

· 内部资料 ·

超短波天线调查组
四机部第一九〇七研究所

一九七八年

前 言

在华主席抓纲治国的战略决策指引下，我国正在朝着实现四个现代化的宏伟目标前进。

全国电子工业学大庆会议的召开，英明领袖华主席为大会题词：“发扬自力更生艰苦奋斗的革命精神加速发展电子工业努力攀登电子科学技术高峰”，鼓舞了电子工业战线的每个同志。华主席题词是对我们电子工业的亲切关怀和殷切期望，是对我们极大的鼓舞和鞭策。题词成为我们前进的指南，行动的准则，战斗的力身。

在科研战线上要树雄心，打硬仗，脚踏实地攻尖端，为四个现代化贡献力量。

面临这样一派大好形势，我们根据四机部无线通信专业科技情报网超外波小电台天线调查工作会议的决定，对有关单位制造的小天线进行初步调查，选定了几种天线进行性能测试和技术总结。同时还选译了国外有关电小天线方面的资料一并编入本专辑。

为了对电小天线的基本概念、性能和进展有一概括地了解，我们选载了“电小天线概述”和“多匝环天线简述”两篇文章，可供从事天线工程的同志们参考。

由于时间仓促又因我们政治和业务水平所限，专辑中一定有不少缺点或错误，恳切希望同志们批评指正。

电 小 天 线 概 述

西北电讯工程学院
一系一〇三室

周朝栋执笔

引 言

在无线电技术迅速发巳的今天,在我国有关无线电天线技术方百也取得了很大的进巳。为了适应导弹、火箭、飞机、舰艇、车辆及便携等各方百的要求,创造出各种类型的电小天线,亦即但凡一切不允许天线体积太大的地方,诸如隧边、矿井、探井等等条件下都要求体积尺寸较小的天线。当天线的尺寸对比于工作波长很小时,则称之为电小天线^①。因此研究电小天线具有很大的现实意义。

电小天线既然是天线的一个分支,当然作为其理论与实践应遵从一般天线规律。然而由于它的尺寸比波长小得多,因此也带来一些特殊问题。这篇报告主要侧重在对电小天线特殊问题的论述,当然也必然涉及到天线的一般问题。

在第一、第二章中定义了电小天线,除一

般指标外,提出对电小天线的特殊要求。从一般辐射理论出发引出常用的电小鞭形天线所存在的问题。在第三章中,结合加载(集总加载与分布加载)天线,超导天线,对地无关中馈天线,有沅天线,泄漏电丝天线及自动调谐装置,讨论了缩小天线尺寸的途径。在第四章中讨论了分析电小天线的理论及方法,介绍了集总参数分析法,模式(或波型)分析法,以及应用“矩算法”求解天线上的电流分布及各项电指标的电流分布分析法。作为具体电小天线的例子,在第五章中介绍了电小多匝环形天线。最后,在第六章中提出在测试电小天线的各项电指标时应当注意的问题及几种具体测试效率的方法。由于所搜集的资料及篇幅所限,这一报告仅能作一般性介绍。

第一章 电小天线的含义及电指标^(1~5)

§ 1-1 电小天线的含义

所谓电小天线是指天线的最大几何尺寸远小于波长的天线,即

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

式中 l 为天线的最大几何尺寸, λ 为工作波长。

当天线的尺寸与 λ 相比很小时,其实质就

是一个带有少量辐射的电感性或电容性。应当强调的是电小天线依然是整个天线系统中的一个分支,与一般的所谓大天线并无本质的差别。只不过由于其电尺寸小,因此具有特别需

^① 超长波及极长波的通讯导航天线,此概念也属于小天线,但我们不准备在此处讨论它。

^② R. W. P. King 的定义为 $l/\lambda \leq 1/10$, S. A. Schelkunoff 及 H. T. Friis 定义为 $l/\lambda \leq 1/8$ 。这方面并没有一条严格的界线。

要考虑或可以利用的一些问题和因素，并不是说跳出天线体系之外又有什么新的东西，亦即在共性的基础上研究属于电小天线特性方面的问题。

§ 1—2 电小天线的电指标

方向性

方向性一般用方向图或方向系数来表示，方向系数 D 的含义是，当在最大方向上同等距离时，假设某一实际天线与各向同性天线均在此点产生同样的场强，则方向系数

$$D = \frac{P_{\Sigma \text{各向同性天线}}}{P_{\Sigma \text{实际天线}}}, \quad (1-2)$$

式中 P_{Σ} 表示辐射功率。亦即这一天线在此方向上将辐射功率相对集中的倍数称为这一天线在此方向上的方向系数，一般采用最大方向的方向系数称为此实际天线的方向系数。电流元或磁流元方向图均为 8 字形，方向系数为 1.5。

由于电小天线的电尺寸很小，因此其方向图基本上就是电流元或磁流元方向图，方向系数近似为 1.5。至于半波偶极子则 D 为 1.64。

效率

效率的定义是

$$\eta_A = \frac{R_{\Sigma}}{R_{\Sigma} + R_L}, \quad (1-3)$$

式中 R_{Σ} 为辐射电阻， R_L 为损耗电阻。在损耗电阻中除天线自身的欧姆损耗外还应包含馈线及匹配网络中的损耗电阻，亦即

$$R_L = R_{L1} + R_{L2}, \quad (1-4)$$

式中 R_{L1} 为天线上的损耗电阻， R_{L2} 为馈线及匹配网络中的损耗电阻。

一般而言在提到天线效率时并不考虑 R_{L2} ，然而由于小天线与配谐电路有紧密联系，例如一个小的电容性天线，由于天线馈入的容抗很高，电阻很小，如果要求此天线与发射机（或接收机）配谐，则在配谐电路中必然要求引入一个串联的大感抗使之调谐，并通过变换将低

阻值变为所需要的电阻值，这时配谐电路必然带来可观的损耗，因此在考虑电小天线效率时将 R_{L2} 也计入，这样便于对比各类型电小天线的性能，也便于研究从各方面提高电小天线效率的种种措施。

应当说明的式 (1—3) 及 (1—4) 中的 R_{Σ} 或 R_{L1} ， R_{L2} 均为辐射功率或损耗功率归并于同一电流的阻值。如果用辐射功率及损耗功率直接写出效率的公式是

$$\eta_A = \frac{P_{\Sigma}}{P_0} = \frac{P_{\Sigma}}{P_{\Sigma} + P_L}, \quad (1-5)$$

式中 P_0 为输入功率， P_{Σ} 为辐射功率， P_L 为损耗功率。

从效率的定义可知，要提高它不外乎从提高 R_{Σ} 或降低 R_L 着手。

增益系数

增益系数 G

$$G = \eta_A D \quad (1-6)$$

要提高 G 则应设法提高 η_A 和 D ，对电小天线来说， $D \approx 1.5$ ，因而 G 的提高主要依赖于提高 η_A 。

当然这儿也不排斥从提高 D 来增大 G 。如果将电小天线元采用排阵的办法来提高其 D ，在理论上也是可行的。但如果要使排出的阵也满足“电小”的要求，则会带来一系列问题。例如 η_A 的降低。这样即使将 D 提高了也不能增大 G 。

馈入阻抗

电接入天线的馈入点称为天线的馈入端，天线的馈入端的电压与电流之比称为天线的馈入阻抗 Z_A ， Z_A 的有功及无功分量分别用 R_A 和 X_A 表示，叫做馈入电阻及馈入电抗。

在一个频带内的几个频率上测算或计算天线馈入阻抗的数值，可以作出馈入阻抗与频率的关系曲线。因为馈入阻抗是复数，一般来说需分别作 $R_A \sim f$ 及 $X_A \sim f$ 两组曲线。当然也可以用一条曲线将其绘制在阻抗圆图上。

小天线的 R_A 通常是很低的，它由天线的辐射及天线的损耗两方面的因素所形成。

工作频带

天线的工作频带，定义为天线在辐射方面的特性基本上满足所提出的要求时的频带。事实上就小天线而言，其方向性正如前述基本上类似电流元的方向性，在波段中变化不显著，因此主要的视其输入阻抗的变化，类比一般谐振电路，设当 $R_A = X_A$ 时，两频率 (f_1 及 f_2) 间的宽度 ($\Delta f = f_2 - f_1$) 称为小天线的工作频带或带宽，当在 f_1 或 f_2 时， R_A 上吸收的功率为谐振时的一半，亦即在此定义的频带中，如果在谐振时天线与调谐回路完全配谐，则在 f_1 或 f_2 点其驻波系数 (S.W.R) 变成 5.83。

如图 1-1 所示，一个电容性小天线可以等效为一个 R_A 和 C_A 串联电路，则天线的品质因素 Q

$$Q = \frac{1}{\omega C_A R_A}, \quad (1-7)$$

式中 R_A 在天线有匹配口时应将匹配口中的电阻 r 也计入，当 Q 较大时，设 f_0 为谐振频率，则

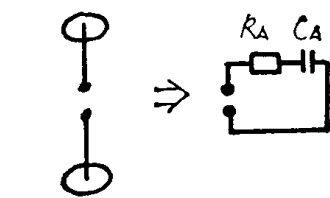


图 1-1 电容性天线的等效电路

率，则

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f}. \quad (1-8)$$

有效面积及有效高度

有效面积 A_e 定义为

$$A_e = \frac{\text{天线输入端的有效功率}}{\text{入射场的功率密度}} \\ = \frac{G\lambda^2}{4\pi}, \quad (1-9)$$

式中 λ 为工作波长。对于一个无耗小天线来说，它近似于一个电流元的有效面积 $A_e = 0.12\lambda^2$ 。事实上小天线是有耗的，因此 $0.12\lambda^2$ 仅是小天线可能获得的最大有效面积。而引起有效面积下降的主要因素为损耗。

对于线天线来说，往往采用有效长度（或

有效高度） l_e 更为方便。对应式 (1-9)，设入射场的极化为匹配时， l_e 定义为

$$l_e = \frac{\text{天线输入端的开路电压}}{\text{入射电场强度}}. \quad (1-10)$$

由于收发天线的电指标是互易的，当然也可以从发射天线的角度来定义。对于一个长度为 $2l$ 的线天线，其有效长度

$$l_e = \frac{1}{I_0} \int_{-l}^l I(Z) dz, \quad (1-11)$$

式中 $I(Z)$ 为天线上的电流分布，它是 Z 的函数。 I_0 为天线输入端的电流。此式与 (1-10) 式是等效的。显然，如果 $I(Z)$ 沿线均匀分布，其幅度均为 I_0 ，则其有效长度就是其实际几何长度。以外鞭形天线为例，天线顶端电流为零，线上电流按正弦分布，由于天线很细，正弦分布可近似为三角形分布，如图 1-2 所示，此时天线的有效长度为天线的实际几何长度的一半，即

$$l_e = \frac{1}{2} l. \quad (1-12)$$

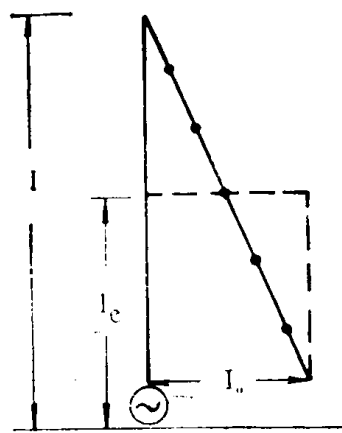


图 1-2 鞭形天线的有效长度

--- 实际电流分布
----- 折线成均匀分布

为了提高小天线的有效长度，总是设法使天线沿线电流接近均匀分布。从而使 l_e 接近 l 。

除了上述这些指标外，还应当考虑到天线的极化，噪声温度等。由于电小天线与一般大天线在定义这些指标时并没有什么不同，故不作

一一介绍了。

§ 1—3 电小天线的特殊问题

由于电小天线的电尺寸很小，因此其辐射电阻将很低。假定天线本身不存在损耗，尽管其辐射电阻低，总可以通过适当办法消除天线输入的电抗成分，并变换其电阻为适当的数值使与发射机（或接收机）匹配，从而有效地完成能量转换的功能，遗憾的是，不仅天线本身存在热耗，而且配谐电路也将引入损耗。当天线辐射电阻很低时，这些损耗更显得突出，从而降低了天线的效率，因此对小天线而言，效率低将是一个突出的问题，另一方面，既然小天线相当于一个电感性或电容性，并且它的电阻成分低，亦即其具有一定高的品质因素 Q ，而 Q 反比于带宽，因此小天线工作频带比较窄，这意味着工作频带宽度也是在设计小天线

中应当重视的问题。既然效率与带宽在小天线设计中比其它指标来得突出，因此有时将 $G \cdot 4f$ 或 G/Q 作为小天线的特定指标之一，显然对一个给定的天线而言，如果想获得最大的 G/Q ，则在一定增益 G 的条件下设法降低 Q ，或在一定的 Q 条件下设法加大 G 。对发射天线来说，如果在满足带宽的要求下确定 Q ，则此时增益或效率高则成为主要的设计依据，而对接收天线来说，只要在满足噪声的要求下，效率的高低并不象发射天线那样侧重。

此外，既然小天线频带窄，因此保证配谐也就显得比较重要。而小天线的工作环境往往是恶劣的。当环境变化时，反射到天线中的电抗成分亦随之而变，从而引起天线的失谐、失配，因此在小天线设计中应同时考虑选择合适的配谐电路。

第二章 电小天线的辐射

§ 2—1 电小天线的辐射^(2~3)

电小天线具有两种基本型式，其中与电场相耦合的电流元是一容性天线，与磁场相耦合的磁流元则是一感性天线，电小天线通常可归结于两者之一或两者的某种组合，亦即任意电小天线总可以将它看成是由电流元或磁流元叠加而成。

所谓电流元，如图 2—1 所示，是一理想导电的线段，表面电流密度 $\sigma = I/L$ ， L 为截面的

周长，在理想导体表面电场 \vec{E} 的切线分量为零，而磁场 \vec{H} 的切线分量 H_t 等于表面电流密度，而且方向是沿横截面的元周，其垂直于表面法线的方向为零。 H_t 与 I 之间关系为 $I = H_t L$ ，这样我们就可以把电流元看成是一个基本表面 F ，并有闭合磁力线与它正切。闭合磁力线是由 F 所限制的基本体积中的电流产生的，在空间围绕电流元的场可以用这一元表面上的场来表示。

再研究如图 2—2 所示一段细螺线管的特

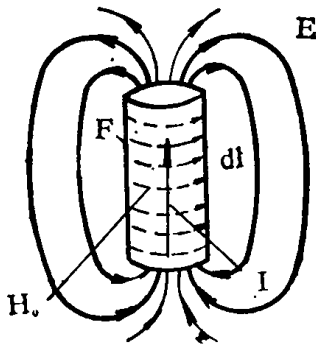


图2—1 电流元附近的场分布

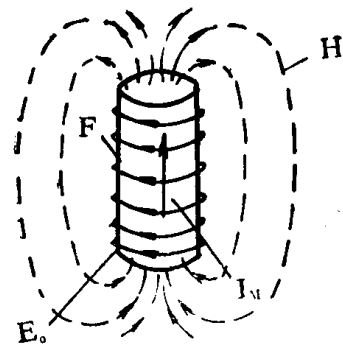


图2—2 细螺线管附近的场分布

况, 假设螺距充分小, 则在螺线管上每一匝线圈都可用具有同样电流强度的闭合电流环来代替, 要是螺线管相邻两线圈间的距离较之螺线管到观文点的距离小得很多的话, 那么可以近似地认为电流均匀而连续地分布在由螺线管所组成的闭合面 F 上, 亦即在 F 表面上存在切线分量的电场, 电力线正切地作用在基本表面 F 上, 而切向磁场等于零。

由两图可知, 对比尺寸很小的带电流的线圈(细螺管)与电流元所产生的场, 不难看出电磁场分布一一相对应, 从电流元来说, 内面有传导电流 I , 两端有自由电荷 $+q$ 及 $-q$, 外面产生位移电流 $J_{CM} = \frac{\partial D}{\partial t}$, 它是由交变电场产生的。在细螺线管外面有磁场, 当磁场变化时产生电场, 当然我们也可以说磁场变化产生位移磁流 $J_{MCM} = \frac{\partial B}{\partial t}$, B 为磁感应矢量, 也可

以假想外面交变磁场是由两端的自由磁荷 $+q_M$ 及 $-q_M$ 所产生的, 也就是说在 F 表面所限制的体积内面有传导磁流。显然磁荷与磁流均为假想引入的概念, 实际上并不存在。

由以上讨论可知, 磁流元与电流元的场强表示式完全相似, 其不同点仅仅是把电和磁的符号互换而已。

当电流元沿图 2-3 的 Z 轴放置, 其中点与球坐标原点重合。其上电流为 $Ie^{j\omega t}$, 长度为

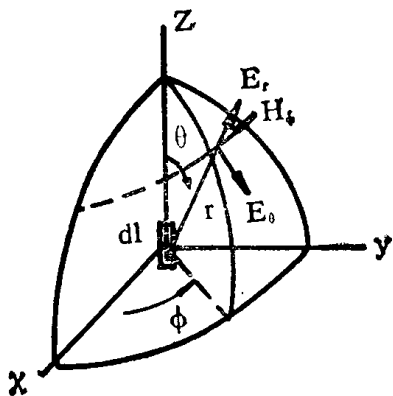


图2-3 电流元的坐标系

dl , 其场的表示式为

$$H_r = H_\theta = E_\phi = 0, \quad (2-1)$$

$$H_\phi = \frac{Idl \sin \theta e^{-jkr}}{4\pi r} \left(jk + \frac{1}{r} \right), \quad (2-2)$$

$$E_\theta = \frac{\rho Idl \sin \theta e^{-jkr}}{4\pi r} \left(jk + \frac{1}{r} + \frac{1}{jkr^2} \right), \quad (2-3)$$

$$E_r = \frac{\rho Idl \cos \theta e^{-jkr}}{4\pi r} \left(\frac{2}{r} + \frac{2}{jkr^2} \right), \quad (2-4)$$

式中 Idl 当电流元的矩,
 r 为到观文点的距离,

$$k = \frac{\omega}{v} = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad \lambda \text{ 是波长,}$$

$$\rho = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \mu v, \quad \text{在自由空间 } \rho = \rho_0 = 120\pi,$$

μ 是媒质的磁导率, 在自由空间

$$\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ 亨/米,}$$

ϵ 是媒质的介电常数, 在自由空间

$$\epsilon = \epsilon_0 = [4\pi \times 9 \times 10^9]^{-1} \text{ 法/米,}$$

时间因子 $e^{j\omega t}$ 均已省去。

如前所述在自然界, 虽然不存在磁流元, 但某些形状的辐射口所产生的场与假想磁流元所产生的场完全一致。一个直径远小于波长的载流元环所产生的场, 就和一个环的磁流元相同, 其场的表示式是

$$E_r = E_\theta = H_\phi = 0, \quad (2-5)$$

$$E_\phi = -\frac{I_m dl \sin \theta e^{-jkr}}{4\pi r} \left(jk + \frac{1}{r} \right), \quad (2-6)$$

$$H_\theta = -\frac{1}{\rho} \frac{I_m dl \sin \theta e^{-jkr}}{4\pi r} \left(jk + \frac{1}{r} + \frac{1}{jkr^2} \right), \quad (2-7)$$

$$Hr = \frac{1}{\rho} \frac{I_m dl \cos \theta e^{-ikr}}{4\pi r} \left(\frac{2}{r} + \frac{2}{jkr^2} \right), \quad (2-8)$$

式中 $I_m dl$ 为磁流元的矩。参看图 2-4。设环的面积为 A ，环中具等幅同相电流 I ，此时

$$I_m dl = -j240\pi^2 I \frac{A}{\lambda}. \quad (2-9)$$

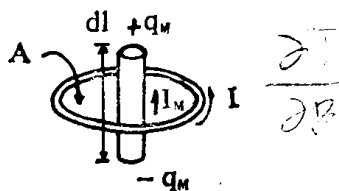


图2-4 载流环

如果我们类似波导一样，在其传输方向上引入与之垂直的横场分量所确定的一种特性阻抗，则对电偶极子

$$Z^e = \frac{E_\theta}{H_\varphi}, \quad (2-10)$$

对磁偶极子

$$Z^m = \frac{E_\varphi}{H_\theta}. \quad (2-11)$$

从(2-2)，(2-3)式及(2-6)，(2-7)式可知，当 $r > \frac{\lambda}{2\pi}$ 时，亦即在远区，设在自由空间

$$Z^e = Z^m = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi, \quad (2-12)$$

但是在近区却不是如此，此阻抗不是纯电阻而有电抗成分。此时

$$\begin{aligned} Z^e &= \frac{E_\theta}{H_\varphi} = \rho_0 \frac{(jk + \frac{1}{r} + \frac{1}{jkr^2})}{(jk + \frac{1}{r})} \\ &= \rho_0 \frac{(kr)^2 - j \frac{1}{kr}}{(kr)^2 + 1}. \end{aligned}$$

亦即

$$Z^e = \frac{\rho_0 (kr)^2}{(kr)^2 + 1} - j \frac{\rho_0 \frac{1}{kr}}{(kr)^2 + 1} = R^e - jX^e, \quad (2-13)$$

同理

$$\begin{aligned} Z^m &= \frac{\rho_0 k^4}{(\frac{1}{r^2} - k^2)^2 + \frac{k^2}{r^2}} + j \frac{\rho_0 \frac{k}{r^3}}{(\frac{1}{r^2} - k^2)^2 + \frac{k^2}{r^2}} \\ &= R^m + jX^m. \end{aligned} \quad (2-14)$$

由(2-13)及(2-14)式，可见电偶极子的特性阻抗是容性的，磁偶极子的特性阻抗则是感性的。

现在让我们研究此阻抗的虚部与实部之比，当 $\left| \frac{X}{R} \right| > 1$ ，则表明其储能大于辐射的

能量，当 $\left| \frac{X}{R} \right| < 1$ 则表明其储能小于辐射的

能量。当 $\left| \frac{X}{R} \right| = 1$ ，则是两者的过渡界限。

由(2-13)及(2-14)式对这两类特性阻抗均有

$$\left| \frac{X}{R} \right| = \frac{1}{(kr)^3}. \quad (2-15)$$

显然如 $kr = 1$ ，则 $\left| \frac{X}{R} \right| = 1$ 。当 $kr > 1$ ，

则 $\left| \frac{X}{R} \right| < 1$ 。当 $kr < 1$ ，则 $\left| \frac{X}{R} \right| > 1$ 。将

$\left| \frac{X}{R} \right|$ 与 kr 的函数关系画成曲线将如图2-5

所示，由图中曲线可知，在 $kr > 1$ 使 $\left| \frac{X}{R} \right| <$

1 的区域内，储能小于辐射，但两者之比变化缓慢，即相当于 Q 值变化缓慢。在 $kr < 1$ ，使

$\left| \frac{X}{R} \right| > 1$ 的区域储能大于辐射，但两者之比

急剧上升，也相当于 Q 值急剧上升。因此 $kr =$

1 成了临界界限。此时 $r = \frac{\lambda}{2\pi}$ 。如果我们以

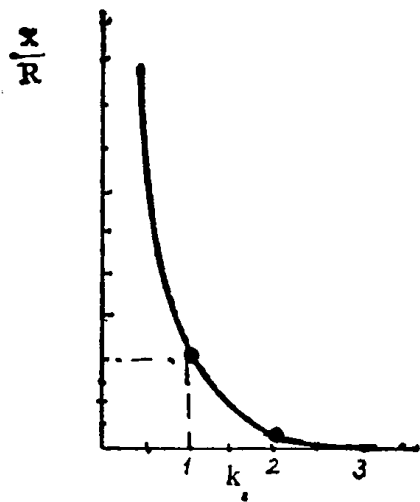


图2—5 $\left| \frac{X}{R} \right| \sim kr$ 曲线

$r = \frac{\lambda}{2\pi}$ 为半径作一球面，则在球体内主要为感应场，在球面外主要是辐射场，我们称此球为弧度球。

在远区，即 $r \gg \frac{\lambda}{2\pi}$ 处，电流元的场为

$$E_{\theta} = j \frac{k\rho I dl e^{-ikr}}{4\pi r} \sin\theta, \quad (2-16)$$

$$H_{\phi} = j \frac{kI dl e^{-ikr}}{4\pi r} \sin\theta. \quad (2-17)$$

小电流环的场是

$$E_{\phi} = j \frac{\rho\pi I}{r} \frac{A}{\lambda^2} \sin\theta, \quad (2-18)$$

$$H_{\theta} = j \frac{\pi I}{r} \frac{A}{\lambda^2} \sin\theta. \quad (2-19)$$

由 (2-16), (2-17), (2-18) 及 (2-19) 式可知，其方向图均为 8 字形。关于小环，如果环的周界远小于 $\frac{\lambda}{4}$ ，则方向图与环的形状无关。可以是正方形、矩形或其它形状。其场强仅与 A 有关。

§ 2—2 鞭形天线及存在的问题^(3~6)

任意电小天线总可以看成是由若干电流元或磁流元或两者兼备按一定形式排列组成，如

果知道这些元上的电流（或磁流）的振幅及相位分布函数，通过积分总可以将空间场的分布求出来。典型的例子就是鞭形天线，如图 2—6 示出的一条位于无穷大理想导电地上的鞭形天线。设电流振幅按正弦分布。其顶端电流为

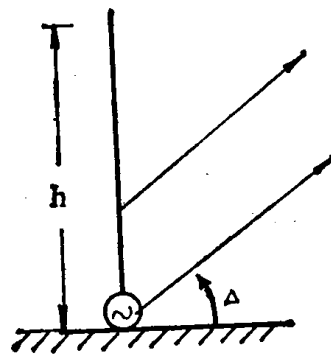


图2—6 鞭形天线

零，输入端电流为 I_0 。高度为 h 。则在半空间鞭形天线的场强表示式为

$$E_{\theta} = \frac{60 I_0 \cos(kh \sin\Delta) - \cos kh}{\cos\Delta}, \quad (2-20)$$

当 $h \ll \lambda$ 时，有效高度 h_e 。

$$h_e \approx \frac{1}{2} h. \quad (2-21)$$

对于外鞭形天线的特性阻抗和输入电抗的公式为

$$Z_0 = 60 \left[\ln\left(\frac{4h}{D}\right) - 1 \right], \quad (2-22)$$

$$X = -jZ_0 \cot(2\pi h/\lambda) \text{ 欧}. \quad (2-23)$$

式中 D 为天线直径， Z_0 为特性阻抗。

由于基座绝缘子附加了几个微微法的并联电容，因而实际输入电抗略小于按上式计算的值。

外鞭天线的输入电阻包括辐射及损耗两个因素所引起的阻值。其辐射电阻为

$$R_{\Sigma} \approx 400 (h/\lambda)^2, \quad (2-24)$$

天线的损耗是由于天线本身的热耗以及通过机壳、操作人员及附近地面的射频电流产生的损耗所组成。在实际地面上损耗电阻的经验公式为

$$R_L = A \frac{\lambda}{4h} \quad (2-25)$$

式中 A 为常数, 大致上 $A = 2 \sim 7$, 视地的性质而定。如果 $R_E \ll R_L$, 由 (1-4) 式知

$$\eta_A = \frac{400 (h/\lambda)^2}{400 (h/\lambda)^2 + A \frac{\lambda}{4h}} \approx \frac{1600}{A} \left(\frac{h}{\lambda} \right)^3 \quad (2-26)$$

此时提高 h 可显著地增大 η_A , 几乎与 h^3 成正比。

在考虑效率时还应当计入匹配网络的损耗, 表 2-1 表示在无穷大理想接地面上鞭形天线的效率。如果匹配网络无损耗, 则其效率还是足够高的, 然而附加的调谐线圈的损耗引起效率的降低是非常引人注目的。即使线圈的 Q 值高达 400 也是如此。

为了对比, 在表 2-2⁽²⁾ 中表示了一个在

表 2-1 在无限大地面上的鞭形天线的输入阻抗和效率
(鞭形天线材料: 铜, 直径: $3.3 \times 10^{-4} \lambda$)

天线高度 (h)/λ	输入阻抗	效率		
		无耗网络	调谐线圈 Q = 100	调谐线圈 Q = 400
0.00159	0.0009 - j9759	84.9%	$9.7 \times 10^{-6}\%$	$3.9 \times 10^{-5}\%$
0.00319	0.0033 - j6546	91.2	4.9×10^{-5}	1.9×10^{-4}
0.00478	0.0097 - j4757	93.9	2.0×10^{-4}	8.1×10^{-4}
0.00637	0.0151 - j3901	95.7	3.8×10^{-4}	1.5×10^{-3}
0.00796	0.0241 - j3365	96.5	7.1×10^{-4}	2.9×10^{-3}
0.00955	0.0351 - j2971	97.1	1.2×10^{-3}	4.7×10^{-3}
0.01114	0.0482 - j2669	97.5	1.8×10^{-3}	7.2×10^{-3}
0.01273	0.0634 - j2429	97.8	2.6×10^{-3}	10.4×10^{-3}
0.01433	0.0807 - j2235	98.2	0.004	0.014
0.01592	0.1000 - j2071	98.9	0.005	0.019

表 2-2 一圈小铜环天线的输入阻抗和效率
(导线直径: $3.3 \times 10^{-4} \lambda$)

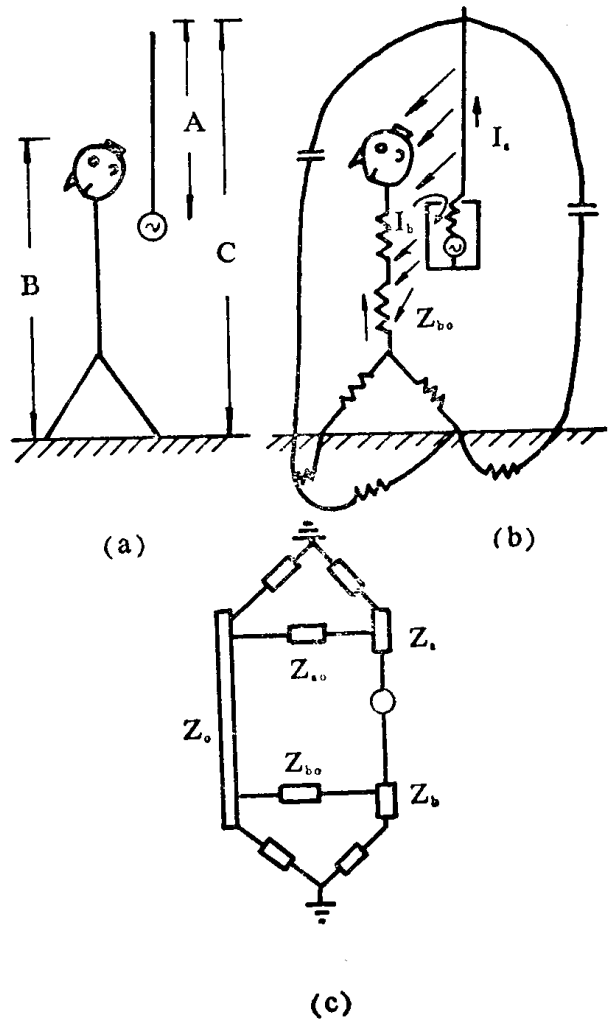
环的周长/λ	输入阻抗	效率		
		无耗调谐口	调谐电容 Q = 1000	调谐电容 Q = 4000
0.01	0.0035 + j4.50	0.06%	0.02%	0.03%
0.02	0.0071 + j22.75	0.4	0.11	0.25
0.03	0.0108 + j38.25	1.5	0.33	0.79
0.04	0.0138 + j55.23	3.5	0.74	1.81
0.05	0.192 + j73.75	6.6	1.37	3.38
0.06	0.0243 + j92.33	10.9	2.27	5.59
0.07	0.0305 + j112.36	16.4	3.50	8.53
0.08	0.0382 + j133.19	22.7	5.06	12.13
0.09	0.0477 + j154.77	29.6	6.91	16.20
0.10	0.0598 + j177.28	36.8	9.28	21.13

自由空间小环的性能。由于环天线是电抗性的，故可采用一个低耗的电容来调谐，其所引起效率的降低显然比调谐线圈要少得多。

鞭形天线存在的问题主要有两个方面，其一就是它的外形结构较高，在某些场合使用时并不方便。例如在丛林中运动时的便携电台、车辆电台等。如果不采取任何措施，为了在高度受到限制的场合下应用时，只有降低 h ，即使 h/λ 变小，此时天线输入阻抗中的电抗成分上升。辐射电阻下降。例如设鞭的直径 $D = 0.005\lambda$ ，当 h 由 $\lambda/8$ 下降到 $\lambda/16$ 时，由式(2-22)及(2-23)知其输入电抗由216欧上升到422欧。几乎增大了一倍。而其辐射电阻由(2-24)式知下降4倍。若不考虑损耗电阻，其 Q 值上升了8倍，或工作频带下降了8倍，事实上当天线更短时，这一问题更显得突出，当然在考虑 Q 时未计入损耗电阻。由于损耗电阻也是随 h 的下降而增大的，因此在考虑了损耗电阻时 Q 上升的倍数并没有这么多。然而对电小天线而言，我们并不希望利用损耗来增大带宽。如前所述降低 h 会导致损耗的增大，效率的下降。

鞭形天线另一方面问题就是它与天线附近的物体，诸如操作者、地台等耦合很紧，因此一旦周围环并有了变化时，天线输入阻抗变化剧烈。而在使用电小天线的场合又很难保证周围环并的恒定，这样必然引起天线的失谐、失配，造成辐射功率的很大下降。

以背负式电台的鞭形天线为例，它与操作者及地台之间的关系可以用图2-7所示的等效电路来说明⁽⁶⁾。该图(b)表明了射频电流流动的各个路径，图(c)表明天线和操作者及电台之间的耦合类型，它表明在整个频率范围内可能出现几个谐振频率。人体可看作一外粗的有耗振子，其自然谐振频率大致在50~60兆赫附近，它的顶部与天线具有相对紧的耦合。从图(a)可直接看出具有三种可能出现的振荡型，基本型是天线长度 A 的函数，二次寄生型是操作者高度 B 的函数，第三个谐振型是组合长度 C 的函数。显然，当操作者姿态改变时，



Z_o 操作者 Z_a 天线 Z_b 电台箱

图2-7 鞭形天线与操作者及电台箱之间的关系

例如由站立改为卧倒，第二和第三类型所决定的谐振频率将随之而变，从而引起天线的输入阻抗的显著变化。表2-3列出了由于环并变化引起背负式电台的鞭形天线输入阻抗改变的测试数据。

当然以上仅就背负式电台为例来讨论的，其它装配在车辆、船舶中的鞭形天线同样存在这一问题，例如当将同型的鞭形天线安装在不同型的车辆上时，其输入阻抗就相应地不同，这对使用是很不方便的。

为了解决上述问题，消极的办法就是采用自动配谐装置，当天线输入阻抗随环并变化而变化时，能始终保证其配谐。以保证功率有效地馈送到天线上，积极的办法就是采取一定措施，减少天线与环并的耦合，保证当环并变

化时天线性能相对地稳定。

通过以上讨论可知，去寻求一个低轮廓、

高效率、宽带宽、高增益，在周围环坩变化时性能相对稳定的电小天线是一个迫切任务。

第三章 缩小天线尺寸的途径

随着无线电技术的发巳，创造出各种型式的小天线以适应导弹、火箭、飞机、舰艇、车辆、便携诸方百发巳的需要，概括起来可以分为两大类，其一即无沅天线，天线始终作为无沅元件来对待，主要起能另转换口的作用，与此对应的另一类称之“集成天线系统”，亦即将有沅元件，非线性元件，不可逆元件等电路元件引入到天线系统中，使与天线成为一个奎体，其结果可以控制天线的方向性，获得高增益，实现宽频带。

对于无沅小天线，在一定效率条件下压缩其尺寸，或在较小尺寸条件下提高其效率的途径，概括起来不外乎从以下几方百着手：

1. 提高辐射电阻。
2. 降低损耗电阻：
 - (1) 降低天线本身的热耗；
 - (2) 降低配谐电路的损耗。

3. 保证功率有效地馈送到天线上，减少天线邻近物体及地百条件变化对天线的形响，保证配谐。

当然在采取各种措施减小天线尺寸时，必须满足工作频带的要求，亦即在满足一定带宽要求的前提下尽可能提高小天线的效率。

§ 3—1 提高小天线的辐射电阻

当采用为我们熟悉的加顶及加载的办法，可以提高天线有效高度以增大辐射电阻，这方百又可分为集中加载与分布加载两类。

由于受桥梁及隧道的形响，安装在列车顶上的天线高度受到限制，为了增加直立部分的 effective 高度，可以用一水平部分类似 Γ 形，如图 3—1 所示⁽¹⁾，当直立和水平部分之和接近 $\lambda/4$ 时，其有效高度为最大，同时输入阻抗的电抗分量大大减小，设当频率在 f_1 及 f_2 时，输入端电流为最大电流的 $1/\sqrt{2}$ ， $\Delta f = f_2 - f_1$ ，

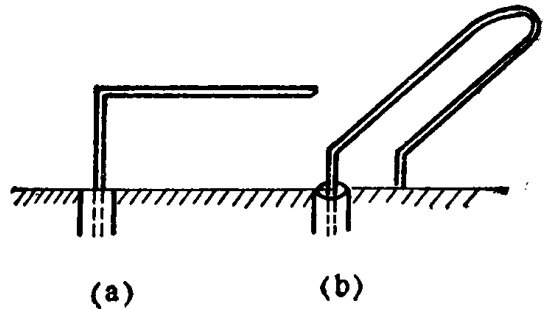


图3—1 弯折 $\lambda/4$ 振子

$$\Delta = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{f_2 - f_1}{f_0}, \text{ 而 } Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = 1/\Delta =$$

$\omega L/R = 1/\omega CR$ ，当不考虑天线上损耗时， R 即为辐射电阻 R_Σ ， ωL 及 $1/\omega C$ 为输入阻抗的电抗成分。一个外直立天线其 $\Delta = \omega CahR$ ，式中 Ca 为每单位长度的电容， h 是高度。图 3—1 (a) 是天线加了一段顶负载后，此时 $\Delta = \omega(Cah + C_{顶})R$ ， $C_{顶}$ 为水平部分的电容，一方面总电容加大了，另一方面 R 也加大了，从而使 Δ 加大。由于水平与垂直部分总长约 $1/4$ 波长，是谐振天线，因而其输入阻抗接近一纯电阻，其辐射电阻（在不考虑天线热耗时即输入电阻）随垂直部分相对长度而变化。如图 3—2 所示，不管弯折的位置如何，实际上对辐射场起主要作用的是其垂直部分。

当采用图 3—1 (b) 所示弯折 $\lambda/4$ 折合振子时，正如普通折合振子一样，使输入阻抗较之单线时提高近四倍，从而与同轴线有较好的匹配。当然还可以采用三重折叠天线来进一步提高其输入电阻，图 3—3 所示为一实用天线。天线外侧两个臂坚固地装在底板上，中间臂与同轴线引出接头相连接。奎个长度可以作精确调查，调查到合适位置后将末端固定不变。

顶的形状很多，诸如伞形、T 形等均属于这一范畴。如图 3—4 所示。参考图 3—5 当

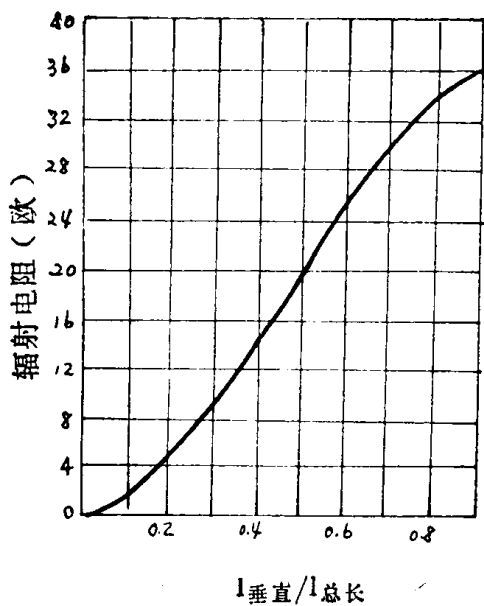


图3-2 辐射电阻与垂直分对全长的比例的关系

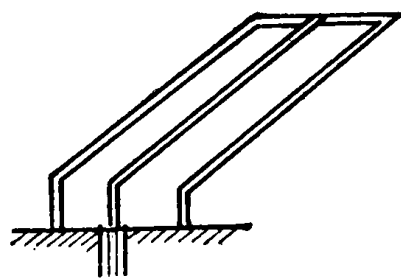


图3-3 弯折三重折叠天线

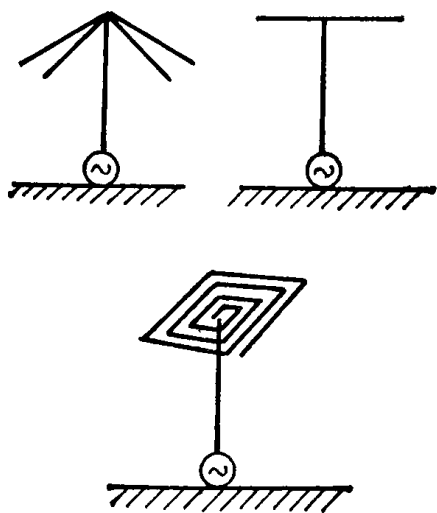


图3-4 各种加顶的鞭天线

加顶后增大了顶对地的分布电容，从而改善了天线上的电流分布。当没有加顶时，外天线

上电流基本上是三角形分布。顶端电流为零。加顶后顶端电流增大。沿线电流分布也比较均匀，理想情况是使电流作均匀分布，则其有效高度较之图3-5(a)所示情况可提高一倍。加顶的另一个作用就是使天线输入阻抗得到改善。对于没有加顶的舛鞭天线，输入阻抗中容抗很大，而输入电阻很低。加顶后使输入端容抗下降，输入电阻得到提高，理想情况是输入

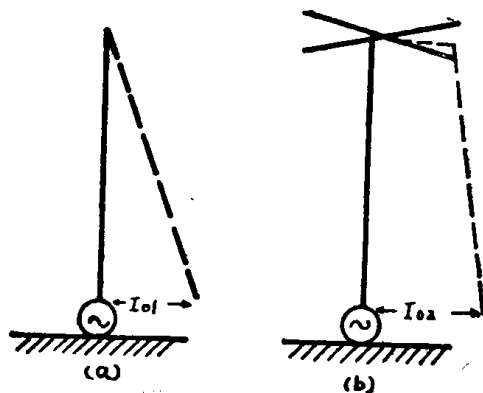


图3-5 加顶负载后改善了电流分布

端电流恰巧等于正弦分布的波腹点电流，达到谐振，此时输入电抗为零，即类似 $\lambda/4$ 鞭形天线的情况。当然这对一个很舛的直立天线来说，必须加一个类似图3-1所示的很大的顶。这在某些场合(例如便携式电台)是不容许的。除了加顶外也可以直接从减小天线容抗着手，如图3-6所示，天线 AA' 段在 A 点呈现一容抗，如果在 A 点接入适当数值的电感以抵消分容抗，使天线输入端电抗为零。这时改善了图中所示 B 点至输入端一段天线上的电流分布，增大了天线有效高度，然而当采用

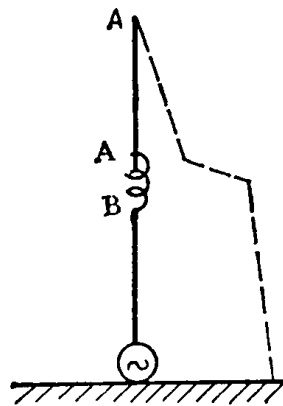


图3-6 集中加感

这种办法时由于A点具有很大的容抗，因此插入的线圈的电导也要相当大，这将由于线圈的损耗而使效率的提高受到限制，这与表2-1中所列的结果是相类似的，而且在一个鞭天线的中上部插入一个较大线圈在使用上也不方便，如果在较宽频段中工作，无论是加顶或加芯的数值也应随频率作相应变化，这些也带来了麻烦，因此设计中应根据具体条件来选用这些办法。

除了上述集中加载外也可以采用连续加载的办法，作为连续加载的一个典型例子，就是细螺旋天线，它是一个类似磁流元的天线，当螺旋的直径远小于波长时，其方向图与鞭形天线类似(图3-7)。设 d 为螺旋直径， C 为螺旋所构成的柱面的截面积周长， S 为螺距， α 为螺旋斜角， L 为一圈的长度， N 为圈数， h 为轴向长度。显然

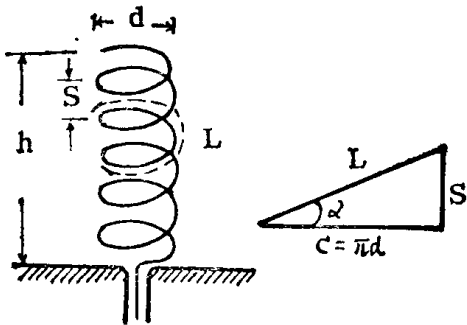


图3-7 细螺旋天线

$$\left. \begin{aligned} L^2 = S^2 + (\pi d)^2 &= \left(\frac{S}{\sin \alpha} \right)^2, \\ h = NS, \\ C = \pi d. \end{aligned} \right\} \quad (3-1)$$

设想如果不考虑线圈各匝之间的相互影响，即认为电流 I 沿螺旋导线流动，可将沿螺旋线分布的电流分解成两个分量，其一沿螺旋轴，另一则与此垂直，即沿柱面的截面，显然 $I_{\text{轴向}} = I \sin \alpha$ ，此沿轴电流分量所起的作用与直立天线一致。当 $\alpha = \frac{\pi}{2}$ 时， $I = I_{\text{轴向}}$ ，这就是一鞭形天线。沿截面的分量 $I \cos \alpha$ 的作用和与地平行放置的小环形天线一致，当 $\alpha = 0$ 时

即成环形天线。从沿轴电流看相当于其波长较自由空间波长缩短成 $\sin \alpha$ 倍，亦即电磁波沿螺旋的轴向传播速度降低成 $\sin \alpha$ 倍，由于螺旋的轴线垂直于地面，此时沿截面的电流分量所产生的场为水平极化，由于地面的屏蔽作用对远场的贡献微弱，我们所感兴趣的是沿轴向传播的电流分量所产生的垂直极化波的辐射。

合适地选择 α 角将成为设计这种天线的关键，因为螺旋导线的总长总希望把它选在谐振长度附近，当 α 选择得接近 $\frac{\pi}{2}$ 时，缩短作用不显著，当 α 角选择得过小，若保持有效的轴向电流有一定大小，则沿截面的电流分量势必很大，发射机总输出电流亦将很大，从而增大了调谐回路及天线上的损耗。应当注意的是， α 角小，即线圈螺距很小绕得很密，线圈之间由于邻近效应的影响而增大了天线上的损耗电阻，这样电流增大的同时损耗电阻也增大，损耗功率大大上升。从而使天线效率迅速下降。

如果我们选择螺旋天线的导线总长度使之接近或稍许超过其自然谐振频率，此时天线呈电感性，即可以采用低耗的电容性元件来配谐，同样螺旋线的顶端还可以加顶(如元盘或辐射片)，使能进一步缩短天线。

图3-8绘出了两种用于火箭头部的细螺旋天线的阻抗的计算数据⁽²⁾。当包括元锥尖端在内的导体长度大致上是 $\lambda/4$ 的奇数倍时产生谐振，其方向图基本上与鞭形天线相同，场的极化主要是 θ 分量，由于螺旋结构，因而也存在一个次要的 ϕ 分量。

事实上由于杂散耦合的影响，在频率较高时，电流并不能被限制在沿螺旋的导线流动，因此也并不能简单地用 $\sin \alpha$ 来描述其波长缩短的程度。特别是在线圈绕得比较密的情况，一个细螺旋天线的实例如图3-9所示⁽¹⁰⁾，其工作频率为145兆赫($\lambda = 2.07$ 公尺)，此天线是按下述公式决定其圈数 N 的。

$$\log_{10} \frac{N}{h} = \frac{1}{2.5} \log_{10} \left\{ \left[\left(\frac{\lambda_0}{4h} \right)^2 - 1 \right] \frac{\sqrt{\lambda_0}}{20d^3} \right\}. \quad (3-2)$$

它所用的导线总长度要比 $\lambda/4$ 长得多。

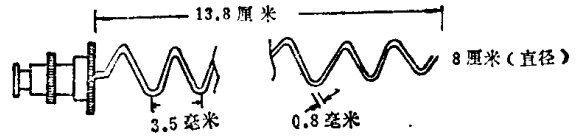


图3—9 细螺旋天线实例

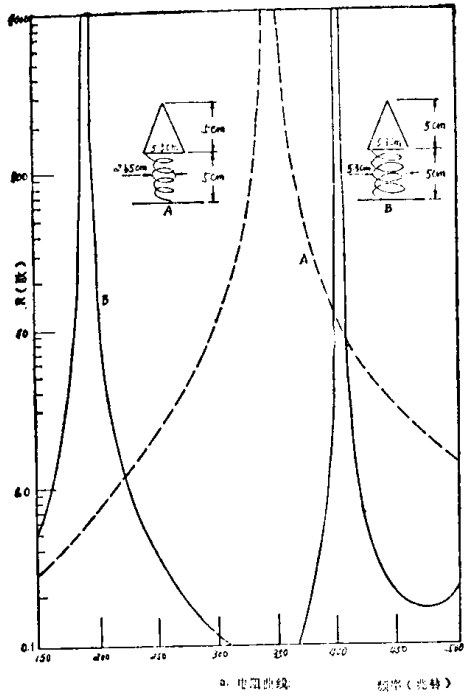
作为连续加载的另一类型的例子则为在天线导线表面涂覆一定厚度的介质，造成沿线传播的电磁波速度变慢，以达到提高其电长度的目的，然而这种天线在介质的介电系数 ϵ 较大时，介质里的极化电流密度 $j\omega(\epsilon - \epsilon_0)E$ 的方向与天线里的电流方向相反，极化电流与传导电流一样也产生场，而极化电流的场则削弱了传导电流的场。事实上在任意均匀媒质中，电流元或磁流元的辐射电阻均与媒质的本征阻抗 $W = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ 成比例，因此增加 μ 就使辐射电阻变大，而增加 ϵ 就使它变小，另一方面则是介质带来了较高的损耗。

不管采用什么方式，当波长缩短使天线尺寸减少时，工作频带也相应变窄了。

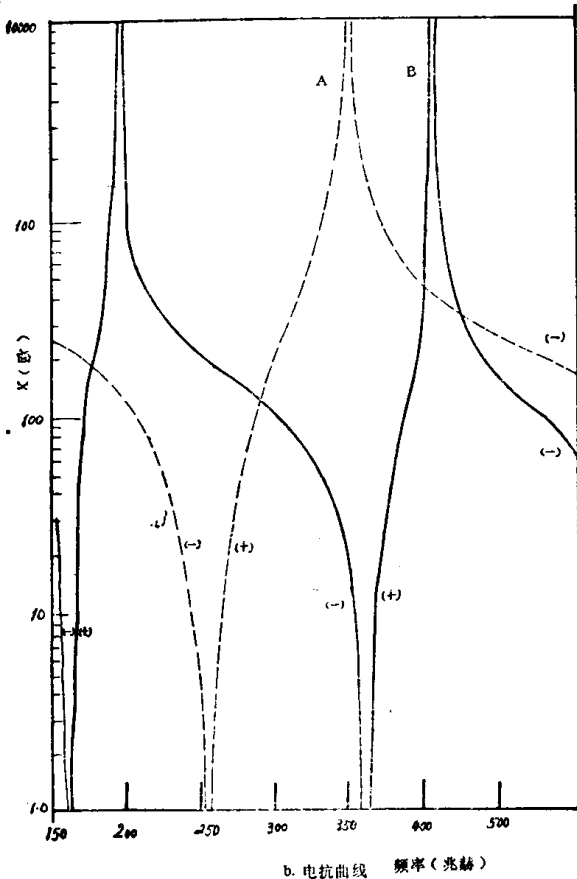
§ 3—2 降低天线及配谐回路的损耗电阻

当天线的电尺寸较大时，天线的热耗相对于天线的辐射而言是不大的，因之其效率较高，然而当天线电尺寸变小时，其辐射较弱，天线本身的损耗也就相应地突出了。参考表 2—1 及表 2—2，调谐元件的损耗带来效率显著的降低，当然我们可以设法采用低耗元件（如电容口）来降低它的损耗，但也只能达到有限的目的。近来研究在低温系统中利用金属的超导性来改善天线及其配谐回路的损耗引起人们的重视。

在极低温时，测试一些金属的电阻值突然由一个有限值下降到一个小到不能测得的数值⁽⁹⁾，电阻在只有百分之几度的温度范围内骤然变为零，如图3—10所示，我们称出现超导性时的温度为跃变点 T 。例如铌 (Nb) 的跃变点

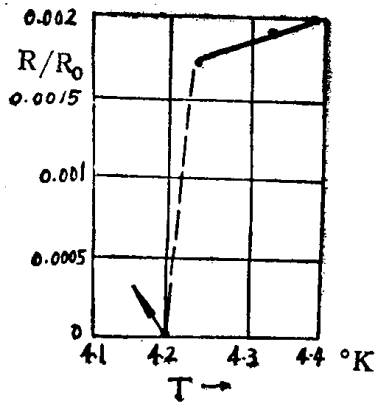


a. 电阻曲线 频率 (兆赫)

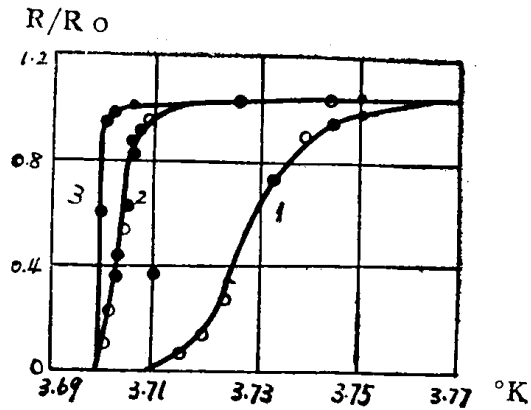


b. 电抗曲线 频率 (兆赫)

图3—8 带有圆锥形顶负载的两种螺旋天线的阻抗的计算曲线，馈电是在螺旋线的末端和底座板之间馈送，底座板的直径是 8 公分



(a) 水银



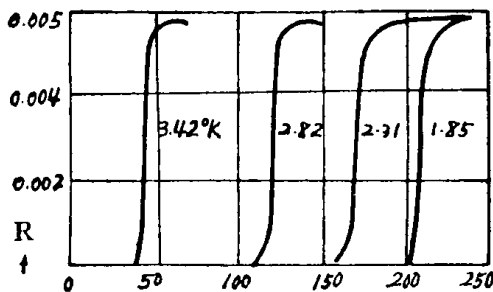
(b) 锡

1. 细颗粒的复晶 2. 粗颗粒的复晶 3. 单晶

图3—10 水银及锡的跃变曲线

为 9.22°K ，此外合金及化合物也可以成超导性的，例如NbN跃变点在 16.8°K 到 23°K 以上。

当磁场或一定强度的电流流过金属时会破坏超导电性而使电阻恢复正常值。如果在不同的外加磁场强度 H 时观测跃变曲线，如图3—11所示，它表示处于纵向磁场中的丝状锡的跃



H (奥)

图3—11 锡在磁场中的跃变曲线

变点 T_m 随着磁场的增加而向较低的温度方向移动。同样跃变曲线随着负荷电流的强度加大而向较低方向移动。这是由于电流流过时它将在表面产生磁场所引起的，显然当将此金属作为天线或调谐线圈时，将限制了导体上流过电流的大小。亦即限制了它的辐射功率，在锡铌等超导金属中，此电流约为10安培。

电流的频率对超导性亦有影响。如图3—12所示，当锡的测量频率为 1.2×10^9 (曲线2)

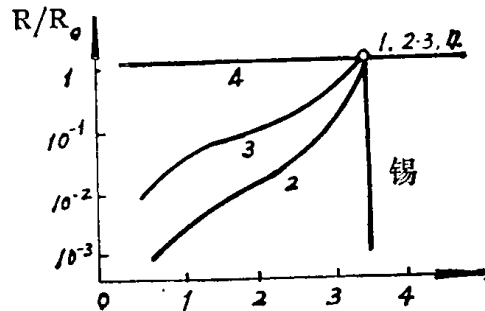


图3—12 频率对跃变曲线的影响

和 9.4×10^9 (3) 赫时，跃变温度和用直流时的相同，而剩余电阻在 0°K 附近时小于 $10^{-3}R_0$ ，当采用还要高得多的频率 2×10^{13} 赫 (曲线4) 时，超导性遭到破坏，幸好我们目前所研究的天线的工作频率在甚高频和特高频范围内，这时超导电性并未受到破坏。

在 HF 波段内进行的某些实验指出，实际上超导系统是可行的，在低温冷却的射频调谐电路当频率为 6.3 到 21 兆赫时呈现的 Q 值为 350000 到 600000，电路的稳定性非常好，在 30 分钟内的变动不超过 0.2 分贝，还有一个实际例子是工作在 20 兆赫带有负载线圈的 12 吋单极天线，温度为 77°K 时的辐射效率为 290°K 时的 2.5 倍。温度为 4.2°K 时的辐射效率为 290°K 时的 4.3 倍。匹配网络没有冷却，如果把网络和天线都进行冷却，性能还可以改进，在这一实验中输入到天线的功率高达 300 瓦。