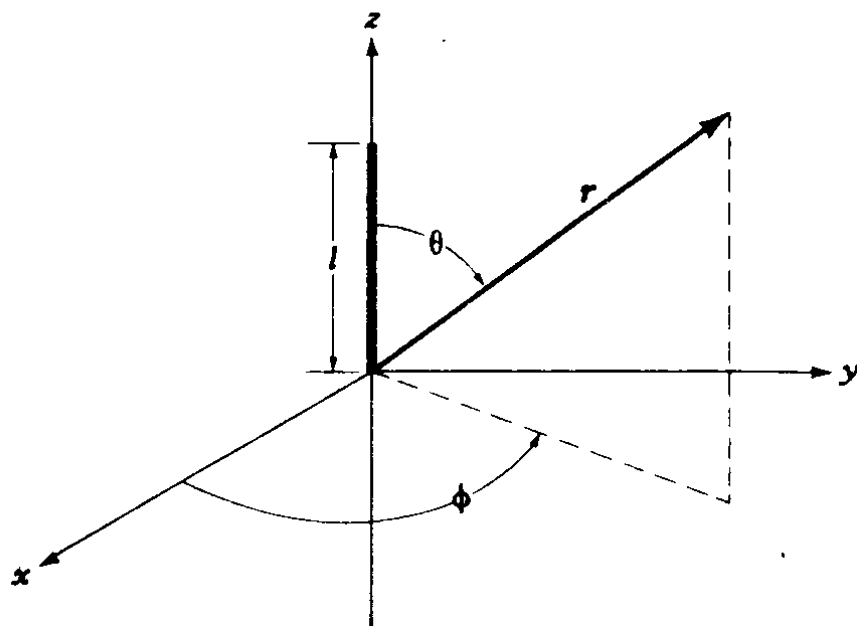


图9.2 长导线天线

如果行波沿其结构是不衰减的，则其电流分布可表示为

$$\mathbf{I} = \hat{a}_z I(z') e^{-jk_z z'} = \hat{a}_z I_0 e^{-jk_z z'} \quad (9-1)$$

式中 $I(z') = I_0$ ，假定为常数， k_z 是沿结构传播的行波相位常数。利用在第四章中介绍和使用的方法不难证明，在远场有。

$$E_r \approx E_\phi = H_r = H_\theta = 0 \quad (9-2a)$$

$$E_\theta \approx j\eta \frac{klI_0 e^{-jkr}}{4\pi r} e^{-j(kl/2)(K - \cos\theta)} \sin\theta \frac{\sin[(kl/2)(\cos\theta - K)]}{(kl/2)(\cos\theta - K)} \quad (9-2b)$$

$$H_\phi \approx \frac{E_\theta}{\eta} \quad (9-2c)$$

式中 K 用来表示沿传输线波的相位常数 (k_z) 与自由空间相位常数 (k) 之比，即

$$K = \frac{k_z}{k} = \frac{\lambda}{\lambda_g} \quad (9-3)$$

λ_g —— 沿传输线波的波长。

对 $k_z = k$ ($K = 1$)，时间平均功率密度可写为

$$\mathbf{W}_{av} = \mathbf{W}_{rad} = \hat{a}_r \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \frac{\sin^2\theta}{(\cos\theta - 1)^2} \sin^2\left[\frac{kl}{2}(\cos\theta - 1)\right] \quad (9-4)$$

它可化简为

$$W_{av} = W_{rad} = \hat{a} \cdot \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \cot^2\left(\frac{\theta}{2}\right) \sin^2\left[\frac{kl}{2}(\cos\theta - 1)\right] \quad (9-5)$$

由式(9-5)容易看出,长 l 的导线天线的功率分布呈多瓣图形,波瓣数由其长度决定。假设 l 大得使式(9-5)中正弦函数比余切函数变化更快,则波瓣峰值近似发生于

$$\sin^2\left[\frac{kl}{2}(\cos\theta - 1)\right]_{\theta=\theta_m} = 1 \quad (9-6)$$

或

$$\frac{kl}{2}(\cos\theta_m - 1) = \pm\left(\frac{2m+1}{2}\right)\pi, \quad m=0,1,2,3,\dots \quad (9-6a)$$

出现峰值的角度由下式给出

$$\theta_m = \cos^{-1}\left[1 \pm \frac{\lambda}{2l}(2m+1)\right], \quad m=0,1,2,3,\dots \quad (9-7)$$

出现主瓣最大值的角度由 $m=0$ (或 $2m+1=1$)给出。当 l 变得很大时($l \gg \lambda$),主瓣最大值的角度近于零度而此结构成为近似端射阵。

在求最大点角度时,假定式(9-5)中余切因子的变化可略(与正弦因子的变化相比而言)。若计入余切因子效应,则式(9-7)中的 $(2m+1)$ 因子的值对第1,2,3...等最大点应为

$$2m+1 = 0.742, 2.93, 4.96, 6.97, 8.99, 11, 13, \dots \quad (9-8)$$

(代替1,3,5,7,9,11,...)。对于高阶瓣,近似值接近于准确值。

用相似方法可求得方向图零点,发生于

$$\sin^2\left[\frac{kl}{2}(\cos\theta - 1)\right]_{\theta=\theta_n} = 0 \quad (9-9)$$

或

$$\frac{kl}{2}(\cos\theta_n - 1) = \pm n\pi, \quad n=1,2,3,4,\dots \quad (9-9a)$$

对第1,2,3,...等零点,出现零点的角度为

$$\theta_n = \cos^{-1}\left(1 \pm n\frac{\lambda}{l}\right), \quad n=1,2,3,4,\dots \quad (9-10)$$

总辐射功率可由在半径为 r 的封闭球面上对式(9-5)积分来求得, 简化为

$$P_{\text{rad}} = \oint_S \mathbf{W}_{\text{rad}} \cdot d\mathbf{s} = \frac{\eta}{4\pi} |I_0|^2 \left[1.415 + \ln\left(\frac{kl}{\pi}\right) - C_i(2kl) + \frac{\sin(2kl)}{2kl} \right] \quad (9-11)$$

式中 $C_i(x)$ 是式(4-68a)的余弦积分。于是求得辐射电阻为

$$R_r = \frac{2P_{\text{rad}}}{|I_0|^2} = \frac{\eta}{2\pi} \left[1.415 + \ln\left(\frac{kl}{\pi}\right) - C_i(2kl) + \frac{\sin(2kl)}{2kl} \right] \quad (9-12)$$

利用式(9-5)和(9-11), 方向性系数可写为

$$D_0 = \frac{4\pi U_{\text{max}}}{P_{\text{rad}}} = \frac{2 \cot^2 \left[\frac{1}{2} \cos^{-1} \left(1 - \frac{0.371\lambda}{l} \right) \right]}{1.415 + \ln\left(\frac{2l}{\lambda}\right) - C_i(2kl) + \frac{\sin(2kl)}{2kl}} \quad (9-13)$$

已在图9.3(a)中画出了 $l = 5\lambda$ 和 $l = 10\lambda$ 的长导线方向图, 以验证某些推导。在传播方向上接近导线轴的波瓣最大。其它波瓣的幅度以正比于 $\cot^2(\theta/2)$ 的包络向另一方向依次递降。当要求向一个方向优势地辐射或接收时可采用这类天线。

另一方向上的辐射若未完全消除, 可由减小导线端点的反射来抑制。这利用增大导线直径或(更成功地)利用图9.1所示那样将它适当接地来实现。理想地完全消除反射(理想匹配)只有当天线架设在低高度上(相对于波长而言)且用电阻端接时才能实现。获得阻抗匹配的负载电阻值等于接近地面的导线之特性阻抗(由镜象理论求出)。对直径为 d 离地高度为 h 的导线, 终端电阻的近似值可由下式得出

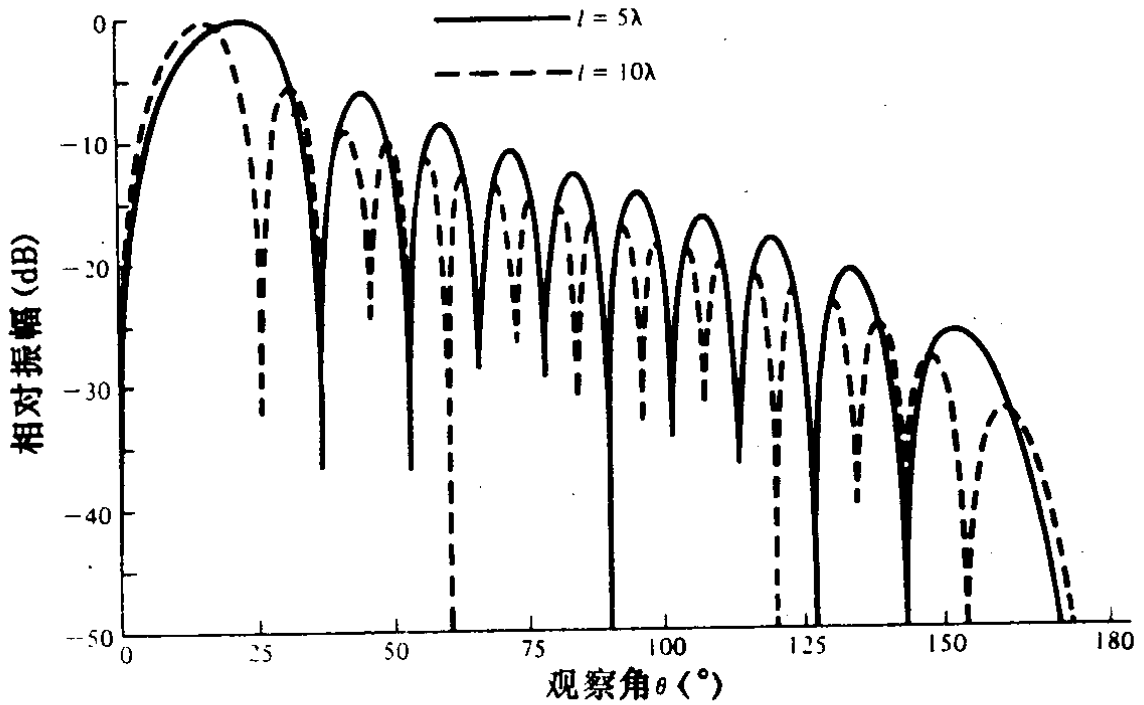
$$R_L = 138 \log_{10} \left(4 \frac{h}{d} \right) \quad (9-14)$$

为获得无反射终端, 负载电阻可在该值附近调节, 直至天线导线上无驻波为止。

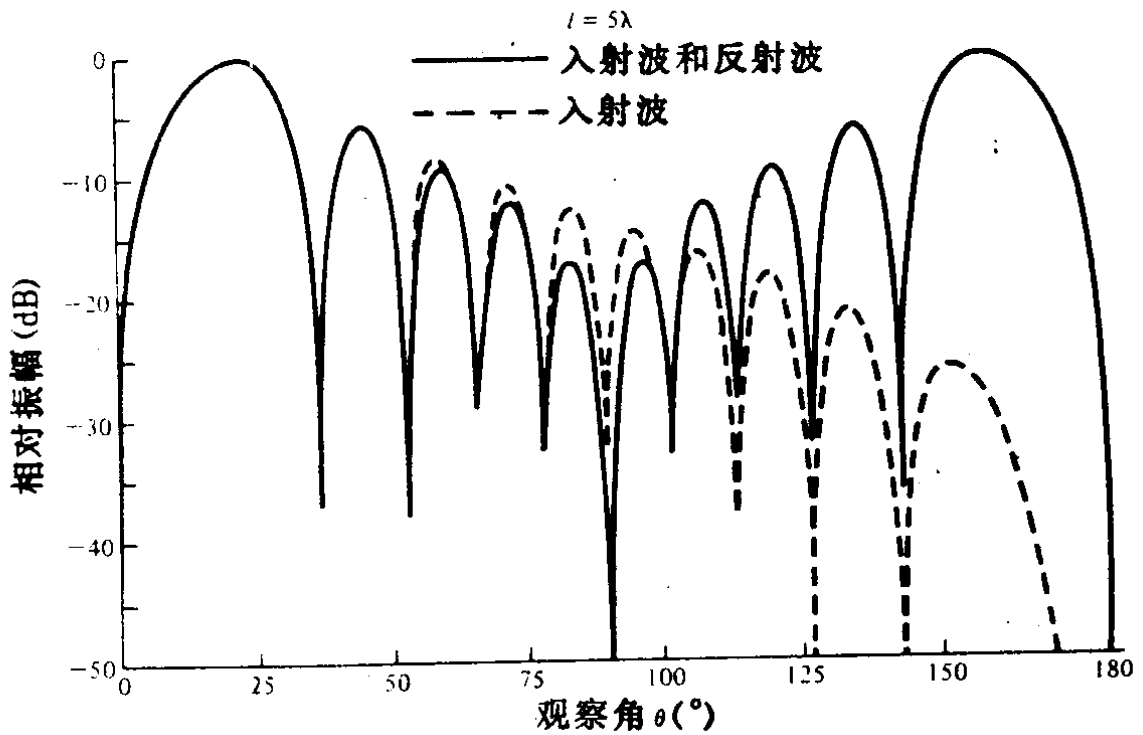
若未能适当端接天线, 就会引起反向传播的反射波, 而与入射波一起形成一驻波图形。这样的天线已在第四章中详细讨论过了。对于 $l = 5\lambda$ 的天线, 有两个反向行波时的方向图示于图9.3(b)

中，图中还有单个行波时的方向图以资比较。

以上全部假定天线是无耗的且细得可以用在自由空间辐射的



(a)



(b)

图9.3 长导线天线方向图

(a) 匹配的长导线天线的振幅方向图；

(b) 匹配的(入射波)和未匹配的(入射波和反射波)长导线天线方向图。

电流源来代表。导线损耗、辐射损耗和地面损耗都将影响天线的辐射特性。地面在总方向图形成上的作用可通过引入一个在交界面下距离 h 处(h ——天线离地高度)的镜象源来计入,正如4.7节中所作的那样。天线离地高度 h 应当选择得使地面反射波(或来自镜象的波)在计入反射所引起的相位变化后与直射波在需要最大辐射的角度上同相。

长导线天线是线极化天线,其极化总平行于导线与从导线中心至观察点的矢径所形成的平面。线极化的取向在方向图各部分上并不一样,但它总垂直于矢径(并平行于它与导线所形成的平面)。因此图9.1所示的导线天线,当它离地高度相对于波长较小而其主波束近于地面时,并不是一个对水平极化有效的天线。它通常用于发射或接收在直垂平面有适当矢量分量的波。这种称之为贝弗拉奇天线的天线更多地用作接收而不是作为发射单元,因为,由于负载电阻吸收功率而使其辐射效率很低。

长导线天线(谐振和非谐振式)是很简单、便宜且有效的定向天线,大量应用于中频(300kHz至3MHz)和高频(3至30MHz)频段电磁波的发射与接收。

9.2.2 V形天线

单根长导线天线对某些应用来说并非很实用,这是因为:(1)它的方向性系数可能是低的;(2)其旁瓣可能较高;(3)主瓣倾斜一定角度,由其长度决定。单根长导线的这些及其他缺点可利用导线阵来克服。

长导线的一个很实用的阵是V形天线,它由两根导线组成,每根的一端与馈线相接,如图9.4(a)所示。在大多数应用中,V形两臂所形成的平面平行于地面而导出水平V形阵,其主极化平行于地面和V形平面。由于旁瓣增多,直振子的方向性系数当其长度大于 1.25λ 左右时开始下降,如图4.10所示。但由调节V形振子的夹角,它的方向性系数可作得更大而其旁瓣较低于相应直

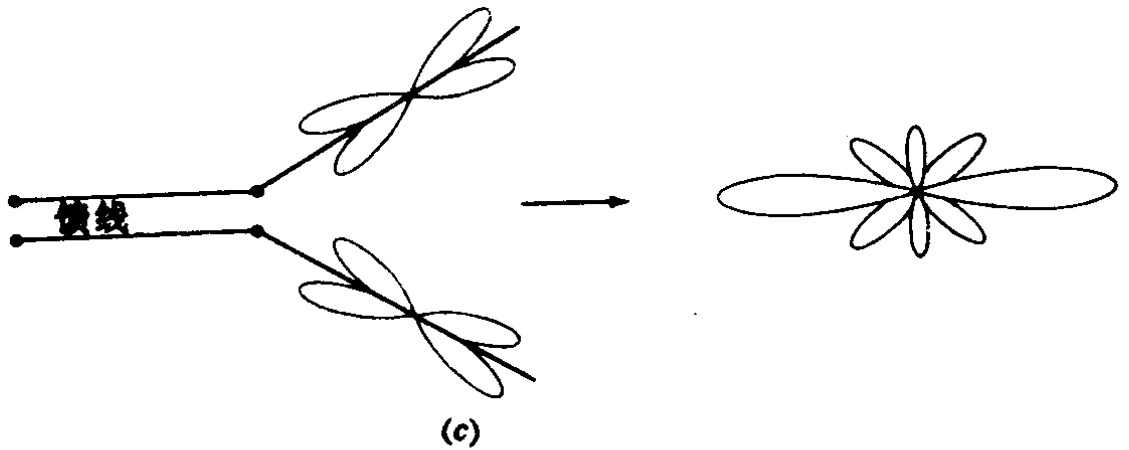
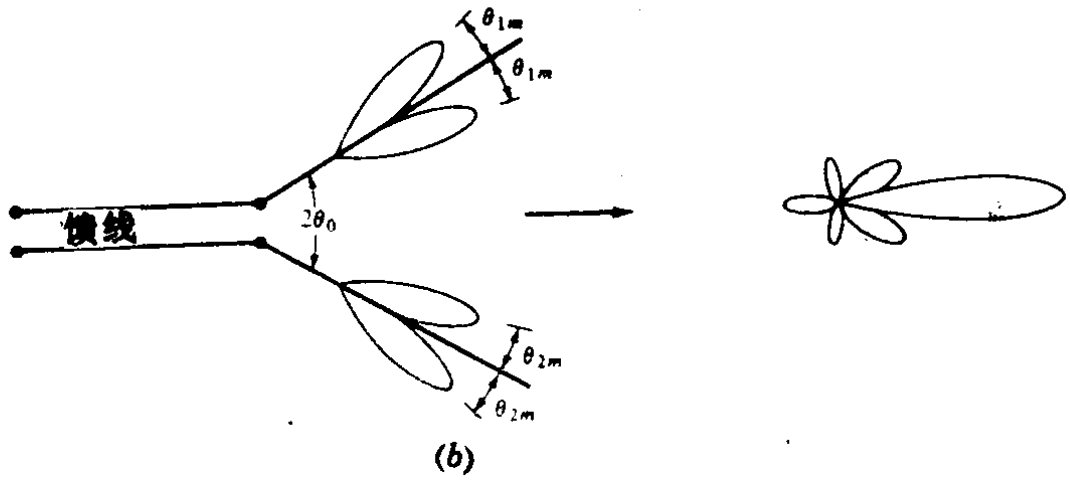
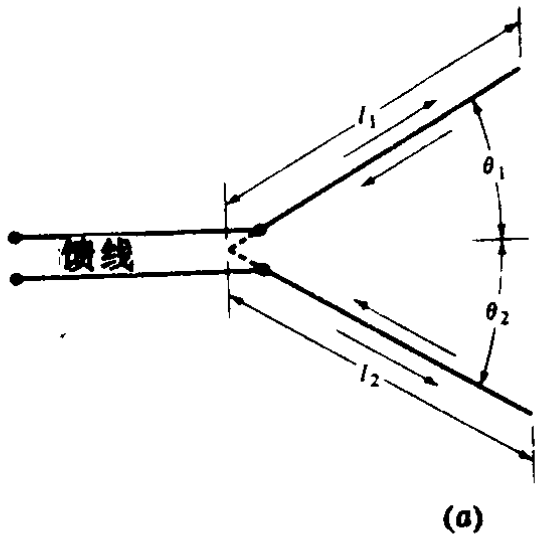


图9.4 单向和双向V形天线
 (a) V形天线; (b) 单向; (c) 双向。

振子的旁瓣。最大方向性系数设计一般要求 V 形较长而夹角较小。

大多数 V 形天线是对称的 ($\theta_1 = \theta_2 = \theta_0$ 及 $l_1 = l_2 \pm \lambda$)。V 形天线可设计成具有单向或双向的方向图，分别如图 9.4(b) 和 (c) 所示。如要获得单向特性，V 形天线两根导线必须是非谐振式的，这可由使导线端点处的反射若未完全消除也已尽量小来达到。使 V 形的倾斜导线相对粗些能减小反射波。理论上说，适当端接 V 形的开路端甚至可以消除反射从而得到一个纯行波天线。端接 V 形天线的一种方式是在接一个负载，它通常是其阻值等于 V 形导线传输线开路特性阻抗的电阻器，如图 9.5(a) 所示，端接电阻也可以分成两半，每半都接到地面上，从而导出图 9.5(b) 所示的端接方式。

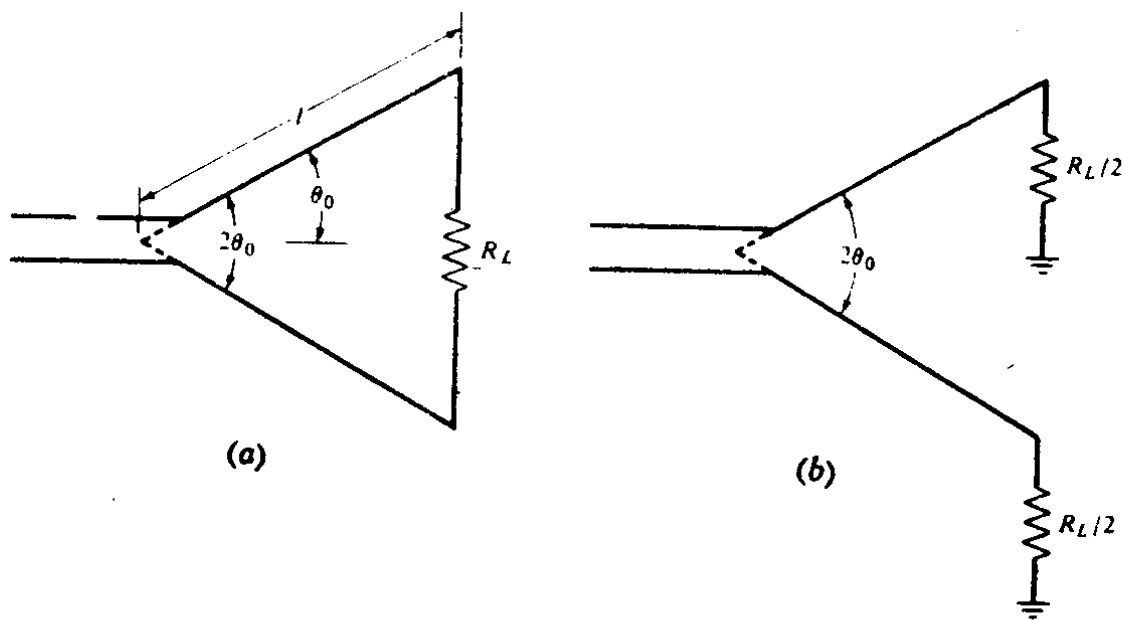
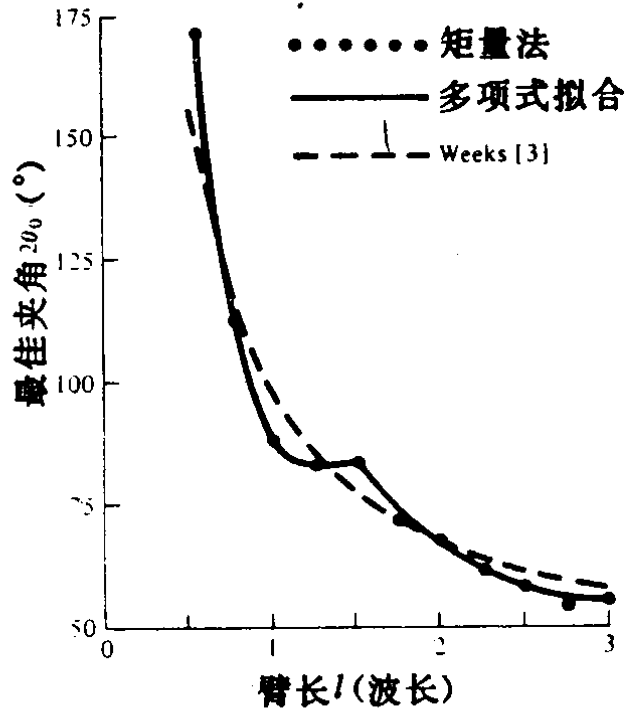


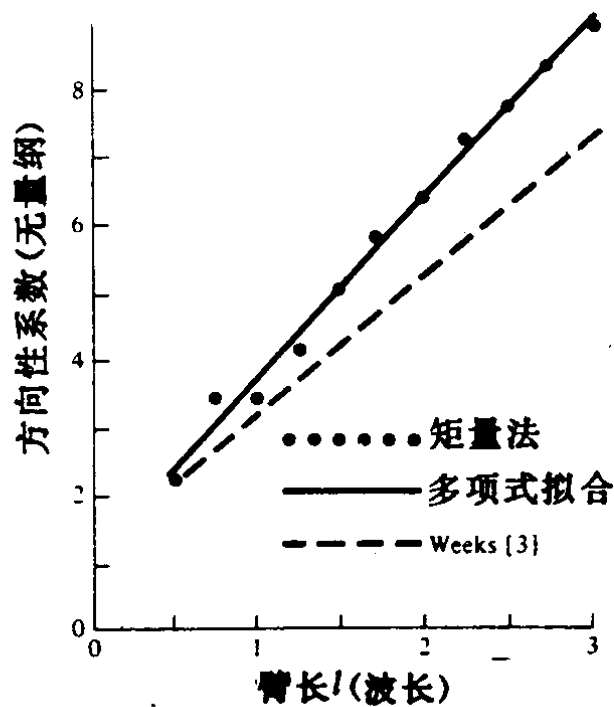
图 9.5 端接的 V 形天线
(a) 不接地; (b) 接地。

V 形天线单根导线的方向图形式上是圆锥形的，对其轴线倾斜一个角度。倾斜角由每根导线的长度决定。为使对称 V 形天线每只臂的方向图能在 V 形夹角的平分线方向上相加而形成单个主瓣，V 形的夹角 $2\theta_0$ 应该等于 $2\theta_{max}$ ，这是每根导线的最大辐射圆锥

同其轴线夹角的两倍。若V形夹角大于 $2\theta_m$ ($2\theta_0 > 2\theta_m$)，主瓣分裂为两个瓣。而若 $2\theta_0 < 2\theta_m$ ，则单个主瓣的最大值仍沿着平分V形的平面，但它从V形平面上翘。当要求天线朝上向电离层发射



(a)



(b)

图9.6 V形振子最大方向性系数时的最佳夹角与臂长的关系^[2]

(a) 最佳夹角; (b) 最大方向性系数。

(取材: G. A. Thiele and E. P. Ekelman, Jr., "Design Formulas for Vee Dipoles,"
IEEE Trans. Antennas Propag., vol. AP-28, pp. 588-590, July 1980. © (1980) IEEE)

电磁波以获得最佳反射时，或接收由电离层向下反射的信号时，这会是所需要的设计特性。

对于每臂长为 l 的对称V形天线，存在一个最佳的夹角，这时方向性系数最大。V形振子最佳夹角的设计数据已用矩量法算出⁽²⁾，示于图9.6(a)中。对应的方向性系数示于图9.6(b)中。每个图中圆点(·)代表矩量法的计算值而实线表示通过计算点来拟合的二阶或三阶多项式。最佳夹角和最方大方向性系数的多项式为

$2\theta_0 = \begin{cases} -149.3\left(\frac{l}{\lambda}\right)^3 + 603.4\left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 - 809.5\left(\frac{l}{\lambda}\right) + 443.6 & \text{for } 0.5 \leq l/\lambda \leq 1.5 \\ 13.39\left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 - 78.27\left(\frac{l}{\lambda}\right) + 169. & \text{for } 1.5 \leq l/\lambda \leq 3 \end{cases}$	(9-15a)
$D_0 = 2.94\left(\frac{l}{\lambda}\right) + 1.15 \quad \text{for } 0.5 \leq l/\lambda \leq 3$	(9-15b)
$D_0 = 2.94\left(\frac{l}{\lambda}\right) + 1.15 \quad \text{for } 0.5 \leq l/\lambda \leq 3$	(9-16)

虚线是据经验公式⁽³⁾得出的。V形的输入阻抗稍小于对应的直振子值。

另一形式的V形天线示于图9.7(a)的插图中。这种V形由在地面上弯成一个角度的单极线及虚线所示的它的镜象形成。V形的夹角和长度可用来调谐天线。对大于 120° 的夹角($2\theta_0 > 120^\circ$)，天线基本上呈现垂直极化而方向图与直振子的大体相同。当夹角小于约 120° 时，将激励水平极化场分量，这有助于向水平方向填补方向图，使它成为很有吸引力的飞行器通信天线。用矩量法计算的地面的和自由空间的V形结构的阻抗⁽⁴⁾画在图9.7(a)中。

对飞机或地面应用特别有用的另一种实用的振子天线形式是图9.7(b)的 90° 弯线结构。也已用矩量法计算得天线阻抗值⁽⁴⁾，画于图9.7(b)中。这种天线可以由调节它的垂直和水平长度 h_1 和 h_2 来调谐。 $h_1 \leq 0.1\lambda$ 时在天线平面内的方向图是近于全向的。