

用于微波遥感的L波段背射式天线

刘圣民 廖连常

(华中理工大学无线电系,武汉)

摘要 背射式天线具有增益高、副瓣低和结构紧凑的特点,但其频带较窄。本文得到的实验结果表明,它适于用作L波段微波辐射计的天线,而且能提高微波遥感系统的性能。

关键词 微波遥感;背射式天线;辐射特性

1. 引言

众所周知,背射式天线具有显著的优点,我们首次将它用作海洋遥感辐射计的天线。整机对天线性能提出下列要求:中心频率 $f_0 = 1.4456\text{GHz}$ 、副瓣电平 $S_{LL} \leq -20\text{dB}$ 、频带宽度 $\Delta f \geq \pm 30\text{MHz}$ 、主波束宽度 $2\theta_{0.5} \leq 15^\circ$ 、波束效率 $\eta_A \geq 92\%$ 、馈线驻波系数 $\rho \leq 1.1$ 。

通过精心设计和反复调试,我们所研制的背射式天线的性能达到了上述要求,并将它成功地应用于海洋遥感辐射计的飞行测试,取得了令人满意的效果。

2. 背射式天线的工程设计

工程设计主要包括:天线轴向长度 l 、有源振子、无源振子以及反射盘尺寸等的设计。可以借助于八木天线理论来设计其慢波结构。背射式天线相应于一个长度为 $2l$ 的八木天线阵列。当相速为最佳值时其增益最大,此条件可表示为

$$\lambda/\lambda_s = 1 + \lambda/(6l) \quad (1)$$

式中 λ_s 为表面波的波长; λ 为自由空间波长。另一方面根据谐振腔的谐振条件又必须满足

$$l = n\lambda_s/2 + C \quad (n = 1, 2, \dots) \quad (2)$$

式中 C 为常数。实验表明:

$$l = n\lambda/2 \quad (3)$$

由(1)、(3)两式可求得 $C = \lambda/6$ 。

考虑到天线的技术要求和尺寸,我们选取 $n = 5$; 于是可得: $l = 2.5\lambda$, $\lambda/\lambda_s = 1.067$ 。

无源振子间距 d 、长度 $2h$ 和直径 ρ 可由最佳相速条件下绘制的曲线直接查得:

$$\rho/\lambda = 0.048; \quad d/\lambda = 0.40; \quad h/\lambda = 0.178$$

与此相应,

$$\rho = 10\text{mm}; \quad d = 83\text{mm}; \quad h = 37\text{mm}$$

有源振子的直径与无源振子的相同,但长度比无源振子约长 10—20%,今取 $h_f = 45$

mm. 有源振子与反射盘之间距约为 $\lambda/4$.

设计反射盘时,由于表面波前几乎垂直于轴线,而馈电点的电磁波在 FA 处的波前为球形,如图 1 所示. 这两种波在 FA 附近将产生干扰. 为了消除此干扰,反射盘应是底部 CA 为平面和自 A 点开始为抛物面. 圆锥角 α 应满足

$$\tan \alpha = \sqrt{(\lambda/\lambda_c)^2 - 1} \tag{4}$$

将(1)式代入,可得

$$z/\lambda = 0.57 \sqrt{l/\lambda} \tag{5}$$

当 $l = 2.5\lambda$ 时, $z = 0.91\lambda = 200\text{mm}$.

建立原点在 F 处的直角坐标系,抛物面部分两设计方程为

$$x + \sqrt{x^2 + y^2} = l + \sqrt{l^2 + z^2} \tag{6}$$

利用(5)和(6)式可设计反射盘. 为了加工方便,有时将抛物面部分简化为一倾斜面,一般取倾斜角 15° , 此时斜面与抛物面最相近. 反射盘边缘宽度 w 一般为 $\lambda/4$. 它可提高增益 2dB . 馈电装置用硬同轴线, 它兼作轴向支架. 为对有源对称振子馈电, 可采用宽带套筒式对称变换器. 一个完整的背射式天线的结构和参数如图 2 所示.

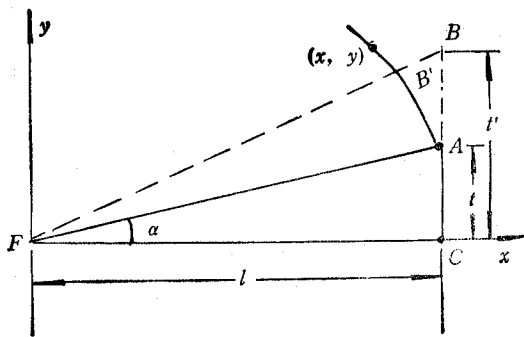


图 1

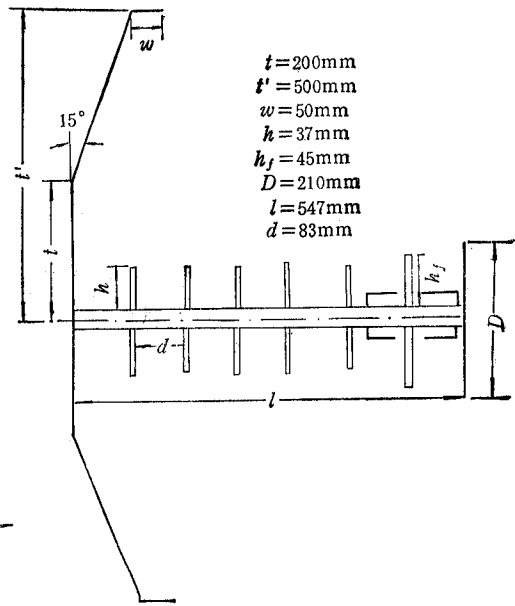


图 2

3. 背射式天线的分析方法

E. D. Nielsen^[1] 曾提出一种计算背射式线的方法,这种方法精确度较高,但变量不多,计算繁杂,难以实现优化设计. 下面介绍一种简单实用但精确度较高的计算背射式天线辐射场的方法^[2]. 此法基于如下假设: 背射式天线口径场在 E 面和 H 面上近似于余弦分布. 这是因为该天线是一种泄漏腔结构,其口径场完全可以用谐振腔的横向分布来近似,天线口径近似等于表面波反射盘及其边缘的直径,实际上是一个圆孔径天线. 今建立如图 3 所示的球坐标系. 且设 $\mathbf{E}' = \theta E'_\theta + \phi E'_\phi$. 由天线理论可得

$$\begin{Bmatrix} E'_\theta \\ E'_\varphi \end{Bmatrix} = -j \frac{k e^{-ik_0 r}}{4\pi r} \begin{Bmatrix} L_\varphi + \eta_0 N_\theta \\ L_\theta + \eta_0 N_\varphi \end{Bmatrix} \quad (7)$$

式中 η_0 、 k_0 分别为自由空间波阻抗和波数，而

$$\begin{Bmatrix} L(r) \\ N(r) \end{Bmatrix} = \int_{S'} \begin{Bmatrix} -\hat{n} \times E_a(r') \\ \hat{n} \times H_a(r') \end{Bmatrix} e^{-ik_0 \hat{r} \cdot r'} dS' \quad (8)$$

式中 \hat{n} 是口径平面 S 的单位法向矢量， H_a 、 E_a 为 r' 处的口径场，它们可由下式表示：

$$\begin{Bmatrix} E_a = jE_0 F(y', z') \\ H_a = (\hat{z} E_0 / \eta_0) F(y', z') \end{Bmatrix} \quad (9)$$

此处 $F(y', z')$ 为余弦分布函数，可近似表示为

$$F(y', z') = \cos \frac{\pi y'}{2\sqrt{a^2 - (z')^2}} \cos \frac{\pi z'}{2a} \quad (10)$$

由(7)–(10)式可求得 E 面 ($\theta = \frac{\pi}{2}$) 和 H 面 ($\varphi = 0$) 的辐射场为

$$(E'_\theta)_{E_p} = (E'_\theta)_{H_p} = 0 \quad (11)$$

和

$$\begin{Bmatrix} (E'_\varphi)_{E_p} \\ (E'_\varphi)_{H_p} \end{Bmatrix} = j \frac{4E_0 \lambda}{\pi} \frac{e^{-ik_0 r}}{r} \begin{Bmatrix} I_E(A, \varphi) \\ I_H(A, \varphi) \end{Bmatrix} \quad (12)$$

式中， $A = a/\lambda$

$$I_E(A, \varphi) = (1 + \cos \varphi) \int_0^A \frac{\sqrt{A^2 - z^2}}{1 - (4 \sin \varphi \sqrt{A^2 - z^2})^2} \cos \frac{\pi z}{2A} \cos(2\pi \sin \varphi \sqrt{A^2 - z^2}) dz$$

$$I_H(A, \varphi) = (1 + \sin \varphi) \int_0^A \sqrt{A^2 - z^2} \cos \frac{\pi z}{2A} \cdot \cos(2\pi z \cos \theta) dz$$

对(12)式进行数值计算的结果如图 4 所示，它与实测结果在主瓣范围内较一致。

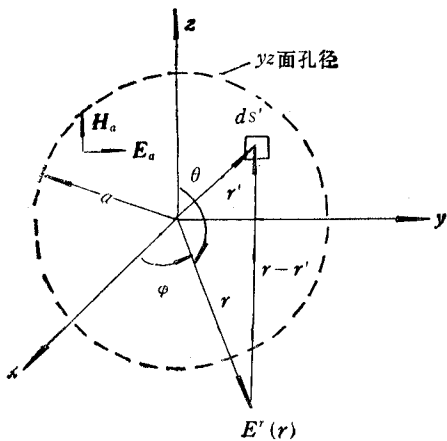


图 3

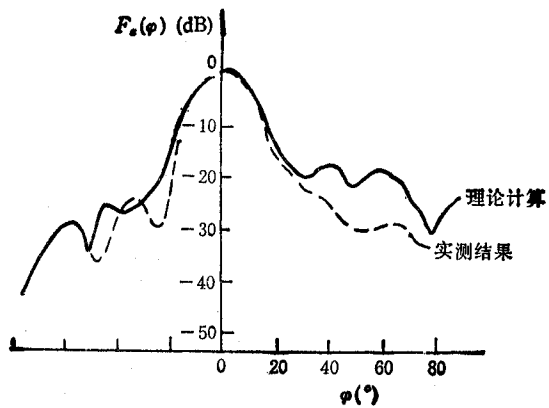


图 4

4. 测试结果及其分析

根据要求对天线方向图在中心频率和上、下边频处进行了远距测试。图 5 仅绘出中

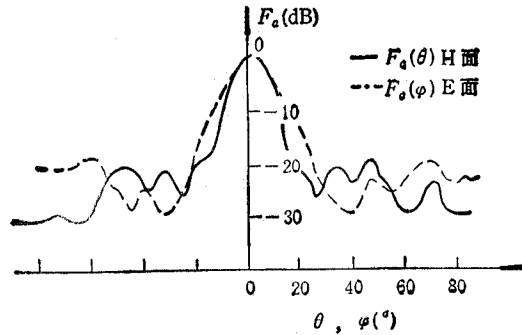


图 5

心频率下 E 面和 H 面的方向图。由结果可以看出:

(1) E 面比 H 面的方向图的主瓣宽度较宽, 这是由于有源振子的 H 面无方向性的缘故。

(2) 当频率偏离中心频率时, 主波束的变化并不明显, 但副瓣电平却上升较多, 导致波束效率下降, 限制了该天线的工作带宽。

(3) 天线的方向图和增益不但与天线轴向长度有关, 而且与反射盘的直径有关, 即存在一个最佳增益。这是由于天线辐射场是虚拟孔径表面波的辐射和直接由馈电点 F 所辐射的场相叠加的结果。当二者彼此同相时, 场强最大, 使天线出现最佳增益值。

背射式天线有许多突出的优点, 但也存在一些亟待解决的技术问题, 这些问题主要是: 对设计方法进行理论研究以摆脱目前以实验数据为依据的工程设计方法; 采用新型振子以扩充工作频带; 进一步改善结构型式等。

参 考 文 献

- [1] E. D. Nielsen, *IEEE Trans. on AP*, AP-18(1970)3, 367—374.
 [2] Liu Shengmin, Liao Lianchang, An L-Band Backfire Antenna for Microwave Remote Sensing Antennas and EM Theory Edited by CIE/AS, Shanghai, China, (1989), pp. 610—611.

AN L-BAND BACKFIRE ANTENNA USED IN THE MICROWAVE REMOTE SENSOR

Liu Shengmin Liao Lianchang

(Huazhong University of Science and Technology, Wuhan)

Abstract The backfire antenna is a kind of compact structure, high gain and lower sidelobe antenna, but its bandwidth is limited. In this paper, the experimental results of the radiation characteristics of a backfire antenna at the L-band are presented. It is shown that the characteristics of the remote sensing system can be improved greatly by using this kind of antenna.

Key words Microwave remote sensing; Backfire antenna; Radiation characteristics