UNIVERSITÉ DU BURUNDI
GRENIER DU SAVOIR DU BURUNDI
Dépôt institutionnel officiel
https://repository.ub.edu.bi

Etude d’un commutateur optique à base de l’ interféromètre multimodal et la conjugaison de phase optique numérique

MANIRAGARURA, Nestor; Sous la direction de : Dr Claver HAVYARIMANA

2023-02
UB
https://repository.ub.edu.bi/handle/123456789/516

Document téléchargé depuis le **Grenier du Savoir du Burundi** — https://repository.ub.edu.bi

UNIVERSITE DU BURUNDI
FACULTE DES SCIENCES
DEPARTEMENT DE PHYSIQUE
CENTRE DE RECHERCHE EN MATHEMATIQUES ET PHYSIQUE

ETUDE D'UN COMMUTATEUR OPTIQUE A BASE DE L'INTERFEROMETRE MULTIMODAL ET LA CONJUGAISON DE PHASE OPTIQUE NUMERIQUE

Par:

Nestor MANIRAGARURA

Mémoire présenté et défendu publiquement en vue de l'obtention du Diplôme de Master en Physique fondamentale et appliquée.
Option: Physique Appliquée

Sous la direction de:
Dr Claver HAVYARIMANA

Bujumbura, Février 2023

Composition du jury

Dr BARANCIRA Thaddée (Président)

Dr MUGISHA Salomon (Secrétaire)

Prof. NYENGERI Hippolyte (Membre)

Dr HAVYARIMANA Claver (Directeur)

Dédicace

A mes parents ;

A mes frères et sœurs ;

A toute ma famille ;

A mes camarades étudiants et à tous ceux qui me sont chers ;

Je dédie ce mémoire.

Remerciement

Le travail de mémoire ne peut être réalisé par un seul individu. C'est pourquoi je tiens à remercier premièrement Dr Claver HAVYARIMANA, enseignant-chercheur à l'Université du Burundi (UB), promoteur et Directeur de ce mémoire, pour son temps qu'il m'a consacré malgré ses multiples occupations, pour sa supervision éclairée tout au long de la rédaction du mémoire et pour ses conseils précieux. Je le remercie aussi pour sa patience et sa disponibilité pour que ce travail soit réalisé.

Mes remerciements s'adressent également aux membres du jury, eux qui ont accepté de lire et évaluer ce mémoire. Leurs commentaires me seront très importants pour l'amélioration de ce travail.

Je saisis cette occasion pour adresser mes profonds remerciements et ma profonde reconnaissance au responsable de Master en Physique Prof Hippolyte NYENGERI pour ses conseils moraux et intellectuels et ses mots d'encouragements.

Je remercie finalement Prof Godefroid GAHUNGU pour la permission d'utiliser la salle de calcul dont il est responsable pour mes travaux de simulation.

Je ne peux pas oublier de remercier tout le personnel enseignant de l'UB ; enseignants de la Faculté des sciences en général et plus particulièrement ceux du Département de Physique pour leur formation de qualité.

Mes vifs remerciements s'adressent à mes parents pour leur soutien matériel et leur contribution financière. En l'absence d'eux, je n'aurais pas pu atteindre ce niveau.

Je voudrais passer au remerciement de mes frères et sœurs, pour leur amour, leurs conseils ainsi que leur soutien inconditionnel, à la fois moral et financier, qui m'a permis de poursuivre les études et par conséquent aboutir à la rédaction de ce mémoire.

Je voudrais aussi adresser ma gratitude à toute ma famille, à mes camarades étudiants qui m'ont apporté leur soutien moral et m'ont aidé à accomplir certaines tâches tout au long de mes études.

Résumé

La commutation optique est une méthode consistant à rediriger le signal optique au port voulu dans un réseau de télécommunication. La performance d'un commutateur optique dépend de la manière dont il est conçu, du principe de guidage du signal utilisé, du matériel de support sur lequel est fabriqué le commutateur, etc.

Dans ce mémoire, la performance d'un commutateur optique basé sur la conjugaison de phase optique numérique (CPON) est étudiée. Par des simulations numériques utilisant la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD: Finite Difference Time Domain), nous avons montré le fonctionnement du commutateur optique et calculé la perte par insertion et la diaphonie pour de nombreuses longueurs d'onde pour les polarisations de mode transverse électrique (TE) et de celui transverse magnétique (TM). Le commutateur est conçu en utilisant la technique CPON et incorporé avec un coupleur d'interféromètre multimodal (IMM) et des miroirs/filtres à réseaux de Bragg distribués (RBD). L'IMM est supposé être fabriqué sur une plaquette de phosphate d'indium (GaAs/InP).

Cet IMM a une longueur de 286,6435 μm et une largeur de 12 μm. Les indices de réfraction du cœur et de la gaine sont respectivement de 3,39 et 3,17. La longueur de la section de modulation de phase P_m est fixée à 80 μm pour maintenir le changement d'indice de réfraction Δn_k nécessaire pour produire une modulation de phase 2π de l'ordre de 10^{-3}. Pour la commodité de la simulation, le RBD a une structure périodique d'une longueur totale de 60 μm. Les résultats des simulations ont révélé que ces commutateurs ont une large bande passante, une faible perte de dépendance à la polarisation et une taille compacte. La faible perte par insertion de ces longueurs d'onde est de 0.45 dB et 0.63 dB pour TE et TM respectivement. Le commutateur basé sur CPON est également un commutateur sélectif en longueur d'onde. Les performances de ce type de commutateur de longueur d'onde sont limitées par la sélectivité du RBD. Le RBD le plus étroit trouvé a une bande passante de $8.10^{-4}\mu$m.

Mots clés : Commutateur Optique, Conjugaison de Phase Optique Numérique, Perte par Insertion, Diaphonie, Réseau de Bragg Distribué, Interféromètre Multimodal.

Abstract

Optical switching is a method of redirecting the optical signal to the desired port in a telecommunications network. The performance of an optical switch depends on how it is designed, the signal guiding principle used, the support material on which the switch is made, etc.

In this thesis, the performance of an optical switch based on the conjugation of the digital optical phase (DOPC) is studied. By numerical simulations using Finite Difference Time Domain Method (FDTD), we showed how the optical switch works and calculated insertion loss and crosstalk for many wavelengths for the transverse electric (TE) and transverse magnetic (TM) polarizations. The switch is designed using the DOPC technique and incorporated with multimode interferometer (MMI) coupler and Distributed Bragg Gratings (DBG) mirrors/filters. The MMI is assumed to be fabricated on an indium phosphate (GaAs/InP) wafer.

It has a length of 286.6435 μm and width of 12 μm. The refraction indices for core and cladding are 3.39 and 3.17, respectively. The length of phase modulation section P_m is set as 80 μm to keep the refraction index change Δn_k needed to produce 2π phase modulation at the order of 10^{-3}. For the convenience of simulation, the RBD has adopted a periodic structure of a total length of 60 μm. The simulation results revealed that these switches have wide bandwidth, low loss of polarization dependence and compact size. The low insertion loss of these wavelengths is 0.45 dB and 0.63 dB for TE and TM respectively. The CPON-based switch is also a selective switch in wave length. The performance of this kind of wavelength switch is limited by the selectivity of the RBD. The narrowest RBD found has a bandwidth of $8.10^{-4}\mu$m.

Key words: Optical Switch, Digital Optical Phase Conjugation, Insertion Loss, Crosstalk, Distributed Bragg Grating, Multimodal Interferometer.

Table des matières

Composition du Jury i

Dédicace ii

Remerciements iii

Résumé iv

Abstract v

Table des matières vi

Liste des tableaux viii

Liste des figures x

Sigles et abréviations xi

Avant-propos xiii

Introduction générale 1

1 MODELISATION PAR LA METHODE DES DIFFERENCES FINIES DANS LE DOMAINE TEMPOREL 4

1.1 Introduction 4

1.2 Diagramme de Yee 6

1.3 Formulation de la méthode en deux dimensions 9

1.3.1 Equations de Maxwell 9

1.3.2 Mode transverse électrique (TE mode) 11

1.3.3 Mode transverse magnétique (TM mode) 12
1.4 Conditions aux limites 13

2 COMMUTATION OPTIQUE 16
2.1 Introduction 16
2.2 Classification des commutateurs optiques 20
2.2.1 Domaines de commutation optique 20
2.2.2 Technologies de commutation optique 21
2.2.3 Méthodes de commutation optique 27
2.3 Rôle de commutation optique dans le réseau de télécommunication 28

3 COMMUTATION OPTIQUE BASEE SUR LA CONJUGAISON DE PHASE OPTIQUE NUMERIQUE 30
3.1 Introduction 30
3.2 Interféromètre multimodal 31
3.2.1 Guide d'onde multimode 31
3.2.2 Paramètres du coupleur d'interférence multimode 32
3.2.3 Principe d'auto-imagerie 33
3.2.4 Analyse de propagation en mode guidé 33
3.3 Réseau de Bragg distribué 38
3.3.1 Structure 38
3.3.2 Simulation d'un réseau de Bragg distribué 39
3.4 Conjugaison de phase optique numérique 40
3.5 Commutation optique basée sur IMM et CPON 43
3.5.1 Conception 43
3.5.2 Analyse de la performance et discussion des résultats 44

Conclusion générale et perspectives 53

Bibliograhie 55

Liste des tableaux

2.1 Comparaison des types de commutation 19
2.2 Comparaison de types de technologies de la commutation optique 24

3.1 Indice de réfraction pour modulation de phase de la CPON. 43
3.2 Valeurs de phase de k^{ème} port au i^{ème} port 45
3.3 Changement d'indice de réfraction calculé pour la commutation du port 4 vers 1, 2 et 3. 46
3.4 Valeurs d'amplitude de champ et de perte par insertion (IL) pour les longueurs d'onde entre 1.540 et 1.570 μm pour la polarisation des modes TE et TM. 48
3.5 Les valeurs de la diaphonie correspondant aux performances du commutateur optique CPON pour les longueurs d'onde variant de 1.540 à 1.570 μm dans la polarisation des modes TE et TM. 50

Liste des figures

1 Réseau de communication optique. 1

1.1 Maille élémentaire de Yee [Okamoto, 2021] (discrétisation spatiale à 3 dimensions). 8

1.2 Discrétisation temporelle dans le diagramme de Yee. 8

2.1 Types de commutateurs. 18

2.2 Représentation du commutateur électronique. 18

2.3 Représentation du commutateur optique. 18

2.4 Représentation du commutateur tout optique. 19

3.1 Coupleur d'interférence multimode $N \times M$. 32

3.2 Exemple de profils de champ latéral normalisés en amplitude ψ_v (y) correspondant aux 9 premiers modes guidés [Soldano et Pennings, 1995]. 33

3.3 Guide d'onde multimode montrant le champ d'entrée $\Psi(y, 0)$, une image unique réfléchie à $(3L_\pi)$, une image unique directe à $2(3L_\pi)$ et des images doubles à $\frac{1}{2}(3L_\pi)$ et $\frac{3}{2}(3L_\pi)$ 34

3.4 Simulation d'un IMM à la longueur d'onde de 0.65 μm pour le mode TE. . 37

3.5 Simulation d'un IMM à la longueur d'onde de 0.720 μm en mode TE. . . . 38

3.6 Structure d'un miroir/filtre de bande d'arrêt de réseau de Bragg. 38

3.7 Miroir/filtre de bande d'arrêt de réseau de Bragg pour la longueur d'onde de Bragg $\lambda = 1.550$ μm [Claver et Li, 2015]: spectre de réflectance analytique (courbe) et numérique (croisée). 39

3.8 RBD aux longueurs d'ondes 1.550, 1.555, 1.560 μm respectivement de bas en haut en mode TE. 40

3.9 Conception de la CPON [Claver et Li, 2015]. 41

3.10 Simulation d'une CPON à 1.560 μm en mode TE. 42

3.11 Commutation d'une longueur d'onde λ=1.550 μm à l'aide d'un commutateur optique basé sur CPON : (a) mode TM, (b) mode TE, (c) mode TE du port 4 au port 2 et (d) mode TE du port 4 à 3. 47

3.12 Amplitude du champ électrique E du commutateur à 1.550 μm. 47

3.13 Performances du commutateur optique basé sur CPON en IL par longueur d'onde pour les modes TE et TM. 49

3.14 Performances du commutateur optique basé sur CPON en CT par longueur d'onde pour les modes TE et TM commutant du port 4 au port 1. 49

3.15 Résultat de simulation pour longueur d'onde 1.560 μm en mode TE. 51

3.16 Résultat de simulation pour longueur d'onde 1.555 μm en mode TM. . . . 51

3.17 Résultat de simulation pour longueur d'onde 1.570 μm en mode TE. 52

Sigles et abréviations

ABCs: Absorbant Boundary Conditions (Conditions aux limites absorbantes)

AO: Acousto-Optique

CPO: Conjugaison de Phase Optique

CPON: Conjugaison de Phase Optique Numérique

CT: CrossTalk (Diaphonie)

CW: Continuous Waves (Ondes Continues)

dB: décibel

Dr: Docteur

DWDM: Dense Wavelenght Division Multiplexing (multiplexage dense par répartition en longueur d'onde)

EO: Electro-optique

FDTD: Finite Difference Time Domain

GaAs/InP: (Arséniure de gallium /Phosphure d'indium)

IL: Insertion Loss (Perte par Insertion)

IMM: Interféromètre Multimodal

LED: Diodes électroluminescences

MEMS: Micro-electomechanical system (Système micro-mécanique)

OCS: Optical Circuit Switching (Commutation de circuit optique)

OEO: Optique-Electrique-Optique

OM: Opto-Mécanique

OOO: Optique-Optique-Optique

OPS: Optical Paquet Switching (Commutation de circuit optique)

PML: Perfectly Matched Layers (Couches parfaitement adaptées)

Prof: Professeur

RBD: Réseau de Bragg Distribué

SOA: Semi-conductor Optical Amplificator (Amplificateur optique semi-conducteur)

TE: Transverse Electrique

($Ti : LiN_bO_3$): (Titanium : Niobate de Lithium)

TM: Transverse Magnétique

TO: Thermo-Optique

UB: Université du Burundi

WDM: Wavelenght Division Multiplexing (multiplexage par répartition en longueur d'onde)

2D: Deux dimensions

3D: Trois dimensions

Avant-propos

Le présent mémoire a été réalisé pour l'obtention du diplôme de fin d'études du deuxième cycle des enseignements à l'Université du Burundi.

L'objectif du sujet de ce mémoire est d'étudier la performance des commutateurs optiques à base de la conjugaison de phase optique numérique afin d'améliorer des dispositifs utilisables dans le système de communication optique.

En effet, les commutateurs électroniques présentent une atténuation élevée lors de la transmission de l'information à cause de la conversion du signal optique en signal électrique. La commutation optique est la réponse à ce problème tenant compte qu'il n'y ait pas conversion du signal. Il reste optique.

Dans ce travail, on a présenté la méthode numérique de simulation FDTD qui permet la résolution des équations de Maxwell, en déterminant les amplitudes des champs électriques et magnétiques.

Le commutateur optique basé sur la conjugaison de phase optique numérique dont nous avons étudié ici la performance présente plusieurs avantages ; par exemple il est sélectif en longueurs d'ondes, utilise une large bande passante, etc.

INTRODUCTION GENERALE

Un commutateur optique est un élément essentiel dans le réseau de communication optique. La communication optique est tout type de communication dans laquelle la lumière est utilisée pour transporter le signal. Elle repose sur des fibres optiques pour transporter des signaux vers leurs destinations. Un modulateur/ démodulateur, un émetteur récepteur, un signal lumineux et un canal transparent sont les éléments constitutifs du système de communication optique.

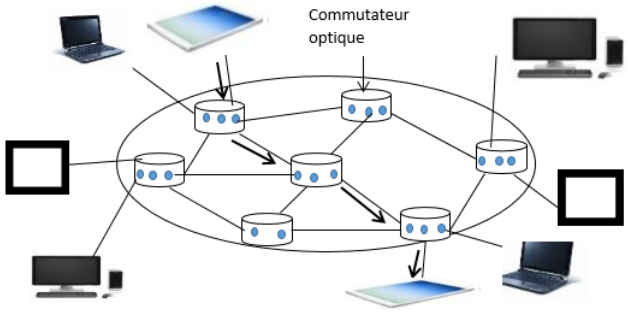


Figure 1: Réseau de communication optique.

La figure 1 représente un réseau de communication optique. Pour bien transmettre le signal optique, ce réseau a besoin du commutateur optique pour relier les dispositifs, par exemple des ordinateurs à l'imprimante ou à la photocopieuse, et pour contrôler le sens de propagation du signal.

Un système de communication optique simple comprend des éléments constitutifs:

- ➢ Émetteur: qui écrit, ou qui parle et qui envoie l'information. Les émetteurs les plus couramment utilisés sont les dispositifs semi-conducteurs, tels que les diodes électroluminescences (LED) et les diodes laser;

- ➢ Récepteur: Celui qui reçoit le message et qui le lit ou qui l'entend. En effet, tout message requiert un code qui, pour être décodé, doit être au moins partiellement commun à l'émetteur et au récepteur;

- ➢ Fibre optique: se compose d'un cœur, d'une gaine et d'un tampon à travers lequel le revêtement guide la lumière le long du cœur en utilisant une réflexion interne totale.

Lorsqu'il y a plusieurs récepteurs d'information, il est nécessaire d'utiliser le commutateur qui relie plusieurs équipements et qui sert à orienter le signal dans un endroit de destination.

En effet, certains systèmes de commutation en cascade rencontrent souvent des problèmes de blocage. Ils sont également de grande taille en raison de la structure courbée utilisée pour connecter les guides adjacents. Cela pourrait présenter des erreurs de fabrication. Notre travail s'intéresse sur l'étude de la performance de la commutation optique sous l'effet électro-optique. Les deux paramètres, perte par insertion et diaphonie, ont été beaucoup pris en considération.

Le mémoire est réparti en trois chapitres à part l'introduction et la conclusion générale. Le premier chapitre de ce mémoire parle de la présentation de la méthode de modélisation, méthode de différences finies dans le domaine temporel (FDTD Finite -Differences Time-Domain), utilisée pour résoudre les équations différentielles. La méthode FDTD, proposée pour la première fois par K.S. Yee en 1966 [Poitau, 2002], a été largement utilisée dans les calculs électromagnétiques. En comparaison avec les autres méthodes, FDTD donne des résultats fiables et présente des avantages puisque le temps de calcul est réduit. Cette méthode garde l'économie d'espace mémoire.

Par la suite, nous avons considéré un schéma numérique explicite permettant le calcul du champ électromagnétique dans tout le volume en fonction du temps. Le diagramme de Yee permet de surmonter la difficulté due à la dépendance simultanée des champs électriques E et des champs magnétiques H entre eux. Les composantes des champs électrique et magnétique sont décalées d'un demi-pas spatial et calculées de manière alternative et itérative, respectivement à des multiples pairs et impairs du demi-pas temporel.

Le deuxième chapitre est dédié aux notions générales de la commutation optique. Ce type de commutation la plus efficace que celle électronique utilise plusieurs techniques en fonction des matériaux utilisés et de l'effet physique qui est associé [El-Bawab, 2001]. On pourrait classer aussi la commutation optique suivant les domaines. La commutation a évolué tout au long de ses débuts avec le développement de la téléphonie. Des temps de commutation en microsecondes peuvent être attendus et plusieurs expériences ont rapporté des temps de commutation de dizaines de nanosecondes [El-Bawab, 2001].

Le dernier chapitre, corps du mémoire, est consacré à la commutation optique à base de l'interféromètre multimodal (IMM) et la conjugaison de phase optique numérique (CPON). Ici la technique de conjugaison de phase optique (CPO) est capitale. Il est nécessaire d'utiliser des miroirs à réseau de Bragg distribué pour qu'il y ait la réflexion. La CPON présente des avantages comme la puissance de l'onde de CPO générée indépendamment du signal d'entrée et librement ajustée. Elle est implémentée sur base de l'IMM, des miroirs RBD et des sections pour modulation de phase. Le même système CPON peut en principe fonctionner avec les systèmes laser d'ondes continues CW (continuous waves)

et pulsé à n'importe quel niveau de puissance. Elle est rapide et plus flexible et n'a pas besoin de support non linéaire.

La méthode FDTD est utilisée pour simuler des commutateurs conçus dans différents matériaux. Nous avons considéré une plaquette (GaAs/ InP) de 500 et 16 μm respectivement de longueur et de largeur. Pour trouver les résultats de simulations, nous avons utilisé plusieurs longueurs d'onde en polarisation du mode TE et du mode TM.

Chapitre 1

MODELISATION PAR LA METHODE DES DIFFERENCES FINIES DANS LE DOMAINE TEMPOREL

1.1 Introduction

La modélisation constitue un moyen sûr de tester et d'explorer différents outils. C'est une manière efficace de pouvoir innover afin de minimiser de risques. La simulation joue un rôle primordial lors de l'étude et de la technique de fabriquer un outil. Modéliser un processus, c'est le décrire de manière scientifique, quantitative, par exemple en termes d'équations (physiques, chimiques, etc). A part la méthode FDTD, il en existe d'autres qui peuvent être utilisées pour modéliser les structures des guides d'onde. On peut citer par exemple:

- ➢ Méthode des éléments finis
- ➢ Méthode de matrice de transferts
- ➢ Méthode de différences finies
- ➢ Etc

Certaines de ces méthodes présentent un problème d'espace mémoire et d'augmentation de temps de calcul pour des structures plus complexes. Même si la méthode des différences finies est efficace dans le cas de lignes micro ruban, elle calcule de façon numérique les

matrices de grande taille [Zienkiewicz *et al.*, 2005]. Leur principal obstacle réside dans la taille du maillage de l'espace et le temps de calcul qui en résulte. La méthode FDTD a pour but principal de modéliser la propagation des champs électromagnétiques dans un volume de l'espace.

La méthode des différences finies dans le domaine temporel, proposée pour la première fois par K.S. Yee en 1966 [Poitau, 2002], a été largement utilisée dans les calculs électromagnétiques. Cette méthode repose sur la résolution dans le domaine temporel, des équations de Maxwell discrétisées spatialement et temporellement.

Vers 1990-1991, la modélisation par FDTD d'un diélectrique de permittivité dépendant de la fréquence a été réalisée par Kashiwa et Fukai, Luebbers. Dans cette même période, la modélisation par FDTD d'une antenne a été réalisée par Malomey et al. et Tirkas et Balanis [Tirkas et Balanis, 1991]. En 1990, la modélisation FDTD d'interrupteurs optoélectroniques a été réalisée par Sano et Shibata. En 1992, la modélisation par FDTD d'éléments de circuits électroniques localisés en deux dimensions (2D) a été réalisée. En 1993, Toland et les autres ont publié pour la première fois des modèles FDTD de composants actifs (diodes Tunnel) intégrés dans des structures de types cavités et antennes [Thomas *et al.*, 1994] .

La méthode FDTD est une technique de modélisation informatique largement utilisée qui est l'un des moyens de modéliser par ordinateur de nombreux problèmes scientifiques et techniques liés aux interactions des ondes électromagnétiques et aux structures matérielles. Les applications de modélisation FDTD vont de l'analyse et de l'optimisation des antennes (pour la radio, la télévision et le radar), à la conception de circuits micro-ondes et à l'influence des champs électromagnétiques sur le corps humain (dispositifs de communication sans fil, interconnexions numériques et imagerie/traitement biomédical), à la lumière visible (cristaux photoniques, nanoplasmonique et biophotonique) [Johnson *et al.*, 1999].

La méthode FDTD est une approche numérique permettant la résolution des équations différentielles dans le domaine temporel. En comparaison avec les autres, elle est simple dans l'implémentation et dans la conception des structures planaires. Cette approche a pour but de mettre au point des méthodes de calcul permettant d'analyser la propagation d'ondes hyperfréquences dans des lignes planaires.

Nous avons choisi la simulation dans le domaine temporel, selon la méthode des différences finies, car elle a l'avantage de permettre une caractérisation dans une large bande de fréquence d'une structure en une seule simulation. En appliquant la transformée de Fourier aux signaux temporels obtenus, il nous est possible de déterminer les caractéristiques du guide, notamment les paramètres de propagation. La méthode consiste à approcher les dérivées ponctuelles spatiales et temporelles qui apparaissent dans les équations de Maxwell par des différences finies. Le diagramme proposé par Yee permet de surmonter la difficulté due à la dépendance simultanée des champs électriques E et des champs

magnétiques H entre eux. En effet, on obtient un schéma numérique explicite permettant le calcul du champ électromagnétique dans tout le volume d'étude en fonction du temps. Les composantes des champs électrique et magnétique sont décalées d'un demi-pas spatial et calculées de manière alternative et itérative, respectivement à des multiples pairs et impairs du demi-pas temporel. En choisissant une excitation de large bande, et après une transformée de Fourier, on obtient la caractérisation de large bande de la structure en une seule simulation.

En 1975, le diagramme de Yee a été généralisé par Taflove et al. [Poitau, 2002] par l'introduction des termes de conductivité électrique et magnétique autorisant le traitement des pertes. La résolution des problèmes électromagnétiques sous leur forme générale, se réduit à la résolution de six équations différentielles de premier ordre couplées pour les composantes des champs électrique et magnétique. Ces équations présentées pour la première fois par Maxwell, décrivent la variation spatio-temporelle du champ électromagnétique.

Le diagramme de Yee a plusieurs avantages: il est robuste, rapide et simple à implémenter. En plus, l'utilisation d'une excitation impulsionnelle permet d'obtenir la réponse dans une bande de fréquence choisie en une seule simulation. Nous allons présenter dans la section suivante un compte rendu simple du diagramme de Yee.

Par contre, l'inconvénient de la FDTD réside dans le fait que les équations de Maxwell sont résolues numériquement dans un domaine de calcul dont les dimensions sont nécessairement finies. Des problèmes ouverts, par exemple des antennes, peuvent être résolus à condition d'appliquer des conditions aux limites particulières sur les frontières du volume du calcul, de façon à absorber les ondes sortantes.

1.2 Diagramme de Yee

Les variations spatiales des composantes du champ magnétique H régissent les variations temporelles des composantes du champ électrique E et vice versa. La résolution numérique des équations de Maxwell est réalisée en adoptant la démarche de Kane Yee. Elle repose sur une discrétisation spatiale et temporelle aux différences finies. Le volume de calcul, représenté sur la figure 1.1, est un parallélépipède de volume ($\Delta x \times \Delta y \times \Delta$z) et utilise des pas de discrétisation spatiale dans les directions Ox, Oy et Oz respectivement.

Ces pas sont souvent choisis égaux (Δx =Δy =Δz) dans la majorité des cas. A chaque nœud du maillage ainsi défini est associé un triplet d'entiers (i, j, k) tel que les coordonnées (x_i, y_j, z_k) du nœud vérifient les relations suivantes:

$$x_i = i.\Delta \mathrm{x} \tag{1.1}$$

$$y_j = j.\Delta \mathrm{y} \tag{1.2}$$

$$z_k = k.\Delta \mathrm{z} \tag{1.3}$$

Le champ électromagnétique est discrétisé avec un pas temporel Δt. A chaque instant de calcul t est associée à l'entier n vérifiant la relation :

$$t = n\Delta \mathrm{t} \tag{1.4}$$

Les dérivées temporelles et spatiales des composantes de champ (E_x, E_y, E_z, H_x, H_y, H_z) sont approchées à partir de leur développement de Taylor au second ordre.

La méthode FDTD résout par calcul numérique donc les équations de Maxwell sous forme discrète en suivant le diagramme de Yee figure 1.1 [Hamidi, 2012]. Selon ce schéma, les composantes du champ électromagnétique sont situées en points différents dans une maille élémentaire. Les composantes du champ électrique E sont calculées suivant les arêtes de la maille tandis que les composantes du champ magnétique H le sont perpendiculairement aux faces de la maille.

La méthode FDTD nécessite donc un maillage de l'espace de calcul. Elle se base sur la résolution des équations de Maxwell dans un espace entièrement discrétisé et a pour principal avantage de prendre en compte des structures fortement hétérogènes [Qian et Shi, 2017].

Cette méthode repose sur le principe de dérivées centrées. La structure à étudier est discrétisée en mailles parallélépipédiques dans lesquelles sont calculées les différentes composantes de champs électriques et magnétiques et, les dérivées spatiales et temporelles à partir des équations de Maxwell par approximation du premier ordre. Chacune de ces mailles est caractérisée par les propriétés électromagnétiques de l'objet qu'elle discrétise spatialement et temporairement.

Toutes les dérivées spatiales peuvent naturellement être évaluées par des différences finies centrées. Une discrétisation à l'ordre 2 en espace des équations de Maxwell sous forme différentielle est alors permise.

Chaque composante du champ électrique se voit entourée par 4 composantes du champ magnétique et vice versa. Le diagramme de Yee peut être interprété comme une discrétisation naturelle des équations de Maxwell sous forme intégrale.

L'incrémentation temporelle dans le diagramme de Yee se fait par une formulation «saute-mouton» (leap-frog) ; les composantes du champ H (ou E) sont calculées aux instants multiples impairs du demi pas temporel $\frac{\Delta t}{2}$, alors que les composantes du champ E (ou H) sont mises à jour aux instants multiples pairs comme illustré sur la figure 1.2

Le calcul des équations de Maxwell discrétisées dans temps de manière itérative permet d'obtenir l'évolution temporelle du champ électromagnétique dans l'intervalle $[0 - ndt]$.

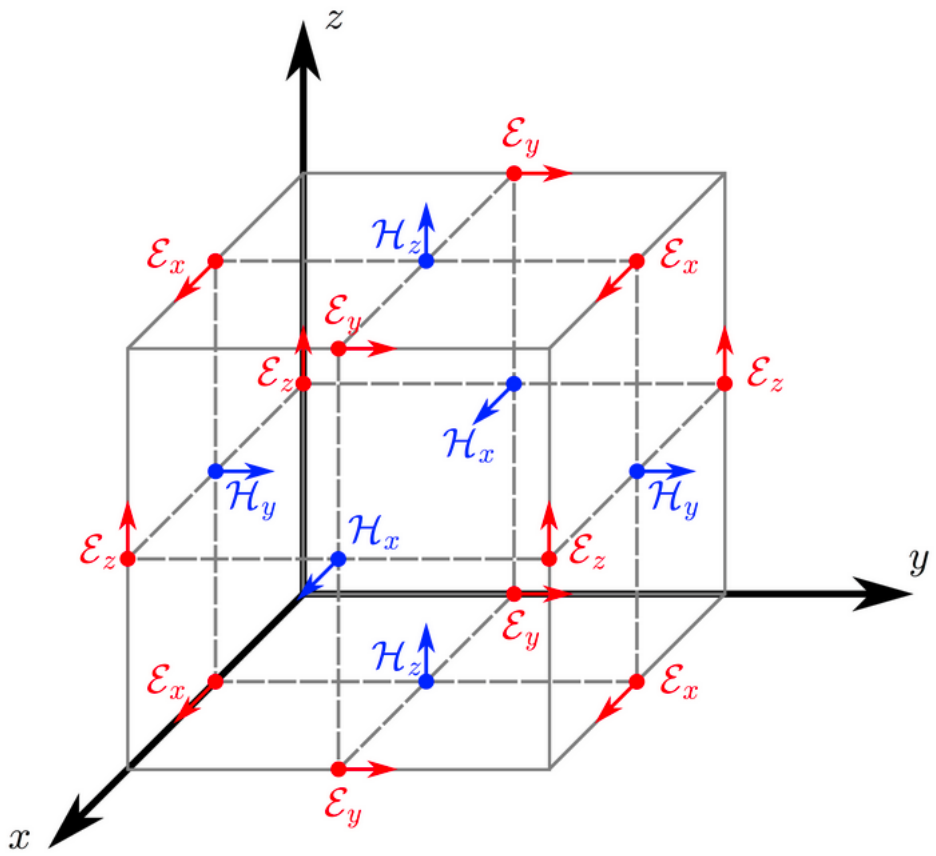


Figure 1.1: Maille élémentaire de Yee [Okamoto, 2021] (discrétisation spatiale à 3 dimensions).

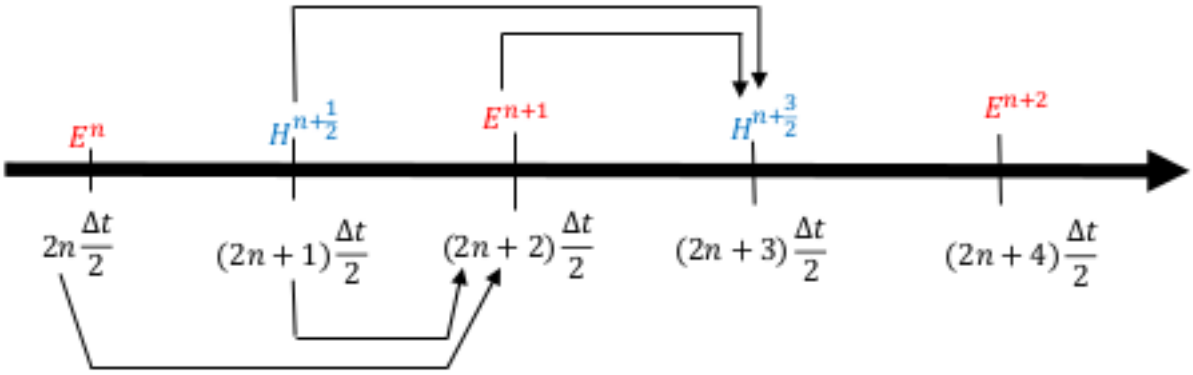


Figure 1.2: Discrétisation temporelle dans le diagramme de Yee.

Pour cela, on fait varier t de 0 à ndt où n est le nombre d'itérations total. On remarquera que les valeurs du champ électromagnétique sont nulles dans tout l'espace à l'instant t = 0. On imposera une excitation dans une certaine région de l'espace et on procèdera au calcul du champ électromagnétique pour chaque n dans tout le volume.

1.3 Formulation de la méthode en deux dimensions

1.3.1 Equations de Maxwell

Nous commençons par décrire les équations de Maxwell sur lesquelles est basée la méthode de calcul utilisée dans ce mémoire. Elle nécessite une discrétisation des coordonnées spatiale et temporelle. Ces équations sont exprimées comme:

$$div\overrightarrow{E}\left(\overrightarrow{r},t\right)=\frac{\rho}{\varepsilon} \tag{1.5}$$

$$div\overrightarrow{H}\left(\overrightarrow{r},t\right)=0 \tag{1.6}$$

$$rot\overrightarrow{E}\left(\overrightarrow{r},t\right)=-\mu\frac{\partial}{\partial t}\overrightarrow{H}(\overrightarrow{r},t) \tag{1.7}$$

$$rot\overrightarrow{H}\left(\overrightarrow{r},t\right)=\varepsilon\frac{\partial}{\partial t}\overrightarrow{E}\left(\overrightarrow{r},t\right)+\overrightarrow{J}\left(\overrightarrow{r},t\right) \tag{1.8}$$

où ε et μ sont respectivement permittivité et perméabilité du milieu.

Les équations (1.5) et (1.6) représentent les lois de Gauss pour le champ électrique et pour le champ magnétique respectivement [Johnson *et al.*, 1999]. Les équations (1.7) et (1.8) représentent les lois de Faraday et d'Ampère respectivement.

Dans ces équations, $\overrightarrow{E}\left(\overrightarrow{r},t\right)$ et $\overrightarrow{H}\left(\overrightarrow{r},t\right)$ sont les champs électriques et magnétiques. On pourrait considérer le déplacement électrique défini comme: $\overrightarrow{D}\left(\overrightarrow{r},t\right)=\varepsilon\overrightarrow{E}\left(\overrightarrow{r},t\right)=\varepsilon_0\,\varepsilon\left(\overrightarrow{r}\right)\overrightarrow{E}\left(\overrightarrow{r},t\right)$ et le champ d'induction magnétique $\overrightarrow{B}\left(\overrightarrow{r},t\right)=\mu\overrightarrow{H}\left(\overrightarrow{r},t\right)$
$=\mu_0\mu\left(\overrightarrow{r}\right)\overrightarrow{H}\left(\overrightarrow{r},\ t\right)$ avec $\mu_0=4\pi10^{-7}H/m$ est la perméabilité magnétique du vide, ρ et $\overrightarrow{J}\left(\overrightarrow{r},\ \ t\right)$ sont respectivement la densité de charge et la densité de courant, $\overrightarrow{r}$ et t les coordonnées d'espace et de temps. $\varepsilon_0=8,854\ 187\ 82.\ 10^{-12}$ F/m: permittivité électrique du vide.

Dans un milieu non chargé et non magnétique, linéaire, isotrope, nous pouvons prendre que: $\overrightarrow{J}\left(\overrightarrow{r},t\right)=0$ et $\rho=0$.

Dans la direction Oy, la structure est considérée infinie. Les champs électrique et magnétique se propagent selon l'axe Oz. L'onde électromagnétique peut être décrite par les champs E et H, dépendant des variables $x,\ z$ et t.

$$E\left(x,\ z,\ t\right)=E\left(x\right)e^{j(\omega t-\beta z)} \tag{1.9}$$

$$H\left(x,\ z,\ t\right)=H\left(x\right)e^{j(\omega t-\beta z)} \tag{1.10}$$

où β, la projection du vecteur d'onde k dans la direction de propagation, est appelée constante de propagation.

$$\beta = kn_{eff} \tag{1.11}$$

où n_{eff} est l'indice de réfraction effectif et $k = \frac{2\pi}{\lambda}$

Les équations (1.7) et (1.8) donnent en trois dimensions :

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu}\left[\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y}\right] \tag{1.12}$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu}\left[\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x}\right] \tag{1.13}$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon}\left[\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x}\right] \tag{1.14}$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon}\left[\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z}\right] \tag{1.15}$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu}\left[\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z}\right] \tag{1.16}$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon}\left[\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y}\right] \tag{1.17}$$

En considérant le diagramme de Yee et les six équations précédentes, on trouve les équations aux différences finies comme suit:

$$\begin{aligned} H_x^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j+\tfrac{1}{2}, k+\tfrac{1}{2}\right) &= H_x^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j+\tfrac{1}{2}, k+\tfrac{1}{2}\right) - \tfrac{\Delta t}{\mu_0 \Delta}\Bigg\{\Bigg[E_z^n\left(i, j+1, k+\tfrac{1}{2}\right) \\ &\quad - E_z^n\left(i, j, k+\tfrac{1}{2}\right)\Bigg] + \Bigg[E_y^n\left(i, j+\tfrac{1}{2}, k\right) - E_y^n\left(i, j+\tfrac{1}{2}, k+1\right)\Bigg]\Bigg\} \end{aligned} \tag{1.18}$$

$$\begin{aligned} H_z^{n+\frac{1}{2}}\left(i+\tfrac{1}{2}, j+\tfrac{1}{2}, k\right) &= H_z^{n-\frac{1}{2}}\left(i+\tfrac{1}{2}, j+\tfrac{1}{2}, k\right) - \tfrac{\Delta t}{\mu_0 \Delta}\Bigg\{\Bigg[E_y^n\left(i+1, j+\tfrac{1}{2}, k\right) \\ &\quad - E_y^n\left(i, j+\tfrac{1}{2}, k\right)\Bigg] + \Bigg[E_x^n\left(i+\tfrac{1}{2}, j, k\right) - E_x^n\left(i+\tfrac{1}{2}, j+1, k\right)\Bigg]\Bigg\} \end{aligned} \tag{1.19}$$

$$E_y^{n+1}\left(i,j+\tfrac{1}{2},k\right) = E_y^n\left(i,j+\tfrac{1}{2},k\right) - \tfrac{\Delta t}{\varepsilon\Delta}\left\{\left[H_x^{n+\frac{1}{2}}\left(i,j+\tfrac{1}{2},k+\tfrac{1}{2}\right) - H_x^{n+\frac{1}{2}}\left(i,j+\tfrac{1}{2},k-\tfrac{1}{2}\right)\right] + \left[H_z^{n+\frac{1}{2}}\left(i-\tfrac{1}{2},j+\tfrac{1}{2},k\right) - H_z^{n+\frac{1}{2}}\left(i+\tfrac{1}{2},j+\tfrac{1}{2},k\right)\right]\right\} \tag{1.20}$$

$$H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\tfrac{1}{2},j,k+\tfrac{1}{2}) = H_y^{n-\frac{1}{2}}(i+\tfrac{1}{2},j,k+\tfrac{1}{2}) - \tfrac{\Delta t}{\mu_0\Delta}]\left\{\left[E_x^n\left(i+\tfrac{1}{2},j,k+1\right) - E_x^n\left(i+\tfrac{1}{2},j,k\right)\right] + \left[E_z^n\left(i,j,k+\tfrac{1}{2}\right) - E_z^n\left(i+1,j,k+\tfrac{1}{2}\right)\right]\right\} \tag{1.21}$$

$$E_x^{n+1}\left(i+\tfrac{1}{2},j,k\right) = E_x^n\left(i+\tfrac{1}{2},j,k\right) - \tfrac{\Delta t}{\varepsilon\Delta}\left\{\left[H_z^{n+\frac{1}{2}}\left(i+\tfrac{1}{2},j+\tfrac{1}{2},k\right) - H_z^{n+\frac{1}{2}}\left(i+\tfrac{1}{2},j-\tfrac{1}{2},k\right)\right] + \left[H_y^{n+\frac{1}{2}}\left(i+\tfrac{1}{2},j,k-\tfrac{1}{2}\right) - H_y^{n+\frac{1}{2}}\left(i+\tfrac{1}{2},j,k+\tfrac{1}{2}\right)\right]\right\} \tag{1.22}$$

$$E_z^{n+1}\left(i,j,k+\tfrac{1}{2}\right) = E_z^n\left(i,j,k+\tfrac{1}{2}\right) - \tfrac{\Delta t}{\varepsilon\Delta}\left\{\left[H_y^{n+\frac{1}{2}}\left(i+\tfrac{1}{2},j,k+\tfrac{1}{2}\right) - H_y^{n+\frac{1}{2}}\left(i-\tfrac{1}{2},j,k+\tfrac{1}{2}\right)\right] + \left[H_x^{n+\frac{1}{2}}\left(i,j-\tfrac{1}{2},k+\tfrac{1}{2}\right) - H_x^{n+\frac{1}{2}}\left(i,j+\tfrac{1}{2},k+\tfrac{1}{2}\right)\right]\right\} \tag{1.23}$$

En tenant compte de l'invariance suivant la direction Oy, la résolution des équations de Maxwell permettent de regrouper les solutions couplées en deux systèmes.

1.3.2 Mode transverse électrique (TE mode)

Le mode transverse électrique signifie que le champ électrique est perpendiculaire à la direction de propagation. En d'autres termes, il n'y a aucun champ électrique dans la direction de propagation.

La polarisation du Mode TE regroupe les composantes de champs H_x, E_y et H_z, les autres composantes étant nulles**.**

A partir de l'équation de Maxwell Faraday, on trouve l'équation d'onde :

$$\Delta E - \varepsilon_0\mu_0\frac{\partial^2 E}{\partial t^2} = 0 \tag{1.24}$$

En substituant l'expression de E (1.9) dans l'équation (1.24) on aura :

$$\Delta E - j^2 \frac{\omega^2}{c^2} E = 0 \tag{1.25}$$

Cette polarisation fait donc intervenir la composante E_y du champ électrique et les composantes H_x et H_z du champ magnétique pour déterminer les solutions du champ du mode transverse électrique (mode TE): En 2 dimensions, les 3 équations (1.18), (1.19) et (1.20) en considérant les directions de x et de z, sont réduites de la manière suivante [Sullivan, 1999]:

$$H_x^{n+\frac{1}{2}}\left(i, k+\frac{1}{2}\right) = H_x^{n-\frac{1}{2}}\left(i, k+\frac{1}{2}\right) - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta}\left\{\left[E_y^n(i,k) - E_y^n(i,k+1)\right]\right\} \tag{1.26}$$

$$H_z^{n+\frac{1}{2}}\left(i+\frac{1}{2}, k\right) = H_z^{n-\frac{1}{2}}\left(i+\frac{1}{2}, k\right) - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta}\left\{\left[E_y^n(i+1,k) - E_y^n(i,k)\right]\right\} \tag{1.27}$$

$$\begin{aligned} E_y^{n+1}(i,k) &= E_y^n(i,k) - \tfrac{\Delta t}{\varepsilon \Delta}\Bigg\{\left[H_x^{n+\frac{1}{2}}\left(i, k+\tfrac{1}{2}\right) - H_x^{n+\frac{1}{2}}\left(i, k-\tfrac{1}{2}\right)\right] \\ &\quad + \left[H_z^{n+\frac{1}{2}}\left(i-\tfrac{1}{2}, k\right) - H_z^{n+\frac{1}{2}}\left(i+\tfrac{1}{2}, k\right)\right]\Bigg\} \end{aligned} \tag{1.28}$$

1.3.3 Mode transverse magnétique (TM mode)

Comme pour TE, le mode transverse magnétique signifie que le champ magnétique est perpendiculaire à la direction de propagation. En d'autres termes, il n'y a aucun champ magnétique dans la direction de propagation.

La polarisation du mode TM, regroupe les composantes de champs E_x, H_y et E_z, les autres composantes étant nulles.

A partir de l'équation de Maxwell Gauss, comme pour le mode transverse électrique, on trouve :

$$\Delta H - \varepsilon_0 \mu_0 \frac{\partial^2 H}{\partial t^2} = 0 \tag{1.29}$$

En substituant l'expression de H (1.10) dans l'équation (1.29), on aura :

$$\Delta H - j^2 \frac{\omega^2}{c^2} H = 0 \tag{1.30}$$

Cette partie définit les solutions transverses magnétiques (mode TM) et regroupe les composantes $H_y,\ E_x,\ E_z$:

En s'appuyant sur les équations de Maxwell, on peut déterminer le rotationnel des champs électrique et magnétique et on aura les équations aux différences finies [Sullivan, 1999]:

$$H_y^{n+\frac{1}{2}}\left(i+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}\right)=H_y^{n-\frac{1}{2}}\left(i+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}\right)-\frac{\Delta t}{\mu_0\Delta}\left\{\left[E_z^n\left(i,k+\frac{1}{2}\right)-E_z^n\left(i+1,k+\frac{1}{2}\right)\right]\right\} \tag{1.31}$$

$$E_z^{n+1}\left(i,k+\frac{1}{2}\right)=E_z^n\left(i,k+\frac{1}{2}\right)-\frac{\Delta t}{\varepsilon\Delta}\left\{\left[H_y^{n+\frac{1}{2}}\left(i+\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}\right)-H_y^{n+\frac{1}{2}}\left(i-\frac{1}{2},k+\frac{1}{2}\right)\right]\right\} \tag{1.32}$$

$$\begin{aligned}E_x^{n+1}\left(i+\tfrac{1}{2},k\right) &= E_x^n\left(i+\tfrac{1}{2},k\right)-\tfrac{\Delta t}{\varepsilon\Delta}\Bigg\{\left[H_z^{n+\frac{1}{2}}\left(i+\tfrac{1}{2},k\right)-H_z^{n+\frac{1}{2}}\left(i+\tfrac{1}{2},k\right)\right]\\ &\quad+\left[H_y^{n+\frac{1}{2}}\left(i+\tfrac{1}{2},k-\tfrac{1}{2}\right)-H_y^{n+\frac{1}{2}}\left(i+\tfrac{1}{2},k+\tfrac{1}{2}\right)\right]\Bigg\}\end{aligned} \tag{1.33}$$

Une onde électromagnétique est caractérisée par un champ électrique E et un champ magnétique H. La détermination des champs se fait par la résolution des équations de Maxwell. La méthode FDTD est l'outil choisi servant à la résolution d'équations différentielles spatio-temporelles sur calculateur. Cet outil de base FDTD permet la résolution des équations de Maxwell dans le vide mais aussi dans divers matériaux (dispersifs, dissipatifs, non-linéaires, ...) géométriquement variés, et ceci dans le domaine temporel et de manière locale. Les équations (1.24) et (1.29) nous aident de déterminer les composantes des champs électriques et magnétiques.

1.4 Conditions aux limites

Des conditions aux limites absorbantes sont nécessaires pour empêcher les champs E et H sortants d'être réfléchis dans le domaine du plan étudié. Normalement, pour calculer le champ E, nous devons connaître les valeurs du champ H environnantes. C'est une hypothèse fondamentale de la méthode FDTD. Supposons que nous recherchions une condition aux limites à l'extrémité où k = 0. Si une onde se dirige vers une frontière dans l'espace libre, elle se propage à c, la vitesse de la lumière. Une approche de bon sens nous dit qu'une condition aux limites acceptable pourrait être:

$$E_y^n(0)=E_y^{n-2}(1) \tag{1.34}$$

Même pour la polarisation TM, à extrémité ou en dehors de la résolution du problème, il est nécessaire de considérer ABCs comme condition aux limites pour aussi empêcher la

réflexion du signal. Ainsi, la méthode FDTD permet de trouver la distribution de champ en résolvant le système des équations de Maxwell. La solution est basée sur les données suivantes:

➢ Conditions initiales qui constituent des paramètres de rayonnement tels que la longueur d'onde, l'amplitude et la phase initiale.

➢ Conditions aux limites qui déterminent le comportement du rayonnement à la frontière de la région de calcul.

Au niveau numérique, en dehors de la région de résolution du problème, il est impossible de faire le calcul. Du point de vue physique, lorsqu'on dépasse les bords du domaine, le champ électromagnétique se réfléchit. Les ABCs sont nécessaires pour réduire les réflexions provenant de la frontière artificielle. Plusieurs méthodes de modélisation existent avec des philosophies différentes.

Considérons une des équations aux différences finies, par exemple équation (1.26). Si on pose $n = 0$, nous aurons un terme $H_x^{-\frac{1}{2}}$. Dans ce cas, lors du calcul numérique, la simulation demeure impossible.

Les champs sont nuls à l'intérieur du conducteur parfait mais des courants et des charges peuvent être présents en surface. Les conditions aux limites se traduisent donc par la continuité de la composante du champ magnétique H et de la composante du champ électrique E. Dans les structures ouvertes, le volume de calcul doit être tronqué à certaines limites, et des conditions "Artificielles" [Rouibah, 2018] aux frontières doivent être définies de sorte que le champ au-delà de ces limites est absorbé et il n'y a pratiquement aucune réflexion vers le volume de calcul (idéalement, une frontière sans réflexion). De telles conditions aux frontières ABCs ont été proposées dans la littérature [Higdon, 1986] et sont utilisées en particulier dans la méthode FDTD.

Pour diminuer les réflexions, à l'intérieur du domaine, on peut aussi utiliser des PML. En effet, cette technique consiste à définir une couche absorbante à l'extérieur de la boîte de calcul de telle sorte que l'onde passe du domaine à la couche sans se réfléchir au niveau de l'interface. L'onde est ensuite absorbée dans la couche grâce à un terme de dissipation et elle est quasiment nulle en atteignant le bord de la couche. Grâce à cela, les réflexions sont fortement diminuées. Cependant, les PML sont difficiles à mettre en œuvre quand les bords du domaine de calcul sont courbes [Berenger, 1994].

Les conditions PML peuvent être appliquées aux bords du domaine et sont particulièrement intéressantes pour la modélisation des cristaux photoniques [Courant *et al.*, 1967]. La méthode PML semble s'affirmer aujourd'hui comme la plus efficace et performante parmi les autres méthodes. L'efficacité de cette méthode est remarquable puisque l'épaisseur

de la zone d'absorption peut être souvent limitée à cinq pas de discrétisation spatiale et l'amplitude du champ réfléchi aux bords est de l'ordre de 10^{-5} [Berenger, 1994] sur une large gamme de fréquences.

Chapitre 2

COMMUTATION OPTIQUE

2.1 Introduction

Nous venons de voir dans le précédent chapitre que la méthode de modélisation FDTD est utilisée pour résoudre les équations de Maxwell. Dans cette section nous allons passer en revue les technologies et les méthodes qu'on utilise pour concevoir différents types de commutateurs optiques. Leurs caractéristiques justifient l'avantage de l'un par rapport à l'autre.

La commutation est un ensemble des opérations manuelles, automatiques ou électroniques qui permettent de mettre en liaison des systèmes et des réseaux de communication. Elle a évolué, depuis la création de la télégraphie et de la téléphonie au XIXe siècle jusqu' aujourd'hui, d'une forme à l'autre tout en englobant de nombreuses technologies habilitantes et en embrassant plusieurs méthodes de commutation. La commutation est donc un terme général désignant le mode de transfert de l'information, sous forme de signaux ou paquets, entre l'entrée et la sortie d'un équipement traversé. La commutation optique permet de garder le signal dans le domaine optique et se révèle être une solution prometteuse pour réduire massivement non seulement le câblage optique sans compromettre indûment la connectivité mais aussi la perte d'énergie dû à la conversion avant et après la commutation pour les commutateurs électroniques.

Le commutateur est chargé d'analyser les trames qui arrivent sur les ports d'entrée. Dans un réseau de télécommunications, un commutateur est un dispositif qui achemine les données issues d'un des différents ports d'entrée vers un port de sortie spécifique qui, à son tour, transfère ces données vers la destination prévue. Un commutateur optique est donc un dispositif qui transfère des signaux lumineux entre différents canaux dans des réseaux de communication.

Dans l'histoire ancienne, des formes primitives de commutation de données étaient utilisées pour transmettre des messages sur des distances qui ne pouvaient pas être parcourues par la voix humaine. Les messages étaient relayés et commutés d'un point à un autre, à

l'aide de klaxons, de drapeaux, de signaux de fumée et d'autres méthodes. La télégraphie est apparue vers le milieu du XIXe siècle et a été la première technologie de communication basée sur l'électricité [El-Bawab, 2001]. Le télégraphe, qui a devancé le téléphone analogique de quelques décennies, transportait des messages sous forme de points et de tirets et était donc de nature numérique [Hinton, 1990]. La télégraphie a évolué pour être basée sur une méthode de commutation connue sous le nom de commutation de messages. Au début, cette forme de commutation numérique était davantage un processus de relais manuel des messages arrivés à un centre de commutation télégraphique et allant vers d'autres centres et destinations sur différentes lignes télégraphiques [Hinton, 1990].

L'intérêt pour la commutation optique est apparu pour la première fois dans les années 1970, et s'est accru dans les années 1980 après la percée de la fibre optique dans le domaine de la transmission. Au début des années 1990, il y avait déjà un effort de recherche considérable sur la commutation optique [Midwinter, 2012]. Les contributions à cet effort sont venues de chercheurs dans les domaines de la commutation électronique, des dispositifs optiques et optoélectroniques, de l'informatique optique et des communications optiques. À cette époque, les dispositifs de commutation optique étaient généralement classés, selon leur fonctionnalité, en dispositifs dits relationnels et en dispositifs logiques [Ryan, 1998].

Les périphériques relationnels établissent une relation entre les ports d'entrée et de sortie du périphérique. Cette relation change en fonction de l'état de l'appareil (par exemple, être en configuration croix ou barre) et cet état, à son tour, est déterminé par une commande électrique externe. Les appareils relationnels n'utilisent pas les informations qui les traversent pour changer l'état de l'appareil. Les appareils logiques, en revanche, sont des appareils numériques et sont supposés être capables d'utiliser les informations qui les traversent pour contrôler l'état de commutation de l'appareil lui-même.

La classification des dispositifs de commutation optique en types relationnels et logiques a été adoptée dans certaines publications au début des années 1990, mais n'a pas duré longtemps [Midwinter, 2012]. Les progrès dans ce que l'on appelait les dispositifs logiques, basés sur l'optique non linéaire, n'ont pas été suffisamment importants pour en faire des candidats sérieux au déploiement dans les applications commerciales d'informatique et de télécommunications.

De nombreux progrès ont toutefois été réalisés dans la recherche et le développement de dispositifs qualifiés comme dispositifs relationnels. En effet, c'est ce dernier type, plus ou moins avantageux, qui a le potentiel d'un déploiement commercial important dans un avenir prévisible. A part la commutation optique (figure 2.1), il existe deux autres qui sont: commutation électronique et commutation tout optique.

La figure 2.2 représente un commutateur électronique. Celui-ci comprend un dispositif électronique à l'intérieur duquel s'effectue un signal électrique. Ce signal est converti

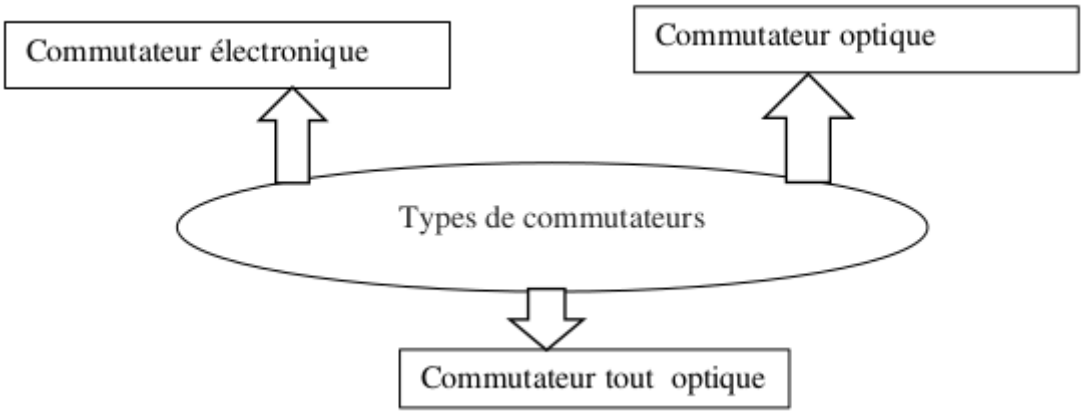


Figure 2.1: Types de commutateurs.

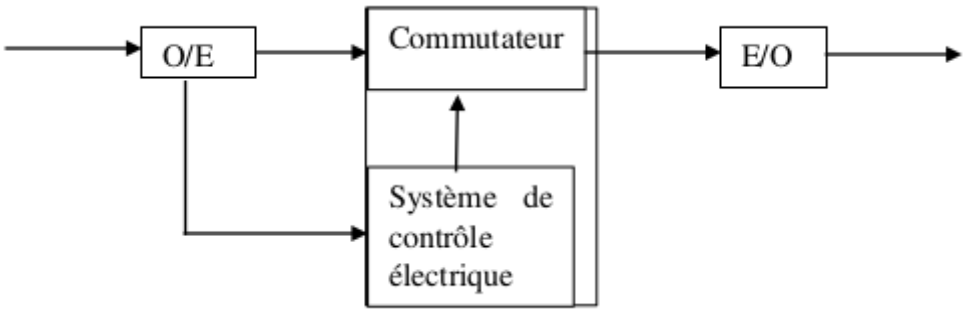


Figure 2.2: Représentation du commutateur électronique.

en celui optique à la sortie du commutateur électro-optique alors qu'à l'entrée, le signal lumineux est converti en signal électrique. Le traitement du signal se fait de façon électrique.

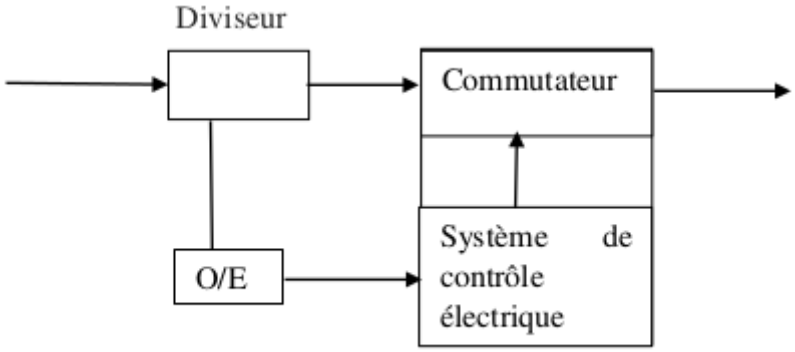


Figure 2.3: Représentation du commutateur optique.

Le commutateur optique (figure 2.3) ne comprend pas de dispositifs électroniques mais le traitement du signal se fait de manière électrique. Le signal optique se propage dans tout l'espace sans être converti en signal électrique. Il reste optique. Ce genre de commutateur est plus avantageux que le commutateur électronique (voir tableau 2.1).

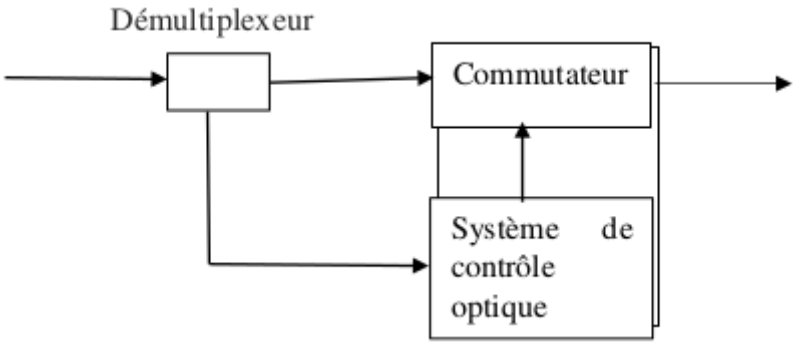


Figure 2.4: Représentation du commutateur tout optique.

Dans le cas de la commutation tout optique (figure 2.4), les longueurs d'onde transportant les signaux doivent le plus souvent, avant la commutation, être séparées et ramenées à une seule, même si ces signaux optiques ne sont pas convertis en signaux électriques. Le traitement du signal se fait par des moyens optiques. Le commutateur tout optique n'est pas encore mis en application car il est difficile de commander optiquement le signal avec un commutateur. La commutation électronique nécessite la plupart de fois de la conversion du signal optique en signal électrique suite aux dispositifs électroniques que possède le commutateur. Un commutateur optique peut avoir un ou plusieurs ports d'entrée et deux ou plusieurs ports de sortie.

Tableau 2.1: Comparaison des types de commutation

Commutation optique	Commutation électronique	Commutation tout optique
-Pas de conversion du signal -Meilleure performance -Faible perte par insertion -Faible diaphonie - Faible perte dépendante de la polarisation -Commande électrique nécessaire -Installation facile -Moins chère	- Conversion du signal est obligatoire - Commutation notée OEO - Fabrication complexe -Plus ou moins chère -Nécessite des dispositifs électroniques	-Pas de conversion du signal -Le traitement du signal se fait de façon optique -Commutation notée OOO -Elimination d' équipements électroniques et donc réduction du coût

L'évolution de la commutation a été associée aux développements de la téléphonie. Les utilisateurs d'une zone géographique souhaitaient communiquer entre eux à l'aide de postes téléphoniques (bornes de communication) et de fils de cuivre (liaisons de transmission).

L'opération de commutation est composée de trois processus principaux, à savoir la signalisation, le contrôle et la commutation elle-même. La signalisation facilite l'initiation de l'appel entre les abonnés et déclenche le processus de commande du commutateur. Ce dernier ordonne la matrice de commutation d'être configurée de manière à effectuer le processus de commutation et est également en charge de maintenir l'appel jusqu'à ce qu'il soit terminé [Hinton, 1990]. Le processus de commutation établit un chemin pour l'appel à travers le centre de commutation.

Les technologies utilisées pour construire les dispositifs de commutation (points de croisement) et pour les contrôler ont également évolué au fil du temps, parallèlement à l'évolution des réseaux téléphoniques. Au début, une personne devait entreprendre le processus de commutation manuellement. Tout d'abord, c'était l'utilisateur lui-même. Ensuite, un opérateur, avec un standard rattaché au centre de commutation, a pris cette responsabilité. Les technologies et les systèmes de commutation électronique ont connu un énorme succès.

Nous venons de voir que la commutation a évolué au fil des décennies en utilisant des dispositifs manuels, électromécaniques et électroniques. La commutation optique présente une alternative d'avenir qui commence à se déployer.

2.2 Classification des commutateurs optiques

Dans les paragraphes suivants, nous allons classifier les commutateurs optiques selon les domaines de commutation optique, les technologies de commutation optique et les méthodes de commutation optique.

2.2.1 Domaines de commutation optique

En principe, la commutation optique peut être envisagée dans les domaines de l'espace, de la longueur d'onde et du temps. Cependant, elle n'a pas encore atteint le degré de maturité et de sophistication de son homologue électronique. La plupart des progrès accomplis ces dernières années l'ont été dans le domaine des technologies de commutation spatiale optique où les signaux optiques sont commutés des ports spatiaux d'entrée (fibres) vers les ports spatiaux de sortie (fibres).

Strictement parlant, il existe trois processus principaux pour gérer les longueurs d'onde dans les réseaux optiques de répartition par multiplexage en longueur d'ondes (WDM, wavelength division multiplexing). Le premier processus est la séparation ou la sélection de longueur d'onde et cela est généralement effectué par des démultiplexeurs et/ou des filtres. Les répartiteurs passifs et les filtres peuvent également être utilisés ensemble pour

mener à bien ce processus. Le deuxième processus est la combinaison ou le regroupement de longueurs d'onde. Celui-ci utilise des multiplexeurs et/ou des combinateurs passifs. La plupart des technologies de multiplexage/démultiplexage de longueur d'onde qui sont disponibles aujourd'hui fournissent une cartographie statique des longueurs d'onde aux ports spatiaux, ce qui signifie qu'elles ne sont pas reconfigurables. Le troisième processus de manipulation de longueur d'onde est la conversion de longueur d'onde ou la translation de longueur d'onde. Ce processus convertit (commute) la longueur d'onde porteuse du signal en une autre longueur d'onde. Ce processus est proche de ce que serait la commutation de longueur d'onde, au sens des télécommunications. Des efforts de recherche ont été menés dans le domaine des échangeurs optiques de tranches de temps [Hinton, 1990]. Cependant, la commutation optique dans le domaine temporel n'est pas facile et n'est pas prête pour un déploiement commercial. Ce type de commutation nécessite des mémoires/tampons optiques viables, une synchronisation optique et une capacité à effectuer de nombreuses opérations logiques dans le domaine optique. Néanmoins, le multiplexage optique par répartition dans le temps et le démultiplexage de flux à très haut débit binaire peuvent être réalisé [Zdeblick, 2001].

2.2.2 Technologies de commutation optique

Dans les années 1990, quelques technologies immatures étaient disponibles pour construire des commutateurs optiques dans le réseau de télécommunications (Ryan, 1998).

Des commutateurs électro-optiques à ondes guidées (utilisant principalement du niobate de lithium avec des guides d'ondes en titane, Ti: LiNb03), des commutateurs macro-opto-mécaniques (tels que le commutateur à fibre), des modulateurs spatiaux de lumière (utilisant des cristaux liquides) et des ports d'amplificateur optique à semi-conducteur (SOA semi-conductor optical amplificator) ont été les principaux dispositifs candidats. D'autres technologies ont peut-être existé, mais elles étaient à peine perceptibles.

Étant donné que la commutation dans les réseaux de transport était toujours effectuée par l'électronique, des conversions optique-électrique-optique (OEO) sont nécessaires au niveau des centres de commutation et des nœuds d'interconnexion. Les flux de données à plusieurs longueurs d'onde doivent être terminés à chaque nœud, convertis dans le domaine électrique à des fins de commutation avant d'être reconvertis dans le domaine optique et transmis au nœud suivant. Cette approche manque évidemment de flexibilité, d'évolutivité et souffre de sérieux goulots d'étranglement en matière de performance. C'est aussi très cher.

La commutation optique a donc été positionnée comme la solution à ces problèmes et la clé du soulagement de la commutation [El-Bawab, 2001]. À la suite d'efforts intenses de recherche et de développement, de nouvelles technologies de commutation optique ont été

introduites et les anciennes ont été avancées grâce aux progrès de la science des matériaux et des méthodes de fabrication [Zdeblick, 2001]. Avant la fin du 20è siècle, bon nombre de ces technologies sont devenues des candidats viables pour le déploiement dans les réseaux des opérateurs.

Evidemment, la migration de la commutation vers le domaine optique apporterait d'énormes avantages au réseau. La commutation optique étend la portée de la bande passante optique pratiquement illimitée des systèmes de transmission aux nœuds de commutation, élevant ainsi la capacité de transport d'informations du réseau à des niveaux bien au-delà de la portée de la commutation électronique. La migration de la commutation vers le domaine optique a le potentiel d'améliorer l'agilité, la flexibilité et la fiabilité du réseau, et peut rendre le réseau plus rentable.

L'abondance de bande passante de bout en bout dans les réseaux basés sur la commutation optique crée également de nouvelles opportunités pour les services et applications basés sur la longueur d'onde.

Les mérites de la commutation optique constituent sans aucun doute une forte motivation pour l'utiliser largement à l'avenir dès que tous les ingrédients technologiques seront pleinement matures et rentables, et lorsque le marché des télécommunications sera prêt pour cette étape [El-Bawab, 2001].

Les technologies de commutation spatiale optique peuvent être classées de différentes manières. Deux types génériques sont généralement reconnus, à savoir, le type basé sur l'onde lumineuse guidée (fibre et/ou guides d'ondes) et le type basé sur l'optique en espace libre. Les technologies de commutation optique peuvent également être classées, plus précisément, en fonction de l'effet physique sous-jacent responsable du processus de commutation.

Dans ce cas, nous voyons plusieurs catégories de technologies. Chacune de ces catégories comprend un certain nombre de types de technologie en fonction de la manière dont l'effet physique est exploité, de la conception de l'appareil, du matériau utilisé et d'autres considérations :

- Commutation électro-optique (EO): cette catégorie utilise des effets électro-optiques. La technologie de commutation la plus connue dans cette catégorie est basée sur des guides d'ondes optiques et des coupleurs directionnels qui sont mis en œuvre sur des substrats de niobate de lithium. D'autres technologies qui peuvent être considérées comme de nature électro-optique comprennent des commutateurs optiques à cristaux liquides utilisant un contrôle de polarisation et des commutateurs optiques électro-holographiques [El-Bawab, 2001]. L'objet d'étude de ce mémoire concerne le commutateur utilisant cette technique.

- Commutation Acousto-Optique (AO): cette catégorie d'ondes guidées exploite l'effet acousto-optique et peut également être mise en œuvre sur du niobate de lithium.

- Commutation thermo-optique (TO): cette catégorie utilise l'effet thermo-optique dans les guides d'ondes optiques. Deux principaux types de matériaux sont déployés pour mettre en œuvre ces commutateurs, à savoir la silice et les polymères.

- Commutation opto-mécanique (OM) : cette catégorie est principalement basée sur l'optique en espace libre. Il comprend des technologies classiques basées sur des fibres mobiles et/ou des composants optiques macroscopiques mobiles ainsi que des technologies modernes telles que celles basées sur des systèmes micro-électromécaniques (MEMS) optiques ou sur des points de croisement de guides d'ondes planaires qui sont contrôlés par des bulles d'air mobiles.

- Commutation basée sur un amplificateur optique : des amplificateurs à semi-conducteurs et à fibre ont été proposés comme dispositifs de commutation. Cependant, les amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA, semiconductor optical amplificator) sont plus courants dans les applications de commutation optique. Les SOA sont également utilisés pour la conversion de longueur d'onde et pour le multiplexage/commutation dans le domaine temporel.

Dans toutes ces technologies, la commande électrique est utilisée pour déclencher des effets électro-optiques dans la commutation EO, pour générer des ondes acoustiques de surface dans la commutation AO, pour fournir de l'énergie de chauffage dans la commutation TO, pour actionner les systèmes de commutation OM, pour contrôler les portes SOA, etc.

Il existe un certain nombre d'études dans la littérature où certaines technologies de commutation optique sont comparées dans des tableaux (voir tableau 2.2), sur la base de caractéristiques telles que la perte par insertion, la diaphonie, le taux d'extinction, la vitesse de commutation, l'évolutivité, la fiabilité, le verrouillage et de nombreuses autres caractéristiques. Cette forme de comparaison est généralement basée sur des chiffres de performance rapportés dans la littérature sur des démonstrations qui peuvent ne pas toutes partager des bases communes, en termes de conditions expérimentales, de précisions de fabrication, d'objectifs de conception et de paramètres de commutation (tels que la taille).

De plus, les performances d'une technologie ne sont pas indépendantes les unes des autres. L'optimisation de la conception du commutateur pour une certaine fonctionnalité peut limiter l'optimisation d'une autre fonctionnalité. La perte par insertion maximale admissible et la diaphonie d'un élément de commutation, par exemple, varient considérablement

Tableau 2.2: Comparaison de types de technologies de la commutation optique

Comparaison / Techniques	Vitesse de commutation	Robustesse	Pertes	Consommation électrique et/ ou coût
Commutation opto mécanique	de l'ordre de quelques ms, plus la matrice de commutation est grande plus ce temps l'est également	Les MEMS sont constitués de parties mobiles donc vulnérables aux vibrations	Entre 3 et 7 dB pour des matrices allant de 4×4 à 16×16	Plus élevée que les autres technologies développées ci-dessous mais beaucoup moins que les commutateurs électriques
Commutation thermo-optique	Dépend de la vitesse à laquelle il est possible de chauffer les matériaux, possibilité de descendre à la ms	Bonne car pas de parties mobiles, mais la température peut à la longue limiter la durée de vie de tels commutateurs	moins de 1 db par centimètre mais de rapides progrès sont faits dans ce domaine	Basse/ potentiellement bas
Commutation acousto-optique	supérieure à 500 ns mais inférieure à 10 ms	potentiellement bonne	Faibles car les ondes sonores permettent également de redynamiser l'onde lumineuse	apparemment trop cher pour une utilisation dans le monde de télécommunication
Commutation électro-optique	très rapide, quelques ns	bonne car pas de parties mobiles	moins de 1 db par centimètre mais de rapides progrès sont faits dans ce domaine	de hautes tensions sont requises
Commutation basée sur un amplificateur optique	quelques ms	bonne car pas de parties mobiles	4.5 db pour un commutateur 32×32	relativement faible car technologie de masse

en fonction de la taille de la structure [Zdeblick, 2001]. En effet, les technologies de commutation optique ne peuvent être comparées, tout ensemble, en elles-mêmes sans égard à l'application spécifique pour laquelle une technologie donnée est envisagée.

La commutation optique fait référence à un phénomène dans lequel la transmission d'un champ optique à travers un dispositif est commutée entre deux ou plusieurs états possibles par des moyens optiques. La bande passante du guide d'ondes est découplée de la bande passante de l'émetteur-récepteur. Les commutateurs peuvent être comparés en termes de vitesse de reconfiguration de chemin.

Il existe différentes géométries pour les dispositifs de commutation optique, tels que les coupleurs directionnels, les interféromètres de Mach-Zehnder ou les croisements non linéaires. Ces dispositifs sont sensibles à la longueur d'onde. Pour augmenter les voies d'entrée ou de sortie, on peut être confronté à un problème de fabrication. Toute la structure est conçue par une seule longueur d'onde lors de la simulation. Les commutations optiques utilisent la lumière pour réaliser des communications à grande vitesse et à grand volume. Ce type de commutation exige également une grande rapidité lors de la commutation entre les voies de communication. Les commutations manuelles prennent trop de temps et les erreurs sont inévitables. Les commutateurs électroniques peuvent être utilisés pour une commutation rapide et fiable, mais ils exigent que le signal optique soit converti en signal électrique, qu'il traverse le commutateur et qu'il soit reconverti en signal optique. Cela crée un goulot d'étranglement des données à chaque commutateur et les avantages de la communication optique s'en trouvent diminués.

Les commutateurs optiques peuvent diviser ou réacheminer des bits spécifiques de données de manière rapide et fiable, sans qu'il soit nécessaire de convertir les signaux optiques en signaux électriques. La commutation optique est ainsi un processus de reconstruire le champ électromagnétique. Les commutateurs optiques permettent non seulement une commutation rapide, mais ils augmentent également la stabilité des communications optiques. Par exemple, si une interruption est détectée sur une voie de communication, le commutateur optique peut passer à une autre voie en moins de 10 ms. Pendant la maintenance de l'équipement, toutes les voies de communication peuvent être déviées vers un chemin temporaire pendant les travaux de maintenance et rétablies sur le chemin d'origine une fois les travaux terminés. Le risque d'interruption des communications pendant les travaux de maintenance est ainsi éliminé. Les commutateurs optiques sont des composants indispensables à la stabilité et à la maintenance des systèmes de communication optique à grande vitesse et à grande capacité.

Quant aux commutateurs étudiés ici, la lumière entrante arrive dans le module d'entrée, transite et repart via le module de sortie sans convertir le signal lumineux en signal électrique. Toute discussion sur la commutation optique amène inévitablement la comparaison entre les possibilités respectives de l'électronique et de l'optique. L'optique est désormais la technique privilégiée en transmission, aussi bien terrestre que sous-marine : des milliers de kilomètres de fibres optiques sont installés et transportent des débits de plus en plus importants, jusqu' à 2,5 Gbit/s pour l'instant et bientôt 10 Gbit/s et au-

delà.

L'intérêt pour la commutation optique est apparu pour la première fois dans les années 1970, et augmenté dans les années 1980 après la percée de la fibre optique dans le domaine des transmissions. Au début des années 1990, il y avait déjà effort de recherche considérable sur la commutation optique.

Les réseaux de fibres optiques ont été développés au $20^{ème}$ siècle pour transporter des quantités de données plus importantes que celles possibles avec les systèmes à fils de cuivre antérieurs. L'utilisation croissante d'Internet et la multiplication des offres de téléphonie et de télévision cellulaires ont nécessité la gestion d'un plus grand nombre de données par des réseaux de communication.

La technologie des microsystèmes électromécaniques (MEMS) joue un rôle important dans l'espace de commutation optique. Il apporte de nombreux avantages de la commutation opto-mécanique macroscopique et ajoute de nombreuses caractéristiques souhaitables. Les commutateurs optiques mécaniques conventionnels, tels que les miroirs, offrent une manière polyvalente de commuter la lumière avec de très bonnes performances optiques caractéristiques telles qu'une faible perte et un contraste élevé. Cependant, la taille, le coût, la vitesse et la fiabilité associée aux pièces mécaniques limitent leur utilisation pratique.

Par comparaison, les systèmes de commutation qui seraient basés sur des tissus de commutation optiques sont appelés systèmes OOO (optique-optique-optique). Alors que les systèmes OOO sont appelés transparents et parfois entièrement optiques, leurs homologues OEO (optique-électrique-optique) sont souvent appelés opaques. La transparence implique que le réseau soit capable de transférer tout type d'informations sans tenir compte des formats de protocole et de codage, des débits de données et des techniques de modulation. Il présente de nombreux avantages (tableau 2.1).

La transparence permet au réseau optique de prendre en charge simultanément une variété de couches supérieures. Il permet également au réseau d'être conçu de manière rentable et d'évoluer facilement à l'avenir avec les protocoles et les technologies. Les réseaux électriques sont opaques car leurs performances dépendent du type de signal et des paramètres. Ceci est en effet lié à leur capacité à lire et à traiter les signaux qu'ils véhiculent, ce qui est favorable dans de nombreuses applications. La transparence est intrinsèque aux réseaux optiques où les données sont transmises et commutées dans le domaine optique de bout en bout. Cependant, il existe différents niveaux de transparence [Mouftah et Elmirghani, 1999]. La transparence totale implique que le réseau soit capable de transporter et de gérer tous les types de trafic, de l'analogique à tous les types de trafic numérique, simultanément sans limitation et quels que soient les paramètres du signal et l'étendue physique. Étant donné que les supports et les systèmes de transmission ne sont pas parfaits, cette forme de transparence n'est pas possible dans la pratique

[Zdeblick, 2001].

Par conséquent, la transparence n'est pas absolue ou illimitée et ne peut être obtenue que dans certaines limites de conception et en tenant compte de facteurs tels que les types de fibres et de composants, la distance de transmission, etc. De nos jours, il existe quelques types de réseaux qui sont également étiquetés comme réseaux optiques, mais pas avec précision, que ce soit dans la littérature ou dans la communauté industrielle.

2.2.3 Méthodes de commutation optique

Comme la commutation dans le domaine électrique, il existe deux méthodes principales de commutation optique, à savoir la commutation de circuit optique (Optical Circuit Switching: OCS) et la commutation optique de paquets (Optical Paquets Switching: OPS). Dans OCS, la commutation est effectuée à la granularité d'un circuit optique ou d'un trajet optique. Lorsque le trajet optique est basé sur une longueur d'onde, l'OCS est parfois appelé commutation de longueur d'onde optique.

Des temps de commutation en microsecondes peuvent être attendus et plusieurs expériences ont rapporté des temps de commutation de dizaines de nanosecondes. Les applications qui nécessitent une vitesse de commutation aussi élevée comprennent la commutation de paquets optiques, la commutation de rafales optiques, le démultiplexage/multiplexage rapide de signaux optiques à très haute capacité, etc. Cependant, la commutation de paquets optiques nécessite également une mémoire tampon optique dont le développement s'est avéré très difficile.

Lorsqu'un réseau de fibres optiques achemine un signal lumineux d'un téléphone ou d'un ordinateur à un autre, il peut être nécessaire de déplacer le signal entre différents chemins de fibres. Pour ce faire, il faut un commutateur capable de transférer le signal avec une perte minimale de qualité de la voix ou des données.

Lorsque les fibres optiques ont été développées pour la première fois, cela a été accompli avec un commutateur électronique qui a transformé le signal lumineux en un signal électrique, exécuté la fonction de commutation et reconverti le signal en une forme lumineuse. Ce système était acceptable pour les premiers systèmes à fibres optiques, mais des problèmes se sont posés lorsque la vitesse de transmission a augmenté.

La vitesse de commutation des commutateurs électriques est limitée par rapport à la vitesse de la lumière utilisée dans les transmissions par fibre. À mesure que les besoins en données augmentaient, la partie électrique du commutateur électro-optique créait des limites quant à la quantité de données pouvant être transmise. Des technologies de commutation optique plus avancées étaient nécessaires, en particulier pour éliminer la conversion électrique lors de la commutation de signaux lumineux. Le développement des systèmes micro électromécaniques (MEMS), qui utilisent de minuscules miroirs pour transférer les

signaux lumineux, constitue une amélioration importante. Les MEMS constituaient un avantage par rapport aux commutateurs électro-optiques car la conversion vers et à partir de signaux électriques n'était pas nécessaire. Les transmissions lumineuses ont été transférées directement entre différentes fibres dans un dispositif MEMS, permettant des vitesses de transmission équivalentes aux limites de la fibre optique jusqu'à un certain point.

Un commutateur optique MEMS est une sorte de technologie de commutation optique, qui est une technologie micro-électromécanique largement utilisée dans la technologie moderne.

Ce type de commutation optique est relativement facile à mettre en œuvre, avec une faible perte par insertion, une diaphonie faible, une faible perte dépendante de la polarisation, bonne adaptabilité à différents environnements, basse puissance et tension de contrôle. L'inconvénient est que la vitesse d'échange ne peut atteindre que le niveau de millisecondes.

2.3 Rôle de commutation optique dans le réseau de télécommunication

Le commutateur permet notamment de créer différents circuits au sein d'un même réseau, de recevoir des informations et d'envoyer des données vers un destinataire précis en les transportant via le port adéquat. La protection, ou sécurisation, des liaisons de transmission à haut débit constitue l'application la plus simple de la commutation optique. Il s'agit, en cas de défaillance ou de défaut d'une liaison de transmission, de détecter le défaut ou la dégradation puis de basculer la lumière transportée par cette liaison sur une liaison de secours. Les matrices à réaliser sont de petites tailles (10×10 au maximum), les temps de commutation sont, en général, assez longs (de l'ordre de la seconde). Le commutateur optique permet de contrôler étroitement la qualité de service et d'assurer une grande tolérance aux pannes.

Les autres applications dans les réseaux de télécommunications sont nettement plus complexes, soit par la taille des matrices mises en jeu, soit par les temps de reconfiguration nécessaires. Ces applications visent à réaliser des fonctions de réseau que l'on peut classer par complexité décroissante du point de vue de la commutation optique: la commutation proprement dite qui représente le problème le plus complexe puisqu'il faut traiter un très grand nombre d'entrées-sorties (quelques milliers ou plus) et, dans le cas d'une commutation temporelle, avoir accès aux éléments binaires correspondant à chaque communication. Ceci implique des temps de commutation élémentaires inférieurs à la microseconde ou même à la nanoseconde.

En plus des applications énumérées précédemment, qui concernent des fonctions du réseau, il existe d'autres applications très importantes de la commutation optique: les interconnexions optiques reconfigurables, qui sont étudiées pour régler les problèmes posés par les interconnexions électriques multiples et à hauts débits entre cartes ou entre puces bien que ces technologies ci-haut citées puissent également être utilisées pour réaliser des fonctions de commutation.

Le commutateur dont l'étude est l'objet de ce travail se classe dans le domaine de l'espace et utilise une technologie de commutation électro-optique. La CPON est une technique utilisée pour contrôler la propagation du signal en plus du guidage par les différents guides optiques utilisés. Dans le chapitre suivant nous allons l'étudier en détail.

Chapitre 3

COMMUTATION OPTIQUE BASEE SUR LA CONJUGAISON DE PHASE OPTIQUE NUMERIQUE

3.1 Introduction

La plupart des commutateurs ne sont pas sélectifs en longueur d'onde. Ce chapitre présente un commutateur optique de haute performance. Dans cette étude, la simulation est faite pour plusieurs longueurs d'onde sur l'intervalle de 1.540 μm à 1.570 μm avec toutes les polarisations du mode transverse électrique (TE) et du mode transverse magnétique (TM). La perte par insertion (Insersion Loss en anglais) est la quantité de perte de puissance du signal d'entrée lors du couplage au port de sortie. La diaphonie (Crosstalk en anglais) est défini comme le rapport de la puissance lumineuse dans le port de sortie indésirable à la puissance lumineuse dans le port de sortie souhaité. Le signal indésirable est considéré comme bruit sur le port de sortie involontaire. La perte par dépendance à la polarisation (Polarisation Dependance Loss) est la perte due au changement de polarisation. Un commutateur idéal devrait être indépendant de la polarisation et avoir la plus petite perte par insertion et diaphonie pour tous les ports.

De plus, la performance d'un commutateur optique dépend largement des phénomènes physiques sous-jacents. La conception de l'architecture de commutation est également fortement liée aux principes optiques appliqués. Dans ce mémoire, la performance d'un commutateur optique basé sur CPON est étudiée; le commutateur a été introduit dans certains travaux antérieurs [Li et Claver, 2013]; [Claver et Li, 2015]. Par des simulations numériques, nous montrons le fonctionnement du commutateur optique et calculons la perte par insertion et la diaphonie pour de nombreuses longueurs d'onde aux polarisations

TE et TM. Le commutateur est conçu à l'aide de la technique CPON [Cui et Yang, 2010]; [Li, 2010]; [Li, 2013]; [Papadopoulos *et al.*, 2012]; [Hillman *et al.*, 2013] et incorporé avec un interféromètre multimode [Soldano et Pennings, 1995]; [Ulrich et Ankele, 1975] et les miroirs RBD. Dans les sections suivantes, nous commençons par le principe du commutateur optique basé sur CPON avec une seule longueur d'onde, puis nous étudions la performance en tenant compte de certains critères de performances tels que IL, CT, la dépendance à la polarisation et la bande passante [Earnshaw *et al.*, 2001]. L'IMM est supposé être fabriqué sur une plaquette de phosphate d'indium (GaAs/InP). Il a une longueur de 286,6435 μm et une largeur de 12 μm. Les indices de réfraction du cœur et de la gaine sont respectivement de 3,39 et 3,17. La longueur de la section de modulation de phase P_m est fixée à 80 μm pour maintenir le changement d'indice de réfraction Δn_k nécessaire pour produire une modulation de phase 2π de l'ordre de 10^{-3}. Pour la commodité de la simulation, le RBD a adopté une structure périodique d'une longueur totale de 60 μm. Chaque période se compose de deux tranches avec la même largeur de 0,1172 μm et des indices de réfraction de 3,39 et 3,17 respectivement. La plaquette (wafer en anglais) comprend 500 μm et 16 μm de longueur et de largeur respectivement.

3.2 Interféromètre multimodal

3.2.1 Guide d'onde multimode

Un guide d'onde multimode permet une propagation de radiations présentant une puissance plus importante que la puissance possible dans un guide d'onde monomode. Par ailleurs, la largeur d'un guide multimode est en général, plus grande que la largeur du guide monomode.

L' IMM est un dispositif diviseur de faisceau qui comprend deux parties dont l'une centrale est un guide d'onde multimode et des guides monomodes à l'entrée et à la sortie du guide multimode (figure 3.1). Chaque mode guidé désigné par Ψ_v, profil du champ (électrique ou magnétique), est représenté par la constante de propagation β_v.

La structure centrale d'un dispositif IMM est un guide d'ondes conçu pour guider un grand nombre de modes (typiquement ≥ 3). Afin de conduire la lumière dans le guide et de récupérer celle-ci de ce guide d'ondes multimode, un certain nombre de guides d'ondes d'accès (généralement monomodes) sont placés à son début et à sa fin. De tels dispositifs sont généralement appelés coupleurs $N \times M$ IMM, où N et M sont respectivement le nombre de guides d'ondes d'entrée et de sortie.

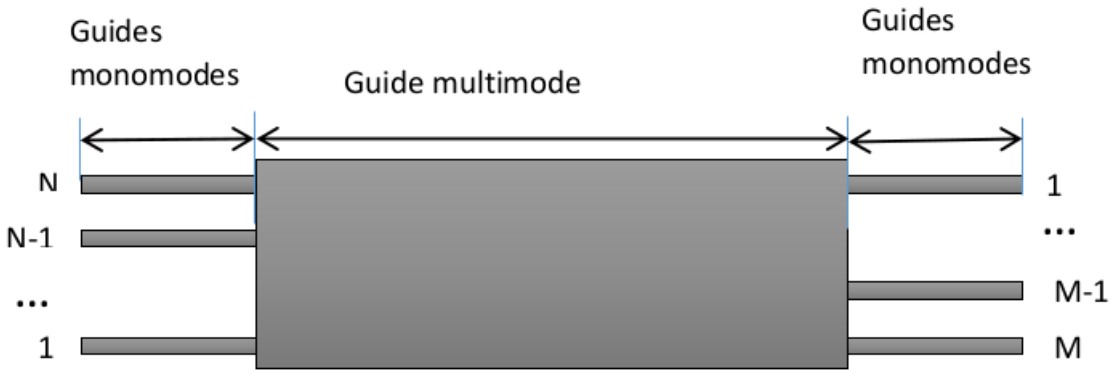


Figure 3.1: Coupleur d'interférence multimode $N \times M$.

3.2.2 Paramètres du coupleur d'interférence multimode

L'IMM présente de nombreux avantages tels qu'une taille compacte, une faible perte par insertion, une faible perte dépendance de la polarisation, une bande passante relativement large et de bonnes tolérances de fabrication [Besse *et al.*, 1994].

La figure 3.2 montre un guide d'onde multimode à index échelonné de largeur W_M, avec un indice de réfraction du cœur (effectif) n_r et un indice de réfraction de la gaine (effectif) n_c. Le guide d'ondes supporte m modes latéraux (comme indiqué sur la figure 3.2) avec des numéros de mode $v = 0, 1, ..., (m - 1)$ à une longueur d'onde en espace libre. Le nombre d'onde latéral k_{yv} et la constante de propagation β_v, sont liés à l'indice de réfraction du cœur n_r par l'équation de dispersion [Soldano et Pennings, 1995]:

$$k_{yv}^2 + \beta_v^2 = k_0^2 n_r^2 \tag{3.1}$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \tag{3.2}$$

$$k_{yv} = \frac{(v+1)}{W_{ev}}\pi \tag{3.3}$$

où la largeur « effective » W_{ev}, prend en compte la profondeur de pénétration latérale (dépendant de la polarisation) de chaque champ de mode, associée aux décalages de Goos-Hähnchen aux limites du cœur. Pour les guides d'ondes à contraste élevé, la profondeur de pénétration est très faible de sorte qu'en général, la largeur effective W_{ev} peut être approximée par la largeur effective W_{e0} correspondant au mode fondamental (que l'on notera W_e pour simplifier) [Soldano et Pennings, 1995]:

$$W_{ev} \approx W_e = W_M + \left(\frac{\lambda_0}{\pi}\right)\left(\frac{n_c}{n_r}\right)^{2\alpha}\left(n_r^2 - n_c^2\right)^{-(0.5)} \tag{3.4}$$

où α =0 pour TE et α =1 pour TM, n_r et n_c sont respectivement l'indice de réfraction du cœur et de la gaine et λ_0 est une longueur d'onde en espace libre des modes supportés par le guide d'onde multimode.

Dans chaque mode, les constantes de propagation sont

$$\beta_v \approx k_0 n_r - \frac{(v+1)^2}{4 n_r W_e^2} \pi \lambda_0, \tag{3.5}$$

alors que la longueur de battement est [Ulrich et Ankele, 1975]:

$$L_\pi = \frac{\pi}{\beta_0 - \beta_1} \approx \frac{4 n_r W_e^2}{3 \lambda_0} \tag{3.6}$$

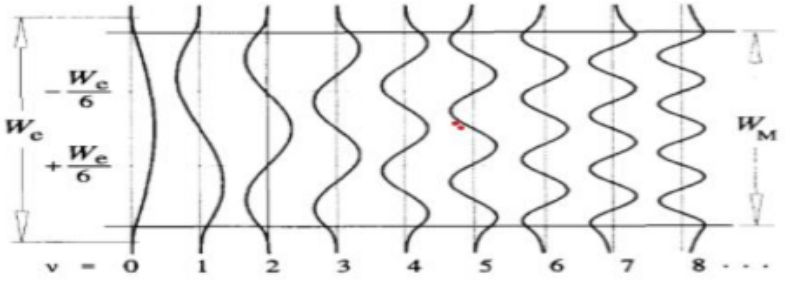


Figure 3.2: Exemple de profils de champ latéral normalisés en amplitude $\psi_v(y)$ correspondant aux 9 premiers modes guidés [Soldano et Pennings, 1995].

La différence entre la constante de propagation du mode fondamental et le mode excité v

$$(\beta_0 - \beta_v) \approx \frac{v(v+2)}{3 L_\pi} \pi \tag{3.7}$$

3.2.3 Principe d'auto-imagerie

L'IMM est régi par un principe réalisé par Bryngdahl [Soldano et Pennings, 1995] et expliqué plus en détail par Ulrich [Bryngdahl, 1973]. Ce principe (principe d'auto-imagerie) reste une propriété des guides d'ondes multimodes par laquelle un profil champ d'entrée est reproduit en images simples ou multiples à intervalles (figure 3.3) périodiques le long de la direction de propagation du guide [Ulrich et Ankele, 1975].

3.2.4 Analyse de propagation en mode guidé

Un profil de champ d'entrée $\Psi(y, 0)$ imposé à z = 0 et totalement contenu dans W_e (figure 3.3), sera décomposé en distributions de champ modal de tous les modes:

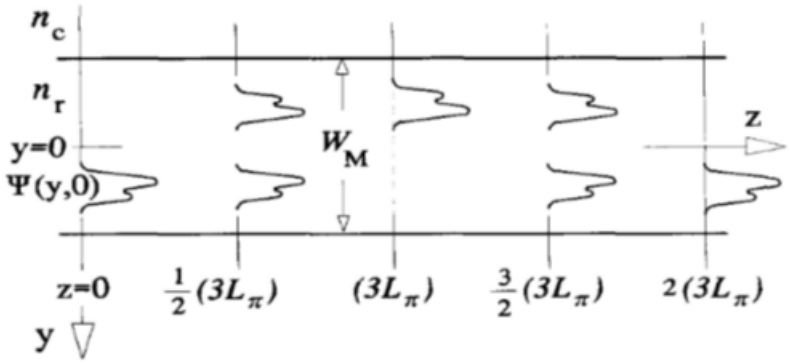


Figure 3.3: Guide d'onde multimode montrant le champ d'entrée $\Psi(y,0)$, une image unique réfléchie à $(3L_\pi)$, une image unique directe à $2(3L_\pi)$ et des images doubles à $\frac{1}{2}(3L_\pi)$ et $\frac{3}{2}(3L_\pi)$

$$\Psi(y,0) = \sum_v c_v \psi_v(y) \tag{3.8}$$

où la sommation doit être comprise comme incluant les modes guidés et radiatifs. Les coefficients d'excitation de champ c_v peuvent être estimés en utilisant des intégrales de recouvrement sur la base des relations entre le champ et l'orthogonalité.

$$c_v = \frac{\int \Psi\,(y,0)\psi_v\,(y)\,dy}{\sqrt{\int \psi_v^2\,(y) dy}} \tag{3.9}$$

Si le "spectre spatial" du champ d'entrée $\Psi\,(y,0)$ est suffisamment étroit pour ne pas exciter les modes non guidés, (condition remplie pour toutes les applications pratiques), il peut être décomposé dans les modes guidés uniquement.

$$\Psi(y,0) = \sum_{v=0}^{m-1} c_v \psi_v(y) \tag{3.10}$$

Le profil de champ à une distance z peut alors être écrit comme une superposition de toutes les distributions de champ en mode guidé

$$\Psi\,(y,z) = \sum_{v=0}^{m-1} c_v \psi_v\,(y) \exp\left[j\,(\omega t - \beta_v z)\right] \tag{3.11}$$

En prenant la phase du mode fondamental comme facteur commun de la somme, en l'abandonnant et en supposant la dépendance temporel $exp(j\omega t)$ implicite ci-après, le profil de champ $\Psi\,(y,z)$ devient :

$$\Psi(y,z) = \sum_{v=0}^{m-1} c_v \psi_v(y) exp[j(\beta_0 - \beta_v)z] \tag{3.12}$$

Une expression utile pour le champ à une distance z = L est alors trouvée en substituant (3.7) dans (3.12)

$$\Psi\left(\mathrm{y},\mathrm{L}\right) = \sum_{v=0}^{\mathrm{m}-1} \mathrm{c}_v \psi_v\left(\mathrm{y}\right) \exp\left[\mathrm{j}\frac{v\left(v+2\right)\pi L}{3\mathrm{L}_\pi}\right] \tag{3.13}$$

La forme de $\Psi\left(\mathrm{y},\mathrm{L}\right)$, et par conséquent les types d'images formées, seront déterminés par l'excitation modale c_v, et les propriétés du facteur de phase du mode

$$\exp\left[\mathrm{j}\frac{v\left(v+2\right)\pi\mathrm{L}}{3\mathrm{L}_\pi}\right] \tag{3.14}$$

Dans certaines circonstances, le champ $\Psi\left(\mathrm{y},\mathrm{L}\right)$ sera une reproduction (auto-image) du champ de saisie $\Psi\left(\mathrm{y},0\right)$. Nous appelons interférence générale les mécanismes d'auto-imagerie qui sont indépendants de l'excitation modale. Les propriétés suivantes s'avéreront utiles pour des dérivations ultérieures:

$$v\left(v+2\right) = \begin{cases} \text{pair pour } v \text{ pair} \\ \text{impair pour } v \text{ impair} \end{cases} \tag{3.15}$$

$$\psi_v\left(-\mathrm{y}\right) = \begin{cases} \psi_v\left(\mathrm{y}\right) \text{ pour } v \text{ pair} \\ -\psi_v\left(\mathrm{y}\right) \text{ pour } v \text{ impair} \end{cases} \tag{3.16}$$

Cette dernière équation est une conséquence de la symétrie structurelle par rapport au plan y=0.

En inspectant (3.13), on peut voir que $\Psi\left(\mathrm{y},\mathrm{L}\right)$ sera une image de $\Psi\left(\mathrm{y},0\right)$ si

$$\exp\left[\mathrm{j}\frac{v\left(v+2\right)\pi\mathrm{L}}{3\mathrm{L}_\pi}\right] = 1 \quad ou\ (-1)^v \tag{3.17}$$

La première condition signifie que le changement de phase de tous les modes le long de L doit différer par des multiples entiers de 2π. Dans ce cas, tous les modes guidés interfèrent avec les mêmes phases relatives à z = 0 ; l'image est donc une réplique directe du champ de la source.

La deuxième condition signifie que les changements de phase doivent être alternativement des multiples pairs et impairs de π. Dans ce cas, les modes pairs seront en phase et les modes impairs en antiphase.

En raison de la symétrie impaire indiquée en (3.16), l'interférence produit une image réfléchie par rapport au plan y = 0.

Compte tenu de (3.15), il est évident que la première et la deuxième condition de (3.17) seront satisfaites pour p pair et p impair, respectivement.

$$\mathrm{L} = \mathrm{p}\,(3\mathrm{L}_\pi) \qquad \text{avec } \mathrm{p} = 0, 1, 2, \ldots\ldots \tag{3.18}$$

Le facteur p désigne la nature périodique de l'imagerie le long du guide d'ondes multimode. Les images individuelles directes et réfléchies du profil champ d'entrée $\Psi\,(\mathrm{y}, 0)$ seront donc formées par une interférence générale à des distances z qui sont, respectivement, des multiples pairs et impairs de la longueur $(3\mathrm{L}_\pi)$. Il doit être clair à ce point que les images individuelles directes et réfléchies peuvent être exploitées respectivement dans les coupleurs de barres et les coupleurs croisés.

En plus des images uniques aux distances données par (3.18), plusieurs images peuvent également être trouvées. Considérons d'abord les images obtenues à mi-chemin entre les positions d'image directe et en miroir, c'est-à-dire à des distances

$$\mathrm{L} = \frac{\mathrm{p}}{2}\,(3\mathrm{L}_\pi) \tag{3.19}$$

Le champ total à ces longueurs est trouvé en substituant (3.19) en (3.13)

$$\Psi\left(\mathrm{y}, \frac{\mathrm{p}}{2} 3\mathrm{L}_\pi\right) = \sum_{v=0}^{\mathrm{m}-1} \mathrm{c}_v \psi_v\,(\mathrm{y}) \exp\left[\mathrm{j}v\,(v{+}2)\,\mathrm{p}\left(\frac{\pi}{2}\right)\right] \tag{3.20}$$

avec p un entier impair. Compte tenu de la propriété (3.15) et des conditions de symétrie du champ de mode de (3.16), (3.20) peut s'écrire sous la forme:

$$\begin{aligned} \Psi\left(y, \frac{p}{2} 3L_\pi\right) &= \sum_{v\ pair} c_v \psi_v(y) + \sum_{v\ impair} (-j)^p c_v \psi_v(y) \\ &= \frac{1 + (-j)^p}{2} \Psi(y, 0) + \frac{1 - (-j)^p}{2} \Psi(-y, 0) \end{aligned} \tag{3.21}$$

En général, on obtient N-images à

$$\mathrm{L} = \frac{\mathrm{p}}{\mathrm{N}}\,(3\mathrm{L}_\pi) \tag{3.22}$$

où $\mathrm{p} \geq 0$ et $\mathrm{N} \geq 1$ sont des entiers naturels sans diviseur commun. Avant la modulation de phase, nous devons connaître la phase dans chaque guide d'ondes du côté droit de l'IMM. La phase est calculée avec l'équation (3.23) [Soldano et Pennings, 1995]:

$$\varphi_{k,i} = \begin{cases} \frac{\pi}{4N}(i-k)(2N-i+k)+\pi & si \;\; i+k \text{ est } pair \\ \frac{\pi}{4N}(i+k-1)(2N-i-k+1) & si \;\; i+k \;\; \text{est } impair \end{cases} \tag{3.23}$$

où $k = 1, 2, ...N$ est la numérotation (ascendante) des guides d'ondes d'entrée et $i = 1, 2, ...N$ est la numérotation (descendante) des guides d'ondes de sortie.

A partir des expressions représentant les paramètres d'IMM, nous avons fait une simulation de ce dispositif comme illustré sur les figures 3.4 et 3.5.

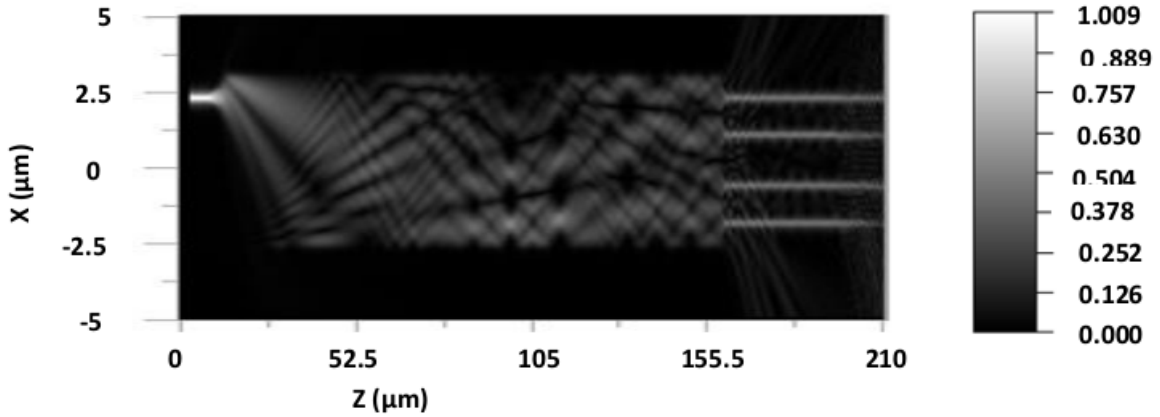


Figure 3.4: Simulation d'un IMM à la longueur d'onde de 0.65 μm pour le mode TE.

Les figures (3.4 et 3.5) représentent un résultat de simulation d'un IMM aux longueurs d'ondes respectivement 0.650 et 0.720 μm. Lors de la simulation, le signal est passé par le $4^{ème}$ guide monomode. La formation des auto-images se fait à la longueur L=155 μm en polarisation du mode TE. La conception de ce dispositif IMM est formée d'une plaquette de 10 μm $\times$ 210 μm respectivement de largeur et de longueur, de guide d'onde multimode de 6 μm et 155 μm également de largeur et de longueur respectivement, des guides monomodes à l'entrée de 0.32 μm de largeur et 7.5 μm de longueur, des guides monomodes à la sortie de 0.32 μm de largeur et 32.5 μm de longueur. L'indice de réfraction du cœur est de 3.39 et celui de la gaine est de 3.17. Le temps de simulation est environ deux heure-et-demi pour toutes les deux longueurs d'onde. Aux longueurs d'ondes inférieures à 0.650 μm, les résultats présentent des signaux qui dispersent tout autour des guides monomodes sortants, et par ailleurs les guides monomodes deviennent multimodes. Le signal qui est transmis à travers ces guides monomodes est moins intense. Aussi aux longueurs d'onde supérieures 0.720 μm, la lumière se disperse énormément ce qui rend une grande perte d'énergie.

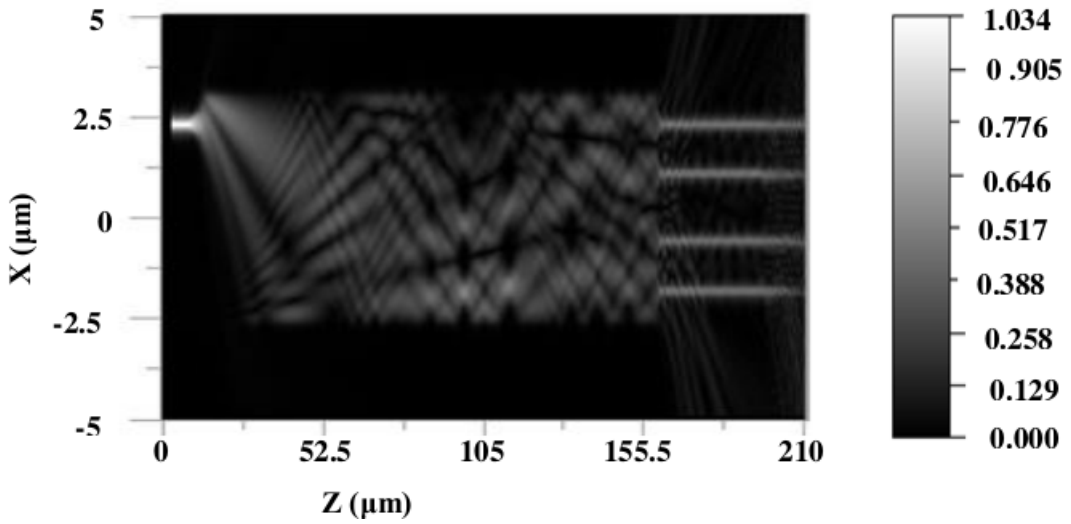


Figure 3.5: Simulation d'un IMM à la longueur d'onde de 0.720 μm en mode TE.

3.3 Réseau de Bragg distribué

3.3.1 Structure

Un RBD est constitué d'un guide d'onde avec un changement périodique de matériau le long du cœur. Pour maintenir une faible perte par insertion et une faible diaphonie, il est hautement souhaitable qu'un RBD réfléchisse autant que possible une longueur d'onde de travail et laisse passer autant que possible toutes les autres longueurs d'onde utilisées. Dans un réseau DWDM, l'espace de canal peut être petit de sorte que les filtres RBD doivent être conçus très soigneusement pour fournir une bande d'arrêt très étroite. La figure 3.6 illustre la structure du RBD. Il en résulte une variation périodique de l'indice de réfraction effectif dans le cœur. Une période contient deux sections de longueurs d_1 et d_2. Comme illustré sur la figure 3.6, chaque interface entre deux empilements provoque une réflexion partielle du champ lumineux.

La longueur d'onde du réseau de Bragg est essentiellement définie par la période de la microstructure et de l'indice de réfraction du cœur.

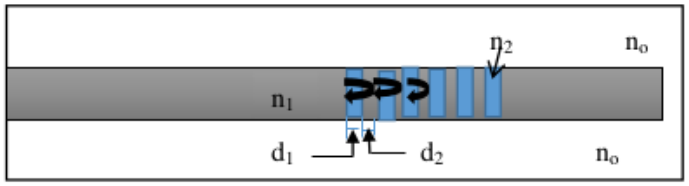


Figure 3.6: Structure d'un miroir/filtre de bande d'arrêt de réseau de Bragg.

$$\lambda_B = 4\left(n_{eff1} \times d_1 + n_{eff2} \times d_2\right) \text{[Claver et Li, 2015]} \tag{3.24}$$

Pour une réflexion maximale, la longueur d'onde λ_B dans l'équation (3.24) est appelée longueur d'onde de Bragg. Avec la longueur L, le champ sera totalement réfléchi. Donc le RBD agit comme un parfait miroir. RBD peut fonctionner comme un filtre d'arrêt de bande en plus du miroir. Il peut avoir un rôle important dans la sélectivité des longueurs d'ondes pour les dispositifs optiques.

3.3.2 Simulation d'un réseau de Bragg distribué

Le réseau de Bragg offre, pour les capteurs optiques, tous les avantages habituellement attribués à ces dispositifs à savoir: une très faible perte sur la longueur du guide, insensibilité aux champs électromagnétiques et aux interférences radio-fréquentielles, peut être utilisé sans restriction et dispose d'une sensibilité élevée d'une très grande fiabilité sur la durée.

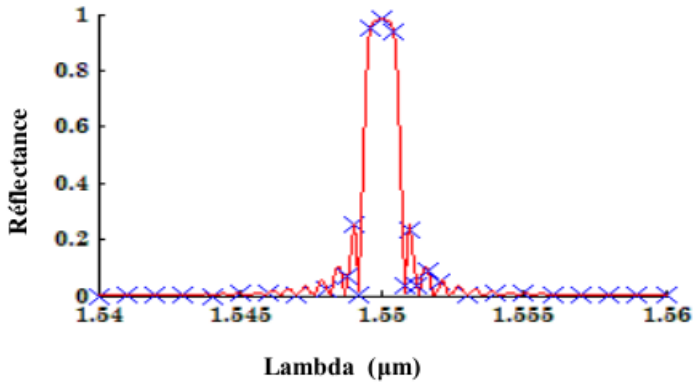


Figure 3.7: Miroir/filtre de bande d'arrêt de réseau de Bragg pour la longueur d'onde de Bragg $\lambda = 1.550$ μm [Claver et Li, 2015]: spectre de réflectance analytique (courbe) et numérique (croisée).

De plus, la technologie du réseau de Bragg offre une possibilité périodique inhérente au multiplexage et une capacité à fournir des mesures absolues sans avoir besoin d'un référencement [He, 2002]. Il représente une alternative normale aux technologies des capteurs classiques. La figure 3.7 illustre un spectre de réflectance d'un miroir/filtre RBD en utilisant une longueur d'onde de Bragg de 1.550 μm.

La figure 3.8 représente une simulation de trois réseaux de Bragg dans une seule conception. Celle-ci est constituée de trois guides monomodes disposés séparément et chaque guide est connecté au réseau de Bragg distribué. Pour chaque série de guide d'onde, nous avons fait passer le signal optique différent à une autre série (différentes longueurs d'onde). La conception est fabriquée dans une plaquette de GaS/InP de 500 et 16 μm de longueur et de largeur respectivement), des indices de réfraction respectivement 3.39 et 3.17 du cœur et de la gaine et est utilisée la polarisation du mode TE. Chaque réseau de Bragg,

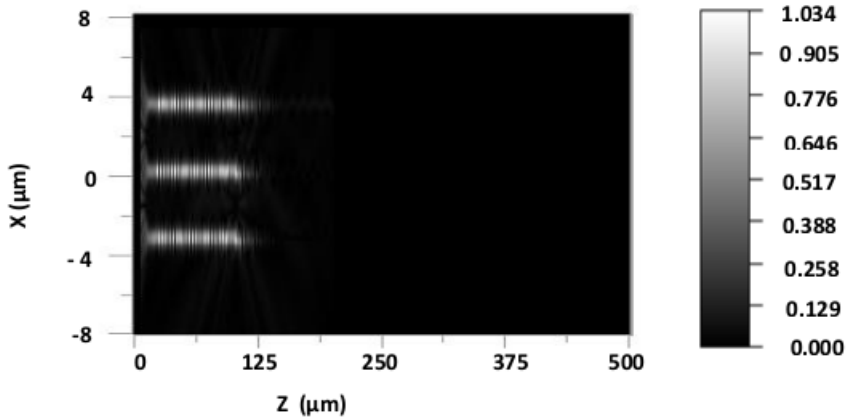


Figure 3.8: RBD aux longueurs d'ondes 1.550, 1.555, 1.560 μm respectivement de bas en haut en mode TE.

un guide optique dont le cœur possède un indice de réfraction qui varie (alternance entre élevé et faible, 3.39 et 3.17) sur la longueur, a une longueur de 60 μm et une largeur de 0.32 μm.

3.4 Conjugaison de phase optique numérique

Le contrôle de la propagation du signal optique permis par CPO a rendu la méthode d'un grand intérêt. Cependant, l'utilisation de matériau photoréfractif est son principal inconvénient. Une méthode sans matériel photo-réfractif est plus efficace [Claver et Li, 2015]. La conjugaison de phase optique numérique (CPON) est juste la méthode dévouée à ce problème. En plus de la non-utilisation de matériel non linéaire, CPON permet un contrôle numérique de la propagation de la lumière. La CPON présente un certain nombre d'avantages par rapport à la CPO conventionnel [Cui et Yang, 2010]:

- La puissance optique de l'onde CPO générée est indépendante du signal d'entrée et peut être librement ajustée

- Le même système CPON peut en principe fonctionner avec les systèmes laser d'ondes continues (CW, continuous Waves) et pulsé à n'importe quel niveau de puissance.

- Rapide et plus flexible.

- Pas besoin de support non linéaire.

- Un champ lumineux dans un dispositif de guide d'ondes se compose de nombreux

modes propres. Il n'y a aucun moyen de moduler tous ces modes propres simultanément pour la mise en œuvre de CPON.

Pour implémenter la CPON [Li et Claver, 2013] en optique guidée, on a besoin d':

- ➢ une structure de guide d'ondes pour décomposer tous les modes propres en un certain nombre de guides d'ondes monomodes afin qu'ils puissent être manipulés individuellement;

- ➢ un élément dans chaque guide d'ondes monomode pour inverser ou refléter le signal optique;

- ➢ un élément dans chaque guide d'onde monomode pour moduler la phase du mode propre fondamental réfléchi à sa conjugaison.

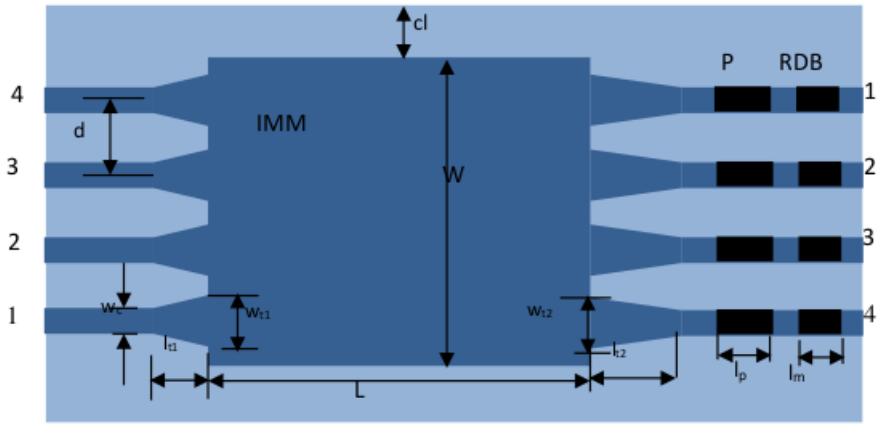


Figure 3.9: Conception de la CPON [Claver et Li, 2015].

La figure 3.9 fournit une conception détaillée à des fins de démonstration. Le commutateur basé sur CPON est composé d'un IMM 4 × 4 connecté via des cônes à 4 guides d'ondes monomodes, des éléments de modulation de phase P et des réflecteurs de Bragg distribué (RBD). La longueur de l' IMM est L = 286,6435 μm et la largeur W = 12 μm. Les cœurs de tous les guides d'ondes monomodes sont $w_c = 0,64$ μm large. Ils sont séparés de d = 3 μm. Les paramètres des cônes du côté gauche sont $l_{t1} = 6$ μm et $w_{t1} = 1,5$ μm tandis que du côté droit ils sont $l_{t2} = 19$ μm et $w_{t2} = 1,8$ μm.

Après réflexion via RBD et P_m, le champ lumineux en phase conjuguée combinera le signal lumineux ponctuel d'origine au niveau du guide d'onde monomode du côté gauche en raison de la réciprocité.

La figure 3.10 représente le résultat de la CPON effectué en mode TE là où le signal réfléchi est commuté en revenant dans le même port du signal optique incident.

Un signal lumineux entrant depuis le k^{ème} guide d'ondes sur le côté gauche peut être réfléchi en suivant le même principe. Pour commuter le signal lumineux du k^{ème} port au i^{ème} port , il suffit d'ajouter une modulation de phase $\Delta\Phi_{k,i}$ à $\overline{\Psi}^{k}_{right}$ pour le rendre égal à $\overline{\Psi}^{i}_{right}$ comme indiqué par l'équation (3.25) [Claver et Li, 2015].

$$\overline{\Psi}^{i}_{right} = \overline{\Psi}^{k}_{right} + \Delta\Phi_{k,i} \tag{3.25}$$

avec $\Delta\Phi_{k,i} = [\overline{\varphi}_{1,i} - \overline{\varphi}_{1,k},\ \overline{\varphi}_{2,i} - \overline{\varphi}_{2,k}, \ldots,\ \overline{\varphi}_{n,i} - \overline{\varphi}_{n,k}]$

Sous le contrôle de la tension générée numériquement, l'indice de réfraction du matériau électro-optique sur chaque guide d'ondes du côté droit pourrait être modifié avec précision d'une quantité de Δn_k de sorte que l'équation (3.26) soit satisfaite, ce qui donne,

$$\frac{2\pi}{\lambda_m}\Delta n_k\,(2L) = \overline{\varphi}_{k,i} - \varphi_{k,i} \tag{3.26}$$

où λ_m est la longueur d'onde du signal lumineux, L est la longueur de l'élément à modulation de phase, Δn_k la variation d'indice de réfraction dans le k^{ième} guide d'onde due à l'effet électro-optique, $k = 1, 2, \ldots, N$.

La relation entre n_k et Δn_k est: $n_k = n_k^{'} - \Delta n_k$

avec $n_k^{'} = 3.39$

La figure 3.10 représente le champ électrique de la CPON. La lumière entre dans le 4ème port et sort, après réflexion, dans le même port d'entrée.

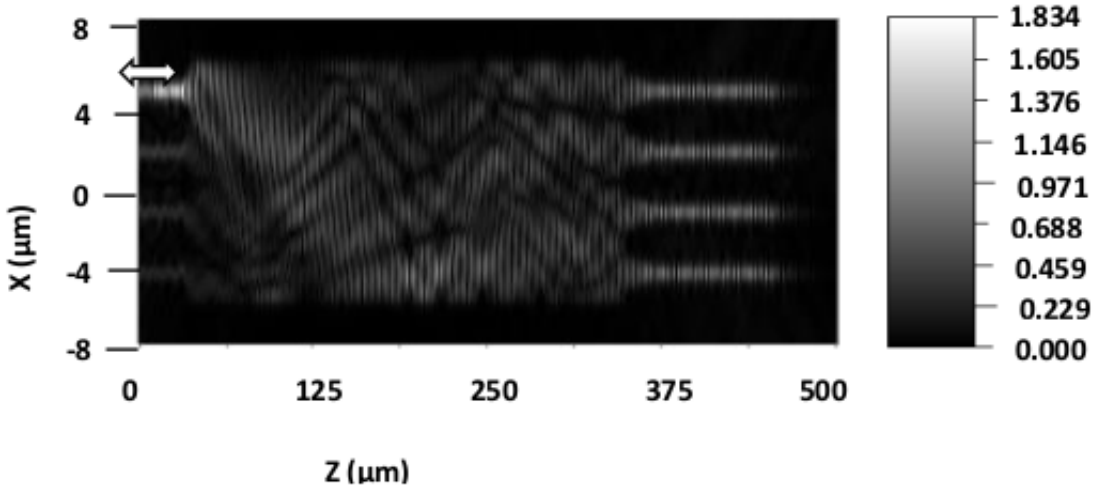


Figure 3.10: Simulation d'une CPON à 1.560 μm en mode TE.

Pour réaliser la CPON, on part de l'IMM comme diviseur de faisceau. Nous avons vu que les RBD sont importants. Elle peut être utilisée pour construire un nouveau type de commutateurs sélectifs en longueur d'onde, ce qui peut aider à construire des systèmes de

commutation non bloquants à grande échelle avec une taille très réduite et une structure très simplifiée. Pour fabriquer des commutateurs optiques intégrés, nous pouvons utiliser la structure du guide d'onde adiabatique planaire pour la décomposition, comme illustré sur la figure 3.9. Avec les miroirs RBD, le signal lumineux se réfléchit pour sortir sur le même guide d'onde monomode d'entrée.

Les indices de réfractions correspondant à la modulation de phase en considérant chaque port d'entrée sont présentés dans le tableau 3.1.

Tableau 3.1: Indice de réfraction pour modulation de phase de la CPON.

Commutation du port d'entrée pour sortir dans ce même port	Δn_k	n_k
4-4	0 -0.001063 -0.002657 -0.001063	3.39 3.391063 3.392657 3.391063
3-3	-0.001063 0 -0.001063 -0.002657	3.391063 3.39 3.391063 3.392657
2-2	-0.001594 -0.001063 0 -0.002126	3.388406 3.391063 3.39 3.392126
1-1	-0.001063 0.001594 -0.002126 0	3.391063 3.388406 3.392126 3.39

3.5 Commutation optique basée sur IMM et CPON

3.5.1 Conception

La figure 3.10 est un résultat de simulation de la CPON donné par une conception détaillée comme celle de la figure 3.9. Le commutateur basé sur CPON est composé d'un IMM 4 $\times$ 4 connecté via des cônes à 4 guides d'ondes monomodes, des éléments de modulation de phase P et des réflecteurs RBD.

Comme illustré sur la figure 3.9 pour effectuer une modulation de phase pour la longueur d'onde λ_m, nous avons introduit une section de modulation de phase P_m sur chaque guide

d'onde du côté droit, qui est faite d'un matériau électro-optique couvrant une longueur de L. Sous le contrôle de la tension générée numériquement, l'indice de réfraction du matériau électro-optique sur chaque guide d'ondes du côté droit pourrait être modifié avec précision d'une quantité de Δn_k de sorte que l'Eq. (3.27) est satisfait, c'est-à-dire,

$$\frac{2\pi}{\lambda_m}\Delta n_k\,(2L) = \overline{\varphi_{i,j}} - \varphi_{k,i} \qquad k = 1, 2, \ldots, N \tag{3.27}$$

La relation (3.27) permet de commuter le signal dans le j^{eme} guide d'onde monomode après la réflexion. Ici, j variant de 1 à N représente le nombre de guides d'onde monomodes du côté gauche. Ils transmettent la plupart de fois un signal conjugué. Sachons que lors de la CPON, relation (3.26), le signal optique est orienté en entant dans l'un des ports et sort dans ce même port. En utilisant l'équation (3.27), nous pouvons orienter le signal d'un certain port d'entrée et le faire sortie dans le port voulu.

Le rôle de guides côniques est de minimiser les pertes causées par une mauvaise image de soi. Sur le côté droit, le cône est plus long pour se débarrasser des autres modes excités. La longueur de l'élément de déphasage et du miroir RBD est $l_p = 80$ μm et $l_m = 50$ μm respectivement. La plaquette est supposée conçue à un phosphore d'indium (GaAs /InP) et couvre donc une longueur de 500 μm et une largeur de 16 μm avec un indice de réfraction de 3.17 qui est indice de la gaine.

3.5.2 Analyse de la performance et discussion des résultats

Avant de discuter des paramètres de base de performances des commutateurs optiques, il convient de noter que la performance dépend profondément du schéma de commutation. Aux caractéristiques de commutation introduites ci-dessus, nous pouvons ajouter l'évolutivité et la tolérance de fabrication.

L'évolutivité est la possibilité technique d'augmenter la taille d'un chemin optique en termes de nombre de ports. Les routeurs de grande capacité doivent déployer des commutateurs avec un grand nombre de ports. L'évolutivité n'est pas un simple paramètre unique mais une mesure qualitative complexe influencée par d'autres paramètres tels que la perte par insertion, le taux d'extinction, l'empreinte et la consommation d'énergie, la taille physique et le coût.

Les tolérances sont importantes pour la fabrication ainsi que pour les conditions de fonctionnement. Les tolérances de fabrication font référence au contrôle des dimensions géométriques pendant le traitement et à son impact ultérieur sur la performance de l'appareil.

La tolérance de fabrication des dispositifs IMM a été étudiée [Soldano et Pennings, 1995]. Ils ont une tolérance de fabrication élevée. Nous avons indiqué que notre commutateur

pourrait être conçu sur un coupleur IMM. Le commutateur bénéficiera alors des avantages généraux des dispositifs IMM qui incluent la tolérance de fabrication. Les tolérances de fonctionnement concernent la performance de l'appareil lorsque des modifications de la longueur d'onde, de la polarisation, de la température, de la distribution du champ d'entrée ou de l'indice de réfraction se produisent. La tolérance de fonctionnement et la technologie de contrôle dépendent du matériau utilisé.

Dans l'analyse de la performance, nous nous concentrons sur les paramètres de base beaucoup pris en compte, à savoir l'IL, le CT, la bande passante et la perte dépendante de la polarisation. La perte par insertion (IL) est définie comme le rapport de la puissance lumineuse $P_{sortant}$ dans le guide d'ondes de sortie souhaité à la puissance lumineuse $P_{entrant}$ dans le guide d'ondes d'entrée, comme indiqué dans l'équation (3.28).

$$IL = -10\log\left(\frac{P_{sortant}}{P_{entrant}}\right) = -10\log\left(\frac{E^2_{sortant}}{E^2_{entrant}}\right) \tag{3.28}$$

où $E_{sortant}$ est l'amplitude du champ électrique dans le port de sortie et $E_{entrant}$ l'amplitude de ce champ dans le port d'entrée.

La diaphonie (CT) qui est le rapport de la puissance lumineuse $P_{indésirée}$ dans le guide d'ondes indésirable à la puissance lumineuse $P_{désirée}$ dans le guide d'ondes désiré est exprimé dans l'équation (3.29).

$$CT = 10\log\left(\frac{P_{indésirée}}{P_{désirée}}\right) = 10\log\left(\frac{E^2_{indésirée}}{E^2_{désirée}}\right) \tag{3.29}$$

où $E_{indésirée}$ et $E_{désirée}$ sont respectivement des amplitudes de champ dans des guides d'ondes indésirables et souhaités. Selon la relation (3.23), les phases sont établies suivant le tableau 3.2:

Tableau 3.2: Valeurs de phase de k^{ème} port au i^{ème} port

k/i	1	2	3	4
1	180	135	315	180
2	135	180	180	315
3	-45	180	180	135
4	180	-45	135	180

Comme évoqué dans l'introduction, pour trouver les résultats, nous avons calculé pour plusieurs longueurs d'ondes la perte par insertion et la diaphonie en utilisant les données calculées par machine avec le logiciel optiFDTD en modes TE et TM.

La figure 3.11 illustre des simulations FDTD d'une commutation basée sur CPON en utilisant une longueur d'onde $\lambda = 1.550$ μm. La flèche vers la droite indique le sens

Tableau 3.3: Changement d'indice de réfraction calculé pour la commutation du port 4 vers 1, 2 et 3.

Commuté du port d'entrée 4 au port j	Δn_k	n_k
1	0 0.00726563 -0.00242187 0	3.39 3.38273437 3.39242187 3.39
2	0.0012109375 0.0060546875 0.0012109375 0.0036328125	3.3887890625 3.3839453125 3.3887890625 3.3936328125
3	0.0060546875 0.0060546875 0.0012109375 0.0012109375	3.3839453125 3.3839453125 3.3887890625 3.3887890625

d'entrée et la flèche vers la gauche celui de sortie. Le cœur a un indice de réfraction de 3,39 tandis que la gaine a un indice de réfraction de 3,17. La taille du commutateur est de 500 μm $\times$ 16 μm comme indiqué sur la figure: (a) est la simulation de la commutation du mode TM du port 4 au port 1, (b) la commutation du mode TE du port 4 au port 1, (c) Mode TE du port 4 au port 2 et (d) mode TE du port 4 au port 3. Basé sur des simulations dans la figure 3.11, la performance en IL, CT et en sensibilité à la polarisation pour l'appareil a été analysée ci-dessous pour les modes TE et TM. L'IL et le CT dans les tableaux 3.4 et 3.5 ont été calculés avec les équations (3.28) et (3.29) respectivement.

Dans le tableau 3.4, les valeurs des amplitudes utilisées pour calculer IL et CT sont données à partir des longueurs d'onde de 1.540 μm à 1.570 μm.

A la longueur d'onde de 1.550 μm, la figure 3.12 est une représentation de la coupe en x à la position souhaitée afin de savoir la valeur du champ électrique ou magnétique. Elle nous permet de trouver la valeur du champ électromagnétique reçue dans un résultat de simulation. On peut connaître aussi la bande passante qui pourrait être utilisée.

La figure 3.13 indique la variation du paramètre de performance du commutateur, IL, par longueur d'onde pour les modes TE et TM. Elle est donnée par les valeurs du tableau 3.4 commutant du port 4 au port 1.

La figure 3.14 indique la variation du paramètre de performance, CT, par longueur d'onde pour les modes TE et TM. Elle est donnée par les valeurs du tableau 3.5 commutant du port 4 au port 1. Lorsqu'ils sont incorporés au coupleur IMM, les commutateurs basés sur

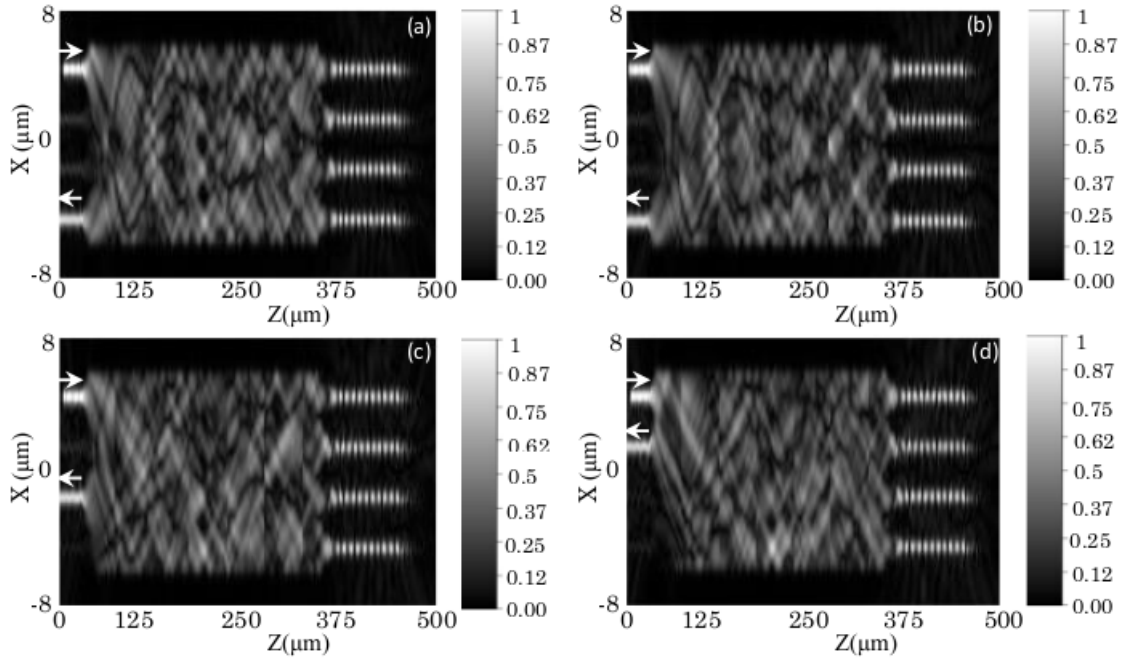


Figure 3.11: Commutation d'une longueur d'onde λ=1.550 μm à l'aide d'un commutateur optique basé sur CPON : (a) mode TM, (b) mode TE, (c) mode TE du port 4 au port 2 et (d) mode TE du port 4 à 3.

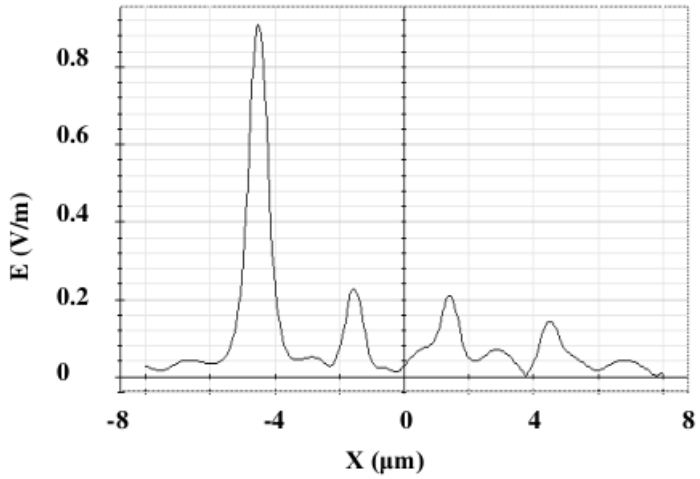


Figure 3.12: Amplitude du champ électrique E du commutateur à 1.550 μm.

CPON ont une large bande passante et une grande tolérance aux erreurs de fabrication. Ils ont une faible perte de dépendance à la polarisation et une taille compacte. Ils peuvent être utilisés pour construire des systèmes de commutation non bloquants à plusieurs longueurs d'onde à grande échelle sur une seule puce.

En considérant les longueurs d'onde [1.545-1.560 μm] pour les tableaux 3.4 et 3.5, la légère différence pour les deux polarisations en IL et CT indique que l'appareil a une faible dépendance à la polarisation. En fait, un fonctionnement indépendant de la po-

Tableau 3.4: Valeurs d'amplitude de champ et de perte par insertion (IL) pour les longueurs d'onde entre 1.540 et 1.570 μm pour la polarisation des modes TE et TM.

Longueur d'onde en nm	Amplitude du champ E au port de sortie	IL pour TE en dB	Amplitude du champ H au port de sortie	IL pour TM en dB
1540	0,215	11,6	0,51	5,85
1541	0,28	11,57	0,61	4,29
1542	0,36	8,87	0,7	3,1
1543	0,44	7,13	0,77	2,27
1544	0,545	5,27	0,84	1,51
1545	0,63	3,96	0,88	1,11
1546	0,72	2,85	0,9	0,92
1547	0,79	2,05	0,9	0,92
1548	0,84	1,51	0,89	1,012
1549	0,87	1,21	0,87	1,21
1550	0,89	1,012	0,85	1,41
1551	0,84	1,51	0,85	1,41
1552	0,87	1,21	0,85	1,51
1553	0,85	1,41	0,86	1,31
1554	0,84	1,51	0,88	1,11
1555	0,85	1,41	0,93	0,63
1556	0,87	1,21	0,92	0,72
1557	0,89	1 012	0,91	0,81
1558	0,92	0,72	0,87	1,21
1559	0,94	0,54	0,83	1,61
1560	0,95	0,45	0,8	1,94
1561	0,93	0,63	0,68	3,34
1562	0,88	1,11	0,59	4,58
1563	0,81	1,83	0,5	6,02
1564	0,74	2,62	0,415	7,64
1565	0,65	3,74	0,365	8,75
1566	0,55	5,19	0,31	10,17
1567	0,46	6,74	0,285	10,9
1568	0,39	8,18	0,28	11,06
1569	0,35	9,12	0,28	11,06
1570	0,32	10	0,265	11,53

larisation est possible en concevant à une longueur intermédiaire, au prix d'une légère augmentation des pertes. Soldano et al ont discuté sur ces problèmes pour les appareils IMM et la conclusion est la même: les appareils basés sur IMM ont une faible dépendance à la polarisation [Soldano et Pennings, 1995]. Le CT au port 4 nécessite un traitement spécial car le champ lumineux est réfléchi vers la source. Il faut donc utiliser un antireflet entre la source et le port d'entrée du commutateur. Pour vérifier la largeur de bande du commutateur, une longueur d'onde a été fixée à la longueur d'onde la plus basse

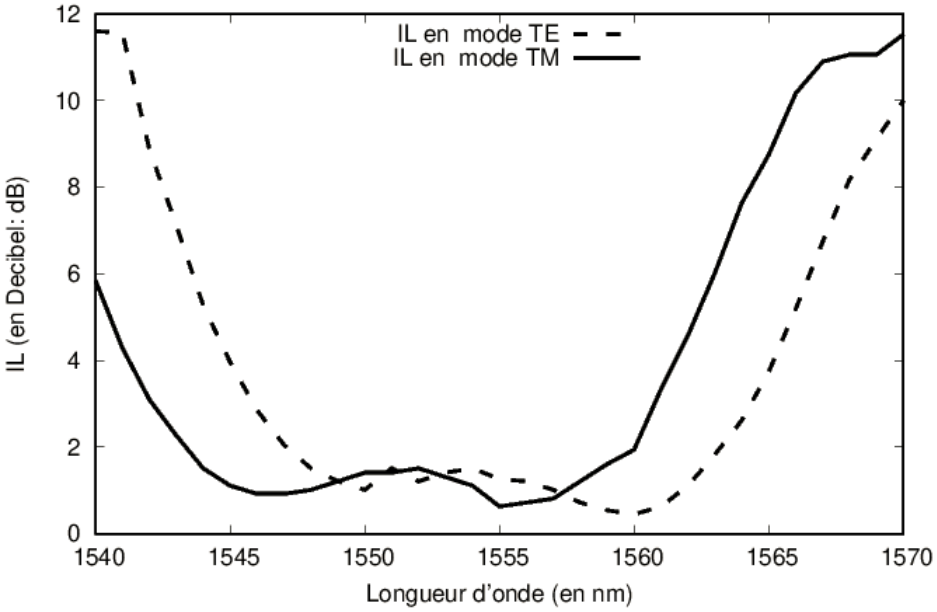


Figure 3.13: Performances du commutateur optique basé sur CPON en IL par longueur d'onde pour les modes TE et TM.

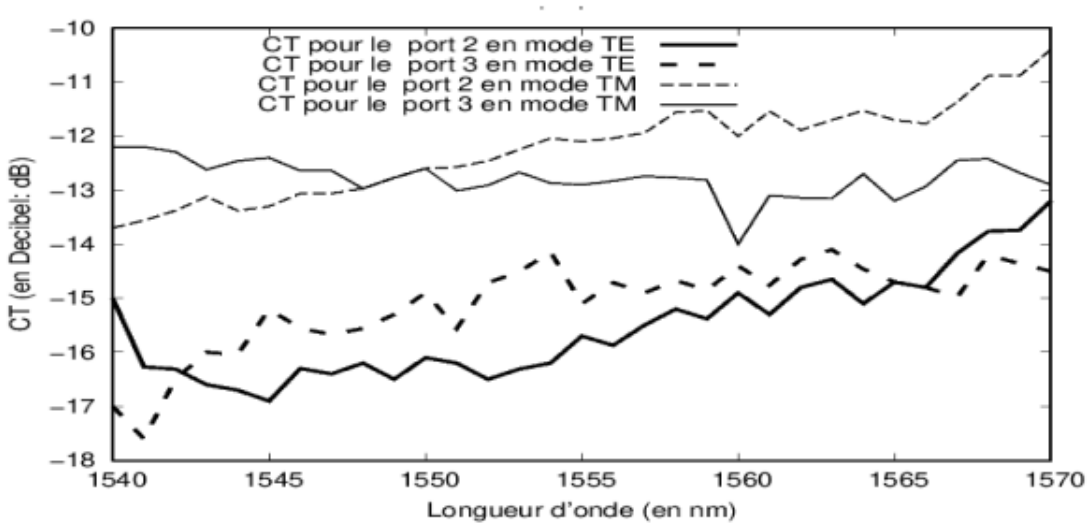


Figure 3.14: Performances du commutateur optique basé sur CPON en CT par longueur d'onde pour les modes TE et TM commutant du port 4 au port 1.

de $\lambda_1 =$ 1.540 μm. Cette longueur d'onde est déterminée par l'état du guide d'onde monomode. En dessous de 1.537 μm nos guides d'onde destinés à l'entrée/sortie deviennent multimodes. Une autre longueur d'onde a été fixée à la plus grande longueur d'onde de $\lambda_2 =$ 1.570 μm. Ici, le coupleur IMM a été conçu pour 1.550 μm. La longueur d'un IMM dépend de la longueur d'onde, nous pouvons signaler qu'au-dessus de 1.586 μm, les auto-images ne sont pas formées à la longueur souhaitée. Il en résulte des réflexions conduisant à des IL et CT élevés. Par conséquent, le dispositif présentait une largeur de bande de 0.049 μm.

Tableau 3.5: Les valeurs de la diaphonie correspondant aux performances du commutateur optique CPON pour les longueurs d'onde variant de 1.540 à 1.570 μm dans la polarisation des modes TE et TM.

Longueurs d'onde en nm	CT pour port 2 en mode TE	CT pour port 3 en mode TE	CT pour port 2 en mode TM	CT pour port 3 en mode TM
1540	-15	-17	-13,7	-12,2
1541	-16,27	-17,6	-13,56	-12,2
1542	-16,31	-16,5	-13,38	-12,29
1543	-16,6	-16	-13,12	-12,62
1544	-16,7	-16,04	-13,38	-12,46
1545	-16,9	-15,2	-13,3	-12,4
1546	-16,3	-15,56	-13,06	-12,64
1547	-16,4	-15,67	-13,06	-12,64
1548	-16,2	-15,56	-12,97	-12,97
1549	-16,5	-15,3	-12,77	-12,77
1550	-16,1	-14,9	-12,6	-12,6
1551	-16,2	-15,56	-12,57	-13,01
1552	-16,5	-14,71	-12,46	-12,91
1553	-16,31	-14,51	-12,25	-12,67
1554	-16.2	-14,14	-12,04	-12,87
1555	-15,7	-15,1	-12,1	-12,9
1556	-15,87	-14,71	-12,04	-12,83
1557	-15,5	-14,9	-11,94	-12,74
1558	-15,1	-14,67	-11,56	-12,77
1559	-15,38	-14,85	-11,53	-12,81
1560	-14,9	-14,4	-12	-14
1561	-15,3	-14,76	-11,54	-13,1
1562	-14,8	-14,28	-11,89	-13,14
1563	-14,65	-14,1	-11,7	-13,15
1564	-15,1	-14,46	-11,53	-12,7
1565	-14,7	-14,7	-11,7	-13,2
1566	-14,8	-14,8	-11,77	-12,93
1567	-14,17	-14,98	-11,37	-12,45
1568	-13,76	-14,2	-10,88	-12,42
1569	-13,74	14,36	-10,88	-12,68
1570	-13,2	-14,5	-10,4	-12,9

En mode TE parmi toutes les simulations faites, la longueur d'onde de 1.560 μm présente un résultat de faible perte par insertion précisément 0.45 dB. Pour TM, la longueur d'onde de 1.555 μm donne un résultat de perte par insertion de 0.63 dB. Tous les éléments se trouvant dans une conception sont les même pour les deux figures 3.15 et 3.16 sauf la polarisation et la longueur d'onde. Ce sont les mêmes paramètres considérables pour obtenir la figure 3.10.

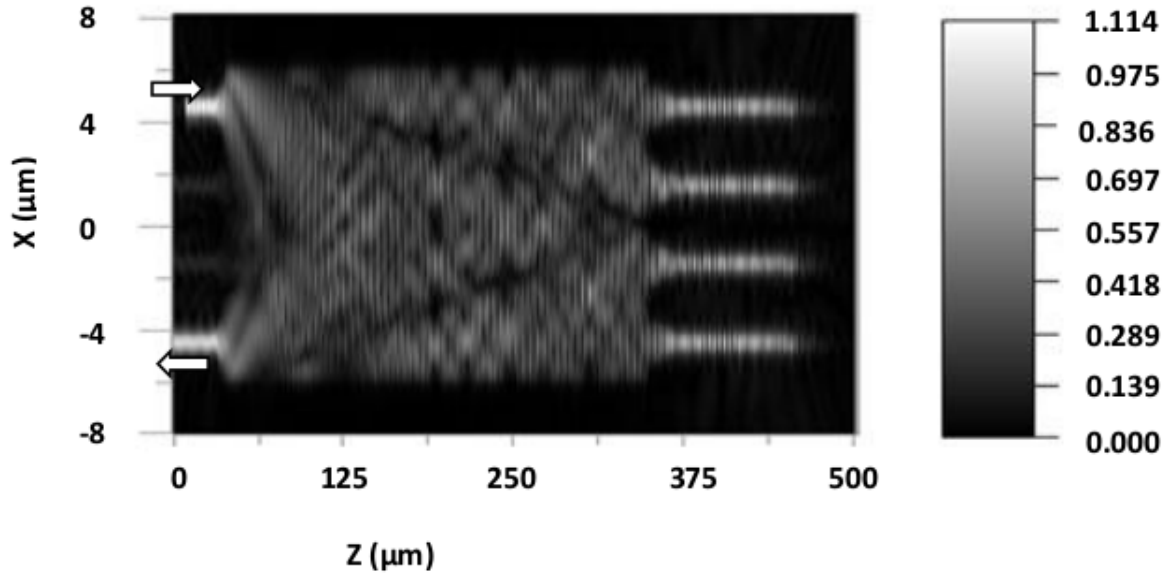


Figure 3.15: Résultat de simulation pour longueur d'onde 1.560 μm en mode TE.

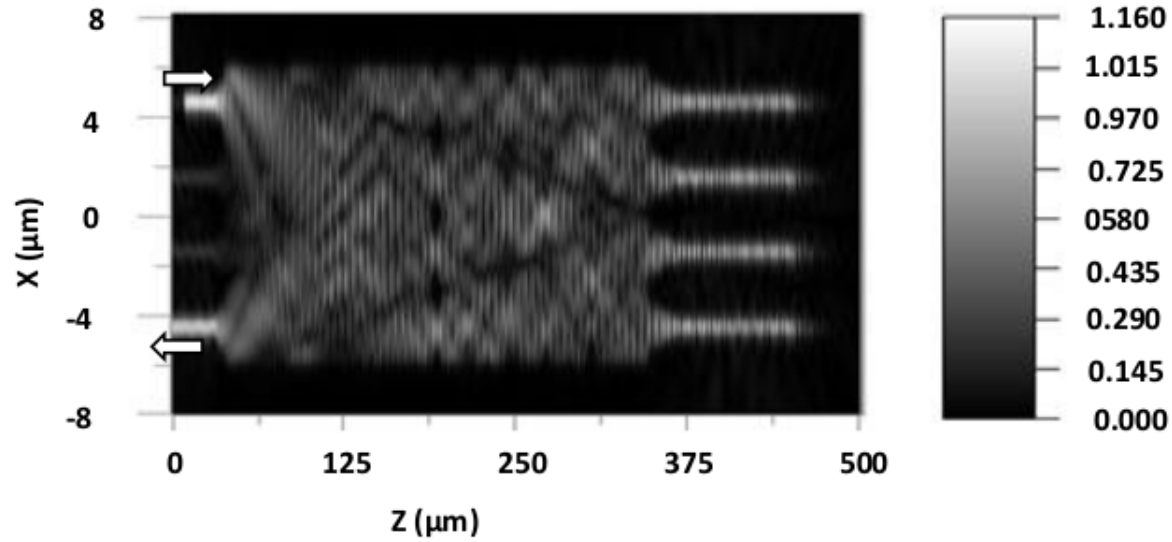


Figure 3.16: Résultat de simulation pour longueur d'onde 1.555 μm en mode TM.

Aux longueurs d'ondes de 1.540 à 1.544 μm et 1.566 à 1.570 μm pour TE, l'amplitude du champ électrique est faible suite aux dispositifs RBD qui laissent passer une partie du signal et qui permettent la réflexion pour l'autre partie de lumière. Selon les figures 3.13 et 3.14, nous avons constaté que les longueurs d'onde allant de 1.545 μm à 1.560 μm sont ici considérables lors de la commutation optique.

La figure 3.17 est une représentation du commutateur optique basé sur CPON. A l'entrée, le signal est passé dans le $4^{ème}$ port et est sorti dans le 1^{er}. Pour trouver cette figure, nous avons utilisé la longueur d'onde de 1.570 μm mais le résultat de simulation est moins performant. La bande passante dans ce cas gravite autour de 0.015 μm. Lors de la polarisation de modes TE et TM, nous remarquons que la perte entre les deux modes est

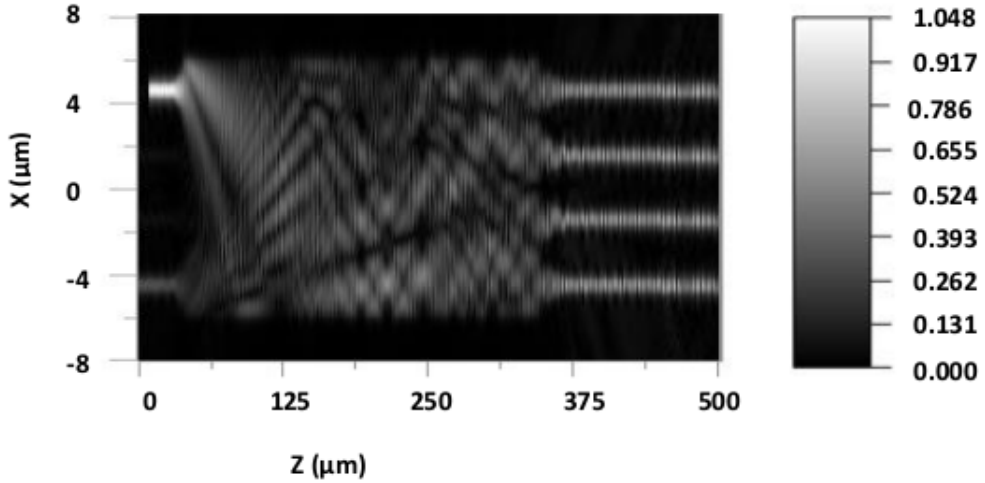


Figure 3.17: Résultat de simulation pour longueur d'onde 1.570 μm en mode TE.

faible. Les longueurs d'onde de 1.560 et 1.555 μm donnent des petites valeurs de perte par insertion respectivement en polarisation du mode TE et celui de TM (voir tableau 3.4).

Le signal lumineux dans ce cas est considéré comme lumière perdue car ce phénomène se fait en dehors de l'objectif.

Conclusion générale et perspectives

La commutation optique est la clé pour briser l'embouteillage entre les nœuds et se situe au cœur de la communication optique. Les commutateurs optiques et les systèmes de commutation capables d'une intégration à grande échelle sont indispensables pour les réseaux aux nouvelles technologies comme multiplexage dense par répartition en longueur d'onde (DWDM: dense wavelenght division multiplexing).

Dans ce travail nous avons étudié la performance des commutateurs optiques à base de CPON par simulation numérique à l'aide d'un logiciel opti-FDTD basé sur la méthode FDTD. Cette méthode est une approche numérique permettant la résolution des équations de Maxwell dans le domaine temporel. En comparaison avec les autres, elle est simple dans l'implémentation et la conception des structures planaires. Il a été démontré que lorsque des commutateurs basés sur CPON sont incorporés avec un coupleur IMM, ils ont une faible dépendance à la polarisation, une faible perte par insertion et une diaphonie faibles et des bandes passantes élevées. La fonction de commutation étudiée peut être exécutée vers l'arrière et vers l'avant.

Nous avons calculé la perte par insertion et la diaphonie pour les longueurs d'ondes allant de 1.540 μm à 1.570 μm pour un commutateur simple (pas sélectif) conçu pour la commutation du port 4 vers le port 1. Ceci a été fait pour les deux types de polarisation (TE et TM). Nous avons trouvé que pour TE, la longueur d'onde de 1.560 μm donne un résultat de faible perte par insertion mais pour TM, la faible perte par insertion est observée pour la longueur d'onde de 1.555 μm. La perte par insertion à ces longueurs d'onde est de 0.45 dB et de 0.63 dB pour TE et TM respectivement. A certaines longueurs d'ondes pour lesquelles les miroirs RBD ne sont pas conçus, une partie du signal se réfléchit et l'autre non. Ceci limite la performance. C'est entre autre de 1.540 à 1.544 μm et de 1.565 à 1.570 μm pour le mode TE alors que pour le mode TM, c'est de 1.540 à 1.542 μm et de 1.562 μm jusqu'à 1.570 μm.

On peut faire la commutation d'autre port par exemple 3 vers le port 1 ou vers 4. La conception du commutateur a été faite sur la longueur d'onde 1.550 μm. Le choix est dû au fait que c'est une longueur d'onde standard utilisée dans les systèmes de télécom à fibre optique.

Comme perspectives, en se référant et en faisant une étude améliorée sur ce travail, les

autres chercheurs peuvent étudier la performance basée sur des critères de sélectivité car ce type de commutateur est sélectif en longueur d'onde comme nous l'avons mentionné dans ce travail et la performance de ce type de commutateur est limitée par la sélectivité de RBD. De plus, la possibilité de la commutation tout optique basée sur CPON doit également être étudiée. En effet, la commutation tout optique en cristal photonique a été étudiée en optique intégrée. Contrôler la propagation de la lumière à l'échelle nanométrique devient possible avec le cristal photonique, réduisant drastiquement la taille de commutateur. Tous les composants que nous avons utilisés dans notre conception à base de guides d'ondes sont possibles dans un cristal photonique: coupleur IMM et miroir. Alors éventuellement, un commutateur optique à base de CPON et en cristal photonique sera plus réduit en taille.

Bibliographie

[Al-Hetar *et al.*, 2010] Al-Hetar, A. M., Mohammad, A. B., Supat'At, A. S. M. et A, S. Z. (2010). Mmi-mzi polymer thermo-optic switch with a high refractive index contrast. *Journal of Lightwave Technology*, 29(2):171–178.

[Amirouche, 2017] Amirouche, A. (2017). *Contribution à l'étude des microcavités à base des cristaux photoniques*. Thèse de doctorat, univercité mohamed esseddik ben yahia jijel.

[Assous et Ciarlet, 2001] Assous, F. et Ciarlet, P. (2001). *Modeles et méthodes pour les équations de Maxwell*. CEA Saclay, Direction des technologies de l'information.

[Berenger, 1994] Berenger, J.-P. (1994). A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves. *Journal of computational physics*, 114(2):185–200.

[Besse *et al.*, 1994] Besse, P. A., Bachmann, M., Melchior, H., Soldano, L. B. et Smit, M. K. (1994). Optical bandwidth and fabrication tolerances of multimode interference couplers. *Journal of Lightwave Technology*, 12(6):1004–1009.

[Bryngdahl, 1973] Bryngdahl, O. (1973). Image formation using self-imaging techniques. *JOSA*, 63(4):416–419.

[Cayrefourcq, 1998] Cayrefourcq, I. (1998). *Conception et fabrication de matrices de commutation optique en vue de la réalisation de modules de synthèse de retards temporels*. Thèse de doctorat, Lille 1.

[Claver et Li, 2015] Claver, H. et Li, Z. (2015). Architecture to integrate a large-scale dopc-based optical switching system on a chip. *Journal of Optical Communications and Networking*, 7(7):602–608.

[Courant *et al.*, 1967] Courant, R., Friedrichs, K. et Lewy, H. (1967). On the partial difference equations of mathematical physics. *IBM journal of Research and Development*, 11(2):215–234.

[Cui et Yang, 2010] Cui, M. et Yang, C. (2010). Implementation of a digital optical phase conjugation system and its application to study the robustness of turbidity suppression by phase conjugation. *Optics express*, 18(4):3444–3455.

[Earnshaw *et al.*, 2001] Earnshaw, M., Soole, J., Cappuzzo, M., Gomez, L., Laskowski, E. et Paunescu, A. (2001). Compact, low-loss 4× 4 optical switch matrix using multimode interferometers. *Electronics Letters*, 37(2):1.

[El-Bawab, 2001] El-Bawab, T. S. (2001). Almost-all-optical core: motivations and candidate technologies. *In Technologies, Protocols, and Services for Next-Generation Internet*, volume 4527, pages 172–176. SPIE.

[Hamidi, 2012] Hamidi, M. (2012). *Modélisation par la méthode FDTD des plasmons de surface localisés*. Thèse de doctorat, Universite Mouloud Mammeri.

[He, 2002] He, G. S. (2002). Optical phase conjugation: principles, techniques, and applications. *Progress in Quantum Electronics*, 26(3):131–191.

[Higdon, 1986] Higdon, R. L. (1986). Absorbing boundary conditions for difference approximations to the multidimensional wave equation. *Mathematics of computation*, 47(176):437–459.

[Hillman *et al.*, 2013] Hillman, T. R., Yamauchi, T., Choi, W., Dasari, R. R., Feld, M. S., Park, Y. et Yaqoob, Z. (2013). Digital optical phase conjugation for delivering two-dimensional images through turbid media. *Scientific reports*, 3(1):1–5.

[Hinton, 1990] Hinton, H. S. (1990). Photonic switching fabrics. *IEEE Communications Magazine*, 28(4):71–89.

[Johnson *et al.*, 1999] Johnson, S. G., Fan, S., Villeneuve, P. R., Joannopoulos, J. D. et Kolodziejski, L. (1999). Guided modes in photonic crystal slabs. *Physical Review B*, 60(8):5751.

[Li, 2010] Li, Z. (2010). Accurate optical wavefront reconstruction based on reciprocity of an optical path using low resolution spatial light modulators. *Optics communications*, 283(19):3646–3657.

[Li, 2013] Li, Z. (2013). 3d display based on complete digital optical phase conjugation. *Optics Communications*, 293:10–14.

[Li et Claver, 2013] Li, Z. et Claver, H. (2013). Compact wavelength-selective optical switch based on digital optical phase conjugation. *Optics Letters*, 38(22):4789–4792.

[Midwinter, 2012] Midwinter, J. E. (2012). *Photonics in switching*. Academic Press.

[Mouftah et Elmirghani, 1999] Mouftah, H. et Elmirghani, J. M. (1999). Photonic switching technology. *I EEE Press*, 1:999.

[Murphy *et al.*, 1996] Murphy, E. J., Murphy, T., Ambrose, A., Irvin, R., Lee, B., Peng, P., Richards, G. et Yorinks, A. (1996). 16/spl times/16 strictly nonblocking guided-wave optical switching system. *Journal of lightwave technology*, 14(3):352–358.

[Okamoto, 2021] Okamoto, K. (2021). *Fundamentals of optical waveguides*. Elsevier.

[Papadopoulos *et al.*, 2012] Papadopoulos, I. N., Farahi, S., Moser, C. et Psaltis, D. (2012). Focusing and scanning light through a multimode optical fiber using digital phase conjugation. *Optics express*, 20(10):10583–10590.

[Poitau, 2002] Poitau, G. (2002). *Contribution au développement d'un isolateur coplanaire à résonance par la méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel*. Thèse de doctorat, Lyon, INSA.

[Qian et Shi, 2017] Qian, D. et Shi, Z. (2017). Using pwe/fe method to calculate the band structures of the semi-infinite beam-like pcs: Periodic in z-direction and finite in x–y plane. *Physics Letters A*, 381(17):1516–1524.

[Rouibah, 2018] Rouibah, A. (2018). *Etude d'une antenne microruban de forme arbitraire par la méthode FDTD*. Thèse de doctorat.

[Ryan, 1998] Ryan, J. P. (1998). Wdm: North american deployment trends. *IEEE Communications Magazine*, 36(2):40–44.

[Sakuma *et al.*, 2001] Sakuma, K., Ogawa, H., Fujita, D. et Hosoya, H. (2001). Polymer y-branching thermo-optic switch for optical fiber communication systems. *In The 8th Microoptics Conf.(MOC'01), Osaka, Japan*.

[Sano et Shibata, 1990] Sano, E. et Shibata, T. (1990). Fullwave analysis of picosecond photoconductive switches. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 26(2):372–377.

[Si *et al.*, 2012] Si, K., Fiolka, R. et Cui, M. (2012). Fluorescence imaging beyond the ballistic regime by ultrasound-pulse-guided digital phase conjugation. *Nature photonics*, 6(10):657–661.

[Soldano et Pennings, 1995] Soldano, L. B. et Pennings, E. C. (1995). Optical multimode interference devices based on self-imaging: principles and applications. *Journal of lightwave technology*, 13(4):615–627.

[Sullivan, 1999] Sullivan, D. M. (1999). Digital filtering techniques for use with the fdtd method. *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, 12(1-2):93–106.

[Thomas *et al.*, 1994] Thomas, V. A., Ling, K.-M., Jones, M. E., Toland, B., Lin, J. et Itoh, T. (1994). Fdtd analysis of an active antenna. *IEEE microwave and guided wave letters*, 4(9):296–298.

[Tirkas et Balanis, 1991] Tirkas, P. A. et Balanis, C. A. (1991). Finite-difference time-domain technique for radiation by horn antennas. *In Antennas and Propagation Society Symposium 1991 Digest*, pages 1750–1753. IEEE.

[Ulrich et Ankele, 1975] Ulrich, R. et Ankele, G. (1975). Self-imaging in homogeneous planar optical waveguides. *Applied Physics Letters*, 27(6):337–339.

[Zdeblick, 2001] Zdeblick, M. (2001). Design variables prevent a single industry standard. *Laser focus world*, 37(3):139–144.

[Zienkiewicz *et al.*, 2005] Zienkiewicz, O. C., Taylor, R. L. et Zhu, J. Z. (2005). *The finite element method: its basis and fundamentals*. Elsevier.