

一种变形圆微带天线的研究¹

王永忠 苏超伟 林世明 汪文秉*

(西北工业大学 西安 710072)

*(西安交通大学 西安 710049)

摘要 本文研究了一种变形圆微带天线,并针对本天线提出了一种“等效椭圆法”,利用该方法计算得出的方向图、轴比和部分功率增益都能与实测数据较好地吻合。

关键词 变形圆微带天线,等效椭圆法,部分功率增益

中图分类号 TN823

1 引言

圆形或矩形单馈点微带天线通常只能产生线极化波,而在实际工程应用中需要的往往是圆极化波,近年来 GPS 卫星通信技术的飞速发展,使得小而轻的圆极化微带天线倍受青睐。本文研究的单馈点具有圆极化功能的变形圆微带天线(图 1)正是为满足 GPS 天线需要而作的一次尝试。

2 天线模型

如图 1 所示,这是一个两边对称地截去一小部分的变形圆微带天线,其几何尺寸如图示。采用单馈点同轴电缆馈电,特性阻抗为 50Ω ;介质相对介电常数为 $\epsilon_r = 2.55$,介质损耗角正切 $\tan\delta = 0.0015$;贴片为铜,电导率 $\sigma = 10^7\text{S/m}$ 。

3 理论分析

由于本文所研究的变形圆微带天线从形状上看非常类似于椭圆,因此可用椭圆微带天线的理论来分析其特性。但存在着两个问题:(1)怎样将变形圆天线等效成椭圆天线?(2)如何分析任意点处馈电的椭圆微带天线?(本天线馈点不在变形圆边缘,而已有文献 [1, 2] 仅分析了馈电点在椭圆边缘的情形。)下面就解决这两个问题。

3.1 “等效椭圆法”基本思想

设圆贴片半径为 R ,截掉的两部分面积分别是 ΔS_1 、 ΔS_2 ;设等效后的椭圆长、短半轴分别为 a 、 b 。由

(1) 面积相等原理有

$$\pi ab = \pi R^2 - (\Delta S_1 + \Delta S_2); \quad (1)$$

¹ 1994-11-22 收到, 1995-11-29 定稿
航空科学基金资助项目

(2) 短、长半轴最佳比值原理^[1,2] 有

$$b/a = 0.976; \quad (2)$$

联立 (1), (2) 式即可确定 a, b 。本变形圆天线的等效椭圆模型为 $a = 0.178\lambda_0, b = 0.174\lambda_0$ 。

3.2 馈电点坐标的转换

等效椭圆的坐标系如图 2 所示。设变形圆天线的馈点位于极坐标系中的 (ρ_i, φ_i) 处, c 为椭圆焦距, 它应满足

$$c^2 = a^2 - b^2. \quad (3)$$

设 $x-y$ 坐标与 $u-v$ 坐标的关系如下:

$$x = c \cosh u \cos v, \quad (4a)$$

$$y = c \sinh u \sin v, \quad (4b)$$

$0 \leq v \leq 2\pi, c$ 由 (3) 式确定。因此该椭圆在 $u-v$ 坐标中的方程为

$$u = u_d = \ln[(a + b)/c]. \quad (5)$$

设馈点 (ρ_i, φ_i) 在 $u-v$ 坐标中为 (u_i, v_i) , 由 (4) 式便有

$$\rho_i \cos \varphi_i = c \cosh u_i \cos v_i, \quad (6a)$$

$$\rho_i \sin \varphi_i = c \sinh u_i \sin v_i. \quad (6b)$$

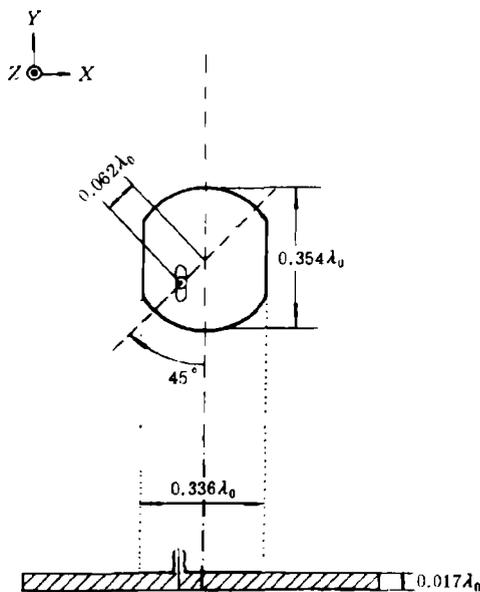


图 1 变形圆微带天线示意图

由 (6) 式解得

$$v_i = \arctan(\tan \varphi_i / \tanh u_i),$$

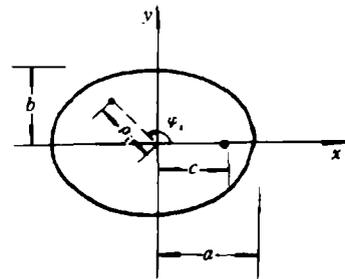


图 2 馈点于 (ρ_i, φ_i) 处的椭圆微带天线

而 u_i 由 $c \cosh u_i = a'$ 或 $c \sinh u_i = b'$ 确定。这里 a', b' 为方程组

$$\begin{aligned} \rho_i^2 \cos^2 \varphi_i / a'^2 + \rho_i^2 \sin^2 \varphi_i / b'^2 &= 1, \\ a'^2 - b'^2 &= c^2 \end{aligned}$$

的解。

于是可求得该变形圆天线馈点 $u-v$ 坐标为 (1.181, 2.262)。

3.3 任意处馈电的椭圆微带天线远区场^[3]

Liang C. Shen^[1,2] 等人于 1981 年分析和研制了馈电点位于边缘的椭圆微带天线, 显然它对本文不适用, 因此有必要将它推广为任意处馈电的情形。

下面利用腔模理论(假设 $h \ll \lambda_0$) 来分析任意点处馈电的椭圆微带天线。

3.3.1 内场的求解 设椭圆柱空腔内场 $E = E_z z (E_u = 0, E_v = 0)$, 在 $u-v$ 坐标系下的 Helmholtz 方程可写成

$$\partial^2 E_z / \partial u^2 + \partial^2 E_z / \partial v^2 + k^2 c^2 (\cosh^2 u - \cos^2 v) E_z = 0, \quad (7)$$

这里 $k = \omega \sqrt{\mu \epsilon}$ 。

磁场 $H = H_u u + H_v v (H_z = 0)$ 便为

$$H_u = j / (\omega \mu c \sqrt{\cosh^2 u - \cos^2 v}) (\partial E_z / \partial v), \quad (8)$$

$$H_v = -j / (\omega \mu c \sqrt{\cosh^2 u - \cos^2 v}) (\partial E_z / \partial u). \quad (9)$$

(7) 式的解可写成级数形式, 而在工程中, 解取级数前一项就够了, 即

$$E_z = A_1 S_{o1}(C, \cos v) J_{o1}(C, \cosh u) + B_1 S_{e1}(C, \cos v) J_{e1}(C, \cosh u), \quad (10)$$

其中 $S_{o1}(\cdot), S_{e1}(\cdot)$ 为 Mathieu 函数, $J_{o1}(\cdot), J_{e1}(\cdot)$ 为相关径向函数 (Related radial function), 详见文献 [1], $C = kc$ 。

由于 A_1, B_1 的值依赖于馈电点的位置, 因此它们将不会同于文献 [1] 中的值。

在 $u = u_d$ 处有

$$-H_v = K_z + E_z Y_S, \quad (11)$$

这里 H_v 由 (9) 式确定; K_z 为馈点 (u_i, v_i) 处的传输线电流:

$$K_z = I_0 \delta(v - v_i) / \left(C \sqrt{\cosh^2 u_i - \cos^2 v_i} \right), \quad (12)$$

I_0 为馈点处总电流, Y_S 为椭圆腔体的表面导纳。将 (11) 式两端同乘以 S_{o1} (或 S_{e1}) 并对 v 从 0 到 2π 积分, 可求出 A_1 (或 B_1)

$$A_1 = \frac{-j \omega \mu c I_0 S_{o1}(C, \cos v_i) \sqrt{\cosh^2 u_d - \cos^2 v_i} / M_1^o}{C \sqrt{\cosh^2 u_i - \cos^2 v_i} \left[\frac{\partial J_{o1}}{\partial u} \Big|_{u=u_d} + j Y_S \omega \mu c \sqrt{\cosh^2 u_d - \cos^2 v_i} J_{o1}(C, \cosh u_d) \right]}, \quad (13)$$

$$B_1 = \frac{-j \omega \mu c I_0 S_{e1}(C, \cos v_i) \sqrt{\cosh^2 u_d - \cos^2 v_i} / M_1^e}{C \sqrt{\cosh^2 u_i - \cos^2 v_i} \left[\frac{\partial J_{e1}}{\partial u} \Big|_{u=u_d} + j Y_S \omega \mu c \sqrt{\cosh^2 u_d - \cos^2 v_i} J_{e1}(C, \cosh u_d) \right]}, \quad (14)$$

其中 $M_1^o = \int_0^{2\pi} S_{o1}^2(C, \cos v)dv$, $M_1^e = \int_0^{2\pi} S_{e1}^2(C, \cos v)dv$ 。

3.3.2 远区辐射场 求得了内场 $E = E_z z$ 后, 应用等效原理便可求出天线远区场。等效磁流为

$$M_s = -2n \times E_z z, \quad (15)$$

n 为椭圆柱曲面 $S(S: u = u_d, 0 \leq v \leq 2\pi, -h \leq z \leq 0)$ 的单位外法矢。(15) 式中 2 倍为计入正镜像效应。

等效磁流源在远区产生的电矢量为

$$F = \frac{e^{-jk_0 R}}{4\pi R} \iint_S M_s \cdot e^{jk_0 r \cdot R_0} dS, \quad (16)$$

这里 $k_0 = \omega\sqrt{\mu\epsilon_0}$, S 即椭圆柱曲面。

F 经计算、整理后得

$$F = -j \frac{e^{-jk_0 R}}{2\pi R} \left[\frac{1 - e^{-jk_0 h \cos \theta}}{k_0 \cos \theta} \right] \cdot \int_0^{2\pi} (-a \sin v x + b \cos v y) E_z|_{u=u_d} e^{jZ \sin(v+\alpha)} dv, \quad (17)$$

式中 $Z = k_0 \sin \theta (a^2 \cos^2 \varphi + b^2 \sin^2 \varphi)^{1/2}$, $\alpha = \arctan \left(\frac{a \cos \varphi}{b \sin \varphi} \right)$ 。而远区场 $E^r = -\nabla \times F$, 再利用积分公式

$$\int_0^{2\pi} e^{jnv} \cdot e^{jZ \cos(v-\theta)} dv = 2\pi j^n e^{jn\theta} J_n(Z) \quad (18)$$

(这里 $J_n(Z)$ 为 n 阶 Bessel 函数) 便得远区场为

$$E_\theta = -[e^{-jk_0 R}/(2\pi R)] \cdot [(1 - e^{-jk_0 h \cos \theta})/\cos \theta] \cdot (\sin \varphi P_x + \cos \varphi P_y), \quad (19)$$

$$E_\varphi = -[e^{-jk_0 R}(1 - e^{-jk_0 h \cos \theta})/(2\pi R)] \cdot (\cos \varphi P_x - \sin \varphi P_y), \quad (20)$$

P_x, P_y 的表达式详见文献 [3]。由于 P_x, P_y 与 (u_i, v_i) 有关, 因此选取适当的馈电位置, 将会使椭圆微带天线具有良好的圆极化特性。

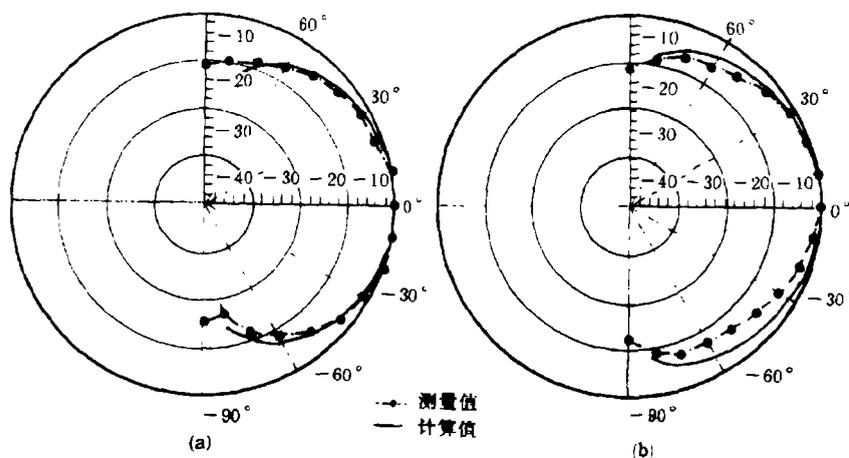


图 3

(a) XOZ 面上 $|E_\theta|$ 值比较图, (b) XOZ 面上 $|E_\varphi|$ 值比较图

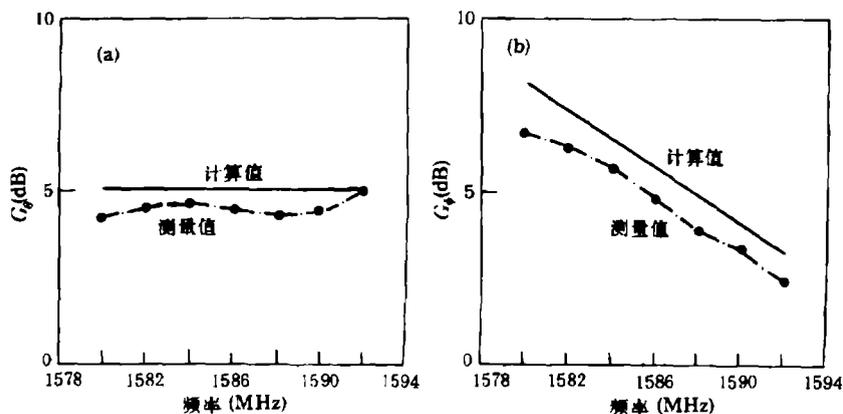


图 4
(a) 部分功率增益 G_θ , (b) 部分功率增益 G_ϕ

4 数值结果和实验

图 3 为 XOZ 面上的远场 $|E_\theta|$, $|E_\phi|$ 之计算值与实测值的比较图。由图可以看出, 计算值与实测值几乎在 $\pm 90^\circ$ 的范围内吻合, 这就证实了该等效方法确实有效。另外, 尽管图 3 是归一化之后的结果, 但由于 $\max |E_\theta|_{-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ}$ 与 $\max |E_\phi|_{-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ}$ 几乎相等, 因此由该图仍可以看出: 它们产生的是圆极化波。

图 4、图 5 分别为部分功率增益^[4]、轴比^[5]之计算值与实测值的比较图。由图可以看出: 二者吻合较好。

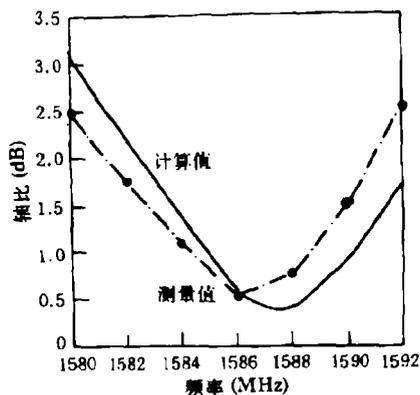


图 5 变形圆天线轴比特性图

5 结 论

(1) 研究了一种新型的变形圆微带天线, 并使用“等效椭圆法”分析了其远区场、轴比和部分功率增益, 计算结果与实测数据吻合较好; (2) 将椭圆微带天线的经典文献 [1] 中馈源在椭圆

边缘的情形推广为馈源在椭圆上任一点处的情形，推导出的远区场公式将为在已知工作频率下如何选取馈电点位置以产生圆极化波提供了理论依据；(3) 该变形圆微带天线产生圆极化波。

参 考 文 献

- [1] Liang C. Shen. IEEE Trans. on AP, 1981, AP-29(1): 90-94.
- [2] Liang C. Shen. et al. IEEE Trans. on AP, 1981, AP-29(1): 95-99.
- [3] 王永忠, 苏超伟, 林世明. 电波科学学报, 1995, 10(4): 78-82.
- [4] 毛乃宏, 等. 天线测量手册. 北京: 国防工业出版社, 1987.
- [5] 钟顺时. 微带天线理论与应用. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1991, 第 29 页, 第 128 页.

A NEW MODIFIED CIRCULAR MICROSTRIP ANTENNA

Wang Yongzhong Su Chaowei Lin Shiming

(Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072)

Wang Wenbing

(Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049)

Abstract A new modified circular microstrip antenna is researched, and a new method named for equivalent ellipse is presented to calculate the pattern, axial ratio and partial power gain. The theoretical results agree well with the experimental data.

Key words Modified circular microstrip antenna, Equivalent ellipse method, Partial power gain

王永忠：男，1969年生，西安交通大学电信学院博士生，同时在西北工业大学工作。主要从事微带天线、电磁散射和小波应用等方面的研究。

苏超伟：男，1961年生，教授，1991年获美格鲁门公司奖学金并赴美进修。主要从事电磁散射、数理逆问题等方面的研究。