

FDTD 计算共面波导馈电双频天线

王剑¹, 张厚¹, 尹应增², 齐立辉³

(1. 空军工程大学 导弹学院, 陕西 三原 713800; 2. 西安电子科技大学, 陕西 西安 710071; 3. 驻 786 厂军事代表室, 陕西 西安 710043)

摘要:基于共面波导传输结构的诸多优越特性,如低剖面、重量轻和低成本等,共面波导结构成为一个研究的重点。首先,给出一个共面波导馈电的双频天线结构,并分析了其工作原理,得出了工作频率与几何尺寸的定性关系;接着,介绍了时域有限差分法对共面波导馈电双频天线进行仿真计算时的一些关键技术,如激励源的设置,完全匹配层的设置和近远场外推技术,特别是激励源的设置,引入了模式匹配的激励设置方法,与传统激励源的设置相比,减少了计算时间与内存的需要;最后,给出了天线特性的计算结果与实测结果,具有较好的一致性,满足了双频天线工作的基本要求;同时,电场分布证明了双频工作的机理,对此种天线设计参数选取有一定指导意义。

关键词:共面波导馈电;双频天线;时域有限差分法;极化纯度

中图分类号: TN957 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-3516(2009)02-0042-04

随着印刷电路与微波集成技术的发展,加上各种低损耗介质材料的出现,使得印刷天线成为研究的热门。共面波导以其低色散,共平面以及与其它有源或无源器件连接不需要通孔的特性得到了广泛的关注^[1-2];然而,大量的文献研究主要集中在新型结构器件的构造^[2-7],而对于其数据计算研究的内容比较少^[8]。本文针对共面波导结构的特殊性,采用时域有限差分法(FDTD)对共面波导馈电的双频天线进行了计算,并对 FDTD 计算中的关键技术进行了深入研究,特别是在 FDTD 中引入了模式匹配的激励源设置,缩减了激励源空间对内存的占有量,计算结构与实测结果一致性较好。

1 双频天线的几何结构

利用槽孔天线形成双频操作必须要具备两个条件:首先要形成两个同极性、不同工作频率的等效磁流回路以形成双频带,其次要同时达到两个工作频带的阻抗匹配^[4]。

图 1 所示为一个载入开路环形金属的双频印刷槽孔天线的几何结构图,此印刷天线印制在厚度 h 为 1.6 mm,介电常数 ϵ_r 为 4.4 的 FR4 介质板上,接地面的长宽为 $88 \times 75 \text{ mm}^2$ 。在此结构中,在一个尺寸为 $L \times W$ 矩形印刷槽孔上载入一个宽度为 d 的开路环形金属。

由于开路环形金属的载入,使得印刷槽孔天线能被视为 2 个互相耦合的槽孔天线。其中一个为槽孔宽度为 S 的矩形槽孔回路天线;另一个是尺寸为 $L_s \times W_s$ 的矩形槽孔天线。这 2 个槽孔天线都是利用电容式共

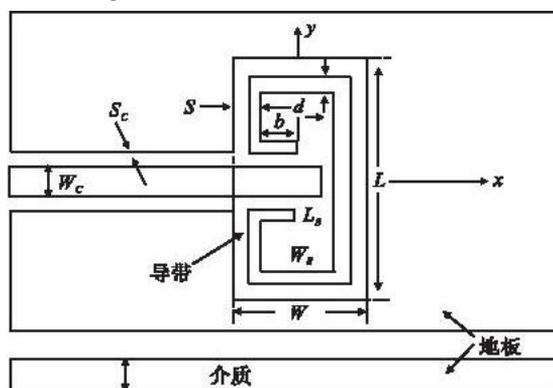


图 1 共面波导馈电双频印刷槽孔天线的几何结构图
Fig. 1 Geometry of the dual-band slot antenna fed by CPW

* 收稿日期:2008-03-23

基金项目:国家自然科学基金资助项目(60471043)

作者简介:王剑(1980-)男,山西太原人,博士生,主要从事天线理论与工程研究;E-mail:wanghany@eyou.com
张厚(1962-)男,河北武安人,教授,博士生导师,主要从事天线理论与工程、电磁兼容技术研究。

面波导的馈入方式。天线的具体尺寸见表1。

表1 天线的几何参数

Tab. 1 Parameters of the antenna						mm
$L \times W$	$L_s \times W_s$	S	d	t	b	
44.9 × 19.8	34.3 × 9.2	1.9	3.4	12.9	3.5	

2 FDTD 算法的关键技术

时域有限差分法(Finite - Difference Time - Domain Method, FDTD)是求解电磁场问题的一种数值算法。它直接用差商代替 Maxwell 时域场旋度方程中的微商,得到关于场分量的有限差分格式,用具有相同电磁特性的空间网格去模拟被研究物体,并选取合适的场初始值和计算空间的吸收边界条件,从而在计算机的数字空间中模拟电磁波的传播及其与物体的相互作用,得到包括时间变量的 Maxwell 方程的4维数值解^[9]。

2.1 激励源的设置

本文通过构造与 CPW 场分布相似的电场分布作为激励源,来减小计算空间,其方法是利用静电学中电荷产生电场的概念。

在图2中,假设在导体上分布着电荷,而这些电荷便会产生电场。因此 $X-Z$ 平面上每一点的电场分布,都可利用电荷计算出来。这种电场分布比较接近 CPW 的电场分布,所以可利用计算所得的结果来做激励源。其计算分量式为:

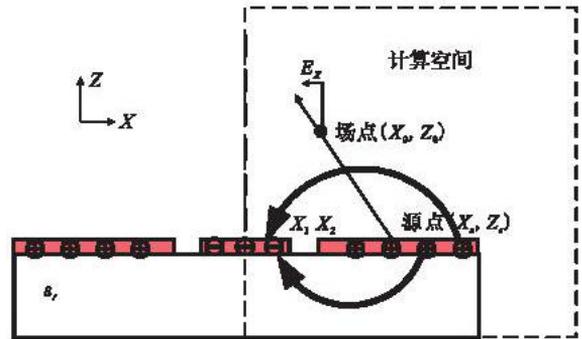


图2 利用静电电荷计算电场分布图

Fig. 2 Field distribution computed by electrostatic charge theory

$$E_x = - \int_{-\infty}^{-x_2} \frac{x_s - x_0}{[(x_0 - x_s)^2 + (z_0 - z_s)^2]^{3/2}} dx + \int_{-x_1}^{-x_2} \frac{x_s - x_0}{[(x_0 - x_s)^2 + (z_0 - z_s)^2]^{3/2}} dx - \int_{-x_2}^{\infty} \frac{x_s - x_0}{[(x_0 - x_s)^2 + (z_0 - z_s)^2]^{3/2}} dx \quad (1)$$

把所有电荷所贡献的场加起来,就可得知所需计算空间的观测位置的电场值。($x_0 > 0$)

2.2 吸收边界的设置

时域有限差分算法的重要特点是,在需要计算电磁场的全部区域建立 Yee 氏网格,由于条件的限制必须在有限的空间内进行计算,所以要存在一个截断边界,才能进行天线辐射的模拟,另一方面对于截断边界的存在,就要考虑能真实地模拟自由空间,设置良好的无反射边界条件,即吸收边界条件(Absorbing Boundary Conditions, ABC)^[10]。比较各种吸收边界优缺点,本文选取 PML 作为研究对象。

2.3 近远场外推技术

用 FDTD 计算天线问题的时候,常常需要计算远区场,由于计算机资源有限,FDTD 只能模拟有限的计算空间,计算出紧临目标的近场,然后通过近远场变换才能得到远区场。基于 Kirchhoff 积分,采用将每一时间步的近场对远区的贡献分别计算求和的方法,避免了内存开销,近远场变换得到了进一步简化。标量 Kirchhoff 积分表明,一封闭体积内的场与其表面上的场及其导数有如下的关系^[11]:

$$\phi(\mathbf{r}, t + \frac{R}{c}) = \frac{1}{4\pi} \oint_{s'} \hat{n} \left[\frac{\nabla' \phi(\mathbf{r}', t)}{R} + \frac{\mathbf{R}}{R^3} \phi(\mathbf{r}', t) - \frac{\mathbf{R}}{cR^2} \frac{\partial \phi(\mathbf{r}', t)}{\partial t} \right] ds' \quad (2)$$

在 FDTD 网格空间中,积分用求和式替代,微分用相应的中心差分格式替代,积分面取一个长方体表面进行计算,结果得到下述求和式(以 $k = kl$ 面为例):

$$\phi(\mathbf{r}, ndt + \frac{R}{c}) = \frac{1}{4\pi} \sum_{i,j} \left(-\frac{nR}{2cR^2 dt} \phi_{i,j,kl}^{n+1} + \frac{\phi_{i,j,kl-1}^n - \phi_{i,j,kl+1}^n}{2Rdz} - \frac{nR}{R^3 dt} \phi_{i,j,kl}^n + \frac{nR}{2cR^2 dt} \phi_{i,j,kl}^{n-1} \right) \Delta_{ij} \quad (3)$$

一般来说,远场 $\phi(\mathbf{r}, t + R/c)$ 在时间分布上是连续的,如果按与 FDTD 相同的时间步长离散化,令 $n^* = [n + R/cdt]$, $\alpha = n + R/cdt$, 其中, $[]$ 表示取整,则 $ndt + R/c$ 时刻的场值可以线性插值到 n^* 和 $(n^* + 1)$ 离散时刻上,则有 $1 > \alpha \geq 0$ 。根据文献[6]可以得到:

$$\begin{aligned} \phi(\mathbf{r}, n^* - 1) &= \sum_{i,j} (1 - \alpha) A_{ij} \Delta_{ij} \phi_{ij}^n, & \phi(\mathbf{r}, n^*) &= \sum_{i,j} [\alpha A_{ij} \Delta_{ij} \phi_{ij}^n + (1 - \alpha) B_{ij} \Delta_{ij} \phi_{ij}^n] \\ \phi(\mathbf{r}, n^* + 1) &= \sum_{i,j} [\alpha B_{ij} \Delta_{ij} \phi_{ij}^n + (1 - \alpha) C_{ij} \Delta_{ij} \phi_{ij}^n], & \phi(\mathbf{r}, n^* + 2) &= \sum_{i,j} \alpha C_{ij} \Delta_{ij} \phi_{ij}^n \end{aligned} \quad (4)$$

这样,积分面上每一步的近场可以叠加到它有贡献的远场时刻上去,近远场变换就可以与 FDTD 时间步迭代同步进行,不需存储积分面上上一时间步的近场值,只不过需要精确计算时间延迟,就不致出现较大的误差。

3 FDTD 的仿真计算

对于双频天线关心的是 1 GHz - 3 GHz 频率范围,根据稳定条件与几何结构的尺寸限制,选取局部剖分的技术,在金属贴片的上下分别 8 个单元采用 $\Delta x = \Delta y = \text{最小缝宽}/3 = 0.6 \text{ mm}$, $\Delta z = \text{介质高度}/3 = 0.5 \text{ mm}$ 。其余网格单元采用 $\Delta x = \Delta y = \text{最小波长}/28 = 3.6 \text{ mm}$, $\Delta z = 5 \text{ mm}$ 。

从图 3 中曲线可以看出, FDTD 计算出的 S_{11} 曲线可以达到预测谐振频率的目的。从图 4 电场分布的平面图中,可以充分证明工作于 2 个不同的谐振频率时,双频天线的电场分别集中在不同的缝隙处,在 1 680 MHz 时,电场主要集中在小的矩形缝隙处,在 2.34 GHz 时,电场主要集中在外环的缝隙中,从图 5 可以看出,在 E - plane 上,交叉极化特性小于 -40 dB,具有较好的极化纯度。而在 H - plane 上,低频率点交叉极化特性大于 -20 dB,在高频率点交叉极化特性不到 -20 dB;同时在高频率点,天线的远场辐射方向轻微的偏离了法线方向。

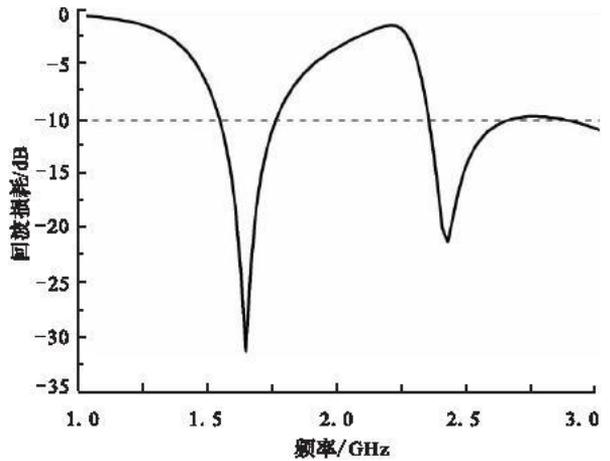


图 3 回波损耗的 FDTD 计算结果

Fig. 3 Computed result of return loss by FDTD

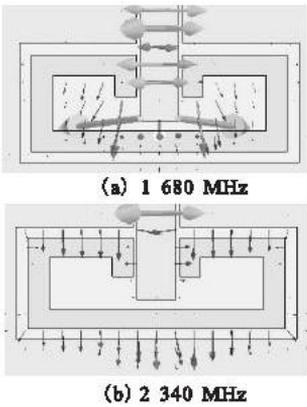


图 4 2 个共振频率下缝隙处的电场分布情况

Fig. 4 Electric field distribution of the antenna working

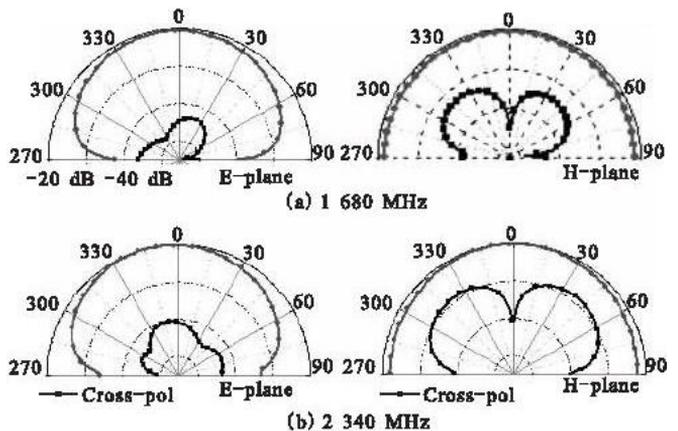


图 5 2 个共振频率下 FDTD 计算的

E - plane(x - z 平面)与 H - plane(y - z 平面)远场辐射图

ig. 5 Radiation pattern of the antenna computed by FDTD working

4 结束语

本文针对共面波导双频天线进行了理论分析,并采用端口模式匹配激励、PML 吸收边界和基于 Kirchhoff 积分的近远场外推技术,对天线进行了 FDTD 的仿真计算,特别是模式匹配激励源设置方法,避免了激励空间的计算,减少了内存需求。计算的回波曲线和远场方向图表明了 FDTD 算法的可行性。

参考文献:

- [1] Ding X, Jacob A F. CPW – fed Slot Antenna with Side Radiating Apertures[J]. IEE Proc – microw Antennas Propag, 1998, 145(2):104 – 108.
- [2] Liang X L, Zhong S S, Wang W. Tapered CPW – fed Printed Monopole Antenna[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2006, 48(7):1242 – 1244.
- [3] Kim Y, Kwon D H. CPW – fed Planar Ultra Wideband Antenna Having A Frequency Band Notch Function[J]. Electronics Letters, 2005, 41(7):403 – 405.
- [4] Chen M E, Wang J H. CPW – fed Crescent Patch Antenna for UWB Applications[J]. Electronics Letters, 2008, 44(10):505 – 506.
- [5] Sze J Y, Wong K L, Huang C C. Coplanar Waveguide – fed Square Slot Antenna for Broadband Circularly Polarized Radiation [J]. IEEE Trans on Antenna and Propagation, 2003, 51(8):2141 – 2144.
- [6] Lu S W, Huang T F, Hsu P. CPW – fed Slot Loop Coupled Patch Antenna on Narrow Substrate[J]. Electron Lett, 1999, 35:2067 – 2068.
- [7] Seokchoo Han. Compact Multiband Slot – ring Antennas[D]. Southern Illinois; Souther Illinois University, 2004.
- [8] 陈文山. 双频及宽频槽孔天线的研究[D]. 台北: 国立中山大学, 2001.
CHEN Wenshan. The Search on Dual – band Antenna and Slot Antenna[D]. Taipei; National Sun Yat – sen University, 2001. (in Chinese)
- [9] 葛德彪, 闫玉波. 电磁波时域有限差分方法[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2002.
GE Debiao, YAN Yubo. Finite – different Time – domain Method for Electromagnetic Wave [M]. Xi'an; Xidian University Press, 2002. (in Chinese)
- [10] 王 剑. 低成本移相器 Radant Lens 的研究[D]. 西安: 空军工程大学, 2006.
WANG Jian. The Study of Low – cost Radant Lens Phase Shifter[D]. Xi'an; Air Force Engineering Univesity, 2006. (in Chinese)
- [11] 刘培国. 超宽带信号辐射与散射研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2001.
LIU Peigu. The Study of UWB Signal Radiation and Scattering [D]. Changsha; National University of Defense Technology, 2001. (in Chinese)

(编辑: 田新华)

Study of Coplanar – Waveguide – Fed Dual – Band Antenna by FDTD

WANG Jian¹, ZHANG Hou¹, YIN Ying – zeng², QI Li – hui³

(1. Missile Institute, Air Force Engineering University, Sanyuan 713800, Shaanxi, China; 2. Research Inst. of Antenna and EM Scattering, Xidian University, Xi'an 710071, China; 3. Military deputy office of factory 786, Xi'an 710043, China)

Abstract: The research for coplanar – waveguide transmission line has become an important project recently due to its advantages such as low profile, light weight and low cost. Meanwhile, along with the requirement of developing the communication equipment into a mult – functional and miniaturized one, dual – band antenna also attracts more attention. In this paper, a CPW – fed dual – band antenna is proposed, and the working principle of it is analyzed, consequently, the relation between working frequency and geometry sizes is obtained. And then, some key techniques and notes about FDTD are introduced, such as the setting of source, modified technique of near – field to far – field and setting of radiation boundary. Compared to traditional setting source, adopting mode match method can decrease the computation time. Finally, the computed results by FDTD and measured results are given, both of which have a good agreement at the working band. It has guidance meaning to design this kind of dual – band antenna, according to dual – band mechanism proved by electric field distribution. At the same time, the working mechanism of the dual – band is demonstrated by electric field distribution, which shows a guidance meaning to the parameter selection in the design of this kind of dual – band antenna.

Key words: coplanar – waveguide – fed; dual – band antenna; finite – difference time – domain method; polarization purity