

# 一种新的集成电路互连线串扰模型和估计公式<sup>1</sup>

赵 骏 刘凌志 戎蒙恬 毛军发

(上海交通大学电子工程系 上海 200030)

**摘 要** 建立了一个考虑分布电阻、分布电容的互连线混  $\Pi$  模型。在这个模型的基础上,分析了终端在最坏条件下的串扰响应,并推导出了三阶  $S$  域系数的精确表达式。最终,获得了一个新的互连线串扰响应的估计公式。通过与 SPICE 模拟的结果相比较,该文的模拟结果非常接近实际电路的串扰响应。与相关文献所发表的结果相比较,该模型更符合实际情况,结果也更精确。

**关键词** 串扰,互连线时延模型,电感效应, $S$  域信号响应,性能驱动,布局规划

**中图分类号** TN305.97

## 1 引 言

随着超大规模集成电路制造工艺向亚微米 / 深亚微米水平发展,高速度、高集成度、低功耗和大芯片面积成为当今集成电路的主要特点。在如此高性能的芯片上,互连线的时延和串扰已成为集成电路信号失真和逻辑错误的主要原因之一。因此,这一问题已经得到越来越多的重视<sup>[1,2]</sup>。

一般来说,人们利用传输线模型来解决这类分布电路问题<sup>[2,3]</sup>。这样的模型可以提供相当准确的模拟结果,但它所需要的时间过长,以至它不可能为高层综合版图引擎所利用,此外,由于缺乏简单的近似表达式,它不能用于考虑缓冲插入的时延估计。对于诸如版图规则、布线引擎来说,它们需要嵌入的是一个关于串扰和时延准确、快速的近似公式。也有一些文献报道了快速近似公式方面的工作<sup>[1,2]</sup>,但是,文献[1]由于仅仅对  $S$  域系数做了二阶的近似,所以出现串扰峰值估计略偏小的现象;而文献[2]没有考虑驱动电阻和负载电容对串扰的影响,所以该模型的应用范围相对狭窄。

本文提出一个有效的串扰估计模型,模型给出最坏条件下的串扰估计。在模型中对 CMOS 电路器件作了线性假设,即驱动端有一驱动电阻,在负载端有一负载电容。基于该模型,先从精确性入手,将串扰模型的  $S$  域响应近似估计到三阶,再运用对参数的归纳和综合,可以得到相应的时域响应公式。新的模型不仅仅在峰值估计上同 HSPICE 得到的结果吻合,也可以用于串扰波形的模拟。这一模型虽只考虑相邻两线引起的串扰,但也可以推广到非对称的互连系统。

本文由以下几部分组成:第 2 节给出模型的基本假设和推导所涉及的参数,第 3 节给出 RC 条件下的估计模型的结论,第 4 节对全文做了总结,并探讨了模型的应用前景。

## 2 模型的基本假设和参数

### 2.1 电路的基本模型

本文的目标是给出能够为高层综合所运用的互连时延和串扰的快速而准确的近似公式。由于相邻互连线对较远线的屏蔽效应,只需考虑相邻互连线间的串扰。

考虑忽略电感效应的条件下<sup>[4]</sup>,对 CMOS 电路器件作了线性假设,即驱动端有一驱动电阻,在负载端有一负载电容;而长互连线被分为相当数量的短线段,我们对每段线段都使用混  $\Pi$  模型,随着段数的趋于无穷,即可利用集总电路参数模型得到分布参数的结论。

<sup>1</sup> 2002-01-10 收到, 2002-06-20 改回  
863 国家高技术研究发展计划 (863-SOC-Y-3-3-2) 资助

所得到的电路模型如图 1 所示。称这两条互连线分别为 1 号线和 2 号线；1 号线的节点依次记为  $N_{1,0}, N_{1,1}, \dots, N_{1,n}$ ；2 号线节点记为  $N_{2,0}, N_{2,1}, \dots, N_{2,n}$ ；节点  $N_{i,j}$  的电压为  $V_{i,j}$ ，节点  $N_{i,j}$  的接地电容为  $C_{i,j}$ ；节点  $N_{1,j}$  与  $N_{2,j}$  间的耦合电容为  $C_j$ ；节点  $N_{i,j-1}$  和  $N_{i,j}$  间的电阻为  $R_{i,j}$ ；其中  $R_{i,0}$  应包含驱动电阻， $C_{i,n}$  应包含负载电容。

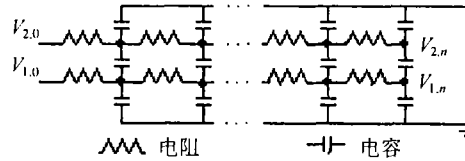


图 1 互连线混  $\Pi$  模型示意图

在这些假设下：

- (1) 最坏情况下的串扰响应为 1 号线并联的相邻干扰线，2 号线为被干扰互连线时，2 号线对 1 号线阶跃输入的响应；
- (2) 最坏情况下的时延响应为 2 号线对 2 号线阶跃输入的响应与最坏情况下的串扰响应之差。

这些最坏情况下的响应分析都可以利用对图 1 的一般化模型求解后得到。

### 2.2 模型涉及的参数

RC 估计模型使用参数示于表 1。

表中数据来源于 1997 年美国国家半导体技术蓝图 (NTRS'97)<sup>[5]</sup>。

表 1 模型参数

工艺参数	片电阻 $r$	单位面积电容 $C_a$	单位有效边缘电容 * $C_f$	固有器件时延 $t_g$	最小器件输入电容 $c_g$	最小器件输出电阻 $r_g$
0.25 $\mu\text{m}$	0.0733 $\Omega/\mu\text{m}^2$	0.0589 $\text{fF}/\mu\text{m}^2$	0.0819 $\text{fF}/\mu\text{m}$	86.6ps	0.282fF	16.2k $\Omega$

\* 与文献 [3] 一样，它被定义为边缘电容和耦合电容之和

## 3 RC 条件下的估计模型

### 3.1 RC 条件下的模型方程和求解

为了建立在 RC 条件下的估计模型方程，首先将图 1 改画为图 2，这样我们可以得到类似树的级联形式。当然，这不是真正的树，节点  $N_{2,j}$  的下级节点还包括相邻节点而不仅仅是接地。

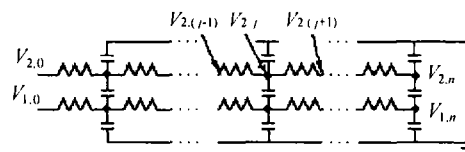


图 2 互连线“树”型模型示意图

可以建立如下频率响应, 即 S 域冲激响应方程:

$$\begin{aligned}
 V_{1,0}(s) &= 1, \quad V_{2,0}(s) = 0 \\
 V_{1,0}(s) - V_{1,i}(s) &= \sum_j R_{ij} \left[ \frac{V_{1,j}(s)}{1/(sC_{1,j})} + \frac{V_{2,j}(s)}{1/(sC_{2,j})} + A + B \right] \\
 &= \sum_j R_{ij} (sC_{1,j}V_{1,j}(s) + sC_{2,j}V_{2,j}(s) + A + B) \\
 V_{1,0}(s) - V_{2,i}(s) &= V_{1,0}(s) - V_{1,i}(s) + \frac{1}{sC_i} \left[ \frac{V_{2,i}(s)}{1/(sC_{2,i})} + C + D \right] \\
 &= \sum_j R_{ij} (sC_{1,j}V_{1,j}(s) + sC_{2,j}V_{2,j}(s) + A + B) \\
 &\quad + \frac{C_{2,i}V_{2,i}(s)}{C_i} + \frac{1}{sC_i} (C + D) \\
 A &= \frac{V_{2,j}(s) - V_{2,(j-1)}(s)}{R_{2,j}}, \quad B = \frac{V_{2,j}(s) - V_{2,(j+1)}(s)}{R_{2,(j+1)}} \\
 C &= \frac{V_{2,i}(s) - V_{2,(i-1)}(s)}{R_{2,i}}, \quad D = \frac{V_{2,i}(s) - V_{2,(i+1)}(s)}{R_{2,(i+1)}}
 \end{aligned}$$

其中  $R_{ij} = \sum_{k \leq i, k \leq j} R_{1,k}$ , 即为  $N_{1,i}$  和  $N_{1,j}$  的公共电阻。此外还应补充定义  $R_{2,(n+1)} = \infty$ 。

可以看出以下直流特性:

$$V_{1,i}(0) = 1, \quad V_{2,i}(0) = 0$$

所以对于冲激响应, 可以设

$$\begin{aligned}
 V_{1,i}(s)/V_{1,0}(s) &= \frac{1 + \dots}{1 + a_{11}s + a_{12}s^2 + \dots} = 1 + m_{1,i,1}s + m_{1,i,2}s^2 + \dots \\
 V_{2,i}(s)/V_{1,0}(s) &= \frac{b_{21}s + \dots}{1 + a_{21}s + a_{22}s^2 + \dots} = m_{2,i,1}s + m_{2,i,2}s^2 + m_{2,i,3}s^3 + \dots
 \end{aligned}$$

由此, 我们可以得到如下的 S 域系数方程:

$$\begin{aligned}
 m_{1,0,k} - m_{1,i,k} &= \sum_j R_{ij} \left( C_{1,j}m_{1,j,(k-1)} + C_{2,j}m_{2,j,(k-1)} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{m_{2,j,k} - m_{2,(j-1),k}}{R_{2,j}} + \frac{m_{2,j,k} - m_{2,(j+1),k}}{R_{2,(j+1)}} \right) - m_{2,i,k} \quad (1)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= -m_{1,i,k} + \frac{C_{2,i}}{C_i} m_{2,i,k} \\
 &\quad + \frac{1}{C_i} \left( \frac{m_{2,i,(k+1)} - m_{2,(i-1),(k+1)}}{R_{2,i}} + \frac{m_{2,i,(k+1)} - m_{2,(i+1),(k+1)}}{R_{2,(i+1)}} \right) \quad (2)
 \end{aligned}$$

由条件  $m_{1,i,0} = 1$  和  $m_{2,i,0} = 0$ , 解上式, 可得

$$m_{2,i,t+1} = \sum_j R'_{ij} (-(C_{2,j} + C_j)m_{2,j,t} + C_j m_{1,j,t}) \quad (3)$$

$$m_{1,i,t+1} = \sum_j R_{ij} (-(C_{1,j} + C_j)m_{1,j,t} + C_j m_{2,j,t}) \quad (4)$$

其中  $R'_{ij} = \sum_{k \leq i, k \leq j} R_{2,k}$  .

设互连线为平行相同的均匀线, 则有  $R_{1,j} = kR_{2,j}$  以及  $C_{2,j} = kC_{1,j}$  (在文中我们只需考虑  $k = 2$  和  $k = 1/2$  这两种情况). 记一号线的驱动电阻为  $R_{1S}$ , 负载电容为  $C_{1L}$ , 总传输电阻为  $R_1$ , 总接地电容为  $C_1$ , 两线间的总耦合电容为  $C_{ox}$ . 取  $n$  充分大, 则有极限:

$$\begin{aligned} R_{1,1} &= R_{1S}, \quad C_{1,n} = C_{1L} \\ R_{1,2} &= R_{1,3} = \cdots = (1/n)R_1 = R_0, \quad C_{1,1} = C_{1,2} = \cdots = (1/n)C_1 = C_0 \\ C_1 &= C_2 = \cdots = C_n = (1/n)C_{ox} = \tilde{C} \end{aligned}$$

代入 (3)、(4) 式, 并通过递归可得:

$$\begin{aligned} m_{2,i,1} &= \frac{1}{k} \left[ nR_{1S} + \left( ni - \frac{1}{2}i^2 \right) R_0 \right] \tilde{C} \\ m_{1,i,1} &= - \left\{ \left[ nR_{1S} + \left( ni - \frac{1}{2}i^2 \right) R_0 \right] (C_0 + \tilde{C}) + (R_{1S} + iR_0)C_{1L} \right\} \\ m_{2,i,2} &= -\frac{1}{k} \left\{ \left[ n^2 R_{1S}^2 + \left( \frac{1}{3}n^3 + n^2i - \frac{1}{2}ni^2 \right) R_{1S}R_0 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \left( \frac{1}{3}n^3i - \frac{1}{6}ni^3 + \frac{1}{24}i^4 \right) R_0^2 \right] \left[ 2C_0 + \left( 1 + \frac{1}{k} \right) \tilde{C} \right] \right. \\ &\quad \left. + \left[ 2nR_{1S}^2 + \left( n^2 + 2ni - \frac{1}{2}i^2 \right) R_{1S}R_0 + \left( n^2i - \frac{1}{6}i^3 \right) R_0^2 \right] C_{1L} \right\} \tilde{C} \\ m_{1,i,2} &= \left[ n^2 R_{1S}^2 + \left( \frac{1}{3}n^3 + n^2i - \frac{1}{2}ni^2 \right) R_{1S}R_0 + \left( \frac{1}{3}n^3i - \frac{1}{6}ni^3 + \frac{1}{24}i^4 \right) R_0^2 \right] \\ &\quad \times \left[ C_0^2 + 2C_0\tilde{C} + \left( 1 + \frac{1}{k} \right) \tilde{C}^2 \right] + \left[ 2nR_{1S}^2 + \left( n^2 + 2ni - \frac{1}{2}i^2 \right) R_{1S}R_0 \right. \\ &\quad \left. + \left( n^2i - \frac{1}{6}i^3 \right) R_0^2 \right] (C_0 + \tilde{C})C_{1L} + [R_{1S}^2 + (n+i)R_{1S}R_0 + niR_0^2] C_{1L}^2 \\ m_{2,i,3} &= \frac{1}{k} \left\{ \left[ n^3 R_{1S}^3 + \left( \frac{2}{3}n^4 + n^3i - \frac{1}{2}n^2i^2 \right) R_{1S}^2R_0 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \left( \frac{2}{15}n^5 + \frac{2}{3}n^4i - \frac{1}{6}n^3i^2 - \frac{1}{6}n^2i^3 + \frac{1}{24}ni^4 \right) R_{1S}R_0^2 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \left( \frac{2}{15}n^5i - \frac{1}{18}n^3i^3 + \frac{1}{120}ni^5 - \frac{1}{720}i^6 \right) R_0^3 \right] \right. \\ &\quad \left. \times \left[ 3C_0^2 + 3 \left( 1 + \frac{1}{k} \right) C_0\tilde{C} + \left( 1 + \frac{1}{k} \right)^2 \tilde{C}^2 \right] \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \left[ 3n^2 R_{1S}^3 + \left( \frac{8}{3} n^3 + 3n^2 i - ni^2 \right) R_{1S}^2 R_0 \right. \\
& + \left( \frac{2}{3} n^4 + \frac{8}{3} n^3 i - \frac{1}{2} n^2 i^2 - \frac{1}{3} n i^3 + \frac{1}{24} i^4 \right) R_{1S} R_0^2 \\
& + \left. \left( \frac{2}{3} n^4 i - \frac{1}{6} n^2 i^3 + \frac{1}{120} i^5 \right) R_0^3 \right] \left[ 2C_0 + \left( 1 + \frac{1}{k} \right) \tilde{C} \right] C_{1L} \\
& + \left[ 3n R_{1S}^3 + \left( 4n^2 + 3ni - \frac{1}{2} i^2 \right) R_{1S}^2 R_0 \right. \\
& + \left. \left( \frac{4}{3} n^3 + 4n^2 i - \frac{1}{2} ni^2 - \frac{1}{6} i^3 \right) R_{1S} R_0^2 + \left( \frac{4}{3} n^3 i - \frac{1}{6} ni^3 \right) R_0^3 \right] C_{1L}^2 \}
\end{aligned}$$

并令  $n \rightarrow \infty$ , 就得到以下的输出端表达式:

$$m_{2,n,1} = \frac{1}{k} \left( R_{1S} + \frac{1}{2} R_1 \right) C_{ox} \quad (5)$$

$$m_{1,n,1} = - \left[ \left( R_{1S} + \frac{1}{2} R_1 \right) (C_1 + C_{ox}) + (R_{1S} + R_1) C_{1L} \right] \quad (6)$$

$$\begin{aligned}
m_{2,n,2} = & - \frac{1}{k} \left\{ \left( R_{1S}^2 + \frac{5}{6} R_{1S} R_1 + \frac{5}{24} R_1^2 \right) \left[ 2C_1 + \left( 1 + \frac{1}{k} \right) C_{ox} \right] \right. \\
& + \left. \left( 2R_{1S}^2 + \frac{5}{2} R_{1S} R_1 + \frac{5}{6} R_1^2 \right) C_{1L} \right\} C_{ox} \quad (7)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
m_{1,n,2} = & \left( R_{1S}^2 R_1 + \frac{6}{5} R_{1S} R_1 + \frac{5}{24} R_1^2 \right) \left[ C^2 + 2C_1 C_{ox} + \left( 1 + \frac{1}{k} \right) C_{ox}^2 \right] \\
& + \left( 2R_{1S}^2 + \frac{5}{2} R_{1S} R_1 + \frac{5}{6} R_1^2 \right) (C_1 + C_{ox}) C_L + (R_{1S}^2 + 2R_{1S} R_1 + R_1^2) C_{1L}^2 \quad (8)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
m_{2,n,3} = & \frac{1}{k} \left\{ \left( R_{1S}^3 + \frac{7}{6} R_{1S}^2 R_1 + \frac{61}{120} R_{1S} R_1^2 + \frac{61}{720} R_1^3 \right) \right. \\
& \times \left[ 3C_1^2 + 3 \left( 1 + \frac{1}{k} \right) C_1 C_{ox} + \left( 1 + \frac{1}{k} \right)^2 C_{ox}^2 \right] \\
& + \left( 3R_{1S}^3 + \frac{14}{3} R_{1S}^2 R_1 + \frac{61}{24} R_{1S} R_1^2 + \frac{61}{120} R_1^3 \right) \left[ 2C_1 + \left( 1 + \frac{1}{k} \right) C_{ox} \right] C_{1L} \\
& + \left. \left( 3R_{1S}^3 + \frac{13}{2} R_{1S}^2 R_1 + \frac{14}{3} R_{1S} R_1^2 + \frac{7}{6} R_1^3 \right) C_{1L}^2 \right\} C_{ox} \quad (9)
\end{aligned}$$

显然, 随着  $n$  趋于无穷, (5)~(9) 式是具有分布参数特性的输出端精确表达式。

### 3.2 模型的结果分析

以上给出了在 RC 模型下, S 域系数的推导以及三阶 S 域系数的精确解析表达式。下文将给出串扰响应所对应的 s 域系数的精确解析表达式。

设每条平行互连线的驱动电阻均为  $R_S$ , 负载电容为  $C_L$ , 总互连电阻为  $R$ , 总接地电容为  $C$ , 与其它互连线的总耦合电容为  $C_{ox}$ 。

串扰响应相应于 1 号线为并联的相邻 (两) 互连线、2 号线为被干扰互连线时, 2 号线输出端对 1 号线阶跃输入的响应。为求得在最坏情况下的串扰响应用  $R_{1S} = kR_S$ ,  $R_1 = kR$ ,

$C_1 = C/k$  分别代入 (5) 式, (7) 式和 (9) 式, 并最终用  $k = 1/2$  代入得

$$m_1 = \left( R_S + \frac{1}{2}R \right) C_{ox} \quad (10)$$

$$m_2 = - \left[ \left( R_S^2 + \frac{5}{6}R_S R + \frac{5}{24}R^2 \right) \left( 2C + \frac{3}{2}C_{ox} \right) + \left( 2R_s^2 + \frac{5}{2}R_S R + \frac{5}{6}R^2 \right) C_L \right] C_{ox} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} m_3 = & \left[ \left( R_S^3 + \frac{7}{6}R_S^2 R + \frac{61}{120}R_S R^2 + \frac{61}{720}R^3 \right) \left( 3C^2 + \frac{9}{2}CC_{ox} + \frac{9}{4}C_{ox}^2 \right) \right. \\ & + \left( 3R_S^3 + \frac{14}{3}R_S^2 R + \frac{61}{24}R_S R^2 + \frac{61}{120}R^3 \right) \left( 2C + \frac{3}{2}C_{ox} \right) C_L \\ & \left. + \left( 3R_S^3 + \frac{13}{2}R_S^2 R + \frac{14}{3}R_S R^2 + \frac{7}{6}R^3 \right) C_L^2 \right] C_{ox} \quad (12) \end{aligned}$$

需要指出的是: 实际上, 在关于 S 域系数的表达式中若使用  $R_{1S} = R_S$ ,  $R_1 = R$ ,  $C_1 = C$  代入, 则恰好将得到系数表达式的  $k$  倍, 可以证明这一性质对任意阶系数都正确。这一性质的物理表述等价于若干条线 ( $k$  条) 并联后形成的串扰是一条线对若干条线每条线输出端所形成串扰的  $1/k$  倍, 这一性质的物理意义表明只考虑相邻线间的串扰这一假设本身不引起任何矛盾。

### 3.3 RC 模型下的串扰分析

设最坏情况下的串扰冲激响应的 S 域级数展开为

$$H(s) = m_1 s + m_2 s^2 + m_3 s^3 + \dots$$

由上文可知, 其中  $m_1$ ,  $m_2$ ,  $m_3$  与 (10) 式, (11) 式, (12) 式中相同。

若利用一个二阶系统来近似冲击响应  $H(s)$ , 则有

$$H(s) = m_1 s + m_2 s^2 + m_3 s^3 + \dots \approx \frac{m_1 s}{1 + \frac{-m_2}{m_1} s + \frac{-m_3 m_1 + m_2^2}{m_1^2} s^2} = \frac{a s}{1 + \frac{2\xi}{\omega} s + \frac{1}{\omega^2} s^2}$$

其中  $a = m_1$ ,  $\omega = \sqrt{\frac{m_1^2}{m_2^2 - m_3 m_1}}$ ,  $\xi = \frac{-m_2}{2m_1} \omega$ 。则在幅度为  $V_{dd}$  的阶跃输入的条件下串扰输出的 S 域变换为

$$\begin{aligned} V(s) &= \frac{V_{dd}}{s} H(s) \\ &= V_{dd} \frac{a}{1 + \frac{2\xi}{\omega} s + \frac{1}{\omega^2} s^2} = V_{dd} \frac{a\omega}{2\sqrt{\xi^2 - 1}} \left( \frac{1}{s + (\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})\omega} - \frac{1}{s + (\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})\omega} \right) \end{aligned}$$

其时域  $v(t)$  为

$$v(t) = V_{dd} \frac{a\omega}{2\sqrt{\xi^2 - 1}} (e^{-(\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})\omega t} - e^{-(\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})\omega t}) \quad (13)$$

由  $m_1$ ,  $m_2$  和  $m_3$  的表达式可知  $m_2^2 > m_3 m_1$ ,  $\omega$ ,  $\xi$  为正实数, 随着  $t$  增大上式必趋于零。

对  $0.25\mu\text{m}$  工艺条件下,  $1\mu\text{m}$  宽,  $5\text{mm}$  长的互连线 (驱动电阻和负载电容均对应于 100 倍的最小尺寸器件, 取耦合电容为  $0.06\text{fF}/\mu\text{m}$ ) 所得的模拟结果如图 3 所示。图 3 同时给出了 5 段混 II 模型的 SPICE 模拟结果以及由文献 [1] 中估计公式所得到的结果。可以看出, 应用本文提出的估计公式与 SPICE 在峰值处误差小于 3%, 计算和实验吻合得非常好。

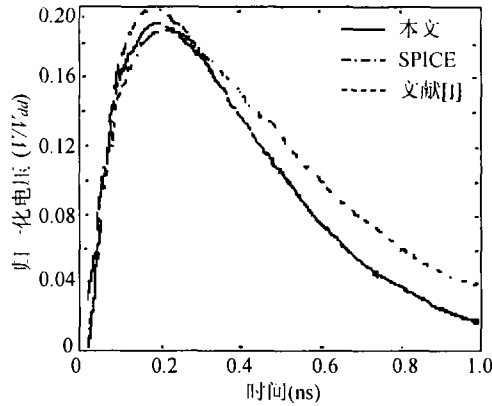


图 3 串扰波形模拟

我们将上述的结论与文献 [1,2] 进行了比较:

(1) 文献 [1] 中估计公式相对应的一阶系数  $m_1$  为

$$m_1 = (R_S + \frac{\sqrt{2}}{2}R)C_{ox} > (R_S + \frac{1}{2}R)C_{ox}$$

由于实际上 S 域一阶系数的值即为阶跃串扰响应的积分, 这一点很好解释了文献 [2] 中尚未完全解决的疑惑, 即一般情况下串扰峰值应比估计值略偏大的现象 (在本例中, 文献 [1] 的串扰峰值估计同样偏小)。

(2) 文献 [2] 运用了电报方程的级数展开式的一阶分量, 并将其应用于计算单条传输线的时延估算公式上, 而且其估算出的时延范围较 Elmore 时延公式更接近实际值。但该文献存在一明显的不足, 它始终没有考虑驱动电阻和负载电容对串扰的影响, 即仅仅给出长线情况下的以单位电容, 单位电阻和串扰电容为参量的近似结论。所以本文较之更有实际价值。

## 4 结 论

在本文中, 我们建立了一个近似串扰估计模型, 该模型对所有互连线段都使用混  $\Pi$  模型, 并对 CMOS 电路器件作了线性假设。通过对串扰估计模型中电路的分析, 得到了对于阶跃响应的三阶 S 域系数; 在这些系数的基础上推导出了最坏情况下的串扰近似估计公式。最后, 用本文的估计公式进行了模拟, 并与用 SPICE 模拟的结果相比较, 达到了相当高的吻合程度。所以, 本文所推导的互连线估计公式可以用于高速集成电路高层版面规划的引擎, 作为互连线串扰的快速估计, 为高层综合和设计提供服务。

同时, 我们认为该串扰估计模型能在以下广泛的领域中得到应用, 当然其功用并不仅仅限于以下应用:

(1) RTL 和物理层阶段的布局: 在功能块的尺寸和位置布局阶段, 该模型能对全局互联性能的影响做出正确估计。

(2) 互连过程参数的最优化: 通过模型, 可以调节互连参数 (例如, 金属高宽比, 最小间距等等) 来使串扰估计最优化, 这对于全局、中等和局部条件下各种长度分布的互连线均有效。

(3) 互连规划: 此外, 模型还能用来取舍不同的优化选择, 在互连布局优化前预先进行路由规划和硅片资源选择。

## 参 考 文 献

- [1] Y. Eo, W. R. Eisenstadt, J. Y. Jeong, O. Kwon, A new on-chip interconnect crosstalk model and experimental verification for CMOS VLSI circuit design, IEEE Trans. on Electron Devices, 2000, 47(1), 129-140.
- [2] T. Sakurai, Closed-form expressions for interconnection delay, coupling and crosstalk in VLSI's, IEEE Trans. on Electron Devices, 1993, 40(1), 118-124.
- [3] J. Cong, Z. Pan, Interconnect delay estimation models for synthesis and design planning, in Proc. Asia and South Pacific Design Automation Conf., Jan. 1999, 97-100.
- [4] Y. I. Ismail, E. G. Friedman, J. L. Neves, Figures of merit to characterized the important of on-chip inductance, IEEE Trans. on VLSI Syst. 1999, 7(4), 442-449.
- [5] Semiconductor Industry Association, National Technology Roadmap for Semiconductor, USA, 1997.

A NEW KIND OF INTERCONNECT CROSSTALK MODEL  
AND ESTIMATION FORMULA FOR  
HIGH-SPEED INTEGRATED CIRCUITS

Zhao Jun    Liu Lingzhi    Rong Mengtian    Mao Junfa

*(Dept. of Electronic Engineering, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030, China)*

**Abstract** In this paper, an interconnect delay estimation model is built up, including the effect of distributed resistance, capacitance and even inductance. Then, on the basis of this model, the response of the terminal on the worst condition is analyzed and three-order precise formula to estimate the crosstalk response is presented. In the end, a new estimation formula for interconnect crosstalk response is derived. Moreover, experimental result is excellent enough to the simulation result of SPICE for practical circuit.

**Key words** Crosstalk, Interconnect delay model, Inductance effect, S field response, Performance-driven, Floorplanning

赵 骏: 男, 1979 年生, 硕士生, 主要从事通讯集成电路、大规模集成电路布局规划、计算机辅助设计等方面的研究。

戎蒙恬: 男, 1952 年生, 教授, 博士生导师, 上海交通大学芯片与系统研究设计中心副主任, 主要从事通信系统、超大规模集成电路设计、电路版图设计等方面的教学和科研工作。

毛军发: 男, 1965 年生, 博士生导师, 电磁场与微波技术专家, 上海交通大学第三批“长江学者奖励计划”特聘教授, 现任上海交通大学电子信息学院副院长, 中国电子学会电子测量与仪器分会微波毫米波测试专业委员会副主任, 主要从事电磁场与微波技术研究, 在高速及微波集成电路的互连与封装的电特性研究方面取得了许多创新成果。