

# 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<sup>1</sup>, 张旭春<sup>1</sup>, 童创明<sup>1,2</sup>, 鲍峻松<sup>1</sup>

(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<sup>+</sup>1 **文献标志码:**A **文章编号:**1671-1807(2013)06-0159-04

根据腔模理论<sup>[1-2]</sup>,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<sup>[3-4]</sup>。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<sup>[5-6]</sup>。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<sup>[7]</sup>。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<sup>[8-10]</sup>,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

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。

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  $k_{mn} = \omega_{mn} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}$ , 则可以得出:

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

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

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

考虑到微带天线总是工作于谐振频率  $\omega_{mn}$  附近的窄频带上,上式  $G_{mn}$  中的  $\omega$  可用  $\omega_{mn}$  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

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  $TM_\infty$ 。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。

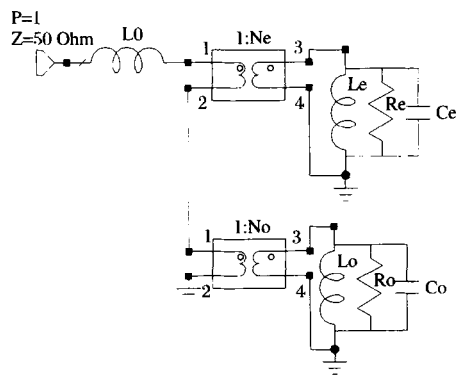


图 1 单馈圆极化微带天线等效电路

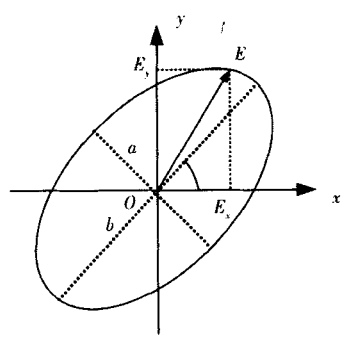


图 2 椭圆极化参数

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)。

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

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

极化角、长轴、短轴分别为：

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

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

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

从而可计算出轴比的大小：  $AR = 20 \log \frac{a}{b} \text{ (dB)}$  (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<sup>[11]</sup>：

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

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：

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

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	$L_o/\text{nH}$	$N_e$	$N_o$	$R_e/\Omega$	$R_o/\Omega$	$C_o/\text{pF}$	$C_e/\text{pF}$	$L_o/\text{nH}$	$L_e/\text{nH}$
$X_1$	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：

$$Z_{in}(\omega) = R_N + j * X_N = Z_e(\omega) + Z_o(\omega) + Z_\infty(\omega) \tag{11}$$

在理想等效电路的基础上，可以忽略高次模对反

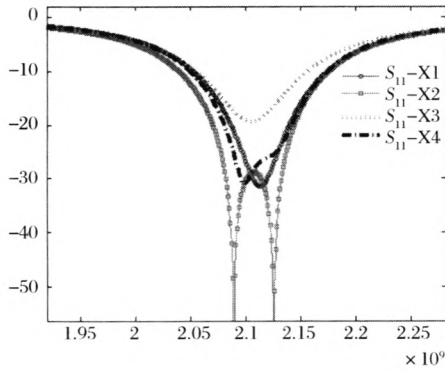


图 3-a 反射系数

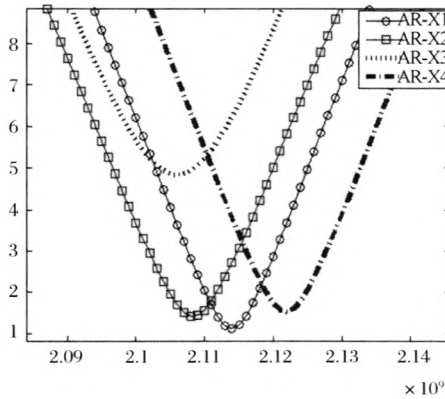


图 3-b 轴比曲线

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  $90^\circ$ , 所以引进归一化频率变化系数  $X$ , 即有:

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

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:

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

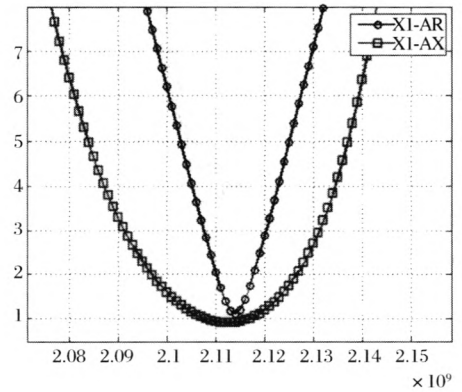
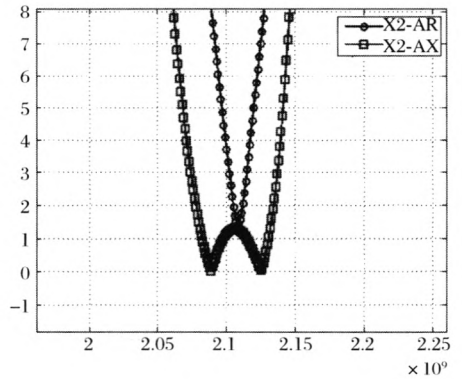
$$X = \pm \sqrt{2 * (VSWR - 1)} \quad (15)$$

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:

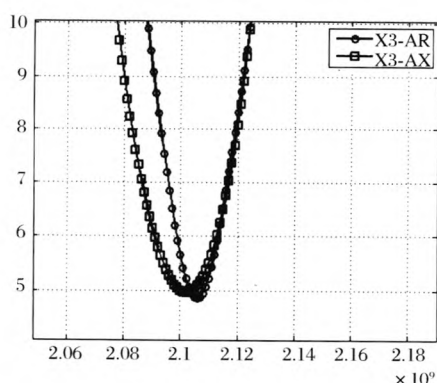
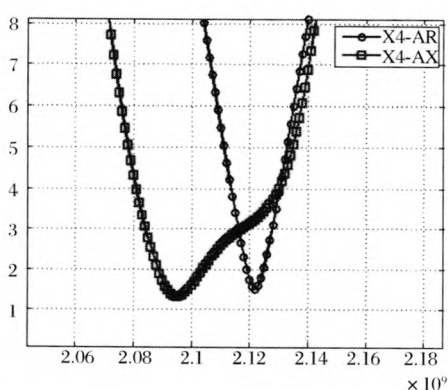
$$AX = \Omega(\Gamma(\omega)) \quad (17)$$


 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端端的耦合系数相等。

#### 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  $X_3$  条件下的轴对比曲线图 4-d  $X_4$  条件下的轴对比曲线

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, SHAFAI 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-jun<sup>1</sup>, ZHANG Xu-chun<sup>1</sup>, TONG Chuang-ming<sup>1, 2</sup>, BAO Jun-song<sup>1</sup>

(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

## 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,一直致力和专注于微波、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>