

高速集成传输线不连续性的全波分析*

戚颂新 杨铨让

(东南大学毫米波国家重点实验室 南京 210018)

摘要 本文通过多项式近似导出了一种可变网格的时域有限差分算法,其空间网格的大小能沿任意轴向变化,而且具有高阶离散精度,从而节省了机时,提高了计算精度。并首次应用于高速集成传输线变角度拐角的全波分析。本方法简化了以往方法的分析过程,其结果与有关文献相一致,从而验证了算法的可靠性和有效性。

关键词 传输线,高速集成传输线,全波分析,时域有限差分法

1 引 言

随着半导体材料工艺和微细加工技术的发展,信息系统的处理速度迅速增加,如 CMOS 电路的钟频由 2MHz 提高到了 100MHz, ECL 由 50MHz 增加到 500MHz, GaAs 电路由 500MHz 延伸到 10GHz。集成电路工作速度的提高使得信号脉冲的时间参量与电路尺寸对应的波动时间参量处于同一数量级。在这种情况下,高速集成电路中的信号连接线的性态就不能忽略,而应将其作为分布参数电路进行分析,研究其延时、畸变和耦合等互连效应对电路性能的影响。

目前国内外对互连问题的研究已引起充分重视,发展了多种不同的分析方法。一般可分为二类^[1-4]:一是研究连接线系统的电磁参量,即应用电磁场边值问题的方法求解其在不同频率范围内的电磁模型和参量;二是只研究连接线的电路模型,不涉及电磁参量的求解过程,直接求得互连效应的影响。但随着工作速度的提高,传统的 TEM 模型已不再准确,同时由于连接线系统结构复杂,其电磁参量的频变性质的直接求解和电路模型的建立更加困难,迫切需要进行全波研究,简化原有分析过程,提高效率。

时域有限差分法 (TDFD) 是一种强有力的数值方法。其特点是直接求解依赖时间变量的 Maxwell 旋度方程,利用二阶精度的中心差分近似把旋度方程中的微分算符直接转化为差分形式,通过电磁波在差分网格中的传播,求得空间场分量的分布。但由于网格的均匀性,当要研究较大空间结构的电磁场问题时,计算量与网格数成正比,为了简化计算,提高 TDFD 法的适用性,本文通过引入邻近场量的影响,用多项式近似首次导出了具有高阶精度的全域变网格 TDFD 法,并直接应用于对高速集成连接线变角度拐角不连续性的全波分析。集成变角度拐角结构是大规模集成电路中常用的信号连接线,本

1993-11-16 收到,1994-4-17 定稿。

* 国家自然科学基金资助项目

戚颂新 男,1965 年出生,博士,现从事高速集成传输技术和微波、毫米波单片集成电路等方面的研究。

杨铨让 男,1935 年出生,教授,现从事单片集成理论和高速集成电路的研究。

文具体研究了 45° 、 90° 二种拐角连接线的互连效应, 其分析结果与有关文献相一致, 从而验证了新算法的正确性, 同时也节省了计算量, 因而具有明显的优点。

2 变网格 TDFD 算法

2.1 TDFD 变网格算法

TDFD 法中的均匀网格如图 1。由于网格中磁场分量与电场分量相间均匀放置, 因而其差分格式具有二阶离散精度。

$$\begin{aligned} E_z^{n+1}(i, j, k) &= E_z^n(i, j, k) + (\Delta t/\varepsilon) \cdot \{[H_x^{n+0.5}(i, j+1, k) \\ &\quad - H_x^{n+0.5}(i, j, k)]/\Delta y - [H_y^{n+0.5}(i, j, k+1) \\ &\quad - H_y^{n+0.5}(i, j, k)]/\Delta z\}, \\ H_x^{n+0.5}(i, j, k) &= H_x^{n-0.5}(i, j, k) - (\Delta t/\mu) \cdot \{[E_y^n(i, j, k) \\ &\quad \times E_y^n(i-1, j, k)]/\Delta x - [E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i-1, k)]/\Delta y\}, \end{aligned}$$

式中 $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 为空间网格间距, Δt 为时间步长, 其余场量有类似形式。

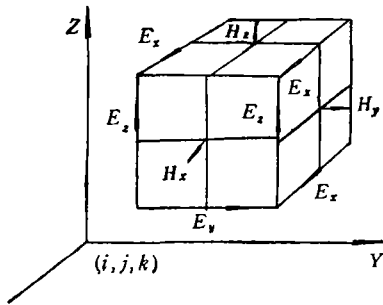


图 1 Yee 均匀网格

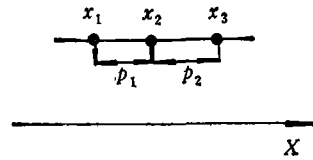


图 2 非均匀一维差分

当考虑采用非均匀网格时, 由于场量的放置偏离中心, 因而不能保证差分形式具有二阶精度, 为简化起见, 考虑图 2 沿 X 轴向的非均匀差分, 函数 $f(x)$ 在 x_2 点的导数可近似为

$$\left. \frac{df}{dx} \right|_{x_2} \approx \frac{\overline{df}}{dx} \Big|_{x_2} = \frac{f(x_3) - f(x_1)}{x_3 - x_1} \quad (1)$$

对 $f(x)$ 在 $x_i (i=1, 3)$ 处按 Taylor 级数展开

$$f(x_i) \approx f(x_2) + \left. \frac{df}{dx} \right|_{x_i} (x_i - x_2) + \frac{1}{2} \left. \frac{d^2f}{dx^2} \right|_{x_i} (x_i - x_2)^2 + \dots \quad (2)$$

将 $f(x_1), f(x_3)$ 的值代入(1)式, 可求得(1)式的差分精度

$$\begin{aligned} \frac{\overline{df}}{dx} \Big|_{x_2} &= \left. \frac{df}{dx} \right|_{x_1} + \left. \frac{df}{dx} \right|_{x_3} (x_3 - x_2 + x_1 - x_2) \\ &\quad + \frac{1}{2} \left. \frac{d^2f}{dx^2} \right|_{x_1} [(x_3 - x_2)^2 - (x_1 - x_2)^2] + \dots \end{aligned}$$

显然(1)式只有一阶近似差分精度。由于波形在差分网格中传播时误差的累加性, 按(1)式差分的非均匀网格不具备均匀网格的计算精度, 波形将发生畸变。为了提高非均匀网

格的差分精度,考虑邻近场量对非均匀差分的影响,引入多项式近似

$$f(x) \approx \tilde{f}(x) = f(x_1) \frac{(x-x_2)(x-x_3)}{(x_1-x_2)(x_1-x_3)} + f(x_2) \frac{(x-x_1)(x-x_3)}{(x_2-x_1)(x_2-x_3)} + f(x_3) \frac{(x-x_1)(x-x_2)}{(x_3-x_1)(x_3-x_2)}, \quad (3)$$

将按(2)式求得的 $f(x)$ 值代入(3)式,有

$$\begin{aligned} \tilde{f}(x) = f(x) &+ \frac{1}{(x_3-x_1)(x_2-x_1)(x_1-x_2)} \\ &\times \sum_{n=3}^{\infty} \frac{f^{(n)}(x)}{n!} [(x_1-x_3)(x_1-x)(x_3-x)(x_2-x)^n \\ &+ (x_3-x_2)(x_2-x)(x_3-x)(x_1-x)^n \\ &+ (x_2-x_1)(x_2-x)(x_1-x)(x_3-x)^n], \end{aligned} \quad (4)$$

显然应用近似公式(3)式,可获得非均匀差分的高阶精度网格,其离散精度高于均匀网格精度。按(3)式,可得到非均匀网格的 TDFD 算法:

$$\begin{aligned} E_z^{n+1}(i,j,k) = E_z^n(i,j,k) &+ \frac{\Delta t}{\varepsilon} \left\{ \left[\frac{H_z^{n+0.5}(i,j,k)(q_{i-1}-q_i)}{q_i q_{i-1}} \right. \right. \\ &+ \frac{H_z^{n+0.5}(i,j+1,k)q_{i-1}}{q_i(q_i+q_{i-1})} - \frac{H_z^{n+0.5}(i,j-1,k)q_i}{q_i q_{i-1}} \Big] \\ &- \left[\frac{H_y^{n+0.5}(i,j,k)(g_{k-1}-g_k)}{g_k \cdot g_{k-1}} + \frac{H_y^{n+0.5}(i,j,k+1)g_{k-1}}{g_k(g_k+g_{k-1})} \right. \\ &\left. \left. - \frac{H_y^{n+0.5}(i,j,k-1) \cdot g_k}{g_k g_{k-1}} \right] \right\}, \\ H_z^{n+0.5}(i,j,k) = H_z^{n-0.5}(i,j,k) &- \frac{\Delta t}{\mu} \left\{ \left[\frac{E_z^n(i,j,k)(p_{i-1}-p_i)}{p_i p_{i-1}} \right. \right. \\ &+ \frac{E_z^n(i+1,j,k)p_{i-1}}{p_i(p_i+p_{i-1})} - \frac{E_z^n(i-1,j,k)p_i}{p_i p_{i-1}} \Big] \\ &- \left[\frac{E_z^n(i,j,k)(q_{i-1}-q_i)}{q_i q_{i-1}} + \frac{E_z^n(i,j+1,k)q_{i-1}}{q_i q_{i-1}} \right. \\ &\left. \left. - \frac{E_z^n(i,j-1,k)q_i}{q_i q_{i-1}} \right] \right\}, \end{aligned} \quad (5)$$

式中 p_i, q_i, g_k 分别表示 (i, j, k) 点的网格间距,显然当 $p_i = p_{i-1}, q_i = q_{i-1}, g_k = g_{k-1}$ 时,(5)式退化为均匀网格的形式。

2.2 吸收边界条件

2.2.1 介质与空气分界面的处理 在介质与空气分界面上存在三个场量 (E_y, E_z 和 H_x), 计算 H_x 时(5)式仍适用,因为界面上下 μ 值不变。而计算 E_y, E_z 时要用分界面差分公式,因为界面上下 ε 值发生了改变。参考[5]的结果,采用上下介质 ε_r 的平均值来计算界面

2.2.2 纵向吸收边界条件 在本文所分析的结构中,纵向始端面 ($z=0$) 为激励

面,为了模拟集成传输线的不连续性,纵向终端要设置吸收边界条件。本文采用一种简单的吸收边界条件,考虑到在高速集成电路高介电常数的基片上,能量传输方向主要沿纵向 z 方向,边缘场和辐射场比较小,因而在近似一维匹配传输情况下,边界面上的场可以用界面内某一位置某一时刻的场来代替。

在高速集成传输结构中,由于存在介质,波沿纵向 z 方向传播的速度小于真空中光速,设 $a_1 v = c$, 由于稳定条件成立

$$v_{\max} \cdot \Delta t = c \cdot \Delta t = a_1 v \cdot \Delta t = R \cdot \Delta h$$

其中 $R \leq 1/\sqrt{3}$, Δh 为边界处网格大小,于是

$$v \cdot \Delta t = \frac{R}{a_1} \cdot \Delta h$$

由此可见,只要选择适当的 R 值,就可使波恰好在整数个 Δt 内传过整数个网格空间 Δh 。

2.2.3 周边吸收边界条件 在所模拟结构的左、右上方,我们分别选用了 Mur^[6] 的一阶和二阶吸收边界条件,选择吸收边界条件的阶次视其对波传输影响的大小而定。

3 分析实例

3.1 单条 90° 拐角传输线^[7]

为了验证新算法的正确性,考虑图 3 的单条 90° 拐角传输线,其结构参数 $w = 2.3$ mm, $h = 0.84$ mm, $\epsilon_r = 2.5$, 具体场量网格放置如图 4 所示。为了提高分析精度,在拐角处的网格较密,输入端和其它区域较疏,图 5(b) 给出了激励脉冲 E_{in} 作用下的传输波形,从图中可清楚地看到波形传输过程中延时、畸变的特性。对获得图 5(b) 的结果,本文算法网格数比 TDFD 法减少 1/3, 计算机时减少 1/2, 本文结果与文献[7]相吻合,从而验证了新算法的有效性和可靠性。

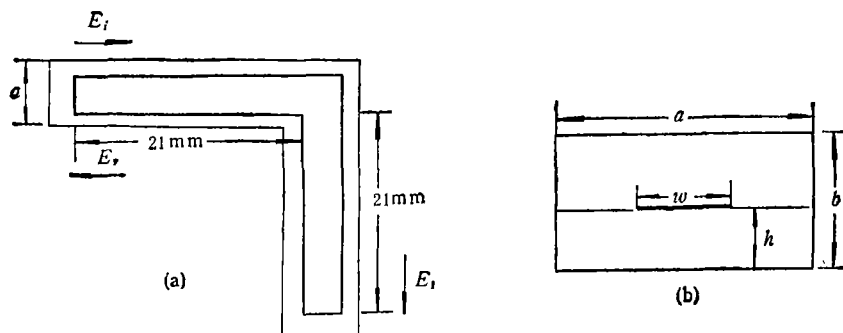


图 3 单条 90° 拐角传输线

3.2 双条 90° 拐角传输线

图 6 为具有两条 90° 拐角的互连系统。这种结构广泛应用于高速信息系统中,目前对

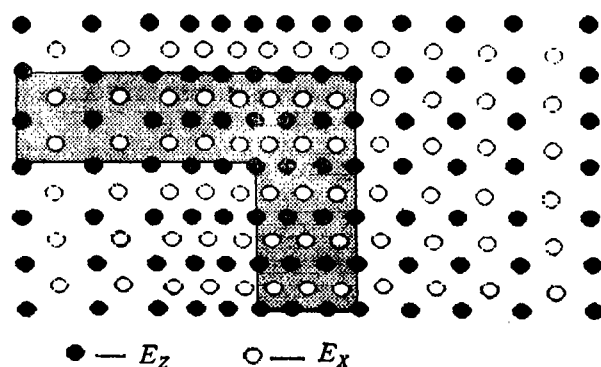


图 4 非均匀网格场量具体放置示意

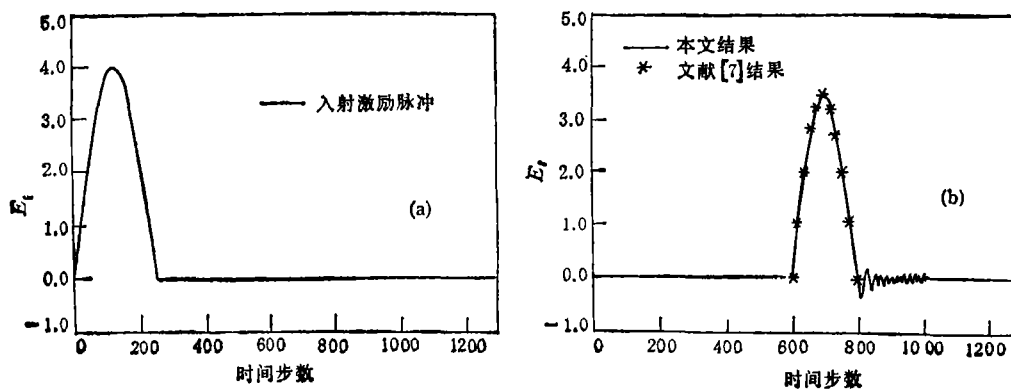


图 5 激励脉冲及响应

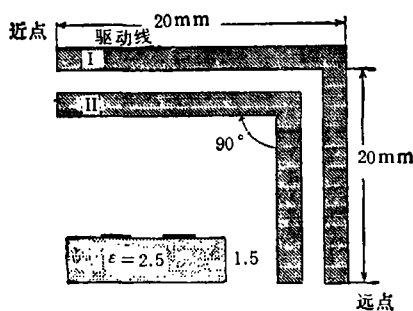


图 6 双条耦合 90° 拐角传输线

其进行分析尚不多见,为了获得时域响应,定义电压为传输线中心电场到地的线积分,图 7 为相应的时域波形。

3.3 双条 45° 拐角传输线

为了研究变角度拐角对高速传输系统的影响,考虑 45° 拐角传输线(如图 8),结构参数与 90° 拐角传输线相同,其时域波形如图 9 所示。从图中可看到,其反射波比 90° 拐角

时小,因而畸变也较小,因此在高速系统的设计中,常采用图 8 的结构,以提高整个系统的电路性能。

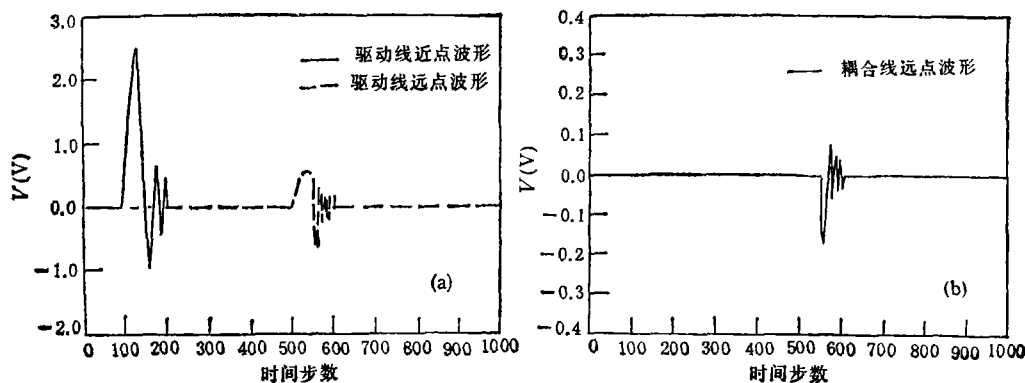


图 7 时域波形

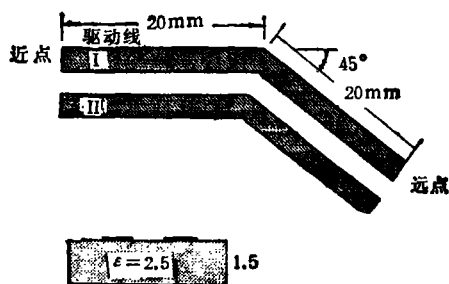


图 8 双条耦合 45° 拐角传输线

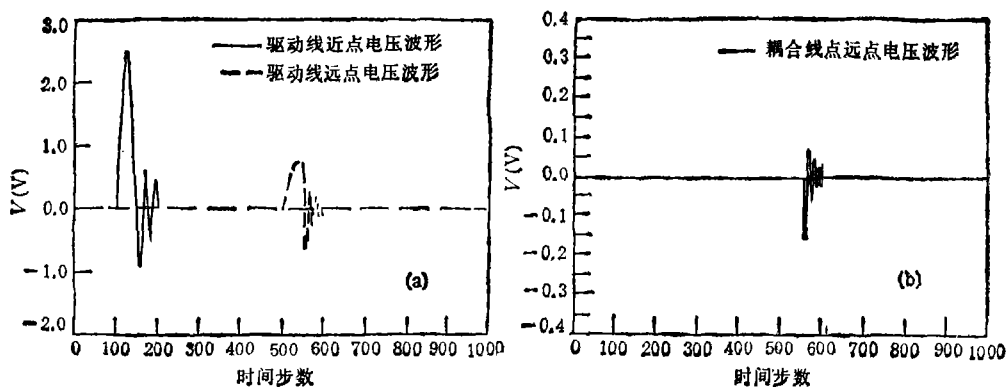


图 9 时域波形

4 结 束 语

本文在首先导出高精度变网格 TDFD 算法的基础上,直接应用于变角度拐角集成

传输线的全波分析,具体研究了 45° 、 90° 二种结构的互连效应,为高速信息系统的设计提供了依据。同时也显示了新算法计算量小、分析精度高的优点。

参 考 文 献

- [1] Palusinski D A, et al. IEEE Trans. on CHMT, 1990, CHMT-13(2): 160—166.
- [2] Gao D S, et al. IEEE Trans. on CAS, 1990, CAS-37(1):1—9.
- [3] Schutt-Aine J E, Mittra R. IEEE Trans. on MTT, 1988, MTT-36(3): 529—536.
- [4] Jun-Fa Mao, Zheng-Fan Li. IEEE Trans. on MTT, 1992, MTT-40(5):948—955.
- [5] 李征帆. 电子学报,1992,20(5): 67—72.
- [6] Mur G. IEEE Trans. on EMC, 1981, EMC-23(11): 377—382.
- [7] Moore J. Hao Ling. IEEE Trans. on MTT, 1990, MTT-38(4): 405—409.
- [8] Yee K S. IEEE Trans. on AP, 1966,AP-14(5): 302—307.
- [9] 王秉中. 电子科学学刊,1993,15(4): 337—341.

FULL-WAVE ANALYSIS OF THE HIGH-SPEED INTEGRATED TRANSMISSION LINE DISCONTINUITIES

Qi Songxin Yang Quanrang

(State Key Laboratory of Millimeter Waves, Southeast University, Nanjing 210018)

Abstract A new time domain finite difference method with variable grids of high accuracy is derived by the polynomial approximation, and applied to analyze the variable-angle transmission line discontinuities. The method has the advantages of comparatively less memory space and CPU time, and is much simpler than other techniques. Test results are in good agreement with published data, thereby the accuracy of the new method is verified.

Key words Transmission line, Full-wave analysis, High-speed integrated transmission line, Time-domain finite difference method