

多层集成三维微波结构的全波分析

梁 建,洪 伟

(东南大学毫米波国家重点实验室,南京 210096)

摘 要: 本文基于三维频域有限差分法(FDFD)建立了多层微波集成无源电路及互连结构的全波分析通用软件.对一些典型的无源器件,例如微带滤波器和通孔的 S 参数的全波分析结果与有关文献对比一致,验证了该方法的正确性.在结构离散化过程中采用了非均匀网格剖分并且在网格截断边界上联合采用了三种吸收边界条件,以最大限度地压缩形成的稀疏矩阵的阶数.对稀疏矩阵方程采用压缩存储技术和快速迭代解法,以有效地减少所需内存和计算时间.

关键词: 频域有限差分; 多层微波集成电路; 互连

中图分类号: TN405.97 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2000) 05-0136-02

A Generalized Algorithm for Simulation of Multilayered 3D Microwave Structures

LIANG Jian, HONG Wei

(State key Laboratory of Millimeter Waves, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: A generalized algorithm for the simulation of passive components in multilayered MICs is presented based on the 3D FDFD (Frequency Domain Finite Difference) method. The method is used to calculate S -parameters of passive components such as microstrip filters and transitions, and is proved to be accurate and reliable compared with the reported data. In the algorithm, non-uniform meshes and three kinds of ABCs are adopted to reduce the order of the final sparse matrix equation, and compressed storage and fast iterative solver are applied to solve the sparse matrix equation.

Key words: FDFD; multilayered MICs; interconnects

1 引言

多层电路结构由于具有体积小,设计灵活的优点,以前主要用于数字及低频系统中,现在射频、微波电路系统中也逐渐大量采用多层结构,而三维多层微波结构相对比较复杂,如何用全波的分析方法有效得分析复杂的多层三维微波结构成为人们日益关注的问题.

全波分配的多层微波集成电路和互连的方法主要有两类:一类是积分方程法,例如:矩量法,混合位积分方程法,以及边界元法.另一类是差分法:包括时域有限差分法(FDTD),频域有限差分法(FDFD)和有限元法(FEM).频域的有限差分法直接从 Maxwell 方程出发,已用于三维的电磁散射的计算^[1]和波导的场分析^[2],但未见用于多层微波集成电路的计算中.本文运用三维有限差分法(3D-FDFD)主要分析了微带线形式的多层微波集成电路,对于通孔等细小结构,采用非均匀网格,已减少对内存的需求和矩阵的阶数,并且利用 G. Mur's 二阶吸收条件、场平均吸收条件和主模传输条件截断网格.利用最小二乘法和压缩存储技术求解稀疏矩阵,文中分别计算了微带线低通滤波器、以及带有通孔的微带线并与已有的结果作了比较.

2 数学模型

考虑一个任意微电路,假定输入端口足够远离不连续性区域,入射场为主要激励,当微带电路工作在毫米波频率以下,不妨作准静态假设,主模激励场可以通过二维有限差分法求出.将该电路用三维矩形网络剖分成 n 个基本单元,网格单元 (i, j, k) 的各场量如图 1 所示,图中 h_x^i , h_y^j 和 h_z^k 分别表示单元 (i, j, k) 在 x, y, z 方向的步长.设单元 (i, j, k) 的介电常数和磁导率分别为 $\epsilon_r(i, j, k)$ 和 $\mu_r(i, j, k)$,从频域的 Maxwell 方程出发,对每个场量采用环路积分,得到:

$$\begin{aligned} \epsilon_r(i, j, k) E_x(i, j, k) &= [H_z(i, j, k) - H_z(i, j - 1, k)] / h_y^j \\ &\quad - [H_y(i, j, k) - H_y(i, j, k - 1)] / h_z^k \\ \epsilon_r(i, j, k) E_y(i, j, k) &= [H_x(i, j, k) - H_x(i, j, k - 1)] / h_z^k \\ &\quad - [H_z(i, j, k) - H_z(i - 1, j, k)] / h_x^i \\ \epsilon_r(i, j, k) E_z(i, j, k) &= [H_y(i, j, k) - H_y(i - 1, j, k)] / h_x^i \\ &\quad - [H_x(i, j, k) - H_x(i, j - 1, k)] / h_y^j \\ \mu_r(i, j, k) H_x(i, j, k) &= [E_z(i, j + 1, k) - E_z(i, j, k)] / h_y^j \\ &\quad - [E_y(i, j, k + 1) - E_y(i, j, k)] / h_z^k \\ \mu_r(i, j, k) H_y(i, j, k) &= [E_x(i, j, k + 1) - E_x(i, j, k)] / h_z^k \\ &\quad - [E_z(i + 1, j, k) - E_z(i, j, k)] / h_x^i \end{aligned}$$

收稿日期:1998-07-29;修订日期:1999-03-15

基金项目:国家杰出青年基金(No. 69625102)资助课题

$$\begin{aligned} \mu_r(i, j, k) H_z(i, j, k) = & [E_y(i+1, j, k) - E_y(i, j, k)] / \frac{i}{x} \\ & - [E_x(i, j+1, k) - E_x(i, j, k)] / \frac{j}{y} \end{aligned} \quad (1)$$

式中 $\frac{i}{x} = (h_x^i + h_x^{i-1})/2$, $\frac{j}{y} = (h_y^j + h_y^{j-1})/2$, $\frac{k}{z} = (h_z^k + h_z^{k-1})/2$, 且各场量和空间坐标均作了归一化处理。

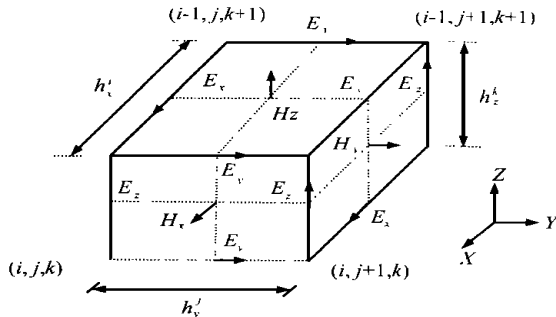


图 1 基本空间单元上场分量图

当节点 (i, j, k) 的切向电场分量位于介质层 ϵ_1 和 ϵ_2 分界面时, 上式中的介电常数 ϵ_r 用等效介电常数 $\epsilon_c = (\epsilon_1 + \epsilon_2)/2$ 代替。

边界条件的处理

当节点位于输入端口时, 式(1)不再满足。假设输入端口无限长, 只存在沿着 y 轴传输的主模, 采用主模吸收条件, 可得:

$$E_1(x, y, z) - e^{-j h_y} E_2(x, y, z) = (1 - e^{-j 2 h_y}) E_1^{inc} \quad (2)$$

E_0 表示位于输入端口的节点的总场, E_1 表示位于内节点的总场。 E_0^{in} 为入射场, γ 为主模相移常数, 均通过二维有限差分法求得。同样, 位于输出端口的节点也满足上述方程, 只是等式的右端项为零。

当微带电路的四周处于开放状态时, 四周的节点必须采用吸收边界条件截断, 这里采用频域的 G. Mur 二阶吸收条件, 位于吸收边界的棱和顶点的节点, 利用频域的场平均条件吸收, 联立所有节点的各个场量满足的方程, 在整个计算场域构成一个稀疏矩阵方程:

$$[S] = f \quad (3)$$

其中 $[S]$ 为列矩阵, 记录了整个计算场域每个节点的电场和磁场。 f 为列矩阵, 其非零元素由式(2)的右边项构成, 反映了输入端口的入射波激励情况。

当实际的微带电路处于屏蔽盒时, 四周的节点按照理想导体处理, 即对应的电场切向分量为零, 这体现在矩阵 $[S]$ 中, 该分量对应的矩阵单元, 仅仅主对角线元素为 1, 而其余元素为零。利用最小二乘法求解方程(3)就可得出整个场域的场值, 从而微带电路的 S 参数可由下式求得:

$$S_{11} = (V_1 - V_1^{ref}) / V_1^{ref}, S_{21} = (V_2 / V_1^{ref}) \sqrt{Z_{c1} / Z_{c2}} \quad (4)$$

式中 V_1 和 V_2 分别是输入端口和输出端口的电压, V_1^{ref} 是二维有限差分法分析时输入端口的参考电压, Z_{c1} 和 Z_{c2} 分别是传输线在输入和输出端口的特性阻抗, 均可通过二维有限差分法求出。

3 数值计算结果及讨论

为了验证上述模型的正确性, 首先计算了一个单层的微带线低通滤波器, 介电常数及结构尺寸由图 2 给出, 并与 Sheen 等人^[3]利用 FDTD 计算的结果作了比较。在计算过程中, 网格尺寸和文献[3]所用一样, $x = 0.4064\text{mm}$, $y = 0.4233\text{mm}$, $z = 0.265\text{mm}$, 网格大小为 $42 \times 40 \times 20$ 。从图 2 中可以看出两者的结果吻合较好。整个方程的未知数为 403, 200, 解的误差限取为 $1.e-4$, 在主频为 266MHz 的 P 微机上, 每个频点的计算时间为 1 个小时左右。

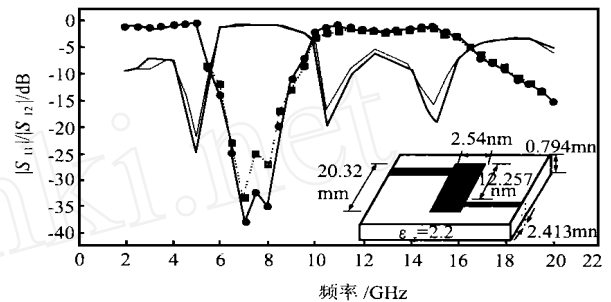


图 2 微带低通滤波器的结构及 S 参数计算对比图。——为 $|S_{11}|$ 文献[3], ——为 $|S_{11}|$ 本文, —●—为 $|S_{21}|$ 文献[3],为 $|S_{21}|$ 本文

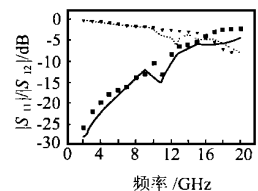
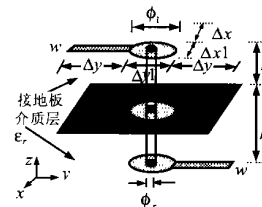


图 3 通孔结构示意图 图 4 通孔 S 参数计算对比图

——为 $|S_{11}|$ 文献[4], ——为 $|S_{11}|$ 本文, —●—为 $|S_{21}|$ 文献[4],为 $|S_{21}|$ 本文

本文第二个算例计算了一个如图 3 所示的通孔的 S 参数, 介质层的介电常数 $\epsilon_r = 3.4$, 厚度为 $h = 1.6\text{mm}$, 通孔的直径 $\phi_r = 0.7\text{mm}$, 焊盘的直径 $\phi_1 = 3.9\text{mm}$, 微带线的宽度为 $w = 3.3\text{mm}$, 在计算过程中, 通孔区域采用细网格, 网格尺寸为 $x_1 = 0.35\text{mm}$, $y_1 = 0.35\text{mm}$, 而在其它区域, 采用网格尺寸为 $x = 1.0\text{mm}$, $y = 1.0\text{mm}$, $z = 0.8\text{mm}$, 网格大小为 $34 \times 24 \times 24$ 。图 4 给出了本文与文献[4]对比的结果, 曲线的变化趋势基本一致, 但在幅度上略有差别, 主要是因为受计算机的内存限制, 通孔的网格尺寸与文献相比取得较大。该方法直接从频域的 Maxwell 方程出发, 二维有限差分法求解输入端口的主模激励和相移常数, 利用各种吸收条件截断网络, 利用最小二乘法求解稀疏矩阵, 建模简单, 可适用于复杂的多层 MIC 无源电路和互联结构的计算。

(下转第 141 页)

大大下降,BTMA 虽然能提供较高的性能,不过要使用额外的信道资源和附加的设备.本文提出给网络中每个不完全包含的全连通子群分配一个信道,子群中采用传统的 CSMA,这样可避免 CSMA 的隐藏终端,而使用并行接收又可以避免多信道使用时为使接收节点在不同信道上正确接收而带来的约束,降低了通信协议的复杂度和由此带来的开销.并行接收还可以避免多跳结构引起的三种类型的碰撞,从而大大提高了系统容量.分析和仿真结果都表明了使用该方案的有效性.

今后将研究支持移动性的多址接入协议和网络控制方案,以及对多媒体业务支持的技术,以便使自组织网络更加完善并满足未来的发展需要.

参考文献

- [1] T. G. Robertazzi and P. E. Sarachik. Self-organizing communication networks. IEEE Commun. Mag., Jan. 1986, 24(1): 28 ~ 33
- [2] C. R. Lin and M. Gerla. A distributed control scheme in multi-hop packet radio networks for supporting voice/ data traffic. Proc. IEEE Int'l. Conf. on Commun., June 1995: 1238 ~ 1242
- [3] K. Scott and N. Bambos. The self-organizing wireless network (SWAN) protocol for communication among mobile users. Proc. IEEE GLOBECOM '95, Nov. 95, 355 ~ 359
- [4] A. Ephremides, J. E. Wieselthier and D. J. Baker. A design concept for reliable mobile radio networks with frequency hopping signaling. Proc. IEEE, Jan. 1987, 75(1): 56 ~ 73
- [5] C. R. Lin and M. Gerla. Adaptive clustering for mobile wireless networks. IEEE J. Select. Areas Commun., Sep. 1997, 15(7): 1265 ~ 1275
- [6] A. Alwan, R. Bagrodia, N. Bambos et al. Adaptive mobile multimedia networks. IEEE personal commun., Apr. 1996: 34 ~ 51
- [7] A. Bhatnagar and T. G. Robertazzi. Layer net: a new self-organizing network protocols. Proc. IEEE MILCOM '90, 1990: 845 ~ 849
- [8] Jiandong Li and Antao Li. An adaptive cluster algorithm for a self-organizing communication network. GLOBECOM '88, session 50.3, Nov. 1988



刘 凯 1973 年生, 1997 年于西安电子科技大学获得工学硕士学位, 现在该校攻读通信与信息系统博士学位, IEEE 学生会员, 主要研究兴趣是无线个人通信、移动通信、分组无线网、高速无线接入技术、特定无线网络.



李建东 1962 年生, 西安电子科技大学教授、博士生导师、通信工程学院院长、中国通信学会会士、中国电子学会高级会员、IEEE 高级会员、第一届和第四届 863 个人通信技术专业专家组成员, 电子科学研究院通信与导航专业专家组成员. 主要的研究领域包括个人通信、移动通信、分组无线网、自组织网络、特定无线网络、软件无线电等方面.

(上接第 137 页)

参考文献

- [1] Weinan Sun, Kefeng Liu, et al. Analysis of singly and doubly periodic absorbers by Frequency-Domain Finite-Difference method. IEEE Trans., 1996, AP-44(6): 798 ~ 805
- [2] Steffen Haffa, Detlev Hollmann, et al. The finite difference method for s-parameter calculation of arbitrary three-dimensional structures. IEEE Trans., 1992, MTT-40(8): 1602 ~ 1610
- [3] David M. Sheen, Sami M. ALI, et al. Application of the three-dimensional finite-difference time-domain method to the analysis of planar microstrip circuits. IEEE Trans., 1990, MTT-38(7): 849 ~ 856
- [4] Shuji Maeda, Tatsuya kashiwa, et al. Full wave Analysis of Propagation charactersisters of a through hole using the finite-difference time-domain method. IEEE Trans., 1991, MTT-39(12): 2154 ~ 2159



梁 建 1971 年生, 1993 年, 1996 年分别于西安电子科技大学获学士、硕士学位, 现于东南大学电磁场与微波技术专业攻读博士学位, 主要从事电磁场数值计算方法, 微带天线与电路的研究.

洪 伟 东南大学无线电工程系教授、博士生导师. 发表论文 160 多篇, 专著一部. 曾获国家自然科学基金四等奖、教育部科技进步一等奖、二等奖等多项科技奖; 国家人事部“突出贡献的中青年专家”等多项荣誉称号和荣誉奖.