Influence et prise en compte des capacités de diaphonie dans la conception d'outils d'analyse temporelle pour les technologies profondément submicroniques.

Grégoire AVOT : Gregoire.Avot@lip6.fr
Marie–Minerve Louërat : Marie-Minerve.Louerat@lip6.fr

Laboratoire d'Informatique de Paris 6,
département Architecture des Systèmes Intégrés Micro–Electroniques.
4, Place Jussieu, 75252 Parix CEDEX 05.

Résumé

Avec la diminution de la finesse de gravure dans les circuits intégrés, les capacités de couplage entre signaux deviennent nettement supérieures aux capacités par rapport au substrat. Jusqu'à présent dans l'analyse temporelle on pouvait déterminer de façon précise le temps de propagation d'une porte en fonction de trois paramètres: la charge de la porte, l'entrée qui commute et le front d'entrée. Pour des technologies inférieures à 0,35μ, la charge apparente de la porte n'est plus connue car elle dépend du comportement des signaux voisins du signal contrôlé par cette porte. De cette constatation découlent deux problèmes : l'extraction des blocs hiérarchiques du circuit lorsqu'on utilise un routage *overcell* et les implications sur l'analyse temporelle hiérarchique, et le calcul des temps de propagation élémentaires de chaque porte.

I) Origine des capacités diaphonantes.

Pour réduire la largeur des fils d'interconnexions dans les circuits tout en conservant des valeurs de résistance acceptables, deux voies ont été privilégiées : l'introduction de métaux moins résistifs que l'aluminium comme le cuivre, et l'augmentation de la hauteur des fils. Ce dernier point entraine une augmentation des capacités latérales et une diminution des capacités surfaciques. Ensuite vient l'augmentation du nombre de niveaux métalliques dans les circuits : les technologies en 0,18μ permettent d'avoir jusqu'à 6 niveaux de métaux. Un fil placé sur le dernier niveau verra le plan de masse complètement masqué par les signaux des niveaux inférieurs. Le changement de géométrie des fils liés à l'augmentation du nombre des niveaux métalliques entraîne la diminution relative des capacités à la masse par rapport aux capacités diaphonantes.
La taille des circuits et le nombre de transistors augmentant également, ont constate qu'une partie des signaux diaphonent avec un nombre important d'autres signaux. Il faut donc trouver un moyen de considérer chaque signal en représentant le plus simplement possible les signaux diaphonants. Ceci est une obligation pour éviter d'avoir à manipuler l'ensemble des interconnexions du circuit à plat. Cette dernière contrainte n'est pas propre aux analyseurs temporels. En effet, dans les cas où les listes d'interconnexions ne contiennent que des transistors, des résistances et des capacités à la masse, chaque signal peut être analysé séparement avec un outil de simulation électrique par exemple, car les transistors ne transfèrent pas de charge lorsqu'ils sont attaqués par leur grille (en négligeant Cgd et Cgs). Ceci n'est plus vrai avec les capacités diaphonantes qui entrainent un transfert de charge entre les signaux.
Un problème apparait également lorsque le circuit est conçu avec une approche hiérarchique et un routage "overcell" : il n'est plus possible de considérer que les signaux internes d'un bloc instancié deux fois sont identiques : chaque bloc devient unique du point de vue temporel.

II) Effets sur les temps de propagation.

L'effet d'une capacité à la masse est d'absorber une charge *q*, le courant étant limité par la porte contrôlant le signal. L'influence de cette capacité est entièrement connue dès que l'on connait sa valeur. A partir de là, il est possible de déterminer le temps de propagation de la porte. Avec les capacités diaphonantes, il n'est plus possible de considérer chaque signal individuellement.
Considérons deux signaux, le signal S, contrôlé par une porte PS, dont ont cherche à connaitre le temps de propagation, et un signal diaphonant D, contrôlé par une porte PD, reliés entre eux par une capacité diaphonante Cd. Lors d'une transition du signal S, en maintenant le signal D stable, on observe que le temps de propagation du signal S peut varier significativement (25%) uniquement en faisant varier la taille de l'émetteur PD. On observe également une variation sensible du temps de propagation de S si on modifie le réseau d'interconnexion de D. La première conséquence est que **le temps de propagation d'un signal S dépend des caractérisitiques électriques du signal D**. Bien que certains signaux diaphonent avec un nombre très important de signaux, on souhaite, pour des raisons de quantité de donnée à manipuler, pouvoir limiter le contexte d'analyse de chaque signal.
Considérons maintenant le cas où les signaux S et D commutent exactement en même temps, avec le même front[3]. La tension aux bornes de la capacité Cd reste constante à 0v, elle n'a plus aucun effet sur les signaux. Dans le cas où les deux signaux commutent exactement en sens inverse, la tension aux bornes de la capacité varie de deux fois la tension d'alimentation : l'effet de la capacité est alors double. Ces effets portent le nom d'effet Miller. Cet effet est très significatif car la somme des capacités diaphonante peut représenter jusqu'à 80% de la capacité totale sur un fil. On peut approximer le temps de propagation d'une porte par la relation $T=R.C+H.F$[1], où R représente la puissance de la porte, C, la charge totale vue par la porte, H un coefficient prenant en compte l'effet du front F en entrée de la porte. Généralement le premier terme est plus important que le second. Or, C peut varier entre 0 et deux fois sa valeur apparente, ce qui peut entrainer une variation de plus d'un facteur 10 sur le temps de propagation de la porte. La seconde conséquence est que **le temps de propagation d'un signal S dépend des instants relatifs de commutation entre le signal S et les signaux D**. C'est la différence fondamentale par rapport aux analyseurs temporels qui ne prennent pas en compte les capacités de diaphonie : on ne peut plus calculer un temps de propagation en considérant le signal isolé.

III) Intervalles de stabilité et relaxation.

Pour chaque porte, on peut théoriquement déduire un temps de propagation minimum et maximum en considérant les instants de commutation relatifs entre le signal S et les signaux D pour obtenir les délais recherchés. Dans la pratique, on ne pourra pas procéder de cette façon car le nombre d'instants possibles de transitions sur un signal peut atteindre rapidement le million de possibilité pour un circuit de quelques milliers de portes, et il faudrait étudier l'ensemble des combinaisons entre le signal S et les signaux D. **Il n'est donc pas possible de raisonner avec des instants de commutation pour obtenir les temps de propagation des portes**. Nous allons donc considérer des intervalles d'instabilité et non des instants de commutation pour représenter les conflits qu'il peut exister entre les signaux S et D. Il appartiendra au modèle de calcul des délais de fournir les délais minimum et maximum pire cas de chaque porte en se basant uniquement sur ces intervalles.

La simplification apportée par les intervalles d'instabilité est qu'il devient beaucoup plus facile d'isoler les signaux les uns des autres pour calculer les temps élémentaires puisqu'il ne faut plus que considérer les pires cas. Notons que cette méthode de ne considérer que les pires cas n'est pas limitante car dans les circuits où les phénomènes diaphonants sont importants on ne peut plus déterminer avec exactitude des délais élémentaires qui dépendent de l'état du circuit.

Pour isoler chaque signal, il faut un modèle permettant de représenter l'effet des capacités diaphonantes vues de la porte en considérant trois cas extrêmes :

- Cas 1 : Le signal S est instable et le signal D est stable. On souhaite obtenir dans ce cas deux valeurs, minimale et maximale, du temps de propagation de la porte. Un exemple de ce cas est donné sur la figure 1 avec les intervalles de S et D qui sont non recouvrants. Les temps de propagation sur S ne dépendent plus que des caractéristiques électriques des deux signaux.

- Cas 2 : Le signal S est instable dans le même sens que le signal D. On souhaite obtenir un temps de propagation minimal.
- Cas 3 :Le signal S est instable dans le sens opposé à D. On souhaite obtenir un temps de propagation maximal.

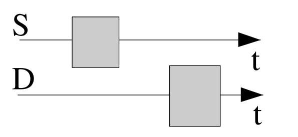

Figure 1

Les cas 2 et 3 conduisent à un élargissement des intervalles d'instabilité dès qu'il y a recouvrement des intervalles de stabilité (voir l'exemple sur la figure 2).

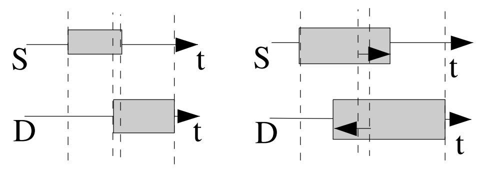

Figure 2

Une fois modélisés la porte et le signal de sortie équivalent, on peut calculer les bornes des intervalles d'instabilité. Pour déterminer tous les intervalles d'instabilités qui sont inter–dépendants, on procède avec une méthode basée sur la relaxation : On calcule pour chaque signal les temps de propagation minimum et maximum en supposant que chaque signal est le seul à commuter (cas 1), puis on calcule les intervalles d'instabilité pour les signaux du circuit. On vérifie ensuite qu'il n'y a pas d'intervalles recouvrant sur deux signaux reliés par une capacité diaphonante, si c'est le cas, on calcule les nouveaux temps minimum et maximum des portes concernées (cas 2 et 3), puis on calcule à nouveau les intervalles d'instabilité. Ce processus est itéré jusqu'à ce qu'il ne reste plus d'intervalles d'instabilité recouvrant non pris en compte sur les deux signaux aux bornes des capacités diaphonantes.

Cet algorithme converge forcément car sur chaque couche logique on ne peut que diminiuer le début de l'instabilité et augmenter la fin de l'instabilité. Grâce à cela, il n'est pas possible d'avoir un phénomène "d'oscillation" entre deux valeurs qui ferait que l'algorithme ne converge jamais, la limite supérieure étant d'avoir tous les intervalles d'instabilité recouvrant. Une maquette de cette algorithme montre qu'il converge en une dizaine d'itérations sur un circuit de 15000 transistors et 60000 capacités diaphonantes, la moitié de celles–ci étant comptées entre des signaux sur des intervalles d'instabilité recouvrant une fois que l'algorithme a convergé.

IV) Calcul des intervalles

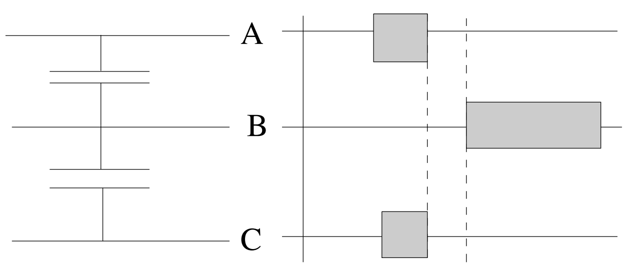

Figure 3

Les temps de propagation variant très sensiblement selon qu'il existe ou non un recouvrement des intervalles, une erreur, même minime, peut provoquer un phénomène d'avalanche. Sur l'exemple de la figure 3, on voit que si on a un léger décalage à droite de C, on a une intersection entre B et C, et donc un élargissement de B et C. L'augmentation de la période d'instabilité de B conduit à la faire recouvrir par la période d'instabilité de A, qui va à son tour s'élargir et élargir à nouveau l'intervalle de B. C'est pourquoi le modèle de calcul utilisé doit impérativement être pire cas pour prendre en compte tous les évènements simultanés. Dans les analyseurs temporels classiques, une erreur sur un délai fausse le temps des chemins incluant ce délai. Cependant, l'erreur totale sur un chemin est égale à la somme des erreurs sur chaque délai, et il arrive souvent qu'il y ait une certaine compensation des erreurs, qui n'excèdent en général pas 5%. Dans le cas des circuits diaphonants, le phénomène d'avalanche peut provoquer des écarts bien plus importants car une erreur sur un signal peut entrainer une propagation de l'erreur sur un grand nombre d'autres signaux.
Le calcul des temps de propagation est rendu difficile par le fait que les capacités diaphonantes peuvent induire des variations de tension sur les signaux stables[2]. Lorsqu'il y a une simultanéité entre

le moment où un signal voit sa tension changer à cause d'un effet diaphonique et que la porte qui le commande commute, la dynamique du signal peut se trouver réduite ou augmentée, la capacité diaphonante ayant joué le rôle de "pompe" ou de "charge" vis−à−vis de la porte. Le calcul des délais pire cas doit prendre en compte ce phénomène.

Finalement, il faut noter que l'effet des capacités diaphonantes n'est pas symétrique sur les intervalles de stabilité. Sur la figure 4, il est clair que B subit l'influence de A, et sa plage d'instabilité sera augmentée. Par contre sur A les effets de B ne se font pas sentir car tout évenement de A survenant en même temps que B sera terminé avant la fin de la période d'instabilité de A. On ne changera donc une limite d'instabilité que si l'effet du signal diaphonant sort de l'intervalle actuel du signal.

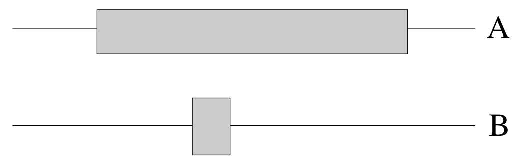

Figure 4

V) Conclusion

L'apparition des capacités diaphonantes apporte deux problèmes par rapport aux analyseurs temporels classiques : Le temps de propagation sont couplés et une erreur de délai sur un signal peut provoquer une erreur temporelle sur une chaîne ne passant pas forcément par ce signal. On solutionne ces problèmes en utilisant une méthode de relaxation pour le calcul des délais et on envisage toujours les approches pires cas donnant les intervalles d'instabilité de largeur minimum. Ces problèmes sont actuellement en cours de résolution et doivent aboutir à la création d'un outil d'analyse temporelle prenant en compte ces effets.

VI) Bibliographie

[1] : Amjad HAJJAR : "Modélisation des temps de propagation et analyse temporelle statique des circuits intégrés CMOS." Thèse de doctorat de l'université Paris 6, 1992.
[2] : Tilmann Stör, Markus Alt, Asmus Hetzel, Jürgen Koehl : "Analysis, reduction and avoidance of crosstalk on VLSI chips." ISPD 98, Monterey CA USA.
[3] : Florentin Dartu, Lawrence T.Pileggi : "Calculating worst−case delays due to dominant capacitance coupling." DAC 97, Anaheim, California.