



HAL
open science

Conception d'une interconnexion optique sur silicium constituée d'anneaux résonants multiplexée en longueur d'onde

Jean-Baptiste Quelene

► **To cite this version:**

Jean-Baptiste Quelene. Conception d'une interconnexion optique sur silicium constituée d'anneaux résonants multiplexée en longueur d'onde. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Grenoble Alpes, 2017. Français. NNT : 2017GREAT002 . tel-01618676

HAL Id: tel-01618676

<https://theses.hal.science/tel-01618676>

Submitted on 18 Oct 2017

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

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

THÈSE

Pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE LA COMMUNAUTE UNIVERSITE
GRENOBLE ALPES**

Spécialité : **Nanoélectronique et Nanotechnologies**

Arrêté ministériel : 25 mai 2016

Présentée par

Jean-Baptiste QUELENE

Thèse dirigée par **Yannis LE GUENNEC**, Maître de conférence,
Grenoble INP, et

codirigée par **Jean-François CARPENTIER**, Ingénieur de
recherche, **STMicroelectronics**

préparée au sein du **Laboratoire IMEP-LAHC**
dans l'**École Doctorale EEATS**

Conception d'une interconnexion optique sur silicium constituée d'anneaux résonants et multiplexée en longueur d'onde

Thèse soutenue publiquement le **10 Juillet 2017**,
devant le jury composé de :

Emil NOVAKOV

Professeur, Université Grenoble-Alpes, Président

Christelle, AUPETIT-BERTHELEMOT

Professeur, Université de Limoges, Rapporteur

Eric CASSAN

Professeur, Université Paris-Sud, Rapporteur

Benoît CHARBONNIER

Ingénieur de recherche, CEA-Leti, Examineur



Résumé

Nous assistons aujourd'hui à une explosion des demandes de calcul, de stockage et de transfert de données. Dans ce contexte, le développement des ordinateurs à haute performance est crucial mais il est limité par le débit et la consommation des interconnexions électriques entre puces ou intra-puces. La photonique sur silicium propose de lever ce verrou technologique en utilisant la maturité des procédés de fabrication de microélectronique pour concevoir des interconnexions optiques à très haut débit et à faible énergie par bit.

Dans ces travaux, nous nous proposons de dimensionner un lien optique intégré sur silicium pour par exemple adresser le défi technologique des interconnexions intra-puces entre un processeur et une mémoire DRAM de dernière génération. Le lien optique conçu est multiplexé en longueur d'onde et utilise des composants intégrés à faible empreinte appelés anneaux résonants pour les fonctions de modulation et de démultiplexage.

Les sources laser dont seront munis ces interconnexions consomment une puissance importante : nous nous attachons à optimiser la performance des composants utilisés en termes de pénalité en puissance optique. A partir d'une analyse système, nous proposons une architecture de lien et construisons un modèle pour évaluer les pénalités en puissance optique associées au transmetteur et au récepteur du lien de communication à l'aide de simulations statiques et dynamiques. Ce modèle comprend des contributions des modulateurs et des filtres du démultiplexeur considérés individuellement ainsi que des contributions liées au multiplexage en longueur d'onde à l'émission et à la réception. Des modulateurs optiques en anneau sont fabriqués en technologie PIC25G, caractérisés en statique et en dynamique puis comparés au modèle. Enfin, des démonstrateurs multiplexés en longueur d'onde sont conçus et mis en œuvre permettant de valider nos modèles prédictifs et d'en soulever de futurs perfectionnements.

Abstract

The 21st century is characterized by the explosion of demand for computing power as well as data storage and transfer. In this context, the development of high-performance computers is crucial but it is limited by the bandwidth and the energy efficiency of chip-to-chip and intra-chip electrical interconnects. Silicon photonics is a promising solution that uses microelectronics manufacturing techniques to fabricate optical components dedicated to efficient and high-bit-rate optical communication links.

This work aims at designing a silicon photonic intra-chip high-bandwidth interconnect based on the example of latest-generation DRAM specifications. Wavelength division multiplexing (WDM) is used with low-footprint components called optical ring resonators for modulation and filtering.

Lasers sources are a non-negligible contributor to overall system power consumption. For this reason, this thesis focuses on the optimization of ring resonators in terms of optical power. We first carry out a system analysis and propose an architecture that consists of parallel WDM links. Then a system model that evaluates optical power penalties related to the transmitter and the receiver is built up using static and dynamic simulations. Individual contributions of modulators, filters as well as the impact of adjacent channels at the transmitter and receiver sides are taken into account. Optical ring modulators are fabricated in PIC25G technology and characterized through static and dynamic measurements in order to validate our model. Finally, wavelength division multiplexed prototypes are designed and demonstrations corresponding to different WDM configurations are carried out which allows for suggestions of future improvements from the comparison with our predictive model.

Remerciements

J'aimerais adresser mes remerciements à l'ensemble des personnes qui m'ont soutenu pendant ces trois années de dur labeur. Merci à STMicroelectronics de m'avoir offert cette formidable opportunité. Merci à Jean-François et Patrick qui ont toujours su trouver les mots justes pour que je donne le meilleur de moi-même. Merci à Yannis d'avoir toujours été là, dans les temps forts comme dans les périodes les plus délicates. Une pensée également à Audrey et Nicolas qui ont encore du chemin à parcourir...

Merci à ma famille, en particulier à mes parents. Merci à mes amis. A tous, merci.

Table des Matières

RESUME	I
ABSTRACT	III
REMERCIEMENTS	V
INTRODUCTION	3
1. ETAT DE L'ART ET OBJECTIFS	7
1.1. Les volumes massifs de données et l'émergence de la photonique sur silicium	7
1.1.1 Les volumes massifs de données et les centres de traitement de données.	7
1.1.2 Les volumes massifs de données et les calculateurs à haute performance	8
1.1.3 Objectifs de la thèse	12
1.2. Composants du lien optique sur silicium	12
1.2.1 STMicroelectronics et la technologie PIC25G	12
1.2.2 Communications optiques WDM	13
1.2.3 Sources laser	14
1.2.4 Couplage fibre optique / puce photonique	17
1.2.5 Guides d'onde	19
1.2.6 Modulateurs électro-optiques	20
1.2.7 Multiplexeur et démultiplexeur	24
1.2.8 Récepteur : photo-détecteurs et TIA	27
1.2.9 Synthèse	29
1.3. Résonateurs circulaires.....	29
1.3.1 Principe du résonateur circulaire	29
1.3.2 Anneaux résonants actifs	31
1.3.3 Variabilité de fabrication de l'indice effectif de la cavité et dépendance en température.	32
1.3.4 Un modèle pour mieux spécifier le système	38
1.3.5 Synthèse	39
1.4. Problématiques système	39
1.4.1 Compromis liés au dimensionnement	39
1.4.2 Topologies de liens optiques envisagées	40
1.4.3 Impact des canaux adjacents	41
1.4.4 Bilans de liaison dans la littérature	42
1.4.5 Consommation totale et débit de données	44
1.5. Plan et objectif de thèse	46
2. SYSTEME DE TRANSMISSION WDM	49
2.1. Dimensionnement de l'interconnexion et cadre de l'étude	49
2.2. Modélisation statique du système	53
2.2.1 Transmissions optiques au format NRZ-OOK	53
2.2.2 Modèle idéal de l'anneau	54
2.2.3 Modèle analytique de la bande passante	56
2.2.4 Pénalité du transmetteur et approche statique pour la modulation	57
2.2.5 Conception du modulateur : concentration de dopants, pénalité en puissance et débit de données	60
2.2.6 Influence du débit de données et du couplage sur la conception du modulateur	61
2.2.7 Pénalité des canaux adjacents du transmetteur	66
2.2.8 Pénalité des canaux adjacents du récepteur	69
2.2.9 Limites du modèle statique du démultiplexeur	73
2.2.10 Synthèse	74
2.3. Modélisation dynamique du système	74
2.3.1 Simulations dynamiques de l'anneau	74
2.3.2 Simulation du transmetteur	75
2.3.3 Bande passante du récepteur et fermeture de l'œil	79
2.3.4 Simulation du démultiplexeur	85

2.3.5	Synthèse	88
2.4.	Exemples de bilans de liaison et de bilans de consommation	89
2.5.	Conclusion	92
3.	CONCEPTION DES ANNEAUX RESONANTS	95
3.1.	Introduction	95
3.2.	Guides d'onde et résonateurs en anneau	95
3.3.	Couplage et pertes dans la cavité	100
3.3.1	Simulations de coupleurs directionnels	100
3.3.2	Caractérisation de modulateurs en statique	102
3.3.3	Méthode d'estimation de paramètres	105
3.3.4	Valeurs typiques des pertes et du couplage	107
3.3.5	Estimation des pertes passives	109
3.3.6	Anneaux passifs du récepteur	110
3.4.	Jonction PN	110
3.4.1	Indice de réfraction et porteurs de charges libres	110
3.4.2	Principe de la jonction PN	111
3.4.3	Simulation de la jonction PN	111
3.4.4	Résultats	115
3.4.5	Différences d'indice effectif des cavités dopées et cavités non-dopées	117
3.4.6	Synthèse	119
3.5.	Pénalité des modulateurs et coefficient de couplage	119
3.5.1	Mesure de la pénalité en statique et dépendance au coefficient de couplage	119
3.5.2	Validation en dynamique de la pénalité à faible couplage	121
3.6.	Dimensionnement des anneaux du démonstrateur	122
3.6.1	Longueurs de couplage	122
3.6.2	Choix du couplage du modulateur	123
3.7.	Conclusion et perspectives	124
4.	CONCEPTION DE CIRCUITS PHOTONIQUES ET CARACTERISATIONS.....	127
4.1.	Matériel à disposition	127
4.1.1	Banc de caractérisation	127
4.1.2	Sondes électriques et matrice de fibres	128
4.2.	Composants du circuit	130
4.2.1	Cellule paramétrique de l'anneau résonant	130
4.2.2	Résistances chauffantes	131
4.2.3	Dimensionnement des lignes de transmission	132
4.3.	Démonstrateur à 300 GHz d'espacement	132
4.3.1	Conception du circuit photonique	133
4.3.2	Caractérisation statique du démonstrateur	135
4.3.3	Caractérisation dynamique du démonstrateur	140
4.4.	Démonstrateur à 100 GHz d'espacement	141
4.4.1	Conception du circuit photonique	141
4.4.2	Caractérisation statique du démonstrateur.	144
4.4.3	Caractérisation dynamique du démonstrateur.	145
4.5.	Conclusion	147
	CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	149
	ANNEXE : MODELE IDEAL DE L'ANNEAU	153
	BIBLIOGRAPHIE	155
	TABLE DES FIGURES	165
	GLOSSAIRE	171
	LISTE DES PUBLICATIONS	173

Introduction

Les progrès dans le domaine de la microélectronique ont considérablement augmenté la puissance de calcul des processeurs. Les ordinateurs les plus performants qui utilisent des composants électroniques de dernière génération sont aujourd'hui principalement limités par le débit et la consommation des interconnexions électriques. Pour dépasser ces limitations, il est nécessaire de recourir aux technologies optiques.

Les liens de communication optique sont utilisés depuis une trentaine d'années pour des communications longue distance. En plus des plus hauts débits qu'ils proposent, ils présentent l'avantage d'être insensibles au bruit électromagnétique et les faibles pertes de propagation sur fibre permettent de limiter le nombre de répéteurs. Aujourd'hui, on utilise les technologies de communication optique sur des distances de plus en plus courtes. Par exemple, dans les centres de traitement de données, des fibres optiques connectent différents serveurs et différentes baies sur des distances allant de plusieurs centaines de mètres au mètre. Dans un futur proche, les technologies optiques seront amenées à être employées sur des distances de l'ordre du centimètre pour connecter différentes puces ou bien réaliser des communications intra-puce et remplacer les interconnexions électriques.

Cependant, cette transition ne peut avoir lieu qu'à condition d'un développement à échelle industrielle. La plateforme silicium est privilégiée depuis de nombreuses années dans l'industrie de la microélectronique et son utilisation pour intégrer des fonctions photoniques permettrait de tirer profit de la maturité de cette technologie et d'accéder à une production à grande échelle et à faible coût. En effet, le silicium est transparent aux longueurs d'onde des communications optiques et il présente un fort contraste d'indice avec son oxyde, ce qui autorise la réalisation de composants de faibles dimensions. La convergence de circuits électroniques et photoniques sur une même puce pourra considérablement augmenter leurs performances tout en les rendant plus compactes.

Une application potentielle serait par exemple une communication entre un processeur et un bloc mémoire. Plusieurs technologies arrivent à maturité dans le secteur des mémoires vives et proposent des bandes passantes très élevées de l'ordre de plusieurs centaines de giga-octets par seconde. Une interconnexion optique est envisageable pour assurer leur interface avec un processeur de dernière génération à condition qu'elle consomme très peu d'énergie et que le circuit photonique occupe une surface limitée. Le multiplexage en longueur d'onde qui consiste à utiliser plusieurs canaux séparés dans le spectre pour transporter l'information sur un même guide peut permettre de considérablement augmenter le débit d'une interconnexion tout en réduisant son empreinte.

Dans ces travaux, nous allons employer cette technique pour dimensionner un lien optique intra-puce en partant de la spécification d'un bloc mémoire donné. Nous utiliserons des composants optiques appelés anneaux résonants pour réaliser les fonctions de modulation et de démultiplexage. Ils sont particulièrement adaptés à ce type d'application puisque leur réponse spectrale très fine les rend compatibles avec le multiplexage en longueur d'onde et qu'ils ont des dimensions réduites de l'ordre d'une dizaine de microns. La suite de ce manuscrit se compose de quatre chapitres.

Dans le chapitre 1, nous introduisons la problématique de la conception d'une interconnexion optique intra-puce sur silicium pour une communication entre un bloc mémoire et un processeur visant une application à des ordinateurs à très haute

performance. Nous décrivons l'état de l'art des différents composants que nous allons utiliser.

Dans le chapitre 2, nous allons dimensionner le système de transmission en partant d'une spécification donnée. Nous construirons ensuite un modèle système qui nous permettra d'optimiser les anneaux résonants au niveau de l'émetteur et au niveau du récepteur en termes de pénalité en puissance optique.

Dans le chapitre 3, nous nous intéresserons à la conception des composants. Différents modulateurs optiques en anneaux sont fabriqués, caractérisés puis comparés au modèle.

Le chapitre 4 sera consacré à la réalisation de circuits photoniques multiplexés en longueur d'onde dans différentes configurations.

Enfin, nous synthétiserons les travaux accomplis et présenterons les perspectives ouvertes par cette thèse.

CHAPITRE 1

ÉTAT DE L'ART ET OBJECTIFS

1.1. LES VOLUMES MASSIFS DE DONNÉES ET L'ÉMERGENCE DE LA PHOTONIQUE SUR SILICIUM

1.1.1 Les volumes massifs de données et les centres de traitement de données.

Le monde assiste aujourd'hui à **une explosion du volume des données numériques** stockées et transférées au point que **90% des données dans le monde ont été créées au cours des deux dernières années seulement** [1]. Plus de 4 milliards d'heures de vidéos sont regardées chaque mois sur la plateforme YouTube, plus de 400 millions de publications émises chaque jour sur la plateforme Twitter [2]. La plateforme Facebook compte plus de 1,5 milliards d'utilisateurs qui partagent des vidéos, des photos Etc... Et ce n'est qu'une petite partie de l'ensemble de ces données.

Les infrastructures qui gèrent ce flux d'information, les centres de données, atteignent des tailles de plus en plus importantes. Des centres de données comme le QTS Atlanta ou l'Utah DC atteignent des tailles supérieures à 9 terrains de football [3]. **Le volume circulant au sein des centres de traitement de données augmente de façon exponentielle** et atteindra le chiffre astronomique de 15,3 zettaoctets (10^{21} octets) en 2020 soit une croissance d'un facteur trois sur cinq ans [4]. La gestion de ces flux constitue un véritable enjeu et plus de 140 milliards de dollars ont été investis à travers le monde dans ces infrastructures en 2014 [5] comme l'illustre la Figure 1.1.

Près de 75% des transferts de données gérés par ces installations ont lieu au sein de même de ces infrastructures [5], ce qui représente un réseau complexe reliant différentes puces, différentes cartes, différentes baies... **de distances allant du centimètre à des centaines de mètre**. Aujourd'hui, les communications sur des distances inférieures à 10 m sont assurées par des interconnexions électriques [6]. L'augmentation des flux de données est problématique étant donné que les pertes dans ces câbles augmentent considérablement avec le débit de données à des fréquences de l'ordre du GHz. Il est essentiel de proposer **des systèmes de communications atteignant des très hauts débits et consommant très peu d'énergie**.

2014 Investment for Facilities & Equipment

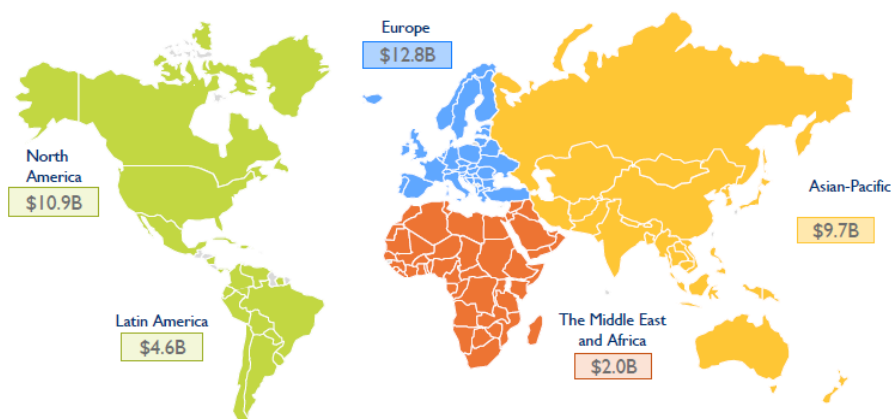


Figure 1.1 Investissements mondiaux dans les infrastructures et équipements [5]

La photonique sur silicium pourrait répondre à ces enjeux. Elle consiste à utiliser les **procédés de fabrication** de masse de **microélectronique CMOS** (de l'anglais *complementary metal-oxyde semiconductor*) et réaliser **des composants de communications optiques à faible coût de fabrication et à très haut débit**. L'ensemble des **liaisons électriques de distances de l'ordre de quelques mètres jusqu'au centimètre** sont amenées à être **remplacées par des liaisons optiques**. La Figure 1.2 représente la feuille de route du cabinet de marketing technologique Yole Développement qui illustre cette tendance.

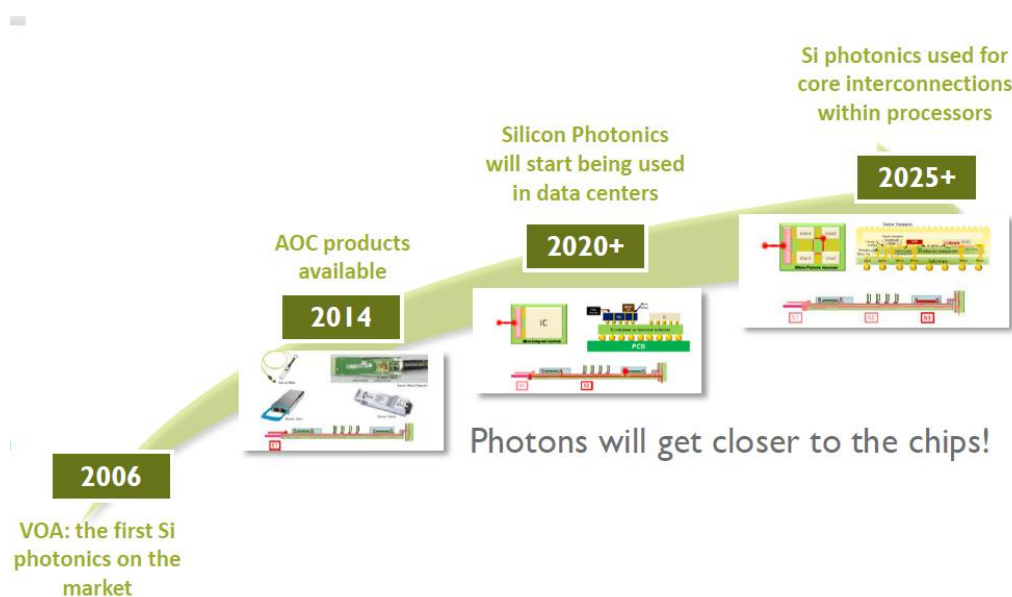


Figure 1.2 Les circuits photoniques vont être utilisés sur des distances de plus en plus courtes au plus proche des puces électroniques [5]

1.1.2 Les volumes massifs de données et les calculateurs à haute performance

L'analyse de ces volumes massifs de données offre de très nombreuses perspectives dans de nombreux domaines comme la simulation et la compréhension du climat, l'optimisation de la production d'énergie, l'analyse financière temps réel [7]. Mais cela n'est possible qu'au prix de très fortes puissances de calculs.

Ordinateurs à haute performance

Les supercalculateurs (ou ordinateurs à haute performance) sont des **ordinateurs ultra-performants** conçus pour des tâches nécessitant une très forte puissance de calcul comme les prévisions météorologiques, les simulations physiques, la cryptanalyse ou encore les simulations en finance et en assurance. Une photographie du supercalculateur IBM Blue Gene/P de l'Argonne National Laboratory est représentée en Figure 1.3. En France, on trouve ces machines dans des centres nationaux tels que l'Institut du développement et des ressources en informatique scientifique (IDRIS), le centre national de l'enseignement supérieur (CNES) ou dans certaines grandes entreprises (Total, EDF, Météo-France). La Chine et les États-Unis dominent cependant nettement ce marché puisque six des dix plus grands calculateurs sont chinois ou américains [8]. **Ces ordinateurs vont être largement utilisés pour analyser ces gigantesques volumes de données.**

Les supercalculateurs sont munis de composants électroniques de dernière génération ultrarapides (processeurs et cartes graphiques dédiés au calcul scientifique de dernière génération). La vitesse de calcul des processeurs multi-cœur étant de plus en plus élevée, **la rapidité et la consommation énergétique des interconnexions entre différents processeurs ou entre processeur et mémoire constituent un goulet d'étranglement dans le développement des calculateurs à haute performance** [9]. On estime qu'environ 25 % de la consommation totale de ces systèmes est imputable aux interconnexions [3] et la continuité de la loi de Moore, qui prévoit que le nombre de transistors des microprocesseurs double tous les deux ans, passe nécessairement par des contraintes très agressives sur celles-ci. On parle typiquement d'une **bande passante de plusieurs To/s et d'une consommation de 1 pJ/bit** [10].



Figure 1.3 Photographie du supercalculateur IBM Blue Gene/P de l'Argonne National Laboratory [11]

Interconnexion optique entre processeur et mémoire

Depuis plusieurs années, la communauté scientifique porte un intérêt croissant à la photonique sur silicium qui pourrait assurer des interconnexions à très larges bandes et à

moindre coût [9], [10], [12]. En 2006, Pat Gelsinger, ancien vice-président du groupe Intel, prédisait : "Today, optics is a niche technology. Tomorrow, it's the mainstream of every chip that we build" (Aujourd'hui, l'optique est une technologie de niche. Demain, ce sera la technologie dominante des puces que nous fabriquerons.). Près de dix ans plus tard, **le premier microprocesseur fonctionnant avec des interconnexions optiques** a été démontré par une équipe américaine [13]. Le circuit photonique représenté sur la Figure 1.4 a été réalisé en utilisant des procédés de fabrication de microélectronique CMOS et assure une interconnexion entre processeur et mémoire à un débit de $2 \times 2,5$ Gbit/s pour une tension de commande des modulateurs de 1 V.

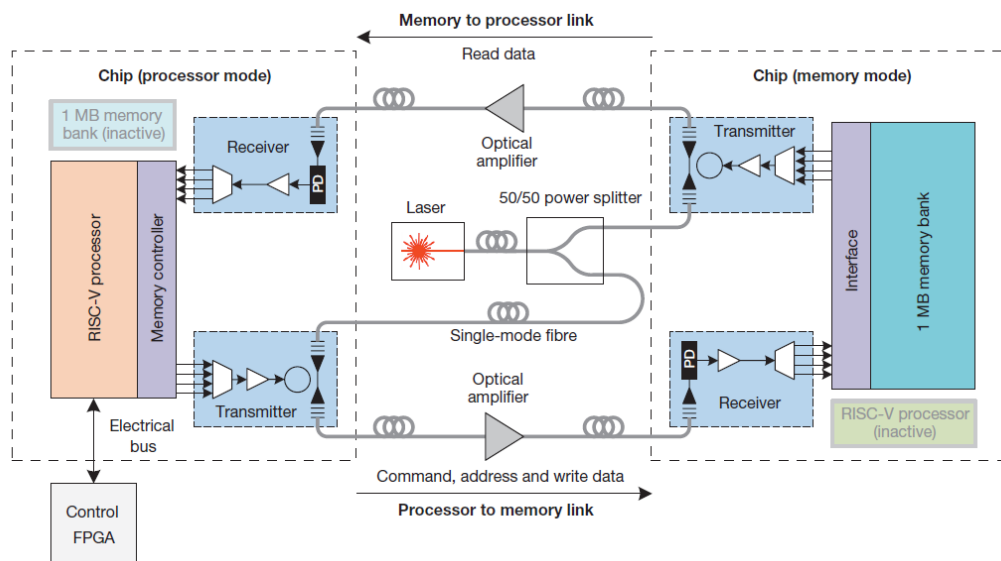


Figure 1.4 Circuit processeur mémoire du premier processeur fonctionnant avec une interconnexion optique [13]

Pour que ce type d'interconnexion puisse être adopté à l'échelle industrielle, il est en effet nécessaire que **la fabrication et l'utilisation des circuits soient compatibles avec l'électronique CMOS**. En particulier, **les tensions de commande des dispositifs électro-optiques ne peuvent pas excéder 1 ou 2 V**.

La technologie HMC comme exemple d'application

Plusieurs technologies arrivent à maturité dans le secteur des **mémoires vives DRAM** (de l'anglais *dynamic random access memory*) et pourraient considérablement **augmenter la bande passante proposée**, ce qui représenterait un **changement radical de technologie** dans ce secteur hautement concurrentiel. La compagnie américaine AMD a annoncé en 2015 l'usage d'un nouveau type de mémoire baptisé HBM (de l'anglais *high bandwidth memory*) pour ces prochains processeurs graphiques Fiji. Cette technologie utilise des techniques d'empilement à liaisons traversantes (TSV) qui permet de superposer différentes puces DRAM au côté d'un processeur et d'assurer une bande passante de plusieurs centaines de Go par seconde.

Une alternative à la HBM est proposée par le consortium HMCC fondé par les sociétés Micron Technology et Samsung. **La technologie HMC** (de l'anglais *hybrid memory cube*) est également basée sur l'empilement de puces DRAM reliées par TSV. Au-dessous de cet

empilement se trouve **un circuit de contrôle personnalisable** en fonction de l'application, ce qui permet de faire communiquer la mémoire via des **interfaces plus souples, qu'elles soient électriques ou optiques**. Une première spécification de la HMC a été publiée en 2013 : elle précise que les interconnexions sont réalisées à partir de différents liens constitués chacun de 16 voies en entrée et 16 voies en sortie, chaque voie ayant une bande passante de 10 Gbit/s comme représenté en Figure 1.5. On parle de lien duplex intégral car l'information est transmise dans les deux sens. Chaque cube pouvant être doté de 8 liens, **on atteint une bande passante de 320 Go/s** par composant. La Figure 1.6.a représente une **mémoire HMC connectée à un processeur multi-cœur sur une même puce**. Nous allons nous intéresser à ce type d'interconnexion dans ce travail de thèse. **L'interconnexion sera composée d'au moins deux liens ayant un débit de 160 Go/s, le premier allant du processeur à la mémoire et le second de la mémoire vers le processeur**. Sur le long terme, ce type d'interconnexion sera amené à être utilisé dans des réseaux plus complexes comprenant plusieurs processeurs et plusieurs blocs mémoires Figure 1.6.b. **La surface des circuits de communication sera limitée** et nos travaux devront prendre en compte cette contrainte.

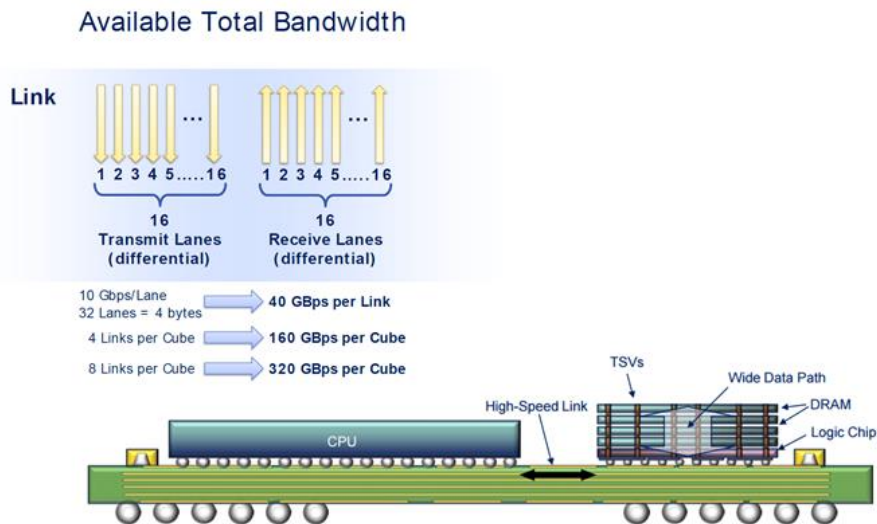


Figure 1.5 Lien processeur HMC et bande passante disponible tiré de [14].

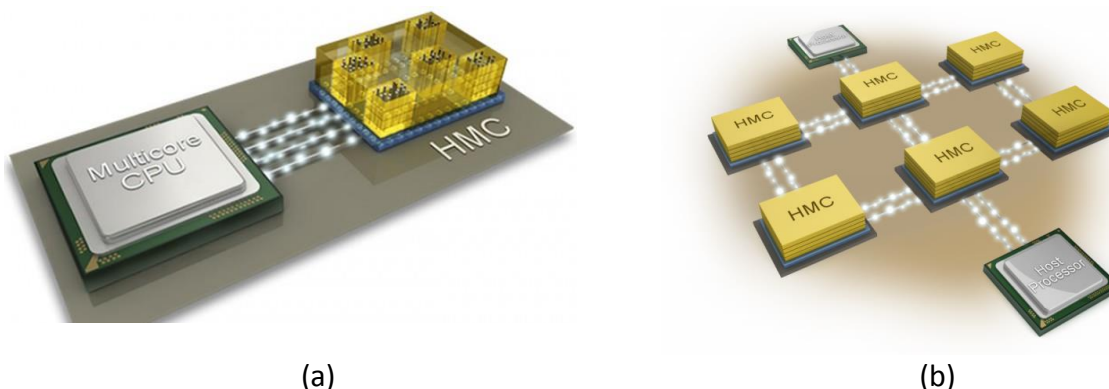


Figure 1.6 Vue 3D d'interconnexion processeur-HMC. (a) Circuit simple comprenant un processeur et un bloc HMC. (b) Réseau comprenant plusieurs processeurs et plusieurs blocs mémoire. [15]

1.1.3 Objectifs de la thèse

Cette thèse a été réalisée au sein de la société STMicroelectronics à Crolles (région de Grenoble) et à l'Institut de Microélectronique Electro-magnétisme et Photonique Laboratoire d'Hyperfréquence et de Caractérisation (IMEP-LaHC), unité mixte de recherche (CNRS/Grenoble INP/Université Grenoble Alpes/Université de Savoie). Nous avons consacré nos travaux au **développement d'un système de transmission optique à très haut débit sur silicium** dans le but d'adresser le marché des interconnexions processeur-mémoire pour supercalculateurs. Les travaux présentés ont pour objectif :

- D'atteindre des **débits très élevés**, de l'ordre de 320 Go/s (2560 Gbit/s)
- De **consommer peu d'énergie** en visant une efficacité de l'ordre de 1 pJ/bit
- De satisfaire **l'ensemble des contraintes liées à ce type d'application**. En particulier, nos travaux tenteront de **minimiser la surface occupée par le circuit photonique** et les modulateurs optiques devront avoir **une tension de commande électrique inférieure ou de l'ordre de 2 V**.
- Faciliter la conception de tels systèmes de transmission en concevant des **modèles adéquats**.

Dans les paragraphes qui suivent, nous allons dans un premier temps **passer en revue l'ensemble des composants constituant un système de transmission optique sur silicium** dans le but de sélectionner des composants compatibles avec les contraintes mentionnées plus haut. Ceci nous amènera à décrire dans un deuxième temps **les résonateurs optiques en anneau** que nous utiliserons au cours de ces travaux. Enfin, nous nous consacrerons aux problématiques liées à **la conception du système optique dans son ensemble** de manière à orienter nos travaux pour satisfaire au mieux les fortes contraintes en termes de débit et de consommation correspondant aux applications visées.

1.2. COMPOSANTS DU LIEN OPTIQUE SUR SILICIUM

1.2.1 STMicroelectronics et la technologie PIC25G

STMicroelectronics et la photonique sur silicium

En décembre 2011, **STMicroelectronics et Luxtera**, leader mondial de la photonique sur silicium, annoncent la signature d'un accord portant sur le **développement d'applications photoniques sur silicium en grand volume**. STMicroelectronics dispose depuis des droits d'utilisation nécessaires au développement de sa nouvelle filière photonique. Elle a travaillé ces dernières années à l'industrialisation d'une technologie photonique sur silicium nommée PIC25G qui utilise des procédés de fabrication CMOS 65 nm pour la fabrication d'une gamme de **composants photoniques sur substrat SOI 300 mm** (de l'anglais *silicon-on-insulator*, silicium sur isolant). Le débit maximum visé par cette technologie est de 25 Gbit/s par canal de transmission. Sont représentés sur la Figure 1.7 une photographie d'une plaque SOI également appelée « *wafers* » et un schéma de coupe du substrat.

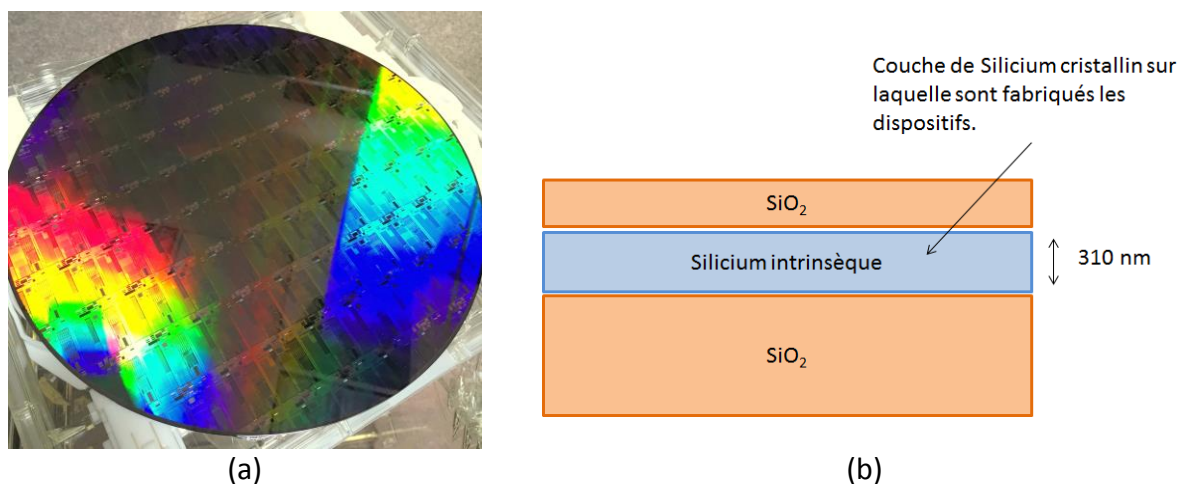


Figure 1.7 (a) Plaque SOI et (b) schéma d'une coupe de la plaque SOI.

Composants photoniques sur substrat SOI

Les composants sont gravés sur la couche de silicium intrinsèque d'épaisseur 310 nm et entourés d'oxyde de silicium SiO_2 . Ces matériaux ont l'avantage d'être transparents aux longueurs d'onde usuellement utilisées dans le domaine des communications optiques (Tableau 1-1). Dans la suite de ces travaux, sauf mention contraire, **nous travaillerons dans la bande O qui a pour longueur d'onde centrale 1310 nm**. Le fort contraste d'indice de réfraction entre le silicium et son oxyde ($n_{\text{Si}} = 3,5$ et $n_{\text{SiO}_2} = 1,44$ à 1310 nm) permet de fortement confiner la lumière dans des guides d'onde ayant des dimensions typiques de quelques centaines de nanomètres.

Dénomination	Longueur d'onde
Bande O	1260-1360 nm
Bande C	1530-1565 nm
Bande L	1565-1625 nm

Tableau 1-1 Longueurs d'onde utilisées dans le domaine des communications optiques.

Dans les paragraphes suivants, nous présentons les **briques élémentaires** constituant le lien de communication après avoir introduit la notion de multiplexage en longueur d'onde.

1.2.2 Communications optiques WDM

Les débits visés par l'interconnexion que nous nous proposons de dimensionner sont très élevés par rapport au débit par canal de transmission (2560 Gbit/s à comparer avec 25 Gbit/s). Afin d'augmenter le débit de l'interconnexion en limitant la surface occupée par le circuit photonique, **nous avons fait le choix d'opter pour un multiplexage en longueur d'onde noté WDM** (de l'anglais *wavelength division multiplexing*). Un lien WDM est représenté de façon schématique en Figure 1.8.

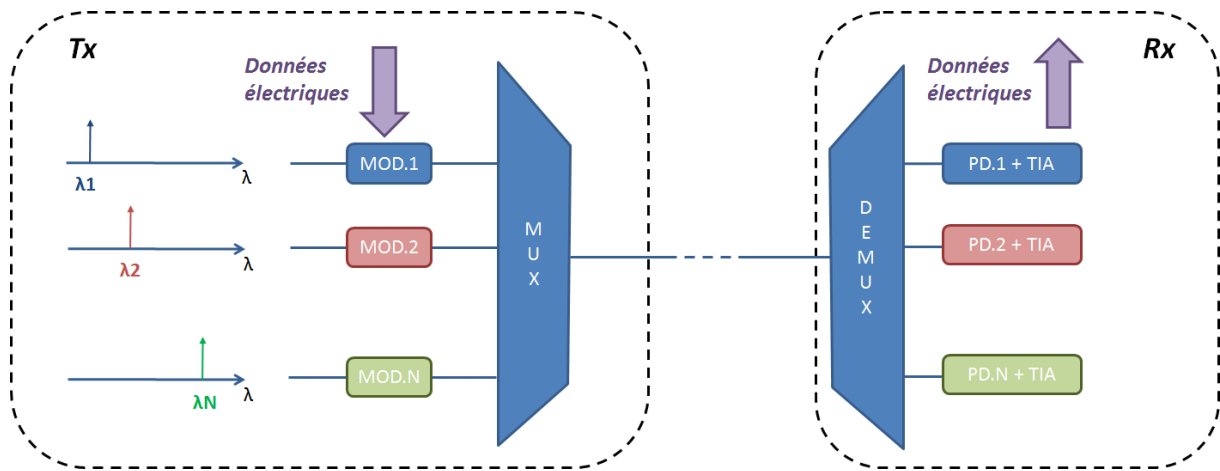


Figure 1.8 Schéma d'un lien WDM

N porteuses optiques sont émises par un ou plusieurs lasers (longueurs d'onde λ_1 à λ_N). Les N modulateurs convertissent les signaux électriques en signaux optiques en modulant la phase ou bien l'amplitude des porteuses. Les N signaux optiques sont ensuite rassemblés sur un guide d'onde commun par un multiplexeur. L'ensemble est appelé transmetteur noté Tx. Les signaux optiques parviennent au récepteur noté Rx et sont filtrés par le démultiplexeur. Chaque signal est dirigé vers un photo-détecteur typiquement constitué d'une photodiode germanium et d'un amplificateur transimpédance noté TIA (de l'anglais *transimpedance amplifier*). Dans la suite de ces travaux, nous nous limiterons à cette configuration de photorécepteur car elle est largement privilégiée dans la littérature [16]-[28].

1.2.3 Sources laser

La source ou les sources optiques alimentant l'interconnexion constituent un élément crucial du système. De nombreux travaux ont été réalisés par l'ensemble de la communauté dans le but de fournir aux systèmes de transmission des sources lumineuses satisfaisant les nombreuses contraintes associées. Ces sources lumineuses doivent fournir N raies laser de **puissance de sortie**, de **taux de suppression des modes latéraux** et de **bruit relatif d'intensité** (noté RIN de l'anglais *relative intensity noise*) acceptables sur **une large gamme de température** [29] tout en respectant **des contraintes de coût de fabrication et de densité d'intégration propres aux applications visées**. Avant tout, ces sources doivent présenter **une efficacité énergétique** (notée WPE de l'anglais *wall plug efficiency*) **d'au moins 10%** [30] après couplage sur le silicium **pour atteindre une fraction de pJ/bit** et tenir la contrainte d'une consommation totale inférieure à 1 pJ/bit. De plus, la fiabilité des sources doit être prise en compte puisque ces performances doivent être maintenues durant de longues heures d'utilisation pour une application potentielle à l'échelle industrielle [31].

Le silicium ayant une structure de *gap* indirecte, ses performances en termes d'émission sont faibles [15]. Malgré des avancées notables pour constituer des cavités à gain à partir de germanium [32], on privilégie **des matériaux III-V** tels des alliages comme le phosphore d'indium InP [33], [34], [35], ou l'arséniure de gallium GaAs [35], [36], [37].

La croissance de matériaux III-V sur substrat de silicium par épitaxie est difficilement envisageable car le désaccord de maille avec le silicium et la différence de coefficient d'expansion thermique provoquent des défauts à l'interface, ce qui dégraderait les performances du composant. L'utilisation de couches tampon entre les deux types de

matériaux est envisagée mais ces couches compliquent le couplage entre la cavité et le silicium [31] et génèrent des pertes optiques supplémentaires.

On peut coller **une puce III-V externe et coupler la puissance émise à la puce en silicium soit verticalement via des lentilles, des prismes ou des miroirs** [38], [39], [40], soit par la tranche. Ce type de solution requiert un alignement précis pour le collage, ce qui augmente le temps et le coût de fabrication. De plus, le couplage de la lumière du laser à la puce de silicium **génère des pertes optiques supplémentaires qui dégradent l'efficacité du laser** [41].

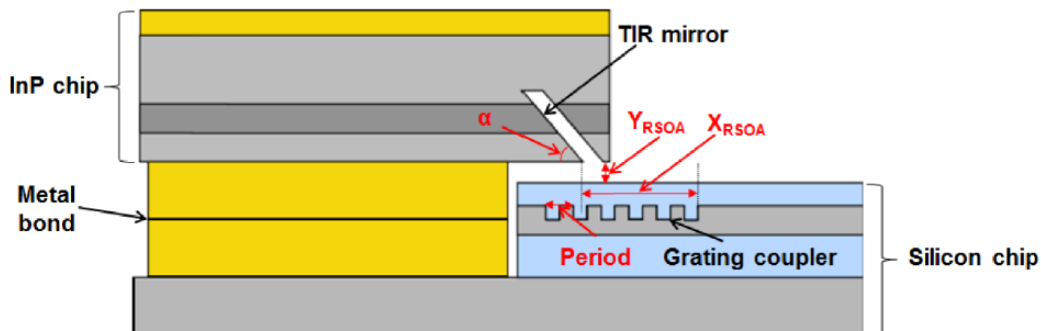


Figure 1.9 Schéma d'un laser : une puce laser InP est collée à la puce photonique. La puissance optique est couplée sur le silicium via un miroir intégré au laser et un réseau de diffraction. [40]

Autrement, on peut coller le matériau III-V sur la plaque de silicium (collage direct, adhésif ou métallique) et **réaliser une cavité hybride** dans laquelle le mode circule à la fois dans le silicium et dans le milieu à gain [30], [35], [36], [41], [42]. Un exemple est représenté en Figure 1.10. De tels lasers utilisent des coupleurs qui ont pour rôle de transférer le mode de la puce en silicium vers la puce du matériau à gain et dont les pertes doivent être minimisées dans le but de maximiser l'efficacité du laser. Les miroirs constituant la cavité sont typiquement des miroirs de Bragg fabriqués sur la puce silicium [30], [35], [36].

Banque de lasers ou laser en peigne

Les lasers présentés ci-dessus étant monomodes, leur utilisation dans un système de transmission optique WDM nécessite de grouper différents lasers fonctionnant à différentes longueurs d'onde en banques et de les multiplexer [42], [43] comme illustré en Figure 1.11. Le nombre de longueurs d'onde disponibles serait cependant limité par l'encombrement de ces différentes sources. Une alternative serait d'utiliser une source externe multimodes qui pourra générer à elle seule l'ensemble des longueurs d'onde nécessaires [29]. Les cavités Fabry-Pérot à puits quantiques [44], [45], présentent l'avantage d'avoir un gain plat sur une large bande et parviennent à émettre des peignes en longueur d'onde à des espacements typiques de 50 GHz à 100 GHz. La Figure 1.12 donne l'exemple du laser [37] qui émet plus de 16 raies laser espacées de 80 GHz avec une efficacité énergétique supérieure à 10 % (avant couplage sur silicium) pour des températures allant de 25 °C à 65 °C. **On notera que dans les deux cas, le nombre de porteuses optiques disponibles est limité.**

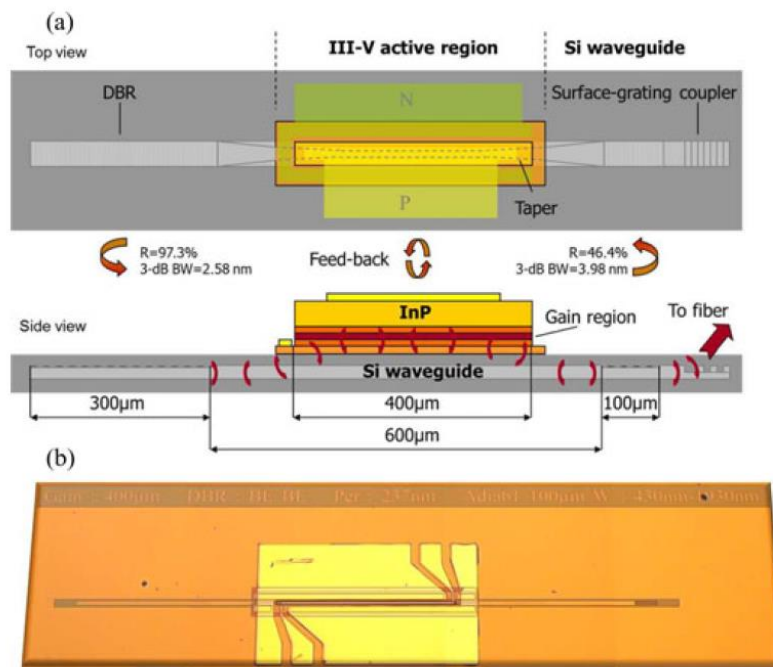


Figure 1.10 Exemple de laser hybride. a) schéma du laser vue de dessus et de côté. b) Photographie du composant. [18]

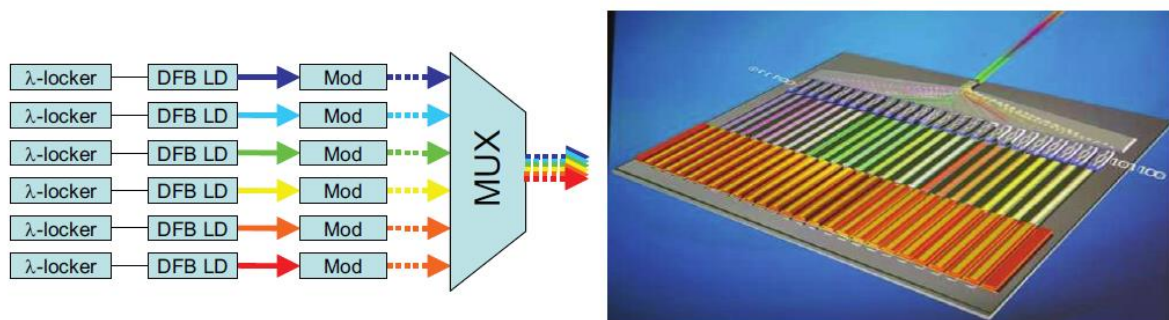
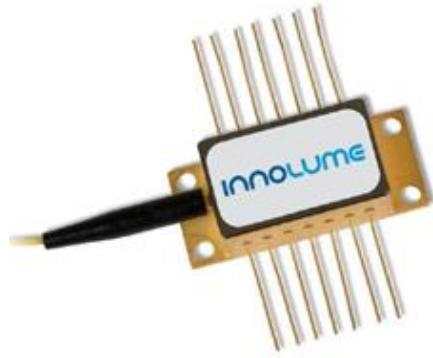
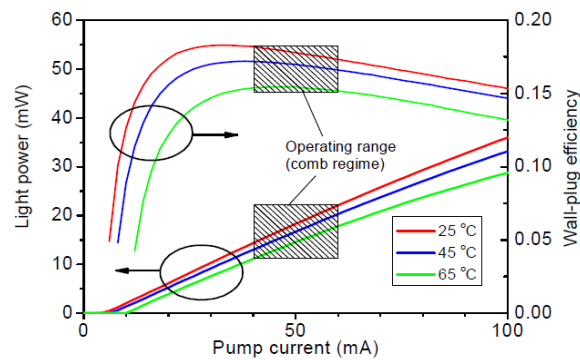


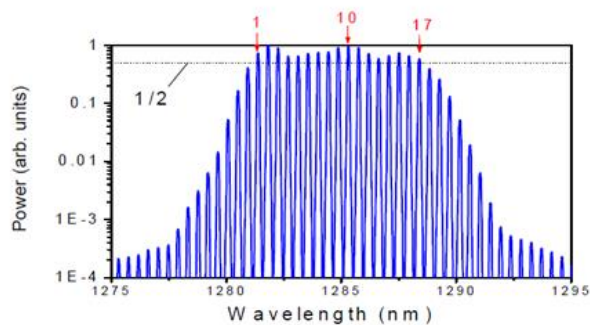
Figure 1.11 Schéma de source optique WDM proposé par Intel (plusieurs sources optiques monomodes multiplexées) [44].



(a)



(b)



(c)

Figure 1.12 Exemple de laser en peigne à cavité à points quantiques. (a) Photographie de la puce (b) Puissance de sortie et efficacité fonction du courant (c) Raies laser émises [37].

Approche du point de vue conception système

Différentes solutions sont envisagées pour fournir aux interconnexions large bande une source optique adaptée. **A l'heure actuelle, l'efficacité énergétique des solutions proposées est inférieure à 10 %, ce qui est problématique en termes de consommation.** La puissance optique délivrée par la source est donc précieuse et **nous allons orienter la conception de notre système de transmission optique de manière à l'économiser autant que possible.**

1.2.4 Couplage fibre optique / puce photonique

Pour assurer l'interface entre la puce photonique et le monde extérieur, on peut utiliser des structures diffractives que l'on appelle **coupleur réseau**. Le mode optique circulant dans une

une fibre optique dont le cœur a un diamètre de $10\ \mu\text{m}$ est couplée par un réseau de diffraction vers un guide d'onde en silicium d'une largeur de quelques centaines de nanomètres, comme représenté en Figure 1.13. Il fonctionne de la même manière pour coupler un mode sur silicium vers une fibre optique.

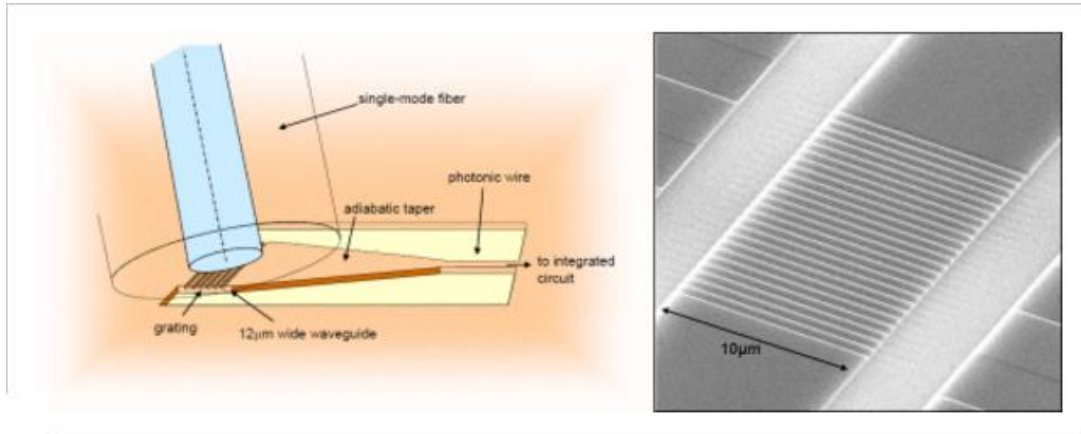


Figure 1.13 Vue et 3D et photographie SEM

Ce type de composant ne sélectionne qu'une seule composante de polarisation de la lumière (TE dans notre cas) et ses performances dépendent de la longueur d'onde. La technologie PIC25G dispose de coupleurs réseau dont la **réponse spectrale est centrée sur la longueur d'onde de 1310 nm pour une perte d'insertion typique de 2 dB**.

On peut également utiliser un **couplage par la tranche** qui consiste à aligner le cœur de la fibre à un guide d'onde sur le côté de la puce, comme représenté sur la Figure 1.14. Cette technique nécessite des étapes de fabrication supplémentaires mais permet de **réduire les pertes à environ 1 dB** [29].

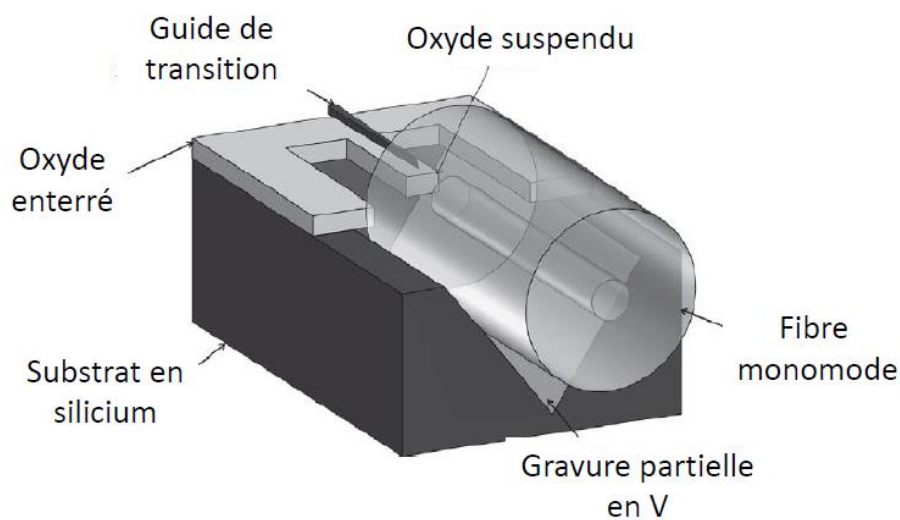


Figure 1.14 Couplage par la tranche extrait de [46].

1.2.5 Guides d'onde

Les guides d'onde de la technologie utilisée sont des guides en arête dont la géométrie est définie par leur hauteur h qui correspond à l'épaisseur de silicium sur la plaque, à la largeur l et à la hauteur h_{slab} de la partie latérale appelée *slab* Figure 1.15.

Les équations de Maxwell qui régissent la propagation des ondes électromagnétiques dans ces structures admettent un nombre fini de solutions appelées modes. Lorsque l'on réduit suffisamment les dimensions latérales d'un guide d'onde, celui-ci n'admet qu'un seul mode de propagation. On dit alors que ce guide est monomode, ce qui est le cas des guides utilisés.

La vitesse de propagation de la phase et de l'enveloppe d'un mode est donnée par son indice effectif n_{eff} et son indice de groupe n_g que nous définirons plus en détail par la suite (chapitre 3).

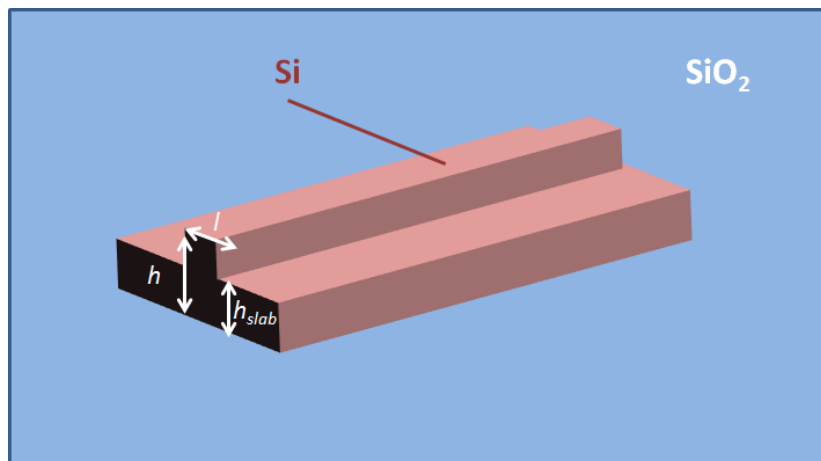


Figure 1.15 Guide d'onde en arête.

La propagation de la lumière dans des guides d'onde courbés induit des pertes supplémentaires. Pour une géométrie de guide d'onde donnée, il existe un rayon de courbure critique au-dessus duquel ces pertes supplémentaires sont négligeables. Les guides d'onde à faible gradient d'indice comme les fibres optiques ont des rayons critiques élevés de l'ordre du centimètre alors que les guides d'ondes à fort gradient d'indice comme ceux que nous utiliserons présentent des rayons critiques de l'ordre du micron, permettant la fabrication de structures résonantes compactes. La Figure 1.16, extraite de [47], trace des courbes de niveaux des pertes dues à un rayon de courbure de $5\ \mu\text{m}$ en fonction des deux dimensions d'un guide que sont la hauteur du *slab* h_{slab} et la largeur l du guide. Sont également représentées les zones pour lesquelles le guide est monomode (SM de l'anglais *single mode* sur la figure) ou bien multimode (MM). Ces pertes augmentent lorsqu'on diminue la largeur du guide ou bien lorsqu'on augmente la hauteur du *slab*.

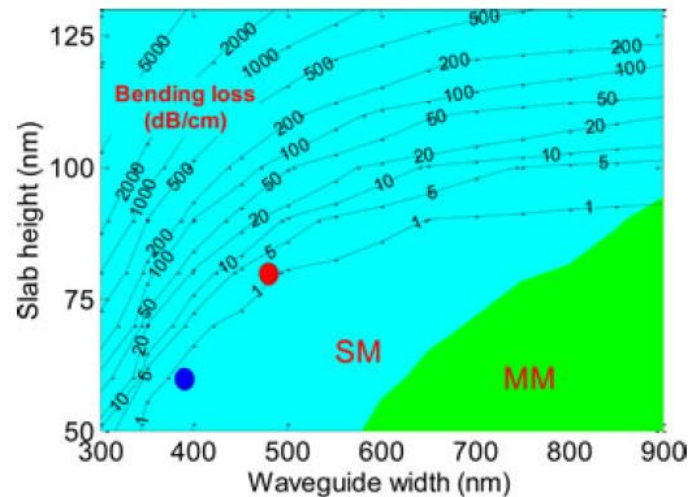


Figure 1.16 Pertes de courbure dans un anneau de rayon $5 \mu\text{m}$ en fonction de la largeur l du guide et de la hauteur du slab h_{slab} . Les zones monomodes (SM) et multimodes (MM) sont indiquées en bleu et vert respectivement. [47]

1.2.6 Modulateurs électro-optiques

Modulateurs en photonique sur silicium

Le modulateur est un composant électro-optique qui module la porteuse optique à partir d'un ou plusieurs signaux électriques en entrée. Les modulateurs principalement utilisés en photonique silicium sont des modulateurs par électro-réfraction : ils modifient la phase de l'onde. Le changement de phase induit est éventuellement traduit en intensité via une structure interférométrique telle qu'un interféromètre de Mach-Zehnder [48], [49], [50], [51] ou bien une cavité résonnante [52]. Une vue schématique d'un interféromètre de Mach-Zehnder est représentée en Figure 1.17 extraite de [48].

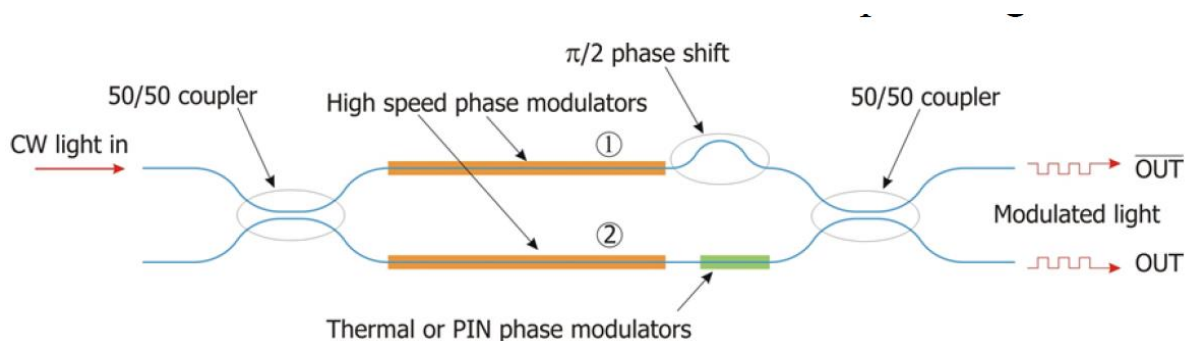


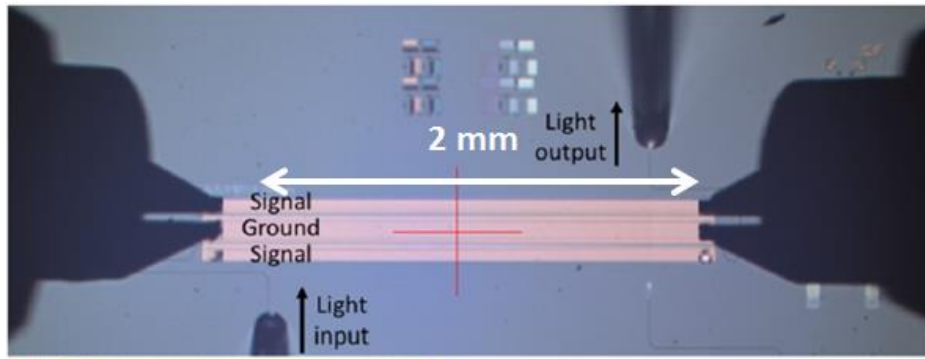
Figure 1.17 Schéma représentatif d'un modulateur de Mach-Zehnder [48]

Avantages du modulateur en anneau

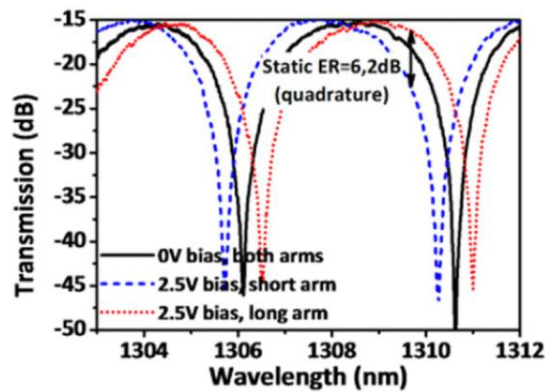
Les modulateurs de Mach-Zehnder (MZM) ont des dimensions typiques de l'ordre de plusieurs centaines de micromètres voire du millimètre. La Figure 1.18 extraite de [51] représente à titre illustratif la photographie d'un modulateur de Mach-Zehnder qui mesure 2 mm de long et plus de $100 \mu\text{m}$ de large, ce qui correspond à **une surface non-négligeable sur le circuit**. Les dimensions typiques d'un modulateur en anneau ne sont pas du même ordre de grandeur puisque ceux-ci ont des rayons de quelques μm comme représenté sur la

Figure 1.19 extraite de [53]. Les modulateurs en anneau présentent donc l'avantage d'occuper **une surface beaucoup moins importante** sur le circuit que le modulateur de Mach-Zehnder. Cela est important étant donné que les très haut débits visés (320 Go/s) vont nous amener à en utiliser un grand nombre.

De plus, **la réponse spectrale des anneaux résonants est bien plus sélective** comme on le voit sur la Figure 1.19.b (résonances de quelques dizaines de pm de large) que celle des MZM, ce qui est avantageux dans le cas de transmissions WDM. En effet, cela donne la possibilité de **disposer différents modulateurs alloués à différentes longueurs d'onde en série le long d'un même guide d'onde** après le multiplexage des différentes porteuses (Figure 1.20.a) plutôt que de moduler chaque porteuse avant le multiplexage (Figure 1.20.b). Ces deux avantages nous amènent à faire le choix d'utiliser des modulateurs en anneaux dans la suite de ces travaux.



(a)



(b)

Figure 1.18 Exemple de modulateur de Mach-Zehnder. (a) photographie du circuit (b) transmission spectrale. [51]

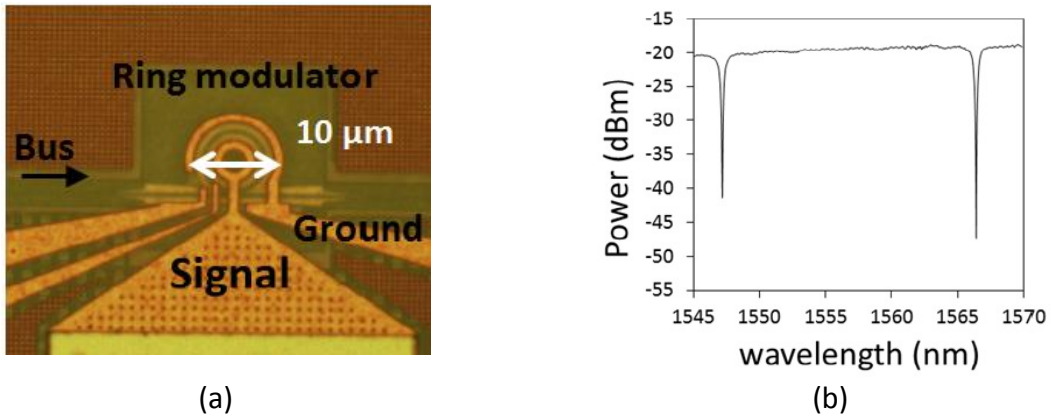


Figure 1.19 Exemple de modulateur optique en anneau. (a) Photographie (b) Transmission spectrale. [53]

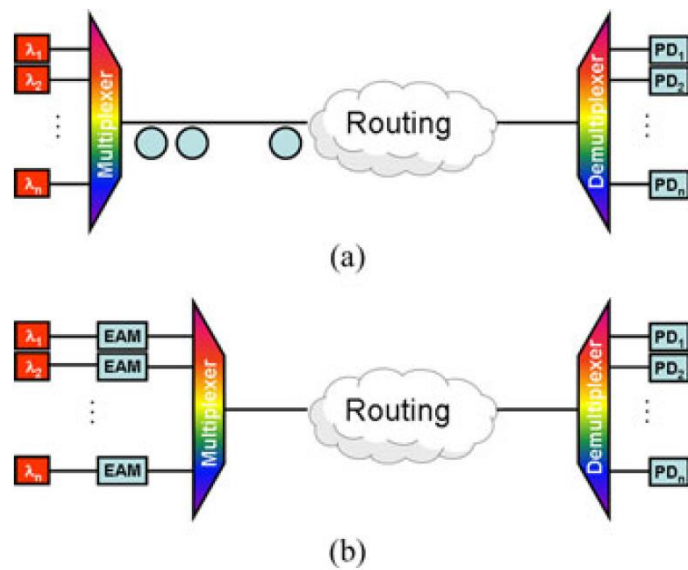


Figure 1.20 Topologies de liens WDM. (a) Des sources laser individuelles sont multiplexées avant la modulation. (b) Le multiplexage a lieu après la modulation. [30]

Formats de modulation

Une porteuse optique peut être modulée suivant différents formats de modulation qui sont résumés dans le Tableau 1-2 extrait de [54]. Le format de modulation OOK (de l'anglais *on-off keying*) correspond à une modulation en intensité selon deux niveaux. En revanche, l'information est encodée sur la phase du signal dans le cas des formats de modulation BPSK et QPSK (de l'anglais *binary phase-shift keying* et *quaternary phase-shift keying*). Le format de modulation QAM-16 (de l'anglais *quadrature amplitude modulation*) est donné en exemple de formats de modulation plus complexes qui encodent l'information à la fois sur la phase du signal et sur son intensité. Une représentation temporelle ainsi qu'une représentation en diagramme de constellation des signaux optiques caractéristiques de ces formats est fournie.

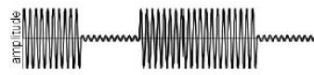







Format	Diagramme temporel d'un train de bits	Diagramme de constellation
<p><i>OOK</i></p> <p>On-Off Keying</p>	 <p>Codage par l'amplitude de l'onde</p>	 <p>1 bit par symbole</p>
<p><i>BPSK</i></p> <p>Binary Phase-Shift Keying</p>	 <p>Codage par la phase de l'onde (deux phases séparées de π)</p>	 <p>1 bit par symbole</p>
<p><i>QPSK</i></p> <p>Quadrature Phase-Shift Keying</p>	 <p>Codage par la phase de l'onde (quatre phases séparées de $\pi/2$)</p>	 <p>2 bits par symbole</p>
<p><i>QAM 16</i></p> <p>Quadrature Amplitude Modulation</p>	 <p>Codage par la phase et l'amplitude de l'onde</p>	 <p>4 bits par symbole</p>

Tableau 1-2 Différents formats de modulation extrait de [32].

Les démonstrateurs de transmissions optiques WDM sur silicium utilisant des anneaux résonants existant dans la littérature [16], [21], [25], se limitent à l'heure actuelle au format de modulation **NRZ-OOK** qui est la version la plus simple du format OOK et qui permet d'utiliser un récepteur simple à détection directe. **Nous considérerons uniquement ce format de modulation dans la suite de ces travaux.**

Caractéristiques du modulateur

Considérons un modulateur qui reçoit une puissance optique P_{in} . Il module cette puissance en produisant un signal NRZ-OOK correspondant à des niveaux hauts et bas notés P_{on} et P_{off} . On définit les pertes d'insertion IL du modulateur et son taux d'extinction ER par :

$$IL = 10 \times \log\left(\frac{P_{on}}{P_{in}}\right) \tag{1-1}$$

et

$$ER = 10 \times \log\left(\frac{P_{on}}{P_{off}}\right). \tag{1-2}$$

Le signal optique résultant est caractérisé par son amplitude de modulation OMA donnée par :

$$OMA = P_{on} - P_{off}. \tag{1-3}$$

L'ensemble de ces caractéristiques sont représentées sur la Figure 1.10. Dans le but d'économiser autant que possible la consommation de la source optique du système, il

conviendra de **relier ces caractéristiques à la puissance laser nécessaire pour assurer le lien de communication.**

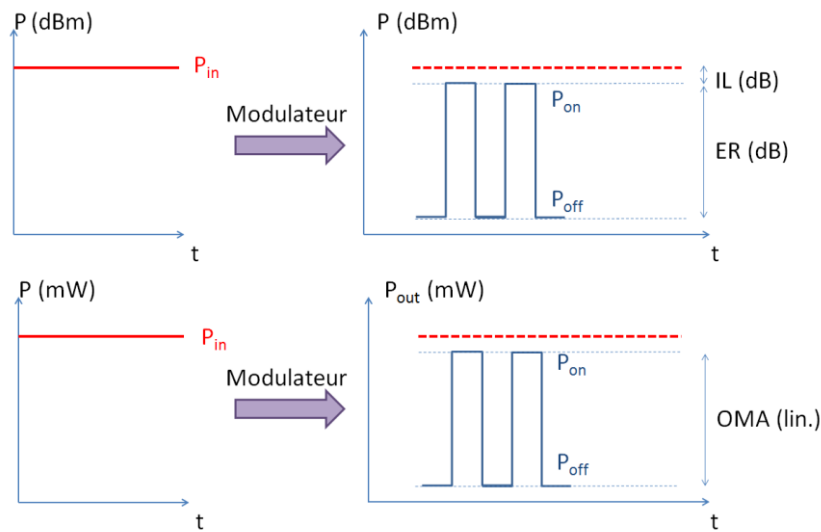


Figure 1.21 Représentation des caractéristiques du signal optique.

1.2.7 Multiplexeur et démultiplexeur

Le multiplexeur (noté MUX) est un composant ayant N entrées (où N est le nombre de longueurs d'onde utilisées dans le lien WDM) et une sortie : il rassemble les N longueurs d'onde utilisées sur un guide d'onde. Utilisé dans un sens de propagation inverse, il a une fonction inverse de démultiplexeur (noté DEMUX) : il sépare les N longueurs d'onde provenant d'un même guide d'onde en entrée. Différents types de MUX/DEMUX sont couramment utilisés en photonique sur silicium.

Réseau sélectif planaire

La Figure 1.22.a adaptée de [54] représente un réseau sélectif planaire noté AWG (de l'anglais *array waveguide grating*). Différentes longueurs d'onde se propagent dans le guide d'onde 1. Ces ondes diffractent à l'entrée de la première zone de propagation libre notée 2 (ou FPR de l'anglais *free propagation region*) pour se coupler dans le réseau de guide noté 3. Les ondes se propageant dans les différents guides ne subissent pas le même déphasage car ceux-ci n'ont pas la même longueur. De plus, ces déphasages dépendent de la longueur d'onde du fait de la dispersion de l'indice effectif. Ce sont ces deux effets combinés qui font que lorsque les ondes rencontrent la seconde FPR notée 4, chaque longueur d'onde converge vers un guide d'onde différent. La fonction de démultiplexage est ainsi réalisée.

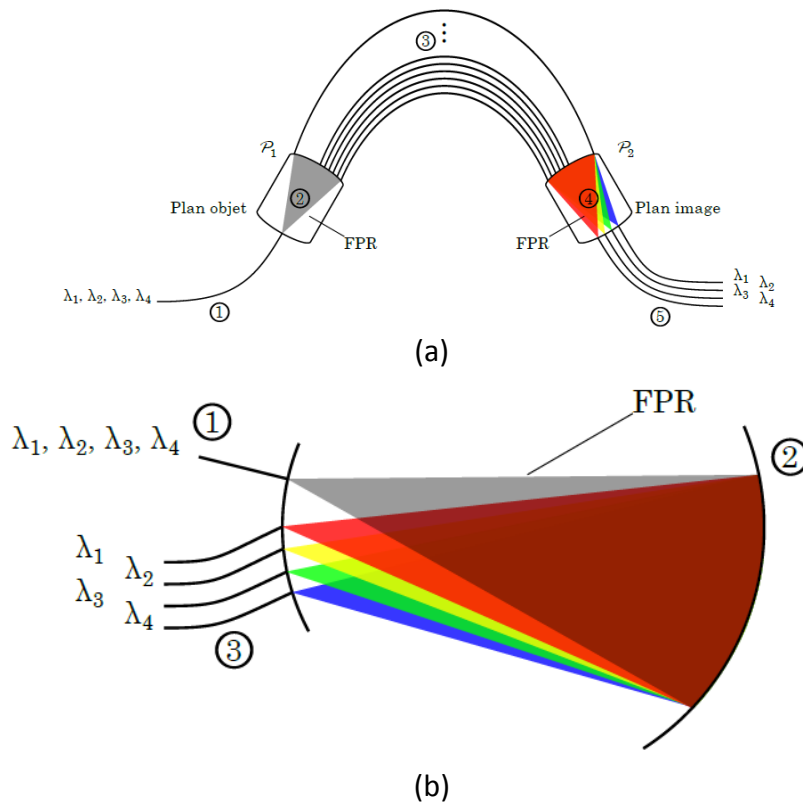


Figure 1.22 Exemples de multiplexeur en longueur d'onde. a) réseau sélectif planaire. b) réseau échelle. [54]

Réseau échelle

Un réseau échelle est représenté sur la Figure 1.22 adaptée de [54]. Comme dans le cas de l'AWG, différentes longueurs d'onde se propageant dans un même guide rencontrent une FPR au plan 1. Un réseau de diffraction par réflexion est construit à l'extrémité de la FPR en 2 de sorte à séparer spatialement les différentes longueurs d'onde qui convergent chacune dans un guide d'onde différent en 3.

Facteurs de mérite

Un multiplexeur est caractérisé par son nombre de canaux, ses pertes d'insertion et son niveau de diaphonie (également nommé *crossstalk* en anglais) qui dépend de l'espacement entre les canaux noté par la suite $\Delta\lambda_{WDM}$. La Figure 1.23 représente schématiquement la réponse spectrale d'un démultiplexeur à quatre canaux aux longueurs d'onde sur laquelle sont représentées les différentes grandeurs définies ci-dessus. L'exemple de la réponse spectrale d'un AWG à quatre canaux espacés de 100 GHz est donné en Figure 1.23.a adaptée de [55]. Les pertes d'insertion dues aux réseaux échelle ou aux AWG sont typiquement inférieures ou de l'ordre de 2 dB et le niveau de diaphonie est généralement amené à un niveau de l'ordre de -20 dB [56].

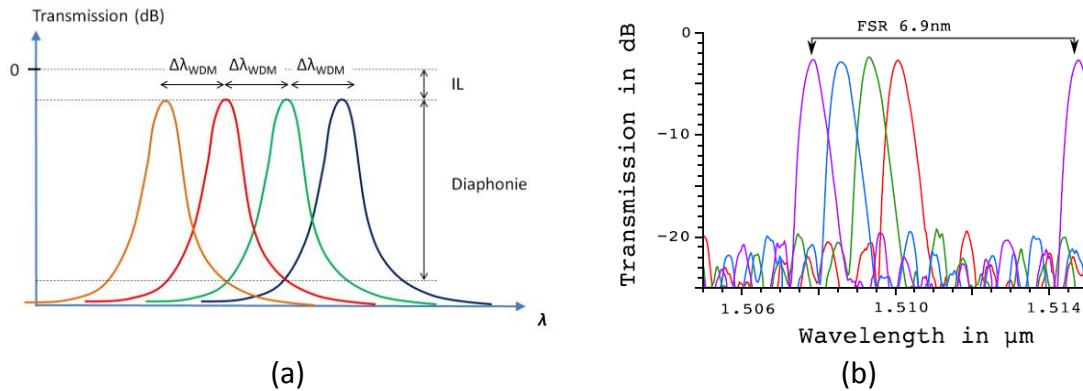


Figure 1.23 (a) Schéma des transmissions spectrales de différentes voies d'un démultiplexeur. Sont indiqués les pertes d'insertion (IL) et le niveau de diaphonie. (b) Exemple de transmission spectrale d'un AWG extrait de [55].

Surface occupée par les dispositifs

La surface occupée par ces dispositifs est importante étant donné qu'ils utilisent des zones de propagation libres. Les dimensions typiques sont de quelques centaines de μm comme le montre en exemple Figure 1.24 adaptée de [56] représentant un réseau échelle et un AWG. Sachant que que l'on cherche à minimiser la surface occupée par les circuits photoniques, une solution plus compacte serait préférable. Les résonateurs en anneau peuvent également être utilisés comme des filtres passe-bande, et de même que pour les modulateurs en anneau, **la surface occupée par ces dispositifs est bien inférieure avec des rayons typiques de quelques μm** . Nous donnons en Figure 1.25 adaptée de [57] un exemple de filtre en anneau de rayon $12 \mu\text{m}$ et de sa réponse spectrale. **En conséquence, nous opterons pour des filtres passifs en anneau pour réaliser la fonction de démultiplexage.**

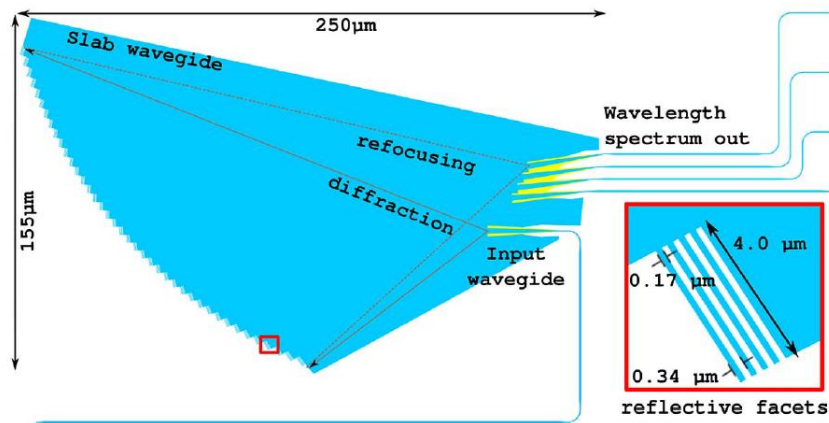
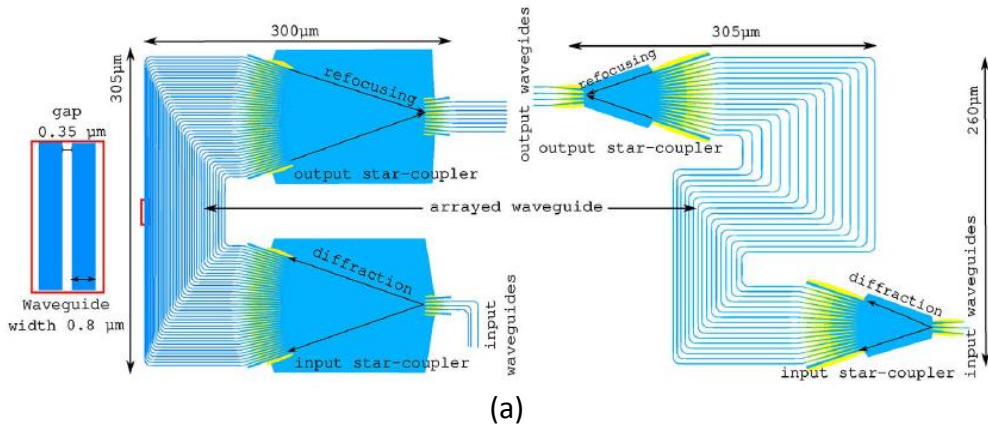


Figure 1.24 (a) Schéma de deux AWG et dimensions. (b) Schéma d'un réseau échelle et dimensions. [56]

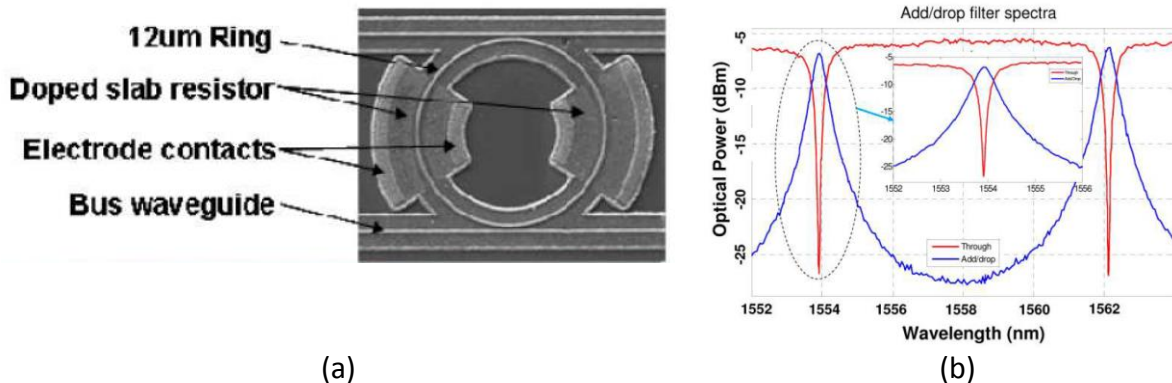


Figure 1.25 Filtre passe bande en anneau. (a) Photographie du composant (b) Transmissions spectrales. [57]

1.2.8 Récepteur : photo-détecteurs et TIA

Le récepteur convertit le signal optique incident en signal électrique. On utilise typiquement une photodiode germanium suivie d'un circuit d'amplification. Les porteurs générés par effet photo-électrique dans la diode sont séparés par l'application d'un champ électrique générant ainsi un photo-courant. Typiquement, on obtient 1 mA de photo-courant pour 1 mW de puissance optique incidente soit une responsivité de 1 A/W. Une photographie TEM d'une coupe de photodiode germanium est donnée en Figure 1.26 tirée de [58].

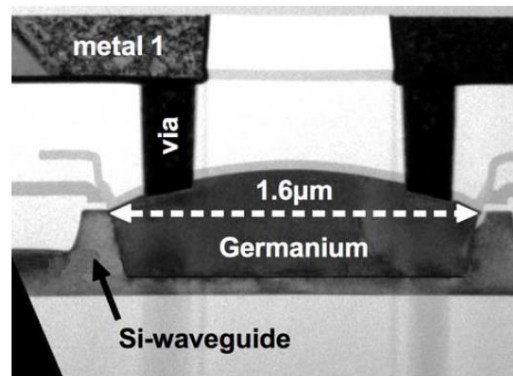


Figure 1.26 Photographie TEM d'une coupe de photodiode Germanium [58].

Le photo-courant généré est ensuite converti en tension par un circuit d'amplification. Il existe différentes possibilités pour réaliser ce circuit et un état de l'art complet pourra être consulté en [27]. Il en est de même pour l'électronique de pilotage.

D'un point de vue système, les principaux facteurs de mérite d'un récepteur sont sa sensibilité (donnée en dBm ou bien en μW), sa bande passante (ou de manière équivalente le débit de données) et sa consommation.

La **sensibilité du récepteur** est directement reliée à la puissance optique nécessaire en entrée du lien optique. Elle est définie comme la **puissance optique moyenne minimale en entrée du récepteur** (donnée en dBm ou bien en μW) pour **atteindre un taux d'erreur binaire (ou bit error rate (BER)) donné** (de 10^{-12} pour nos applications [59]). C'est une définition généralement suivie dans la littérature [58], [60]. Cependant, afin de lever l'ambiguïté venant du taux d'extinction a priori inconnu du signal optique incident, certains concepteurs donnent une sensibilité en amplitude de modulation optique (donnée en dBm ou bien en μW) [58], [61] ou encore en amplitude de photo-courant [21], [58], [61]. La sensibilité d'un récepteur est essentiellement limitée par le bruit thermique du circuit d'amplification qui est un bruit blanc additif et gaussien indépendant de l'intensité optique reçue [62]. Ce bruit est généralement ramené à une valeur de courant *rms* en Ampères en entrée du circuit ou exprimé en pA/\sqrt{Hz} .

La Figure 1.27 représente **une synthèse des sensibilités de différents récepteurs en fonction du débit de données** visé pour un *BER* proche de 10^{-12} . Les circuits d'amplification correspondant sont réalisés suivant différentes technologies CMOS. Les circuits optiques et électroniques sont assemblés de différentes manières : en monolithique [63], [64], en attache filaire (ou *wire-bonding* en anglais) [17], [65],[66], [67], en 3D [17], [25], [58], [60], [68].

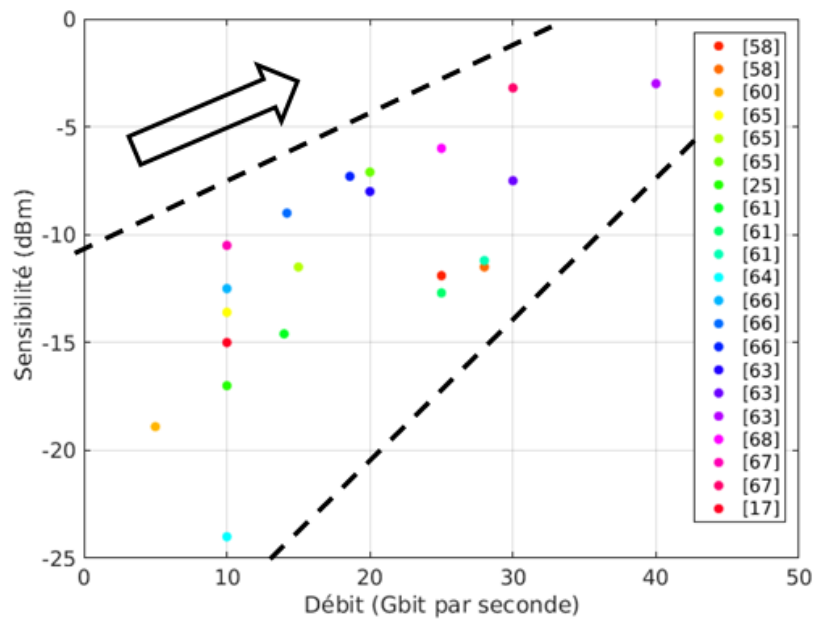


Figure 1.27 Sensibilité de récepteurs dans la littérature en fonction du débit.

Le récepteur intégrant plus de bruit à débit plus élevé, la sensibilité augmente avec celui-ci. **Au débit de 10 Gbit/s, on considérera une sensibilité typique de de -17 dBm [25]. Au débit de 25 Gbit/s, on pourra prendre comme valeur typique -13 dBm [61][58].**

1.2.9 Synthèse

Le débit visé pour les applications HPC est supérieur à 1 Tbit/s. Pour respecter ce cahier des charges, nous avons fait le choix de nous orienter vers **une interconnexion multiplexée en longueur d'onde**.

La source laser de l'interconnexion est un élément crucial puisque son efficacité a un impact important sur la consommation totale. De même, la sensibilité du récepteur détermine la puissance optique consommée par l'interconnexion. A l'heure actuelle, les performances des sources lasers de l'état de l'art nous laissent à penser que **la puissance optique doit être soigneusement économisée pour tenir la contrainte de consommation de 1 pJ/bit**. Nous allons donc orienter nos travaux de manière à **chiffrer les pertes** qui interviennent dans le système de transmission, et de **tenter de les minimiser**.

De plus, les **résonateurs optiques en anneau, utilisés comme modulateur ou comme filtre passe-bande**, sont particulièrement intéressants puisqu'ils sont **compatibles avec ce type le multiplexage en longueur d'onde et qu'ils occupent une surface limitée sur le circuit**. Nous présentons l'état de l'art de ces dispositifs dans le paragraphe qui suit.

1.3. RESONATEURS CIRCULAIRES

1.3.1 Principe du résonateur circulaire

Un résonateur optique circulaire est un dispositif constitué d'une cavité optique formée par un guide d'onde circulaire et d'un ou plusieurs guides d'onde disposés à proximité de celle-ci.

Les deux configurations principales qui existent dans la littérature sont représentées sur la Figure 1.28. La première configuration est appelée configuration passe-tout ou bien *All-pass*

en anglais. Un guide d'onde typiquement rectiligne est approché de la cavité circulaire de manière que lorsqu'une puissance optique est injectée dans le port d'entrée du dispositif, appelé port *In*, une partie du flux lumineux passe dans la cavité par couplage évanescent. La zone de proximité entre ce guide d'onde et la cavité est nommée coupleur par la suite et le **ratio de puissance optique pénétrant dans la cavité est appelé coefficient de couplage noté K** . Le flux lumineux dans la cavité est également couplé à son tour de la cavité au guide d'onde rectiligne, ce qui crée à la sortie du dispositif, également appelée port *Through*, un phénomène d'interférences destructives à certaines longueurs d'onde comme représenté sur la Figure 1.28. La deuxième configuration représentée est appelée configuration *Add-drop*. Un deuxième guide d'onde est ajouté à l'opposé du premier, créant ainsi deux ports supplémentaires appelés communément port *Add* et port *Drop*. A la sortie du port *Drop*, un phénomène d'interférences constructives se produit à certaines longueurs d'onde. Cette configuration peut donc être utilisée **comme un filtre passe bande dans le but de démultiplexer** les différentes porteuses optiques de notre système de transmission.

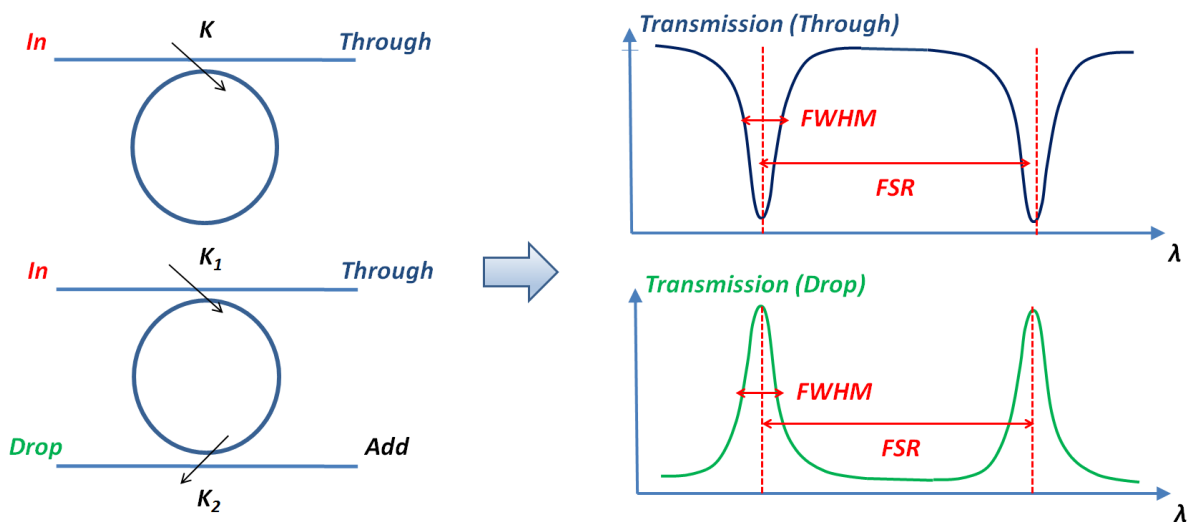


Figure 1.28 Schéma des configurations d'anneaux *All-pass* et *Add-drop* et transmissions spectrales associées

Les interférences destructives (port *Through*) et constructives (port *Drop*) se produisent de manière périodique dans le spectre (Figure 1.28). La période est appelée intervalle spectral libre notée *FSR* de l'anglais *free spectral range*. L'ensemble des canaux du système de transmission seront disposés sur une largeur spectrale inférieure ou égale à cet intervalle. Chaque résonance est caractérisée par sa largeur à mi-hauteur, notée *FWHM* de l'anglais *full width at half maximum*, qui est inversement proportionnelle à son facteur de qualité noté Q . Nous revenons sur la définition de ces grandeurs au chapitre 2.

Différentes géométries alternatives de cavité peuvent être envisagées Figure 1.29. La cavité des résonateurs nommés résonateurs en circuit (ou *racetrack* en anglais) est constituée de deux sections droites et deux sections semi-circulaires [69], [70]. Le coupleur est situé au niveau des sections droites. La longueur des sections droites, nommée longueur de couplage et notée L_c permet de disposer d'une autre variable en plus de l'espacement entre le guide d'onde et la cavité pour ajuster le coefficient de couplage. La cavité des **résonateurs micro-disques** n'est pas un guide d'onde circulaire mais un disque plein [71], [72], [73]. Les **résonateurs adiabatiques** [74], [75], [76], [77], [78], [79], disposent d'une cavité constituée

d'un guide d'onde dont la largeur varie. Dans la zone de couplage, la largeur du guide d'onde est minimum de manière que celui-ci soit monomode. Elle est augmentée progressivement de manière adiabatique le long de la cavité. Ces deux dernières géométries ont été proposées dans le cas d'anneaux actifs pour améliorer leur efficacité, leur compacité et leur consommation énergétique.

Les résonateurs que nous étudions dans les travaux présentés sont des résonateurs circulaires ou bien des résonateurs en circuit. Par mesure de simplicité, nous nommerons ces deux géométries « résonateur circulaire » ou bien « anneau » par la suite.

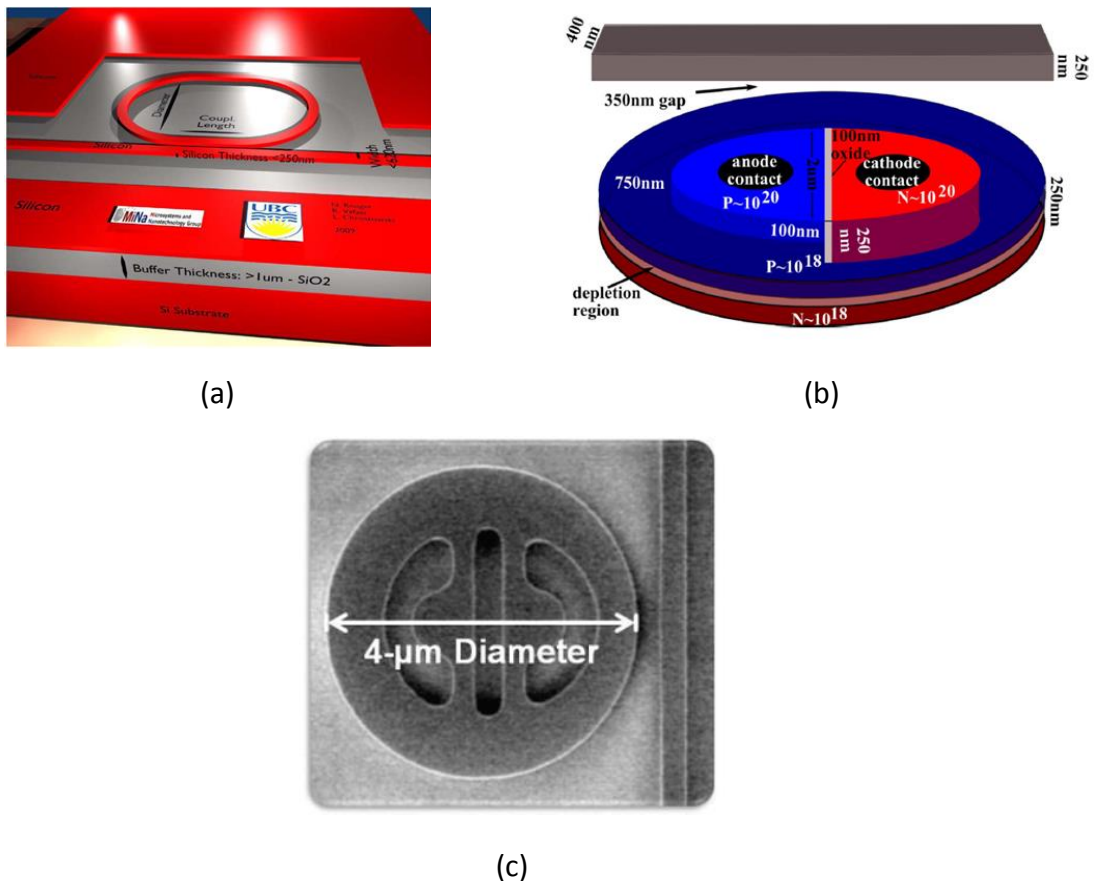


Figure 1.29 Différentes géométries de résonateurs. a) En circuit [69] b) Micro-disque [73] c) Adiabatique [76].

1.3.2 Anneaux résonants actifs

Lorsqu'un mode optique se propage dans un milieu comportant des charges, celles-ci oscillent et perturbent la propagation de celui-ci, ce qui modifie son indice effectif et ses pertes [80]. Cet effet appliqué aux cavités résonantes permet de **translater la résonance dans le spectre et de moduler une porteuse optique**. Pour créer une variation de concentration de porteurs dans la cavité, on réalise une diode aux bornes de laquelle on fait varier le potentiel électrique.

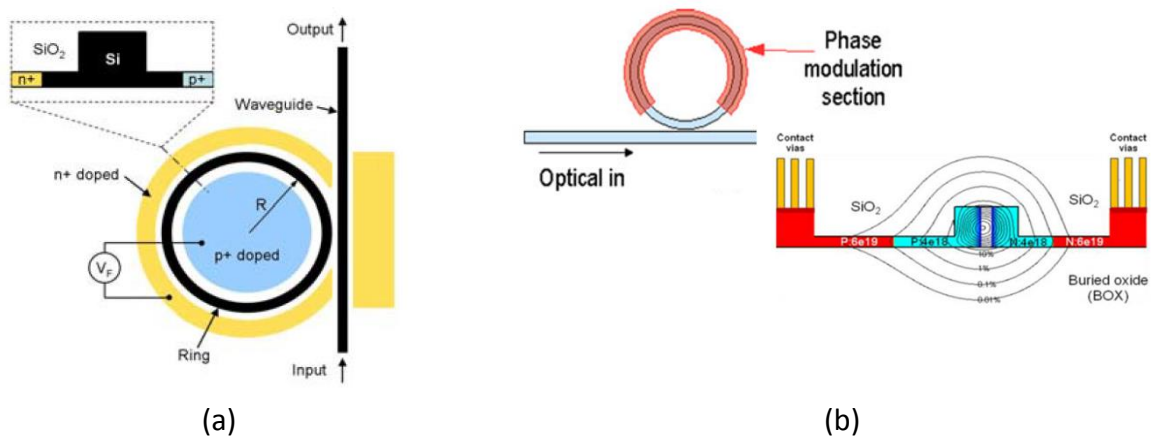


Figure 1.30 (a) anneau en injection [81] (b) anneau en déplétion [47].

Deux types de modulateurs sont principalement utilisés dans la littérature. La cavité des **modulateurs en déplétion** [47], [53], [82]-[90], est constituée d'une jonction PN. Une variation du voltage appliqué en inverse aux bornes de cette diode induit **une variation de la largeur de la zone de déplétion**, et par conséquent la concentration de porteurs. Les modulateurs **en injection de courant** [16], [91], [81], [92], [93] utilisent une **jonction P-i-N pour faire varier la concentration de porteurs dans le guide**. La Figure 1.30 représente ces deux types de modulateurs et ont été adaptées de [81] et [47].

L'efficacité de modulation des modulateurs en déplétion, définie comme le décalage en longueur d'onde ramené au voltage appliqué, est de l'ordre de **quelques dizaines de pm/V**, ce qui a pour conséquence de limiter l'amplitude de modulation. C'est pour cette raison que certains travaux ont été menés dans le but de proposer des géométries de jonction alternatives augmentant l'efficacité [94]-[96].

Dans le cas des **modulateurs en injection de courant, les variations de concentration de porteurs de charges mises en jeu sont plus importantes et la modulation est donc plus efficace**.

Les anneaux en déplétion et en injection de courant ne supportent pas les mêmes débits de données. Les anneaux en injection sont limités par le temps de recombinaison des porteurs de charge qui est de l'ordre de la ns [52], ce qui a pour conséquence de **limiter le débit de données à environ 1 Gbit/s**. Cependant, en utilisant une mise en forme particulière du signal électrique pilotant les modulateurs, **des débits supérieurs de l'ordre de la dizaine de Gbit/s ont été atteints** [16], [81], [91]. Les modulateurs en déplétion sont limités par la capacité de la jonction ou bien la vitesse de saturation des porteurs [52], ce qui permet d'augmenter considérablement le débit : **des débits de données de 40Gbps** [47], [85], [89], **et au-delà** [53],[97] ont ainsi pu être démontrés dans la littérature.

La mise en œuvre de modulateurs en déplétion pour des débits proches de la dizaine de Gbit/s est plus simple car elle ne nécessite pas de mise en forme du signal, qui requiert des circuits complexes en électronique rapide. Pour cette raison, nous avons fait le choix de **réaliser notre système de transmission avec ce type de modulateur**.

1.3.3 Variabilité de fabrication de l'indice effectif de la cavité et dépendance en température.

Les anneaux étudiés sont fabriqués à partir de plaques SOI selon des procédés de fabrication propres à l'électronique CMOS. Ces procédés induisent **une variabilité de la géométrie des**

guides d'onde constituant les cavités résonantes qui a un **impact sur l'indice effectif des cavités**. De plus, l'indice thermo-optique élevé du silicium rend **l'indice effectif des cavités fortement dépendant de la température**. Les résonateurs fabriqués avec de tels procédés et qui subissent des fluctuations de température ont des indices effectifs et a fortiori des longueurs d'onde de résonance qui ne sont donc pas maîtrisés. Dans ce paragraphe, nous étudions la dépendance de l'indice effectif vis-à-vis du procédé de fabrication et de la température et présentons les méthodes envisagées pour résoudre les problèmes qu'elle engendre.

Dépendance de l'indice effectif en température

Le silicium a un coefficient thermo-optique élevé de l'ordre de $2 \cdot 10^{-4} / ^\circ\text{C}$. Dans un environnement qui subit des fluctuations de température, un changement de température induit une variation d'indice de réfraction du silicium qui modifie l'indice effectif du mode optique se propageant dans la structure résonante. Le coefficient thermo-optique de l'oxyde de silicium SiO_2 est en revanche plus faible d'un ordre de grandeur. L'impact de variations de température sur son indice de réfraction est donc négligeable.

La position d'une résonance dans le spectre est directement liée à l'indice effectif du mode optique qui parcourt la cavité optique. **Une variation de température d'un degré Celsius induit ainsi un décalage de la résonance de l'ordre de 0,1 nm**. [98] chiffre ce coefficient à 0,078 nm/ $^\circ\text{C}$ à une longueur d'onde de 1,55 μm dans le cas de sa géométrie de guide d'onde. Si l'on souhaite contrôler la position de la résonance avec une précision de 10 GHz [79] (80 pm à 1,55 μm et 57 pm à 1,31 μm , ce qui correspond à une fraction de la largeur d'une résonance), **la température de l'anneau devra être maîtrisée avec une précision inférieure au degré** [99].

Variabilité due à la fabrication

L'indice effectif d'un mode se propageant dans un guide d'onde dépend de ses dimensions. **Les procédés de fabrication des guides d'onde entraînent une variabilité de leurs dimensions qui a un impact important sur l'indice effectif**.

La sensibilité de l'indice effectif vis-à-vis d'une variation de la largeur ou bien de la hauteur du guide est évaluée en [100]. La Figure 1.31 représente l'indice effectif d'un guide d'onde de dimension nominale 500nm (largeur) x 220nm (hauteur) en fonction de sa largeur et de sa hauteur. La sensibilité de l'indice effectif à ces variations est également tracée et **une variation des dimensions d'un nm induit une modification de l'ordre de 10^{-3} sur l'indice effectif**. Cela représente un décalage de plusieurs centaines de pm des résonances dans le spectre. [101] évalue la sensibilité de la position de la résonance d'un anneau par rapport à une variation de sa hauteur à **1nm/nm**.

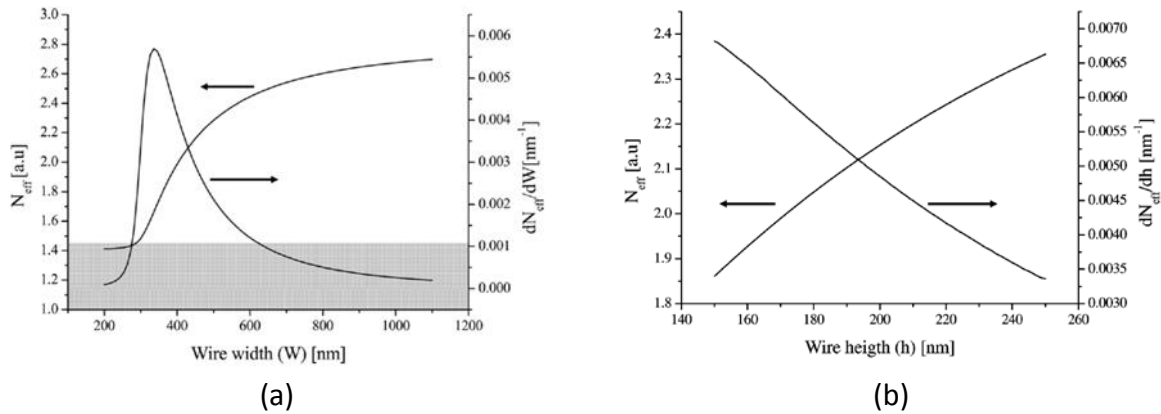


Figure 1.31 Indice effectif d'un guide d'onde en fonction de ses dimensions et sensibilité associée. a) Largeur. b) Hauteur. [100]

En conséquence, la position des résonances dans le spectre n'est pas maîtrisée. La Figure 1.32 tirée de [102] représente la transmission spectrale (port *Through*) d'anneaux de rayon 8 μm fabriqués sur une même plaque 300 mm grâce à la plateforme photonique de STMicroelectronics. La variabilité des dimensions des cavités entraîne une dispersion des pics sur plusieurs nm qui est de l'ordre du *FSR* des anneaux d'environ 7 nm.

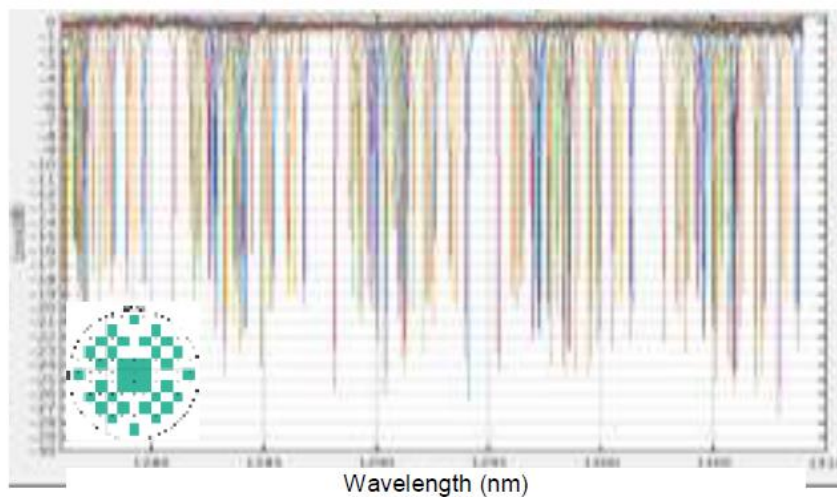


Figure 1.32 Transmission spectrale d'anneaux *Add-drop* de rayon 8 μm sur une même plaque de 300mm [102].

La distance spectrale qui sépare les résonances de deux anneaux aux dimensions nominales identiques est fonction de la distance de ces anneaux sur la plaque de silicium. Par exemple, [101] corrèle la position des résonances à l'épaisseur de silicium sur une plaque comme illustré en Figure 1.33 : une forte ressemblance est observée entre les cartographies représentant la longueur d'onde de résonance et l'épaisseur de silicium.

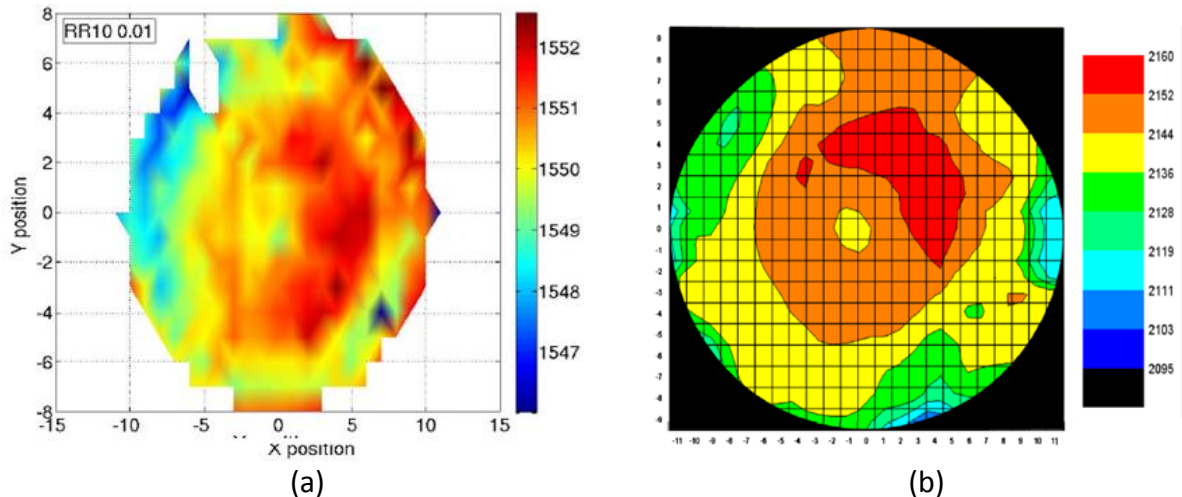


Figure 1.33 Cartographie de la longueur d'onde de résonance d'anneaux (a) et de la mesure de l'épaisseur de silicium (b) sur une même plaque [101].

Contrôle de la position spectrale de l'anneau

La position des résonances dans le spectre doit être maîtrisée pour les placer à proximité des porteuses optiques. Différentes méthodes sont envisagées pour résoudre le problème de la variation de la position de la résonance de l'anneau.

Certaines études tentent de rendre les anneaux insensibles à la température en utilisant des matériaux à coefficients thermo-optiques négatifs ou bien en incluant l'anneau dans une structure interférométrique conçue pour compenser les dérives de l'indice effectif de l'anneau en température [99]. Ce type de solution ne compense pas la variabilité liée à la fabrication et est donc d'un intérêt limité dans notre cas. De plus, les matériaux utilisés peuvent ne pas être directement compatibles avec le procédé de fabrication CMOS standard [103].

Dans le cas d'applications WDM, il est envisagé de travailler avec des porteuses à des longueurs d'onde fixes et d'allouer chaque résonance à la porteuse la plus proche, ce qui représente un décalage qui est en moyenne de l'ordre de l'espace entre canaux (au moins plusieurs centaines de pm) [104]. Les modulateurs en déplétion ayant une efficacité limitée à quelques dizaines de pm par volt (1.3.2), il est difficile d'envisager de les positionner dans le spectre en appliquant une tension de polarisation.

La méthode la plus couramment utilisée consiste à contrôler localement la température des anneaux grâce à des résistances chauffantes. L'avantage est qu'elle peut être appliquée pour des anneaux en déplétion, des anneaux en injection ou bien des anneaux passifs. C'est cette solution que nous privilégierons dans la suite de nos travaux. Nous présentons l'état de l'art des résistances dans le paragraphe qui suit.

Résistances chauffantes

Les résistances chauffantes ont été largement investiguées dans la littérature [70], [78], [79], [98], [105], [106], [107], [108]. L'ensemble constitué d'une résistance chauffante et d'un anneau donné est caractérisé par :

- Son efficacité énergétique que l'on donne en mW/nm (ou mW/GHz) ou bien le mW/*FSR* (noté également mW/ 2π) [107].
- Son temps de réponse thermique qui est de l'ordre de la ms.

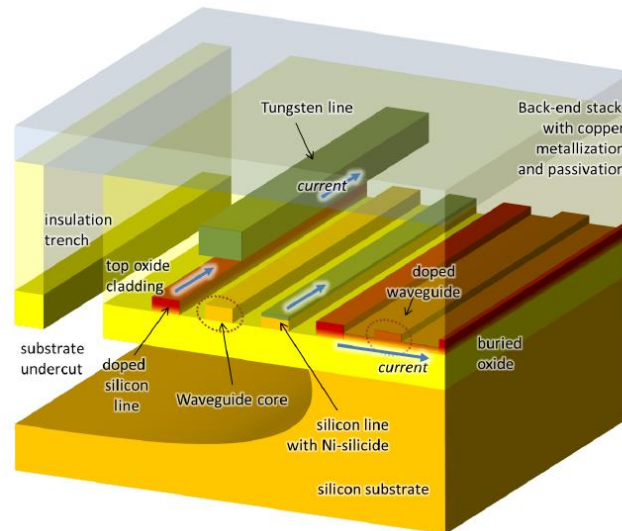


Figure 1.34 Différents types de résistances chauffantes [106]

Les résistances peuvent être réalisées avec différents matériaux. Les résistances métalliques [98], [106], sont faites avec des métaux de résistivité supérieure à celle du cuivre comme le nichrome, le titane ou bien le tungstène. Le métal choisi est disposé à une distance du guide d'onde de l'ordre du micron de manière à être au plus proche du guide sans perturber la propagation du mode optique circulant dans la cavité [101], [109].

Les résistances peuvent également être réalisées avec du silicium dopé [79], [106], [107] ou silicuré [106]. La résistance de silicium dopé peut être disposée au côté du guide d'onde [106] ou bien dans le *slab* dans le cas de guides d'onde en arrête [107]. Dans le cas des anneaux adiabatiques (1.3.1) [76] [79], la résistance est placée au sein même de la cavité dans la zone où la cavité est la plus large et où la densité du mode optique est faible.

Pour améliorer l'efficacité des résistances, des procédés de fabrication plus complexes ont isolé l'anneau thermiquement en « creusant » des tranchées autour de celui-ci, l'air étant un bon isolant thermique [70], [105], [106]. En allant plus loin, certaines réalisations ont totalement isolé l'anneau de son substrat en creusant sous le résonateur [70], [106], [107], [110]. Isoler l'anneau thermiquement permet aussi de diminuer la diaphonie thermique, c'est-à-dire de réduire l'impact de la résistance chauffante d'un anneau sur ses plus proches voisins. En revanche, les constantes de temps associées sont augmentées par l'isolation.

Nous avons choisi de travailler avec des résistances en silicium dopé et nous en donnons quelques exemples dans le Tableau 1-3 qui donne leur efficacité et leur temps de réponse.

	Type de résistance	Efficacité	Temps de réponse
[106]	Silicium dopé au côté du guide totalement isolée.	2,84 mW/ <i>FSR</i>	151 μ s et 217 μ s*
[74]	Anneau adiabatique. Résistance en silicium dopé dans la cavité.	14 mW/ <i>FSR</i>	1 μ s
[106]	Silicium dopé au côté du guide. Sans isolation	40,8 mW/ <i>FSR</i>	21,3 μ s et 66 μ s *

*Temps caractéristiques d'échauffement et de refroidissement respectivement.

Tableau 1-3 Différents types de résistances chauffantes, efficacité et temps caractéristiques.

Quel que soit le type de résistance, les anneaux qui ne sont pas isolés ont une efficacité de quelques dizaines de mW par *FSR* de décalage et un temps de réponse de l'ordre de quelques dizaines de μ s. L'isolation complète des anneaux permet d'améliorer l'efficacité d'un ordre de grandeur pour des temps de réponse typiques de l'ordre de 200 μ s. L'anneau adiabatique [74] a une efficacité intermédiaire de 14 mW/*FSR* et un excellent temps de réponse de l'ordre de la microseconde grâce à la proximité de la résistance au mode optique. Au cours de ces travaux, nous avons travaillé avec des anneaux en circuit et n'avons pas pu envisager de placer directement la résistance dans le guide des cavités. De plus, l'isolation des résonances nécessite des procédés de fabrication complexes que nous n'avons pas développés. **Nous travaillerons donc avec des résistances en silicium dopé disposées au côté du guide d'onde de la cavité sans isolation thermique.**

Asservissement

L'asservissement en position des anneaux doit maintenir la position des résonances à proximité de la longueur d'onde du laser avec une précision de l'ordre de la dizaine de pm [79], [111]. Il doit compenser à la fois la variabilité du positionnement des résonances dues à la fabrication, les fluctuations thermiques environnementales (qui peuvent induire une fluctuation de la longueur d'onde de la résonance ou bien du laser) et l'auto-échauffement de l'anneau par absorption de lumière dans la cavité sur une plage de longueurs d'onde de l'ordre de l'espace entre canaux [104], [111]. Son temps de réponse devra assurer la précision requise pour des fluctuations de température de l'ordre de quelques °C/s correspondant à des décalages en longueur d'onde de 100 pm/s [111]. De plus, le positionnement doit être effectué indépendamment de la puissance laser incidente, celle-ci pouvant fluctuer de quelques décibels.

Des démonstrations variées ont été réalisées dans la littérature. Etant données les fortes contraintes de consommation, les asservissements proposés utilisent dans leur majorité **une électronique fonctionnant à des fréquences inférieures au débit de données.**

Des solutions mesurant directement le taux d'erreur binaire au niveau du transmetteur ont cependant été proposées [112], [113]. D'autres proposent de **mesurer directement la température à l'aide d'une diode** [79], [114], [115], pour asservir l'anneau, permettant de suivre des fluctuations de température mais ne compensant pas automatiquement la variabilité de fabrication de positionnement des pics. D'autres solutions asservissent

l'anneau à partir de la **puissance moyenne modulée** par l'anneau transmetteur, entraînant ainsi la réduction de la fréquence de l'électronique associée [16], [116], [117], [118], [119].

Des réalisations récentes maximisent l'amplitude de modulation optique [111], [120]. A titre d'exemple, la Figure 1.35 représente la boucle d'asservissement du démonstrateur [111]. Le signal modulé est détecté par une photodiode. Un circuit CMOS convertit l'amplitude de modulation du signal en une tension qui est ensuite traitée à une fréquence plus faible dans le but de minimiser la puissance consommée par l'asservissement.

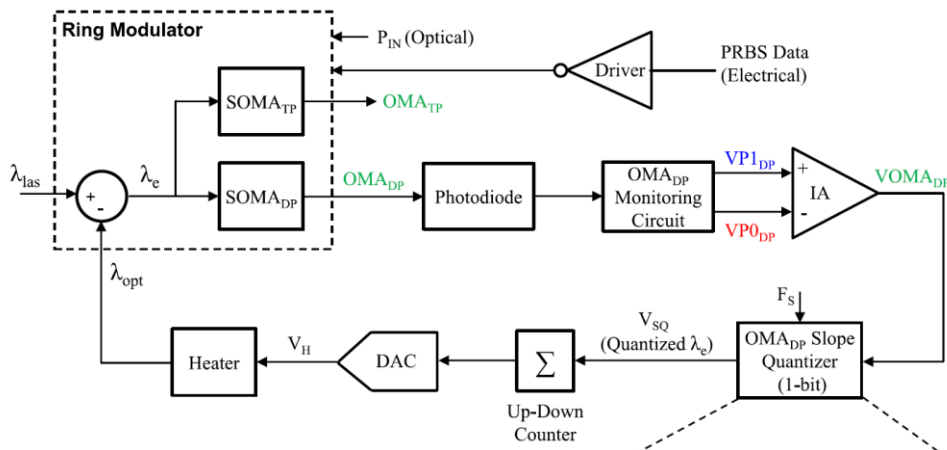


Figure 1.35 Boucle d'asservissement contrôlant l'OMA [111].

Remarque : La majorité des asservissements présentés extrait ou prévoit d'extraire le signal optique modulé grâce au port *Drop* d'un modulateur de configuration *Add-drop*, la réponse passe-bande du port *Drop* permettant de rejeter les autres porteuses dans le cas d'un système de transmission WDM [82]. A terme, il est probable que les modulateurs utilisés dans des systèmes asservis soient dans cette configuration. Cependant, le fait d'ajouter un deuxième coupleur à l'anneau limite la proportion de la cavité que l'on peut doper en comparaison aux modulateurs *All-pass*, ce qui va limiter leur efficacité. **Dans ces travaux, nous avons fait le choix de travailler avec des modulateurs *All-pass* dans le but d'avoir des modulateurs suffisamment efficaces** en gardant à l'esprit le fait qu'il faudra probablement utiliser des cavités *Add-drop* dans de futurs travaux pour asservir les résonances.

1.3.4 Un modèle pour mieux spécifier le système

La puissance laser du système de transmission doit être soigneusement économisée. Pour ce faire, nous devons estimer les pertes optiques qui interviennent le long du lien de communication.

En particulier, il est important de connaître l'impact que le modulateur aura sur la puissance optique nécessaire en entrée du lien. Nous tenterons au cours de ces travaux de construire **un modèle système permettant de relier la puissance optique** aux grandeurs caractérisant le signal optique (IL , ER , OMA) puis **aux paramètres du composant** (comme le coefficient de couplage) dans le but de **minimiser la puissance consommée**.

De même, les **filtres *Add-drop* du démultiplexeur** induisent des pénalités en puissance qui sont fonction des paramètres du composant. **Nous allons modéliser ces pénalités au niveau système** dans le but de les minimiser. **Notre modèle se devra de prendre en compte l'effet de la bande passante du filtre sur la puissance optique consommée.**

Les anneaux résonants doivent être asservis de manière à les placer correctement dans le spectre vis-à-vis des porteuses optiques. Le modèle que nous allons construire se devra de **spécifier l'asservissement** de manière à **relier la puissance optique consommée** par le système de transmission **à ses performances**.

1.3.5 Synthèse

Dans cette partie, nous avons présenté les deux principaux types d'anneau résonnants envisagés pour réaliser ce type d'interconnexion. En raison de leur facilité d'implémentation et du débit de données élevé qu'ils peuvent atteindre, **nous avons fait le choix de travailler avec des modulateurs en déplétion**. Les modulateurs dans la configuration appelée *All-pass* peuvent être dopés sur une plus grande partie de leur cavité et ont donc une efficacité supérieure à ceux dans la configuration *Add-drop*. Pour cette raison, nous allons utiliser des modulateurs dans cette configuration au cours de ces travaux.

Les anneaux résonnants sont extrêmement sensibles aux variations de température et aux variations géométriques des guides d'onde les constituant. Pour cette raison, il sera nécessaire de **les asservir en température pour placer leur résonance correctement dans le spectre par rapport aux porteuses optiques**. Nous ne réaliserons pas de boucle d'asservissement pendant ces travaux. Cependant, nous contrôlerons la position des résonances « manuellement » à l'aide de **résistances chauffantes en silicium dopé**.

Un des enjeux de cette thèse sera de **construire un modèle système** qui nous permettra de **relier la puissance optique aux paramètres des composants**. **De plus ce modèle pourra spécifier le système d'asservissement en température**.

Le dimensionnement du système de transmission dans son ensemble doit fixer le nombre de canaux WDM et le débit de données par canal de manière à tenir les contraintes extrêmement agressives en termes de débit de données total et de consommation. Nous nous attardons sur ces points dans le paragraphe suivant.

1.4. PROBLEMATIQUES SYSTEME

1.4.1 Compromis liés au dimensionnement

De nombreux compromis doivent être trouvés pour concevoir l'interconnexion optique. Pour **augmenter le débit** de l'interconnexion, on peut :

1. **Augmenter le nombre de canaux WDM**, ce qui revient à **augmenter le FSR** (en diminuant le rayon de la cavité) ou bien à **diminuer l'espace entre canaux**. En pratique, le rayon minimum des anneaux est de quelques microns, ce qui limite le FSR à quelques dizaines de nm. De plus, **la diminution de l'espacement entre canaux s'accompagne d'une pénalité en puissance optique que nous tenterons de quantifier dans cette thèse**. Enfin, il faut garder à l'esprit qu'il faut être capable de générer le nombre de canaux souhaité.
2. **Augmenter le débit par canal**, ce qui se paie au prix d'une **élévation de la consommation de l'électronique** (circuit de pilotage et de réception), une **augmentation de la sensibilité du récepteur** et de manière générale une **augmentation des pénalités liées aux anneaux du transmetteur et du récepteur que nous tenterons de chiffrer dans ces travaux**.
3. **Paralléliser des liens optiques**.

Considérons un exemple d'interconnexion proposé par [29] et représenté en Figure 1.36. On notera que l'interconnexion est un lien puce-à-puce contrairement à notre application intra-puce. L'étude se veut volontairement très optimiste dans le but de se projeter vers une solution potentielle dans quelques années. Le choix d'anneaux de rayon de $2\ \mu\text{m}$ permet d'obtenir un vaste FSR d'environ 50nm . Deux points de fonctionnement sont étudiés, le premier espaçant 124 canaux de 50GHz modulés à $12,5\text{Gbit/s}$ et le deuxième utilisant 62 canaux espacés de 100GHz et modulés à 25Gbit/s ce qui est supérieur au nombre de raies émises par les sources actuelles (1.2.3). Cet exemple nous laisse à penser qu'il pourrait être nécessaire de paralléliser les liens de communication pour atteindre notre objectif.

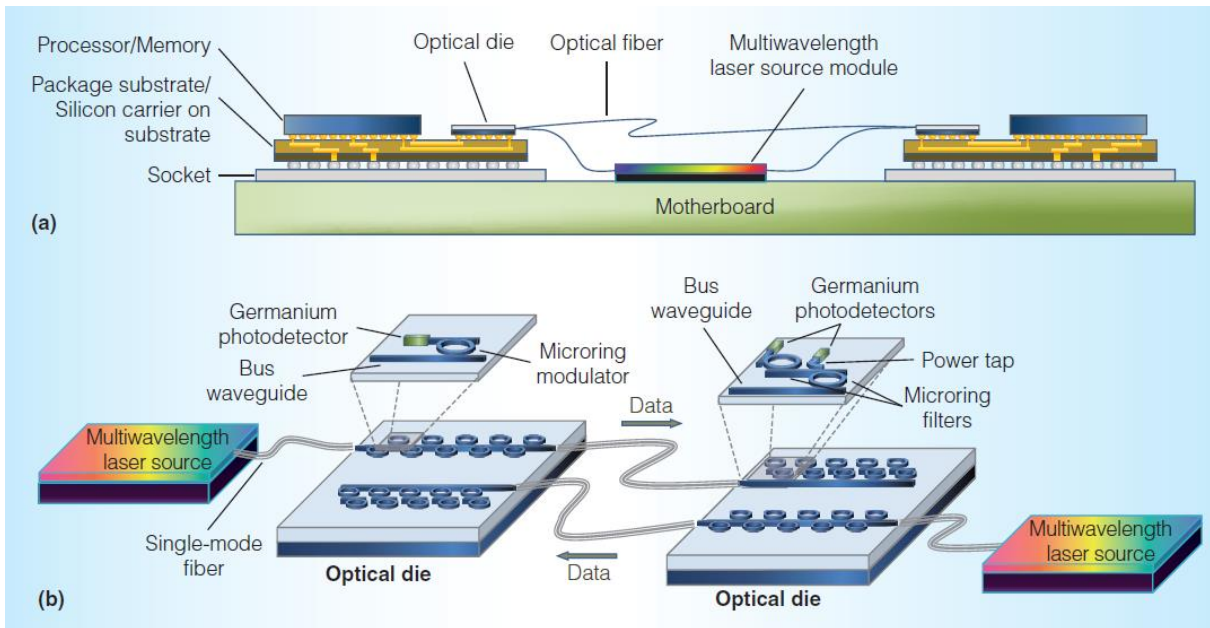


Figure 1.36 Schéma d'une interconnexion optique puce à puce. a) Schéma de l'intégration des composants sur une carte mère. b) Vue éclatée du système de transmission optique. [29]

1.4.2 Topologies de liens optiques envisagées

Architecture bus-commun

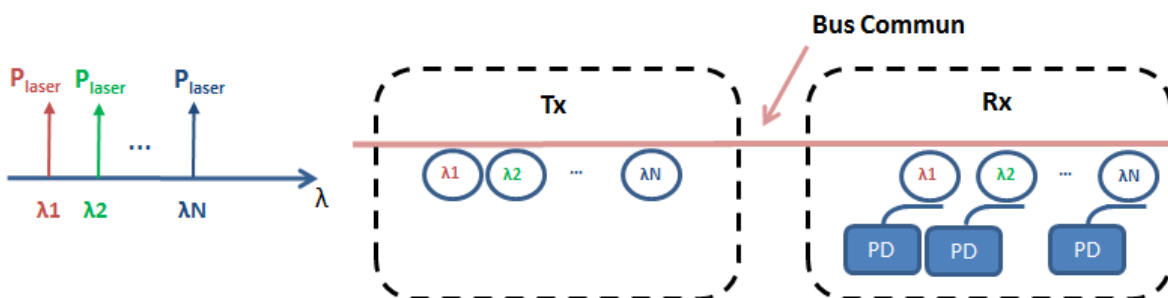


Figure 1.37 Schéma de la topologie Bus-commun

La grande majorité des liens proposés dans littérature [16], [21], [117] utilise un seul guide d'onde commun sur lequel sont disposés les modulateurs au niveau du transmetteur et les filtres du démultiplexeur au niveau du récepteur. **Nous nous limiterons à cette architecture simple dans les travaux qui suivent.**

Les anneaux résonants bénéficiant d'une étroite sélectivité spectrale, ils peuvent être disposés en série de manière à moduler les différentes longueurs d'onde laser sans trop dégrader le signal des canaux adjacents. Il sera cependant nécessaire de quantifier cette dégradation en termes de pénalité en puissance optique.

Un seul lien ou plusieurs liens parallèles

Afin d'augmenter le débit total du système de transmission optique, [19] propose une architecture qui mettrait en œuvre M liens WDM parallèles à N canaux alimentés par différentes sources laser communes. Les N lasers alimentent les M guides d'onde par l'intermédiaire d'un coupleur en étoile (de l'anglais *star coupler*) dont des exemples sont donnés en [121], [122], [123], [124]. Cette topologie permet d'alléger les contraintes sur le débit d'un lien WDM unique (rayon de l'anneau, espace entre canaux, nombre de canaux et débit des modulateurs) mais au prix de **pertes supplémentaires** [123], [124], qui peuvent survenir dans le coupleur en étoile qui sont **de l'ordre de 1 dB**. Nous allons privilégier cette solution dans le but de réduire le nombre de canaux et donc le nombre de porteuses à émettre par la ou les sources optiques.

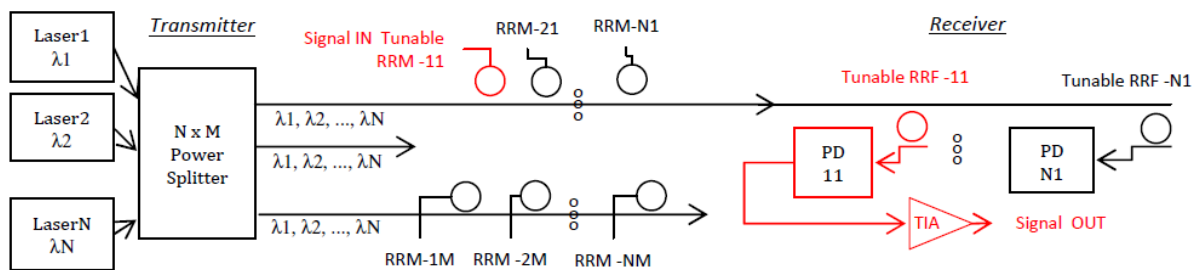


Figure 1.38 Schéma d'une interconnexion comprenant plusieurs bus parallèles [19].

1.4.3 Impact des canaux adjacents

Dans un système WDM, les canaux adjacents à un canal donné peuvent avoir un impact sur celui-ci.

Au niveau du **transmetteur**, la perturbation d'un canal WDM donné est provoquée par la transmission optique des modulateurs adjacents. Elle prend la forme d'une **perte statique** indépendante de l'état des canaux adjacents et d'une **autre composante** due à l'intermodulation [29].

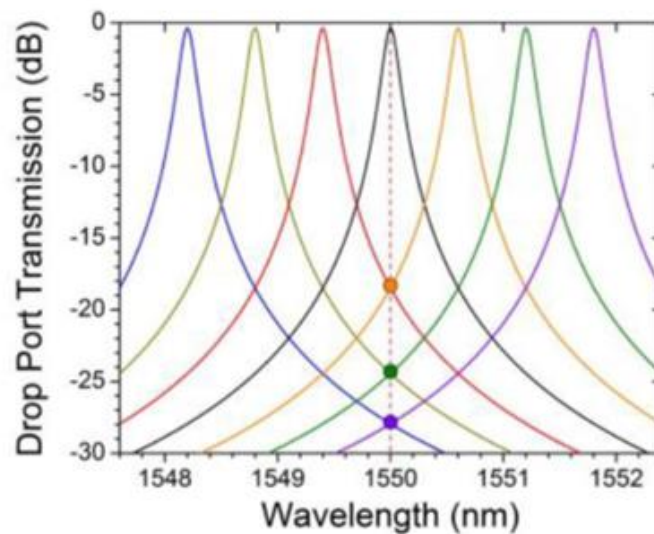


Figure 1.39 Réponse spectrale de sept filtres d'un démultiplexeur. Les points colorés correspondent au niveau de diaphonie des canaux adjacents par rapport au canal central. [125]

Les résonateurs en configuration *Add-drop* utilisés pour démultiplexer les porteuses sont des filtres passe bande ayant une largeur spectrale à mi-hauteur dépendant de leur facteur de qualité. Ces filtres sélectionnent une partie des canaux adjacents à un niveau qu'il faut prendre en compte. La Figure 1.39 représente à titre d'exemple la réponse spectrale de sept filtres de facteur de qualité 10000 et distants dans le spectre d'un espace entre canaux de 0,6 nm. Dans le cas présent, il correspond à l'espacement minimum pour rejeter les canaux les plus proches à -20 dB. Dans le but d'optimiser le budget optique du système, nous allons **construire des modèles capables d'évaluer l'impact des canaux adjacents en transmission et en réception sur la puissance optique.**

1.4.4 Bilans de liaison dans la littérature

Au cours des paragraphes précédents, nous avons insisté sur le fait que la puissance optique doit être soigneusement économisée. Nous avons l'ambition d'évaluer l'impact de différents éléments du lien de communication sur la puissance optique nécessaire en entrée du lien. Pour employer les termes appropriés, on parle de **pénalités en puissance optique qui impactent le budget optique de l'interconnexion**. On évalue le budget optique en effectuant un **bilan de liaison**, c'est-à-dire en **sommant l'ensemble des pénalités qui interviennent à la sensibilité du récepteur**.

Les pénalités en puissance que nous voulons évaluer sont les suivantes :

- La **pénalité du modulateur**. Elle doit prendre en compte les pertes d'insertion IL et le taux d'extinction ER .
- La **pénalité du filtre passe-bande** du récepteur
- Les **pénalités dues aux canaux adjacents en transmission et en réception**
- La **pénalité liée à la précision du système d'asservissement**

A l'heure actuelle, ces pénalités méritent d'être précisées. Nous l'illustrons en considérant deux bilans de liaison correspondant à [29] et [19] synthétisés dans le Tableau 1-4 et le Tableau 1-5 dont les liens sont représentés en Figure 1.36 et Figure 1.38.

Interconnexion puce-à-puce [29]

[29] fournit un bilan de liaison détaillé d'une interconnexion puce à puce. Un laser multimode est couplé à la puce du transmetteur. Les signaux optiques en sortie du transmetteur parviennent à la puce du récepteur via une fibre optique. Chacune des porteuses est démultiplexée et parvient à un photorécepteur.

Différentes pénalités liées aux anneaux du transmetteur sont imputées : la perte d'insertion, une pénalité liée au taux d'extinction fini, une pénalité liée à la modulation OOK et une pénalité liée aux canaux adjacents. La pénalité liée à l'intermodulation est négligée ici. **Nous allons étudier ces pénalités et concevoir un modèle qui permet de les évaluer.**

Différentes pénalités liées aux anneaux du démultiplexeur sont prises en compte. On distingue la perte d'insertion du filtre et une pénalité liée à la diaphonie en réception et au filtrage. **De même, nous allons bâtir un modèle capable de chiffrer ces pénalités.** On notera qu'une pénalité non-négligeable de 2 dB liée à la gigue (fluctuation de la position temporelle du signal) est ajoutée au bilan.

	Composant	[29] design A à 12,5 Gbit/s
Tx	Puissance laser	-1,4 dBm
	Deux couplages par la tranche	2 dB
	Guide d'onde	0,85 dB
	Pertes d'insertion modulateur	4 dB
	Pénalité canaux adjacents	1 dB
	Pénalité OOK	2,4 dB
	Pénalité ER limité	2 dB
	Pénalité intermodulation	0 dB
Rx	Connecteurs fibre	0,5 dB
	Coupleur par la tranche	1 dB
	Guide d'onde	0,085 dB
	Pertes d'insertion demux	1,5 dB
	Pénalité diaphonie et filtrage	1,2 dB
	Gigue	2 dB
	Puissance laser récepteur	-20 dBm

Tableau 1-4 Bilan de liaison extrait de [29]

Interconnexion parallélisée [19]

Le bilan de liaison présenté ici prend également en compte la perte d'insertion du modulateur, la pénalité due au taux d'extinction fini du modulateur et la perte d'insertion du filtre récepteur. Une pénalité inférieure à 2 dB est imputée à une imprécision de l'asservissement en température de +/- 0,5 °C. Le calcul de cette pénalité n'est pas précisé et nous serons amenés à lier la position de la résonance par rapport à la porteuse (qui est directement liée à la température via un coefficient thermo-optique) à une pénalité en puissance de manière à **déterminer plus précisément l'impact d'une erreur de l'asservissement.**

Composant	[19] @60°C
Puissance laser en entrée	3 dBm
Coupleur en étoile	-12 dB
IL modulateur	2 dB
ER modulateur	6 dB
Pertes de propagation (guide d'onde 5 cm)	1 dB
Pénalité pour un écart de +/- 0,5 °C	< 2dB
Pertes d'insertion filtre demux	1 dB
Puissance au niveau du récepteur	- 17 dBm

Tableau 1-5 Bilan de liaison extrait de [19].

1.4.5 Consommation totale et débit de données

La consommation du système de transmission optique inclut la puissance consommée par la source optique qui est déterminée à partir d'un bilan de liaison ainsi que la consommation de l'ensemble des composants électroniques comprenant l'électronique de pilotage, l'électronique de réception ainsi que les systèmes d'asservissement en position des anneaux. Au cours de ces travaux, nous nous sommes consacré à optimiser la puissance optique consommée.

La consommation des composants électroniques augmente avec le débit de données. La conception du système doit prendre en compte cette tendance en **considérant des débits par canal modérés**. Différentes optimisations qui prennent en compte la puissance optique ainsi que la consommation de l'électronique sont disponibles dans la littérature [20], [126], [127].

La Figure 1.40 extraite de [127] représente le débit de données total (à gauche en bleu) et l'efficacité énergétique du lien (à droite en rouge) en fonction du débit de données. **Un point de fonctionnement proche de 10 Gbit/s** est trouvé correspondant à une efficacité totale d'environ 1,5 pJ/bit. On voit apparaître sur ces courbes un compromis entre la consommation de l'électronique qui augmente avec le débit de données et la puissance optique du laser qui est « diluée » par un débit plus élevé lorsqu'on la ramène à une valeur en pJ/bit.

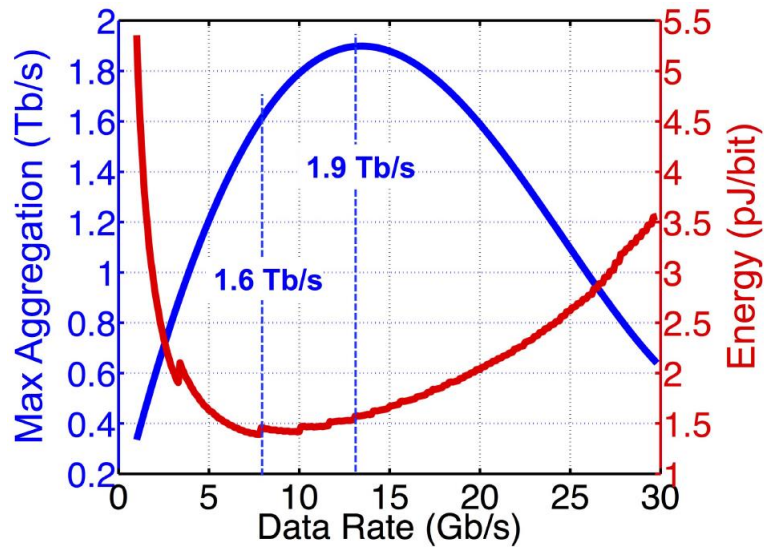


Figure 1.40 Bande passante totale (bleu) et efficacité énergétique (rouge) d'un système de transmission optique en fonction du débit de données par canal [127].

La prise en compte de la puissance optique dans les études citées est cependant relativement optimiste. [127] émet l'hypothèse d'une source dont l'efficacité est de 10 % et émettant près de 180 canaux. De plus, la sensibilité du récepteur considéré est inférieure à -20 dBm, ce qui paraît également optimiste pour une consommation faible de l'électronique de réception à moins d'utiliser un photorécepteur à avalanche, ce qui nécessiterait des tensions de polarisations élevées non-compatibles avec l'électronique CMOS [30].

Le débit de données optimal dépend du coût représenté par la puissance optique et, comme nous l'avons déjà énoncé, celui-ci dépend des performances qu'on obtiendra de la source laser dans le futur. En fixant un budget optique donné, [30] cherche le débit de données minimum permettant d'atteindre 0,4 pJ/bit de consommation optique. Pour une efficacité de 10 %, le débit par canal minimum est de 25 Gbit/s. Pour une efficacité de 5%, le débit par canal minimum est de 40 Gbit/s.

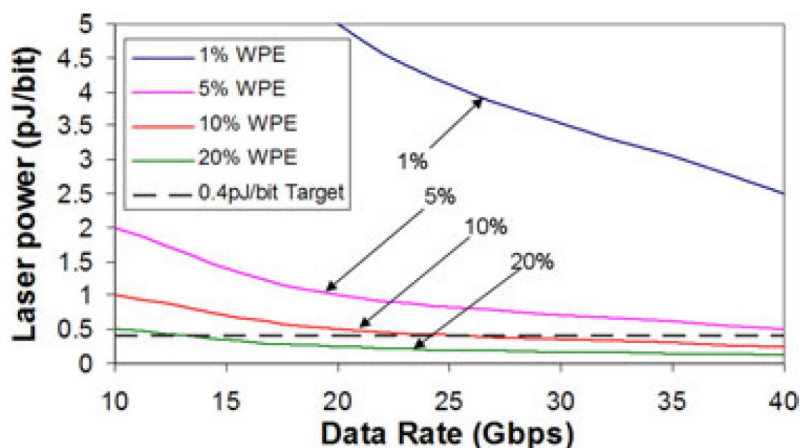


Figure 1.41 Efficacité énergétique d'un laser émettant 1 mW de puissance optique pour différentes efficacités électro-optiques. La ligne en pointillés correspond à la limite de 0,4 pJ/bit fixée pour atteindre une consommation totale au-dessous de 1 pJ/bit [30].

A ce jour, **le débit par canal optimal des interconnexions sur silicium n'est pas fixé définitivement. Nous serons donc amenés à considérer différents cas** dans les travaux

présentés et nous étudierons **l'influence du débit sur les performances du système en termes de pénalité en puissance optique**. Cependant, étant donné que la puissance consommée par l'électronique du système augmente avec le débit, **nous nous limiterons à des débits de données modérés par longueur d'onde**.

1.5. PLAN ET OBJECTIF DE THESE

La conception **d'une interconnexion processeur-mémoire** équipant les supercalculateurs de demain doit prendre en compte **les très fortes contraintes associées en termes de débit de données et de consommation**. Nous avons ciblé une application particulière correspondant à une nouvelle technologie de mémoire appelée HMC pour une communication intra-puce. Le débit total de données visé pour cette application est de **320 Go/s (2560 Gbit/s)** et la consommation visée est de **1 pJ/bit**. Pour atteindre un tel débit de données, nous avons fait le choix de réaliser **un lien de communication optique sur silicium multiplexé en longueur d'onde utilisant des modulateurs en anneau en déplétion pour le transmetteur et des filtres en anneaux passifs pour le récepteur**.

Les sources optiques disponibles à l'heure actuelle sont limitées par leur efficacité. En conséquence, **la puissance optique** consommée par le système de communication doit être soigneusement **évaluée et économisée**. L'objectif de cette thèse est **d'évaluer les pertes optiques** qui interviennent dans ce type de lien utilisant des anneaux.

Dans cette optique, le manuscrit est divisé en quatre chapitres.

Le chapitre 2 réalisera une étude système qui tentera dans un premier temps de trouver des compromis réalistes pour satisfaire les contraintes en termes de débit et de consommation. L'analyse menée nous amènera à construire **un modèle système qui évalue les pénalités en puissance optique associées au transmetteur et au récepteur**.

A partir de l'étude système réalisée, le **chapitre 3** se consacrera à la **conception des composants** en se focalisant principalement sur les **modulateurs optiques**. Nous comparerons **les résultats obtenus en mesure au modèle du chapitre précédent**.

Le **chapitre 4** sera dédié à la **réalisation de démonstrateurs**. A partir de l'analyse effectuée au cours des deux chapitres précédents, nous avons fabriqué **deux démonstrateurs correspondant à des espacements entre canaux de 300 GHz et 100 GHz**. Les résultats obtenus seront présentés et analysés.

Une conclusion résumera les travaux qui ont été accomplis et les principaux résultats obtenus. Nous exposerons également les perspectives ouvertes par cette thèse.

CHAPITRE 2

SYSTEME DE TRANSMISSION WDM

La bande passante des blocs mémoires derniers cri nommés HMC peut atteindre des très hauts débits allant jusqu'à **320 Go/s (2560 Gbit/s)**. Dans ces travaux, nous considérons un cas d'application simple **où un bloc mémoire serait placé au côté d'un processeur sur une même puce**. Nous nous proposons de dimensionner une **interconnexion optique intra-puce** au débit de données mentionné. Dans un premier temps, nous allons explorer les possibilités qui s'offrent à nous **en cadrant notre étude en termes de nombre de canaux WDM et de débit de données par canal**. Nous construisons ensuite **un modèle système basé sur une considération statique des résonances** qui permettra d'évaluer **l'impact du coefficient de couplage des résonances sur le budget optique**. Ce modèle est ensuite affiné en évaluant **des pénalités liées à la dynamique des résonateurs**. Nous appliquons enfin ce modèle dans **différents bilans de liaison** et évaluons la **consommation du système** dans son ensemble.

2.1. DIMENSIONNEMENT DE L'INTERCONNEXION ET CADRE DE L'ETUDE

Considérons un lien multiplexé en longueur d'onde constitué de N canaux WDM. Chaque canal est modulé à un certain débit de données noté DR . Le débit total DR_{tot} du lien s'écrit :

$$DR_{tot} = N \times DR. \quad (2-1)$$

Les N canaux sont disposés sur l'intervalle spectral libre FSR des résonances, comme représenté sur la Figure 2.1, celui-ci étant lié à la dimension des anneaux. En notant P le périmètre de la cavité des anneaux, n_g son indice de groupe, et λ la longueur d'onde, l'intervalle spectrale libre s'écrit :

$$FSR = \frac{\lambda^2}{n_g P}. \quad (2-2)$$

Le nombre de canaux N est lié au FSR par la relation :

$$N = E\left(\frac{FSR}{\Delta\lambda_{WDM}}\right) \quad (2-3)$$

où $E(x)$ est la fonction partie entière et $\Delta\lambda_{WDM}$ est l'espacement entre canaux. En utilisant les relations (2-2) et (2-3), on peut écrire :

$$N \propto \frac{1}{P}. \quad (2-4)$$

Autrement dit, à espace entre canaux fixé, le nombre de canaux disponibles est inversement proportionnel au périmètre et donc au rayon R . Calculons à présent le débit DR_{tot} dans différents cas de figure. Le rayon de l'anneau est limité par les pertes dues à la courbure du guide (1.2.5). Nous allons considérer des anneaux de rayons allant de $3 \mu\text{m}$ à $10 \mu\text{m}$, **ce qui correspond à un FSR compris entre 6 nm et 20 nm**. Le nombre de canaux disponibles est

limité par la source laser, que l'on adopte une solution en banque de lasers monomodes ou une solution multimode (1.2.3). Nous allons donc nous restreindre à des espacements entre canaux supérieurs à 50 GHz. Nous considérerons des espacements de 300 GHz (1,71 nm), 200 GHz (1,14 nm), 100 GHz (0,57 nm) et 50 GHz (0,285 nm). De plus, nous allons dans un premier temps considérer des débits par canal compris entre 5 Gbit/s et 40 Gbit/s.

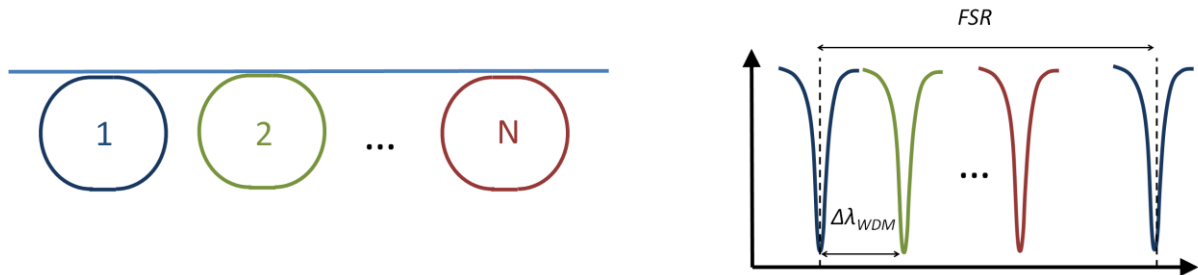


Figure 2.1 N résonateurs disposés en série. Les résonances sont espacées régulièrement sur le FSR .

Pour atteindre l'objectif de bande passante totale de 2560 Gbit/s, nous allons considérer plusieurs liens parallèles (1.4.2) comme représenté sur la Figure 2.2 et **nous noterons M le nombre de liens déployés**. La Figure 2.3 représente le débit DR_{tot} en fonction du rayon pour différents espacements entre canaux et différents débits. On calcule le nombre M de liens à partir de DR_{tot} (Figure 2.4). A des espacements larges de 200 GHz et 300 GHz ou bien au débit de 5 Gbit/s, la bande passante par lien est trop faible et le nombre de liens à déployer devient trop important. De plus, nous voulons travailler à un débit de données intermédiaire dans le but de diminuer l'énergie consommée par bit et préférons nous restreindre à **des débits par canal de 10 Gbit/s et 25 Gbit/s** dans la suite de ces travaux.

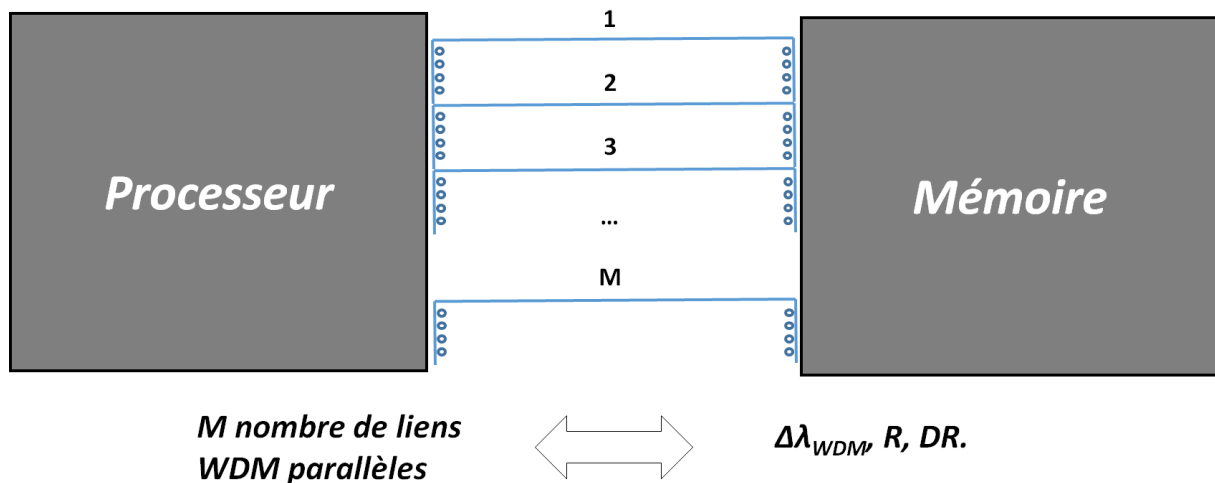


Figure 2.2 Nombre de liens parallèles fonction du rayon, de l'espacement entre canaux et du débit de données par canal

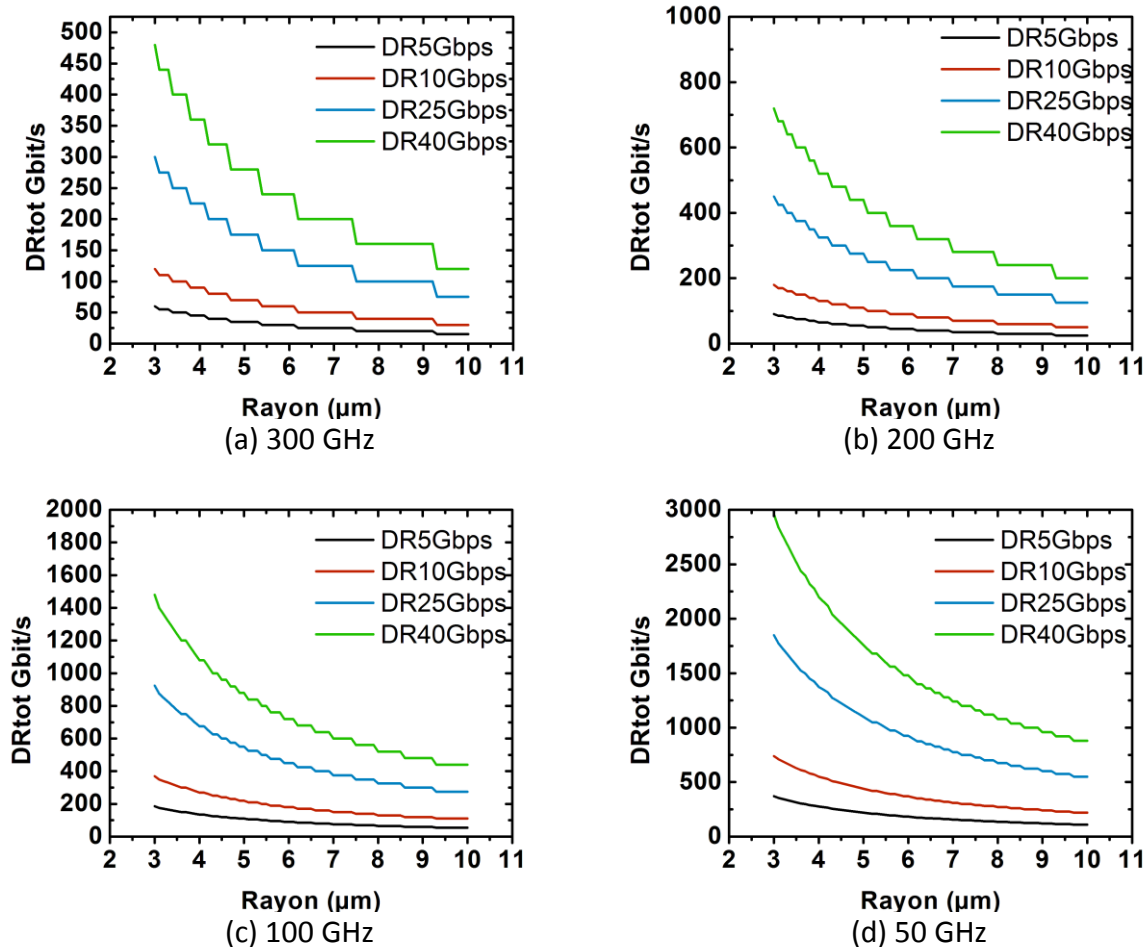


Figure 2.3 Débit total par lien WDM en fonction du rayon pour des débits par canal de 5 Gbit/s (noir), 10 Gbit/s (rouge), 25 Gbit/s (bleu) et 40 Gbit/s (vert) et des espacements entre canaux de 300 GHz (a), 200 GHz (b), 100 GHz (c) et 50 GHz (d).

Le Tableau 2-1 représente le nombre N de longueurs d'onde et le nombre M de liens parallélisés correspondant à des rayons de 5 μm et 8 μm, des débits par canal de 10 Gbit/s et 25 Gbit/s et des espacements de 50 GHz et 100 GHz. **Diminuer l'espacement ou bien le rayon revient à supposer que la source pourra émettre un plus grand nombre de porteuses** : on atteint par exemple 44 porteuses pour un rayon de 5 μm et un espacement de 50 GHz. **Diminuer le rayon, augmenter l'espacement ou bien diminuer le débit par canal revient à paralléliser un plus grand nombre de liens, ce qui va augmenter la surface occupée par le circuit.** Nous voulons éviter de faire une hypothèse trop forte sur le nombre de canaux et allons nous **limiter à un rayon de 8 μm dans la suite de ces travaux.**

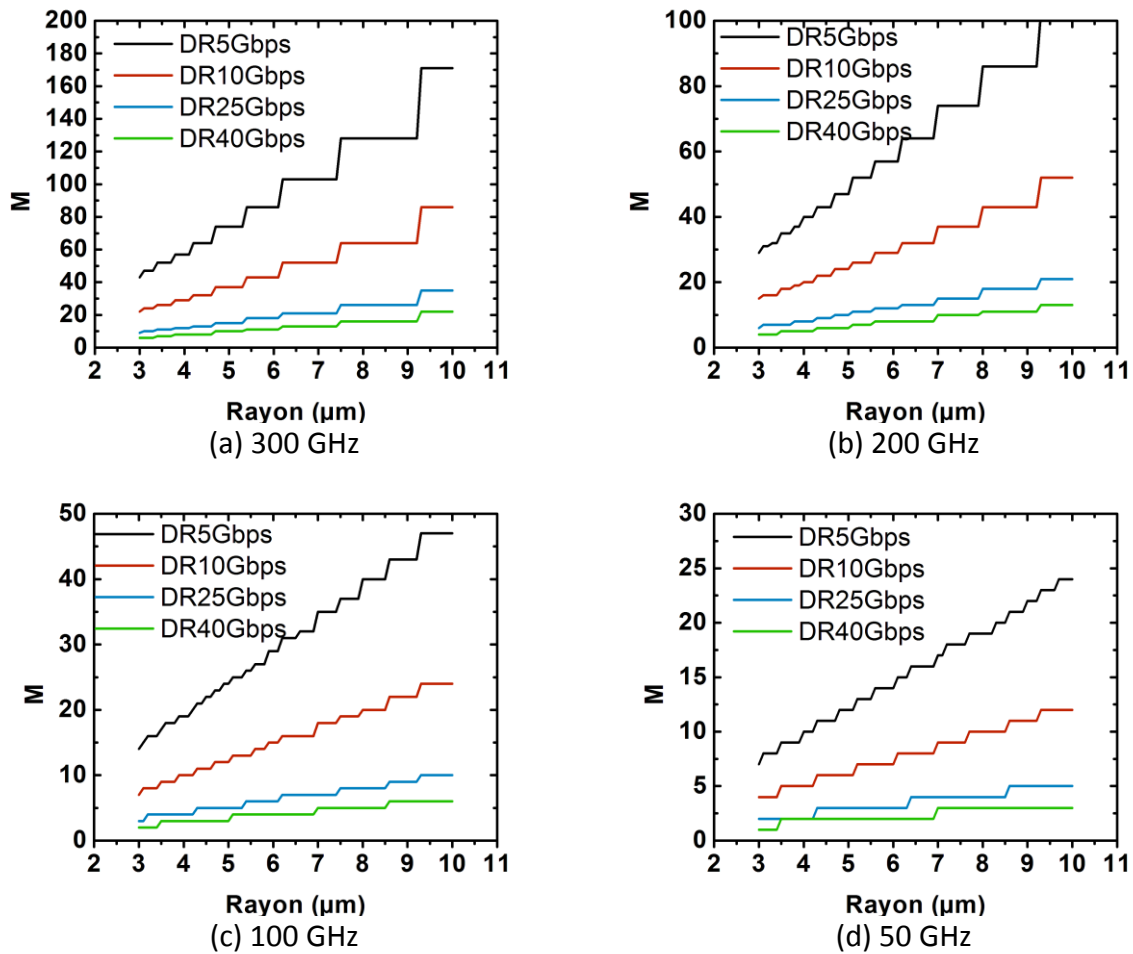


Figure 2.4 Nombre M de liens nécessaires pour atteindre 320 Go/s vs rayon. Débits par canal de 5 Gbit/s (noir), 10 Gbit/s (rouge), 25 Gbit/s (bleu) et 40 Gbit/s (vert). Espacements entre canaux de 300 GHz (a), 200 GHz (b), 100 GHz (c) et 50 GHz (d).

Espacement	50 GHz	100 GHz
M pour $R = 8 \mu\text{m}$	10	20
M pour $R = 5 \mu\text{m}$	6	12
N pour $R = 8 \mu\text{m}$	27	13
N pour $R = 5 \mu\text{m}$	44	22

Tableau 2-1 Nombre de liens parallèles pour des rayons de 8 μm et 5 μm et un débit de données de 10 Gbit/s

Espacement	50 GHz	100 GHz
M pour $R = 8 \mu\text{m}$	4	8
M pour $R = 5 \mu\text{m}$	3	5
N pour $R = 8 \mu\text{m}$	27	13
N pour $R = 5 \mu\text{m}$	44	22

Tableau 2-2 Nombre de liens parallèles pour des rayons de 8 μm et 5 μm et un débit de données de 25 Gbit/s

Ces considérations ne prennent pas en compte la puissance optique consommée par le système. Lorsqu'on diminue l'espacement et qu'on augmente le débit par canal, le signal optique va se dégrader, ce qui se traduira par des pénalités en puissance supplémentaires.

Ces pénalités doivent être calculées pour estimer le budget optique : nous allons donc construire **un modèle évaluant ces différentes pénalités en puissance**.

2.2. MODELISATION STATIQUE DU SYSTEME

Le calcul des pénalités en puissance se fait dans un premier temps en statique. Après avoir rappelé les métriques caractérisant le signal optique NRZ-OOK, nous introduisons le modèle idéal que nous utiliserons. Ce modèle est utilisé pour étudier la pénalité en puissance du modulateur, du récepteur et les pénalités dues aux canaux adjacents en transmission et en réception.

2.2.1 Transmissions optiques au format NRZ-OOK

La qualité d'un lien de transmission optique est donnée par son *BER*. Les valeurs visées pour des applications HPC sont de l'ordre de 10^{-12} . Le signal optique est un signal à deux niveaux, chacun des niveaux encodant un '1' ou bien un '0' logique. Le circuit de décision échantillonne le signal converti en tension et les échantillons $v(t)$, correspondant à l'une des valeurs logiques, suivent deux lois de probabilité gaussiennes du fait de l'impact du bruit additif blanc gaussien. Elles sont centrées autour des valeurs v_{s0} et v_{s1} pour les bits à 0 et 1 respectivement, comme représentée sur la Figure 2.5 extraite de [128]. Le circuit de décision détermine si un échantillon correspond à un '1' ou bien à un '0' logique en le comparant à une valeur seuil γ et la probabilité de commettre une erreur est représentée par l'aire grise sur la figure.

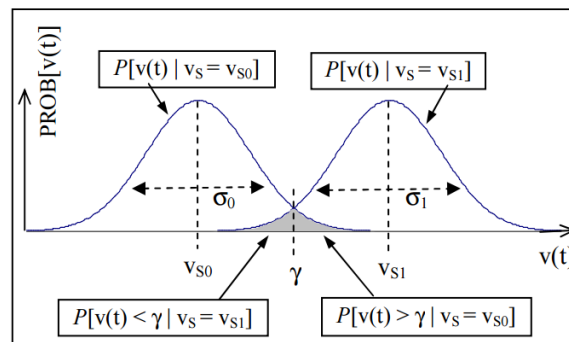


Figure 2.5 Densités de probabilités des niveaux hauts et bas d'un signal OOK

Identifions ce signal au photo-courant émis par la photodiode de réception, notons I_1 et I_0 les courants moyens correspondant aux niveaux hauts et bas et supposons que les bruits associés aux deux niveaux sont additifs blancs et gaussiens d'écart-types respectifs σ_1 et σ_0 . On définit le facteur de qualité Q_{OOK} d'un signal optique modulé en OOK :

$$Q_{OOK} = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0}. \quad (2-5)$$

Le *BER* peut être écrit en fonction de Q_{OOK} :

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q_{OOK}}{\sqrt{2}}\right) \quad (2-6)$$

où :

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-y^2} dy. \quad (2-7).$$

Le Tableau 2-3 présente des valeurs typiques de BER et les facteurs Q_{OOK} associés. La valeur de facteur Q_{OOK} est de 7 pour obtenir une BER de 10^{-12} .

BER	10^{-8}	10^{-9}	10^{-10}	10^{-11}	10^{-12}	10^{-13}	10^{-14}	10^{-15}
Q_{OOK}	5,6	6	6,4	6,7	7	7,3	7,7	7,9

Tableau 2-3 BER d'un signal OOK et Facteur de qualité associé

2.2.2 Modèle idéal de l'anneau

Ces travaux se placent d'un point de vue système. Nous voulons modéliser les résonances de manière simple de façon à pouvoir évaluer l'ordre de grandeur des différentes pénalités en puissance qui interviennent. Nous introduisons ici un modèle idéal analytique. Ce modèle est décrit en détail en [52] et l'ensemble des équations sont données en annexe.

La Figure 2.6 représente les deux configurations *All-pass* et *Add-drop* et les transmissions spectrales de la voie *Through* (*All-pass* et *Add-drop*) et *Drop* (*Add-drop*). Le modèle prend en compte les pertes L dans la cavité données en dB/m et les coefficients de couplage K , K_1 et K_2 des anneaux *All-pass* et *Add-drop*.

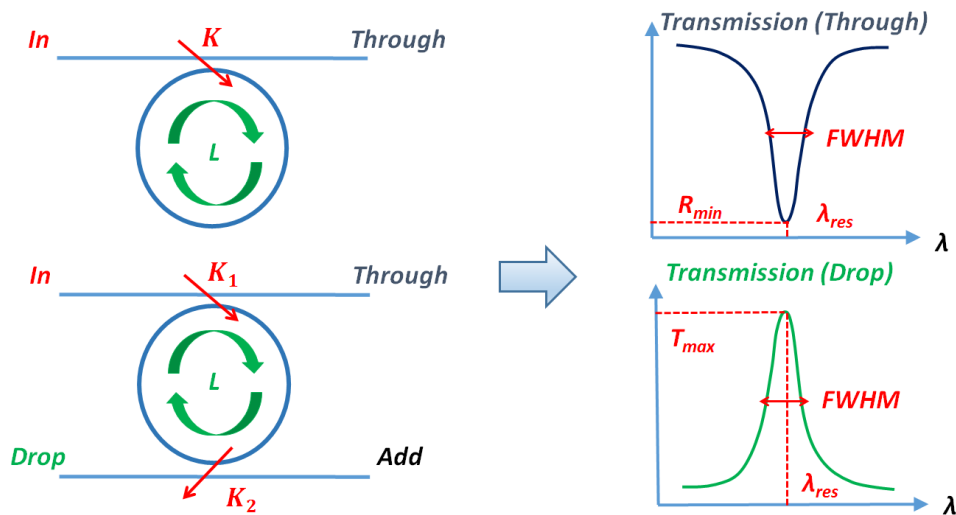


Figure 2.6 Résonateurs *All-pass* et *Add-drop* et transmissions spectrales associées

On caractérise une résonance par sa largeur à mi-hauteur notée $FWHM$ et par sa profondeur (resp. sa transmission maximum) notée R_{min} (resp. T_{max}) dans le cas du port *Through* (resp. *Drop*). La largeur à mi-hauteur est usuellement traduite en facteur de qualité de la résonance noté Q est défini par :

$$Q = \frac{\lambda_{res}}{FWHM} \quad (2-8)$$

où λ_{res} est la longueur d'onde de résonance. Nous donnons ici les formules analytiques R_{min} et T_{max} dans les deux configurations. De manière générale, le facteur de qualité est lié aux mécanismes d'atténuation dans la cavité que sont le couplage (à chaque tour dans la cavité, une partie de l'intensité est extraite par les coupleurs) et les pertes de propagation. **Plus les pertes sont élevées ou plus le couplage est élevé, plus les résonances sont larges et plus le facteur de qualité est faible.**

Anneau *All-pass*

Dans le cas d'un anneau *All-pass*, la profondeur de la résonance est donnée par :

$$R_{\min} = \frac{(r-a)^2}{(1-ra)^2}, \quad (2-9)$$

où r représente le facteur d'atténuation par tour dans la cavité dû au coupleur et est défini à partir de K par :

$$r = \sqrt{1-K}, \quad (2-10)$$

a représente la perte par tour dans la cavité, défini à partir de L par :

$$a = \exp\left(\frac{-\ln(10) \times P \times L}{20}\right) \quad (2-11)$$

où P est le périmètre de la cavité. **La profondeur de la résonance est nulle lorsque les contributions d'atténuation du coupleur et des pertes dans la cavité sont égales. On parle alors de couplage critique.** Cette condition s'écrit $r = a$. Lorsque la contribution d'atténuation du couplage est supérieure ($r < a$), on dit que l'anneau est sur-couplé et inversement lorsque la contribution d'atténuation des pertes domine on dit que l'anneau est sous-couplé ($r > a$).

Anneau *Add-drop*

Dans les cas des anneaux *Add-drop*, la profondeur de la résonance et la transmission maximale sont données par :

$$R_{\min} = \frac{r_2^2 a^2 - 2r_1 r_2 a + r_1^2}{(1 - r_1 r_2 a)^2} \quad (2-12)$$

et :

$$T_{\max} = \frac{(1 - r_1^2)(1 - r_2^2)a}{(1 - r_1 r_2 a)^2} \quad (2-13)$$

où r_1 et r_2 sont définis à partir de K_1 et K_2 par l'équation (2-10). La condition de couplage critique s'écrit $r_1 = r_2 a$.

Tendances du modèle idéal.

Les modulateurs optiques que nous considérons dans ces travaux sont des modulateurs dans la configuration *All-pass*. Nous voulons faire en sorte que la résonance soit profonde et être **proche du couplage critique** de manière à augmenter l'amplitude de modulation optique des signaux. La Figure 2.7 donne le couplage critique d'un anneau *All-pass* en fonction de son rayon pour différentes pertes de propagation. On voit que le couplage critique des anneaux augmente avec le rayon. Pour le rayon de 8 μm choisi, un couplage critique compris entre 1 % et 7 % correspond à des pertes allant de 1000 dB/m à 6000 dB/m. De manière générale, **plus les pertes de cavité sont élevées plus on cherchera des couplages élevés.**

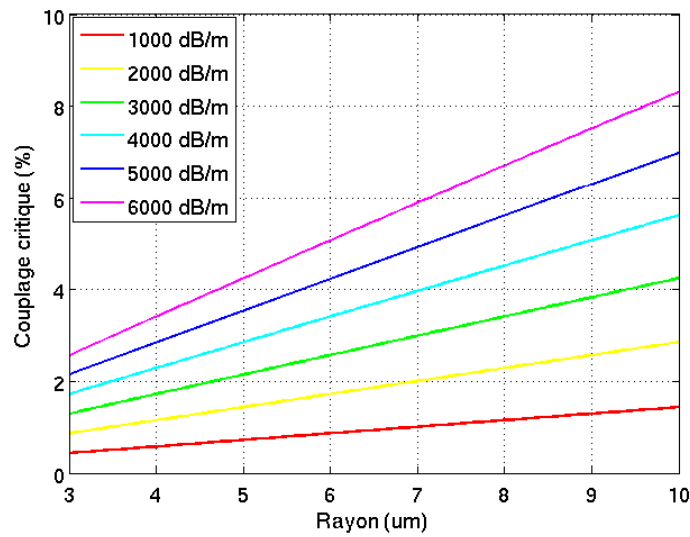


Figure 2.7 Couplage critique fonction du rayon pour différentes pertes

La Figure 2.8 donne la transmission maximale T_{max} d'un filtre *Add-drop* donnée par l'équation (2-13) pour différentes pertes de cavité en fonction du couplage (on suppose que $K_1 = K_2$). A un niveau de perte fixé, on retiendra que **la transmission maximale du filtre augmente avec le couplage**.

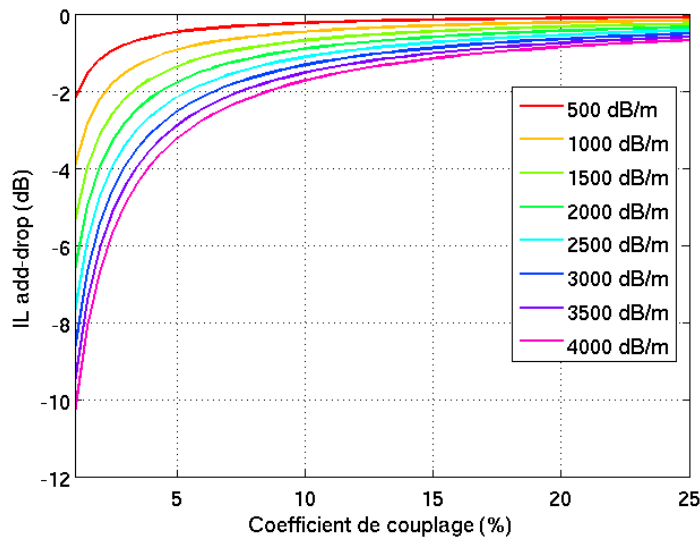


Figure 2.8 Transmission T_{max} d'un filtre *Add-drop* symétrique fonction de son coefficient de couplage

2.2.3 Modèle analytique de la bande passante

Le dimensionnement des anneaux du système doit prendre en compte la bande passante des modulateurs utilisés. Celle-ci est limitée par le temps de vie des photons dans la cavité d'une part, qui correspond à une bande passante optique, et par le temps de réponse électrique du composant d'autre part, qui correspond à une bande passante électrique.

Le temps de vie des photons τ_{ph} peut être décomposé en deux termes : le temps τ_i est lié aux pertes L dans la cavité et le temps τ_c est lié au couplage. On les exprime par les équations :

$$\tau_i = \frac{10 \times n_g}{c \times \ln(10) \times L} , \quad (2-14)$$

et :

$$\tau_c = -\frac{n_g \times P}{c \times \ln(1-K)}. \quad (2-15)$$

La bande passante optique du système est donnée par l'équation :

$$f_{opt} = \frac{1}{2\pi \times \tau_{ph}}, \quad (2-16)$$

avec $\frac{1}{\tau_{ph}} = \frac{1}{\tau_i} + \frac{1}{\tau_c}$. La bande passante optique rend compte de la vitesse à laquelle la

cavité se charge ou se décharge et c'est en cela qu'elle dépend des deux mécanismes qui contribuent à l'atténuation de la puissance optique dans la cavité (couplage et pertes). Nous précisons que pour un anneau *Add-drop*, K est à remplacer par le produit $K_1 \times K_2$ dans l'équation (2-15). On retiendra que **lorsqu'on augmente le couplage ou les pertes dans la cavité, on augmente l'atténuation dans la cavité et par conséquent on augmente sa bande passante optique.**

La bande passante électrique f_{elec} du modulateur peut être exprimée en fonction du temps caractéristique électrique du modulateur :

$$f_{elec} = \frac{1}{2\pi \times \tau_{elec}} \quad (2-17)$$

La bande passante totale ou bande passante électro-optique f_{tot} s'obtient à partir de :

$$\frac{1}{f_{tot}^2} = \frac{1}{f_{elec}^2} + \frac{1}{f_{opt}^2}. \quad (2-18)$$

2.2.4 Pénalité du transmetteur et approche statique pour la modulation

Pénalité du transmetteur

Le *BER* du système de transmission peut être exprimé sous la forme du facteur de qualité Q_{OOK} (2-5) qui est lui-même fonction de la différence des niveaux hauts et bas en sortie de la photodiode et des écart-types de bruit associés. Considérons un lien optique muni d'un tel récepteur, dont la photodiode a une responsivité notée ρ et qui est limité par un bruit du circuit d'amplification ramené à un courant *rms* σ . Le facteur de qualité du lien peut être exprimé par :

$$Q_{OOK} = \frac{\rho \times (P_{on} - P_{off})}{2 \times \sigma} = \frac{\rho \times OMA}{2 \times \sigma}, \quad (2-19)$$

où P_{on} et P_{off} correspondent aux puissances optiques des niveaux hauts et bas. En conséquence, si ce lien est muni d'un récepteur donné, son facteur de qualité et donc son *BER* sont déterminés par l'amplitude de modulation optique ; la conception du modulateur devra optimiser l'*OMA*.

Nous définissons la pénalité en puissance optique *TP* du modulateur par [87]:

$$TP = -10 \times \log\left(\frac{OMA}{2 \times P_{in}}\right). \quad (2-20)$$

Elle est basée sur l'*OMA* en sortie du modulateur normalisé par la puissance optique en entrée P_{in} . Insérée dans un bilan de liaison, cette pénalité permet de calculer la puissance

optique nécessaire en entrée pour atteindre un *BER* en partant de la sensibilité du récepteur, celle-ci étant usuellement donnée en puissance moyenne optique et caractérisée par des modulateurs présentant de forts taux d'extinction. Le facteur 2 dans la formule permet ainsi de ramener la performance du modulateur à une puissance optique moyenne. Le terme à l'intérieur de la fonction log de l'équation (2-20) peut également s'écrire sous la forme d'un produit de trois termes [47] :

$$\frac{OMA}{2 \times P_{in}} = \frac{P_{on}}{P_{in}} \times \frac{er-1}{er+1} \times \frac{P_{on} + P_{off}}{2 \times P_{on}}, \quad (2-21)$$

où *er* est le taux d'extinction (équation (1-2)) du signal exprimé en échelle linéaire. Le premier terme correspond à la perte d'insertion *IL* (équation (1-1)) du modulateur exprimée en échelle linéaire et le second à une pénalité sur la puissance moyenne en sortie du modulateur due au taux d'extinction fini du signal [128]. Le troisième terme permet de passer d'une référence à la puissance moyenne en sortie à une référence à la puissance en entrée du modulateur. **La pénalité *TP* prend en compte à la fois la perte d'insertion du modulateur et son taux d'extinction et la minimiser revient à trouver le meilleur compromis entre une perte d'insertion faible et un taux d'extinction élevé** [29].

Pénalité en puissance, longueur d'onde de résonance et longueur d'onde de la porteuse

Dans la suite de ces travaux, nous allons fixer **les tensions de commande appliquées au modulateur à 0 V et 2 V en inverse**. Considérons un modulateur en déplétion donné dont la résonance est représentée en Figure 2.9 pour ces deux tensions de polarisation. Appliquer un signal compris entre 0 V et 2 V au modulateur revient à traduire la transmission spectrale de la résonance à la fréquence du signal. La porteuse optique à la longueur d'onde λ_{laser} est modulée.

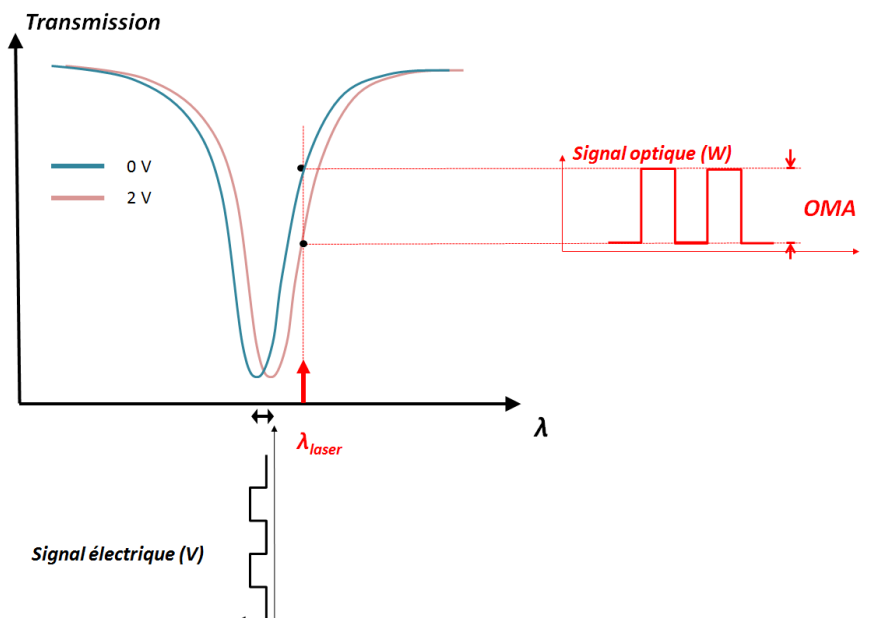


Figure 2.9 Modulation du signal optique, résonance, signal électrique et signal optique.

Il existe un **décalage optimal entre longueur d'onde du laser et longueur d'onde de résonance** qui maximise l'amplitude de modulation optique. On peut le représenter graphiquement comme sur la Figure 2.10 en « changeant de référentiel » et en se plaçant

dans celui de la résonance. Lorsqu'on fait **varier la longueur d'onde du laser**, on travaille à **différents points de fonctionnement** correspondant à différentes pentes de la transmission spectrale, ce qui correspond finalement à **différentes amplitudes de modulation optique**. Le **point de fonctionnement optimal** correspond au **maximum de pente de la transmission**, ce qui maximise l'amplitude de modulation optique.

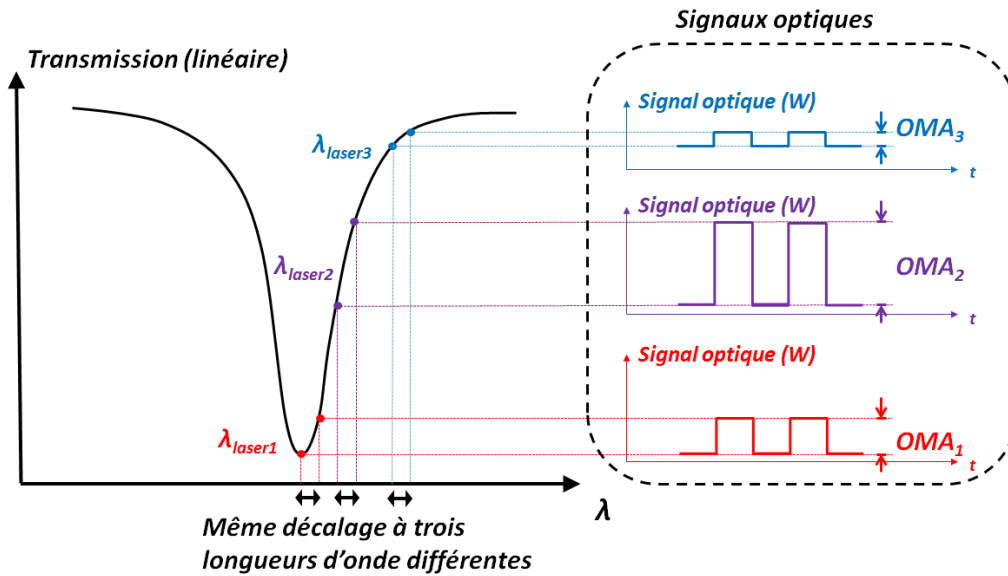


Figure 2.10 OMA et décalage entre longueur d'onde de résonance et longueur d'onde laser.

Par exemple, considérons une résonance ayant un coefficient de couplage $K \sim 5\%$, une perte $L = 2600$ dB/m et qui se décale de 24 pm lorsqu'on fait varier la tension à ses bornes en inverse entre 0 V et 2 V. En partant d'une position de référence qui correspond à un alignement de la résonance à 0 V avec la porteuse optique, on peut calculer l'**OMA** puis la **pénalité de modulateur TP** (équation (2-20)) pour différents **décalages entre la porteuse optique et la résonance**, ce qui correspond à la Figure 2.11.

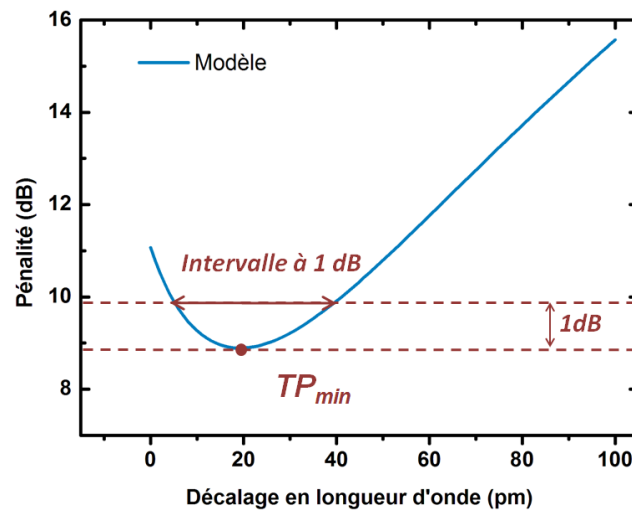


Figure 2.11 Pénalité en puissance TP d'un modulateur idéal de couplage $K \sim 5\%$, de perte $L = 2600$ dB/m en fonction du décalage entre sa longueur d'onde à 0 V et la porteuse optique.

Le **point de fonctionnement optimal** de la résonance correspond au **minimum de pénalité TP_{min}** . On définit l'**intervalle de précision à 1 dB** comme l'**intervalle spectral pour lequel la pénalité du modulateur est inférieure ou égale à $TP_{min} + 1\text{dB}$** . Dans le cas du modulateur de la Figure 2.11, la **pénalité TP_{min} est de 9 dB**, ce qui correspond à un **décalage de 20 pm** entre longueur d'onde du laser et longueur d'onde de résonance à 0 V. L'**intervalle de précision à 1 dB est de 35 pm**.

2.2.5 Conception du modulateur : concentration de dopants, pénalité en puissance et débit de données

La cavité des modulateurs est dopée de manière à créer une jonction PN le long de celle-ci. Nous revenons plus en détail sur la conception de la jonction au chapitre 3. Nous étudions ici l'**influence de la concentration de dopants dans la cavité sur la bande passante du modulateur et sa pénalité TP** .

Lorsqu'on augmente la concentration de dopants dans la cavité [47] :

- On augmente la concentration de porteurs de charge libre, ce qui a pour conséquence **d'augmenter les pertes dans la cavité**.
- On augmente l'**efficacité de modulation** : la résonance se décale plus dans le spectre pour une variation de potentiel donnée à ses bornes.
- On augmente la **capacité de la jonction**.

Effet sur la bande passante

Pour compenser l'augmentation des pertes, on doit augmenter le couplage de manière à rester proche du couplage critique (section 2.2.2). Il en résulte une **augmentation de la bande passante optique due à la fois aux pertes et au couplage** (section 2.2.3). Au contraire, l'augmentation de la capacité de la jonction **diminue la bande passante électrique du système**. L'effet de l'augmentation de la bande passante optique est plus fort **et la bande passante augmente avec la concentration de dopants** comme illustré sur la Figure 2.12.a adaptée de [47].

Effet sur la pénalité en puissance

L'augmentation des pertes et du couplage dans la cavité a pour conséquence de **diminuer le facteur de qualité, d'élargir la résonance** (section 2.2.2), ce qui induit une **diminution du maximum de pente de la transmission spectrale**. Cet effet sur la transmission spectrale tend à diminuer l'*OMA* et à **augmenter la pénalité TP_{min} du modulateur**. Au contraire, l'**efficacité augmente, ce qui** tend à augmenter le décalage en longueur d'onde pour une variation de potentiel donné et à **diminuer la pénalité TP_{min}** . L'effet sur la pente du modulateur est plus fort et **la pénalité augmente avec la concentration de dopants** comme illustré sur la Figure 2.12.b extraite de [47]. L'analyse est synthétisée de façon schématique sur la Figure 2.13. Une explication plus détaillée comprenant les différentes équations mises en jeu pourra être consultée en [47].

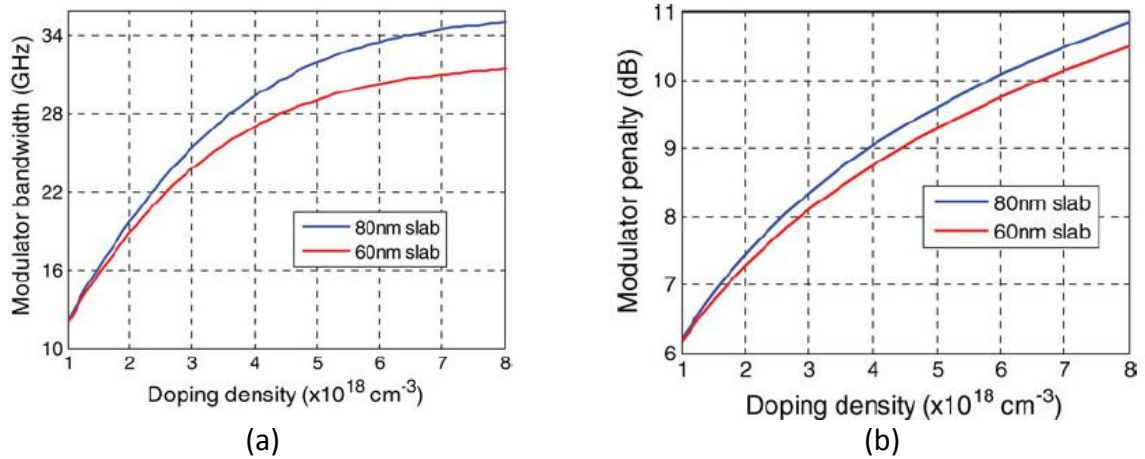


Figure 2.12 Bande passante optique (a) et pénalité du modulateur (b) en fonction de la concentration de dopants pour deux hauteurs h_{slab} différentes. [47]

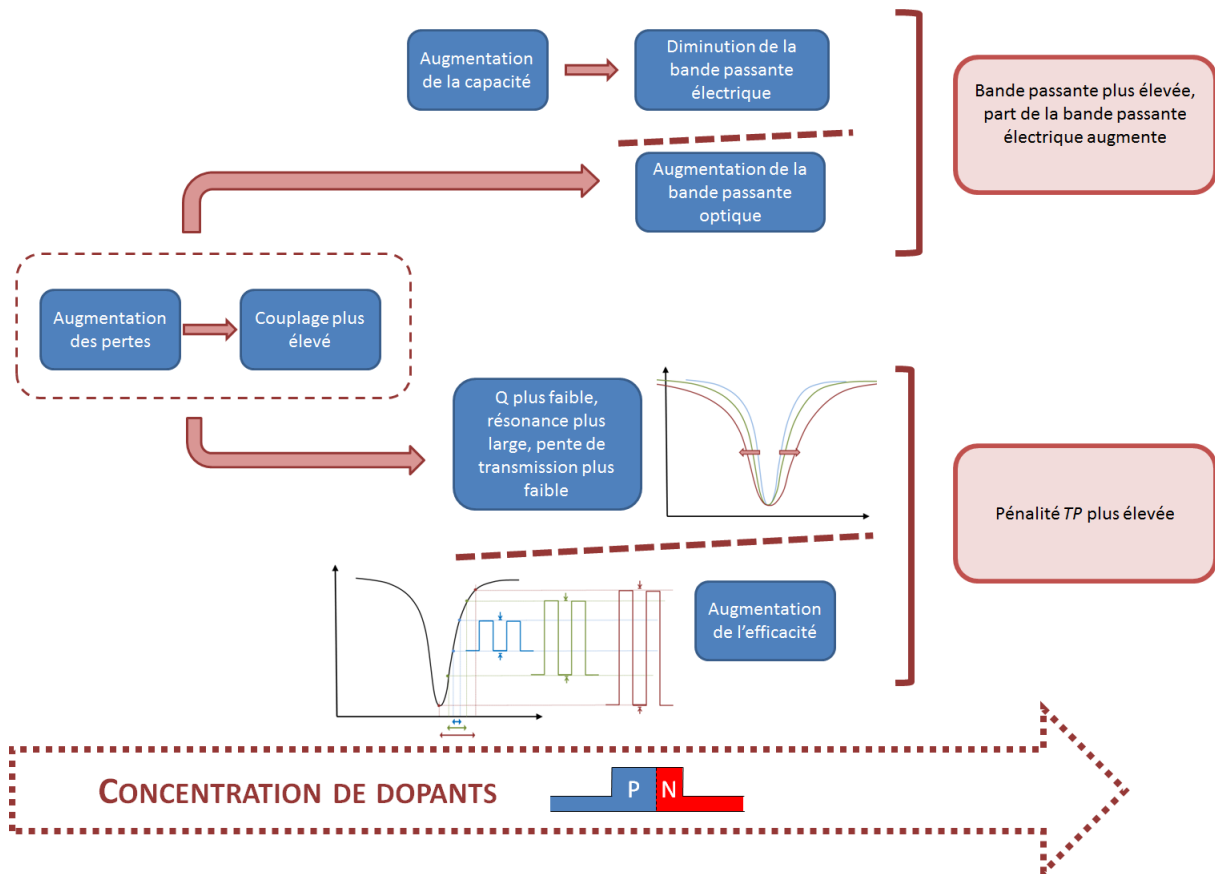


Figure 2.13 Effet de la concentration de dopants sur la bande passante du modulateur et sur sa pénalité en puissance.

2.2.6 Influence du débit de données et du couplage sur la conception du modulateur

Jonction à 10 Gbit/s et jonction à 25 Gbit/s

Nous avons choisi de nous restreindre aux débits de donnée par canal de 10 Gbit/s et 25 Gbit/s. Dans la suite de ce chapitre, nous utiliserons deux jonctions correspondant à deux

concentrations de dopants différentes en vue de moduler à ces débits de données. Les caractéristiques de ces jonctions sont résumées dans le Tableau 2-4.

	Jonction 1 : 10 Gbit/s	Jonction 2 : 25 Gbit/s
Pertes optiques	2600 dB/m	8800 dB/m
Efficacité	12 pm/V	20 pm/V

Tableau 2-4 Caractéristiques des deux jonctions utilisées : jonction 1 pour le débit de 10 Gbit/s et jonction 2 pour le débit de 25 Gbit/s.

La jonction 1 correspond à la jonction dont sont munis les modulateurs que nous caractérisons au chapitre 3. Nous les avons utilisés à un débit de 10 Gbit/s. L'efficacité de la jonction a été mesurée tandis que les pertes ont été estimées à partir d'une extraction de paramètres présentée en section 3.3.3. Cette valeur est approximative et est à prendre avec précaution. La jonction 2 est inspirée du modulateur [117] qui fonctionne à un débit de données de 25 Gbit/s dans la bande C. Les pertes optiques ont été estimées à partir de la même méthode d'extraction de paramètres et celles-ci sont également à considérer avec précaution.

Nous allons utiliser ces modèles de jonction pour montrer les différences en termes de pénalité en puissance entre une cavité moins efficace ayant un niveau de perte plus faible et destinée à un débit plus bas et une cavité plus efficace ayant un niveau de pertes plus élevé et destinée à un débit plus élevé.

Coefficient de couplage, facteur de qualité, profondeur de résonance et pénalité en puissance

A partir des caractéristiques du Tableau 2-4, en considérant une **variation de potentiel entre 0 V et 2 V** en inverse, **on évalue la pénalité TP_{min} correspondant aux jonctions 1 et 2 en fonction du coefficient de couplage** (Figure 2.14) pour un rayon de 8 μm . Les deux courbes ont des comportements similaires : lorsqu'on diminue le couplage, **la pénalité en puissance décroît linéairement jusqu'à un minimum sous-couplé correspondant au couplage K_{opt}** . Le couplage critique $K_{c.c.}$ et K_{opt} sont indiqués sur la Figure 2.14. En effet, lorsqu'on diminue le couplage à partir d'une valeur sur-couplée, la résonance est de plus en plus fine et la profondeur de résonance diminue jusqu'au couplage critique : la pente maximale de la transmission spectrale augmente et la pénalité TP_{min} diminue, ce qui correspond à la décroissance linéaire de la Figure 2.14. Ensuite, en diminuant encore le couplage, la largeur de résonance continue de décroître, ce qui contribue à augmenter la pente mais la profondeur augmente, ce qui a l'effet inverse. A partir du couplage K_{opt} l'effet de la remontée de la profondeur est plus fort et la pénalité augmente. Cette interprétation est représentée graphiquement en Figure 2.15.

La pénalité de la **jonction 1** présente **une pente de 0,7 dB/% et un minimum de 6,5 dB à $K_{opt} = 2\%$** . Celle de la **jonction 2** présente **une pente de 0,25 dB/% et un minimum de 10,7 dB à $K_{opt} = 5\%$** . Les **profondeurs de résonance R_{min}** des deux jonctions ainsi que **leur facteur de qualité** sont représentés en Figure 2.16 et Figure 2.17. Dans les deux cas, **le couplage K_{opt} correspond à une profondeur de résonance non nulle d'environ -10 dB**. Les résultats correspondant aux deux jonctions sont synthétisés dans le Tableau 2-5.

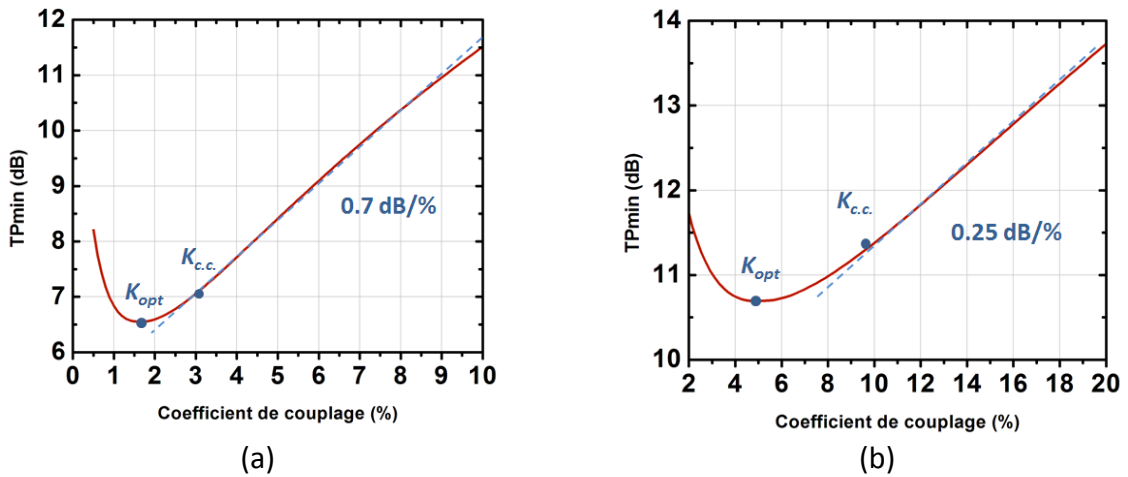


Figure 2.14 Pénalité en puissance TP_{min} fonction du coefficient de couplage (a) Jonction 1 (b) Jonction 2

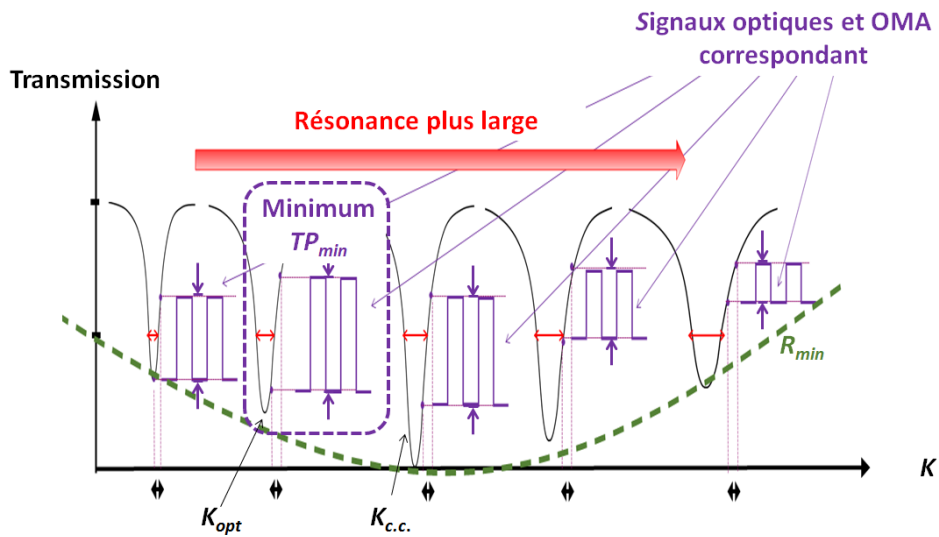


Figure 2.15 Pénalité TP_{min} fonction du coefficient de couplage : interprétation graphique.

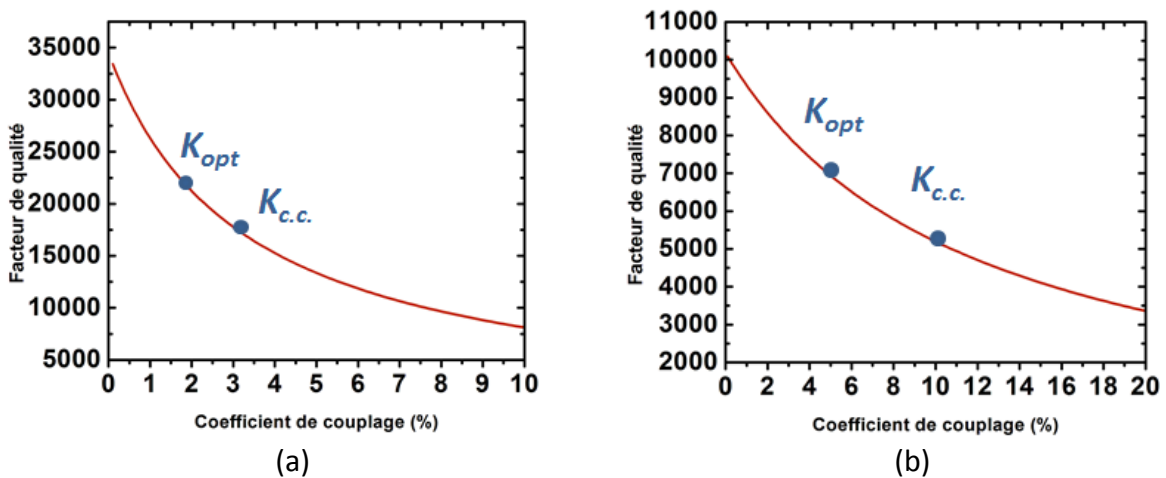


Figure 2.16 Facteur de qualité fonction du coefficient de couplage. (a) Jonction 1 (b) Jonction 2

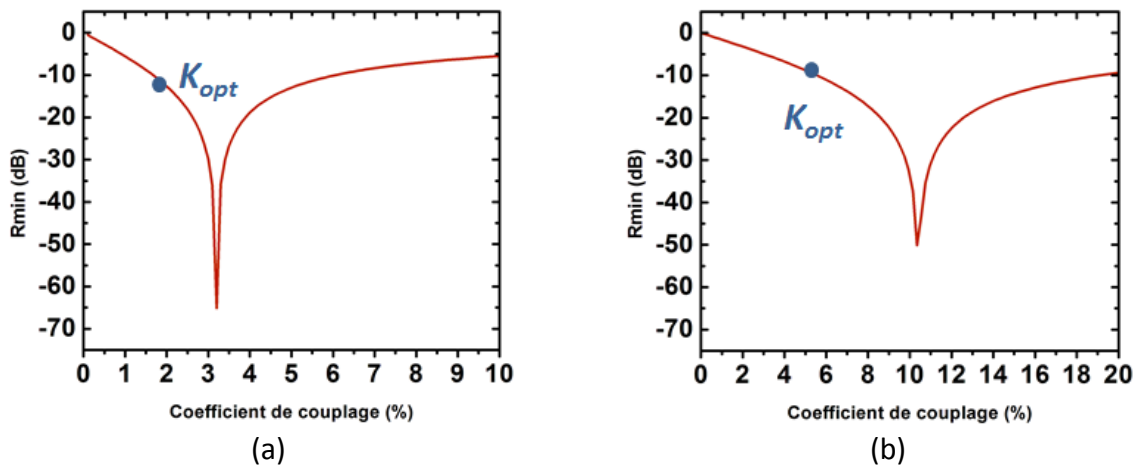


Figure 2.17 Profondeur de résonance fonction du coefficient de couplage. (a) Jonction 1 (b) Jonction 2

	Jonction 1	Jonction 2
$K_{c.c.}$	3%	10%
K_{opt}	2%	5%
TP_{min} @ couplage critique	7 dB	11,4 dB
TP_{min} @ K_{opt}	6,5 dB	10,7 dB
Q @ couplage critique	17000	5000
Q @ K_{opt}	22000	7000
Sensibilité au couplage	0,7 dB/%	0,25 dB/%

Tableau 2-5 Pénalité TP_{min} et facteur de qualité Q au couplage critique et à K_{opt} pour les jonctions 1 et 2.

Coefficient de couplage et bande passante

La Figure 2.18 représente la bande passante optique définie par l'équation (2-16) dans le cas des jonctions 1 et 2. La bande passante optique du modulateur muni de la jonction 1 est comprise entre 9 GHz et 30 GHz pour des couplages entre 1 % et 10 % et celle du modulateur muni de la jonction 2 est comprise entre 25 GHz et 70 GHz pour des couplages entre 2 % et 20 %. Dans les deux cas, **la bande passante optique est assez élevée pour atteindre les débits de donnée visés.**

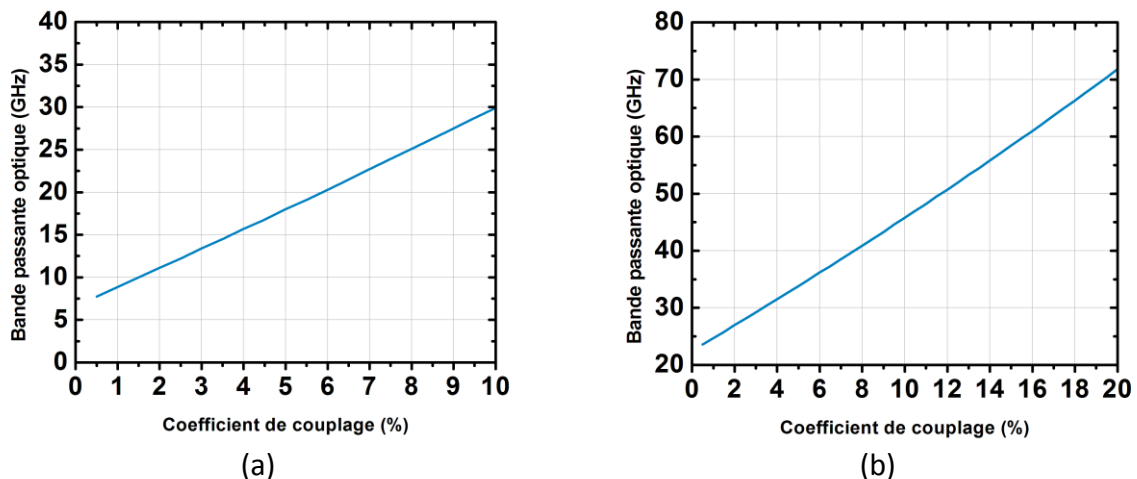


Figure 2.18 Bandes passantes optiques correspondant aux jonctions 1 (a) et 2 (b)

Coefficient de couplage et positionnement de la résonance

L'intervalle de précision à 1 dB et le décalage optimal entre longueur d'onde du laser et longueur d'onde de résonance définis en 2.2.4 sont représentés en fonction du coefficient de couplage sur la Figure 2.19 et la Figure 2.20 respectivement pour les deux jonctions. Ils augmentent linéairement avec le coefficient de couplage. Au couplage critique, la jonction 1 est décalée de 12 pm pour un intervalle de 25 pm alors que la jonction 2 est décalée de 120 pm pour un intervalle de 90 pm.

De manière générale, on voit que lorsque le facteur de qualité diminue, c'est-à-dire lorsque la résonance est plus large, la position optimale correspond à un plus grand décalage entre laser et résonance ainsi qu'à une plus grande tolérance au positionnement. En se basant sur la résistance chauffante de [106] dont nous donnons les performances dans le Tableau 1-3, nous avons converti en courant les intervalles de précision. Nous avons supposé que les résonances ont été décalées de 100 GHz, ce qui correspond à un courant nominal I_{nom} de 1,4 mA. Les intervalles de précision de 25 pm et 90 pm correspondent à des variations de courant ΔI de 196 μA et 700 μA autour de I_{nom} , ce qui pourra servir de base pour dimensionner le circuit de pilotage des résistances comme celui de [129]. Les décalages, les intervalles à 1 dB et les variations de courant correspondantes sont synthétisées dans le Tableau 2-6.

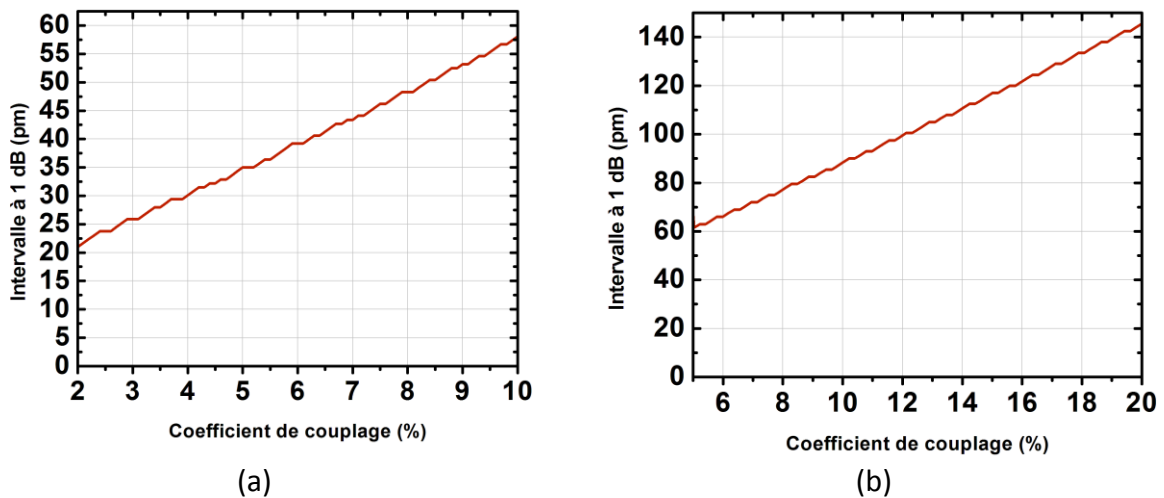


Figure 2.19 Intervalle de précision à 1 dB pour les jonctions 1 (a) et 2 (b).

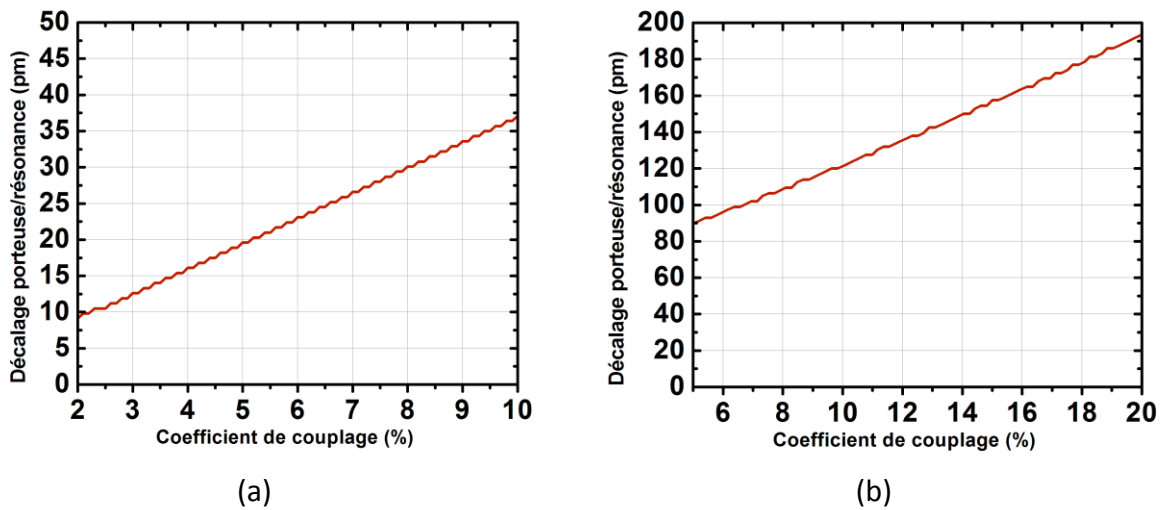


Figure 2.20 Décalage entre la longueur d'onde de la résonance et celle de la porteuse (a) jonction 1 et (b) jonction 2

	Jonction 1	Jonction 2
Intervalle de précision à 1 dB @ $K_{c.c.}$	25 pm	90 pm
ΔI équivalent	196 μA	700 μA
Décalage optimal @ $K_{c.c.}$	12 pm	120 pm

Tableau 2-6 Intervalle de précision à 1 dB, courant correspondant et décalage optimal pour les jonctions 1 et 2.

Synthèse

Nous avons considéré deux jonctions qui correspondent à des pertes et à des efficacités différentes. Nous avons évalué le modèle idéal présenté en 2.2.2 pour ces deux jonctions en fonction du coefficient de couplage. D'après le modèle, nous avons montré que :

- Il existe un **coefficient de couplage qui minimise la pénalité en puissance TP** du modulateur. **Ce coefficient de couplage n'est pas le couplage critique.**
- Lorsque l'anneau est sur-couplé, la **pénalité en puissance TP du modulateur a un comportement linéaire vis-à-vis du couplage.**
- L'**intervalle de précision à 1 dB** défini en 2.2.4 **augmente linéairement avec le coefficient de couplage** et il en est de même du **décalage optimal** entre la longueur d'onde de résonance et la porteuse optique.

2.2.7 Pénalité des canaux adjacents du transmetteur

On considère ici trois modulateurs en anneau disposés en série le long d'un même guide d'onde et on s'intéresse à l'**impact des modulateurs alloués aux canaux adjacents** sur la pénalité du modulateur du canal central Figure 2.21. Nous allons travailler à **des espacements de 300 GHz, 200 GHz, 100 GHz et 50 GHz** pour des modulateurs de rayon 8 μm munis des jonctions 1 et 2 définies en 2.2.6.

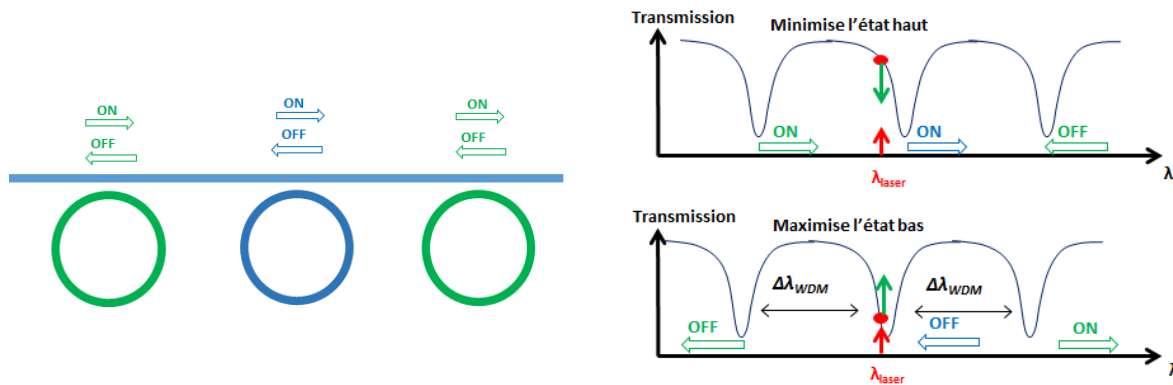


Figure 2.21 Calcul de la pénalité due aux canaux adjacents au niveau du transmetteur.

Les modulateurs ont chacun deux positions correspondant aux niveaux haut et bas du signal optique OOK (*ON* et *OFF* sur la Figure 2.21). Pour évaluer la pénalité due aux canaux adjacents, on calcule la pénalité TP_{min} du canal central en plaçant les résonances des canaux adjacents dans leur position qui maximise l'impact sur l'OMA, c'est-à-dire qui minimise le niveau haut et qui maximise le niveau bas du canal central. Les résultats sont présentés sur la Figure 2.22. En supposant que l'impact des canaux adjacents est négligeable à 300 GHz d'espacement, on définit la pénalité due aux canaux adjacents à un espacement donné comme la différence entre la pénalité TP_{min} à cet espacement et la pénalité à 300 GHz. La pénalité due aux canaux adjacents est tracée sur la Figure 2.23 en fonction de l'espacement entre canaux pour les deux jonctions et pour trois couplages différents.

Lorsqu'on augmente le coefficient de couplage, les résonances deviennent plus larges, l'impact des canaux adjacents augmente et la pénalité due aux canaux adjacents augmente à espacement donné. Par exemple, dans le cas de la jonction 1 à 50 GHz d'espacement, on passe d'une pénalité de 0,09 dB à 0,4 dB pour un coefficient de couplage de 2 % à 8 %.

De plus, lorsqu'on augmente la concentration de dopants pour viser des débits de données plus élevés (2.2.5), on augmente les pertes de la cavité, ce qui rend les résonances plus larges et on augmente l'efficacité. Ces deux effets augmentent l'impact des canaux adjacents et la jonction 2 est plus pénalisée par un espacement entre canaux étroit que la jonction 1. **Autrement dit, lorsqu'on augmente le débit de données visé, on augmente la pénalité due aux canaux adjacents.** Dans le cas de la jonction 1 à 50 GHz d'espacement, la pénalité due aux canaux adjacents reste inférieure à 0,5 dB pour les trois coefficients de couplage considérés. La pénalité calculée pour la jonction 2 à cet espacement est supérieure à 1 dB et atteint même 4 dB pour un coefficient de couplage de 15 %. A 100 GHz d'espacement, la transmission est moins pénalisée puisque la pénalité reste au-dessous de 0,5 dB.

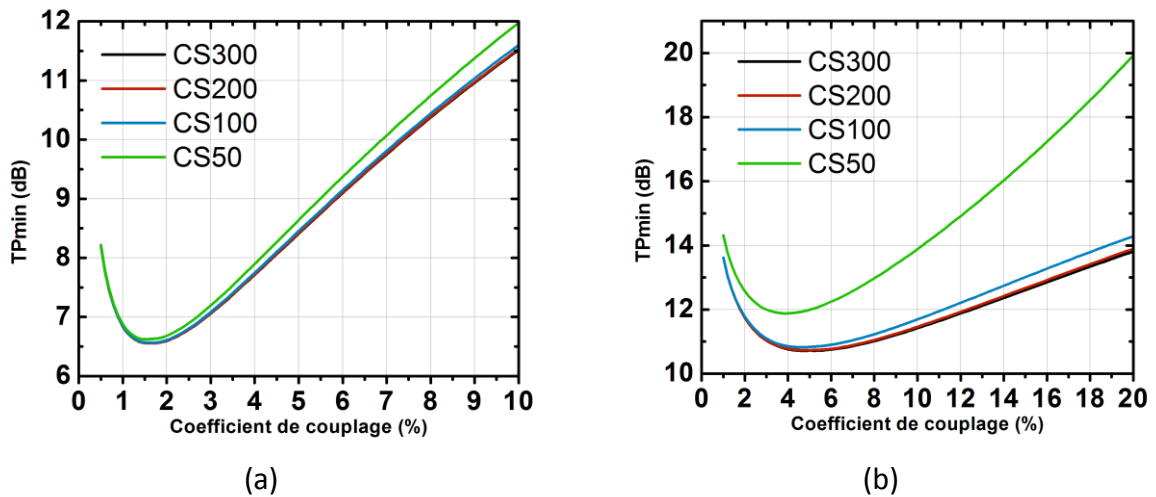


Figure 2.22 Pénalité TP_{min} avec canaux adjacents fonction du coefficient de couplage pour des espacements de 300 GHz (noir), 200 GHz (rouge), 100 GHz (bleu) et 50 GHz (vert). (a) Jonction 1 (b) Jonction 2

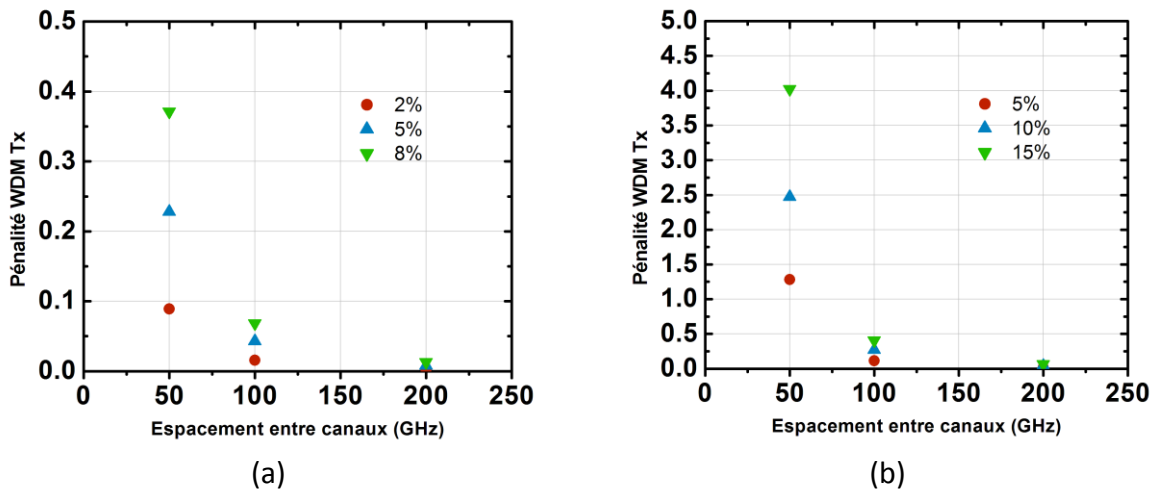


Figure 2.23 Pénalité due aux canaux adjacents pour différents coefficients de couplage. (a) jonction 1 à des coefficients de couplage de 2 %, 5 % et 8 % (b) jonction 2 à des coefficients de couplage de 5 %, 10 % et 15 %.

Pénalité due aux canaux adjacents : pénalité statique et pénalité dynamique

Considérons un cas où la pénalité des canaux adjacents est importante, le modulateur muni de la jonction 2 couplé à 10% pour un espacement de 50 GHz par exemple. La Figure 2.24 compare les transmissions spectrales **d'un modulateur seul (vert)** et dans une configuration avec des anneaux adjacents. On observe la perte d'insertion (pertes sur le niveau haut, section 1.2.6) en relevant la transmission spectrale au décalage optimal qui correspond à TP_{min} . Deux cas sont tracés : **celui où la position des modulateurs adjacents maximise les pertes d'insertion (rouge)** et dans le cas où elle les minimise (bleu). Dans le cas du modulateur seul, la perte d'insertion est de -4,6 dB et elle chute à -6,4 dB et -6,8 dB dans le meilleur et le pire cas avec les modulateurs adjacents. La différence entre le meilleur et le pire cas (0,4 dB) est petite devant la perte supplémentaire de 2 dB provoquée par la présence de ces anneaux indépendamment de leur position. Cela traduit le fait **que la pénalité due aux canaux adjacents que nous calculons est dominée par un terme statique.**

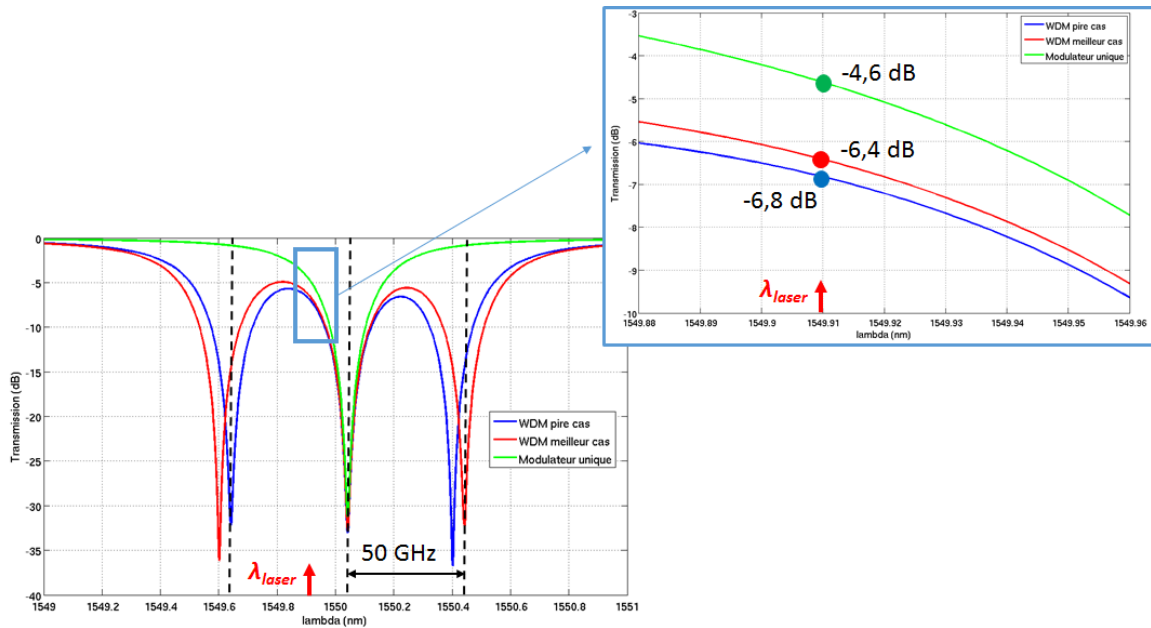


Figure 2.24 Transmission spectrale de modulateurs munis de la jonction 2, couplés à 10 % et espacés de 50 GHz. Modulateur seul (vert), état maximisant (rouge) et minimisant (bleu) le niveau haut.

2.2.8 Pénalité des canaux adjacents du récepteur

Dans ce paragraphe, nous présentons un modèle statique basé sur le modèle idéal qui nous permet d'optimiser les anneaux *Add-drop* du démultiplexeur pour différents espacements entre canaux. Nous avons considéré dans ces travaux des anneaux *Add-drop* symétriques, c'est-à-dire, en reprenant les notations de la Figure 2.6, des anneaux qui ont des couplages, K_1 et K_2 égaux. Nous optimisons le coefficient de couplage de filtres de rayon $8 \mu\text{m}$ pour des espacements allant de 50 GHz à 300GHz. Nous négligeons dans cette partie l'effet de la bande passante optique limitée des filtres utilisés.

Modèle statique

La perte d'insertion du filtre T_{max} est définie par l'équation (2-13). Lorsqu'on augmente le coefficient de couplage, la perte d'insertion diminue (Figure 2.8), et la résonance s'élargit, ce qui augmente le niveau de diaphonie. Il existe donc un compromis à trouver entre pertes d'insertion et rejet des canaux pour un espacement entre canaux $\Delta\lambda_{WDM}$ donné.

Considérons un démultiplexeur constitué de N filtres *Add-drop* espacés de $\Delta\lambda_{WDM}$. Les transmissions spectrales du port *Drop* des anneaux sont représentées en Figure 2.25 dans le cas où $N = 5$. Nous étudions l'impact des canaux adjacents sur le canal central en nous référant à [62]. Le filtre du canal central a une transmission $T_{max} = G'_1$ au centre. Il rejette les signaux optiques des canaux adjacents à des transmissions G'_i , i allant de 2 à 5.

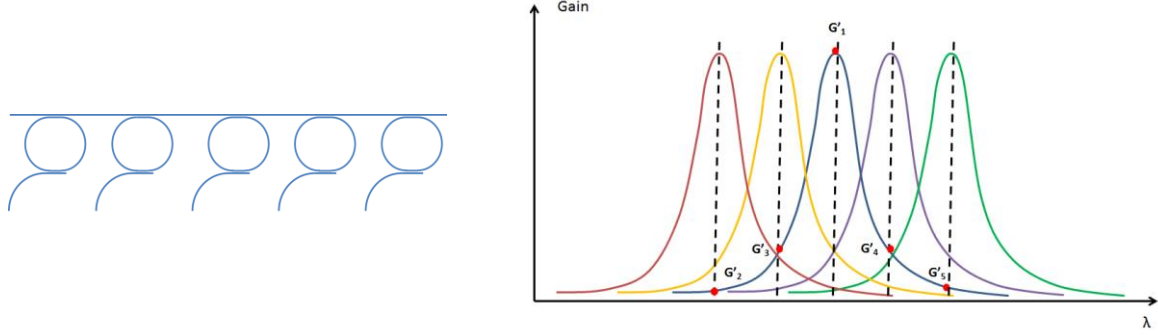


Figure 2.25 Schéma représentatif de la réponse spectrale d'un démultiplexeur à 5 longueurs d'onde.

On considère que les signaux optiques des différents canaux sont générés par des modulateurs alimentés par une puissance incidente P_{in} et de gains G_1 (resp. G_0) à l'état haut (resp. à l'état bas). En généralisant à N canaux, la puissance optique filtrée par le filtre central s'écrit :

$$P = P_{in} G'_1 G_{\delta_1} + P_{in} \sum_{i=2}^N G'_i G_{\delta_i}, \quad (2-22)$$

où $\delta_i = 1$ si le i -ème canal est à l'état haut et $\delta_i = 0$ si il est à l'état bas.

On prend en compte l'impact des canaux adjacents sur le canal central en se plaçant dans un cas minimisant l'OMA. Si le canal central est à l'état haut, ie si $\delta_1 = 1$, on minimise le niveau haut en plaçant les autres canaux à l'état bas ie $\delta_i = 0$ pour i allant de 2 à N . Si le canal étudié est à l'état bas, ie si $\delta_1 = 0$, on maximise le niveau bas en plaçant les autres canaux à l'état haut, ie $\delta_i = 1$ pour i allant de 2 à N .

Dans le cas du canal central seul, l'OMA du signal en sortie du filtre s'écrit :

$$OMA_{no_xtalk}(P_{in}) = P_{in} G'_1 (G_1 - G_0). \quad (2-23)$$

En prenant en compte la diaphonie dans son pire cas, l'OMA s'écrit :

$$OMA_{xtalk}(P_{in}) = P_{in} (G_1 - G_0) (G'_1 - \sum_{i=2}^N G'_i). \quad (2-24)$$

On définit la pénalité en puissance de la diaphonie en réception comme le rapport :

$$PP_{xtalk_Rx} = \frac{P'_{in}}{P_{in}} \quad (2-25)$$

tel que :

$$OMA_{no_xtalk}(P'_{in}) = OMA_{xtalk}(P_{in}). \quad (2-26)$$

Il s'agit du facteur par lequel on doit augmenter la puissance d'entrée pour obtenir l'OMA que l'on aurait sans canaux adjacents. Ainsi, on a :

$$PP_{xtalk_Rx} = \frac{G'_1}{G'_1 - \sum_{i=2}^N G'_i}. \quad (2-27)$$

La pénalité totale est la somme de la contribution de la diaphonie et de la perte d'insertion du filtre :

$$PP_{tot}^{Rx} = T_{max} + PP_{xtalk}^{Rx}. \quad (2-28)$$

A partir de ce modèle, nous allons optimiser le coefficient de couplage des filtres pour chaque espacement entre canaux de manière à trouver le meilleur compromis entre pertes d'insertion et diaphonie. Nous trouverons un optimum de couplage en considérant deux

valeurs de pertes de cavité différentes correspondant à une valeur typique de guide d'onde droit passif de **500 dB/m** (3.2) et la valeur de pertes passives de **1300 dB/m** estimée en section 3.3.5. De même que pour les valeurs de pertes des modèles de jonction de la section 2.2.6, cette valeur a été estimée au chapitre 3 de manière approximative et elle est à prendre avec précaution.

Canaux à prendre en compte

Nous nous limitons ici aux quatre plus proches canaux c'est-à-dire aux deux canaux à gauche et aux deux canaux à droite du canal étudié. Considérons cinq filtres disposés en série représentés sur la Figure 2.26.a. La Figure 2.26.b représente la transmission spectrale du port *Drop* des cinq filtres (traits pleins) ainsi que le port *Through* du cinquième filtre (pointillés). Le canal central que l'on étudie est tracé en trait épais (couleur bleue). Les deux canaux de gauche étant filtrés par les deux anneaux de gauche, seuls les canaux de droite ont un impact sur le canal central dans ce cas. Nous allons donc optimiser le coefficient de couplage des anneaux en **considérant les canaux adjacents à droite du canal étudié**.

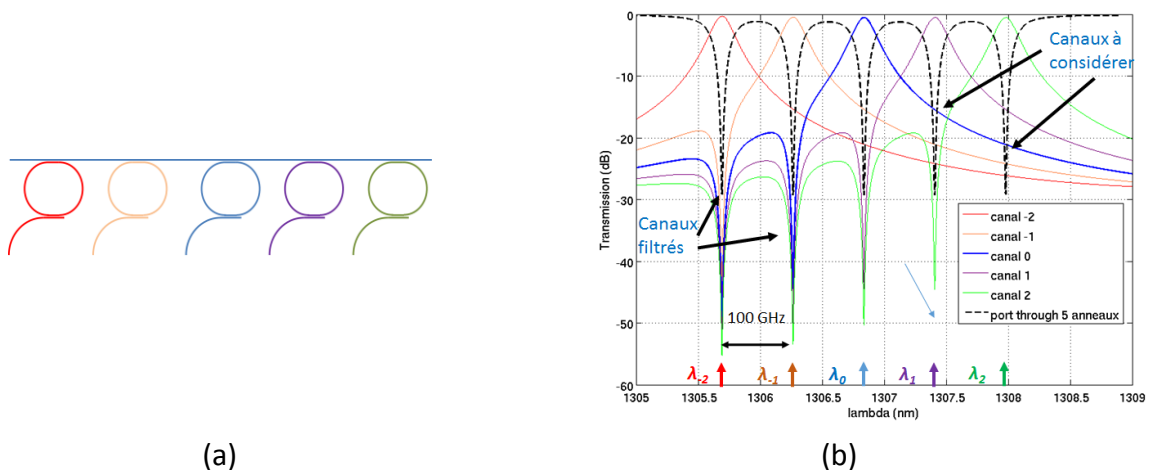


Figure 2.26 Démultiplexeur à cinq longueurs d'onde : (a) schéma du circuit et (b) réponses spectrales.

Résultats

La Figure 2.27 représente la pénalité PP_{tot}^{Rx} (équation (2-28)) calculée en dB en fonction du coefficient de couplage des filtres *Add-drop* pour des espacements de 300 GHz, 200 GHz, 100 GHz et 50 GHz. La pénalité est tracée pour des pertes de cavité de 500 dB/m (courbes bleues) et 1300 dB/m (courbes rouges) et dans chaque cas **un minimum de pénalité est atteint, ce qui correspond au meilleur compromis entre pertes d'insertion et rejet des canaux adjacents**.

Ces valeurs ont été choisies pour montrer l'influence que peut avoir le niveau de perte sur l'optimisation du couplage des anneaux. La pénalité optimale, le coefficient de couplage, le facteur de qualité, la largeur à mi-hauteur (en GHz) et le taux de réjection du plus proche canal sont indiqués dans le Tableau 2-7 et le Tableau 2-8 pour les pertes de 500 dB/m et 1300 dB/m respectivement.

Lorsqu'on diminue l'espacement entre canaux, on doit affiner le filtre de manière à suffisamment rejeter les canaux adjacents, ce qui correspond à une **diminution du couplage**

optimal. La perte d'insertion du filtre et la pénalité sont donc plus élevées. A la perte de 1300 dB/m, on a un couplage optimal de 18 % à 300 GHz et un couplage optimal de 6,5 % à 50 GHz. On remarque également **qu'une augmentation des pertes dans la cavité a pour conséquence d'augmenter le couplage optimal et la pénalité correspondante.** Dans la suite de ces travaux, nous allons considérer une perte typique de 1300 dB/m et les coefficients de couplage visés seront ceux indiqués dans le Tableau 2-8

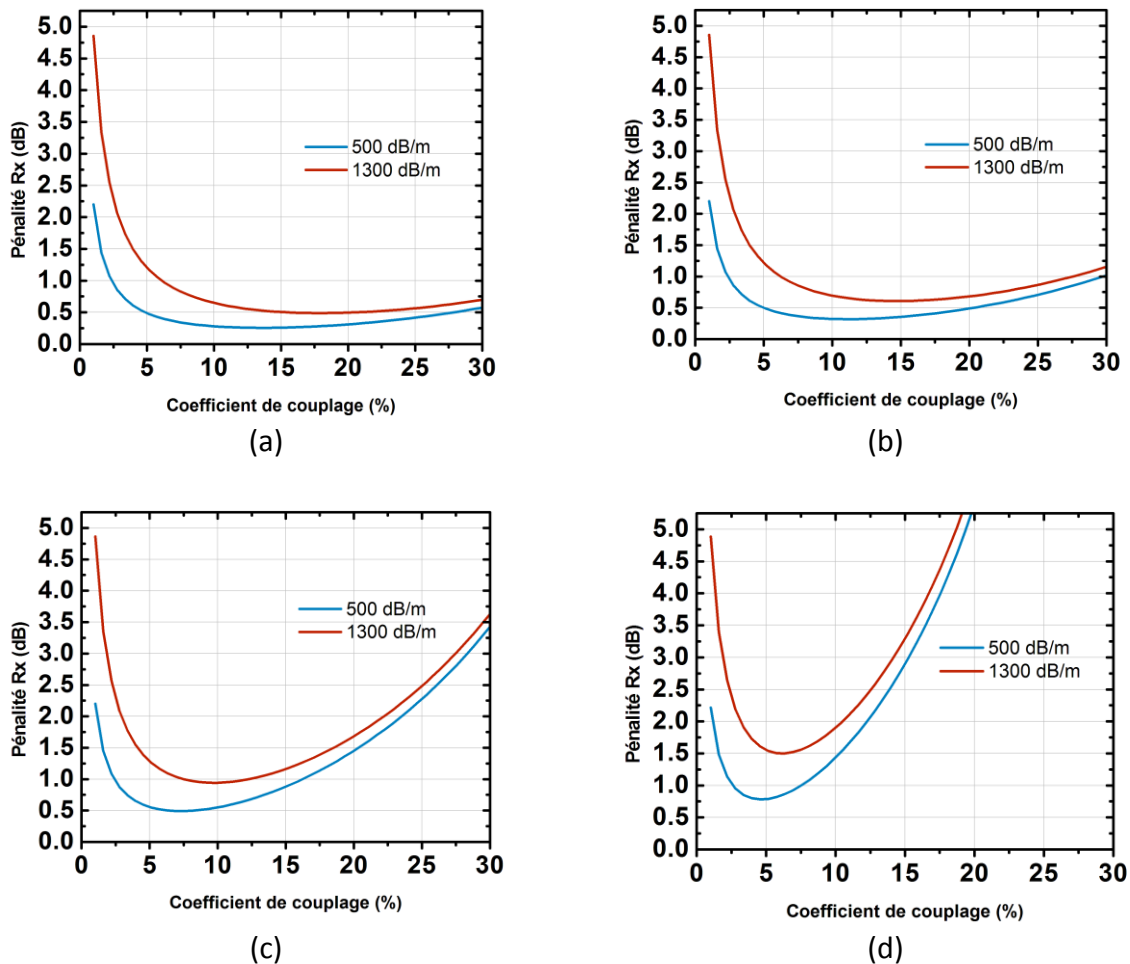


Figure 2.27 Pénalité du récepteur fonction du coefficient de couplage pour des espacements entre canaux de (a) 300 GHz (b) 200 GHz (c) 100 GHz et (d) 50 GHz. Les courbes bleues et rouges correspondent à des pertes de cavité de 500 dB/m et 1300 dB/m respectivement.

	300 GHz	200 GHz	100 GHz	50 GHz
Pénalité	0,25 dB	0,3 dB	0,5 dB	0,8 dB
Couplage optimal	13%	11 %	7,5 %	4,5 %
Facteur Q (largeur à mi-hauteur)	3500 (70 GHz)	4000 (50 GHz)	6000 (35 GHz)	10000 (20 GHz)
Réjection	-19 dB	-18 dB	-15 dB	-14 dB

Tableau 2-7 Caractéristiques des couplages optimaux d'un filtre *Add-drop* symétrique de rayon 8 μm et de perte 500 dB/m.

	300 GHz	200 GHz	100 GHz	50 GHz
Pénalité	0,5 dB	0,6 dB	0,9 dB	1,5 dB
Couplage optimal (largeur à mi-hauteur)	18%	15 %	10 %	6,5 %
Facteur Q	2500 (90 GHz)	3000 (70 GHz)	5000 (50 GHz)	7500 (30 GHz)
Réjection	- 16 dB	-15 dB	-13 dB	-11 dB

Tableau 2-8 Caractéristiques des couplages optimaux d'un filtre *Add-drop* symétrique de rayon 8 μm et de perte 1300 dB/m.

2.2.9 Limites du modèle statique du démultiplexeur

Les pénalités calculées ne prennent pas en compte **l'effet de la bande passante des filtres**. En pratique, lorsqu'on considère les signaux en régime dynamique, la densité spectrale de puissance d'un signal NRZ-OOK a une certaine largeur spectrale liée au débit de données DR comme représenté sur la Figure 2.28 : la densité spectrale de puissance d'un signal NRZ-OOK de porteuse λ_0 a un lobe principal de largeur $2 \times DR$ centré sur λ_0 . Plus le débit de données considéré est élevé, plus le spectre du signal sera large et plus le signal subira une distorsion importante pour un filtre ayant un facteur de qualité (et donc une largeur à mi-hauteur) donné. A 300 GHz d'espacement, la largeur à mi-hauteur des filtres optimisés est comprise entre 55 GHz et 90 GHz, ce qui laisse à penser que la distorsion subie sera négligeable pour les débits de donnée considérés (largeur du lobe principale de 50 GHz à 25 Gbit/s). A 50 GHz d'espacement, la largeur à mi-hauteur des filtres est comprise entre 17 GHz et 30 GHz, ce qui aura certainement un impact sur la qualité des signaux si l'on considère un débit de données de 25 Gbit/s.

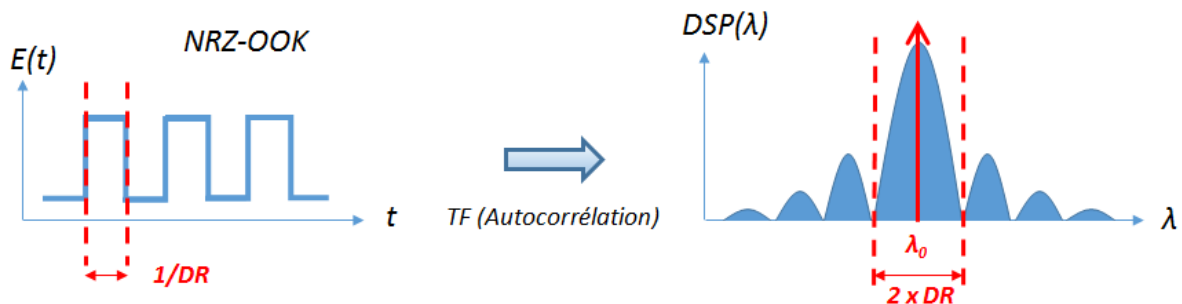


Figure 2.28 Schéma représentant le signal NRZ-OOK et son spectre.

2.2.10 Synthèse

A partir du modèle idéal des résonances, nous avons évalué différentes pénalités :

- La pénalité du modulateur TP dépend fortement de la position de la résonance par rapport à la porteuse. Il existe une position optimale qui la minimise et qui est prédite par notre modèle. Cette pénalité a été évaluée en fonction du coefficient de couplage.
- La pénalité due aux modulateurs adjacents est également évaluée. Deux modulateurs ont été étudiés correspondant à des débits de 10 Gbit/s et 25 Gbit/s. Le modulateur à 10 Gbit/s est plus étroit dans le spectre et autorise un espacement de 50 GHz pour une pénalité de l'ordre de quelques dixièmes de dB. En revanche, le modulateur à 25 Gbit/s est plus large dans le spectre et le signal est fortement dégradé à cet espacement.
- Nous avons optimisé les filtres du démultiplexeur pour différents espacements entre canaux en prenant en compte à la fois les pertes d'insertion et la diaphonie en réception.

Nous allons à présent confirmer le modèle statique présenté par des simulations en dynamique.

2.3. MODELISATION DYNAMIQUE DU SYSTEME

Dans ce paragraphe, nous mettons en œuvre des simulations dynamiques pour confirmer les tendances que nous avons décrites en statique et évaluer de nouveaux termes de pénalité liés au comportement dynamique du système de transmission. Nous utilisons l'outil commercial [130] et présentons les résultats de simulation sous la forme de **diagrammes de l'œil**. La responsivité des photodiodes est de 1 A/W, ce qui permet de **traduire directement les diagrammes de l'œil en intensité de courant en mW de puissance optique**. Aucun bruit n'est modélisé afin de faire clairement apparaître les effets que nous voulons mettre en évidence. Enfin, les signaux électriques provenant de la photodiode sont filtrés avec une bande passante de 7,5 GHz et 18,75 GHz pour des débits de donnée de 10 Gbit/s et 25 Gbit/s respectivement (soit un ratio de 75 %).

2.3.1 Simulations dynamiques de l'anneau

Nous utilisons un modèle de modulateur de l'outil commercial [130] qui prend en compte la dynamique du modulateur en utilisant des éléments primitifs qui modélisent le retard optique introduit par la cavité sur le signal [131]. En revanche, l'outil ne prend pas en compte la bande passante électrique.

Un exemple de fichier de simulation est donné en Figure 2.29. Un laser émettant une puissance optique de 0 dBm à une longueur d'onde variable alimente un modulateur optique correspondant au modèle de la Figure 2.11. On génère **une séquence binaire pseudo-aléatoire** (PRBS de l'anglais *pseudo-random binary sequence*) qui est convertie en signal électrique de pilotage du modulateur. Ce signal prend des valeurs comprises **entre 0 V et 2 V**, ce qui sera le cas dans toutes les simulations présentées. Le signal optique est converti en courant grâce à une photodiode, filtré par un filtre passe-bas et observé à l'oscilloscope.

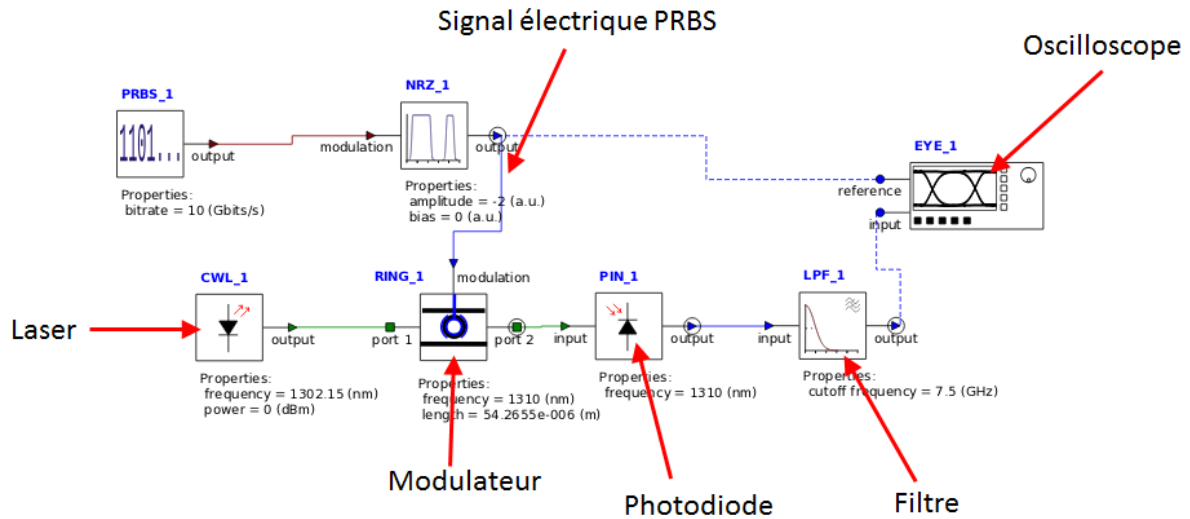


Figure 2.29 Fichier de simulation qui met en œuvre un modulateur correspondant à celui de la Figure 2.11.

On effectue différentes simulations en faisant varier la longueur d'onde de la porteuse optique par pas de 10 pm. A chaque longueur d'onde, on relève l'amplitude du signal et on calcule la pénalité associée. Les diagrammes de l'œil correspondant et les pénalités associées sont représentées en Figure 2.30. On retrouve une pénalité TP_{min} d'environ 9 dB qui correspond à un décalage de 20 pm par rapport à la résonance comme simulé en statique (Figure 2.14).

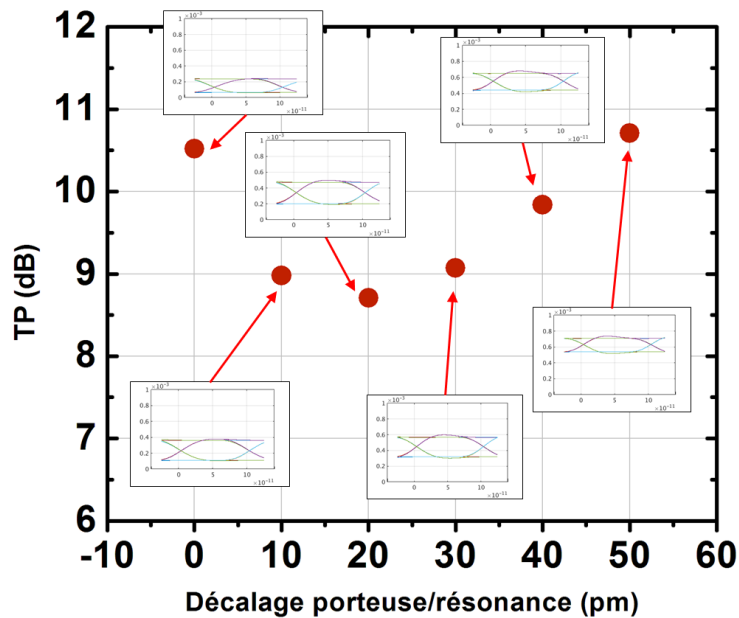


Figure 2.30 Simulation dynamique : pénalité en puissance vs décalage entre longueur d'onde du laser et position de la résonance à 0 V.

2.3.2 Simulation du transmetteur

On étudie ici l'effet des canaux adjacents au niveau du transmetteur en utilisant deux fichiers de simulation représentés en Figure 2.31. Le premier met en œuvre un laser, un modulateur en anneau et un photo-détecteur de manière à caractériser le signal optique

sans modulateurs adjacents. Deux modulateurs en anneau sont ajoutés de chaque côté du modulateur alloué au canal étudié pour étudier leur effet sur le signal.

Des simulations sont effectuées pour **différents coefficients de couplage** et **différents espacements entre canaux** (de 300 GHz à 50 GHz) pour des débits de donnée de **10 Gbit/s** et **25 Gbit/s** auxquels on associe les deux jonctions présentées dans le Tableau 2-4. **Les diagrammes de l'œil sont tous représentés avec la même échelle verticale de manière à comparer les différentes simulations entre elles en termes de pénalité.**

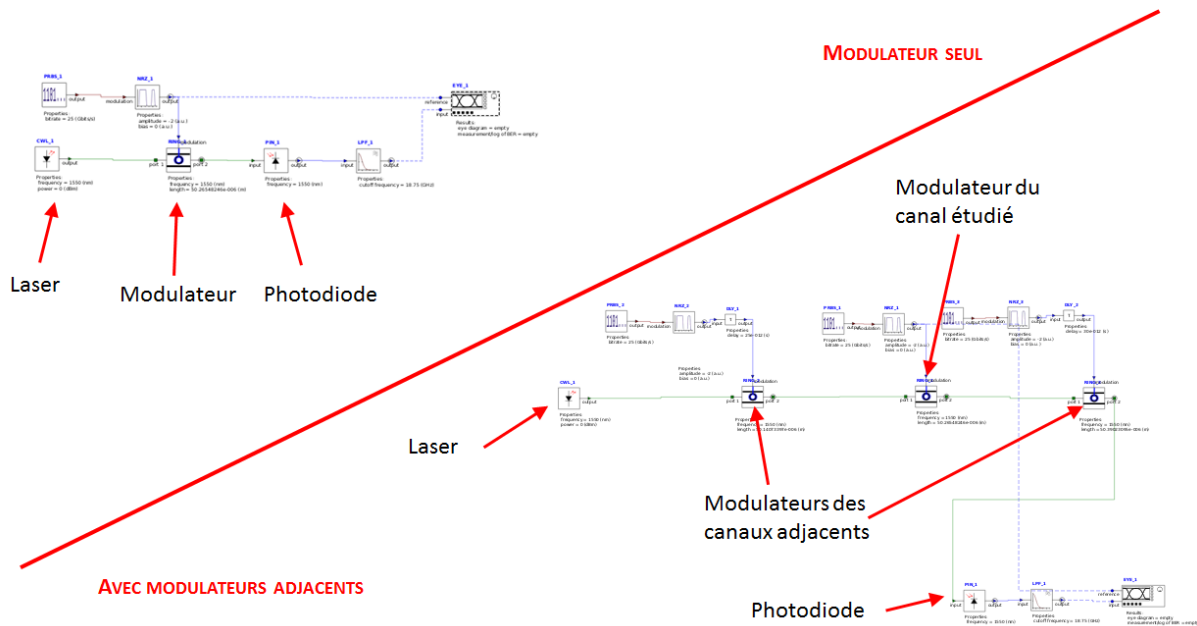


Figure 2.31 Circuits de simulation du transmetteur en dynamique.

Simulations à 10 Gbit/s

Les diagrammes de l'œil correspondant aux différents espacements sont représentés dans le Tableau 2-9 pour des couplages de 2 %, 4 % et 7 %. Lorsqu'on augmente le couplage pour une configuration donnée, **l'amplitude des diagrammes de l'œil est plus faible, ce qui correspond à une augmentation de la pénalité** conforme à celle calculée en statique comme représenté sur la Figure 2.32.a. Les diagrammes de l'œil sont peu affectés par la diminution de l'espacement entre canaux, ce qui confirme que **la pénalité due aux anneaux adjacents reste faible dans le cas de ce modulateur.**

On définit l'ouverture de l'œil *EO* exprimé en mW ou en dBm comme la différence entre le plus bas des niveaux hauts et le plus haut des niveaux bas au centre du diagramme de l'œil. La Figure 2.33 représente les diagrammes de l'œil correspondant au pire cas (couplage de 7 %) sans modulateur adjacent et avec deux modulateurs espacés de 50 GHz : l'ouverture de l'œil est peu affectée, ce qui traduit un impact modéré des modulateurs adjacents. Si on calcule le rapport entre ces deux ouvertures, on obtient une pénalité proche celle obtenue en statique (2.2.7).

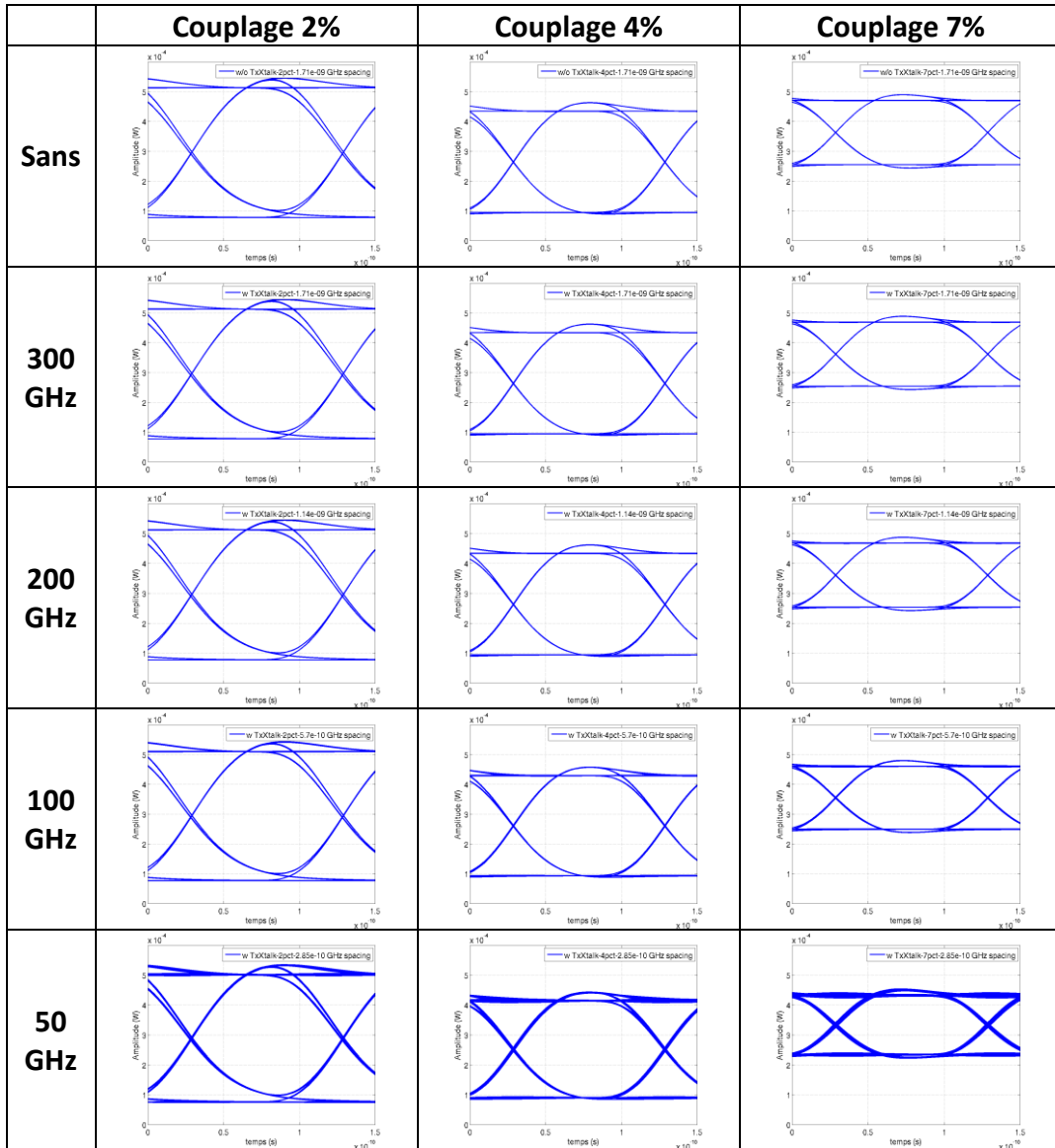


Tableau 2-9 Diagrammes de l'œil à 10 Gbit/s pour différents espacements entre canaux et différents coefficients de couplage.

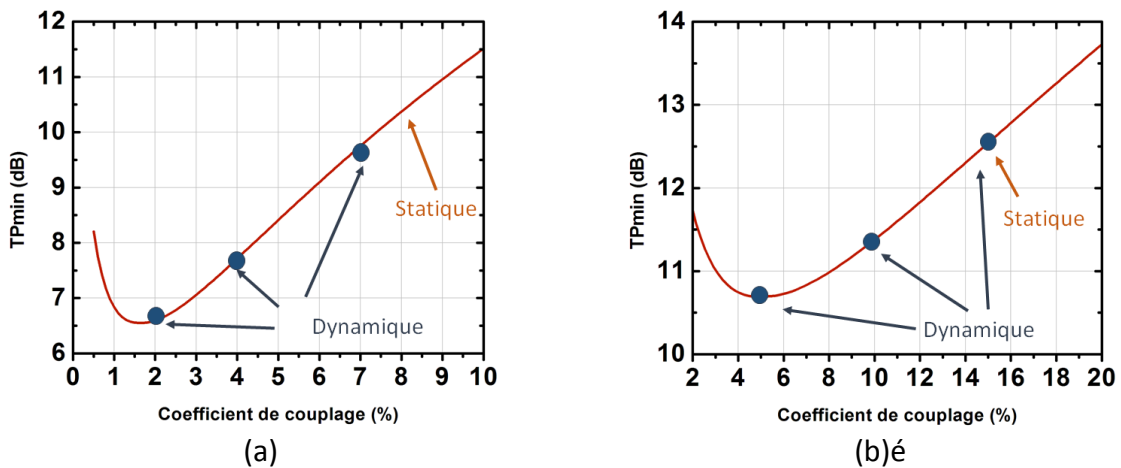


Figure 2.32 Comparaison des pénalités en statique et en dynamique (a) à 10 Gbit/s et (b) à 25 Gbit/s.

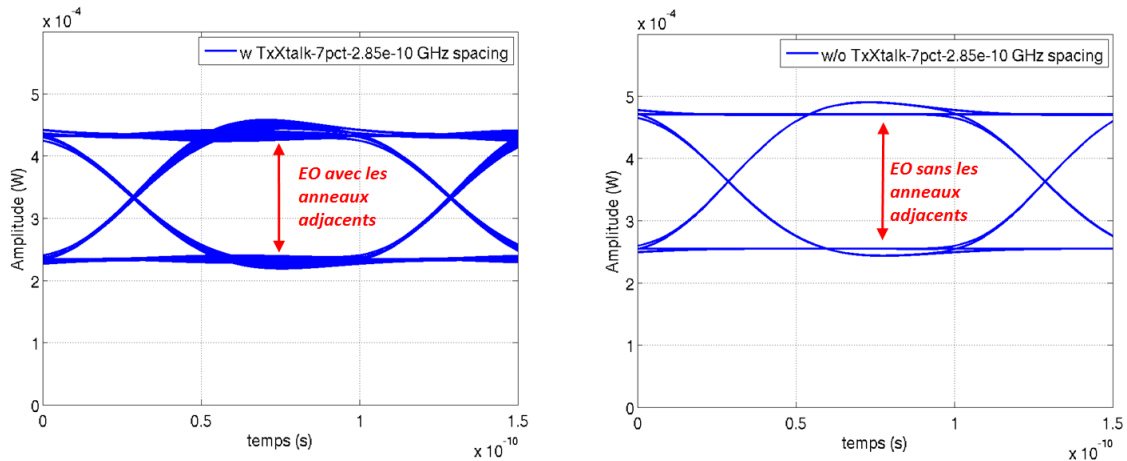


Figure 2.33 Diagrammes de l'œil avec (gauche) et sans (droite) modulateurs adjacents en transmission pour un espacement de 50 GHz et un couplage de 7 %.

Simulations à 25 Gbit/s

Nous présentons ici des simulations effectuées à 25 Gbit/s. Les résultats sont présentés dans le Tableau 2-10 pour des couplages de 5 %, 10 % et 15 %. Comme expliqué précédemment, on observe une diminution de l'OMA lorsqu'on augmente le couplage des modulateurs qui est en accord avec la pénalité calculée en statique (Figure 2.32.b). Les diagrammes de l'œil se dégradent lorsqu'on diminue l'espacement entre canaux, le pire cas correspondant à l'espacement de 50 GHz et au couplage le plus élevé. A partir d'un espacement de 100 GHz, on observe un élargissement des traces des diagrammes de l'œil : les modulateurs adjacents ont un effet non-négligeable sur le signal transmis, ce qui correspond à des pénalités de l'ordre de 0,1 dB calculées en statique (2.2.7). A un espacement de 50 GHz, on observe une forte dégradation du signal optique et un dédoublement des niveaux hauts et bas sur le diagramme. Cette forte dégradation correspond à des pénalités supérieures à 1 dB en statique.

Conclusion

Les simulations dynamiques du transmetteur présentées sont en accord avec les pénalités calculées en statique. **On retrouve la même dépendance de la pénalité vis-à-vis du coefficient de couplage des modulateurs et l'effet des canaux adjacents sur les diagrammes de l'œil est en accord avec les pénalités calculées en statique.**

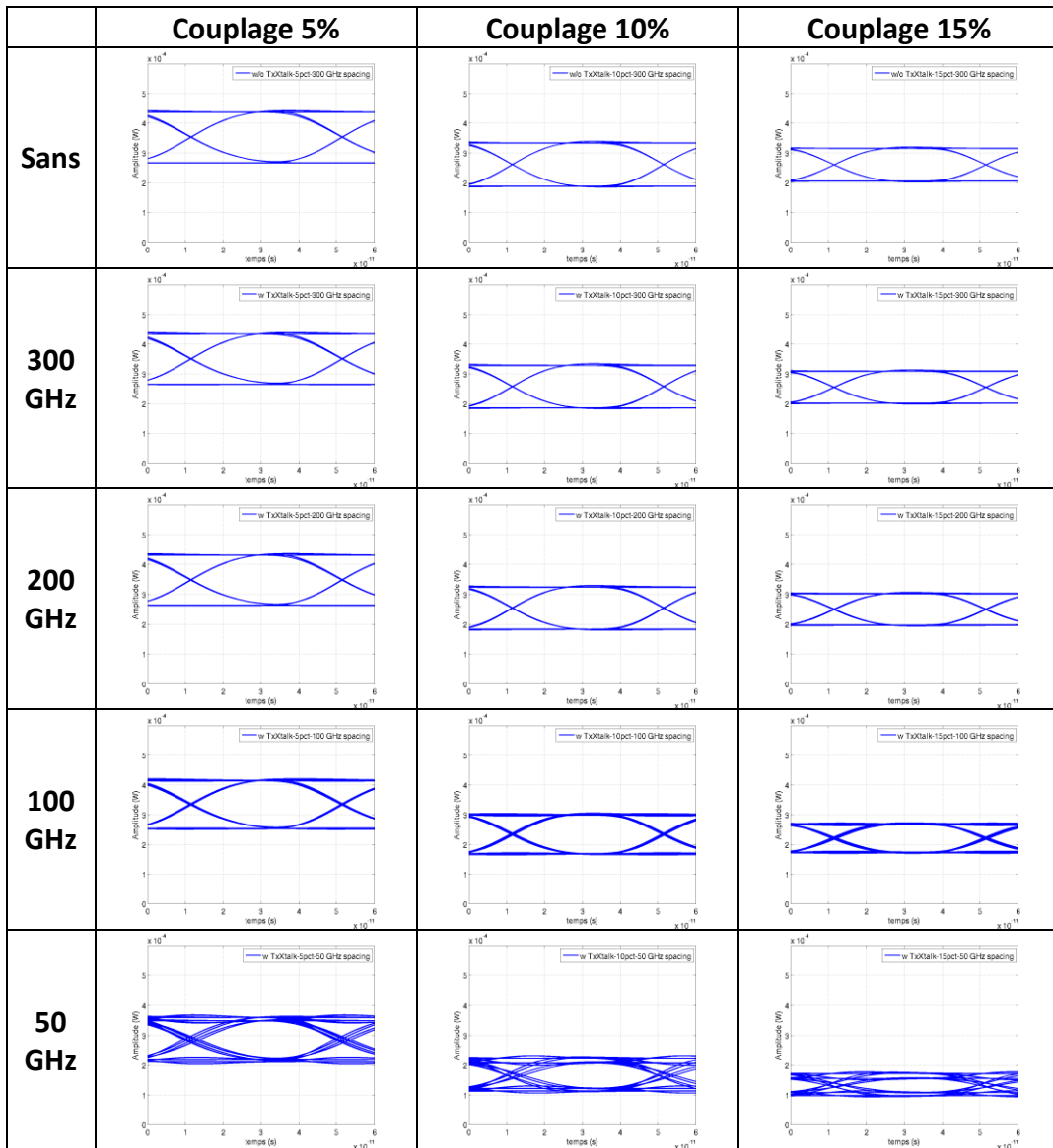


Tableau 2-10 Diagrammes de l'œil à 25 Gbit/s pour différents espacements entre canaux et différents coefficients de couplage.

2.3.3 Bande passante du récepteur et fermeture de l'œil

Nous étudions ici l'effet de la largeur spectrale du filtre sur la qualité du signal. Comme expliqué en 2.2.8, un facteur de qualité trop élevé dégrade le signal, ce qui se traduit par **une pénalité supplémentaire du fait de la réduction de la bande passante optique de l'anneau**. Dans ce paragraphe, nous présentons des simulations effectuées avec le montage de la Figure 2.34 : une porteuse laser est modulée par un modulateur idéal et est ensuite filtrée par un filtre *Add-drop*. Le filtre est symétrique (même couplage en haut et en bas) et on fixe la **perte de cavité à 1300 dB/m**. Nous faisons varier les **coefficients de couplage des filtres entre 2 % et 15 %** et observons les diagrammes de l'œil correspondant.

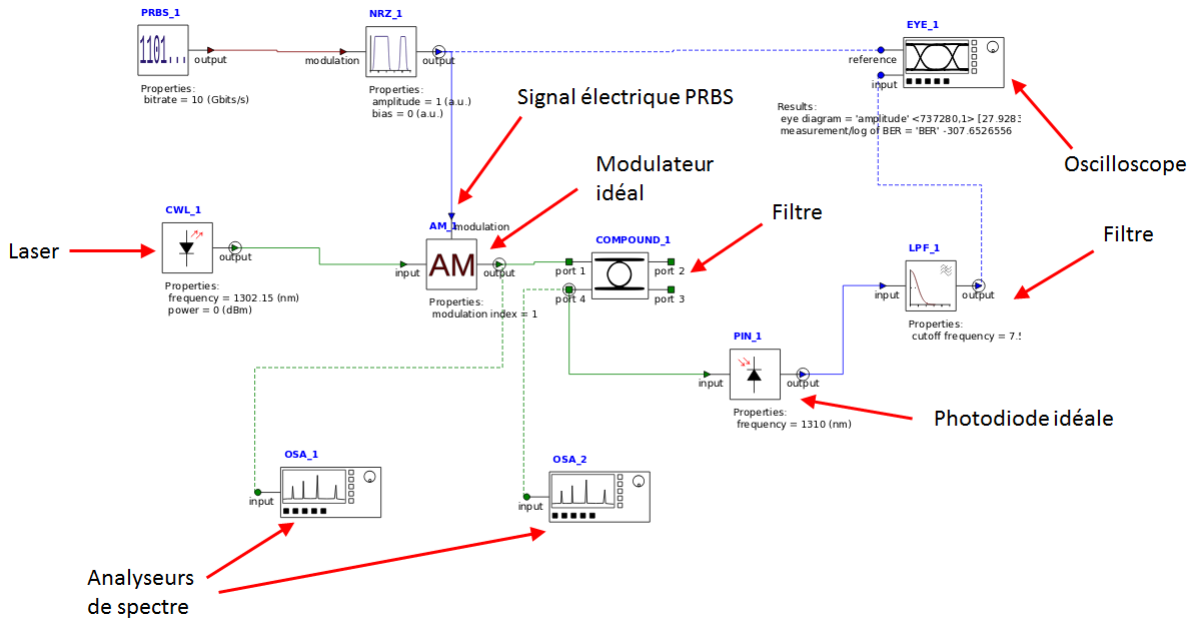


Figure 2.34 Circuit de caractérisation du filtre Add-drop seul.

Pour chacune des simulations, on représente **le spectre du signal avant et après modulation et le diagramme de l'œil**. On relève l'*OMA* et l'ouverture de l'œil *EO* (définie en 2.3.2). On compare l'*OMA* et l'*EO* à l'amplitude du signal en entrée du filtre OMA_{ref} pour calculer la perte d'insertion du filtre en dynamique IL_{filter} et introduire une nouvelle pénalité liée à la bande passante limitée des filtres P_{EO} :

$$IL_{filter} = 10 \times \log\left(\frac{OMA_{ref}}{OMA}\right) \quad (2-29)$$

$$P_{EO} = 10 \times \log\left(\frac{OMA}{EO}\right) \quad (2-30)$$

Ces grandeurs sont représentées en Figure 2.35. P_{EO} représente le facteur par lequel on doit augmenter la puissance optique pour que l'ouverture de l'œil corresponde à l'*OMA*.

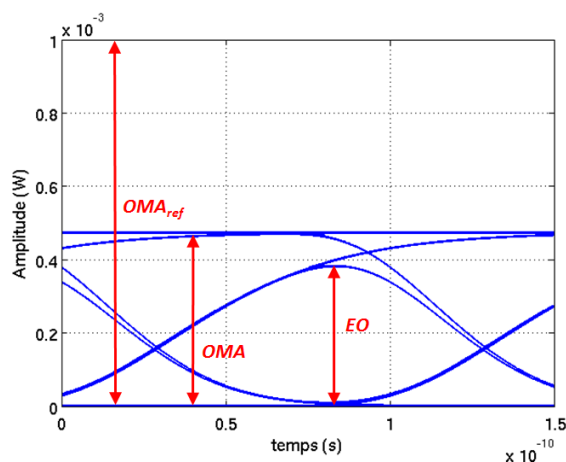


Figure 2.35 *OMA* de référence (1 mW), *OMA* et ouverture de l'œil *EO*.

Simulations à 10 Gbit/s

La Figure 2.36 trace la **perte d'insertion** et la **pénalité P_{EO}** en fonction du **couplage**. Les résultats sont résumés dans le Tableau 2-11 où, **pour chaque couplage, sont présentés le diagramme de l'œil, les densités spectrales de puissance des signaux avant et après filtrage, la perte d'insertion et la pénalité de distorsion**. On donne également la **bande passante optique à 3 dB** calculée à partir de l'équation (2-16). La perte d'insertion calculée à partir des diagrammes de l'œil est conforme à celle que l'on peut calculer en statique (équation 2-13). **La pénalité P_{EO} est inférieure à 0,5 dB pour les couplages considérés** en section 2.2.8.

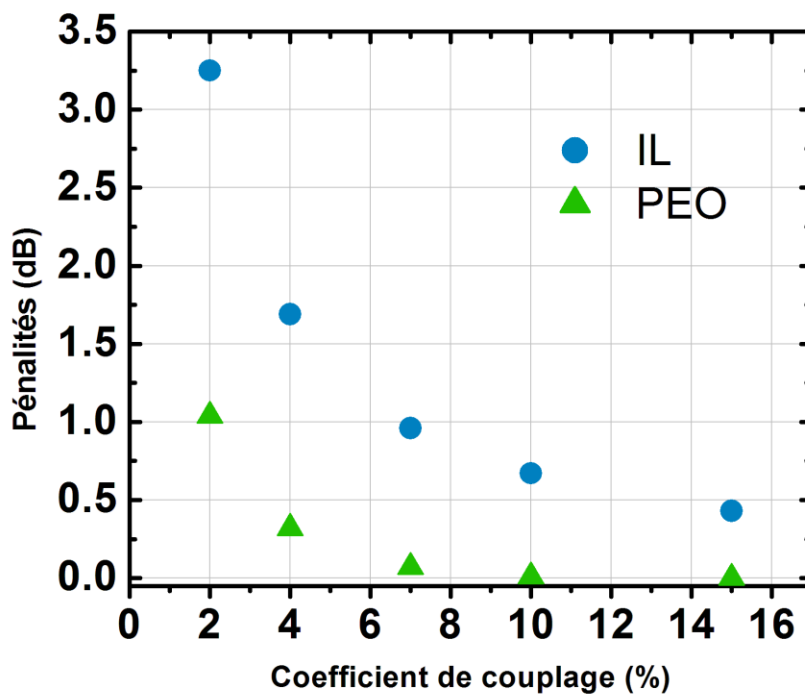


Figure 2.36 Pertes d'insertion et pénalité de distorsion du filtre pour différents coefficients de couplage.

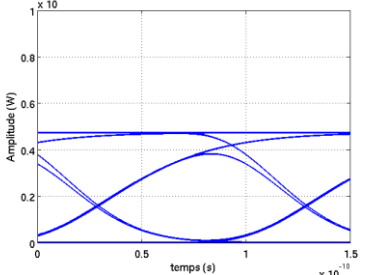
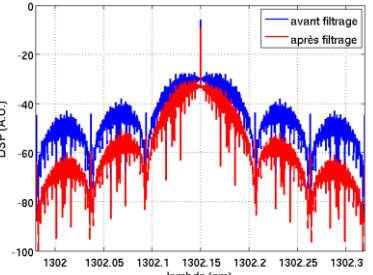
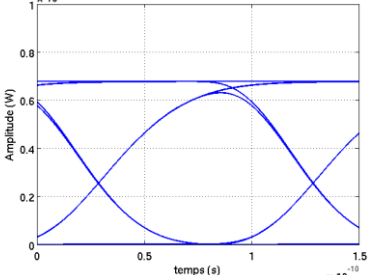
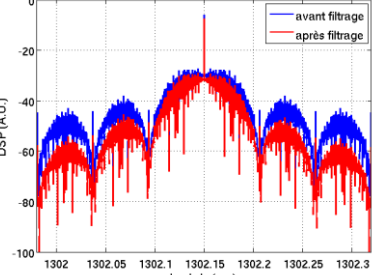
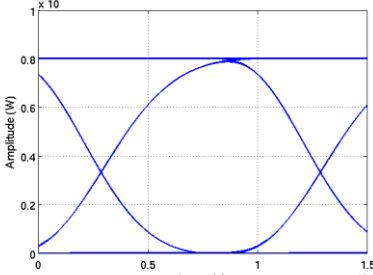
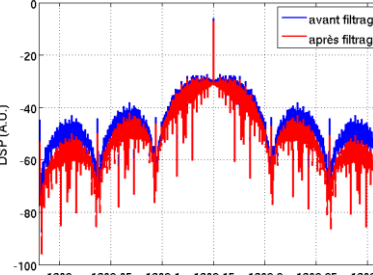
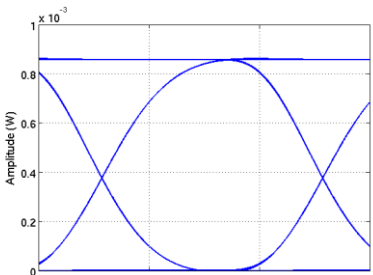
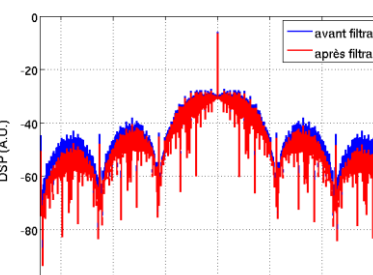
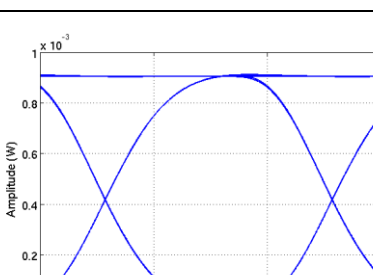
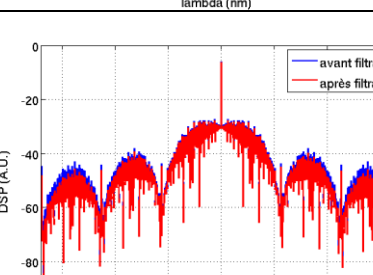
Couplages et bande passante du filtre	Pénalités	Diagramme de l'œil	Densités spectrales de puissance
<p>2 % 10 GHz</p>	<p>$IL = 3 \text{ dB}$ $P_{EO} = 1 \text{ dB}$</p>		
<p>4 % 20 GHz</p>	<p>$IL = 1,7 \text{ dB}$ $P_{EO} = 0,3 \text{ dB}$</p>		
<p>7 % 35 GHz</p>	<p>$IL = 1 \text{ dB}$ $P_{EO} < 0,1 \text{ dB}$</p>		
<p>10 % 50 GHz</p>	<p>$IL = 0,7 \text{ dB}$ $P_{EO} < 0,1 \text{ dB}$</p>		
<p>15 % 70 GHz</p>	<p>$IL = 0,4 \text{ dB}$ $P_{EO} < 0,1 \text{ dB}$</p>		

Tableau 2-11 Diagrammes d'œil et spectre du signal avant (bleu) et après (rouge) filtrage pour différents coefficients de couplage.

Simulation à 25 Gbit/s

Des simulations identiques sont effectuées à un débit de données de 25 Gbit/s. Les résultats sont résumés en Figure 2.37 et présentés dans le Tableau 2-12. Comme prévu en section 2.2.9, les signaux subissent de plus fortes dégradations et une interférence entre symboles significative à ce débit de données. Pour les couplages les plus faibles, on observe **une forte fermeture de l'œil correspondant à des pénalités P_{EO} de plusieurs dB**. La pénalité atteint des valeurs acceptables à partir de couplages de l'ordre de 7 % -10 %.

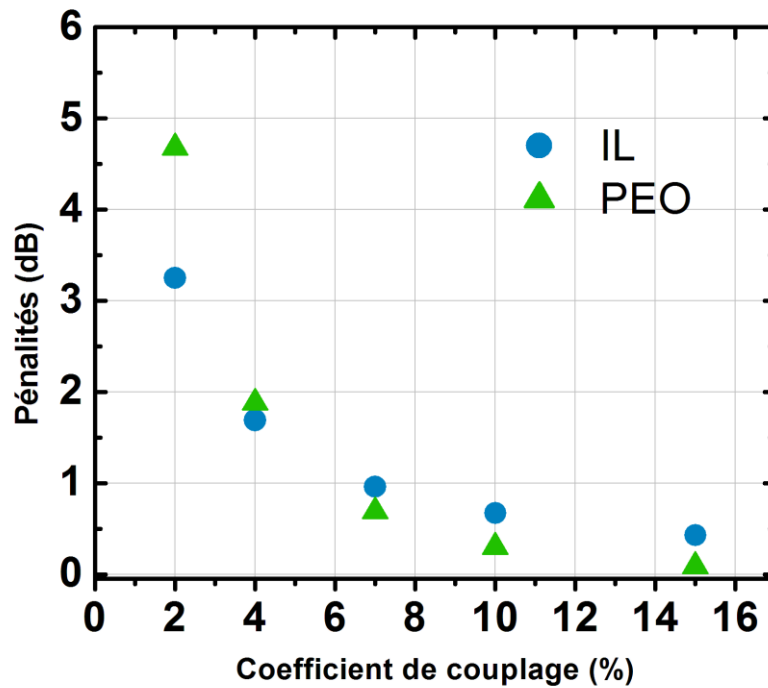


Figure 2.37 Pertes d'insertion et pénalité de distorsion du filtre pour différents coefficients de couplage

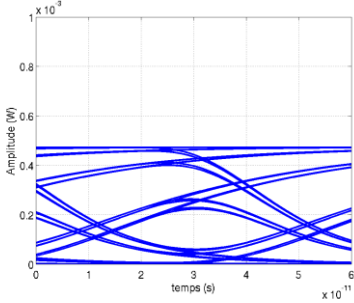
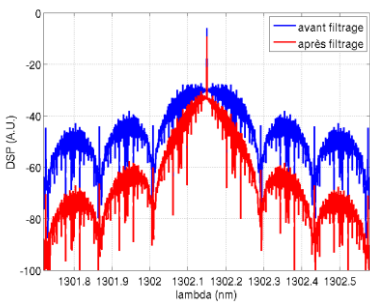
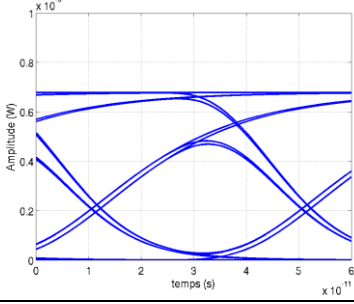
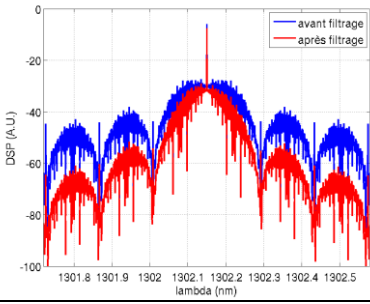
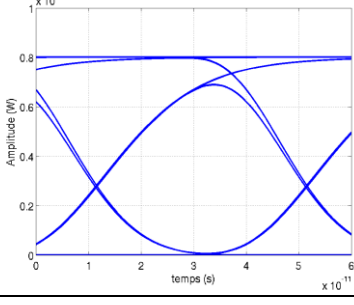
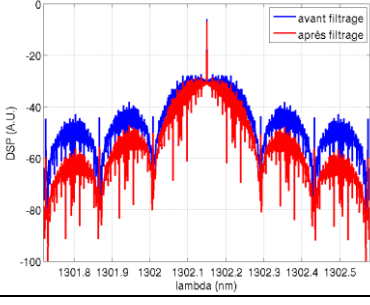
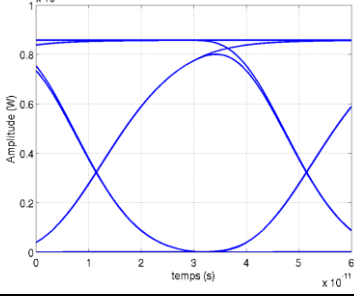
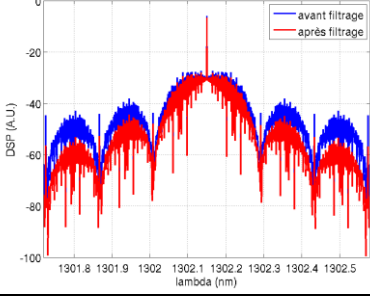
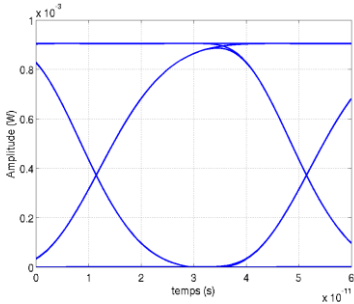
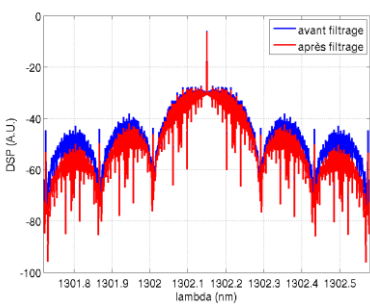
Couplages et bande passante du filtre	Pénalités	Diagramme de l'œil	Densités spectrales de puissance
2 % 10 GHz	$IL = 3 \text{ dB}$ $P_{EO} = 4,7 \text{ dB}$		
4 % 20 GHz	$IL = 1,7 \text{ dB}$ $P_{EO} = 1,9 \text{ dB}$		
7 % 35 GHz	$IL = 1 \text{ dB}$ $P_{EO} = 0,7 \text{ dB}$		
10% 50 GHz	$IL = 0,7 \text{ dB}$ $P_{EO} = 0,3 \text{ dB}$		
15% 70 GHz	$IL = 0,4 \text{ dB}$ $P_{EO} = 0,1 \text{ dB}$		

Tableau 2-12 Diagrammes d'œil et spectre du signal avant (bleu) et après (rouge) filtrage pour différents coefficients de couplage.

2.3.4 Simulation du démultiplexeur

Nous étudions ici la diaphonie au niveau du récepteur. Nous utilisons le montage de la Figure 2.38 : trois porteuses optiques sont modulées puis multiplexées grâce à un coupleur en étoile. La puissance des sources est fixée à 3 mW de manière à obtenir des signaux optiques ayant une amplitude de référence de 1 mW en entrée du démultiplexeur. Ces trois porteuses optiques sont démultiplexées par trois filtres en anneaux. Nous considérons des espacements entre canaux variant de 50 GHz à 300 GHz et dans chacun des cas **on fait varier le couplage autour des valeurs optimales statiques calculées en 2.2.8 (+/- 20 % en relatif)**. On observe le diagramme de l'œil du canal central et on quantifie la qualité du signal **en relevant l'ouverture de l'œil EO en dBm**. Les résultats à 10 Gbit/s et à 25 Gbit/s sont donnés dans le Tableau 2-13 et le Tableau 2-14 respectivement.

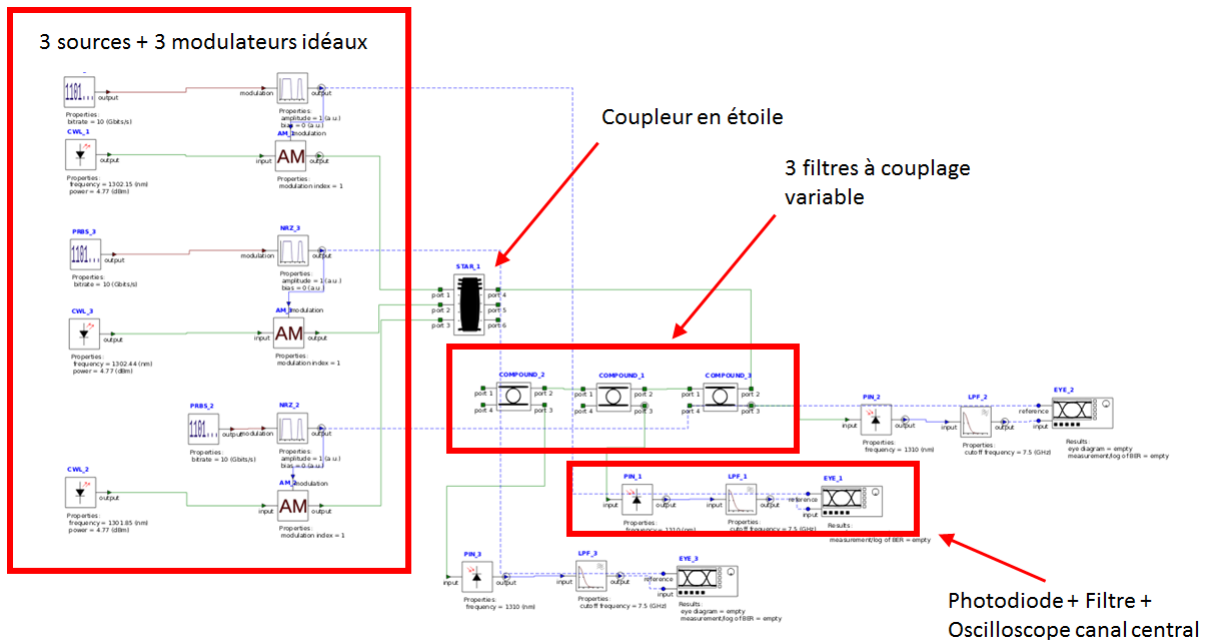


Figure 2.38 Circuit de caractérisation de la diaphonie en réception.

Simulations à 10 Gbit/s

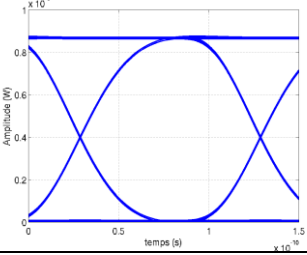
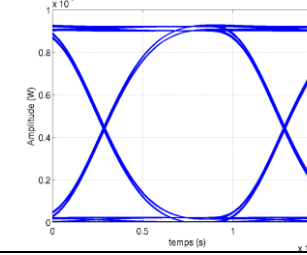
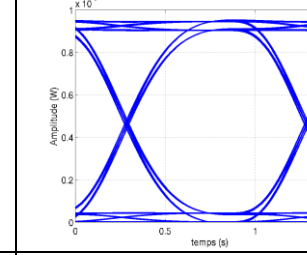
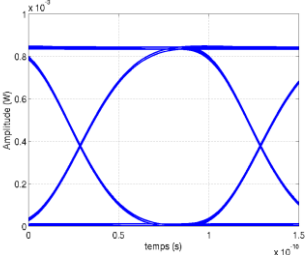
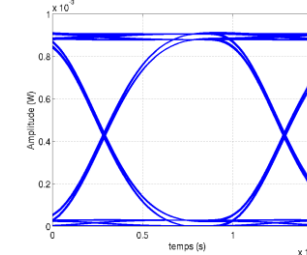
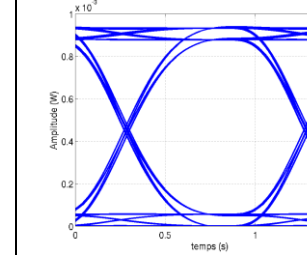
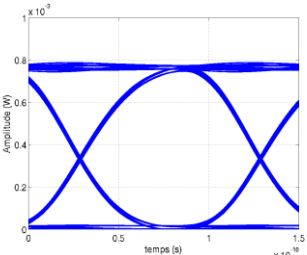
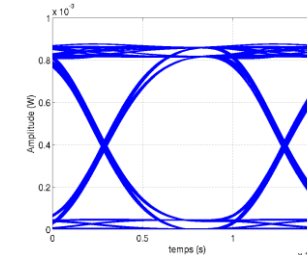
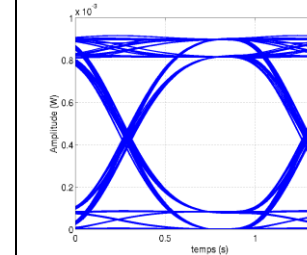
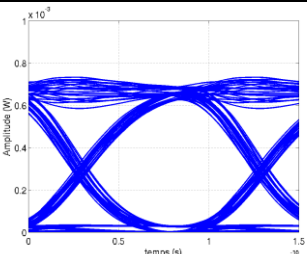
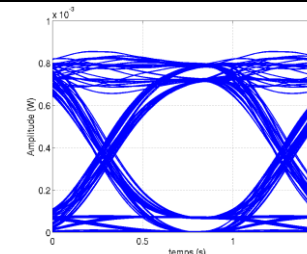
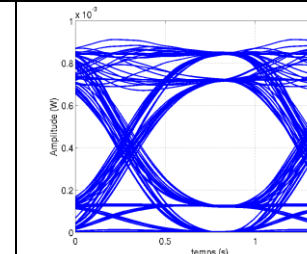
	Couplage optimal -20%	Couplage optimal	Couplage optimal + 20%
300 GHz	$K = 11 \% EO = -0,67 \text{ dBm}$	$K = 18 \% EO = -0,55 \text{ dBm}$	$K = 25 \% EO = -0,65 \text{ dBm}$
			
200 GHz	$K = 9 \% EO = -0,85 \text{ dBm}$	$K = 15 \% EO = -0,7 \text{ dBm}$	$K = 21 \% EO = -0,85 \text{ dBm}$
			
100 GHz	$K = 6 \% EO = -1,35 \text{ dBm}$	$K = 10 \% EO = -1,12 \text{ dBm}$	$K = 14 \% EO = -1,35 \text{ dBm}$
			
50 GHz	$K = 4 \% EO = -2,24 \text{ dBm}$	$K = 6,5 \% EO = -1,93 \text{ dBm}$	$K = 9 \% EO = -2,29 \text{ dBm}$
			

Tableau 2-13 Diagrammes de l'œil pour différents couplages et différents espacements entre canaux. Les ouvertures d'œil sont indiquées en dBm.

Pour un espacement entre canaux donné, on remarque que les niveaux haut et bas des diagrammes de l'œil s'élargissent lorsqu'on augmente le couplage : il s'agit d'une augmentation du niveau de diaphonie dû à l'élargissement spectral des filtres. Lorsque la diaphonie est suffisamment élevée, on distingue deux niveaux hauts et deux niveaux bas qui correspondent aux niveaux hauts et bas du canal adjacent de droite, celui de gauche ayant été filtré par le filtre correspondant. Un exemple est donné Figure 2.39 qui correspond à un couplage de 18 % et à un espacement de 300 GHz. En calculant le rapport entre l'amplitude de l'œil et l'amplitude de la diaphonie, on retrouve la réjection de 16 dB calculée en statique à la section 2.2.8. On remarque également que pour l'ensemble des

espacements considérés, **l'ouverture d'œil la plus élevée correspond au couplage optimal à ce niveau de pertes, ce qui conforte l'analyse statique de la section 2.2.8.**

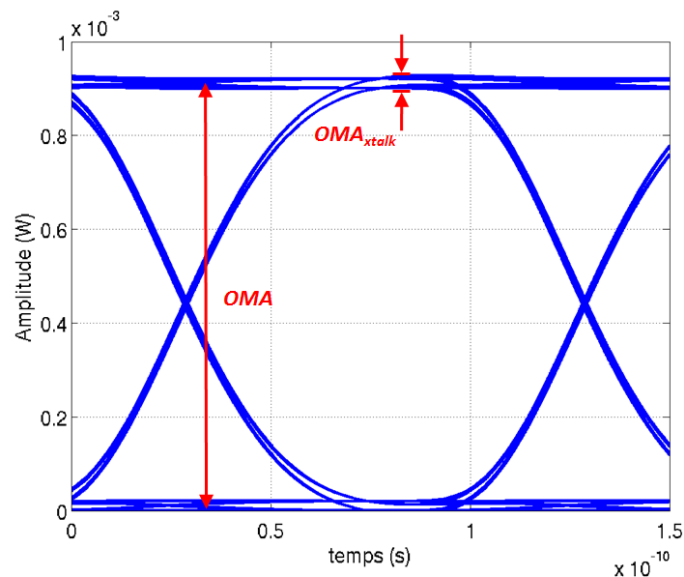


Figure 2.39 Diagramme de l'œil correspondant au couplage de 18 % et à un espacement entre canaux de 300 GHz.

Simulations à 25 Gbit/s

Lorsqu'on augmente le débit de données, on observe des tendances similaires. **Le niveau de diaphonie augmente avec le couplage pour un espacement entre canaux donné et le couplage optimal calculé en statique correspond à la plus grande ouverture d'œil.** Cependant, les signaux optiques étant plus larges dans le spectre, ceux-ci sont d'avantage dégradés par le filtrage, ce qui induit une diminution de l'ouverture de l'œil si on la compare aux mêmes cas à 10 Gbit/s. **Cela a pour conséquence de déplacer le meilleur compromis en termes de couplage vers des couplages plus élevés** : c'est ce qui explique que les ouvertures d'œil au couplage optimal en statique sont proches des ouvertures d'œil au couplage optimal augmenté de 20 %.

A un espacement entre canaux de 50 GHz, la fermeture de l'œil due à la bande passante du filtre est importante et le signal optique est fortement dégradé quel que soit le couplage choisi. Il serait préférable d'utiliser des filtres d'ordre supérieur pour démultiplexer ces signaux comme des filtres constitués de deux anneaux [130].

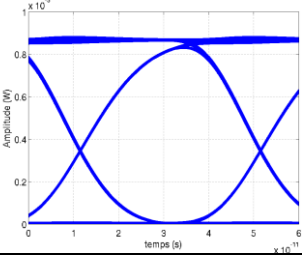
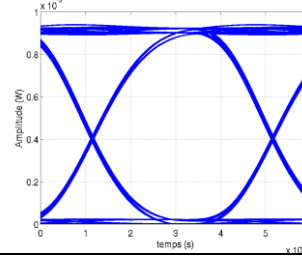
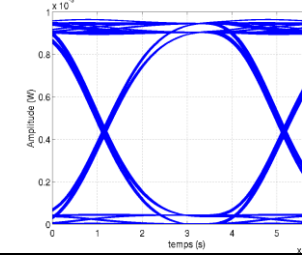
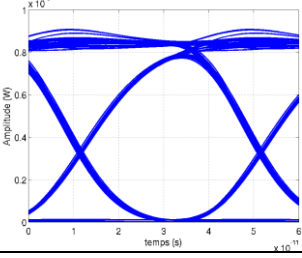
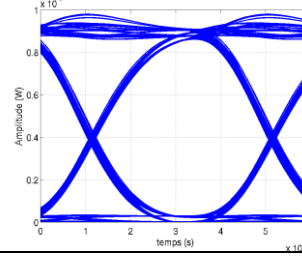
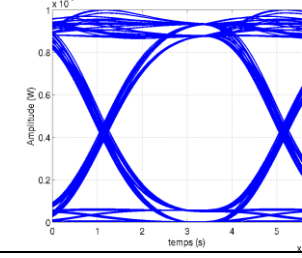
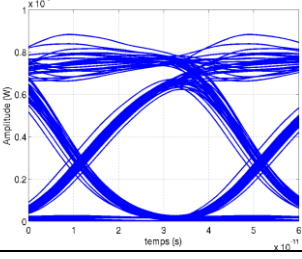
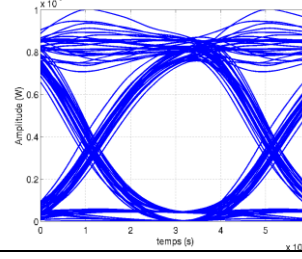
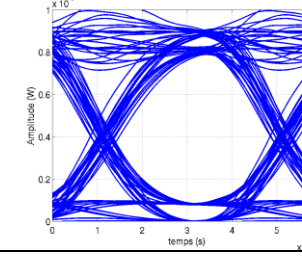
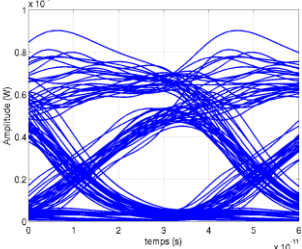
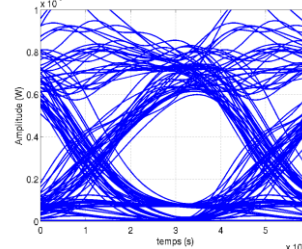
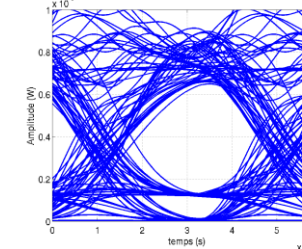
	Couplage optimal -20%	Couplage optimal	Couplage optimal + 20%
300 GHz	$K = 11 \% EO = -0,86 \text{ dBm}$	$K = 18 \% EO = -0,58 \text{ dBm}$	$K = 25 \% EO = -0,65 \text{ dBm}$
			
200 GHz	$K = 9 \% EO = -1,18 \text{ dBm}$	$K = 15 \% EO = -0,79 \text{ dBm}$	$K = 21 \% EO = -0,87 \text{ dBm}$
			
100 GHz	$K = 6 \% EO = -2,23 \text{ dBm}$	$K = 10 \% EO = -1,46 \text{ dBm}$	$K = 14 \% EO = -1,52 \text{ dBm}$
			
50 GHz	$K = 4 \% EO = -4,04 \text{ dBm}$	$K = 6,5 \% EO = -2,86 \text{ dBm}$	$K = 9 \% EO = -2,85 \text{ dBm}$
			

Tableau 2-14 Diagrammes de l'œil pour différents couplages et différents espacements entre canaux. Les ouvertures d'œil sont indiquées en dBm.

2.3.5 Synthèse

Des simulations ont été mises en œuvre à l'aide de l'outil commercial [130] dans le but de caractériser le comportement du système de transmission en dynamique. Les pénalités calculées en statique en 2.2 ont été confirmées par ces simulations. De plus, nous avons évalué une pénalité supplémentaire liée à la bande passante limitée des filtres optiques qui dégrade le signal lorsqu'on diminue le couplage ou qu'on augmente le débit de données. Ces pénalités sont utilisées dans différents bilans de liaison que nous présentons au paragraphe suivant.

2.4. EXEMPLES DE BILANS DE LIAISON ET DE BILANS DE CONSOMMATION

Exemples de bilans de liaison

Nous proposons **deux exemples d'architecture** représentés en Figure 2.40 aux débits de données de 10 Gbit/s et 25 Gbit/s.

L'architecture 1 fonctionne à un débit de données de **10 Gbit/s** pour **$N = 28$ longueurs d'onde espacées de 50 GHz** et **$M = 10$ liens parallèles**. Une banque de lasers hybrides est multiplexée et répartie sur les différents guides d'onde par un **coupleur en étoile** qui introduit une perte supplémentaire de l'ordre de 1 dB [132]. On choisit une **pénalité de modulateurs typique de 7 dB** et une **sensibilité du récepteur de -17 dBm** (1.2.8). On reprend les pénalités calculées dans ces travaux au débit de données de 10 Gbit/s et à l'espacement de 50 GHz.

L'architecture 2 utilise un **laser en peigne externe** qui a un nombre de longueurs d'onde limité. On va donc privilégier une augmentation du débit de données à **25 Gbit/s** et un **espacement plus large à 100 GHz** pour restreindre le nombre de porteuses utilisée à **$N = 13$** pour **$M = 8$ liens parallèles**. Le laser est couplé par la tranche sur la puce photonique, ce qui engendre une perte supplémentaire de 1 dB [29] et le flux optique est réparti sur les différents liens par **des jonctions Y** qui engendrent chacune une perte de 0,3 dB soit au total 0,9 dB. La **sensibilité du récepteur est fixée typiquement à -13 dBm** (1.2.8) et on prend une **pénalité de modulateur de 9 dB**, ce qui correspond à une pénalité typique pour des débits élevés au-delà de 25 Gbit/s [47]. On reprend les pénalités calculées pour un débit de 25 Gbit/s et un espacement de 100 GHz.

Dans les deux cas, une pénalité supplémentaire de 0,13 dB est imputée pour prendre en compte **la propagation de l'émetteur au récepteur** sur une longueur de 5 mm (calculée à partir de la spécification de la technologie PIC25G) et on ajoute **une marge supplémentaire de 2 dB** qui peut être liée à la gigue [29], [133] par exemple.

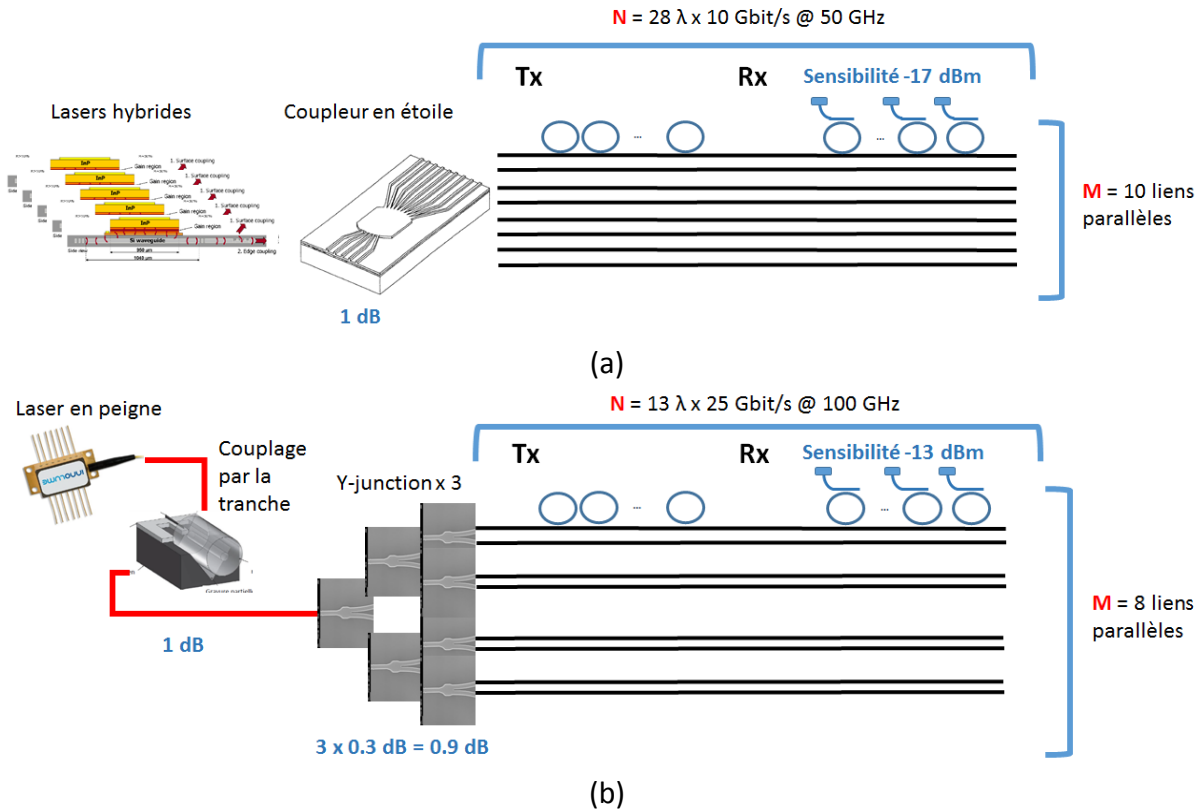


Figure 2.40 Propositions d'architecture. (a) Architecture 1 : Lasers hybrides à 10 Gbit/s (b) Architecture 2 : Laser en peigne à 25 Gbit/s.

Le Tableau 2-15 et le Tableau 2-17 présentent les bilans de liaison des architectures 1 et 2 respectivement. A partir de la sensibilité du récepteur, **on calcule la puissance nécessaire par canal WDM et par lien en sortie du laser**. On doit fournir -5,2 dBm à chaque canal de chaque lien dans le cas de l'architecture 1 et 1,4 dBm pour l'architecture 2. L'écart de ~6 dB vient principalement de la différence de performance entre les deux modulateurs (2 dB) et de la différence de sensibilité (4 dB).

On calcule la puissance consommée par le laser pour des efficacités de 10 % et 5 % dans le Tableau 2-16 et le Tableau 2-18. Pour une efficacité de 10 %, la consommation du laser représente 0,3 pJ/bit pour l'architecture 1 et 0,56 pJ/bit pour l'architecture 2. Pour une efficacité de 5 %, la consommation est doublée et on atteint 0,6 pJ/bit et 1,11 pJ/bit respectivement. La puissance allouée au laser est loin d'être négligeable dans le bilan de consommation totale du système, ce qui justifie la démarche de nos travaux qui consiste à optimiser les pénalités allouées aux anneaux du modulateur et du récepteur. **La source laser, par son efficacité, sa puissance maximale émise et le nombre de porteuses disponibles, est un des composants du système qui limite le plus ses performances et qui aura un impact fort sur les choix d'architecture.**

P_{in} (dBm)	-5,2
Coupleur en étoile	1
Pénalité TP	7
Pénalité WDM	0,1
propagation 5 mm	0,13
Filtrage + diaphonie	1,5
BP limitée	0
Marge	2
Sensibilité	-17

Tableau 2-15 Bilan de liaison de l'architecture 1 pour un canal et un des M liens optiques.

P_{in} (mW)	0,3
P_{laser} 10%	2,9
P_{laser} 10% (pJ/bit)	0,3
P_{laser} 5%	5,9
P_{laser} 5% (pJ/bit)	0,59

Tableau 2-16 Architecture 1 : consommation du laser pour différentes efficacités.

P_{in} (dBm)	1,4
Couplage tranche	1
Y-jonctions	0,9
Pénalité TP	9
Pénalité WDM	0,2
propagation 5 mm	0,13
Filtrage + diaphonie	0,9
BP limitée	0,3
Marge	2
Sensibilité	-13

Tableau 2-17 Bilan de liaison de l'architecture 2 pour un canal et un des M liens optiques.

P_{in} (mW)	1,4
P_{laser} 10% (mW)	13,9
P_{laser} 10% (pJ/bit)	0,56
P_{laser} 5% (mW)	27,8
P_{laser} 5% (pJ/bit)	1,11

Tableau 2-18 Architecture 2 : consommation du laser pour différentes efficacités.

Exemples de bilan de consommation

Nous allons nous baser sur la consommation des différents éléments du système tirée de [27]. **La Erreur ! Source du renvoi introuvable..a représente le bilan de consommation de [27] à un débit par canal de 10 Gbit/s** qui est le résultat d'une modélisation des composants électroniques fabriqués en technologie CMOS 65 nm. Dans cette étude, **l'efficacité du laser est de 20 %**, la perte optique totale entre source et photodiode (incluant le couplage de la

source vers le silicium) de 16 dB et la sensibilité du récepteur au-dessous de -20 dBm. Le plus grand contributeur correspond à la puissance dissipée par les résistances chauffantes et l'asservissement en position des résonances pour une consommation totale de 0,67 pJ/bit. La part de consommation du laser peut considérablement augmenter si on modifie la sensibilité du récepteur ou bien l'efficacité du laser à des valeurs plus pessimistes. Nous considérons différents cas sur la **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** : un cas où l'efficacité du laser est de 5 %, un cas où la sensibilité du récepteur est de -17 dBm et un cas où l'efficacité du laser est de 5 % et la sensibilité est de -17 dBm. **Dans ces trois cas de figure, la puissance allouée au laser domine le bilan de consommation.** La consommation totale du système de transmission est de 1,1 pJ/bit, 0,9 pJ/bit et 2,1 pJ/bit respectivement. Cet exemple illustre la nécessité de maîtriser le budget optique en évaluant de manière la plus fidèle possible les pénalités introduites par le système WDM d'interconnexion photonique sur silicium, ce qui a précisément été l'enjeu du travail présenté dans de ce chapitre.

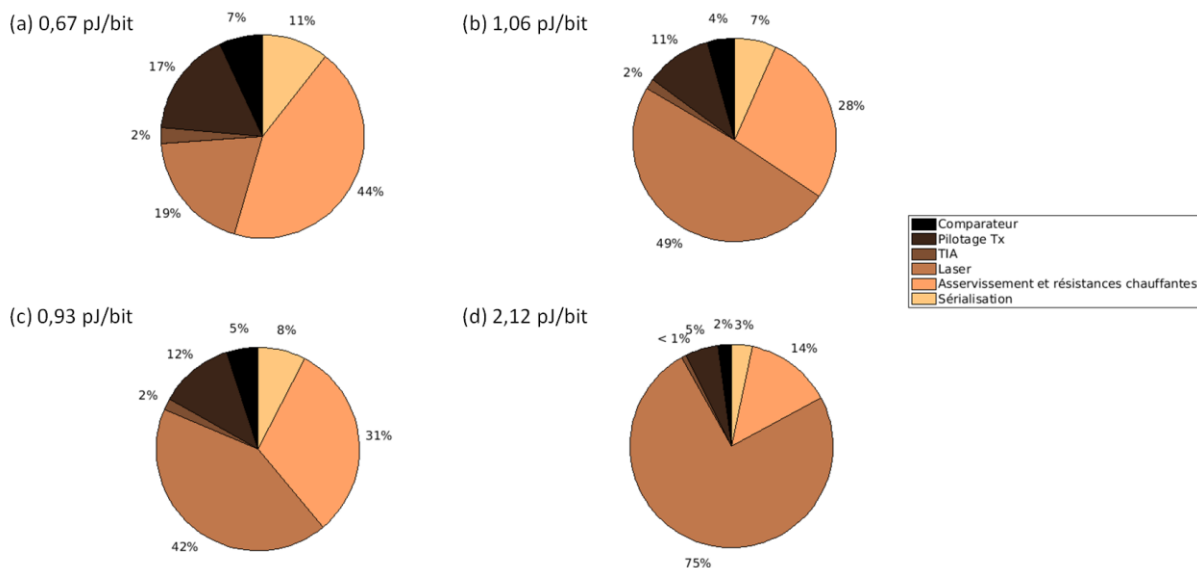


Figure 2.41 Efficacité de liens optiques pour différentes sensibilités de récepteur et différentes efficacités de laser. (a) Efficacité de 20 % et sensibilité de -20 dBm [26] (b) efficacité du laser de 5 % (c) Sensibilité du récepteur de -17 dBm (d) Efficacité du laser de 5 % et sensibilité du récepteur de -17 dBm.

2.5. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons entrepris de dimensionner une interconnexion optique ayant un débit total de 320 Go/s (2560 Gbit/s) en utilisant des liens optiques multiplexés en longueur d'onde. Nous avons évalué le nombre de liens parallèles nécessaire pour atteindre ce très haut débit pour différents espacements entre canaux, différents débits de données par canal et différents rayons. Nous nous sommes ensuite restreints à un rayon de 8 μm et à un espacement minimal de 50 GHz pour limiter le nombre de porteuses optiques à générer et avons choisi de considérer deux débits par canal de 10 Gbit/s et 25 Gbit/s.

A partir des caractéristiques de deux jonctions qui visent des modulations à 10 Gbit/s et 25 Gbit/s, nous avons construit un modèle système de modulateur basé sur une analyse statique des résonances. Ce modèle permet de **relier la puissance optique nécessaire en entrée du lien pour atteindre un BER donné à la position de la longueur d'onde du laser par rapport à la résonance et au coefficient de couplage des modulateurs.** Nous avons

montré qu'il existe **un décalage optimal entre porteuse et résonance et que celui-ci a une dépendance linéaire vis-à-vis du coefficient de couplage** d'après notre modèle. La précision que l'on doit atteindre pour **positionner la résonance en perdant moins de 1 dB** de puissance optique a également **une dépendance linéaire par rapport au coefficient de couplage** d'après le modèle. La pénalité en puissance correspondant à la position optimale a été évaluée pour différents coefficients de couplage. Nous avons montré que, d'après notre modèle, **le couplage permettant de minimiser cette pénalité n'est pas le couplage critique et qu'il correspond à un sous-couplage du modulateur**. De plus, **cette pénalité exprimée en dB suit un comportement linéaire par rapport au coefficient de couplage** lorsque l'anneau est sur-couplé. L'impact des canaux adjacents au niveau du transmetteur a également été évalué par une analyse statique.

Un modèle système du récepteur a été construit dans le but de **spécifier le coefficient de couplage des filtres** du démultiplexeur à partir d'une analyse statique. Ce modèle relie la puissance optique nécessaire en entrée du lien pour obtenir un *BER* donné au coefficient de couplage et à l'espacement entre canaux. Cela nous a amené à fixer des coefficients de couplages optimaux pour différents espacements entre canaux envisagés.

Les prédictions du modèle statique des résonances ont été **confirmées par des simulations dynamiques** en utilisant un outil commercial. De plus, **une pénalité supplémentaire** due à la **bande passante limitée des filtres optiques** a été calculée grâce à cet outil.

Dans le chapitre qui suit, nous allons nous restreindre à un débit de données de 10 Gbit/s pour concevoir des modulateurs optiques en anneau. Des modulateurs optiques sont fabriqués à différents coefficient de couplage.

CHAPITRE 3

CONCEPTION DES ANNEAUX RESONANTS

3.1. INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, nous avons évalué les pénalités associées au transmetteur et au récepteur du lien en fonction du coefficient de couplage des anneaux. Nous nous proposons ici d'**entrer dans le détail de la conception des anneaux** en nous concentrant principalement sur les modulateurs optiques.

Dans un premier temps, nous rappelons des généralités sur les cavités résonantes étudiées pour ensuite nous consacrer à l'étude des pertes et du couplage dans les cavités. **Des anneaux résonants sont fabriqués et leur réponse spectrale est analysée** de manière à extraire approximativement des valeurs de perte et de couplage typiques. Nous présentons par la suite **un modèle de jonction PN** que l'on comparera en termes d'efficacité et de pertes optiques aux résultats de caractérisation. Enfin, **la pénalité des modulateurs et sa dépendance vis-à-vis du coefficient de couplage** est étudiée et comparée à la mesure en statique et en dynamique. L'analyse que nous menons nous conduira à **fixer les dimensions des modulateurs et du récepteur des différents démonstrateurs** que nous présentons au chapitre suivant.

3.2. GUIDES D'ONDE ET RESONATEURS EN ANNEAU

Géométrie des guides d'onde.

Les guides d'onde utilisés sont des guides d'onde en arrête que nous avons présentés en section 1.2.5. Les dimensions nominales du guide d'onde de la technologie PIC25G sont indiquées en Figure 3.1.a : la hauteur h du guide d'onde de 310 nm correspond à l'épaisseur du silicium d'une plaque SOI. La hauteur h_{slab} du *slab* est de 165 nm et sa largeur de 320 nm. Cette géométrie permet de guider la lumière dans des structures ayant des rayons de courbure de l'ordre de quelques dizaines de microns sans générer de pertes supplémentaires.

Pour diminuer le rayon de courbure autorisé, une étape de fabrication supplémentaire a été développée au sein de STMicroelectronics dans le but de réduire la hauteur h_{slab} à 50 nm (Figure 3.1.b), ce qui permet de confiner davantage le mode optique. Les modes optiques représentés sur la Figure 3.1 sont simulés pour un rayon de courbure de 8 μm . On voit graphiquement que le mode du guide d'onde nominal (a) est plus localisé spatialement à droite du guide par rapport au guide d'onde à *slab* fin (b), ce qui traduit le plus faible confinement et les pertes supplémentaires induites par le rayon de courbure.

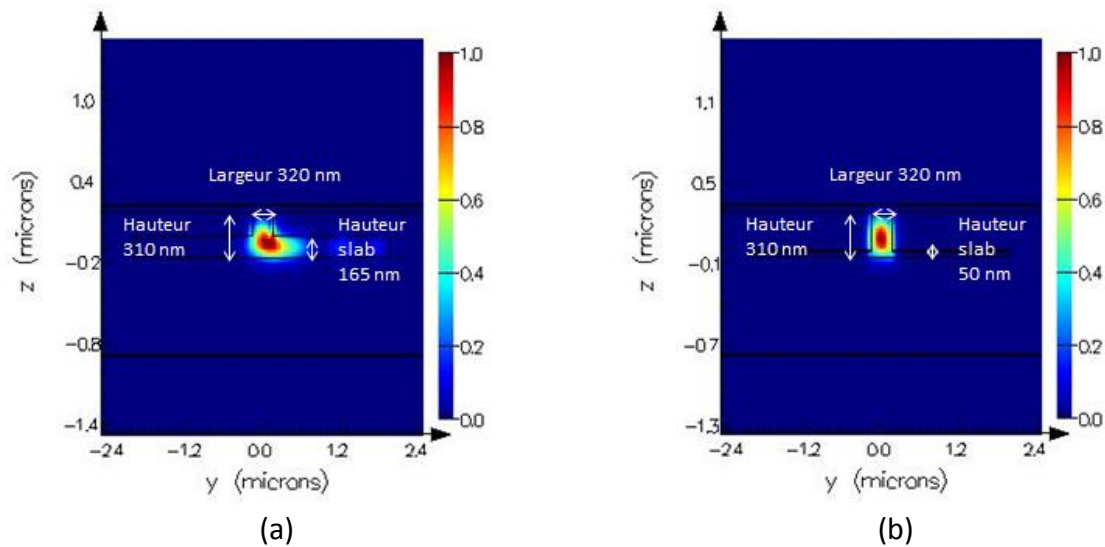


Figure 3.1 Profils de modes optiques calculé avec outil commercial pour rayon de courbure de 8 μm : (a) guide d'onde de *slab* nominal 165nm (b) guide d'onde de *slab* nominal 50 nm.

Indice effectif, dispersion chromatique et indice de groupe.

On caractérise le mode optique se propageant dans un guide d'onde par son indice effectif, ses pertes de propagation et son indice de groupe. L'indice effectif n_{eff} du mode optique rend compte de la vitesse de propagation de la phase du mode via la relation suivante :

$$v_{\varphi} = \frac{c}{n_{eff}}. \quad (3-1)$$

L'indice effectif du mode TE0 se propageant dans les guides d'onde étudiés est fortement dépendant de la longueur d'onde. La Figure 3.2 représente l'indice effectif typique d'un guide d'onde droit à *slab* fin en fonction de la longueur d'onde et calculé grâce au solveur de mode de l'outil commercial [130]. La dispersion chromatique au premier ordre $\frac{\partial n_{eff}}{\partial \lambda}$ est de l'ordre de 10^{-3} nm^{-1} . L'indice de groupe n_g rend compte de la vitesse de propagation de l'enveloppe de l'onde optique et est exprimé en fonction de l'indice effectif et de la dispersion chromatique par l'équation :

$$n_g = n_{eff} - \lambda \frac{\partial n_{eff}}{\partial \lambda}, \quad (3-2)$$

où λ est la longueur d'onde de la lumière dans le vide. La vitesse de propagation d'un pulse optique dans le guide s'écrit :

$$v_g = \frac{c}{n_g}. \quad (3-3)$$

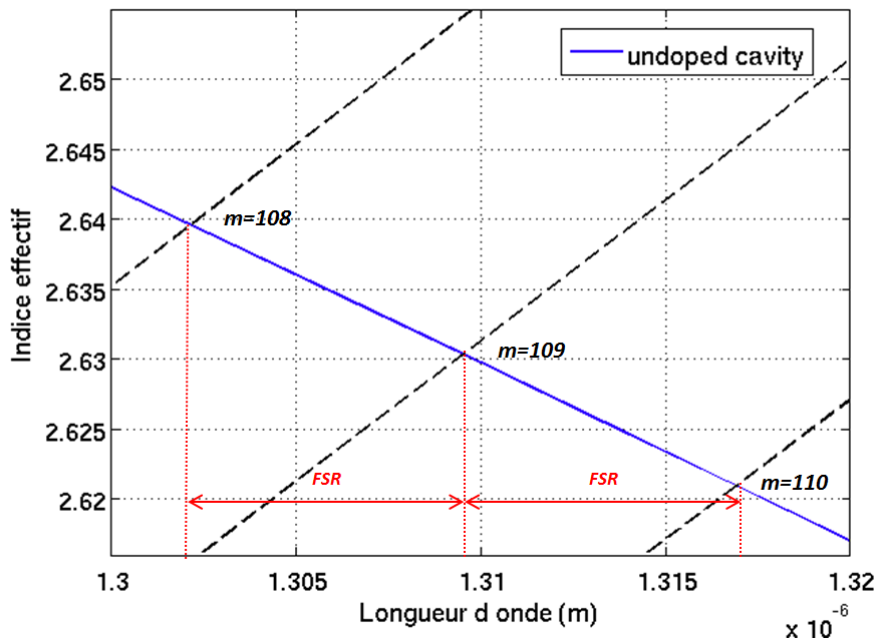


Figure 3.2 Indice effectif d'un guide d'onde passif simulé (courbe bleue) et ordres d'interférences (traits noirs pointillés).

Rugosité des parois du guide et pertes de propagation.

Le mode optique se propageant dans un guide d'onde passif droit subit une atténuation que l'on exprime en dB/m. Ces pertes sont principalement induites par la rugosité des parois des guides induites par les procédés de fabrication. La Figure 3.3 extraite de [52] représente une photographie SEM d'un guide d'onde en ruban sur laquelle on peut observer cette rugosité. Le niveau de perte de propagation dans un guide d'onde à *slab* fin droit est de l'ordre de 500 dB/m. Les caractéristiques typiques du guide d'onde à *slab* fin sont résumées dans le Tableau 3-1.

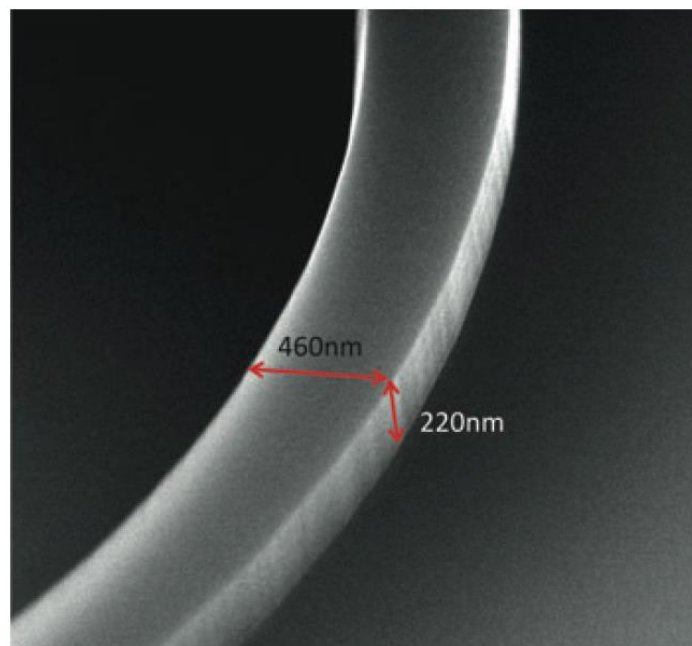


Figure 3.3 Photographie SEM d'un guide d'onde en ruban extrait de [2]

Indice effectif @ 1310 nm	2,6
Indice de groupe @ 1310 nm	4,3
Dispersion chromatique au premier ordre (nm-1)	1 ^E -3
Pertes (dB/m)	500 dB/m

Tableau 3-1 Caractéristiques typiques du guide d'onde droit à *slab* fin.

Indice effectif de la cavité, longueur d'onde de résonance et intervalle spectral libre

La position dans le spectre λ_{res} d'une résonance d'un résonateur en anneau est donnée à partir de son périmètre P et son indice effectif n_{eff} par la formule :

$$\lambda_{res} = \frac{n_{eff}P}{m}, \quad (3-4)$$

où m est un entier appelé ordre d'interférence. Cette équation traduit le fait que la résonance se produit lorsque la longueur optique $n_{eff}P$ de la cavité correspond à un multiple de la longueur d'onde du mode optique. Il existe une infinité de longueurs d'onde de résonance, chacune correspondant à un ordre d'interférence différent. L'intersection des droites d'équation $m\lambda/P$ avec la courbe d'indice effectif de la Figure 3.2 détermine les longueurs d'onde correspondant aux différents ordres d'interférence qui sont espacées du *FSR* défini en section 2.1.

Variations d'indice effectif et variation de la longueur d'onde de résonance

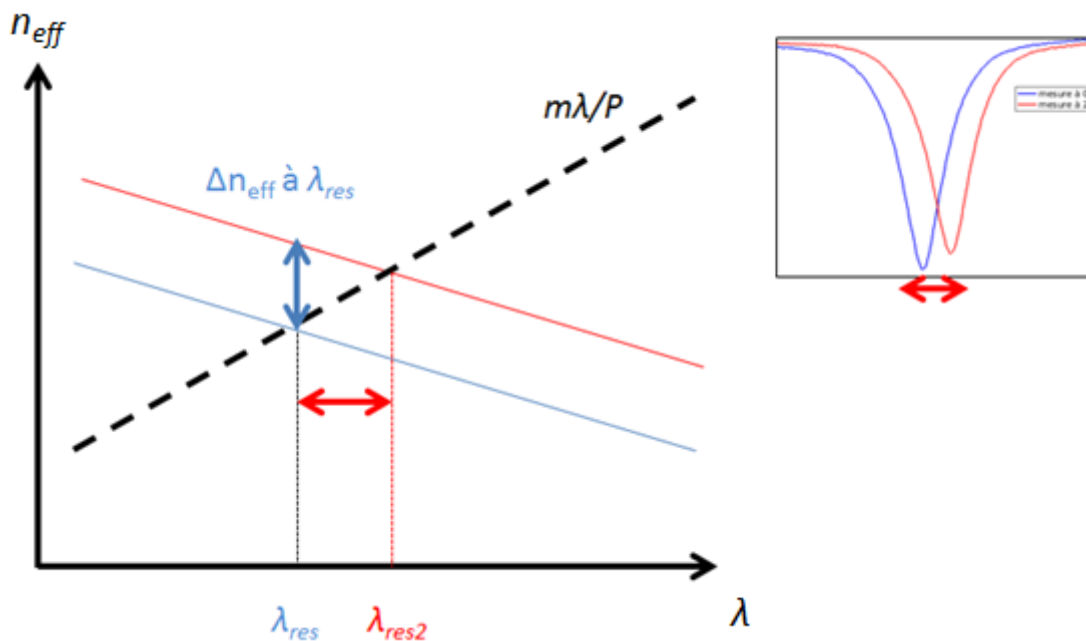


Figure 3.4 Représentation graphique de la relation entre variation d'indice effectif et longueur d'onde de résonance.

Considérons une résonance à la longueur d'onde λ_{res} . Cette résonance subit une variation Δn_{eff} d'indice effectif à cette même longueur d'onde. Pour calculer le décalage en longueur

d'onde correspondant à cette variation, il faut prendre en compte la dispersion chromatique comme schématisé sur la Figure 3.4. Ce décalage est donné par la formule:

$$\Delta\lambda_{res} = \frac{\Delta n_{eff} \times \lambda_{res}}{n_g}. \quad (3-5)$$

Nous utilisons ce type de représentation au cours de ces travaux pour étudier les différences entre cavités dopées et non-dopées en section 3.4.5.

Modèle idéal et ses limites

Ces travaux utilisent un modèle simple analytique des cavités résonantes dont les formules sont résumées en annexe. La transmission spectrale de la cavité dépend de son (*All-pass*) ou ses (*Add-drop*) coefficients de couplage et d'une valeur de perte.

On néglige ici **l'effet d'auto-échauffement de l'anneau** provoqué par l'absorption et **qui déforme la réponse spectrale de la résonance lorsque la puissance d'entrée est trop importante**. En effet, lorsqu'on augmente la puissance en entrée du résonateur, sa réponse spectrale **devient de plus en plus dissymétrique** comme le montre la Figure 3.5.a extraite de [134]. Cependant le temps de réponse thermique des composants étant de l'ordre de la dizaine de μs , ces effets ne se font pas ressentir en dynamique à des débits de l'ordre du Gbit/s [134].

De plus, le modèle idéal ne considère qu'un seul mode circulant dans la cavité (flèches vertes de la Figure 2.6) alors que **ce mode peut se coupler à un autre mode circulant en sens inverse** [135], [136], du fait de la rugosité des guides ou bien des zones de couplage qui perturbent la propagation. **Lorsque l'amplitude de la rétrodiffusion est importante, on observe un dédoublement du pic de résonance** comme illustré sur la Figure 3.5.b qui représente la transmission spectrale d'une résonance que nous avons caractérisée. **Les résultats que nous présentons en section 3.3 ont été filtrés de manière à ne considérer que les résonances ne présentant pas de dédoublement de pic**. Nous allons estimer approximativement le couplage et les pertes de propagation des résonances en comparant les transmissions au modèle idéal.

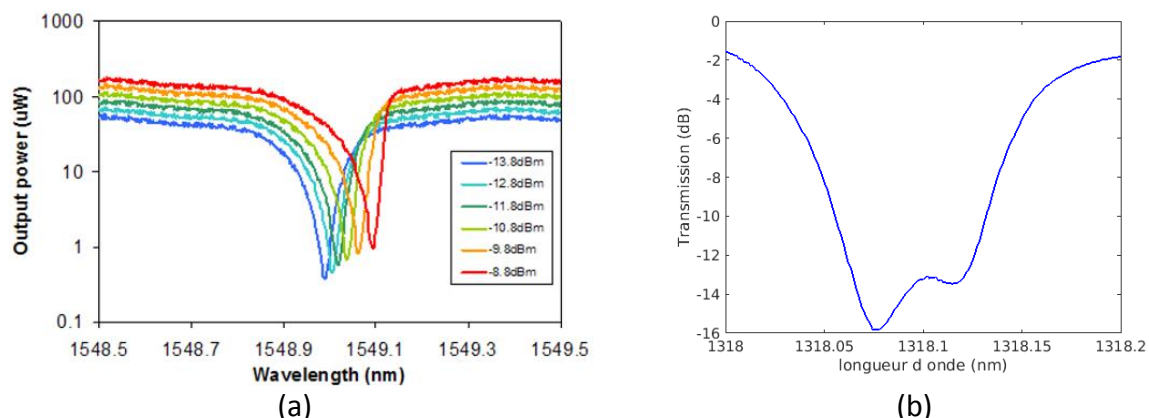


Figure 3.5 (a) Effet de l'auto-échauffement sur la réponse spectrale d'un anneau : transmissions spectrales pour différentes puissances en entrée [134]. (b) Exemple de pic de résonance dédoublé (rétrodiffusion) tiré des résultats de caractérisation de la section 3.3.2.

3.3. COUPLAGE ET PERTES DANS LA CAVITE

Dans le cadre de ces travaux, les modulateurs considérés sont des anneaux dans la configuration *All-pass* (1.3.3). Nous nous consacrons essentiellement à ce composant dans ce paragraphe.

Nous allons caractériser la transmission spectrale des résonances par leur profondeur de résonance R_{min} et leur facteur de qualité Q qui traduit leur largeur spectrale $FWHM$. D'après le modèle idéal d'anneau *All-pass*, R_{min} et Q , donnés par les équations (2-9) et (A-7), dépendent essentiellement du coefficient de couplage K et des pertes L dans la cavité (influence négligeable de variations de n_g et de la longueur d'onde de résonance λ_{res} dans les équations). Nous consacrons ce paragraphe aux deux paramètres K et L . Dans un premier temps, nous présentons l'outil de simulation mis en œuvre qui permet de déterminer les dimensions géométriques du coupleur directionnel pour une valeur de couplage visée. Nous présentons ensuite la caractérisation spectrale d'anneaux résonants et tentons d'extraire une valeur typique de couplage et de pertes à partir de celles-ci.

3.3.1 Simulations de coupleurs directionnels

Le couplage de la lumière du port d'entrée de l'anneau vers la cavité circulaire se fait grâce à une structure appelée coupleur évanescent représentée sur la Figure 3.6. Lorsque deux guides d'ondes sont suffisamment rapprochés l'un de l'autre, un transfert de mode optique d'un guide à un autre se produit (phénomène de couplage évanescent). Les coupleurs réalisés ont une section droite, que l'on appelle longueur de couplage et que l'on note L_c , et on appelle gap la distance séparant les deux guides d'onde.

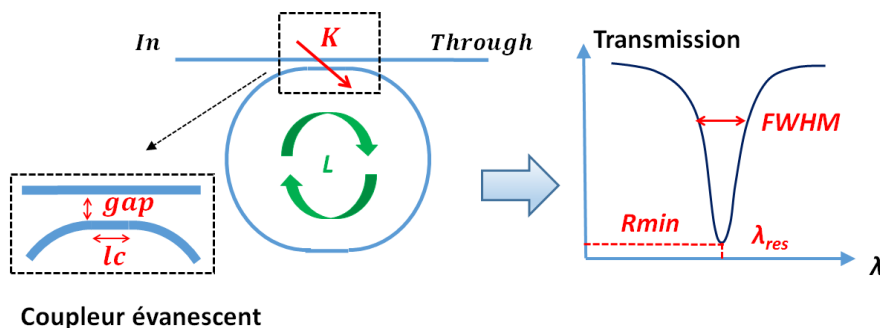


Figure 3.6 Schéma de l'anneau résonant et de sa transmission spectrale.

Les coefficients de couplage visés pour les modulateurs et les filtres s'étendent sur une large gamme allant de 2 % à 18 %. On dimensionne les coupleurs évanescents grâce à un outil de simulation commercial [130] qui résout les équations de Maxwell par la méthode de calcul de différences finies dans le domaine temporel notée FDTD (de l'anglais *finite difference time domain*). La Figure 3.7 représente le modèle de simulation utilisé et sur laquelle sont indiqués la longueur de couplage et le gap . Les moniteurs représentés sur la Figure 3.7 relèvent le champ en entrée du guide d'onde droit, en sortie de celui-ci et en sortie du guide d'onde circulaire. La comparaison des champs donne accès au coefficient de couplage.

En effectuant différentes simulations en faisant varier le gap , la longueur de couplage et le rayon de la structure, on obtient différentes valeurs de coefficients de couplage qui peuvent être interpolées pour réaliser un modèle.

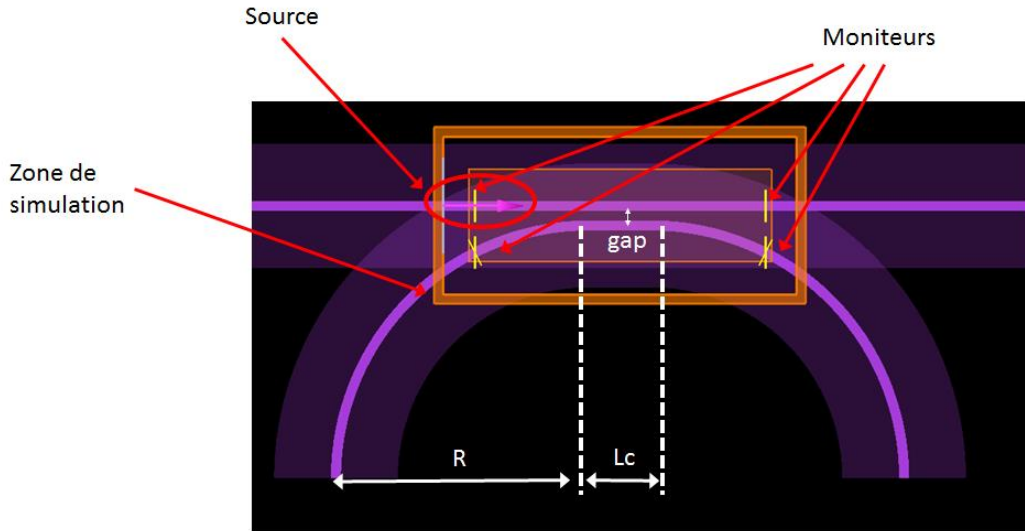


Figure 3.7 Fichier de simulation FDTD [130].

La Figure 3.8 représente les résultats du modèle pour un rayon de $8 \mu\text{m}$, trois longueurs de couplage différentes et pour des *gaps* allant de 150 nm à 300 nm . Le coefficient de couplage est logiquement plus fort lorsque la longueur de couplage est plus grande et décroît exponentiellement lorsqu'on augmente le *gap*. La Figure 3.8.b représente la sensibilité au *gap* (dérivée des courbes de la Figure 3.8.a exprimée en $\%/nm$) en fonction de la valeur de coefficient de couplage (régression linéaire). La sensibilité au *gap* décrit un comportement linéaire vis-à-vis du couplage, ce qui est typique d'un comportement exponentiel du coefficient de couplage en fonction de cet espace.

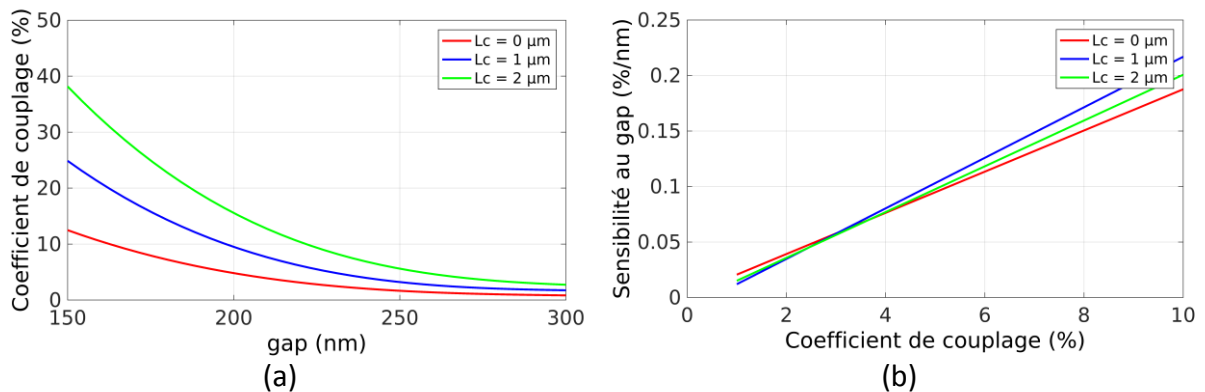


Figure 3.8 Modèle de coupleur évanescent pour différentes longueurs de couplage et différents espaces de couplages. (a) Coefficient de couplage fonction du *gap*. (b) Sensibilité au *gap* en fonction du coefficient de couplage.

Le *gap* est le paramètre géométrique de la structure auquel le coefficient de couplage est le plus sensible. On s'attend ainsi à diminuer la variabilité absolue du coefficient de couplage due à la fabrication (en % du coefficient de couplage) lorsque l'on diminue la valeur visée.

A partir des courbes de la Figure 3.8.a et pour une longueur de couplage donnée, on peut fixer le *gap* correspondant aux coefficients de couplage visés. Les anneaux des démonstrateurs présentés au chapitre 4 ont été dimensionnés à partir de l'analyse de la caractérisation d'anneaux fabriqués avec une longueur de couplage de $2 \mu\text{m}$. Nous avons fait le choix de travailler à cette longueur de couplage afin de ne modifier que le *gap* par rapport

aux anneaux fabriqués et analysés précédemment. Cependant, cette longueur n'est pas optimale puisque travailler avec des structures sans couplage peut diminuer les phénomènes de rétrodiffusion dans la cavité (section 3.6.1).

Le Tableau 3-2 donne les dimensions géométriques des coupleurs que nous avons fabriqués dans le cadre de ces travaux.

Dénomination	Coefficient de couplage K (%)	Longueur de couplage L_c (μm)	Gap (nm)
Coupleur 1	2	2	300
Coupleur 2	5	2	240
Coupleur 3	10	2	200
Coupleur 4	18	2	170

Tableau 3-2 Caractéristiques géométriques des coupleurs utilisés.

3.3.2 Caractérisation de modulateurs en statique

Nous avons fabriqué trois types de modulateurs en anneau *All-pass* correspondant aux coupleurs 1, 2 et 3 du Tableau 3-2. Les caractéristiques des modulateurs sont résumées dans le Tableau 3-3. Ces modulateurs ont un rayon de 8 μm , une longueur de couplage de 2 μm et sont équipés de la jonction rétro-simulée en section 3.4. La Figure 3.9 représente une photographie d'un composant à titre illustratif. On distingue le modulateur en anneau et la sonde électrique à son contact. Les ports d'entrée et de sortie optiques du modulateur conduisent à des coupleurs réseau qui permettent de mesurer la réponse spectrale optique de la cavité.

Nom modulateur	Couplage visé (%)	Longueur de couplage L_c (μm)	Gap (nm)
Modulateur 1	2	2	300
Modulateur 2	5	2	240
Modulateur 3	10	2	200

Tableau 3-3 Caractéristiques des trois types de modulateur étudiés.

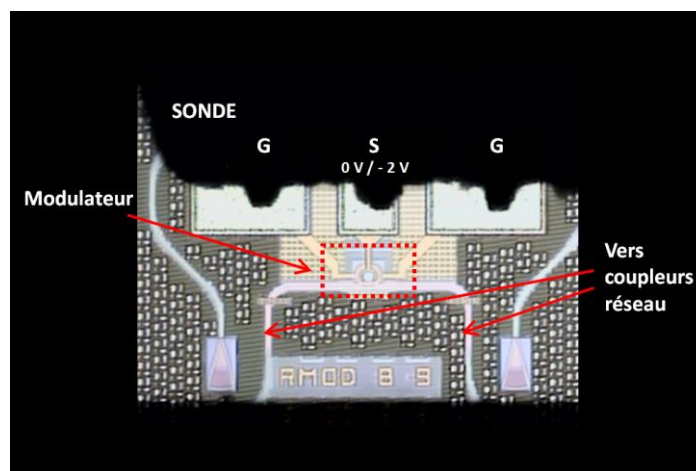


Figure 3.9 Photographie de la structure de test de l'anneau résonant.

Nous avons caractérisé les trois types de modulateurs sur l'ensemble d'une plaque SOI constitué de 63 puces, soit au total $3 \times 63 = 189$ modulateurs. On mesure la réponse spectrale de chaque modulateur de 1290 nm à 1330 nm pour une polarisation inverse de 0 V et 2 V. La réponse spectrale obtenue n'est pas exploitable directement comme illustré sur la Figure 3.10. En effet elle est pondérée par la réponse des deux coupleurs réseau, ce qui lui donne une forme parabolique. Il convient de réaliser un « *fit* » et de le soustraire pour extraire la transmission spectrale de l'anneau résonnant seul. Les résonances espacées d'un intervalle spectral libre sont ensuite isolées et traitées indépendamment les unes des autres.

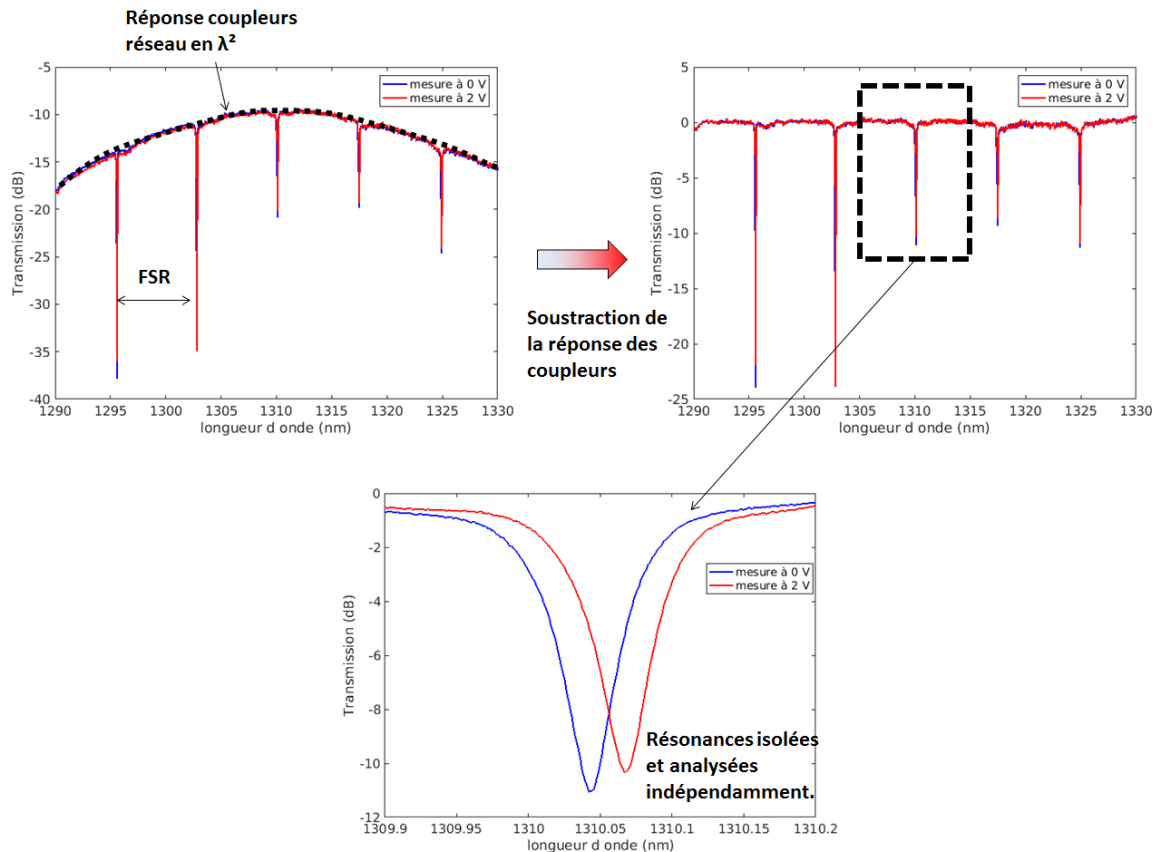


Figure 3.10 Extraction des transmissions spectrales des anneaux.

Comme précisé en section 3.2, nous avons uniquement sélectionné les résonances ne présentant pas de dédoublement du pic de résonance (filtrage se basant sur un critère de symétrie). Les résonances à facteur de qualité élevé étant plus susceptibles de se dédoubler [137], une plus grande proportion de résonance a été filtrée dans le cas du modulateur 1 (60 % des résonances sont représentées) en comparaison aux modulateurs 2 et 3 (environ 90 %).

Facteurs de qualité et profondeur de résonance

Nous présentons les facteurs de qualité et profondeurs de résonance correspondant aux trois types de modulateur en Figure 3.11.

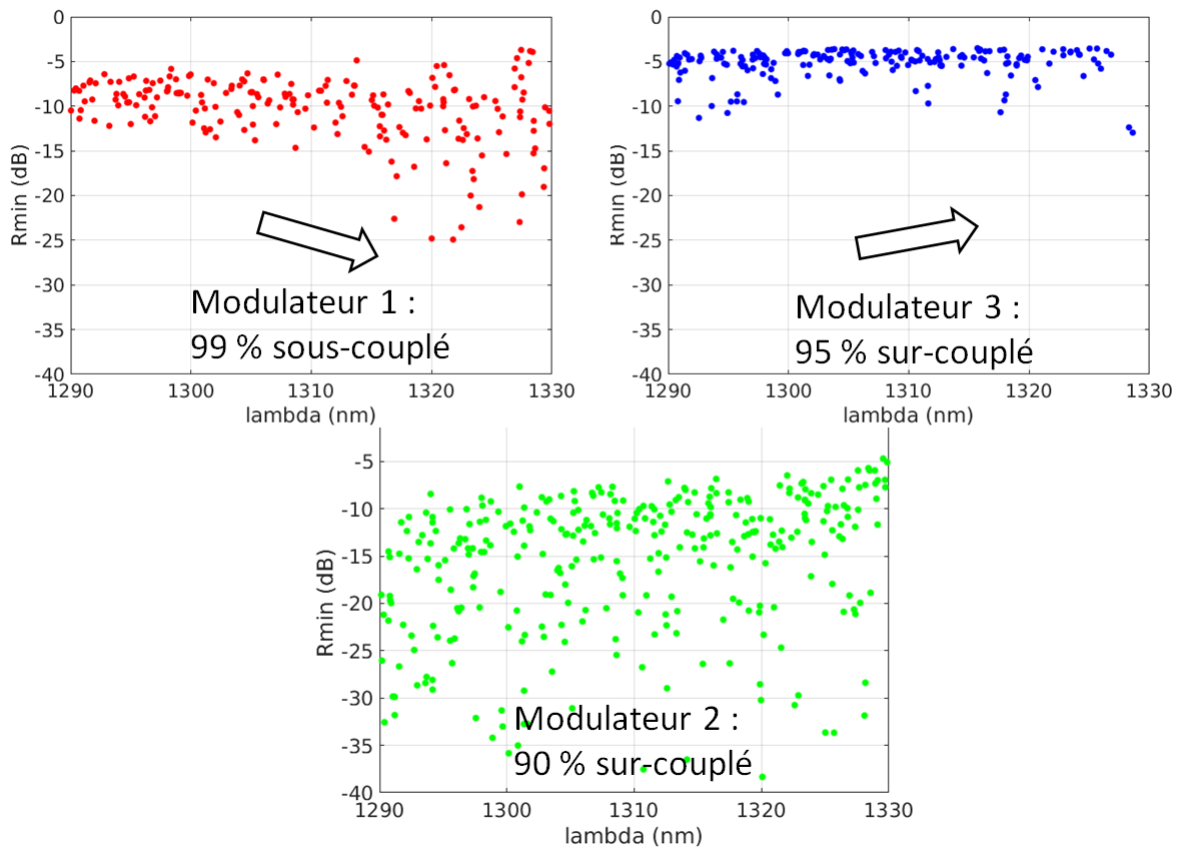


Figure 3.11 Profondeur de résonance fonction de la longueur d'onde pour les trois types de modulateur et tendances (flèches noires). Le pourcentage d'anneaux sur-couplés ou sous-couplés est également indiqué.

Les profondeurs présentent une forte dispersion pour les trois modulateurs. Cependant, on peut retenir certaines tendances. Les résonances du modulateur 2 sont plus profondes, les couplages associés sont donc plus proches du couplage critique au sens du modèle idéal. Comme montré en section 3.3.4, le coefficient de couplage des coupleurs augmente avec la longueur d'onde et on peut interpréter la diminution de la profondeur avec la longueur d'onde comme un rapprochement du couplage critique dans le cas du modulateur 1. De même, pour le modulateur 3, la diminution de la profondeur avec la longueur d'onde est interprétée comme un éloignement du couplage critique.

De plus, la variation de la profondeur avec la tension appliquée au modulateur permet de tester si le modulateur est sous-couplé ou sur-couplé (section 3.3.3) au sens du modèle idéal. Les résultats du test sont indiqués sur la Figure 3.11 : la grande majorité des modulateurs 2 et 3 sont sur-couplés alors que les modulateurs 1 sont sous-couplés.

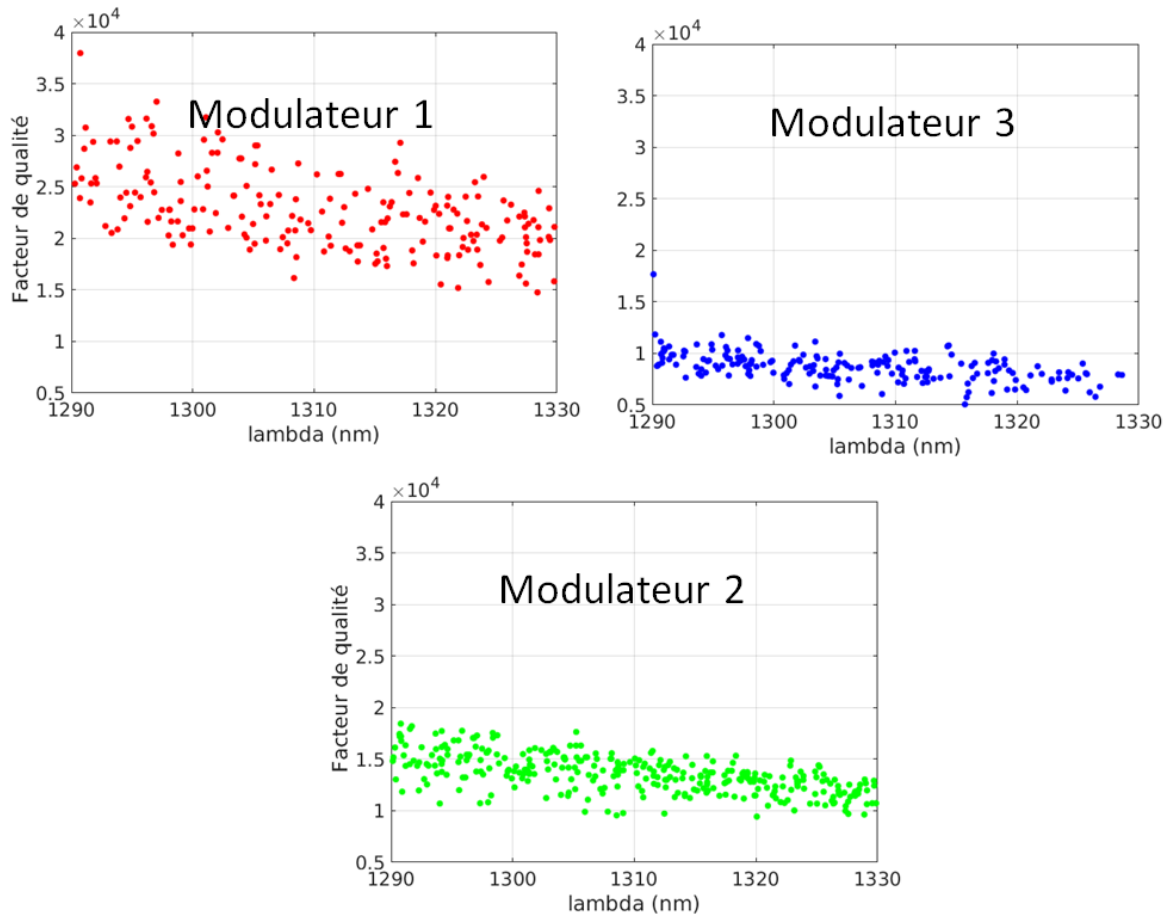


Figure 3.12 Facteur de qualité des anneaux fonction de la longueur d'onde.

Les facteurs de qualité extraits sont représentés sur la Figure 3.12, les modulateurs 1, 2 et 3 correspondant à des valeurs typiques de 25000, 15000 et 10000. Dans chaque cas, le facteur de qualité a tendance à diminuer avec la longueur d'onde, ce qui s'explique par l'augmentation du couplage avec celle-ci. Ces valeurs typiques sont du même ordre que celles du modèle de la Figure 2.16 aux couplages mesurés représentés sur la Figure 3.16.

3.3.3 Méthode d'estimation de paramètres

Nous avons été amenés à estimer de façon approximative les pertes et le couplage dans la cavité. Nous réalisons une extraction de paramètres sur l'ensemble des résonances présentées. Nous décrivons la manière dont on parvient à extraire des valeurs estimées K_{est} du coefficient de couplage et des pertes L_{est} correspondant à une résonance donnée.

Considérons l'exemple de la Figure 3.13 qui représente la résonance d'un modulateur auquel on applique une tension de 0 V et 2 V en inverse et estimons les valeurs K_{est}^{0V} et L_{est}^{0V} du coefficient de couplage et des pertes de la résonance à 0 V. On mesure sa profondeur R_{min}^{0V} et sa largeur à mi-hauteur $FWHM^{0V}$ qui nous permet de calculer son facteur de qualité Q^{0V} (équation (2-8)).

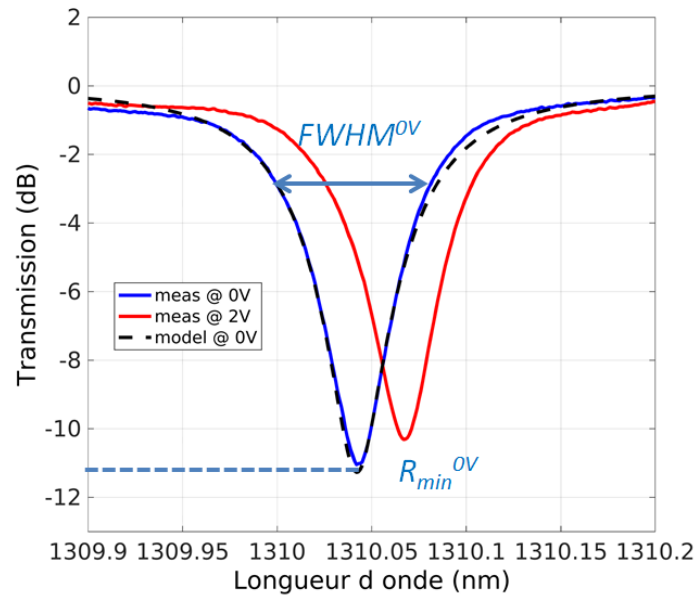


Figure 3.13 Exemple de transmission spectrale mesurée sous une tension en inverse de 0 V (courbe bleue) et 2 V (courbe rouge). Le modèle idéal correspondant à la résonance à 0 V est représenté en noir.

Pour estimer K_{est}^{0V} et L_{est}^{0V} à partir de Q^{0V} et R_{min}^{0V} , on détermine dans un premier temps si la résonance est sous-couplée ($r > a$ notations introduites à la section 2.2.2) ou sur-couplée ($r < a$) au sens du modèle idéal. En effet, le modèle de résonance de l'équation donné en annexe est symétrique en r et en a et tout couple $(Q^{0V}; R_{min}^{0V})$ admet deux solutions correspondant à ces deux cas. Lorsqu'on augmente la tension appliquée en inverse au modulateur, la zone de déplétion de la jonction PN s'élargit, ce qui a pour effet de diminuer la concentration de porteurs de charges libres rencontrée par le mode et ainsi de diminuer les pertes dans la cavité (section 3.4). Lorsque la cavité est sous-couplée, ceci a pour effet de rapprocher la résonance du couplage critique et ainsi de diminuer R_{min} . Au contraire, lorsque la cavité est sur-couplée, R_{min} augmente lorsqu'on augmente le voltage en inverse. Le sens de variation de R_{min} avec le voltage appliqué permet ainsi de se localiser sur une partie restreinte du plan (K, L) de la Figure 3.14 qui représente Q et R_{min} en fonction de ces deux paramètres. Dans le cas de la résonance de la Figure 3.13, R_{min} augmente avec le voltage et la résonance est sur-couplée.

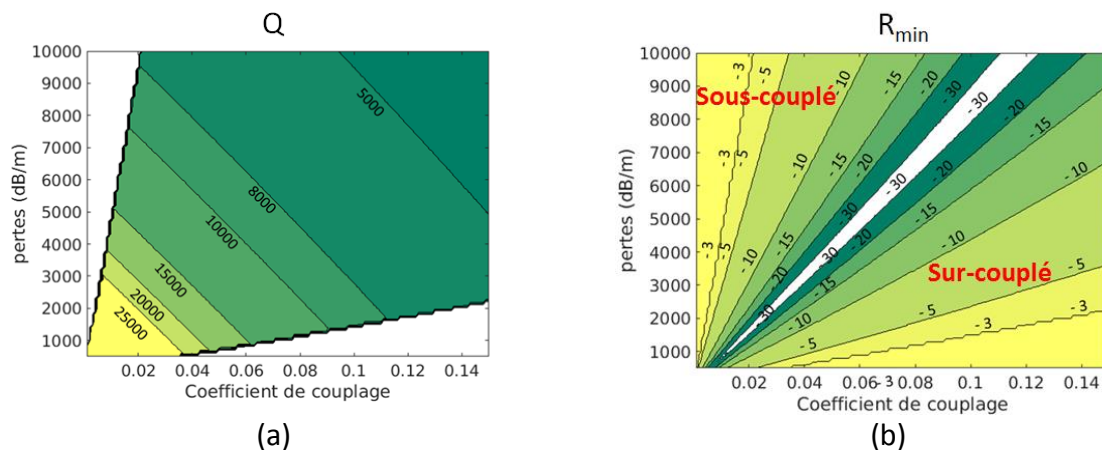


Figure 3.14 Facteur de qualité Q et profondeur de résonance R_{min} en fonction du coefficient de couplage et des pertes.

On introduit ensuite la fonction coût J utilisée pour des problèmes d'assimilation de données (e.g. [138]) et définie par la formule :

$$J(K,L) = \frac{(Q(K,L) - Q^{0V})^2}{2\Delta Q^2} + \frac{(R_{min}(K,L) - R_{min}^{0V})^2}{2\Delta R_{min}^2}, \quad (3-6)$$

où $Q(K,L)$ et $R_{min}(K,L)$ correspondent au modèle idéal et sont donnés par les équations (2-9) et (A-7). ΔQ et ΔR_{min} sont des termes de pondération qui sont de l'ordre des imprécisions de mesure et sont fixés à 500 et 0,5 dB respectivement. Les deux termes de l'équation (3-6) représentent l'écart entre les modèles de Q et de R_{min} et les mesures pondérées par leur imprécision respective de manière que ces deux termes puissent être comparés. Les minimas de la fonction J correspondent à des solutions potentielles. La Figure 3.15 représente la fonction J dans le cas de la résonance de la Figure 3.13 à 0 V. Elle présente deux minimas locaux correspondant à une solution sur-couplée et une solution sous-couplée. La résonance étant sur-couplée, on sélectionne le minimum dans la région appropriée qui correspond à des valeurs de $K_{est}^{0V} = 4,7\%$ et $L_{est}^{0V} = 2200$ dB/m. A partir de ces valeurs, on obtient le modèle représenté en Figure 3.13 qui est proche de la mesure.

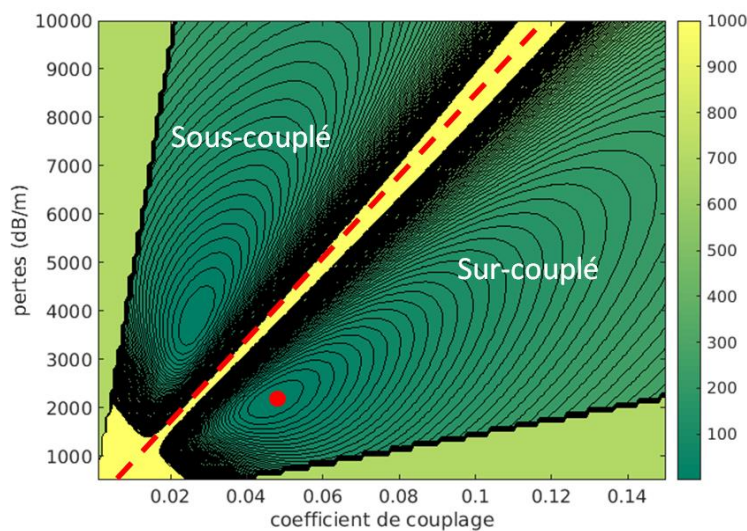


Figure 3.15 Fonction J dans le cas de la résonance de la Figure 3.13 à 0 V.

3.3.4 Valeurs typiques des pertes et du couplage

On effectue la même opération pour l'ensemble des résonances correspondant aux trois modulateurs. La Figure 3.16 compare les coefficients de couplages estimés des modulateurs 1 (rouge), 2 (vert) et 3 (bleu) (Figure 3.16.b) à des coefficients de couplage mesurés grâce à des structures de test (Figure 3.16.a). Ces structures sont constituées de coupleurs évanescents dont les dimensions visées sont égales à celles des coupleurs des modulateurs (courbes rouge, verte et bleue correspondant aux coupleurs 1, 2 et 3 du Tableau 3-2).

L'image des coefficients de couplage obtenue grâce à l'estimateur est relativement proche des résultats mesurés. On retrouve l'augmentation du couplage versus la longueur d'onde. On remarque également que la variabilité du coefficient de couplage mesuré sur les structures de test augmente avec le couplage visé comme prédit en section 3.3.1.

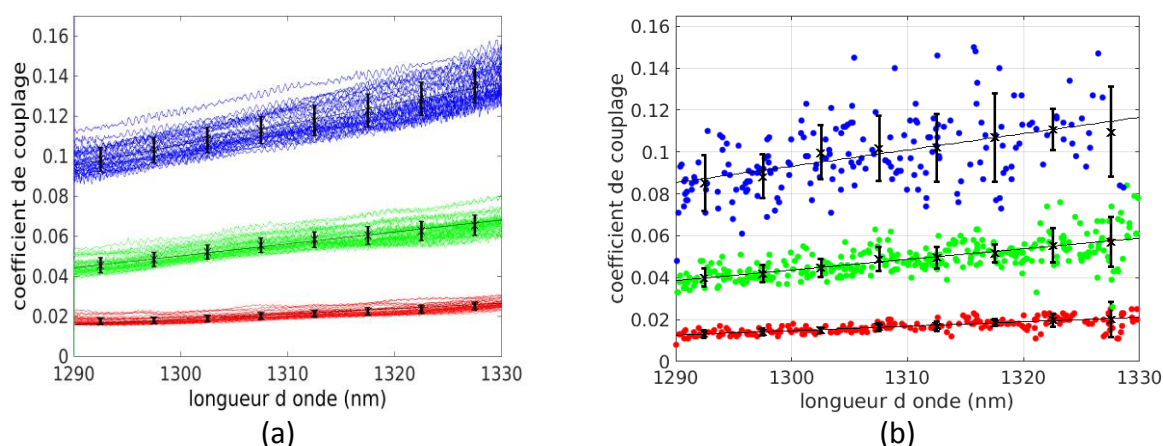


Figure 3.16 Coefficient de couplage mesurés sur des structures de test (a) et estimés (b) fonction de la longueur d'onde pour les types de modulateur 1 (rouge), 2 (vert) et 3 (bleu).

Les valeurs de pertes estimées sont représentées en Figure 3.17. On obtient **une perte typique de 2600 dB/m qui est retenue pour modéliser le modulateur**. Les pertes estimées présentent un écart-type élevé d'environ 600 dB/m. Nous interprétons cette forte variabilité comme étant due au moins en partie au **caractère aléatoire de l'amplitude de la rétrodiffusion dans une cavité en fonction de la longueur d'onde [135]**. Dans de futurs travaux, il sera plus convenable de modéliser la rétrodiffusion à la manière de [135] ou [139] pour réaliser une extraction de paramètres plus rigoureuse.

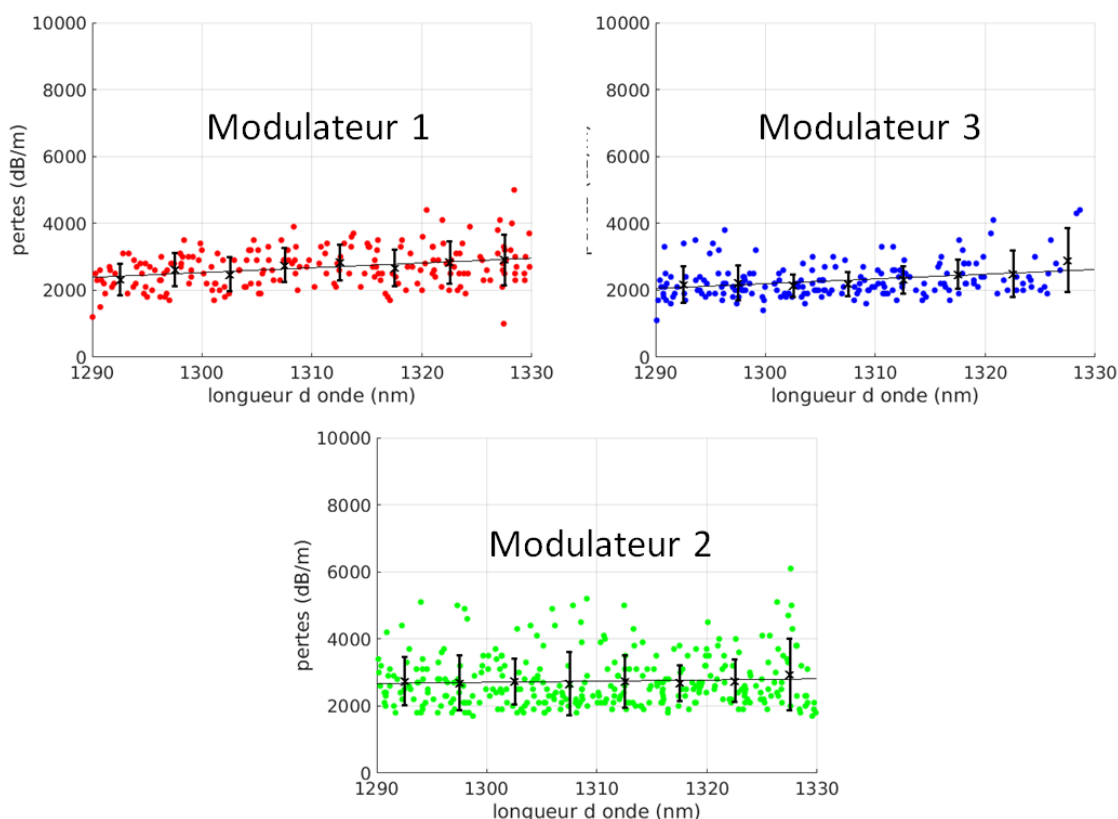


Figure 3.17 Pertes estimées dans le cas des modulateurs 1 (rouge), 2 (vert) et 3 (bleu) en fonction de la longueur d'onde. Les valeurs moyennes et les écarts-types sur des fenêtres de 5 nm sont également représentés.

3.3.5 Estimation des pertes passives

La cavité des modulateurs étudiée est dopée de manière à créer une jonction PN le long de celle-ci. Le dopage augmente la concentration de porteurs de charge libres, ce qui augmente les pertes dans la cavité (3.4). Les pertes L dans la cavité peuvent ainsi s'écrire :

$$L = L_{doping} + L_{other} \quad (3-7)$$

où L_{doping} est la composante des pertes due au dopage et L_{other} est indépendante du dopage et comprend par exemple les pertes dues à la diffusion et à la courbure de la cavité. Nous analysons ici des anneaux *All-pass* dopés et des anneaux *All-pass* non-dopés dans le but d'obtenir un ordre de grandeur de L_{doping} . Les anneaux étudiés ont des dimensions proches des anneaux du Tableau 3-3. On applique la méthode d'extraction de paramètres de la section 3.3.3 sur les deux types d'anneaux pour obtenir les résultats de la Figure 3.18.

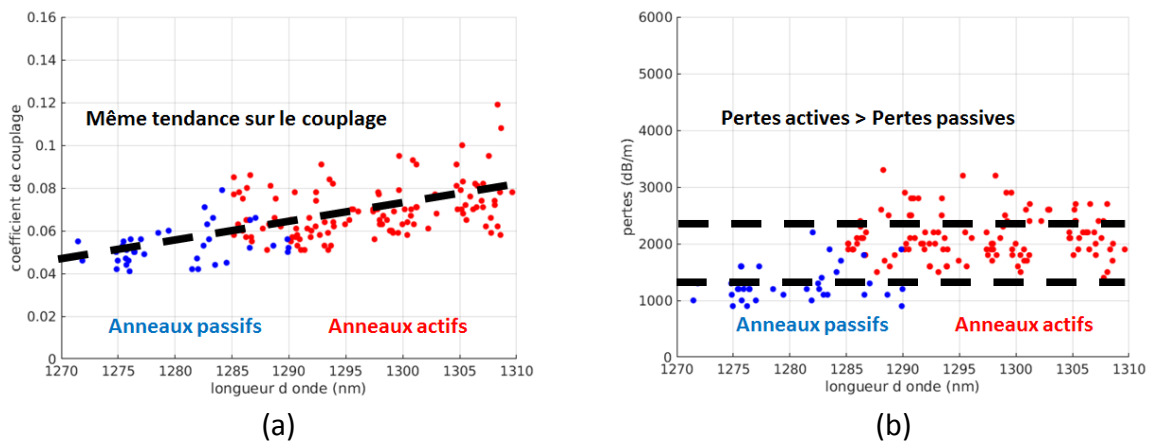


Figure 3.18 Estimation du coefficient de couplage (a) et des pertes (b) pour un jeu d'anneaux passifs (bleu) et un jeu d'anneau actif (rouge).

L'extraction du couplage sur les deux types d'anneaux donne satisfaction puisqu'on obtient la même tendance dans les deux cas. Ce résultat est attendu puisque le dopage ne modifie pas le couplage des cavités. Les pertes estimées des anneaux passifs sont inférieures aux pertes estimées des anneaux actifs comme attendu et **on retiendra un niveau de perte passive typique de 1300 dB/m** (et donc un niveau de perte due au dopage de 1300 dB/m également). De même, nous sommes conscients du caractère approximatif de cette estimation et qu'un modèle plus approprié devrait prendre en compte la rétrodiffusion [139]. Les résultats des extractions de paramètres réalisées sont résumés dans le Tableau 3-4. De plus, nous indiquons les valeurs mesurées du décalage en longueur d'onde entre 0 V et 2 V.

	Valeur typique
Couplage 1 (%)	1,5
Couplage 2 (%)	4,5
Couplage 3 (%)	9
Pertes (dB/m)	2600
Pertes passives (dB/m)	1300
Décalage en longueur d'onde de 0 V à 2 V (pm)	24

Tableau 3-4 Valeurs typiques des différents paramètres extraits des mesures.

3.3.6 Anneaux passifs du récepteur

Le chapitre 2 fixe les coefficients de couplage visés pour différents espacements entre canaux allant de 300 GHz à 50 GHz (Tableau 2-8) en se basant sur les pertes passives estimées en section 3.3.5. Nous avons pu caractériser quelques filtres dimensionnés pour des espacements de 300 GHz (couplage visé de 18 %) et 100 GHz (couplage visé de 10 %). Les valeurs typiques des facteurs de qualité sont résumées dans le Tableau 3-5 et comparées au modèle analytique donné par l'équation (A-8) en annexe pour un niveau de pertes de 1300 dB/m et au couplage visé. Les facteurs de qualité mesurés sont proches des valeurs prédites par le modèle. Cependant, le facteur de qualité des anneaux *Add-drop* est peu sensible aux pertes à ce niveau de couplage, nous ne pouvons donc pas conclure quant à la validité de l'estimation du niveau de pertes passives.

	300 GHz	100 GHz
Couplage visé	18 %	10 %
Facteur de qualité typique mesuré (largeur à mi-hauteur en GHz)	2700 (85 GHz)	5000 (45 GHz)
Facteur de qualité estimé par le modèle (largeur à mi-hauteur en GHz)	2500 (90 GHz)	5000 (45 GHz)

Tableau 3-5 Facteur de qualité typique des anneaux du récepteur.

3.4. JONCTION PN

Nous étudions à présent la jonction PN des modulateurs optiques étudiés. Après rappel des relations liant concentration de charges libres, indice de réfraction et pertes par absorption, nous simulons de manière simple la jonction PN de nos modulateurs et chiffrons l'impact des longueurs caractéristiques liées aux procédés d'implantation des dopants sur les performances de la jonction. Les résultats sont ensuite analysés et comparés à la mesure en termes de distance spectrale entre anneaux du récepteur et anneaux du transmetteur.

3.4.1 Indice de réfraction et porteurs de charges libres

En 1987, Soref et Bennett publient une loi empirique qui rend compte de la relation entre la concentration de porteurs de charge libre, indice de réfraction et pertes par absorption du silicium [80].

A la longueur d'onde de 1310 nm, on décrit phénoménologiquement l'effet des porteurs de charge sur l'indice de réfraction et l'indice d'absorption par les équations suivantes :

$$\Delta n = -2.98 \times 10^{-22} \Delta N^{1.016} - 1.25 \times 10^{-18} \Delta P^{0.835} \quad (3-8)$$

$$\Delta \alpha = 3.48 \times 10^{-22} \Delta N^{1.229} + 1.02 \times 10^{-19} \Delta P^{1.089} \quad (3-9)$$

où Δn , $\Delta \alpha$, ΔN et ΔP correspondent respectivement à des variations d'indice de réfraction, d'absorption (en cm^{-1}) et des variations de concentrations (en cm^{-3}) d'électrons et de trous. Une augmentation de la concentration de porteurs de charge libre dans un guide d'onde diminue l'indice de réfraction et augmente les pertes, ce qui a un effet direct sur l'indice effectif et les pertes de propagation du mode circulant dans le guide. On remarque **qu'une variation de concentration de trous donne lieu à une variation d'indice de réfraction plus importante en comparaison à une variation de concentration d'électrons.**

3.4.2 Principe de la jonction PN

Une jonction PN est constituée de deux éléments de silicium de dopage opposés mis en contact. La Figure 3.19 représente un guide d'onde dopé sur lequel est disposée une telle jonction. La concentration N_D d'impuretés ionisées de charge positive produit un excès d'électrons et de même, la concentration N_A d'impuretés ionisées de charge négative produit un excès de trous. Au voisinage de la zone de contact entre les deux dopants, le fort gradient de concentration de charges crée une zone dite de déplétion nommée également zone de charge d'espace où aucun porteur libre n'est présent. La largeur de cette zone W_{ZCE} dépend du potentiel V appliqué à la jonction. **Si on augmente le potentiel appliqué en inverse à la jonction, on élargit la zone de déplétion, ce qui a pour conséquence de diminuer la concentration de porteurs de charge libres vue par le mode se propageant dans le guide, d'augmenter l'indice effectif du mode et de diminuer ses pertes.** En dopant le guide constituant la cavité du modulateur, on peut contrôler la position de sa résonance par le voltage appliqué en inverse à la jonction.

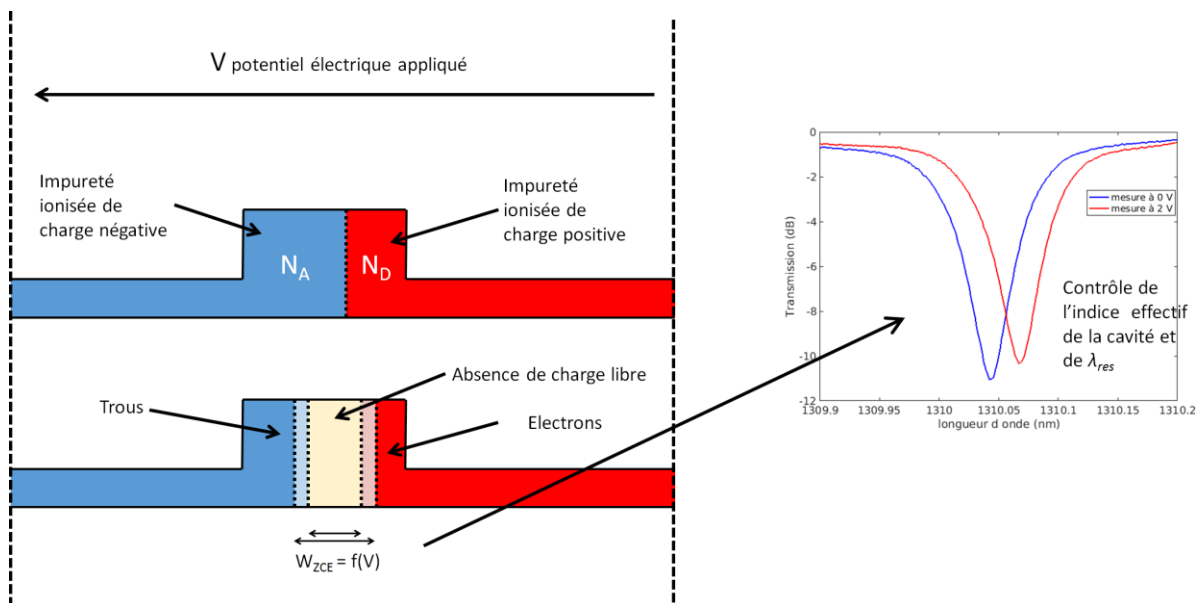


Figure 3.19 Schéma de la jonction PN.

3.4.3 Simulation de la jonction PN

Pour modéliser la jonction PN, on utilise un solveur de transport de charges [130] dont un modèle de simulation est représenté en Figure 3.20. Différentes zones de dopages sont représentées par des rectangles de couleur dans lesquelles, à l'exception des deux zones centrales couleur cyan, on considère que la concentration de dopants est uniforme. La concentration correspondant aux différentes zones de dopants augmente de l'intérieur du guide d'onde vers l'extérieur de manière à réduire la résistance d'accès du modulateur (ce qui est favorisé par des concentrations de dopants élevées qui augmentent la résistivité électrique du matériau semi-conducteur) sans trop augmenter les pertes optiques et la capacité de la jonction (ce qui est favorisé par de faibles concentrations de dopants limitant la concentration de porteurs de charges libres rencontrée par le mode) [47]. La jonction PN est décentrée de quelques dizaines de nanomètres de manière que la zone de dopage P, dans laquelle sera localisée une majorité de trous, recouvre majoritairement le guide, ce qui a pour conséquence d'augmenter l'efficacité de la jonction (section 3.4.1). On implante

également le dopage P du côté extérieur de l'anneau de manière à améliorer l'efficacité, le mode optique étant décentré du côté extérieur du fait de la courbure du guide (3.2). A l'extérieur de la jonction, les contacts en cuivre permettent de donner des conditions aux limites à la simulation en imposant une différence de potentiel donnée aux bornes de celle-ci.

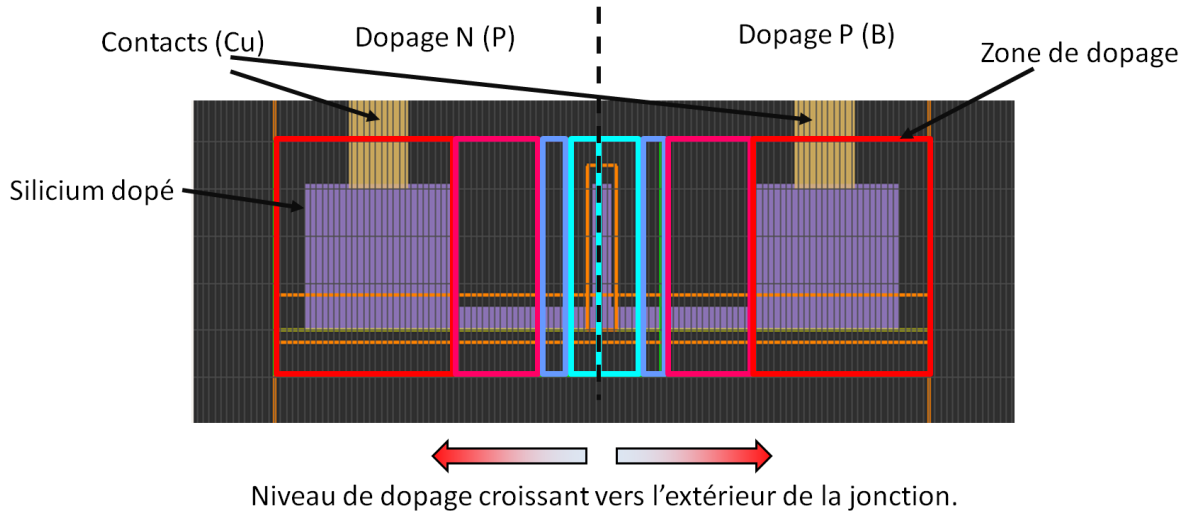


Figure 3.20 Modèle de la jonction PN (outil commercial [130]).

L'outil de simulation est utilisé pour des tensions appliquées en inverse allant de 0 V à 2,5 V. Dans chaque cas, on obtient un fichier décrivant la distribution spatiale des trous et des électrons dans le guide comme indiqué sur la Figure 3.21. On peut directement importer ces fichiers dans le solveur de mode commercial [130] et calculer les indices effectifs et les pertes des modes correspondant aux différents voltages.

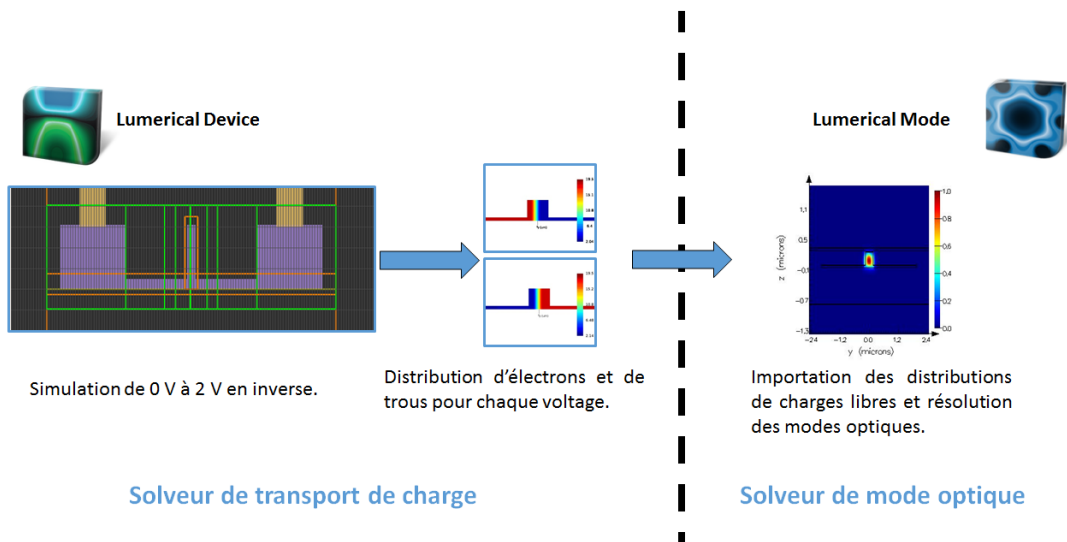


Figure 3.21 Simulation de transport de charge et solveur de mode [130].

Dopage du guide d'onde

On implante les dopants ionisés (atomes de Bore pour le dopage P et atomes de Phosphore pour le dopage N) en les accélérant via un champ électrique. Le flux d'ions créé est dirigé sur la plaque de manière que ceux-ci s'implantent à une certaine profondeur dans le silicium. La localisation des zones d'implants est contrôlée par le positionnement de masques comme illustré sur la Figure 3.22. L'implantation des dopants se fait en plusieurs étapes, chaque étape correspondant à :

- Un type de dopant (Bore ou Phosphore)
- Une énergie (liée à l'intensité du champ électrique qui accélère les particules) qui définit la profondeur nominale visée.
- Une dose (correspondant au nombre de particules par unité de surface du flux d'ions) et qui définit la concentration visée.

La jonction dont sont munis les modulateurs étudiés est réalisée en **deux étapes pour le dopage P et deux étapes pour le dopage N** de manière à viser pour chaque type de dopants deux profondeurs nominales, ce qui permet d'uniformiser la concentration de dopants dans le sens de la profondeur de la plaque. Les doses, les énergies et les profondeurs d'implantation correspondant à ces étapes sont données dans le Tableau 3-6. De plus, **la distribution spatiale des impuretés est généralement décrite par un profil gaussien dont la longueur caractéristique augmente avec l'énergie utilisée**. Nous indiquons également dans le Tableau 3-7 les longueurs caractéristiques associées aux différentes étapes.

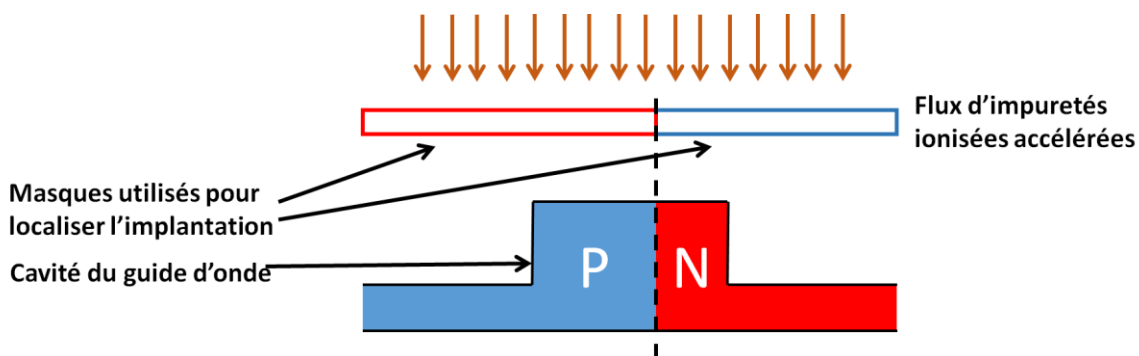


Figure 3.22 Dopage du guide d'onde

	Type de dopant	P	N
	Atomes	Bore	Phosphore
Etape 1	Dose 1 (cm-2)	1,8 ^e 13	3 ^e 13
	Energie 1 (keV)	70	180
	Profondeur d'implantation (μm)	0,223	0,21
	Longueur caractéristique 1 (μm)	0,0736	0,0678
Etape 2	Dose 2 (cm-2)	8,40E+12	1,2 ^e 13
	Energies 2(keV)	20	50
	Profondeur d'implantation (μm)	0,0826	0,0717
	Longueur caractéristique 2 (μm)	0,0384	0,0275
	Concentration visée (cm-3)	9,0 ^e 17	1,5 ^e 18

Tableau 3-6 Caractéristiques des étapes de dopage

L'étude que nous réalisons veut **chiffrer l'impact de la longueur caractéristique de la distribution spatiale des dopants sur les performances de la jonction**. Pour ceci, nous allons modéliser la **distribution spatiale des dopants correspondant aux zones centrales du modèle** (couleur cyan sur la Figure 3.20) **comme étant uniformes à l'intérieur des zones** et diminuant **selon un profil gaussien de longueur caractéristique donnée à l'extérieur de celles-ci**. La Figure 3.23 représente un exemple de profil de dopage pour lequel les dopants P et N ont un profil identique (concentration nominale de 1^E18 cm⁻³ et longueur caractéristique de décroissance de 10 nm). Les concentrations de dopants P et N sont représentées en rouge et bleu respectivement. La courbe noire représente le dopage net, c'est-à-dire l'ensemble de la contribution des deux types de dopants réunis.

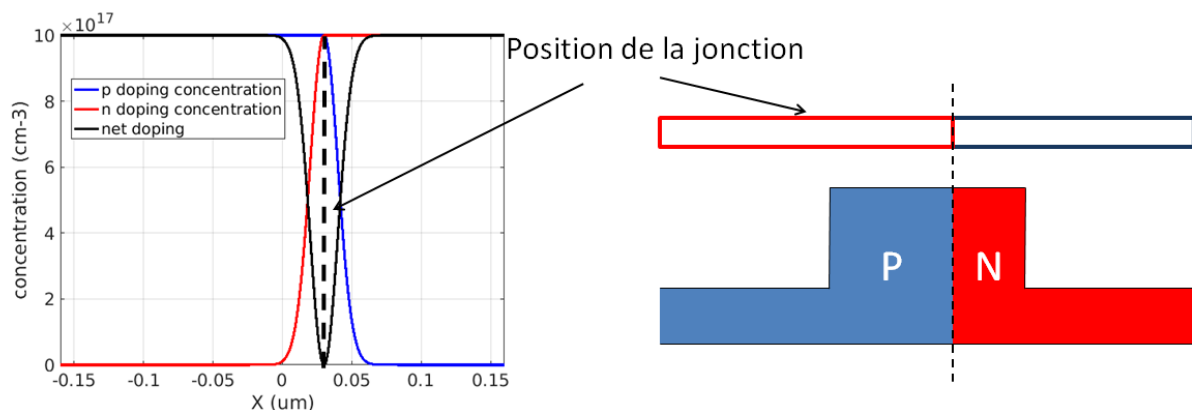


Figure 3.23 Profil gaussien de dopage simulé. Dopage P (bleu) et N (rouge) et dopage net (noir) pour la même concentration visée (1E18cm-3) et la même longueur caractéristique de 10 nm.

Nous allons considérer trois profils de dopage différents dans l'étude qui suit que nous nommerons jonction 1, 2 et 3 respectivement. Dans les trois cas de figure, la concentration uniforme à l'intérieur des zones centrales est fixée à la valeur qui est indiquée dans le

Tableau 3-6. On fait varier la longueur caractéristique des profils de dopage entre les différents modèles de jonction :

- Les longueurs caractéristiques de la jonction 1 correspondent à celles de l'étape 1 du Tableau 3-6.
- Les longueurs caractéristiques de la jonction 3 correspondent à celles de l'étape 2 du Tableau 3-6.
- Les longueurs caractéristiques de la jonction 2 à la moyenne des longueurs caractéristiques des étapes 1 et 2.

Les caractéristiques des jonctions 1, 2 et 3 sont résumées dans le Tableau 3-7 et les différents profils sont représentés sur la Figure 3.24.

	Concentration P (cm^{-3})	Concentration N (cm^{-3})	Longueur caractéristique P (μm)	Longueur caractéristique N (μm)
Jonction 1	$9^{\text{E}17}$	$1,5^{\text{E}18}$	0,0736	0,0678
Jonction 2	$9^{\text{E}17}$	$1,5^{\text{E}18}$	0,056	0,0476
Jonction 3	$9^{\text{E}17}$	$1,5^{\text{E}18}$	0,0384	0,0275

Tableau 3-7 Caractéristiques des jonctions simulées.

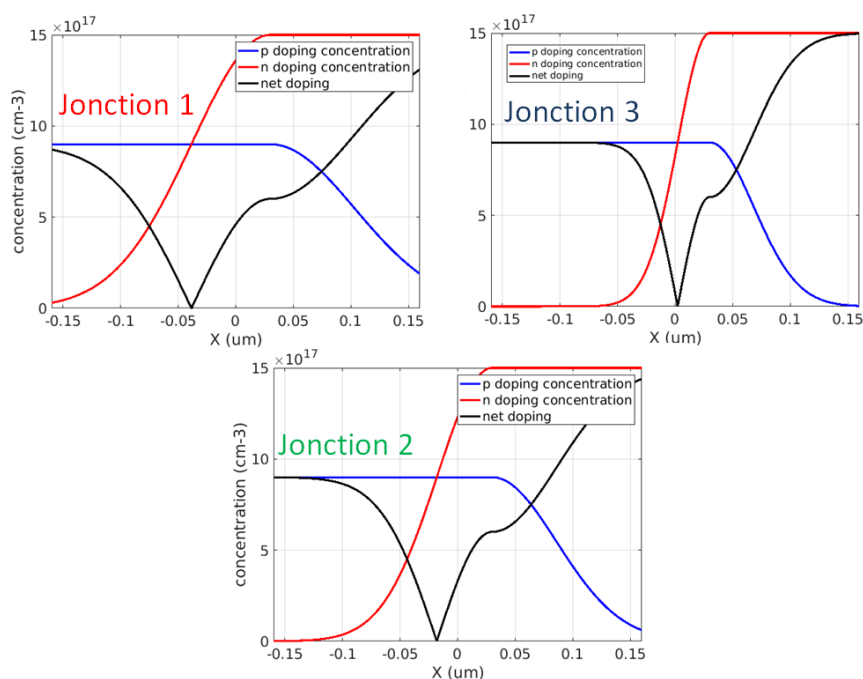


Figure 3.24 Profils de dopage des jonctions simulées : dopage P (bleu), dopage N (rouge) et dopage net (noir).

3.4.4 Résultats

Les résultats correspondant aux jonctions sont indiqués sur la Figure 3.25 qui représente le décalage de la résonance, les pertes dues au dopage et la capacité linéique de la jonction pour des voltages appliqués en inverse de 0 V à 2,5 V.

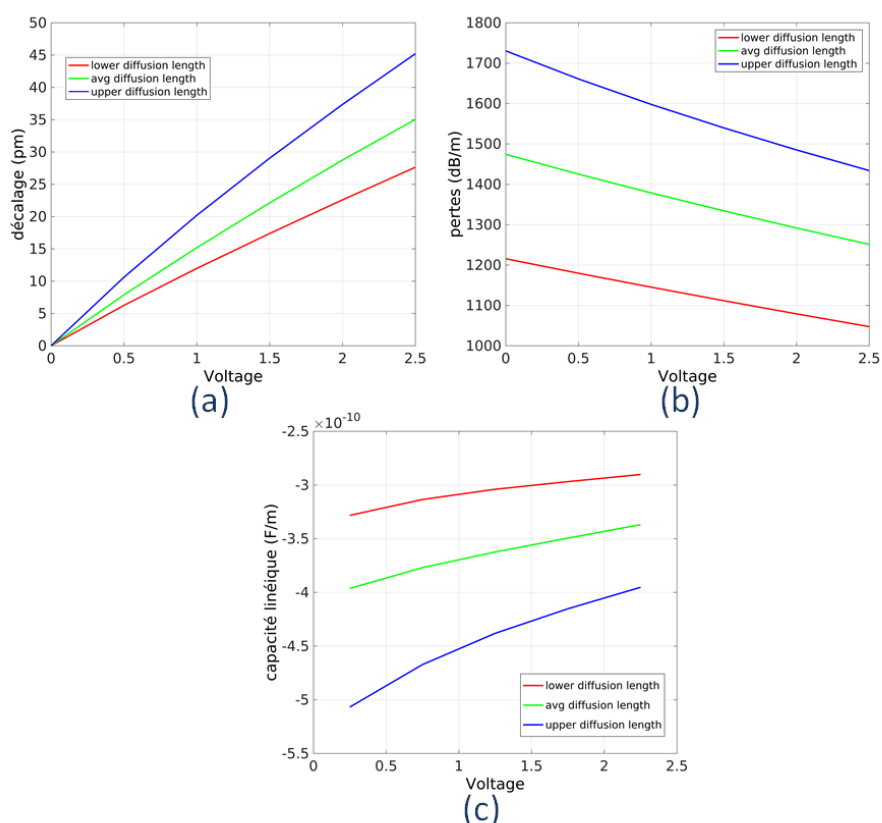


Figure 3.25 Résultats de simulations des jonctions 1 (rouge), 2 (vert) et 3 (bleu) entre 0 V et 2,5 V. (a) Décalage de la résonance, (b) Pertes dues au dopage et (c) Capacité linéique.

Le décalage en longueur d'onde dû à un changement de potentiel en inverse de 0 V à 2V ainsi que l'efficacité correspondante sont donnés dans le Tableau 3-8 pour les trois jonctions simulées, ce qui permet de les comparer à la valeur mesurée (Tableau 3-4). **Lorsqu'on diminue la longueur caractéristique, on augmente l'efficacité de la jonction en passant de 11 pm/V à plus de 18 pm/V** soit un écart de 7 pm/V pour environ 40 nm. La valeur mesurée (12 pm/V) est du même ordre que l'efficacité simulée la plus faible. On interprète ce résultat comme étant dû au fait que seule une partie de la cavité est dopée (Figure 3.26), ce qui a pour conséquence de diminuer l'efficacité en comparaison à une cavité idéalement dopée sur l'ensemble de son périmètre.

	Décalage (pm) en longueur d'onde de la résonance de (0 V - 2 V)	Efficacité (pm/V)
Jonction 1	22	11
Jonction 2	29	14,5
Jonction 3	37	18,5
Mesure	24	12

Tableau 3-8 Résultats de simulation et mesure du décalage entre 0 V et 2 V et efficacité (pm/V).

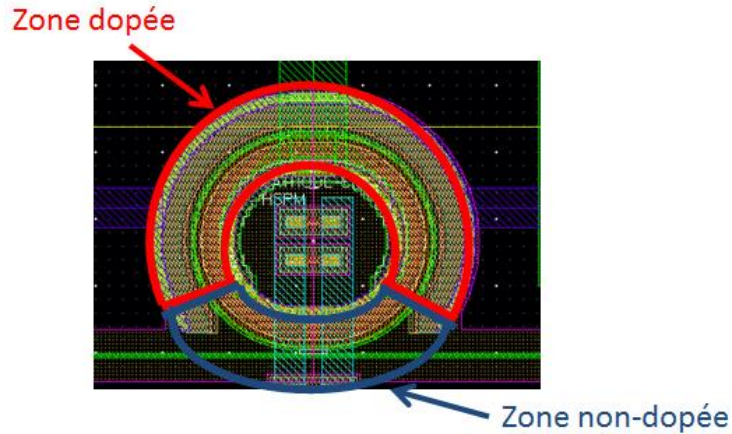


Figure 3.26 Vue du modulateur : zone dopée et zone non-dopée.

Le Tableau 3-9 donne les pertes dues au dopage simulées à un potentiel de 0 V ainsi que la variation de pertes entre un potentiel de 0 V et de 2 V. **Les pertes à 0 V sont comprises entre 1200 dB/m et 1700 dB/m, ce qui correspond à l'ordre de grandeur estimé en 3.3.5.** On retiendra également que le changement de potentiel de 0 V à 2 V induit une variation des pertes dans la cavité de quelques centaines de dB/m.

	Pertes dopage à 0 V (dB/m)	Variation 0 V – 2 V (dB/m)
Jonction 1	1200	200
Jonction 2	1500	200
Jonction 3	1700	300

Tableau 3-9 Résultats de simulation : pertes dues au dopage à 0 V et variation de perte entre 0 V et 2 V.

Le Tableau 3-10 donne les valeurs simulées de capacité exprimées par unité de longueur et ramenées à la longueur des cavités étudiées (rayon de 8 μm et longueur de couplage de 2 μm). L'ordre de grandeur obtenu correspond au même ordre de grandeur que [47] qui simule une jonction comparable à la nôtre.

	Capacité linéique à 0 V (fF/ μm)	Capacité R = 8 μm et $L_c = 2 \mu\text{m}$ (fF)
Jonction 1	0,33	18
Jonction 2	0,4	22
Jonction 3	0,5	27

Tableau 3-10 Résultat de simulation : capacité linéique et capacité ramenée au périmètre des modulateurs fabriqués.

3.4.5 Différences d'indice effectif des cavités dopées et cavités non-dopées

La présence de dopants dans la cavité du modulateur augmente la concentration de porteurs de charges libres, ce qui a pour conséquence d'augmenter les pertes, de diminuer l'indice effectif et donc de diminuer la longueur d'onde de résonance. On s'attend ainsi à ce que **deux cavités aux dimensions identiques, l'une étant dopée et l'autre non-dopée, soient décalées l'une par rapport à l'autre dans le spectre** (la longueur d'onde de résonance la plus élevée correspondant à la cavité non-dopée). Lors de la mise en œuvre des

démonstrateurs du chapitre 4, nous avons mesuré un écart variable entre les résonances du modulateur (cavités dopées) et celles du récepteur (cavités non-dopées) compris entre 500 pm et 2500 pm environ. **Nous tentons ici d'interpréter cet écart et de le comparer à celui que l'on obtient en simulation.**

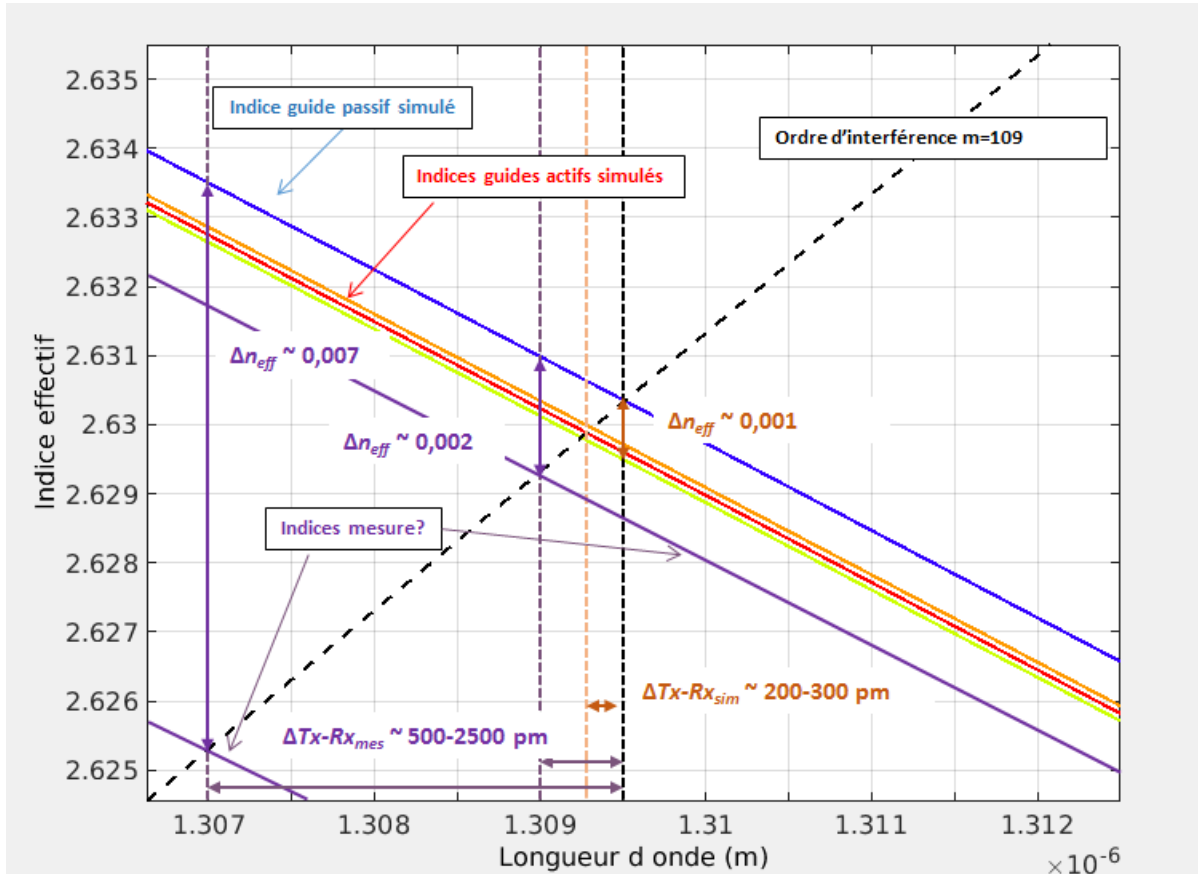


Figure 3.27 Indices effectifs fonction de la longueur d'onde. Indice effectif passif simulé (bleu), indices effectifs actifs simulés (orange, rouge et vert) et indices correspondant aux écarts mesurés (violet).

La Figure 3.27 donne les indices effectifs obtenus en simulation sans distributions de charge (courbe bleue) et avec celles correspondant aux jonctions 1, 2 et 3 à 0 V (courbes orange, rouges et vertes). La courbe rectiligne en trait pointillé représente la droite $m\lambda/P$ à l'ordre d'interférence $m = 109$. Les intersections de cette courbe avec les courbes d'indices effectifs donnent les positions des résonances correspondantes. La différence d'indice effectif de l'ordre de $\Delta n_{eff} \sim 0,001$ obtenue correspond à un décalage dans le spectre d'environ 300 pm, ce qui est inférieur aux décalages mesurés. Ces décalages correspondraient à des différences d'indice comprises entre $\Delta n_{eff} \sim 0,002$ et $\Delta n_{eff} \sim 0,007$ (courbes violettes de la Figure 3.27). L'écart entre simulation et mesure peut être expliqué soit par la différence entre la distribution de dopants réelle et la distribution relativement simple du modèle soit par un autre contributeur que les charges libres, comme par exemple la présence d'un deuxième coupleur sur les anneaux du récepteur qui pourrait perturber localement l'indice effectif de la cavité. Les décalages en longueur d'onde ainsi que la différence d'indice effectif correspondant sont résumés dans le Tableau 3-11.

	Décalage en longueur d'onde (pm)	$\Delta n_{eff} Tx - Rx$
Jonctions simulées	300	0,001
Ecart min mesuré	500	0,002
Ecart max mesuré	2500	0,007

Tableau 3-11 Décalages en longueur d'onde entre anneaux passifs et actifs et variation d'indice effectif correspondante.

3.4.6 Synthèse

Nous avons conçu un modèle de jonction simple à l'aide d'outils commerciaux [130]. **En faisant varier la longueur caractéristique associée à la distribution des dopants de la jonction PN, nous avons pu montrer que l'efficacité de la jonction dépend fortement de cette dernière avec une variation d'efficacité de 7 pm/V pour environ 40 nm de différence. Les efficacités simulées sont pour la plupart supérieures aux valeurs mesurées, ce qui peut être expliqué par le fait que la cavité n'est dopée que sur une partie limitée de son périmètre. Les valeurs de pertes dues aux dopants simulées sont en accord avec la valeur estimée en section 3.3.5.**

La différence d'indice effectif entre cavités dopées et cavités non-dopées a également été étudiée. **Le modèle prédit une différence qui correspond à un décalage dans le spectre de 300 pm qui n'est pas en accord avec l'écart mesuré entre les anneaux du transmetteur et ceux du récepteur au chapitre 4.** Cet écart peut être expliqué soit par la simplicité de notre modèle soit par un autre contributeur au décalage dans le spectre indépendant de la distribution de charges libres dans la cavité.

3.5. PENALITE DES MODULATEURS ET COEFFICIENT DE COUPLAGE

Le modèle présenté en section 2.2.6 donne la pénalité en puissance TP_{min} du modulateur en fonction de son coefficient de couplage. Dans cette section, **nous confrontons le comportement prédit par le modèle à la mesure en statique et en dynamique.**

3.5.1 Mesure de la pénalité en statique et dépendance au coefficient de couplage

On peut mesurer la pénalité TP_{min} définie en 2.2.4 d'un modulateur à partir de sa transmission spectrale mesurée aux deux voltages correspondant aux niveaux haut et bas. La Figure 3.28 donne la pénalité correspondant à la résonance de la Figure 3.13 caractérisée à 0 V et 2 V en inverse. La courbe présente deux minimas à 8 dB qui correspondent à deux positions optimales, l'une modulant la porteuse avec le côté droit de la résonance et l'autre avec le côté gauche.

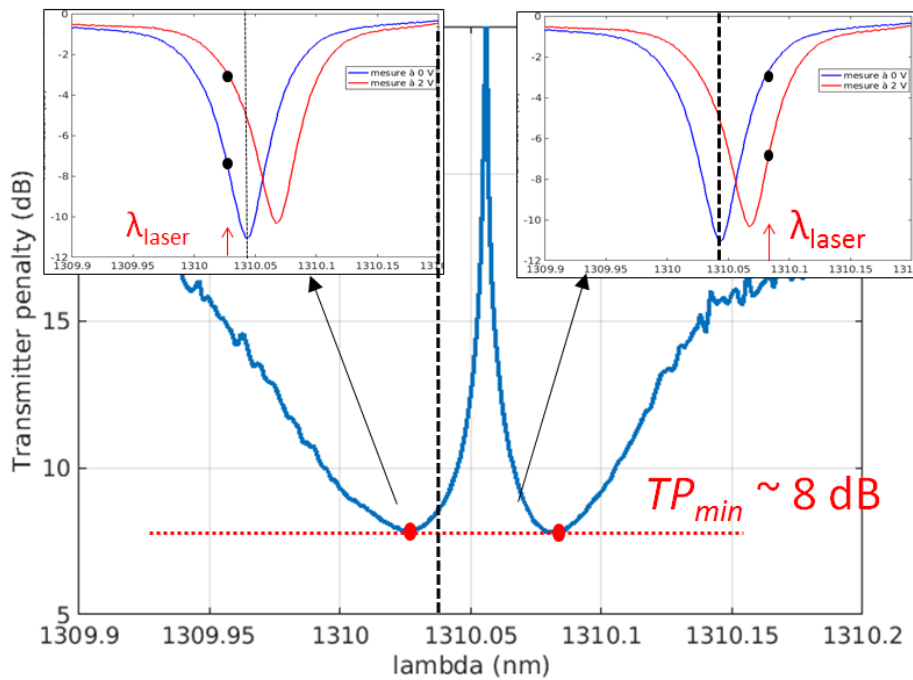


Figure 3.28 Pénalité du modulateur de la Figure 3.13.

De la même manière, on peut calculer la pénalité TP_{min} de chacune des résonances présentées en section 3.3.2. La Figure 3.29 représente TP_{min} en fonction de la valeur K_{est}^{0V} du couplage estimé à 0 V pour les modulateurs 1 (rouge), 2 (vert) et 3 (bleu) du Tableau 3-3. **On voit apparaître la pente de 0,7 dB de pénalité par pourcent de coefficient de couplage qui a été prédite par le modèle de la jonction 1 en section 2.2.6.** On montre ainsi qu'une différence de *gap* de 100 nm (section 3.3.1) a amélioré la performance des modulateurs de 5 dB.

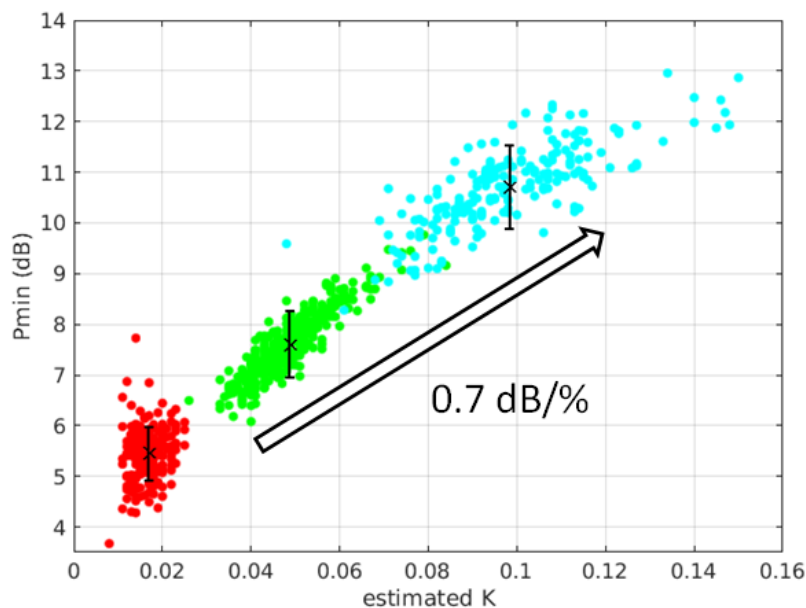


Figure 3.29 Pénalité TP_{min} des modulateurs mesurés en statique en fonction du coefficient de couplage estimé. Rouge modulateur 1, vert modulateurs 2 et bleu modulateur 3. Flèche noire : sensibilité de TP_{min} au coefficient de couplage.

3.5.2 Validation en dynamique de la pénalité à faible couplage

Après avoir caractérisé la résonance du modulateur en statique, le montage expérimental représenté en Figure 3.30 est mis en œuvre. Une porteuse optique est injectée dans la puce puis modulée par le modulateur à un débit 10 Gbit/s. Le signal optique est récupéré en sortie puis observé à l'aide d'un oscilloscope. On mesure l'amplitude du diagramme de l'œil (en V) pour différentes longueurs d'onde. A partir de la puissance émise par le laser, de l'amplitude du diagramme de l'œil, de la responsivité du photo-détecteur et des pertes optiques IL_{GC1} et IL_{GC2} correspondant aux coupleurs réseaux, on peut calculer la puissance P_{in} incidente au modulateur, l'amplitude du signal optique OMA_{mod} à la sortie de celui-ci et ainsi la pénalité du modulateur TP définie en section 2.2.4 en fonction de la longueur d'onde de la porteuse.

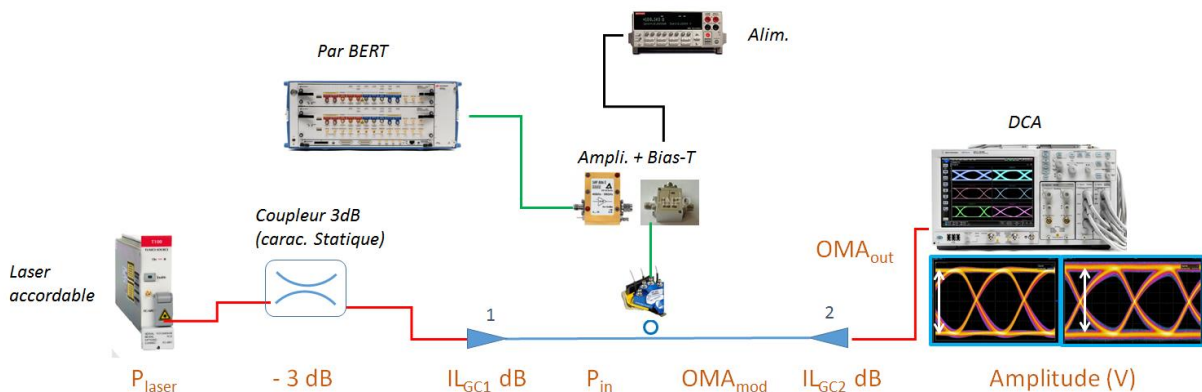


Figure 3.30 Montage de caractérisation du modulateur en dynamique.

On caractérise en dynamique un modulateur à couplage faible (modulateur 1). La mesure de pénalité est indiquée sur la Figure 3.31 en fonction du décalage en longueur d'onde (croix bleues). Le modulateur atteint une pénalité minimum TP_{min} d'environ 5,5 dB, ce qui est en accord avec les caractérisations en statique. En revanche, nous observons une différence de 1 dB avec les résultats de notre modèle du chapitre 2 (Figure 2.14) à ce coefficient de couplage. Cette différence peut s'expliquer par la simplicité du modèle de résonance utilisé (donné en Annexe) qui ne prend pas en compte la rétrodiffusion (section 3.2).

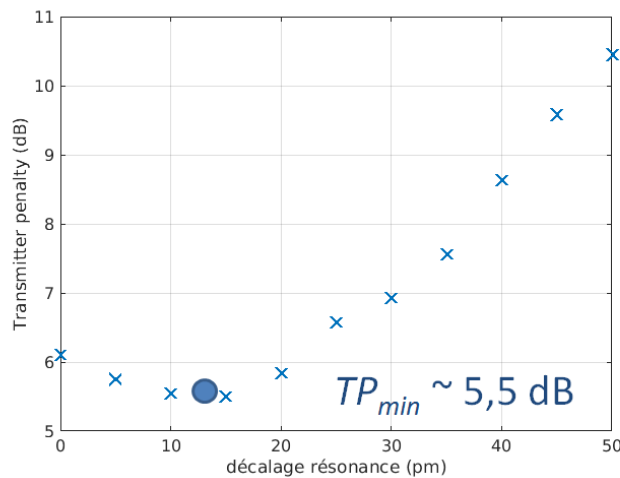


Figure 3.31 Pénalités d'un modulateur couplé à 2 % en fonction du décalage par rapport à une longueur d'onde donnée.

3.6. DIMENSIONNEMENT DES ANNEAUX DU DEMONSTRATEUR

3.6.1 Longueurs de couplage

Les modulateurs étudiés à la section 3.3.5 ont été fabriqués antérieurement à ceux présentés en 3.3.2 et aux démonstrateurs du chapitre 4. C'est l'analyse de leur réponse spectrale qui nous a conduits à diminuer le coefficient de couplage par la suite. Nous avons choisi de ne faire varier que le *gap* des coupleurs et de conserver la longueur de couplage nominale de 2 μm .

Dans le cas de démonstrateurs WDM, on espace les anneaux dans le spectre de l'espacement spécifié en jouant sur la longueur de la cavité de l'anneau. L'incrément ΔL est donné par la formule :

$$\Delta L = m \times \Delta \lambda_{WDM} \left(\frac{1}{n_{eff}(\lambda_{ref})} - \frac{\lambda_{ref} \times \frac{\partial n_{eff}}{\partial \lambda}}{n_{eff}(\lambda_{ref})^2} \right), \quad (3-10)$$

où m est l'ordre d'interférence de la résonance, $\Delta \lambda_{WDM}$ est l'espacement entre canaux, $n_{eff}(\lambda_{ref})$ est l'indice effectif à une longueur d'onde donnée et $\frac{\partial n_{eff}}{\partial \lambda}$ la dispersion chromatique au premier ordre. Le Tableau 3-12 donne la valeur des incréments correspondant à des espacements allant de 300 GHz à 50 GHz pour un rayon de 8 μm . Cet incrément peut atteindre des valeurs très faibles pour les espacements les plus étroits ($\Delta L = 19$ nm pour 50 GHz).

espacement (GHz)	ΔL R=8 μm (nm)
300	113
200	76
100	38
50	19

Tableau 3-12 Incrément de périmètre pour différents rayons et différents espacements entre canaux.

Les démonstrateurs que nous présentons au chapitre 4 correspondent à des espacements de 300 GHz (1,71 nm) et 100 GHz (0,57 nm). Nous avons choisi de faire varier le périmètre des cavités en jouant sur la longueur de couplage, les incréments ΔL ayant un impact négligeable sur le coefficient de couplage par rapport à sa valeur nominale (vérifié en simulation). Le Tableau 3-13 donne la valeur des longueurs de couplage correspondant aux deux démonstrateurs (arrondi à 5 nm). Le démonstrateur à 100 GHz étant conçu pour seulement deux canaux, seules deux longueurs de couplage sont indiquées pour celui-ci.

Canal	1	2	3	4
Démonstrateur 300 GHz	2 μm	2,055 μm	2,11 μm	2,165 μm
Démonstrateur 100 GHz	2 μm	2,02 μm	NA	NA

Tableau 3-13 Longueurs de couplage visées des démonstrateurs du chapitre 4.

En pratique, il n'est pas forcément souhaitable de concevoir des modulateurs avec une longueur de couplage car le passage du mode optique d'un guide d'onde circulaire à un guide d'onde rectiligne peut perturber le mode, provoquer des pertes et éventuellement perturber la réponse spectrale du modulateur. Sans longueur de couplage, l'incrément ΔL pourra être implémenté sur le rayon des anneaux pour des variations de rayon encore plus faibles que les variations de la longueur de couplage ($\Delta R = 3 \text{ nm}$ pour 50 GHz d'espacement).

3.6.2 Choix du couplage du modulateur

Nous avons montré aux sections 2.2.6 et 3.5 **que le fait de diminuer le couplage des modulateurs pouvait sensiblement améliorer leur performance en termes de pénalité en puissance optique**. Cependant, lorsqu'on augmente le facteur de qualité de l'anneau, la résonance devient plus sensible à la rétrodiffusion qui génère de nombreux pics de résonance dédoublés : c'est pour cette raison qu'une part non-négligeable des résonances du modulateur 1 (Tableau 3-3) a été filtrée dans les résultats présentés (3.3.2). **La performance atteignable des modulateurs optiques en anneau est ainsi limitée par la rétrodiffusion qui est liée aux procédés de fabrication et en particulier à la rugosité des guides d'onde (3.2)**. La Figure 3.32 représente l'ensemble des transmissions à 0 V des modulateurs 1, 2 et 3 du Tableau 3-3, avant l'étape de filtrage et entre 1300 nm et 1320 nm. Les résonances sont artificiellement alignées par traitement mathématique les unes par rapport aux autres. On voit graphiquement que le nombre de résonances dédoublées augmente avec le facteur de qualité de l'anneau considéré. **Pour cette raison, nous avons fait le choix de munir les modulateurs des démonstrateurs du chapitre 4 du coupleur 2 du Tableau 3-2 qui correspondent au modulateur 2 du Tableau 3-3.**

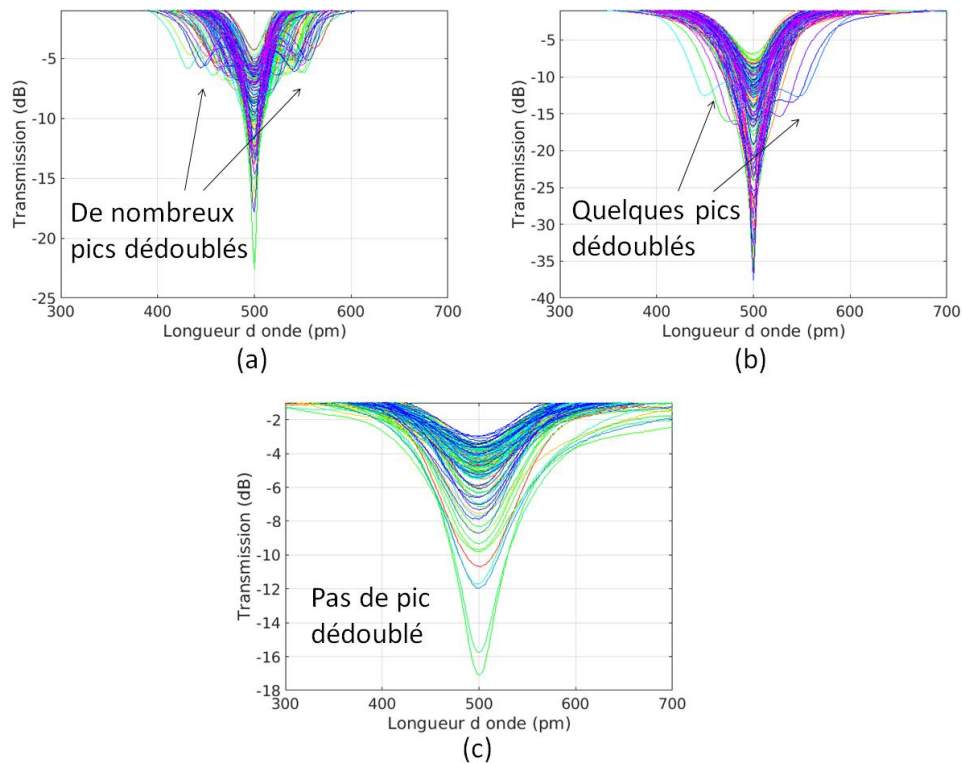


Figure 3.32 Résonances alignées avant l'étape de filtrage. (a) modulateur 1, (b) modulateur 2 et (c) modulateur 3.

3.7. CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Au cours de ce chapitre, nous sommes entrés dans le détail de la conception des modulateurs optiques en anneaux. A l'aide d'un modèle de coupleur évanescent conçu à partir d'un outil commercial [130], nous avons dimensionné trois types de modulateurs visant trois coefficients de couplage différents. **La diminution du coefficient de couplage nous a conduits à améliorer sensiblement la pénalité TP_{min} du modulateur puisqu'une différence de pénalité de plusieurs décibels a été mesurée en statique (section 3.5.1) pour une différence d'environ 8 % de coefficient de couplage correspondant à 100 nm de gap (section 3.3.1).** La valeur typique à 2 % de couplage mesurée en statique a été retrouvée en dynamique.

Nous avons également réalisé une extraction de paramètres à partir d'un modèle analytique simple des résonances décrit en annexe, ce qui nous a amené à **estimer de manière approximative les pertes des modulateurs à une valeur typique de 2600 dB/m.** La comparaison d'anneaux actifs et passifs nous a conduits à estimer **une perte typique due au dopage de 1300 dB/m.** Il conviendra d'utiliser un modèle plus approprié pour améliorer la précision du résultat.

Des simulations de la jonction PN constituant la cavité des modulateurs ont permis de retrouver l'ordre de grandeur de l'efficacité mesurée et des pertes dues au dopage estimées. Nous avons montré que la longueur caractéristique de la distribution de dopants dans le guide a une forte influence sur son efficacité.

Cependant, le décalage dans le spectre entre anneaux passifs et anneaux actifs a été sous-estimé par rapport aux mesures du chapitre 4. On peut expliquer cet écart soit par la

simplicité de notre modèle soit par un autre contributeur au décalage dans le spectre indépendant de la distribution de charges libres dans la cavité.

La diminution du coefficient de couplage a cependant l'inconvénient d'augmenter la sensibilité des transmissions spectrales à la rétrodiffusion avec l'apparition plus fréquente d'un dédoublement du pic de résonance qui est indésirable. Nous avons donc fait le choix d'opter pour **un couplage intermédiaire d'environ 5% pour les modulateurs des démonstrateurs du chapitre suivant.**

CHAPITRE 4

CONCEPTION DE CIRCUITS PHOTONIQUES ET CARACTERISATIONS

Au cours des deux chapitres précédents, nous avons étudié le comportement des modulateurs et des filtres en anneau en fonction du coefficient de couplage. Cette étude nous a permis de fixer un coefficient de couplage nominal pour les modulateurs et un coefficient de couplage nominal correspondant à chaque espacement entre canaux pour les filtres. Dans ce chapitre, **nous concevons et caractérisons des circuits à des espacements entre canaux de 300 GHz et 100 GHz**. Nous décrivons les équipements de caractérisation et les différents composants utilisés pour ensuite présenter les circuits réalisés et les résultats de caractérisation.

4.1. MATERIEL A DISPOSITION

4.1.1 Banc de caractérisation

Les circuits photoniques ont été caractérisés au Laboratoire d'électronique et de technologie de l'information (LETI) du centre CEA de Grenoble sur un banc de caractérisation électrique sous pointes permettant l'automatisation des mesures à l'échelle d'une plaque. Il s'agit d'un banc conçu pour des plaques de 300 mm de diamètre représenté sur la Figure 4.1. La plaque est placée sur un support mobile dont la température est maintenue constante afin de garantir la répétitivité des mesures. Lorsqu'une caractérisation pleine plaque est effectuée, le support amovible se déplace alors que les différentes sondes électriques et le porte-fibre (présentés plus bas) restent dans la même position, ce qui permet de tester toutes les puces.

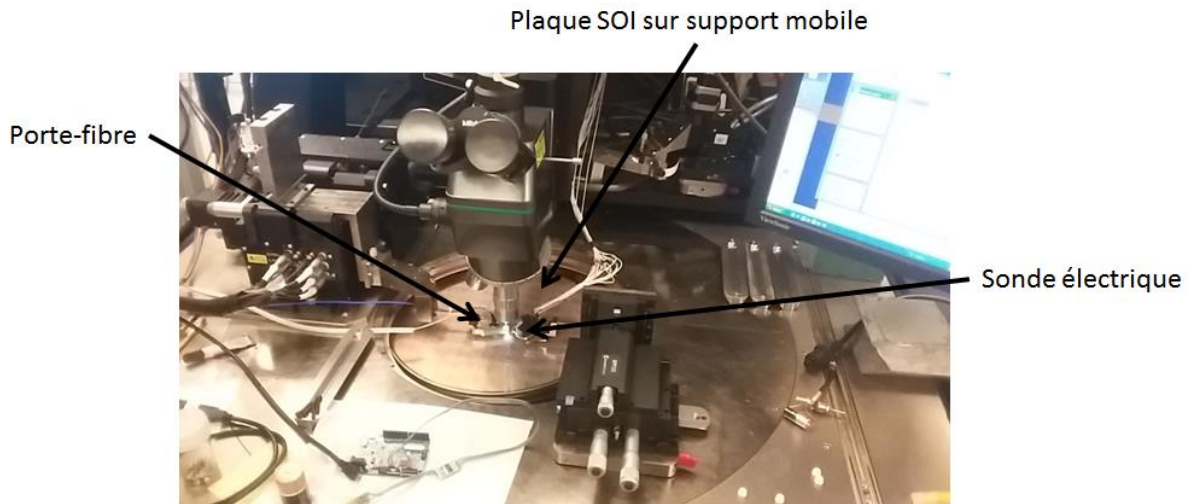


Figure 4.1 Banc de caractérisation

4.1.2 Sondes électriques et matrice de fibres

Matrice de fibres

Les signaux optiques sont couplés d'une fibre au circuit photonique ou bien du circuit photonique à coupleur réseau. Lorsque le circuit photonique caractérisé nécessite plusieurs fibres optiques, on utilise une matrice de fibres constitué de seize fibres optiques disposées à une distance de $250\ \mu\text{m}$ (Figure 4.2.a). Un positionneur six axes permet de maintenir la position de la matrice de fibre par rapport aux coupleurs réseau. Un programme d'auto-alignement a été développé afin d'optimiser cette position pour chaque puce lors d'une caractérisation automatisée pleine plaque. De plus, la position verticale de la plaque par rapport aux fibres est maintenue constante grâce à un senseur capacitif dont est muni le banc.

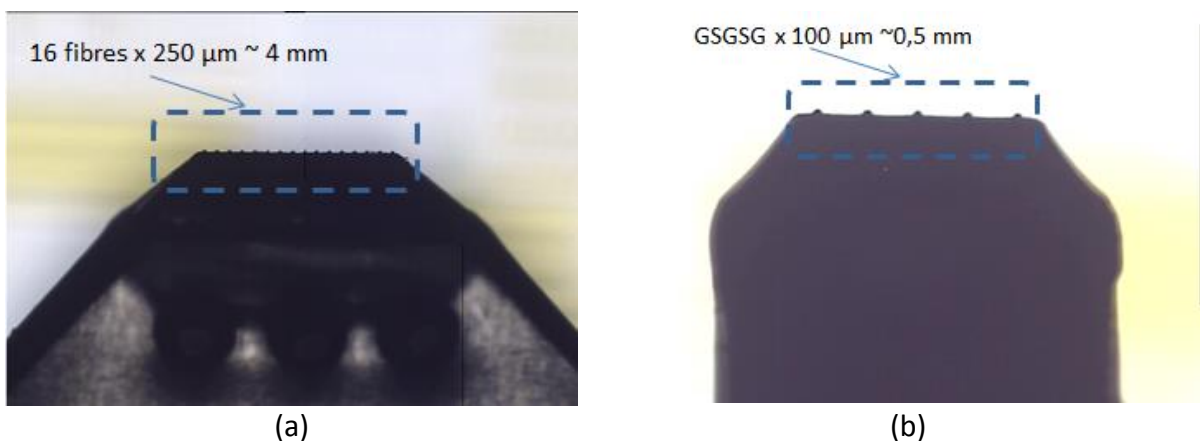


Figure 4.2 Photographie de la matrice de fibre (a) et d'une sonde GSGSG (b).

Sondes électriques

Différentes sondes électriques sont à disposition au laboratoire. Des sondes RF (radiofréquence) sont nécessaires pour alimenter les modulateurs optiques et récupérer les signaux électriques en sortie des photodiodes Germanium.

Certains circuits fabriqués seront mis en œuvre avec des sondes de type GSG (G pour la masse et S pour le signal RF) ou bien de type GSGSG de 100 μm d'espacement. Une sonde GSG est représentée sur la Figure 3.9 au contact d'une structure de caractérisation d'un modulateur et une sonde de type GSGSG est représentée sur la Figure 4.2.b. Dans le cas où ce type de sonde est utilisé, il faudra utiliser une autre sonde de type DC (composante continue) qui permettra d'alimenter en continu les résistances chauffantes qui contrôlent la position spectrale des résonances. Nous utiliserons une sonde DC de 16 broches espacées de 100 μm .

Afin de simplifier le montage expérimental, d'autres circuits ont été conçus pour être utilisés avec des sondes électriques associant des signaux RF et DC. En effet, nous disposons également de deux sondes GLLGSSGLLLLLSSGLLG (19 broches au total espacées de 150 μm) et GLLGSSGLLLLLSSGLLG (21 broches au total espacées de 150 μm). G représente la masse, L des signaux digitaux (jusqu'à 100 MHz) et S les signaux RF (jusqu'à 67 GHz).

Disposition des sondes, disposition de la matrice de fibre et impact sur la conception du circuit photonique

Les circuits présentés dans ce chapitre ont été conçus en prenant en compte les contraintes liées aux sondes et à la matrice de fibre. Ce sont des circuits multiplexés en longueur d'onde (deux et quatre canaux) et qui disposent chacun de modulateurs et de filtres connectés à des photodiodes. Pour mettre en œuvre les circuits avec au moins deux canaux WDM simultanément, nous allons donc devoir utiliser au moins quatre broches RF pour envoyer et recevoir les données.

Dans le cas où des sondes RF standard (GSG ou GSGSG) sont utilisées, les quatre « pôles » du circuit sont occupés (configuration 1 représentée sur la Figure 4.3.a). En effet, deux sondes RF sont nécessaires pour alimenter les modulateurs et récupérer les signaux démodulés respectivement, une sonde DC est nécessaire pour contrôler les résistances chauffantes et enfin le dernier pôle doit être occupé par la/les fibres optiques. **L'encombrement important de ces différents éléments nous a amené à placer les différents plots destinés aux sondes et les coupleurs réseau à de grandes distances par rapport aux dimensions des anneaux utilisés sur la puce photonique.**

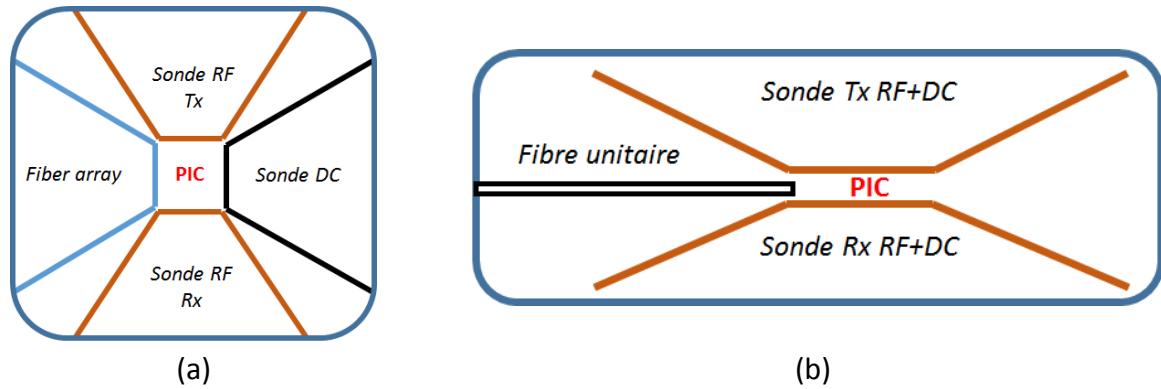


Figure 4.3 Configuration 1 (a) et 2 (b).

Afin de réduire la surface occupée, nous avons également conçu des circuits n'utilisant que deux sondes électriques qui amènent à la fois les signaux RF et les signaux DC, libérant ainsi le « pôle » occupé par la sonde DC dans la configuration décrite plus haut (configuration 2 sur la Figure 4.3.b). De plus, nous avons choisi de n'utiliser qu'une seule fibre dans cette configuration, ce qui permet de ne pas utiliser la matrice de fibre et ainsi de réduire considérablement la dimension longitudinale du circuit.

4.2. COMPOSANTS DU CIRCUIT

Nous présentons ici la cellule paramétrique de l'anneau résonant, les résistances chauffantes et les lignes de transmission.

4.2.1 Cellule paramétrique de l'anneau résonant

Une cellule paramétrique d'anneau résonant a été réalisée par un membre de l'équipe de STMicroelectronics. Grâce à cette cellule, il est possible entre autres d'ajuster les dimensions de l'anneau (rayon, longueur de couplage, *gap*), d'ajouter un second guide d'onde pour obtenir un anneau *Add-drop* et de doper ou non la cavité résonante de manière à rendre l'anneau actif ou passif. Il est également possible d'ajouter des résistances chauffantes. Les différents contacts électriques nécessaires aux jonctions, aux lignes RF et à l'alimentation des résistances chauffantes sont réalisés par différents niveaux de métallisation (ci-après dénommés métal 1, 2...). Un anneau actif et un anneau passif de rayon $8\ \mu\text{m}$ et de longueur de couplage $2\ \mu\text{m}$ sont représentés sur la Figure 4.4. **L'anneau actif est un anneau *All-pass* muni de trois résistances chauffantes en parallèles alimentées par contacts de métal 2.** De part et d'autre du guide d'onde constituant la cavité, on distingue les zones dopées P et N. La cathode (partie centrale, dopée N) est connectée jusqu'au métal 4 qui est également le métal choisi pour la ligne RF. L'anode (partie extérieure, dopée P) est connectée à la grille de métal 1 connectée elle-même à la masse du circuit. L'anneau passif est un anneau *Add-drop* de mêmes dimensions que l'anneau actif muni de quatre résistances chauffantes en parallèle.

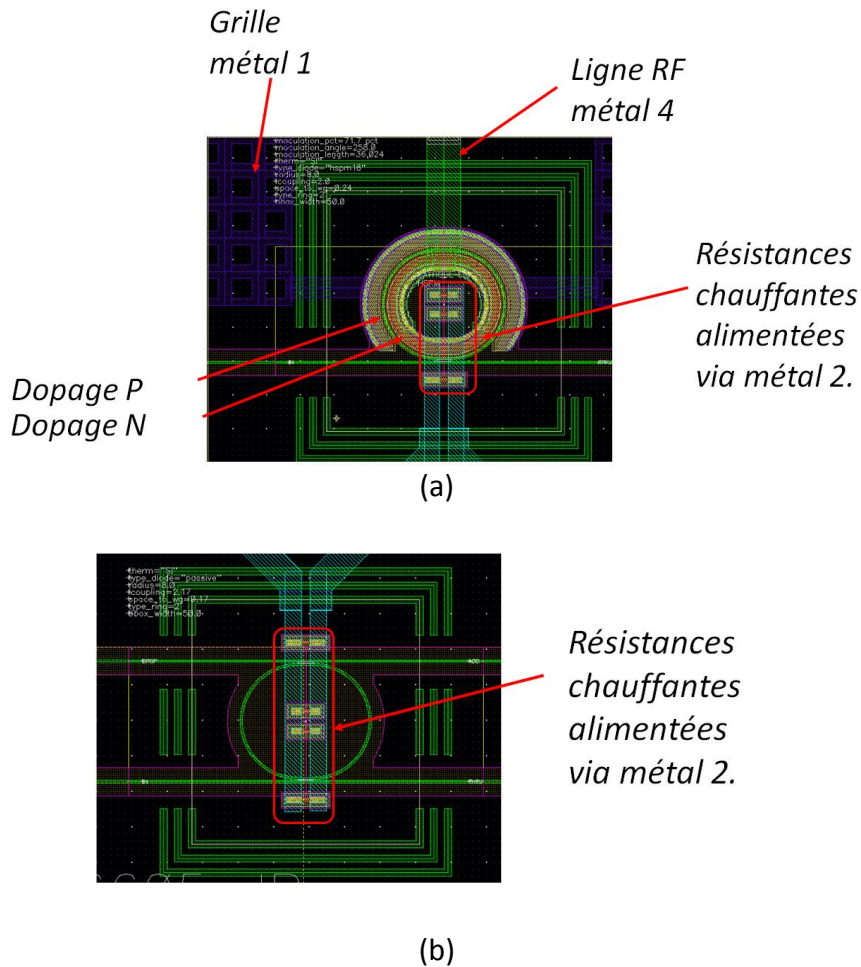


Figure 4.4 Représentation de l'anneau actif (a) et de l'anneau passif (b) sur le logiciel de conception.

4.2.2 Résistances chauffantes

Les résistances chauffantes utilisées sont fabriquées au même niveau que le *slab* des guides d'onde. La Figure 4.5 représente une résistance sur le logiciel de conception. La connexion entre les niveaux de métaux et la couche active est réalisée par des contacts (bleu). La résistance de dimension $1\ \mu\text{m} \times 0,5\ \mu\text{m}$ est rendue conductrice par l'implantation de dopants N et la valeur typique de la résistance de surface donnée par la documentation associée à la technologie PIC25G correspond à **une valeur typique de $1,5\ \text{k}\Omega$** .

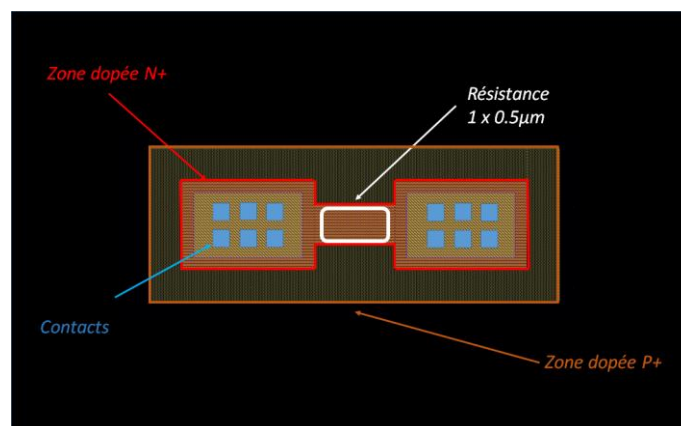


Figure 4.5 Représentation d'une résistance chauffante sur le logiciel de conception.

Le courant maximum toléré par chaque contact (quelques dixièmes de mA) limite le courant total traversant la résistance à une valeur de l'ordre de 2 mA. Les modulateurs étant équipés de trois résistances chauffantes, **on pourra y injecter un courant maximale de l'ordre de 6 mA.**

4.2.3 Dimensionnement des lignes de transmission

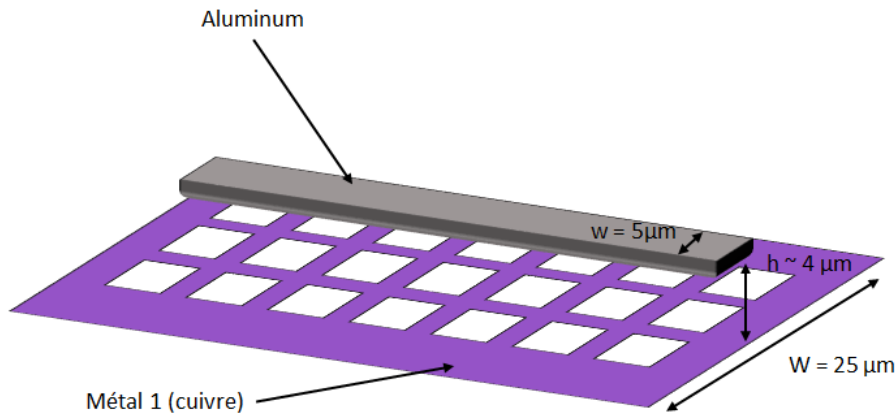


Figure 4.6 Vue schématique de la ligne de transmission.

Les lignes de transmission qui conduiront le signal électrique des plots RF jusqu'aux anneaux et des photodiodes jusqu'aux plots RF ont été dimensionnées en suivant des règles standard de conception RF.

La Figure 4.6 représente une telle ligne de transmission : elle est constituée d'un fil d'aluminium et d'une grille de métal 1 (cuivre) séparés d'une hauteur h d'environ $4 \mu\text{m}$. La largeur du fil d'aluminium $w = 5 \mu\text{m}$ est choisie de manière à assurer une impédance de 50Ω sur une large plage de fréquence allant de la première harmonique (10 GHz) à la troisième (30 GHz).

Une grille de métal est utilisée pour confiner les lignes de champ électrique tout en respectant les règles de conception qui interdisent d'utiliser de trop grandes surfaces pleines. La largeur W de la grille est de cinq fois la largeur du fil en aluminium soit $25 \mu\text{m}$.

Lors de la conception des circuits qui seront munis de plusieurs lignes de transmission, nous nous efforcerons d'éviter tout couplage électromagnétique entre celles-ci en respectant les règles suivantes :

- Éviter les lignes de transmission parallèles sur le circuit.
- S'il est nécessaire de construire des lignes parallèles, minimiser la longueur des sections parallèles et maximiser la distance entre ces lignes de transmission.

4.3. DEMONSTRATEUR A 300 GHZ D'ESPACEMENT

Nous présentons un premier circuit photonique constitué de quatre modulateurs et quatre filtres en anneau espacés de 300 GHz dans le spectre. Nous décrivons le circuit puis exposons les résultats de caractérisation en statique et en dynamique.

4.3.1 Conception du circuit photonique

Conception du transmetteur et du récepteur et distance entre anneaux

Les sondes utilisées sont des sondes GSGSG disposées selon la configuration 1 décrite à la section 4.1.2. Les modulateurs et les filtres sont disposés en face des plots où seront placées les sondes lors de la caractérisation comme on peut le voir sur la Figure 4.7 et la Figure 4.8. On ne pourra placer qu'une seule sonde au niveau du transmetteur et une seule sonde au niveau du récepteur. Par conséquent, seuls deux canaux pourront être utilisés simultanément. Les pointes des sondes étant espacées de $100\ \mu\text{m}$, **les anneaux sont séparés d'une distance de $200\ \mu\text{m}$** . De plus, **la distance entre les plots et les anneaux (transmetteur)** ainsi que **celle entre les photodiodes et les plots (récepteur) est réduite à quelques dizaines de microns de manière à minimiser le couplage entre les lignes RF**. Des résistances sont placées entre les plots S et les plots G de manière à réaliser l'adaptation d'impédance à $50\ \Omega$.

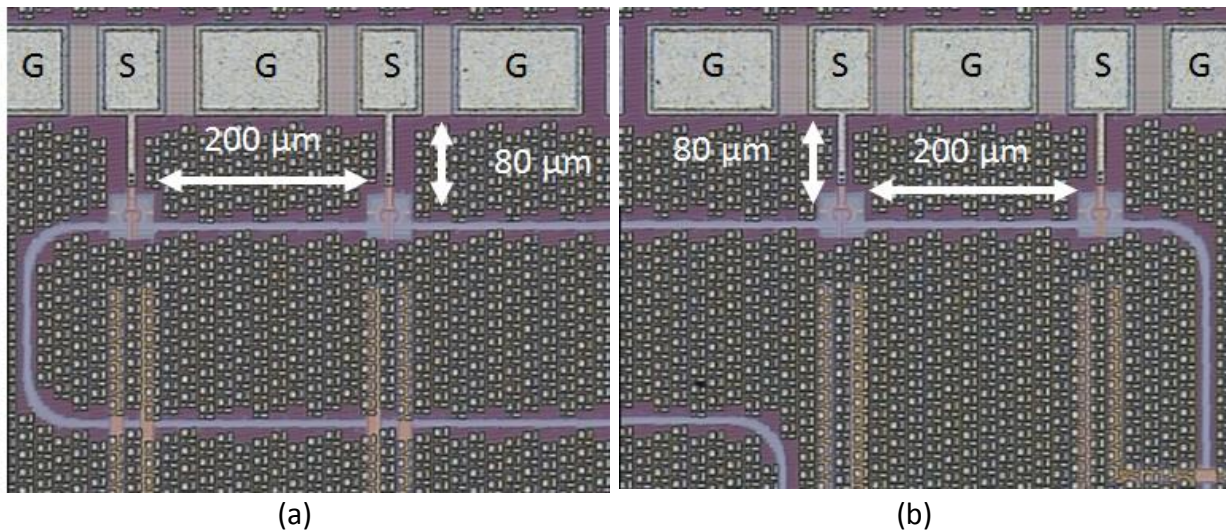


Figure 4.7 Photographies (a) des deux premiers modulateurs (b) des deux autres modulateurs du circuit à 300 GHz d'espacement.

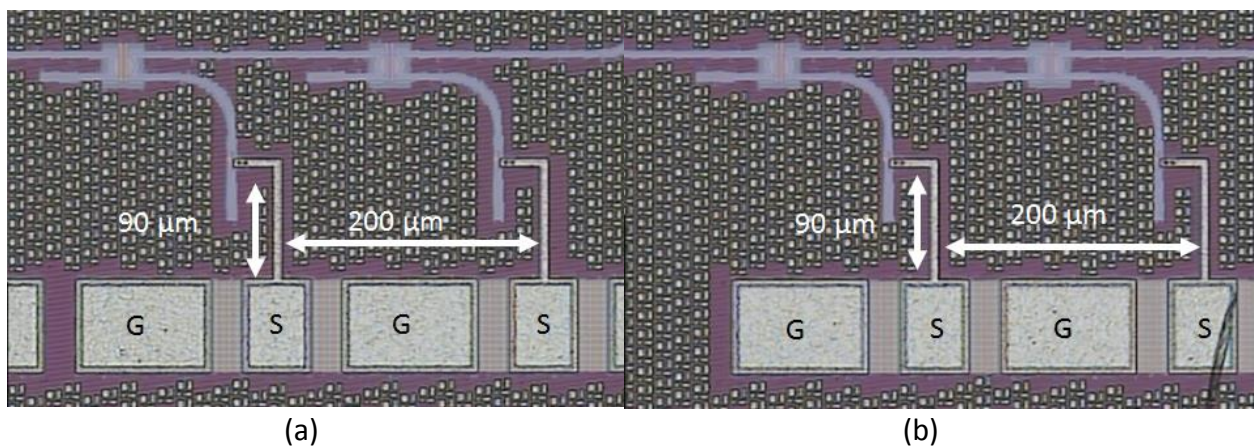


Figure 4.8 Récepteur du démonstrateur à 300 GHz d'espacement (a) deux premiers filtres (b) les deux autres.

Espacement entre canaux

L'espacement entre canaux de 300 GHz de ce premier démonstrateur est relativement grand en comparaison aux espacements qui ont été visés au chapitre 2 (Tableau 2-1), l'objectif étant de démontrer la faisabilité du lien WDM sans espacement agressif source de diaphonie. Etant donné le *FSR* d'environ 7 nm des anneaux de rayon 8 μm , quatre canaux WDM seront disponibles (300 GHz = 1,71nm). Nous voulons faire varier les longueurs de couplage des anneaux d'un pas de 55 nm pour reproduire cet espacement dans le spectre conformément au Tableau 3-13.

Cependant, une erreur de notre part a conduit à un arrondi de la longueur de couplage à 0,01 μm , ce qui fait que les canaux ne sont pas exactement espacés de la même distance. Les longueurs de couplage visées et les longueurs effectives sont indiquées dans le Tableau 4-1.

Anneau (Tx ou Rx)	1	2	3	4
Longueur de couplage visée	2 μm	2,055 μm	2,11 μm	2,165 μm
Longueur de couplage effective	2 μm	2,06 μm	2,11 μm	2,17 μm

Tableau 4-1 Longueurs de couplage visées et longueurs effectives.

Conception du circuit photonique

La Figure 4.9 représente un schéma du circuit photonique. Les porteuses optiques sont injectées dans le coupleur réseau 1 puis modulées par les anneaux du transmetteur. Une partie du signal (~10 %) est extraite grâce à un coupleur directionnel et parvient au coupleur réseau 3. Le reste du signal parvient ensuite au récepteur et chacune des porteuses est démultiplexée par un filtre en anneau. Le coupleur réseau 4 est disposé à la suite du port *Through* du dernier anneau.

Le chemin allant du coupleur 1 au coupleur 3 permet de caractériser en longueur d'onde le transmetteur tandis que le chemin allant du coupleur 2 vers le coupleur 4 permet de caractériser le récepteur. Le chemin allant de 1 vers 4 donne accès à la transmission du transmetteur et du récepteur. Etant donné l'encombrement des sondes et de la matrice de fibres (section 4.1.2), le transmetteur et le récepteur sont séparés d'une distance de 1,5 mm tandis que les coupleurs réseau sont disposés à une distance de 3,5 mm. La longueur du transmetteur et du récepteur est d'environ 1 mm.

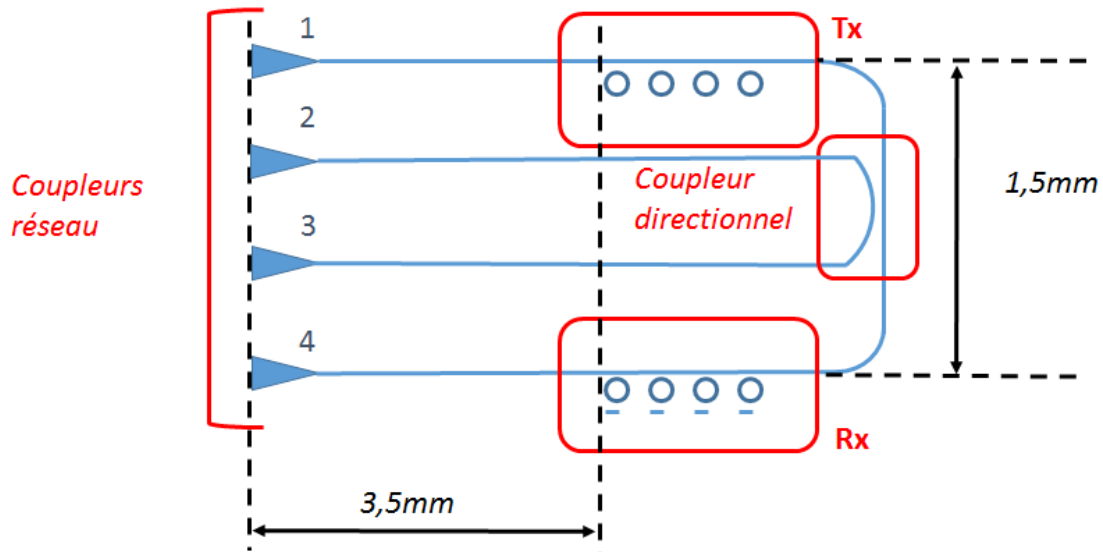


Figure 4.9 Schéma du circuit photonique du démonstrateur à 300 GHz d'espacement

Une photographie du circuit est représentée en Figure 4.10. On distingue les différents éléments décrits ci-dessus : les anneaux du transmetteur et du récepteur, le coupleur directionnel et les quatre guides d'onde menant aux coupleurs réseau (non-représentés sur la figure). De plus, on distingue les trois sondes électriques : deux sondes RF en haut et en bas de l'image ainsi que la sonde DC à droite.

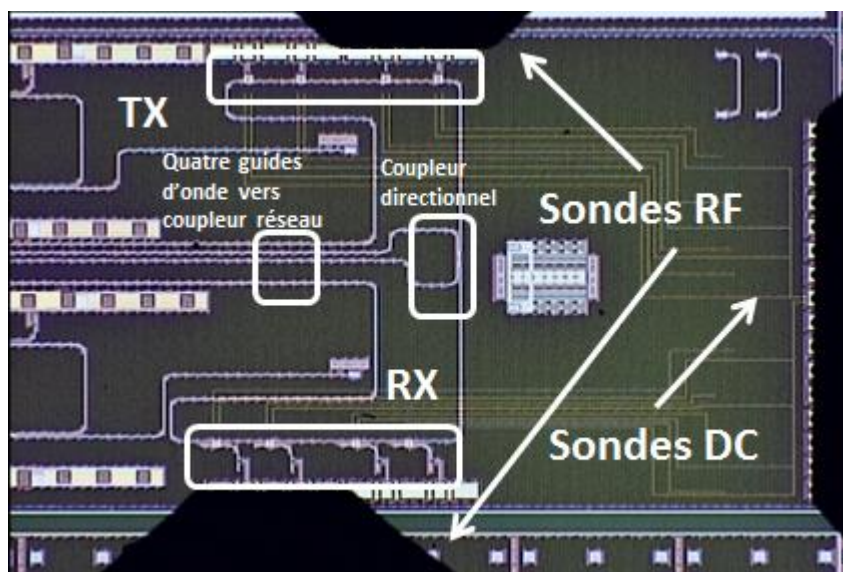


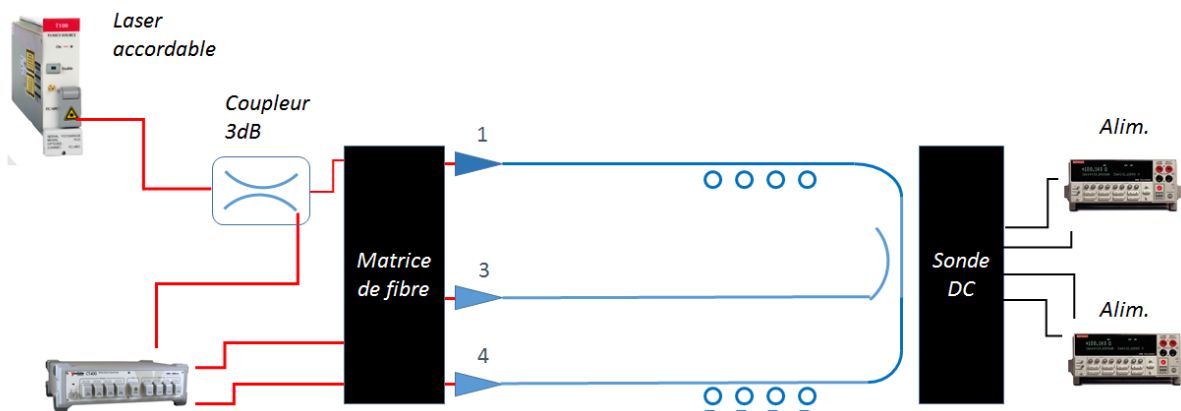
Figure 4.10 Photographie du circuit photonique à 300 GHz d'espacement

4.3.2 Caractérisation statique du démonstrateur

Nous présentons dans ce paragraphe les résultats de **caractérisation statique du démonstrateur sur différentes puces**. Nous nous intéressons à différentes caractéristiques comme les espacements entre canaux, l'espacement entre les anneaux du transmetteur et du récepteur et l'efficacité des résistances chauffantes.

Banc de caractérisation statique du démonstrateur

La Figure 4.11 représente le montage expérimental utilisé pour les caractérisations en statique. Le testeur de composant optique réalise des mesures de transmission optique en contrôlant le laser accordable. Un coupleur externe 3dB extrait une partie de la puissance laser pour l'amener à un photo-détecteur du testeur de composant. La puissance restante est injectée dans le circuit via le port 1. Les fibres optiques des ports 3 et 4 sont connectées au testeur de composant. La sonde DC est connectée à des sources de tension qui alimentent les différentes résistances chauffantes.



Testeur de composant optique

Figure 4.11 Schéma du montage de caractérisation statique du démonstrateur à 300 GHz d'espacement.

Espacements entre résonances

La Figure 4.12 trace la transmission spectrale pour le chemin port 1 vers port 3 (bleu) et port 1 vers port 4 (rouge) sur un intervalle légèrement supérieur au FSR autour de 1300 nm pour trois puces numérotées de 1 à 3. Par la suite, nous n'avons pas particulièrement privilégié cette fenêtre, les réponses spectrales de la Figure 4.15 étant par exemple représentées à des longueurs d'onde proches de 1310 nm. Les résonances de la courbe bleue correspondent aux résonances du transmetteur. Elles apparaissent également sur la courbe rouge. Les résonances de la courbe rouge ne figurant pas sur la courbe bleue correspondent aux résonances du récepteur. On peut également les distinguer par le fait qu'elles sont plus larges (facteurs de qualité moins élevés). Les résonances des anneaux du transmetteur sont notées T1, T2, T3 et T4 et celles du récepteur R1, R2, R3 et R4.

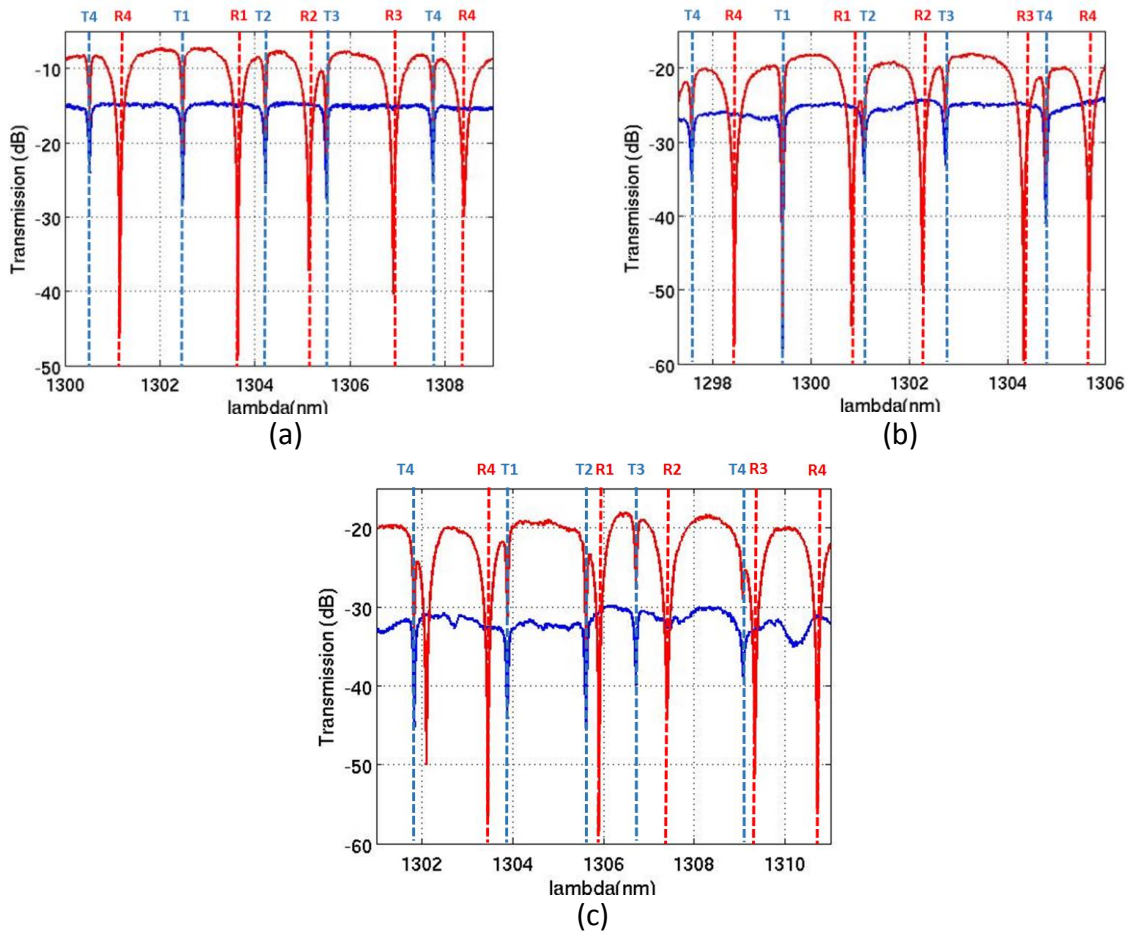


Figure 4.12 Transmissions spectrales du transmetteur (chemin 1 vers 3 de la en bleu) et transmission du transmetteur et du récepteur (chemin 1 vers 4 en rouge) pour trois puces nommées 1 (a), 2 (b) et 3 (c). Les résonances des anneaux sont numérotées de 1 à 4.

Les espacements entre canaux sont représentés sur la Figure 4.13, les notations T_{xij} (et R_{xij}) correspondant à l'espacement entre les résonances des anneaux i et j . L'espacement entre deux canaux donnés varie de quelques dixièmes de nm entre les puces, ce qui correspond à l'ordre de grandeur attendu [104]. On retrouve également une différence entre les espacements séparant les différents canaux, ce qui est expliqué par des longueurs de couplage arrondies à 10 nm près (section 4.3.1).

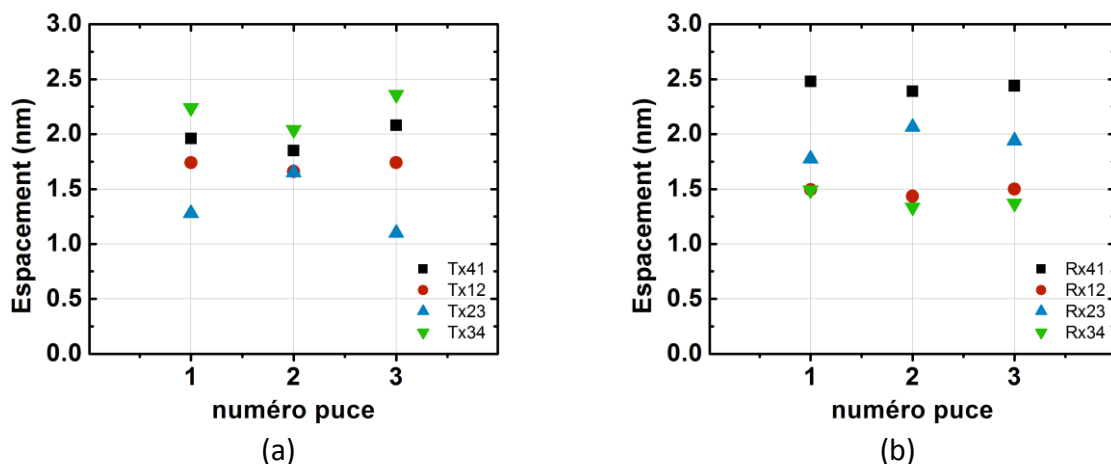


Figure 4.13 Espacements entre canaux du transmetteur (a) et du récepteur (b).

Les intervalles spectraux libres des différentes puces correspondant aux quatre anneaux du transmetteur et du récepteur sont représentés sur la Figure 4.14.a. L'écart entre transmetteur et récepteur sur une même puce est faible (inférieur à 0,05 nm). De plus, les variations entre puces inférieures au dixième de nm sont celles attendues [104]. On représente également sur la Figure 4.14.b l'espacement entre les résonances du transmetteur et du récepteur pour les différents anneaux et les différentes puces. **Ces espacements sont fortement dispersés d'une puce à l'autre et on retiendra une distance dans le spectre qui varie entre 0,5 nm et 2,5 nm.** Cet écart est plus important que celui prédit par notre modèle de jonction (section 3.4.5).

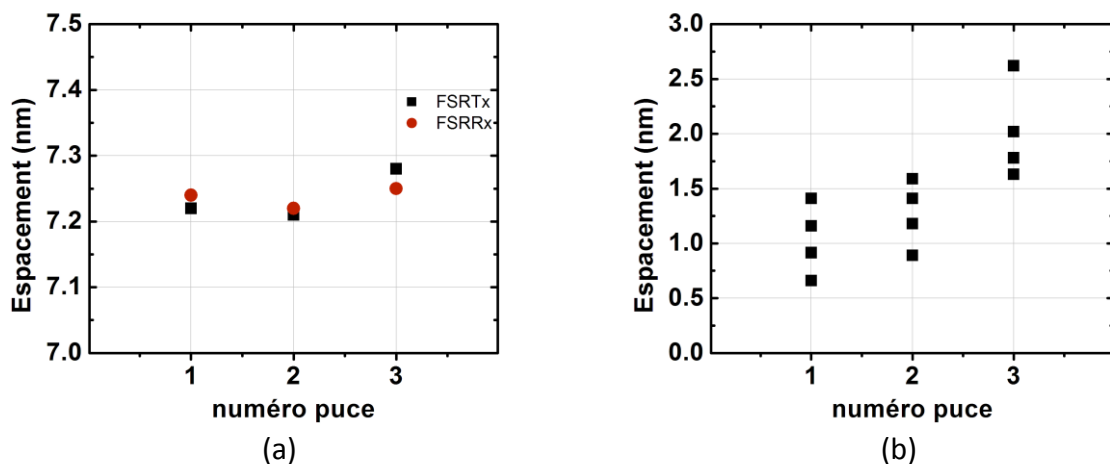


Figure 4.14 (a) Intervalle spectral libre du transmetteur (noir) et du récepteur (rouge). (b) Espacement entre anneaux du transmetteur et du récepteur des différents canaux.

Résistances chauffantes

Les résonances des anneaux du récepteur étant systématiquement décalées à droite dans le spectre par rapport aux résonances des modulateurs, nous n'utiliserons que les résistances chauffantes des modulateurs pour compenser cet écart. Nous présentons sur les figures suivantes la transmission spectrale du transmetteur d'une puce donnée (port 1-3 de la Figure 4.11) pour différents courants injectés dans les résistances chauffantes des quatre modulateurs. On représente le décalage correspondant à chacun des modulateurs sur la Figure 4.16 en fonction du courant injecté et de la puissance dissipée. Les résistances correspondant aux différents modulateurs sont résumées dans le Tableau 4-2. Les résistances ont des valeurs proches de la valeur nominale (1,5 k Ω) et les variations autour de cette valeur sont en accord avec la spécification de la technologie PIC25G. En considérant une valeur typique d'efficacité de 25 pm/mW et une valeur de résistance de 1,5 k Ω , le courant nécessaire pour se décaler de 1,5 nm (valeur typique de décalage sur la Figure 4.14) est de 6 mA soit le courant maximal d'après la spécification (section 4.2.2). **Pour mettre en œuvre le circuit photonique, il faudra par conséquent injecter des courants à la limite du courant maximal toléré.**

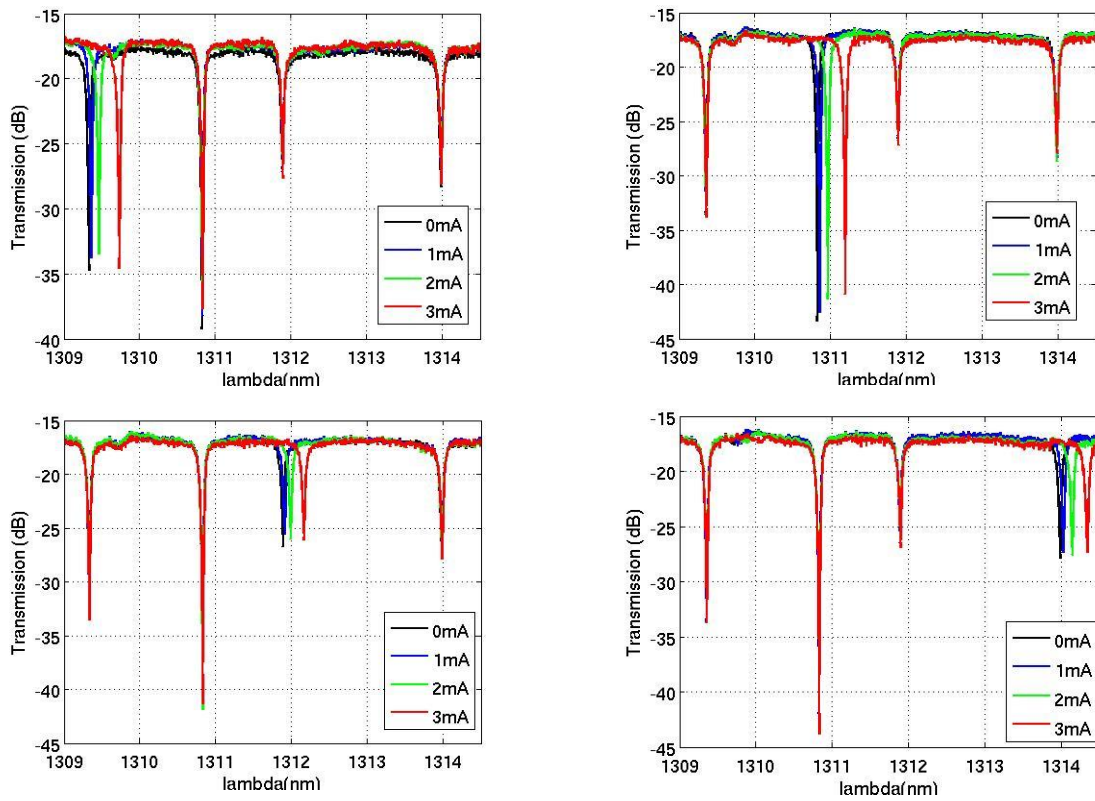


Figure 4.15 Déplacement des pics de résonance du transmetteur

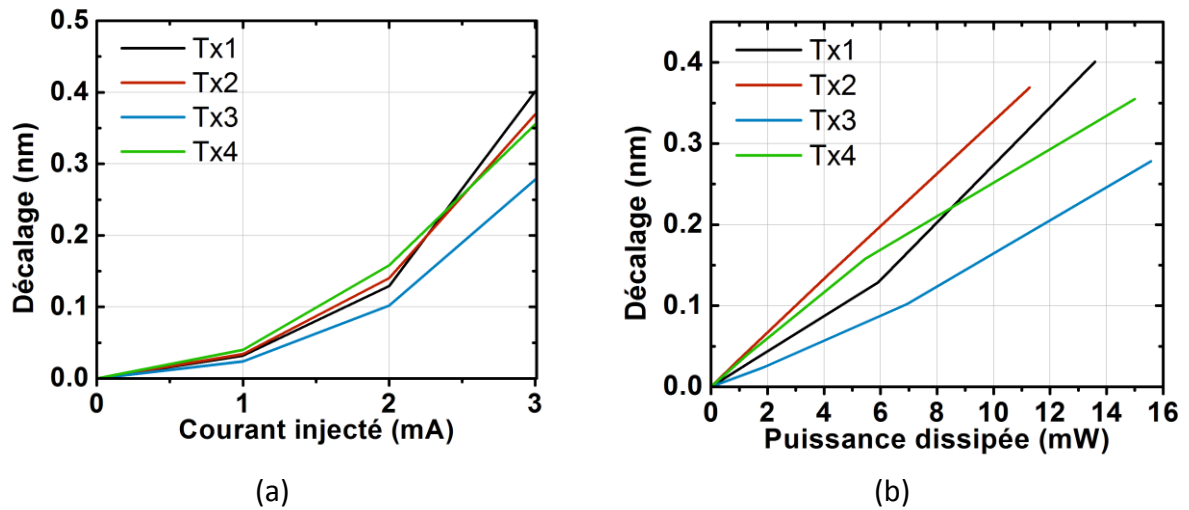


Figure 4.16 (a) Décalage en longueur d'onde fonction du courant injecté (b) Décalage en longueur d'onde fonction de la puissance dissipée.

	Résistance (kΩ)
T1	1,5
T2	1,1
T3	1,8
T4	1,4

Tableau 4-2 Résistances mesurées.

4.3.3 Caractérisation dynamique du démonstrateur

Parmi les trois puces présentées en section 4.3.2, la puce 1 présente les espacements entre anneaux du transmetteur et anneaux du récepteur les plus faibles (Figure 4.14). Nous mettons en œuvre le démonstrateur de cette puce étant donné que le déplacement des résonances dans le spectre est limité par le courant maximal autorisé par les résistances chauffantes (section 4.2.2). On utilise le montage représenté de la Figure 4.17. Deux sources laser sont connectées à un coupleur 3dB dont une des branches est elle-même connectée à la matrice de fibres. Le ParBERT génère deux séquences binaires pseudo-aléatoires à 10 Gbit/s qui sont amplifiées de manière à attaquer les anneaux avec une amplitude de $2 V_{p-p}$. On ajoute une tension de polarisation DC de quelques volts grâce aux Tés de polarisations. De même, les photodiodes du récepteur sont polarisées et le photo-courant généré attaque directement la résistance 50Ω de l'oscilloscope.

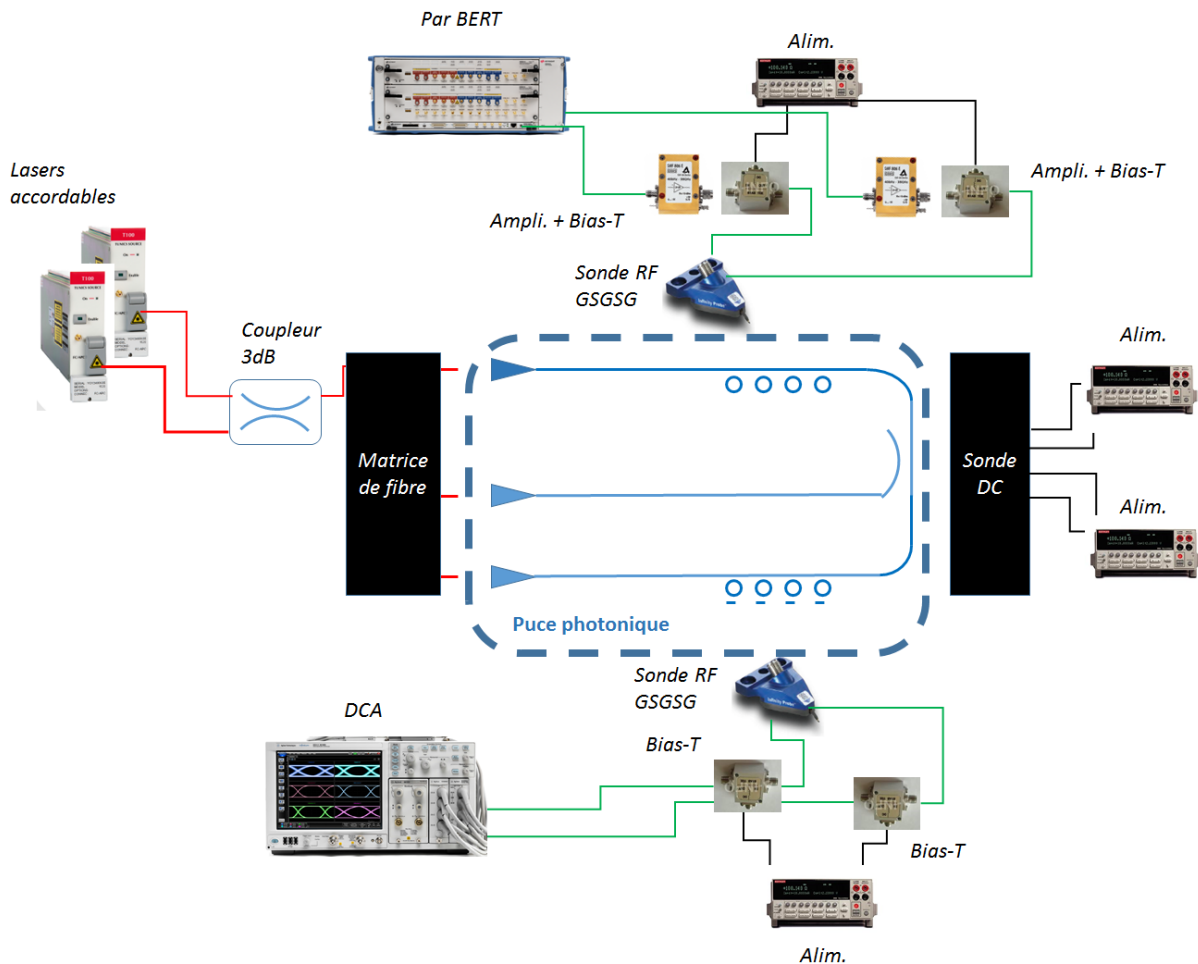


Figure 4.17 Schéma du montage de caractérisation dynamique du démonstrateur à 300 GHz d'espacement.

Protocole expérimental

Dans un premier temps, on observe la caractéristique spectrale du circuit grâce au montage de la Figure 4.11. Ensuite, on alimente les résistances chauffantes des deux premiers modulateurs de manière à aligner leur résonance avec celles des filtres récepteurs correspondants. Les valeurs des tensions appliquées sont notées et on met en place le

montage de la Figure 4.17. On règle les longueurs d'onde des deux lasers accordables à la longueur d'onde de résonance des filtres et on observe les signaux obtenus. En jouant finement sur les tensions appliquées aux résistances chauffantes des modulateurs, on maximise l'ouverture de l'œil. L'opération est répétée avec le troisième et le quatrième modulateur pour mettre en œuvre les quatre canaux du circuit photonique WDM.

Résultats

Les diagrammes de l'œil de la Figure 4.18 ont pu être acquis aux longueurs d'onde de 1303,4nm, 1305,1nm, 1306,7nm et 1308,35nm. Les diagrammes de l'œil sont ouverts et ont des amplitudes de l'ordre de 6 mV. On retrouve le même ordre de grandeur en partant de la puissance de 4,5 dBm émise par le laser et en lui retranchant les pertes typiques de l'ensemble des éléments optiques du circuit (coupleur 3 dB, coupleur réseau, guides d'onde, coupleur directionnel à 10 %) données par la spécification de la technologie PIC25G ainsi que la pénalité typique du modulateur et la perte d'insertion du récepteur.

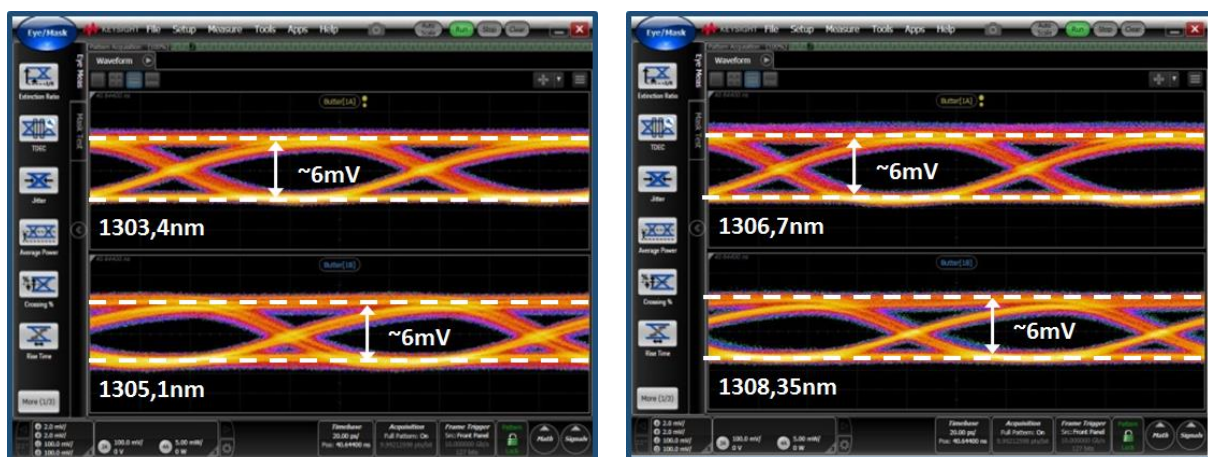


Figure 4.18 Diagrammes de l'œil des quatre canaux du démonstrateur puce 1 à 10 Gbit/s

4.4. DEMONSTRATEUR A 100 GHz D'ESPACEMENT

Nous présentons un deuxième circuit photonique constitué de deux modulateurs et deux filtres en anneau espacés de 100 GHz dans le spectre. Nous décrivons le circuit puis exposons les résultats de caractérisation en statique et en dynamique.

4.4.1 Conception du circuit photonique

Le circuit est conçu selon la configuration 2 présentée sur la Figure 4.3. Les deux sondes de 19 et 21 broches sont munies de deux sites GSSG, soit quatre sites au total. Nous avons pris le parti de n'utiliser qu'un seul plot signal par site pour éviter tout risque de couplage entre deux lignes RF voisines, ce qui donne au total deux lignes RF pour la modulation et deux lignes pour la réception (deux canaux WDM).

Les coupleurs des modulateurs correspondent au coupleur 2 du Tableau 3-2 et les longueurs de couplage visées sont indiquées dans le Tableau 3-13.

Distance entre anneaux

Nous avons tenté de réduire la distance entre anneaux par rapport au démonstrateur présenté en section 4.3. La Figure 4.19 représente les deux modulateurs alimentés par deux lignes RF et distants de $100\ \mu\text{m}$. La résistance $50\ \Omega$ du modulateur 1 réalisant l'adaptation d'impédance est située au niveau des plots comme pour le démonstrateur de la section 4.3. En revanche, celle du modulateur 2 a dû être approchée de celui-ci comme indiqué.

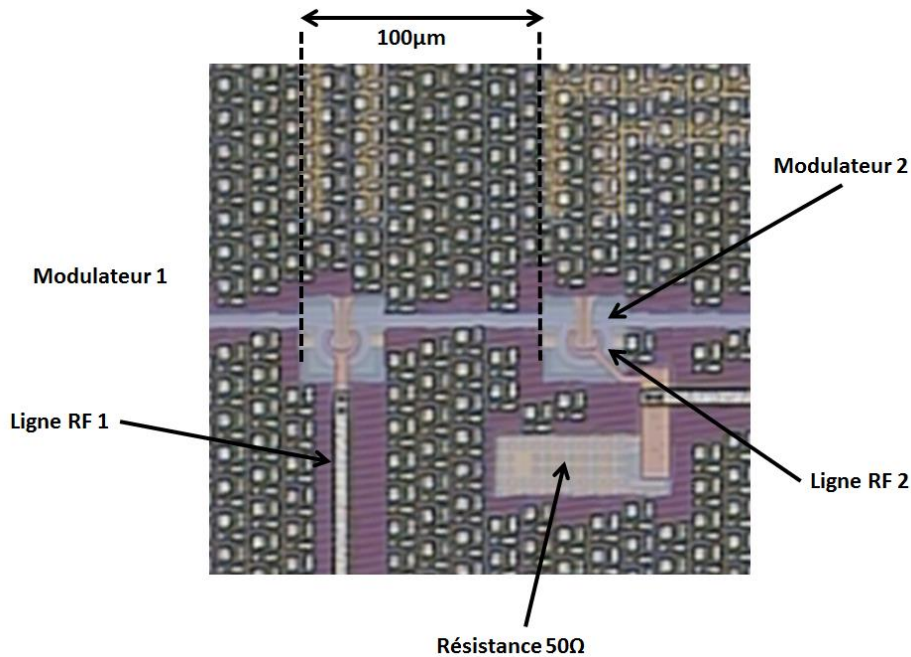


Figure 4.19 Photographie du transmetteur à $100\ \text{GHz}$ d'espacement.

La Figure 4.20 représente les deux filtres du récepteur et la Figure 4.21 représente l'ensemble du circuit. La distance entre les filtres est d'environ $130\ \mu\text{m}$. Les deux filtres étant placés à côté du site GSSG du deuxième canal en réception, la photodiode du filtre 2 est proche des deux anneaux. En revanche, il est préférable de conduire le signal du canal 1 sur un guide d'onde optique jusqu'au premier site pour éviter tout couplage entre les signaux électriques. Le port *Through* du deuxième filtre mène à une troisième photodiode qui est reliée à un plot DC et qui est destinée à mesurer la transmission spectrale des quatre anneaux disposés en série.

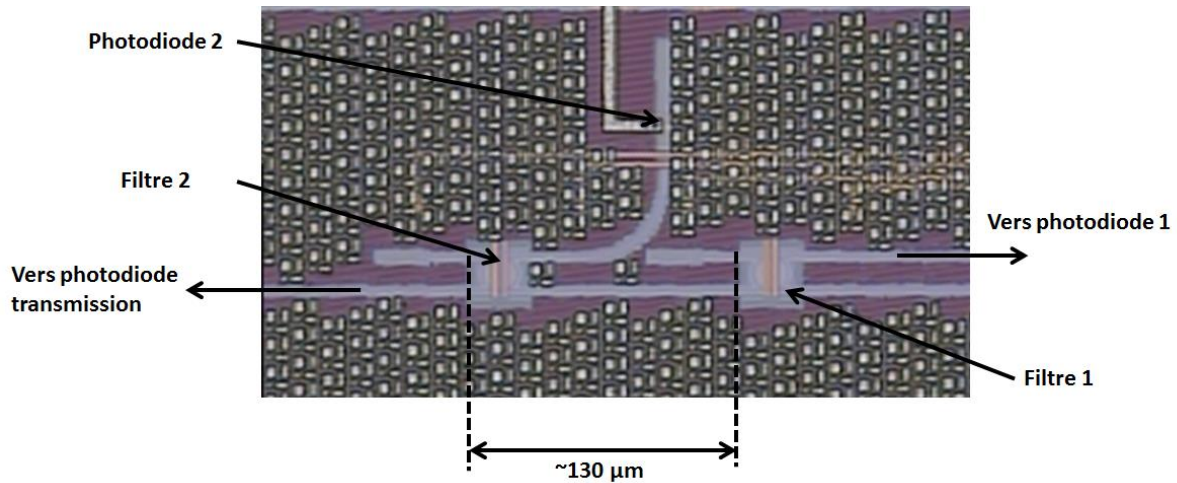


Figure 4.20 Photographie du récepteur à 100 GHz d'espacement.

Etant donné la taille importante des sondes (19 et 21 pins à 150 μm d'espacement soit environ trois millimètres), le circuit a une longueur totale de quatre millimètres. Le coupleur réseau situé à gauche sur la Figure 4.21 permet de coupler les deux longueurs d'onde dans le circuit photonique. A la suite des deux modulateurs est placé un coupleur directionnel qui extrait une partie du signal et le conduit à un deuxième coupleur réseau permettant ainsi de mesurer la transmission spectrale du transmetteur de manière isolée. L'utilisation de fibres unitaires et non d'une matrice de fibres permet de réduire la distance entre les coupleurs réseaux et les plots des sondes à 400 μm et 500 μm respectivement.

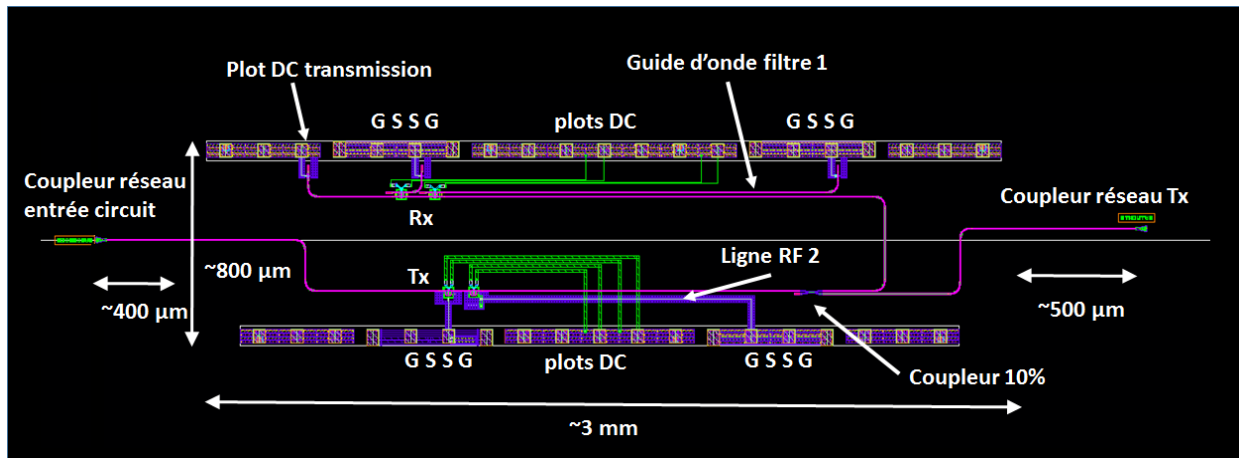


Figure 4.21 Démonstrateur à 100 GHz d'espacement.

La ligne RF 2 est constituée d'une section verticale parallèle à la première ligne sur une courte distance d'environ 100 μm à une distance de 1,2 mm de la ligne RF 1 (limitant ainsi le couplage mutuel) et d'une longue section horizontale perpendiculaire. Sont également indiqués le guide d'onde du filtre 1 qui conduit le signal jusqu'au site GSSG auquel est alloué le récepteur du premier canal ainsi que le plot DC alloué à la mesure de la transmission spectrale des quatre anneaux.

4.4.2 Caractérisation statique du démonstrateur.

Montage expérimental

La caractérisation statique du démonstrateur a été réalisée grâce au montage schématisé sur la Figure 4.22. Le testeur de composant optique pilote le laser accordable qui fait varier sa longueur d'onde sur la plage choisie et récupère les signaux électriques des photodiodes de la sonde de réception. Le signal électrique du plot en haut à gauche de la Figure 4.21 donne la transmission spectrale du transmetteur et du récepteur. Des alimentations en tension permettent d'alimenter les résistances chauffantes pour aligner les résonances des modulateurs et filtres.

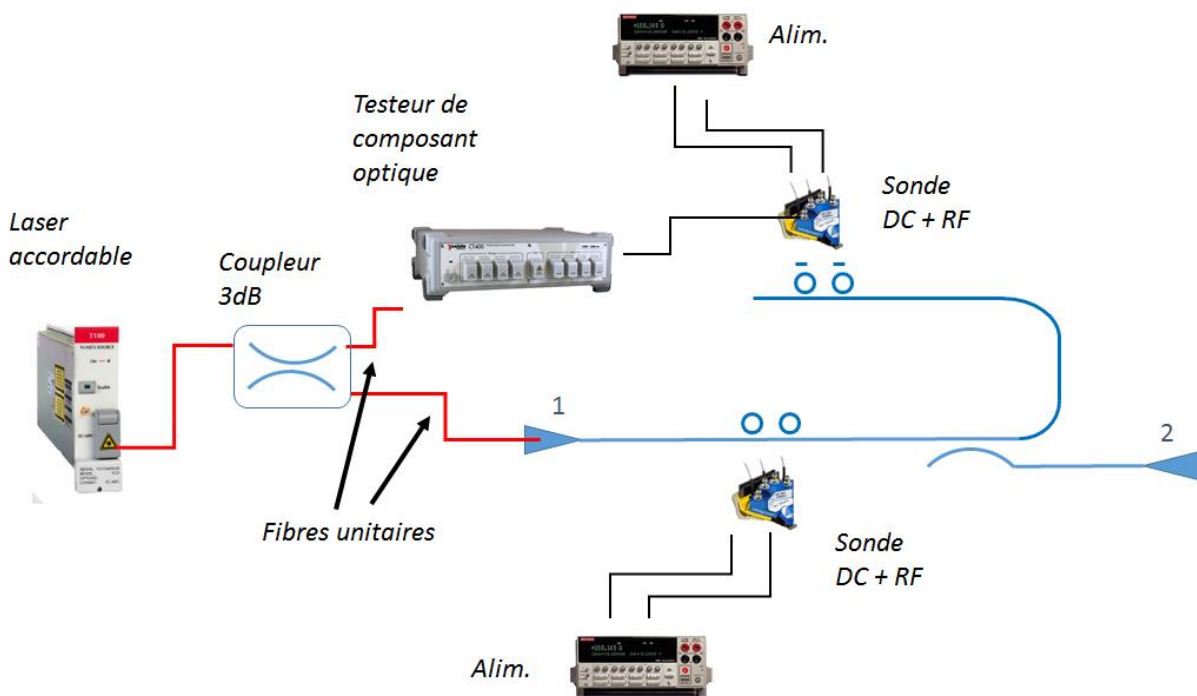


Figure 4.22 Schéma du montage expérimental de caractérisation statique du démonstrateur à 100 GHz d'espacement

Résultats

La Figure 4.23 représente la transmission spectrale de trois puces différentes numérotées 4, 5 et 6. Les espacements entre canaux représentés sur la Figure 4.24.a ont des valeurs supérieures à 100 GHz (0,57 nm). Nous expliquons cet écart entre autre par le fait que nous avons arrondi la valeur d'incrément à 5 nm près pour correspondre à la grille du logiciel de conception. D'une puce à l'autre, l'espacement varie de quelques dixièmes de nm comme pour le démonstrateur de la section 4.3. Les espacements entre les résonances du transmetteur et du récepteur sont représentés sur la Figure 4.24.b et ont une valeur typique de 1,5 nm. Nous avons mis en œuvre le circuit de la puce 4 car c'est la puce qui correspond à l'écart le plus faible.

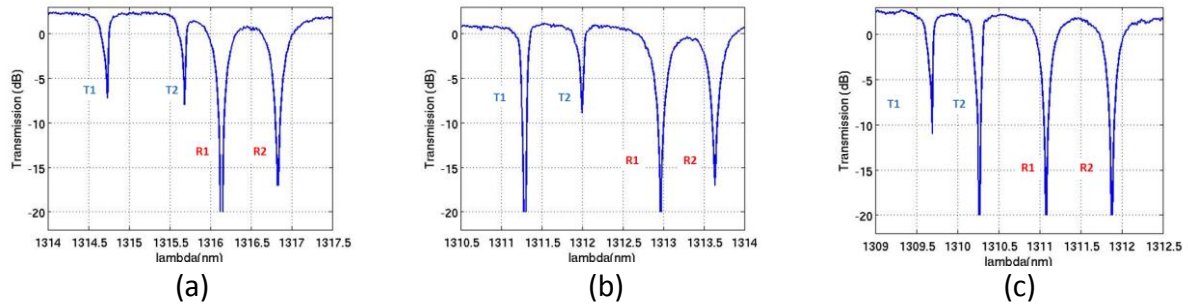


Figure 4.23 Transmission spectrale des puces 4 (a), 5 (b) et 6 (c).

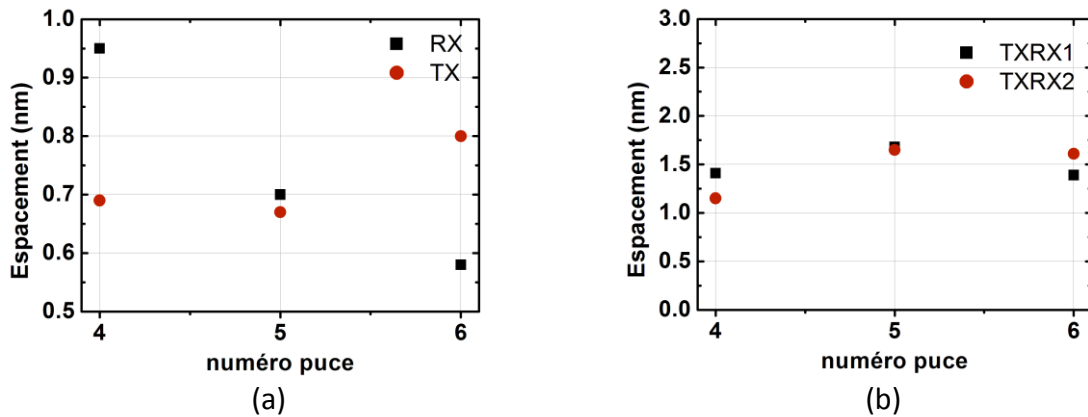


Figure 4.24 Espacements entre canaux (a) et espacement entre anneaux du transmetteur et du récepteur (b) des puces 4, 5 et 6.

4.4.3 Caractérisation dynamique du démonstrateur.

Nous appliquons le même protocole expérimental qu'à la section 4.3.3 pour mettre en œuvre le démonstrateur de la puce 4 : dans un premier temps, on aligne dans le spectre les résonances des anneaux du transmetteur et du récepteur en alimentant les résistances chauffantes avec le montage de la Figure 4.22. Les valeurs des tensions appliquées sont notées et on peut ensuite caractériser le démonstrateur en dynamique grâce au montage de la Figure 4.25. Les longueurs d'onde des deux lasers accordables sont réglées aux longueurs d'onde de résonance des filtres. On obtient les diagrammes de l'œil de la Figure 4.26 lorsqu'on alimente les résistances chauffantes aux valeurs relevées précédemment.

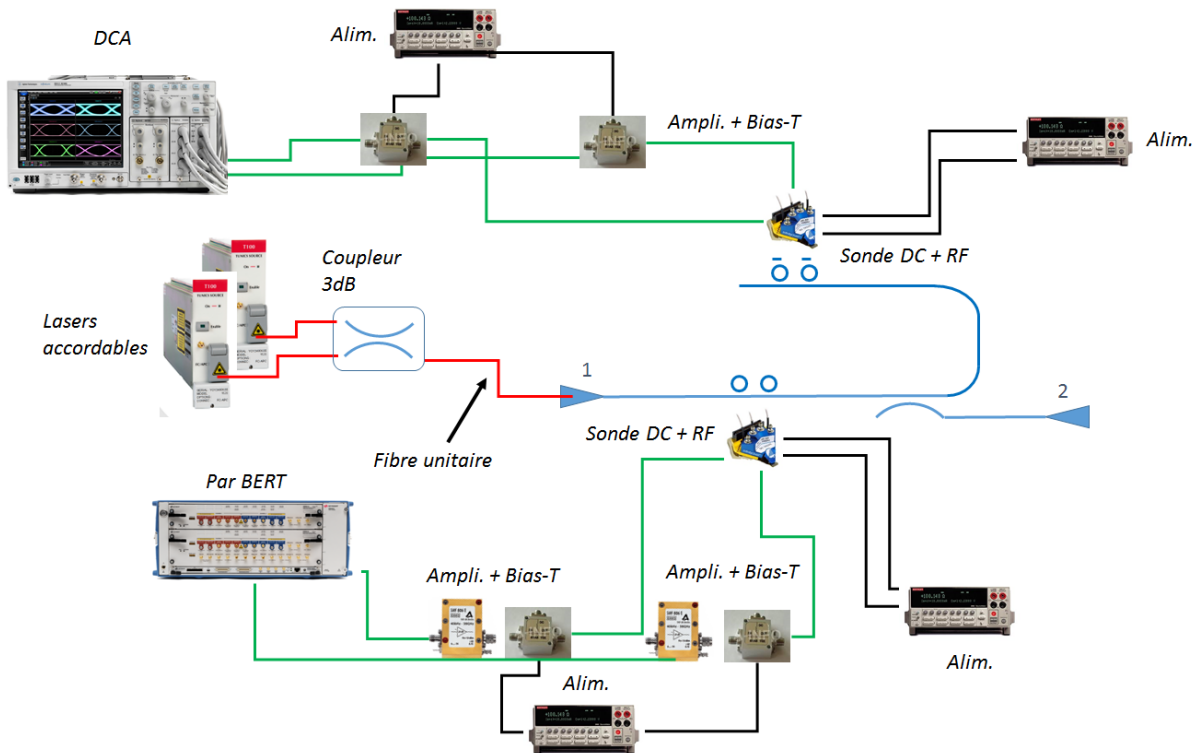


Figure 4.25 Montage expérimental de caractérisation dynamique du démonstrateur

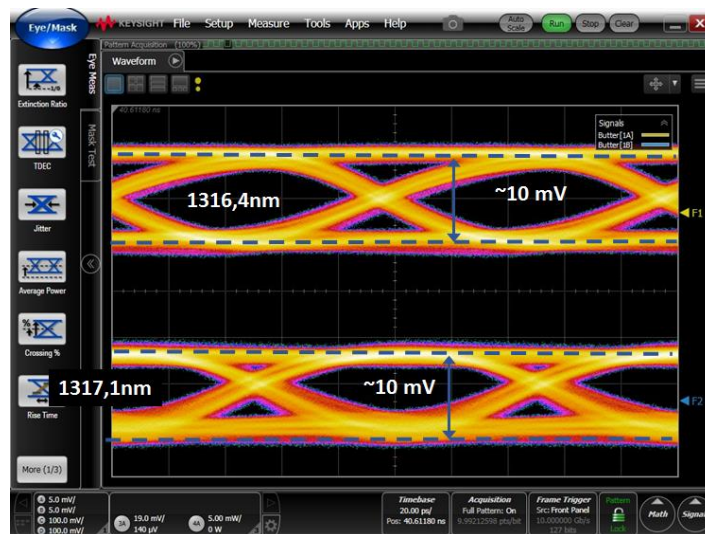


Figure 4.26 Diagrammes de l'œil des deux canaux du démonstrateur de la puce 4

Diaphonie

Une fois le démonstrateur mis en œuvre pour les deux longueurs d'onde, nous avons désactivé les deux voies alternativement (source laser et signal de modulation) de manière à éventuellement détecter visuellement un effet de diaphonie. Les deux diagrammes de l'œil correspondant sont représentés sur la Figure 4.27. **Aucun effet n'a été observé, ce qui met en évidence le faible niveau de diaphonie.** Cela montre que le couplage choisi a permis de suffisamment rejeter le canal adjacent au niveau du récepteur et que l'effet d'un modulateur sur son canal adjacent est faible. On valide également le fait de pouvoir utiliser deux modulateurs à une distance de 100 μm sans effet indésirable observable à l'œil nu.

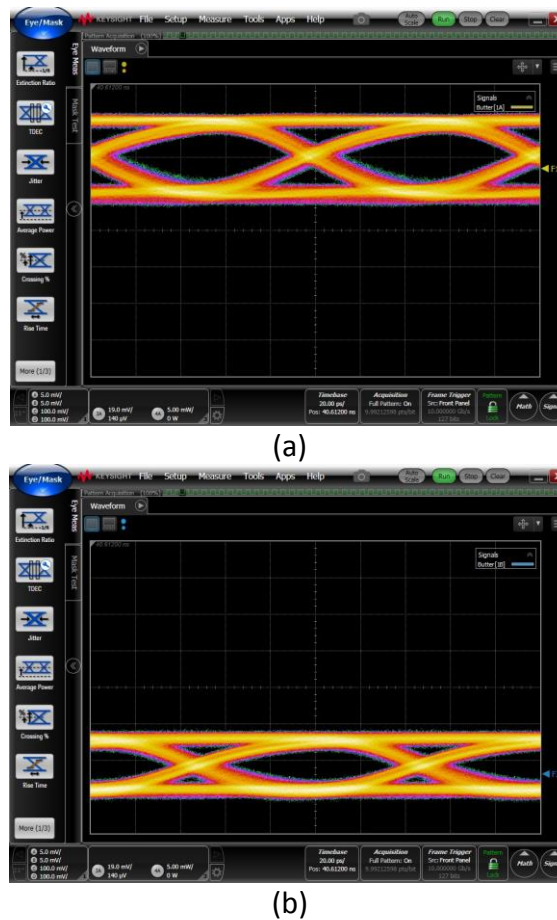


Figure 4.27 Diagrammes de l'œil de la puce 4 acquis en désactivant une des voies

4.5. CONCLUSION

Deux circuits photoniques ont été conçus et mis en œuvre à des espacements entre canaux de 100 GHz et 300 GHz respectivement. La conception des circuits a pris en compte l'encombrement des différents éléments utilisés pour amener les porteuses optiques sur la puce, amener des signaux RF jusqu'aux modulateurs, récupérer des signaux en sortie des photodiodes et alimenter les résistances chauffantes que nous utilisons pour ajuster la position des résonances dans le spectre. Nous avons constaté que la distance dans le spectre entre les résonances du transmetteur et du récepteur est supérieure à celle simulée, ce qui nous a amené à utiliser les résistances chauffantes à la limite du courant maximum toléré. Dans de futurs travaux, cette distance pourra être compensée par exemple en jouant sur le périmètre des anneaux. Les circuits ont été caractérisés en statique puis en dynamique et les signaux mesurés ont présenté de faibles niveaux de diaphonie.

Conclusion Générale et Perspectives

Les travaux présentés s'intéressent à la conception d'une interconnexion optique qui permettrait de réaliser des communications entre un processeur et un bloc mémoire sur une puce en silicium. Les débits visés étant très élevés, nous avons choisi de réaliser un lien multiplexé en longueur d'onde qui utilise plusieurs canaux pour transporter l'information. De plus, les contraintes en termes d'intégration étant fortes, nous avons fait le choix d'utiliser des résonateurs en anneau qui occupent une surface limitée sur le circuit en comparaison à d'autres composants comme des modulateurs de Mach-Zehnder. Les résonateurs en anneau ayant une réponse spectrale très fine, ils sont compatibles avec le multiplexage en longueur d'onde. Ils peuvent à la fois être utilisés comme des modulateurs et comme des filtres passe-bande pour réaliser la fonction de démultiplexage.

La consommation du système de transmission doit être limitée à 1 pJ/bit, ce qui constitue un défi technologique. La source optique qui délivre les différentes porteuses est un contributeur non-négligeable de la consommation totale du système et nous avons choisi **d'optimiser les composants de notre circuit afin de minimiser leur impact sur le budget optique.**

Dans le chapitre 2, nous avons fixé **un objectif de débit de 320 Go/s** qui correspond à la spécification d'une mémoire de dernière génération. Nous avons pris le parti de **limiter le nombre de canaux du système optique et de paralléliser plusieurs liens pour atteindre ce débit.** Nous nous sommes limités à **un modèle simple des cavités résonantes qui prend uniquement en compte le couplage et les pertes de propagation dans la cavité.**

Après avoir fixé le rayon des anneaux à 8 μm , nous avons évalué différentes pénalités en puissance en considérant le système de transmission en statique. Nous avons défini deux modèles de modulateur qui correspondraient à des débits par canaux de 10 Gbit/s et 25 Gbit/s. L'impact de ces modulateurs sur le budget optique du système a été évalué en fonction du coefficient de couplage. **Les modèles présentent une dépendance linéaire de la pénalité en puissance du modulateur en fonction du couplage lorsque celui-ci est sur-couplé.** De plus, **la pénalité en puissance est minimisée lorsque le modulateur est légèrement sous-couplé, ce qui ne correspond pas à une profondeur de résonance nulle.**

Nous avons ensuite considéré différents modulateurs disposés en série dans une configuration multiplexée en longueur d'onde. **L'impact des modulateurs adjacents à un modulateur donné a été évalué en fonction du coefficient de couplage et pour différents espacements entre canaux** allant de 50 GHz à 300 GHz. **La pénalité due aux canaux adjacents reste inférieure ou de l'ordre de 0,1 dB pour un espacement aussi étroit que 50 GHz dans le cas du modèle de modulateur à 10 Gbit/s et 100 GHz pour le modulateur à 25 Gbit/s.**

Nous avons ensuite étudié les filtres du démultiplexeur. En se basant sur le modèle idéal de l'anneau et en fixant une perte de propagation donnée, nous avons évalué une pénalité en puissance associée au filtre en fonction du coefficient de couplage qui prend en compte à la fois la perte d'insertion du filtre et la diaphonie. **Nous avons montré que pour un espacement entre canaux donné, il existe un coefficient de couplage qui minimise cette**

pénalité. Cela nous a amené à définir différents couplages optimaux pour différents espacements entre canaux.

Des simulations en dynamique ont été réalisées par la suite. Nous avons évalué **l'effet de la bande passante limitée des filtres sur les signaux optiques pour en déduire une pénalité supplémentaire** pour différents coefficients de couplage et pour des débits de données de 10 Gbit/s et 25 Gbit/s. Nous avons également mis en œuvre des simulations du transmetteur et du récepteur qui ont confirmé les tendances observées en statique.

Au cours du chapitre 3, nous nous sommes intéressés à la conception des composants. Grâce à des simulations FDTD, **nous avons dimensionné les coupleurs directionnels pour obtenir les coefficients de couplage visés.**

Trois types de modulateurs ont été fabriqués, correspondant à **trois coefficients de couplage différents.** La réponse spectrale des modulateurs a été mesurée à l'échelle d'une plaque. **Nous avons estimé de manière approximative les pertes dans la cavité avec et sans dopage.**

Nous avons également simulé de manière simple la jonction PN constituant les cavités des modulateurs. Nous avons montré que les pertes dues au dopage ainsi que l'efficacité de la jonction dépendent fortement des longueurs caractéristiques de la distribution de dopants dans le guide. **La différence d'indice effectif entre cavités dopées et cavités non-dopées obtenue en simulation est inférieure à celle estimée d'après les mesures. Nous avons donc sous-estimé la distance qui sépare le transmetteur du récepteur dans le spectre.**

Enfin, la pénalité en puissance des modulateurs a été évaluée en statique pour des voltages entre 0 V et 2 V appliqués en inverse aux modulateurs. **Nous avons retrouvé la dépendance linéaire de la pénalité en puissance du modulateur vis-à-vis du coefficient de couplage prédite par le modèle. Nous avons également caractérisé un modulateur à faible couplage et confirmé la valeur typique mesurée en statique.** Nous avons ainsi montré que **la réduction du coefficient de couplage des modulateurs et l'augmentation de leur facteur de qualité peut considérablement diminuer le budget optique du système de transmission.** Cependant, la transmission spectrale des résonances est plus sensible à la rétrodiffusion dans la cavité lorsque le facteur de qualité est augmenté et celle-ci peut se dédoubler. Cela a été le cas de nombreuses résonances pour le coefficient de couplage le plus faible. **Diminuer la rugosité des parois des guides, qui est un des contributeurs de la rétrodiffusion, pourrait ainsi permettre d'utiliser des résonances à facteur de qualité plus élevés, ce qui aura un impact significatif sur la consommation du système de transmission.**

Au cours du chapitre 4, **nous avons conçu et caractérisé deux circuits photoniques à des espacements nominaux de 300 GHz et 100 GHz.** La conception a pris en compte l'encombrement des différentes sondes et de la matrice de fibre pour amener les signaux RF, les signaux DC et les signaux optiques sur la puce.

Pour aligner les résonances du transmetteur avec les résonances du récepteur, nous avons dû injecter des courants à la limite du courant maximal toléré par les résistances chauffantes étant donné que la distance les séparant dans le spectre avait été sous-estimée. De futurs travaux pourront compenser cet écart en jouant sur le périmètre des anneaux de la même manière qu'on espace les résonances d'un même transmetteur ou d'un même récepteur pour les allouer aux canaux WDM.

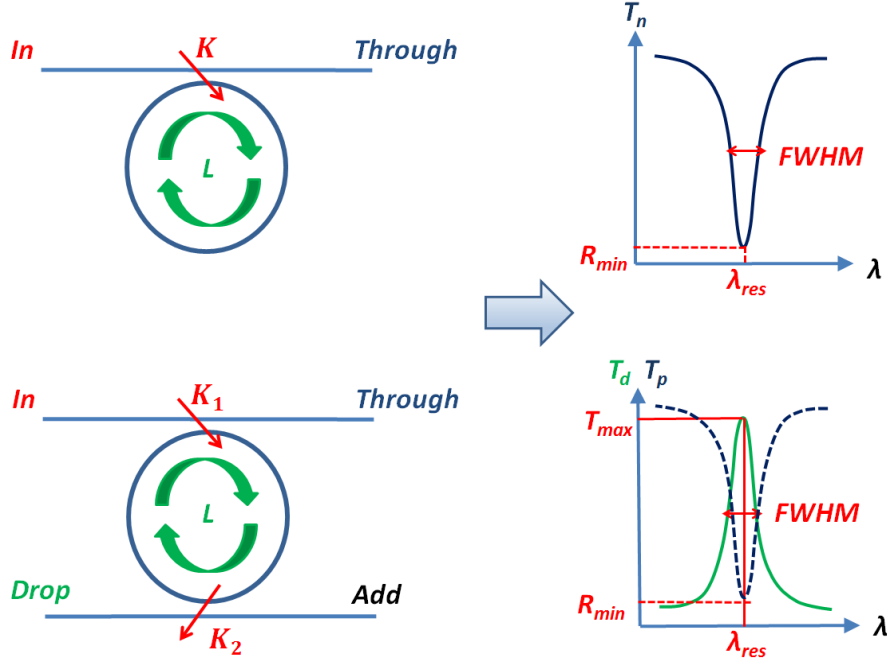
Les deux circuits photoniques ont été mis en œuvre et des diagrammes de l'œil ouverts ont pu être observés sans effet apparent de diaphonie.

A partir d'une analyse de l'état de l'art, nous avons décidé d'**optimiser le budget optique** d'une interconnexion WDM intra-puce constituée de modulateurs en anneau en déplétion et de filtres en anneau pour la fonction de démultiplexage. Nous avons tenté d'**évaluer finement les pénalités en puissance qui interviennent dans le bilan de liaison en utilisant un outil commercial**, permettant de dépasser les approximations des modèles jusqu'ici développés dans la littérature. Cela nous a conduits à construire un modèle qui relie **les dimensions des coupleurs des cavités résonantes à leur coefficient de couplage puis aux pénalités en puissance qui leur sont associées**. Nous avons pu démontrer que **la pénalité en puissance des modulateurs est liée à la pente maximale de leur transmission spectrale**. En particulier, **la profondeur des résonances a peu d'influence sur cette pénalité tant que celle-ci reste au-dessous d'une valeur de l'ordre de -10 dB**. Nous avons également montré que **la pénalité en puissance des modulateurs exprimée en décibels dépend linéairement du coefficient de couplage** lorsque ceux-ci sont sur-couplés et que **la pente associée est fonction des pertes et de l'efficacité de la jonction** dont ils sont munis. Le modèle nous a aussi permis d'évaluer **des espacements entre canaux minimaux** pour des débits de données par canal de 10 Gbit/s et 25 Gbit/s, le modèle proposé permettant de prendre en compte le comportement dynamique de l'anneau. Enfin, nous avons prouvé **que le budget optique de l'interconnexion pourrait être grandement réduit en utilisant des modulateurs à facteur de qualité élevé** mais que cela passe par **une réduction de la rugosité des parois des guides** qui engendre de la rétrodiffusion, ce qui perturbe leur réponse spectrale.

Le modèle de cavité que nous avons utilisé est un modèle simple qui pourrait être amélioré : une évaluation plus précise des pertes pourrait par exemple modifier les coefficients de couplage optimaux des filtres du récepteur. De plus, un modèle plus complet pourra prendre en compte la rétrodiffusion ainsi que les effets d'optique non-linéaire et l'auto-échauffement dans la cavité. La jonction PN des modulateurs a également été modélisée de manière simple et de futurs travaux pourront modéliser de manière plus réaliste la distribution de dopants dans la cavité.

Annexe : Modèle Idéal de l'Anneau

Les travaux présentés dans cette thèse sont basés sur un modèle analytique des cavités résonantes. Nous donnons ici les formules analytiques complètes en reprenant les notations de [52].



Une cavité de périmètre P et d'indice effectif n_{eff} . La différence de phase Φ induite par un tour dans la cavité s'écrit :

$$\Phi = \frac{2\pi n_{eff} P}{\lambda} \quad (A-1)$$

On considère une cavité *All-pass* qui est couplée avec un coefficient de couplage K et qui subit de pertes de propagation L . La transmission spectrale en intensité de la cavité *All-pass* (port *Through*) s'écrit :

$$T_n = \frac{a^2 - 2racos(\Phi) + r^2}{1 - 2racos(\Phi) + (ra)^2} \quad (A-2)$$

où a et r sont calculés à partir de K et L par les équations (2-10) et (2-11). Dans le cas de la cavité *Add-drop*, couplée avec des coefficients de couplage K_1 et K_2 et qui subit des pertes L , la transmission spectrale en intensité du port *Through* s'écrit :

$$T_p = \frac{r_2^2 a^2 - 2r_1 r_2 a \cos(\Phi) + r_1^2}{1 - 2r_1 r_2 a \cos(\Phi) + (r_1 r_2 a)^2} \quad (A-3)$$

et celle du port *Drop* s'écrit :

$$T_d = \frac{(1 - r_1^2) \times (1 - r_2^2) a}{1 - 2r_1 r_2 a \cos(\Phi) + (r_1 r_2 a)^2} \quad (A-4)$$

où r_1 , r_2 et a sont également calculés à partir de K_1 , K_2 et L par les équations (2-10) et (2-11). Si on fixe Φ à un multiple de 2π , on obtient la condition de résonance et on retrouve les

équations (2-9), (2-12) et (2-13) qui donnent la profondeur de résonance des résonateurs *All-pass* et *Add-drop* et la transmission maximale du port *Drop* du résonateur *Add-drop*. La largeur à mi-hauteur de la cavité *All-pass* s'écrit :

$$FWHM_{all-pass} = \frac{(1-ra)\lambda_{res}^2}{\pi n_g P \sqrt{ra}}, \quad (A-5)$$

et celle de la cavité *Add-drop* :

$$FWHM_{add-drop} = \frac{(1-r_1 r_2 a)\lambda_{res}^2}{\pi n_g P \sqrt{r_1 r_2 a}}. \quad (A-6)$$

A partir de ces deux formules, le facteur de qualité de la cavité *All-pass* s'écrit :

$$Q_{all-pass} = \frac{\lambda_{res}}{FWHM_{all-pass}} = \frac{\pi \times n_g \times P \sqrt{ra}}{\lambda_{res} (1-ra)}, \quad (A-7)$$

et celui de la cavité *Add-drop* s'écrit :

$$Q_{add-drop} = \frac{\lambda_{res}}{FWHM_{add-drop}} = \frac{\pi \times n_g \times P \sqrt{r_1 r_2 a}}{\lambda_{res} (1-r_1 r_2 a)}. \quad (A-8)$$

Bibliographie

- [1] IBM, "Définition du Big Data." [Online]. Available: <https://www.ibm.com/software/fr/data/bigdata>.
- [2] IBM, "The Four V's of Big Data" [Online]. Available: <http://www.ibmbigdatahub.com/infographic/four-vs-big-data>.
- [3] M. Paniccia, "Revolutionizing computing and communications with silicon photonics," in ES2 Conference, 2014.
- [4] Cisco, "Cisco Global Cloud Index : Forecast and Methodology , 2015-2020," Tech. Rep., 2016.
- [5] E. Mounier and T. Buisson, "Photonics & 3D, Convergence Towards a New Market Segment," Tech. Rep., 2016..
- [6] IRT, "Photonique sur Silicium." [Online]. Available: <http://www.irtnanoelec.fr/photonique-silicium>.
- [7] Supélec, "Calcul à hautes performances." [Online]. Available: <http://www.metz.supelec.fr/metz/personnel/vialle/course/Mineure-HPC/>
- [8] Top500, "TOP500 Supercomputer Sites." Available: <https://www.top500.org/>.
- [9] A. N. Udupi, N. Muralimanohar, R. Balsubramonian, A. Davis, and N. P. Jouppi, Combining Memory and a Controller with Photonics through 3D-Stacking to Enable Scalable and Energy-Efficient Systems. New York: Assoc Computing Machinery, 2011.
- [10] I. A. Young et al., "Optical Technology for Energy Efficient I/O in High Performance Computing," *Ieee Commun. Mag.*, vol. 48, no. 10, pp. 184–191, Oct. 2010.
- [11] "Supercomputer," Wikipedia. 03-Apr-2017.
- [12] R. Ho et al., "Silicon Photonic Interconnects for Large-Scale Computer Systems," *IEEE Micro*, vol. 33, no. 1, pp. 68–78, Jan. 2013.
- [13] C. Sun et al., "Single-chip microprocessor that communicates directly using light," *Nature*, vol. 528, no. 7583, pp. 534–538, Dec. 2015.
- [14] J. Thomas Pawloski, "Hybrid Memory Cube", Hot Chips 2011.
- [15] Extremetech, "Hybrid Memory Cube 160GB/sec RAM starts shipping" [Online]. Available: <https://www.extremetech.com/computing/167368-hybrid-memory-cube-160gbsec-ram-starts-shipping-is-this-the-technology-that-finally-kills-ddr-ram>.
- [16] C. Li et al., "Silicon Photonic Transceiver Circuits With Microring Resonator Bias-Based Wavelength Stabilization in 65 nm CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 49, no. 6, pp. 1419–1436, Jun. 2014.
- [17] X. Zheng et al., "Ultralow Power 80 Gb/s Arrayed CMOS Silicon Photonic Transceivers for WDM Optical Links," *J. Light. Technol.*, vol. 30, no. 4, pp. 641–650, Feb. 2012.
- [18] C. Li et al., "A Ring-Resonator-Based Silicon Photonics Transceiver with Bias-Based Wavelength Stabilization and Adaptive-Power-Sensitivity Receiver," in 2013 Ieee International Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (isscc), vol. 56, New York: Ieee, 2013, p. 124–+.
- [19] S. Menezo et al., "Evaluation of optical interconnects built up from a complete CMOS-photonics-devices-library," in 2013 IEEE Optical Interconnects Conference, 2013, pp. 21–22.

-
- [20] M. Georgas, J. Leu, B. Moss, C. Sun, and V. Stojanović, "Addressing link-level design tradeoffs for integrated photonic interconnects," in 2011 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC), 2011, pp. 1–8.
- [21] C. Sun et al., "A Monolithically-Integrated Chip-to-Chip Optical Link in Bulk CMOS," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 50, no. 4, pp. 828–844, Apr. 2015.
- [22] S. Palermo et al., "Silicon Photonic Microring Resonator-Based Transceivers for Compact WDM Optical Interconnects," in 2015 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (csics), New York: IEEE, 2015.
- [23] M. Rakowski et al., "22.5 A 4x20Gb/s WDM ring-based hybrid CMOS silicon photonics transceiver," in 2015 IEEE International Solid-State Circuits Conference - (ISSCC) Digest of Technical Papers, 2015, pp. 1–3.
- [24] C.-H. Chen et al., Hybrid Integrated DWDM Silicon Photonic Transceiver with Self-Adaptive CMOS Circuits. New York: IEEE, 2013.
- [25] F. Y. Liu et al., "10-Gbps, 5.3-mW Optical Transmitter and Receiver Circuits in 40-nm CMOS," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 47, no. 9, pp. 2049–2067, Sep. 2012.
- [26] J. F. Buckwalter, X. Zheng, G. Li, K. Raj, and A. V. Krishnamoorthy, "A Monolithic 25-Gb/s Transceiver With Photonic Ring Modulators and Ge Detectors in a 130-nm CMOS SOI Process," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 47, no. 6, pp. 1309–1322, Jun. 2012.
- [27] R. Polster, Architecture of Silicon Photonic Links. Paris 11, 2015.
- [28] X. Zheng et al., "Ultra-efficient 10Gb/s hybrid integrated silicon photonic transmitter and receiver," Opt. Express, vol. 19, no. 6, p. 5172, Mar. 2011.
- [29] N. Ophir, C. Mineo, D. Mountain, and K. Bergman, "Silicon Photonic Microring Links for High-Bandwidth-Density, Low-Power Chip I/O," IEEE Micro, vol. 33, no. 1, pp. 54–67, Jan. 2013.
- [30] X. Zheng et al., "Efficient WDM Laser Sources Towards Terabyte/s Silicon Photonic Interconnects," J. Light. Technol., vol. 31, no. 24, pp. 4142–4154, Dec. 2013.
- [31] S. Chen et al., "Electrically pumped continuous-wave III–V quantum dot lasers on silicon," Nat. Photonics, vol. 10, no. 5, pp. 307–311, May 2016.
- [32] T. Zabel et al., "Highly strained direct bandgap Germanium cavities for a monolithic laser on Si," in 2016 IEEE 13th International Conference on Group IV Photonics (GFP), 2016, pp. 40–41.
- [33] S. Yang et al., "A single adiabatic microring-based laser in 220 nm silicon-on-insulator," Opt. Express, vol. 22, no. 1, p. 1172, Jan. 2014.
- [34] E. Augendre et al., "Direct bonding for silicon photonics," in Photonics Global Conference (PGC), 2010, 2010, pp. 1–5.
- [35] G.-H. Duan et al., "Hybrid III–V on Silicon Lasers for Photonic Integrated Circuits on Silicon," IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron., vol. 20, no. 4, pp. 158–170, Jul. 2014.
- [36] B. B. Bakir et al., "Hybrid III–V on Silicon lasers," in IEEE Photonics Conference 2012, 2012, pp. 185–186.
- [37] A. Gubenko, S. Mikhrin, V. Mikhrin, I. Krestnikov, and D. Livshits, "Low-power monolithic COMB laser for short-reach WDM optical interconnects," in 2012 IEEE Photonics Conference (IPC), 2012, pp. 62–63.
- [38] B. Snyder, B. Corbett, and P. O'Brien, "Hybrid Integration of the Wavelength-Tunable Laser With a Silicon Photonic Integrated Circuit," J. Light. Technol., vol. 31, no. 24, pp. 3934–3942, Dec. 2013.
-

-
- [39] T. Suzuki et al., "Simple method for integrating DFB laser and silicon photonics platform," in 2015 IEEE 12th International Conference on Group IV Photonics (GFP), 2015, pp. 27–28.
- [40] B. Song, C. Stagaescu, S. Ristic, A. Behfar, and J. Klamkin, "3D integrated hybrid silicon laser," *Opt. Express*, vol. 24, no. 10, pp. 10435–10444, May 2016.
- [41] H. Park et al., "Device and Integration Technology for Silicon Photonic Transmitters," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 17, no. 3, pp. 671–688, mai 2011.
- [42] S. Tanaka et al., "Four-wavelength silicon hybrid laser array with ring-resonator based mirror for efficient CWDM transmitter," in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, 2013, 2013, pp. 1–3.
- [43] B. R. Koch et al., *Integrated Silicon Photonic Laser Sources for Telecom and Datacom*. New York: Ieee, 2013.
- [44] G. L. Wojcik et al., "A single comb laser source for short reach WDM interconnects," in *Novel in-Plane Semiconductor Lasers VIII*, vol. 7230, A. A. Belyanin and P. M. Smowton, Eds. Bellingham: Spie-Int Soc Optical Engineering, 2009, p. 72300M.
- [45] Z. G. Lu et al., "Low noise InAs/InP quantum dot C-band monolithic multiwavelength lasers for WDM-PONs," in *Conference on Optical Fiber Communication - includes post deadline papers*, 2009. OFC 2009, 2009, pp. 1–3.
- [46] L. Vivien and L. Pavesi, *Handbook of Silicon Photonics*. CRC Press, 2013..
- [47] G. Li et al., "Ring Resonator Modulators in Silicon for Interchip Photonic Links," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 19, no. 6, pp. 95–113, Nov. 2013.
- [48] J. Prades, A. Ghiotto, D. Pache, and E. Kerhervé, "High speed phase modulator driver unit in 55 nm SiGe BiCMOS for a single-channel 100 Gb/s NRZ silicon photonic modulator," in *Microwave Conference (EuMC), 2015 European*, 2015, pp. 1192–1195.
- [49] H. Xu et al., "High speed silicon Mach-Zehnder modulator based on interleaved PN junctions," *Opt. Express*, vol. 20, no. 14, pp. 15093–15099, Jul. 2012.
- [50] E. Temporiti et al., "Insights Into Silicon Photonics Mach-Zehnder-Based Optical Transmitter Architectures," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. PP, no. 99, pp. 1–14, 2016.
- [51] T. Ferrotti et al., "Co-integrated 1.3 μ m hybrid III-V/silicon tunable laser and silicon Mach-Zehnder modulator operating at 25Gb/s," *Opt. Express*, vol. 24, no. 26, pp. 30379–30401, Dec. 2016.
- [52] W. Bogaerts et al., "Silicon microring resonators," *Laser Photonics Rev.*, vol. 6, no. 1, pp. 47–73, Jan. 2012.
- [53] M. Pantouvaki, P. Verheyen, J. De Coster, G. Lepage, P. Absil, and J. Van Campenhout, "56Gb/s Ring Modulator on a 300mm Silicon Photonics Platform," *Ecoc 2015 41st Eur. Conf. Opt. Commun.*, 2015.
- [54] C. Chauveau, *Réseaux de résonateurs pour la photonique sur silicium, applications au multiplexage en longueur d'onde*. Troyes, 2012.
- [55] S. Pathak, D. V. Thourhout, and W. Bogaerts, "Design trade-offs for silicon-on-insulator-based AWGs for (de)multiplexer applications," *Opt. Lett.*, vol. 38, no. 16, pp. 2961–2964, Aug. 2013.
- [56] S. Pathak, P. Dumon, D. V. Thourhout, and W. Bogaerts, "Comparison of AWGs and Echelle Gratings for Wavelength Division Multiplexing on Silicon-on-Insulator," *IEEE Photonics J.*, vol. 6, no. 5, pp. 1–9, Oct. 2014.
-

-
- [57] X. Zheng et al., "A tunable 1x4 silicon CMOS photonic wavelength multiplexer/demultiplexer for dense optical interconnects," *Opt. Express*, vol. 18, no. 5, pp. 5151–5160, Mar. 2010.
- [58] E. Temporiti, G. Minoia, M. Repossi, D. Baldi, A. Ghilioni, and F. Svelto, "A 3D-integrated 25Gbps silicon photonics receiver in PIC25G and 65nm CMOS technologies," in *European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC), ESSCIRC 2014 - 40th*, 2014, pp. 131–134.
- [59] R. Luijten, C. Minkenberg, R. Hemenway, M. Sauer, and R. Grzybowski, "Viable optoelectronic HPC interconnect fabrics," in *Supercomputing, 2005. Proceedings of the ACM/IEEE SC 2005 Conference*, 2005, pp. 18–18.
- [60] X. Zheng et al., "A sub-picojoule-per-bit CMOS photonic receiver for densely integrated systems," *Opt. Express*, vol. 18, no. 1, pp. 204–211, Jan. 2010.
- [61] T. Takemoto, H. Yamashita, T. Yazaki, N. Chujo, Y. Lee, and Y. Matsuoka, "A 4x 25-to-28Gb/s 4.9mW/Gb/s-9.7dBm High-Sensitivity Optical Receiver Based on 65nm CMOS for Board-to-Board Interconnects," in *2013 IEEE International Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC)*, vol. 56, New York: IEEE, 2013, pp. 118-U905.
- [62] R. Ramaswami, K. Sivarajan, and G. Sasaki, *Optical Networks: A Practical Perspective*. Morgan Kaufmann, 2009.
- [63] A. Awny et al., "A 40 Gb/s Monolithically Integrated Linear Photonic Receiver in a 0.25 μm BiCMOS SiGe:C Technology," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 25, no. 7, pp. 469–471, Jul. 2015.
- [64] D. Kucharski, D. Guckenberger, G. Masini, S. Abdalla, J. Witzens, and S. Sahni, "10Gb/s 15mW optical receiver with integrated Germanium photodetector and hybrid inductor peaking in 0.13 μm SOI CMOS technology," in *2010 IEEE International Solid-State Circuits Conference - (ISSCC), 2010*, pp. 360–361.
- [65] S. Assefa et al., "20Gbps receiver based on germanium photodetector hybrid-integrated with 90nm CMOS amplifier," in *2011 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO), 2011*, pp. 1–2.
- [66] M. H. Nazari and A. Emami-Neyestanak, "An 18.6Gb/s double-sampling receiver in 65nm CMOS for ultra-low-power optical communication," in *2012 IEEE International Solid-State Circuits Conference, 2012*, pp. 130–131.
- [67] N. Dupuis et al., "30-Gb/s Optical Link Combining Heterogeneously Integrated III-V/Si Photonics With 32-nm CMOS Circuits," *J. Light. Technol.*, vol. 33, no. 3, pp. 657–662, Feb. 2015.
- [68] A. Hayakawa and S. Sekiguchi, "High-dense integrated 25-Gbps silicon photonic transmitter and receiver for on-package optical interconnect," in *2015 IEEE CPMT Symposium Japan (ICSJ), 2015*, pp. 195–198.
- [69] N. Rouger, L. Chrostowski, and R. Vafaei, "Temperature Effects on Silicon-on-Insulator (SOI) Racetrack Resonators: A Coupled Analytic and 2-D Finite Difference Approach," *J. Light. Technol.*, vol. 28, no. 9, pp. 1380–1391, mai 2010.
- [70] P. Dong et al., "Thermally tunable silicon racetrack resonators with ultralow tuning power," *Opt. Express*, vol. 18, no. 19, pp. 20298–20304, Sep. 2010.
- [71] M. R. Watts, W. A. Zortman, D. C. Trotter, R. W. Young, and A. L. Lentine, "Vertical junction silicon microdisk modulators and switches," *Opt. Express*, vol. 19, no. 22, pp. 21989–22003, Oct. 2011.
- [72] E. Timurdogan, C. M. Sorace-Agaskar, A. Biberman, and M. R. Watts, "Vertical junction silicon microdisk modulators at 25Gb/s," in *Optical Fiber Communication Conference and*
-

-
- Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), 2013, 2013, pp. 1–3.
- [73] W. A. Zortman, D. C. Trotter, A. L. Lentine, G. Robertson, A. Hsia, and M. R. Watts, “Monolithic and Two-Dimensional Integration of Silicon Photonic Microdisks With Microelectronics,” *IEEE Photonics J.*, vol. 4, no. 1, pp. 242–249, février 2012.
- [74] M. R. Watts, W. A. Zortman, D. C. Trotter, G. N. Nielson, D. L. Luck, and R. W. Young, “Adiabatic Resonant Microrings (ARMs) with directly integrated thermal microphotronics,” in *Conference on Lasers and Electro-Optics, 2009 and 2009 Conference on Quantum electronics and Laser Science Conference. CLEO/QELS 2009, 2009*, pp. 1–2.
- [75] A. Biberman, E. Timurdogan, M. R. Watts, W. A. Zortman, and D. C. Trotter, “Adiabatic microring modulators,” in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), 2013, 2013*, pp. 1–3.
- [76] E. Timurdogan et al., “Adiabatic resonant microring (ARM) modulator,” in *2012 IEEE Optical Interconnects Conference, 2012*, pp. 48–49.
- [77] E. Timurdogan et al., “Automated wavelength recovery for microring resonators,” in *2012 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO), 2012*, pp. 1–2.
- [78] C. Sun, E. Timurdogan, M. R. Watts, and V. Stojanovic, “Integrated microring tuning in deep-trench bulk CMOS,” in *2013 IEEE Optical Interconnects Conference, 2013*, pp. 54–55.
- [79] C. T. DeRose, M. R. Watts, D. C. Trotter, D. L. Luck, G. N. Nielson, and R. W. Young, “Silicon microring modulator with integrated heater and temperature sensor for thermal control,” in *2010 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO) and Quantum Electronics and Laser Science Conference (QELS), 2010*, pp. 1–2.
- [80] R. Soref and B. Bennett, “Electrooptical effects in silicon,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 123–129, Jan. 1987.
- [81] S. Manipatruni, Q. Xu, B. Schmidt, J. Shakya, and M. Lipson, “High Speed Carrier Injection 18 Gb/s Silicon Micro-ring Electro-optic Modulator,” in *The 20th Annual Meeting of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society, 2007. LEOS 2007, 2007*, pp. 537–538.
- [82] Y. Liu et al., “Ultra-compact 320 Gb/s and 160 Gb/s WDM transmitters based on silicon microrings,” *2014 Opt. Fiber Commun. Conf. Exhib. Ofc, 2014*.
- [83] S. Manipatruni, M. Lipson, and I. A. Young, “Device Scaling Considerations for Nanophotonic CMOS Global Interconnects,” *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 19, no. 2, pp. 8200109–8200109, Mar. 2013.
- [84] D. Marris-Morini et al., “Optical modulation by carrier depletion in a silicon PIN diode,” *Opt. Express*, vol. 14, no. 22, pp. 10838–10843, Oct. 2006.
- [85] G. Li et al., “40 Gb/s thermally tunable CMOS ring modulator,” in *2012 IEEE 9th International Conference on Group IV Photonics (GFP), 2012*, pp. 1–3.
- [86] H. Yu et al., “Compact Thermally Tunable Silicon Racetrack Modulators Based on an Asymmetric Waveguide,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 25, no. 2, pp. 159–162, Jan. 2013.
- [87] M. Pantouvaki et al., “8x14Gb/s Si ring WDM modulator array with integrated tungsten heaters and Ge monitor photodetectors,” in *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2014, 2014*, pp. 1–3.
- [88] X. Xiao et al., “60 Gbit/s silicon modulators with enhanced electro-optical efficiency,” in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), 2013, 2013*, pp. 1–3.
-

-
- [89] D. J. Thomson, F. Y. Gardes, D. C. Cox, J. M. Fedeli, G. Z. Mashanovich, and G. T. Reed, "An alignment tolerant high speed ring resonator based silicon optical modulator," in The 9th International Conference on Group IV Photonics (GFP), 2012, pp. 198–200.
- [90] W. A. Zortman, A. L. Lentine, D. C. Trotter, and M. R. Watts, "Integrated CMOS compatible low power 10Gbps silicon photonic heater-modulator," in Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2012 and the National Fiber Optic Engineers Conference, 2012, pp. 1–3.
- [91] Q. Xu, S. Manipatruni, B. Schmidt, J. Shakya, and M. Lipson, "12.5 Gbit/s silicon microring silicon modulators," in 2007 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO), 2007, pp. 1–2.
- [92] S. Manipatruni, K. Preston, L. Chen, and M. Lipson, "Ultra-low voltage, ultra-small mode volume silicon microring modulator," *Opt. Express*, vol. 18, no. 17, pp. 18235–18242, Aug. 2010.
- [93] B. R. Moss et al., "A 1.23pJ/b 2.5Gb/s monolithically integrated optical carrier-injection ring modulator and all-digital driver circuit in commercial 45nm SOI," in Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2013 IEEE International, 2013, pp. 126–127.
- [94] E. Timurdogan, C. M. Sorace-Agaskar, E. S. Hosseini, and M. R. Watts, "An Interior-Ridge Silicon Microring Modulator," *J. Light. Technol.*, vol. 31, no. 24, pp. 3907–3914, Dec. 2013.
- [95] M. Pantouvaki et al., "Comparison of Silicon Ring Modulators With Interdigitated and Lateral p-n Junctions," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 19, no. 2, pp. 7900308–7900308, Mar. 2013.
- [96] E. Timurdogan, C. M. Sorace-Agaskar, and M. R. Watts, "L-shaped resonant microring (LRM) modulator," in 2013 IEEE Optical Interconnects Conference, 2013, pp. 19–20.
- [97] X. Xiao et al., "60 Gbit/s silicon modulators with enhanced electro-optical efficiency," in Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), 2013, 2013, pp. 1–3.
- [98] P. Dong et al., "Wavelength-tunable silicon microring modulator," *Opt. Express*, vol. 18, no. 11, pp. 10941–10946, May 2010.
- [99] K. Padmaraju and K. Bergman, "Resolving the thermal challenges for silicon microring resonator devices," *Nanophotonics*, vol. 3, no. 4–5, pp. 269–281, 2013.
- [100] S. K. Selvaraja, W. Bogaerts, P. Dumon, D. Van Thourhout, and R. Baets, "Subnanometer Linewidth Uniformity in Silicon Nanophotonic Waveguide Devices Using CMOS Fabrication Technology," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 16, no. 1, pp. 316–324, Jan. 2010.
- [101] C. Chauveau, P. Labeye, J.-M. Fedeli, S. Blaize, and G. Lerondel, "Study of the uniformity of 300mm wafer through ring-resonator analysis," in 2012 International Conference on Photonics in Switching (PS), 2012, pp. 1–3.
- [102] P. L. Maître et al., "Impact of process variability of active ring resonators in a 300mm silicon photonic platform," in 2015 European Conference on Optical Communication (ECOC), 2015, pp. 1–3.
- [103] S. Agarwal et al., "Monitoring Optical Modulation Amplitude using a Low-Power CMOS Circuit for Thermal Control of Si Ring Transmitters," 2014 Eur. Conf. Opt. Commun. Ecoc, 2014.
- [104] A. V. Krishnamoorthy et al., "Exploiting CMOS Manufacturing to Reduce Tuning Requirements for Resonant Optical Devices," *IEEE Photonics J.*, vol. 3, no. 3, pp. 567–579, Jun. 2011.
-

-
- [105] P. Dong et al., "Low power and compact reconfigurable multiplexing devices based on silicon microring resonators," *Opt. Express*, vol. 18, no. 10, pp. 9852–9858, May 2010.
- [106] A. Masood et al., "Comparison of heater architectures for thermal control of silicon photonic circuits," in *2013 IEEE 10th International Conference on Group IV Photonics (GFP)*, 2013, pp. 83–84.
- [107] J. E. Cunningham, I. Shubin, X. Zheng, T. Pinguet, A. Mekis, and A. V. Krishnamoorthy, "Highly-efficient thermally-tuned resonant filters," in *2010 IEEE Photonics Society Summer Topical Meeting Series*, 2010, pp. 217–218.
- [108] A. Titriku, C. Li, A. Shafik, and S. Palermo, "Efficiency modeling of tuning techniques for silicon carrier injection ring resonators," in *2014 IEEE Optical Interconnects Conference*, 2014, pp. 13–14.
- [109] F. Gan et al., "Maximizing the Thermo-Optic Tuning Range of Silicon Photonic Structures," in *Photonics in Switching, 2007*, 2007, pp. 67–68.
- [110] Q. Fang et al., "High Efficiency Ring-Resonator Filter With NiSi Heater," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 24, no. 5, pp. 350–352, Mar. 2012.
- [111] S. Agarwal, M. Ingels, M. Pantouvaki, M. Steyaert, P. Absil, and J. V. Campenhout, "Wavelength Locking of a Si Ring Modulator Using an Integrated Drop-Port OMA Monitoring Circuit," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 51, no. 10, pp. 2328–2344, Oct. 2016.
- [112] A. L. Lentine, W. A. Zortman, D. C. Trotter, and M. R. Watts, "Active wavelength control of silicon microphotonic resonant modulators," in *2012 IEEE Optical Interconnects Conference*, 2012, pp. 46–47.
- [113] W. A. Zortman, A. L. Lentine, D. C. Trotter, and M. R. Watts, "Bit-Error-Rate Monitoring for Active Wavelength Control of Resonant Modulators," *IEEE Micro*, vol. 33, no. 1, pp. 42–52, Jan. 2013.
- [114] S. Saeedi and A. Emami, "Silicon-photonic PTAT temperature sensor for micro-ring resonator thermal stabilization," *Opt. Express*, vol. 23, no. 17, p. 21875, Aug. 2015.
- [115] S. Yang et al., "Thermal stabilization of a microring resonator using bandgap temperature sensor," in *2015 IEEE Optical Interconnects Conference (OI)*, 2015, pp. 44–45.
- [116] X. Zheng et al., "A high-speed, tunable silicon photonic ring modulator integrated with ultra-efficient active wavelength control," *Opt. Express*, vol. 22, no. 10, pp. 12628–12633, May 2014.
- [117] H. Li et al., "A 25 Gb/s, 4.4 V-Swing, AC-Coupled Ring Modulator-Based WDM Transmitter with Wavelength Stabilization in 65 nm CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 50, no. 12, pp. 3145–3159, Dec. 2015.
- [118] K. Padmaraju, J. Chan, L. Chen, M. Lipson, and K. Bergman, "Thermal stabilization of a microring modulator using feedback control," *Opt. Express*, vol. 20, no. 27, pp. 27999–28008, Dec. 2012.
- [119] K. Padmaraju, D. F. Logan, X. Zhu, J. J. Ackert, A. P. Knights, and K. Bergman, "Integrated thermal stabilization of a microring modulator," in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, 2013, 2013, pp. 1–3.
- [120] C. Sun et al., "A 45 nm CMOS-SOI Monolithic Photonics Platform With Bit-Statistics-Based Resonant Microring Thermal Tuning," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 51, no. 4, pp. 893–907, Apr. 2016.
- [121] C. Castellan, S. Tondini, M. Mancinelli, C. Kopp, and L. Pavesi, "Reflectance Reduction in a Whiskered SOI Star Coupler," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 28, no. 17, pp. 1870–1873, Sep. 2016.
-

-
- [122] P. Dumais et al., "2x2 multimode interference coupler with low loss using 248 nm photolithography," in 2016 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2016, pp. 1–3.
- [123] G. B. Cao, L. J. Dai, Y. J. Wang, J. Jiang, H. Yang, and F. Zhang, "Compact integrated star coupler on silicon-on-insulator," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 17, no. 12, pp. 2616–2618, Dec. 2005.
- [124] P. D. Trinh, S. Yegnanarayanan, and B. Jalali, "5 x 9 integrated optical star coupler in silicon-on-insulator technology," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 8, no. 6, pp. 794–796, Jun. 1996.
- [125] K. Preston, N. Sherwood-Droz, J. S. Levy, and M. Lipson, "Performance guidelines for WDM interconnects based on silicon microring resonators," in 2011 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO), 2011, pp. 1–2.
- [126] M. Georgas, J. Orcutt, R. J. Ram, and V. Stojanovic, "A Monolithically-Integrated Optical Receiver in Standard 45-nm SOI," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 47, no. 7, pp. 1693–1702, Jul. 2012.
- [127] M. Bahadori, R. Polster, S. Rumley, Y. Thonnart, J. L. Gonzalez-Jimenez, and K. Bergman, "Energy-bandwidth design exploration of silicon photonic interconnects in 65nm CMOS," in 2016 IEEE Optical Interconnects Conference (OI), 2016, pp. 2–3.
- [128] Maxim Integrated, "Extinction Ratio and Power Penalty", application note.
- [129] J. Lexau et al., "Design considerations for a 33mW, 12.5 Gbps, 8 channel silicon photonic transmitter array," in Solid-State Circuits Conference (A-SSCC), 2013 IEEE Asian, 2013, pp. 37–40.
- [130] Lumerical Solutions, "Innovative Photonic Design Tools." [Online]. Available: <https://www.lumerical.com/>.
- [131] J. Pond et al., "A complete design flow for silicon photonics," 2014, vol. 9133, pp. 913310-913310–17.
- [132] G. B. Cao, L. J. Dai, Y. J. Wang, J. Jiang, H. Yang, and F. Zhang, "Compact integrated star coupler on silicon-on-insulator," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 17, no. 12, pp. 2616–2618, décembre 2005.
- [133] M. Bahadori, S. Rumley, D. Nikolova, and K. Bergman, "Comprehensive Design Space Exploration of Silicon Photonic Interconnects," *J. Light. Technol.*, vol. 34, no. 12, pp. 2975–2987, Jun. 2016.
- [134] X. Zheng et al., "Enhanced optical bistability from self-heating due to free carrier absorption in substrate removed silicon ring modulators," *Opt. Express*, vol. 20, no. 10, pp. 11478–11486, May 2012.
- [135] A. Li, T. Van Vaerenbergh, P. De Heyn, P. Bienstman, and W. Bogaerts, "Backscattering in silicon microring resonators: a quantitative analysis," *Laser Photonics Rev.*, vol. 10, no. 3, pp. 420–431, May 2016.
- [136] M. Borselli, T. J. Johnson, and O. Painter, "Beyond the Rayleigh scattering limit in high-Q silicon microdisks: theory and experiment," *Opt. Express*, vol. 13, no. 5, pp. 1515–1530, Mar. 2005.
- [137] G. C. Ballesteros, J. Matres, J. Marti, and C. J. Oton, "Characterizing and modeling backscattering in silicon microring resonators," *Opt. Express*, vol. 19, no. 25, pp. 24980–24985, Dec. 2011.
- [138] S. R. Searle, "Regression, or The Full Rank Model," in *Linear Models*, John Wiley & Sons, Inc., 1997, pp. 75–134.

[139] J. Matres and W. V. Sorin, “Simple model for ring resonators backscatter,” *Opt. Express*, vol. 25, no. 4, pp. 3242–3251, Feb. 2017.

Table des Figures

Figure 1.1 Investissements mondiaux dans les infrastructures et équipements [5]	8
Figure 1.2 Les circuits photoniques vont être utilisés sur des distances de plus en plus courtes au plus proche des puces électroniques [5].....	8
Figure 1.3 Photographie du supercalculateur IBM Blue Gene/P de l'Argonne National Laboratory [11].....	9
Figure 1.4 Circuit processeur mémoire du premier processeur fonctionnant avec une interconnexion optique [13]	10
Figure 1.5 Lien processeur HMC et bande passante disponible tiré de [14].	11
Figure 1.6 Vue 3D d'interconnexion processeur-HMC. (a) Circuit simple comprenant un processeur et un bloc HMC. (b) Réseau comprenant plusieurs processeurs et plusieurs blocs mémoire. [15].....	11
Figure 1.7 (a) Plaque SOI et (b) schéma d'une coupe de la plaque SOI.	13
Figure 1.8 Schéma d'un lien WDM	14
Figure 1.9 Schéma d'un laser : une puce laser InP est collée à la puce photonique. La puissance optique est couplée sur le silicium via un miroir intégré au laser et un réseau de diffraction. [40].....	15
Figure 1.10 Exemple de laser hybride. a) schéma du laser vue de dessus et de côté. b) Photographie du composant. [18]	16
Figure 1.11 Schéma de source optique WDM proposé par Intel (plusieurs sources optiques monomodes multiplexées) [44].	16
Figure 1.12 Exemple de laser en peigne à cavité à points quantiques. (a) Photographie de la puce (b) Puissance de sortie et efficacité fonction du courant (c) Raies laser émises [37].....	17
Figure 1.13 Vue et 3D et photographie SEM.....	18
Figure 1.14 Couplage par la tranche extrait de [46].	18
Figure 1.15 Guide d'onde en arête.....	19
Figure 1.16 Pertes de courbure dans un anneau de rayon 5 μm en fonction de la largeur l du guide et de la hauteur du <i>slab</i> h_{slab} . Les zones monomodes (SM) et multimodes (MM) sont indiquées en bleu et vert respectivement. [47].....	20
Figure 1.17 Schéma représentatif d'un modulateur de Mach-Zehnder [48].....	20
Figure 1.18 Exemple de modulateur de Mach-Zehnder. (a) photographie du circuit (b) transmission spectrale. [51]	21
Figure 1.19 Exemple de modulateur optique en anneau. (a) Photographie (b) Transmission spectrale. [53].....	22
Figure 1.20 Topologies de liens WDM. (a) Des sources laser individuelles sont multiplexées avant la modulation. (b) Le multiplexage a lieu après la modulation. [30]	22
Figure 1.21 Représentation des caractéristiques du signal optique.....	24
Figure 1.22 Exemples de multiplexeur en longueur d'onde. a) réseau sélectif planaire. b) réseau échelle. [54]	25
Figure 1.23 (a) Schéma des transmissions spectrales de différentes voies d'un démultiplexeur. Sont indiqués les pertes d'insertion (IL) et le niveau de diaphonie. (b) Exemple de transmission spectrale d'un AWG extrait de[55].	26

Figure 1.24 (a) Schéma de deux AWG et dimensions. (b) Schéma d'un réseau échelle et dimensions. [56].....	27
Figure 1.25 Filtre passe bande en anneau. (a) Photographie du composant (b) Transmissions spectrales. [57].....	27
Figure 1.26 Photographie TEM d'une coupe de photodiode Germanium [58].	28
Figure 1.27 Sensibilité de récepteurs dans la littérature en fonction du débit.	29
Figure 1.28 Schéma des configurations d'anneaux <i>All-pass</i> et <i>Add-drop</i> et transmissions spectrales associées	30
Figure 1.29 Différentes géométries de résonateurs. a) En circuit [69] b) Micro-disque [73] c) Adiabatique [76].....	31
Figure 1.30 (a) anneau en injection [81] (b) anneau en déplétion [47].....	32
Figure 1.31 Indice effectif d'un guide d'onde en fonction de ses dimensions et sensibilité associée. a) Largeur. b) Hauteur. [100]	34
Figure 1.32 Transmission spectrale d'anneaux <i>Add-drop</i> de rayon 8 μm sur une même plaque de 300mm [102].	34
Figure 1.33 Cartographie de la longueur d'onde de résonance d'anneaux (a) et de la mesure de l'épaisseur de silicium (b) sur une même plaque [101].	35
Figure 1.34 Différents types de résistances chauffantes [106].....	36
Figure 1.35 Boucle d'asservissement contrôlant l' <i>OMA</i> [111].....	38
Figure 1.36 Schéma d'une interconnexion optique puce à puce. a) Schéma de l'intégration des composants sur une carte mère. b) Vue éclatée du système de transmission optique. [29]	40
Figure 1.37 Schéma de la topologie Bus-commun.....	40
Figure 1.38 Schéma d'une interconnexion comprenant plusieurs bus parallèles [19].....	41
Figure 1.39 Réponse spectrale de sept filtres d'un démultiplexeur. Les points colorés correspondent au niveau de diaphonie des canaux adjacents par rapport au canal central. [125]	42
Figure 1.40 Bande passante totale (bleu) et efficacité énergétique (rouge) d'un système de transmission optique en fonction du débit de données par canal [127].....	45
Figure 1.41 Efficacité énergétique d'un laser émettant 1 mW de puissance optique pour différentes efficacités électro-optiques. La ligne en pointillés correspond à la limite de 0,4 pJ/bit fixée pour atteindre une consommation totale au-dessous de 1 pJ/bit [30].....	45
Figure 2.1 N résonateurs disposés en série. Les résonances sont espacées régulièrement sur le <i>FSR</i>	50
Figure 2.2 Nombre de liens parallèles fonction du rayon, de l'espacement entre canaux et du débit de données par canal.....	50
Figure 2.3 Débit total par lien WDM en fonction du rayon pour des débits par canal de 5 Gbit/s (noir), 10 Gbit/s (rouge), 25 Gbit/s (bleu) et 40 Gbit/s (vert) et des espacements entre canaux de 300 GHz (a), 200 GHz (b), 100 GHz (c) et 50 GHz (d).	51
Figure 2.4 Nombre M de liens nécessaires pour atteindre 320 Go/s vs rayon. Débits par canal de 5 Gbit/s (noir), 10 Gbit/s (rouge), 25 Gbit/s (bleu) et 40 Gbit/s (vert). Espacements entre canaux de 300 GHz (a), 200 GHz (b), 100 GHz (c) et 50 GHz (d).	52
Figure 2.5 Densités de probabilités des niveaux hauts et bas d'un signal OOK	53
Figure 2.6 Résonateurs <i>All-pass</i> et <i>Add-drop</i> et transmissions spectrales associées.....	54
Figure 2.7 Couplage critique fonction du rayon pour différentes pertes	56
Figure 2.8 Transmission T_{max} d'un filtre <i>Add-drop</i> symétrique fonction de son coefficient de couplage	56

Figure 2.9 Modulation du signal optique, résonance, signal électrique et signal optique.....	58
Figure 2.10 OMA et décalage entre longueur d'onde de résonance et longueur d'onde laser.	59
Figure 2.11 Pénalité en puissance TP d'un modulateur idéal de couplage $K \sim 5\%$, de perte $L = 2600$ dB/m en fonction du décalage entre sa longueur d'onde à 0 V et la porteuse optique.	59
Figure 2.12 Bande passante optique (a) et pénalité du modulateur (b) en fonction de la concentration de dopants pour deux hauteurs h_{slab} différentes. [47].....	61
Figure 2.13 Effet de la concentration de dopants sur la bande passante du modulateur et sur sa pénalité en puissance.	61
Figure 2.14 Pénalité en puissance TP_{min} fonction du coefficient de couplage (a) Jonction 1 (b) Jonction 2	63
Figure 2.15 Pénalité TP_{min} fonction du coefficient de couplage : interprétation graphique. ..	63
Figure 2.16 Facteur de qualité fonction du coefficient de couplage. (a) Jonction 1 (b) Jonction 2.....	63
Figure 2.17 Profondeur de résonance fonction du coefficient de couplage. (a) Jonction 1 (b) Jonction 2	64
Figure 2.18 Bandes passantes optiques correspondant aux jonctions 1 (a) et 2 (b).....	64
Figure 2.19 Intervalle de précision à 1 dB pour les jonctions 1 (a) et 2 (b).	65
Figure 2.20 Décalage entre la longueur d'onde de la résonance et celle de la porteuse (a) jonction 1 et (b) jonction 2.....	66
Figure 2.21 Calcul de la pénalité due aux canaux adjacents au niveau du transmetteur.	67
Figure 2.22 Pénalité TP_{min} avec canaux adjacents fonction du coefficient de couplage pour des espacements de 300 GHz (noir), 200 GHz (rouge), 100 GHz (bleu) et 50 GHz (vert). (a) Jonction 1 (b) Jonction 2	68
Figure 2.23 Pénalité due aux canaux adjacents pour différents coefficients de couplage. (a) jonction 1 à des coefficients de couplage de 2 %, 5 % et 8 % (b) jonction 2 à des coefficients de couplage de 5 %, 10 % et 15 %.....	68
Figure 2.24 Transmission spectrale de modulateurs munis de la jonction 2, couplés à 10 % et espacés de 50 GHz. Modulateur seul (vert), état maximisant (rouge) et minimisant (bleu) le niveau haut.....	69
Figure 2.25 Schéma représentatif de la réponse spectrale d'un démultiplexeur à 5 longueurs d'onde.....	70
Figure 2.26 Démultiplexeur à cinq longueurs d'onde : (a) schéma du circuit et (b) réponses spectrales.	71
Figure 2.27 Pénalité du récepteur fonction du coefficient de couplage pour des espacements entre canaux de (a) 300 GHz (b) 200 GHz (c) 100 GHz et (d) 50 GHz. Les courbes bleues et rouges correspondent à des pertes de cavité de 500 dB/m et 1300 dB/m respectivement. .	72
Figure 2.28 Schéma représentant le signal NRZ-OOK et son spectre.	73
Figure 2.29 Fichier de simulation qui met en œuvre un modulateur correspondant à celui de la Figure 2.11.	75
Figure 2.30 Simulation dynamique : pénalité en puissance vs décalage entre longueur d'onde du laser et position de la résonance à 0 V.	75
Figure 2.31 Circuits de simulation du transmetteur en dynamique.	76
Figure 2.32 Comparaison des pénalités en statique et en dynamique (a) à 10 Gbit/s et (b) à 25 Gbit/s.....	77
Figure 2.33 Diagrammes de l'œil avec (gauche) et sans (droite) modulateurs adjacents en transmission pour un espacement de 50 GHz et un couplage de 7 %.....	78

Figure 2.34 Circuit de caractérisation du filtre <i>Add-drop</i> seul.	80
Figure 2.35 <i>OMA</i> de référence (1 mW), <i>OMA</i> et ouverture de l'oeil <i>EO</i>	80
Figure 2.36 Pertes d'insertion et pénalité de distorsion du filtre pour différents coefficients de couplage.	81
Figure 2.37 Pertes d'insertion et pénalité de distorsion du filtre pour différents coefficients de couplage.	83
Figure 2.38 Circuit de caractérisation de la diaphonie en réception.	85
Figure 2.39 Diagramme de l'œil correspondant au couplage de 18 % et à un espacement entre canaux de 300 GHz.	87
Figure 2.40 Propositions d'architecture. (a) Architecture 1 : Lasers hybrides à 10 Gbit/s (b) Architecture 2 : Laser en peigne à 25 Gbit/s.	90
Figure 2.41 Efficacité de liens optiques pour différentes sensibilités de récepteur et différentes efficacités de laser. (a) Efficacité de 20 % et sensibilité de -20 dBm [26] (b) efficacité du laser de 5 % (c) Sensibilité du récepteur de -17 dBm (d) Efficacité du laser de 5 % et sensibilité du récepteur de -17 dBm.	92
Figure 3.1 Profils de modes optiques calculé avec outil commercial pour rayon de courbure de 8 μm : (a) guide d'onde de <i>slab</i> nominal 165nm (b) guide d'onde de <i>slab</i> nominal 50 nm.	96
Figure 3.2 Indice effectif d'un guide d'onde passif simulé (courbe bleue) et ordres d'interférences (traits noirs pointillés).	97
Figure 3.3 Photographie SEM d'un guide d'onde en ruban extrait de [2]	97
Figure 3.4 Représentation graphique de la relation entre variation d'indice effectif et longueur d'onde de résonance.	98
Figure 3.5 (a) Effet de l'auto-échauffement sur la réponse spectrale d'un anneau : transmissions spectrales pour différentes puissances en entrée [134]. (b) Exemple de pic de résonance dédoublé (rétrodiffusion) tiré des résultats de caractérisation de la section 3.3.2.	99
Figure 3.6 Schéma de l'anneau résonant et de sa transmission spectrale.	100
Figure 3.7 Fichier de simulation FDTD [130].	101
Figure 3.8 Modèle de coupleur évanescent pour différentes longueurs de couplage et différents espaces de couplages. (a) Coefficient de couplage fonction du <i>gap</i> . (b) Sensibilité au <i>gap</i> en fonction du coefficient de couplage.	101
Figure 3.9 Photographie de la structure de test de l'anneau résonant.	102
Figure 3.10 Extraction des transmissions spectrales des anneaux.	103
Figure 3.11 Profondeur de résonance fonction de la longueur d'onde pour les trois types de modulateur et tendances (flèches noires). Le pourcentage d'anneaux sur-couplés ou sous-couplés est également indiqué.	104
Figure 3.12 Facteur de qualité des anneaux fonction de la longueur d'onde.	105
Figure 3.13 Exemple de transmission spectrale mesurée sous une tension en inverse de 0 V (courbe bleue) et 2 V (courbe rouge). Le modèle idéal correspondant à la résonance à 0 V est représenté en noir.	106
Figure 3.14 Facteur de qualité Q et profondeur de résonance R_{min} en fonction du coefficient de couplage et des pertes.	106
Figure 3.15 Fonction J dans le cas de la résonance de la Figure 3.13 à 0 V.	107
Figure 3.16 Coefficient de couplage mesurés sur des structures de test (a) et estimés (b) fonction de la longueur d'onde pour les types de modulateur 1 (rouge), 2 (vert) et 3 (bleu).	108

Figure 3.17 Pertes estimées dans le cas des modulateurs 1 (rouge),2 (vert) et 3 (bleu) en fonction de la longueur d'onde. Les valeurs moyennes et les écarts-types sur des fenêtres de 5 nm sont également représentés.	108
Figure 3.18 Estimation du coefficient de couplage (a) et des pertes (b) pour un jeu d'anneaux passifs (bleu) et un jeu d'anneau actif (rouge).....	109
Figure 3.19 Schéma de la jonction PN.....	111
Figure 3.20 Modèle de la jonction PN (outil commercial [130]).....	112
Figure 3.21 Simulation de transport de charge et solveur de mode [130].....	112
Figure 3.22 Dopage du guide d'onde	113
Figure 3.23 Profil gaussien de dopage simulé. Dopage P (bleu) et N (rouge) et dopage net (noir) pour la même concentration visée ($1E18cm^{-3}$) et la même longueur caractéristique de 10 nm.....	114
Figure 3.24 Profils de dopage des jonctions simulées : dopage P (bleu), dopage N (rouge) et dopage net (noir).....	115
Figure 3.25 Résultats de simulations des jonctions 1 (rouge), 2 (vert) et 3 (bleu) entre 0 V et 2,5 V. (a) Décalage de la résonance, (b) Pertes dues au dopage et (c) Capacité linéique.	116
Figure 3.26 Vue du modulateur : zone dopée et zone non-dopée.....	117
Figure 3.27 Indices effectifs fonction de la longueur d'onde. Indice effectif passif simulé (bleu), indices effectifs actifs simulés (orange, rouge et vert) et indices correspondant aux écarts mesurés (violet).....	118
Figure 3.28 Pénalité du modulateur de la Figure 3.13.....	120
Figure 3.29 Pénalité TP_{min} des modulateurs mesurés en statique en fonction du coefficient de couplage estimé. Rouge modulateur 1, vert modulateurs 2 et bleu modulateur 3. Flèche noire : sensibilité de TP_{min} au coefficient de couplage.....	120
Figure 3.30 Montage de caractérisation du modulateur en dynamique.....	121
Figure 3.31 Pénalités d'un modulateur couplé à 2 % en fonction du décalage par rapport à une longueur d'onde donnée.....	121
Figure 3.32 Résonances alignées avant l'étape de filtrage. (a) modulateur 1, (b) modulateur 2 et (c) modulateur 3.....	124
Figure 4.1 Banc de caractérisation	128
Figure 4.2 Photographie de la matrice de fibre (a) et d'une sonde GSGSG (b).	128
Figure 4.3 Configuration 1 (a) et 2 (b).	130
Figure 4.4 Représentation de l'anneau actif (a) et de l'anneau passif (b) sur le logiciel de conception.....	131
Figure 4.5 Représentation d'une résistance chauffante sur le logiciel de conception.....	131
Figure 4.6 Vue schématique de la ligne de transmission.....	132
Figure 4.7 Photographies (a) des deux premiers modulateurs (b) des deux autres modulateurs du circuit à 300 GHz d'espacement.	133
Figure 4.8 Récepteur du démonstrateur à 300 GHz d'espacement (a) deux premiers filtres (b) les deux autres.	133
Figure 4.9 Schéma du circuit photonique du démonstrateur à 300 GHz d'espacement.....	135
Figure 4.10 Photographie du circuit photonique à 300 GHz d'espacement.....	135
Figure 4.11 Schéma du montage de caractérisation statique du démonstrateur à 300 GHz d'espacement.....	136
Figure 4.12 Transmissions spectrales du transmetteur (chemin 1 vers 3 de la en bleu) et transmission du transmetteur et du récepteur (chemin 1 vers 4 en rouge) pour trois puces nommées 1 (a), 2 (b) et 3 (c). Les résonances des anneaux sont numérotées de 1 à 4.	137

Figure 4.13 Espacements entre canaux du transmetteur (a) et du récepteur (b).	137
Figure 4.14 (a) Intervalle spectrale libre du transmetteur (noir) et du récepteur (rouge). (b) Espacement entre anneaux du transmetteur et du récepteur des différents canaux.	138
Figure 4.15 Déplacement des pics de résonance du transmetteur	139
Figure 4.16 (a) Décalage en longueur d'onde fonction du courant injecté (b) Décalage en longueur d'onde fonction de la puissance dissipée.	139
Figure 4.17 Schéma du montage de caractérisation dynamique du démonstrateur à 300 GHz d'espacement.	140
Figure 4.18 Diagrammes de l'œil des quatre canaux du démonstrateur puce 1 à 10 Gbit/s	141
Figure 4.19 Photographie du transmetteur à 100 GHz d'espacement.	142
Figure 4.20 Photographie du récepteur à 100 GHz d'espacement.	143
Figure 4.21 Démonstrateur à 100 GHz d'espacement.	143
Figure 4.22 Schéma du montage expérimental de caractérisation statique du démonstrateur à 100 GHz d'espacement.	144
Figure 4.23 Transmission spectrale des puces 4 (a), 5 (b) et 6 (c).	145
Figure 4.24 Espacements entre canaux (a) et espacement entre anneaux du transmetteur et du récepteur (b) des puces 4, 5 et 6.	145
Figure 4.25 Montage expérimental de caractérisation dynamique du démonstrateur	146
Figure 4.26 Diagrammes de l'œil des deux canaux du démonstrateur de la puce 4.	146
Figure 4.27 Diagrammes de l'œil de la puce 4 acquis en désactivant une des voies	147

Glossaire

BER	Taux d'erreur binaire
DEMUX	Démultiplexeur
DRAM	Mémoire vive dynamique
<i>DR</i>	Débit de données
<i>EO</i>	Ouverture de l'œil
<i>ER</i>	Taux d'extinction
<i>FSR</i>	Intervalle spectral libre
<i>FWHM</i>	Largeur à mi-hauteur
<i>IL</i>	Pertes d'insertion
MUX	Multiplexeur
<i>OMA</i>	Amplitude de modulation optique
OOK	<i>On-off Keying</i>
PIC	Circuit intégré photonique
Q_{OOK}	Facteur de qualité du lien de transmission optique format de modulation OOK
Q	Facteur de qualité de la résonance
R_{min}	Profondeur de la résonance
SOI	Silicium sur isolant
<i>TP</i>	Pénalité en puissance du modulateur
WDM	Multiplexage en longueur d'onde

Liste des Publications

Conférences internationales

J. B. Quélène, J. F. Carpentier, Y. L. Guennec, and P. L. Maître, “Optimization of power coupling coefficient of a carrier depletion silicon ring modulator for WDM optical transmissions,” in 2016 IEEE Optical Interconnects Conference (OI), 2016, pp. 106–107.

Conférences nationales

Jean-Baptiste Quélène, Yannis Le Guennec, Jean-François Carpentier, Patrick Le Maître, “Silicon photonics : High-bitrate WDM ring resonator-based optical transmitter conception tool”, *Groupe De Recherche Ondes*, 2015.

Jean-Baptiste Quélène, Yannis Le Guennec, Jean-François Carpentier, Patrick Le Maître, “ Démonstrateur WDM très haut débit sur silicium constitué d’anneaux résonants”, *36^{ème} édition des Journées Nationales d’Optique Guidée*, 2016.

