

文章编号:1005-0388(2000)03-0376-07

# 加载中馈天线电特性的研究

高火涛, 吴世才, 侯杰昌, 杨子杰, 柯亨玉  
(武汉大学电子信息学院, 湖北 武汉 430072)

张先忠  
(中原无线电厂, 湖北 武汉 430012)

**摘要:**用 Fourier 变换法分析了加载中馈天线的电特性, 系统研究了各参量对天线电流分布、阻抗特性和效率的影响, 给出了相应的计算机模拟曲线和一些实验测试数据, 总结了此类天线的理论设计和实验调整方法, 并利用此方法成功设计并制造了用于高频地波雷达遥感、频率范围在 6MHz~9MHz 的中馈天线, 初步分析了用该单元天线作为高频地波雷达探测天线阵的优越性。

**关键词:**加载中馈天线; Fourier 变换法; 天线电特性

**中图分类号:** TN821<sup>+</sup>.4      **文献标识码:**A

## A study on the electrical characteristics of a loading center-fed whip antenna

GAO Huo-tao, WU Shi-cai, HOU Jie-chang, YANG Zi-jie, KE Heng-yu

(College of Electronic Information, Wuhan University, Wuhan Hubei 430072, China)

ZHANG Xian-zhong

(Zhongyuan radio factory, Wuhan Hubei 430072, China)

**Abstract:** The Fourier transformation treatment is used to analyze current distribution, efficiency and impedance of a loading center fed antenna with different parameters over a broad frequency range. Therefore, many corresponding curves are also provided here. On the basis of these results, a loading center fed antenna in the 6MHz~9MHz with VSWR<3.0 is designed and made. Theoretical results derived here agree well with experimental data. The conclusion made can be widely adopted in concerned antenna experiments and designs. In the end of the work, we analyze the advantages of loading center fed antennas array in the detection of the high frequency ground wave radar.

**Key words:** loading center fed antenna; fourier transformation; electrical characteristics of a antenna

## 1 引言

高频地波雷达工作在短波波段, 这一波段的垂直极化电磁波沿海面传播具有绕射且损耗较小的特性, 能够探测到视距以外的海上移动舰船和低空飞行目标以及大面积的海面动力学状态参量, 因而该雷达既可用于目标预警, 又可用于海面环境监测。但由于复杂的电磁环境, 在短波波段存在着极其丰富

的频谱, 为了将发射机有限的能量有效的辐射出去, 提高发射效率, 提高探测距离, 就要根据环境电磁波谱选择适当的工作频率, 这就要求设计出一种与其相适应的宽带天线。同时由于海边特殊的地理环境和恶劣的气候条件, 单元天线和天线阵不能过大, 工作于短波波段的高频地波雷达的天线不仅要有一定

的带宽、电性能对地物环境的依赖性小,而且单元天线或天线阵要尽量的小。常见的底馈天线以其结构简单,馈电容易,横向尺寸小等诸多优点,在工程中得到了广泛应用。但其工作频带狭窄,无法满足大信息量、宽频带通信的要求。除此之外,由于底馈鞭天线的馈电点在天线的根基部分,此点为鞭天线的电流腹值点,天线的输入阻抗即由此来归算,因此由于环境的变化(如天线工作时接地的好坏、物体与之相对位置的改变等),会使基坐点输入电流(或输入阻抗)剧烈变化,使匹配工作困难,要满足电压驻波比不大于3的技术指标,势必使工作频带严重变窄。特别是频带的高端,辐射方向图还会发生畸变,且工作频率愈高,环境影响愈严重。

以后,人们通过大量的实验研究发现,如果在同轴单极子天线底部加一个电缆扼流圈,不仅可以改善天线频带特性,还可以有效地减少周围地物环境和天线载体对天线的电特性造成不良影响。在天线上的适当位置进行加载,还能够有效地减少天线体的长度。这种天线即为中馈天线。由于这种天线具有诸多的优点,天线体又能做得比较小,对其结构进行特殊设计,又具有足够的强度抗撞,因此被广泛应用于战车等移动的车辆的短波、超短波通信。

中馈天线设计和实验的研究报告、论文多见于国外六十年代前后<sup>[1~5]</sup>,然而关于它的详细理论分析还未见过。对此,本文用 Fourier 变换法分析了加载中馈天线的电特性,系统地研究了各参量对天线电流分布、阻抗特性和效率的影响,分析用该单元天线作为高频地波雷达探测天线阵的优越性。在此基础上,总结出一套行之有效的理论设计和实验调整方法。

## 2 宽带中馈天线的基本原理及特点

图1为中馈天线的一般原理图,其馈电点O在天线的中部偏下的某点,馈电点上部是一根单导体,作为天线的上辐射体A,下部是同轴电缆,电缆的外皮是天线的下辐射体B,电缆芯线D接在上节的单导体上,这样就形成了一个垂直偶极子,在底部与地之间接一个低损耗的电抗器,这个电抗器是由馈电的同轴电缆绕在一个铁氧体圆棒或铁氧体环上,电缆外皮就形成了一个电感线圈,它不会妨碍电缆芯线与外导体内壁之间能量传输,这个电感被称之为电缆扼流圈E,它的分布电容以及与这个电感并联的分流电感线圈,组成一个LC并联谐振回路,谐振时这里显现出一无限大的阻抗,以保证天线底部为电流的波节,得到近似于自由端的情况,天线性能显

现出对地无关。由于底端为电流的波节,这样就减少了天线载体、周围环境对天线的影响,当天线载体及安装位置改变时,天线的性能基本不变,或改变很少,改善了阻抗匹配,提高了效率,增加了通讯距离。在工作频带范围内方向图畸变很小,特别是在频率高端,上辐射体的电流加大,压底了辐射角,增加了地面场强。

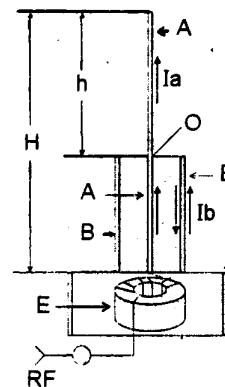


图1 中馈天线原理图

图2中馈天线等效电路图。图中  $L_1$  和  $L_2$  分别为同轴扼流圈的芯和皮形成的电感;  $L_3$  和  $L_4$  分别为  $1/4$  传输变压器 F 的电感;  $L_5$  为  $L_1$  和  $L_4$  并联的电感;  $C_1$  和  $C_2$  代表同轴扼流圈的芯和皮形成的分布电容。分析等效电路图可以清楚看出:(1)电缆扼流圈的电感与本身的分布电容在所要求的频带范围内组成了 LC 电抗器即为并联谐振回路,在所要求的频带范围内,若绕制电缆扼流圈的选择恰当的话,该电路还构成了一个宽带匹配器;(2)天线辐射体上的电流分布完全受控于电抗器,调节电抗器即改变电缆扼流的磁芯材料和其上绕制同轴线的规格、匝数以及传输变压器的磁芯材料和其上绕制漆包线规格、匝数,即可改变阻抗(电纳部分)使天线体上的电流分布不同。如果单纯考虑到环境的影响问题,希望在所要求的频带范围内每个频率点调谐电抗为零电纳,此时天线上电流分布显现电流波腹向馈电点上方移动,天线根部的电流为零。也就是说,若电抗器在所要求的频带范围内电纳部分能“自然”地改变,以至在所要求的频带范围内均能“自然”地调谐使阻抗为零电纳,那么天线体上的电流在所要求的频带范围内根部的电流总为零,从而达到展宽频带的目的。正是由于此时天线底部的电流总为零,也就相应地减少了周围地物环境对天线电特性的影响。

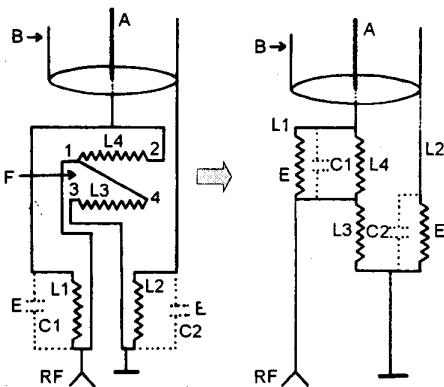


图 2 中馈天线等效电路图

### 3 理论分析

因为天线的表面电流  $I_a, I_b$  只有  $z$  分量, 则磁矢位  $A$  也只有  $A_z$  分量, 且在无源区满足:

$$\left( \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_0^2 \right) A_z(r, z) = 0 \quad (1)$$

其中,  $k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ , 对(1)式进行形如下式 Fourier 变换得:

$$\left( \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_0^2 - \zeta^2 \right) A_z(r, \zeta) = 0 \quad (2)$$

令  $\gamma^2 = k_0^2 - \zeta^2$ , 则上式可变成为

$$\left( \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + \gamma^2 \right) A_z(r, \zeta) = 0 \quad (3)$$

上式为 Bessel 方程, 考虑到天线周围的场分布, 其解可以写成<sup>[6,7]</sup>:

$$A_z(r, \zeta) = \begin{cases} C_0(\zeta) J_0(\gamma r) & 0 \leq r \leq a \\ C_1(\zeta) J_0(\gamma r) + C_2(\zeta) H_0^{(2)}(\gamma r) & a \leq r \leq b \quad \gamma^2 \geq 0 \\ C_3(\zeta) H_0^{(2)}(\gamma r) & r \geq b \\ D_0(\zeta) I_0(\Gamma r) & 0 \leq r \leq a \\ D_1(\zeta) I_0(\Gamma r) + D_2(\zeta) K_0^{(2)}(\Gamma r) & a \leq r \leq b \quad \gamma^2 = -\Gamma < 0 \\ D_3(\zeta) K_0^{(2)}(\Gamma r) & r \geq b \end{cases} \quad (4)$$

式中,  $J_0(\gamma r), H_0^{(2)}(\gamma r), I_0(\Gamma r)$  和  $K_0^{(2)}(\Gamma r)$  为 0 阶 Bessel 函数类,  $C_0(\zeta), C_1(\zeta), C_2(\zeta), C_3(\zeta)$  和  $D_0(\zeta), D_1(\zeta), D_2(\zeta), D_3(\zeta)$  为待求系数。

电场  $z$  分量  $E_z$  满足:

$$E_z(r, z) = \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_0^2 \right) A_z(r, z) \quad (6)$$

按照以上方法对上式进行 Fourier 变换得:

$$E_z(r, \zeta) = \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \gamma^2 A_z(r, \zeta) \quad (7)$$

根据假设的模型有如下的边界条件:

$$\begin{cases} \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z}{\partial r} \Big|_{a-} - \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z}{\partial r} \Big|_{a+} = \frac{I_a}{2\pi a} \\ \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z}{\partial r} \Big|_{b-} - \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A_z}{\partial r} \Big|_{b+} = \frac{I_b}{2\pi b} \\ E_z(r, z) \Big|_{a+} = E_z(r, z) \Big|_{a-} \\ E_z(r, z) \Big|_{b+} = E_z(r, z) \Big|_{b-} \end{cases} \quad (8)$$

根据以上各式并结合边界条件可解得  $C_0(\zeta), C_1(\zeta), C_2(\zeta), C_3(\zeta)$  和  $D_0(\zeta), D_1(\zeta), D_2(\zeta), D_3(\zeta)$ , 然后代入(4),(5)两式求得  $A_z(r, \zeta)$  后代入(8)式并分别取:  $r=a$  和  $r=b$  得:

$$\begin{aligned} \frac{\gamma}{\mu_0} [C_1(\zeta) J_1(\gamma a) + C_2(\zeta) H_1^{(2)}(\gamma a) - \\ C_0(\zeta) J_1(\gamma a)] &= \frac{I_a(\zeta)}{2\pi a} \\ \frac{\gamma}{\mu_0} [C_3(\zeta) H_1^{(2)}(\gamma b) - C_1(\zeta) J_1(\gamma b) - \\ C_2(\zeta) H_1^{(2)}(\gamma b)] &= \frac{I_b(\zeta)}{2\pi b} \quad \gamma^2 \geq 0 \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} E_z(r, \zeta) \Big|_{r=a-} &= E_z(r, \zeta) \Big|_{r=a+} \\ E_z(r, \zeta) \Big|_{r=b-} &= E_z(r, \zeta) \Big|_{r=b+} \\ \frac{\gamma}{\mu_0} [D_1(\zeta) I_1(\Gamma a) + D_2(\zeta) K_1^{(2)}(\Gamma a) - \\ D_0(\zeta) I_1(\Gamma a)] &= \frac{I_a(\zeta)}{2\pi a} \\ \frac{\gamma}{\mu_0} [D_3(\zeta) K_1^{(2)}(\Gamma b) - D_1(\zeta) I_1(\Gamma b) - \\ D_2(\zeta) K_1^{(2)}(\Gamma b)] &= \frac{I_b(\zeta)}{2\pi b} \quad \gamma^2 = -\Gamma < 0 \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{cases} E_z(r, \zeta) \Big|_{r=a-} = E_z(r, \zeta) \Big|_{r=a+} \\ E_z(r, \zeta) \Big|_{r=b-} = E_z(r, \zeta) \Big|_{r=b+} \\ E_z(r, \zeta) \Big|_{r=a} = -\frac{1}{4\omega\epsilon} [I_a(\zeta)\Theta(a, a) + \\ I_b(\zeta)\Theta(a, b)] \\ E_z(r, \zeta) \Big|_{r=a} = -\frac{1}{4\omega\epsilon} [I_a(\zeta)\Theta(a, b) + \\ I_b(\zeta)\Theta(b, b)] \end{cases} \quad (11)$$

式中,

$$\Theta(x, y) = \begin{cases} \gamma^2 J_0(\gamma x) H_0^{(2)}(\gamma y) & \gamma^2 \geq 0 \\ -j \frac{2}{\pi} \Gamma^2 I_0(\Gamma x) K_0^{(2)}(\Gamma y) & \gamma^2 < 0 \end{cases} \quad (12)$$

对(11)式进行 Fourier 逆变换

$$\begin{cases} E_z(r, z) \Big|_{r=a} = -\frac{1}{4\omega\epsilon} \int [I_a(\zeta)\Theta(a, a) + \\ I_b(\zeta)\Theta(a, b)] \exp(j\zeta z) d\zeta \\ E_z(r, z) \Big|_{r=a} = -\frac{1}{4\omega\epsilon} \int [I_a(\zeta)\Theta(a, b) + \\ I_b(\zeta)\Theta(b, b)] \exp(j\zeta z) d\zeta \end{cases} \quad (13)$$

$I_a(\zeta)$  和  $I_b(\zeta)$  分别为电流  $I_a(z)$  和  $I_b(z)$  的 Fourier 形式, 考虑到中馈天线的结构特征, 这里可假设  $I_a(z)$  和  $I_b(z)$  分别为:

$$\begin{cases} I_a(z) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin\left(\frac{n\pi}{H} z\right) \\ I_b(z) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin\left(\frac{n\pi}{h} z\right) \end{cases} \quad (14)$$

显然这里自动满足如下边界条件:

$$\begin{cases} I_a(H) = 0 \\ I_b(h) = 0 \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} I_a(0) \sim 0 \\ I_b(0) \sim 0 \end{cases} \quad (16)$$

其中(16)式为前述中馈天线模型所强加的约束条件, 即中馈天线在电缆扼流圈的作用下, 电缆扼流圈将抑制振子上的电流继续向馈电电缆一端向下流动, 电缆扼流圈等效于一个开路短截线, 其底部电流近似为零。

对(14)式进行 Fourier 变换得:

$$\begin{cases} I_a(z) = 2\pi \sum_{n=1}^{\infty} A_n \Phi_a(n, H) \\ I_b(z) = 2\pi \sum_{n=1}^{\infty} a_n \Phi_b(n, h) \end{cases} \quad (17)$$

其中

$$\Phi_a(n, H) = \left(\frac{nH}{2}\right) \frac{1 - (-1)^n \exp(-j\zeta H)}{(n\pi)^2 - (\zeta H)^2} \quad (18)$$

$$\Phi_b(n, h) = \left(\frac{nh}{2}\right) \frac{1 - (-1)^n \exp(-j\zeta h)}{(n\pi)^2 - (\zeta h)^2} \quad (19)$$

因为天线导体表面的切向电场分量恒为零, 则有:

$$\begin{cases} E_z(r, z)|_{r=a} + E_z^i(r, z)|_{r=a} = 0 \\ E_z(r, z)|_{r=b} = 0 \end{cases} \quad (20)$$

激励源采用  $\delta$  逼近法, 即在馈电附近区域, 并结合(20)式有:

$$E_z^i = V_0 \delta(z - h_s) \quad (21)$$

由于要求天线工作频段 6~9MHz, 根据中馈天线的一般设计要求, 取中心频率几何平均值 7.35MHz,  $\lambda = 40.82m$ 。若取  $\frac{2l}{\lambda} \approx 0.32$  或  $2l \approx 13.056m$ , 而 6MHz 与 9MHz 的波长分别为 50m 和 33.33m, 根据天线辐射理论知, 由于  $\frac{2l}{\lambda}$  都小于 0.5, 此时天线辐射方向图是“∞”字形, 没有副瓣。但由于按规定的技术指标, 整个单元天线体长不能超过 13.056m(如只能是 7m), 而要达到这一技术指标, 其中一种有效的方法就是对天线进行集中加载, 以缩短天线的实际长度。设加载点在天线体上的坐标位置为  $z=h_d$ , 由此天线表面的轴向电场可以看成为天线中电流和磁

流所激励的轴向电场与外加轴向电场的叠加, 由扩展边界条件得:

$$E_{cz} + E_{mz} = -E_{iz} \quad (22)$$

其中,  $E_{cz}$ 、 $E_{mz}$  和  $E_{iz}$  为电流激励的轴向电场、磁流激励的轴向电场和外加电场的轴向分量。一个沿周向有均匀表面磁流  $J_{sm}$  的磁流管内的电场可近似表示为:

$$E_{mz} = -J_{sm} = -Z(z)I(z)\delta(z-h_d) \quad (23)$$

与长螺线管中的磁场表达式  $H_z = J$ , 类似, 上式是近似的, 但除了螺线管端面附近的场外, 这个结果是相当精确的。由此对于加载的中馈天线, 其边界条件最终由此可以写成

$$E_{cz} = V\delta(z-h_s) + Z(z)I(z)\delta(z-h_d) \quad (24)$$

其中,  $Z(z)$  为在天线  $z=h_d$  的加载阻抗的大小。

$I_a(\zeta)$ 、 $I_b(\zeta)$  和  $E_z^i$  代入(15)式, 根据 Galinkin 法, 并利用 Fourier 逆变换, 得出用于加载中馈分析天线最终方程为

$$\begin{cases} \frac{2\omega\epsilon}{\pi} G_k = \sum_{n=1}^{\infty} A_n [Zmk^{(1)}(a, b) - \frac{2\omega\epsilon}{\pi} Z(h_d) \cdot \\ \sin(\frac{m\pi}{H} h_d) \cdot \sin(\frac{k\pi}{H} h_d) J + \sum_{m=1}^{\infty} B_m [Zmk^{(2)}(a, b) \\ - \frac{2\omega\epsilon}{\pi} Z(h_d) \cdot \sin(\frac{m\pi}{H} h_d) \cdot \sin(\frac{k\pi}{H} h_d)]] \\ 0 = \sum_{n=1}^{\infty} A_n Zmk^{(3)}(a, b) + \sum_{m=1}^{\infty} B_m Zmk^{(4)}(a, b) \end{cases} \quad (25)$$

其中

$$G_k = V_0 \sin\left(\frac{k\pi}{H} h_s\right) \quad (26)$$

$$Zmk^{(1)}(a, b) = \int \Phi_a(m, H) \Phi_a(k, H) \Theta(a, a) d\zeta \quad (27)$$

$$Zmk^{(2)}(a, b) = \int \Phi_a(m, H) \Phi_a(k, H) \Theta(a, b) d\zeta \quad (28)$$

$$Zmk^{(3)}(a, b) = \int \Phi_b(m, h) \Phi_b(k, h) \Theta(a, b) d\zeta \quad (29)$$

$$Zmk^{(4)}(b, b) = \int \Phi_b(m, h) \Phi_b(k, h) \Theta(b, b) d\zeta \quad (30)$$

同理, 若天线的电缆扼流圈对地没有足够的隔离, 则此时不能保证天线底端电流为零, 故此时可以假设  $I_a(z)$  和  $I_b(z)$  分别为:

$$\begin{cases} I_a(z) = \sum_{n=1}^{\infty} A'_n \cos\left(\frac{2(n-1)\pi}{2H} z\right) \\ I_b(z) = \sum_{n=1}^{\infty} a'_n \cos\left(\frac{2(n-1)\pi}{2h} z\right) \end{cases} \quad (31)$$

利用镜像原理, (31)式自动满足如下边界条件:

$$\begin{cases} I_a(\pm H) = 0 \\ I_b(\pm h) = 0 \end{cases} \quad (32)$$

对(31)式进行 Fourier 变换得：

$$\begin{cases} I_a(z) = 2\pi \sum_{n=1}^{\infty} A'_n \Phi_a(n, H) \\ I_b(z) = 2\pi \sum_{n=1}^{\infty} a'_n \Phi_b(n, h) \end{cases} \quad (33)$$

其中

$$\Phi_a(n, H) = \left(\frac{H}{\pi^3}\right) \frac{(2n-1)(-1)^{n-1}}{[(2n-1)\pi]^2 - (2\xi H)^2} \cos(\xi H) \quad (34)$$

$$\Phi_b(n, H) = \left(\frac{H}{\pi^3}\right) \frac{(2n-1)(-1)^{n-1}}{[(2n-1)\pi]^2 - (2\xi h)^2} \cos(\xi h) \quad (35)$$

仿照以上的分析方法得此时满足的方程为：

$$\begin{cases} \frac{2\omega\epsilon}{\pi} G_k = \sum_{n=1}^{\infty} A'_n \left[ Z' m k^{(1)}(a, b) - \frac{2\omega\epsilon}{\pi} Z'(h_d) \cdot \sin\left(\frac{2(m-1)\pi}{2H} h_d\right) \cdot \sin\left(\frac{2(k-1)\pi}{2H} h_d\right) \right] + \\ \sum_{m=1}^{\infty} B'_m \left[ Z' m k^{(2)}(a, b) - \frac{2\omega\epsilon}{\pi} Z'(h_d) \cdot \sin\left(\frac{2(m-1)\pi}{2H} h_d\right) \cdot \sin\left(\frac{2(k-1)\pi}{2H} h_d\right) \right] \\ 0 = \sum_{n=1}^{\infty} A'_n Z' m k^{(3)}(a, b) + \sum_{m=1}^{\infty} B'_m Z' m k^{(4)}(a, b) \end{cases} \quad (36)$$

其中

$$G_k = 2V \cos\left(\frac{(2k-1)\pi}{2H} h_s\right) \quad (37)$$

$Z' m k^{(1)}(a, a), Z' m k^{(2)}(a, b), Z' m k^{(3)}(a, b)$  和  $Z' m k^{(4)}(a, a)$  与式(27~30)具有类似的形式。

通过求解(25)或(36)方程即可得  $A_k$  和  $a_k$ , 进而可求得天线的输入阻抗。

#### 4 计算与讨论

以下计算机模拟及测试数据均以如下参数为基础, 天线体全长 7m, 上辐射体长约为天线体全长的 58%, 上、下辐射体长分别为 3m 和 4m。加载点选择在馈电点以上一点, 集中加载电感量约为  $5\mu\text{H}$ 。上辐射体为同轴电缆的芯, 直径约 0.33mm, 特性阻抗  $175\Omega$ ; 下辐射体为同轴电缆的皮, 直径约 12mm。

图 3 和图 4 为利用本文所述理论方法分别就以上两种极端情况得到的计算曲线图中实线和虚线分别表示为天线内导体和外导体上的电流分布。与文献<sup>[8~9]</sup>提供的实验曲线相比较, 两者符合很好, 说明本文所述理论和计算程序的正确性。

图 5 表示在中心频率, 天线在两种极端情况下, 天线体上的电流分布。

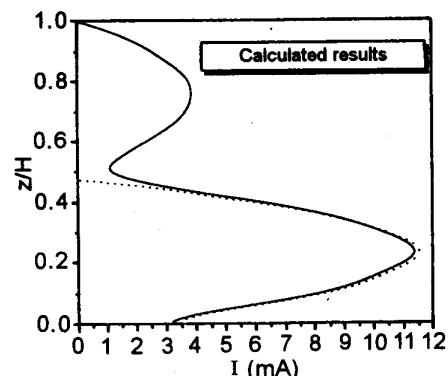


图 3 计算曲线

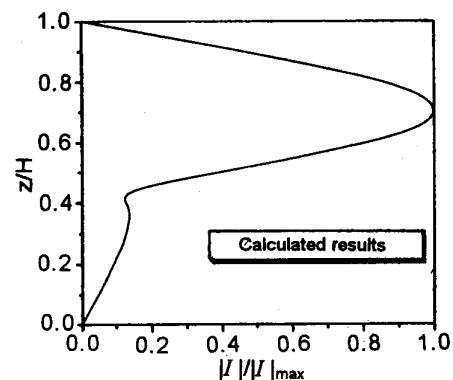


图 4 计算曲线

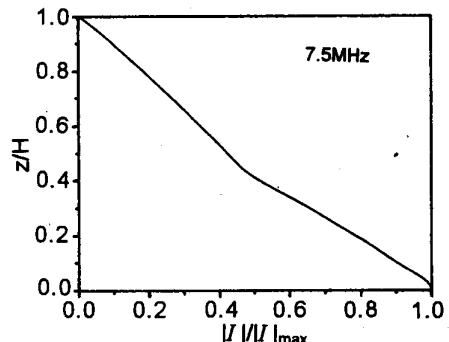
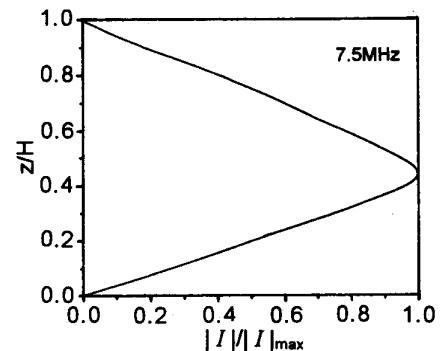


图 5 天线体上电流分布

图6示出了中馈天线驻波比与频率的关系,图7、图8和图9为天线的测量和计算的阻抗圆图。

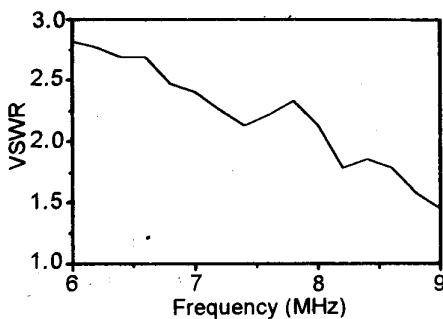


图6 天线驻波比与频率的关系

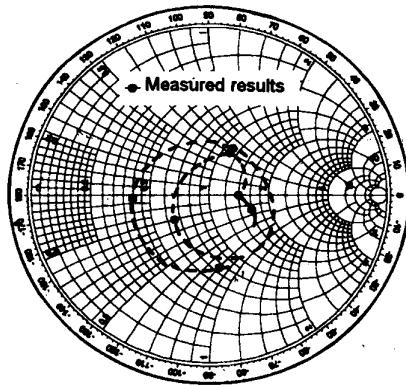


图7 实测的阻抗圆图

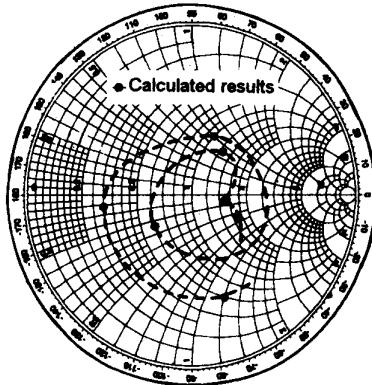


图8 对地有足够的隔离度时计算的圆图

从以上的计算和实验结果可以看出,计算结果与实验结果符合较好。所研制天线的驻波比和效率等均满足工程要求的技术指标,达到了技术设计要求,大量的实验验证了该天线的优越性能<sup>[1, 5, 9]</sup>。对

天线的综合指标的考核,包括与本实验室研制的发射机的联调和现场组阵,均做了大量的实验。从取得的数据分析均说明了该天线具有优越性能。限于篇幅,有关天线(阵)的测量方法和实验数据在此从略。

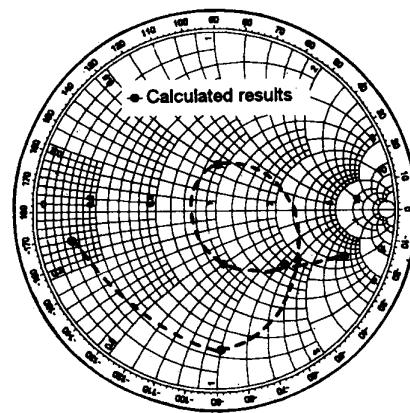


图9 对地没有足够隔离度时计算的圆图

## 5 总结

加载天线除了有对地隔离、减少周围地物环境影响、展宽频带、保持天线的电特性在所要求的带宽内基本不变和效率高等优点外,加载天线还能改善天线中的电流分布,从而展宽天线的工作频带,使天线在一个较宽的频带范围内其输入阻抗和方向性等主要电指标变化较小。对天线阵而言,在电扫描时,天线阵的输入阻抗随扫描角的改变变化较大,而天线加载以后,可以有效地抑制阵元之间的互耦,克服由于互耦而产生的不良作用,保证天线输入阻抗等电参数的相对稳定性<sup>[10]</sup>,改善系统的匹配性能。由于中馈天线底端为电流的波节,它在较大的频带范围内具有有效抑制环境变化,并且较稳定的电特性,改善了匹配,提高了效率,使之在工作频带范围内方向图畸变很小,通讯距离得以增加,特别是在频率高端,上辐射体的电流加大,压低了辐射角,增加了地面场强,而这正是高频地波雷达能有效激起地波所必须的。因此,加载天线所具有的优点,加载中馈天线也具有,同时加载中馈天线还具有一般加载天线所不具有的优点。

本文即采用 Fourier 变换技术,从理论上较精确的分析了加载中馈天线的电特性,给出了输入阻抗、电流分布和效率的计算机模拟曲线和一些实验测试数据,所有这些对此类天线的理论设计和实验调整方法有重要的意义。

加载中馈天线设计步骤可以归纳如下:

- (1)由天线的上下限频率确定天线的高度;
- (2)根据经验精心确定天线体的上下比例(上下比约 59/41~58/42),以保证电流最小值落在天线底部附近,整个工作波段中,天线的增益较高,沿地面方向辐射最强;
- (3)选择一个损耗小、高  $\mu$  值的铁氧体,使电缆扼流圈有较大的电感量;
- (4)适当加载是减少天线尺寸、展宽带宽和避免设计复杂的匹配网络的保证,但加载点最好放在天线的顶部或下部,因为那里的电流小,损耗也小。
- (5)改变馈电点高度和天线半径以达到工程设计的要求;
- (6)调整参数,实现与环境良好匹配。

### 参考文献

- [1] Brueckmann, H. Theory and performance of vehicular center-fed whip antenna [J]. IRE Transaction on Vehicular Communications. 1960, 9: 10~20.
  - [2] Czerwinshi, W. P. A foreshortened center-fed whip antenna. U. S. Army Electronic Laboratory, Fort Monmouth, New Jersey, Technical report 2549, Jan. 1965.
  - [3] Ruthroff, C. L. Some broadband transformers Proc [J]. IRE, 1959, 47: 1337~1342.
  - [4] H. Brueckmann, H. Antifading broadcast antenna. Electronics, May 1950: 82.
  - [5] R. E. Webster. 20 to 70mc monopole antennas on ground-based vehicles [J]. IRE Transactions, 1957, 5 (4): 363.
  - [6] 梁昆森. 数学物理方法 [M]. 北京: 人民教育出版社, 1979.
  - [7] R. 米拉特, 金元松译. 计算机技术在电磁学中的应用 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 1983.
  - [8] Poggio A J. Pattern-bandwidth optimization of the sleeve monopole. Radiolocation Research Laboratory Technical Report No. 6. USA: University of Illinois, October 1964.
  - [9] Helmut Brueckmann. Theory and performance of vehicular center-fed whip antenna. U. S. Army Signal Research and Development Laboratory. Port Monmouth, New Jersey.
  - [10] Altshuler E E. Self-and mutual impedances of traveling-wave liner antennas [J]. IEEE Trans on Ap, 1989, 37(10): 1312~1316.
- 高火涛** 1998 年于武汉大学电子信息学院获硕士学位, 现为该校博士研究生。研究方向: 复杂目标的电磁散射、天线理论与设计和高频无线电海洋遥感技术等。
- 吴世才** 武汉大学电子信息学院教授、博导, 发表论文数十篇。研究方向: 电离层物理、电磁波传播及其工程应用、雷达应用工程和高频无线电海洋探测技术等。
- 侯杰昌** 武汉大学电子信息学院教授、博导, 发表论文数十篇。研究方向: 电离层物理、电磁波传播及其工程应用和高频无线电海洋探测技术等。

## 如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深，让许多工程师望而却步，然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上，我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识，借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))专注于微波射频和天线设计人才的培养，推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程，化繁为简，直观易学，可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛，让天线设计不再难…

---



### HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书，课程从基础讲起，内容由浅入深，理论介绍和实际操作讲解相结合，全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程，可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计，让天线设计不再难…

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

---

### CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程，由经验丰富的专家授课，旨在帮助您从零开始，全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程，边操作边讲解，直观易学；购买套装同时赠送 3 个月在线答疑，帮您解答学习中遇到的问题，让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>

---



### 13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程，培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合，全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作，同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习，可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试…

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



## 关于易迪拓培训:

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，一直致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养；后于 2006 年整合合并微波 EDA 网([www.mweda.com](http://www.mweda.com))，现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地，成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 **ADS**、**HFSS** 等专业软件使用培训课程，广受客户好评；并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书，帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司，以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

## 我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年，10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养，更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果，又能免除您舟车劳顿的辛苦，学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲，结合实际工程案例，直观、实用、易学

## 联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>