

一种新型小型化微带天线的全波分析

崔俊海, 钟顺时

(上海大学通信工程系, 上海 200072)

摘 要: 本文介绍了一种新颖的小型化微带天线, 利用在贴片上面开一个C型缝隙, 使得谐振频率明显降低, 尺寸仅是传统的半波长微带天线的33%, 阻抗带宽略有增加, 并且加工相对简单. 利用时域有限差分法(FDTD)对这种天线进行了较为全面的理论分析, 给出了输入端反射损耗特性和辐射特性. 同时给出了矩量法(MoM)分析结果和测量结果, 具有较好的一致性. 此种天线可应用于对天线尺寸有严格限制的场所.

关键词: 微带天线; 全波分析; 小型化

中图分类号: TN822.4 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2001)06-0785-03

Full-Wave Analysis of a Novel Miniaturized Microstrip Antenna

CUI Jun-hai, ZHONG Shun-shi

(Dept. of Communication Engineering, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: A novel small microstrip patch antenna with a C-shaped slot is presented in the paper. The size of the antenna is only 33% of a conventional microstrip patch antenna and is much easier for fabrication than shorted patch antennas. The antenna is theoretically investigated using finite-difference time-domain (FDTD) method and its return loss and radiation properties are presented. For purpose of comparing, method of moment (MoM) results and measured results are also presented and good agreement is achieved. Such an antenna may be useful for applications where reduced antenna size and simplicity are major concerns.

Key words: microstrip antenna; full wave analysis; size reduction

1 引言

微带天线与传统的微波天线相比具有低剖面印刷结构, 便于集成, 从而实现了天线的一维小型化^[1]. 然而由于天线的增益与口径面积成正比, 其另二维尺寸仍难以小下来. 特别是在通信、电子对抗等应用的某些场合, 要求采用较低频段, 此时传统的半波长微带贴片天线尺寸仍太大. 为了减小微带天线尺寸, 近几年来已发展了一些方法. 一种方法是加载短路探针^[2~4], 这种天线有两个主要缺点, 一是为了实现同轴探针馈电的良好匹配, 短路探针和同轴探针的间距一般很近, 通常只有1毫米左右, 使得加工复杂; 另一个缺点是加入短路探针后, 天线的阻抗带宽明显变窄, 使得应用范围受到了很大的限制. 为了扩展带宽, 可以采用电阻加载^[5], 但这又引入了附加损耗, 降低了天线效率. 另一种扩展带宽的有效方法是开U型槽^[6], 可扩展频带达27%, 但这种方法并不能明显减小天线尺寸. 减小天线尺寸的另一种方法是采用高介电常数的材料, 这样会明显减小天线效率. 虽然通过覆盖高介电常数材料可以提高天线增益^[7], 却又增加了天线的厚度. 此外, 一种较简单的减小微带天线尺寸的方法是在微带贴片上开细槽^[8], 其缺点同样是频带变窄.

本文介绍了一种新颖的小型化微带天线, 其原理与文献[8]相似, 都是通过改变电流在贴片上的分布, 增大贴片的等效长度来降低谐振频率, 但本文通过巧妙地设计缝隙的形状, 使得在降低贴片天线谐振频率的同时, 其阻抗带宽不但没有减小, 反而略有增大. 本文用时域有限差分法(FDTD)对这种天线进行了严格的理论分析, 给出了输入端反射损耗特性和辐射特性, 并与矩量法结果和测试结果进行了比较, 取得了较为一致的结果.

2 天线结构及理论分析

天线结构如图1所示. 贴片形状为一正方形, 边长为 L , 沿着贴片的四周开了一近似矩形环的C型缝隙, 缝隙宽 W_g , 距贴片边缘 W_f . 利用同轴探针在方形贴片对角线方向馈电, 通过移动馈电点位置, 可方便实现阻抗匹配. 基片材料参数为 $\epsilon_r = 2.2$, $h = 1.575\text{mm}$. 考虑到时域有限差分法只需一次计算就可得到宽频带信息并可方便地模拟各种复杂的电磁结构, 因此用来分析这种天线, 并且吸收边界条件采用完全匹配层(PML)吸收边界条件^[9]. 其模型如图2所示, 微带天线计算区域是由六个面包围的矩形空间, 其中底面是接地面, 其余五

个面设置为完全匹配吸收层,同轴馈线也用矩形网格离散化,并且四周为理想导体,顶部与微带天线计算区域相连,底部设置为完全匹配吸收层.用于计算微带天线的时域有限差分方程可参见文献[10]本文主要给出 Maxwell 方程组在 PML 层中的表示形式,馈源激励方式及频域参数的提取.

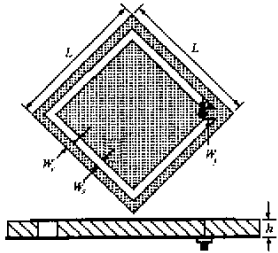


图 1 C 型缝隙加载小型化微带天线

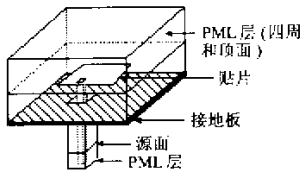


图 2 同轴探针馈电微带天线的 FDTD 模型

Maxwell 方程组在 PML 层中可化为下面 12 个偏微分方程:

$$\mu_i \frac{\partial H_{xy}}{\partial t} + \sigma_{i,y}^* H_{xy} = -\frac{\partial (E_{zx} + E_{zy})}{\partial y} \quad (1)$$

$$\mu_i \frac{\partial H_{xz}}{\partial t} + \sigma_{i,z}^* H_{xz} = \frac{\partial (E_{yx} + E_{yz})}{\partial z} \quad (2)$$

$$\mu_i \frac{\partial H_{yz}}{\partial t} + \sigma_{i,z}^* H_{yz} = -\frac{\partial (E_{xy} + E_{xz})}{\partial z} \quad (3)$$

$$\mu_i \frac{\partial H_{yx}}{\partial t} + \sigma_{i,x}^* H_{yx} = \frac{\partial (E_{zx} + E_{zy})}{\partial x} \quad (4)$$

$$\mu_i \frac{\partial H_{zx}}{\partial t} + \sigma_{i,x}^* H_{zx} = -\frac{\partial (E_{xy} + E_{yz})}{\partial x} \quad (5)$$

$$\mu_i \frac{\partial H_{zy}}{\partial t} + \sigma_{i,y}^* H_{zy} = \frac{\partial (E_{yx} + E_{yz})}{\partial y} \quad (6)$$

$$\epsilon_i \frac{\partial H_{xy}}{\partial t} + \sigma_{i,y} H_{xy} = \frac{\partial (E_{zx} + E_{zy})}{\partial y} \quad (7)$$

$$\epsilon_i \frac{\partial H_{xz}}{\partial t} + \sigma_{i,z} H_{xz} = -\frac{\partial (E_{yx} + E_{yz})}{\partial z} \quad (8)$$

$$\epsilon_i \frac{\partial H_{yz}}{\partial t} + \sigma_{i,z} H_{yz} = \frac{\partial (E_{xy} + E_{xz})}{\partial z} \quad (9)$$

$$\epsilon_i \frac{\partial H_{yx}}{\partial t} + \sigma_{i,x} H_{yx} = -\frac{\partial (E_{zx} + E_{zy})}{\partial x} \quad (10)$$

$$\epsilon_i \frac{\partial H_{zx}}{\partial t} + \sigma_{i,x} H_{zx} = \frac{\partial (E_{xy} + E_{yz})}{\partial x} \quad (11)$$

$$\epsilon_i \frac{\partial H_{zy}}{\partial t} + \sigma_{i,y} H_{zy} = -\frac{\partial (E_{yx} + E_{yz})}{\partial y} \quad (12)$$

式中下标 i 取 0 或 1, 分别代表空气层和介质层, $\sigma_{0,x}^*(y,z)$ 代表空气中 PML 层沿 x (或 y, z) 方向的电导率(磁阻率), $\sigma_{1,x}^*(y,z)$ 代表介质中 PML 层沿 x (或 y, z) 方向的电导率(磁阻率), 它

们之间满足下面关系:

$$\frac{\sigma_{i,x}^*(y,z)}{\epsilon_i} = \frac{\sigma_{i,x}^*(y,z)}{\mu_i} \quad (i=0,1) \quad (13)$$

另外, 在 PML 层的空气和介质分界面, 为了保证仍能满足反射定律和折射定律, 还需满足下面关系:

$$\frac{\sigma_{0,x}^*(y,z)}{\epsilon_0} = \frac{\sigma_{1,x}^*(y,z)}{\epsilon_1} \quad (14)$$

将上面的微分方程采用中心差商近似转化为差分方程, 即为 PML 层中的时域有限差分公式. 为了尽量减小离散过程所引起的数值色散, 必须选择适当的电导率及磁阻率分布[11].

激励源设置在同轴线内, 当采用 Gauss 脉冲激励时, 由于同轴线中传播的是 TEM 波, 其电场可用下式表示:

$$E_{\text{exc}}(x, y, t) = E(x, y) \exp[-((t - t_0)/T)^2] \quad (15)$$

式中 $E(x, y)$ 用来模拟同轴线中电场的 TEM 波场分布. 另外需适当选取同轴线中的介电常数, 使其特性阻抗近似为 50Ω .

在同轴线中靠近微带贴片的任一位置, 记录电压和电流随时间的变化 $V(t)$ 和 $I(t)$:

$$V(t) = \int_L E_{\text{coss}}(x, y, z_0) \cdot d\mathbf{p} \quad (16)$$

$$I(t) = \int_C H_{\text{coss}}(x, y, z_0) \cdot d\mathbf{p} \quad (17)$$

式中积分路径 L 为同轴线内导体到外导体的直线段, 积分路径 C 为包围同轴线内导体的任一封闭曲线. 知道了同轴线中电压和电流分布后, 其输入阻抗和反射损耗可用下面公式计算:

$$Z_{\text{in}}(\omega) = \frac{\mathcal{F}[V(t)]}{\mathcal{F}[I(t)]} \quad (18)$$

$$R(\text{dB}) = 20 \lg \left| \frac{Z_{\text{in}}(\omega) - Z_{\text{cf}}}{Z_{\text{in}}(\omega) + Z_{\text{cf}}} \right| \quad (19)$$

式中 $\mathcal{F}[\cdot]$ 为 Fourier 变换, Z_{cf} 为同轴线特性阻抗.

3 数值结果

用 Fortran 语言编制程序对图 1 所示的天线进行了计算. 天线具体尺寸为 $L = 22.0\text{mm}$, $W_g = 1.5\text{mm}$, $W_f = 1.5\text{mm}$, $W_j = 1.4\text{mm}$. 为了简化计算, 没有考虑接地板的影响. 所采用的 FDTD 网格空间为 $72\Delta x \times 72\Delta y \times 10\Delta z$, $\Delta x = 0.5\text{mm}$, $\Delta y = 0.5\text{mm}$, $\Delta z = 0.315\text{mm}$. PML 吸收层为 8 层, 其 $\epsilon_0 = 1$, $\epsilon_1 = 2.2$, $h = 1.575\text{mm}$. 电导率和磁阻率采用指数分布. 图 3、4 为同轴馈线中电压、电流随时间的变化曲线. 可以看出, 电压、电流衰减较快, 只需 5000 个时间步长就可达到较好的收敛结果, 证明本文采用的馈源模型是可行的.

图 5 为无 C 型缝隙加载时微带天线的反射损耗曲线, 图 6 为加载 C 型缝隙后反射损耗曲线. 其中实线为用已有的矩量法程序计算的结果, 虚线为用本文方法计算的结果, 离散点为测量结果. 三者基本一致, 证明本文方法是可靠的. 从图中可以看出未加载 C 型缝隙时谐振频率为 4.3GHz , 加载 C 型缝隙以后谐振频率减小为 1.48GHz , 并且驻波比小于 2 的带宽为 2.2% . 因此, 加载 C 型缝隙后, 贴片天线的谐振频率明显的降低了, 这主要是由于加载 C 型缝隙后改变了电流在贴片上的分布, 增大了贴片的等效长度, 从而降低了谐振频率. 还

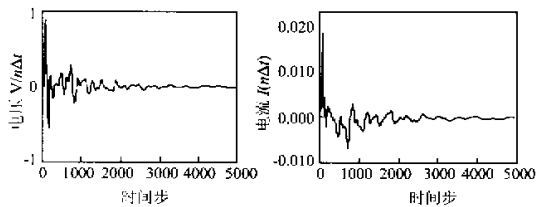


图 3 同轴馈线中电压随时间变化曲线

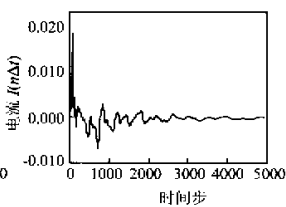


图 4 同轴馈线中电流随时间变化曲线

需指出的是,当采用相同的介质基板,传统的半波长微带天线谐振于 1.48GHz 时,其尺寸为 66.8mm,驻波比小于 2 的带宽为 1.4%。可见,这种小型化微带天线尺寸仅为传统半波长天线的 33%,同时阻抗带宽增加了 0.8%。这是这种天线与短路探针加载型微带天线相比的主要优点。

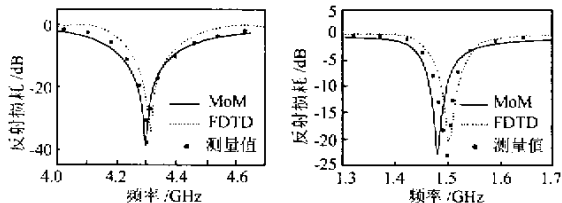


图 5 无 C 型缝隙加载时微带天线的反射损耗

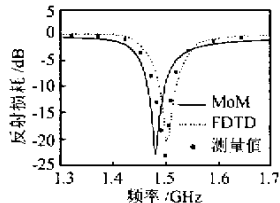


图 6 C 型缝隙加载微带天线的反射损耗

图 7 所示为 1.48GHz 时天线的辐射方向图。其主要极化方向图与传统的半波长微带天线的方向图相似,而交叉极化方向图与短路探针加载型微带天线的方向图相似,E 面的交叉极化电平较低,低于 -40dB,而 H 面的交叉极化电平要高的多,最高处可达 -20dB。其原因与加载短路探针时相似^[2],由于 C 型缝隙的影响使得 H 面交叉极化电平明显升高。

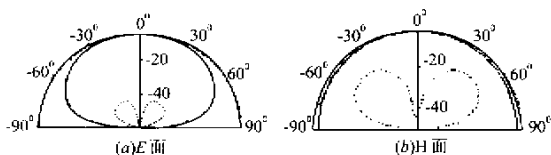


图 7 C 型缝隙加载微带天线在 1.48GHz 时的辐射方向图(——主极化 -----交叉极化)

4 结论

本文利用时域有限差分法对一种新颖的小型化微带天线进行了分析。计算结果表明此种天线尺寸仅为传统半波长微带天线的 33%,阻抗带宽比传统的半波长微带天线大了 0.8%,并且这种小型化微带天线无须附加短路探针,加工相对简单,可应用于对天线尺寸有严格限制的情况。

参考文献:

- [1] 钟顺时. 微带天线理论与应用[M]. 西安电子科技大学出版社, 1991.
- [2] R B Waterhouse. Small microstrip patch antenna[J]. Electronics Letters, 1995, 31(8): 604-605.
- [3] K L Wong and S C Pan. Compact triangular microstrip antenna[J]. Electronics Letters, 1997, 33(6): 433-434.
- [4] R B Waterhouse, S D Targonski, and D M Kokotoff. Design and performance of small printed antennas[J]. IEEE Trans, 1998, AP-46(11): 1629-1633.
- [5] K L Wong and Y F Lin. Small broadband rectangular microstrip antenna with chip-resistor loading[J]. Electronics Letters, 1997, 33(19): 1593-1594.
- [6] K F Tong, et al. A broad-band U-slot rectangular patch antenna on a microwave substrate[J]. IEEE Trans, 2000, AP-48(6): 954-960.
- [7] T K Lo, C O Ho, Y Hwang, E K W Lam and B Lee. Miniature aperture-coupled microstrip antenna of very high permittivity[J]. Electronics Letters, 1997, 33(1): 9-10.
- [8] F Yang and X X Zhang. Slitted small microstrip antenna[C]. IEEE AP-S Int. Symp. Dig. June 1998: 1236-1239.
- [9] J P Berenger. Three-dimensional perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves[J]. Journal of Computational Physics, 1996, 127: 363-379.
- [10] D M Sheen, et al. Application of the three-dimensional finite-difference time-domain method to the analysis of planar microstrip circuits[J]. IEEE Trans, 1990, MTT-38(7): 849-856.
- [11] J P Berenger. Improved PML for the FDTD solution of wave-structure interaction problems[J]. IEEE Trans, 1997, AP-45(3): 466-473.

作者简介:

崔俊海 男, 1975 年出生于山东莱芜, 1997 年毕业于上海大学电磁场与微波技术专业, 1999 年起在上海大学通信工程系攻读博士学位。主要研究兴趣为: 无源、有源微带天线及电磁场的数值计算。e-mail: jhcui@sh163d.sfa.net.cn

钟顺时 男, 1939 年生于浙江瑞安, 上海大学通信与信息工程学院教授, 博士生导师, 中国电子学会会士, IEEE 高级会员。1980~1982 年美国华盛顿大学和伊利诺伊大学访问学者。在国内外发表论文 130 余篇, 著译 4 部, 获全国电子类优秀教材奖 2 项, 国家和省部级科技进步奖 7 项, 专利 2 项。研究方向为天线、电磁兼容和电磁理论等。

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),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>