

信号完整性分析中时域宏模型结合 电路仿真的方法研究

翟小社, 王建华, 宋政湘, 耿英三

(西安交通大学电力设备电气绝缘国家重点实验室, 710049, 西安)

摘要: 针对电路板互连结构的信号完整性问题, 为了提高仿真效率, 采用了时域宏模型与电路仿真相结合的混合方法. 该方法在全波电磁场(FDTD)仿真的基础上计算了互连结构的端口散射参数(S参数), 在将全波仿真结果嵌入电路仿真环境时, 以矢量匹配法(VFM)结合有理函数逼近构造网络函数的宏模型, 进而导出模型的等效电路. 由于VFM很好地解决了随着逼近阶数的增加而出现的矩阵病态问题, 同时利用同一组极点及迭代过程完成所有端口间参数的有理函数逼近, 因而方便了复杂结构的分割处理与分别建模. 实例分析表明, 分割处理的建模时间约为整体建模的50%, 同时, 实例的仿真和S参数的测试对比检验了该混合方法的正确性.

关键词: 信号完整性; 有理函数逼近; 矢量匹配法; 宏模型

中图分类号: TN811.4 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253-987X(2007)06-0631-05

Time Domain Macromodeling Combining with Circuit Simulation for Signal Integrity

Zhai Xiaoshe, Wang Jianhua, Song Zhengxiang, Geng Yingsan

(State Key Laboratory of Electrical Insulation and Power Equipment, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: To analyze the signal integrity of interconnects on printed circuit board more efficiently, a hybrid method combining time-domain macromodeling with circuit simulation is developed. The finite-difference time-domain method (FDTD) is chosen to calculate the S-parameters on the terminals of interconnects. Embedding the above simulation results into circuit simulator, the vector fitting method (VFM) is adopted combining rational function approximation to construct the interconnect macromodel. Because VFM enables to perform the approximation with the same series of starting poles and iteration cycles steadily, it is efficient to construct the sub-models respectively when dealing with complex structure, which is validated by the S-parameters measurement in the case of multi-submodel connection, and CPU time is about 50% of the consumed in the full structure simulation.

Keywords: signal integrity; rational function approximation; vector fitting method; macromodeling

在数字电路设计中, 随着系统工作频率以及信号沿速度的不断提高, 互连与封装等寄生效应对电路的影响越来越大, 电路板互连结构的信号完整性现象, 例如串扰、振铃波、上升沿退化以及信号传输延迟等, 逐渐成为影响信号质量的主要因素, 严重时

会影响信号的时序和系统正常功能^[1-2].

目前, 在信号完整性分析中, 为了避免复杂互连结构的电大尺寸问题, 以适应从芯片级到电路板级的仿真, 通常是将模型分割为多个简单子网络的连接, 分别以全波电磁场仿真或测量的方法获得子网

络的端口参数,而互连结构整体性能的仿真一般在电路仿真环境中进行.根据子网络端口参数的频域采样值构造一个有理函数宏模型,再将这一模型转换为普通 Spice 能处理的等效模型^[3-4].

在子网络的端口参数提取宏模型的过程中,针对所研究的互连系统频带宽、高频多谐振等特点,为了避免非线性逼近算法中存在的系数方程组病态问题,本文将矢量匹配(VFM)法^[5]应用于有理函数逼近,通过引入一个辅助函数,将有理函数系数矩阵的求解问题转换为线性方程的求解,从而更加直接地获得最优结果.另外,对于多端口的互连结构模型,VFM 能够利用同一组极点,在同一个迭代过程中完成所有端口间参数的有理函数逼近,从而极大地提高了逼近过程的效率.

1 矢量匹配法及有理函数逼近

本文以散射参量 S 参数来表征互连端口的频域特性,并在 S 参数的基础上进行有理函数逼近.根据时域有限差分法(FDTD)以及快速傅里叶分析(FFT)得到网络的 S 参数,当然 S 参数同样可以通过频域测量的方法获得.一个 n 端口的 S 参数可以表示为

$$S(\omega_i) = \begin{bmatrix} S_{11}(\omega_i) & \cdots & S_{1n}(\omega_i) \\ \vdots & & \vdots \\ S_{n1}(\omega_i) & \cdots & S_{nn}(\omega_i) \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: $\omega_i = 2\pi f_i$, $i=1,2,\dots,n$ 是所关心频段内的离散采样点.

对于式(1)中的任一元素,其有理函数形式可以表示为

$$S(s) = \frac{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + \cdots + a_n s^n}{b_0 + b_1 s + b_2 s^2 + \cdots + b_m s^m} \quad (2)$$

式中: $s = j\omega$.

直接求解式(2)的系数矩阵,发现它是由两个 Vandermon 矩阵构成的,因此是病态的,尤其当频率范围较宽、逼近阶数较高时,矩阵的病态会很严重,甚至接近奇异. VFM^[5] 则不同,首先将式(2)写成极点/留数形式

$$S(s) = r_0 + \sum_{i=1}^m \frac{r_i}{s - p_i} \quad (3)$$

式中: r_0 为直接耦合系数; r_i 、 p_i 分别为留数和极点.

计算式(3)的未知数 p_i 属于非线性问题,为此引入初始极点 $\bar{p}_i$ 以及试探函数 $\lambda(s) = 1 + \sum_{i=1}^n \frac{\bar{r}_i}{s - \bar{p}_i}$, 并使得

$$\lambda(s)S(s) = \left(1 + \sum_{i=1}^n \frac{\bar{r}_i}{s - \bar{p}_i}\right)S(s) = r_0 + \sum_{i=1}^n \frac{r_i}{s - \bar{p}_i} \quad (4)$$

由式(4)整理得

$$\left(r_0 + \sum_{i=1}^n \frac{r_i}{s - \bar{p}_i}\right) - \left(\sum_{i=1}^n \frac{\bar{r}_i}{s - \bar{p}_i}\right)S(s) = S(s) \quad (5)$$

由于所有的未知数都在分子上,因此式(5)可以作为线性问题来求解.对于某个给定的频率点 s_k 有

$$A_k \mathbf{x} = b_k \quad (6)$$

其中

$$A_k = \begin{bmatrix} \frac{1}{s_k - \bar{p}_1} & \cdots & \frac{1}{s_k - \bar{p}_n} & 1 & \frac{-S(s)}{s_k - \bar{p}_1} & \cdots & \frac{-S(s)}{s_k - \bar{p}_n} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{x} = [r_1 \cdots r_n \quad c_0 \quad \bar{r}_1 \cdots \bar{r}_n]; \quad b_k = S(s_k)$$

当在关心的频段内取多个采样点时,由式(6)可以形成一个超定方程组,通过最小二乘法来求解

$$A \mathbf{x} = \mathbf{b} \quad (7)$$

$\lambda(s)S(s)$ 和 $\lambda(s)$ 的零点/极点形式为

$$\lambda(s)S(s) = h \frac{\prod_{n=1}^{n+1} (s - z_n)}{\prod_{n=1}^n (s - \bar{p}_n)}; \quad \lambda(s) = \frac{\prod_{n=1}^n (s - \bar{z}_n)}{\prod_{n=1}^n (s - \bar{p}_n)} \quad (8)$$

由于为 $\lambda(s)S(s)$ 和 $\lambda(s)$ 选择了同样的初始极点,因此

$$S(s) = h \frac{\prod_{n=1}^{n+1} (s - z_n)}{\prod_{n=1}^n (s - \bar{z}_n)} \quad (9)$$

由式(9)可知, $S(s)$ 的极点正好是 $\lambda(s)$ 的零点,其新的极点可以通过式(10)的本征值得得

$$\mathbf{H} = \mathbf{A} - \mathbf{b} \bar{\mathbf{r}} \quad (10)$$

式中: $\mathbf{A}$ 为一个包含所有初始极点的对角阵; $\mathbf{b}$ 是所有元素都为 1 的列向量; $\bar{\mathbf{r}}$ 是一个包含 $\lambda(s)$ 留数的行向量.

当新极点与初始极点相差不大时,结束以上流程,否则重复式(5)~式(10).上述过程涉及的运算只有线性方程组的求解,而这些方程系数矩阵的条件数一般不会随阶数的提高增大,因此向量拟合法可用于高阶或宽频率范围有理函数的逼近.

采用 MATLAB 编制该流程,对式(1)中的每一个元素,根据以上原理,得到低阶传输矩阵

$$\mathbf{S}'(s) = \begin{bmatrix} c_0^{11} + \sum_1^n \frac{r_i^{11}}{s-p_i} & \cdots & c_0^{1n} + \sum_1^n \frac{r_i^{1n}}{s-p_i} \\ \vdots & & \vdots \\ c_0^{n1} + \sum_1^n \frac{r_i^{n1}}{s-p_i} & \cdots & c_0^{nm} + \sum_1^n \frac{r_i^{nm}}{s-p_i} \end{bmatrix} \quad (11)$$

2 宏模型的合成以及电路网表的导出

2.1 宏模型的合成

从式(11)中导出微分方程组的过程一般称为宏模型的合成,从电路理论来说,电网络的微分方程组一般可以表示为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{D}\mathbf{U} \end{cases} \quad (12)$$

式中: $\mathbf{X}$ 为状态向量,其阶数等于端口数与极点数的乘积; $\mathbf{U}$ 为输入向量,代表端口的输入激励; $\mathbf{A} \in R^{n \times n}$ 为状态矩阵; $\mathbf{B} \in R^{n \times m}$ 为联系输入变量与状态变量的矩阵; $\mathbf{C} \in R^{m \times n}$ 为联系状态变量与输出变量 $\mathbf{Y}$ 的矩阵; $\mathbf{D} \in R^{m \times m}$ 是联系输入和输出变量的矩阵。

对应于 S 参数的定义,该网络的输入、输出向量元素分别为相应端口的入射和反射波

$$\begin{cases} U_k = a_k = [v_k + z_0 i_k] / (2z_0^{1/2}) \\ Y_k = b_k = [v_k - z_0 i_k] / (2z_0^{1/2}) \end{cases} \quad (13)$$

式中: v_k 和 i_k 是端口 k 的电压和电流; z_0 是端口的参考阻抗,本文仿真与测量系统的参考阻抗统一为 50Ω 。

对于以矩阵形式表示的传输函数,本文采用Jordan形式合成网络的宏模型。对于式(12)中复数极点元素,由于其在时域中没有物理意义,不能和物理元件相对应,因此应用转换矩阵 $\mathbf{T}$ 进行转换,如

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{T}\mathbf{x}; \quad \mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{E} & \mathbf{E} \\ \mathbf{iE} & -\mathbf{iE} \end{bmatrix} \quad (14)$$

因此,宏模型一般形式最终表示为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}_1 \\ \dot{\tilde{x}}_2 \\ \dot{\tilde{x}}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_r & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \text{Re}(\mathbf{A}) & \text{Im}(\mathbf{A}) \\ \mathbf{0} & -\text{Im}(\mathbf{A}) & \text{Re}(\mathbf{A}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_r \\ 2\text{Re}(\mathbf{B}) \\ -2\text{Re}(\mathbf{B}) \end{bmatrix} \mathbf{U} \\ \mathbf{Y} = [\mathbf{C}_r \quad \text{Re}(\mathbf{C}) \quad \text{Im}(\mathbf{C})] \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} + \mathbf{D}\mathbf{U} \end{cases} \quad (15)$$

2.2 等效电路的导出原理

为了能够利用功能强大的Spice电路分析平

台,需要将网络的宏模型转换为Spice等效电路的形式,首先以2端口、2个状态变量的情况来说明其原理。

对于2端口、2状态变量,由式(15)可知

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} \\ d_{21} & d_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (16)$$

由式(13)可知端口的电压和电流

$$v_k = 2z_0^{1/2} b_k + i_k z_0 \quad (17)$$

由电路理论,式(16)对应的等效电路可以通过图1所示的电路实现,状态变量以电容电压表示,矩阵其他元素以电导或线性受控源表征。其中状态变量以及矩阵其他元素分别用电容电压以及电导和线性受控源表征。以上原理可以直接推广到多端口、多状态变量的情况。从本文等效电路的导出过程可以看出,随着端口数量和逼近精度(阶数)的提高,状态变量以及状态方程各矩阵元素的数量将迅速增加,所对应的等效电路元件也变得非常庞大。在Windows版本的Pspice中,其原理图的输入可以有直接绘制和编写Spice电路描述语言的方式^[6]。本文利用等效电路矩阵元素排列的规律性,将该矩阵转换为Spice软件的输入网表文件(.cir文件)用于电路的仿真,其中宏模型的合成以及等效电路网表的生成采用Fortran语言编写。

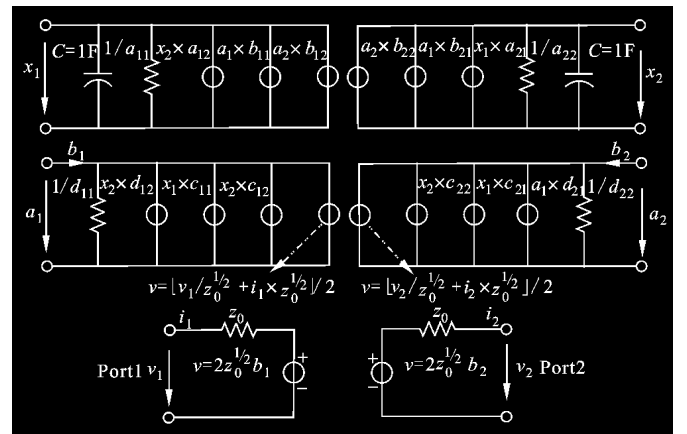


图1 2端口、2状态变量等效电路

3 仿真与实验测试

3.1 模型的建立

为了检验本文的分析方法在多个子模型连接中的应用,建立的模型如图2所示,电路板的两层分别

为信号层和开槽的信号返回平面(地平面).作为微带系统设计中的一种典型结构,电源或者地平面开槽通常是为了阻止噪声区与敏感区之间的相互干扰,当有高速信号线(例如晶振或者控制线)穿越时,须对该路径的信号完整性进行分析^[7].在图2中,为了测量需要,放宽了信号线的端口间距用于放置插座(SSMB, 50 Ω).

3.2 模型的仿真

将图2模型分为2个子模型分别处理,见图3.图4为全波电磁场仿真与宏模型仿真结果的对比, S_{11} 、 S_{21} 、 S_{31} 、 S_{41} 分别为网络端口对应的散射式传输参量,其中图4a宏模型包括8对复数极点和4个实数极点,图4b宏模型包括10对复数极点和2个实数极点,可见在考虑的频段内两者仿真的结果完全一致.

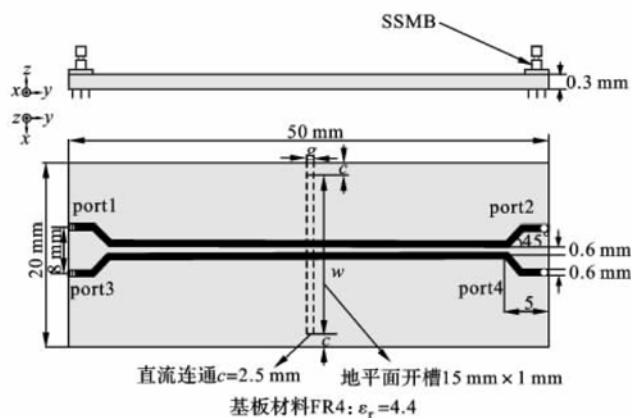


图2 开槽地平面的模型及尺寸

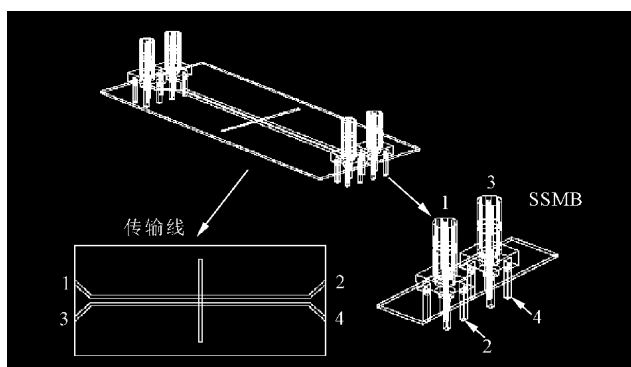
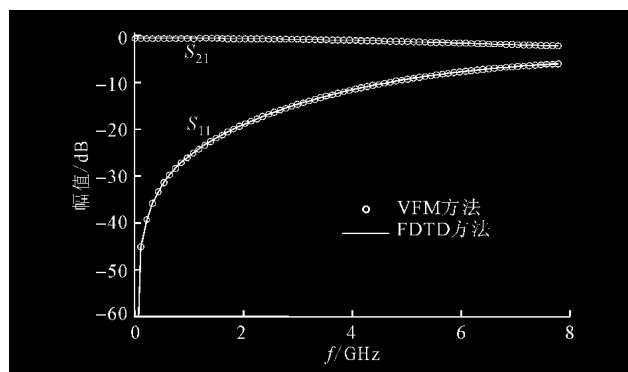


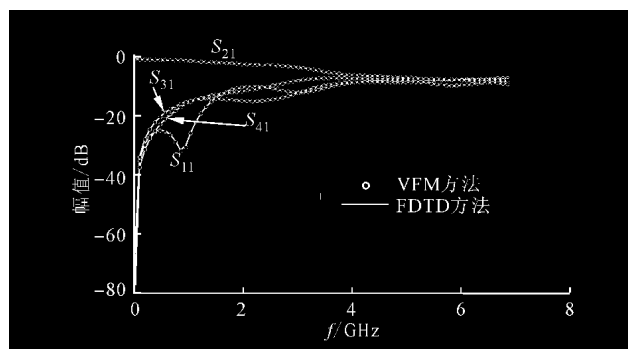
图3 模型的分割

Spice 电路的连接如图5所示,包括两个SSMB接头和传输线模型.本文采用矢量网络分析仪(Agilent 5071B)对整个模型的S参数进行了测量,Spice仿真结果与实验测量的对比如图6所示.由于频域仿真与测量的结果包含了所有的电路信息,因而验证了本文混合方法的正确性.

图7为电路的时域信号完整性分析,当端口1



(a)SSMB子模型



(b)传输线子模型

图4 子模型S参数的仿真结果

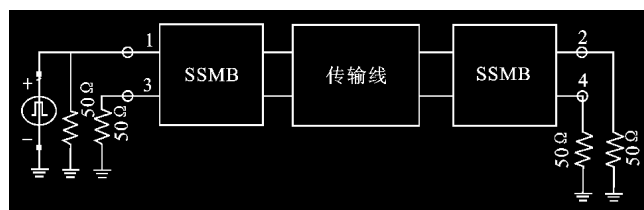


图5 等效电路的连接

施加上升/下降沿均为0.2 ns、脉宽为2 ns的脉冲信号时,其接收端Port2的振铃以及近端Port3、远端Port4的串扰情况如图7所示.

由于在有理函数逼近过程中采用了VFM方法,对于多端口的互连结构模型,提高了逼近过程的效率,因而建立等效电路的CPU时间主要消耗在全波电磁场分析过程中,而分割模型进行处理实现了子模型的重复利用,因而减轻了全波仿真的资源消耗,在本例中将较为复杂的SSMB分别处理,耗费的CPU时间大约为整体全波仿真的50%.

4 结论

高速电路中无源结构的建模是进行分析设计的基础,本文采用的矢量匹配法是网络函数有理逼近的一种优秀方法,具有良好的数值性能,能满足相当宽频率范围内高速互连结构网络函数的建模要求,

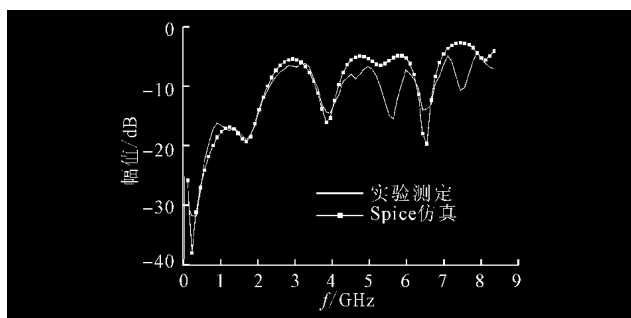
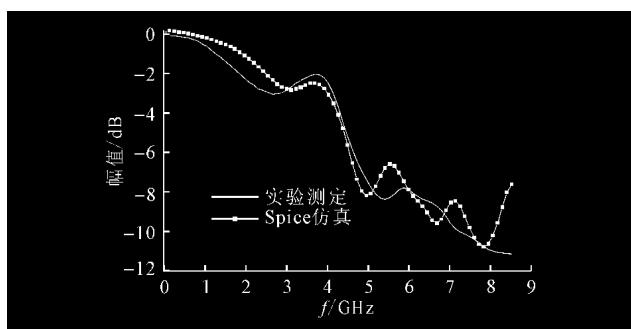
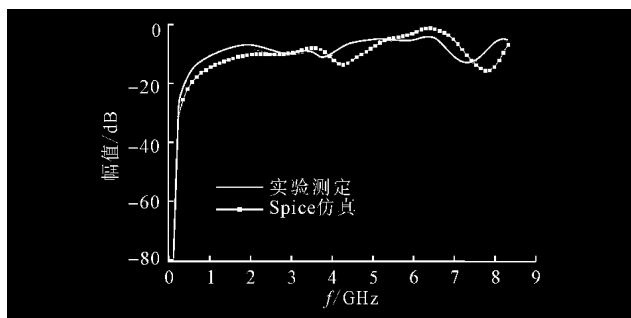
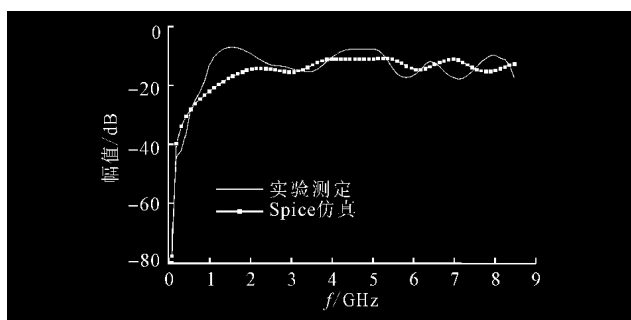
(a) S_{11} (b) S_{21} (c) S_{31} (d) S_{41}

图6 矢量网络分析仪测量与Spice仿真结果的对照

这用以往的方法是做不到的. 本文通过相应的原理和程序将时域宏模型映射到Spice等效电路, 并应

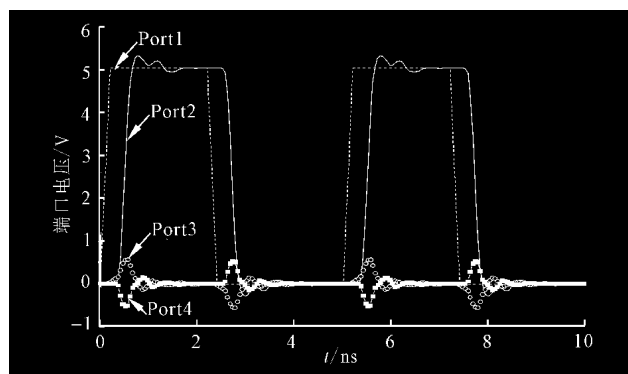


图7 等效电路时域脉冲波形的仿真

用该混合方法对多个子模型连接的情况进行了仿真和实验测试, 检验了本文方法的正确性和效率, 对于复杂互连系统的建模与信号完整性分析, 具有良好的借鉴作用.

参考文献:

- [1] Achar R, Nakhla M S. Simulation of high-speed interconnects [J]. Proceedings of the IEEE, 2001, 89(5): 693-728.
- [2] Bogatin E. 信号完整性分析[M]. 李玉山, 李丽平, 译. 北京: 电子工业出版社, 2005.
- [3] Zhai Xiaoshe, Song Zhengxiang, Geng Yingsan, et al. Hybridized 3D-FDTD and circuit simulator for analysis of PCB via's signal integrity [C]//2006 17th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility. Singapore: Stallion Press Ltd., 2006: 89-92.
- [4] 郭裕顺. 电路分析的时频混合方法[J]. 电子学报, 2000, 28(1): 92-95.
Guo Yushun. Mixed time-frequency methods for circuit analysis [J]. Acta Electronica Sinica, 2000, 28(1): 92-95.
- [5] Gustavsen B, Semlyen A. Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting [J]. IEEE Trans on Power Delivery, 1999, 14(3): 1052-1061.
- [6] 李永平, 储成为. Pspice 电路仿真程序设计[M]. 北京: 国防工业出版社, 2006.
- [7] 于学萍, 吕英华. 割裂大地对数字信号的影响[J]. 微波科学学报, 2002, 17(5): 490-494.
Yu Xueping, Lü Yinghua. The effects on digital signals of slotted ground [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2002, 17(5): 490-494.

(编辑 杜秀杰)