

动态串扰优化的开关盒布线*

冯 刚 马光胜 杜振军

(哈尔滨工程大学计算机科学与技术学院, 哈尔滨 150001)

摘要: 针对超深亚微米芯片设计中的开关盒布线问题提出了可变参数的串扰优化布线算法. 该算法充分利用了双层布线资源, 将动态信号波形和耦合电容结合起来考虑, 进一步减小了线网间的总串扰, 并力求通孔数最少. 实验证明, 本算法能够获得更加优化的布线方案.

关键词: 开关盒布线; 串扰; 耦合电容; 波形距离; 活动布线; 确定布线

EEACC: 2570 CCACC: 7410D

中图分类号: TN47 文献标识码: A 文章编号: 0253-4177(2005)02-0399-07

1 引言

在超深亚微米 ULSI 的设计中, 互连线的串扰问题已成为影响系统整体性能的重要因素^[1], 以减小串扰为目标的详细布线越来越受到人们的重视. 近几年来, 国内外学者不断提出一些串扰优化的详细布线算法, 但大多是通过减小或消除线间耦合电容来达到优化串扰的目的. 例如文献[2, 3]采用划分单调的线网摄动子区间的方法来优化串扰, 但它仅是实施布线后的小范围调整, 在灵活性上受到局限; 文献[4]是基于初始布通方案的网段位置的再指派, 线网的可调余地很小; 文献[5]通过插入屏蔽线网来减小串扰, 但它是以增加线网的数量为代价的; 文献[6, 7]在整个布线过程中进行了线间耦合电容的约束, 虽然减少了后处理的局限性, 但只是一种静态优化.

事实表明, 相邻平行线网间的串扰情况因信号跳变的时间间隔和方向的不同而不同, 因此, 在详细布线中估算串扰时, 不但要考虑平行线网的重叠长度和间距, 还要考虑线上信号的跳变情况. 而且在优化串扰布线时应根据线网上可能产生的各种波形引

起的串扰情况综合制定方案. 本文提出了一种将可变布线参数的网格模式下的双层开关盒布线与线网上的动态信号波形相结合的串扰优化方法. 该方法首先通过活动布线确定所有线网可变坐标的类型、个数和取值范围, 然后计算各线网间的动态串扰, 最后确定布线中形成各种参数值组合下的耦合电容, 与动态信号波形相结合构造最小化串扰的目标函数, 并且使用遗传算法求解最小化串扰的布线方案.

2 开关盒布线问题

在本文的双层开关盒布线方法中, 四个边界上的各线网的端点位置都已固定, 引线端既可位于水平层上, 也可位于垂直层上. 水平走线和垂直走线可以根据需要, 灵活地安置在两个平行层面上, 因此更有利于减少通孔数和线间串扰.

2.1 占用约束和序约束

线网的各段有两种约束关系: 占用约束和序约束. 如果属于两个线网的两段被放在同一轨道上会产生重叠或在同一层上会产生交叉, 则它们具有占用约束关系, 不能被分配到同一轨道或同一层上. 如

*国家自然科学基金(批准号:69973014,60273081)和黑龙江省自然科学基金(批准号:F0209)资助项目

冯 刚 男, 1975 年出生, 博士研究生, 主要从事 VLSI 设计自动化的研究. Email:fenggang@hrbeu.edu.cn

马光胜 男, 1944 年出生, 教授, 博士生导师, 长期从事 EDA 理论和算法的研究.

杜振军 男, 1975 年出生, 博士, 主要从事 VLSI 设计自动化的研究.

2004-05-12 收到, 2004-09-21 定稿

果同一层上的两个线网的两个端点分别在同一轨道的两边,则这两个线网具有序约束关系,受约束段不能重叠,因此必须按一定的轨道顺序分配.从广义上说,序约束就是要求不同线网的段必须按一定的顺序排列.

2.2 线网的分类

开关盒布线中的各种线网可分为 L 型、N 型和 M 型三类,如图 1 所示.1 号线网为 L 型线网,连接开关盒的相邻边,线网只有两段且坐标值固定,所需通孔数最多为 1;2,3 号线网为 N 型线网,连接开关盒的同一边或对边,由 3 段组成,其中两段的 x 或 y 坐标值固定,中间一段的 y 或 x 坐标值可变(虚线表示),所需通孔数最多为 2;4 号线网为 M 型线网,它是根据需要由 L 型线网变化生成的,其过程称为 L-M 变形.它由 4 段组成,坐标值两段固定两段可变,所需通孔数最多为 3. l, r, u, d 是开关盒的 4 个边.由这三类线网可构成其它更复杂的线网.线网原本可以是多端的或两端的,它们被称为原始线网.在布线时将多端线网分解成两端线网,这样一来,布线就可以只对以上三类两端线网进行了.

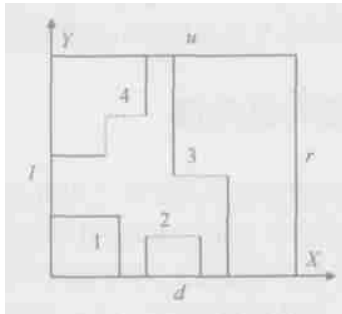


图 1 三种线网

Fig. 1 Three species nets

2.3 线网的参数表示

本文给出三种线网的参数化定义.

定义 1 L 型线网可由参数组合 $(L, n, X, Y, d_x, d_y, F_x, F_y)$ 来表示. L 为线网类型标识; n 为该线网所属原始线网的编号; X, Y 为 L 型线网拐点的坐标值(定值); d_x 和 d_y 用来指示线网的两个端点位于开关盒的哪一边, d_x 的可取值为 l, r , 代表左、右边, d_y 的可取值为 u, d , 代表上、下边; F_x 和 F_y 分别标识 L 型线网垂直段和水平段所在的层, '0' 代表水平层, '1' 代表垂直层.

定义 2 N 型线网可由两种参数组合来表示,

对于线网端点在开关盒上、下边的情况,可用 $(N_v, n, X_1, X_2, y, d_{x_1}, d_{x_2}, a, b, c, F_{X_1}, F_{X_2}, F_Y)$ 来表示;对于线网端点在开关盒左、右边的情况,可用 $(N_H, n, x, Y_1, Y_2, d_{y_1}, d_{y_2}, a, b, c, F_X, F_{Y_1}, F_{Y_2})$ 来表示. N_v 和 N_H 为两种 N 型线网的标识; n 为该线网所属原始线网的编号; X_1, X_2 和 Y_1, Y_2 分别是与线网端点相连的网段的确定的两对 x, y 坐标; x 和 y 是线网的可变坐标; d_{x_1}, d_{x_2} (d_{y_1}, d_{y_2}) 指示线网的两端点所在的边; a 和 b 分别是可变坐标的上、下界; c 为 a, b 之间的占用计数; F_{X_1}, F_{X_2}, F_Y (F_X, F_{Y_1}, F_{Y_2}) 分别标识 N 型线网各段所在的层.

定义 3 M 型线网可由如下参数组合 $(M, n, X, Y, x, y, d_x, d_y, a_x, b_x, a_y, b_y, F_{X_1}, F_{X_2}, F_{Y_1}, F_{Y_2})$ 来表示. M 为线网类型标识; n 为该线网所属原始线网的编号; X, Y 是与线网端点相连的网段的确定坐标; x 和 y 是线网的可变坐标; a_x, b_x 和 a_y, b_y 分别是两个可变坐标的上、下界; $F_{X_1}, F_{X_2}, F_{Y_1}, F_{Y_2}$ 分别标识 M 型线网各段所在的层.

水平段的层标识初始值为 '0'; 垂直段为 '1'. 另外, 添加狗腿会形成确定坐标可变的 L 型、M 型和 N 型线网, 增加了可变参数.

3 耦合电容和动态信号波形

电路串扰的大小主要决定于线间耦合电容和动态的线上信号波形, 二者合一才能产生串扰. 当信号跳变满足一定条件时, 耦合电容的值越大, 产生串扰的值也越大.

3.1 耦合电容

线网 i, j 的重叠部分的长度称为 i, j 的最大重叠长度, 但如果 i, j 之间存在线网 k , 那么由于屏蔽作用, i, j 在 i, j, k 三者的重叠部分以内的网段上将不会发生串扰^[8]. 于是把 i, j 之间实际上可以发生串扰的重叠部分的长度称为有效重叠长度, 可以用扫描法求出线网的有效重叠长度. 耦合电容的大小与线网间的有效重叠长度成正比, 与线网间的距离成反比. 下面给出线网间耦合电容的定义.

定义 4 原始线网 i, j 之间耦合电容的大小可表示为

$$C_{ij} = \left(\begin{matrix} \frac{l(r_h, s_h)}{d(r_h, s_h)} \Big|_{F_{r_h} = F_{s_h}} + \frac{l(r_v, s_v)}{d(r_v, s_v)} \Big|_{F_{r_v} = F_{s_v}} \end{matrix} \right)$$

这里为了简化计算,将 i, j 之间单位长度的边缘电容取值为 1,并不计线宽. $l(r_h, s_h)$ 和 $l(r_v, s_v)$ 分别为 r_h 与 s_h 和 r_v 与 s_v 之间的有效重叠长度, $d(r_h, s_h)$ 和 $d(r_v, s_v)$ 分别为 r_h 与 s_h 和 r_v 与 s_v 之间的距离, $F_{r_h}, F_{s_h}, F_{r_v}, F_{s_v}$ 分别为 r_h, s_h, r_v, s_v 的层标志, h_p 与 h_q 和 v_p 与 v_q 分别为线网 p, q 的水平网段和垂直网段的集合. $N(i)$ 和 $N(j)$ 分别是 n 值为 i 和 j 的线网集合.

3.2 动态信号波形

根据米勒和反米勒效应,平行线网上信号跳变的不同情况会产生不同的串扰. 本文给出信号波形 A, B 距离的定义.

定义 5 信号波形 A, B 的距离为

$$D(A, B) = \frac{\int_{T_1}^{T_2} |V_A(t) - V_B(t)| dt}{T_2 - T_1}$$

其中 波形 A, B 的定义等同于 Boole 过程论^[9]中的波形定义; $V_A(t)$ 和 $V_B(t)$ 分别为波形 A 和 B 在 t 时刻的布尔值, (T_1, T_2) 是进行波形模拟的时间范围.

波形距离反映了波形之间的相似程度,其值越大,波形就越一致,串扰也越小. 另外,信号跳变的频率升高,则发生串扰的概率和次数都会增加. 我们定义 $M(X, Y)$ 为波形 X, Y 的跳变数之和,用来反映跳变频率对串扰的影响.

4 活动布线

活动布线就是要形成各线网的参数,确定所有可变坐标的上下界和部分层标志值.

4.1 形成各线网的参数值和约束关系

(1) 根据原始线网的各端点在四边的分布,首先用 L 型线网连接各原始线网在相邻边上的最邻近端点. 确定 L 型线网的 n, X, Y, d_X, d_Y 的值. 如果与其他原始线网的 L 型线网发生冲突,那么将自身进行 L-M 变形以解决冲突. 如果变形不成功或变形后不能解决冲突,那么将与之仍存在冲突的 L 型线网进行 L-M 变形以解决冲突. 在 L-M 变形时,主要是确定 a_X, b_X, a_Y, b_Y 的值. 如果变形后存在 $a_X < b_X$ 或 $a_Y < b_Y$ 的情况,那么必须进行异层操作.

(2) 对同边和对边上的同一原始线网的未连通

端点,用 N 型线网连接.

(a) 确定 $n, X_1, X_2, Y_1, Y_2, d_{X_1}, d_{X_2}, d_{Y_1}, d_{Y_2}$ 的值.

(b) 建立 N 型线网与 L 型线网的约束关系,确定 a, b 的值,计算 c 值. 如果 $a < b$ 或 $a - b + 1 < c$, 那么将与该 N 型线网具有约束关系的 L 型线网进行 L-M 变形,必要时可进行异层操作. 如异层操作失败,还可为 N 型线网或 M 型线网添加狗腿.

(c) 建立 N 型线网与其他 N 型线网的序约束关系,计算 c 值. 如果 $a - b + 1 < c$, 那么可以添加狗腿或进行异层操作.

4.2 异层操作和添加狗腿

异层能减少通孔数和层内串扰,提高了布通率,但增加了层内的约束;而引入狗腿则增加了可变参数和通孔数.

(1) 对线网中定长段的异层操作.

修改层标识参数. 对落入定长段的端点区间中且某段与其垂直的线网,如果为 L 型,则进行 L-M 变形,如变形不成功,则异层操作失败;如果为 N 型,则建立序约束关系,如序约束关系发生矛盾,则异层操作失败.

(2) 非定长段的异层操作可在确定布线时进行.

(3) 对于可变坐标区间矛盾(例如 $a > b$ 的情况)和序约束关系矛盾,可用 L-M 变形或添加狗腿的方法解决. 如果进行了异层和添加狗腿的操作后矛盾仍然存在,则此开关盒布线是不可布通的,不必进行后面的确定布线.

活动布线只在必要时才将进行 L-M 变形或另外增加狗腿,从而能尽量减少通孔数. 但有时由于困难布线或串扰优化的需要,还要额外地对某些线网进行 L-M 变形或增加狗腿.

5 确定布线

这时 L 型线网的位置已经确定, N 型、M 型线网的可变坐标区间和序约束关系也已确定. 确定布线就是要在序约束和占用约束下,给可变坐标在允许的取值范围内赋值,同时确定线网各段所在的层,这样也就得到了线网间的耦合电容. 在保证布通的前提下,结合线网上的动态波形求得串扰最小、通孔尽量少的布线方案.

5.1 占用判断

对整个布线网格的行、列建立占用表,表中的内容为该行、列的占用区间.如果当前要确定位置的线网中某段的端点区间与某些占用区间的交集非空,且该线网的 n 值与这些占用区间所属线网的 n 值不同,则此线网的 x 或 y 值不能等于该列或行的值;否则此线网的 x 或 y 值可以等于该列或行的值.一旦线网的 x 或 y 值确定,便把该线网中相应段的端点区间变为占用区间.在给可变参数赋值时,必须进行占用判断,相当于占用约束,这样会使可变参数的有效组合数大量减少,有利于减少确定布线的计算量.

5.2 串扰最小化计算

本文构造了同时考虑动态信号波形和耦合电容的串扰最小化目标函数,在求解目标函数这一步骤上使用遗传算法.遗传算法是一种随机优化方法,由于其求解很少依赖于问题本身,使得它被广泛应用于各种优化问题,并取得了很好的效果.本函数在可变参数的赋值时很难找到全局优化的启发式策略,因此应用遗传算法求解是非常合适的.

电路的原始输入可以被赋予多组激励信号波形,它们会在各个线网上产生不同的串扰情况.为此,建立集合 S 为原始输入波形组集.串扰目标函数中将包含在 S 中所有波形组下的线网总串扰.

定义 6 设 W_i 和 W_j 为线网 i 和 j 上的信号波形, $M_I(W_i, W_j)$ 是在激励波形组 I 下的 $M(W_i, W_j)$, 同理可得 $D_I(W_i, W_j)$. 定义串扰目标函数为

$$\text{MIN} \sum_{\substack{I \ S \ i \ N_1 \\ j \ N \\ i \ j}} M_I(W_i, W_j) D_I(W_i, W_j) C_{ij}$$

其中 S 为原始输入波形组集; N 为所有线网集合; N_1 为进行串扰优化的线网集合. W_i 和 W_j 可由基于 Boole 过程的波形计算方法^[9]得到.

在不同的激励波形组条件下,我们可以分别构造两个上三角矩阵——波形跳变和矩阵 M_I 和波形距离矩阵 D_I ,用来存储所有的 $M_I(W_i, W_j)$ 和 $D_I(W_i, W_j)$ 信息.目标函数中各线网的可变坐标和层标志是要求解的变量.约束条件为各线网的活动区间(x, y 的取值范围)、序约束和占用约束.

当电路规模很大时,目标函数的计算量会很大.但多数情况下,对所有的激励波形和所有线网进行

串扰估计是没有必要的,往往只挑选出现频率较高的典型激励波形和某些关键路径上的线网进行串扰估计,而且由于在指定参数值时会出现大量不可布通的情况,不必计算耦合电容和总串扰,因此目标函数的计算量会大大减少,使得本算法更有实用价值.

6 算法和实验数据

综上所述,动态串扰优化的开关盒布线算法的整个流程如图 2 所示.



图 2 动态串扰优化的开关盒布线算法
Fig. 2 Dynamic crosstalk optimizing algorithm for switchbox routing

实验电路如图 3 所示,门延迟标于门内,线网号标于线上.将其所有线网布在 7×7 的开关盒中.

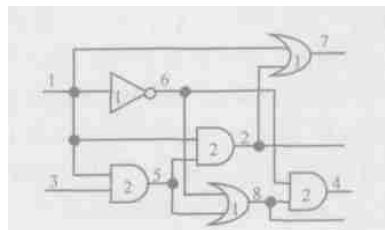


图 3 实例电路
Fig. 3 Example of circuit

电路的原始输入 1,3 分别采用如下激励波形：
 $2, 1 - 2 + 3$. 这里我们仅用这一组激励波形. 使用 Boole 过程论中的波形计算方法得到线网 2,4,5,6,7,8 上的信号波形如下：
 $7, - 5, 5, - 3, 3, - 4 + 3$. 所得的波形距离矩阵和波形跳变和矩阵如图 4,5 所示.

$$\begin{bmatrix} 0 & 0.71 & 0.29 & 0.57 & 0.43 & 0.86 & 0.14 & 0.57 \\ 0 & 0 & 0.71 & 0.71 & 0.29 & 0.43 & 0.57 & 0.71 \\ 0 & 0 & 0 & 0.57 & 0.43 & 0.86 & 0.14 & 0.43 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0.29 & 0.57 & 0.29 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.71 & 0.29 & 0.71 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0.29 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.71 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

图 4 波形距离矩阵

Fig. 4 Matrix of distances between waveforms

$$\begin{bmatrix} 0 & 2 & 4 & 2 & 2 & 2 & 2 & 3 \\ 0 & 0 & 4 & 2 & 2 & 2 & 2 & 3 \\ 0 & 0 & 0 & 4 & 4 & 4 & 4 & 5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & 2 & 2 & 3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & 2 & 3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & 3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

图 5 波形跳变和矩阵

Fig. 5 Matrix of sums of waveform switches

对该电路进行活动布线和串扰优化的确定布线,规定总串扰值不能超过 20. 首次确定布线所得结果如图 6 所示. 虚线和实线位于不同层面上. 总串扰值为 24.24, 通孔数为 3, 总连线长为 67. 尽管这已经是串扰优化的布线方案了,但由于不满足总串扰的约束,还要对串扰明显区域的线网 2 和 5 做 L-M 变形后再次进行确定布线. 最后得到的更加优化的布线结果如图 7 所示,总串扰值为 18.52, 通孔数和总连线长度都不变.

我们把本文的算法与不考虑串扰的 DRAFT 算法^[10]和仅考虑静态耦合电容的文献[4]算法进行实验比较,来证明其优越性. DRAFT 算法是一个很好的基于总体分析的详细布线算法,但在其最终布线中并没有考虑串扰优化问题. 其用来提高布通率和减少通孔数的调整原则(如 ACSL 原则等)在本文

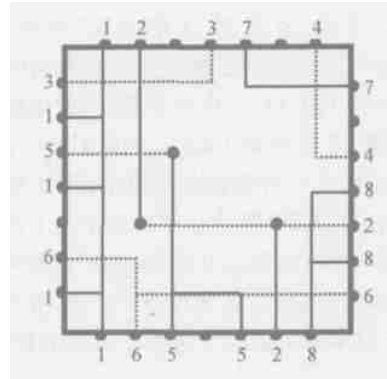


图 6 首次确定布线的结果

Fig. 6 Result of the first fixing routing

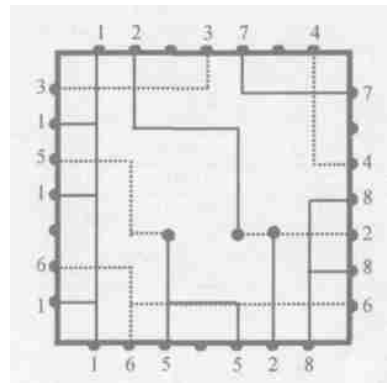


图 7 更加优化的布线结果

Fig. 7 Better routing result

的方法中也可以实现,例如 L 型线网只在必要时才转换为 M 型线网以减少通孔数、通过异层操作让出走线道以提高布通率等. 在实现这些优化的同时,本文的方法更有效地减少了线间总串扰. 而文献[4]算法在同类的减少耦合电容的布线算法中也是非常有效的.

本文对 Burstein 困难布线配以具体电路,分别使用文献[4]算法、DRAFT 算法和本文的算法进行了对所有线网串扰优化的开关盒布线实验. 对一些标准单元电路在相同的布线条件下,也分别使用三种算法进行了布线实验,布线的网格数据如表 1 所示. 对每个电路取 5 条关键路径进行串扰优化,使用的激励波形组的数量为 50 ~ 200 个. 另外,我们对以上电路进行了基于 Boole 过程的考虑互连线 RC 延迟和串扰的波形模拟. 最后得到电路的布线数据和在模拟过程中的平均总串扰如表 2 所示. 可以看出,本文的方法能够获得具有更小串扰的布线方案,其总串扰平均为文献[4]算法的 89.5%,为 DRAFT 算

法的 87.9%。通孔数分别为前两种算法的 99.93% 和 99.89%，总连线长度分别为前两种算法的 99.83% 和 100.44%。由于文献[4]的串扰优化算法在布线资源紧张时(如 C3540, C5315, S9234, S13207 和 S15850)的调整余地很小,因此与不考虑串扰优化的 DRAFT 算法相比在总串扰上的减少并不明显。而本文的串扰优化算法考虑了线网上实际的动态信号的影响,尽管某些线网间可能有较大的耦合电容,但实际上很少或者不会发生串扰,使得这

些线网不会在很大程度上受耦合电容的制约,有较大的调整余地。因此本文算法所获得的总串扰普遍比文献[4]算法要小,尤其在布线资源紧张的情况下减少的更为明显。

表 1 布线的网格数据

Table 1 Grids data of routing

电路	Burstein	C499	C3540	C5315	S5378	S9234	S13207	S15850
行数	15	510	3090	4130	2870	2910	4260	4830
列数	23	772	4660	5910	4380	4508	6840	7350

表 2 三种算法的布线方案数据和模拟过程中的总串扰

Table 2 Data of routing scheme and total crosstalk in simulation by three algorithms

电路	DRAFT 算法			文献[4]的算法			本文的算法		
	通孔数	总线长	总串扰	通孔数	总线长	总串扰	通孔数	总线长	总串扰
Burstein	40	550	423	41	569	406	37	548	387
C499	1017	4808	1337	1031	4758	1210	1012	4768	1066
C3540	4436	26730	5121	4422	27309	5076	4418	27828	4371
C5315	6724	40918	7796	6740	41297	7682	6748	41233	7144
S5378	7853	41564	10022	7845	42672	9473	7842	41536	8751
S9234	11702	72087	13948	11717	71896	13605	11683	72190	11565
S13207	18448	96793	22121	18465	97320	22376	18472	97036	20187
S15850	20519	130023	25462	20502	130187	24969	20474	130154	22515

7 结论

本文在网格模式下的开关盒布线中,将各线网的可变坐标值、可变坐标的上下界和各段所在的层标志作为布线参数,首先确定所有可变坐标的上下界和部分层标志值,然后结合线网上的动态信号波形使用遗传算法求得使总串扰最小的可变参数值的组合。本文将相邻平行线间信号跳变的方式和频度作为最小化串扰目标函数的影响因子,可以更准确地估计出布线区内串扰总和的大小。与同类算法相比,本算法能获得串扰更加优化的布线方案。另外,本文的优化布线思想也可用于无网格布线和多层布线,我们将在以后的工作中继续研究。

参考文献

- [1] Chen W Y, Sandeep K G, Melvin A B. Analytical models for crosstalk excitation and propagation in VLSI circuits. *IEEE Trans Comput-Aided Des Integr Circuits Syst*, 2002, 21(10): 1117
- [2] Saxena P, Liu C L. A postprocessing algorithm for crosstalk-driven wire perturbation. *IEEE Trans Comput-Aided Des Integr Circuits Syst*, 2000, 19(6): 691
- [3] Zhang Xuliang, Zhao Mei, Fan Mingyu, et al. An optimization al-

gorithm for minimizing crosstalk in VLSI circuit's physical design. *Chinese Journal of Computer Aided Design & Computer Graphics*, 2001, 13(4): 289 (in Chinese) [张徐亮, 赵梅, 范明钰, 等. 一种在 VLSI 电路物理设计中减小串扰的优化算法. *计算机辅助设计与图形学学报*, 2001, 13(4): 289]

- [4] Gao T, Liu C L. Minimum crosstalk switchbox routing. *Proc Int Conf CAD*, San Jose, CA, 1994: 610
- [5] Liu Qinghua, Tang Pushan. Crosstalk estimation and optimization in deep sub-micron VLSI. *Chinese Journal of Semiconductors*, 2002, 23(5): 535
- [6] Zhou Hai, Wong D F. An optimal algorithm for river routing with crosstalk constraints. *Proc International Conference on Computer-Aided Design*, 1996: 310
- [7] Kay R, Rutenbar R A. Wire packing: a strong formulation of crosstalk-aware chip-level track/layer assignment with an efficient integer programming solution. *Proc International Symposium on Physical Design*, San Diego, 2000: 61
- [8] Kim K W, Narayanan U, Kang S M. Domino logic synthesis minimizing crosstalk. *Proc the 37th ACM/IEEE DAC*. Los Angeles, 2000: 280
- [9] Min Yinghua, Li Zhongcheng, Zhao Zhuxing. Boolean process. *Science in China*, 1996, 26(6): 542 (in Chinese) [闵应骅, 李忠诚, 赵著行. *Boole 过程论*. *中国科学*, 1996, 26(6): 542]
- [10] Hong Xianlong, Yan Xiaolang, Qiao Changge. *The layout theories and algorithms for VLSI*. Beijing: Science Press, 1998 (in Chinese) [洪先龙, 严晓浪, 乔长阁. *超大规模集成电路布图理论与算法*. 北京: 科学出版社, 1998]

Dynamic Crosstalk Optimizing for Switchbox Routing *

Feng Gang , Ma Guangsheng , and Du Zhenjun

(College of Computer Science & Technology, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

Abstract : For switchbox routing in VDSM technology ,the routing algorithm with alterable parameters for optimizing crosstalk is presented. It utilizes two layers routing resource and considers dynamic waveforms of signals and coupling capacitance together in routing. So it reduces the total crosstalk between nets and does its best to reduce the sum of vias. Experiments prove the algorithm can achieve the more ideal routing scheme.

Key words : switchbox routing; crosstalk; coupling capacitance; distance of waveforms; active routing; fixing routing

EEACC : 2570 **CCACC :** 7410D

Article ID : 0253-4177(2005)02-0399-07

* Project supported by National Natural Science Foundation of China (Nos. 69973014 ,60273081) ,and Provincial Natural Science Foundation of Heilongjiang (No. F0209)

Feng Gang male ,was born in 1975 ,PhD candidate. His research interests focus on VLSI design automation. Email :fenggang @hrbeu. edu. cn

Ma Guangsheng male ,was born in 1944 ,professor and adviser of PhD candidates. His research interests are EDA theories and Algorithms.

Du Zhenjun male ,was born in 1975 ,PhD. His research interests focus on VLSI design automation.

Received 12 May 2004 ,revised manuscript received 21 September 2004

© 2005 Chinese Institute of Electronics