Simulation de systèmes multi-processeurs à communications électroniques et optiques

David Coudert

Stage de magistère d'informatique deuxième année

Sous la direction de

Mr Philippe J. Marchand
University of California, San Diego
Electrical and Computer Engineering Deparment
OptoElectronic Computing Group
9500 Gilman Drive
La Jolla CA 92093-0407

juin-août 1996

Remerciements

Beaucoup de personnes ont participé au bon déroulement de mon stage. Que ce soit au niveau de la recherche du stage, du travail dans le laboratoire ou de la vie en général, à San Diego.

Tout d'abord, je remercie Mr Pascal Berthomé sans qui mon stage n'aurait pas eu lieu, car c'est lui qui m'a mis en relation avec Mr Philippe Marchand[1]*, mon directeur de stage.*

Ensuite, Philippe qui m'a accueilli chez lui à mon arrivé à San Diego, qui m'a aidé à m'intégrer très rapidement au sein de son équipe et qui a toujours suivi de près mon travail. Il a de plus toujours su prendre le temps de m'expliquer le travail que j'avais à faire en me faisant de très bon résumés des notions d'électronique et d'optique nécessaires à l'appréhension des problèmes. De plus, ses rapports avec les membres de l'équipe font qu'il est très agréable de travailler en sa compagnie.

Enfin, il me faut remercier Mrs Daniel Van Berklom, Osman Kibar, Selim Guncer, Mathias Blume et Francis Zane avec qui j'ai travaillé pour la réalisation du modèle complet, Mr Scott Gardner pour avoir résolu la plupart de mes problèmes avec le système informatique et le reste de l'équipe pour leur sympathie et la gentillesse de leur acceuil aussi bien au travail que le reste du temps.

1. http://soliton.ucsd.edu/ philippe

Table des matières

1 Introduction

Les systèmes multiprocesseurs ont depuis longtemps montré leurs intérêts quant à leurs capacités de calculs. Cependant, alors que nous savons désormais fabriquer des unités de calculs très performantes et cadencées à plus de 300 MHz, les machines parallèles voient leurs performances limitées, du fait de la faiblesse des communications processeurs à processeurs ou processeurs à mémoires. Il est donc crucial de développer des systémes de communication extrêmement rapides.

Mon travail au sein du groupe d'opto-électronique de l'UCSD, a été de modéliser des lignes de communications à haut débit et d'en évaluer les performances pour des systémes multiprocesseurs, où tous les processeurs sont situés sur une même plaque, dans le cadre d'un parallélisme synchrone de tâches. Ce travail s'est fait en relation directe avec plusieurs étudiants en thèse et post-doctorants du laboratoire.

L'opto-électronique consiste à intégrer des composants tels que des lasers et des photo-détecteurs, dans la fabrication des processeurs. Nous nous plaçons dans le cas d'un espace optique libre, c'est à dire que la lumière émise par un laser est dirigée vers sa destination par l'utilisation de lentilles et de miroirs. Le débit d'une ligne de communication sera égal au double de la fréquence, car nous utilisons les deux fronts de l'horloge (ie: pas de retour à zéro après l'émission d'un bit).

Comme nous voulons montrer la supériorité de l'opto-électronique pour les communications, dans un grand nombre de cas, il nous faut examiner dans un premier temps un modèle efficace de connection électronique (partie 2), afin d'avoir une référence solide. Ensuite, nous pourrons aborder la modélisation d'une connection opto-électronique (partie 3) afin de regarder des systémes multiprocesseurs ayant différentes topologies de réseaux d'interconnections et pouvant être dédiés à des problèmes spécifiques tel le calcul de la FFT, et d'en évaluer les performances (partie 4). Enfin, aprés quelques explications sur le programme que j'ai écrit pour modéliser ces systèmes (partie 5), nous verrons une autre partie de mon travail, sur les graphes d'expansions (partie 6).

2 Description des liaisons électroniques

Les systèmes multiprocesseurs actuels utilisent des lignes de communications physiques. Comme nous considérons des systèmes où tous les processeurs sont placés sur une même plaque, les lignes de communications sont des fils métalliques déposés sur cette plaque. Les processeurs sont reliés à ces lignes par l'intermédiaire de leurs broches. Sur une même ligne, il peut y avoir deux ou plus processeurs, chacun relié par l'une de ses broches.

Les plaques de type MCM[2] supportent un très grand nombre de lignes de communication. Ces lignes étant de plus très rapide, nous nous plaçons dans ce cas.

Les lignes de communications permettent d'envoyer un bit à la fois. Ces lignes sont longues (parfois plusieurs dizaines de centimètres). Il va donc falloir amplifier le signal à émettre. Une ligne de communication se décompose en trois parties, comme le montre la figure 1: l'émetteur (2.1), la ligne reliant les processeurs (2.2) et un récepteur, lequel est un simple inverseur CMOS. Nous comparerons ensuite les divers modèles possibles (2.3).

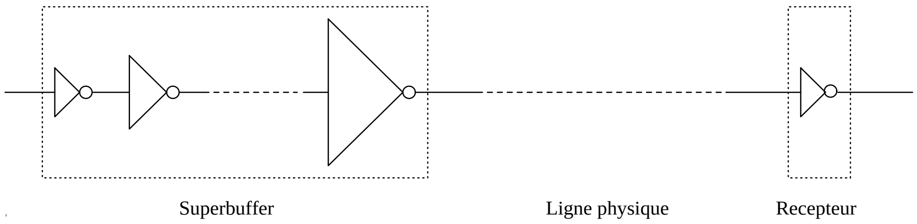

FIG. 1 - *Schéma d'une ligne de communication physique.*

2.1 L'émetteur

L'émission d'un bit nécessite une forte amplification, du fait de la résistance de la ligne. L'amplificateur doit de plus être rapide. C'est pourquoi nous utiliserons un superbuffer [LI90], [HBB90].

Un superbuffer est une chaîne d'inverseur de plus en plus gros. Il aura n étages, chaque étage étant β fois plus gros que le précédent. La figure 1 contient un superbuffer à n étages. La traversée de chacun des étages du superbuffer prend exactement le même temps. Ceci nous permet de voir l'intérêt immédiat du superbuffer: son utilisation en pipeline. En outre, il permet de réduire le délai de propagation d'un signal.

Dans notre modèle, le facteur d'accroissement β est un paramètre fixé à l'avance. Le nombre n d'étages du superbuffer est calculé en fonction de la longueur ainsi que des caractéristiques de la ligne, et de la fréquence d'utilisation de cette liaison.

$$n = \frac{\log\left(\frac{C_{tot}}{C_{min,i}}\right)}{\log \beta} \tag{1}$$

2. MCM: multi-chips module.

Dans l'équation 1, $C_{min,i}$ est la capacité minimum d'entrée d'un inverseur et C_{tot} est la capacité requise à la sortie du dernier étage du superbuffer.

L'énergie dissipée par le superbuffer est donnée par la relation 2, où f_{op} est la fréquence à laquelle on l'utilise.

$$\begin{aligned}
E_{sb} &= C_{tot}{V_{dd}}^2 f_{op} & (2)\\
C_{tot} &= \frac{(C_{pin} + L_{int}C_{int,off} + C_L)}{1 - \frac{C_{min,o}}{\beta C_{min,i}}} & (3)\\
\alpha &= 1 + p(\beta - 1) & (4)\\
p &= \frac{C_{min,o}}{C_{min,i} + C_{min,o}} & (5)
\end{aligned}$$

Le temps de propagation minimum à travers un étage du superbuffer est donné par la relation 6.

$$t_{sbd} = nRC_{min}\alpha \qquad (6)$$

La surface occupée par le superbuffer (7) que nous prendrons en compte, sera le maximum entre la surface réelle[3] du circuit et la surface effective. Celle-ci correspond à la quantité maximale d'énergie dissipée par unité de surface.

$$\begin{aligned}
A_{sb} &= \max\left(A_{sb,circuit}, A_{sb,eff}\right) & (7)\\
A_{sb,circuit} &= \left(1030(n+1) + 3090 \sum_{k=0}^{k=n-1} \beta^k\right)\lambda^2 & (8)\\
A_{sb,eff} &= \frac{E_{sb}}{\text{densité d'énergie par unité de surface}} & (9)
\end{aligned}$$

2.2 Les différentes lignes

Les lignes métalliques présentes sur la plaque *MCM* sont très importantes. En effet, ce sont elles qui sont le facteur prépondérant du calcul de la fréquence maximale à laquelle on peut utiliser le réseau complet d'interconnection (nous sommes dans un système de communications synchrones).

On distingue deux classes de lignes de connections entre processeurs: les lignes avec *fanout* et les lignes en connection *1-to-1* .

Les lignes en connection *1-to-1* relient un émetteur à un récepteur. C'est la connection la plus simple. Le temps de propagation t_f[4] d'un signal sur une longueur L est donné par la relation 10, où V est la vitesse de propagation dans le matériau composant la ligne.

$$t_f = \frac{L}{V} \qquad (10)$$

Les lignes avec *fanout* permettent de connecter un grand nombre de processeurs sur une même ligne. C'est le genre de connections que l'on utilise pour la

3. Cette surface provient du schéma optimisé en transistors d'un superbuffer.

4. t_f: time of flight delay

réalisation des bus de communications. On assume que si la ligne est de longueur L et que p processeurs y sont reliés, alors on a une connection à la ligne tous les $\frac{L}{p-1}$. Le temps t_f de propagation d'un signal sera un peu plus long. La relation 11 nous donne ce délai.

$$t_f = \frac{L}{V} * \sqrt{1 + \frac{C_{pin} + \frac{L_{eff}}{L} * (C_{pin} + C_{min,o} * \beta^{n_{off,m}})}{L_{eff} * C_{int,off}}} \tag{11}$$

On distingue pour ces deux cas deux modes de terminaisons de lignes: le mode parallèle et le mode série. Le mode parallèle (figure 2), réside en la présence d'une résistance en fin de ligne, qui réalise un court circuit avec le drain. Ce mode de terminaison rend la ligne très rapide. La fréquence maximale de la ligne sera donnée par la relation 12 où t_{sbd} est le delai de propagation à travers un étage du superbuffer.

$$f_{max,par} = \frac{1}{t_f + t_{sbd}} \tag{12}$$

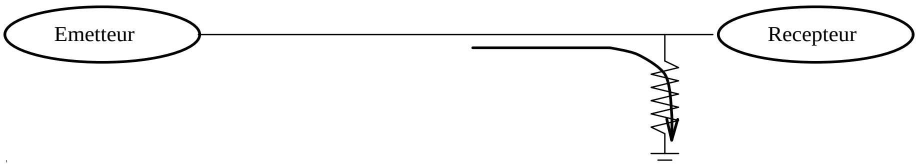

FIG. 2 - *Ligne à terminaison parallèle.*

Le mode série, quant à lui, consiste en une réflexion du signal (figure 3). On charge, dans un premier temps, la ligne à la moitié de sa tension finale. Puis, lors de la réflexion, la tension est "doublée" et prend sa valeur finale. Cette méthode a pour avantage de diminuer la consommation d'énergie nécessaire à l'émission d'un bit. En contrepartie, la fréquence (relation 13) est deux fois plus faible que celle du mode parallèle.

$$f_{max,ser} = \frac{1}{2 * t_f + t_{sbd}} \tag{13}$$

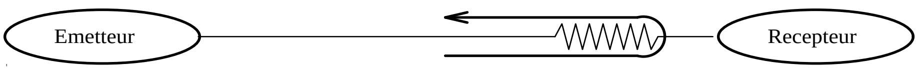

FIG. 3 - *Ligne à terminaison série.*

Remarque

D'autre part, si l'on veut utiliser une ligne en *pipeline* , c'est à dire que plusieurs signaux sont présents à chaque instant sur la ligne, seules les terminaisons parallèle peuvent être utilisées. Un *pipeline* pourrait être envisagé dans le cas d'un système où toutes les liaisons auraient la même longueur.

2.3 Comparaison des divers modèles physiques

Nous nous intéressons à la fréquence maximale d'utilisation d'une ligne et à la consommation d'énergie nécessaire à l'émission d'un signal. Nous allons regarder, en fonction de la longueur de la ligne, l'évolution de ces critères. Nous ne regarderons que le cas des lignes en connection *1-to-1* , car ce sont elles qui nous intéressent pour la suite.

La fréquence est calculée en fonction du mode de terminaison de la ligne. La consommation d'énergie totale de la ligne est un calcul complexe, qui prend en compte le nombre d'étages du superbuffer, le type de ligne et sa terminaison. De plus, on utilise des approximations dans le cas où les lignes sont courtes.

Les figures 16, 17 et 18 nous montrent la fréquence d'utilisation des lignes, et leur consommation par bit. Elles ont la même allure, ce qui est ce que nous attendions. Seuls les intervalles de valeurs changent. Il ressort de ces graphes que le modèle *MCM* est très performant pour des liaisons courtes. Lorsque la longueur des liaisons devient grande ($L > 20cm$), ce type de liaison perd de son intérêt, or, dans le cas d'une machine parallèle à 256 processeurs, les liaisons peuvent être de plusieurs dizaines de centimètres.

3 Description d'une liaison opto-électronique

On veut utiliser un lien optique entre l'émetteur et le récepteur (figure 4). Ceci réside dans l'intégration de composants d'opto-électronique dans la fabrication des processeurs (laser pour l'émission et photo-détecteur pour la réception), et de l'utilisation de lentilles et de miroirs pour diriger les signaux lumineux émis. La lumière est émise dans la direction verticale du plan des processeurs, et reçu de même (voir 4).

La modélisation d'une telle ligne de communication est beaucoup plus complexe que pour le cas précédent. L'émetteur (3.1) contient un laser en plus du superbuffer, et le récepteur (3.3) devient un système complexe. De plus, les modèles que nous utilisons pour les divers éléments de la ligne, sont liés les uns aux autres (3.4).

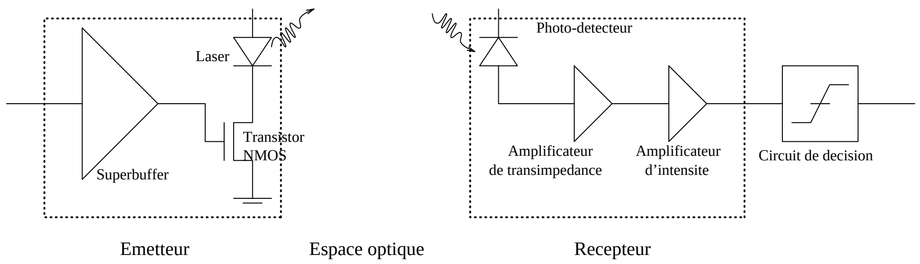

FIG. 4 - *Schéma d'une ligne de communication optique.*

3.1 L'émetteur

L'émetteur se décompose en deux parties: un superbuffer pour l'amplification du signal et un laser pour l'émission effective du signal.

Comme dans le cas des liaisons physiques, on utilise le superbuffer afin de réduire les délais de propagation d'un signal. Le superbuffer que nous utilisons n'est cependant pas modélisé de la même manière. Ici, nous calculons en plus du nombre d'étages du superbuffer, le facteur d'accroissement entre étages β. Ces calculs se font en fonction de l'intensité de modulation I_m du laser. Les équations 14 montrent ces calculs, où w_L est la largeur du transistor NMOS et w_0 est la largeur d'un inverseur CMOS.

$$\begin{aligned} \beta' (\ln \beta' - 1) &= \frac{C_{min,o}}{C_{min,i}} && (14) \\ n &= \left\lfloor \frac{\frac{w_L}{w_0}}{\ln \beta'} \right\rfloor && (15) \\ \beta &= \left(\frac{w_L}{w_0} \right)^{\frac{1}{n}} && (16) \end{aligned}$$

L'énergie dissipée dans le superbuffer est donnée par la même relation (2) que pour le cas *MCM* , et il en est de même pour le calcul de surface (7).

La figure 4 montre la présence d'un transistor NMOS entre le superbuffer et le laser. En effet, comme on ne transmet effectivement que les "1", si ce transistor est passant, on émet un "1", sinon, c'est qu'on émet un "0". (Ceci est valable car nous sommes dans un contexte synchrone.) Le superbuffer doit donc délivrer une tension suffisante pour rendre passant, si nécessaire, ce transistor.

Le laser que nous utilisons est une *VCSEL*[5]. Cette diode laser a l'avantage de pouvoir être disposée en grille de dimension 2. Si $E_{opt,L}$ est la puissance optique que doit délivrer le laser, $E_{opt,L} = f(I)$. On pose $I = I_{th} + I_m$ où I_m est l'intensité de modulation du laser. On maintient le laser à une tension d'intensité I_{th}, afin de réduire le délai d'émission du laser du à sa mise sous tension. Ceci a pour effet de consommer en permanence de l'énergie. Les valeurs de I_{th} et I_m sont calculées en fonction des caractéristiques techniques de la *VCSEL* , et de la puissance optique $E_{opt,L}$ minimale à émettre. La relation 17 nous donne la consommation E_{VCSEL} de la *VCSEL* par bit émis. Cette consommation est approchée car elle dépend de la valeur du bit émis, 0 ou 1. η_{Li} est la pente de la courbe $E_{opt,L} = f(I)$, lorsque $I > I_{th}$. n_{th} et n_e sont les nombres d'électrons exités aux intensités I_{th} et I.

$$E_{VCSEL} = \frac{(1 - \eta_{Li})\, I^2 V n_{th}}{I_{th} n_e} \qquad (17)$$

La partie émétrice de la liaison optique est donc dimensionnée en fonction de la puissance optique à délivrer, afin d'en diminuer la dissipation d'énergie et par la même, la surface.

3.2 Le système optique

Lorsque qu'un signal optique est émis par le laser, il doit être acheminé à sa destination (récepteur) le plus rapidement possible. Pour cela, on utilise un jeu

5. *VCSEL* = vertical cavity surface emitting laser.

de lentilles [6] et de miroirs. Nous utiliserons le systéme *OTIS* [7] [MAR93], [ZAN1], comme modèle de transmission de la lumière de transmetteur à récepteur.

Si on regarde le système *OTIS* sur une dimension (figures 5 et 6), il prend un ensemble de N processeurs P_i, chacun possédant N transmetteurs T_k et N récepteurs R_k, et met en relation (P_i, T_k) avec (P_k, R_i) (d'où la transposition). Ceci se généralise en deux dimensions par: $(P_{i,j}, T_{k,l}) \rightarrow (P_{k,l}, R_{i,j})$. De plus, si le plan d'émission contient $N \times N$ processeurs, chacun possédant $M \times M$ transmetteurs, et le plan de réception $M \times M$ processeurs contenant $N \times N$ récepteurs, le système *OTIS* reste valable.

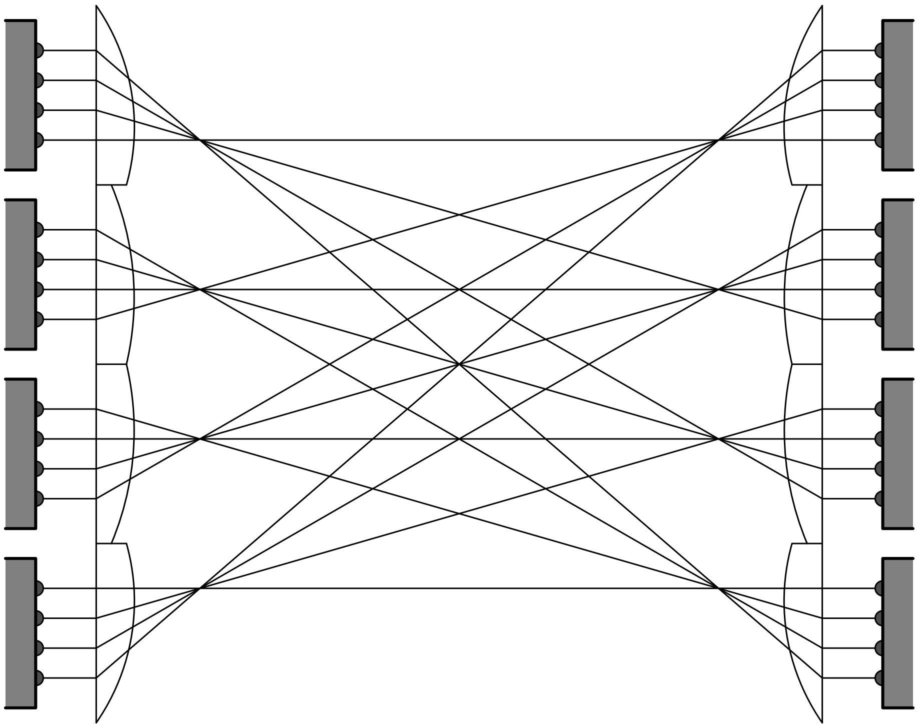

FIG. 5 - *Schéma du système OTIS de N processeurs vers N processeurs diffèrents.*

Pour les systèmes multi-processeurs que nous voulons modéliser, dans la partie 4, le système *OTIS* est particulièrement bien adapté. En effet, on sera amemé à émettre de $N \times N$ processeurs vers $N \times N$ processeurs avec $N \times N$ transmetteurs et récepteurs par processeurs, de $N \times N$ processeurs avec $M \times M$ transmetteurs vers un processeurs avec $NM \times NM$ transmetteurs et récepteurs, et en sens inverse.

Nous utilisons un modèle (développé et implémenté par *Mr M. Blume, UCSD*), qui nous donne la distance parcourue par la lumière entre l'émetteur et le récepteur. En effet, ce modèle prend en compte le nombre de processeurs

6. Les lentilles peuvent être remplacées par des hologrammes, mais nous ne tiendrons pas compte de cette remarque dans le modèle, car d'autres problémes interviennent alors, quant aux pertes de puissance lumineuse.

7. *OTIS*: Optical Transpose Interconnecting System.

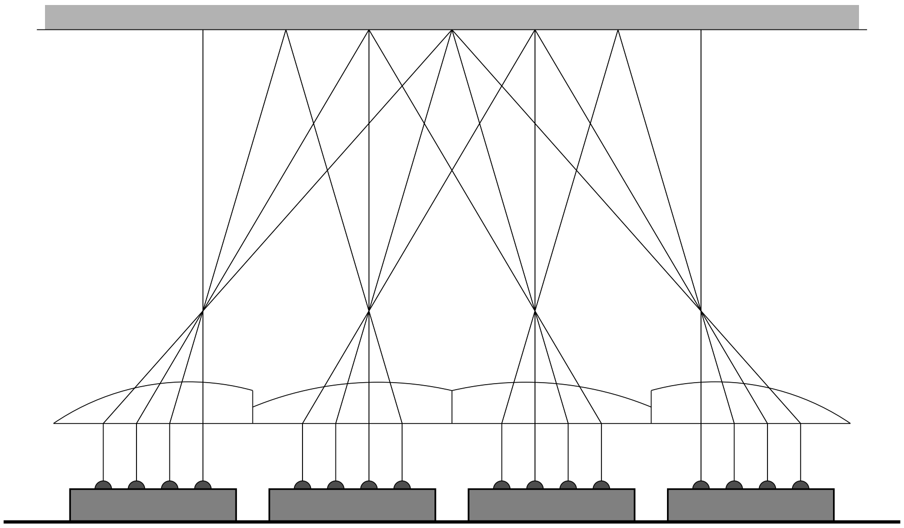

FIG. 6 - *Schéma du système OTIS de N processeurs vers eux même, avec utilisation d'un miroir.*

présents dans le système, et le nombre d'émetteurs et de récepteurs sur chaque processeur du plan d'émission et de réception (qui peuvent être les mêmes, en utilisant un miroir), ainsi que les distances séparant ces divers élements. Il prend de plus en compte des considérations optiques sur la taille du faisceau lumineux entrant dans le système, et la taille attendue à la sortie. En fonction de ces paramètres, il nous donne la distance la plus longue, L_{opt}, parcourue par la lumière dans le système. Ce calcul s'effectue en dimensionnant les lentilles utilisées et en modifiant la distance qui sépare le plan de processeurs du plan de lentilles, pour le plan d'émission, et de réception.

Ce modèle se charge donc de dimensionner les éléments optiques, et de les positionner. Dans le cas de la modélisation d'une seule liaison, seule la distance parcourue par la lumière nous intéresse. Le reste sera utile pour la suite.

Cette distance L_{opt} nous fournit le temps de propagation du signal lumineux $t_{f,opt} = \frac{L_{opt}}{c}$, où c est la célérité de la lumière, et donc la fréquence maximale d'utilisation du système $f_{max,opt} = \frac{1}{t_{f,opt}}$. Il est intéressant de rappeler que la lumière met une nano-seconde pour parcourir trente centimètres, soit $t_{f,opt} = 1\ nsec$, $f_{max,opt} = 1\ GHz$ et $B_{max,opt} = 2\ Gbits/sec = 250\ Mo/sec$.

De plus, le modèle nous donne la puissance optique minimale à fournir par le laser, en fonction de la puissance optique requise par le photo-détecteur, et des pertes dues à la traversée des divers composants optiques.

3.3 Le récepteur

Le récepteur que nous utilisons dans notre modélisation appartient à la classe des récepteurs de *trans-impédance*. Ceci signifie qu'il transforme une intensité en tension. En effet, le photo-détecteur est maintenu à une certaine tension. Lorsqu'il reçoit un signal lumineux, l'intensité du courant qui le traverse augmente. Il est donc nécessaire de transformer cette différence d'intensité en différence de tension. Cette classe de récepteur a l'avantage d'admettre une haute bande passante, et donc une haute fréquence.

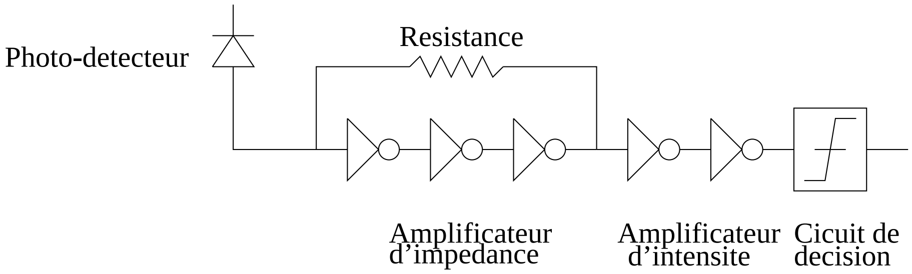

FIG. 7 - *Schéma du récepteur optique.*

Le récepteur, après le photo-détecteur, contient donc un amplificateur de transimpédance, qui opère cette transformation, suivi d'un amplificateur de tension puis d'un circuit de décision.

Le modèle réalise une optimisation complète du récepteur, en fonction de la bande passante attendue. On modifie le nombre d'étages de l'amplificateur de transimpédance (1 ou 3), la valeur de la résistance, le nombre d'étages de l'amplificateur de tension (0,1 ou 2), la taille (largeur) des transistors ainsi que leur tension d'alimentation[8], jusqu'à trouver un minimum d'énergie. Cette énergie étant la puissance optique requise au niveau du photo-détecteur. Cela revient à trouver un minimum d'énergie dans un espace de dimension 5. Comme il est très délicat d'expliquer succintement ce modèle, je conseille aux lecteurs, curieux de détails, de se reporter à [DVB96].

3.4 Résumé du modèle optique

Afin de rendre la liaison optique la plus performante possible et de réduire la surface occupée par l'émetteur et le récepteur sur un processeur ainsi que la consommation de ces éléments, on dimensionne chaque composant en fonction des caractéristiques attendues.

Dans un premier temps, on calcule la longueur du chemin optique en fonction de la distance séparant l'émetteur du récepteur. On en déduit la fréquence maximale à laquelle on va pouvoir utiliser la liaison. On optimise le récepteur pour cette fréquence d'utilisation en minimisant la puissance optique nécessaire au niveau du photo-détecteur. On calcul la puissance optique minimale à émettre au niveau du laser, en fonction de la puissance requise par le photo-détecteur, et des pertes de puissance, dues aux éléments optique. On calcule la tension de seuil du laser, ainsi que la tension nécessaire à l'émission du signal, en fonction des critères précédents. On en déduit la tension de modulation du laser, et enfin, on calcule le nombre d'étages et le facteur d'accroissement entre étages du superbuffer, nécessaire pour faire réagir le laser.

La liaison optique est alors optimisée en fonction de sa fréquence maximale d'utilisation.

8. On peut modifier la tension d'alimentation du circuit en ajoutant une résistance en correspondance.

Les figures 19, 20, 21 et 22, montrent la dissipation d'énergie des divers composants, la puissance optique requise au niveau du photo-détecteur, et la surface occupée par le couple émetteur-récepteur, dans les configurations technologiques qui nous intéressent. La figure 19 présente un aspect fortemment chaotique, quant à la consommation du récepteur, qui entraine le même aspect pour la dissipation totale et la surface. Ceci est du au modèle d'optimisation, qui cherche à minimiser la puissance optique requise au niveau du récepteur. Nous avons cherché à "lisser" cette courbe, mais les effets n'apparaissent vraiment que dans les cas $0,35$ et $0,1\mu m$.

D'autre part, les figures 20, 21 et 22, montrent un très fort accroissement de la consommation au delà d'une fréquence de 750MHz. Ceci nous montre que certaines fréquences d'utilisations, de ce modèle, sont plus optimale que d'autres.

4 Utilisations des modèles

Nous allons maintenant pouvoir utiliser les modèles précédemment étudiés. Pour cela, nous allons regarder une méthode originale de réalisation de divers réseaux d'interconnections (4.1), puis nous examinerons un système multiprocesseur calculant la FFT (4.2).

4.1 Etude de diverses topologies

Dans les machines parallèles, les réseaux d'interconnection, et donc le temps nécessaire pour effectuer une communication, sont critiques. Nous allons étudier deux façon de réaliser un réseau d'interconnection, pour un ensemble de $N \times N$ processeurs $P_{i,j}$. Chaque processeur aura le même degré d de connectivité. Il est nécessaire de rappeler que nous sommes dans un modèle de communications synchrones entre processeurs. Nous avons choisi d'étudier des systèmes à $N \times N$ processeurs, mais on peut adapter ces méthodes à des systèmes de $N \times M$ processeurs.

La première méthode, qui utilise des liens physiques, consiste à utiliser une plaque de type MCM , sur laquelle on fixe les liens entre processeurs (figure 8). Cette méthode offre l'avantage de permettre un très grand nombre de connections. La fréquence maximale des communications est fixée par le temps de propagation d'un bit sur le lien le plus long. La surface occupée sur chaque processeur par les superbuffers est également une fonction de ce lien, car nous ne dimensionnons pas le superbuffer attaché à chaque lien. En revanche, la dissipation d'énergie dûe à l'émission d'un bit est une fonction de la longueur du lien emprunté. La relation 18 nous donne la dissipation d'énergie considérée pour le système MCM .

$$E_{MCM}\left(\text{type de ligne}\right) = \sum_{\text{tous les liens}} E_{\text{émission d'un bit sur le lien}}\left(\text{type de ligne}\right) \qquad (18)$$

La deuxième méthode utilise les communications optiques. Nous ajoutons au système multiprocesseurs un autre processeur (figure 10), sur lequel nous réalisons le réseau d'interconnection. Nous appelerons ce processeur P_{opto} (figure

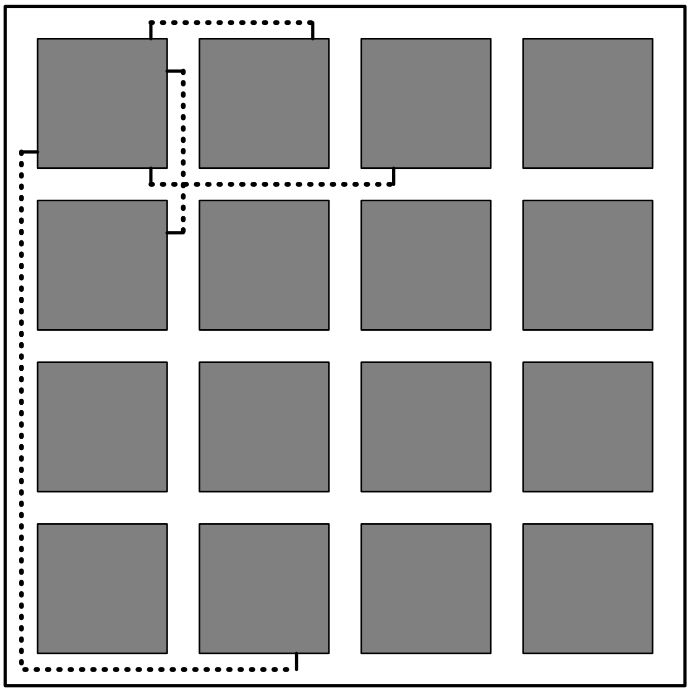

FIG. 8 - *Schéma d'un système physique multiprocesseurs, avec exemple de liens, dans le cas MCM .*

9). Chaque processeur $P_{i,j}$ possède un transmetteur optique à la place de chacun des transmetteurs du modèle physique, et un récepteur optique, de la même façon. Ceux-ci sont situés au dessus des processeurs. Chaque processeur $P_{i,j}$ aura donc d transmetteurs, et d récepteurs. Sur le processeur P_{opto}, on réalise une image du système, c'est à dire qu'il aura $d.N^2$ couples émetteur-récepteur. Chaque récepteur de P_{opto} correspond à un transmetteur d'un $P_{i,j}$, et de même pour les transmetteurs de P_{opto} (nous sommes dans un cas d'utilisation du système *OTIS* plus général que sur la figure 5). De plus, P_{opto} met en relation chacun de ces récepteurs avec un transmetteur, de telle sorte qu'il réalise le réseau d'interconnection physique. En le plaçant au centre de la plaque, on réduit les distances et on augmente la fréquence d'utilisation.

Pour envoyer un bit de $P_{i,j}$ à $P_{k,l}$, on envoie de $P_{i,j}$ à P_{opto} puis de P_{opto} à $P_{k,l}$. Comme on peut utiliser P_{opto} en pipeline, la fréquence maximale d'utilisation du système est calculée en fonction de la plus grande distance optique entre les $P_{i,j}$ et P_{opto} (relation 19).

$$f_{max,opt} = \frac{c}{\max_{(i,j)} dist_{optique}\,(P_{i,j}, P_{opto})} \tag{19}$$

$$\begin{aligned} E_{optique} &= 2\left(2dN^2 E_{\text{émission d'un bit sur un lien optique}}\right) && (20)\\ &= 2\left(2dN^2\left(E_{superbuffer} + E_{VCSEL} + E_{rcepteur}\right)\right) && (21)\end{aligned}$$

La dissipation dûe à l'émission d'un bit, ne dépend pas de la longueur effectivement parcourue, car tous les émetteurs sont dimensionnés de la même façon,

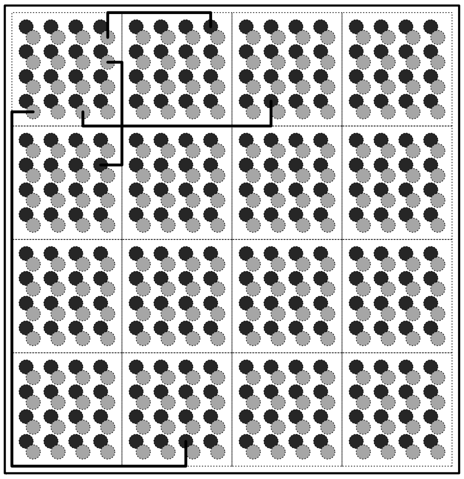

Fig. 9 - *Schéma du processeur P_{opto}, avec exemple de liens.*

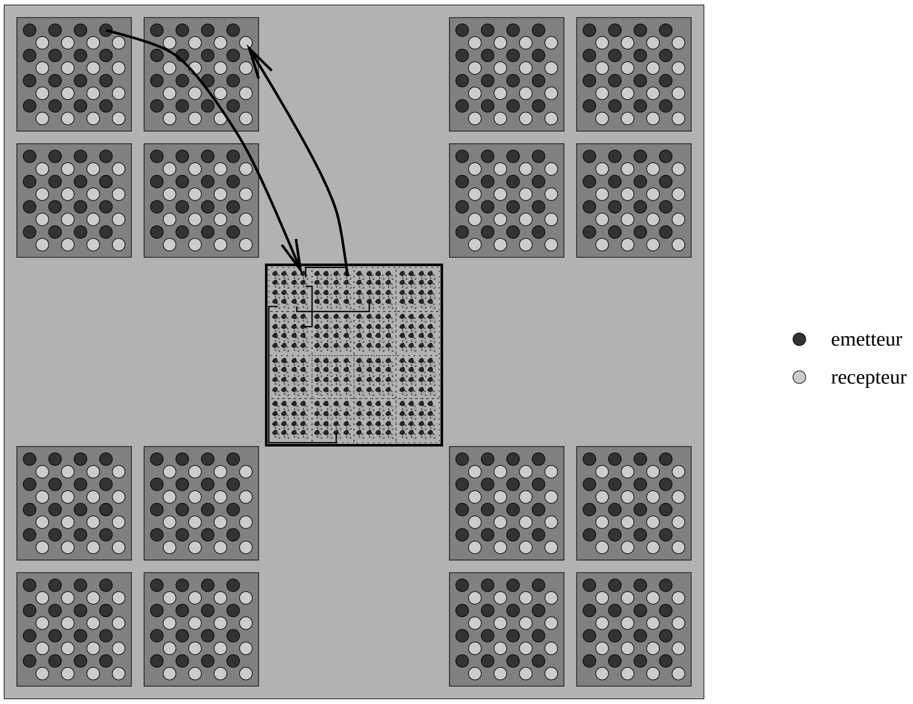

Fig. 10 - *Schéma d'un système utilisant un processeur pour réaliser les connections, avec exemple de liens.*

et de même pour les récepteurs. Par contre, la dissipation d'énergie, du système complet, est importante, car le signal est transmis en deux étapes. La relation 20 nous donne la dissipation d'énergie considérée pour le système opto-électronique. Nous nous intéresserons à la surface requise sur le processeur P_{opto}, par les divers composants. Ceci nous permettant de savoir si le système est réalisable. Il faut toutefois noter qu'il est possible d'utiliser plusieurs processeurs du type P_{opto}, dans le cas, par exemple, où le nombre de connections entre les couples émetteur-récepteur serait trop important. Dans ce cas, il suffit d'extraire des sous-graphes du réseau d'interconnection, et de les implanter sur un ensemble $P_{opto,i}$.

VLSI	MCM	VCSEL	noms des courbes
$0,35\mu m$	courant		a & af
$0,1\mu m$	futur		b & bf
$0,35\mu m$		$1mA$	c & cf
$0,1\mu m$		$100\mu A$	d & df
$0,1\mu m$		$10\mu A$	e & ef

FIG. 11 - *Configurations technologiques considérées.*

Les figures 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29 et 30, nous montrent l'évolution de la fréquence d'utilisation maximale de divers systèmes multiprocesseurs, en fonction du nombre de processeurs, et la dissipation d'énergie de ces systèmes, dans les modèles *MCM* et optique.

Il apparait comme évident que la réalisation d'une grille par cette méthode laisse la priorité au modèle *MCM* . Par contre, dans tous les autres cas (les liaisons étant plus longues), le modèle optique est très intéressant. En effet, pour des systèmes à 16, 64 ou 256 processeurs, les fréquences d'utilisations sont plus importantes, et la dissipation d'énergie bien plus faible pour le modèle optique que pour le modèle *MCM* . Il est par exemple très appréciable de voir qu'un système à 256 processeurs, en connection *all-to-all* , admet une haute fréquence d'utilisation (de l'ordre de 900 MHz en $0,35\mu m$), et une faible dissipation d'énergie. Notre méthode rend donc possible ce genre de connection. De même, un hypercube aura une dissipation d'énergie plus faible, pour des fréquences d'utilisations équivalente. Enfin, une grille torique, souvent très appréciée par le programmeur, admet de très faible dissipation dans le cas optique, comparée au modèle *MCM* , pour des fréquence plus élevées.

4.2 Etude d'une machine calculant la *FFT*

Le calcul de la *FFT* est un problème classique. Nous allons utiliser les modèles physiques et optiques de communications dans le cas d'un système multi-processeurs réalisant ce calcul.

On dispose donc d'un ensemble de $N \times N$ processeurs $P_{i,j}$, et d'un ensemble de $N_{FPU,tot}$ unités de calcul flottant (*FPU*). Chaque processeur en possède donc $N_{FPU} = \frac{N_{FPU,tot}}{N^2}$.

Pour calculer la *FFT* d'une image, on découpe celle-ci en N^2 blocs, que l'on affecte à chacun des processeurs. De plus, chacun de ces blocs est subdivisé en

N_{FPU} sous blocs que l'on affecte à chaque FPU. Chaque FPU calcule la FFT sur les données dont il dispose, puis on réalise un échange de données entre les diverses FPU et on recalcule la FFT.

Le réseau d'interconnection est un graphe complet (*all-to-all*). Chaque FPU possède $N_{Tx,Rx} = \frac{N^2}{N_{FPU}}$ couples transmetteur-récepteur. La figure 12 nous donne les différentes configurations et technologies que nous considérons.

$Technologie$	N	N^2	$N_{FPU,tot}$	N_{FPU}	N_{TxRx}
$0.35\mu m$	16	256	4096	16	16
$0.1\mu m$	8	64	4096	64	1
$0.1\mu m$	16	256	16384	64	4

FIG. 12 - *Valeurs considérés.*

Les communications optiques se font de processeur à processeur, par l'intermédiaire d'$OTIS$ (figure 6). De plus, une FPU ne peut utiliser qu'un seul de ses transmetteurs à la fois. Nous nous intéressons donc à la fréquence d'utilisation du système et à la surface occupée sur chaque processeur par les transmetteurs et les récepteurs. Les calculs de dissipation d'énergie se font par les mêmes relations 18 et 20 que précédemment, en les adaptant, car on ne considère qu'un cycle d'horloge, et donc $N^2 N_{FPU}$ émissions. La surface considérée, quant à elle, est la surface occupée sur un processeur par les transmetteurs et récepteurs.

	MCM		Optique, selon $VCSEL$		
	série	parallèle	$1mA$	$100\mu A$	$10\mu A$
technologie $0,35\mu m$ 16×16 processeurs avec 16 FPU chacun et 256 couples $T_x - R_x$					
fréquence	155	290	334		
énergie	31,7	119	3,6	1,08	0,84
surface			$2,25.10^{-2}$	$6,74.10^{-3}$	$5,23.10^{-3}$
technologie $0,1\mu m$ 8×8 processeurs avec 64 FPU chacun et 64 couple $T_x - R_x$					
fréquence	411	760	741		
énergie	6,65	24,6	3,46	1,6	1,2
surface			$5,4.10^{-3}$	$2,54.10^{-3}$	$1,87.10^{-3}$
technologie $0,1\mu m$ 16×16 processeurs avec 64 FPU chacun et 256 couples $T_x - R_x$					
fréquence	200	385	404		
énergie	22,5	86,7	14,4	4,34	3,34
surface			$2,25.10^{-2}$	$6,77.10^{-3}$	$5,22.10^{-3}$

FIG. 13 - *Table de résultats pour le système de la FFT (fréquence en MHz, énergie dissipée en W en surface en cm^2).*

Le tableau 13 nous donne les résultats qui nous intéressent. On constate dans ce tableau que le modèle optique est en général plus performant que le modèle physique du point de vue de la fréquence d'utilisation. De plus, la dissipation d'énergie du modèle optique est bien moins importante que la dissipation des modèles *MCM* .

D'autre part, le nombre f du système optique est $f \geq 2$. En permettant à ce nombre des valeurs $f < 2$, avec $f > 1$, par exemple $f = 1,2$, on augmente de façon très importante la fréquence d'utilisation maximale du système. Cette augmentation est de l'ordre d'un facteur 2. Mais il est plus réaliste de conserver $f \geq 2$, pour le moment (la valeur minimale de f étant un paramètre d'entrée du programme, il est aisé de la modifier).

Le modèle optique est donc bien plus adapté à la réalisation de ce système, que le modèle physique.

Il ressort de l'observation des quelques topologies et du système calculant la *FFT* , que les communications optiques entre processeurs, par notre méthode, sont bien meilleures que les communications dans le modèle *MCM* , dans de nombreux cas, ceci aussi bien du point de vue de la fréquence d'utilisation que de la dissipation d'énergie. L'utilisation d'un tel système est donc une méthode efficace pour résoudre les problèmes de communications entre processeurs, qui, bien souvent, limitent les performances de systèmes multiprocesseurs.

5 Le programme

Le travail que j'ai réalisé par rapport à ces modèles a principalement été un travail de synthèse de travaux effectués par plusieurs membres du groupe. Cela représente beaucoup de temps passer à la programmation. Il me semble donc important d'en dire quelques mots.

5.1 Implémentation des modèles

Dans un premier temps, j'ai extrait l'ensemble des équations nécessaire à la modélisation des liaisons physiques, d'un fichier *MathCad*. Ce travail a donc été relativement simple.

Ensuite, j'ai travaillé sur la modélisation des liaisons optiques. Ce travail a été bien plus complexe, et consiste en la majeure partie de mon stage. En effet, Les différents modules nécessaires à cette modélisation, proviennent de travaux de différents "*thésards*" et "*post-doc*". Les différents modules sont : le récepteur, l'espace d'interconnection optique[9], le laser et le superbuffer. J'ai donc travaillé avec eux afin d'accorder les différents modules. Comme je l'ai expliqué dans la partie 3.4, tous les modèles sont liés. Il a fallu réaliser ces liaisons. De plus, comme ces modèles n'ont pas été mis à ma disposition en même temps, il m'a fallu régulièrement réarranger mon programme, afin d'incorporer le nouveau venu.

Le programme que j'ai réalisé contient tous les modèles de communication physique et optique précédemment étudiés. Il contient de plus des fonctions

9. Je dois remercié Mr Matthias Blume, pour m'avoir fourni les sources en C de son modèle (4 jours avant mon départ de San Diego), de telle sorte que son intégration à l'ensemble du programme, a été facilité.

d'évaluation de diverses topologies, et de la machine FFT , afin de pouvoir utiliser les modèles. Il prend en entrée des fichiers de paramètres technologiques et de directives sur les sorties désirées et donne en sortie un fichier contenant les divers paramètres évalués au cours du déroulement du programme, et des fichiers de données, lisibles par des programmes tels "*Kaléïdagraph*" ou "*gnuplot*", grace auxquels j'ai obtenu toutes les courbes contenues dans ce rapport.

J'ai apporté un soin très particulier à l'optimisation du code. En effet, comme je trouve insupportable de devoir attendre plusieurs heures avant d'obtenir les résultats d'un calcul, il m'a semblé primordial de réduire au minimum possible le temps d'exécution. De plus, le but de ce programme est de comparer différentes technologies, et de pouvoir modifier certains paramètres en fonction des résultats obtenus avec d'autres, on peut donc être ammené à l'exécuter plusieurs fois de suite.

Le problème du temps d'exécution de ce programme réside principalement dans le calcul de l'optimisation du récepteur. En effet, on cherche un minimum dans un espace de dimension 5. Il est très délicat de réduire l'espace de recherche le long de l'une de ces dimensions, si l'on veut obtenir un résultat précis et cohérent. J'ai transformé les équations afin de ne jamais refaire deux fois le même calcul, aussi petit soit-il, lors d'un appel à cette fonction d'optimisation. Ceci a eu pour effet d'accélérer de façon notable cette fonction. Malheureusement, son temps d'exécution sur un *SUN Sparc station 20*, reste de l'ordre de vingt minutes. Comme à chaque fois que l'on modifie la fréquence d'utilisation de la connection optique, on fait appel à cette fonction, le temps total d'exécution s'envole rapidement... J'ai remèdié à celà en utilisant des bases de données. Grace à celà, cette fonction ne recalcule jamais un problème dont la solution a déjà été calculée lors d'une exécution précédente du programme.

Le temps d'exécution global de ce programme est maintenant compris entre quelques secondes et une heure. Il est donc désormais réellement utilisable.

5.2 Paramètres d'entrées du programme

Les figures 31, 33, 34, 32 et 35 contiennent les paramètres d'entrée relatifs aux modèles du programme. Il y a d'autres paramètres (intervalles de longueur, de fréquences), qui sont relatifs aux sorties. En effet, le programme formate des fichiers de données pour "*Kaléïdagraph*". Il est donc utile de pouvoir "jouer" sur les intervales de données que l'on souhaite considérer.

Il prend de plus en entrée les nombres N_{FFT} et $N_{FPU,FFT}$, relatifs à la FFT . Une batterie de drapeaux sont de plus utilisables, afin de préciser les données désirées en sortie, ceci influant de façon notable sur le temps d'exécution. Ces drapeaux permettent notamment d'obtenir des courbes de dissipation d'énergie pour la majorité des éléments composants les divers modèles.

5.3 Les sorties du programmes

Les sorties du programme sont nombreuses. De plus, comme elles sont fonctions des entrées et qu'elles dépendent d'équations diverses, il ne me semble pas crucial de les fournir. D'autre part, tous les graphes présents dans ce rapport, ont été réalisé grâce aux fichiers de sortie formatés pour "*Kaléïdagraph*", ce qui montre la simplicité d'utilisation des résultats.

6 Graphe d'expansion

En parallèle avec mon travail sur la modélisation des lignes de communication optique et physique, j'ai travaillé avec *Mr Francis Zane* sur l'étude de réseaux de communication du type *multi-butterfly*, qui utilise des graphes d'expansion, ou "expander graph". Cette classe de réseau comprenant les réseaux appelés *"degree 2^k butterfly"*, soit *butterfly de degré 2^k*, à laquelle appartient le *butterfly*, avec $k = 1$. Le but de ce travail étant de montrer que l'on peut remplacer un étage du multi-butterfly par le système *OTIS* . Ensuite on peut utiliser les modèles précédents pour en évaluer les performances.

L'intérêt de l'utilisation de tels réseaux, réside dans leurs propriétés d'expansion, c'est à dire qu'il existe plusieurs chemins pour aller d'une entrée du réseau à une sortie.

6.1 Définition des réseaux multi-butterfly

Un étage d'un réseau de type multi-butterfly se définit de la façon suivante: Soit $\mathcal{E}$ l'ensemble des entrées. $|\mathcal{E}| = N$. Soit $\mathcal{S}_p$ et $\mathcal{S}_d$ (pour première et deuxième moitié) les ensembles des sorties. $|\mathcal{S}_p| = |\mathcal{S}_d| = \frac{N}{2}$. On choisit un graphe aléatoire, de $\mathcal{E}$ dans $\mathcal{S}_p$, tel que, pour tout sous-ensemble $\mathcal{E}'$ de $\mathcal{E}$, avec $|\mathcal{E}'| < |\mathcal{S}_p|$, la taille V du voisinage $\mathcal{V}$ de $\mathcal{E}'$ dans $\mathcal{S}_p$ vérifie $V > c\,|\mathcal{S}_p|$, où $\frac{1}{2} < c < 1$. Ceci est la propriété d'expansion.

On termine la réalisation de l'étage en utilisant le même graphe de $\mathcal{E}$ dans $\mathcal{S}_p$ pour les connections de $\mathcal{E}$ dans $\mathcal{S}_d$.

La réalisation du graphe complet consiste à répéter l'opération pour chaque étage, de la même façon que l'on construit un butterfly, jusqu'à ce que la taille de l'ensemble des sorties, soit égal au degré du graphe. On utilise alors un graphe complet, ou un *cross-bar*.

6.2 Comment utiliser *OTIS*

Un exemple simple d'utilisation du système *OTIS* , en remplacement d'un étage d'un réseau d'interconnection, est le butterfly (figures 14 et 15). En effet, si, au lieu de lire les bits de façon séquentielle, comme on le fait généralement, on utilise une notion de groupe. On écrit une destination sous la forme $x_1x_2\ldots x_py_1y_2\ldots y_q$, où $p + q = k$ et le nombre d'entrées N du réseau est $N = 2^k$. On est alors dans le cas d'*OTIS* . En effet, on a 2^p groupes $x_1^kx_2^k\ldots x_p^k$, chacun de taille 2^q (2^p processeurs à 2^q transmetteurs dans le plan d'entrée.).

En posant $p = q$, on obtient un problème régulier, qui correspond à la figure 5 du système *OTIS* . On remplace chacun des processeurs par un butterfly de taille 2^p.

Il a été démontré [ZAN2], entre autre, que l'on peut également utiliser *OTIS* de la même façon, pour la réalisation d'hypercubes, de grilles $2D$ et nD, et de graphes d'expansions.

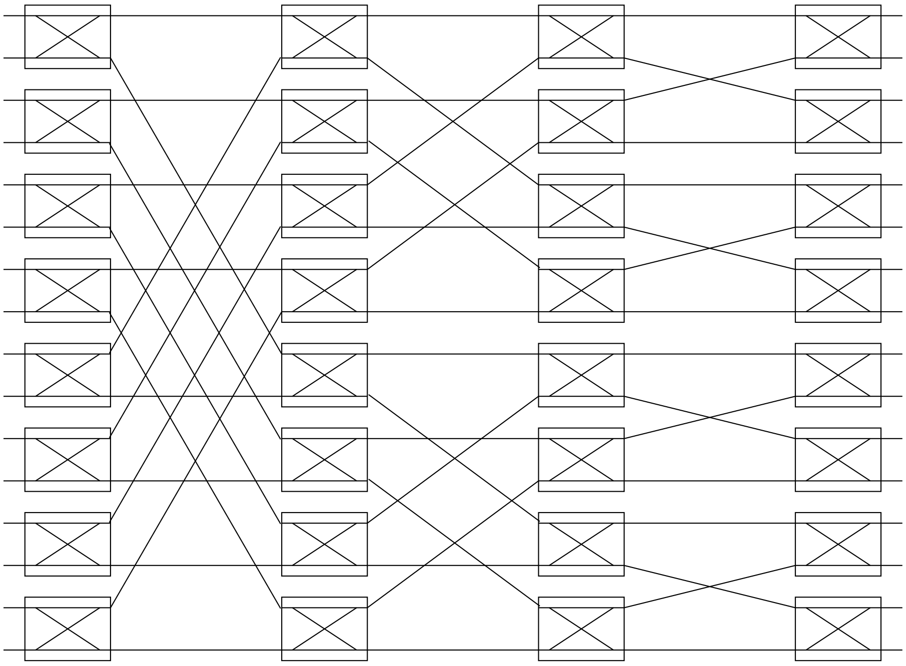

Fig. 14 - *Schéma d'un butterfly.*

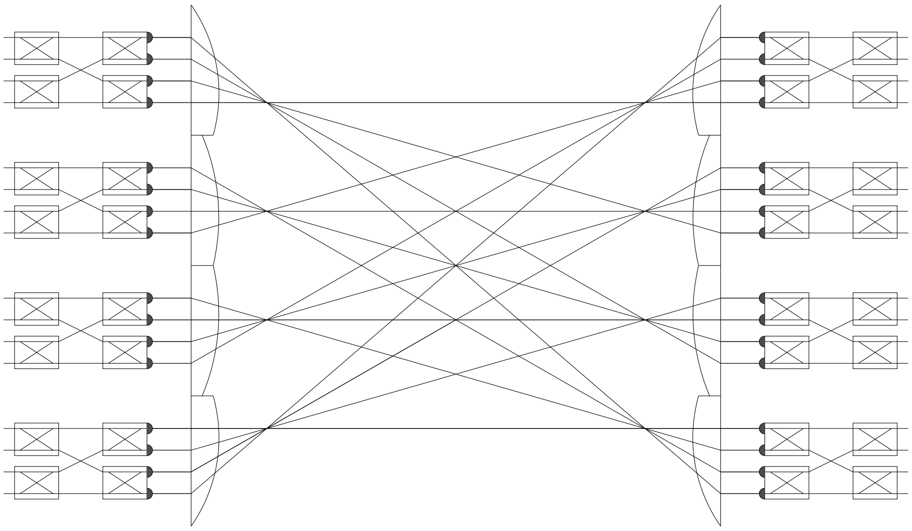

Fig. 15 - *Schéma d'un butterfly utilisant OTIS .*

6.3 travail effectué

J'ai dans un premier temps repris les travaux déjà effectués, en essayant d'y apporter un regard nouveau. Cela m'a permis de maitriser le système *OTIS*. Je n'ai pu que confirmer que l'utilisation d'*OTIS* pour la réalisation de réseaux tels le butterfly, est plus intéressante si on remplace l'étage $\frac{\log N}{2}$, soit l'étage médian, par *OTIS*. Ceci est principalement lié à la longueur des interconnections.

Ensuite, nous avons simulé divers réseaux (butterfly, degré 2^k butterfly, graphe aléatoire de degré d et multibutterfly), sans se soucier de la nature des liens de communications, afin d'étudier les différentes tailles de voisinage. Ceci se fait un prenant, de façon aléatoire, des sous-ensembles S, de taille αN, $\alpha < 1$, de nœuds du plan d'entrée, celui-ci étant de taille N, et d'observer pour diverses valeurs de α, la taille moyenne du voisinage de S.

De plus, nous avons commencé à simuler le comportement d'un ensemble de S messages en entrée, $S < N$, à travers les réseaux. Le but étant de mieux comprendre les propriétés d'expansion de ces réseaux, en regardant le nombre de conflits, et le temps nécessaire (nombre de cycles) pour acheminer tous les messages.

Ce travail reste inachevé, pour le moment. Nous voulions, de plus, utiliser les modèles de connections optiques, expliqués précédemment, pour de tels réseaux. Ceci sera réaliser prochainement, par *Mr Francis Zane*, par extension de mon travail.

7 conclusion

Mon travail a été de faire la synthèse de travaux de divers étudiants en thèse et post-doc, afin de modéliser une ligne de communication optique entre processeurs. Cette ligne utilise des composants d'opto-électronique, ainsi qu'un ensemble de lentilles et de miroirs. Dans la partie 4, j'ai étudié les systèmes multiprocesseurs pour lesquels est étudié ce type de connection.

Les résultats que j'ai obtenu sont très encourageants. En effet, ils montrent que, pour le champs d'application étudié, les connections optiques entre processeurs, sont beaucoup plus intéressantes que les liaisons physiques, dans le modèle *MCM* , dans la majorité des cas. Un système multiprocesseurs de taille 16×16 en connection *all-to-all* , est un système respectable que l'on rend efficace.

Lorsque la technologie $0,1\mu m$ pour les processeurs, sera disponible, les constructeurs de machines parallèles, auront à disposition un outil efficace pour réaliser les réseaux d'interconnections. Ceci seront d'autant plus rapides, que les lentilles seront de meilleur qualité. L'adjonction des techniques du *3D VLSI* augmentera la capacité de calcul des noeuds.

D'autre part, les résultats de ce travail, encouragent des étudiants, auprès desquels j'ai travaillé, à étudier une amélioration importante des *RAMBUS*[10], en utilisant la connection optique que j'ai modélisé, car la puissance actuelle des *RAMBUS* réside dans l'utilisation de liaisons très courtes, ce qui limite la taille du système à une douzaine de processeurs.

Enfin, il sera intéressant d'étudier l'utilisation de ces lignes en pipeline (ie: ne pas attendre qu'un bit soit arrivé pour envoyer le suivant), en jouant sur les protocoles de communications.

10. voir http://www.rambus.com pour plus de détails

Références

[DVB96] Daniel Van Berklom, Chi Fan, Mathias Blume and Sadik C. Esener, *Transimpedance Receiver Design Optimization for Smart Pixel Arrays*, UCSD, Submitted to Journal of Lightwave Technology, Aug. 1996.

[IGY96] Ibrahim Gokce Yayla, *Performance and Cost Comparison Between Electrical and Electro-optical Interconnects and Application to Optoelectronic Computing*, A dissertation submitted for the degree Doctor, UCSD, 1996.

[LI90] N. C. Li, G. L. Haviland, A. A. Tuszynski, *CMOS tapered buffer*, IEEE J.Solid-State Circuits, vol. 25, no. 4, p. 1005-1008, Aug. 90.

[HBB90] H. B. Bakoglu, *Circuits, Interconnections and Packaging for VLSI*, Addison-Wesley Publishing Company, 1990.

[MAR93] G. Marsden, P. Marchand, P. Harvey, S. Esener, *Optical transpose interconnection architectures*, Optics Letters 18 (13), p. 1083-1085, july 93.

[ZAN1] F. Zane, P. Marchand, R. Paturi, S. Esener, *Optical Transpose Interconnection System architecture*, UCSD,96.

[BLU95] M. Blume, F. B. McCormick, P. J. Marchand, S. Esener, *Array interconnect systems based on lenslets and CGH*, SPIE, Engineering and Instrumentation, San Diego, 1995.

[ZAN2] F. Zane, P. Marchand, R. Paturi, S. Esener, *Scalable Network Architectures Using OTIS*, UCSD,96.

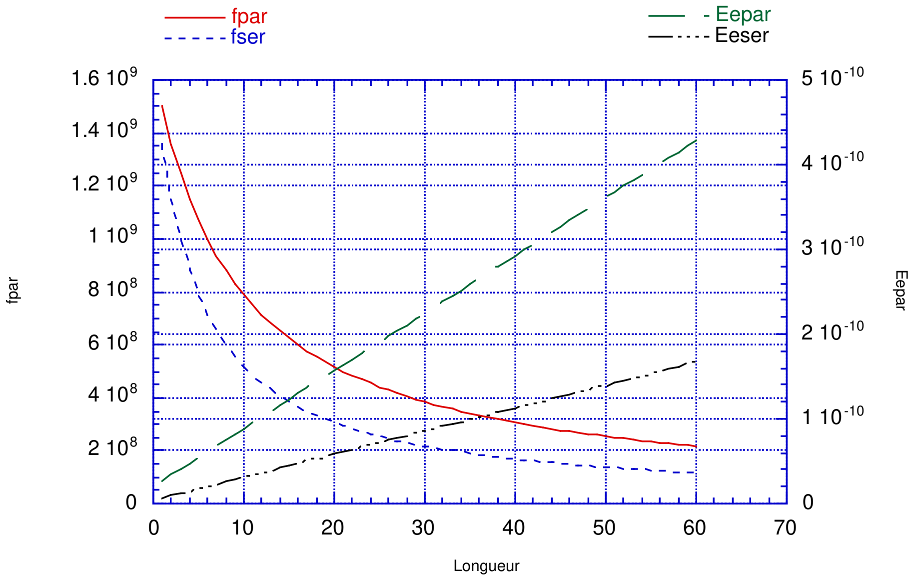

FIG. 16 - *Consommation par bit et fréquence d'utilisation d'une ligne en connection 1-to-1 sous la technologie* $0,5\mu m$.

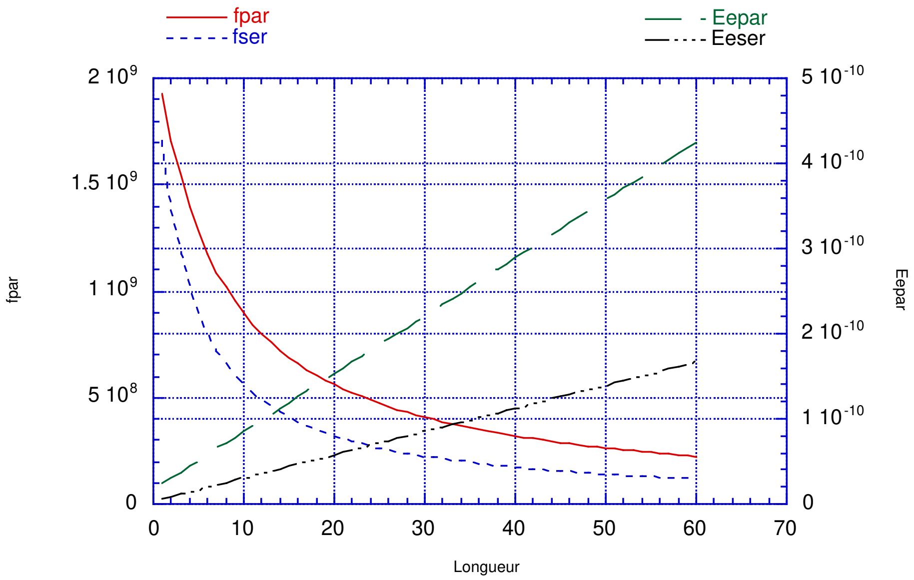

FIG. 17 - *Consommation par bit et fréquence d'utilisation d'une ligne en connection 1-to-1 sous la technologie* $0,35\mu m$.

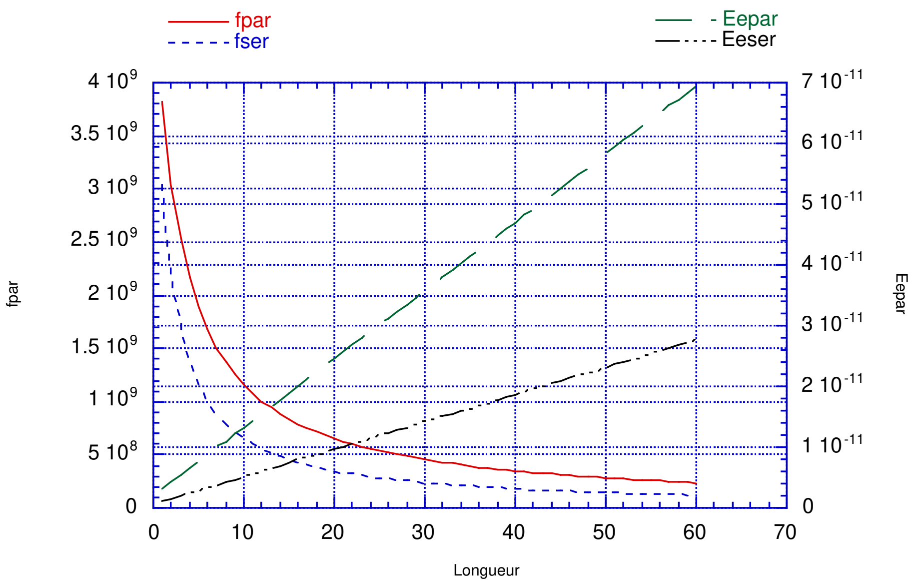

FIG. 18 - *Consommation par bit et fréquence d'utilisation d'une ligne en connection 1-to-1 sous la technologie* $0,1\mu m$.

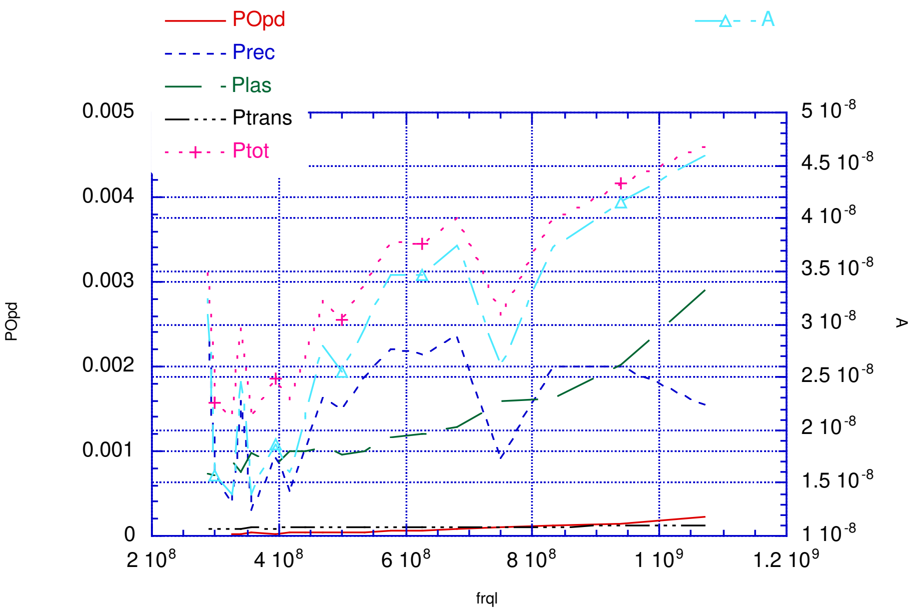

FIG. 19 - *technologie* $0,5\mu m$, *VCSEL* $1mA$.

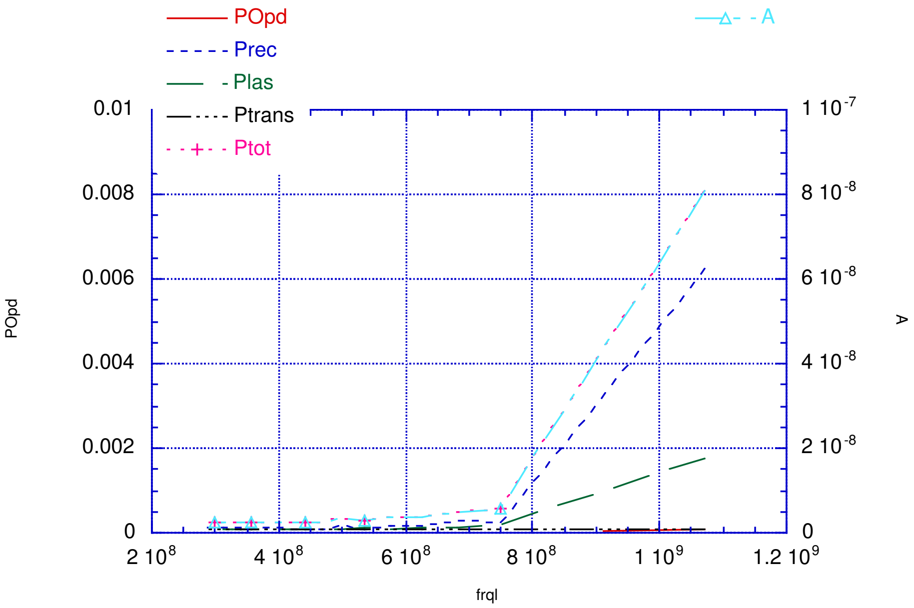

FIG. 20 - *technologie* $0,35\mu m$, *VCSEL* $1mA$.

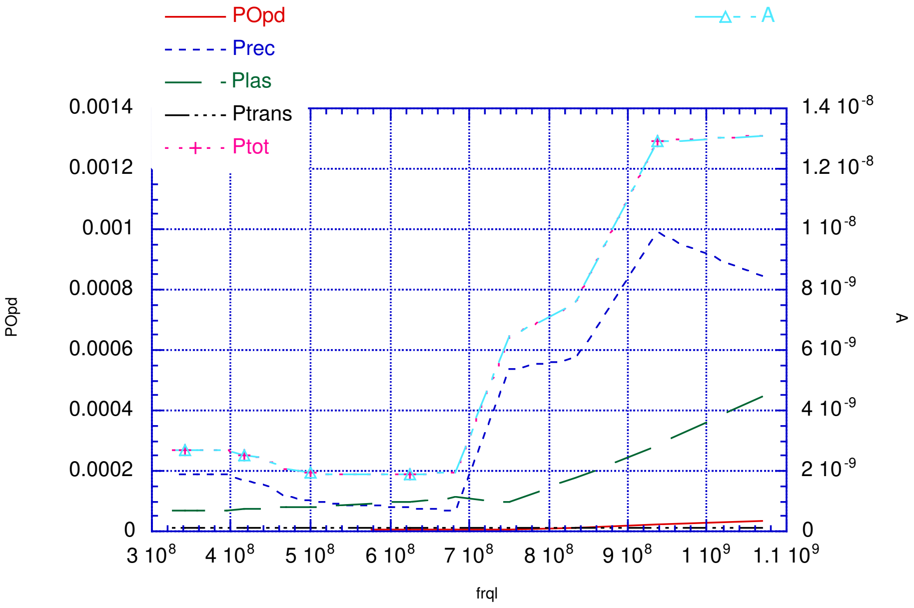

FIG. 21 - *technologie* $0,1\mu m$, *VCSEL* $100\mu A$.

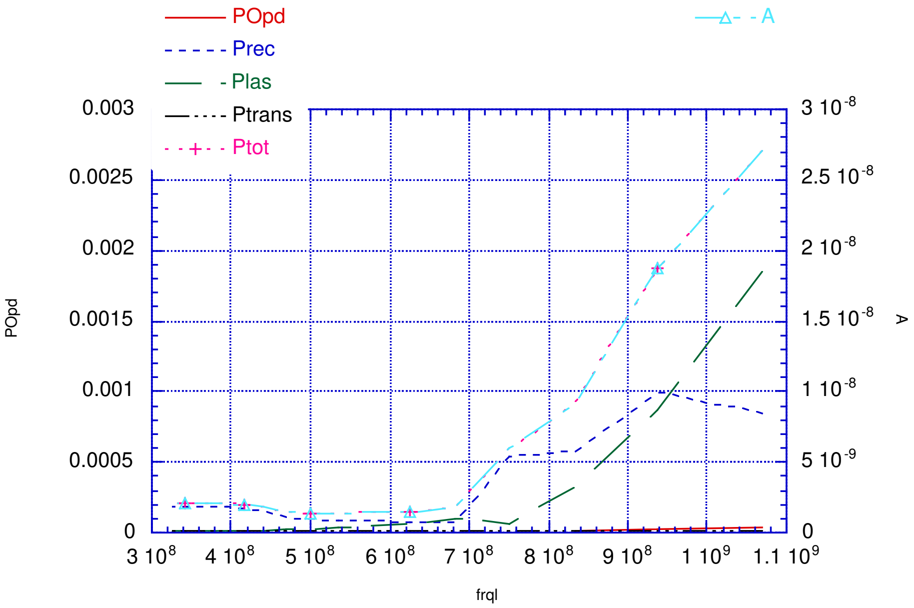

FIG. 22 - *technologie* $0,1\mu m$, *VCSEL* $10\mu A$.

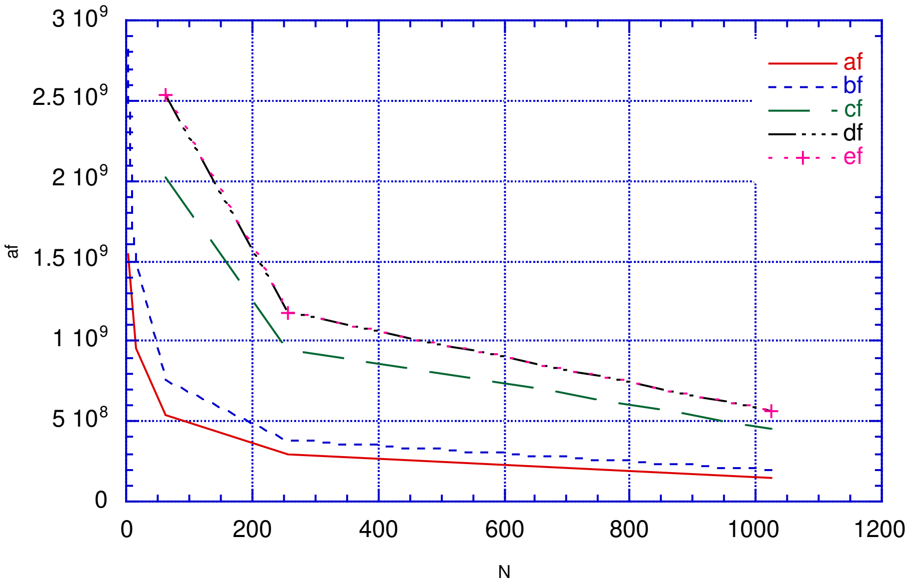

Fig. 23 - *Courbes de fréquence pour une topologie all-to-all.*

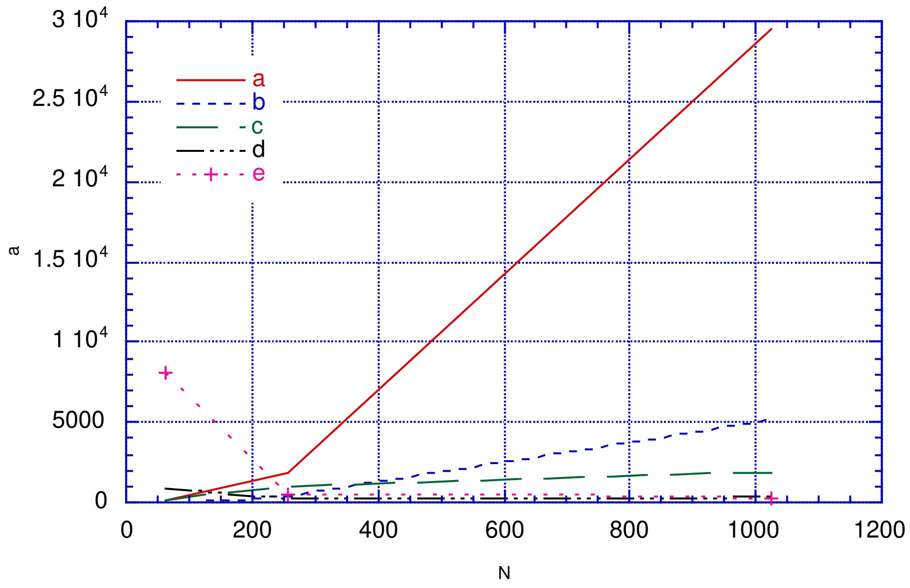

Fig. 24 - *Courbes de dissipation d'énergie pour une topologie all-to-all.*

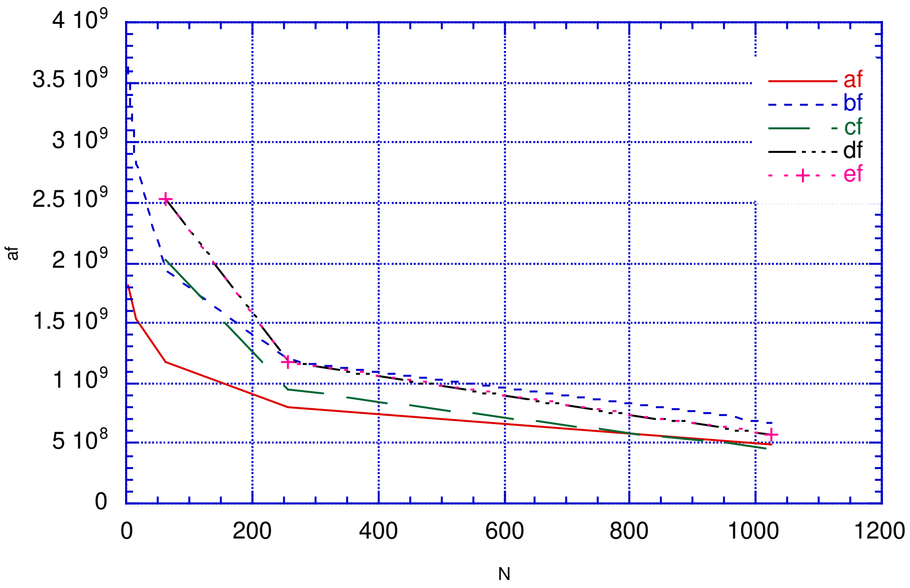

FIG. 25 - *Courbes de fréquence pour un hypercube.*

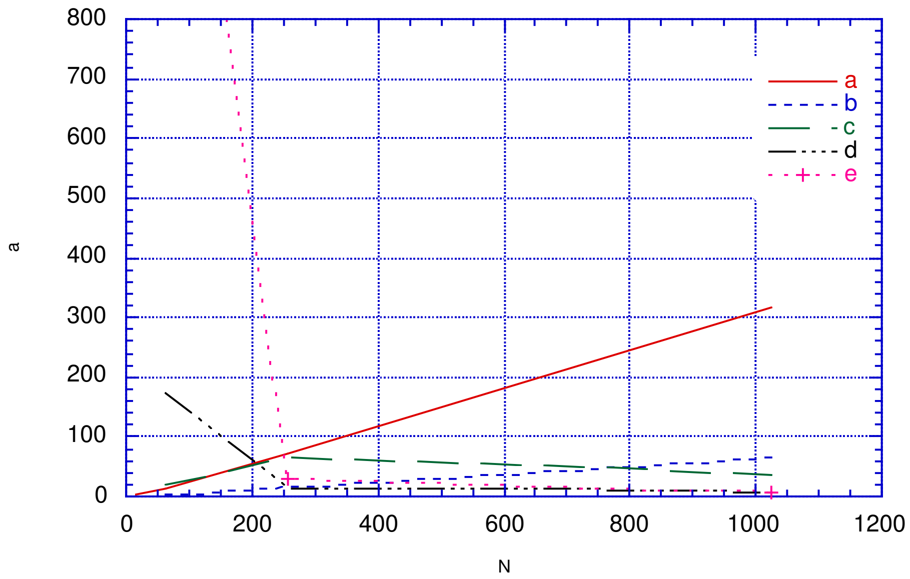

FIG. 26 - *Courbes de dissipation d'énergie pour un hypercube.*

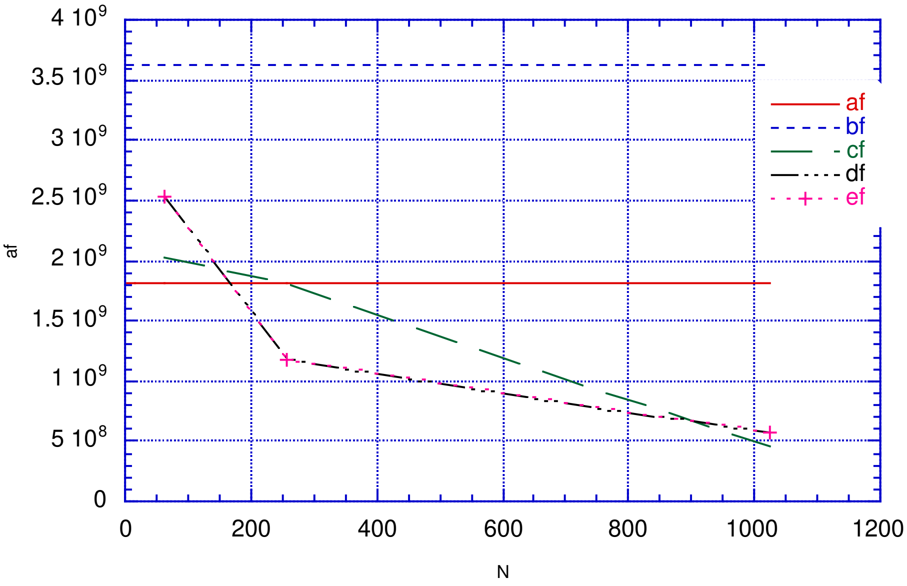

FIG. 27 - *Courbes de fréquence pour une grille.*

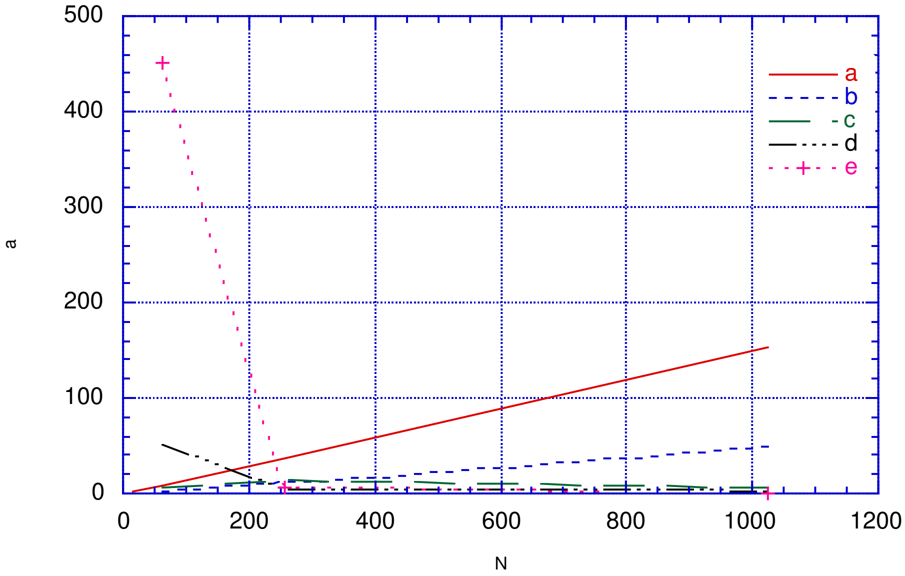

FIG. 28 - *Courbes de dissipation d'énergie pour une grille.*

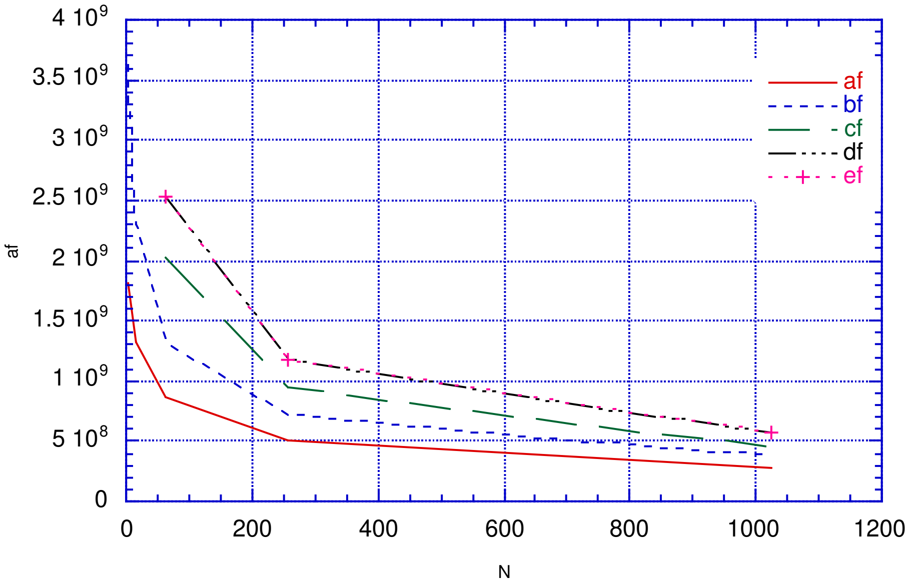

FIG. 29 - *Courbes de fréquence pour une grille torique.*

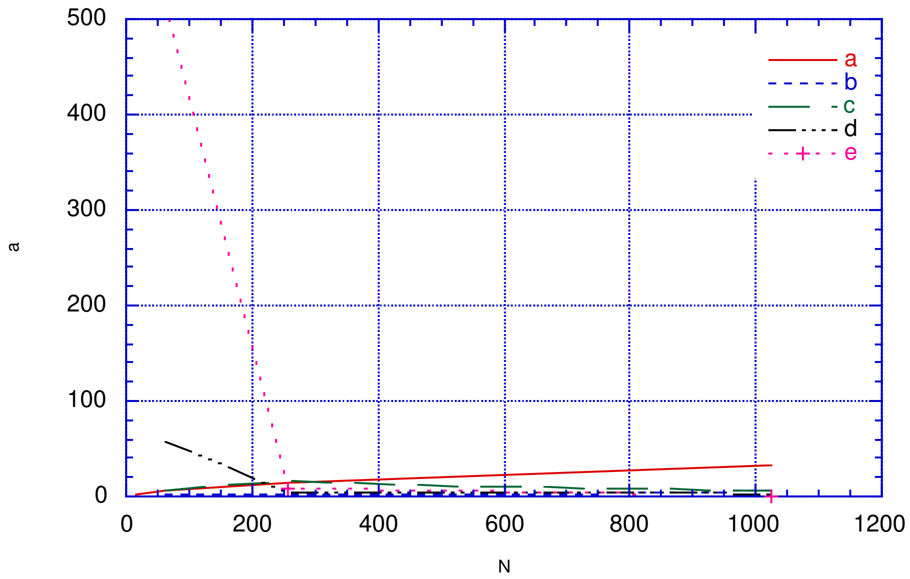

FIG. 30 - *Courbes de dissipation d'énergie pour une grille torique.*

Paramètre	Valeur Actuelle	Valeur Future
C_{pin} F capacité des soudures de connection	5.10^{-14}	1.10^{-14}
L_c cm longueur d'un processeur	1	1
L_{sp} cm espace entre processeurs	0,5	0,2
L_{via} cm longueur effective du Via	0,02	0,02
V_1 $cm/nsec$ vitesse de propagation dans le milieu	15.10^9	15.10^9
$R_{int,off}$ Ω/cm résistance des interconnections	0,95	0,8
$C_{int,off}$ F/cm capacité des interconnections	1.10^{-12}	$0,8.10^{-12}$

FIG. 31 - *Table des paramètres d'entrées propres au modèle MCM .*

Paramètre	$1mA$	$100\mu A$	$10\mu A$
V_{th} V tension de seuil du laser	2,2	1,8	1,8
I_{base} A intensité de départ (pour les calculs)	$2,0.10^{-3}$	$1,0.10^{-3}$	$1,0.10^{-3}$
r_{lam} μm longueur d'onde de la lumière	0,980	0,980	0,980
CavityLength cm longueur de la cavité de la *VCSEL*	$1,15.10^{-4}$	$1,15.10^{-4}$	$1,15.10^{-4}$
Volume cm^3 volume de la cavité	$1,1.10^{-10}$	$1,1.10^{-11}$	$1,1.10^{-12}$
γ %volume % volume actif	0,0382	0,0382	0,0382
$beta_{sp}$ coefficient d'émission spontané	$1,7.10^{-4}$	$1,7.10^{-3}$	$1,7.10^{-2}$
n_i efficacité interne	0,8	0,8	0,8
R_1 réflectivité du miroir du dessus	0,995	0,995	0,995
R_2 réflectivité du miroir du dessous	0,9995	0,9995	0,9995
α_{int} cm^{-1} coefficient de perte interne pour les photons	20,0	20,0	20,0
n_{ref} indice de réfractivité	4,2	4,2	4,2
g_0 coefficient de gain pour les dépendences logarithmiques	2100,0	2100,0	2100,0
N_{tr} densité de seuil pour les dépendences logarithmiques	$1,8.10^18$	$1,8.10^18$	$1,8.10^18$

FIG. 32 - *Table des paramètres liés au laser (VCSEL).*

Paramètre	$0,5\mu m$	$0,35\mu m$	$0,1\mu m$
V_{dd}	3,3	3,3	1,5
V_t V tension de seuil d'un transistor	0,7	0,6	0,35
ktr A/V^2 trans-conductivité minimum d'un transistor	80.10^{-6}	80.10^{-6}	120.10^{-6}
$C_{min,i}$ F capacité minimum d'entrée d'un inverseur	8.10^{-15}	8.10^{-15}	6.10^{-15}
$C_{min,o}$ F capacité minimum de sortie d'un inverseur	8.10^{-15}	7.10^{-15}	5.10^{-15}
$t_{CLK,r}$ sec temps de monter de l'horloge	$0,3.10^{-9}$	$0,25.10^{-9}$	$0,125.10^{-9}$
$t_{CLK,p}$ sec durée utilisable de l'horloge	$0,15.10^{-9}$	$0,1.10^{-9}$	$0,035.10^{-9}$
β facteur d'accroissement pour le superbuffer	5	5	5
V_2 cm/sec vitesse de propagation dans le milieu	15.10^9	15.10^9	15.10^9
$C_{int,on}$ F/cm capacité des interconnections	$0,35.10^{-12}$	$0,35.10^{-12}$	$0,35.10^{-12}$
$R_{int,on}$ Ω/cm résistance des interconnections	800	800	800
$L_{eff,opt}$ m longueur effective d'une porte	$0,5.10^{-6}$	$0,35.10^{-6}$	$0,1.10^{-6}$
W_{min} m largeur minimum	$0,5.10^{-6}$	$0,7.10^{-6}$	$0,25.10^{-6}$
C_{gow} F capacité de recouvrement de la plus petite largeur	$3,6.10^{-10}$	$5,5.10^{-10}$	$9,2.10^{-10}$
C_{gsw} F capacité d'entrée d'une porte	$1,3.10^{-9}$	$1,5.10^{-9}$	$1,92.10^{-9}$
C_{jw} F capicité de jonction entre porte	$1,1.10^{-9}$	$1,3.10^{-9}$	$1,52.10^{-9}$
$V_{t,n}$ V tension d'alimentation d'une porte NMOS	0,7	0,55	0,38
$V_{t,p}$ V tension d'alimentation d'une porte PMOS	0,85	0,65	0,23
θ_n V^{-1} effet de liaison courte	0,9	1,5	3,24
θ_p	0,4	0,8	1,23
m_n exposant de gds	1,25	1,1	1,09
m_p	0,64	0,75	0,9
η_n coefficient de DIBL	0,074	0,14	0,212
η_p	0,134	0,19	0,28
β_n A/V^2 facteur d'accroissement pour le récepteur	400	1200	4000
β_p	120	520	840

FIG. 33 - *Table des paramètres liés à la technologie VLSI.*

Paramètre	$0,5\mu m$	$0,35\mu m$	$0,1\mu m$
$rise$ % période délai de mise sous tension	0,6		
C_{pd} F capacité du photo-détecteur	$100,10^{-15}$		
R_{pd} Ω résistance du photo-détecteur	0,5		
$dcgain$ gain du circuit de décision	5,0		
$P_{d,max}$ W$/cm^2$ densité de puissance	$1,0.10^5$		

FIG. 34 - *Table des paramètres liés à la technologie VLSI (suite).*

Paramètre	valeur
η_{SPO} coefficient de perte due à la taille du spot	0,8
η_{surf} coefficient de perte due à la traversée d'une surface	0,99
η_{diff} coefficient de perte due à la diffraction	0,99
λ_{otis} μm longueur d'onde pour OTIS	0,5
w_0 μm rayon du faisceau au niveau du transmetteur	10
$w_{Rcv,Max}$ μm rayon maximum tolérable du faisceau au détecteur	10
F_{Min} $F_{Min} = \frac{\text{distance focale}}{\text{diamètre de la lentille}}$	2

FIG. 35 - *Table des paramètres liés à l'optique et à OTIS .*