

单馈圆极化天线等效电路轴比与反射系数关系研究

呼亚君¹, 张旭春¹, 童创明^{1,2}, 鲍峻松¹

(1. 空军工程大学 防空反导学院, 西安 710051; 2. 毫米波国家重点实验室, 南京 210096)

摘要:基于腔模理论本文提出了理想单馈圆极化天线的等效电路,并且给出了轴比参数和反射系数的计算公式,同时推导得到了单馈圆极化天线等效电路轴比与反射系数关系。从而实现利用电路参数计算得到的反射系数来预估轴比曲线参数的目的。将结果与电路参数计算得到的轴比进行对比,验证了结论的正确性。

关键词:圆极化;等效电路;反射系数;轴比

中图分类号:TN820.1⁺1 **文献标志码:**A **文章编号:**1671-1807(2013)06-0159-04

根据腔模理论^[1-2],一个形状规则的微带贴片天线由一点馈电可产生极化正交幅度相等的两个简并模,但不能形成90°相位差。为在简并模之间形成90°相位差,可以在规则形状的微带贴片上附加一简并分离单元,使简并正交模的谐振频率产生分离。当简并模分离单元大小选择合适时,对工作频率(选在两个模式谐振频率之间)而言,一个模的等效阻抗相角超前45°,而另一个模的等效阻抗相角滞后45°,这样就形成了圆极化辐射^[3-4]。这种方式只需一个馈电点,无需外加的相移网络和功率分配器,结构简单,成本低,应用范围非常广泛^[5-6]。单馈圆极化微带天线的驻波比带宽和轴比带宽都非常窄,而且两个参数对微扰单元的大小非常敏感。实际设计调试时,需要通过测量反射系数调整微扰单元大小、测量轴比再调整微扰单元大小,这个过程反复调整,直到在工作频点处驻波比和轴比都满足指标要求。而且反射系数的测量和轴比的测量一般来说不能同时进行,测试方法和测试环境均不同,反射系数采用矢量网络分析仪测试,轴比的测试采用天线辐射测试场地,且圆极化天线轴比的测试相对线极化天线的测试更为复杂^[7]。为了提高调试效率,可以尝试通过反射系数等来预估轴比参数^[8-10],本文通过分析单馈圆极化微带天线等效电路特性,推导得出反射系数(包括幅度和相位两部分信息)与轴比参数的关系式。为进一步准确的通过反射系数来预估轴比特性完善了理论基础。

1 等效电路轴比表达式

根据空腔模型理论,基于薄微带天线($h \ll \lambda_0$)的假设,而将微带贴片与接地板之间的空间看成是四周为磁壁、上下为电壁的谐振空腔(或确切的说是漏波空腔)。天线辐射场由空腔四周的等效磁流来求得,天线输入阻抗可根据空腔内场和馈源边界条件来求得:令 $k_{nm} = \omega_{nm} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}$,则可以得出:

$$Z_{in} = j\omega \frac{h}{\epsilon_0 \epsilon_r} \sum_{m,n=0}^{\infty} \frac{\psi_{nm}^2(x_0, y_0) j_0^2\left(\frac{m\pi d_0}{2a}\right)}{\omega_{nm}^2 - \omega^2 (1 - j \tan \delta_{eff})} = j\omega \sum_{m,n=0}^{\infty} \frac{\alpha_{nm}}{\omega_{nm}^2 - \omega^2 (1 - j \tan \delta_{eff})} = \sum_{m,n=0}^{\infty} \frac{1}{G_{nm} + j\left(\omega C_{nm} - \frac{1}{\omega L_{nm}}\right)} \quad (1)$$

式中: $\alpha_{nm} = \frac{h}{\epsilon_0 \epsilon_r} \psi_{nm}^2(x_0, y_0) j_0^2\left(\frac{m\pi d_0}{2a}\right)$; $G_{nm} = \frac{\omega \tan \delta_{eff}}{\alpha_{nm}}$; $C_{nm} = \frac{1}{\alpha_{nm}}$; $L_{nm} = \frac{\alpha_{nm}}{\omega_{nm}^2}$;

$$Z_{in}(\omega) = Z_e(\omega) + Z_o(\omega) + Z_{\infty}(\omega) = R_e \zeta_e(\omega_e) + R_o \zeta_o(\omega_o) + Z_{\infty}(\omega) = \frac{R_e}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_e} - \frac{\omega_e}{\omega}\right)} + \frac{R_o}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)} + Z_{\infty}(\omega) \quad (2)$$

考虑到微带天线总是工作于谐振频率 ω_{nm} 附近的窄频带上,上式 G_{nm} 中的 ω 可用 ω_{nm} 近似,对于高阶模的效应可用一个合成小电感来表示。根据圆极化

收稿日期:2013-4-15

基金项目:航空科学基金资助项目(20120196001)

作者简介:呼亚君(1988-),男,甘肃平川人,空军工程大学硕士生,研究方向:微带圆极化天线。

的产生机理即同时激励等幅同相极化正交的 TM_e 、 TM_o 模以及高次模 TM_∞ 。主模情况下式(1)的输入阻抗可以写成式(2)，因此，在忽略高次模的情况下，可以得到圆极化天线的理想等效电路，如图 1 所示，其中， L_o 对应着底馈同轴线内导体的电感，两个 L 、 R 、 C 并联谐振回路对应微带天线两个正交的谐振模式， R_e 、 R_o 分别为辐射电阻，变压比 N_e 、 N_o 分别对应着两个谐振模式到馈电端的耦合系数。

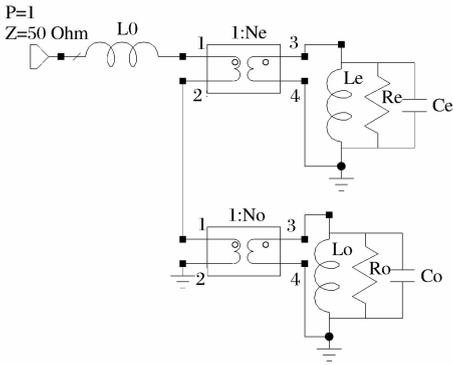


图 1 单馈圆极化微带天线等效电路

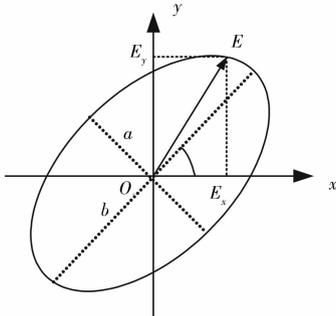


图 2 椭圆极化参数

两种正交线极化波的激励源可用两个辐射电阻 R_e 、 R_o 的电压代替。若等效电路中各参数已知，则可得电压的表达式，见式(3)–(4)。

$$V_e = \frac{1}{j\omega C_e + 1/R_e + 1/j\omega L_e} \cdot \frac{1}{N_e} = |V_e| e^{j\varphi_e} \quad (3)$$

$$V_o = \frac{1}{j\omega C_o + 1/R_o + 1/j\omega L_o} \cdot \frac{1}{N_o} = |V_o| e^{j\varphi_o} \quad (4)$$

极化角、长轴、短轴分别为：

$$\tau = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{2|V_e||V_o|\cos(\varphi_e - \varphi_o)}{|V_e|^2 - |V_o|^2} \right) \quad (5)$$

$$a = \sqrt{|V_e|^2 \sin^2 \tau - |V_e||V_o| \sin 2\tau \cos(\varphi_e - \varphi_o) + |V_o|^2 \cos^2 \tau} \quad (6)$$

$$b = \sqrt{|V_e|^2 \cos^2 \tau + |V_e||V_o| \sin 2\tau \cos(\varphi_e - \varphi_o) + |V_o|^2 \sin^2 \tau} \quad (7)$$

从而可计算出轴比的大小： $AR = 20 \log$

$$\frac{a}{b} \text{ (dB)} \quad (8)$$

2 等效电路反射系数表达式

基于腔模理论，我们得到了理想的等效电路，即见图 1，则此时电路的输入阻抗可写为^[11]：

$$Z_m = Z_e + Z_o + Z_\infty = \frac{1}{j\omega C_e + 1/R_e + 1/j\omega L_e} \cdot \frac{1}{N_e} + \frac{1}{j\omega C_o + 1/R_o + 1/j\omega L_o} \cdot \frac{1}{N_o} + j\omega L_\infty \quad (9)$$

根据网络参数之间的关系我们知道，S 参数可以表示为 $S = \frac{Z - 1}{Z + 1}$ 。则可以得到天线的 S_{11} 为：

$$S_{11} = -20 * \log \left| \frac{Z_m + R_0}{Z_m - R_0} \right| \text{ (dB)} \quad (10)$$

见图 3，表示当图 1 中的各电路参数按表 1 中取值时，计算得到的反射系数和应轴比的曲线。

表 1 电路参数

| 变化参数 | L_o /nH | N_e | N_o | R_e/Ω | R_o/Ω | C_o /pF | C_e /pF | L_o /nH | L_e /nH |
|-------|-----------|-------|-------|--------------|--------------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| X_1 | 0 | 1 | 1 | 50 | 50 | 34 | 34 | 0.174 | 0.16 |
| X_2 | 0 | 1 | 1 | 50 | 50 | 34 | 34 | 0.176 | 0.16 |
| X_3 | 0 | 1 | 1 | 50 | 50 | 34 | 34.5 | 0.174 | 0.16 |
| X_4 | 0 | 1 | 1.2 | 50 | 50 | 34 | 34 | 0.174 | 0.16 |

3 等效电路轴比与反射系数关系

基于单馈圆极化天线的轴比的窄带特性，可以通过反射系数对中心频点轴比的预估从而达到对整个满足圆极化条件的轴比曲线的预估。前面等效电路的提出证明了这一方法的可行性。为此在第二部分

中我们从电路参数计算得到反射系数的结果。则可以反推得到输入阻抗的值，即：

$$Z_m(\omega) = R_N + j * X_N = Z_e(\omega) + Z_o(\omega) + Z_\infty(\omega) \quad (11)$$

在理想等效电路的基础上，可以忽略高次模对反

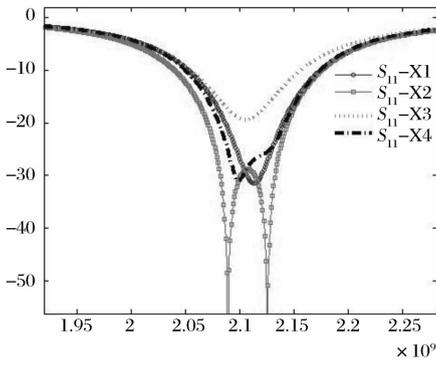


图 3-a 反射系数

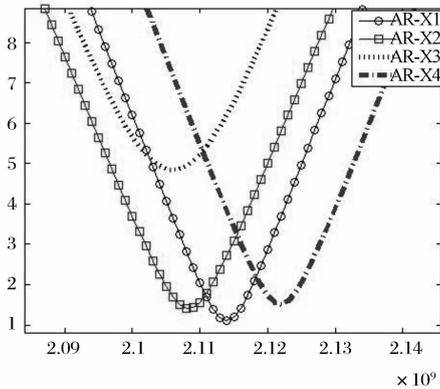


图 3-b 轴比曲线

射系数的影响,因此有:

$$Z_{in}(\omega) = R_N + X_N = (R_e + R_o) + j * (X_e + X_o) \quad (12)$$

基于单馈圆极化天线的两个模式的输入阻抗近似相等且相位相差 90°, 所以引进归一化频率变化系数 X, 即有:

$$\begin{aligned} \overline{Z}_{in}(\omega) &= \frac{Z_{in}(\omega)}{R} = \frac{1}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega}\right)} + \\ \frac{1}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)} &\approx \frac{1}{1 + j * (1 + X)} + \\ \frac{1}{1 + j * (1 - X)} & \end{aligned} \quad (13)$$

根据归一化输入阻抗与驻波比 VSWR 的关系等式如下式(14), 然后将式(13)代入式(14)可以解得如式(15)所示的结果:

$$\frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} = \left| \frac{\overline{Z}_{in} - 1}{\overline{Z}_{in} + 1} \right| \quad (14)$$

$$X = \pm \sqrt{2 * (VSWR - 1)} \quad (15)$$

根据上面关系式的推到, 就可以得到我们最终的目的, 即分别的解得 R_e 、 R_o 、 X_e 、 X_o 的关系式:

$$\begin{cases} R_e = \frac{R_N - X_N}{2} \\ R_o = \frac{R_N + X_N}{2} \\ X_e = \frac{R_N * (1 + X)}{1 + (1 + X)^2} \\ X_o = -\frac{R_N * (1 - X)}{1 + (1 - X)^2} \end{cases} \quad (16)$$

因此将式(11)–(16)代入到第一部分讨论的轴比的求解公式(5)–(8)中。就可以得到基于等效电路下的反射系数与轴比的关系式(17)以及采用表 1 中的数据进行验证, 可得图 4:

$$AX = \Omega(\Gamma(\omega)) \quad (17)$$

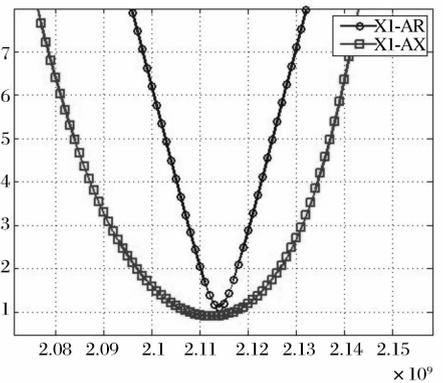


图 4-a X_1 条件下的轴比对比曲线

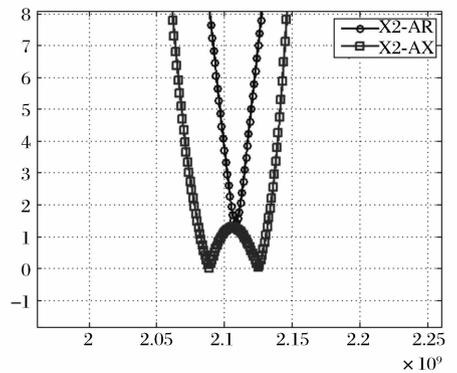
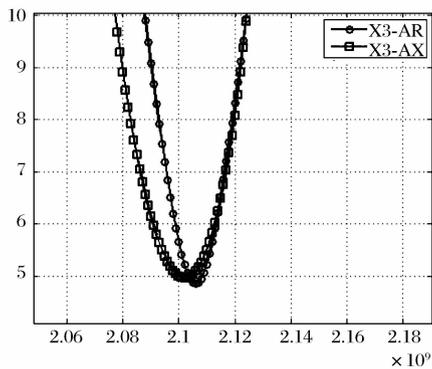
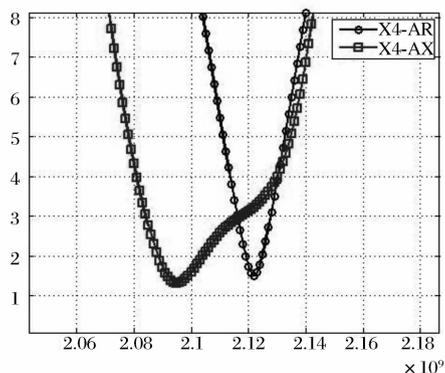


图 4-b X_2 条件下的轴比对比曲线

从图 4 可以看出, 在 X_1 、 X_2 、 X_3 三种条件下第三部分的结论都可以预估出中心频点的轴比值, 但是 X_4 条件下的误差较大, 主要原因式基于图 1 中的等效电路而得到第三部分轴比与反射系数的关系式时, 为了化简过程的简便, 始终默认两个谐振模式到馈电端的耦合系数相等。

4 结论

基于腔模理论, 本文提出了圆极化天线理想等效

图4-c X_3 条件下的轴比对比曲线图4-d X_4 条件下的轴比对比曲线

电路。并且推导计算了反射系数和轴比的计算公式。在此基础上首创性的提出了通过端口参数来预估圆极化天线的轴比特性,讨论了表1四种情况下对轴比预估结果的对比,从对比结果可以看出,在 X_1 、 X_2 、 X_3 三种条件下第三部分的结论都可以预估出中心频点的轴比值,但是 X_4 条件下的误差较大约为0.025 GHz。同时也证明了第三部分得到的结论在误差允许的情况下基本可以用于对中心频点轴比的

预估,为单馈圆极化天线的设计和调试提供了参考。

参考文献

- [1] 钟顺时. 微带天线理论与应用[M]. 西安:西安电子科技大学出版社,1991.
- [2] 梁联倬,寇廷耀. 微带天线[M]. 北京:电子工业出版社,1984.
- [3] JAMES J, WOOD C. Microstrip antenna theory and design [M]. New York: IET, 1986.
- [4] LEE H, CHEN W. Advances in microstrip and printed antenna [M]. New York: J. New York Wiley, 1997.
- [5] LO Y, ENGST B. Simple design formulas for circularly polarized microstrip antennas [J]. Proc inst elect eng microw antennas propag, 1988, 135(3):213-215.
- [6] IWASAKI H. A circularly polarized small-size microstrip antenna with a cross lot [J]. IEEE trans. Antennas propag, 1996, 44(10):1399-1401.
- [7] 尚军平, 傅德民. 圆极化天线特性参数测量方法 [J]. 西安电子科技大学学报:自然科学版, 2009, 36(1):106-110.
- [8] BHATTACHARYYA A, SHAFALI L. A wider band microstrip antenna farcical polarization [J]. IEEE trans antennas propag, 1988, 36(2):157-163.
- [9] BHATTACHARYYA A. Effects of finite ground plane on the radiation characteristics of a circular patch antenna [J]. IEEE trans. antennas propag, 1990, 36(2):157-163.
- [10] STEFANO MADDIO, ALESSANDRO CIDRONALI. A new design method for single-feed circular polarization microstrip antenna with an arbitrary impedance matching condition [J]. IEEE transitions on antennas and propagation, 2011, 59(2): 379-389.
- [11] BARBERO J, LAZO H, MUNICIO F. Model for the patch radiator with a perturbation to achieve circular polarization [J]. In precinct elect eng colloq on recent developments in microstrip antennas, 1933, 12:61-64.

Research on the Relationship Between Axial Ratio and Reflection Coefficient of Single-Feed Circular Polarization Microstrip Antenna Based on Equivalent Circuit

HU Ya-jun¹, ZHANG Xu-chun¹, TONG Chuang-ming^{1, 2}, BAO Jun-song¹

(1. Missile Institute of Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China;

2. State Key Lab. of Millimeter Waves, Nanjing 210096, China)

Abstract: This paper introduces a new equivalent parallel series circuit of the single-feed circular polarization microstrip patch antenna based on Cavity Model Theory and gives the calculating formulas of axial ratio and reflection coefficient. The relationship between axial ratio and reflection coefficient of the single-feed circular polarization microstrip patch antenna is also analyzed in the paper. So, the axis ratio can be estimated according to reflection coefficient calculated by the formula put forward in this paper. The comparison between this result and that calculated with circuit parameters validates the correctness of the method.

Key words: circular polarization; equivalent circuit; reflection coefficient; axial ratio