

高等学校教材

电小天线

周朝栋 杨恩耀



西安电子科技大学出版社

高等学校教材

电 小 天 线

周朝栋 杨恩耀

西安电子科技大学出版社

1990

内 容 简 介

随着无线电通信设备与电子设备的小型化,小天线已成为一热门课题。本书主要介绍电小天线的性能与分析方法,如集总参数分析法、模式分析法以及利用数值方法对天线的加载进行优化设计。本书从加强实用性出发,介绍了各种类型的电小天线,在篇幅不大的条件下,也兼顾介绍了一些低轮廓天线。最后,还介绍了邻近天线的导体对小天线性能的影响以及其它一些有关小天线的具体问题。总之,为避免与国内已出版的各种天线书籍的内容重复,本书主要针对小天线的一些基本问题和特殊问题进行论述。

本书可作为电磁场工程专业本科生或研究生的教材,也可用作有关工程技术人员的参考书。

高等学校教材

电 小 天 线

周朝栋 杨恩耀

责任编辑 马乐惠

西安电子科技大学出版社出版

西安电子科技大学印刷厂印刷

陕西省新华书店发行 各地新华书店经售

开本 787×1092 1/16 印张 10 字数 227 千字

1990年12月第1版 1990年12月第1次印刷 印数 1-2 000

ISBN7-5606-0128-6/TN·0045 定价: 2.10 元

出版说明

根据国务院关于高等学校教材工作分工的规定，我部承担了全国高等学校、中等专业学校工科电子类专业教材的编审、出版的组织工作。由于各有关院校及参与编审工作的广大教师共同努力，有关出版社的密切配合，从1978年至1985年，已编审、出版了两轮教材，正在陆续供给高等学校和中等专业学校教学使用。

为了使工科电子类专业教材能更好地适应“三个面向”的需要，贯彻“努力提高教材质量，逐步实现教材多样化，增加不同品种、不同层次、不同学术观点、不同风格、不同改革试验的教材”的精神，我部所属的七个高等学校教材编审委员会和两个中等专业学校教材编审委员会，在总结前两轮教材工作的基础上，结合教育形势的发展和教学改革的需要，制定了1986~1990年的“七五”(第三轮)教材编审出版规划。列入规划的教材、实验教材、教学参考书等近400种选题。这批教材的评选推荐和编写工作由各编委会直接组织进行。

这批教材的书稿，是从通过教学实践、师生反映较好的讲义中经院校推荐，由编审委员会(小组)评选择优产生出来的。广大编审者、各编审委员会和有关出版社为保证教材的出版和提高教材的质量，作出了不懈的努力。

限于水平和经验，这批教材的编审、出版工作还会有缺点和不足之处。希望使用教材的单位、广大教师和同学积极提出批评建议，共同为不断提高工科电子类专业教材的质量而努力。

电子工业部教材办公室

前 言

本书主要依据 1983 年我们在北京广播学院为研究生班讲授的“电小天线”讲稿及 K.Fujimoto 等著的“Small Antennas”(1987 年版)并结合一些其它资料编写的。按电子工业部制订的工科电子类专业教材 1986~1990 年编写出版规划,由电磁场与微波技术教材编审委员会电磁场教材编审小组征稿、审查并推荐出版。责任编委是上海交通大学赵姚同副教授,西安电子科技大学周良明副教授担任主审。

本书涉及的内容比较广,但对于一些较为成熟的天线,如长、中波及广播天线,以及已经列入编写出版规划、在 1990 年前计划出版的教材,如《有源天线》等,尽管它们也属于电小天线的范畴,为避免重复,按编审小组拟定的编写大纲,本书不作介绍。本书主要侧重介绍 HF、VHF 和 UHF 低频段有关电小天线,在所占篇幅不大的情况下也介绍了与之有关的低轮廓天线。

本书可作为电磁场工程专业本科生的选修课及研究生教材。根据对象不同,授课时数约为 30 小时。为照顾本书的使用面,书中对一些工程实用性问题,尽可能使之具体化或注明出处,故也可用作有关工程技术人员的参考书。

全书共分十章。第一、二章介绍电小天线的一般问题和分析方法;第三章至第八章介绍各种类型的电小天线;第九章和第十章则介绍和电小天线密切相关的其它问题。

本书在编写过程中得到了电子工业部教材办公室、高校工科电子类电磁场与微波技术委员会、西安电子科技大学出版社、桂林电子工业学院及苏州大学等有关单位的大力支持,在此统致谢意。

由于编者水平所限,错误和不妥之处在所难免,希望读者批评指正。

编 者

1989 年 11 月

引 言

所谓电小天线系指天线的最大几何尺寸远小于工作波长的天线。在天线领域中曾对四个方面的问题提出了基本限度，即电小天线、超方向性天线、超分辨力天线和高增益天线。其中电小天线用集总参数理论或球面波模式理论进行了分析，它们的共同结论是：天线的品质因数 Q 和以波长衡量的天线体积(球体)的半径的三次方成反比。天线的电尺寸愈小，它的 Q 值就愈高，工作频带宽度也就愈窄。因此，电小天线的根本限度是它允许的最小工作频带宽度。

随着大规模集成电路与空间技术的发展，各种电子设备均向小型化与微小型化方向努力。大量无线电设备拥挤在狭小的电子舱中，也要求各种元、部件相应地缩小所占据的空间。为适应空气动力学的要求，在高速运动的运载体上，要求天线和运载体的表面齐平或共形。这些都对电磁学及天线提出相应的技术问题，要求天线小型化、低轮廓(低姿)。因此，探讨缩小天线尺寸的方法以及认识天线尺寸缩小的物理限度是很有意义的。

众所周知，天线是与自由空间相耦合的部件。在自由空间，一定工作频率的无线电波所对应的波长是不以人们的主观意志为转移的，而天线的性能又是和自由空间的工作波长密切相关的，从这个意义上说，是无法要求其小型化的。这个意思从另一个角度来说，就是在缩小天线的体积尺寸后，必然要引起天线某些性能的劣化。当然，只要客观上允许，我们也可以牺牲天线某些方面的性能指标来获得体积尺寸较小的天线。天线的各项性能指标和天线尺寸之间有哪些联系呢？这是我们探讨小天线的目的之一。

电小天线作为天线的的一个分支，其理论和实践应遵循一般天线的规律，然而，由于它的尺寸比工作波长小得多。因此也带来一些特殊问题，本书主要侧重电小天线特殊问题的讨论。除了某些地方为了承前启后作一些必要的阐述外，讨论时尽可能避免和“天线原理”课程中所述内容重复。

应说明的是，有源天线是一种典型的电小天线，鉴于教材编写规划中已列入这一题目，这里就不去介绍这方面的内容了。另外，在某些场合，仅仅要求天线突出安装表面的高度是电小的，对于它的长度则限制不大，这类天线称之为低轮廓或低姿天线。从定义上说，低轮廓天线不一定是电小天线，但从实用角度出发，本书也将适当地介绍一些这类天线，当然对一些在其它课程中已作系统介绍的诸如微带天线、缝隙阵、平面螺旋天线等，我们就不去介绍了。

目 录

引 言

第一章 电小天线的分类及电指标

- § 1-1 电小天线的分类 1
- § 1-2 电小天线的电指标 4
- § 1-3 电小天线的实例和发展史概况 6

第二章 电小天线的分析

- § 2-1 集总参数分析法 12
- § 2-2 模式分析法 16
- § 2-3 电流分布分析法 29

第三章 中部集总加载天线

- § 3-1 中部集总加载的一般理论 33
- § 3-2 最优加载 34

第四章 法向模螺旋天线

- § 4-1 法向模螺旋天线的基本特性 42
- § 4-2 法向模螺旋天线的矩量法分析 44
- § 4-3 法向模螺旋天线的设计考虑 46
- § 4-4 电抗加载的法向模螺旋天线 49
- § 4-5 其它问题 51

第五章 介质加载天线

- § 5-1 介质加载天线的概念及早期研究 53
- § 5-2 加套天线的分析方法 56
- § 5-3 其它介质材料加载、加套技术应用举例 63

第六章 顶部加载天线

- § 6-1 顶部加载的一般理论 64
- § 6-2 多元单极天线 66
- § 6-3 倒 L 形天线 70

第七章 小环及缝隙天线

- § 7-1 小环天线的一般性能 84
- § 7-2 内藏式小环天线 85
- § 7-3 缝隙天线 101

第八章 多匝环及 TEM 线天线

- § 8-1 多匝环天线 103
- § 8-2 TEM 线天线 111

第九章 天线近旁金属体对天线性能的影响

- § 9-1 问题的提出 121

§ 9-2 邻近矩形金属盒的天线特性.....	122
§ 9-3 直接安装在机壳上的直立天线的特性.....	126
§ 9-4 车壳对直立环形天线性能的影响.....	132
第十章 电小天线的其它问题	
§ 10-1 工作频带宽度.....	138
§ 10-2 超导及超方向性.....	143
§ 10-3 电小天线的测量.....	146
主要参考书目	148

第一章 电小天线的分类及电指标

§ 1-1 电小天线的分类

近年来使用的小型天线是多种多样的。什么才算“小”，从字面上看可以有不同的理解，大致可从三种不同的角度来衡量。首先是从几何尺寸上来衡量，即天线占据空间的实际几何尺寸很小。结构设计中所给予的就是几何尺寸，但由于使用的工作波长不同，具有相同几何尺寸的天线，它的电性能可能差异很大。因为天线的性能直接和工作波长有关。第二种方法是从功能上衡量，即具有相同功能的天线所占据空间尺寸的大小，例如用短的开口长度来实现进行乘法处理的波瓣压缩的相关天线就属于这一类。事实上，应用场合不同，对天线功能的要求也不尽相同，有的要求低副瓣，有的要求宽频带。像这样就很难得出明确的可以指导我们进行设计考虑的结论。既然天线的性能是和工作波长相联系的，用工作波长来衡量天线的大小是很自然的事了。也就是说，第三种衡量方法是以电尺寸的大小来判断的。

什么是电小天线，惠勒(H.A.Wheeler)定义为

$$\frac{l}{\lambda} \leq \frac{1}{2\pi} \quad (1-1)$$

式中 l 为天线的最大几何尺寸； λ 为工作波长。实际上这方面并没有一个严格的界限*。

当天线的尺寸与工作波长相比很小时，其实质就是一个带有少量辐射的电感器、电容器或两者的某种组合。和集总参数元件不同的是，它具有一定的辐射，尽管辐射能量非常小。

电小天线具有三种基本型式：电振子型天线，它是一容性天线；磁振子型天线，它是一感性天线；此外则是两者的组合。换句话说，任意电小天线都可以看成或者是电流元，或者是磁流元，或者是由这两者叠加所构成。

图 1-1 所示为一电流元，它是一理想导电的线段，在基本表面 S 上电场 E 的切线分量 E_t 为 0，磁场 H 的切线分量 H_t 等于表面电流密度，其方向环绕着导线横截面的圆周方向，即 $J_s = \hat{n}_0 \times H = \hat{z}_0 H_t$ ，式中 \hat{n}_0 为 S 表面外法线方向的单位矢， \hat{z}_0 为如图 1-2 示出的球坐标系 z 轴方向的单位矢。此时电流元的中心与坐标原点重合，元的轴与 z 轴重合，元上的电流指向 $+z$ 方向， $J_s = \hat{z}_0 I / L$ ， L 为横截面的周长。在基本表面 S 上，垂直于表面的磁场分量 $H_n = 0$ 。这样我们可以将电流元看成由基本表面 S 包围，在 S 上有与之相切的闭合磁力线而没有切向电力线的一面元。电流元在空间产生的场可以用此表面上的磁场来表示，也可用此表面上的电流来表示，电流元场的分量表示式为

$$H_\phi = \frac{Il}{4\pi} \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right)^2 \left[\left(\frac{\lambda}{2\pi r} \right)^2 + j \left(\frac{\lambda}{2\pi r} \right) \right] \sin\theta e^{-j\beta r} \quad (1-2)$$

* R.W.P.King定义电小天线的界限为 $l/\lambda \leq 1/10$ ，而S.A.Schikunoff及H.T.Friis则定义为 $l/\lambda \leq 1/8$ 。

$$E_{\theta} = \frac{Il}{4\pi\omega\epsilon} \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^3 \left[-j\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3 + \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 + j\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right) \right] \sin\theta e^{-j\beta r} \quad (1-3)$$

$$E_r = \frac{Il}{2\pi\omega\epsilon} \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^3 \left[-j\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3 + \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 \right] \cos\theta e^{-j\beta r} \quad (1-4)$$

$$H_r = H_{\theta} = E_{\phi} = 0 \quad (1-5)$$

式中 l 是电流元的长度; ϵ 是媒质的介电常数; β 是相位常数; ω 是角频率; λ 是工作波长; r 是观察点和源点之间的距离。

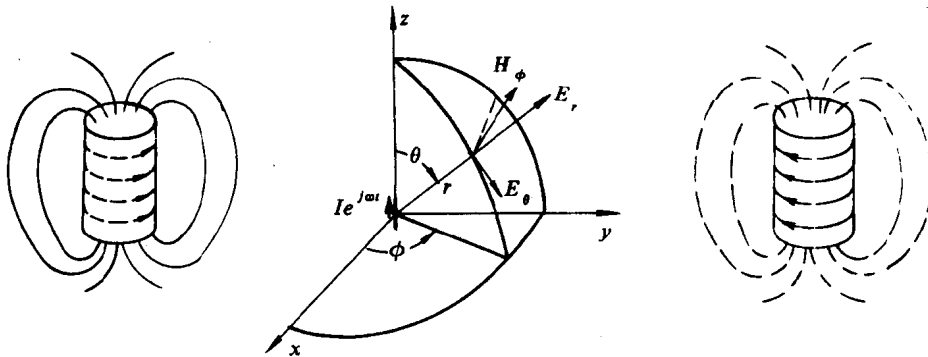


图 1-1 电流元的模型

图 1-2 坐标系

图 1-3 磁流元的模型

为了简化某些天线的计算,人为地引入了假想的磁荷和磁流,从而使麦克斯韦方程获得对称形式,这样就可求出与电流元相对应的磁流元的对偶量的场分布。所谓磁流元是如图 1-3 所示的一个线元,在基本表面 S 上,表面磁流密度 $\mathbf{J}_s^m = -\hat{z}_0 I^m / L$, I^m 为通过此线段的磁流, $+z$ 轴方向与磁流方向相反。在 S 表面上磁场 \mathbf{H} 的切线分量等于 0,而垂直于元轴的电场 \mathbf{E} 的切线分量不为 0, $\mathbf{J}_s^m = \hat{n}_0 \times \mathbf{E}$ 。 E_{θ} 与 I^m 之间的关系为 $E_{\theta} = I^m / L$ 。在球坐标系中,磁流元的场分量表示式为

$$E_{\phi} = -\frac{I^m l}{4\pi} \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 \left[\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 + j\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right) \right] \sin\theta e^{-j\beta r} \quad (1-6)$$

$$H_r = \frac{I^m l}{2\pi\omega\mu} \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^3 \left[-j\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3 + \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 \right] \cos\theta e^{-j\beta r} \quad (1-7)$$

$$H_{\theta} = \frac{I^m l}{4\pi\omega\mu} \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^3 \left[-j\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3 + \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 + j\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right) \right] \sin\theta e^{-j\beta r} \quad (1-8)$$

$$E_r = E_{\theta} = H_{\phi} = 0 \quad (1-9)$$

式中 μ 为媒质的磁导率。

虽然在自然界并不存在磁流,但某些形状的辐射器所产生的场与上述假想磁流元所产生的场是一致的。一个直径远小于波长的载流圆环和一磁流元是等效的,设环的面积为 A ,环中具有等幅同相电流 I_L ,则

$$I^m dl = -j240\pi^2 I_L \frac{A}{\lambda} \quad (1-10)$$

式中 dl 为等效磁流元的长度; I^m 为此磁流元上的磁流。

同样, 在一个无限大、无限薄的理想导电平面上开一个无限小的缝隙, 如图 1-4 所示, 设沿缝隙整个长度上电场强度的振幅和相位均相同, 并等于 E_0 。在研究半空间的场时, 可以认为此缝隙元和上述磁流元是等效的, 这时

$$I^m = LJ_s^m = -LE_0 \quad (1-11)$$

式中 $L = 2a$ 是磁流元横截面的周长; a 是缝隙的宽度。

事实上, 可以将一个磁流元想象为用 $\mu = \infty$ 和 $\sigma = 0$ 的材料构成。设此磁流元为一无限薄平板, 其形状与上述缝隙呈互补平面关系。由对偶定理和巴俾涅(Babinet)原理可以证明两者是等效的。

如果类似于波导, 在其传输方向上引入与之垂直的横场分量所确定的波阻抗, 则对于电振子而言

$$Z^e = \frac{E_\theta}{H_\phi} \quad (1-12)$$

对于磁振子而言

$$Z^m = \frac{E_\phi}{H_\theta} \quad (1-13)$$

由式(1-2)、(1-3)和式(1-6)、(1-8), 当 $r \gg \frac{\lambda}{2\pi}$ 时, 即在远区, 设在自由空间

$$Z^e = Z^m = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi \quad (1-14)$$

但在近区, 此阻抗不是纯电阻而具有电抗成分, 此时

$$Z^e = \frac{E_\theta}{H_\phi} = Z_0 \frac{(kr)^2 - j\frac{1}{kr}}{(kr)^2 + 1} = R^e - jX^e \quad (1-15)$$

式中 R^e 和 X^e 分别为 Z^e 的实部和虚部; $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = \mu_0 v = 120\pi$; $k = \frac{\omega}{v} = \frac{2\pi}{\lambda}$ 。 v 为波的相速, 在自由空间 $v = c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ 。

同理,

$$Z^m = Z_0 \frac{k^4 + j\frac{k}{r^3}}{\left(\frac{1}{r^2} - k^2\right)^2 + \frac{k^2}{r^2}} = R^m + jX^m \quad (1-16)$$

由式(1-15)和式(1-16)可知, 前者是容性的, 后者是感性的。

现在让我们研究此阻抗的虚部与实部之比。当 $|X/R| > 1$ 时, 表明其贮能大于辐射的能量, 反之, 当 $|X/R| < 1$ 时, 表明其贮能小于辐射的能量, 而 $|X/R| = 1$ 则是两者的过渡界限。由式(1-15)和式(1-16), 这两类阻抗均有

$$\left| \frac{X}{R} \right| = \frac{1}{(kr)^3} \quad (1-17)$$

显然，如 $kr=1$ ，则 $|X/R|=1$ 。将 $|X/R|$ 与 kr 的函数关系绘成曲线，如图 1-5 所示。

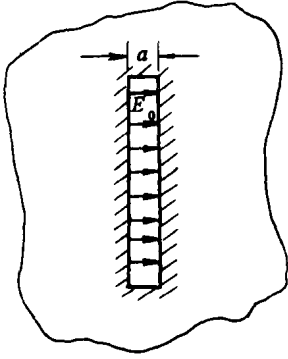


图 1-4 理想缝隙

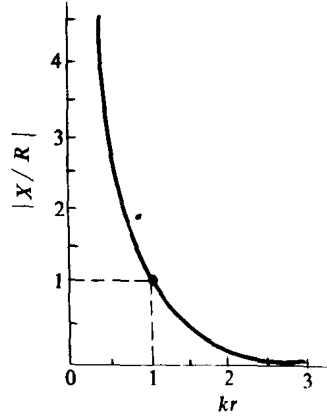


图 1-5 $\frac{X}{R} \sim kr$ 曲线

由这一曲线可知，在 $kr > 1$ 的区域内，贮能小于辐射的能量，但两者之比随 kr 的变化比较缓慢；但在 $kr < 1$ 的区域内，两者之比随 kr 的减小而急剧上升。因此， $kr=1$ (即 $r = \lambda/2\pi$) 为一临界界限。设以 $r = \lambda/2\pi$ 为半径作一球面，则在球体内主要是感应场，在球面外主要是辐射场。

§ 1-2 电小天线的电指标

一、方向性

方向性一般用方向图或方向系数表示，由式(1-3)和式(1-6)，电流元和磁流元的方向图均为 8 字形，场强正比于 $\sin\theta$ ；方向系数 D 等于 1.5。

由于电小天线的电尺寸很小，一般而言，其方向图就是电流元或磁流元的方向图，方向系数等于 1.5。当然，如果将电小元组合起来或排列成阵，它的方向图和方向系数将有变化。

二、效率

效率的定义是

$$\eta_A = \frac{P_r}{P_{in}} = \frac{P_r}{P_r + P_L} = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (1-18)$$

式中 P_r 是辐射功率； P_L 是损耗功率； P_{in} 是输入功率； R_r 和 R_L 分别为归算于同一电流的辐射电阻和损耗电阻。

对于一般天线而言，在损耗功率中主要考虑的是天线本身的铜耗及介质损耗。然而，对于电小天线，馈线和匹配网络中的损耗是相当严重的问题。以一个电振子型天线为例，由于天线是电小的，故输入容抗很高，输入电阻很小。为实现与收、发设备之间的调谐匹配，必然串入一大电感来消除容抗使满足谐振条件，此外，还需将电阻通过阻抗变换器将其提高到所需的电阻值。这样，配谐电路必然带来可观的能量损耗，因此在考虑电小天线的效率时，同时应考虑配谐电路的效率，即

$$\eta = \eta_A \cdot \eta_\phi = \frac{P_r}{P_r + P_{L1} + P_{L2}} \quad (1-19)$$

式中 η_ϕ 为配谐电路的效率； P_{L1} 和 P_{L2} 分别为天线和配谐电路的损耗功率

三、增益系数

由增益系数 $G = \eta_A D$ 可知，要提高 G ，应设法提高 D 和 η_A 。从理论上说，方向系数 D 并无上限，这就是所谓超方向性。关于这个问题，我们将在第二章和第十章中再讨论。但需指出，要提高 D ，必然牺牲效率。从增益的角度上看，电小天线是低增益天线。此问题将在第二章再加以讨论。

四、工作频带宽度

天线的工作频带宽度定义为天线在辐射方面的特性基本上满足设计中所规定要求时的频带宽度。一个实用的天线，其工作频带必须满足下述要求，即

$$\Delta f = \Delta f_1 + \Delta f_2 + \Delta f_3 \quad (1-20)$$

式中 Δf_1 为信息传输所占的带宽； Δf_2 取决于接收和发射设备的频率稳定度及两者中心频率的对准程度； Δf_3 则是由天线的输入阻抗受到周围环境变化的影响而产生的变化所决定的。显然， Δf_1 和 Δf_2 主要由系统的要求来决定， Δf_3 则和天线本身的性能有关。

对于电小天线而言，一般说当频率略有变化，其方向性、极化等特性变化不大，主要变化的是输入阻抗。因此，电小天线的工作频带宽度主要由天线的输入阻抗特性来确定。

类比一般谐振电路，当频率偏离谐振频率 f_0 至 f_1 、 f_2 时(f_1 和 f_2 分别为 f_0 两侧的频率)，如果天线输入阻抗的实部 R_{in} 和虚部 X_{in} 相等，即 $R_{in} = |X_{in}|$ 时，则称 f_2 和 f_1 两频率之间的宽度($2\Delta f = |f_2 - f_1|$)为天线的3dB带宽。这时 R_{in} 上吸收的功率为谐振时的一半，即下降了3dB，电压反射系数为0.707，电压驻波比(VSWR)为5.83。

天线品质因数 Q 的定义为

$$Q = \frac{\omega \times \text{峰值贮能}}{\text{平均耗散功率}} = \frac{\omega \times \text{峰值贮能}}{\text{平均辐射功率} + \text{平均损耗功率}} \quad (1-21)$$

此定义与谐振电路时相同。对电小天线而言，电容性天线贮藏的是电能，电感性天线贮藏的是磁能。以电容性天线为例，其等值电路可表示为 RC 电路，这时

$$Q = \frac{1}{\omega CR} \quad (1-22)$$

这里的 R 包含辐射电阻及损耗电阻。如果为了调谐电容而附加一电感器的话，还必须将电感器的损耗包括进去，即 R 中应包含配谐电路中的一切损耗。

当 Q 较大时，它可表示为天线相对带宽的倒数，即

$$Q \approx \frac{f_0}{2\Delta f} \quad (1-23)$$

注意,当 Q 较小时($Q < 2$), 上式是不正确的。

五、增益带宽乘积

在下一章中我们将介绍天线的增益、带宽等指标受天线体积尺寸的约束。在一定体积尺寸的条件下,它们之间往往是相互矛盾的,因此仅用某一指标来衡量小天线性能的优劣是不合适的。以方向系数为例,设有两个点源排列成二元阵,尽管元之间的距离很小很小,如果两元上的电流是等幅反相的,则可得到一8字形方向图;如果取两组这样的两个点源作为新二元天线阵的阵元,仍按上面的方法排阵,则可得到较上述更尖锐一些的8字形方向图。依此类推,不断按此办法排阵,就可以得到相当尖锐的方向图,也就是说,电小间距排阵也可得到很高方向系数的天线。但应注意,用这种办法排出的天线阵,其相邻元之间电流的符号是相反的,且阵中部的元上具有很大的电流,阵两侧的元上电流很小,也就是说需要控制各元上电流的振幅和相位,而这时各元上电流的振幅相差很大,相位急剧变化。显然,这样的阵如果损耗不大的话(事实上大电流意味着高损耗),则它对频率必然是敏感的。下一章我们将论证 G 和带宽之间的矛盾。若要增大带宽,必然要增大损耗,则增益下降;若要提高方向系数,则带宽变窄。这些指标之间是相互制约的,因此,衡量小天线的一个重要指标是增益带宽乘积,即 $G \cdot 2\Delta f / f_0$ 或 G / Q 。

既然电小天线是天线的分支,因此它的电指标的定义和一般天线并无实质上的差别。以上提出的几点仅是说明它的特殊性。关于其它一些电指标,如天线的有效长度、发射天线的功率容量、接收天线的等效噪声温度等,尽管它们对描述电小天线的性能同样适用,由于在《天线原理》中已详尽地介绍过,这里不再重复。

§ 1-3 电小天线的实例和发展史概况

图 1-6 和图 1-7 分别为小电流元(容性天线)和小磁流元(感性天线)的一些例子。对于容性天线而言,它们实际上是偶极子或单极子和加载的偶极子或单极子。对于感性天线而言,它们则是环或缝隙和加载的环或缝隙。由电小天线的定义可知,如果不采取任何措施,它仅能工作在低于天线的第一谐振频率的某个工作频率或频段上;如果采取加载等措施,则可以工作在天线的第一谐振频率附近甚至于在高于第一谐振频率的频率上。这些我们将放在以后讨论。尽管如此,这种天线占据空间的最大几何尺寸仍然是电小的。

在无线电技术发展的初期,人们认为波长愈长,则传播衰减愈小,为实现远程通信,这时使用的工作波长均长于1000 m。在这一波段,水平天线由于地的镜像电流与天线的电流反相,其架设高度对比工作波长很小很小,因此这种天线的辐射很微弱,此外,其辐射的水平极化波沿地面传播时衰减很大,因而在这一时期发展的是各种形式的单极天线,如 T 形、Γ 形、伞形天线等。同样由于结构上的限制,它们的架设高度也是有限的,远小于波长,它们都属于电小天线范畴,也就是说天线的历史就是起源于电小天线。

在发现了电离层对电波的反射作用后,中波及短波波段被开辟了,这时天线的电尺寸

已经允许做得相当大。随之，微波波段的启用开创了面天线的发展阶段。从此以后，天线向高增益、宽频带、高分辨力、快速扫描及多功能等方向迅猛发展。随着结构和工艺上的技术进步，出现了口径达 100 m 全向转动的大尺寸天线。相应地在这一时期电小天线的发展相对迟缓，然而，关于电小天线的理论分析却取得很大成果。

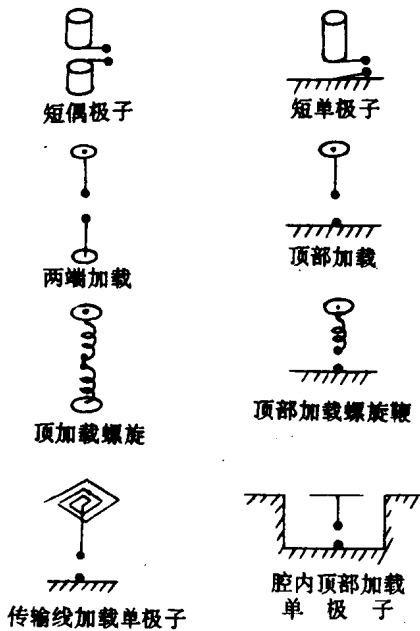


图 1-6 电流元或容性天线实例

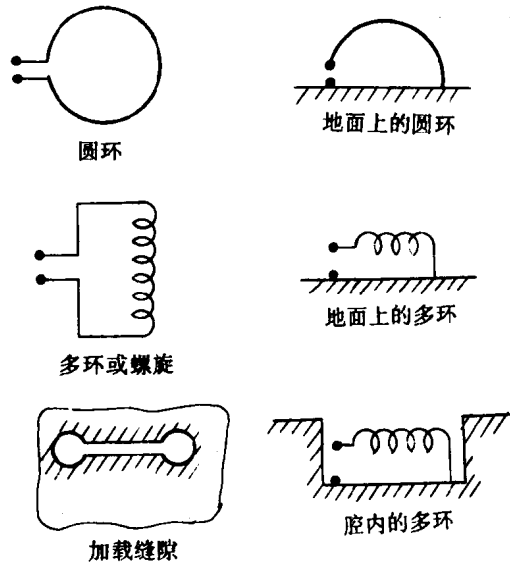


图 1-7 磁流元(环及缝隙)或感性天线实例

首先，人们用集总电路的概念来处理电小天线，即用电容器或电感器来表示电小天线。显然，这是一种最直接且合理的近似。许多实用的从甚低频到超高频的电小天线都是基于这一基础研制的，这方面惠勒*做了大量工作。1948年朱兰臣发表了他的著名论文“全向天线的实际限制”**，该文假定整个天线和它的传输线及振荡源都封闭在一以 r 为半径的球面内，在球外的辐射场用一组完备的正交球面波函数的总和来表示。朱兰臣分析了其中比较简单的模式，即轴对称 TM 模。他的注意力集中在假定源分布处于最佳状态，即得到最大增益、最大带宽(最小 Q 值)或最大增益带宽积。通过严密的数学分析，文中得出了在一定 r 的条件下，方向系数(对于无耗天线即增益系数)和带宽的上限。继之，哈林登***也做了类似的工作，不同点仅在于他同时考虑了激励相等的 TE 和 TM 模。虽然这种方法除对最简单的结构(如和标准坐标系相合的双锥偶极子)之外，用来分析其它

* H. A. Wheeler, Fundamental Limitations of Small Antennas, Proc. IRE, pp.1479-1488, Dec. 1947. The Radiansphere Around a Small Antenna, Proc. IRE., pp.1325-1488, Aug. 1959. Small Antennas, IEEE Trans. A. P., Vol. AP-23, No.4, pp.462-469, July 1975.

** L.J.Chu, Physical Limitations of Omnidirectional Antennas, J.Appl. Phys., Vol.19, pp.1163-1175, Dec. 1948.

*** R.F.Harrington, Effect of Antenna Size on Gain, Bandwidth and Efficiency, J.Res.Nat.Stand, Vol.64D, pp.1-12, Jan.-Feb.1960.

天线的电流分布和阻抗等特性是很困难的，然而，用它来阐明电小天线的的基本限制则是正确的。

关于惠勒和朱兰臣、哈林登等人的工作，将在下一章作详细介绍。

如前所述，随着各种无线电元、器件的小型化以及空间技术的发展，人们对缩小天线尺寸的要求更为迫切。以移动通信为例，由于隧道、桥梁的限制以及运动体的速度愈来愈高，加之各种无线电设备普遍、大量地被使用，这些都要求能得到体积尺寸更小的天线，因此促进了小天线的研制与发展。近年来出现的各种加载、复合、互补天线，印制板天线或超导天线等都是为适应这一要求而发展的，它们或者从外形上、结构上、材料上，或者从相应的技术措施上来改进小天线的性能。虽然和大天线的发展相比，它的声势并不很大，但如果能在这方面做出成绩，它能使无线电领域的某些方面(如通信)取得飞跃的发展。当然，天线是电磁场的变换元件，本质上是难于小型化的，但目前并未到达它的极限，对它的认识还不足，待研究的问题仍然很多。

目前，在电小天线的分析中应用最为广泛的方法是电流分布分析法，即在已知天线上电流分布的基础上，求出天线的阻抗、方向性等指标。过去，它主要采用等值传输线法，即假定天线上的电流分布和等值传输线上的电流分布相同，均按正弦分布。由于现代高速数字计算机的普遍使用，电小天线的电尺寸又很小，应用“矩量法”来分析任意形状的电小天线是一种既实用又可靠的方法。关于“矩量法”已经在有关课程中作了讲授，本书除引用一些结论外不再介绍方法的本身。

既然天线是由直立单极天线而逐步发展的，不妨我们先讨论如果不采取任何措施直接降低这种天线的电尺寸，会给我们带来哪些问题，以对电小天线的性质有一一般性了解。

以一高度为 h 的鞭形天线为例，设地面为无穷大理想导电平面，则在半空间的场强表示式为

$$E_{\theta} = \frac{60I_0[\cos(kh\sin\Delta) - \cos kh]}{\cos\Delta} \quad (1-24)$$

式中 I_0 为天线输入端电流； $k = 2\pi/\lambda$ ； Δ 为仰角； E_{θ} 为电场强度的 θ 分量，当 $h \ll \lambda$ 时，有效高度 h_e 为

$$h_e \approx \frac{1}{2}h \quad (1-25)$$

短鞭天线的特性阻抗和输入阻抗分别为

$$Z_0 = 60 \left[\ln \frac{4h}{D} - 1 \right] \quad (1-26)$$

$$X = -jZ_0 \operatorname{ctg}(kh) \quad (1-27)$$

归于输入电流的辐射电阻为

$$R_r = 400 \left(\frac{h}{\lambda} \right)^3 \quad (1-28)$$

如果天线是无耗的，由式(1-27)和式(1-28)，天线的 Q 值为

$$Q = \frac{Z_0 \operatorname{ctg}(kh)}{R_r} \approx \frac{Z_0}{\left(\frac{2\pi h}{\lambda} \right) \left(400 \frac{h^2}{\lambda^2} \right)} \propto \left(\frac{\lambda}{h} \right)^3 \quad (1-29)$$

由式(1-29)可知, 若天线的电尺寸(h/λ)变小, 则 Q 值将以三次方的关系上升, 带宽迅速变窄。

实际上天线中存在热耗, 除天线本身的热耗外, 通过机壳、操作人员及附近地面的射频电流的损耗较之天线导线的欧姆损耗要大得多; 此外, 还应考虑配谐电路产生的损耗。

实际地面上损耗电阻的经验公式为

$$R_l = A \frac{\lambda}{4h} \quad (1-30)$$

式中 A 为与地质有关的常数, 约等于 $2\sim 7$ 。关于附加的调谐线圈引入的损耗也是引人注目的。在表 1-1 中示出了无耗网络和应用 $Q=100$ 及 400 的调谐线圈调谐在各种不同 h/λ 时天线的效率。由该表可知, 当 h/λ 愈小时, 调谐线圈引入的损耗就愈大, 效率降低得愈多。

表 1-1 在无限大地面上鞭天线的输入阻抗和效率
(鞭天线的材料为铜, 直径为 $3.3 \times 10^{-4} \lambda$)

天线高度 (h/λ)	输入阻抗 (Ω)	效率 (%)		
		无耗网络	调谐线圈 $Q=100$	调谐线圈 $Q=400$
0.001 59	0.000 9-j9 759	84.9	9.7×10^{-6}	3.9×10^{-5}
0.003 19	0.003 3-j6 546	91.2	4.9×10^{-5}	1.9×10^{-4}
0.004 78	0.009 7-j4 757	93.9	2.0×10^{-4}	8.1×10^{-4}
0.006 37	0.015 1-j3 901	95.7	3.8×10^{-4}	1.5×10^{-3}
0.007 96	0.024 1-j3 365	96.5	7.1×10^{-4}	2.9×10^{-3}
0.009 55	0.035 1-j2 971	97.1	1.2×10^{-3}	4.7×10^{-3}
0.011 14	0.048 2-j2 669	97.5	1.8×10^{-3}	7.2×10^{-3}
0.012 73	0.063 4-j2 429	97.8	2.6×10^{-3}	10.4×10^{-3}
0.014 33	0.080 7-j2 235	98.2	0.004	0.014
0.015 92	0.100 0-j2 071	98.9	0.005	0.019

如果仅考虑大地损耗, 由式(1-28)和式(1-30), 天线的效率为

$$\eta_A \approx \frac{400 \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2}{400 \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 + A \frac{\lambda}{4h}} \quad (1-31)$$

当 h/λ 很小时, $R_r \ll R_l$, 上式变为

$$\eta_A \approx \frac{400 \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2}{A \frac{\lambda}{4h}} \propto \left(\frac{h}{\lambda}\right)^3 \quad (1-32)$$

由上式可知, 当鞭天线的电高度变小时, 天线效率将随着 h/λ 的三次方而下降。

通过以上简单的讨论可知, 若由于空间尺寸的限制, 不允许天线占有的体积太大, 而直接截短天线来使用是很成问题的, 不是带宽太窄就是效率太低。产生这一问题的根本原