

圆极化微带天线的分析与优化设计

惠鹏飞，赵 悅，唐毅谦，蔡希彪
(辽宁工学院 信息科学与工程学院，辽宁 锦州 121001)

摘要：介绍了微带天线发展概况、特点和分类。详细介绍了空腔模型法，该方法是分析微带贴片天线的重要方法，适用于任何形状的贴片。研究了圆极化微带贴片天线轴比的改进方法和基板等效介电常数的最佳实现问题，给出了详细的数值推导过程和相关特性曲线。研究结果为微带贴片天线的优化设计指出了明确的方向。

关键词：微带天线；圆极化；空腔模型法；轴比

中图分类号：TN820.1 文献标识码：A 文章编号：1005-1090(2006)06-0359-03

Analysis and Optimal Design of Circulary Polarized Microstrip Antennas

HUI Peng-fei, ZHAO Yue, TANG Yi-qian, CAI Xi-biao

(Information Science & Engineering College, Liaoning Institute of Technology, Jinzhou 121001, China)

Key words: microstrip antenna; circulary-polarized; cavity model method; axial ratio

Abstract: The development survey, the characteristic, and the classification of microstrip antennas were described. The cavity model method was amply detailed. This method is an important means of analyzing microstrip patch antennas, which was applied to any shape patch, the detailed introduction to this method and the circular polarization microstrip patch antennas as well as its AR improvement method were studied and emphasized. Optimal realization of the foundation plate equivalent coefficient of dielectrical loss, with the detailed value inferential reasoning process given. The result of study for the microstrip patch antennas design to be optimized was explicitly pointed out and directed.

微带天线以其重量轻、平面结构、易与微波电路集成等众多特点，近些年得到了广泛应用^[1]。由于圆极化波入射到对称目标时具有旋向逆转的特性，在移动通信和 GPS 定位系统中广泛采用圆极化辐射。对于宽波束圆极化天线，要求在宽角度范围内都有较好的轴比，对于窄波束圆极化电扫描天线阵，每一阵元也要求在宽角范围内有较好的轴比^[2]。本文在给出微带天线空腔模型分析法的基础上，以矩形微带天线为例研究了获得宽角轴比的方法，同时给出了基板等效介电常数的最佳实现方法。

1 微带天线结构和空腔模型法

基本的腔模理论有如下两点假设^[3]：

(1) 腔的高度 $h \ll \lambda$ ，可以认为腔内电场只有沿 E_z 分量，并且 E_z 不随 x 而变化，只沿 y 轴方向有变化。还假设 $H_z=0$ ，即腔内场是与 z 无关的二维场。对于 z 轴来说，腔内场只存在 TM 模。

(2) 在微带贴片的周围边界上，片电流没有垂直边界的分量，这意味着沿周围侧壁的切向磁场分量为零。

图 1 所示为矩形微带贴片天线的场量分布图，贴片的长度为 a ，宽度为 b ，介质基板的厚度为 h ，介质的相对介电常数为 ϵ_r 。坐标为 (x_0, y_0) 的馈源可以用接地板流向贴片的宽度为 d 的电流片 I_0 来表示，电流密度 $J_z=I_0/d$ 。当用探针馈电时， J_z 是探针上的电流；当用微带线在贴片边缘馈电时， J_z 为激

励口径上宽度为微带线等效宽度上切向磁场的等效电流。对于 $h \ll \lambda$ 的薄型微带贴片，腔内的电场为只有 E_z 分量的 TM 模， E_z 满足如下波动方程

$$(\nabla^2 + k^2)E_z = j\omega\mu_0 J_z \quad (1)$$

式中： $k = \omega\sqrt{\epsilon\mu_0}$ 。腔内的场分布可用模式展开法来求解。模式展开法首先把解表示为本征函数 ψ_{mn} 的叠加：

$$E_z = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} C_{mn} \psi_{mn} \quad (2)$$

其中 ψ_{mn} 满足齐次波动方程及空腔的边界条件

$$(\nabla^2 + k_{mn}^2)\psi_{mn} = 0 \quad \frac{\partial \psi_{mn}}{\partial n} = 0 \quad (3)$$

展开系数可利用激励条件来确定，将展开式(2)代入原方程(1)，并考虑到方程(3)，得出

$$\begin{aligned} \nabla^2 E_z + k^2 E_z &= \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} C_{mn} (\nabla^2 \psi_{mn} + k^2 \psi_{mn}) = \\ &\sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} C_{mn} (-k_{mn}^2 \psi_{mn} + k^2 \psi_{mn}) = j\omega\mu_0 J_z \end{aligned}$$

用 ψ_{mn}^* 乘上式两边空腔区域积分，利用本征函数的正交性得

$$C_{mn} = \frac{j\omega\mu_0}{k^2 - k_{mn}^2} \frac{\langle J_z \psi_{mn}^* \rangle}{\langle \psi_{mn} \psi_{mn}^* \rangle} \quad (4)$$

式中 $\langle \psi_{mn} \psi_{mn}^* \rangle = \int_V \psi_{mn} \psi_{mn}^* dV$

将式(4)代入式(2)即得出 E_z 的解

$$E_z = j\omega\mu_0 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{k^2 - k_{mn}^2} \frac{\langle J_z \psi_{mn}^* \rangle}{\langle \psi_{mn} \psi_{mn}^* \rangle} \psi_{mn} \quad (5)$$

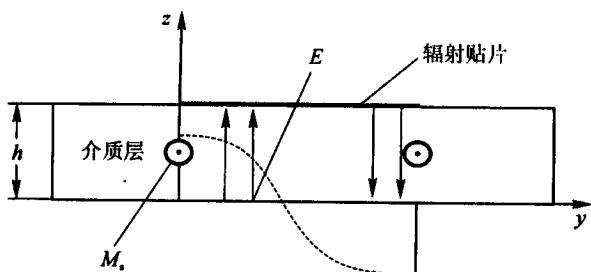


图 1 微带贴片天线的场量分布

2 宽角轴比的改进方法

圆极化器的电压轴比主要取决于两个相互正交电场分量的相位差偏差 $\pi/2$ 的程度^[4]。假设相位差为 $\pi/2 \pm \phi$ ，则圆极化器的电压轴比

$$[AR] = 20 \left| \tan \frac{\phi}{2} + \frac{\pi}{2} \right| \text{dB} \quad (6)$$

对于宽波束圆极化微带天线，要求在宽角度内都具有较好的轴比。例如，利用圆极化相控阵微带天线进行卫星和舰船通信时，要求天线阵元具有宽角轴比近似于 0 dB 的天线。线的结构图及坐标系如图 2，贴片的长度为 L ，宽度为 W ，介质的相对介电常数为 ϵ_r ，介质板厚度为 h 。

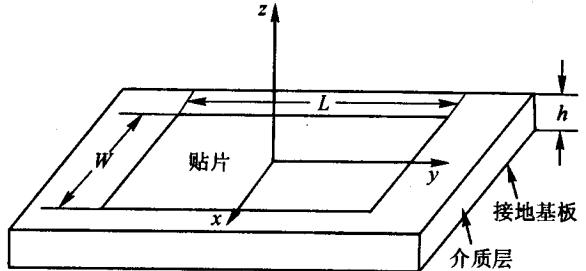


图 2 微带天线几何结构

由基本天线辐射原理得到电场辐射的表达式

$$E = \frac{f(\theta, \varphi)}{\epsilon_r - \sin^2 \varphi} \left[\hat{\theta} (\epsilon_r - \sin^2 \theta) \sin \varphi + \hat{\varphi} \epsilon_r \cos \theta \cos \varphi \right]$$

式中：

$$f(\theta, \varphi) = \frac{\sin(k \frac{W}{2} \sin \theta \cos \varphi) \cos(k \frac{L}{2} \sin \theta \sin \varphi)}{k \frac{W}{2} \sin \theta \cos \varphi} E_0$$

$\hat{\theta}$ 、 $\hat{\varphi}$ 分别为球坐标系 θ 、 φ 方向的单位矢量， $k \frac{L}{2} = \frac{\pi}{2\sqrt{\epsilon_r}}$ ， k 为自由空间的波数。

$E_0 = \frac{jk \frac{W}{2} h M}{\pi r} e^{-jkr}$ ，E 面 (yz 平面， $\varphi = \frac{\pi}{2}$) 和 H 面 (xz 平面， $\varphi = 0$) 的辐射电场分别为

$$E = E_0 \cos(k \frac{L}{2} \sin \theta) \hat{\theta}$$

$$E = E_0 \frac{\sin(k \frac{W}{2} \sin \theta)}{k \frac{W}{2} \sin \theta} \cos \theta \hat{\varphi}$$

在圆极化矩形微带天线中，有两个极化正交、幅度相等、相位差 90° 的线极化模，分别为 TM_{01} 模和 TM_{10} 模。如果令其中一个模式的场强为

$$E_1 = A \hat{\theta} + C \hat{\varphi}$$

则另一个模的场强为

$$E_2 = jB \hat{\theta} + jD \hat{\varphi}$$

总场强为

$$E = E_1 + E_2 = (A + jB) \hat{\theta} + (C + jD) \hat{\varphi}$$

上式可以合成两个矢量的和

$$E = (A + jB)\hat{\theta} + (C + jD)\hat{\phi} = u\hat{e}_1 + jv\hat{e}_2$$

式中: \hat{e}_1 和 \hat{e}_2 为相互垂直的单位矢量; 实数 A 、 B 、 C 、 D 分别为

$$A = f(\theta, \varphi) \frac{\varepsilon_r - \sin^2 \theta}{\varepsilon_r - \sin^2 \theta \sin^2 \varphi} \sin \varphi$$

$$B = f(\theta, \varphi) \frac{\pi}{2} \frac{\varepsilon_r - \sin^2 \theta}{\varepsilon_r - \sin^2 \theta \sin^2 \varphi} \sin \varphi$$

$$C = f(\theta, \varphi) \frac{\varepsilon_r \cos \theta \cos \varphi}{\varepsilon_r - \sin^2 \theta \sin^2 \varphi}$$

$$D = f(\theta, \varphi) \frac{\varepsilon_r \cos \theta \sin \varphi}{\varepsilon_r - \sin^2 \theta \cos \varphi}$$

在这种情况下, 天线辐射场强的轴比为

$$AR = \frac{v}{u} = \sqrt{\frac{B^2 + D^2}{A^2 + C^2}} \quad (7)$$

在 E 面和 H 面的轴比为

$$AR_E = \frac{\cos(k \frac{L}{2} \sin \theta)}{\frac{\sin(k \frac{W}{2} \sin \theta)}{k \frac{W}{2} \sin \theta} \cos \theta} \quad (8)$$

$$AR_H = \frac{\sin(k \frac{W}{2} \sin \theta) \cos \theta / k \frac{W}{2} \sin \theta}{\cos(k \frac{L}{2} \sin \theta) / 2}$$

通过上面分析可以看出: 轴比恰好是矩形微带圆极化天线的 E 面和 H 面方向图之比。此时谐振波长为 L 的两倍, 由式(8)可以看出如果

$$\frac{\sin(k \frac{W}{2} \sin \theta_d)}{k \frac{W}{2} \sin \theta_d} \cos \theta_d = \cos(\frac{\pi}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \sin \theta_d)$$

则此时 θ_d 对应轴比为 1, 可以由 W 和 ε_r 求出。

由此得出重要结论: 当 W 和波长 λ 确定后, 如果要 θ_d 增大, 则 ε_r 就要小。为了获得宽角最佳轴比, 需要介电常数较小的介质材料, 当工作波长给定以后, 可以通过选择适当的天线尺寸和衬底的相对介电常数来获得宽角圆极化良好的轴比特性。

3 基板等效介电常数的最佳实现

ε_r 较小的材料可以实现宽角圆极化辐射, 但是现在的介电材料的 ε_r 多在 2 以上, 因此难于找到实

现宽角圆极化微带天线所需的介电材料, 为此考虑采用多层基板技术来改善。

由多层介质理论可以知道, 多层介质构成的基板其总的等效介电常数与各层介质的相对介电常数和厚度有关。例如, 由两层介电材料构成的基板总的等效介电常数 ε_e 与各层介电常数 ε_{r1} 、 ε_{r2} 和厚度 h_1 、 h_2 的关系为

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_{r1} \varepsilon_{r2}}{\varepsilon_{r1} h_2 + \varepsilon_{r2} h_1}$$

图 3 为双层介质示意图, 图 4 表示 $\varepsilon_{r1}=1$ 和 $\varepsilon_{r2}=2.4$ 时总的等效介电常数 ε_e 与 h_1/h_2 的关系曲线。例如: $\varepsilon_{r1}=1$ (发泡介质材料) 和 $\varepsilon_{r2} \approx 2.4$ 的聚四氟乙烯材料组成的二层介电材料。 ε_{r1} 的厚度占 70%, ε_{r2} 的厚度占 30%, 总的等效介电常数 ε_e 约等于 1.2。由此可见, 采用多层介质结构的设计方案可以有效解决单层介质介电常数较大和宽角圆极化需要较小介电常数之间的矛盾, 为微带贴片天线的优化设计提供了一条新思路。

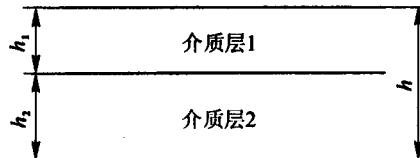


图 3 双层介质示意图

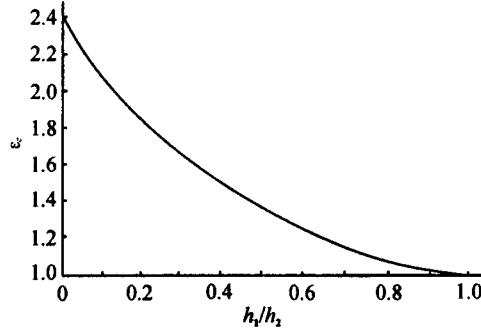


图 4 ε_e 和 h_1/h_2 的关系曲线

4 结论

微带天线要获得宽角最佳轴比特性, 需要采用介电常数较小的介质材料, 当工作波长给定以后, 可以通过选择适当的天线尺寸和衬底的相对介电常数来获得宽角圆极化良好的轴比特性。单层介质的介电常数通常较大, 采用多层介质结构可以有效地降低等效介电常数。

参考文献:

- [1] 卢万铮. 天线理论与技术[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2004: 231-240. (下转第 365 页)

分之一不到。这个时候从图像中很难看出主要的景物, 说明压缩丢失了很多的信息量, 基本上把高频部分的信息量丢掉了。总之, 随着压缩的进行, 可以看出信息量的变化情况是很明显的。而且在

PSNR 在小波技术下比 DCT 条件下要低。相对于传统的方法得到了相当好的压缩比。最后利用小波变换的技术还原图像, 不至于影响整个视觉效果, 克服了传统方法压缩后还原图像带来的块效应。

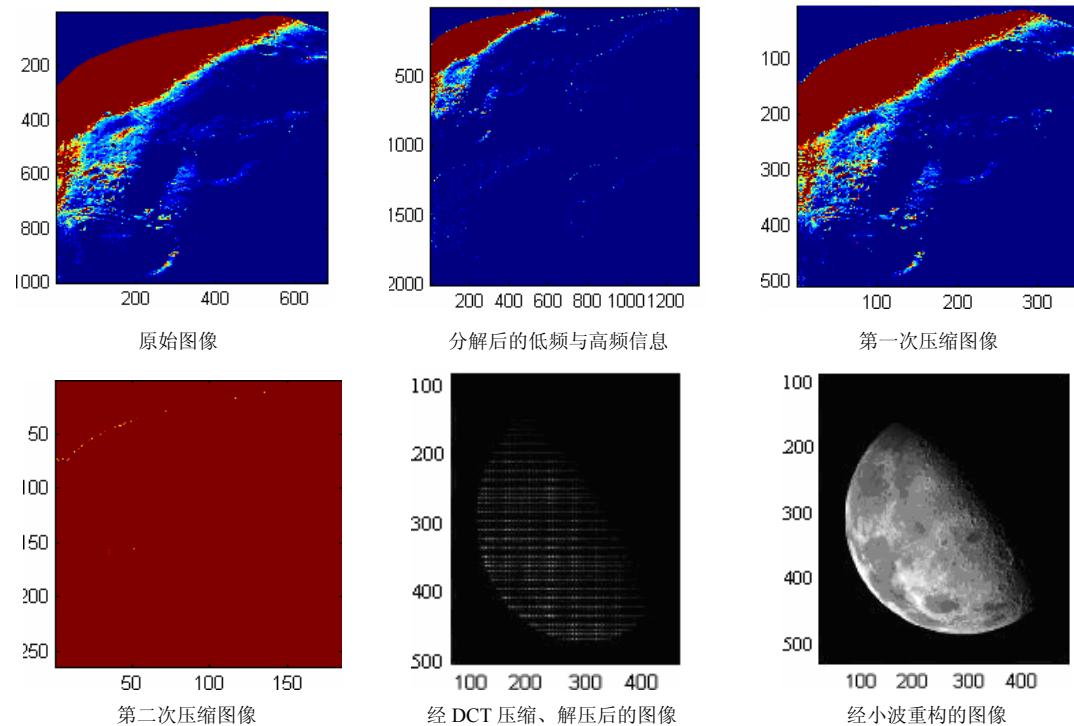


图 3 Matlab 程序运行结果

参考文献:

- [1] 魏明果. 实用小波分析[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2005: 105–107.
- [2] 王剑. 基于 Matlab 的小波变换在图像压缩中的应用[J]. 计算机工程与应用, 2003, 18(1): 57–60.
- [3] 孙延奎. 小波分析及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005: 119–128.
- [4] Shapiro J. Embedded image coding using zero-trees of wavelet coefficients[J]. IEEE Trans Signal Processing, 1993,

41(12): 3445.

- [5] Mallat S. Multifrequency channel decompositions of images and wavelet models[J]. IEEE Transaction in Acoustic Speech and Signal Processing, 1989, 37(12): 2091–2110.
- [6] 张建平等译. 小波十讲[M]. 北京: 国防工业出版社, 2004: 127–135.
- [7] 飞思科技产品研发中心. MATLAB6.5 辅助图像处理[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003: 233–237.

责任编辑: 孙林

(上接第 361 页)

- [2] 薛睿峰, 钟顺时. 微带天线圆极化技术概述与进展[J]. 电波科学学报, 2002, 17(2): 331–336.
- [3] 杨雪霞. 双极化与变极化微带天线的研究[D]. 上海: 上海大学, 2001.

- [4] Sean M. duffy. An enhanced bandwidth design technique for electro magnetically coupled microstrip antenna on a microwave substrate[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2000, 48(2): 161–164.

责任编辑: 孙林

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)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)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，一直致力于专注于微波、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)，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>