

## 单馈圆极化微带天线等效电路

呼亚君<sup>1</sup>, 张旭春<sup>1</sup>, 童创明<sup>1,2</sup>, 赵辉<sup>1</sup>

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

**摘要** 基于腔模理论提出一种简单、方便单馈圆极化微带天线的等效电路, 同时给出基于等效电路的轴比特性计算公式。设计了一种中心频点为 2.43 GHz, 轴比带宽为 30 MHz 的单馈圆极化微带天线, 对其轴比特性采用等效电路分析计算与全波仿真和实测得到的结果基本一致, 从而为圆极化微带天线轴比特性的获取提供了一种新的方法, 极大的方便了天线设计过程中的调试。

**关键词** 微带天线; 单馈点; 圆极化; 等效电路

**DOI** 10.3969/j.issn.1009-3516.2013.04.012

**中图分类号** TN820.1<sup>+</sup>1 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2013)04-0048-04

## A Study of Equivalent Circuit of Single-feed Circular Polarization Micro-strip Antenna

HU Ya-jun<sup>1</sup>, ZHANG Xu-chun<sup>1</sup>, TONG Chuang-ming<sup>1,2</sup>, ZHAO Hui<sup>1</sup>

(1. Air and Missile Defense College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China;  
2. State Key Lab of Millimeter Waves, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** This paper introduces a new kind of equivalent circuit of single-feed circular polarization micro-strip patch antenna (CPMA) based on Cavity Model Theory and gives the calculating formula of axis ratio. Meanwhile, a novel circular polarization micro-strip antenna is designed. The axis ratio calculated based on equivalent circuit agrees with the simulated and measured results. The above provides a new method for debugging the axis ratio of circular polarization micro-strip patch antenna.

**Key words:** micro-strip patch antenna; single-feed; circular polarization; equivalent circuit

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 2 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>。但是单馈圆极化微带天线的轴比带宽都非常窄, 而且 2 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。这个调整过程不断反复, 直到在工作频点处轴比满足指标要求。通常反射系数的测量和轴比的测试方法和测试环境均不同, 不能同时进行。比如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

收稿日期: 2013-01-16

基金项目: 航空科学基金资助项目(20120196001)

基金项目: 呼亚君(1988—), 男, 甘肃平川人, 硕士生, 主要从事微带圆极化天线研究。E-mail: zxcxueshu@126.com

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>[7-9]</sup>。为了简化调试过程,提高调试效率,本文基于腔模理论提出了一种简单、方便

## 1 等效电路的提出

根据空腔模型理论,天线辐射场由空腔四周的等效磁流得出,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:

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

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

考虑到微带天线总是工作于谐振频率  $\omega_{nm}$  附近的窄频带上,  $G_{nm}$  中的  $\omega$  可用  $\omega_{nm}$  近似,对于高阶模的效应可用一个合成小电感来表示<sup>[10]</sup>。微带天线的贴片形状和馈电模型决定了其中所存在的模式。与普通辐射边馈电的矩形贴片天线不同,当馈电点位于方形贴片对角线上时,由于贴片结构关于对角线的对称性,可同时激励等幅同相极化正交的  $TM_e$ 、 $TM_o$  模以及  $TM_{\infty}$  的高次模。主模情况下,式(1)的输入阻抗可以写成式(2),因此,将高次模等效成一串联电感,贴片的等效电路见图1。

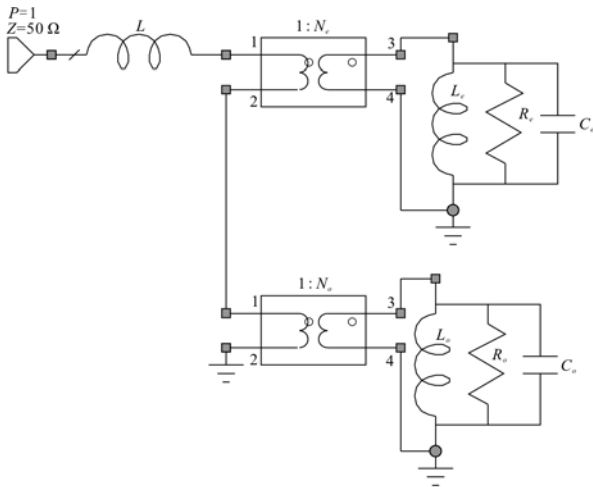


图1 贴片的等效电路

Fig. 1 Equivalent circuit of the patch

图中,  $L$  对应着底馈同轴线内导体的电感, 2个  $L$ 、 $R$ 、 $C$  并联谐振回路对应微带天线2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2个谐振模式到馈电端的耦合系数。式(1)可

写为:

$$Z_{in}(\omega) = Z_e(\omega) + Z_o(\omega) + Z_{\infty}(\omega) = R_e(\omega_e) + R_o(\omega_o) + Z_{\infty}(\omega) = \frac{1}{G_e + j\left(\omega C_e - \frac{1}{\omega L_e}\right)} + \frac{1}{G_o + j\left(\omega C_o - \frac{1}{\omega L_o}\right)} + Z_{\infty} \quad (2)$$

根据网络参数之间的关系,  $S$  参数可以表示为:

$$S = (Z - 1)/(Z + 1) \quad (3)$$

同样的2种正交线极化波的激励源可用2个辐射电阻  $R_1$ 、 $R_2$  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:

$$V_e = \frac{1}{j\omega C_e + 1/R_e + 1/j\omega L_e} \frac{1}{N_e} = |V_e| e^{j\varphi_e} \quad (4)$$

$$V_o = \frac{1}{j\omega C_o + 1/R_o + 1/j\omega L_o} \frac{1}{N_o} = |V_o| e^{j\varphi_o} \quad (5)$$

见图2, 极化角、长轴、短轴分别可表示为:

$$\tau = \frac{1}{2} \arctan \left[ \frac{2|V_e||V_o| \cos(\varphi_e - \varphi_o)}{|V_e|^2 - |V_o|^2} \right] \quad (6)$$

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

$$b = \sqrt{|V_e|^2 \cos^2 \tau + |V_e||V_o| \sin 2\tau \cos(\varphi_e - \varphi_o) + |V_o|^2 \sin^2 \tau} \quad (8)$$

从而可计算出轴比( $A_R$ )的大小:

$$A_R = 20 \log a/b(\text{dB}) \quad (9)$$

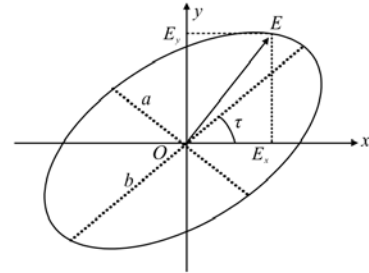


图2 椭圆极化

Fig. 2 Elliptic polarization

## 2 仿真实验

设计分析验证模型见图3, 正方形微带贴片天线中心开槽缝。介质板选取 FR4( $\epsilon_r = 4.4$ ,  $h = 1.6$  mm)。贴片尺寸  $27 \times 27$  mm<sup>2</sup>, 馈电点位置距中心 6 mm, 接地板大小  $54 \times 54$  mm<sup>2</sup>, 十字交叉边长设为变量  $d_1$  和  $d_2$ 。用 Ansoft HFSS 仿真, 扫频范围 2.3 ~ 2.6 GHz。得出4种情况下天线的  $S_{11}$  参数, 用 .S1P 文件输出结果。在电路仿真软件 AWR 中调入 .S1P 文件, 建立图1等效电路模型并根据式(2~3)来拟合 HFSS 的仿真结果见图4, 得出9个参数的值, 见表1。

表1 随着  $d_1$ 、 $d_2$  的改变而拟合得到的参数值Tab. 1 The fitted preferences of circuit with changed of  $d_1$  and  $d_2$ 

组数	$d_1$ /mm	$d_2$ /mm	$L/nH$	$N_e$	$N_o$	$R_e/\Omega$	$L_e/nH$	$C_e/pF$	$R_o/\Omega$	$L_o/nH$	$C_o/pF$
1	11.50	6.5	2.402	1.057	0.915	41.70	0.155	27.20	86.47	0.161	28.35
2	9.00	6.0	2.806	1.040	0.989	48.82	0.158	27.20	84.83	0.164	26.99
3	11.00	6.5	2.721	1.267	0.745	47.70	0.164	25.60	60.27	0.168	27.55
4	9.00	5.0	2.834	1.143	1.103	58.18	0.158	27.20	82.28	0.164	27.02

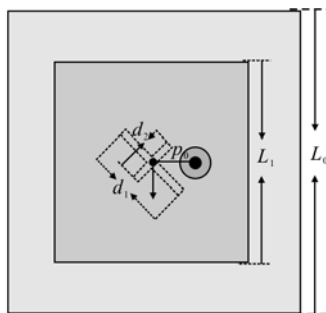
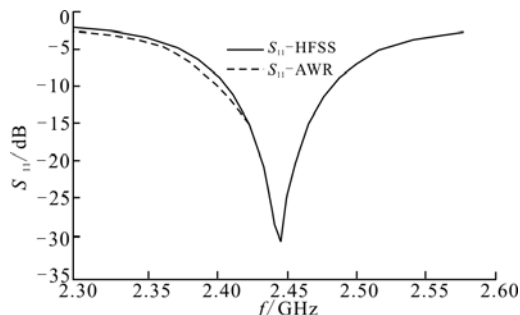


图3 微带贴片结构图

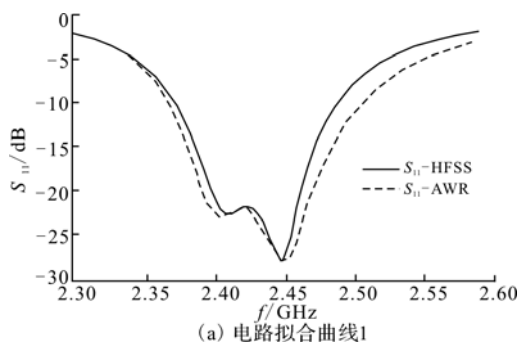
Fig. 3 Configuration of microstrip patch



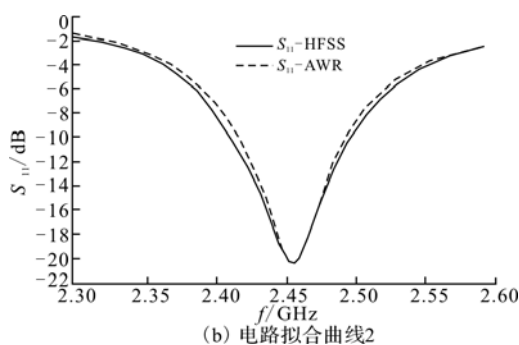
(d) 电路拟合曲线4

图4 仿真结果

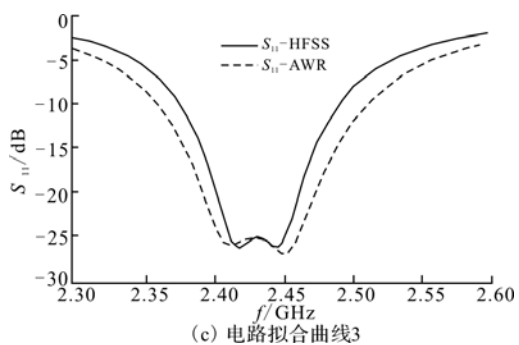
Fig. 4 The results of simulation



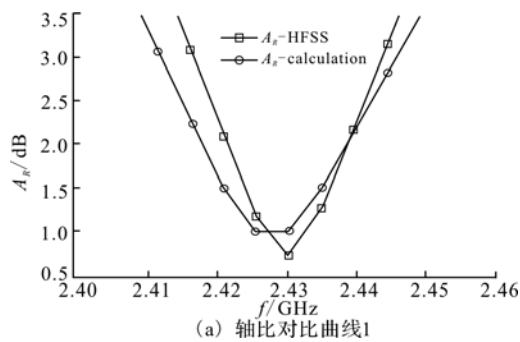
(a) 电路拟合曲线1



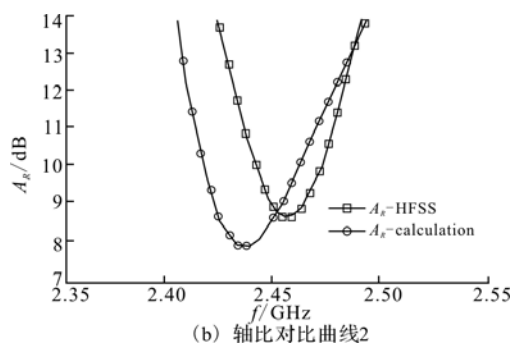
(b) 电路拟合曲线2



(c) 电路拟合曲线3

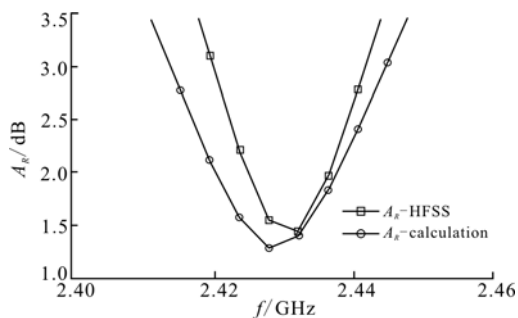


(a) 轴比对比曲线1

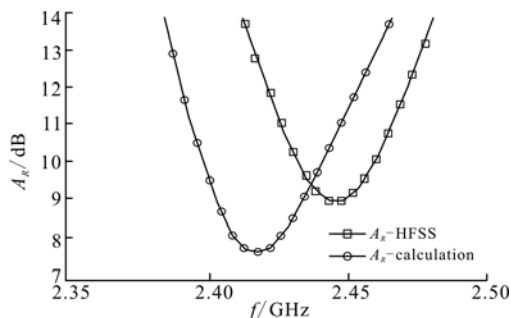


(b) 轴比对比曲线2

根据参数值及式(4~9)分别计算出轴比曲线,并将等效电路计算结果与 HFSS 仿真结果对比见图5。从对比结果可以看出,当贴片辐射圆极化波时等效电路参数计算的曲线误差较小,中心频点相差  $\Delta F=10$  MHz,带宽相差  $\Delta M=12$  MHz。这主要是在推导式(4~9)时,假设贴片辐射的是理想的圆极化波,并没有考虑高次模的影响。当辐射的电磁波没有形成圆极化时,虽然误差较大但还是能够准确的表现出极化特性。图4~图5证明了本文提出的单馈圆极化微带天线等效电路的正确性,可以用来等效天线辐射波的极化特性,进而可以应用到天线轴比的调试中。



(c) 轴比对比曲线3



(d) 轴比对比曲线4

图 5 轴比对比曲线

Fig. 5 The contrasted curve of axis ratio

### 3 实物和测试

选取表 1 中的第一组数据  $d_1$ 、 $d_2$  加工了图 3 所示的贴片结构。轴比测试结果、HFSS 仿真结果和计算得到的轴比结果曲线对比,见图 6。从图 6 可知计算得到的中心频点为 2.426 GHz,轴比带宽为 35 MHz;实物测量的中心频点为 2.425 GHz,轴比带宽为 30 MHz。

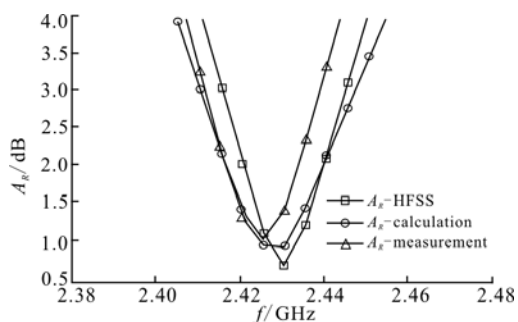


图 6 轴比曲线对比

Fig. 6 The contrasted curve of axis ratio

### 4 结语

本文基于腔模理论对输入阻抗的分析,提出了单馈圆极化微带天线的理想等效电路。并且基于理想等效电路给出了轴比特性的计算公式,设计了一种工作频点在 2.43 GHz 的单馈圆极化微带天线,对其全波仿真和实测得到的轴比特性和等效电路计

算的基本一致,验证了本文提出的理想等效电路的正确性,极大地方便了天线设计过程中的调试。

### 参考文献(References):

- [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.  
ZHONG Shunshi. Theory and application of microstrip antenna[M]. Xi'an: Publishing house of Xidian university,1991. (in Chinese)
- [2] 梁联倬,寇廷耀. 微带天线[M]. 北京:电子工业出版社,1984.  
LIANG Lianzhuo Kou Tingyao. Microstrip antenna [M]. Beijing: Publishing house of electronics industry,1984. (in Chinese)
- [3] James J, Wood C. Microstrip antenna theory and design [M]. New York: IET press, 1986.
- [4] Lee H, Chen W. Advances in microstrip and printed antenna [M]. New York: 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,2009,36(1):106-110.  
SHANG Junping, FU Demin. Method for measuring the characteristic parameter of the circular polarization antenna[J]. Journal of Xidian university,2009,36(1):106-110. (in Chinese)
- [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.

(编辑:田新华)