

口径耦合微带天线互耦时域有限差分法分析

王小平, 郭陈江, 丁 君

(西北工业大学 电子信息学院, 陕西 西安 710072)



摘 要:在阵列天线中,互耦是阵列性能下降的一个重要因素,对互耦进行正确的评估、计算,有助于深入了解阵列特性并指导设计工作。采用时域有限差分法计算了口径耦合微带天线互耦系数,天线建模中引入非均匀网格和电阻性电压源,微带线与馈源用阶梯过渡来连接,在保证计算精度的前提下,计算空间和计算机时间大大减少,计算结果与矩量法及测量结果基本一致。

关键词:口径耦合微带天线;时域有限差分;互耦;完全匹配层

中图分类号:TN82

文献标识码:A

文章编号:1671-654X(2008)01-0117-03

引言

口径耦合微带天线1985年由Pozar提出^[1],口径耦合微带天线由于避免了在基片上打孔、制作便利、易实现阻抗匹配且寄生辐射对天线方向图影响较小等诸多优点,在微带天线的工程应用领域受到广泛关注。

互耦是阵列天线中性能下降的一个重要原因。由于互耦的存在将使阵列单元的方向图、输入阻抗等特性参数发生变化。特别是对于相控阵天线,互耦还会引起方向图和阵元阻抗随扫描角发生变化,引起阵元馈线的失配和单元效率的降低。因此,在阵列设计中必须对互耦问题予以详细考虑。

Pan和Wolff用矩量法对口径耦合天线互耦进行了分析^[2]。但是,在矩量法中,即使对每个贴片采用一个电流基函数,至少也要计算两个索末菲尔德型积分,因此计算复杂,同其它一些应用矩量法来确定天线参数的方法一样,将耗费大量的计算机运行时间。本文利用时域有限差分法(FDTD)^[3]分析口径微带天线间的互耦问题,可以精确模拟天线结构,计算量并不是很大,通过一次时域计算和一次Fourier变换,即可求得互耦系数。

1 口径耦合微带天线模型建立

1.1 数值模型建立

口径耦合天线单元结构如图1所示。为了既可以保证细微结构如图1中缝隙、拐角区域的分辨率,又能节省计算机内存和时间,笔者选用了非均匀网格划分方法,在复杂结构区域或在场量快变化区域采用细网

格,而在其他地方采用粗网格,具体在论文中是对微带线、耦合缝隙、贴片边沿和介质基板用细网格进行剖分,其他地方用粗网格剖分。采用这种方法后,通常可以将网格空间缩小40%~80%,大大节省了计算机资源,并且能够保证计算精度。

由于计算空间不可能取无限大,所以必须设置截断边界,在截断边界上设置吸收边界条件。目前广泛采用的有Mur和完全匹配层(PML)吸收边界^[4]。在本论文中采用PML作为吸收边界。

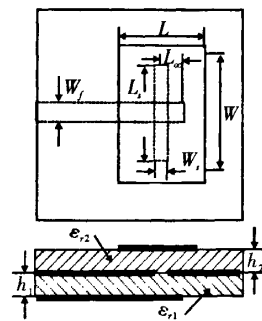


图1 口径耦合微带天线结构

在模型建立中馈电部分是天线模型建立的重点也是难点问题,建模中需要进行重点处理。用电阻性电压源馈电的缝隙模型对天线馈电,与一般的缝隙模型的区别是在缝隙模型的第一个网格处用如图2所示具有内阻 R_s 的激励源对模型馈电,内阻 R_s 一般取与微带线特性阻抗相同。与一般缝隙模型相比使用这一模型用较少计算时间便可达到收敛、大大减少了计算机时间。引入如图3所示阶梯过渡^[4]连接微带线与

馈源,用阶梯近似使得微带线到馈源的过渡平滑,计算精度更高。

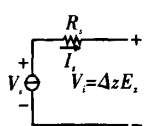


图2 源电阻为 R_s 的 FDTD 激励源等效电路

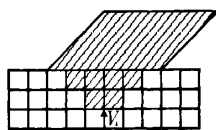


图3 天线馈点模型

图2中 $E_z^n(i, j, k_s)$ 可以由下式确定:

$$E_z^n(i, j, k_s) = V_s(n\Delta t) / \Delta z + I_s^{n-1/2} R_s / \Delta z \quad (1)$$

根据安培环路定律围绕源做线积即可以得到源电流 I_s 。

$$\begin{aligned} I_s^{n-1/2} = & [H_x^{n-1/2}(i, j, -1, k_s) - \\ & H_x^{n-1/2}(i, j, k_s)] \Delta x + \\ & [H_y^{n-1/2}(i, j, k_s) - H_y^{n-1/2}(i, -1, j, k_s)] \Delta y \end{aligned} \quad (2)$$

Δt 为时间步长, $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 为空间步长, i, j, k_s 为激励源所在位置, 上标 n 代表时间序列。 V_s 为电压源。

此处电压源 V_s 取高斯脉冲:

$$V_s = \exp(-(t - t_0)^2 / T^2)$$

上式 t_0 和 T 分别表示高斯脉冲的中心时间和脉冲宽度。

在式(1)中, 当 $R_s = 0$ 时, 即为通常的硬源激励。把激励源带入 FDTD 方程中参与迭代运算, 激励面上的迭代方程为:

$$\begin{aligned} E_z^{n+1}(i, j, k) = & E_z^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x} [H_y^{n+1/2}(i+1, j, k) - \\ & H_y^{n+1/2}(i, j, k)] - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta y} [H_x^{n+1/2}(i, j+1, k) - \\ & H_x^{n+1/2}(i, j, k)] + E_z^n(i, j, k_s) \end{aligned} \quad (3)$$

其中 i, j, k 为空间坐标位置。为保证迭代的稳定性, 空间步长和时间步长应满足稳定条件:

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (4)$$

其中, c 为光速。

1.2 互耦系数计算

这里互耦系数利用各端口电压、电流计算得到, 而不同于文献[5]通过记录输入波和反射波来计算。由 N 端口网络知识, 一个端口接入电阻性电压源, 其余端口接匹配负载。这样互耦系数可以直接由下式得到。

$$S_{ij} = \frac{(V_i / \sqrt{R_{oi}} - \sqrt{R_{oi}} I_i) / 2}{(V_i / \sqrt{R_{oj}} + \sqrt{R_{oj}} I_j) / 2} \quad (5)$$

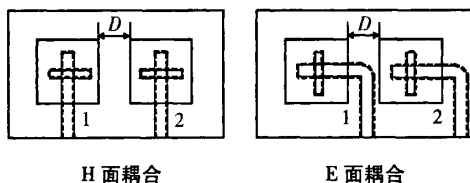
其中, S_{ij} 是阵元 i 和 j 之间的耦合系数, R_{oi} 是第 i 端口的特性阻抗(这里所有端口 R_{oi} 为 50Ω), V_i, V_j, I_i, I_j 分别是端口 i 和 j 的电压、电流。互耦系数 S_{ij} 通过 i 端口接入内阻为 50Ω 的激励, 其余端口接入 50Ω 负载得到。这种方法与文献[5]中方法相比减少了计算空间, 降低了计算难度。

2 数值结果

我们编程计算了二元阵 E 和 H 面耦合、四元 H 面耦合和八元 E 面耦合的互耦系数的频率特性。

2.1 二元阵互耦系数计算

二元阵列如图4所示, 天线参数: $W = 8.0\text{mm}$, $L = 7.34\text{mm}$, $L_f = 4.20\text{mm}$, $W_f = 0.30\text{mm}$, $W_f = 1.55\text{mm}$, $L_{oc} = 2.88\text{mm}$, 介质基片介电常数 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2.20$, 厚度 $h_1 = 0.51\text{mm}$, $h_2 = 0.79\text{mm}$, 谐振频率 $f_0 = 5.05\text{GHz}$ 。为了精确模拟该天线结构, 在粗网格区取步长 $\Delta x = 0.4\text{mm}$, $\Delta y = 0.367\text{mm}$, $\Delta z = 0.4\text{mm}$, 沿 z 轴方向取非均匀网格 $\Delta z = 0.17\text{mm}$, 在缝隙、带状线及贴片边缘附近取 $\Delta x = \Delta y = 0.1\text{mm}$ 。



H 面耦合

E 面耦合

图4 二元 E 面与 H 面耦合天线结构

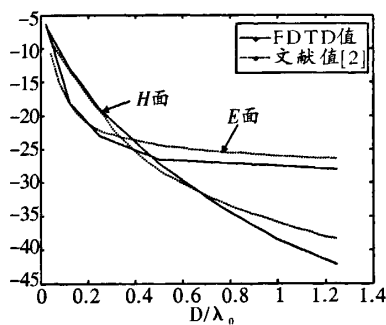


图5 二元阵 E 面、H 面耦合互耦系数

取时间步长 $\Delta t = 0.167\text{ps}$, 高斯脉冲参数 $T = 15\text{ps}$, $t_0 = 3T$ 。完全匹配层(PML)取9层, 垂直反射系数 $R(0) = 10^{-3}$ 。

二元 E 面、H 面耦合互耦系数 S_{21} 随距离 D 变化曲线如图5所示, 图中也给出了文献[2]中矩量法计算结果。比较可以看出, 计算结果与矩量法结果吻合良好。由图5也可以看出 H 面互耦系数 S_{21} 比 E 面衰减要快, 原因是 E 面阵列表面波要强于 H 面。

2.2 四元阵互耦系数计算

四元 H 面耦合阵列如图 6 所示。网格尺寸及 PML 设置与二元阵相同。

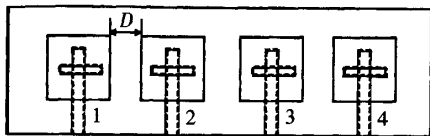


图 6 四元 H 面耦合阵列

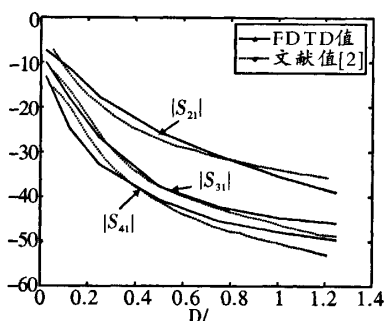


图 7 四元阵 H 面耦合互耦系数

计算结果如图 7 所示,由该图可以看出,本文方法与文献[2]中矩量法计算结果在工作频带内基本一致,计算结果与测量值基本吻合。

2.3 八元阵互耦系数计算

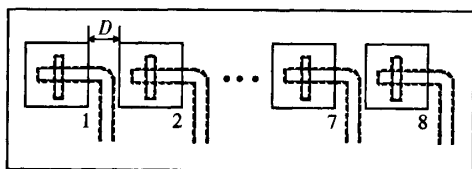
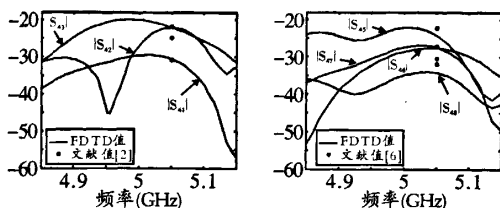


图 8 八元 E 面耦合阵列



(a) S_{41}, S_{42}, S_{43}

(b) $S_{45}, S_{46}, S_{47}, S_{48}$

图 9 八元阵 E 面耦合互耦系数频率特性

八元 E 面耦合阵列如图 8 所示,天线尺寸: $W = 25.4\text{mm}$, $L = 17.8\text{mm}$, $L_c = 8.3\text{mm}$, $W_s = 0.56\text{mm}$, $W_f = 5.8\text{mm}$, $L_{oc} = 4.2\text{mm}$, 介质基片介电常数 $\epsilon_{r1} = 10.2$, $\epsilon_{r2} = 2.22$ 厚度 $h_1 = 0.64\text{mm}$, $h_2 = 1.59\text{mm}$, 谐振频率

$f_0 = 5.05\text{GHz}$ 。粗网格区空间步长 $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 0.5\text{mm}$, 沿 z 轴方向取非均匀网格 $\Delta z = 0.16\text{mm}$, 在带状线、缝隙及贴片边沿附近取 $\Delta x = 0.16\text{mm}$ 。

计算结果如图 9 所示,由此图可以看出,本文方法与文献[6]中测量值吻合较好,计算结果可靠。

3 结论

本论文用 FDTD 法计算了二元 E 面、H 面耦合微带阵列,以及四元 H 面、八元 E 面口径耦合微带阵列天线的耦合系数。由于采用非均匀网格剖分技术,引入电阻性电压源,大大简化了计算模型,节约了计算机时间。本文的方法与传统矩量法相比,大大简化了分析和计算的复杂性并大大减少了计算机时间。计算结果与文献计算结果及实验结果的比较验证了其可靠性,从而为微带阵列天线分析、设计提供了简单、有效的理论依据。

参考文献:

- [1] D M Pozar. Microstrip antenna aperture-coupled to a microstrip-line[J]. Electron. Lett, 1985, 21(2): 49-50.
- [2] S G Pan, I Wolff. Computation of Mutual Coupling Between Slot-Coupled Microstrip Patches in a Finite Array[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1992, 40(9): 1047-1053.
- [3] 葛德彪. 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, 2005.
- [4] R J Luebbers, H S Langdon. A simple feed model that reduces time steps needed for FDTD antenna and microstrip calculations[J]. IEEE Trans. Antennas Propag, 1996, 44(7): 1000-1005.
- [5] D M Sheen. Application of the Three-Dimensional Finite-Difference Time-Domain Method to the Analysis of Planar Microstrip Circuits[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1990, 38(7): 849-857.
- [6] J R James, P S Hall. Handbook of microstrip antennas[M]. London: Peter Peregrinus Ltd, 1989.

(下转第 119 页)

```

void interrupt Mcbsp_Receive(void){
receive_buf[ num + + ] = (Uint8)DRR;//接收数
据
if(num >= 0x200)//如果缓冲区已满
num = 0;//则重新开始计数
return;
}

```

SPI 协议要求在读数据的同时必须写数据。显然,用查询方式实现数据传输时效率较低。因此,发送数据时通常使用查询方式来实现,以便控制程序流程;而接收数据时使用中断方式或 EDMA 方式,以实现 SPI 串行数据的同时读写。

4 结束语

当今,嵌入式系统正迅速向低功耗、小体积、高性

能的方向发展。随着串行接口技术的不断成熟,以上设计要求成为重要的接口方案。本文将 McBSP 配置为 SPI 主控设备,使用 SPI 接口 FLASH 代替传统的并行接口 FLASH,减少了引脚数目,降低了接口设计的复杂性。

参考文献:

- [1] TMS320C6000 Peripherals Reference Guide[EB/OL]. Texas Instruments, 2001.
- [2] 张慧,张聪. SPI 接口协议在 DSP 中的应用[J]. 武汉工业学院学报, 2006, 25(4): 39-41.
- [3] 胡智华. 大容量 SPI DataFlash 与 DSP 的接口设计与应用[J]. 空间电子技术, 2006(4): 62-66.
- [4] SST25VF010 datasheet[EB/OL]. Silicon Storage Technology Inc, 2003.

Method of Implementing SPI Interface with C6000 McBSP

GUO Yu-zhong, TAN Zhi-hong, FANG Bo

(Aeronautics Computing Technique Research Institute, Xi'an 710068, China)

Abstract: The C6000 series' McBSP(Multi channel Buffer Serial Port) is used to implement the SPI protocol, accessing SPI Flash memory. This design partly simplifies the embedded computer system. This article describes the method of initializing McBSP as SPI master and the method of receiving data.

Key words: McBSP; SPI protocol; master device; initialization setting

(上接第 116 页)

FDTD Analysis of Mutual Coupling in Aperture - coupled Microstrip Antennas

WANG Xiao-ping, GUO Chen-jiang, DING Jun

(School of Electronic and Information, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: In an antenna array, mutual coupling is a significant reason of performance degradation, thus an accurate evaluation of mutual coupling will be helpful to the designing work and the comprehension of the performance of antenna arrays. The mutual coupling of microstrip antenna arrays was calculated by the finite - difference time - domain (FDTD) method. Nonuniform mesh and a voltage source with a lumped resistance type internal impedance were used in the model. The stair - stepped transition from the source to the microstrip line was used to provide a relatively smooth connection from the single electric feed location to the microstrip. The space of calculations and computer time are sharply reduced, but the numerical precision is not declined. The results of the simulation are found to be in close agreement with those derived by using the method of moments (MOM) and actual measurements.

Key words: aperture-coupled microstrip antenna; finite-difference time-domain method; mutual coupling; perfectly matched layer

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>