

三维多导体互连结构交扰问题的时域分析

邵振海, 洪 伟

(东南大学无线电工程系, 毫米波国家重点实验室, 南京 210096)

摘 要: 本文利用时域有限差分法对多导体互连结构的交扰问题进行了分析, 提取了各端口的 S 参数. 利用 AR 模型中的 Marple 方法及参数提取、修正技术对解进行了优化, 从而缩短了计算时间, 提高了计算的精度. 利用超吸收边界条件大大的减少了网格剖分数, 节省了计算机的内存. 数值结果揭示了导体间的交扰关系.

关键词: 时域有限差分; AR 模型; Marple 方法; S 参数; 互扰; 超吸收条件

中图分类号: TN405. 97 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372 2112 (2000) 02 0043-03

Time-Domain Crosstalk Analysis of Three Dimensional Multiconductor Interconnects

SHAO Zhen hai, HONG Wei

(State Key Lab. of Millimeter Waves, Dept. of Radio Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: The FDTD method is presented to analyze the crosstalk characterization of three dimensional multiconductor interconnect structures. First, Marple method of AR model, parameter extraction and correction technique are used to reduce the computing time and optimize the solution; Then, the super absorbing boundary is applied to reduce the number of mesh nodes or memory. The effective dielectric constant and S parameters are calculated. For some common structures, the results are in good agreement with that reported in other papers, and the crosstalk of some multiconductor structures is analyzed.

Key words: FDTD; AR model; Marple; S parameter; crosstalk; interconnects; super absorbing boundary condition

1 引言

近几年来, 随着半导体工艺水平的提高, 超大规模集成电路以及微波、毫米波集成电路朝着高密度、高速度和多层电路板结构发展, 因而在多层多导体结构中各导体之间的交扰对电路性能的影响已无法忽略. 如何快速精确地提取它们之间的 S 参数, 分析它们相互之间的交扰特性已越来越受到重视. 早在 1988 年, Zhang^[1] 将 Yee 格式的 FDTD 法用于计算微带传输线问题. 在以后的用 FDTD 法分析微带结构的文献中大部分是用来分析微带不连续性^[1], 微带滤波器和定向耦合器等.

本文将 FDTD 法用来分析多层多导体结构中的交扰问题, 提取各端口的 S 参数. 针对 FDTD 法计算微带问题迭代时间较长的弊端, 采用 AR 模型中的 Marple 方法: 对已计算的电压、电流, 利用 Marple 方法估算出未来任意长时间的在任何位置的电压和电流. 由于估算只需在参与 S 参数计算的抽样点进行, 从而大大的节省了计算时间, 且解的精度也有所提高. 针对传统的 FDTD 法解微带线问题时所需内存量大的问题, 借鉴解散射问题时的超吸收条件, 使得计算所需网格数比传统的 FDTD 法少了 1/3. 数值结果证明了该方法的有效性. 最后用这一方法分析了多层多导体三维结构的交扰参数.

2 物理模型及 FDTD 分析

如图 1 所示, 在不同介质参数的多层介质基片中相邻介质层之间置有一条或多条相互平行的导体. 当其中一个导体被时域脉冲激励后, 该脉冲在传播的过程中就会影响到其它导体, 从而对其它导体产生交扰. 以前对这种交扰的分析主要采用参数提取-时域模拟

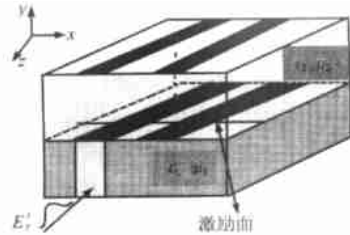


图 1 多层多导体互连结构模型

的方法^[5], 即首先提取多层多导体互连结构的电容、电感、电阻和电导参数^[6, 7], 然后采用波形松弛法等进行时域模拟, 以得到时延和交扰等参数. 其中电容等参数的提取一般采用静态场的方法, 从而其频率适用范围有限. 若直接从 Maxwell 方程组出发进行时域全波分析, 不仅可适用于很宽的频率范围而且可直观地观察到脉冲在互连线上传播时的时延、反射、透射和交扰等物理现象.

2.1 时域有限差分方程

用时域有限差分法求解 Maxwell 方程. 按 Yee 格式, 将电

场和磁场在时间上交替放置, 电场和磁场的六个分量在空间上也交替布位, 用二阶精度的中心差商近似偏导数, 就可得到下面关于 y 方向磁场蛙跳格式的时域差分方程

$$H_y^{n+0.5}(i, j+0.5, k) = H_y^{n-0.5}(i, j+0.5, k) - \Delta t [(E_x^n(i, j+0.5, k+0.5) - E_x^n(i, j+0.5, k-0.5)) / \Delta z] / \mu + \Delta t [(E_z^n(i+0.5, j+0.5, k) - E_z^n(i-0.5, j+0.5, k)) / \Delta x] / \mu \quad (1)$$

对于其它场分量, 其时域差分方程也可类似地得到, 具体可参见文献[1]. 对于介质分界面的处理同样可见文献[1]. 本文中, 假设各层介质均匀、各向同性、无耗且是非磁介质, 即 $\mu_r = 1$. 接地板和中间的导体是无厚度的理想导体.

2.2 吸收边界条件

由于计算机的存储空间是有限的, 对于上述这类开放问题, 在实际中总是在某处把网格截断, 使之成为有限域并设置适当的边界条件. 对于多层多导体的互连结构, 在有金属接地板的一面是自然的导电边界(电壁); 在网格空间的侧壁, 只要离开导体的网格足够多, Mur^[3]一、二阶吸收条件即可起到很好的吸收效果; 在传输方向的两个截面采用色散吸收边界条件; 在上面的自由空间, 只要网格取得足够多, 原则上 Mur 一、二阶吸收条件也是可行的. 但在实际操作过程中发现: 即使是采用二阶吸收条件, 自由空间上的网格层数仍然须有 20 多层才能很好的吸收辐射波. 由于多数情况下的介质层的网格层数只有几层到十几层, 因此需花费大部分的机时用来计算自由空间的场, 而大部分自由空间的场对于我们提取 S 参数是无助的. 为此本文将 Mei 和 Fang^[2]的用来计算散射问题的超吸收边界条件用到这一截面上, 使得在相同的精度下自由空间的网格层数减少到 10 层左右, 计算机的存储空间减少 1/3 左右. 超吸收边界条件的具体运用格式为:

(1) 在自由空间的截断边界上采用一种吸收边界条件并应用于 $E_x^n(\cdot, M, \cdot)$, $E_z^n(\cdot, M, \cdot)$.

(2) 将这一吸收条件同样应用于 $H_x^{n+0.5}(\cdot, M-0.5, \cdot)$, $H_z^{n+0.5}(\cdot, M-0.5, \cdot)$ 得到 $H_x^{n+0.5(2)}(\cdot, M-0.5, \cdot)$, $H_z^{n+0.5(2)}(\cdot, M-0.5, \cdot)$.

(3) 按正常的差分方程(1)计算出 $H_x^{n+0.5(1)}(\cdot, M-0.5, \cdot)$, $H_z^{n+0.5(1)}(\cdot, M-0.5, \cdot)$.

(4) 按 $H_l^{n+0.5} = (H_l^{n+0.5(1)}(\cdot, M-0.5, \cdot) + \rho H_l^{n+0.5(2)}(\cdot, M-0.5, \cdot)) / (1+\rho)$ 计算出 $H_x^{n+0.5}(\cdot, M-0.5, \cdot)$, $H_z^{n+0.5}(\cdot, M-0.5, \cdot)$. 其中 $l = x, z$; $\rho = v \Delta t / \Delta y$.

(5) 利用得到的 $H_x^{n+0.5}(\cdot, M-0.5, \cdot)$, $H_z^{n+0.5}(\cdot, M-0.5, \cdot)$, 重新由式(1)中 H 分量在 $n+0.5$ 时刻的表达式计算出 $E_x^n(\cdot, M, \cdot)$, $E_z^n(\cdot, M, \cdot)$.

2.3 时域的入射脉冲

差分方程(1)在各截面上加上适当的边界条件后, 再引入适当的激励源, 就可以进行时域迭代求解过程.

与文献[1]做法不同的是, 激励源不是加在截面上, 而是离开截面一定的网格数. 这样做的优点在于:

(1) 可以避免文献[1]要求在入射场消失后且反射场到达激励面前, 将激励面切换为吸收条件的限制, 避免了有些时候入射脉冲太宽, 不连续性离开激励面的网格数又不多时, 导致

条件切换难以进行而使得解发生错误的情况发生. (2) 可以将入射场直接加入到迭代格式中, 使得迭代格式简单化. 在入射端面上总场

$E_y^n(i, j, k = \text{const})$ 加入入射场 $E_y^i(i, j, k = \text{const})$ 的迭代格式为

$E_y^n(i, j, k = \text{const}) = E_y^n(i, j, k = \text{const}) + E_y^i(i, j, k = \text{const})$ (2) 当然, 该方法在传输方向的网格数不一定比文献[1, 3]少.

2.4 AR 模型的 marple 算法

虽然 FDTD 法能够成功的用来分析多层多导体结构的不连续性, 交扰等问题. 但是由于通过 FFT 变换将时域场变换为频域场需要场在时间上有一个积累的过程以及结构中能量是一个逐渐消失的过程, 因此需要非常长的计算时间, 甚至几天时间才能完成一个多层多导体结构的完整计算. 为了减少计算的时间, 需要一个根据已知信号去预测未来信号的方法. Marple 方法是一个基于 AR 模型的谱估计方法. 和 Burg 方法相比, Marple 方法更适合应用于高频波、辐射信号、声波、波导结构等方面. 它是一个利用修正的协方差原理而形成的一个循环迭代法. Marple 方法通过求向前、向后误差估计的最小值而得到 AR 模型的参数, 它能够同时改变 AR 模型中的所有参数而不受最小二乘法的限制^[8].

2.5 参数的提取

当利用 FDTD 法得到各个场分量在各个时刻的值, 利用 FFT 变换可得各个场分量在频域中的结果. 利用这些结果可以得到等效介电常数, 特性阻抗, S 参数等网络参数. 对于具有对称性的微带结构可以利用文献[4]的参数提取与修正技术, 得到 S 参数, 避免了为计算入射场而单独计算一次均匀微带线的问题.

3 数值结果

为了验明上述方法的正确性和程序代码的可靠性, 首先给出均匀微带线的等效介电常数的计算结果.

均匀微带线的结构如图 2 所示. 介质基片的厚度为 0.1mm, 相对介电常数 $\epsilon_r = 13$. 供 FDTD 模型中的计算参数为: $n_2 = 40$, $m_3 = n_2 = 119$, $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 0.0125\text{mm}$; $m_1 = 8$, $m_2 = 6$. 激励面位于金属带的下方, 且离开前面的截断面 30 个网格, 其入射电场分量 E_y 在激励面上为高斯脉冲(以下各例都采用这种激励方式). 参考面离开前面的截断面 60 个网格.

如图 2 所示, 在使用超吸收边界的情况下, 当 n_1 分别为 11, 19 时, 两者所得等效介电常数在大部分频率上相差 1%~3%. 从而使得计算网格压缩了 1/3 左右, 节省了计算机的存储空间; 当 $n_1 = 11$ 时, 使用超吸收边界条件的效果明显比不使用超吸收边界条件所得等效介电常数的结果好, 从中可以发现超吸收边界条件的高效性和可靠性.

终端开路微带线(见图 3)的介质基片厚度为 0.6mm, 相对介电常数 $\epsilon_r = 9.6$; 金属导带的宽度为 0.6mm. FDTD 模型中的计算参数为: $\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta = 0.06\text{mm}$, $n_2 = 50$, $m_3 = 100$, $n_3 = 160$, $m_1 = 10$, $m_2 = 5$, $n_1 = 20$. 图 3 给出了 AR 模型的 Marple 方法所得的 S 参数与传统 FDTD 法所得结果的比较, 两者是非常一致的. 其中 Marple 方法的处理过程为: 首先用

FDTD 法计算了 1500 步, 后用 Marple 方法估计到 10000 步, 与之相比较的 FDTD 法在时间上计算 5000 步. Marple 方法所用的计算时间仅为传统 FDTD 法的 1/3~1/4. 显示了 Marple 方

法在解的精度和节约计算时间上的优越性.

下面给出几个多层多导体互连结构的交扰问题的分析结果.

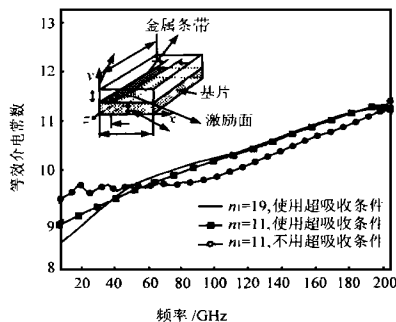


图 2 在采用不同网格, 是否采用超吸收条件的情况下, 等效介电常数的比较

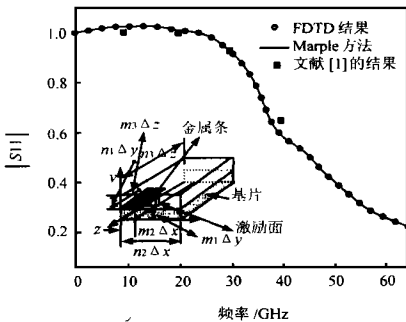


图 3 采用 Marple 方法优化所得的结果与传统 FDTD 法所得 S-参数的比较

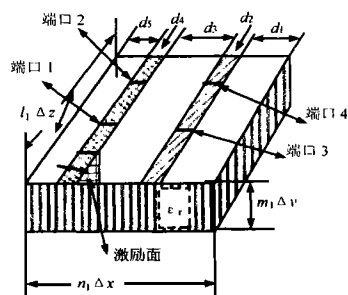


图 4 双导体结构

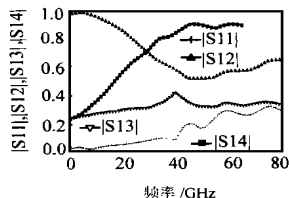


图 5 $d_3 = 4$ 时的 S 参数随频率的分布

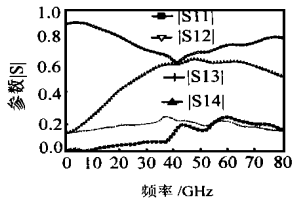


图 6 $d_3 = 7$ 时的 S 参数随频率的分布

首先给出在一层介质基片上双导体结构交扰分析的结果. 如图 4 所示, 基片的厚度为 0.6mm, 相对介电常数 $\epsilon_r = 9.6$, 两导体带的宽度均为 0.6mm. FDTD 法计算的参数为 $n_1 = 80$, $m_1 = 8$, $l_1 = 160$, $d_2 = d_4 = 8$. 在结构上面自由空间的网格层数为 12. 参考面 1, 3 离开前面的截面 60 个网格, 参考面 2, 4 离开后面的截面 40 个网格.

当 $d_1 = d_5 = 30$, $d_3 = 4$ 时, 各端口的 S 参数: S_{11} 、 S_{12} 、 S_{13} 、 S_{14} 的幅度见图 5. 当 $d_1 = d_5 = 28$, $d_3 = 7$ 时, 各端口的 S 参数: S_{11} 、 S_{12} 、 S_{13} 、 S_{14} 的幅度见图 6. 当两导体的距离逐步增大时, 各端口的 S 参数发生很大的变化. 特别是 S_{13} 、 S_{14} 的幅度值将不断的减少. 这是由于在导体的两侧, 场是按指数衰减的, 沿侧面网格的微弱变化, 将引起场的巨大的变化, 从而使 S 参数发生剧烈的变化.

对于上面的结构, 利用作者自己编写的三维电磁仿真软件, 可以很清晰的看到随着时间的进行, 场在空间传播、反射、辐射以及导体间交扰的过程. 图 7 给出了两导体发生互扰时沿传输方向, 微带下方 E_y 量形.

下面再给出一个有三层介质, 且在两介质层之间各放置一个导体传输线的例子. 其结构模型见图 8. 两导体均放置在中间, 介质下面; 两介质层的厚度均为 0.1mm, 自由空

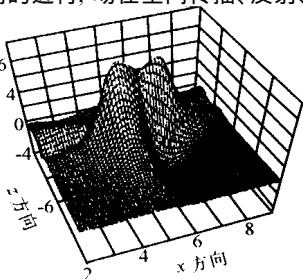


图 7 两导体发生互扰后 E_y 分量的波形

间的厚度为 0.25mm; 两种介质的相对介电常数分别为: $\epsilon_{r1} = 13$, $\epsilon_{r2} = 9$. 两导体的宽度均为 0.15mm. 供 FDTD 计算的参数为 $n_1 = 80$, $n_2 = 120$, $n_3 = n_4 = 8$, $m_1 = m_2 = 12$. 在微带上面自由空间的网格层数为 20. 参考面 1, 3 离开前面的截面 60 个网格, 参考面 2, 4 离开后面的截面 40 个网格. 参考面 1, 2 在下面的导体上, 参考面 3, 4 在上面的导体上. 通过计算可得到各端口的 S 参数: S_{11} 、 S_{12} 、 S_{13} 、 S_{14} 的幅度见图 8.

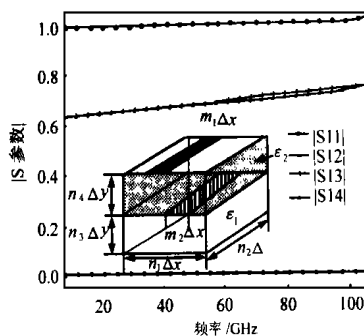


图 8 双导体片的多层微带线结构的 S 参数幅度随频率的变化

4 结论

本文中, FDTD 法被用来提取多层多导体互连结构的 S 参数. 将超吸收条件, Marple 方法用来减少网格数和减少计算时间. 数值结果验证了这些方法的有效性和正确性. FDTD 法为我们分析多层结构提供了一个有效的方法.



邵振海 1971 年 12 月出生, 在读博士生. 1994 年在南京师范大学数学系获学士学位, 1996 年东南大学数学力系应用数学专业硕士毕业. 主要从事电磁散射和导波问题的时域分析的研究及软件开发工作.

洪伟 博士, 教授、博士生导师. 在国内外权威学术刊物和会议上发表论文 160 多篇, 出版学术专著一部, 鉴定成果四项. 曾获国家自然科学基金四等奖、国家教委科技进步一等奖、二等奖等多项科技奖; 94 年入选国家教委跨世纪优秀人才计划, 多次获“有突出贡献的中青年专家”等荣誉称号.

(下转第 38 页)

表 2 仿真结果

基站数量	单纯遗传算法					组合遗传算法					加入分层技术					加入智能分层					加入局部优化				
	每个小区的 TRX 数量	总适应度	BOCH 适应度	TCHI 适应度	运行时间 min	每个小区的 TRX 数量	总适应度	BOCH 适应度	TCHI 适应度	运行时间 min	每个小区的 TRX 数量	总适应度	BOCH 适应度	TCHI 适应度	运行时间 min	每个小区的 TRX 数量	总适应度	BOCH 适应度	TCHI 适应度	运行时间 min	每个小区的 TRX 数量	总适应度	BOCH 适应度	TCHI 适应度	运行时间 min
20	4	18.59			19	4	16.78			57	20	23.77	100	33.33	20	5	28.63	100	50	18	5	32.76	100	50	15
50	4	10.44			52	4	12.65			83	50	18.95	100	20	61	5	19.63	100	33.33	57	5	22.47	100	50	52
100	4	无法计算				4	6.13			193	100	6.44	100	3.03	125	5	9.47	100	9.09	113	5	10.33	100	10	87
200	4	无法计算				4	4.57			408	200	5.35	100	3.03	369	5	6.45	100	9.09	284	5	6.47	100	10	227

上述结果表明本方案频率规划结果不仅与专家手工分配结果效果相当,而且具有可行性并能提高系统的性能.对上述分配结果已进行了实测,效果很好.

参考文献

[1] Magnus Madfars, etc. High capacity with limited spectrum in cellular systems. IEEE communications magazine, 1997, 35(8): 38~ 45

[2] Ray W. Nettleton, Gerald R Schloemer. Self organizing channel assignment for wireless system. IEEE Communications Magazine, 1997, 35 (8): 46~ 51

[3] Katzela, M. Naghshineh. Channel assignment schemes for cellular mobile telecommunication system: A comprehensive survey. IEEE Communications Magazine, 1997, 35(6): 70~ 81

[4] Daniel S. Weile, Eric Michielssen. Genetic algorithm optimization applied to electronics: A Review. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 1997, 45(3): 72~ 79

[5] Christopher Rose, Roy Yates. Location Uncertainty in Mobile Networks: A Theoretical Framework. IEEE Communications Magazine, February, 1997, 35(2): 94~ 101

[6] 陈贤富, 庄镇泉. 遗传算法的自适应进化策略及 TSP 问题的遗传优化. 电子学报, 1997, 25(7): 111~ 114



李 旭 1970 年生. 1997 年毕业于东北大学自动控制系, 获博士学位. 1997 年至 1999 年, 在北京邮电大学电子工程系作博士后. 现为北京邮电大学教师. 主要从事无线覆盖、频率规划、网络优化以及第三代移动通信系统和软件无线电等. 先后在国内外刊物上发表论文 30 余篇.

宋俊德 1938 年生. 现为北京邮电大学教授、博士生导师, 研究生院院长. 主要研究方向: 个人通信, 无线扩频系统, 无线电波传播的理论及 CAD 系统, CTI 等. 共发表论文 60 余篇, 完成论著和高校教材四本.

(上接第 45 页)

参考文献

[1] X. Zhang, J. Fang and K. K. Mei. Calculations of the dispersive characteristics of microstrips by the time domain finite difference method. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. , 1988, MTT-36(2): 263~ 267

[2] J. Y. Fang and K. K. Mei. A super absorbing boundary algorithm for numerical solving electromagnetic problems by time domain finite difference method. 1988 IEEE AP-S International Symposium Syracuse, 1988: 427~ 475

[3] G. Mur. Absorbing boundary conditions for the finite difference approximation of the time domain electromagnetic field equation. IEEE Trans. Electromagn. Compat. , 1981, EMC-23(4): 377~ 382

[4] M. A. Schamberger, S. Kosanovich and R. Mittra. Parameter extraction and correction for transmission lines and discontinuities using the finite

difference time domain method. IEEE Trans. On Microwave Theory and Tech. , 1996, MTT-44(6): 919~ 925

[5] Z. H. Zhu, Wei Hong, Y. Y. Chen, and Y. Y. Wang. Electromagnetic Modeling and Transient Simulation of Interconnects in High speed VLSI. IEE Proc.-Microw. Antennas Propag. , 1996, 143(5): 373~ 378

[6] Wei Hong et al. A novel dimension reduction technique for the capacitance extraction of 3D VLSI interconnects. IEEE Trans. On MTT, 1998, MTT-46(8)

[7] Z. H. Zhu, Hao Ji, and Wei Hong. An efficient algorithm for the parameter extraction of 3D interconnect structures in the VLSI circuits: domain decomposition method. IEEE Trans. On MTT, 1997, MTT-45(8): 1037~ 1044

[8] Liu Xiaoli, Sun zhongliang and Zhou Jianyi. Digital Signal Processing In CAD of Resonant Circuit. 1997 Asia Pacific Microwave Conference, I, Hong Kong, China, 281~ 283