



HAL
open science

Commutation de données par reconnaissance d'adresse binaire.

Pàl Koppa

► **To cite this version:**

Pàl Koppa. Commutation de données par reconnaissance d'adresse binaire.. Optique [physics.optics].
Université Paris Sud - Paris XI, 1995. Français. NNT: . pastel-00714180

HAL Id: pastel-00714180

<https://pastel.hal.science/pastel-00714180>

Submitted on 3 Jul 2012

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Orsay
n° d'ordre

**UNIVERSITE DE PARIS-SUD
CENTRE D'ORSAY**

THESE

présentée pour obtenir le titre de

**DOCTEUR EN SCIENCES
DE L'UNIVERSITE PARIS XI ORSAY**

par

Pál KOPPA

Sujet:

**COMMUTATION DE DONNEES PAR
RECONNAISSANCE D'ADRESSE BINAIRE**

Soutenu le 27 octobre 1995 devant la Commission d'examen composée de:

MM. S. LOWENTHAL	Président
J. COLLET	Rapporteur
J.-L. OUDAR	Rapporteur
P. CHAVEL	
J.-P. POCHOLLE	
P. RICHTER	

RESUME

Les systèmes de télécommunications et de calcul parallèle demande aujourd'hui des moyens de plus en plus performants pour la transmission et le routage des données binaires. Un très grand nombre d'applications utilisent déjà la transmission de données par voie optique, et l'intérêt pour les réseaux de commutation photonique ne cesse d'augmenter.

Cette thèse décrit la démonstration de la commutation optique de paquets de données binaires d'une entrée vers 64 sorties. Le routage des paquets est basé sur le décodage optique de l'adresse binaire de destination présente en tête de chaque paquet, et sur la commutation à mémoire des éléments bistables optiques.

Les composants bistables utilisés sont des résonateurs Fabry-Perot non linéaires avec un milieu actif à structure puits quantiques multiples en GaAs/GaAlAs. Le second composant actif de l'expérience est une matrice de modulateurs électro-optique, issue de la même technologie.

Le principal résultat du projet est le fonctionnement complet du démonstrateur voie par voie à la vitesse de 20 MBit/s à un taux d'erreur de commutation inférieur à 1%. Le fonctionnement simultané de trois voies du système a été également démontré. Un parallélisme plus important n'a pas pu être atteint principalement à cause des non uniformités spatiales des composants. L'analyse des tolérances du système montre cependant, qu'un fonctionnement 100% parallèle pourra être obtenu dans les futurs systèmes démonstrateurs en profitant des récents progrès en matière de fabrication de composants.

MOTS -CLES

opto-informatique

logique optique

hétérostructures

opto-électronique

commutation

Remerciements

Je remercie tout le personnel de l'Institut d'Optique et particulièrement le groupe de Physique des Image pour leur accueil chaleureux au sein du laboratoire.

Mes remerciements vont spécialement au professeur Serge Lowenthal, qui m'a donné la possibilité de commencer mes études en France. Il m'a apporté une aide précieuse et rapide dans les moments difficiles connus au début de la thèse, et son personnage humain m'a beaucoup manqué lors la deuxième partie.

Je remercie Pierre Chavel d'avoir dirigé mon travail d'une manière exemplaire, en me donnant une forte motivation et beaucoup de conseils, tout en me laissant la liberté d'être aussi guidé par mes propres idées. Sa rigueur scientifique, son immense capacité de travail et son éthique m'ont toujours été un exemple.

Je remercie Alain, Benoît, Oystein et Denise d'avoir directement contribué au succès de mes expériences, Nicole, Freddy, Caroline, Philippe, Denis, Daniel, Jean-Paul, Jean-Claude, Sham, Mike, Nicolas, Jan, Guy, François, Line, Hervé, Jean, petit Pierre, André Marion, Serge Equilbey et Donald de m'avoir apporté autant d'aide sous forme de discussions, de conseils, de services divers ou du matériel. Je remercie vivement Madeleine Calvignac et Nathalie, sans elles j'aurais été perdu dans l'administration. Je dois aussi à ces gens là beaucoup d'heures très agréables passées en dehors du travail.

Je remercie les groupes nonlinéaire et photoréfractif, particulièrement Patrick Georges, Gérard Roger, Jean-Michel Jonathan d'avoir mis à notre disposition une très bonne source laser.

J'exprime ma reconnaissance à nos partenaires extérieurs pour la collaboration fructueuse, notamment à Jean-Louis Oudar, Robert Kuszelewicz, Dominique Pellat, Emmanuel Lugagne-Delpon du CNET, Jean-Paul Pocholle et Jean-Philippe Schnell du LCR de Thomson.

Je tiens à remercier mes rapporteurs Jacques Collet et Jean-Louis Oudar d'avoir apporté un grand nombre d'améliorations à mon manuscrit malgré le court délai que je leur ai laissé.

Je vous remercie tous d'avoir été mes professeurs de français.

A LA MEMOIRE DE MA FEMME, ANDREA

TABLE DE MATIERES

1 : Introduction.....	1
1.1 Motivations et objectifs du travail.....	2
1.2 Le choix du démonstrateur: reconnaissance de motif binaire.....	4
2 : Commutation de données par reconnaissance d'adresses binaires.....	10
2.1 Commutation de paquets à contrôle distribué.....	11
2.2 Description de la commutation par décodage d'adresse.....	13
3 : Conception et réalisation du montage expérimental.....	19
3.1. Étude du système optique.....	20
3.2 Circuits de pilotage du démonstrateur.....	34
3.3 Construction du montage entier.....	44
4 : Composants actifs.....	50
4.1 Propriétés optiques des structures semiconductrices à Puits Quantiques Multiples.....	51
4.2 Matrice de modulateurs électro-optiques.....	54
4.3 Bistables optiques.....	63
4.4 Fonctionnement simultané des deux composants.....	79
5 : Analyse de tolérances aux fluctuations spatiales et temporelles.....	85
1. Introduction.....	87
2. Bistable devices as elementary switches and logic gates.....	87
3. A worst case estimation of system tolerances.....	93
4. Today's device performances.....	99
6 : Expériences de commutation sur le démonstrateur.....	106
6.1 Démonstration de la reconnaissance d'adresses sur une voie.....	107
6.2 Expériences de reconnaissance d'adresses en parallèle.....	112
6.3 Expériences de commutation à adressage direct.....	115
7 : Possibilités d'évolution du système démonstrateur.....	118
7.1 Commutateur crossbar N vers M.....	119
7.2 Commutateur crossbar avec traitement des conflits.....	122
7.3 Réseaux multi-étages.....	129
7.4 Miniaturisation du système.....	137
8 : Conclusions.....	142

CHAPITRE 1

Introduction

Cette première partie de la thèse est consacrée à la présentation générale du projet. On donne d'abord les principales motivations et objectifs du travail, en mettant l'accent sur le rôle de l'optique dans les systèmes de traitement d'information. Dans la deuxième partie, on présente le sujet de la thèse, la reconnaissance optique de motifs binaires, une opération qui illustre bien les capacités du traitement d'information optique. Dans cette section le principe logique de l'expérience est également expliqué.

I.1 MOTIVATIONS ET OBJECTIFS DU TRAVAIL

L'introduction des fonctions optiques dans les instruments de transmission et de traitement de l'information commence à apporter des résultats encourageants. Ce progrès est fondé sur certains avantages inhérents de l'optique, comme l'immense bande passante, l'immunité contre les perturbations électromagnétiques et la possibilité de propagation à longue distance avec très peu de pertes. Ces propriétés sont parfaitement mises en valeur par exemple dans l'utilisation des fibres optiques, un moyen aujourd'hui irremplaçable pour la transmission à longue distance des signaux à haut débit.

Aux avantages mentionnés pourrait s'ajouter une propriété remarquable si on utilise l'optique en espace libre: la possibilité de transmettre ou de traiter de l'information simultanément dans un très grand nombre de canaux parallèles. La capacité du champ électromagnétique pour la transmission de l'information a été examinée la première fois par D. Gabor¹, qui a montré que la limite ultime du parallélisme est déterminée par le phénomène de la diffraction. Selon son calcul, le nombre de degrés de liberté (le nombre de canaux indépendants) d'une voie optique d'information est simplement l'étendue du faisceau divisée par l'étendue minimale de la diffraction de λ^2 , et multipliée par deux en raison des deux états indépendants de la polarisation. Cet immense potentiel de parallélisme offert par l'optique peut être illustré sur quelques exemples d'opérations analogiques classiques, comme la transmission d'une image, la transformée de Fourier ou la convolution optique, effectuées par des systèmes optiques simples. (Par exemple, la réalisation d'une transformée de Fourier optique sur une image de mille par mille points équivaut à l'exécution parallèle de 10^{12} additions et multiplications², en utilisant 10^{12} interconnexions dans un volume qui pourrait descendre à quelques cm^3 .)

Dans le domaine du traitement numérique de l'information d'aujourd'hui, il existe deux approches fondamentales pour profiter de ces avantages liés à la propagation des faisceaux optiques: la première considère l'optique comme un moyen d'interconnexion entre îles électroniques: machines, modules, cartes, circuits intégrés ou portes logiques à l'intérieur même des puces. L'avantage de cette solution hybride est dans l'alliance des points forts de l'optique (transmission parallèle) avec ceux de l'électronique (commutation, opérations logiques, mémoire). L'inconvénient majeur de cette conception est l'utilisation abondante des conversions optique/électrique et électrique/optique. Les coûts de ces conversions en matière de consommation d'énergie, de limitation de bande passante temporelle et spatiale, de complexité et de prix peuvent justifier les arguments de la seconde approche, la solution dite "tout-optique", où la continuité optique des signaux est maintenue de l'entrée du système jusqu'à la sortie. Dans un tel schéma, toutes les opérations de commutation et de mémorisation doivent être exécutées par des composants optiques nonlinéaires (ou optoélectroniques, si on

permet d'utiliser des signaux de contrôle électriques). C'est là le handicap de l'approche tout-optique: les composants optiques de commutation d'aujourd'hui ne sont pas encore à la hauteur des performances atteintes par des circuits électroniques: il n'y a plus de différence significative au sujet de la consommation d'énergie et des vitesses de commutation (surtout que les limites ultimes de l'optique non-linéaire sont loin d'être atteintes), mais l'écart est autant plus grand concernant le niveau d'intégration, la souplesse de l'utilisation et le prix. Néanmoins, depuis la première démonstration de la bistabilité optique³ les composants optiques nonlinéaires ont connu un développement spectaculaire dont les étapes décisives sont l'émergence des structures à puits quantiques^{4,5}, l'intégration dense de micro-résonateurs⁶, et la réduction impressionnante de l'énergie de commutation⁷. L'apparition d'autres phénomènes nonlinéaires comme les effets photoréfractifs⁸ ou les interactions entre solitons⁹ ouvrent des nouvelles voies de développement, pendant que l'évolution des sources (par exemple avec les microlasers à cavité verticale) et des composants passifs (par exemple de la micro-optique) permet d'atteindre un meilleur niveau d'intégration et un prix moins élevé. Ainsi, l'approche tout optique a des bonnes perspectives dans certaines architectures parallèles spécialisées, où la communication entre un très grand nombre d'unités de traitement peu complexes est essentielle (réseaux de neurones, processeurs d'images simples, automates cellulaires, réseaux d'interconnexions...etc).

L'élément clé de ce progrès est le développement de composants optiques non-linéaires / optoélectroniques performants, ce qui était l'objectif principal du projet MOTS (Matrices Optoélectroniques pour le Traitement du Signal). Dans le cadre de ce programme, plusieurs laboratoires français ont travaillé pendant sept ans sur la réalisation et sur le développement de tels éléments, avec l'appui du Ministère chargé de la Recherche. Cette thèse constitue la phase finale des travaux, la réalisation d'un appareil démonstrateur pour illustrer les capacités en traitement binaire d'information des composants tout nouvellement fabriqués aux laboratoires du Thomson LCR et du CNET. (Il s'agit d'une matrice de modulateurs électro-optiques et d'un élément bistable respectivement.) Au cours de la phase précédente (OSTI) un premier démonstrateur a été construit, qui se limitait au rôle de l'optique en tant que technique d'entrée et de sortie. On cherchera ici à démontrer le traitement optique de l'information en utilisant l'espace libre comme milieu de transmission, et les composants actifs du Thomson LCR et du CNET comme portes logiques et mémoires. L'exécution parallèle de ces fonctions est une ambition très importante du présent projet. Même si le degré de parallélisme est modeste (64) dans le système démonstrateur, il permettra d'étudier la différence fondamentale entre le fonctionnement mono- et multi-canal. L'investigation des difficultés provenant du fonctionnement simultané d'une matrice de composants nous fournira des outils d'analyse et des techniques expérimentales pour la mise en oeuvre de futurs systèmes "massivement" parallèles. Les mêmes constatations sont valables pour l'utilisation conjointe des deux

composants actifs différents: les expériences doivent conduire au fonctionnement simultané en examinant tous les problèmes potentiels de leur compatibilité. Ce démonstrateur n'est pas destiné à présenter des performances exceptionnelles défiant les systèmes électroniques, car nos moyens expérimentaux ne le permettent pas; le but est de montrer que les composants et l'architecture optique/optoélectronique possèdent le potentiel d'atteindre ces performances.

I.2 LE CHOIX DU DEMONSTRATEUR: RECONNAISSANCE DE MOTIF BINAIRE

On sait que tout traitement binaire d'information repose sur deux fonctions: la transmission d'information et la non-linéarité à seuil effectuée ponctuellement sur deux données (ou plus). La mémorisation de l'information, opération essentielle elle aussi, peut être rattachée à la non-linéarité. Pour faire une démonstration complète de traitement par voie optique, il convient que les deux fonctions soient confiées à des faisceaux lumineux (en interaction, bien sûr, avec la matière). Or, toute non-linéarité binaire se terminant par le résultat "0" ou "1", on peut toujours considérer que l'opération consiste à "reconnaître", en répondant par l'état "1", une certaine combinaison de valeurs des entrées, c'est à dire, à reconnaître un motif. Ainsi toute fonction binaire peut être exécutée par une ou plusieurs reconnaissances de motif. Pour illustrer la puissance de cette approche, il suffit de mentionner le projet de la société américaine "Opticomp", qui a construit un ordinateur optique à usage général basé uniquement sur ce principe¹⁰.

Notre démonstrateur effectuera donc une reconnaissance de motif binaire dont le résultat sera marqué par la traversée du seuil d'un bistable, qui servira aussi de mémoire pour enregistrer ce résultat. Toutefois, le choix particulier de reconnaissance est lié aux caractéristiques des composants disponibles dans le cadre du projet MOTS/OSTI: la matrice d'obturateurs à adressage électrique du LCR et le bistable du CNET. Comme la première possède l'originalité de permettre la modulation indépendante, parallèle et rapide des états de 64 modulateurs par 64 signaux électroniques de commande, il convient de profiter de cette caractéristique: la reconnaissance de motif est effectuée sur une séquence temporelle et non pas sur une image. En utilisant les termes de la logique Booléenne, la modulation binaire par un pixel de modulateur n'est rien d'autre que l'application ponctuelle d'une opération ET entre le signal optique incident et la transmission binaire du modulateur contrôlée par sa tension de commande:

$$I_{\text{trans}}(t) = I_{\text{inc}}(t) \cdot T_{\text{mod}}(t) \quad (1)$$

où \cdot marque la fonction Booléenne ET, et les notations t , I_{trans} , I_{inc} et T_{mod} désignent respectivement le variable temps, les intensités transmise et incidente et la transmission du modulateur.

L'élément bistable sera utilisé comme commutateur à seuil avec mémoire: en partant de son état de haute réflexion (logique 1), il sera basculé vers l'état de basse réflexion (logique 0) par toute impulsion d'entrée dépassant l'intensité du seuil (niveau logique 1 dans l'équation 1). Une fois commuté, le bistable garde son état jusqu'à l'arrivée de la commande de remise à 1, grâce à l'effet mémoire. Cette opération peut être exprimée comme la fonction logique NOR de tous les signaux binaires incidents sur le bistable dans l'intervalle de temps donné:

$$R_{bist}(t) = \overline{\sum_{t'=t_0}^t I_{inc}(t')} \quad (2)$$

où Σ et $\overline{\quad}$ marquent respectivement les fonctions Booléennes OU et NON, et R_{bist} désigne la réflectivité du bistable. (Dans ce cas le temps t est obligatoirement un variable discrète avec un pas égal ou inférieur au temps de passage d'un bit; t_0 marque l'instant de la dernière opération de remise à 1 du bistable)

La reconnaissance de motif sera réalisée à l'aide de ces deux opérations logiques de la manière suivante:

Deux motifs binaires de N bits $[A_i]$ et $[M_i]$ ($i=1,2,\dots,N$) sont identiques s'ils sont identiques bit-par-bit ($A_i=M_i$ pour chaque i). Avec les termes de la logique booléenne:

$$R = \prod_{i=1}^N (A_i \cdot M_i + \overline{A_i} \cdot \overline{M_i})$$

Où R est le bit de reconnaissance, qui vaut 1 si et seulement si les deux motifs sont identiques.

Avec une transformation élémentaire on obtient:

$$R = \overline{\sum_{i=1}^N (A_i \cdot \overline{M_i} + \overline{A_i} \cdot M_i)}$$

Cette fonction logique ne contient que des opérations ET sous la forme $A_i \cdot \overline{M_i}$ et $\overline{A_i} \cdot M_i$ et une opération NOR sur ces $2N$ termes. Pour réaliser la fonction on doit disposer non seulement des bits des deux motifs mais aussi de leurs valeurs complémentaires. Par conséquent, les bits du motif A porté par le faisceau d'entrée seront tous accompagnés de leurs

complémentaires: A_1 suivi de $\overline{A_1}$, puis A_2 suivi de $\overline{A_2}$...etc. Le motif de référence M introduit sous la forme de la transmission de l'élément modulateur sera codé inversement: $\overline{M_1}$ suivi de M_1 , puis $\overline{M_2}$ suivi de M_2 ...etc. De cette manière, le faisceau transmis par le modulateur porte les termes $A_1 \cdot \overline{M_1}$, $\overline{A_1} \cdot M_1$, ...etc (à condition, bien sûr, que l'arrivée des deux motifs soit parfaitement synchronisée). Pour effectuer l'opération NOR sur ces $2N$ termes, on conduit le faisceau sur la cavité bistable initialisée dans l'état de haute réflexion. Si cette séquence contient au moins un bit à niveau logique 1 (dont l'intensité dépasse le seuil de commutation du bistable), le composant est basculé dans l'état de basse réflexion. Si et seulement si les deux séquences A et M sont identiques, l'élément bistable reste en état de haute réflexion (niveau logique 1).

Cette reconnaissance de motif temporel sera directement appliquée à la commutation auto-contrôlée de données. Le motif à reconnaître sera l'adresse de destination d'une série de bits de données (un paquet), portée par l'entête du paquet. Les motifs de référence seront les adresses des 64 destinations possibles. Chaque modulateur élémentaire de la matrice 8 par 8 introduira l'adresse de référence de sa propre voie (qui mène à la sortie marquée par l'adresse en question après avoir passé l'élément bistable correspondant). La commutation consistera donc à décoder (ou reconnaître) l'adresse de destination simultanément dans les 64 voies du système, ouvrir la connexion vers la sortie marquée, et la maintenir pendant le passage de tout le paquet. On peut observer au passage que l'introduction des adresses de référence par voie électrique permet en principe une reconfiguration aisée du commutateur: deux voies peuvent échanger leurs adresses, une redondance peut être introduite pour permettre de suppléer une voie défectueuse, une voie donnée peut aisément filtrer non pas seulement une adresse donnée mais toute une série d'expressions logiques comme "toute adresse dont les 3^{ème} et le 5^{ème} bits sont à 1". Cette possibilité, toutefois, est indépendante de la conception et de la mise en oeuvre optique, et ne sera pas exploitée dans la présente thèse.

Le chapitre 2 est consacré à la description de la commutation de paquets par décodage d'adresse. Après une brève introduction qui situe le démonstrateur parmi les modes de commutation, on décrit en détail l'opération effectuée par le système démonstrateur, en faisant référence au schéma de l'expérience et au diagramme de signaux. Ensuite, on présente les principales caractéristiques du système démonstrateur du point de vue des applications potentielles.

Le chapitre 3 expose les travaux effectués pour l'élaboration du montage expérimental du démonstrateur. Avant tout, on donne une brève description des études préliminaires pour la définition du système optique passif. Les problèmes principaux de ce travail étaient la combinaison et la séparation des faisceaux d'entrée, de maintien et de sortie, l'uniformité des canaux passifs, les aberrations, l'efficacité énergétique, la modulation acousto-optique du signal d'entrée et du maintien, et la division de ces mêmes faisceaux en une matrice de 8 par 8 sous-

faisceaux par diffraction sur un illuminateur de tableaux. Dans la deuxième partie sont présentés les circuits électroniques du démonstrateur, qui effectuent l'émission du signal d'entrée, la synchronisation du décodage d'adresse, le pilotage de la matrice de modulateurs et la réception des signaux de sortie. Puis on donne une brève description du système entier.

Le quatrième chapitre présente les deux composants clés du système démonstrateur: la matrice de modulateurs électro-optiques du Laboratoire Central de Recherche de Thomson CSF et les composants bistables optiques du CNET-Bagneux. Tout d'abord, on rappelle brièvement la définition et les propriétés des semiconducteurs à structure de puits quantiques multiples, qui constituent le milieu actif des deux composants. La description détaillée des composants actifs est destinée à présenter les caractéristiques déterminantes pour l'opération du système entier, comme la réponse optique/optoélectronique statique, le comportement dynamique, les grandeurs énergétiques et les effets thermiques. Une attention particulière est portée sur l'uniformité spatiale de ces propriétés, qui est une propriété cruciale pour le fonctionnement parallèle du système. Le chapitre se termine par la discussion du fonctionnement simultané des deux composants, avec un accent particulier sur les problèmes de compatibilité des longueurs d'onde de fonctionnement.

Le chapitre 5 est consacré à l'étude de la sensibilité du système aux fluctuations spatiales et temporelles des intensités des faisceaux et des seuils de commutation. L'étude commence par l'établissement des conditions de fonctionnement pour les trois modes d'opération discutés: la commutation à effet mémoire, et la commutation active ou passive à contrôle direct. A partir de ces conditions on déduit les inégalités de tolérances, qui relient les différents paramètres clés du système et des composants. Ces relations permettent de donner une estimation du pire des cas des variations tolérables pour le fonctionnement parfait du démonstrateur. Dans la suite, on discute les performances des composants utilisés dans le démonstrateur, avec une attention particulière aux paramètres trouvés essentiels précédemment. On présente également les résultats d'une simulation qui permet d'estimer les performances du système lorsque les valeurs de paramètres tombent en dehors des volumes de tolérances.

Le chapitre 6 est le coeur de la thèse: il décrit la démonstration de la reconnaissance d'adresses, ce qui était l'objectif principal du projet. On présente d'abord la démonstration de la commutation de paquets par reconnaissance d'adresse en une voie du système, ensuite le fonctionnement multi-canal de la même opération. La dernière partie est consacrée à deux expériences "annexes": la démonstration de la commutation passive et active par contrôle optique sans décodage d'adresse, deux modes de fonctionnement qui pourront être utilisés pour des applications de commutation de circuits.

Le dernier chapitre présente quelques idées sur l'évolution possible du système démonstrateur. On discute la réalisation optique-optoélectronique de quelques architectures de commutation, en gardant l'opération essentielle du démonstrateur actuel: le routage de données

par reconnaissance d'adresse. D'abord on décrit deux commutateurs de type crossbar à N entrées et M sorties. Le premier est l'extension directe du système actuel à un commutateur basé sur le produit vecteur-matrice optique, alors que le deuxième est un crossbar modifié pour pouvoir traiter les conflits d'adresse dans le réseau. Ces crossbars de petite taille sont dans la suite utilisés comme éléments de base pour la construction des réseaux multi-étages. Finalement on traite la question de la miniaturisation du système démonstrateur.

Références:

- ¹D. Gabor: *Light and Information in Progress in Optics, I*, edited by E. Wolf (North-Holland, Amsterdam, 1961)
- ²voir par exemple P. Chavel, R. Farcy, "Ordinateur et optique: une écographie d'embryon de la nouvelle génération d'ordinateurs", *Revue Scientifique et Technique de la Défense*, 2^e trimestre 1992, page 5
- ³H. M. Gibbs et al. *Phys. Rev. Lett.* **36**, 1135 (1976)
- ⁴D.S. Chemla "Quantum wells for photonics", *Physics Today*, May 1985
- ⁵D.S. Chemla, D.A.B. Miller, P.W. Smith " Device and circuit applications of III-V semiconductor superlattices and modulation doping" , R. Dingle ed., Academic, New York (1985)
- ⁶J.L. Jewell et al. *Appl. Phys. Lett.*, **51**, p.94 (1987)
- ⁷J. L. Oudar , R. Kuszelewicz , B. Sfez, D. Pellat, R. Azoulay; *Superlattices and Microstructures*, **12**, p.89 (1992)
- ⁸A. Ashkin, G.D. Boyd, J.M. Dziedzic, R.D. Smith, "Optically induced refractive index inhomogeneities in LiNbO₃ and LiTaO₃ ", *Appl. Phys. Lett.* **9**, p.72 (1966)
- ⁹R. McLeod, S. Blair, K. Wagner, "Asymmetric light bullet dragging logic", in B. S. Wherrett, P. Chavel (eds.) "Optical computing", *Inst. Phys. Conf. Ser. No. 139*, p.657, IOP Publishing Ltd (1995)
- ¹⁰P. S. Guilfoyle, "Motivation for DOC III: 64 bit Digital Optical Computer", *Proc. SPIE*, **Vol 1505**, PL04, (1991)

CHAPITRE 2

Commutation de données par reconnaissance d'adresses binaires

Ce chapitre est consacré à la description de la commutation des paquets de données contrôlée par le décodage optique de l'adresse de destination binaire présente dans l'entête de chaque paquet. Après une brève introduction qui essaie situer cette opération parmi les modes de commutation existants, on décrit en détail l'opération effectuée par le système démonstrateur, en faisant référence au schéma de l'expérience et au diagramme de signaux. Ensuite, on présente les principales caractéristiques du système démonstrateur du point de vue des applications potentielles.

2.1 COMMUTATION DE PAQUETS A CONTROLE DISTRIBUE

Les systèmes de télécommunications et ceux de calcul parallèle ont un élément essentiel commun: le réseau d'interconnexion qui assure la communication entre les différents sous-ensembles du système. Comme le nombre de ces sous-ensembles (centraux téléphoniques, appareils des abonnés, ou bien processeurs et mémoires) peut être très élevé, l'utilisation d'interconnexions fixes n'est pas économique (ou n'est pas possible). Ainsi, l'utilisation des connexions reconfigurables s'impose. Avec l'augmentation de la complexité et de la fréquence d'horloge, les performances de ces systèmes se trouvent de plus en plus limitées par le réseau d'interconnexions: le nombre des entrées/sorties et le débit de la transmission offerts par les solutions électroniques ne sont pas toujours suffisants. La nécessité d'atteindre un niveau de parallélisme important et un débit très élevé justifie l'utilisation des interconnexions optiques reconfigurables, d'autant plus que dans certaines applications (réseaux de télécommunications, réseaux d'ordinateurs) les signaux à acheminer sont déjà présents sous forme optique.

Le fonctionnement des réseaux de commutation peut être qualifié selon deux critères: le mode de la commutation et le mode de contrôle. Dans le mode de commutation de circuits, un chemin physique est établi à travers le réseau entre l'émetteur et le récepteur, puis la propagation de données se fait d'une manière continue jusqu'à la fermeture de la communication. Par contre, dans le mode de commutation de paquets, il n'y a pas de chemin fixé d'avance: le message est découpé en paquets de longueur déterminée, et chacun des paquets est passé de noeud à noeud dans le réseau indépendamment des autres. Le chemin à suivre est déterminé pendant la propagation, en fonction de la disponibilité des liens et des noeuds de commutation au moment donné. Pour beaucoup d'applications, ce dernier mode de commutation est considéré plus efficace aujourd'hui, car il gère mieux la bande passante disponible et il permet d'éviter la latence correspondant au temps d'établissement d'une connexion¹.

Concernant le second critère on distingue des réseaux à contrôle centralisé ou distribué. La première solution utilise un processeur central qui gère le réglage de tous les noeuds de commutation en fonction des nouvelles demandes de connexion et de l'état du réseau. Cette approche permet une bonne gestion des conflits et du blocage (par exemple reconfiguration des connexions pour débloquer un appel) au prix d'un processeur électronique et d'algorithmes de routage bien complexes. Dans les réseaux à contrôle distribué, l'état de chaque noeud de commutation est déterminé au noeud même, en utilisant l'information de routage qui arrive avec les données. Ces réseaux appelés auto-organisés ("self-routing networks") ne demandent aucun élément centralisé, par contre leurs noeuds doivent posséder une certaine puissance de traitement pour extraire l'information de routage du flux de données, décoder cette information et établir la connexion vers la sortie appropriée. Du point de vue des réseaux photoniques, les

deux solutions sont viables. La première nécessite l'intervention de l'électronique pour la réalisation de l'unité de contrôle, ce qui n'est pas obligatoirement un handicap pour des réseaux de taille modérée. Par contre, pour des réseaux avec un très grand nombre d'entrées et de sorties, le calcul global des chemins d'interconnexion et l'acheminement de l'information de contrôle aux noeuds peuvent être les facteurs critiques du système. Par contraste, dans les réseaux auto-organisés, la complexité du contrôle ne varie pas du tout avec la taille du système, ainsi les coûts de la capacité de traitement électronique ou optique au niveau des noeuds peuvent être justifiés.

Le système démonstrateur réalisera donc une commutation de paquets à contrôle distribué basée sur le décodage optique des adresses de destination. Ce choix est également justifié par la progression rapide de la nouvelle norme de commutation appelée ATM (Asynchronous Transfer Mode), qui s'insère dans le même environnement. (Naturellement, cela ne veut pas dire que notre système démontre toutes les fonctionnalités d'un commutateur ATM.)

Des expériences sur des systèmes optiques de commutation de paquets à contrôle distribué ont déjà été décrites dans la littérature. Par exemple P. Prucnal et ses collaborateurs de l'Université de Princeton ont construit plusieurs démonstrateurs basés sur l'utilisation de l'optique guidée^{2,3}. Dans leur schéma, les impulsions d'adressage et de synchronisation sont converties en signaux électriques pour commander les noeuds de commutation électro-optiques intégrés. Une autre expérience, cette fois en espace libre, a été réalisée par l'université Heriot-Watt en Ecosse: ils ont utilisé des filtres d'interférence nonlinéaire thermo-optiques pour un réseau 1 vers 4 basé sur le routage par des impulsions d'adresses et sur la mémorisation par des bascules thermo-optiques⁴. La différence de ces deux expériences par rapport à la nôtre est l'absence du décodage d'adresse: les impulsions utilisées ne marquent pas une adresse de destination binaire, elles servent directement pour déterminer l'état des noeuds de commutation. Une expérience récente des laboratoires de AT&T⁵ utilise un contrôle centralisé spécial appelé "embedded control", qui reprend quelques fonctions typiques du contrôle distribué. Notamment, les bits de commande calculés par le processeur central sont insérés dans le flux de données pour être acheminés aux noeuds de commutation élémentaires. La configuration des connexions d'un noeud est déterminée par les bits de commande stockés en mémoire pendant le passage des données (il s'agit des "smart pixels": un circuit électronique intégré au noeud effectue l'opération). D'ailleurs, AT&T n'envisage pas pour le moment l'utilisation d'un véritable contrôle distribué, car la réalisation du décodage d'adresse est jugée trop complexe⁶ avec l'utilisation des portes logiques ou des "smart pixels" à base de SEED (Self Electro-optique Effect Device).

2.2 DESCRIPTION DE LA COMMUTATION PAR DECODAGE D'ADRESSE

Le principe de la commutation par décodage d'adresse est basé sur l'opération des éléments bistables comme bascules à mémoire ("latches" en anglais). Cette opération est illustrée par la figure 1, qui montre la réponse du composant bistable à deux différentes séquences de données.

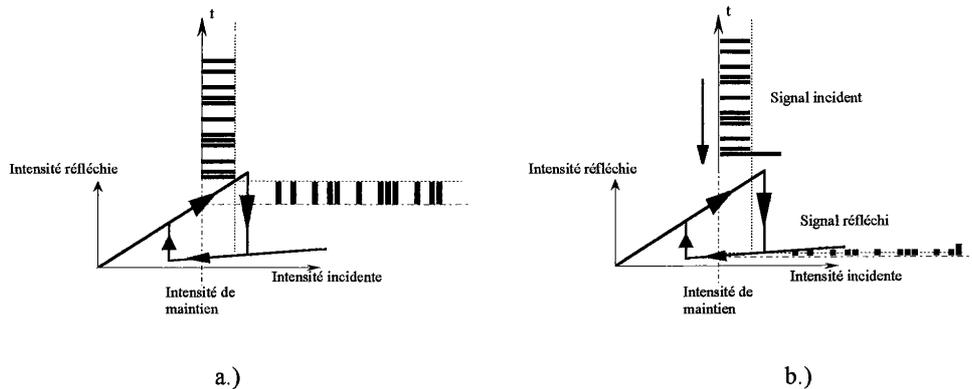


Figure 1. Opération du bistable comme bascule à mémoire. Initialisé dans l'état de haute réflexion, le bistable transmet les signaux si leur amplitude ne dépasse pas le seuil haut de commutation (a.). Avec une impulsion plus intense envoyée avant le signal il est passé à l'état de basse réflexion, ainsi les signaux sont bloqués (b.)

Le bistable est initialisé dans l'état de haute réflexion à l'aide d'une intensité de maintien réglée approximativement au milieu de l'hysteresis (l'endroit précis sera déterminé en fonction du rapport signal sur bruit au chapitre 5). Dans cet état le bistable transmet les signaux incidents si leur intensité (superposée à celle du maintien) ne dépasse pas le seuil haut de commutation. Avec une impulsion plus intense envoyée avant le signal, le seuil de commutation est franchi, le bistable passe dans l'état de basse réflexion, donc les signaux sont bloqués. Pour remettre le bistable dans l'état de haute réflexion après le passage des données, on doit appliquer une diminution momentanée de l'intensité de maintien. De cette manière, l'état bloquant ou passant du composant est déterminé par l'impulsion d'adressage.

signal de synchronisation porté par l'onde optique, émet une séquence qui désigne son adresse (un nombre binaire entre 000000 et 111111, correspondant à sa position dans la matrice). Le codage de cette modulation est inversé par rapport à celui du signal incident: le bit "0" est codé par une séquence de transmission haute-basse, et le bit "1" par une séquence basse-haute. L'émission de cette adresse est strictement synchronisée avec l'arrivée de l'adresse de destination sur la matrice. La ligne 2 de la figure 4 montre cette variation de la transmission de deux différents pixels de modulateur, correspondant respectivement à la voie de destination, et à une voie autre que la destination. L'intensité du signal transmis par un modulateur élémentaire est le produit de l'intensité incidente par la transmission de ce pixel comme le montre la ligne 3 de la même figure. On voit que dans la voie de destination, où la transparence du pixel modulateur est le complémentaire logique de l'adresse portée par le faisceau, le signal transmis ne contient que des impulsions de niveau logique bas (quand l'intensité est au niveau haut, la transmission est forcément basse et réciproquement), tandis que pour tous les autres modulateurs il y aura toujours une ou plusieurs impulsions de niveau haut transmises (correspondant aux bits inégaux des deux adresses). Ce sont ces impulsions qui servent à la commutation des 64 composants bistables, ceux-ci étant conjugués par un système optique avec la matrice de modulateurs: chaque faisceau qui porte un bit d'adresse de niveau haut bascule le bistable de sa voie dans l'état de basse réflexion. Dans ces conditions un seul élément bistable reste en état réfléchissant après le passage de toute l'adresse: celui dont l'adresse est portée par le faisceau signal comme destination du message. Tous les 64 éléments bistables gardent cet état établi par les impulsions d'adressage jusqu'à la fin de la transmission du paquet. A l'issue de l'arrivée de l'adresse, tous les modulateurs électrooptiques se mettent à l'état passant, le niveau des données diminue de façon à ne plus atteindre le seuil de commutation du bistable et le message est transmis vers le destinataire choisi. Après le passage de tout le message, un signal de synchronisation remet tous les composants dans leur état initial pour la réception du paquet suivant.

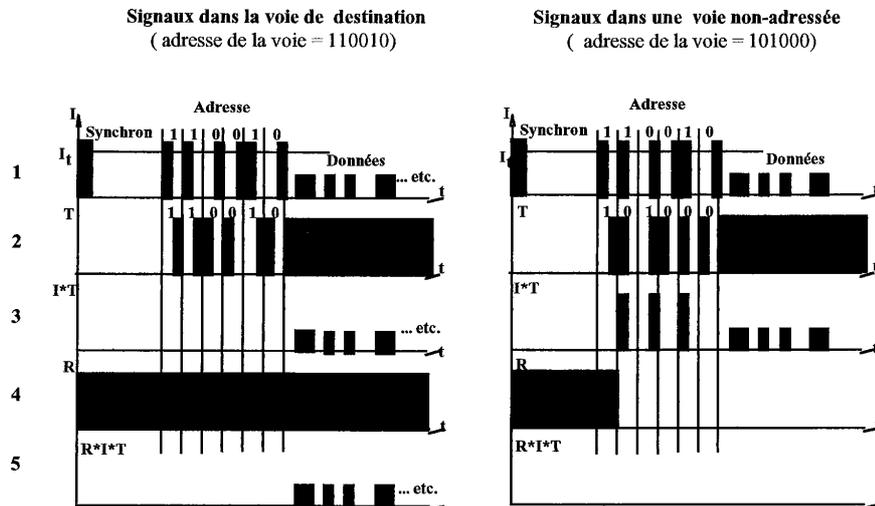


Figure 4. Diagramme temporel du fonctionnement du système (1 Signal d'entrée, 2 Transmission du modulateur en question, 3 Signal transmis par le modulateur, 4 Réflectivité du bistable, 5 Signal réfléchi par le bistable= signal de sortie)

La méthode décrite ci-dessus pour la commutation de paquets par décodage d'adresse possède les propriétés essentielles suivantes:

Le mode de commutation est asynchrone, ce qui veut dire qu'il n'y a pas de cellules de temps déterminées d'avance dans lesquelles les paquets devraient s'insérer. L'arrivée des communications peut être complètement aléatoire, étant donné que le déclenchement du fonctionnement du système est effectué par le paquet. Cette propriété devient encore plus intéressante dans les réseaux à multiples entrées (traités dans le chapitre 7), où l'arrivée des différents paquets aux différentes entrées peut être tout à fait libre.

Le commutateur ainsi construit est transparent aux bits de données: aucune opération optique ou optoélectronique n'est effectuée sur cette partie des paquets. Par conséquent, la fréquence des données peut être augmentée quasiment indépendamment des limitations de rapidité des composants. La fréquence d'horloge utilisée pour l'émission des bits d'adresse est limitée par la bande passante temporelle des deux composants actifs. Le temps de réponse des matrices de modulateurs utilisées dans l'expérience est de l'ordre de la nanoseconde, alors que le temps de commutation du bistable vers l'état de basse réflexion peut être réduit à des picosecondes, au prix d'une augmentation considérable de la puissance des faisceaux commutants. Cette condition exprime le fait que l'énergie nécessaire à la commutation reste

constante en première approximation (ceci est valable pour des commutations plus rapides que la durée de vie des porteurs). La commutation du bistable vers l'état de haute réflexion est beaucoup plus lente (une dizaine de nanosecondes), étant limitée par la recombinaison des porteurs. Ce temps de réponse n'intervient à l'opération de la reconnaissance d'adresse qu'à la remise des bistables à leur état initial à l'issue du passage du paquet. Par conséquent, le temps de commutation vers le haut détermine la latence du commutateur entre le passage de deux paquets. La longueur des paquets est réglable à la volonté dans les limites établies par le temps maximal de l'effet mémoire du bistable (de l'ordre de la milliseconde).

Références:

- ¹voir par exemple D. Fey, W. Stork "Theory of interconnection networks", in Ph. Lalanne, P.Chavel (eds): Perspectives for Parallel Optical Interconnects, Esprit Basic Research Series, Springer 1993
- ²P.R.Prucnal, IEEE J. Quant. Elec. **29**, pp.600-612, (1993)
- ³P.R.Prucnal, P. A. Perrier, "Self-routing photonic switching with optically processed control", Opt. Eng. **29**, p. 170 (1990)
- ⁴G. S. Buller et al. : All-optical routing networks based on bistable interferometers, Appl. Phys. Lett., Vol.53, p. 2465, (1988)
- ⁵F.B. McCormick et al. "Five-stage free-space optical switching network with FET-SEED smart pixel arrays", Appl. Opt. **33**, p. 1601 (1994)
- ⁶T. J. Cloonan, F. B., McCormick, A.L. Lentine, "Analysis of control subsystems for free-space photonic switching architectures", Appl. Opt. **31**, p. 2587 (1992)

CHAPITRE 3

Conception et réalisation du montage expérimental

Ce chapitre présente les travaux effectués pour l'élaboration du montage expérimental du démonstrateur. On donne d'abord une brève description des études préliminaires (menées en partie au cours de mon stage de DEA¹) pour la définition du système optique passif. Les problèmes principaux de ce travail étaient la combinaison et séparation des faisceaux d'entrée, de maintien et de sortie, l'uniformité des canaux passifs, les aberrations et l'efficacité énergétique. Deux sous-ensembles du système optique méritent une présentation un peu plus détaillée: la modulation acousto-optique du signal d'entrée et du maintien, et la division des faisceaux en une matrice de 8 par 8 par diffraction sur un illuminateur de tableaux. Dans la deuxième partie sont présentés les circuits électroniques du démonstrateur, qui effectuent l'émission du signal d'entrée, la synchronisation du décodage d'adresse, le pilotage de la matrice de modulateurs et la réception des signaux de sortie.

3.1. ÉTUDE DU SYSTEME OPTIQUE

3.1.1. Montage de base

Le démonstrateur est construit sur un laser titane-saphir pompé par un laser Argon. Bien réglé et nettoyé, ce laser donne environ 1 W de puissance continue accordable dans la plage de 700 à 900 nm. L'ensemble de la source est construit et mis au point par le groupe Optique nonlinéaire de l'IOTA.

L'intensité sortant du laser est divisée entre les deux branches du montage, celle des faisceaux de maintien et celle des faisceaux de signal (voir figure 1).

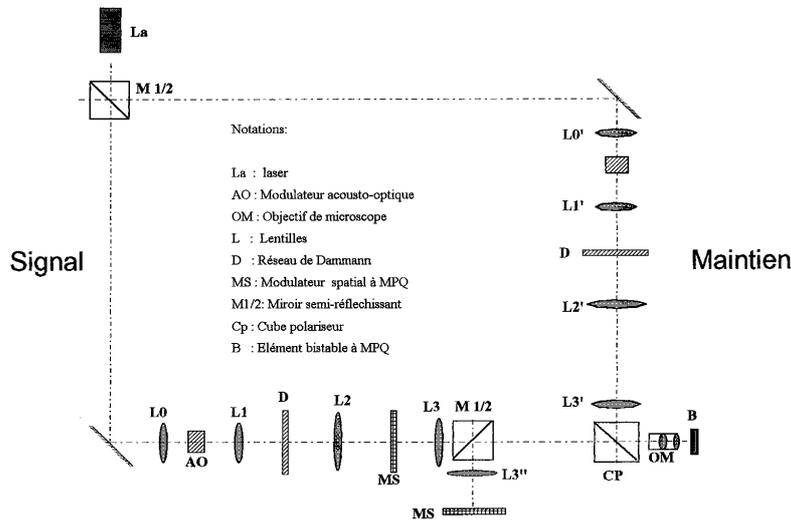


Figure 1. Montage optique de base du démonstrateur

Dans la branche de signal, le faisceau est focalisé sur le modulateur acousto-optique, qui effectue le codage numérique du signal d'entrée. La paire afocale L_0 - L_1 sert également comme élargisseur de faisceau, qui garantit la taille optimale de faisceau pour l'élément illuminateur de tableaux (un réseau de Dammann, voir chapitre 3.1.7). La lentille de Fourier L_2 focalise les 8 par 8 premiers ordres impairs diffractés par le réseau de Dammann sur les 8 par 8 pixels de la matrice de modulateurs électro-optiques. La paire L_3 -OM conjugue les modulateurs élémentaires avec les bistables correspondants. L'utilisation d'un système afocal est importante pour avoir des faisceaux collimatés au passage des cubes séparateurs. (Cela permet d'éviter les aberrations et les non-uniformités de réflexion sur les cubes.) Les faisceaux

réfléchis par l'élément bistable retournent sur le même chemin jusqu'au miroir semi-réfléchissant, où la moitié de l'intensité est détournée vers la matrice de détecteurs. Comme détecteurs, on a prévu l'utilisation de matrices de diodes PIN identiques aux matrices de modulateurs (voir chapitre 3.2.3).

La branche du faisceau de maintien est similaire à celle du signal (elles sont symétriques par rapport au plan séparateur du cube polariseur). La seule différence est l'absence du modulateur électro-optique dans la branche de maintien, étant donné que la modulation individuelle des 64 faisceaux de maintien n'est pas nécessaire. Le modulateur acousto-optique contrôle simultanément les 64 faisceaux de maintien, pour effectuer la remise à zéro des 64 bistables. On note que les lentilles L_2' et L_3' peuvent être enlevées pour simplifier le montage, à condition que leur distances focales soient identiques. Dans ce cas, avec le réseau de Damman placé dans le plan de la pupille près du cube séparateur, les faisceaux de maintien se superposent parfaitement aux faisceaux de signal à l'arrivée sur le bistable.

La partie la plus critique du montage est la combinaison et la séparation des faisceaux: le maintien est introduit et extrait (après la réflexion sur le bistable) par le même cube polariseur. La polarisation de ce faisceau est perpendiculaire au plan de la figure: polarisation s . Les faisceaux de signal incidents et ceux réfléchis par le bistable (sorties du montage) passent à travers le cube sans réflexion, ayant la polarisation p . Ces deux derniers faisceaux sont séparés simplement avec un miroir semi-réfléchissant, ou avec un cube séparateur non-polarisant. Ce type de séparation introduit une perte considérable du signal: on perd deux fois la moitié de l'intensité incidente, donc il ne reste que 25% de l'énergie modulée à l'arrivée du faisceau sur le détecteur.

Des méthodes plus efficaces pour la séparation des faisceaux sont présentées dans les paragraphes suivants: la séparation spatiale par division de la pupille et la séparation en polarisation par à rotateur de Faraday.

3.1.2. Montages à incidence oblique sur le bistable

La séparation des faisceaux incidents et réfléchis du bistables peut être réalisée simplement et sans pertes excessives, s'il existe un endroit dans le montage où ils ne sont pas spatialement confondus. On peut aboutir à une séparation spatiale près du plan de la pupille, si les deux faisceaux (plus exactement les deux matrices de faisceaux) sont focalisés sur l'échantillon bistable sous différents angles d'incidence. La figure 2 montre deux exemples de cette solution.

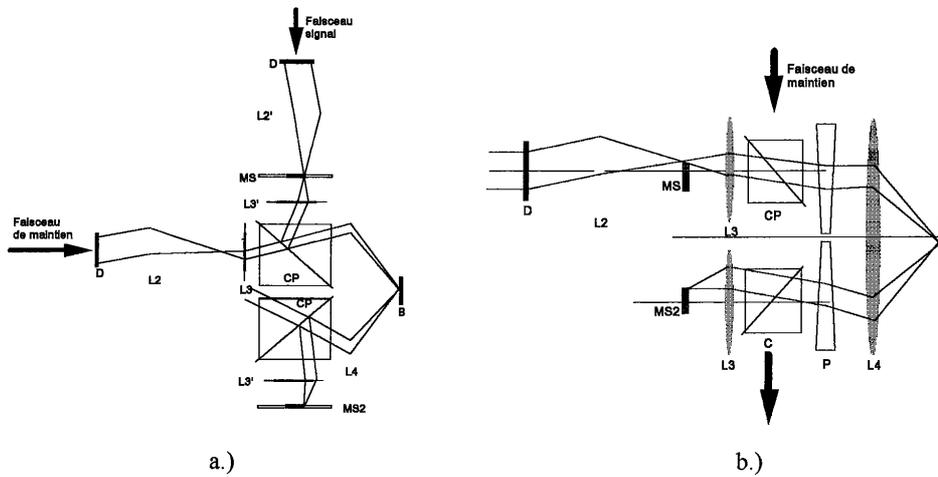


Figure 2. Deux exemples de la séparation spatiale par division de la pupille. Montage à cubes polariseurs (a.) et à prismes minces (b.)

Selon les calculs décrits dans mon rapport de DEA, ce type de montage demande un angle d'incidence moyenne entre 10° et 15° , et un diamètre de pupille d'environ 15 mm. Bien que la résonance puisse être retrouvée à cet angle d'incidence avec un changement de longueur d'onde ou avec une adaptation la cavité, les performances de la bistabilité seront réduites par la propagation latérale de la lumière. De plus, le grand diamètre de pupille dégrade la qualité du faisceau.

3.1.3 Configuration à rotateur de Faraday

Un rotateur de Faraday placé entre deux cubes polarisants peut séparer efficacement deux ondes de même polarisation qui se propagent dans les deux sens opposés selon le principe des isolateurs optiques². En utilisant cette méthode, on retrouve le montage de base avec quelques modifications: le miroir semi-réfléchissant (cube séparateur non-polarisant) est remplacé par un cube polarisant et entre les deux cubes on met une lame $\lambda/2$ et un rotateur de Faraday (figure 3).

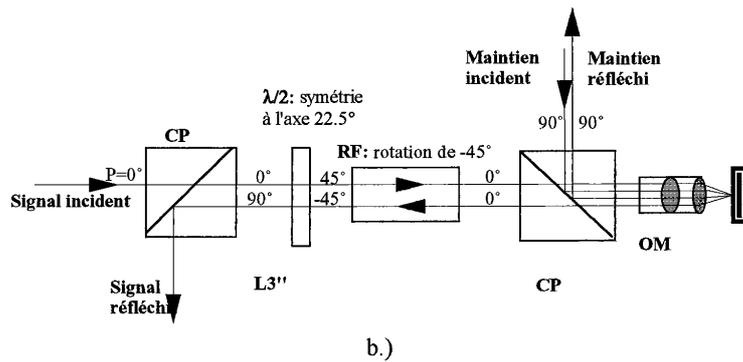
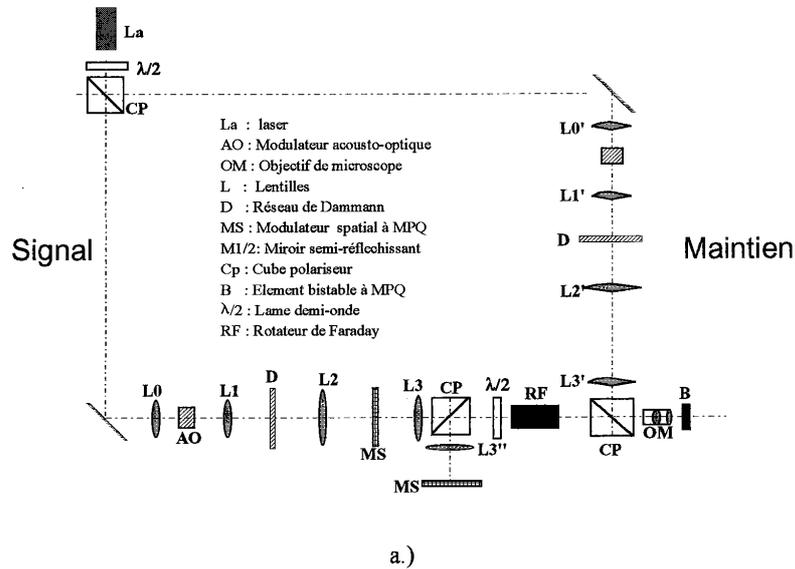


Figure 3. Montage à rotateur de Faraday (a.) avec le principe de la séparation en polarisation par rotateur de Faraday (b.)

La figure 3/b montre le principe de la séparation en polarisation des faisceaux de sortie à l'aide d'un rotateur de Faraday et d'une lame demi-onde. La figure utilise la notation suivante pour les angles de polarisation: 0° marque une polarisation dans le plan de la figure, ainsi 90° est la polarisation perpendiculaire au même plan. Le faisceau signal incident est polarisé à 0° (polarisation p pour le cube), ainsi il passe le premier cube sans réflexion. La lame $\lambda/2$, dont l'axe est orienté à $22,5^\circ$, produit un champ optique émergent à 45° en effectuant une symétrie autour de son axe optique. Ensuite, le rotateur de Faraday tourne la polarisation du faisceau de

-45° , donc on retrouve la polarisation à 0° , et le faisceau passe à travers le deuxième cube polariseur. Le faisceau réfléchi par l'élément bistable garde le même état de polarisation, passe le cube et arrive au rotateur de Faraday à $P=0^\circ$. La rotation de Faraday étant un effet non-réciproque, le faisceau réfléchi subit la même rotation de polarisation de -45° lors la traversée du rotateur. En effectuant une symétrie autour de son axe, la lame $\lambda/2$ produit une polarisation à 90° (polarisation s pour le cube), donc le faisceau sera réfléchi par le premier cube vers la matrice de détecteurs.

Ainsi il n'y a pas de perte lors de la séparation (sauf diffusion...etc.), mais on a créé un nouveau problème: on doit transmettre les 64 faisceaux à travers le rotateur sans vignettage ni aberrations appréciables. Pour éliminer l'aberration sphérique gigantesque qui peut se produire au passage du cristal de plusieurs centimètres du rotateur, la conjugaison critique doit être réalisé par un système afocal (L3-OM), avec des faisceaux bien collimatés au niveau du rotateur. La qualité optique du système entier sera étudiée dans le chapitre 3.1.5 L'effet de l'étendue limitée du rotateur introduit des contraintes concernant les longueurs focales et les diamètres de faisceaux utilisables dans le montage. Le calcul détaillé est présenté dans le rapport de DEA¹, ainsi que plusieurs applications numériques pour différents paramètres de composants. La figure 4 montre un des résultats essentiels de ce calcul, le diamètre des faisceaux au niveau de la fenêtre d'entrée du rotateur en fonction de la longueur focale de la lentille L_3 , avec le diamètre d du réseau de Dammann (pupille du montage) et les longueurs typiques des rotateurs (L) comme paramètres. Sachant que le diamètre la fenêtre d'entrée des rotateurs de Faraday commerciaux est limité à 4,5 - 5 mm, la conjugaison n'est possible qu'avec les rotateurs les plus courts, dans une plage de longueurs focales assez limitée.

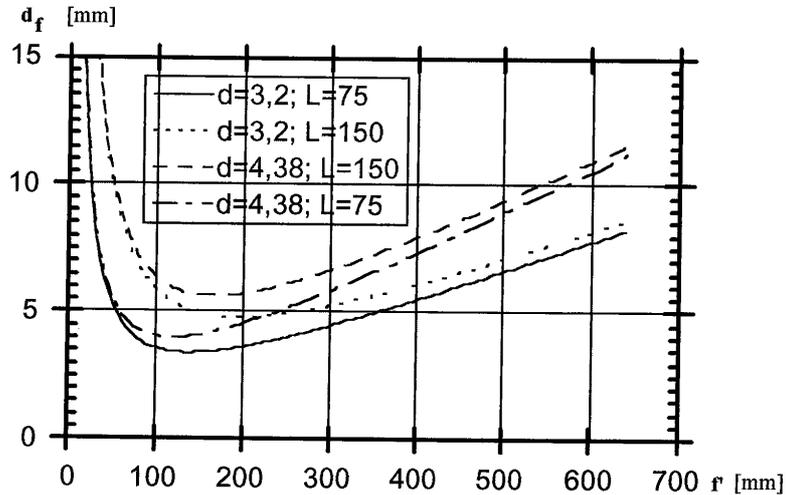


Figure 4. Contraintes sur le système optique dues à l'étendue limitée du rotateur de Faraday: le diamètre du faisceau d_f admis par des rotateurs du commerce est inférieur à 4,5 mm. La figure montre le diamètre du faisceau au niveau de la fenêtre d'entrée du rotateur en fonction de la longueur focale de la lentille L_3 .

Vus les résultats de ces calculs et de ceux effectués pour les montages à incidence oblique, la solution à incidence normale avec rotateur de Faraday a été retenue. Cette solution présente non seulement moins d'incertitude expérimentale au niveau du bistable et du système optique, mais aussi elle offre une certaine modularité: avec la lame demi-onde seule (sans le rotateur) le montage est parfaitement utilisable, de la même manière que le montage de base de la figure 1. En variant l'orientation de l'axe optique de la lame demi-onde, on peut ajuster la fraction de l'intensité qui doit être découpée par le cube polariseur comme faisceau de sortie. Pour avoir une détection fiable, il nous suffit dans ce cas d'extraire quelques centièmes de l'intensité réfléchiée par le bistable, sachant qu'on perdra la même proportion du faisceau incident sur le deuxième cube polariseur.

3.1.4 Estimation de l'uniformité des 64 canaux

Pour effectuer l'opération de reconnaissance d'adresse en parallèle, toutes les 64 voies du démonstrateur doivent fonctionner uniformément et sans aucune erreur. Le point critique du fonctionnement est le seuillage: la modification de l'intensité du seuil, de la largeur d'hystérésis ou de l'intensité de l'éclairage introduit des défauts inacceptables. Un chapitre entier (chapitre 5)

est consacré à l'étude des tolérances aux fluctuations spatiales et temporelles, en portant une attention particulière sur les inhomogénéités des composants actifs. Ici on essaie estimer l'ampleur des non-uniformités provenant du système optique passif.

On doit tenir compte des facteurs suivants:

a/ Non-uniformité de l'intensité des ordres de diffraction du réseau de Dammann, due au fait qu'on ne peut pas définir les positions de transitions du réseau binaire plus précisément que la taille d'un pixel résolu de la lithographie. Dans la référence³ on trouve le résultat suivant:

$$\frac{(\Delta I)_{\max}}{I} \leq \frac{8}{\sqrt{\eta_{1D}}} N(2N+1)^{1/2} \frac{1}{Q}$$

Où η_{1D} = efficacité unidimensionnelle du réseau

N= nombre de transitions

Q= nombre des pixels par période

b/ Coupure d'une partie de certains faisceaux extérieurs par la lucarne du montage (vignettage).

c/ Nonuniformité de la transmission des éléments passifs, du retard du phase de la lame biréfringente et de la rotation de Faraday à cause de l'inclinaison des différents faisceaux collimatés (incidences légèrement obliques sur ces composants).

L'estimation la plus pessimiste des ces trois points (voir en ¹) montre que l'essentiel des non-homogénéités provient du réseau de Dammann (3,5% de non-uniformité), et l'effet des autres composants passifs donne environ 2%.

3.1.5 Estimation des aberrations

La bonne qualité optique du système est essentielle pour plusieurs raisons. La présence des aberrations diminue la densité de puissance incidente sur les points bistables, agrandit la taille des taches, donne naissance à de nouvelles non-uniformités dans le champ, et augmente la diaphonie entre voies adjacentes. Par conséquent, on a intérêt à réduire les aberrations au maximum, pour que la taille de la tache soit limitée par la diffraction sur la pupille du montage (réseau de Dammann). Pour cette raison, on choisit des systèmes optiques de bonne qualité: des doublets et des objectifs optimisés pour la longueur d'onde donnée, et on essaie les utiliser dans leurs conditions idéales de fonctionnement.

On utilisera toutes les lentilles et objectifs du montage à une ouverture faible (f/10- f/25), donc l'aberration sphérique et la coma (proportionnelles à a^3 et a^2 respectivement, α

étant l'ouverture numérique du des faisceaux) doivent être négligeables. On ne doit donc tenir compte que de l'astigmatisme, de la courbure de champ et de la distorsion.

L'écart normal dû à l'astigmatisme et à la courbure de champ s'écrit:

$$\Delta = \frac{-\alpha'^2 y^2}{4} \{C - A \cos 2\phi\}$$

Où $C=(C_s+C_t)/2=1/R$: courbure de champ

$A=(C_s-C_t)/2$: constante d'astigmatisme

D'abord on calcule ces écarts pour chaque lentille, en supposant que la pupille est placée sur la lentille concernée, puis on applique les règles de transformation des facteurs C et A lors d'un déplacement de la pupille et on réunit les contributions de tous les composants. On utilise le montage équivalent de la figure 5. Il est constitué de deux systèmes afocaux (L1-L2 et L3-OM), dont les plans image et objet sont dans les plans focaux extérieurs. Le réseau de Dammann (qui donne le diaphragme d'ouverture du montage) est représenté par sa pupille d'entrée et par des points objets virtuels correspondant aux 8*8 ordres de diffraction. Le plan image intermédiaire est la place de la matrice des modulateurs MS et l'image du deuxième système afocal correspond aux éléments bistables. Le rotateur de Faraday est symbolisé par sa pupille d'entrée (RF). Comme le réseau de Dammann est situé dans le premier plan focal intermédiaire, le système L2-L3 le conjugue avec l'autre plan focal intermédiaire (D'). La largeur de la pupille du montage située en D' est donc $d'=d*f/f$. Le diamètre de la lucarne (la fenêtre du rotateur) est donné: $d_R=5\text{mm}$.

Comme on a supposé que l'aberration sphérique et la coma sont nulles, le déplacement de la pupille n'affecte pas les écarts Δ_i , on peut simplement additionner les termes des différentes lentilles. En se plaçant dans le plan de moindre diffusion, on obtient une taille de tache de $4,8 \mu\text{m}$, qui est juste l'ordre de grandeur de la tache de diffraction, donc on aura vraiment une image quasiment limitée par la diffraction. (Remarque: j'ai négligé la contribution de L1, parce qu'elle ne travaille pas dans le champ, et la courbure de champ de OM2, à supposer que c'est un objectif à champ plan.)

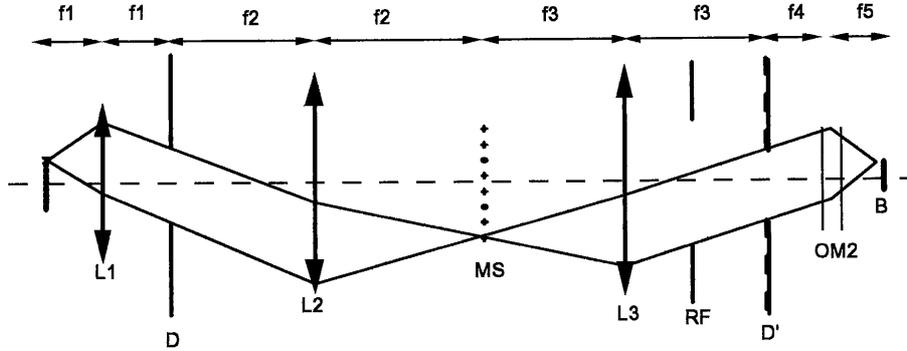


Figure 5. Montage équivalent utilisé pour le calcul des aberrations

Un défaut d'imagerie qui doit être absolument considéré est la distorsion: sa présence dans notre montage pourrait rendre impossible l'illumination correcte de la matrice de modulateurs et l'alignement précis des faisceaux de maintien avec les faisceaux signal sur la cavité bistable. Etant donné que le montage est l'association de deux systèmes afocaux, la condition de l'orthoscopie se réduit à la condition d'Airy ⁴:

$$\frac{\text{tg } \theta'}{\text{tg } \theta} = \text{const}$$

Où θ et θ' sont les angles entre l'axe et le rayon passant par le centre du pupille, dans les espaces objet et image respectivement (figure 6).

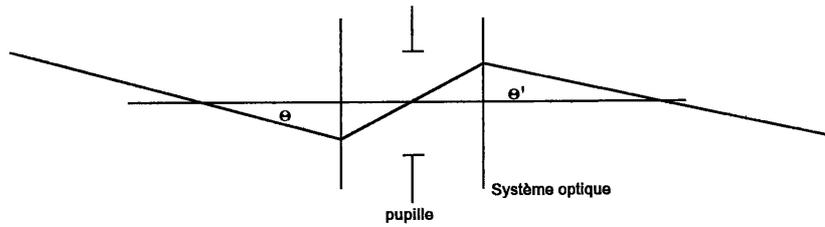


Figure 6. Distorsion : la condition d'Airy

La pupille de notre montage étant située dans le plan focal intermédiaire, tout rayon qui passe par le centre de la pupille se propage parallèlement à l'axe dans les espaces extérieurs:

$$\theta = \theta' = 0$$

Par conséquent, le rapport $\text{tg}\theta'/\text{tg}\theta$ est toujours indépendant de la position de l'image, ainsi la distorsion est automatiquement supprimée.

3.1.6 Modulation acousto-optique

Les deux modulateurs acousto-optiques sont utilisés pour le codage du signal d'entrée et pour le contrôle du faisceau de maintien. Les performances requises de ces modulateurs sont un temps de réponse compatible avec la fréquence d'horloge du système, une bonne efficacité de diffraction et la possibilité d'un contrôle analogique. La configuration utilisée est présentée sur la figure 7. La cellule acousto-optique est placée dans le plan focal de la lentille L_0 , éclairée par le faisceau d'entrée continu sous l'angle de Bragg.

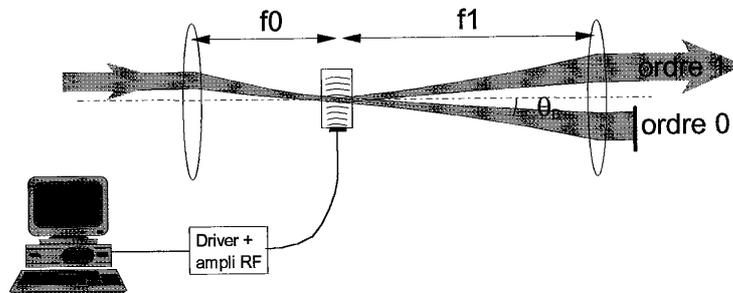


Figure 7. Montage acousto-optique

Le critère du temps de réponse et celui de l'efficacité sont quelque peu en contradiction, car le temps de réponse diminue linéairement lorsque la taille de la tache sur la cellule de Bragg décroît, ainsi une focalisation plus serrée permet d'atteindre une vitesse plus élevée. Cependant, la focalisation serrée signifie aussi l'augmentation de la divergence du faisceau optique, qui dégrade l'efficacité de diffraction. On doit donc réaliser un compromis entre ces deux facteurs, en choisissant un temps de réponse d'environ 10-20 ns, qui permet juste d'émettre le signal à 20 Mbits/s. Plus précisément: le temps de réponse du modulateur est déterminé par le temps de transit de l'onde acoustique à travers le waist du faisceau⁵ :

$$\tau = \frac{t_{\text{transit}}}{1.5} = \frac{4}{3} \cdot \frac{w}{v}$$

où w est la taille du waist et v est la vitesse acoustique. Si on substitue $w = \lambda f / \pi w_0$ qui exprime la taille de tache de focalisation du avec une lentille de focale f , on obtient la relation suivante entre la longueur focale et le temps de réponse:

$$f = \frac{3}{4} \frac{\pi w_0 v}{\lambda} \cdot \tau$$

En remplaçant les paramètres du montage et du modulateur on obtient une focale de 35 mm. Avec cette focalisation la divergence du faisceau optique ne dépasse pas celle de l'onde acoustique, ainsi une bonne efficacité de diffraction peut être obtenue (près de 70 %).

3.1.7 Illuminateur de tableaux

La fonction d'un illuminateur de tableaux est de générer un réseau régulier de taches lumineuses, pour éclairer efficacement les matrices de composants optiques / optoélectroniques. Les nombreuses techniques existantes pour la réalisation de cette fonction peuvent être réparties en trois classes: les méthodes qui agissent directement sur un plan d'image (par exemple matrices de microlentilles^{6,7}), les méthodes qui utilisent la diffraction de Fresnel (effet Talbot⁸), et celles qui reposent sur la diffraction de Fraunhofer. Un avantage certain de cette dernière classe basée sur la transformée de Fourier optique est l'indépendance de l'intensité des taches vis à vis de la distribution spatiale du faisceau d'éclairage. (Les autres méthodes nécessitent une onde incidente uniforme pour obtenir un réseau uniforme en intensité.)

Une approche simple et efficace pour la réalisation d'illuminateurs de tableaux de type Fraunhofer a été proposée par H. Dammann et K. Görtler en 1971⁹. Les réseaux de Dammann (voir figure 8) sont des réseaux périodiques de phase binaires (0 et π), dont le motif est séparable dans les deux directions:

$$\Phi(x, y) = \phi_1(x) \cdot \phi_2(y)$$

De ce fait, la conception est effectuée en une dimension, et des réseaux bi-dimensionnels sont obtenus par le "croisement" de deux réseaux 1D. Une période du réseau comporte un certain nombre de transitions entre les phases 0 et π , dont les positions sont optimisées pour que les ordres 0, ± 1 , ± 2 ... $\pm N$ de diffraction soient d'intensité égale et les autres ordres soient supprimés le plus possible. Naturellement, on ne peut pas déterminer l'intensité de toutes les ordres diffractés, en général on ne prend en compte que quelques-uns au-delà des ordres utiles, l'intensité dans les ordres supérieurs étant relativement faible. Pour éclairer une matrice à nombre pair d'éléments, le motif du réseau doit être antisymétrique par rapport au centre de la période ($\phi(-x) = \pi - \phi(x)$): ainsi tous les ordres pairs de diffraction seront supprimés.

Si on suppose que le réseau est éclairé par un faisceau gaussien dont le waist de diamètre $2w$ est situé sur le réseau, le champ diffracté juste après le passage du réseau s'écrit:

$$E(x) = E_0 \left[f(x) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(x - np) \right] \cdot e^{-\frac{x^2}{2w^2}}$$

où * représente le produit de convolution, p est la longueur de la période du réseau, f(x) est la transmittance en amplitude complexe dans une période (de phase pure dans le cas idéal dans le cas idéal $f(x) = e^{i\phi(x)}$). Dans le plan focal d'une lentille de Fourier on obtient le champ suivant:

$$E(x') = E_0 \left[F(x') \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(x' - n \frac{\lambda f}{p}\right) \right] * e^{-\frac{x'^2 \cdot \pi^2 w^2}{2(\lambda f)^2}}$$

où λ est la longueur d'onde et f est la focale de la lentille de Fourier.

Le plan focal contient des ordres de diffraction espacés de $\lambda f/p$, dont les amplitudes sont déterminées par la fonction enveloppe F(x') (=TF (f(x))). Le but de l'optimisation mentionnée plus haut est d'approcher le plus possible une fonction rectangle par F(x'), en variant les points de transition en f(x). Le profil de chaque ordre est déterminé par le terme Gaussien, la taille de tache w' est d'environ $\lambda f/\pi w$. Ces relations nous permettent de définir les paramètres libres du montage (la longueur focale de la lentille et la période du Dammann) à partir de la géométrie donnée de la matrice de modulateurs (pixels de 100 μm espacés de $\epsilon=300 \mu\text{m}$):

$$f = \frac{\pi \cdot w \cdot w'}{\lambda}$$

$$p = \frac{2\lambda \cdot f}{\epsilon}$$

Pour avoir au moins 90% de l'intensité incidente à l'intérieur d'un pixel, la taille de tache $2w'$ doit être inférieure à 70 μm , ce qui équivaut à une longueur focale de 130 mm (avec $w=1 \text{ mm}$ $\lambda=850 \text{ nm}$). Avec cette focale la période du Dammann est 736 μm .

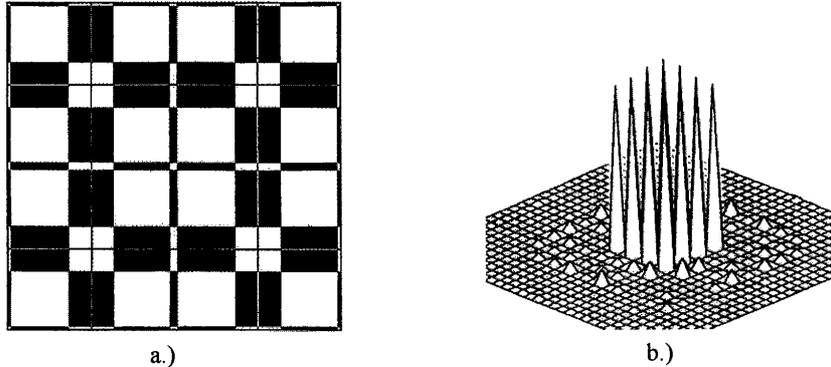


Figure 8. Une période d'un réseau de Dammann 8 par 8 (a.) et la distribution de l'intensité diffractée dans le plan focal d'une lentille de Fourier (b.)

Les réseaux de Dammann utilisés dans l'expérience ont été calculés et fabriqués en collaboration entre l'IOTA et le CNET^{10,11}. Les réseaux de phase ont été réalisés en photorésine en une seule étape de photolithographie. Le masque au chrome ayant servi pour le transfert du motif a été défini par électrolithographie. Les efficacités de diffraction obtenues sont d'environ 65% et 45%, alors que l'intensité des ordres est uniforme avec une erreur de 5 et 10% pour les meilleurs réseaux 1*8 et 8*8 respectivement. Ces performances sont légèrement au-dessous des valeurs prévues par la théorie, probablement à cause des défauts de la fabrication (par exemple l'épaisseur de la résine, la position ou la qualité des transitions du profil de phase peuvent être en cause).

Il existe des structures plus complexes qui donnent des performances de diffraction bien meilleures que les réseaux de Dammann. Avec l'utilisation de motifs non-séparables en x et y pour des réseaux 2D¹², les efficacités dépassent 70% et les non-homogénéités sont théoriquement de l'ordre de 1%. Avec cette technique, la génération des réseaux de taches à intensités pondérées a été aussi démontrée¹³. Une nouvelle méthode très performante est l'utilisation des motifs binaires dont la taille est inférieure à la longueur d'onde pour simuler l'effet d'une distribution d'indice continue¹⁴. Cette technique donne des efficacités de diffraction entre 90 et 100%. Une approche différente pour la réalisation des profils de phase quasi-continus est l'utilisation des structures à plusieurs niveaux¹⁵, présentant également des efficacités autour de 90% (pour 16 niveaux par exemple).

3.1.6 Considérations énergétiques

La consommation d'énergie est une des préoccupations principales dans la construction des systèmes de traitement optique de l'information. Dans l'expérience présente c'est surtout la limitation de la puissance laser disponible qui est un point critique, mais dans une version

miniaturisée avec des centaines ou milliers de voies, l'évacuation de la chaleur dissipée pose aussi un problème. Dans cet esprit, le montage optique du démonstrateur a été conçu pour réduire au plus possibles les pertes de puissance provenant des composants passifs. Seuls des composants optiques traités antireflet ont été utilisés, les modulateurs acousto-optiques (aussi traités) ont été optimisés, et les réseaux de Dammann présentant la meilleure efficacité de diffraction ont été sélectionnés.

L'intensité minimale pour l'opération d'une voie du système est déterminée par le seuil de commutation du composant bistable. Ainsi c'est l'efficacité cumulée de tous les éléments du montage à partir de la source jusqu'au bistable dont on doit tenir compte pour évaluer la puissance optique totale requise par le montage. En comptant avec une efficacité de transfert de 99,5 % pour chaque interface verre/air traitée antireflet, 98 % pour chaque miroir et cube séparateur, 25 % pour les modulateurs électro-optiques, 70% pour l'interaction acousto-optique et 45 % pour la diffraction sur le réseau de Dammann, l'efficacité totale du montage est de 24 % pour la branche de maintien et seulement 5 % pour la branche de signal. On note qu'on pourrait pratiquement doubler ces efficacités simplement avec l'utilisation d'un illuminateur de tableau plus performant (voir chapitre 3.1.5), alors qu'on ne peut attendre qu'une amélioration potentielle de quelques pourcents pour les autres composants. Selon les expériences effectuées sur le composant bistable (voir chapitres 4 et 6), la puissance minimale de fonctionnement est d'environ 3 mW pour le faisceau de maintien et 0,5 mW pour le signal. Avec ceci la puissance totale requise est de 1,23 W, légèrement supérieure à celle disponible avec le laser utilisé pour l'expérience (1 W en régime continu).

L'efficacité énergétique de la propagation des faisceaux de signal réfléchis par le bistable jusqu'au récepteur est un facteur intéressant du point de vue de la détection. En utilisant les valeurs de transmission indiquées précédemment, cette efficacité est de 80 % en utilisant un rotateur de Faraday, ou bien 9 % sans rotateur, en admettant que 10 % de l'intensité réfléchie est découplée pour la détection. (Avec ce choix, le faisceau signal incident subit lui aussi 10 % de perte au niveau du deuxième cube polariseur, déduite lors du calcul de l'efficacité de la branche de signal.) Ainsi environ 0,4 mW de puissance (0,045 mW sans rotateur) est disponible à la détection sur chaque voie.

3.2 CIRCUITS DE PILOTAGE DU DEMONSTRATEUR

Pour réaliser le fonctionnement décrit dans le chapitre 2, le système a besoin de quatre sous-ensembles électroniques :

- 1 - l'unité d'émission, qui effectue le codage du signal d'entrée,
- 2 - l'unité de synchronisation, qui déclenche le décodage d'adresse à l'arrivée du bit de synchronisation d'un paquet,
- 3 - l'unité du pilotage de la matrice de modulateurs, qui assure l'émission parallèle des 64 adresses de référence vers les modulateurs élémentaires,
- 4 - l'unité de réception des 64 faisceaux sortant du système.

3.2.1. Emission de signaux

Le sous-ensemble d'émission a été réalisé sur une carte prototype PC insérée dans un ordinateur (PC AT), ainsi on peut directement piloter l'émission de signaux à travers le bus interne de l'ordinateur. Un programme de pilotage a été conçu, ce qui permet de définir tous les paramètres du signal à émettre: le retard après le bit de synchronisation, l'adresse de destination, la longueur des paquets et les données à transmettre. Deux modes d'émission ont été envisagés: l'émission monocoup et l'émission répétitive. L'émission monocoup signifie l'envoi de chaque paquet une seule fois, qui est suivie de l'émission d'autres paquets vers d'autres destinations. Ce mode de fonctionnement est très proche de l'opération réelle d'un commutateur de paquets de télécommunications. Dans le mode répétitif, le même paquet de signal est émis périodiquement jusqu'à l'arrêt de l'émission. Ce fonctionnement est surtout utilisé dans la phase de la mise au point de l'expérience, pour assurer une bonne reproductibilité et pour faciliter l'observation des signaux sur oscilloscope.

La fonction de la carte est d'émettre les paquets de données composés par l'ordinateur sous la forme suivante : le bit de synchronisation et les bits d'adresse à 0V et 5V (0V= logique 0, 5V=logique 1), et les bits de données à 0V et 2,5V, comme le montre la figure 9.

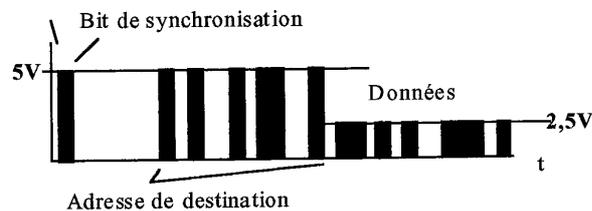


Figure 9. Signal à émettre

Le circuit comporte cinq unités de base: l'unité de commande, qui pilote la carte en décodant les adresses et les commandes issues du bus d'adresses de l'ordinateur ; l'unité des mémoires tampon où sont stockées temporairement les données à émettre ; l'unité de multiplexage qui transforme les signaux de sortie des mémoires en signal séquentiel à 20 MHz ; l'unité de mise en forme qui assure la remise en forme des signaux et la diminution du niveau logique haut à 2,5 V, commandée par l'unité programmable de changement de niveaux (Figure 10).

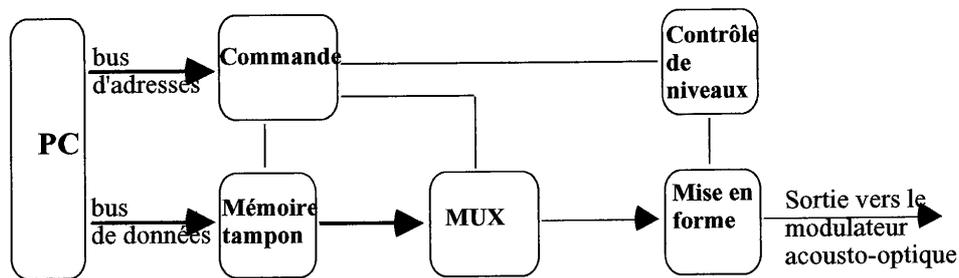


Figure 10. Schéma de la carte d'émission

Le fonctionnement de la carte commence par l'écriture des données provenant de l'ordinateur dans les mémoires tampon (FIFO I et FIFO II sur le schéma électronique de la figure 11). L'écriture s'effectue par mots de 16 bits, déclenchée par la commande WRITE. Le contenu des mémoires tampon peut être vérifié à l'aide de l'émission simultanée de READ et FIFO I ou FIFO II. Ainsi l'ordinateur relit les signaux à travers le bus de données, et les compare aux signaux en mémoire. Une fois que les mémoires FIFO contiennent les données, on peut démarrer la lecture en émettant la commande START. Cette commande met en route le compteur de l'unité de multiplexage. Piloté par ce compteur, le multiplexeur transmet séquentiellement les bits Q_0 à Q_7 du premier mot du FIFO I, puis ceux du FIFO II, en continuant avec le deuxième mot de 16 bits, etc. La sortie série du multiplexeur est connectée à une bascule D de l'unité de mise en forme, qui re-synchronise le signal à l'aide du signal d'horloge originel. Ensuite, le signal est transmis aux deux voies de sortie, dont une est alimentée à 5V, l'autre à 2,5V. Les bits de synchronisation et d'adresse passent par la première porte, les bits de données par la deuxième. Ainsi on réalise le changement du niveau haut de 5V à 2,5V.

Le changement de niveaux est déclenché par le contrôleur de niveau de la manière suivante : avec l'utilisation de la commande PROG, on doit préalablement programmer le nombre N de bits codés à 0-5V dans une bascule octuple (N est compris entre 0 et 255). A

partir de cette valeur mémorisée, les deux compteurs de l'unité de contrôle de niveaux sont initialisés de façon à donner un signal de changement de niveau après avoir décompté N cycles d'horloge. Ce signal permet de désactiver la porte alimentée à 5V, et d'activer la porte à 2,5V. L'émission se termine quand les mémoires sont vides. En effet, c'est le signal EMPTY FLAG du FIFO I, qui arrête le fonctionnement de la carte, en passant par l'unité de commande. A ce point, si le mode d'émission répétitive a été activé à l'aide de la commande REPEAT, les mémoires tampon retrouvent leur contenu à l'initialisation du signal RETRANSMIT, émis automatiquement par l'unité de commande. Ensuite, la lecture est instantanément reprise, ainsi on émet le signal périodiquement, sans latence considérable. Si l'émission répétitive n'a pas été activée, le circuit attend la prochaine instruction d'écriture. La carte a été conçue pour supporter la lecture et l'écriture simultanées, ainsi on ne doit pas obligatoirement attendre le remplissage complet des mémoires pour lancer une émission. (En effet, avec un ordinateur plus rapide, la composition des paquets pourrait être réalisée en temps réel, imitant ainsi l'opération d'une ligne de commutation réelle.) Les instructions RESET et RESET FIFO servent respectivement à l'arrêt de l'émission et à la remise à zéro des mémoires FIFO.

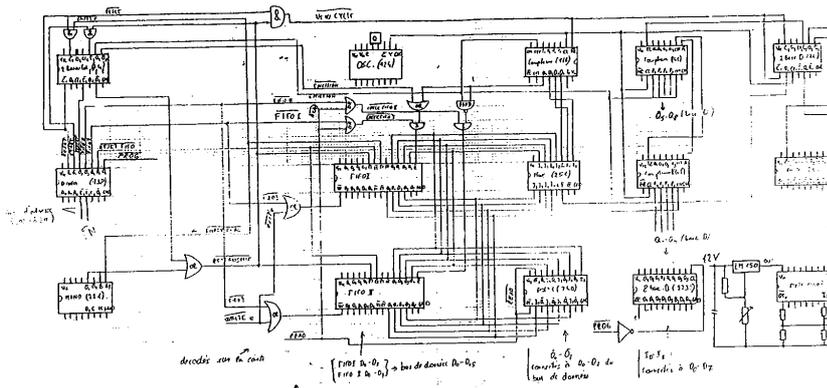


Figure 11. Schéma électronique du circuit d'émission

3.2.2. Circuit de synchronisation et de pilotage de la matrice de modulateurs

Ces deux sous-ensembles ont été réalisés sur un seul circuit imprimé, arrangés autour de la matrice de modulateurs (voir la photo de la figure 12). Cette organisation permet de simplifier le montage expérimental et d'éviter les perturbations électromagnétiques et les retards lors de la propagation des 64 signaux de commande à haute cadence. Le circuit est destiné à piloter les 64 modulateurs élémentaires, c'est à dire émettre les 64 adresses de

référence selon le principe décrit dans le chapitre II. Comme l'émission de ces adresses doit être strictement synchronisée avec l'adresse de destination portée par le faisceau signal, l'utilisation d'un circuit de synchronisation est nécessaire, qui assure aussi la commande des faisceaux de maintien.

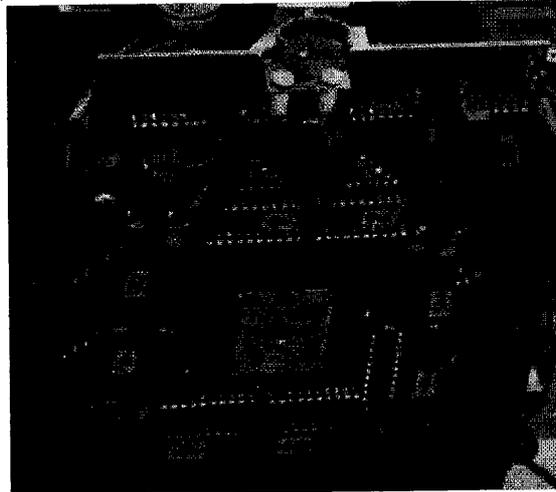


Figure 12. Photo du circuit avec la matrice de modulateurs en place au centre de la plaque

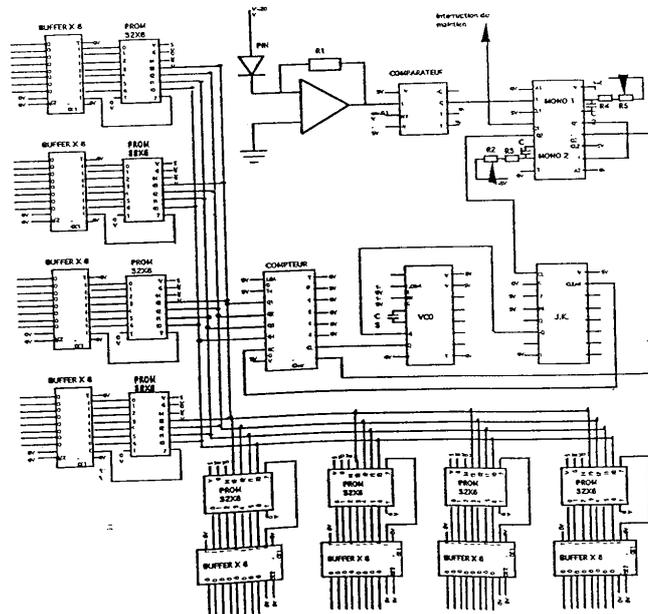


Figure 13. Schéma électronique du circuit de commande de la matrice des modulateurs

L'opération du circuit est déclenchée par le bit de synchronisation du signal d'entrée. On peut extraire le bit de synchronisation du signal optique à l'aide d'un détecteur rapide placé dans un faisceau non-utilisé (ordre zéro du modulateur acousto-optique ou un des ordres supérieurs du réseau de Damman). Le signal amplifié de la photodiode est transformé en niveaux TTL par un comparateur (voir figure 12). Dans les premières expériences nous avons utilisé la synchronisation électronique, en utilisant simplement le signal de commande provenant de la carte d'émission. Le bit de synchronisation bascule le multivibrateur monostable MONO 1 en état "haut". Le multivibrateur conserve cet état jusqu'à la fin du passage du signal, comme le montre la figure 13. La transition montante de la sortie de ce composant déclenche le basculement du deuxième monostable MONO 2, dont le temps de retard est réglable. C'est ce retard qui servira à ajuster la parfaite synchronisation entre l'adresse de destination et les adresses émises par les modulateurs. Comme la sortie du MONO 1 ne comporte qu'une seule transition montante, le circuit ne peut être redéclenché qu'après le passage de tout le paquet. L'état du multivibrateur MONO 1 commande les faisceaux de maintien aussi: dans l'état haut ils sont allumés, dans l'état bas ils sont éteints. La transition descendante de l'impulsion issue de MONO 2 fait commuter la bascule J.K. dans son état haut. Ce composant sert comme mémoire de contrôle : son état haut autorise le fonctionnement de l'oscillateur (VCO), qui donne un signal d'horloge à 20MHz au compteur. Comme le compteur a été remis à zéro par une impulsion de la sortie négative du multivibrateur MONO 1, il commence à compter partir de zéro (=0000 binaire) jusqu'au 15 (=1111 binaire).

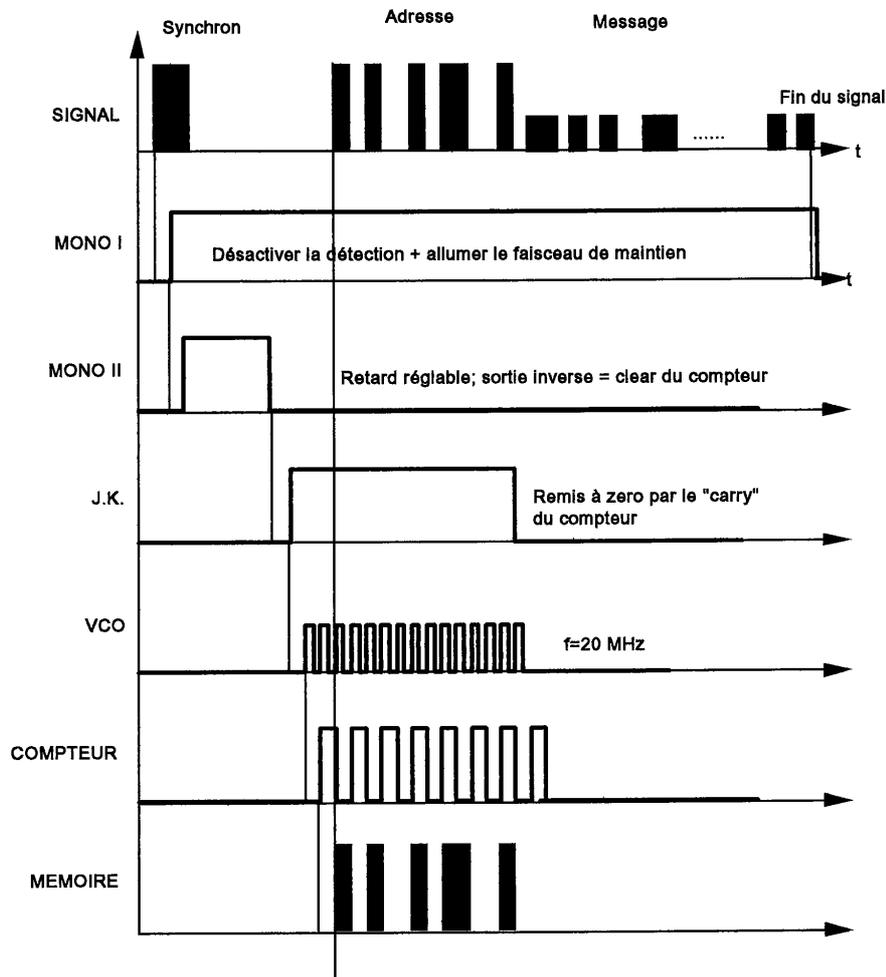


Figure 14. Diagramme de temps de l'opération du circuit. Les signaux représentent la variation temporaire du signal de sortie des composants (une impulsion d'adresse représente un temps de 50ns).

Les mots de 4 bits issus du compteur sont les adresses qui pointent séquentiellement vers les bits à émettre, stockés dans les mémoires PROM. On utilise 8 circuits PROM, chacun capable de stocker 32 mots de 8 bits. Avec les 8 mémoires on peut parallèlement sortir les 64 séquences préalablement programmées, notamment les 64 adresses de référence. Comme nos adresses à émettre n'ont qu'une longueur de 12 bits, on ne doit pas utiliser toute la profondeur des mémoires. On complétera les adresses par quatre zéros pour donner des séquences de 16

bits, dont le premier est émis à l'état 0 du compteur, le deuxième à 1...etc, jusqu'au seizième quand le compteur atteint 15. L'état 15 (1111 binaire) du compteur engendre l'émission d'un bit "CARRY", qu'on utilise pour arrêter l'oscillateur en remettant la bascule J.K. à zéro. Cette boucle de rétroaction présente un retard de 80ns approximativement, donc le compteur continue à tourner pendant deux ou trois périodes encore. Ceci n'est pas gênant si les mémoires émettent des zéros supplémentaires pendant ce temps. Les 64 adresses issues des mémoires traversent 64 circuits "drivers", pour obtenir une tension et un courant adaptés à l'alimentation des pixels. La tension de commande optimale des modulateurs est de l'ordre de 19 Volts, mais l'utilisation de composants fonctionnant avec des tensions supérieures de 6V n'est pas compatible avec la fréquence d'horloge visée. L'électrode commune des modulateurs est polarisée à environ 12V et la sortie des "drivers" fonctionne à 0V et 6V pour avoir la meilleure efficacité de modulation possible.

3.2.3 Détection

L'unité de réception doit capter les signaux optiques issus des 64 sorties du montage, les transformer en signaux électriques et les amplifier. Pour le traitement ultérieur des données, il est souhaitable de transmettre les signaux en niveaux TTL. L'intensité à détecter est d'environ 0,4 ou 0,045 mW (en présence ou en absence du rotateur de Faraday respectivement), et la fréquence d'horloge est de 20 MHz. Cette tâche de détection n'est pas considérée comme une opération délicate pour les détecteurs semiconducteurs rapides avec des amplificateurs appropriés. La difficulté consiste en la réalisation de ces détecteurs sous forme de matrice de 8 par 8 éléments. En fait, des détecteurs mono-canaux fonctionnant à des fréquences beaucoup plus élevées sont disponibles dans le commerce, mais les versions intégrées sous forme matricielle sont dans la plupart des cas destinées à une utilisation à basse fréquence.

Comme les modulateurs électro-optiques de la matrice Thomson utilisée dans le montage ont une structure PIN similaire à celle des photodiodes modernes, l'idée de les utiliser comme détecteurs semble être raisonnable. L'autre solution pour disposer de détecteurs multi-canaux a été de les faire fabriquer sur mesure par des professionnels de l'électronique. Les deux solutions ont été étudiées, la première à l'Institut d'Optique, la deuxième à l'Institut d'Electronique Fondamentale. Les résultats obtenus sont résumés dans la partie suivante.

a.) Matrice Thomson comme photodétecteur

La figure 15 présente le montage d'une des diodes PIN de la matrice dans une configuration simple de photodétecteur. Le photocourant de la diode est conduit dans un amplificateur de courant (une ampli rapide avec une résistance de rétroaction), dont la sortie

devrait être connectée à un comparateur pour donner des niveaux TTL, ou dans le cas ultime à un deuxième étage d'amplificateur.

La sensibilité du détecteur étant estimée à 0,5 A/W, les intensités optiques à détecter génèrent un photocourant de 200 et 22.5 μA avec ou sans rotateur de Faraday respectivement. Pour avoir une tension convenable pour un comparateur ou pour un oscilloscope à la sortie de l'amplificateur (de l'ordre de 100 mV), on doit choisir la valeur de la résistance de rétroaction déterminée par la relation suivante:

$$R = \frac{U_{\text{sortie}}}{I_{\text{photo}}}$$

Ceci donne des valeurs de 500 Ω et 4,4 k Ω pour les deux cas de puissances optiques envisagées.

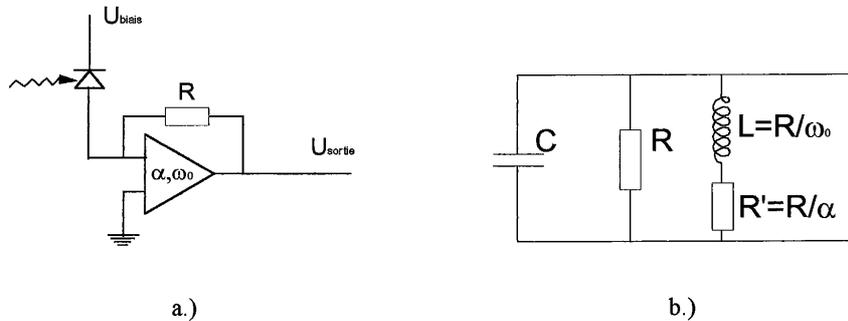


Figure 15. Montage de photodétecteur avec une des diodes de la matrice Thomson(a.) et son circuit équivalent (b)

A partir du circuit équivalent du détecteur, on peut déduire la fréquence de coupure du système:

$$f_{\text{max}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

où $L = R/\omega_0$, C est la capacité de la photodiode et ses connexions (2.5 pF voir chapitre 4.2), ω_0 la bande passante de l'amplificateur. Selon ce modèle, les fréquences de coupure théoriques sont donc 64 ou 21 MHz, avec ou sans rotateur.

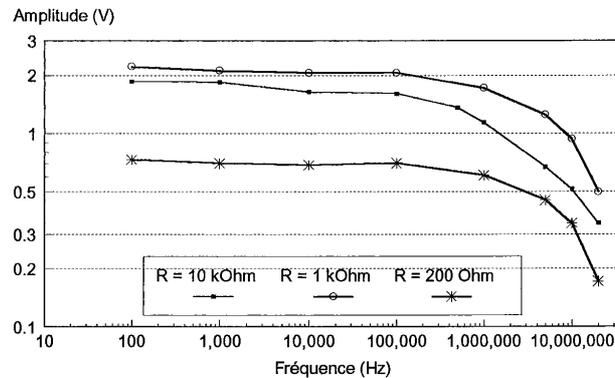


Figure 16. Réponse en fréquence du récepteur avec trois résistances de charge différentes

Les résultats expérimentaux obtenus sur les matrices testées dans la configuration présentée sont décevants par rapport aux valeurs théoriques. La figure 16 montre des signaux allant jusqu'à 20 MHz pour trois valeurs différentes de la résistance de rétroaction. On peut en déduire les fréquences de coupure approximatives des trois montages de photodétecteurs, qui sont 1,5 MHz pour $R = 10 \text{ k}\Omega$, 7 MHz pour $R = 1 \text{ k}\Omega$ et 10 MHz pour $R = 200 \Omega$. Ces fréquences de coupure ne permettront certainement pas l'utilisation des matrices de détecteurs dans le montage actuel (ni avec ni sans rotateur de Faraday). La différence considérable entre les résultats expérimentaux et les prédictions théoriques n'est toujours pas totalement comprise. Il s'agit peut être d'une perturbation des propriétés électriques de la photodiode introduite par des puits quantiques. Notamment, les puits ont tendance à piéger les porteurs dont l'énergie est inférieure à l'énergie de la bande interdite du barrière mais supérieure à celle du puits. Cette confinement se manifeste comme une augmentation de la résistance ohmique de la photodiode, dont on devrait tenir compte dans le modèle comme une résistance série. Bien entendu, la valeur de cette résistance dépend fortement de la distribution énergétique des porteurs. D'ailleurs, l'énergie des porteurs photo-excités coïncide avec la gamme spécifiée, car on travaille exactement à la longueur d'onde correspondant à ces effets quantiques mis en profit par les même composants pour la modulation.

b. Matrices de photorécepteurs en silicium de l'IEF

Deux différents matrices de photorécepteurs en silicium ont été étudiées et fabriquées par l'Institut d'Electronique Fondamentale. La première est simplement l'intégration monolithique de plusieurs photodiodes sous forme matricielle. Ce circuit possédait une fréquence de coupure comparable à celle des matrices MPQ (de l'ordre de 10MHz), due en

grande partie à la capacité et à la résistance série des connexions. Pour éviter ces problèmes, la deuxième matrice de détecteurs a été conçue avec des circuits de réception CMOS intégrés. Ces circuits fonctionnent comme des détecteurs synchrones: la photodiode est préchargée au début de chaque cycle d'horloge puis déchargée plus ou moins vite en fonction du nombre des photoporteurs générés par l'illumination. Le signal obtenu est seuillé et amplifié par deux portes amplificatrices synchronisées. Malheureusement les composants de la première série de fabrication comportée une connexion erronée dans la partie séquenceur, ainsi ils ne peuvent pas être utilisés. Les circuits corrigés n'ont pas été achevés avant la fin de cette thèse, ainsi ils pourront seulement servir pour les expériences ultérieures.

3.3 CONSTRUCTION DU MONTAGE ENTIER

Après avoir étudié tous les sous-systèmes optiques, opto-électroniques et électroniques du démonstrateur, on peut maintenant dessiner le montage expérimental tout entier. La figure 17 présente le schéma du montage expérimental définitif, qui a été réalisé, testé et exploité lors du projet.

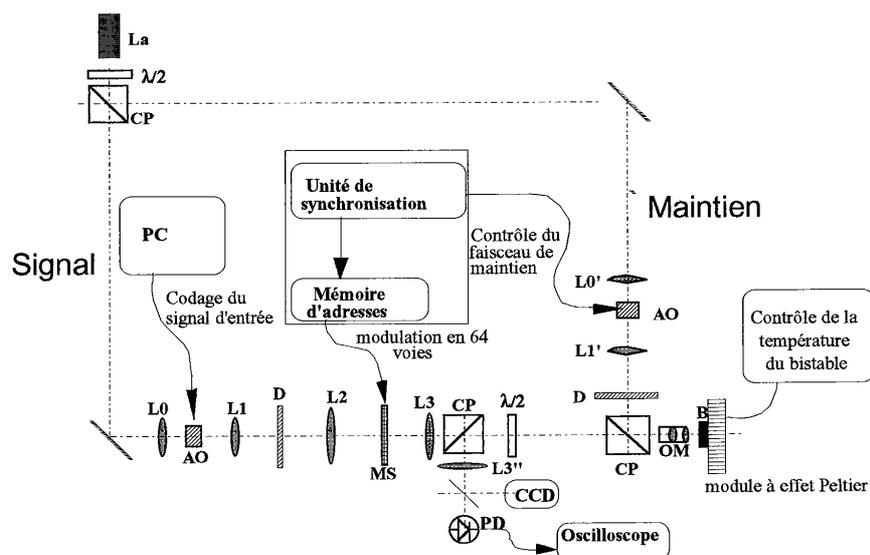


Figure 17. Montage expérimental définitif du démonstrateur

3.3.1 Optique, opto-mécanique

Le système optique du démonstrateur a été décrit en détail dans les paragraphes précédents. Ici, on récapitule les paramètres qui déterminent l'encombrement du système et on décrit brièvement la construction du montage.

Les focales des lentilles définies lors des calculs partiels sont les suivantes: $f=40$ mm pour les lentilles L_0 et L_1 déterminées par la taille de tache requise sur le modulateur acousto-optique et par l'illumination optimale du réseau de Damman; $f = 127$ mm pour les lentilles L_2 et L_3 déterminées par l'espacement des pixels modulateurs et par la période du réseau de Damman (ces deux lentilles sont identiques pour pouvoir enlever la paire équivalente L_2' et L_3' dans la branche de maintien). La focale de l'objectif OM a été changée de 25,4 mm à 39 mm au cours des expériences, pour assurer un meilleur éclairage de la cavité bistable (en fait, le

bistable finalement utilisé nécessitait une focalisation moins serrée que le composant visé lors la conception). Avec ces paramètres les dimensions du système sont de 30 cm par 1 m, sans compter ni la source laser (qui occupe à elle seule environ 60 cm par 2 m) ni l'ordinateur de pilotage. La taille du montage pourrait être facilement réduite à 30 cm par 30 cm en repliant les chemins optiques (les circuits de contrôle pourraient aussi tenir dans ce volume), mais ce n'est toujours pas la densité d'intégration que l'on devrait viser avec ce type de systèmes. Le chapitre 7.4 présente une solution possible pour la miniaturisation du système, qui occuperait un volume de $4*2*1 \text{ cm}^3$ sans les circuits de commande mais avec la source laser intégrée.

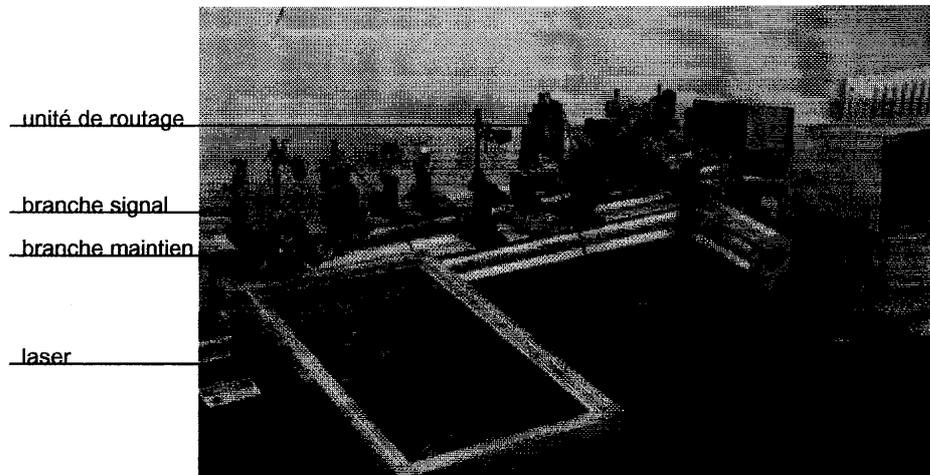


Figure 18. Vue générale de l'expérience

Le système a été monté sur un banc optique modulable (Microcontrôle MX-95) qui, une fois le montage aligné, permet d'effectuer des déplacements longitudinaux sans composants de positionnement additionnels. Les deux lasers sont posés sur un support anti-vibrationnel séparé du reste du montage. La figure 18 montre une vue générale de l'expérience, avec les lasers, les circuits de contrôle et les instruments de mesure utilisés. La partie centrale du montage est construite sur une plaquette de base spécialement conçue pour le montage. Sur cette plaquette de 90 mm par 200 mm sont placés les deux cubes polariseurs, la lame demi-onde, les deux lentilles L_3 et L_3'' le réseau de Dammann de la branche de maintien, l'objectif OM, le composant bistable monté sur un module à effet Peltier et un emplacement pour le rotateur de Faraday (voir figure 19).

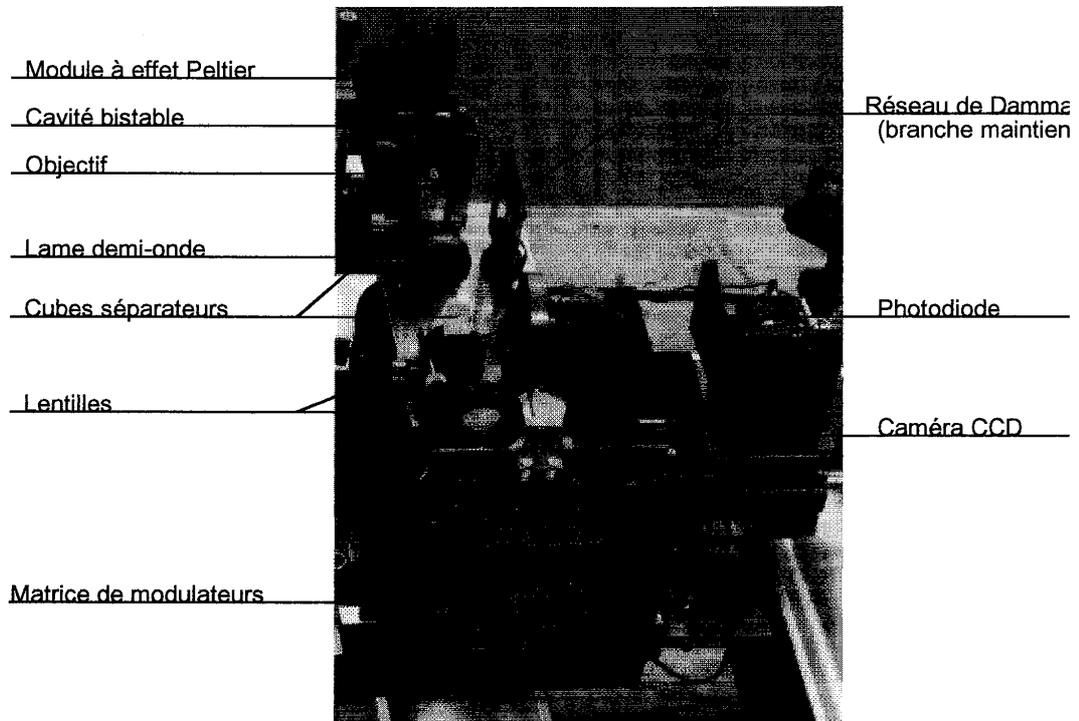


Figure 19. Partie centrale du montage

Les besoins de positionnements précis sont nombreux dans le montage d'une part à cause des composants qui exigent un réglage fin pour leur fonctionnement optimal (par exemple les modulateurs acousto-optiques), d'autre part à cause de la nécessité d'alignement parfait entre matrices de faisceaux et/ou de composants. En utilisant la notation x , y et z pour la translation verticale, latérale/horizontale (perpendiculaire au faisceau) et longitudinale (parallèle au faisceau) respectivement et la notation θ_x , θ_y et θ_z pour les rotations autour des axes correspondants, on a besoin des réglages fins récapitulés dans le tableau 1.

Composants	Réglages fins	Opérations
cubes séparateurs et miroirs	$\theta_x, \theta_y, \theta_z$	alignement de faisceaux
modulateurs acousto-optiques	x, y, θ_x	positionnement sur le faisceau, Angle de Bragg
réseaux de Damman	θ_z	alignement de matrices de faisceaux
matrice de modulateurs	x, y	positionnement sur la matrice de faisceaux
lames demi-onde	θ_z	rotation de l'axe optique
objectif de focalisation	x, y	positionnement sur le faisceau
détecteur	x, y	déplacement sur le faisceau à observer
élément bistable	$x, y, z, \theta_x, \theta_y$	point de travail, mise au point, incidence normale

Tableau 1. Tableau récapitulatif des degrés de liberté nécessaires en translation et en rotation

3.3.2 Organes de contrôle et d'observation

Le fonctionnement du démonstrateur est piloté par un ordinateur (PC AT 286) à l'aide de la carte spécialement conçue à cet effet (décrite en détail dans le chapitre 3.2.1). Le rôle de l'ordinateur est de générer et d'émettre les signaux d'entrée sous forme de paquets. La première impulsion de ces paquets est ensuite utilisée pour déclencher l'opération de reconnaissance d'adresse. Dans ce but, cette impulsion de synchronisation est conduite du détecteur (ou de la carte d'émission) au circuit de synchronisation, où elle déclenche d'une part la modulation simultanée des 64 pixels de la matrice, d'autre part l'initialisation des bistables élémentaires par l'allumage des 64 faisceaux de maintien (voir chapitre 3.2.2). Sur ce même circuit sont placées les mémoires contenant les adresses à émettre par chaque modulateur élémentaire, et la matrice de modulateurs elle-même, pour éviter la transmission des 64 signaux électriques à longue distance.

Pour stabiliser la température du composant bistable, une unité d'asservissement de température est utilisée, composée d'un module à effet Peltier et d'un circuit de contrôle sensible piloté par un thermocouple qui mesure la température de l'échantillon. Avec ce système la précision de la régulation est meilleure que 0,05 °C, et les dérives thermiques lentes (> 100 ms) sont facilement compensées.

A cause des problèmes rencontrés lors la réalisation de la détection multi-canal, le récepteur est une simple photodiode PIN avec un amplificateur approprié. Ce récepteur doit être déplacé manuellement pour observer la sortie souhaitée. Le détecteur est connecté à un oscilloscope numérique pouvant fonctionner en mode d'acquisition continue. Grâce à la bonne sensibilité du détecteur, l'utilisation du rotateur de Faraday n'était pas nécessaire dans les expériences. Un deuxième moyen d'observation est la caméra CCD qui visualise les 64 sorties du système. Cette caméra nous a rendu beaucoup de services lors l'alignement du montage, la

caractérisation des composants, et aussi l'observation du fonctionnement multi-canal du démonstrateur.

Références:

- ¹P. Koppa, "Système optoélectronique de reconnaissance d'adresse", rapport de stage de DEA d'Optique et Photonique, Institut d'Optique, Orsay, 1992
- ²B.Sfez et al., *Appl. Phys. Lett.* **57**, p.189 (1990)
- ³J.Jahns, M.M.Downs, M.E.Prise, N. Streibl, S.J. Walker: Dammann gratings for laser beam shaping ; *Optical Engineering*, Dec1989 , Vol.28, No 12
- ⁴J.Burcher : Les combinaisons optiques ; Editions de la Revue d'Optique Théorique et Instrumentale, 1967
- ⁵E. H. Young, S. Yao, "Design considerations for acousto-optic devices", *Proc. IEEE*, **69**, p. 54 (1981)
- ⁶J. Jahns, S.J. Walker, " Two-dimensional arrays of diffractive microlenses fabricated by thin film deposition", *Appl. Opt.*, **29**, p. 931 (1990)
- ⁷M. Franck, M. Kufner, S. Kufner, M. Testorf, " Microlenses in PMMA with high relative aperture", *Appl. Opt.*, **30**, p. 2666 (1991)
- ⁸I. Seyd Darwish, Ph. Legendre, P. Chavel, J. Taboury, " Optimization of an array illuminator hologram", *Annales de Physique*, Vol. 16, p. 103 (1991)
- ⁹H. Dammann, K. Görtler, " High-efficiency in-line multiple imaging by means multiple phase holograms", *Opt. Commun.* **3**, pp. 505-515 (1971)
- ¹⁰Antti Vasara et al. "Binary surface gratings for array illumination in digital optics", *Appl. Opt.*, **31**, p. 3320 (1992)
- ¹¹Oystein Hellesoy, "Array generation by means of binary phase grating", Dissertation for the diploma of the University of Trondheim / Institut d'optique, Orsay (1991)
- ¹²Denise Marie-Noël, rapport de stage du DEA d'Optique et Photonique, Institut d'Optique, Orsay, 1993
- ¹³M .P. Dames, R.J. Dowling, P. McKee, D. Wood, "Efficient optical elements to generate intensity weighted spot arrays: design and fabrication", *Appl. Opt.*, **30**, p. 2685 (1991)
- ¹⁴E. Noponen et al., "Synthetic diffractive optics in the resonance domain", *JOSA A*, **9**, p.1206 (1992)
- ¹⁵J. M. Miller et al. "Multilevel-grating array generators: fabrication error analysis and experiments", *Appl. Opt.*, **32**, p. 2519 (1993)

CHAPITRE 4

Composants actifs

Ce chapitre présente les deux composants clés du système démonstrateur: la matrice de modulateurs électro-optiques du Laboratoire Central de Recherche de Thomson CSF et les composants bistables optiques du CNET-Bagneux. Tout d'abord, on rappelle brièvement la définition et les propriétés des semiconducteurs à structure de puits quantiques multiples, qui constituent le milieu actif des deux composants. La description détaillée des composants actifs est destinée à présenter les caractéristiques déterminantes pour l'opération du système entier, comme la réponse optique/optoélectronique statique, le comportement temporel, les grandeurs énergétiques et les effets thermiques. Une attention particulière est portée à la dispersion spatiale de ces propriétés, qui est un élément décisif pour le fonctionnement parallèle du système. A part la présentation des échantillons effectivement utilisés, on résume les résultats atteints d'autres composants du même type pour donner une idée des perspectives ouvertes par cette famille de composants. On essaie également de proposer une solution adéquate aux problèmes rencontrés tant au niveau des composants qu'au niveau du système. Le chapitre se termine par la discussion du fonctionnement simultané des deux composants, en portant une attention particulière aux problèmes de compatibilité des longueurs d'onde de fonctionnement.

4.1 RAPPEL DES PROPRIETES OPTIQUES DES STRUCTURES SEMICONDUCTRICES A PUIITS QUANTIQUES MULTIPLES

Ces structures sont très largement utilisées dans la technologie micro-électronique, mais elles présentent un très grand intérêt pour l'optoélectronique aussi, grâce à leurs propriétés optiques uniques (voir par exemple références ^{1,2,3}).

Les structures à puits quantiques et les super-réseaux sont des milieux artificiels produits par croissance de très fines couches alternées de deux semi-conducteurs, par exemple du groupe III-V, dont les paramètres de maille sont voisins mais les énergies de bande interdite différentes. Cette composition impose un potentiel périodique aux porteurs superposé à la périodicité de la structure cristalline. Si les discontinuités énergétiques de ce potentiel sont suffisamment grandes et les barrières suffisamment larges pour créer des états confinés dans les puits uniques on parle de puits quantiques, par contre si les porteurs restent entièrement libres malgré le potentiel perturbateur on parle de super-réseaux. Les structures les plus utilisées contiennent la combinaison GaAs/Ga_{1-x}Al_xAs ou In_{1-x}Ga_xAs/InP. Il convient de noter qu'aujourd'hui certains laboratoires parviennent à élaborer aussi des compositions avec un désaccord considérable des paramètres de maille, par exemple In_{1-x}Ga_xAs/GaAs^{4,5,6}.

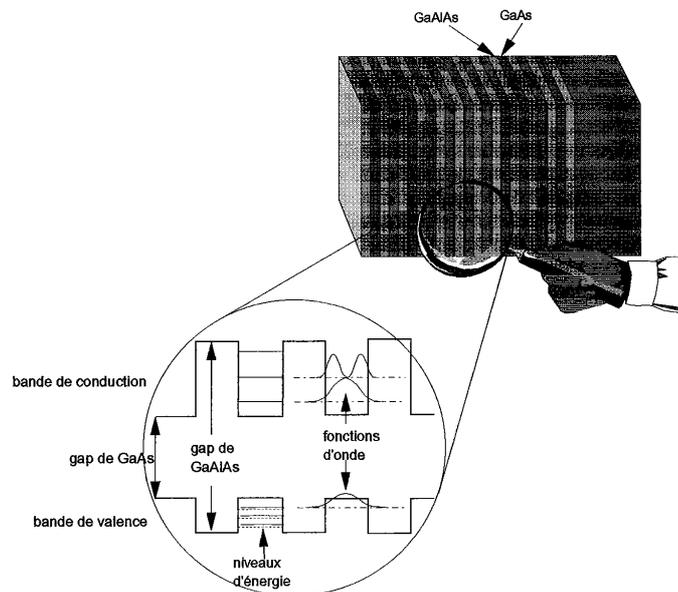


Figure 1. Structure à Puits Quantiques Multiples

La figure 1 montre une structure typique à puits quantiques multiples et les potentiels périodiques des trous et des électrons (bande de valence et de conduction). L'état des porteurs dans ce potentiel peut être facilement déterminé par l'équation de Schrödinger indépendante du temps. La solution montre que les électrons et les trous se comportent comme des porteurs libres dans les plans des couches, par contre ils sont confinés dans la direction de l'empilement avec une fonction d'onde périodique dans les puits et évanescence dans les barrières. A ces états quantiques correspondent des niveaux d'énergie discrets montrés par figure 1. Dès que la taille caractéristique des couches descend au-dessous du rayon de Bohr (250 Å pour ces matériaux), deux effets quantiques se manifestent avec des conséquences directes sur le spectre d'absorption du milieu:

-La densité d'états devient une fonction en "marche d'escalier", avec une marche à chaque niveau d'énergie discret.

-Une augmentation de l'énergie et de la probabilité des liaisons excitoniques apparaît en raison du confinement des porteurs.

Le spectre d'absorption se trouve donc modifié par rapport au milieu massif (voir figure 2/a et c): on observe l'apparition des plateaux d'absorption qui correspondent aux transitions entre les niveaux d'énergie discrets, et deux pics excitoniques à l'extrémité de chaque plateau du côté des grandes longueurs d'ondes.

L'absorption à la longueur d'onde de l'utilisation varie fortement lorsque un champ électrique est appliqué perpendiculairement à la structure: on observe un déplacement du spectre vers l'infrarouge et une diminution de la force d'oscillateur des excitons (voir figure 2/b). Le déplacement des niveaux énergétiques accompagne la polarisation des fonctions d'ondes des porteurs ce qui est encore amplifié par le confinement (effet Stark sur les états confinés), alors que la modification de la force d'oscillateur des excitons est due à leur dissociation sous l'effet du champ. L'ampleur maximale de ces effets se manifeste à des tailles de puits aux alentours de 100 Å. Un puits plus étroit donne un état moins confiné, car la partie évanescence de la fonction d'onde devient plus importante.

Il existe un procédé encore plus sophistiqué pour produire des milieux dont l'énergie de bande interdite est spatialement variable: il s'agit de contrôler de façon continue la composition du semiconducteur, c'est à dire la valeur de x dans $Ga_{1-x}Al_xAs$. Le résultat est un profil de potentiel quasi-arbitraire avec des gradients et des asymétries à la volonté. La contribution de l'ENS au projet MOTS/OSTI-91 a été la modélisation des structures à puits asymétriques. Elle a mis en évidence un renforcement de l'électro-absorption, qui n'était plus invariant par rapport à la direction du champ.

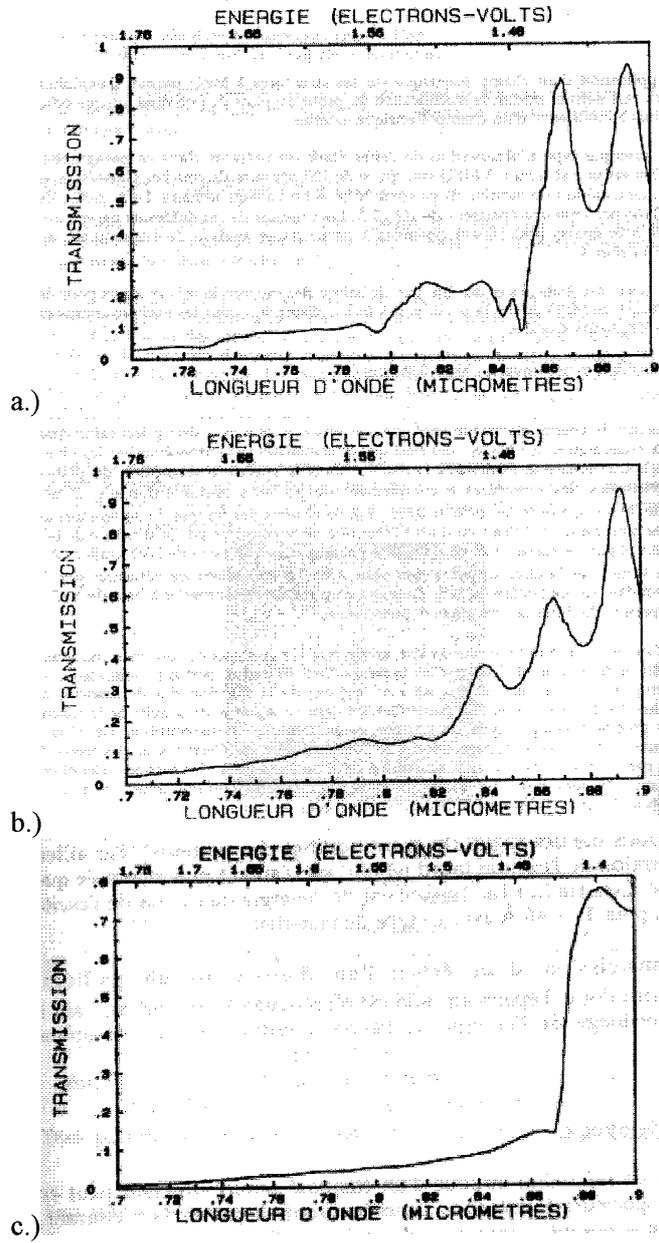


Figure 2. Transmission spectrale d'un milieu à MPQ sans champ (a) et sous l'effet du champ électrique (b), plus la transmission du semiconducteur massif (c)

4.2 MATRICE DE MODULATEURS ELECTRO-OPTIQUES

4.2.1 Technologie et paramètres de fabrication

En utilisant l'électro-absorption du milieu à puits quantiques multiples au voisinage des pics excitoniques on peut réaliser des modulateurs électro-optiques fonctionnant en transmission en introduisant le milieu actif dans la région intrinsèque d'une diode PIN. La figure 3 montre en détail la structure réalisée par épitaxie à jet moléculaire au Laboratoire Central de Recherche de Thomson CSF. Pour obtenir une matrice de modulateurs à partir de cette structure planaire on dépose sur la couche p^+ un contact ohmique taillé selon la géométrie des pixels. Sur nos matrices ce contact joue le rôle de l'électrode commune de tous les modulateurs: il recouvre tout l'échantillon sauf les fenêtres circulaires des modulateurs élémentaires (ceci est très favorable, car cette couche bloque toute lumière parasite incidente entre les pixels). L'échantillon est ensuite transféré sur un substrat en verre (le substrat de GaAs doit être enlevé pour assurer la transparence de la structure). La procédure technologique se termine par la délimitation des pixels par gravure, la formation des électrodes individuelles et leurs connexions sur la couche n^+ et le dépôt d'une couche antireflet.

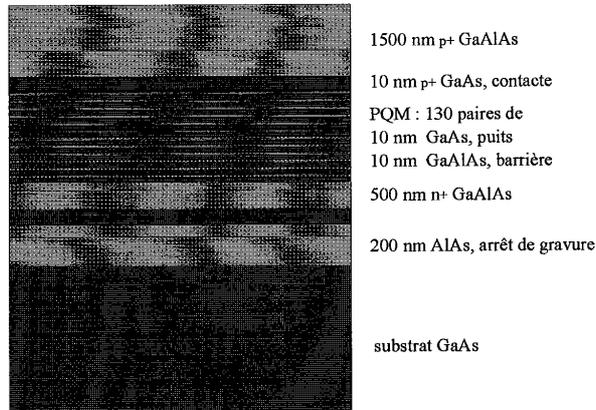


Figure 3. Structure d'un modulateur à puits quantiques multiples

Pour le démonstrateur de reconnaissance d'adresse le LCR nous a livré trois matrices 8×8 de modulateurs de ce type, dont les pixels ont un diamètre de $100 \mu\text{m}$ et un espacement de $300 \mu\text{m}$. A chaque pixel correspond une piste d'or conduite au bord du composant pour fournir la

connexion à l'électrode individuelle. Ces pistes ont une largeur de $50\ \mu\text{m}$ et une longueur de deux millimètres au maximum. Comme l'épaisseur de la structure entière est de $4\ \mu\text{m}$, la capacité totale d'un pixel avec la piste est de $2,7\ \text{pF}$. La résistance série des pixels avec les connexions est estimée à $100\ \Omega$. Ceci donne une constante de temps RC d'environ $270\ \text{ps}$, ce qui est la limite ultime de la vitesse de modulation de ce composant. La longueur d'onde du fonctionnement optimal est $860\ \text{nm}$ pour toutes les trois matrices. Cette longueur d'onde est à la limite de la gamme $830\text{-}860\ \text{nm}$, fixée comme objectif pour faciliter l'accord en longueur d'onde avec les composants bistables du CNET. Le taux de réussite sur les deux meilleures matrices (VAR 1015 B1 M1 et VAR 1015 B1 M6) est élevé, 63 sur 64 pixels sont opérationnels sur chacune des deux matrices. Malheureusement, sur chacune d'elles, trois pixels opérationnels sont accidentellement reliés par une parcelle d'or, ainsi leur modulation individuelle n'est pas possible. La troisième matrice (VAR 1015 B1 M5) comporte 5 pixels non-opérationnels.

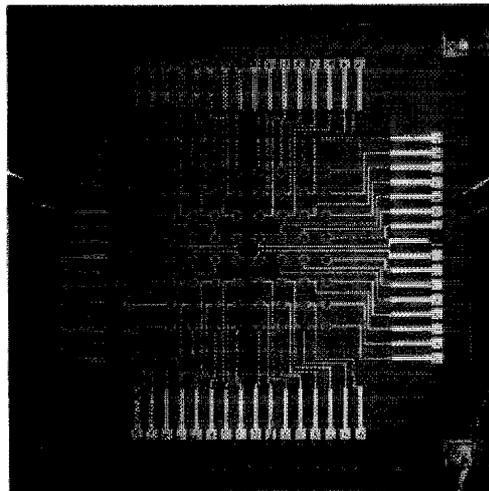


Figure 4. Photo d'une matrice de modulateurs électro-optiques

4.2.2 Caractérisation des matrices en régime stationnaire

Nos premières expériences en régime stationnaire ont confirmé les performances annoncées par le LCR. A une fréquence de modulation de 1 Hz, des valeurs de transmission voisines de 5% ont été mesurées sous l'effet d'une tension de commande de 19 V, alors qu'elles étaient de 20 à 25% sans champ appliqué. Ces valeurs correspondent à un contraste de 4:1 à 5:1 (taux de modulation entre 0.6 et 0.7), en accord avec les mesures effectuées par nos partenaires.

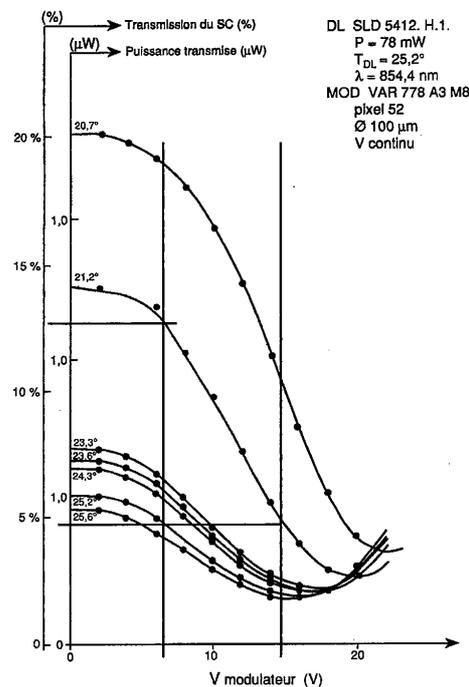


Figure 5. Transmission des modulateurs en fonction de la tension de commande et de la température

Environ 70% du contraste est atteint en utilisant une tension de commande composée d'une polarisation continue de 12-15V sur l'électrode commune, et d'une tension variable de 0-6V sur l'électrode individuelle de chacun des pixels (voir Figure 5). Les circuits de commande commerciaux fonctionnant à des tensions supérieures à 6V ne peuvent pas atteindre la fréquence d'horloge du système (20Mhz). Ce mode de fonctionnement est représenté par les deux traits verticaux sur la figure 5.

4.2.3 Modulation à la fréquence d'horloge du système

Nous avons constaté une dégradation considérable des performances pour une modulation à haute fréquence par rapport à celles en régime stationnaire. La longueur d'onde de fonctionnement optimal s'est déplacée à 866-867 nm, et le meilleur contraste de modulation à 20 MHz se trouvait réduit à un rapport inférieur à 2:1.

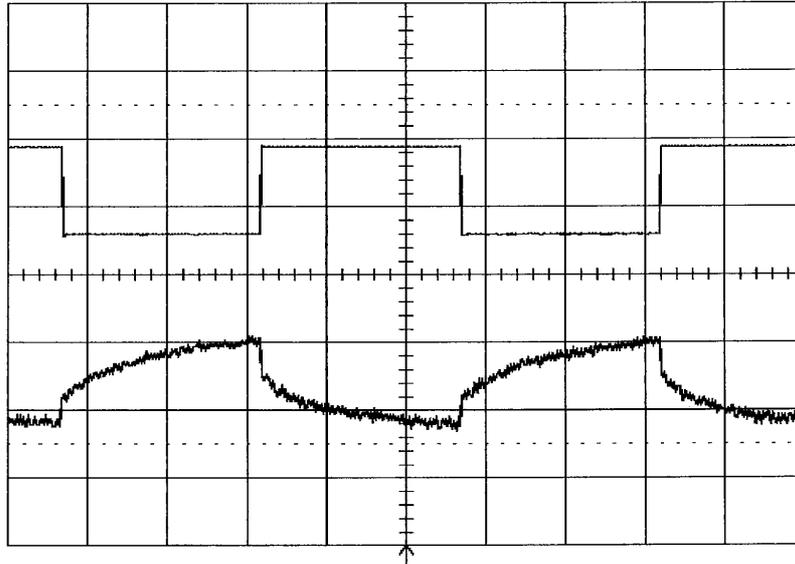


Figure 6. Surcroissance de la modulation due à un effet thermique: la première trace montre la tension de commande du pixel observé, la seconde représente l'intensité transmise (l'échelle de temps est 200 μ s par division; la tension de commande varie entre 6 et 12 Volts, la sortie du détecteur varie entre 100 et 350 mV).

On trouve l'explication de cette dégradation en examinant le comportement du composant aux fréquences intermédiaires. La figure 6 montre la réponse typique d'un pixel à une commande de signal carré de 1 kHz. On observe très clairement deux transitions différentes, comme si la modulation s'effectuait en deux étapes. La transition raide à chaque changement de niveau correspond à une constante de temps d'environ 6 ns, ce qui est bien la constante de temps électrique due au générateur de signaux, aux connexions jusqu'au modulateur et au pixel soi-même. La croissance exponentielle du signal après cette transition est la conséquence d'un autre phénomène, beaucoup plus lent que les effets électroniques dans les semi-conducteurs. Selon nos observations, le phénomène change fortement avec la

puissance lumineuse incidente, il disparaît au-dessous d'une certaine intensité, typiquement 1 mW par pixel ($0.1\mu\text{W}/\mu\text{m}^2$). L'éclairage des modulateurs modifie aussi l'effet: plus la focalisation est serrée, plus le phénomène est important. La constante de temps (d'environ 200 μs) de cette variation est du même ordre de grandeur que celle des échanges thermiques d'un pixel avec son environnement. On peut donc mettre en cause l'effet thermique dû à l'énergie optique dissipée par le pixel. On remarque, qu'à des niveaux de puissances typiques dans l'expérience (3 mW par pixel), cette énergie est largement supérieure à la chaleur dissipée par effet Joule sur les connexions électriques (La puissance dissipée lors le passage des impulsions de courant chargeant et déchargeant les diodes est inférieure à 0.5mW).

Décrivons brièvement l'explication qualitative du phénomène. Comme on effectue une modulation d'absorption, l'intensité optique dissipée par le composant varie avec la tension de commande. En appliquant une tension sur l'échantillon, son coefficient d'absorption monte en quelques nanosecondes (transition du point A au point B sur la figure 7). La dissipation accrue augmente la température locale de l'échantillon autour du point d'impact du faisceau. Ce phénomène est relativement lent. L'élévation de la température se traduit par un déplacement du spectre d'absorption vers les longueurs d'onde plus élevées, qui provoque un changement de l'absorption à la longueur d'onde de fonctionnement :

$$\alpha(\lambda, T + \Delta T) = \alpha(\lambda - c \cdot \Delta T, T) \cong \alpha(\lambda, T) - \delta\alpha / \delta\lambda \cdot c \cdot \Delta T$$

Où $c=0.250\text{nm/K}$ est le coefficient du décalage de la bande interdite du semi-conducteur avec la température⁷. Selon la variation du spectre d'absorption à la longueur d'onde de fonctionnement, on attend deux types de changement: si $\delta\alpha/\delta\lambda$ est négatif (ce qui est le cas en général pour une longueur d'onde près du gap du semiconducteur) l'absorption augmente avec la montée de la température (transition au point C sur figure 7/a), si par contre $\delta\alpha/\delta\lambda$ est positif, on aura une baisse de l'absorption (figure 7/b). La chute de la tension de commande à la fin d'une impulsion provoque la baisse de la dissipation (point D), ainsi avec l'évacuation de la chaleur la température retombe à sa valeur initiale (point A). Dans ce cas l'absorption change lentement dans le sens contraire à celui de la montée de la température.

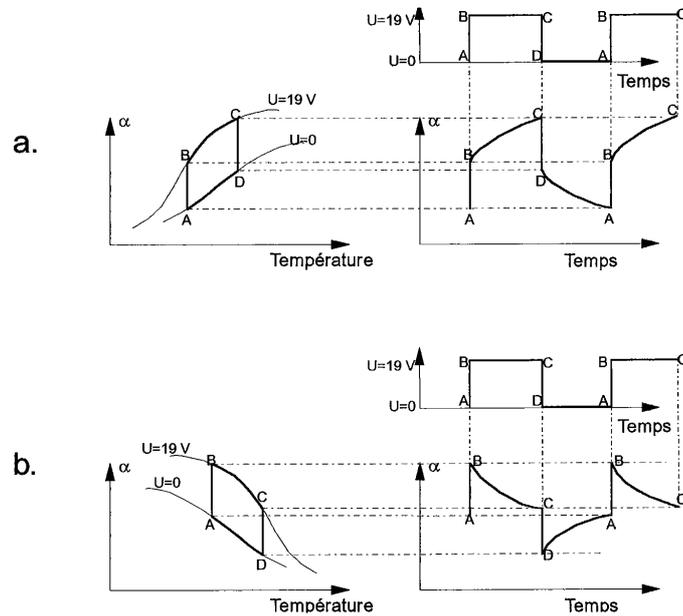


Figure 7. Construction de la réponse électro-thermo-optique du modulateur pour une région spectrale où l'absorption augmente avec la montée de la température (a) et pour une région spectrale où l'absorption décroît avec la montée de la température (b)

Il convient de noter que le phénomène décrit peut bien donner naissance à une bistabilité purement thermique, si $\delta\alpha/\delta\lambda$ est négatif, car dans ce cas il existe une rétro-action positive sur l'absorption. Cet effet a été observé dans les expériences à certaines longueurs d'onde: en augmentant lentement la puissance incidente, à un certain point le modulateur devient brusquement opaque, et il ne redevient transparent qu'après la coupure totale de l'illumination.

En observant le spectre d'absorption tourmentée du milieu à PQM, on peut trouver des régions à $\delta\alpha/\delta\lambda$ positif ce qui devrait donner naissance à l'effet illustré par figure 7/b, selon notre modèle. Après avoir cherché une longueur d'onde appropriée, ce type de courbe a été observé comme le montre la figure 8. Il faut noter, que le changement lent de l'absorption ne doit pas obligatoirement suivre une évolution exponentielle, car l'absorption ne varie pas d'une façon linéaire en fonction de la température. De même, les constantes de temps de la montée et de la descente de l'absorption peuvent être différentes comme le montre la figure 8.

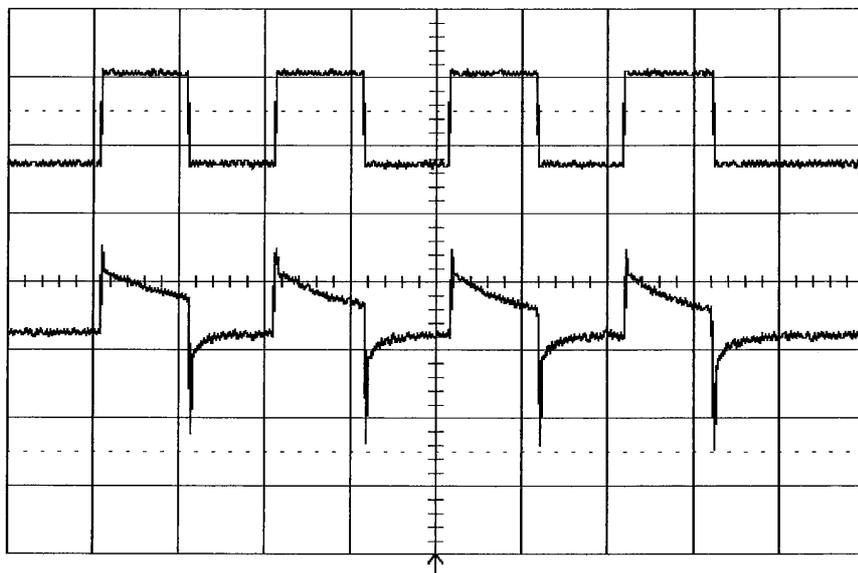


Figure 8. L'effet thermique agit contre la modulation électro-optique à certaines longueurs d'onde (la première trace montre la tension de commande du pixel observé, la seconde représente l'intensité transmise; l'échelle de temps est 5 ms par division; la tension de commande varie entre 6 et 12 Volts, la sortie du détecteur varie entre 10 et 30 mV).

On peut résumer donc, qu'à basse vitesse la majeure partie de la modulation observée est due à un effet thermique favorable, alors qu'à haute vitesse la modulation est purement électro-optique, car les changements de température ne se manifestent pas à cette échelle de temps. Le fait que la nature de la modulation n'est pas la même en régime statique et à haute fréquence explique aussi le décalage de la longueur d'onde de fonctionnement. Naturellement, à l'effet thermique dynamique décrit précédemment s'ajoute l'élévation de la température moyenne localisée sur le pixel, ce qui contribue également au décalage de longueur d'onde observé.

L'utilisation de matrices fonctionnant en réflexion pourrait être la solution à ces problèmes, car pour elles:

- Le contraste de modulation est a priori plus élevé en raison du double passage du milieu actif : un contraste de 20 a été obtenu sur les modulateurs VAR 875 réalisées lors du projet OSTI. Cette performance peut encore être améliorée en profitant des interférences dans la cavité Fabry-Perot asymétrique construit par la face d'entrée et un miroir métallique en arrière. Des contrastes de modulation excédant 100 ont été obtenus avec des structures Fabry-Perot asymétriques optimisées ^{8,9}.

meilleure matrice (VAR 1015 B1 M6) les transmissions à 0 Volt ont été uniformes à $\pm 17\%$ et les taux de modulation ont varié moins de $\pm 5\%$ (ces chiffres désignent le décalage du minimum et du maximum par rapport à leur moyenne arithmétique, sans prendre compte les pixels défectueux). Les deux autres matrices (VAR 1015 B1 M1 et M5) présentent une non-uniformités de ± 44 et $\pm 37\%$ pour la transmission, ± 11 et $\pm 8\%$ pour le taux de modulation.

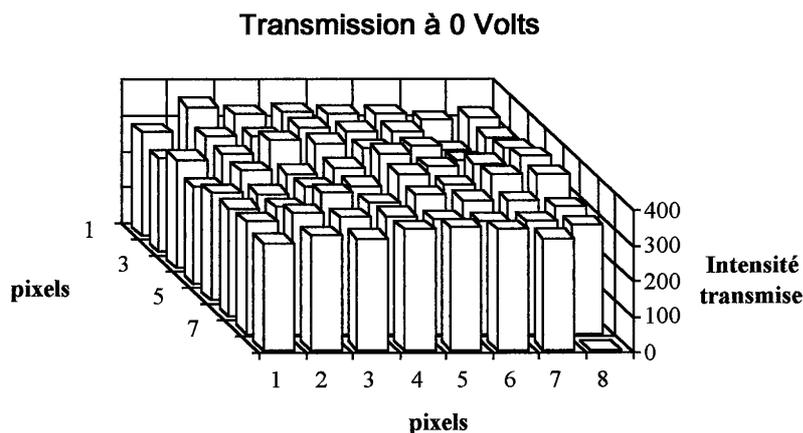


Figure 10. Transmission des pixels de la matrice VAR 1015 B1 M6 sous tension de commande nulle

La figure 10 montre la distribution spatiale de la transmission pour la meilleure matrice. On peut observer des variations systématiques et aléatoires à la fois: la transmission augmente de gauche à droite, avec un bruit superposé. Les causes de ces variations peuvent être le gradient naturel de l'épitaxie (pour les variations systématiques), les défauts microscopiques de la croissance (pour les variations aléatoires) et la dispersion des différentes étapes de la technologie (pour les deux types de variations). Cette dernière source d'inhomogénéité serait probablement réduite par la technologie de fabrication plus simple des matrices réfléchives. Cependant, l'effet de la cavité accentuerait l'influence des deux premières, on ne peut donc pas compter sur une amélioration spectaculaire de l'uniformité par rapport aux matrices fonctionnant en transmission. La discussion du chapitre 4.3 sur les fluctuations de la croissance du composant bistable s'appliquent aussi aux modulateurs électro-optiques, même si les tolérances ici sont beaucoup plus grandes, grâce à l'absence de la cavité résonante à haute finesse.

4.3 BISTABLES OPTIQUES

4.3.1 Bistabilité avec un résonateur nonlinéaire

Un système est appelé bistable s'il possède deux états stables de sortie pour une même combinaison de ses paramètres d'entrée. L'état du système bistable à un moment donné dépend des valeurs antérieures de ses entrées, c'est-à-dire que le système possède un effet mémoire. Pour obtenir une bistabilité le système doit être obligatoirement constitué d'un composant à réponse nonlinéaire et d'une boucle de rétroaction. Un grand nombre de réalisations hybrides ont été proposées; elles utilisent en générale une rétroaction électronique associée à une nonlinéarité optique. Parmi ces composants, la famille des SEED (Self-Electro-optic Effect Device^{10,11}) attire récemment une grande attention, mais il existe des bistables à base de cristaux liquides¹², lasers couplés¹³ ou composants magnéto-optiques¹⁴.

Notre intérêt principal est la bistabilité intrinsèque tout-optique, où les deux fonctions sont réalisées par une structure monolithique, sans utiliser un composant externe. Un tel système est réalisé par la cavité Fabry-Perot nonlinéaire: la nonlinéarité est fournie par le milieu actif entouré des deux miroirs de la cavité résonnante qui effectue la rétroaction. Les premières démonstrations de la bistabilité optique^{15,16,17} ont déjà utilisé ce principe. La caractéristique entrée-sortie d'une cavité Fabry-Perot nonlinéaire peut être obtenue par une construction graphique¹⁸ illustrée sur la figure 11. Cette construction repose sur deux expressions indépendantes de la transmission du résonateur en fonction du déphasage de l'onde lors d'un aller simple dans la cavité. La première expression est simplement la fonction d'Airy qui décrit la transmission d'une cavité Fabry-Perot linéaire:

$$T(\phi) = T_{\max} \cdot \frac{1}{1 + (2F/\pi)^2 \cdot \sin^2 \phi} \quad (1)$$

où T_{\max} est la transmission à la résonance, F est la finesse de la cavité et ϕ est le décalage de phase total par rapport à la résonance. La deuxième expression est la définition de la transmission (intensité transmise divisée par intensité incidente) avec la phase ϕ comme paramètre:

$$T(\phi) = \frac{I_{\text{trans}}(\phi)}{I_{\text{inc}}} = \frac{\phi - \phi_0}{I_{\text{inc}}} \cdot \frac{\lambda}{n_2 \cdot 2\pi \cdot L} \cdot C \quad (2)$$

où ϕ_0 est le déphasage initial, λ la longueur d'onde dans le vide, L la largeur de la cavité, C le facteur de proportionnalité entre les intensités transmise et intra-cavité, n_2 est le coefficient de la nonlinéarité non-saturable de type Kerr avec la définition $\Delta n = n_2 \cdot I$. (Si on

considère une nonlinéarité saturable qui modélise mieux la réalité, la relation $T(\phi)$ de l'équation (2) ne sera plus linéaire, mais la construction est tout à fait semblable.) A un déphasage initial et une intensité incidente donné les états possibles de la cavité sont déterminés par l'intersection des deux courbes.

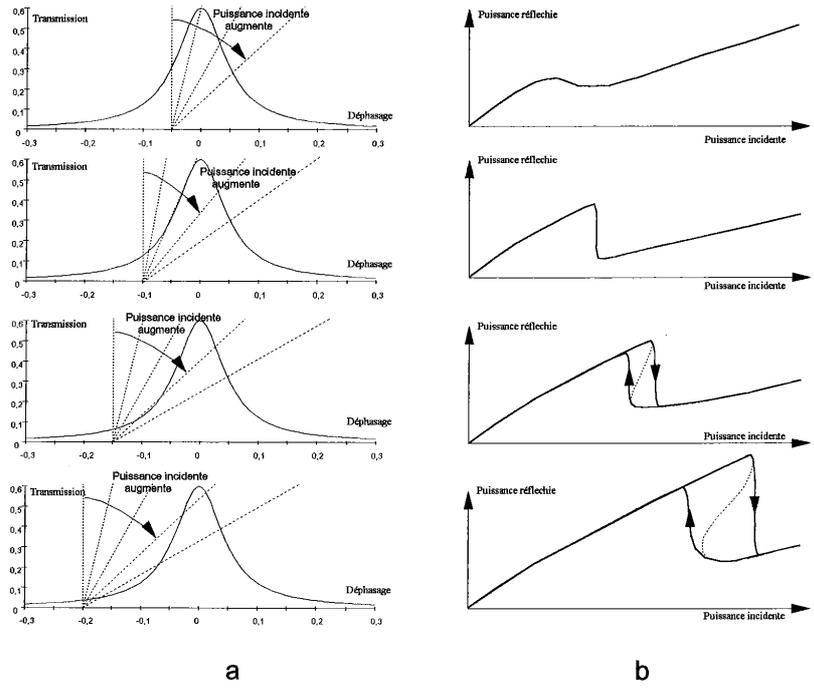


Figure 11. Construction graphique de la réponse du résonateur à quatre différentes valeurs de déphasage initial (a.), et courbes de réponse obtenues (b. les intensités réfléchies ont été tracées à la place des intensités transmises, car dans la pratique on utilise des composants fonctionnant en réflexion)

On voit que la courbe de réponse change d'allure avec l'augmentation du décalage de phase initial: à partir d'une fonction continue, elle se transforme d'abord en fonction à discontinuité puis en courbe d'hysteresis. La courbe discontinue est considérée comme le cas limite de la bistabilité, avec une largeur d'hysteresis nulle. En augmentant le décalage, la largeur relative de l'hysteresis et les seuils de commutation augmentent également. Avec la saturation des nonlinéarités la boucle d'hysteresis se reserre, mais les seuils de commutation continuent à augmenter. Cela veut dire qu'il y a un optimum à trouver entre la réduction des seuils de commutation et la largeur de l'hysteresis pour chaque application.

Les réalisations récentes des cavités nonlinéaires comprennent l'intégration monolithique des deux miroirs de haute réflexion (réflecteurs de Bragg) et le milieu actif. La structure de l'échantillon utilisé dans nos expériences est montrée sur la figure 12. La cavité est épitaxiée sur un substrat en GaAs. Les miroirs avant et arrière comportent respectivement 17 et 23.5 périodes de couches $\lambda/4$ alternées de $\text{Ga}_{0,9}\text{Al}_{0,1}\text{As}$ et AlAs. Le milieu actif inclut 19 alternances de barrières en $\text{Ga}_{0,5}\text{Al}_{0,5}\text{As}$ et de puits en GaAs, avec une épaisseur unique de 10 nm.

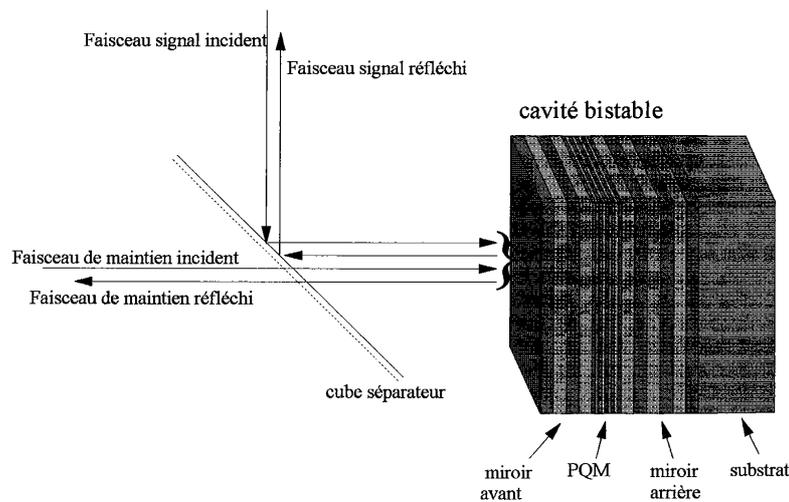


Figure 12. Structure du composant bistable avec la configuration des signaux

La motivation principale pour utiliser des puits quantiques comme milieu actif est le fait que ces matériaux présentent une nonlinéarité optique plus forte que les semiconducteurs massifs due à la résonance excitonique^{19,20}. Cependant, une étude récente sur les nonlinéarités dans la cavité résonnante²¹ montre, qu'au régime du fonctionnement des bistables actuels le déphasage nonlinéaire produit par des puits quantiques multiples est similaire à celui d'une couche d'un semiconducteur massif ayant une épaisseur identique à la somme des épaisseurs des puits. Cette contradiction apparente est due au fait qu'aux densités de puissance requises pour atteindre la bistabilité, les états excitoniques sont déjà largement saturés. Cela veut dire que l'effet des excitons ne contribue que très peu à la bistabilité, et c'est la nonlinéarité provenant du remplissage des bandes par les photoporteurs thermalisés qui domine le déphasage²². Il en résulte une conséquence directe sur les cavités bistables: les semiconducteurs massifs sont aussi bons sinon meilleurs milieux actifs que les structures à puits, car pour les premiers toute l'épaisseur de la couche contribue au déphasage, alors que pour les derniers seuls les puits sont actifs (voir les résultats sur les bistables récents au chapitre 4.3.4).

Le composant (comme la plupart des bistables fabriqués aujourd'hui) fonctionne en réflexion pour deux raisons essentielles: ce mode facilite l'évacuation de la chaleur à travers le substrat et il permet d'atteindre des contrastes de commutation plus importants²³. Il existe une troisième raison purement technologique: le substrat en GaAs est absorbant à la longueur d'onde de fonctionnement, il faudrait donc l'enlever pour pouvoir travailler en transmission.

4.3.2 Caractérisation des points bistables individuels

a.) Caractéristiques de base, comportement en longueur d'onde et en température

La sélection du composant bistable a été restreinte par la nécessité d'avoir un accord en longueur d'onde avec la matrice de modulateurs. A la fréquence d'horloge envisagée, la modulation optimale des trois matrices se situait entre 864 et 867 nm en fonction de l'intensité moyenne incidente sur le pixel. Le choix s'est porté sur l'échantillon bistable GB-23 du CNET, dont la plage de fonctionnement (850-864 nm) était la plus compatible avec celle du modulateur Thomson. Cette plage de fonctionnement relativement large s'explique par la non-homogénéité naturelle de la croissance : l'épaisseur des couches épitaxiées décroît légèrement en allant du centre de la plaque vers les bords, ainsi la longueur d'onde de la résonance diminue aussi (Figure 13). Il est possible, donc, de sélectionner une longueur d'onde de travail dans cette plage en se plaçant en un point de fonctionnement bien choisi. Néanmoins, l'utilisation de la région centrale est préférable, car le gradient de l'épitaxie y est minimal.

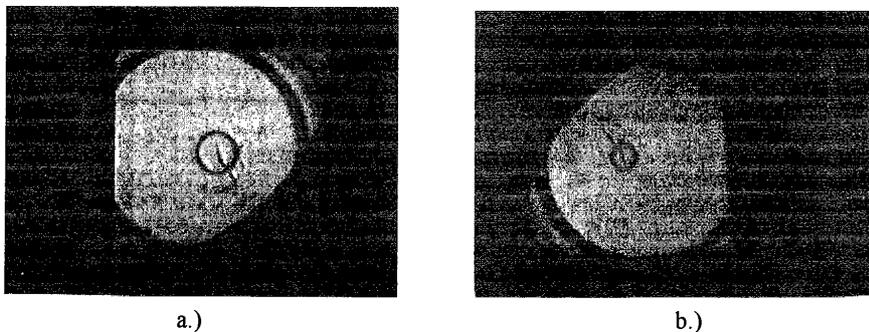


Figure 13. Variation de la longueur d'onde de fonctionnement sur la cavité. Les cercles noirs marquent la résonance à la longueur d'onde de $\lambda=863,57$ nm (a.) et 864,1 nm (b.) Le diamètre de l'anneau central est d'environ 3mm et 1.5 mm respectivement

Nous avons observé la bistabilité optique à température ambiante à des longueurs d'onde de 859,4 nm jusqu'à 863,7 nm. Les contrastes de réflexion étaient d'environ 2, avec des largeurs relatives d'hystérésis de 15 à 30% dépendant du point de travail et surtout de l'intensité

incidente. La figure 14 montre un exemple des courbes enregistrées. Le seuil minimal de la bistabilité a été typiquement de 5 mW sur une tache de diamètre de 26 μm , mais dans certains cas on a pu descendre à 3 mW, ce qui correspond à une densité de puissance de 6 $\mu\text{W}/\mu\text{m}^2$.

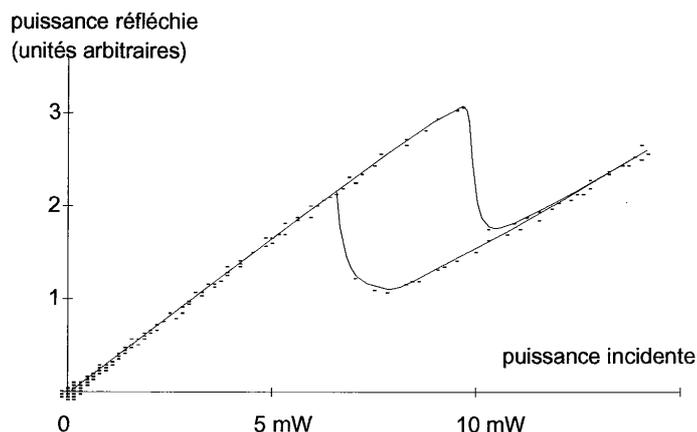


Figure 14. Une belle courbe de bistabilité. A cette intensité (d'environ 10mW) la largeur de l'hysteresis est d'environ 30 % et le contraste approche 2.

En modifiant la température, la plage de fonctionnement a pu être étendue jusqu'à 867 nm, mais le contraste de la bistabilité se dégradait avec la montée de la température (figure 15). La cause principale de cette dégradation est le décalage du spectre d'absorption produit par le changement de la température. La modification de l'absorption détruit la condition d'adaptation d'impédance qui agit directement sur le contraste. Le même changement d'absorption peut aussi élever les seuils de bistabilité. Par conséquent, pour les expériences suivantes on a dû retenir la plage de température de 10 à 25 degrés. Les performances sont les meilleures à la limite inférieure de cette plage, mais la condensation de l'humidité sur l'échantillon rend l'expérimentation très difficile à cette température. La stabilité de la température est essentielle pour une autre raison aussi: un changement de quelques dixièmes de degrés décale la longueur d'onde de résonance d'une façon importante (0,1 nm/°C). Ce décalage de longueur d'onde de résonance se traduit par un changement des seuils de la bistabilité de l'ordre de 25 %/°C à une longueur d'onde de fonctionnement fixe. Afin d'atteindre une stabilité de seuils de $\pm 1\%$, une régulation active de la température est requise avec une précision de $\pm 0,04^\circ\text{C}$. Notons qu'on peut profiter du décalage de la résonance avec la température pour simuler un ajustement fin de la longueur d'onde. (En fait la longueur d'onde du laser titane-saphir utilisé n'est accordable qu'avec un pas d'environ 0,5 nm.)

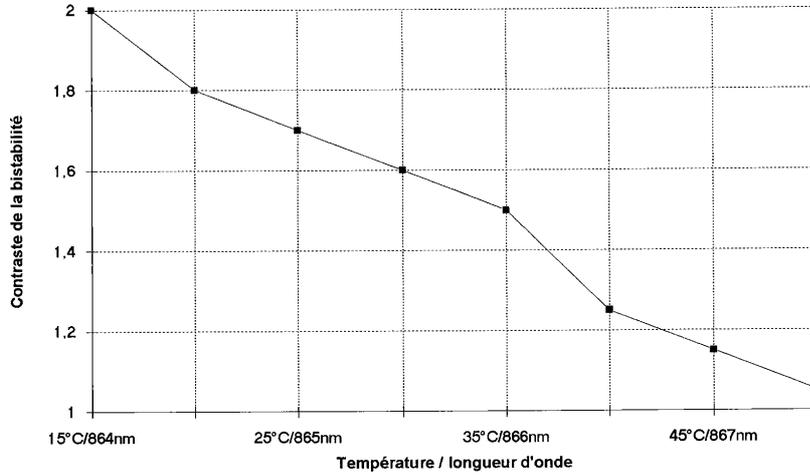


Figure 15. Contraste de la bistabilité en fonction de la température (à chaque température la longueur d'onde correspondant au meilleur contraste a été sélectionnée)

b.) Comportement temporel du composant: effet mémoire et temps de commutation

Nous avons effectué la mesure de l'effet mémoire en focalisant deux faisceaux sur le même point de la cavité bistable: le faisceau de maintien, dont l'intensité se situe au milieu de l'hystérésis et le faisceau de signal (ou d'écriture) dont l'intensité superposée à celle du maintien dépasse le seuil de commutation. Pour avoir un effet mémoire satisfaisant, on a dû supprimer au maximum les fluctuations de l'intensité du laser et stabiliser au maximum la température du bistable, car toute perturbation extérieure est susceptible de déclencher une commutation parasite.

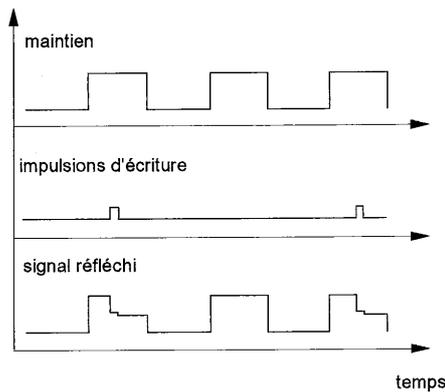


Figure 16. Configuration de signaux pour mesurer la durée de l'effet mémoire

La configuration de signaux est montrée par la figure 16: la courte impulsion d'écriture se superpose à un long plateau de maintien. La commutation déclenchée par cette impulsion se manifeste par une diminution de l'intensité réfléchie, dont on mesure la durée directement sur oscilloscope. Faute d'impulsion d'écriture, le bistable reste dans l'état de haute réflexion. Des temps de mémoire de plusieurs ms ont été observés, ce qui est plus que suffisant pour le fonctionnement envisagé. Les intensités minimales dans cette expérience ont été de 4mW et de 1mW pour les faisceaux de maintien et le signal respectivement.

En l'absence de fluctuations, le temps de mémoire est limité par l'échauffement local de l'échantillon dû à la chaleur dissipée dans l'état de basse réflexion. En fait, il existe un nonlinéarité d'origine thermique provenant de la variation de l'indice avec la température et de la dilatation de la cavité. Cet effet agit contre la nonlinéarité d'origine électronique, mais à une échelle de temps très différente: les constantes de temps sont des centaines de microsecondes, voir quelques millisecondes. La bistabilité est donc déstabilisée après avoir passé ce temps dans l'état de basse réflexion. Pour supprimer la compétition entre ces deux nonlinéarités on doit mieux évacuer la chaleur et poursuivre la diminution de la densité de puissance incidente sur le bistable.

Dans un environnement bruité il y a un autre obstacle à la stabilité de l'opération: les fluctuations d'intensité peuvent provoquer des commutations parasites dans les deux sens. Dans l'expérience de décodage d'adresse, au bruit s'ajoutent les bits de données - codés en niveaux inférieurs au seuil - qui se présentent comme perturbation à l'effet mémoire, ainsi on s'attend à une certaine diminution de ce temps de mémoire. Pour évaluer cet effet on a réalisé la même expérience avec un signal d'écriture ayant la même forme que les paquets à traiter. Avec une intensité incidente de 6 mW au total l'effet mémoire a été stable pendant d'environ 0,5 ms: la perturbation introduit est donc supportable.

La durée minimale de l'impulsion d'écriture était d'environ 40 ns à une intensité d'écriture de 4 mW, mais en réduisant la puissance du faisceau le temps de commutation s'est considérablement allongé (par exemple à $I_{\text{écriture}}=1,5 \text{ mW}$ $t=100 \text{ ns}$, à $I_{\text{écriture}}=0,8 \text{ mW}$ $t=200 \text{ ns}$). Ceci est la manifestation du fait que l'énergie de commutation du composant est constante. Il faut noter que cette énergie dépend largement des conditions de fonctionnement: après une optimisation de l'illumination, de la température, de la position et de la longueur d'onde on a pu la réduire d'un facteur 8 dans les expériences suivantes par rapport aux valeurs mesurées plus haut. Ainsi on a pu atteindre un temps de commutation de 40 ns à une intensité de signal de 0,5 mW. Le temps de commutation vers l'état de basse réflexion peut être encore diminué à condition que l'énergie de l'impulsion d'écriture reste constante. La limite ultime est de l'ordre de quelques picosecondes, déterminée par le temps de la création et de la

thermalisation des photoporteurs et par la durée de vie des photons dans la cavité. Par contre la commutation vers l'état de haute réflexion nécessite la recombinaison des porteurs ce qui prend quelques ns dans les structures planaires sans dopage.

4.3.3 Caractérisation d'une matrice de bistables

L'utilisation de plusieurs bistables sur une même cavité présente quelques différences importantes par rapport au fonctionnement d'un point bistable individuel. Les questions se posent essentiellement sur la dispersion des propriétés des bistables individuels, sur la diaphonie entre les bistables voisins et sur l'évacuation de la chaleur dissipée par la matrice entière.

Le composant utilisé dans les expériences a une structure planaire, où les zones actives ne sont pas déterminés par pixellisation. Ce choix présente plusieurs avantages et plusieurs inconvénients à la fois: On peut choisir les meilleurs points bistables et la longueur d'onde de fonctionnement qui convient le mieux aux autres composants en se plaçant à des endroits différents sur la cavité. Il n'est pas nécessaire de se préoccuper de l'alignement précis des faisceaux avec des pixels, il suffit d'aligner les faisceaux de maintien avec les faisceaux de signal, et en plus on peut librement modifier le grossissement de la conjugaison entre les éléments actifs. (Ceci est très important, car la taille des faisceaux incidents doit être optimisée pour mieux profiter des performances de la cavité bistable. Avec deux matrices pixellisées le grossissement est fixé d'avance, ce qui laisse peu de liberté pour changer les tailles.) Par contre, comme il n'y a pas d'isolement physique entre les pixels on attend une diaphonie d'origine électronique et optique si l'espacement des points bistables n'est pas assez grand. Par ailleurs, les seuils de bistabilité sont beaucoup plus bas pour les échantillons pixellisées à cause des dimensions réduites des résonateurs.

a.) Dispersion des seuils de bistabilité

Pour une cavité Fabry-Perot nonlinéaire la valeur des seuils de commutation dépend fortement du décalage de phase initial par rapport à la résonance. Ainsi les variations de l'épaisseur de la cavité se traduisent par des fluctuations des seuils. Ces variations peuvent avoir un caractère macroscopique ou microscopique. Les variations microscopiques sont aléatoires et elles proviennent des défauts localisés de l'épitaixie. Si la taille typique de ces défauts dépasse quelques microns, les seuils de commutation sont sérieusement affectés même par une rugosité de quelques couches atomiques. Par contre, si la taille des défauts est largement inférieure à la taille de tache, les seuils ne sont pas affectés. Le caractère distribué des miroirs tend à diminuer l'effet des défauts locaux, car plusieurs interfaces interviennent à la réflexion.

Les variations macroscopiques de l'épaisseur sont principalement dues au gradient naturel de l'épitaxie: en général, l'épaisseur de la couche active décroît en allant du centre vers les bords de l'échantillon. La variation de la longueur d'onde de résonance peut être évaluée à l'aide d'une série d'interferogrammes comme ceux de la figure 12. Sur l'échantillon GB-23 elle varie de 850 nm (au bord) jusqu'à 864 nm (au centre) à température ambiante (22°C). La dispersion spatiale ($d\lambda/dr$) est estimée à environ 0,5nm/mm à une distance de 3 mm du centre de la plaque. Ceci donne un décalage de longueur d'onde de résonance de 0,2 nm sur la totalité du champ des 8 par 8 bistables espacés de 60 μm . En tenant compte de la variation typique des seuils de bistabilité en fonction du décalage de la longueur d'onde pour une cavité à haute finesse²⁴, on obtient un changement d'un facteur deux sur les seuils de commutation. Cette variation importante a été confirmée par nos mesures. La figure 17 montre la commutation du bistable vers le bas et vers le haut en quatre points différents, espacés de 140 μm (ceci donne le même champ de 420 μm que celui occupé par la matrice 8 par 8). Les quatre mesures ont été effectuées successivement, en déplaçant l'échantillon devant un faisceau unique. Ceci nous assure que les fluctuations observées proviennent du résonateur bistable, car les autres composants et les conditions d'éclairage sont identiques pour toutes les mesures. La différence maximale des seuils est même supérieure à un facteur deux pour la commutation vers le bas et un peu moins grande pour le basculement vers le haut.

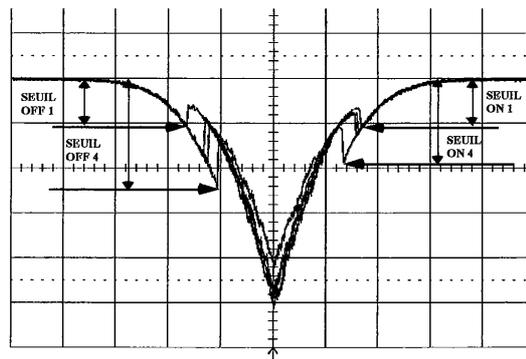


Figure 17. Seuils de commutation en quatre points espacés de 140 μm , à 3mm du centre de la plaque. (Sur la figure, l'intensité augmente vers le bas, la première commutation est donc le "switch-off". L'échelle de temps est 0,5 ms/division)

Bien évidemment, le centre de l'échantillon serait l'endroit optimal de fonctionnement, car la dispersion est zéro dans ce point. Le problème ici est la présence d'un défaut de surface (une rayure), qui rend la région centrale inutilisable sur une largeur de quelques dixièmes de mm. Néanmoins, nous avons effectué la même mesure sur une ligne parallèle à la rayure, près du

centre de l'échantillon. L'uniformité observée est meilleure, mais il reste une certaine variation aléatoire des seuils ($\pm 20\%$ au maximum), probablement due aux variations microscopiques et aussi à la mauvaise qualité de surface à proximité de la rayure (figure 18).

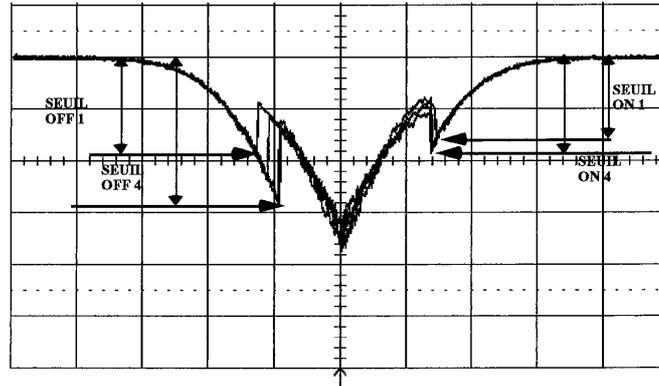


Figure 18. Seuils de commutation près du centre de l'échantillon

Pour évaluer l'homogénéité du composant bistable dans des conditions de fonctionnement tout à fait semblables à celles de l'opération en parallèle, une deuxième expérience a été effectuée. Une matrice de 8 par 8 points a été éclairée par le système optique définitif du démonstrateur, et les courbes de réponse de chaque point bistable ont été enregistrées. Bien évidemment, les résultats ainsi obtenus comprennent également les non-homogénéités provenant des composants passifs (essentiellement le réseau de Dammann, les cubes polariseurs et en très petite partie les lentilles, miroirs etc.). L'intensité incidente sur chaque point a été réglée à 3,5 mW pour être en accord avec le niveau de puissance accessible dans l'expérience finale. A cette intensité même au meilleur endroit de fonctionnement seulement 8 des 64 points se sont avérés bistables. Pour les autres la largeur de l'hysteresis a été nulle ou même négative (hysteresis d'origine thermique dans le "mauvais" sens). La figure 19 montre les réponses superposées de ces 8 points. Les variations maximales des seuils sont de l'ordre de 20 %, alors que la largeur moyenne des hysteresis est d'environ 15 %. Les courbes ne sont donc pas très bien alignées: avec une intensité de maintien unique au maximum 5 entre elles peuvent fonctionner.

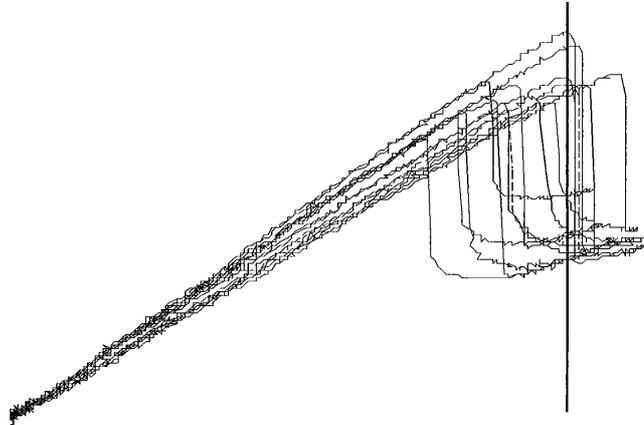


Figure 19. Courbes de réponse superposées des 8 points bistables, avec une intensité de maintien commune pour 5 d'entre elles

On peut conclure que la dispersion des seuils de commutation est un obstacle très sérieux du fonctionnement parallèle des 64 voies du démonstrateur. Ce problème est accentué par les courbes d'hysteresis relativement étroites, ce qui est en partie dû au manque de puissance disponible dans le montage actuel. L'analyse des tolérances du système aux fluctuations spatiales et temporelles de ses composants sera présentée au chapitre 5. Une estimation sera donnée à la fois pour les performances de système accessibles avec les composants actuels, et pour les caractéristiques de composants nécessaires pour aboutir à un fonctionnement parallèle sans instabilités.

Les performances des composants bistables sont en amélioration constante quant à la largeur d'hysteresis et à l'homogénéité des seuils de commutation (voir chapitre 4.3.4). Néanmoins, les uniformités n'ont pas encore atteint le niveau requis par la plupart des applications parallèles. Pour résoudre ce problème on peut penser à la neutralisation de ces fluctuations en introduisant des non-homogénéités compensatrices. De cette manière, chaque élément bistable peut être éclairé par une intensité de maintien individuelle qui approche le mieux possible l'intensité optimale pour le composant en question. Ce principe peut être réalisé avec un illuminateur de tableaux dont les ordres de diffraction sont pondérés selon les puissances requises par les bistables à éclairer. Le réglage individuel de l'intensité des différents ordres est en principe possible en utilisant des réseaux binaires à haute fréquence porteuse, qui utilisent des structures binaires plus petites que la longueur d'onde pour simuler un profil de phase quasi-arbitraire²⁵. (Pour des matrices de grande taille on devrait peut être se limiter à la compensation des variations systématiques qui sont séparables en x et y pour limiter le temps

de calcul.) Une autre possibilité est d'utiliser des sources laser individuelles pour chacun de bistables avec des circuits de pilotage individuellement réglables. L'utilisation des matrices de microlasers à cavité verticale²⁶ paraît particulièrement intéressante de ce point de vue (voir chapitre 7.2 sur la miniaturisation du montage).

b.) Diaphonie entre bistables adjacents

Dans une cavité bistable planaire comme l'échantillon GB-23 utilisé dans les expériences, les bistables élémentaires ne sont isolés ni de pont de vue électrique ni optique. La diffusion de la lumière, de la chaleur et des porteurs provenant d'un point bistable peut donc produire des perturbations dans les bistables voisins. Ces perturbations se manifestent comme des décalages de phase nonlinéaires pour les trois effets, avec des échelles de temps différentes. Les diaphonies optique et électrique agissent instantanément (en quelques picosecondes et quelques nanosecondes respectivement), leur effet est à prendre en compte pour le régime dynamique de fonctionnement, alors que la conduction thermique lente (centaines de microsecondes), et n'intervient que dans la stabilité statique de l'expérience.

Pour mesurer l'effet de la diaphonie, l'expérience suivante a été réalisée: 63 des 64 points bistables ont été éclairés par des faisceaux portant la même modulation en signal carré. Le faisceau correspondant au soixante-quatrième composant a été masqué au niveau d'un plan d'image intermédiaire. La réflectivité de ce bistable a été observée à l'aide d'un faisceau sonde d'intensité faible et constante. On a cherché à retrouver la modulation carrée provenant de la diaphonie cumulée des 63 bistables modulés. En régime de hautes fréquences ainsi qu'en régime statique un signal faible a été observé (à la limite de la sensibilité du récepteur), correspondant à une diaphonie de -30 dB. Cette diaphonie ne provient certainement pas du composant bistable, car elle a été observée non seulement aux alentours de la résonance Fabry-Perot, mais aussi à des longueurs d'onde complètement décalées où les effets nonlinéaires ne se manifestent pas. L'origine du signal observé est probablement la diffusion de la lumière sur les composants passifs du système. On peut conclure de cette expérience qu'à l'espacement utilisé (60 μm), la diaphonie intervient très peu.

c.) Dissipation de chaleur par la matrice entière

Dans la conception des systèmes de traitement d'information optiques ou optoélectroniques dits massivement parallèles, l'évacuation de la chaleur dissipée par des composants actifs est toujours une des préoccupations majeures. Bien que le démonstrateur actuel ne soit certainement pas un système massivement parallèle, on doit traiter la question pour deux raisons. Premièrement, les composants à cavité résonnante utilisés sont très sensibles aux changements de la température et demandent donc un asservissement actif. Deuxièmement,

l'objectif du projet à long terme est l'utilisation de matrices beaucoup plus grandes qui seront probablement encore plus confrontées à ces problèmes.

Pour le système actuel, la chaleur à évacuer est au maximum 64 fois 3 mW, c'est à dire 0,2 W. Pour le refroidissement du composant, on utilise un élément à effet Peltier très surdimensionné (15W) avec un circuit de contrôle sensible piloté par un thermocouple qui mesure la température de l'échantillon. Ainsi la précision de la régulation est meilleure que 0,05 °C, et les dérives thermiques lentes (> 100 ms) sont facilement compensées. Grâce à ce système aucun échauffement global de la matrice n'était observable, et il n'y avait pas d'augmentation appréciable des instabilités thermiques locales par rapport au fonctionnement monocanal. Comme le paragraphe précédent l'indique, il n'y avait pas de diaphonie d'origine thermique non plus.

Examinons maintenant l'extension imaginaire du même système à des tailles de matrices beaucoup plus importantes. Comme il s'agit de matrices bi-dimensionnelles, il convient d'exprimer tous les paramètres en densité de surface. Le nombre de composants par unité de surface de 278 unités/cm² donne lieu à une dissipation thermique de 830 mW/cm² (en utilisant le même espacement de 60 μm et la même dissipation de 3mW/composant). En utilisant une matrice récente pixellisée par gravure²⁷ on peut atteindre une densité d'intégration beaucoup plus importante (10000 bistables/cm²) à une densité de puissance similaire (700 mW/cm² avec un espacement de 10 μm et une dissipation de 70 μW/composant). L'évacuation d'une telle densité de puissance est considérée comme réalisable selon la littérature^{28,29,30}, mais la conservation d'une température constante sans fluctuations et gradients importants peut poser des difficultés.

4.3.4 Etat de l'art des composants bistables

Grâce au développement de la technologie de fabrication et à la meilleure compréhension des phénomènes sous-jacents à la bistabilité optique, les performances des composants bistables sont en progrès permanent. Les caractéristiques de l'échantillon utilisé dans nos expériences décrites précédemment ne reflètent pas entièrement l'état de l'art de la fabrication des résonateurs bistables. Il convient donc présenter des composants plus récents qui permettront aux futurs systèmes démonstrateurs d'atteindre une plus grande densité d'intégration, un véritable parallélisme, une consommation d'énergie réduite et une meilleure stabilité de fonctionnement.

L'axe principal du développement est la réduction des seuils de la bistabilité³¹. Essentiellement deux moyens sont utilisés pour ce but: l'augmentation de la finesse de la cavité et la limitation du volume actif par confinement latéral. Dans l'approximation de hautes finesesses, la densité de puissance requise pour la commutation bistable est inversement

proportionnelle à la finesse. Ainsi, une réduction des seuils jusqu'à $3,5 \mu\text{W}/\mu\text{m}^2$ a été démontrée³², mais les matériaux et la technologie d'aujourd'hui permettront probablement d'aboutir à $1 \mu\text{W}/\mu\text{m}^2$. L'augmentation de la finesse entraîne également une réduction de l'acceptance angulaire de la cavité. Par conséquent, les cavités à haute finesse nécessitent une focalisation moins serrée, qui se traduit par l'augmentation de la taille de tache de diffraction sur la cavité. Selon B. Acklin et al.³³, toujours dans l'approximation des hautes finesesses, la surface de la tache de diffraction augmente proportionnellement à la finesse, la puissance totale nécessaire pour la bistabilité est donc asymptotiquement constante. D'où la nécessité du confinement latéral de la lumière, qui empêche l'élargissement du faisceau en bloquant la propagation latérale à la manière d'un guide d'onde. Dans ce cas, ce n'est plus l'ouverture de l'optique de focalisation, mais la géométrie du "pixel" qui détermine la taille du faisceau dans la cavité. Avec un couplage adéquat entre le waist du faisceau gaussien incident et un "pixel" transversalement monomode on peut concentrer la quasi-totalité de l'énergie incidente sur une surface de quelques μm^2 . Ainsi la grande finesse n'est plus en contradiction avec les dimensions réduites. La délimitation physique du micro-résonateur permet aussi d'éviter la diffusion des porteurs en dehors de la région active, ce qui contribue également à la diminution des seuils et de la diaphonie entre bistables adjacents.

Il existe deux techniques pour réaliser un confinement latéral. La première méthode est d'enlever la matière autour des pixels par gravure³⁴. Cette approche a été utilisée avec succès au CNET pour la fabrication des microrésonateurs de diamètre de $4 \mu\text{m}$ ³⁵. Un comportement bistable marqué a été observé sur cet échantillon aux alentours de $70 \mu\text{W}$ ³⁶. Un problème potentiel de cette méthode est l'existence des centres de recombinaison non-radiative sur les flancs des microrésonateurs, qui peuvent dégrader les performances du bistable en raison d'une réduction de la durée de vie des porteurs. (Notons que le même effet raccourcit le temps de commutation vers le haut, propriété intéressante pour certaines applications.) La solution prévue pour éviter ce problème est le remplissage de l'espace entre les pixels par une reprise d'épitaxie sélective de GaAlAs. Ceci permettra également de prévenir l'oxydation des surfaces en AlAs et d'améliorer la conduction thermique des microrésonateurs. D'ailleurs, les résultats obtenus sans avoir effectué cette dernière étape montrent qu'il y avait une certaine "auto-passivation" de la surface permettant d'éviter la recombinaison non-radiative.

Un effort considérable a été fait pour améliorer l'homogénéité spatiale des seuils de commutation. Pour un échantillon à milieu actif massif de GaAs, une uniformité de l'ordre de 15% a été atteinte sur une surface de $225 \times 225 \mu\text{m}^2$. Avec une largeur de l'hysteresis associée de l'ordre de 50 %, les 16 courbes de réponse enregistrées au CNET (figure 20) se chevauchent beaucoup mieux que celles du composant utilisé dans nos expériences. Ces performances restent encore au-dessous de la limite d'homogénéité de 4 % requise pour un fonctionnement parallèle sans erreurs (voir chapitre 5), mais avec une compensation partielle de

ces fluctuations aléatoires, il sera possible d'atteindre un parallélisme modeste. Si on envisage l'utilisation de plus grandes matrices, il est important de noter la différence fondamentale entre les fluctuations de seuils aléatoires (d'origine microscopique) et systématiques (d'origine macroscopique): les premières ne changent pratiquement pas avec l'augmentation de la taille de la matrice, alors que les deuxièmes montent quasi-proportionnellement à la surface utilisée. Les variations systématiques provenant du gradient de l'épitaxie ne constituent pas une limitation fondamentale du composant: avec des réacteurs d'épitaxie convenables, des uniformités de croissance meilleures que 0,1% ont été atteintes³⁷. Ceci équivaut à une dispersion de la longueur d'onde de résonance inférieure à 1 nm sur un échantillon entier.

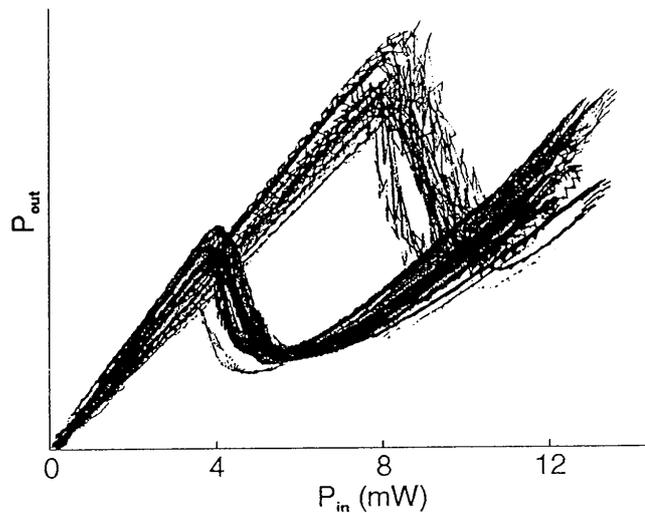


Figure 20. Seize courbes de bistabilité superposées d'un échantillon à milieu actif massif en GaAs. La matrice des 16 points recouvre une surface de $225 \times 225 \mu\text{m}^2$ (mesures effectuées au CNET).

L'augmentation de la largeur de l'hysteresis accroît la tolérance du système aux fluctuations à la fois spatiales et temporelles. On peut donc compenser certaines non-homogénéités par l'élargissement de la boucle de bistabilité. Un progrès remarquable a été fait dans ce sens avec d'autres échantillons à milieu actif massif: des largeurs d'hystérésis allant jusqu'à 90 % (le seuil bas à un dixième du seuil haut!) ont été observées³⁸. Il faut noter cependant que les largeurs d'hysteresis extrêmes impliquent des puissances incidentes élevées. Ainsi, pour ces composants de grande qualité, il y a un compromis à faire entre la stabilité de l'opération et la consommation d'énergie. Il n'est donc pas surprenant qu'avec ces bistables on ait observé des temps de mémoire quasiment infinis.

Le contraste de la bistabilité (défini comme le rapport des réflectivités des deux états) est un facteur critique pour des systèmes où une superposition de plusieurs faisceaux de signal (fan-in) est nécessaire. Dans ce cas, le nombre de canaux pouvant être réunis doit être inférieur au contraste des composants émetteurs pour éviter des erreurs de discrimination provenant de l'accumulation du bruit (voir par exemple le commutateur N vers M du chapitre 7). Dans l'expérience actuelle le contraste n'intervient qu'au niveau du rapport signal à bruit sur les sorties du système, pour lequel le rapport de 2 est acceptable. Sur d'autres échantillons fabriqués par le CNET Bagneux³⁹, le contraste a atteint une valeur d'environ 30, ce qui pourra rendre possible une entrance d'une bonne dizaine de signaux.

L'apparition des bistables optiques à puits quantiques contraints en InGaAs/GaAs⁶ est une nouveauté importante à raison de leur longueur d'onde de fonctionnement qui se situe autour de 980 nm. Ceci rend ces composants compatibles avec la plupart des matrices de micro-lasers à cavité verticale. Le substrat de GaAs étant transparent à cette longueur d'onde, les cavités bistables sont accessibles des deux cotés, propriété très intéressante pour certaines applications (voir chapitre 7.2).

4.4 FONCTIONNEMENT SIMULTANE DES DEUX COMPOSANTS

L'utilisation des deux composants actifs dans un même système est problématique à cause du désaccord entre leurs longueurs d'onde de fonctionnement. La matrice de modulateurs travaille à 866-867 nm au niveau de puissance et à la fréquence d'horloge envisagés (d'environ 3 mW/pixel à 20MHz), alors que le composant bistable fonctionne entre 850 et 864 nm. Les deux plages de fonctionnement peuvent être rapprochées au prix d'une dégradation considérable des performances. Par exemple, en augmentant la température du composant bistable à 40°C, la longueur d'onde maximale à laquelle on peut observer une bistabilité se déplace à 866,5 nm, mais le contraste de la bistabilité se trouve réduit à une valeur de 1,25. Ou bien, avec une réduction importante de la fréquence d'horloge du système on peut ramener la matrice de modulateurs au régime des effets thermiques bénéfiques, pour avoir une bonne modulation à 860 nm. Naturellement, aucune de ces deux solutions n'est acceptable pour le système démonstrateur.

Cependant, l'analyse du chapitre 4.2.3 a fait apparaître un autre moyen pour diminuer la longueur d'onde de fonctionnement des modulateurs électro-optiques: c'est la réduction de la température des pixels. Comme on ne dispose pas de contrôle direct sur la température, cela doit être fait par une diminution importante de l'intensité dissipée. Evidemment, l'intensité crête du faisceau incident ne peut pas être abaissée, car la puissance transmise doit pouvoir déclencher la commutation du bistable. Ainsi c'est le taux de charge de la ligne de la communication qui sera réduit. Ceci est le plus facilement réalisable avec l'utilisation de paquets de bits relativement éloignés. (Une autre possibilité serait de réduire d'une façon considérable l'intensité ou la durée des impulsions de données, mais cela n'a pas été viable avec nos modulateurs et détecteurs.) A une intensité crête de 3 mW et une charge de 1/5 (une pause de quatre longueurs de paquet après chaque passage), on ramène la modulation optimale à 864 nm, ce qui est déjà acceptable pour les composants bistables. Il faut noter que cette image statique de la dissipation n'est pas tout à fait justifiée pour les paquets dont la longueur approche ou dépasse la constante de temps thermique (d'environ 200 μ s) du modulateur. Dans ce cas, il faut tenir compte du comportement dynamique de la température locale, comme il est illustrée sur la figure 21. Pour des paquets courts (<100 octets) la température T du pixel est constante, mais un peu plus élevée que la température T_0 du substrat. Cette élévation est déterminée par l'intensité moyenne incidente, et donc par le taux de charge à puissance crête constante. Si le taux de charge reste inchangé, la température aura tendance à osciller autour de cette même constante T pour des longueurs de paquets comparables au temps de réponse des effets thermiques (200 μ s = 500 octets à la fréquence de 20 MBits /s). Plus le paquet est long, plus les oscillations seront intenses (On n'a pas pu mesurer directement l'ampleur de ces changements, mais à partir des décalages spectraux on peut les estimer à une dizaine de

degrés Celsius au maximum). Comme le modulateur n'est actif que pendant le passage de l'entête avec les bits d'adresse, c'est à cet instant-là que sa température nous intéresse. Le dernier bit d'adresse traverse le modulateur moins d'une microseconde après le début de la période d'échauffement. Dans un temps aussi court, aucune élévation appréciable de la température ne peut avoir lieu, on peut donc considérer que le modulateur fonctionne à l'extrémité inférieure de la plage de l'oscillation thermique. Ceci est favorable pour le fonctionnement simultané des deux composants, car la même température (et longueur d'onde) de fonctionnement peut être maintenue à des intensités de crête ou à des taux de charge plus importants. On note cependant, que l'élévation de la température pendant le passage des bits de données réduira la transmission même des pixels en état transparent.

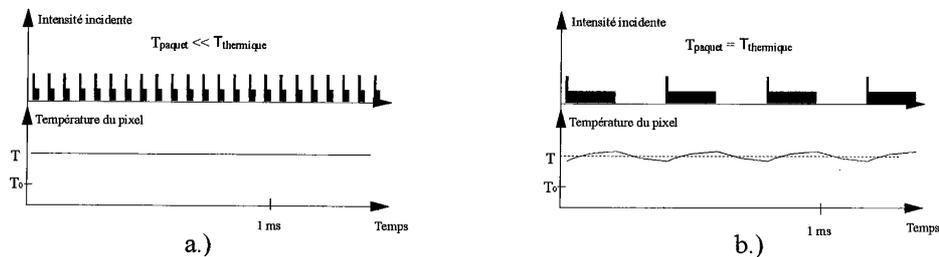


Figure 21. Changement de la température du pixel modulateur pour des paquets courts (a.) comparables (b.) par rapport à la constante de temps des échanges thermiques avec son environnement (200 μ s)

On arrive donc à la conclusion surprenante qu'à un taux de charge donné, les effets thermiques au niveau des modulateurs sont moins défavorables pour des longueurs de paquet importantes. Néanmoins, cette restriction sur les changements de la longueur des paquets et sur le taux de charge diminue quelque peu la valeur du démonstrateur. Ces problèmes pourront être évités dans les futurs systèmes par l'utilisation de matrices de modulateurs en réflexion ou de matrices de microlasers à cavité verticale.

Références:

- 1D.S. Chemla "Quantum wells for photonics", *Physics Today*, May 1985
- ²D.S. Chemla, D.A.B. Miller, P.W. Smith " Device and circuit applications of III-V semiconductor superlattices and modulation doping" , R. Dingle ed., Academic, New York (1985)
- ³J.P. Pocholle : Propriétés optiques des matériaux semiconducteurs à puits quantiques et applications dans le domaine du traitement du signal , dans l' Ecole d'été d'Optoélectronique, Cargèse, 1989, Les Editions de Physique
- ⁴A.Stöhr et al.:InGaAs/GaAs multiple-quantum-well modulators and switches, *Opt. Quant. El.*, **25**, S865-S883 (1993)
- ⁵L. Buydens, P. Demeester, P.van Daele: Asymmetric Fabry-Perot modulators with an InGaAs/GaAs active region, *Opt. Quant. El.*, **24**, S167-S175 (1992)
- ⁶D. Pellat, R. Azoulay, G. Leroux, L. Dugrand, Y. Rafflé, R. Kuszelewicz et J.L. Oudar "Optical bistability at 980 nm in a strained InGaAs/GaAs multiple quantum well microcavity with resonant periodic nonlinearity", *Appl. Phys. Lett.* **62**, p. 2489, (1993)
- ⁷Tables de constantes et données numériques; 12 - Semi-conducteurs, Pergamon Press, 1961
- ⁸M. Whitehead, A. Rivers and G. Parry, *Electronic Lett.* **25**, p984 (1989)
- ⁹C.C. Barron et al., *Opt. Quant. El.*, **25**, S885-S898 (1993)
- ¹⁰ D.A.B. Miller et al. "Novel hybrid optically bistable switch: the quantum well self-electro-optic effect devices", *Appl. Phys. Lett.* **45**, p.13 (1984)
- ¹¹ A.L. Lentine et al. , *IEEE Journal of Quantum Electronics*, **25**, p.1928 (1989)
- ¹²H. Vach, C.T. Seaton, G.I. Stegeman, I.C. Khoo, *Opt. Lett.* **9**, 238 (1984)
- ¹³ J.L. Oudar et R. Kuszelewicz "Bistabilité optique des lasers couplés", *Revue Phys. Appl.* **22**, p.1287 (1987)
- ¹⁴ M. Shirasaki, H. Takamatsu, T. Obokata "Bistable magnetoptic switch for multimode optical fiber", *App. Opt.* **21**, p.1493 (1982)
- ¹⁵ H.M. Gibbs, S.L. Mc Call, T.N.C. Venkatesan "Differential gain and optical bistability using a sodium filled Fabry-Perot interferometer", *Phys. Rev. Lett.* **36**, 1135 (1976)
- ¹⁶ H.M. Gibbs, S.L. Mc Call, T.N.C. Venkatesan, A. Passner, A.C. Gossard, and W. Wiegmann, "Optical bistability in semiconductors", *Appl. Phys. Lett.* **35**, p.451 (1979)
- ¹⁷D.A.B. Miller, S.D. Smith, A. Johnston "Optical bistability and signal amplification in a semiconductor crystal: applications of new low-power nonlinear effects in InSb", *Appl. Phys. Lett.* **35**, p.658 (1979)
- ¹⁸ F.S. Felber, J.H. Malburger "Theory of nonresonant optical multistable devices", *Appl. Phys. Lett.* **28**, p. 731, (1976)
- ¹⁹ S.H. Park et al. "Measurement of room-temperature band-gap-resonant optical nonlinearities of GaAs/AlGaAs multiple quantum wells and bulk GaAs", *Appl. Phys. Lett.* **52**, p. 1201, (1988)

- ²⁰ M.W. Derstine, D.E. Gider, J.A. Lehman, P.P. Ruden "Determination of the third order nonlinearity as a function of quantum well width in GaAs/AlGaAs multiple quantum wells", *SPIE* 881, p. 131, Optical Computing and Nonlinear Materials (1988)
- ²¹ D. Pellat "Bistabilité optique dans les microrésonateurs et application aux systèmes de commutation optique", Thèse de doctorat de l'Université d'Aix-Marseille, mai 1995
- ²² D.A.B. Miller, C. T. Seaton, M. E. Prise, S.D. Smith, "Band-gap resonant nonlinear refraction in III-V semiconductors", *Phys. Rev. Lett.* **47**, p.197 (1981)
- ²³ B.S. Wherrett "Fabry -Perot bistable cavity optimization on reflection", *IEEE Journal of Quantum Electronics* **20**, p.646 (1984)
- ²⁴ J. L. Oudar, R. Kuszelewicz, B. Sfez, D. Pellat, R. Azoulay; *Superlattices and Microstructures*, **12**, p.89 (1992)
- ²⁵ E. Noponen et al., "Synthetic diffractive optics in the resonance domain", *JOSA A*, **9**, p.1206 (1992)
- ²⁶ par exemple: Kenichi Iga "Surface emitting lasers", *Opt. Quant. El.*, **24**, S97-S104 (1992)
- ²⁷ T. Rivera et al. "Reduced threshold all-optical bistability in etched quantum well microresonators", *Appl. Phys. Lett.* **64**, p. 869, (1994)
- ²⁸ M.E. Prise, N. Streibl, M.M. Downs, "Optical considerations in the design of digital optical computers", *Opt. Quant. El.*, **20**, pp. 49-77 (1988)
- ²⁹ Norbert Streibl: "Density of parallel optical interconnects", in "Perspectives for parallel optical interconnects", Ph. La lanne, P. Chavel (eds.), *Esprit Basic Research Series*, Springer-Verlag, 1993
- ³⁰ B. Acklin, J. Jahns "Packaging considerations for planar optical interconnection systems", *Appl. Opt.* **33**, p.1391 (1994)
- ³¹ J.L. Oudar, R. Kuszelewicz, B. Sfez, J.C. Michel, "Prospects for further threshold reduction in bistable microresonators", *Opt. Quant. El.*, **24**, S193-S207 (1992)
- ³² J. L. Oudar, R. Kuszelewicz, B. Sfez, D. Pellat, R. Azoulay, "Quantum well nonlinear microcavities"; *Superlattices and Microstructures*, **12**, p.89 (1992)
- ³³ B. Acklin, R. Dändliker, N. Collings, "The nonlinear Fabry-Perot device: its parameters and their scaling with finesse", *Opt. Comm.* **103**, pp.490-498, (1993)
- ³⁴ D. Frank, B. Wherrett, *Opt. Eng.* **26**, p.536 (1987)
- ³⁵ J.L. Oudar, T. Rivera, R. Kuszelewicz, F. Ladan " Etched arrays of quantum well optical bistable microresonators", *J. Phys. III France*, **4**, p.2361 (1994)
- ³⁶ T. Rivera et al. "Reduced threshold all-optical bistability in etched quantum well microresonators", *Appl. Phys. Lett.* **64**, p. 869 (1994)
- ³⁷ H. Ambrosius, C.J. Van der Poel, MO-VPE Workshop, Malmö, Sweden, 1993
- ³⁸ D. Pellat "Bistabilité optique dans les microrésonateurs et application aux systèmes de commutation optique", Thèse de doctorat de l'Université d'Aix-Marseille, mai 1995, chapitre II.III.B.3

³⁹B.G.Sfez, J. L. Oudar, J.C.Michel, R. Kuszelewicz, R. Azoulay "High contrast multiple quantum well optical bistable device with integrated Bragg reflectors", Proc. Conf. Nonlinear Dynamics in Optical Systems, Afton, 1990

CHAPITRE 5

Analyse de tolérances aux fluctuations spatiales et temporelles

Le fonctionnement du démonstrateur repose sur la commutation par seuillage en intensité, une opération très délicate de point de vue de la robustesse: toute variation des seuils ou des intensités incidentes est susceptible de décaler le point de fonctionnement idéal ou de déclencher un passage parasite du seuil. Ce chapitre est destiné à l'étude de la sensibilité du système à ces perturbations. L'étude commence par l'établissement des conditions de fonctionnement pour les trois modes d'opération discutés: la commutation à effet mémoire, et la commutation active ou passive à contrôle direct. A partir de ces conditions on déduit les inégalités de tolérances, qui relient les différents paramètres clés du système et des composants. Ces relations permettent de donner une estimation du niveau de tolérances requis pour assurer même dans le pire des cas l'opération parfaite du démonstrateur. Dans la suite, on discute les performances des composants utilisés dans le démonstrateur, avec une attention particulière aux paramètres trouvés essentiels précédemment. On présente également les résultats d'une simulation qui permet d'estimer les performances du système à des valeurs de paramètres qui tombent en-dehors des volumes de tolérances. La présente étude est soumise pour publication sous forme d'un article, dont le texte constitue le corps de ce chapitre.

Uniformity and noise limitations of free space optical computing and switching systems based on arrays of optical bistable devices

P. Koppa, P. Chavel (Institut d'Optique Théorique et Appliquée, CNRS, BP.147 - 91403 Orsay Cedex, France)

J.L. Oudar, R. Kuszelewicz, E. Lugagne-Delpon (France Telecom CNET Paris-B, BP.107 - 92225 Bagneux Cedex, France)

Abstract :

A tolerance study of optical bistable device based parallel systems is presented. The role of spatial and temporal fluctuations is emphasized, since these parameters are found to be the main limitation of the achievable parallelism and the bit-error-rate. A worst case estimation of required system parameters is given for three different operation modes. The obtained tolerances are quite demanding compared to performances of devices used in many experiments, but they can be met by presently available highest standard devices.

Key words : photonic switching, optical logic, optical bistable devices, tolerance analysis, parallelism, bit error rate

1. INTRODUCTION

The use of free-space optics for information transmission and processing offers the potential advantage of massive parallelism, as was shown by several authors since the early sixties [1-3]. A huge number of optical data channels can be used to interconnect large arrays of all-optical or optoelectronic processing elements. At the beginning of the eighties the optical bistable devices emerged as a candidate for the role of a simple all-optical logic and switching element [4]. Since then the large scale integration of optical bistable resonators was demonstrated [5] together with a spectacular decrease of the threshold intensities and the switching energies [6]. However, the experimental demonstration of this scheme was only accomplished within systems of modest parallelism [7,8]. This is in particular due to the very tight tolerance levels required by the simultaneous operation of several thresholding switches like optical bistable devices. The requirements are particularly demanding for the spatial homogeneity of the threshold values and the incident intensities. The other important restriction comes from the temporal noise (intensity and wavelength fluctuations of laser beams, temperature drifts of active components), that limits the robustness of the operation and the bit error rate.

The goal of this article is to investigate the role of these two parameters in order to obtain the tolerance levels required for fully operational parallel systems and evaluate the performance limits of systems using presently available devices. The study follows the tolerancing methodology worked out by Wherrett and Snowdon [9] for nonlinear interference filters. Section 2 describes the operating conditions of optical bistable devices working as threshold switches with or without amplification, as latching devices and as logic gates. Section 3 gives an analytical worst case estimation of the acceptable parameter fluctuations in a fully operational noise-robust parallel system. Our criterion for full operation will be an error rate lower than 10^{-9} for 100 % of the parallel channels. In section 4 we introduce experimental data: performance levels of typical state-of-the-art devices are confronted to the tolerances obtained. In that part not only bistable devices but lasers, spatial light modulators and passive optical devices are considered as well. Some numerical results are included for the achievable parallelism and bit error rate as a function of the device parameters considered.

2. BISTABLE DEVICES AS ELEMENTARY SWITCHES AND LOGIC GATES

In this section, we consider five different operating modes of a nonlinear etalon, and derive the respective conditions for their proper operation, using input intensity and the threshold values as parameters. Device dynamics is not discussed in this model.

We consider a reflection type nonlinear Fabry-Perot etalon as a four-port device having two inputs and two outputs (fig. 1). Conventionally, one of the inputs, called the control beam, provides a constant bias power in order to maintain the device in a suitable working point. The other input port is utilised to introduce data in the form of one or more superimposed signal beams. However, the control beam as well can be used to input signal to the device, especially for control purposes. The two possible outputs are the reflected control beam and the reflected signal beam(s). The combination and separation of these beams can be implemented by the use of polarisation, wavelength, time or pupil division.

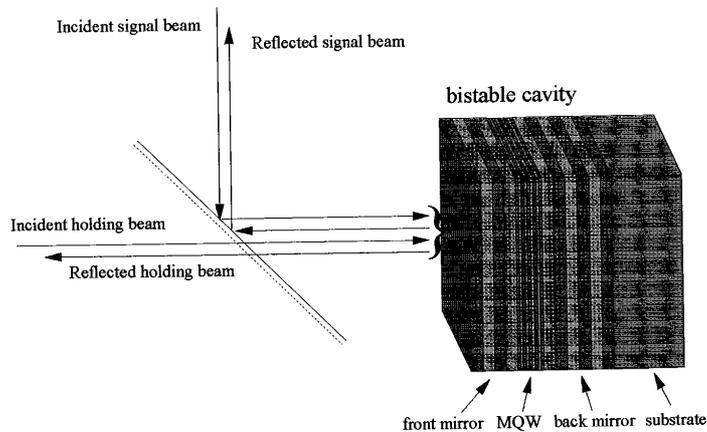


Figure 1. Input and output signals on a nonlinear Fabry-Perot resonator

The optical response (reflectivity versus input intensity) of a nonlinear Fabry-Perot cavity can be changed from a continuous function through a steplike one to a hysteresis curve by increasing the initial detuning from the Fabry-Perot resonance [10]. The steplike response curve is readily usable for threshold switching, signal amplification and reshaping, and simple logic operations, while in the bistable mode the same functions can be implemented with latching.

2.1 Non-latching operation

a. Passive switching

The simplest possible operating mode using the steplike response curve is to control the reflectivity of the cavity directly by the control beam intensity as shown in figure 2. This way, the reflected signal beam will be switched following the direct optical control provided by the control beam.

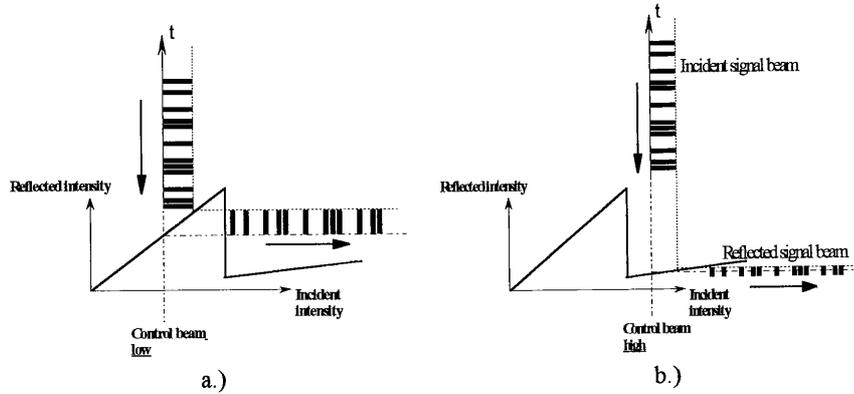


Figure 2. Direct modulation of the device reflectivity by the control intensity; a.) : transmitting state when control intensity is below the threshold, b.) absorbing state when control intensity is above the threshold

The working conditions that have to be fulfilled during this operation can be written in the following form:

$$I_{\text{contr}} + I_{\text{sign}} \cdot C_s < I_{\text{th}} \quad [1a]$$

$$I_{\text{contr}} \cdot C_c + I_{\text{sign}} > I_{\text{th}} \quad [1b]$$

Where I_{contr} , I_{sign} and I_{th} are respectively the intensity of the low level control and signal beams and the switching threshold. The contrast ratios C_c and C_s are defined such that $I_{\text{contr}} \cdot C_c$ and $I_{\text{sign}} \cdot C_s$ are the high level control and signal intensity respectively. This means that C_c and C_s are the contrast ratios of the devices emitting the control and the signal beam : an external light modulator or simply the preceding bistable device in case of cascaded operation. These inequalities express the twofold condition that the sum of the low level control beam intensity and the signal beam intensity must be inferior to the switching threshold, while the high level control intensity plus the low level signal has to exceed it.

b. Active switching

This operation mode can be transformed into active switching, by setting the high level control intensity very closely below the switching threshold as shown in figure 3. If the additional signal intensity exceeds the threshold, the device is switched by each data bit change. So the modulation of the signal is transmitted onto the reflected control beam, considered as the output in this case. As the control beam is more intense than the signal beam, data amplification and logic level restoration can be obtained. Setting the control beam to low disables the operation.

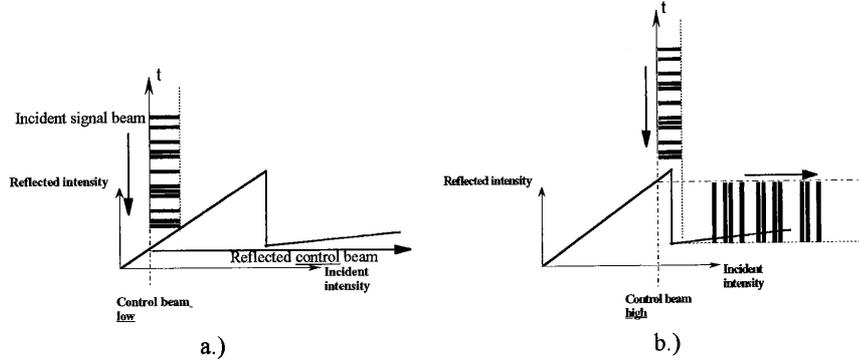


Figure 3. Active switching with the signal modulation transmitted to the control beam; a.) : the output (reflected control beam) is low when control beam is low, b.) control intensity just below the threshold: output low if input signal high and vice versa

The operating conditions for this scheme are the following:

$$I_{\text{contr}} + I_{\text{sign}} \cdot C_s < I_{\text{th}} \quad [2a]$$

$$I_{\text{contr}} \cdot C_c + I_{\text{sign}} < I_{\text{th}} \quad [2b]$$

$$I_{\text{contr}} \cdot C_c + I_{\text{sign}} \cdot C_s > I_{\text{th}} \quad [2c]$$

c. N input inverting logic gates

The previous operation provides simply the logic negation of the input signal enabled by the control beam. The introduction of inverting logic operations (like NAND , NOR) with a fan-in of N is straightforward by superimposing the N signal beams on the same input port. To achieve a NAND gate the control beam have to be biased so that the switching threshold is only reached if all the signals are high:

$$I_{\text{contr}} \cdot C_c + I_{\text{sign}} [C_s \cdot (N - 1) + 1] < I_{\text{th}} \quad [3a]$$

$$I_{\text{contr}} \cdot C_c + I_{\text{sign}} \cdot C_s \cdot N > I_{\text{th}} \quad [3b]$$

For a NOR gate the sum of N low level inputs must not reach the threshold, but switching a single beam to high level has to be sufficient to exceed it.

$$I_{\text{contr}} \cdot C_c + I_{\text{sign}} \cdot N < I_{\text{th}} \quad [4a]$$

$$I_{\text{contr}} \cdot C_c + I_{\text{sign}} \cdot [N - 1 + C_s] > I_{\text{th}} \quad [4b]$$

Note that the operating conditions for N input NAND and NOR have exactly the same form as inequalities 2b and 2c, if we introduce the following effective parameters:

$$I_{\text{sign}}^{\text{NAND}} = I_{\text{sign}} \cdot [C_s \cdot (N-1) + 1] \quad [5a]$$

$$C_s^{\text{NAND}} = \frac{C_s \cdot N}{C_s \cdot (N-1) + 1} \quad [5b]$$

$$I_{\text{sign}}^{\text{NOR}} = I_{\text{sign}} \cdot N \quad [6a]$$

$$C_s^{\text{NOR}} = \frac{N-1+C_s}{N} \quad [6b]$$

Inequality 2a related to the disable capability of the control beam is transformed in the following relationship for both logic functions considered:

$$I_{\text{contr}} + I_{\text{sign}} \cdot C_s \cdot N < I_{\text{th}} \quad [7]$$

This returns inequality 2a if replacing the effective variables defined for NAND, but not for NOR, where the disable operation requires more severe conditions. Therefore, when considering logic operations as a special case of the active switching operation, we obtain results for NOR gates without disable function.

2.2 Latching operation

a. Passive switching

To demonstrate real bistable operation, the hysteresis response curve of figure 4 is used. The control beam is set within the bistable region so that the device can be switched down into the lower reflectivity state by a high level signal bit. To reset the latch, the control beam has to be decreased below the hysteresis region. Both the reflected control beam and the reflected signal beam can be considered as the output of the system. For the latter, a low intensity probe signal is sent to the input, that does not switch down the device, but only tests its state. This is the way how the latch can be used as an elementary self-routing packet switch: a high intensity routing bit is placed in the packet header, followed by the lower intensity data payload [8,11] Note that in this case the parameter C_s is the ratio between the high level switching bit power and the larger one between the probe signal and the low level switching intensity.

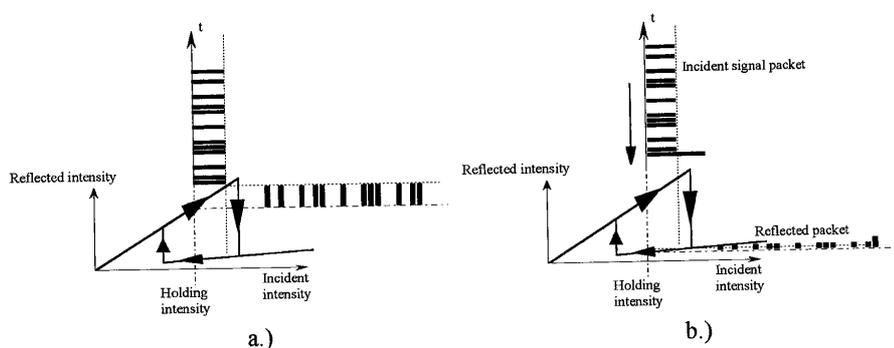


Figure 4. Latching operation with holding beam set in the bistable region. The device have to be initialized in the high reflectivity state; a.) : the signal beam is transmitted when no trigger bit arrives, b.) : the signal beam is absorbed when there is a header pulse exceeding the switch-off threshold

This operation mode requires 4 operating conditions, namely:

$$I_{\text{contr}} < \frac{I_{\text{th}}}{L} \quad [8a]$$

$$I_{\text{contr}} \cdot C_c + I_{\text{sign}} < I_{\text{th}} \quad [8b]$$

$$I_{\text{contr}} \cdot C_c + I_{\text{sign}} \cdot C_s > I_{\text{th}} \quad [8c]$$

$$I_{\text{contr}} \cdot C_c > \frac{I_{\text{th}}}{L} \quad [8d]$$

Here I_{th} represents the intensity of the higher threshold, I_{th}/L the lower threshold, L being the relative width of the hysteresis. Note that the first condition [8a] in regard to the reset of the latch derives from the second one [8b], if $L < C_c$, as is the case in practical systems (the contrast is in general greater than 2 while the relative hysteresis width is very rarely greater than 50%, so that $L=2$).

b. N input inverting logic gates

To implement inverting logic in latching mode, we can simply use the method described for the non-latching case. The operating conditions are simply expressed by the inequalities 8b-8d with the use of the same effective parameters as for the non-latching logic gates. As we show in the next sections, the apparent contrast reduction arising from the fan-in makes serious limitations on system tolerances. On the other hand, the latching state of the device makes possible the temporal fan-in, especially for the NOR operation. This means, that the N input bits arrive sequentially on the cavity maintained within the bistable region. Any of the N pulses being at high logic level can switch down the latch, that keeps its state until a reset signal

(decrease of control beam) arrives. In this case the operating conditions stay unchanged, as if there were no fan-in at all. Of course, the cost of this operation is the N times longer execution time.

3. A WORST CASE ESTIMATION OF SYSTEM TOLERANCES

3.1 Dispersion parameters

In order to operate an array of $M \times M$ bistable devices within a parallel system, the operating conditions described in section 2 have to be fulfilled for each of the channels. As previously, the primary parameters to be considered are: the high and low level control beam and signal intensities, and the two threshold values. Instead of satisfying each condition one by one, we examine the relations for the parameter sets constituted by the M^2 different values of the same variable. Supposing that each parameter set is confined within a finite interval, the worst case approximation consists in examining the operating conditions for the extrema of these intervals. Therefore, each operating condition defined in section 2 takes the form of an inequality with an interval on the left hand side describing the set of the input intensities, and one on the right hand side describing the range of threshold values. For the easy handling of the inequalities, we introduce the geometrical mean \hat{I}_x of the two extrema of each interval and a relative maximal deviation σ_x for each parameter ($x = \text{contr, sign...}$), so that the intervals are expressed simply by:

$$\left[I_{x,\min}, I_{x,\max} \right] \equiv \left[\frac{\hat{I}_x}{\sigma_x}, \hat{I}_x \cdot \sigma_x \right] \quad [9]$$

Note that all these are exact parameters that can be measured on the devices. The secondary parameters (C_s, C_c, L) are then redefined on the basis of these mean values, giving mean contrast and mean hysteresis width denoted as $\hat{C}_s, \hat{C}_c, \hat{L}$. Instead of using two different deviation parameters for the low level and the high level intensity of the same beam, the larger of the two is considered. With these variables the worst case relationships for the operating conditions can be easily expressed as simple inequalities. For the case of the directly controlled switching inequalities 1a and 1b are transformed into:

$$\hat{I}_{\text{contr}} \cdot \sigma_c + \hat{I}_{\text{sign}} \cdot \hat{C}_s \cdot \sigma_s < \frac{\hat{I}_{\text{th}}}{\sigma_{\text{th}}} \quad [10a]$$

$$\frac{\hat{I}_{\text{contr}}}{\sigma_c} \cdot \hat{C}_c + \frac{\hat{I}_{\text{sign}}}{\sigma_s} > \hat{I}_{\text{th}} \cdot \sigma_{\text{th}} \quad [10b]$$

Inequalities 2a, b and c describing the signal reshaping and amplificating operation take the form :

$$\hat{I}_{\text{contr}} \cdot \sigma_c + \hat{I}_{\text{sign}} \cdot \hat{C}_s \cdot \sigma_s < \frac{\hat{I}_{\text{th}}}{\sigma_{\text{th}}} \quad [11a]$$

$$\hat{I}_{\text{contr}} \cdot \hat{C}_c \cdot \sigma_c + \hat{I}_{\text{sign}} \cdot \sigma_s < \frac{\hat{I}_{\text{th}}}{\sigma_{\text{th}}} \quad [11b]$$

$$\frac{\hat{I}_{\text{contr}}}{\sigma_c} \cdot \hat{C}_c + \frac{\hat{I}_{\text{sign}}}{\sigma_s} \cdot \hat{C}_s > \hat{I}_{\text{th}} \cdot \sigma_{\text{th}} \quad [11c]$$

Inequalities 8 b - d describing the latching operation can be written as:

$$\hat{I}_{\text{contr}} \cdot \hat{C}_c \cdot \sigma_c + \hat{I}_{\text{sign}} \cdot \sigma_s < \frac{\hat{I}_{\text{th}}}{\sigma_{\text{th}}} \quad [12a]$$

$$\frac{\hat{I}_{\text{contr}}}{\sigma_c} \cdot \hat{C}_c + \frac{\hat{I}_{\text{sign}}}{\sigma_s} \cdot \hat{C}_s > \hat{I}_{\text{th}} \cdot \sigma_{\text{th}} \quad [12b]$$

$$\frac{\hat{I}_{\text{contr}}}{\sigma_c} \cdot \hat{C}_c > \frac{\hat{I}_{\text{th}}}{\hat{L}} \cdot \sigma_{\text{th}} \quad [12c]$$

3.2 Optimisation in parameter space

Inequalities 10-12 contain 9 parameters describing the operation of an array of bistable devices in a particular operation mode. Two of these parameters are externally adjustable: \hat{I}_{contr} and \hat{I}_{sign} , three of them are device parameters: \hat{I}_{th} , σ_{th} and \hat{L} , the four others are circuit parameters describing the input beam arrays: \hat{C}_c , \hat{C}_s , σ_c and σ_s . These inequalities define a volume of acceptable parameter combinations in the 9 dimensional parameter space. This tolerance volume is somewhat different from the operating volumes defined in [9], by the fact that deviation parameters are directly included, so one given configuration is represented only by one point in the space. The visualisation of the tolerance volumes is rather hopeless, but the number of the parameters can be reduced by the following reasoning: First, the absolute power scale can be eliminated by introducing the relative intensity variables $G = \hat{I}_{\text{contr}} / \hat{I}_{\text{sign}}$ and $T = \hat{I}_{\text{th}} / \hat{I}_{\text{contr}}$. Obviously, the goal is to set these adjustable parameters such that they give the greatest possible tolerances to parameter fluctuations. For example T is an adjustable parameter: instead of fixing its value, given the other parameters we use the T value for which the values σ are the largest. This optimal adjustment means essentially that we reduce the number of parameters by examining the projection of the 8 dimensional tolerance volume on the complementary sub-space of T and not its cross-sections at given T value. By definition, this projection envelopes all possible cross-sections of the tolerance volume.

The same does not apply to the other adjustable parameter G , because of two reasons. First, there is not always a finite optimal setting: for example in the simplest direct control case $G = \infty$ (that means zero signal intensity) would obviously be the most tolerant tuning. The second reason: even if there is an optimal setting (as is the case for the two other operating schemes), it can sometimes be unsuitable for practical application. For example, $G=1$ is nearly the optimal value for the active switching operation which is not acceptable if amplification is to be implemented (G multiplied by the maximal device reflectivity gives the effective gain of the operation).

With these considerations we obtain the following results for the direct controlled operation mode from eq. 10:

$$\sigma_{th} \cdot \sigma_s < \sqrt{\frac{\hat{C}_c \cdot G / \gamma + 1}{G \cdot \gamma + \hat{C}_s}} \quad [13]$$

Where the notation $\gamma = \sigma_c / \sigma_s$ is used for the sake of simplicity. For the amplifying operation from eq. 11:

$$\sigma_{th} \cdot \sigma_s < \sqrt{\frac{\hat{C}_c \cdot G / \gamma + \hat{C}_s}{\hat{C}_c \cdot G \cdot \gamma + 1}} \quad \text{if } G > \frac{1}{\gamma} \cdot \frac{\hat{C}_s - 1}{\hat{C}_c - 1} \quad [14a]$$

$$\sigma_{th} \cdot \sigma_s < \sqrt{\frac{\hat{C}_c \cdot G / \gamma + \hat{C}_s}{G \cdot \gamma + \hat{C}_s}} \quad \text{if } G \leq \frac{1}{\gamma} \cdot \frac{\hat{C}_s - 1}{\hat{C}_c - 1} \quad [14b]$$

For the latching operation from eq. 12:

$$\sigma_{th} \cdot \sigma_s < \sqrt{\frac{\hat{C}_c \cdot G / \gamma + \hat{C}_s}{\hat{C}_c \cdot G \cdot \gamma + 1}} \quad \text{if } G > \frac{\gamma}{L-1} \cdot \frac{\hat{C}_s}{\hat{C}_c} \quad [15a]$$

$$\sigma_{th} \cdot \sigma_s < \sqrt{\frac{\hat{C}_c \cdot G \cdot \hat{L} / \gamma}{\hat{C}_c \cdot G \cdot \gamma + 1}} \quad \text{if } G \leq \frac{\gamma}{L-1} \cdot \frac{\hat{C}_s}{\hat{C}_c} \quad [15b]$$

From the definition of σ follows that for small deviations σ is multiplicative, that is the maximal deviation of a parameter due to the superposition of two noises described by σ_x and σ_y can be expressed by $\sigma_x \cdot \sigma_y + o\{(1-\sigma_x) \cdot (1-\sigma_y)\}$. This will allow us to combine different types of variations coming from different components. This way σ_s describes the common variations of the signal and the control beam as the non-uniformity arising from the passive devices (beam-array generator, polarisation components, lenses etc.) and the intensity fluctuations of the laser source. The parameter γ describes the extra variations present in only

one of the two beams, as for example the non-homogeneity of the controlling SLM or the previous device array in case of cascaded operation (note that γ can be smaller than one unlike all σ values). The parameter σ_t expresses the non-homogeneities and temperature drifts of the switching thresholds.

3.3 Case of gaussian fluctuations

Up to this point we did not distinguish spatial and temporal noises supposing that both can be confined within a finite interval. Obviously, this is not the case for the gaussian noise, that is usually employed as a model to the bit error rate estimation of digital systems. To incorporate gaussian noise in the described worst case approximation, the gaussian probability density function can be replaced by an interval so that the probability corresponding to the part not covered by the interval is twice the wanted BER. With this choice, when the worst case configuration from the noise point of view occurs, i.e. when the operating condition is at the limit of not being satisfied, the maximal error probability will be equal to the BER (see figure 5 for more explication). For a BER of 10^{-9} the interval half width is 4.3 times the half width of the gaussian. This temporal variation will be associated to $\sigma_t \cdot \sigma_s$.

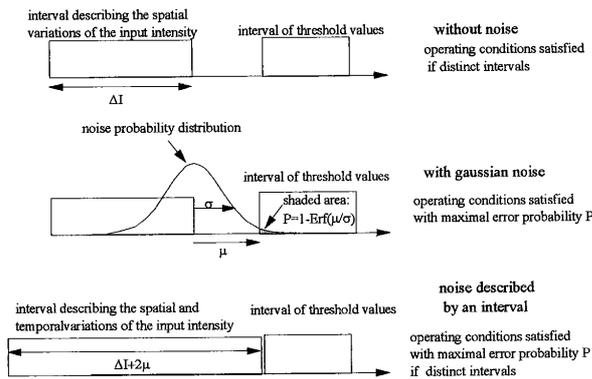


Figure 5. Including Gaussian noise in the worst case model. a.) without temporal fluctuations: the operating conditions are satisfied for all channels if the set of input intensities and the set of threshold values are distinct; b.) with a Gaussian fluctuation added to the signal: in the worst case, there is a channel for which the separation of the input and threshold intensities is just μ without temporal noises. When adding a gaussian noise with a variance of σ , there is a finite probability of failing the operating conditions: $P = 1 - \text{Erf}(\mu/\sigma)$; c.) To achieve a given BER of P_{goal} , the minimal separation μ_0 of the intervals is determined by: $P_{\text{goal}} = 1 - \text{Erf}(\mu_0/\sigma)$. This fact is easily incorporated in the worst case approximation by enlarging the interval by the above value of μ_0 on both sides. In this case, the operating conditions are again satisfied if the two intervals are distinct, with a maximal error probability of P_{goal} .

3.4 Discussion

Figure 6 represents the tolerance volume for the direct control case. The surface is plotted at the parameter settings $C_s=C_c=2$ and $L=1.2$ (these are the typical performances of the devices we used for the demonstration of the different operating modes of paragraph 2, much better results are obtained with the recently fabricated samples described in paragraph 4).

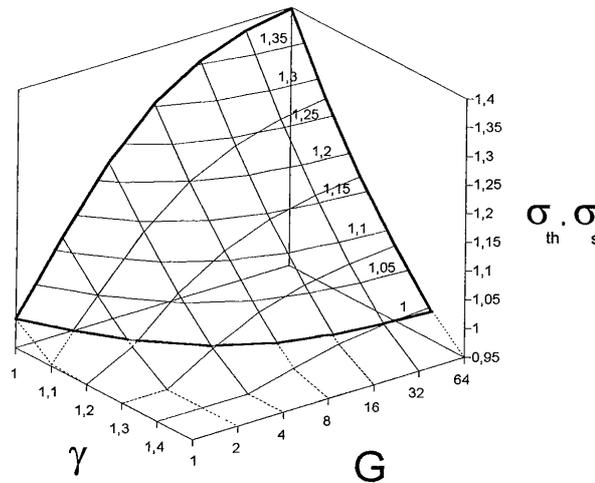


Figure 6. Tolerance volume for the direct control operation (device contrast ratios of 2 are used)

The tolerance levels obtained are reasonably good, since for example at $G=8$ and $\gamma=1.1$, $\sigma_t \cdot \sigma_s$ can be as high as 1.2. This means, that $\pm 20\%$ changes are permitted for the bistable device and the passive devices together, while the addressing spatial light modulator or microlaser array have to perform within $\pm 10\%$. Assuming a Root-Mean-Square (RMS) laser fluctuation of the order of 0.5% means about $\pm 2\%$ variations according to the BER criterion expressed above. With an increased contrast of $C_s=C_c=10$ the system is even more robust: it withstands variations exceeding $\pm 60\%$.

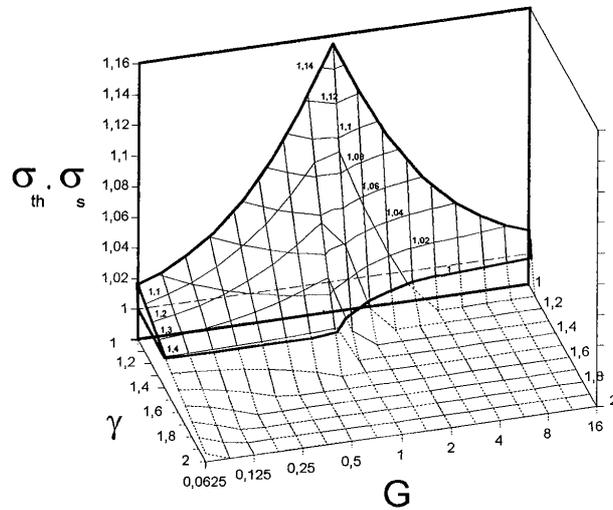


Figure 7. Tolerance volume for the active switching (device contrast ratios of 2 are used)

Figure 7 shows the same volume for the amplifying operation mode. Here the tolerances are much tighter: less than $\pm 10\%$ variations are allowed for the bistable device and the passive devices together, supposing once more $\pm 10\%$ for the addressing element. Note that increasing or decreasing the effective gain from the optimal value of $G \approx 1$ dramatically degrades the performances. So, for example, for an amplification of about 10, all tolerances have to lie within 1%.

Obviously, the tightest operating conditions stand for the latching operation (figure 8), for which less than $\pm 4\%$ changes are acceptable for the bistable device and the passive devices including noises, even for 0% variations of the addressing device. Supposing that the input signal contrast ratio is ten and the relative hysteresis width is 50%, the estimation gives much less severe tolerance levels: $\pm 12\%$ changes are acceptable for the bistable device and the passive devices including noises for 5% variations of the addressing device. In the case of latching, the addressing device can be placed either on the control beam or the signal beam side, resulting in $\gamma > 1$ or $\gamma < 1$ respectively. The latter choice is less sensitive to the addressing device inhomogeneity, that affects only the lower intensity signal beams (figure 8). Note that for the second configuration $\sigma_t \cdot \sigma_s \cdot \gamma$ was plotted, so that the results are comparable to the other curves (this way the z axis expresses always the variations of the bistable devices and the passive devices including noises).

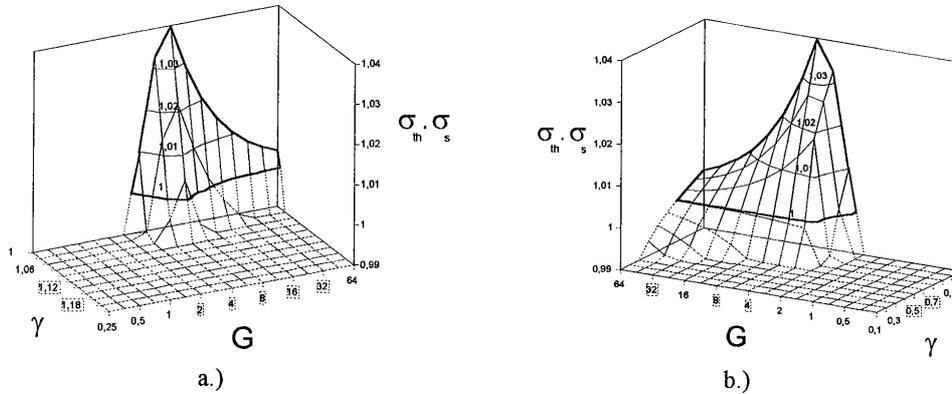


Figure 8. Tolerance volumes for the latching operation with addressing device in the control beam (a.) and in the signal beam (b.). (device contrast ratios of 2 and hysteresis width of 20% are used)

4. TODAY'S DEVICE PERFORMANCES

4.1 Optical bistable devices

The most critical parameter of the entire system is the spatial uniformity of the bistable device switching thresholds. In a Fabry Perot bistable device, the switching threshold depends strongly on the wavelength detuning from resonance. The higher the Fabry Perot finesse, the greater the dependence [12]. Hence when working at constant wavelength, any variation of the etalon thickness will translate into a switching threshold fluctuation. One can distinguish between long (millimeter) and short (micrometer) scale fluctuations.

Depending on the growth conditions (like the geometrical arrangement of the growth chamber), the active layer thickness is usually decreasing from the center to the border of the wafer, resulting in a circular and concentric resonance fringes system. The resonance wavelength can be red-shifted up to 2% over the whole wafer. At the center of the wafer the thickness gradient is minimum, defining an optimum working area. As the threshold value changes approximately as the square of the distance from the center, the size of this usable area -and the number of usable devices at a given integration density- is proportional to the maximum tolerated threshold variations.

In addition to this long scale and systematic variation, one must consider short scale and random threshold fluctuations arising from local defects and interface roughness, which are linked to the growth process at microscopic scale. For an high finesse sample an active layer thickness variation of 5 Å nearly doubles the switching threshold. If the coherence spatial

length of these defects exceeds typically ten microns, the threshold uniformity may thus be dramatically affected by an interface roughness of one or two atomic monolayers. In fact the electromagnetic field penetrates into the Bragg layers so that many interfaces are involved in the reflection: this tends to average the threshold fluctuations. If the coherence length of these defects stays below the spot size they will not degrade the threshold uniformity.

In order to investigate these limitations in the present state of the art sample made at CNET experiments have been performed on a MO-VPE-grown sample consisting of a 1.13 μm bulk AlGaAs active layer embedded between two GaAs-AlAs Bragg mirrors of 23,5 and 11 pairs respectively. It shows a bistable behavior at 836 nm with an hysteresis width of more than 50% and a contrast ratio of 3:1. The resonance wavelength is decreasing from 837 nm at the center of the wafer to 820 nm at the border corresponding to a 2% growth rate variation. The center of the wafer defines a region of 3 mm by 3 mm corresponding to a maximum thickness and very low thickness gradient. Figure 9 shows sixteen superimposed curves corresponding to a 4 by 4 matrix on the sample. The measurement were made with a 12 μm diameter spotsize and a separation between the spots of 75 μm . We can see that the total threshold fluctuations do not exceed 15% compared to an hysteresis width of more than 50%. These fluctuations are random and therefore related to local defects and not to long scale thickness gradient. The sixteen hysteresis loops do overlap. The threshold was proved to be very uniform (less than 20% variation) over the whole region mentioned above. Note that the greater the detuning, the larger becomes the hysteresis width, and the higher the switching threshold. It is hence possible to improve the robustness of the system at the price of an increased input optical power.

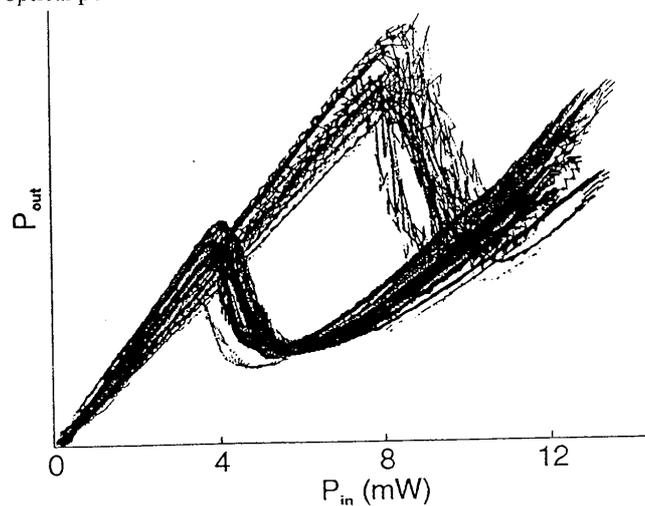


Figure 9. Sixteen superimposed response curves of a state of the art bistable device array (the switching experiments are related to a previous device generation)

Note that long scale variations arising from thickness gradient do not constitute a fundamental limitation of the device: with appropriate MO-VPE reactors some groups have obtained a growth uniformity better than 0.1% over an entire wafer [13].

To increase the integration density, integrated arrays of etched microcavities can be used. Because efficient carrier and light confinement within a pixel, the separation distance between two adjacent pixels can be low (down to 30 μm) and light can be coupled into the small pixellated resonators (4 to 6 μm diameter) by the use of large N.A. optics like microlenses. The threshold dispersion introduced by the pixellation is currently under investigation.

Temporal changes of the bistable device properties can arise mainly from temperature drifts. The temperature variation of the threshold intensity is about 25 %/°C in the bistable range used for latching operation. Consequently a temperature stability better than +/- 0.05 °C is required to maintain the threshold values constant within +/-1%. This can be achieved by an electronically controlled Peltier cooler, but local heating effects can occur in the bistable device if the total input power is too large.

4.2 Light sources

The wavelength selectivity and the beam quality requirements of the optical bistable cavity necessitate the use of a longitudinal and transverse monomode laser. A tunable CW Ti:Al₂O₃ laser is a good solution for laboratory measurements because of its wavelength stability, high power and tunability over a wide wavelength range. The intensity fluctuations, nevertheless, are of the order of 0.5 % rms, that can be a limitation to the robustness of the more sensible operating modes. Further stabilisation can be achieved by active intensity regulation. The use of such a laser in miniaturised set-ups or demonstrator systems is prohibited by its volume and power consumption.

A temperature and intensity controlled laser-diode can achieve similar performances at much lower power levels. Unfortunately, direct modulation of the laser diode has to be avoided because of the unacceptable mode-hopping occurring during switching. The use of microlaser arrays (VCSEL-s) seems to be very promising from the miniaturisation point of view, but there are a certain number of critical parameters that require further study, as the stability and the homogeneity in wavelength, intensity and polarization. By the use of VCSEL arrays with individual driving electronics for each microlaser, active non-uniformity compensation can be achieved in moderately large systems. This means that the power level incident to each bistable device can be set individually near the optimal value required by the particular device.

4.3 Spatial light modulators

Spatial light modulators can be used to introduce input signals and control information to the system. To meet the wavelength and speed requirements of the optical signals, the choice of quantum well electro-absorption modulators seems to be convenient. The main difficulties with these devices are the same as for the bistable cavities: wafer homogeneity, thermal drifts and modulation contrast. As an example, a transmission type 8 by 8 element modulator array fabricated by Thomson CSF [14] presented $\pm 17\%$ transmission non-uniformity, and a modulation contrast of 2. The contrast ratio can be largely improved by the use of asymmetrical Fabry-Perot structure in reflection type modulators [15]. The reflection operating mode allows temperature control of the device from the backside, permitting to avoid the large temperature drifts observed for incident powers larger than 2 mW per pixel (typically $0.2 \mu\text{W}/\mu\text{m}^2$).

4.4 Passive devices

A smaller contribution to beam non-uniformities arises from the passive optical elements as beam array generators, polarisation components and conventional or micro-optics. The simplest Dammann gratings have ± 3 to 5% non-homogeneity, but recent results on non-separable beam array generators allow to attain $\pm 1\%$ [16]. The beam non-homogeneity due to polarisation components conventional lenses etc. are estimated to $\pm 2\%$, provided that there is no vignetting on the lens apertures. There is an other possibility of achieving non-uniformity compensation by the use of beam array generators dividing the beam into nonequal intensity orders with a predetermined weight for each.

4.5 Estimation of system performances

Summing up all spatial and temporal changes of the components investigated gives variations that fall outside of the tolerance volumes describing the requirements of the error free parallel operation. In this case, the worst case approximation of section 3 is not usable for the evaluation of the expected system performances. To do this, a simple computer simulation was used, that creates all necessary random parameter sets within given variances and tests the satisfaction of the operating conditions of section 1 for each of the channels. As an example, table 1 shows a bit error rate chart obtained for 8 by 8 channel latching operation obtained from this simulation using the parameters that we measured on our samples: hysteresis width 15%, noises 0.7% rms, non-homogeneity of passive devices $\pm 8\%$, non-homogeneity of bistable

devices $\pm 20\%$, non-homogeneity of the SLM $\pm 17\%$ and contrast ratio of 2. With these conditions only four channels operate at bit error rates better than 10^{-9} , and four more can be considered as more or less operational ($BER < 10^{-2}$).

1	1	1	1	1	1	1	1
0.2	9.3E-6	0.5	1	1	1	1	7.7E-5
1	1	4.6E-14	1	7.3E-3	1	8.7E-5	1
1	1	1	1	1	1	1	3.5E-10
1	1	1	0	4.8E-2	1	1	1
1	1	0	1	1	1	1	1
1	1	1	1	1	1	5.8E-2	1
1	1	1	1	1	1	1	1

Table 1. Bit error rate chart for 8 by 8 channel latching operation using the parameters: hysteresis width 15%, noises 0.7% rms, non-homogeneity of passive devices $\pm 8\%$, non-homogeneity of bistable devices $\pm 20\%$, non-homogeneity of the SLM $\pm 17\%$ and contrast ratio of 2. Only four channels operate at bit error rates better than 10^{-9} .

Figure 10 represents the percentage of operational channels as a function of the most critical parameters, i.e. the switching threshold uniformity and the contrast ratio of input signals. Note that for the case of logic operations with a fan-in of N , the effective contrast variables of section 2 have to be used. A very strict limitation arrives from this fact for the case of NAND operation, where the effective contrast is always smaller than $N/(N-1)$. In the case of NOR operation the tolerances are somewhat better, since the effective contrast grows as C_g/N for high values of C_s . To obtain error free parallel operation of all the channels of the demonstrator would require the following goal parameters: spatial fluctuations less than $\pm 4\%$ for the bistable devices, 5% for the modulator array, 3% for the remaining passive optical system, 50% relative hysteresis width, a contrast ratio of about ten and a root mean square noise power below 0.5%. Simulating with these parameters bit error rates better than 10^{-9} are obtained for all 64 channels of the system.

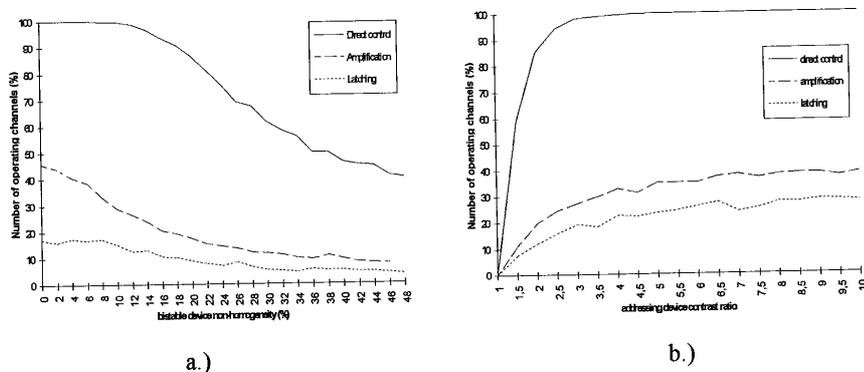


Figure 10. Percentage of operational channels as a function of the threshold uniformity (a.), and the input contrast ratio (b.)

5. Conclusions

This study has focused on the noise and uniformity limitations of optical bistable device based parallel systems, through a worst case tolerance estimation. Relationships between critical device and system parameters have been given in view of error free simultaneous operation of the totality of the parallel channels. Ultimate goal parameters have been estimated and confronted to presently available device performances. The maximal number of parallel optical channels is essentially limited by the wafer area for which the critical uniformity of the bistable cavity can be guaranteed. This critical threshold uniformity is estimated to $\pm 4\%$ for the most demanding latching operation mode, provided that all other system parameters perform at the highest available level.

Acknowledgements

This work was supported by the French Ministry of Research under the project MOTS/OSTI 91. We gratefully acknowledge the contribution of B. Jouault, J.Ph. Schnell, J.P. Pocholle and R. Azoulay to this work.

References :

1. D. Gabor: Light and Information in Progress in Optics, I, edited by E. Wolf (North-Holland, Amsterdam, 1961)
2. J.T. Winthrop, JOSA Vol. **61**, Number1, P15, 1971
3. Ph. Lalanne, P.Chavel : Perspectives for Parallel Optical Interconnects, Esprit Basic Research Series, Springer 1993
4. H. M. Gibbs et al. Phys. Rev. Lett. **36**, 1135 (1976)
5. J.L. Jewell et al. Appl. Phys. Lett., **51**, p.94 (1987)
6. J. L. Oudar , R. Kuszelewicz , B. Sfez, D. Pellat, R. Azoulay; Superlattices and Microstructures, **12**, p.89 (1992)
7. R. G. A. Craig et al., Appl. Opt. **30** , No. 17, p. 2297 (1991)
8. P.Koppa et al., Journal de Physique III, 4. pp. 2405-2411, (1994)
9. B.S. Wherrett and J.F. Snowdon, International Journal of Optical Computing, Vol.1, p.41, 1990
10. S.D. Smith, Nature, Vol. 316, pp. 319-324 (1985)
11. Buller et al. : All-optical routing networks based on bistable interferometers, Appl. Phys. Lett., Vol.53, p. 2465, (1988)
12. D. Pellat et al., Vth European Quantum Electronics Conference, QTh G49
- 13.H. Ambrosius and C.J. Van der Poel, MO-VPE Workshop, Malmö, Sweden, May 1993
14. J. Ph. Schnell, J. Raffy, J. P. Pocholle, A. Delboulbe, G. Dutrey, J. Lehoux, M. Werner, M. Papuchon, J. P. Huignard ; Technical Digest of Spatial Light Modulators 1990, Vol.14, pp 60-64
15. M. Whitehead et al., Electron. Lett. 25, p.984 (1989)
16. A. Vasara et al. Appl. Opt. 31, p.3320, 1992

CHAPITRE 6

Expériences de commutation sur le démonstrateur

C'est le chapitre le plus important de la thèse: il décrit la démonstration de la reconnaissance d'adresses, ce qui était l'objectif principal de tout le projet. Il est également le chapitre le plus court, car tous les détails du principe de fonctionnement, du montage expérimental, des composants actifs et passifs, des expériences préliminaires et des tolérances ont déjà été présentés dans les chapitres précédents. En exagérant un peu, on pourrait résumer en trois mots le résultat des expériences finales: "ça marche, mais...". C'est à cause du troisième mot qu'on doit quand même donner une description un peu plus détaillée: on décrira d'abord la démonstration de la commutation de paquets par reconnaissance d'adresse sur une voie du système, ensuite le fonctionnement multi-canal de la même opération. La dernière partie est consacrée à deux expériences "annexes": la démonstration de la commutation passive et active par contrôle optique sans décodage d'adresse, deux modes de fonctionnement qui pourront être utilisés pour des applications de commutation de circuits.

6.1 DEMONSTRATION DE LA RECONNAISSANCE D'ADRESSES SUR UNE VOIE

Pour la démonstration monocanal de la reconnaissance, on a utilisé le montage de la figure 1. Ce montage est identique à celui décrit dans le chapitre 3.2 à quelques modifications près. Notamment, les deux réseaux de Dammann ont été retirés pour éclairer un seul pixel de la matrice de modulateurs et de la cavité bistable. La deuxième matrice (envisagée comme matrice de détecteurs) a été remplacée par un détecteur à photodiode rapide connecté à l'oscilloscope. La combinaison et la séparation des faisceaux ont été réalisées à l'aide d'une lame demi-onde seule, sans rotateur de Faraday. En variant l'orientation de l'axe optique de la lame biréfringente, on peut ajuster l'intensité découplée par les cubes polariseurs. Pour avoir une détection fiable, il nous suffit d'extraire quelques centièmes de l'intensité réfléchie par le bistable, sachant qu'on perdra la même proportion du faisceau incident sur le deuxième cube polariseur.

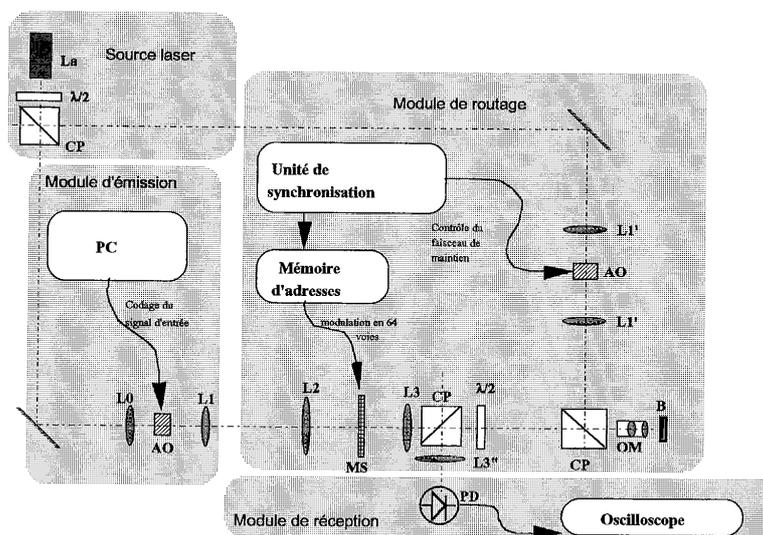


Figure 1. Montage expérimental pour l'opération monocanal
 (Notations: La: laser, AO: Modulateur acousto-optique, OM: Objectif de microscope, L: Lentilles, MS: Matrice de modulateurs, $\lambda/2$: Lame demi-onde, CP: Cube polariseur, B: Élément bistable, PD: photodiode)

Pour mettre au point l'expérience, on doit d'abord chercher sur la cavité bistable un point de fonctionnement qui présente une boucle d'hystérésis large et contrastée à une longueur d'onde autour de 864 nm. Ensuite, sans utiliser la matrice de modulateurs, on focalise les faisceaux de signal et de maintien sur ce point. Les deux intensités doivent être réglées de façon que la commutation du bistable soit déclenchée par les bits d'adresse, mais en aucun cas

par les bits de données. On vérifie cette condition à l'aide du réglage temporel de l'impulsion de maintien: si on l'allume pendant le passage des données, aucune commutation ne doit avoir lieu. Par contre en l'allumant avant l'arrivée d'au moins un bit d'adresse, le bistable doit être basculé dans l'état de basse réflexion, pour toute la durée du paquet. Une fois la mise au point optimale du bistable trouvée, on peut essayer de la reproduire avec la matrice de modulateurs en place. Très souvent l'intensité du signal requise par le bistable rend difficile l'optimisation du modulateur, car l'élévation de la température annule toute modulation à la longueur d'onde en question. Dans ce cas on peut baisser le flux incident moyen soit en diminuant l'intensité crête et en cherchant des seuils de bistabilité plus bas, soit en introduisant une pause après chaque passage de paquets.

La figure 2 montre une des premières reconnaissances d'adresses effectuées. L'adresse de la voie observée était 0 (000000 binaire). En choisissant la même adresse comme adresse de destination, tous les 6 bits d'adresses sont coupés par le modulateur, ainsi le bistable reste en état de haute réflexion (figure 2/a). Si l'adresse de destination est différente, le premier bit d'adresse de niveau haut transmis commute le bistable instantanément vers l'état de basse réflexion (figure 2/b). Dans cette expérience le système fonctionnait avec une longueur de message de 10 octets, et à des intensités de maintien et de signal de 10 mW et de 1 mW respectivement, ce qui signifie d'environ 25 mW de puissance totale incident au montage. La longueur d'onde de fonctionnement était de 864,5 nm et la température du bistable s'élevait à 23,8 °C. On doit noter que le fonctionnement n'a été stable qu'en éclairant le bistable avec un faisceau légèrement défocalisé, ce qui explique les intensités relativement élevées et le contraste faible de la bistabilité (d'environ 1,5). Cet effet est probablement dû à l'illumination mal optimisée du composant, qu'on a dû modifier pour les expériences suivantes. La longueur maximale des paquets a été limitée par des commutations parasites se produisant pendant le temps de mémoire du bistable. Cet effet était provoqué par les fluctuations de l'intensité de la source laser. Le fonctionnement correct n'a pu être maintenu que pour quelques minutes sans ajustement, probablement à cause des dérives thermiques des composants.

Cette expérience initiale nous a amené à poursuivre le travail pour atteindre trois objectifs: améliorer le contraste de commutation, stabiliser le système et réduire la puissance optique requise.

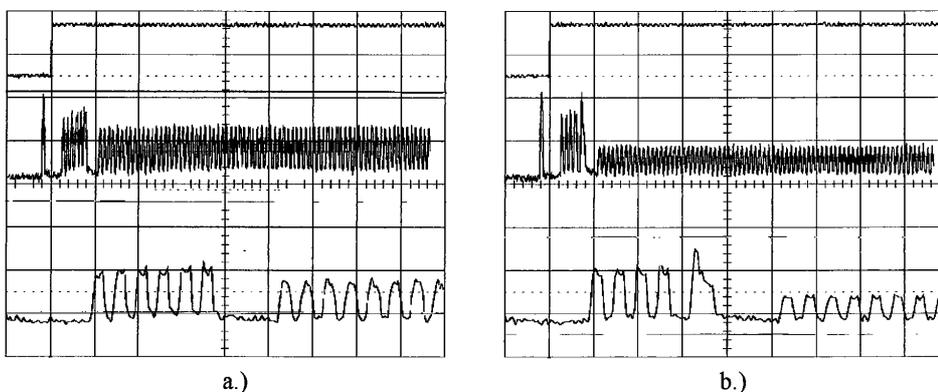


Figure 2. Première démonstration du routage par décodage d'adresse. Les deux écrans d'oscilloscope montrent les signaux dans la voie de destination (a.; première trace : maintien, deuxième trace : signal de sortie, troisième trace : zoom sur les bits d'adresse) et dans une voie non-adressée (b). On voit bien la commutation du bistable déclenchée par l'avant-dernière impulsion d'adresse pour la voie non-adressée, alors qu'il n'y a pas de commutation dans la voie adressée. Les intensités de maintien et de signal sont de 10 mW et de 1 mW respectivement, et la longueur du paquet est 80 bits (échelle de temps 1 μ s / division).

Dans les expériences suivantes, le système a été remis au point pour améliorer l'alignement et la qualité optique des faisceaux incidents. On a également optimisé l'illumination du composant bistable en remplaçant l'objectif de focalisation. (A l'origine une distance focale de 25,4 mm a été prévue pour donner une taille de tache d'environ 10 μ m de diamètre. Cette focale a été portée à 39mm pour avoir une tache de 15 μ m, ce qui convient mieux au bistable en question.) La température, la longueur d'onde et le point de travail sur le bistable ont été également remis au point. Le fonctionnement optimal se trouvait à une température de 13°C, à une longueur d'onde de 864 nm en un point aussi près du centre de l'échantillon que possible. Ces perfectionnements successifs ont permis de ramener à 3,5-4 mW la puissance optique requise par l'opération et de retrouver le contraste maximal (d'environ 2) du composant bistable (figure 3). Pour augmenter la stabilité du système et étendre la limite de la longueur de paquets utilisables, les fluctuations du laser ont été supprimées au maximum et le contrôle thermique du composant bistable a été amélioré. (Malheureusement nous n'avons pas trouvé de moyens pour contrôler la température de la matrice de modulateurs.) Ainsi un niveau acceptable du bruit (0,5%) a été atteint. Cela rendu possible une opération plus stable: à 10mW des paquets de 200 octets ont été traités sans aucune erreur appréciable dans la reconnaissance d'adresse et dans la durée de l'effet mémoire. L'opération a été démontrée même à la longueur de paquet maximale de 1000 octets, mais avec un taux d'erreur de quelques pourcents. Par contre, à l'intensité minimale de fonctionnement (3,5 mW) la stabilité

n'a pas été satisfaisante: la longueur maximale des paquets a été limitée à 50 octets et les commutations parasites n'ont pas pu être éliminées. Vraisemblablement il y a un compromis entre le niveau de puissance et la stabilité du système: plus on réduit l'intensité incidente, plus il est sensible à toute perturbation. Cela s'explique par le rétrécissement de l'hysteresis qui accompagne la réduction des seuils quand on diminue le décalage de phase initial par rapport à la résonance Fabry-Perot (voir chapitre 4.3.1). Néanmoins, en vue de l'opération parallèle du système, on a dû retenir les intensités inférieures à 4 mW, pour rester dans les limites de la puissance laser disponible.

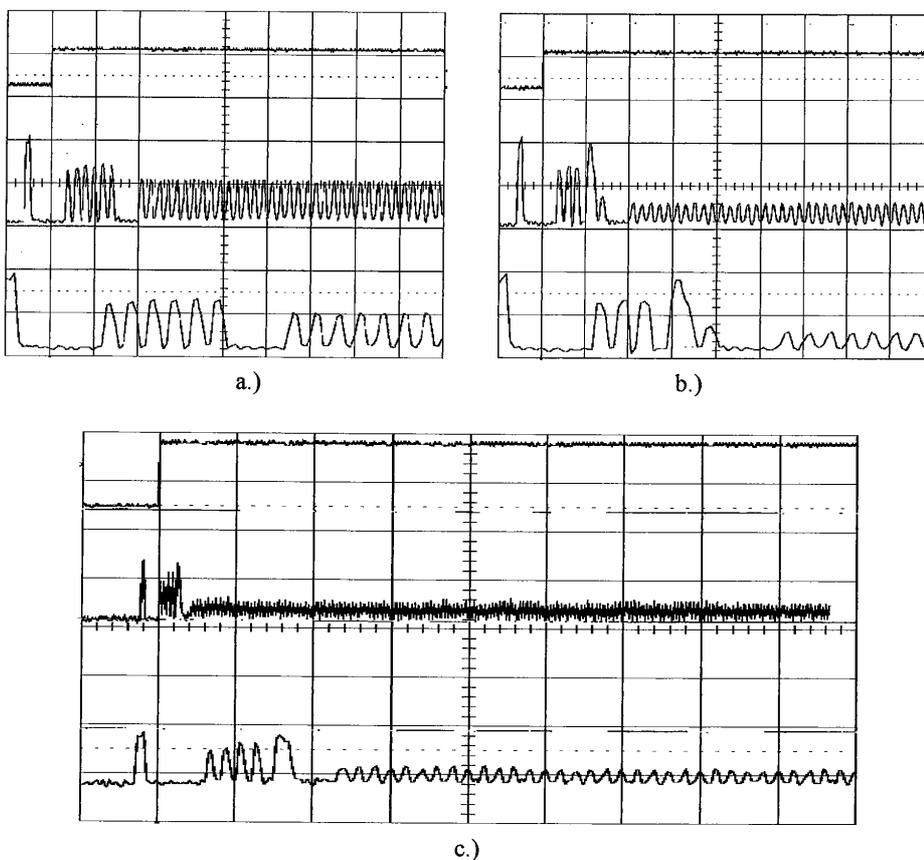


Figure 3. Les meilleurs résultats: reconnaissances d'adresse à une intensité inférieure à 4 mW avec un contraste de commutation légèrement supérieur à deux (a. et b. échelle de temps $0,5\mu\text{s}$ / division) et avec une longueur de paquet record de 8000 bits à une intensité de 11 mW (c. échelle de temps $2\mu\text{s}$ / division; l'acquisition de l'oscilloscope est tronquée un peu avant la fin du paquet)

Pour pouvoir estimer la fiabilité de la reconnaissance d'adresses, on a réalisé une expérience à émission et réception automatisées. On a généré une succession de paquets dont les adresses ont été choisies aléatoirement parmi les 64 adresses possibles, et de façon que l'adresse de la destination correcte soit émise avec une probabilité de 0,5. La sortie du système a été observée à l'aide d'un oscilloscope numérique en mode d'acquisition continue, pour permettre la visualisation individuelle des paquets. Sur une série de cent paquets enregistrés successivement, nous n'avons trouvé aucune erreur de reconnaissance d'adresse (figure 4). Par contre, pour 15% des paquets l'effet mémoire n'a pas été suffisamment long, car une commutation parasite s'est produit avant la fin du message. Cette erreur due aux bruits et à l'hysteresis étroit pourra être supprimée en diminuant encore les fluctuations provenant du laser et en augmentant la largeur de l'hysteresis.

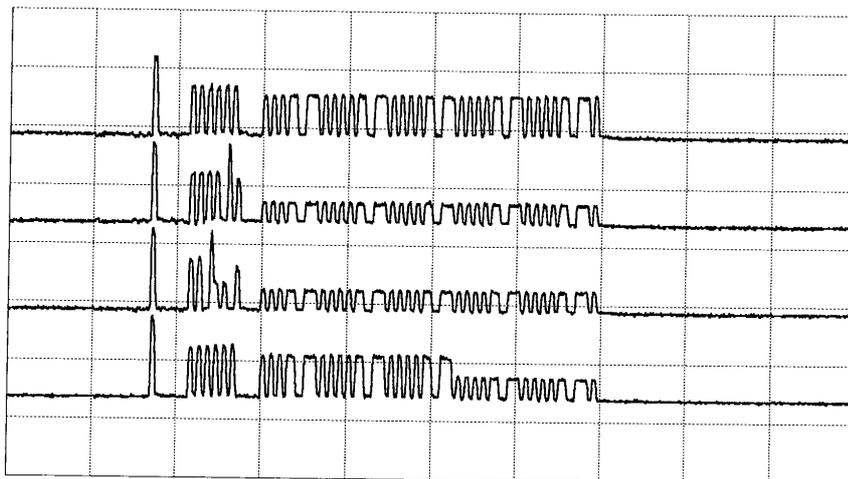


Figure 4. Quatre paquets avec des adresses aléatoires. Le premier est adressé à la sortie observée, il est donc passé par le système. Le deuxième et le troisième sont destinés à d'autres sorties, ils sont bloqués dans ce canal. Le quatrième paquet est correctement aiguillé vers la sortie observée, mais une commutation parasite le coupe en deux: la moitié des données est perdue. L'intensité incidente sur le bistable est d'environ 3mW de maintien et 0,5mW de signal (échelle de temps 1 μ s / division).

6.2 EXPERIENCES DE RECONNAISSANCE D'ADRESSES EN PARALLELE

Selon les constatations du chapitre 5, la démonstration du fonctionnement simultané de toutes les voies du système demande un champ homogène sur la cavité bistable avec une fluctuation tolérée des seuils d'environ 4%, une uniformité de 5 % et 3 % pour la matrice de modulateurs et les composants passifs respectivement, une largeur d'hysteresis de 50% et un contraste de modulateur d'environ dix. Evidemment, ces exigences sont loin d'être satisfaites dans le montage actuel, mais les simulations montrent qu'avec les performances actuelles de nos composants (supposant que la non-uniformité du bistable peut être limitée à 20 %), on peut attendre le fonctionnement simultané d'environ 4 à 8 voies.

Pour atteindre un nombre maximal de voies opérationnelles on doit chercher un endroit sur la cavité bistable où la dispersion des seuils est minimale. Pour approcher au mieux ce lieu optimal de fonctionnement, on a effectué une optimisation en deux étapes. D'abord, le clignotement des 64 points bistables a été observé à l'aide d'une caméra CCD pendant le changement périodique de l'ensemble des 64 intensités incidentes. La variation de l'intensité était assez lente pour qu'on puisse apercevoir le changement de réflexion brusque qui accompagne la commutation du composant. Ainsi, on a pu estimer le nombre de bistables commutant au même moment, c'est à dire à la même intensité. Toute la région centrale de l'échantillon (couvrant la gamme de 860-864,5 nm en longueur d'onde de résonance) a été testée par cette méthode rapide mais approximative pour arriver à un endroit relativement homogène. Ici l'ajustement de la position, de la longueur d'onde et de la température a été encore affiné par l'observation des réponses superposées de plusieurs bistables (figure 5). Comme le signal obtenu par l'addition des 64 réponses n'est pas traitable, on a dû procéder ligne par ligne. Avec la position, la longueur d'onde et la température optimisées, trois ou quatre (parfois même cinq) bistables par ligne ont commuté ensemble (à moins de $\pm 20\%$ d'intervalle).

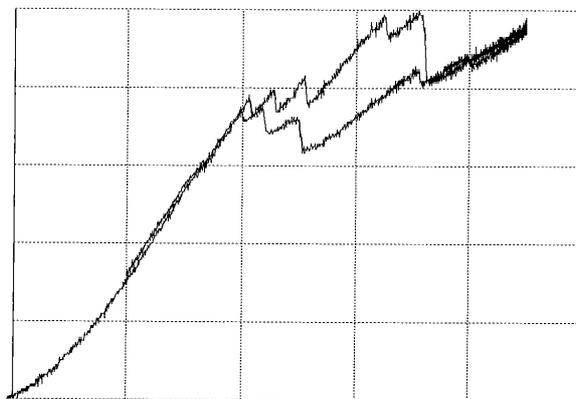


Figure 5. Observation de la commutation simultanée de plusieurs bistables par la réponse d'un ensemble de 8 points bistables. Cinq des huit bistables présentant des commutations dans la plage d'intensité enregistrée (échelles arbitraires).

Gardant les ajustements déterminés lors l'optimisation précédente, on applique les 64 faisceaux de maintien et de signal. Après avoir soigneusement aligné les deux matrices de faisceaux, on cherche à retrouver le fonctionnement correct de reconnaissance d'adresse de la façon suivante: la division entre les faisceaux de maintien et de signal est réglée pour donner un rapport d'intensité de 6:1 sur les éléments bistables. (On a trouvé ce rapport optimal dans les expériences précédentes.) A l'aide du retard réglable du maintien on vérifie la commutation des éléments bistables sur la caméra CCD: quand le maintien est retardé pour ne s'allumer que pendant le passage des données aucune commutation ne doit avoir lieu; par contre, quand il s'allume après le passage de l'impulsion de synchronisation juste avant l'arrivée des bits d'adresse, 63 des 64 bistables devraient passer à l'état de basse réflexion. La commutation d'un élément bistable s'accompagne d'un changement sensible de sa réflectivité ce qui peut être facilement identifié sur l'image prise par la caméra. Les points bistables qui semble bien commuter sont ensuite examinés de plus près, c'est à dire que leur signal réfléchi est visualisé sur l'oscilloscope pour vérifier la reconnaissance d'adresse. Dans la première expérience, aucune des 64 voies ne s'est avérée opérationnelle avec un taux de reconnaissance acceptable: plusieurs bistables ont commuté correctement mais très irrégulièrement. Nous avons trouvé que ces instabilités ne peuvent être éliminées qu'en augmentant la puissance incidente aux éléments de bistable (à l'intensité de 3-3,5 mW, les largeurs d'hysteresis sont très faibles sinon nulles pour beaucoup de bistables). La puissance laser étant limitée, le seul moyen pour renforcer l'illumination des bistables a été de réduire le nombre de voies actives. Ainsi, toute

l'expérience a été reprise après avoir remplacé les deux réseaux de Dammann 8*8 par des réseaux similaires unidimensionnels, ne donnant que 1*8 faisceaux lumineux. Dans cette expérience le résultat était plus satisfaisant: trois des huit voies fonctionnait simultanément, dont deux sans erreurs appréciables et la troisième avec un taux d'erreur estimé à quelques pourcents. L'intensité était de l'ordre de 10mW sur chaque bistable, et la longueur des paquets n'a pas dépassé 50 octets. La figure 6 donne un exemple des signaux observés sur les trois voies opérationnelles.

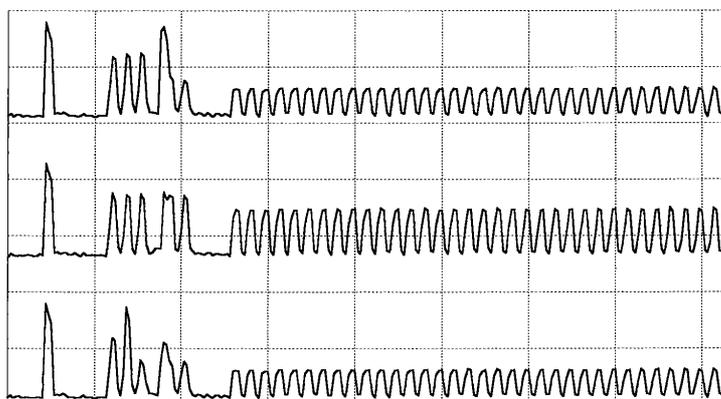


Figure 6. Signaux observés lors l'opération simultanée de trois voies du système. L'adresse de destination du paquet envoyé était 59 (111011 binaire), les adresses des trois voies opérationnelles sont 63, 59 et 47. On voit la reconnaissance de l'adresse sur la deuxième voie où il n'y a pas de commutation du bistable. (Les courbes ont été enregistrées l'une après l'autre et non pas simultanément, à cause du manque de détecteurs multicanaux convenables. L'échelle de temps est de $0,5\mu\text{s}$ / division, le zero de chaque courbe correspond au niveau de base des courbes)

6.3 EXPERIENCES DE COMMUTATION A ADRESSAGE DIRECT

En modifiant le décalage de longueur d'onde par rapport à la résonance de la cavité Fabry-Perot, la largeur de l'hystérésis du composant bistable peut être diminuée jusqu'à ce que la bistabilité disparaisse (voir chapitre 4.3.1). Dans ce mode de fonctionnement, le composant peut être utilisé comme élément de seuillage sans effet mémoire. Ainsi, il est possible de réaliser un commutateur contrôlé directement par les intensités des faisceaux de maintien de la façon suivante: si le faisceau de maintien d'une voie est allumé (point B sur figure 7), la cavité est dans l'état de basse réflexion, donc le faisceau signal correspondant est coupé. Par contre, si le maintien est atténué (point A), la cavité est réfléchive, donc le signal passe. Evidemment, ceci n'est valable que pour des petits signaux ne dépassant pas le seuil de commutation quand on les superpose au maintien de bas niveau.

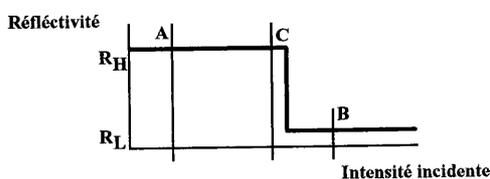


Figure 7. Commutation contrôlée directement par les intensités de maintien. Si le faisceau de maintien est allumé (point B), le signal est coupé; si le maintien est éteint (point A) le signal passe. Avec un maintien just au-dessous du seuil (point C), la commutation active peut être réalisée

Pour la démonstration de ce mode de fonctionnement, le montage original a été quelque peu reorganisé: les faisceaux de maintien et de signal ont été échangés, pour pouvoir moduler chacun des faisceaux de maintien indépendamment par un pixel de la matrice de modulateurs. La figure 8 montre le résultat de cette expérience réalisée sur une voie. On peut remarquer que le contraste est meilleur dans ce mode de fonctionnement (d'environ 4, contre le maximum de 2 atteint précédemment). L'intensité incidente sur le bistable était inférieure à 1 mW, ce qui signifie une baisse considérable des seuils par rapport au fonctionnement bistable (3,5 mW au minimum). Ce schéma de commutation est aussi beaucoup moins sensible aux bruits et aux non-homogénéités des composants, il tolère des fluctuations de 20 % et 10 % au niveau du bistable et du modulateur respectivement (à un contraste de modulation de deux et une intensité de signal cinq fois plus faible que celle du maintien; voir chapitre 5). Les résultats des expériences en 64 voies confirment cette augmentation des tolérances: 37 voies ont pu fonctionner simultanément avec un contraste de commutation supérieur à deux. Les 27 autres sorties étaient également modulées, mais à un contraste plus petit. Aucune commutation

parasite ou instabilité à long terme n'a été observée, grâce à l'augmentation des tolérances et aussi à la diminution des effets thermiques par la réduction des puissances incidentes.

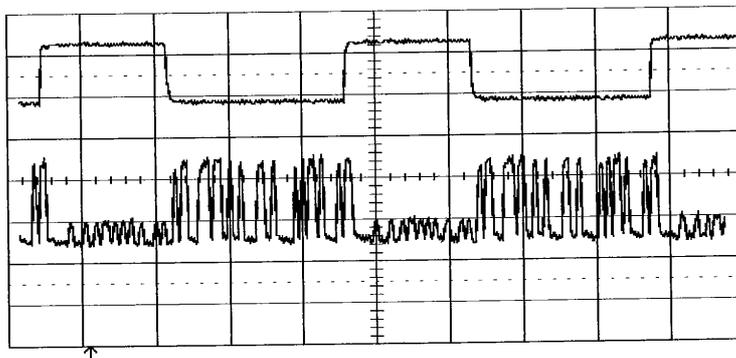


Figure 8. Opération d'une voie du système à contrôle direct. La première trace montre la variation de l'intensité de maintien, la deuxième est le signal de sortie résultant (L'échelle de temps est de $0,5\mu\text{s}$ / division, le zero de chaque courbe correspond au niveau de base des courbes).

Cette opération peut être facilement transformée en commutation active avec la possibilité d'amplification et de remise en forme des signaux. En effet, en réglant l'intensité de maintien très près du seuil (au point C sur la courbe de la figure 6), une commutation est déclenchée par chaque changement de niveau du faisceau signal. La réflectivité étant ainsi modulée par le signal, le faisceau de maintien réfléchi par la cavité sera aussi modulé, et il portera (à une inversion près) la même information que le signal d'entrée. Comme le faisceau de maintien peut être bien plus intense que celui de signal, une amplification peut être obtenue entre l'entrée et la sortie de cette porte inverseuse. Pour désactiver l'opération (mettre le commutateur en état bloquant) il suffit de régler l'intensité de maintien plus bas (point A) ou plus haut (point B), ce qui donne une intensité constante à la sortie indépendamment du signal d'entrée, à condition que la polarisation permette de séparer complètement les faisceaux réfléchis issus respectivement du signal et du maintien. Le montage optique utilisé pour la démonstration de ce principe est inchangé par rapport à la dernière expérience, sauf qu'ici ce sont les faisceaux de maintien réfléchis qui constituent les sorties du système, on doit donc placer le récepteur dans cette branche. La figure 9 montre les signaux obtenus lors de l'opération du système. Les données du faisceau incident (trace du haut) sont transférées sur la sortie (trace du bas) quand le maintien est allumé, et il n'y a évidemment pas de signal de sortie quand il est éteint. Contrairement à la commutation passive, ce mode de fonctionnement nécessite le basculement du bistable à chaque changement de niveau, c'est à dire à la fréquence

d'horloge du système. Ainsi le débit d'un tel commutateur est limité par le temps de réponse du composant, qui était d'une vingtaine de ns dans notre expérience (avec 2 mW de puissance dans le faisceau signal incidente sur $200 \mu\text{m}^2$ de la cavité). Cette vitesse de commutation lente est une preuve du ralentissement critique qui se produit lorsque le seuil de commutation n'est dépassé que de peu. Ceci se manifeste dans l'expérience comme un produit gain-bande limité: plus on diminue la puissance qui déclenche la commutation, c'est à dire l'intensité de signal, plus le temps de réponse augmente. Dans notre expérience un gain d'environ 2 a été obtenu à la fréquence de 20 MHz. Le facteur d'amplification est également limité par la pente et le contraste de la courbe de réponse au seuil, qui donnent la limite du gain pour le fonctionnement monocanal, sans bruit en régime stationnaire. Une limitation plus importante du gain vient des fluctuations temporelles et spatiales des signaux et des seuils: dès que le gain approche ou dépasse le rapport signal sur bruit, l'opération devient impossible (voir chapitre 5).

A cause du produit gain-bande limité, ce schéma ne pourra pas être utilisé comme amplificateur optique à large bande, mais il peut trouver des applications dans les systèmes parallèles à fréquence d'horloge modérée où l'amplification et la remise en forme de signaux est nécessaire (par ex. noeuds de commutation pour réseaux multi-étages, portes logiques avec sortance).

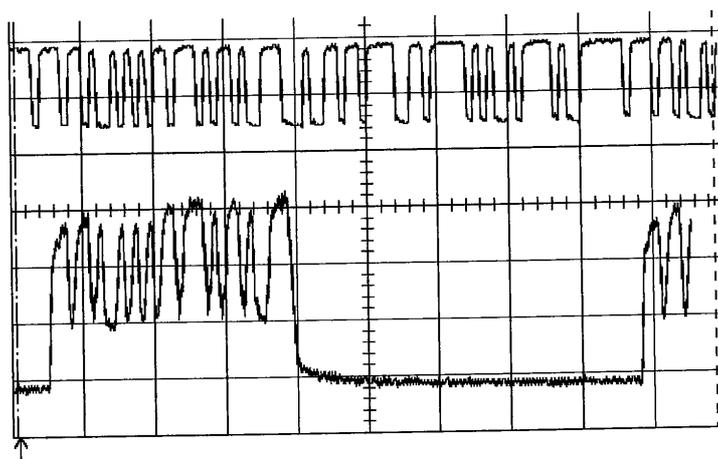


Figure 9. Commutation active avec amplification du signal. La première trace est le signal d'entrée, la deuxième est l'intensité de maintien réfléchi par le bistable. Quand le maintien est éteint (point A sur la figure V.4), il n'est évidemment pas modulé, car le seuil n'est pas franchi (L'échelle de temps est de $0,5 \mu\text{s}$ / division, le zéro de chaque courbe correspond au niveau de base des courbes).

CHAPITRE 7

Possibilités d'évolution du système démonstrateur

Ce chapitre présente quelques idées sur le développement possible du système démonstrateur. On discute la réalisation optique-optoélectronique de quelques architectures de commutation, en gardant l'opération essentielle du démonstrateur actuel: le routage de données par reconnaissance d'adresse. Le choix des architectures proposées est un peu arbitraire: l'objectif ici n'était pas la comparaison d'une grande diversité de réseaux de commutation, mais la conception de quelques systèmes qui sont compatibles avec notre méthode d'adressage et avec nos composants de base. D'abord on décrit deux commutateurs de type crossbar à N entrées et M sorties. Le premier est l'extension directe du système actuel à un commutateur basé sur le produit vecteur-matrice optique, alors que le deuxième est un crossbar modifié pour pouvoir traiter les conflits d'adresse dans le réseau. Ces crossbars de petite taille sont dans la suite utilisés comme éléments de base pour la construction de réseaux multi-étages. Finalement on traite la question de la miniaturisation du système démonstrateur.

7.1 COMMUTATEUR CROSSBAR N VERS M

Le principe de fonctionnement du commutateur d'une entrée vers 64 sorties peut être généralisé à un système à plusieurs entrées et plusieurs sorties. La solution la plus simple est basée sur la multiplication matrice-vecteur optique proposée par J. W. Goodman et al. en 1978¹. La figure 1 montre une réalisation de ce schéma: Un vecteur ligne de N faisceaux d'entrée multiplié par une matrice de N×M pixels donne un vecteur colonne de M faisceaux de sortie. Le réseau crossbar peut être réalisé par une matrice ne contenant que des uns et des zéros^{2,3}. Ainsi on obtient une matrice de permutation: un élément non-zéro (un pixel en état passant) au croisement de la ligne "i" et de la colonne "j" de la matrice établit une connexion entre l'entrée "i" et la sortie "j" du système. Ce principe est largement exploité pour la réalisation des commutateurs à contrôle électronique centralisé, utilisant des composants divers comme matrices de commande^{4,5}. On montre ici l'adaptation du schéma à un environnement de commutation de paquets à contrôle distribué avec reconnaissance automatique des adresses dans chacune des voies.

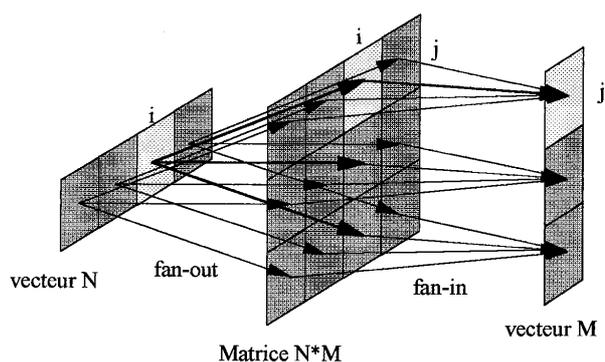


Figure 1. Multiplication optique d'un vecteur de N faisceaux d'entrée par une matrice de transparences N×M pour donner un vecteur de M sorties

La matrice de commande dans ce cas est l'ensemble des deux matrices N×M de modulateurs et de composants bistables, comme le montre la figure 2. Chacun des N faisceaux d'entrée porte un signal différent, avec une adresse de destination de $2 \cdot \log_2 M$ bits entête. Les faisceaux sont divisés en M sous-faisceaux par un élément de fan-out unidimensionnel, ainsi chacun d'eux éclaire une colonne de la matrice de modulateurs. Une reconnaissance d'adresse est effectuée dans chaque colonne du système, de la même manière que dans le commutateur 1 vers 64. Après le passage de l'adresse il ne restera qu'un élément bistable en état de haute réflexion dans chaque colonne. Les signaux réfléchis par ces composants sont ensuite conduits

aux M sorties, de façon que les faisceaux provenant d'une même ligne de la matrice soient dirigés vers la même sortie (opération fan-in). On peut noter que dans un tel système l'arrivée des paquets aux différentes entrées ne doit pas être obligatoirement synchronisée, car les reconnaissances d'adresses s'effectuent indépendamment dans chaque colonne.

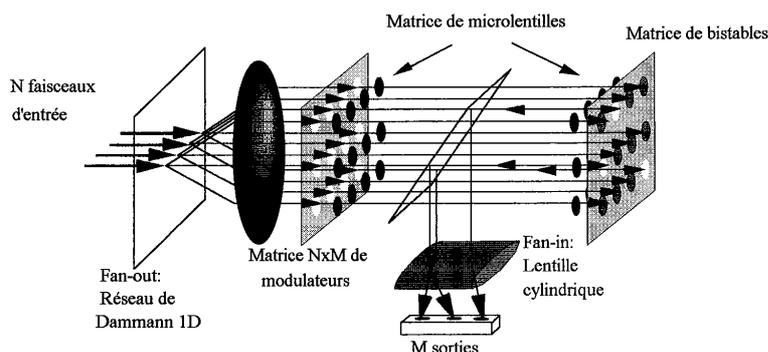


Figure 2. Commutateur crossbar à reconnaissance d'adresse. La matrice de commande est réalisée comme l'ensemble des deux composants actifs.

Le nombre maximal des entrées dans ce schéma est limité par l'accumulation de bruit lors l'addition des N intensités provenant d'une même ligne de bistables (opération "fan-in"). Il est facile à voir que pour collecter N faisceaux sur une même sortie, le rapport entre l'intensité des paquets passés et celle des paquets bloqués doit être supérieur à N , car autrement l'accumulation des intensités provenant des voies non-adressées pourrait dépasser l'intensité du signal correctement aiguillé. Ainsi c'est le contraste de la bistabilité qui déterminera le nombre maximal de sorties. Plus précisément, le rapport signal sur bruit de la sortie sera inférieur au contraste de la bistabilité divisé par le nombre des entrées. Ainsi, avec le meilleur contraste de bistabilité démontré d'environ 30 sur certains composants du CNET ^{6,7}, la réalisation d'un système à une dizaine de voies d'entrée serait envisageable.

La taille du crossbar est également limitée par des pertes de puissance intervenant lors l'opération de fan-out et de fan-in⁸. Il est évident que la division des faisceaux en M sous-faisceaux (fan-out) introduit une perte de signal proportionnelle à M , si l'on considère que l'efficacité de l'élément de fan-out ne dépend pas de M . Il est moins évident que l'addition de N faisceaux signaux (fan-in) introduit également des pertes proportionnelles à N , si l'étendue du faisceau unique de sortie est identique à celle des faisceaux d'entrée. Cette perte peut être évitée en augmentant l'étendue du faisceau de sortie d'un facteur de N , mais cela exclut la possibilité de la mise en cascade de plusieurs commutateurs identiques. Par conséquent, dans la

plupart des cas, les pertes de puissance augmenteront quadratiquement avec la taille de la matrice.

Il convient de noter qu'avec l'introduction du schéma à plusieurs sorties, on est confronté au problème des conflits de routage, qui se manifestent quand plusieurs paquets sont destinés à la même sortie en même temps. Pour l'architecture de produit matrice-vecteur optique, les conflits doivent être traités à l'extérieur du réseau de commutation. Sinon, les paquets en conflit seront simplement superposés à la sortie de destination, ce qui signifie la perte des deux paquets. Le chapitre 7.2 décrit une autre architecture crossbar, dans laquelle les conflits sont résolus automatiquement, en respectant une règle simple de priorité.

7.2 COMMUTATEUR CROSSBAR AVEC TRAITEMENT DES CONFLITS

7.2.1 La structure de base

Une architecture de type crossbar peut être aussi réalisée avec des noeuds de commutation 2 vers 2, placés dans les points d'intersection d'une grille rectangulaire d'interconnexions^{9,10}. La figure 3 montre un tel réseau à quatre entrées et trois sorties. Les noeuds de commutation ont deux états possibles: dans l'état "croisé" une connexion est établie entre les couples d'entrée/sortie diagonales, dans l'état "parallèle" chaque entrée est connectée à une sortie voisine (voir figure 3.b). Dans le réseau, un noeud en état "croisé" assure la propagation des données en ligne droite, alors qu'un noeud en état "parallèle" détourne les données à 90°. Pour établir une connexion entre l'entrée j et sortie i du système, on met le noeud en colonne j et ligne i en état parallèle et tous les autres noeuds en état croisé. Ainsi les signaux se propagent vers le bas dans la colonne j jusqu'au i -ième noeud, où ils sont déviés horizontalement vers la sortie i . Pour établir plusieurs connexions on procède d'une manière identique pour chaque couple entrée-sortie.

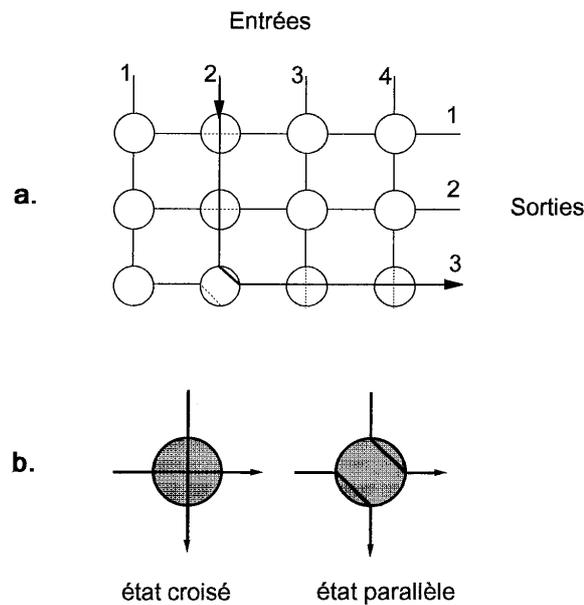


Figure 3. Architecture crossbar composée d'une grille d'interconnexions et des noeuds 2 vers 2. Un chemin établi est montré entre l'entrée 2 et la sortie 3 (a.). Les noeuds connectent les bornes diagonales en état croisé et les bornes voisines en état parallèle (b.)

7.2.2 Le traitement des conflits

Si les signaux provenant de deux entrées différentes sont destinés à une même sortie, on parle d'un conflit d'adressage. La figure 4 montre un tel conflit entre les deux signaux incidents aux entrées 1 et 3 et destinés à la voie 2. Suivant la méthode de contrôle décrite précédemment, les noeuds (1,2) et (3,2) doivent être mis en état parallèle, pour acheminer les signaux à leur destination commune. Ainsi, seulement le signal provenant de l'entrée 3 est aiguillé à la sortie de destination, l'autre signal est détourné par le noeud (3,2) vers une sortie auxiliaire. La règle de priorité est très simple: le signal provenant d'une entrée de numéro plus haut (placée plus à droite) est prioritaire par rapport aux entrées de numéro plus bas (situées plus à gauche). Il est facile de voir que ces règles sont valables quelle que soit la taille du réseau ou le nombre des signaux en conflit.

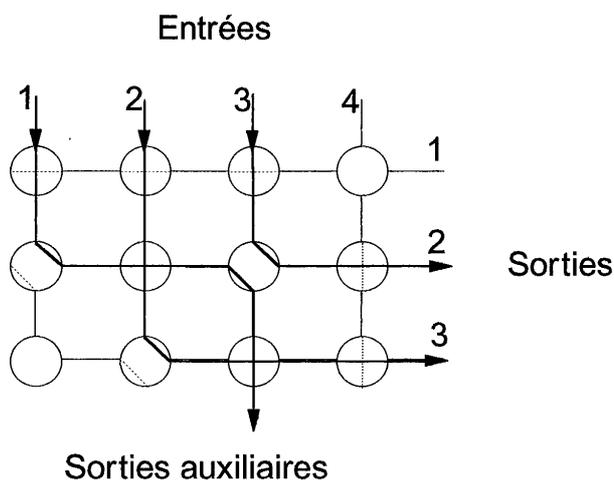


Figure 4. Les signaux provenant des entrées 1 et 3 sont en conflit, tous les deux étant destinés à la sortie 2. Seulement une des deux entrées est connectée à la sortie de destination, l'autre signal est aiguillé vers une sortie auxiliaire

Le message détourné ne doit pas être forcément perdu: on peut simplement le renvoyer à l'expéditeur à travers le chemin déjà établi en utilisant un élément réflecteur à chaque sortie auxiliaire (bien entendu, le réseau doit supporter un trafic bidirectionnel dans ce cas). Une autre possibilité est de stocker le signal détourné dans une mémoire tampon, et de le réintroduire dans le réseau quand sa sortie de destination cesse d'être occupée. Si on utilise ces crossbars comme commutateurs d'un réseau multi-étages (voir chapitre 7.3.2), les signaux

déroutés par ces crossbars élémentaires peuvent être conduits à un autre commutateur du réseau pour trouver un chemin alternatif vers leur destination finale.

7.2.3 Réalisation optique

Les noeuds de commutation doivent être des composants à deux états distincts, en permettant la propagation des données selon le principe de la figure 3.b. Un tel élément est par exemple le bistable optique à puits quantiques contraints en InGaAs/GaAs^{11,12}, dont le substrat de GaAs est transparent à la longueur d'onde de fonctionnement de 980 nm, ainsi la cavité bistable est accessible des deux cotés. Les deux états stables de ces composants sont caractérisés par des valeurs distinctes de transmission et de réflexion. Dans l'état appelé dans la suite réflectif la transmission est très basse et la réflexion est élevée. Dans l'état transparent, au contraire, la transmission est relativement élevée et la réflexion est faible. En plaçant une entrée et une sortie au même point sur les deux cotés de la cavité bistable, les noeuds de commutation deux vers deux sont réalisables selon le schéma de la figure 5, l'état réflectif et transparent du bistable correspondant respectivement au réglage "croisé" et "parallèle" du noeud. Une matrice N par M de tels éléments bistables nous permettra de réaliser la partie active de l'architecture présentée.

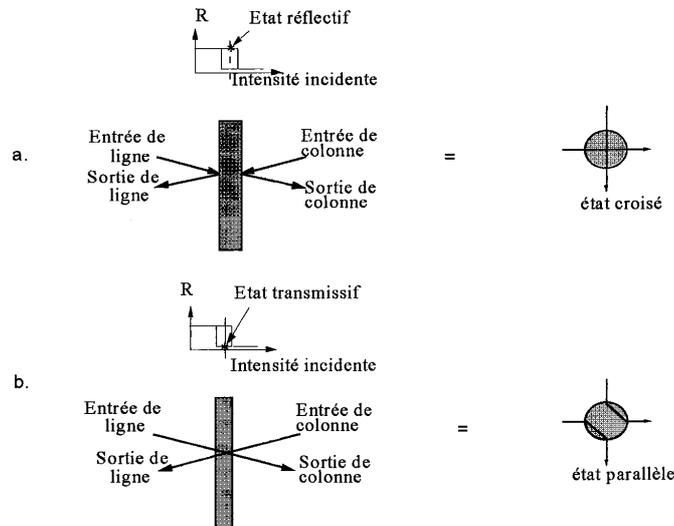


Figure 5. Réalisation d'un noeud de commutation 2 vers 2 avec une cavité bistable. L'état réflectif du bistable correspond au réglage croisé (a.), et l'état transparent au réglage parallèle du noeud (b.). (Les points d'impact des faisceaux sur la cavité sont identiques, et les incidences sont normales.)

On réalisera les interconnexions horizontales et verticales indépendamment dans les deux demi-espaces séparés par la cavité bistable. Pour ce but, une unité optique de décalage horizontal de faisceaux est utilisée dans le demi-espace gauche, dont le rôle est de reconduire le faisceau issu d'un élément bistable vers son voisin de droite. Du côté droit du bistable, une unité similaire sert comme décaleur de faisceaux vertical, qui assure le passage de la lumière d'un bistable au suivant vers le bas. Le schéma du système entier est montré par la figure 6, ainsi que le montage optique du décaleur de faisceaux. Un faisceau introduit à l'entrée j (colonne j de la première ligne des bistables) du côté droit se déplacera bistable par bistable vers le bas, tant qu'il sera renvoyé dans le décaleur vertical par des bistables réfléchifs (= noeud croisé). Au point où le faisceau trouve le bistable transparent (= noeud parallèle) de la ligne i de destination, il sera transmis au côté gauche de la cavité, où il continuera le déplacement, cette fois-ci vers la droite. Le faisceau sortira du montage par le côté gauche au bistable de la ligne i de la dernière colonne (sortie i du système). Les faisceaux déviés par des conflits d'adressage seront renvoyés au côté droit et conduits aux sorties auxiliaires, c'est à dire à la dernière ligne de bistables.

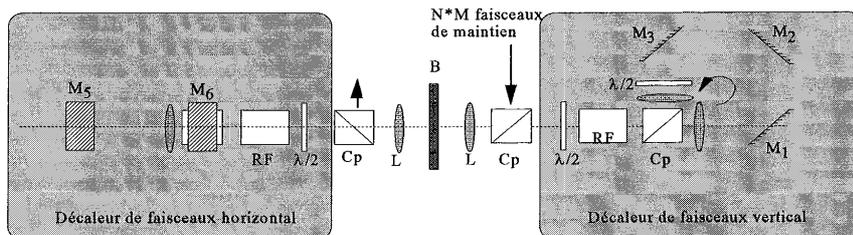
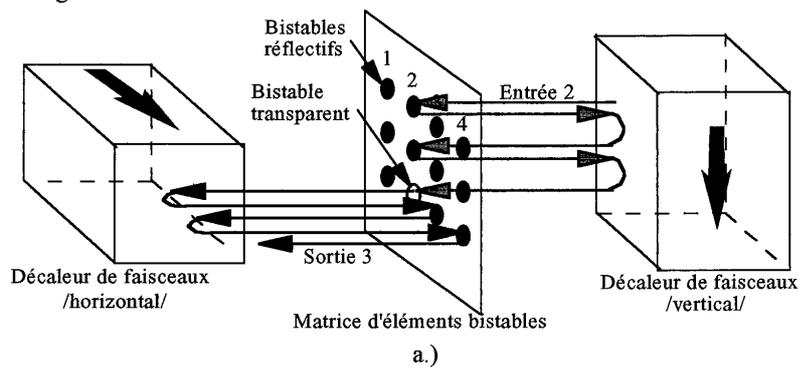


Figure 6. a.) Schéma de la réalisation optique: la matrice de bistables contrôle le passage entre les demi-espaces gauche et droit, où sont mises en oeuvre les interconnexions horizontales et verticales respectivement. b.) Montage optique du système (les deux décaleurs de faisceaux sont identiques à une rotation de 90° près. Notations: L: Lentille, $\lambda/2$: Lame demi-onde, Cp: Cube polariseur, B: Elément bistable, M: Miroir, RF Rotateur de Faraday)

L'unité de décalage de faisceaux est composée d'une boucle de quatre surfaces réfléchissantes (M_1 , M_2 , M_3 , et C_p). Ces quatre surfaces peuvent être alignées de façon que la matrice de bistables soit conjugué en elle même à travers la boucle. A partir de ce réglage, une des surfaces réfléchissantes (C_p) est légèrement détournée pour conduire les faisceaux issus d'un élément bistable à son voisin du bas. Bien entendu, si on réalise cette connexion par des faisceaux se propageant dans les deux sens dans la boucle, en raison du retour inverse de la lumière, chaque bistable sera aussi connecté à son voisin du haut. Pour éviter cette connexion vers le haut, on doit empêcher la propagation dans le sens des aiguilles d'une montre. Ceci peut être réalisé si le faisceau arrive toujours avec une polarisation p au cube polariseur à l'entrée de la boucle. De cette manière, le faisceau provenant du bistable traverse le cube sans pertes, fait le tour dans la boucle, et il est redirigé vers le bistable suivant par le cube (La lame demi-onde dans la boucle est réglée de manière que le faisceau arrive au cube polariseur s cette fois-ci.) Les N par M faisceaux de maintien sont introduits et extraits par un autre cube polariseur chaque côté du bistable. Entre ce cube et la boucle de décalage on a besoin d'une rotation non réciproque de la polarisation: la polarisation des faisceaux se propageant de droite à gauche doit être tournée de 90° (s vers p), alors qu'aucune rotation n'est requise pour la propagation de gauche à droite. Cette fonction est réalisée par l'ensemble d'un rotateur de Faraday et d'une lame demi-onde.

Pour introduire les données dans le commutateur et pour en extraire les signaux de sortie, on peut utiliser les plans d'image intermédiaires qui se situent près du miroir M_2 et de son équivalent M_5 dans les boucles de décalage. Ainsi les entrées du système sont les points de la première ligne de l'image de la matrice au niveau M_2 (d'où les faisceaux sont conduits à la première ligne de bistables), les sorties auxiliaires sont dans la ligne $M+1$ de la même image (où arrivent les faisceaux de la dernière ligne de bistables). Dans la dernière ($N+1$ -ième) colonne de l'image intermédiaire à côté de M_5 se situent les sorties du système.

7.2.4 Contrôle du réseau

Le système présenté peut également fonctionner dans un environnement de commutation de circuits ou de paquets. Le mode le plus simple de contrôle est le réglage direct des noeuds de commutation par l'intensité de maintien, méthode analogue à celle du chapitre 6.3. Les faisceaux de maintien des noeuds en état croisé sont éteints, ainsi ses composants sont réfléchitifs, alors que les maintiens des noeuds en état parallèle sont allumés pour rendre les composants transparents.

Dans un environnement de commutation de paquets, on peut réaliser le contrôle distribué basé sur le décodage de l'entête du paquet, d'une manière quelque peu différente du

schéma originel de la reconnaissance d'adresse. Dans ce cas, l'entête contient une impulsion de synchronisation suivie de M bits d'adresse, chacun correspondant à une des M sorties possibles (voir figure 7). Parmi ces M bits, il n'y a qu'un seul à niveau logique haut, celui qui marque la destination du paquet. Prenons l'exemple d'un paquet entrant dans le système à l'entrée j et ayant comme destination la sortie i. Dans ce cas, seul le bit M-i de l'entête sera au niveau haut. A l'arrivée du bit de synchronisation, tous les faisceaux de maintien de la colonne j sont éteints, ainsi tous les noeuds sont initialisés dans l'état croisé. Au moment du passage du premier bit d'adresse, le faisceau de maintien du dernier élément (ligne M) de la colonne j est allumé, en mettant le composant dans le domaine de la bistabilité. L'intensité de l'impulsion d'adresse et de l'impulsion au flanc montant du maintien est réglée de façon que la commutation du bistable vers l'état transparent soit déclenchée uniquement par l'ensemble des deux impulsions. Si ce premier bit d'adresse est au niveau haut, l'impulsion descend dans la colonne j et met le dernier noeud dans l'état parallèle, autrement aucune commutation n'a lieu. A l'instant de l'arrivée du deuxième bit d'adresse, le maintien du bistable M-1 de la colonne j est allumé, et on procède ainsi de suite, jusqu'au dernier bit d'adresse qui déterminera l'état du premier noeud. Après cette procédure, seul le noeud de la ligne i est en état parallèle, établissant le chemin vers la sortie de destination.

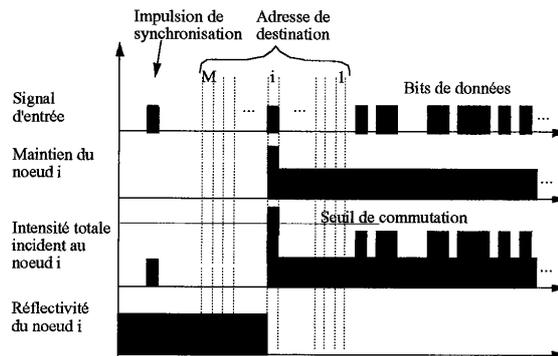


Figure 7. Contrôle distribué pour commutation de paquets. La destination est marquée par la position du seul bit d'adresse de niveau haut dans l'entête. Le maintien de chaque noeud est allumé à l'instant de l'arrivée du bit d'adresse destiné à contrôler l'état du noeud en question.

L'intensité cumulée du bit d'adresse et de la surcroissance au flanc montant du maintien commutent le bistable.

Il faut noter que cette méthode de contrôle n'est pas efficace pour des réseaux de grande taille: elle demande M bits d'adresse comparé à $2 \cdot \log_2 M$ dans le schéma original de décodage d'adresse. Cependant, dans le domaine de l'application de l'architecture crossbar (jusqu'à quelques dizaines d'entrées et sorties), cela ne posera pas de problème majeur. Pour des

réseaux plus grands, ces crossbars peuvent être utilisés comme éléments de base de réseaux multi-étage, comme il est montré dans le chapitre suivant.

7.3 RESEAUX MULTI-ETAGES

7.3.1 Propriétés de base des réseaux multi-étages

Pour la réalisation des réseaux de commutation de grande taille, l'architecture crossbar présente un inconvénient très important: le nombre des commutateurs élémentaires (et ainsi le coût du système) augmente quadratiquement avec la taille du réseau. Il existe une famille d'architectures de commutation qui permet de réaliser la même tâche plus économiquement. Ce sont les réseaux multi-étages constitués d'un empilement de matrices de noeuds de commutation en alternance avec d'étages de permutation statique. Les noeuds sont en général des crossbars de plus petite taille, souvent 2 par 2. Selon la structure des interconnexions statiques on peut distinguer plusieurs types de réseaux, dont le plus utilisé est le réseau oméga et ses équivalents topologiques (Banyan, crossover etc). La figure 8 montre un réseau oméga construit de noeuds de commutation 2 vers 2. Il est facile de montrer qu'un tel réseau exige $\log_2(N)$ étages pour réaliser une interconnexion arbitraire entre ses N entrées et N sorties. Ainsi le nombre total des noeuds est réduit à $\log_2(N)*N/2$ comparé au crossbar de N entrées vers N sorties qui en exige exactement N^2 .

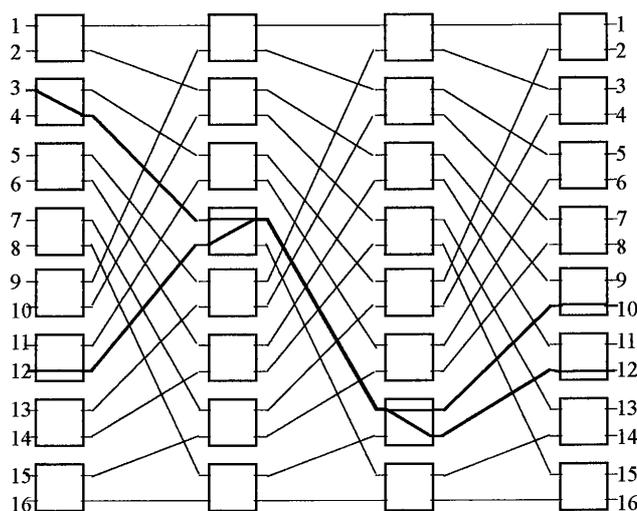


Figure 8. Réseau multi-étages composé de plans de commutation avec des noeuds 2 vers 2, en alternance avec des étages de permutation statique de type "perfect shuffle".

Le prix à payer pour cette réduction de coût est la perte de la propriété non-bloquante du crossbar: dans un réseau à $\log_2(N)$ étages, une connexion établie peut bien empêcher

l'établissement d'une autre, car très souvent elles utilisent les mêmes liens physiques et les mêmes commutateurs élémentaires. Cela veut dire que ces réseaux ne sont pas capables de réaliser toutes les permutations possibles entre leurs entrées et sorties. La figure 8 montre un exemple de deux connexions qui ne peuvent pas être établies simultanément. Pour réduire la probabilité du blocage on doit augmenter le nombre des chemins alternatifs entre les couples entrée-sortie (dans le schéma de base il n'y a qu'un chemin pour une connexion donnée). Dans ce but, habituellement on rajoute un ou plusieurs étages au réseau. Il est démontré que, pour le réseau Oméga et ses équivalents topologiques, $3 \cdot \log_2 N - 1$ étages suffisent pour réaliser toutes les permutations possibles¹³. Ceci ne signifie pas que ces réseaux sont non-bloquants au sens strict du terme, ils sont seulement reconfigurables en cas de blocage: les connexions existantes peuvent être toujours réorganisées pour donner lieu à une nouvelle communication. La gestion de la reconfiguration du réseau nécessite l'utilisation d'un contrôle centralisé, ainsi ces architectures ne sont pas réalisables pour la commutation de paquets à contrôle distribué. Il existe des algorithmes de contrôle distribué pour des réseaux strictement non-bloquants construits de $(\log_2 N)^2$ étages^{14,15}.

7.3.2 Réalisation à partir des crossbars de plus petite taille

La taille des noeuds de commutation du réseau multi-étages ne doit pas être obligatoirement 2 vers 2: toutes les architectures peuvent être réalisées à base arbitraire. La figure 9 montre un réseau construit de noeuds 4 vers 4, qui réalise la même fonction que celui de la figure 8. Evidemment, le nombre des étages nécessaires sera modifié pour un système à base de commutateurs a vers a : $\log_a N$ pour le réseau bloquant, et $(\log_a N)^2$ pour le réseau non-bloquant. Le problème fondamental est de trouver la taille de noeud qui minimise la complexité et le coût du système entier. Comme les crossbars aussi sont très souvent construits de noeuds élémentaires 2 par 2, on peut considérer le nombre de ces éléments comme une mesure de complexité¹⁶. Le nombre totale des noeuds 2 vers 2 dans le réseau est

$$Z = N \cdot a \cdot (\log_a N)^p$$

où $p=1$ pour des réseaux bloquants à $\log_a N$ étages et $p=2$ pour des réseaux non-bloquants à $(\log_a N)^2$ étages (voir figure 10/a). Le minimum de cette fonction se situe à $e(=2,718...)$ pour $p=1$, donc la taille optimale des noeuds est 3 vers 3. L'utilisation de noeuds 2 vers 2 ne donne qu'une augmentation de complexité d'environ 5%, exactement autant que les noeuds 4 vers 4. Pour $p=2$, le minimum se situe à $e^2(=7.389...)$. La réduction de coût pour $a=8$ par rapport à $a=2$ est de 55%.

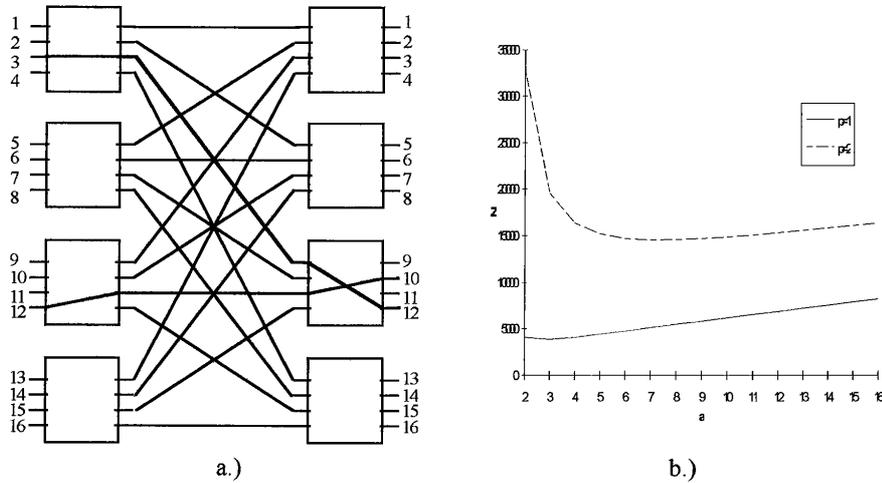


Figure 9. Réseau construit de noeuds 4 par 4 réalisant la même fonctionnalité que celui de la figure 8 (a.) et nombre total de noeuds élémentaires en fonction de la taille des commutateurs pour un réseau 256 vers 256 (b.)

L'utilisation des noeuds 2 vers 2 où 4 vers 4 semble donc être une solution économique pour le réseau bloquant à $\log_a N$ étages, alors que le réseau non-bloquant demande plutôt des noeuds 8 vers 8. (Pour des raisons de simplicité de l'architecture et du routage, il est préférable d'utiliser les puissances de deux, ce pourquoi on ne prend pas la taille optimale de 3 et 7 respectivement.)

Il y a un autre élément à considérer pour les réseaux bloquants: la probabilité du blocage en fonction de la taille des noeuds. Cette probabilité peut être estimée en utilisant le modèle simple suivant: on suppose qu'un certain nombre de connexions sont déjà établies dans le réseau. On décrira la charge du réseau par son taux de charge: le rapport entre le nombre d'entrées-sorties occupées et le nombre total des entrées et des sorties (N). On calcule ensuite la probabilité qu'une nouvelle connexion initiée par une des entrées libres vers une des sorties libres (toutes les deux choisies d'une manière aléatoire) soit rejetée à cause de blocage à l'intérieur du réseau. La probabilité que la connexion soit bloquée entre les étages de commutateurs k et k+1 est égale au taux de charge τ , car il n'y a qu'un seul chemin possible entre un couple entrée-sortie, et il y a N connexions entre les étages k et k+1 dont $\tau \cdot N$ sont occupées. Pour le passage successif des $\log_a N$ étages, la probabilité du blocage sera:

$$P_{\text{blocage}} = 1 - (1 - \tau)^{\log_a N - 1}$$

La figure 10 montre la probabilité de blocage sur l'exemple d'un réseau à 256 entrées et sorties, construit de noeuds de différentes tailles. On voit que le réseau à base de 2 est quasiment saturé à un taux de charge de 0,3, alors que le réseau à base de 8 n'est saturé qu'autour de $\tau=0,8$. Cette amélioration de performances justifie l'augmentation du coût du matériel pour certaines applications, qui doivent supporter une charge relativement importante mais ne permettent pas la solution très coûteuse du réseau non-bloquant. (On peut aussi réduire le blocage au détriment du coût par l'addition de quelques étages à l'architecture de base, mais les réseaux résultants ne peuvent pas être gérés par contrôle distribué à décodage d'adresse.)

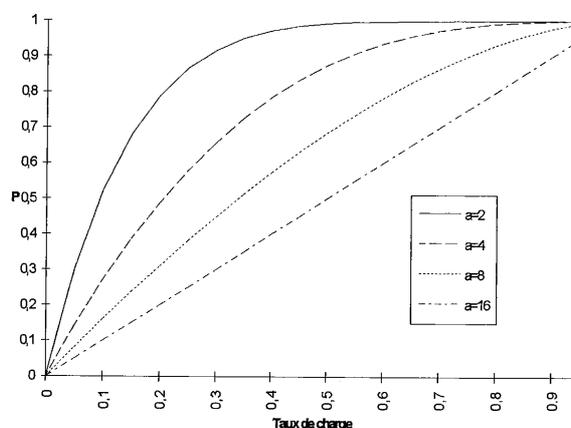


Figure 10. Probabilité du blocage en fonction du taux de charge et de la taille des noeuds

On peut construire un tel réseau à partir des crossbars de type produit matrice-vecteur du chapitre 7.1. La figure 11 illustre cette solution sur l'exemple d'un réseau 64 vers 64 à base de noeuds 4 vers 4. Chaque plan de commutateurs est réalisé par une grande matrice de bistables et de modulateurs (ou microlasers, voir chapitre 7.4), regroupant tous les noeuds 4 vers 4 du même étage. Les vecteurs de sortie de chaque étage de crossbars sont perpendiculaires aux vecteurs d'entrée, ainsi les signaux se propagent entre deux étages sous forme d'une matrice de quatre par seize puis seize par quatre faisceaux, en alternance. Ceci permet de réaliser les interconnexions de type "shuffle" horizontales et verticales simplement par une permutation des seize faisceaux en ligne et en colonne respectivement. De cette manière, le schéma d'interconnexion est le même pour tous les étages. Il existe plusieurs méthodes pour la réalisation optique des permutations de type "shuffle" et de ses équivalents

topologiques^{17,18,19}, dont les plus utilisés sont les réseaux de diffraction générés par ordinateur^{20,21}.

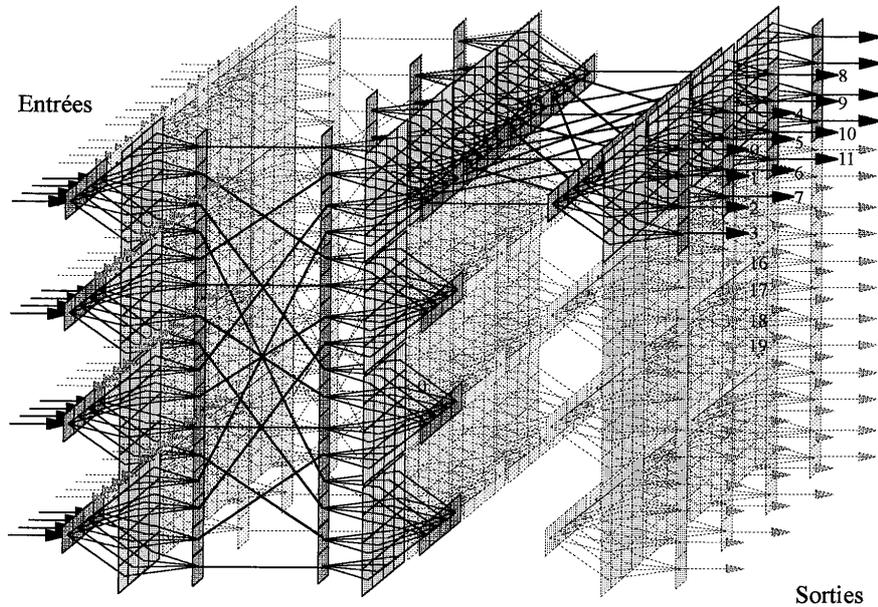


Figure 11. Réseau à multi-étages 64 vers 64 à base de crossbars 4 par 4 de type produit matrice-vecteur.

Le contrôle d'un tel réseau bloquant peut être réalisé de façon distribuée en utilisant des crossbars à décodage d'adresse. L'adresse de destination de $\log_2 N$ bits dans l'entête de chaque paquet contient $\log_a N$ segments de $\log_2 a$ bits. Le premier segment agit sur le premier étage de commutateurs, le deuxième sur le deuxième etc... Le décodage de chaque segment d'adresse est effectué par le noeud a vers a correspondant selon le principe de la reconnaissance d'adresse modifiée, décrit en détail dans le chapitre 7.4. (Dans ce schéma les adresses sont émises à la même intensité que les données, ainsi les bits d'adresse d'un étage passent les étages précédents d'une manière passive, comme les données. On pourrait aussi adapter la méthode originale de décodage d'adresse à ce réseau, en amplifiant avant chaque étage de commutateurs les bits d'adresses qui le contrôlent.) La numérotation des entrées et des sorties du réseau doit suivre la structure de permutations successives dans le réseau: les numéros codés par les premiers $\log_2 a$ bits augmenteront de gauche à droite ou du haut vers le bas selon l'orientation du premier étage de permutation (on suppose que la numérotation des sorties des noeuds crossbar va aussi de haut en bas ou de gauche à droite). En restant à l'exemple du réseau de la

figure 11, les deux premiers bits du numéro de sortie binaire seront 00 pour les seize sorties correspondant à la première ligne de crossbars, 01 pour les sorties de la deuxième ligne, 10 pour la troisième et 11 pour la quatrième. Le deuxième étage de permutation est horizontal, ainsi les deux bits suivants augmenteront de gauche à droite: 00 pour la première colonne, 01 pour la deuxième etc... Les deux derniers bits du numéro de sortie désigneront simplement le numéro de sortie des crossbars du dernier étage: de 00 à 11 dans chaque vecteur de quatre sorties. Avec cette numérotation, le routage des paquets est très simple: l'adresse à insérer dans l'entête d'un paquet est simplement le numéro de sortie de la destination.

L'architecture et la méthode de routage peuvent être appliqués à d'autres tailles de noeuds, nombres d'étages et d'entrées-sorties. Cependant, il existe quelques limitations qui peuvent poser des difficultés lors la réalisation expérimentale de ce principe. Comme c'est montré dans le chapitre 7.1, la taille d'un crossbar unique est limitée par le contraste de la bistabilité en raison de l'addition de signaux parasites lors l'opération "fan-in": le nombre des entrées doit être inférieur au contraste divisé par le rapport signal sur bruit requis par la sortie. Si on utilise ces crossbars dans un réseau multi-étages passif (sans régénération de signaux entre deux étages), le bruit s'accumule pendant le passage des étages. Plus on augmente le nombre des étages, plus on doit limiter le niveau de bruit provenant de chaque étage pour avoir un signal de sortie détectable. Le nombre des étages dans un système passif est également restreint par l'atténuation des faisceaux. Si on suppose que l'efficacité totale du passage d'un étage est η , il ne reste que η^k fois l'intensité incidente après le passage de k étages. Bien entendu, cette intensité doit suffire pour basculer les bistables du dernier étage. On peut imaginer un système dans lequel les seuils de commutation décroissent en allant du premier étage vers le dernier, mais cette solution n'est applicable qu'aux nombres d'étages modestes, pour éviter l'utilisation d'une puissance démesurée aux entrées. Comme on a noté dans le chapitre 7.1, les pertes des crossbars à produit matrice-vecteur sont proportionnelles au carré de la taille du crossbar. Ainsi η comprend un terme qui diminue avec $1/a^2$, ce qui donne une raison de plus pour trouver un bon compromis entre le nombre des étages et la taille des noeuds. Les non-homogénéités globales et locales de tous les composants agissent directement sur le nombre des entrées et des sorties, en limitant la taille des matrices utilisables comme étages de commutateurs. De plus, les fluctuations spatiales, elles aussi, s'accumulent lors du passage de plusieurs étages, ainsi les tolérances aux fluctuations dans un réseau à multi-étages seront encore plus sévères que dans le démonstrateur actuel.

7.3.3 Réseau multi-étages augmenté

Pour réduire la probabilité du blocage dans les réseaux multi-étages, on peut augmenter le nombre de chemins alternatifs en rajoutant au réseau de base des liens supplémentaires. Dans l'architecture nommée "augmented shuffle-exchange", ces liens sont réalisés à l'intérieur des étages de commutateurs²². Ainsi les avantages de l'architecture de $\log_a N$ étages sont conservés, comme la possibilité du contrôle distribué et la taille minimale. La seule augmentation de coût provient des liens supplémentaires et des noeuds ayant besoin des entrées et des sorties auxiliaires pour asservir ces liens.

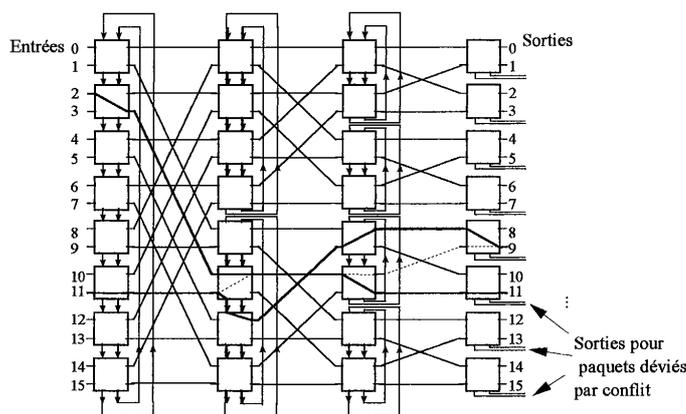


Figure 12. Réseau multi-étages augmenté par des liens à l'intérieur des étages de commutation. La connexion 11 vers 9 serait bloquée si les liens supplémentaires ne sont pas présents (voir chemin normal en pointillé)

Dans un réseau augmenté, une communication bloquée par une autre connexion ou par un composant défectueux est simplement passée à un autre noeud du même étage, d'où elle est acheminée vers sa destination. La figure 12 montre une telle situation: le lien entre les étages 2 et 3 occupé par une communication existante est contourné pour établir une autre connexion qui aurait dû utiliser ce même lien. On voit sur la figure que tous les liens possibles ne sont pas réalisés dans tous les étages, car un noeud (à part ceux du premier étage) ne donne accès qu'à une partie des sorties du système. Les noeuds d'un étage, à partir desquels les mêmes sorties sont accessibles appartiennent à un groupe appelé sous-ensemble conjugué. Sur la figure 12 le réseau Oméga est réorganisé pour avoir les noeuds de chaque sous-ensemble conjugué l'un à côté de l'autre (on obtient ainsi le réseau Banyan). Les noeuds de ces sous-ensembles conjugués doivent être liés entre eux pour avoir la fonctionnalité décrite précédemment. (On doit noter que les long liens de retour peuvent être évités dans une réalisation en 3D, où les noeuds d'un sous-ensemble conjugué peuvent être arrangés d'une façon cyclique. On note

également que la même structure est réalisable avec des noeuds a vers a avec un nombre arbitraire d'entrées et de sorties auxiliaires.)

Le commutateur crossbar décrit dans le chapitre 7.2 semble être parfaitement adapté au rôle des noeuds du réseau augmenté. Les noeuds d'un étage pourraient être intégrés sur une large matrice de bistables, avec les sorties auxiliaires directement connectées aux entrées auxiliaires du crossbar voisin. Le principe de routage par décodage d'adresse est également utilisable, en enchaînant les adresses qui contrôlent les étages individuels de la manière décrite dans le chapitre 7.3.2. En cas de blocage (qui se manifeste comme conflit d'adresse dans le crossbar), le paquet non-prioritaire est automatiquement détourné vers une sortie auxiliaire, comme il est décrit au chapitre 7.2.2. En entrant dans le noeud suivant, le paquet détourné est aiguillé vers sa sortie de destination en utilisant le même bit d'adresse qu'au cas de routage "normal" (sans blocage). Si cette sortie est aussi occupée, le paquet est passée au noeud suivant du sous-ensemble conjugué, jusqu'au point où il trouve une sortie libre vers sa destination finale. Si plusieurs paquets sont destinés à la même sortie du réseau multi-étages (conflit d'adressage), les sorties auxiliaires du dernier étage peuvent être utilisées pour récupérer les paquets refusés.

7.4 MINIATURISATION DU SYSTEME

Un sous-système optoélectronique d'une machine de traitement de l'information ne peut pas être utilisable (et surtout pas compétitif avec l'électronique) si ses dimensions, son coût et sa consommation ne sont pas compatibles avec celles du système entier. Il est nécessaire, donc, d'atteindre une densité d'intégration beaucoup plus importante que celle des bancs optiques des laboratoires, en utilisant des composants micro-optiques. La figure 13 montre le schéma d'une version miniaturisée du commutateur de N entrées vers M sorties décrit précédemment. La principale modification par rapport au système "macroscopique" est le remplacement de l'ensemble de la source (laser Titane-Saphir) et de la matrice de modulateurs par une matrice de micro-lasers à cavité verticale (Vertical Cavity Surface Emitting Laser = VCSEL). Chacun des $N \times M$ micro-lasers fournit le faisceau de maintien à un seul élément bistable. Ainsi, une compensation active des non-homogénéités du système peut être réalisée en réglant l'intensité de maintien de chaque bistable à la valeur optimale pour le bistable en question. Naturellement, cela nécessite un circuit de commande individuel pour chaque microlaser*.

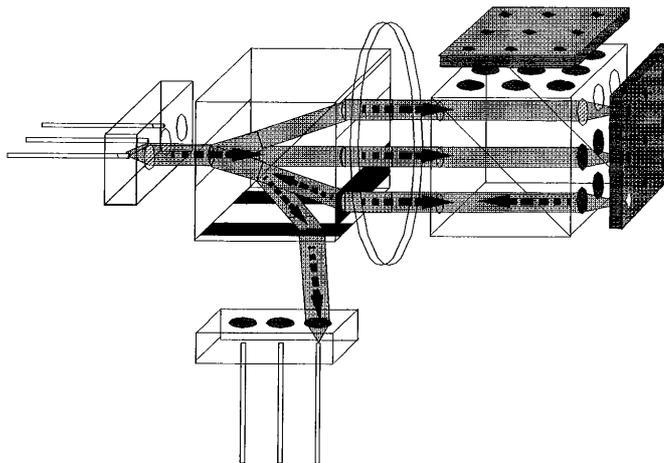


Figure 13. Version miniaturisée du commutateur N vers M

* Bien que l'utilisation des matrices de VCSEL soit très prometteuse du point de vue miniaturisation et compensation des non-uniformités, leur compatibilité avec des composants bistables récents demande une étude soignée en ce qui concerne la stabilité et l'homogénéité de la longueur d'onde, de l'intensité et de la polarisation. Des expériences sur l'association de ces deux composants sont déjà en cours au CNET, et l'Institut d'Optique commencera également une étude sur ce sujet.

Les entrées et les sorties du montage sont réalisées par des micro-connecteurs de fibres optiques, intégrés avec une microlentille collimatrice par fibre. L'étude de ces composants est en cours au sein de notre groupe²³. Les autres composants passifs du montage sont deux cubes polariseurs miniatures, un réseau de Dammann unidimensionnel, une lame demi-onde, deux matrices de microprismes ou de micro-hologrammes déviateurs et deux matrices de microlentilles. Le volume total pour un commutateur 8 vers 8 pourrait être d'environ $4 \times 2 \times 1 \text{ cm}^3$.

L'opération de reconnaissance d'adresses se trouve légèrement modifiée, car dans ce schéma ce ne sont pas les faisceaux de signal mais les faisceaux de maintien qui peuvent être modulés individuellement. La figure 14 montre le diagramme de temps pour le fonctionnement du système. Dans les faisceaux de signal l'adresse et les données sont codées à la même intensité et les bits des adresses de référence sont introduits sous la forme d'impulsions superposées au niveau constant des faisceaux de maintien. La commutation de chaque élément bistable est déclenchée par la somme de ces deux intensités. Si l'intensité de maintien bas plus signal haut et celle de maintien haut plus signal bas sont inférieures au seuil de commutation, mais que l'intensité de maintien haut plus signal haut le dépasse, on réalise la même opération de décodage d'adresses que dans le schéma originel. L'avantage de cette version de la reconnaissance d'adresse est la possibilité de travailler avec des signaux d'entrée purement binaires, qui sont plus faciles à générer par de moyens commerciaux (par exemple diodes-lasers fibrées). Ce schéma offre également la possibilité d'enchaîner plusieurs commutateurs du même type, en utilisant une partie des bits de données passés par le premier étage comme bits d'adresse pour les étages subséquents. L'inconvénient majeur de ce schéma est que le contrôle des faisceaux de maintien devient plus compliqué. On doit faire attention au fait que dans le résultat de l'addition de l'adresse de destination et celle de référence, le niveau logique haut est seulement deux fois plus grande que le niveau bas. (Dans le montage original, ce rapport peut être augmenté avec l'amélioration du contraste des modulateurs.) Cela signifie que - du point de vue des tolérances aux fluctuations - le système équivaut au schéma initial avec un contraste de modulateur limité à deux.

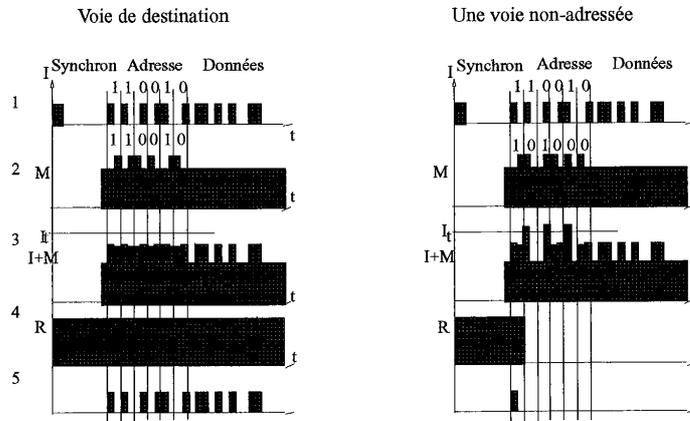


Figure 14. Opération de la reconnaissance d'adresses. Ligne no. 1 : Signal d'entrée ; ligne no. 2 : Intensité du maintien ; ligne no. 3 : Somme des deux intensités ; ligne no. 4 : Etat du bistable ; ligne no. 4 : signal de sortie

Références:

- ¹J. W. Goodman, A. R. Dias, L. M. Woody "Fully parallel, high speed incoherent optical method for performing discrete Fourier transforms", *Optics Letters*, **2**, p. 1. (1978)
- ²A. A. Sawchuk , B. K. Jenkins, C. S. Raghavendra, A. Varma "Optical matrix-vector implementation of crossbar interconnection networks", Proc. 1986 International Conference on Parallel Processing, St Charles, IL, August 1986
- ³B. Clymer, S.A. Collins, Jr. "Optical computer switching networks", *Opt. Eng.* **24**, pp. 74-81 (1985)
- ⁴M. Fracès et al. "Multiprocessor based on an optical crossbar network", *Proceedings of Optical Computing '88*, SPIE Vol.963, p.36, Toulon , 1988
- ⁵H.J. White et al., "Practical demonstration of a freespace optical crossbar switch", in *Photonics in Switching Technical Digest, 1993* , pp 140-143, (OSA, 1993)
- ⁶B.G.Sfez, J. L. Oudar, J.C.Michel, R. Kuszelewicz , R. Azoulay: High contrast multiple quantum well optical bistable device with integrated Bragg reflectors, Proc. Conf. Nonlinear Dynamics in Optical Systems, Afton, 1990
- ⁷J. L. Oudar, B.G.Sfez, R. Kuszelewicz, J.C.Michel, R. Azoulay "Optical nonlinearities of GaAs-based epitaxial structures for all-optical switching", *Phys. Stat. Sol. (b)* **159**, p 181 (1990)
- ⁸J.W. Goodman, "Fan-in and fan-out with optical interconnections", *Optica Acta*, **32**, pp.1489-1496 (1985)
- ⁹ H.S.Hinton, Proc.IEEE Globecom,1984 pp.885-890
- ¹⁰T.J. Cloonan, A.L.Lentine, *Applied Optics* Vol.30 No.26, pp. 3721-3733 , 1991
- ¹¹D. Pellat, R. Azoulay, G. Leroux, L. Dugrand, Y. Rafflé, R. Kuszelewicz et J.L. Oudar "Optical bistability at 980 nm in a strained InGaAs/GaAs multiple quantum well microcavity with resonant periodic nonlinearity", *Appl. Phys. Lett.* **62**, p. 2489, (1993)
- ¹² J.L. Oudar et al., *OSA Technical Digest* Vol.7, *Optical Computing* 1993, pp.208-211
- ¹³Chuan-Lin Wu, Tse-Yun Feng "The university of the shuffle exchange network", *IEEE Transactions on Computers*, Vol. c-30, No. 5, p. 324 (1981)
- ¹⁴K. E. Batcher, "Sorting network and their applications", in Proc. AFIPS Conf. 3071968
- ¹⁵H.S. Stone, "Parallel processing with the perfect shuffle", *IEEE Transactions on Computers*, Vol. c-20, p. 153 (1971)
- ¹⁶D. Fey, W. Stork "Theory of interconnection networks", in Ph. Lalanne, P.Chavel (eds): *Perspectives for Parallel Optical Interconnects*, Esprit Basic Research Series, Springer 1993
- ¹⁷A. A. Sawchuk, I.Glazer, "Geometries for optical implementations of the perfect shuffle", in *Optical Computing '88*, P. Chavel,J. W. Goodman, G. Roblin, eds., Proc. Soc. Photo-Opt. Instrum. Eng. **1215**, p.143 (1990)
- ¹⁸K-H. Brenner, A. Huang, "Optical implementations of the perfect shuffle interconnection", *Applied Optics* Vol.27, pp. 135-137 (1988)

- ¹⁹J. Jahns, M.J. Murdocca, "Crossover networks and their optical implementation", *Applied Optics* Vol.27, pp. 3155-3160 (1988)
- ²⁰T. J. Cloonan et al., "Shuffle-equivalent interconnection topologies based on computer-generated binary-phase gratings", *Appl. Opt.* Vol.33, p.1405 (1994)
- ²¹S. H. Song et al. "Optical perfect-shuffle interconnection using a computer-generated hologram" *Appl. Opt.* Vol.32, p.5022 (1993)
- ²²V. P. Kumar, S. M. Reddy, "Augmented shuffle-exchange multistage interconnection networks", *Computer (IEEE)* **18**, No. 6, p.30, (juin 1987)
- ²³M. Kufner, S. Kufner, P. Chavel, M. Frank, "Monolithic integration of microlens arrays and fiber holder arrays in PMMA with fiber self-centering", *Opt. Lett.* **20**, p.276 (1995)

CHAPITRE 8

Conclusions

Cette dernière partie reprend les points principaux de la thèse. Les résultats du travail effectué sont discutés en faisant référence aux objectifs initiaux du projet. On constate que le démonstrateur a confirmé la possibilité d'effectuer par la voie de l'optique une opération complexe de traitement binaire de l'information. Les avantages potentiels de la solution optique sont aussi démontrées à l'exception du parallélisme massif, une propriété attachée traditionnellement à l'optique en espace libre. Pour mettre en valeur cette propriété très importante, certains perfectionnements sont proposés tant au niveau des composants qu' au niveau du système.

Le principal résultat de ce projet est la démonstration par des moyens de l'optique d'une opération numérique quelque peu complexe, la reconnaissance d'un motif temporel binaire. Cette opération nous a permis de prouver la capacité des nos composants optiques non-linéaires et optoélectroniques à effectuer toutes les trois fonctions sur lesquelles repose le traitement numérique de l'information: les opérations logiques, la mémorisation et les interconnexions. Cela, malheureusement, ne veut pas dire qu'on pourrait dès aujourd'hui construire des machines de traitement d'information tout-optiques: l'encombrement, la consommation d'énergie, le manque de la souplesse d'utilisation et le prix élevé ne le permettraient pas encore. Un développement à long terme est encore nécessaire pour atteindre ou dépasser les performances des systèmes électroniques dans ces aspects.

Le deuxième résultat principal est la démonstration optique de la commutation de paquets à contrôle distribué. En effet, le système démonstrateur utilise la reconnaissance de motif pour décoder l'adresse de destination des paquets de données, et pour ouvrir la voie de sortie désignée par cette adresse pour le passage du paquet. Ce principe de commutation est particulièrement intéressant pour les grands réseaux d'interconnexions des futurs systèmes de télécommunications et de calcul parallèle, car il permet d'éviter les problèmes du contrôle centralisé et il s'adapte parfaitement à la nouvelle norme de communication de paquets nommée ATM.

A part les deux aspects mentionnés ci-dessus, un objectif principal du projet était de tester nos composants optiques non-linéaires et optoélectroniques au sein d'un véritable système parallèle. Ce banc d'essai permet d'évaluer non seulement les performances individuelles des composants, mais aussi leur compatibilité avec les applications de traitement d'information. Il existe une relation complexe entre le principe du système et les paramètres des composants: c'est ce qui illustre l'examen des contraintes pour l'opération conjointe des éléments clés et pour le fonctionnement simultané de toutes les voies du système.

Le fonctionnement conjoint des deux composants implique tout d'abord l'existence d'une longueur d'onde commune de fonctionnement. Ce critère n'est pas tout à fait rempli par les composants fournis pour le démonstrateur, étant donné que les plages de fonctionnement s'étendent de 860 à 864 nm et de 866 à 867 nm pour l'élément bistable et pour la matrice de modulateurs respectivement. Une analyse plus détaillée nous a montré que la compatibilité des composants était indirectement influencée par le niveau de puissance optique, la fréquence, le taux de charge moyen des données, car la longueur d'onde de fonctionnement de la matrice de modulateurs varie fortement lorsque ces paramètres sont modifiés. Cet effet nous a permis de compenser partiellement le désaccord de longueur d'onde entre les deux composants: à une intensité crête de 3 mW et une charge de 1/5 (une pause de quatre longueurs de paquet après chaque paquet passé), on ramène la modulation optimale à 864 nm, ce qui est déjà acceptable pour les composants bistables. La réduction de la puissance incidente sur les modulateurs a un

effet bénéfique sur le contraste de la modulation, mais en même temps elle dégrade les conditions d'opération des éléments bistables. En effet, la baisse de l'intensité de signal sur l'élément bistable ralentit la commutation et diminue la largeur de l'hystérésis. La sensibilité du système aux fluctuations sera aussi affectée par le changement de la largeur de l'hysteresis et du contraste de modulation. Cet exemple montre très clairement qu'il y a une contradiction entre la vitesse et la robustesse du système d'une part, et la compatibilité des composants et la consommation d'énergie d'autre part. Dans les expériences un certain compromis a été trouvé entre ces paramètres qui permettait de faire fonctionner le système entier.

Le principal défaut par rapport aux objectifs du travail est le fait que le fonctionnement parallèle des 64 voies du système n'a pas pu être atteint. Nos études ont montré que ceci est dû en très grande partie à la non-uniformité spatiale des composants actifs et passifs, dont les valeurs tombent largement en dehors de la plage de tolérances du système. Les solutions à ces problèmes peuvent être trouvées à la fois dans la fabrication des composants et dans la conception du système. Notamment, un progrès considérable a été déjà atteint pour les composants bistables avec une réduction des fluctuations spatiales des seuils conjointement avec l'élargissement de la boucle d'hysteresis qui réduit la sensibilité du système à ces fluctuations. Les performances des matrices de modulateurs et de certains composants passifs (comme les illuminateurs de réseaux) peuvent être aussi largement améliorées grâce à de nouvelles méthodes de conception et de fabrication. En ce qui concerne l'aspect système, deux méthodes de compensation de non-uniformités ont été proposées, l'une active basée sur les matrices de microlasers dont les intensités sont réglées individuellement, l'autre passive basée sur l'utilisation d'un illuminateur de réseaux dont les ordres de diffraction sont pondérés selon les exigences des éléments bistables. L'ensemble de ces améliorations permettra une augmentation significative du nombre de voies pouvant être utilisées simultanément, même si le parallélisme "massif" (plusieurs milliers de voies) est hors de la portée de la technologie pour le moment.

J'espère que les résultats des expériences et des études de ce projet contribueront un tout petit peu au développement de nouveaux systèmes de traitement d'information plus performants défiant l'électronique.