



**HAL**  
open science

# Intégration d'un deuxième niveau de guidage photonique par dépôt de SiN au-dessus du SOI traditionnel

Sylvain Guerber

► **To cite this version:**

Sylvain Guerber. Intégration d'un deuxième niveau de guidage photonique par dépôt de SiN au-dessus du SOI traditionnel. Optique / photonique. Université Paris Saclay (COMUE), 2019. Français. NNT : 2019SACLS120 . tel-02279353

**HAL Id: tel-02279353**

**<https://theses.hal.science/tel-02279353>**

Submitted on 5 Sep 2019

**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.

# Intégration d'un deuxième niveau de guidage photonique par dépôt de SiN au-dessus du SOI traditionnel

Thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay  
préparée à l'Université Paris Sud

École doctorale n°575 Physique et ingénierie : électrons, photons,  
sciences du vivant (EOBE)  
Spécialité de doctorat : Electronique et optoélectronique, nano- et  
microtechnologies

Thèse présentée et soutenue à Grenoble, le 26/06/2019, par

**Sylvain Guerber**

Composition du Jury :

Jean Emmanuel Broquin Directeur de recherche, Grenoble INP IMEP-LAHC (UMR5130)	Président
Frederic Gardes Senior Lecturer, University of Southampton	Rapporteur
Nicolas Dubreuil Professeur, Institut d'Optique Graduate School (UMR 5298)	Rapporteur
Eric Cassan Professeur, Université Paris-Saclay C2N (UMR 9001)	Examineur
Daivid Fowler Chercheur, CEA LETI	Examineur
Laurent Vivien Directeur de recherche, Université Paris-Saclay C2N (UMR 9001)	Directeur de thèse
Frédéric Boeuf Ingénieur-chercheur, STMicroelectronics	Encadrant de thèse
Charles Baudot Ingénieur-chercheur, Ciena	Encadrant de thèse

**Titre :** Intégration d'un deuxième niveau de guide photonique par dépôt de SiN au-dessus du SOI traditionnel

**Mots clés :** Optique intégrée, Photonique sur Silicium, Nitrure de Silicium, CMOS, Transmission de données, co-intégration.

**Résumé :** En s'appuyant sur les procédés de fabrication matures et sur la production à grande échelle de l'industrie CMOS, la technologie photonique silicium est une solution potentielle pour le développement de liens optiques haut débit peu onéreux destinés aux centres de données. Un premier pas a été franchi il y a une dizaine d'années avec la réalisation, à l'échelle industrielle, de transmetteurs/récepteurs avec des débits jusqu'à 100Gb/s. Cependant, tout semble indiquer que des vitesses encore plus élevées, (200 voir 400Gb/s), seront bientôt nécessaires. Malheureusement, les limitations techniques de cette première génération de circuits photoniques suggèrent qu'il sera difficile de réaliser des multiplexeurs (MUX/DEMUX) performants. Ces composants sont à la base des solutions de multiplexage en longueur d'onde (WDM) envisagées pour répondre à cette nouvelle demande de bande passante. Par ailleurs, on assiste depuis quelques années à une diversification des applications de la photonique intégrée qu'il semble également difficile de satisfaire au vu des performances de la technologie actuelle. C'est dans ce contexte que s'inscrit le travail de thèse présenté dans ce manuscrit. La solution étudiée est basée sur l'intégration d'un second circuit optique dont les propriétés sont complémentaires de celles du circuit silicium formant ainsi une plateforme optique performante quelle que soit la fonction à réaliser. Un schéma d'intégration monolithique a été privilégié afin de limiter les coûts de production et d'assemblage. Le matériau choisi pour la réalisation de ce second circuit optique est le nitrure de silicium (SiN). Il possède en effet des propriétés parfaitement complémentaires de celles du circuit silicium : contraste d'indice réduit, coefficient thermo optique faible et grande gamme de transparence. C'est également un matériau utilisé depuis de nombreuses années dans l'industrie CMOS.

Le premier objectif de ce travail de thèse a donc consisté à développer le schéma d'intégration de ce second circuit optique au sein de la technologie photonique PIC50G de STMicroelectronics. Une fois les différentes étapes du flot de fabrication validées, le développement de composants a pu débuter. Tout d'abord les guides d'onde, proposant des pertes de propagation inférieures à 0,2dB/cm à 1300nm, mais également divers composants élémentaires : transitions entre les différentes géométries de guides, coupleur fibre/puce, terminaison de guide d'onde, filtre de signaux parasites et coupleurs/séparateurs de puissance. Une caractérisation statistique de la transition optique entre les circuits Si et SiN a révélé des pertes d'insertion inférieures à 0,3dB entre 1270nm et 1330nm, validant la stabilité de ce composant particulièrement critique.

Une attention particulière a été portée à la gestion de la polarisation dans les guides d'onde via le développement de séparateurs et de rotateurs de polarisation dont les performances sont à l'état de l'art des composants silicium.

Une étude complète sur les MUX/DEMUX en SiN a également été réalisée. Des réseaux de guides d'onde ont notamment montré de bonnes performances : dérive en température < 12pm/°C, faible sensibilité à la polarisation, pertes d'insertion < 1dB, diaphonie < -30dB, fonctionnement jusqu'à 12 canaux, bande passante à -1dB > 11nm. Pour terminer, un émetteur/récepteur WDM quatre canaux a été conçu pour démontrer l'intérêt de cette plateforme hybride Si/SiN, il est actuellement en attente de caractérisation.

Enfin, une étude des propriétés optiques non linéaires du SiN a permis de démontrer la génération de troisième harmonique de l'UV jusqu'au visible ainsi que la génération d'un supercontinuum s'étendant de 425nm à 1660nm, ouvrant ainsi la voie à de nouvelles applications.



**Title:** Integration of a second photonic guiding layer by deposition of SiN on top of conventional SOI

**Keywords:** Integrated Optics, Silicon Photonics, Silicon Nitride, CMOS, Data communication, Cointegration.

**Abstract:** Based on CMOS industry's mature manufacturing processes and large-scale production, silicon photonics technology is a potential solution for inexpensive high-speed optical links for data centers. About ten years ago, a first step was taken with the realization, at an industrial scale, of transmitters/receivers with data rates up to 100Gb/s. However, it seems that even higher speeds (typically 200 or 400Gb/s) will soon be needed. Unfortunately, the technical limitations of this first generation of photonic circuits suggest that it will be difficult to make efficient multiplexers (MUX / DEMUX), which form the basis of wavelength division multiplexing (WDM) solutions designed to meet this new bandwidth demand. Moreover, a diversification of the applications of integrated photonics is ongoing for a few years, which also seems difficult to satisfy given the performance of current technology. The thesis work presented in this manuscript yielded from this context.

The studied solution is based on the integration of a second optical layer whose properties are complementary to those of the silicon circuit. This forms an integrated optical platform which can be efficient whatever the function to be performed. A monolithic integration scheme is chosen leveraging the low cost and manufacturing capability of CMOS industry. Silicon nitride (SiN), with a reduced index contrast and a low thermo-optical coefficient, is an interesting candidate for the realization of this second photonic circuit. Indeed, those properties are perfectly complementary to the silicon ones, and particularly adapted to the realization of MUX/DEMUX. Moreover, SiN is a well-known material of CMOS electronics.

The first objective of this thesis was to develop the integration scheme of the second optical circuit within ST Microelectronics PIC50G photonic technology. Once all the fabrication steps validated, the development of photonic devices could begin.

It starts with several kinds of optical waveguides, among which rib-type demonstrated propagation losses below 0.2dB/cm at 1300nm, but also various elementary components: transitions between waveguides, fiber/chip coupler, waveguide termination, parasitic signals filters and power splitters/combiners. A statistic characterization of the optical transition between Si and SiN circuits reveal insertion losses below 0,3dB from 1270nm to 1330nm, confirming the stability of this critical device.

Special attention was paid to the polarization management within the SiN circuit. Polarization splitters and rotators were developed showing comparable performances with Si devices state of the art.

An exhaustive study about the realization of SiN MUX/DEMUX was also carried out. Arrayed waveguide gratings especially show good performances: thermal drift < 12pm/°C, low polarization sensitivity, insertion loss < 1dB, crosstalk level < -30dB, up to twelve channels, -1dB bandwidth > 11nm.

To conclude this work, a four channel WDM transmitter/receiver was designed in order to demonstrate the interest of this hybrid Si/SiN platform, its currently waiting for characterization.

Finally, a study of the nonlinear properties of SiN demonstrated the generation of a third harmonic optical signal from UV to visible and the generation of a supercontinuum spanning from 425nm to 1660nm, paving the way to new applications.





# Remerciements

Pour commencer, je souhaiterais sincèrement remercier mon encadrant à STMicroelectronics, Charles Baudot, ainsi que mon directeur de thèse au C2N, Laurent Vivien. Je les remercie pour le temps qu'ils m'ont consacré durant ces trois ans, pour leur accompagnement mais également pour l'indépendance et la confiance qu'ils m'ont accordé. Je m'estime particulièrement chanceux de les avoir rencontrés et j'espère avoir à nouveau l'occasion de collaborer avec eux, à mi-chemin entre l'entreprise et l'université.

Je tiens à remercier tous les membres de l'équipe photonique d'intégration des procédés à ST. Ils m'ont permis de découvrir la microélectronique industrielle dans les meilleures conditions et toujours avec bonne humeur. Tout d'abord Frédéric Bœuf et Roberto Gonella, pour m'avoir accepté au sein de ce groupe, mais également tous les membres de l'équipe que j'ai côtoyés avec plaisir quotidiennement : Aurélie Souhaite, Elise Baylac, Luc Datcharry, Marie-Pierre Samson, Meriam Ben Khedim, Nathalie Vulliet, Patrick Le Maitre, Sébastien Cremer, Sonia Messaoudene et Stéphane Monfray. Et que serait une équipe de recherche sans ses (ex) doctorants ? Je souhaiterais aussi les remercier pour tous les moments que l'on a pu partager, au travail comme en dehors : Audrey Michard, Benjamin Cabanes, Cyrille Barrera, Ismaël Charlet, Jossierand Gaudy, Maurin Douix, Michele Calvo, Nicolas Michit et Thomas Ferroti.

Je remercie également tous les membres de l'équipe de développement des procédés à ST avec qui j'ai eu l'occasion de travailler. Malgré des emplois du temps souvent chargés, ils ont toujours trouvé un moment pour mes manips de doctorant : Aurore Durel, Bastien Orlando, Daniel Benoit, Délia Ristoiu, Florian Domengie, Francesco Abbate, François Leverd, Jonathan Planchot, Julie Poulet, Laurène Babaud, Paul Chantraine et Romuald Blanc.

Je veux bien sûr remercier tous les membres de l'équipe photonique du C2N. Mes séjours au labo ainsi que les quelques conférences auxquelles j'ai assisté en leur compagnie ont été particulièrement enrichissants et me laissent d'excellents souvenirs. Tous ces moments ont également été l'occasion de nombreuses discussions et collaborations scientifiques qui m'ont permis de grandement élargir les objectifs initiaux de cette thèse. Je voudrais donc remercier Delphine Marris-Morini, grâce à qui j'ai découvert la photonique durant mon M2, Eric Cassan, ainsi qu'Alicia Ruiz Caridad, Carlos Alonso-Ramos, Christian Lafforgue, Daniel Benedikovic, Diego Perez-Galacho, Dorian Oser, Elena Duran Valdeiglesias, Guillaume Marcaud, Joan Manel Ramirez, Mathias Berciano, Miguel Montesinos, Qiankun Liu, Samuel Serna, Thi-Phuong Do, Vladyslav Vakarin, Weiwei Zhang et Xavier Le Roux. Je voudrais également remercier Bernadette Laborde ainsi que Carole Bonnot pour leur disponibilité malgré des délais souvent serrés.

J'aimerais remercier les membres du CEA LETI avec qui j'ai eu l'occasion de collaborer régulièrement : Bertrand Szelag, avec qui j'ai découvert la photonique il y a quatre ans, ainsi que Daivid Fowler, Karim Hassan, Philippe Grosse, Quentin Willmart et Vincent Reboud.

Pour terminer, je veux remercier mes amis et ma famille pour leur soutien durant ces trois ans, en particulier mes parents Françoise et Fabrice, ainsi que ma sœur Clara.

*A mon grand-père.*

# Sommaire

<b>Remerciements</b>	<b>5</b>
<b>Introduction</b>	<b>10</b>
<b>1. Contexte</b>	<b>12</b>
1.1. Internet aujourd'hui	13
1.2. Les enjeux de la photonique silicium actuelle	14
1.3. Les enjeux de la photonique silicium de demain	17
1.3.1. Télécommunications optiques avancées	17
1.3.2. Nouvelles applications	18
1.3.3. Défis pour la plateforme photonique silicium	21
1.4. Plateformes photoniques multi-niveaux	23
1.4.1. Plateformes à intégration hybride-3D	23
1.4.2. Plateformes à intégration monolithique	24
1.5. La photonique sur nitrure de silicium	25
1.5.1. Le nitrure de silicium comme matériau optique	25
1.5.2. Plateformes photoniques Si/SiN	27
1.6. Conclusion	29
<b>2. Intégration du circuit optique SiN dans la plateforme photonique</b>	<b>31</b>
2.1. Introduction	32
2.2. Environnement de conception	32
2.2.1. Modélisation et simulation	32
2.2.2. Architecture sur masque	34
2.3. Intégration du circuit SiN dans la plateforme photonique silicium	37
2.3.1. Etude de la stratégie d'insertion	37
2.3.2. Bilan et procédé de fabrication complet	38
2.4. Procédés de fabrication du circuit SiN	40
2.4.1. Dépôt	40
2.4.2. Définition des motifs et alignement	43
2.4.3. Gravure	44
2.4.4. Encapsulation et planarisation	45
2.5. Environnement de caractérisations optiques	47
2.5.1. Banc automatique, couplage par réseau	47
2.5.2. Banc manuel, couplage par la tranche	48
2.5.2.1. Description	48
2.5.2.2. Gestion de la polarisation	50
2.6. Conclusion	53
<b>3. Composants élémentaires</b>	<b>54</b>
3.1. Introduction	55
3.2. Guides d'onde	55
3.2.1. Guides d'onde ruban et en arête	55
3.2.1.1. Etude théorique	55
3.2.1.2. Résultats expérimentaux	57
3.2.2. Guides à fente et guides rubans à faible épaisseur	61
3.2.2.1. Etude théorique	61
3.2.2.2. Résultats expérimentaux	62
3.2.3. Transitions de guides	62
3.2.3.1. Etude théorique	63
3.2.3.2. Résultats expérimentaux	64

3.2.4.Sensibilité à la température-----	64
3.3. Couplage fibre/puce-----	66
3.4. Transition Si/SiN-----	68
3.5. Terminaison de guide d'onde-----	70
3.6. Filtre de signaux parasites-----	71
3.7. Coupleurs/séparateurs de puissance-----	72
3.7.1.Jonction Y-----	72
3.7.1.1.Principe-----	72
3.7.1.2.Résultats expérimentaux-----	73
3.7.2.Interféromètre multimode-----	74
3.7.2.1.Principe-----	74
3.7.2.2.Résultats expérimentaux-----	76
3.7.3.Coupleur directionnel-----	77
3.7.3.1.Principe-----	77
3.7.3.2.Résultats expérimentaux-----	78
3.7.4.Coupleur directionnel stabilisé-----	79
3.7.4.1.Principe-----	79
3.7.4.2.Résultats expérimentaux-----	81
3.8. Conclusion-----	82
<b>4. Gestion de la polarisation-----</b>	<b>84</b>
4.1. Introduction-----	85
4.1.1.Polarisation dans un guide d'onde-----	85
4.1.2. Briques élémentaires pour la gestion de polarisation-----	85
4.2. Séparateur de polarisation-----	87
4.2.1.Introduction-----	87
4.2.2.Interféromètre multimode à quasi-états-----	89
4.2.3.Coupleur directionnel large bande-----	90
4.3. Rotateur de polarisation-----	93
4.3.1.Introduction-----	93
4.3.2.Guide d'onde en arête asymétrique-----	95
4.4. Séparateur-rotateur de polarisation-----	97
4.4.1.Introduction-----	97
4.4.2.Guide d'onde en arête-----	98
4.4.3.Double étage-----	99
4.5. Conclusion-----	100
<b>5. Multiplexage en longueur d'onde-----</b>	<b>103</b>
5.1. Introduction-----	104
5.1.1.Contraintes et spécifications-----	104
5.1.2.Architectures de (de)multiplexeur-----	105
5.2. Réseau échelle-----	106
5.2.1.Introduction-----	106
5.2.2.Les réflecteurs-----	108
5.2.3.Conception du composant-----	109
5.2.4.Résultats expérimentaux-----	111
5.2.5.Sensibilité à la température-----	112
5.2.6.Conclusion-----	113
5.3. Réseau de guides d'onde-----	113
5.3.1.Introduction-----	113
5.3.2.Le coupleur en étoile-----	115
5.3.3.Le réseau de guides-----	116

5.3.4. Conception du composant	117
5.3.5. Résultats expérimentaux	119
5.3.6. Réduction de la sensibilité à la polarisation	122
5.3.6.1. Etude théorique	122
5.3.6.2. Résultats expérimentaux	123
5.3.7. Uniformisation de la distribution spectrale de puissance	125
5.3.7.1. Etude théorique	125
5.3.7.2. Résultats expérimentaux	126
5.3.8. Augmentation du nombre de canaux	127
5.3.9. Sensibilité à la température	129
5.3.10. Conclusion	130
5.4. Démonstrateur : Emetteur/récepteur CWDM4	132
5.5. Conclusion	133
<b>6. Optique non linéaire</b>	<b>134</b>
6.1. Introduction	135
6.1.1. Théorie générale	135
6.1.2. La photonique SiN pour l'optique non linéaire	136
6.1.3. Banc de caractérisation	139
6.2. Génération de troisième harmonique	140
6.2.1. Théorie	140
6.2.2. Optimisation des guides d'onde	141
6.2.3. Résultats expérimentaux	142
6.3. Génération de supercontinuum	143
6.3.1. Théorie	143
6.3.2. Optimisation de la dispersion	146
6.3.3. Résultats expérimentaux	147
6.4. Conclusion	152
<b>Conclusion &amp; perspectives</b>	<b>153</b>
<b>Bibliographie</b>	<b>157</b>
<b>Publications &amp; communications</b>	<b>170</b>

# Introduction

Les nouvelles applications et usages d'Internet nécessitent d'augmenter sans cesse le débit de transmission des interconnexions au sein des centres de données. Cependant, la technologie VCSEL (Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser) sur laquelle ces liens optiques sont actuellement basés, ne paraît pas capable de supporter la forte demande de bande passante. En revanche, la photonique silicium, dont les premiers développements datent des années 90, semble aujourd'hui en mesure de prendre le relais des lasers VCSEL. Cette nouvelle technologie d'optique intégrée, en tirant parti des procédés de fabrication matures et de la production à grande échelle de l'industrie CMOS, apparaît comme une solution prometteuse pour la réalisation de liens optiques peu onéreux et à très haut débit (>40GHz). Il y a une dizaine d'années, un premier pas a été franchi avec la réalisation, au niveau industriel, des premiers transmetteurs/récepteurs basés sur la technologie silicium. Cette première génération a permis de démontrer l'intérêt des circuits photoniques, notamment avec des transmetteurs/récepteurs fonctionnant jusqu'à 100Gb/s. Cependant, même si cela apparaît aujourd'hui comme suffisant, tout semble indiquer que des débits plus élevés seront bientôt nécessaires, typiquement de l'ordre de 200Gb/s voire même 400Gb/s. Malheureusement, les limitations techniques de la première génération de circuits photoniques silicium (entre autres : pertes de propagation relativement élevées, sensibilité à l'environnement et aux variations de fabrication) laissent penser qu'il sera difficile d'atteindre des débits au-delà de quelques centaines de Gb/s. C'est en particulier le cas pour la réalisation des multiplexeurs/démultiplexeurs (MUX/DEMUX) nécessaires pour augmenter le nombre de canaux de communication et ainsi adresser cette nouvelle augmentation de la vitesse des interconnexions. En effet, les premières générations de MUX/DEMUX en silicium souffrent des erreurs de phases induites par le fort confinement du champ électromagnétique dans les guides silicium.

Par ailleurs, on assiste depuis quelques années à une diversification des applications de la photonique silicium qu'il semble également difficile de satisfaire au vu des performances de la technologie actuelle. On retrouve par exemple les effets optiques non linéaires, dont les phénomènes de mélange de fréquences pourraient être à la source de nombreuses applications. Cependant, ces phénomènes requièrent des guides tolérants aux puissances optiques élevées, ce qui n'est pas le cas du silicium car il présente une forte absorption à deux photons pour des longueurs d'onde inférieures à 2200nm. Il apparaît donc nécessaire de faire évoluer la plateforme photonique silicium pour qu'elle soit en mesure de répondre aux défis techniques liés à cette nouvelle demande.

La solution envisagée consiste à co-intégrer un second circuit photonique, à base d'un autre matériau dont les propriétés optiques sont complémentaires de celles du silicium. Ainsi, chaque fonction optique sera réalisée dans le matériau qui lui est le plus adapté afin d'obtenir une plateforme optique performante quel que soit le type de composant à réaliser. Il faut également définir le schéma d'intégration de ce second circuit optique. Afin de limiter les coûts de production, et pour tirer pleinement parti de l'environnement CMOS de la photonique silicium, un schéma d'intégration type monolithique (fabrication du second circuit directement au sein de la puce photonique silicium) a donc été choisi. Parmi les matériaux complémentaires du silicium, le nitrure de silicium (SiN) s'avère particulièrement intéressant pour la réalisation de ce second circuit optique. En effet, avec un contraste d'indice réduit ainsi qu'un coefficient thermo optique faible, le SiN possède d'excellentes propriétés optiques qui sont parfaitement complémentaires de celles du circuit silicium, et spécialement adaptées à la réalisation de

MUX/DEMUX. C'est également un matériau dont la fabrication est parfaitement maîtrisée, il est d'ailleurs utilisé depuis de nombreuses années dans l'industrie CMOS.

Le premier objectif de ce travail de thèse était donc de développer la fabrication du circuit SiN ainsi que de valider son schéma d'intégration au sein de la nouvelle technologie photonique 300mm de STMicroelectronics, PIC50G. Une fois cette étape validée, le développement des premiers composants a débuté avec le « hardware » nécessaire à la réalisation du circuit optique en SiN : guides d'onde, coupleurs/séparateurs de puissance, et bien sûr, la transition avec le circuit silicium. Un soin particulier a été apporté à la gestion de la polarisation avec le développement de séparateurs et de rotateurs de polarisation, délicats à réaliser dans une plateforme à faible contraste d'indice. Puis, la principale motivation pour l'intégration de ce circuit SiN étant de permettre à la plateforme photonique silicium de disposer de MUX/DEMUX performants, une étude approfondie de ces composants a été réalisée. Plusieurs architectures de MUX/DEMUX ont été explorées, et deux générations de dispositifs ont été conçus et caractérisés. Enfin, une étude des propriétés optiques non linéaires du SiN a été réalisée pour commencer à explorer les nouvelles applications de cette photonique industrielle.



# Chapitre 1 – Contexte

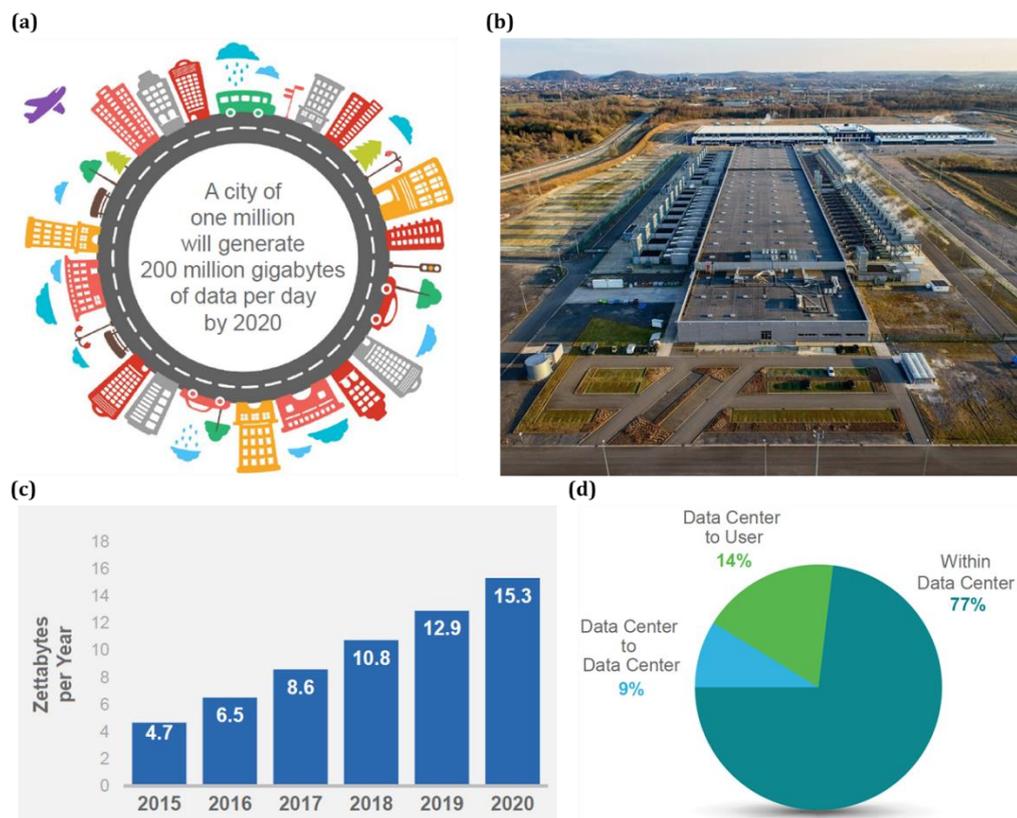
---

1.1. Internet aujourd’hui -----	13
1.2. Les enjeux de la photonique silicium actuelle -----	14
1.3. Les enjeux de la photonique silicium de demain -----	17
1.3.1. Télécommunications optiques avancées -----	17
1.3.2. Nouvelles applications -----	18
1.3.3. Défis pour la plateforme photonique silicium -----	21
1.4. Plateformes photoniques multi-niveaux -----	23
1.4.1. Plateformes à intégration hybride-3D -----	23
1.4.2. Plateformes à intégration monolithique -----	24
1.5. La photonique sur nitrure de silicium -----	25
1.5.1. Le nitrure de silicium comme matériau optique -----	25
1.5.2. Plateformes photoniques Si/SiN -----	27
1.6. Conclusion -----	29

---

## 1.1 – Internet aujourd’hui

L’impact d’Internet sur le monde d’aujourd’hui est tel qu’il semble inconcevable que ce réseau n’existe que depuis 30 ans, pratiquement jour pour jour. En 2019, plus de la moitié de la population mondiale est connectée à Internet, il semblerait donc superflu de justifier de l’impact de ce système de communication sur notre vie quotidienne. Réaliser un inventaire des domaines d’applications d’Internet serait également particulièrement fastidieux et en dehors de cette étude. Pour ne citer qu’un exemple parmi la multitude de tendances, l’Internet des objets, qui consiste à connecter au réseau des objets ou des environnements, va probablement avoir une influence considérable sur le monde de demain notamment grâce au déploiement de la norme mobile 5G. Ainsi, tel que présenté figure 1(a), un grand nombre d’infrastructures présentes dans les villes seront connectées telles que les bâtiments, les transports en commun, le réseau électrique, les voitures, les hôpitaux ou encore les usines. L’une des conséquences de cette multiplication de systèmes est l’augmentation du nombre de données à traiter, et donc à transmettre, qui devrait être multiplié par trois entre 2015 et 2020 (figure 1(c)). D’ici 2020, il a été estimé qu’une ville d’un million d’habitants générera 200 million de giga-octet chaque jour.



**Figure 1,** (a) Illustration de l’augmentation globale du trafic sur Internet [1]. (b) Datacenter hyperscale de Google à St. Ghislain (Belgique) [2]. (c) Croissance du trafic IP global des centres de données [1]. (d) Répartition du trafic IP global entre les utilisateurs et les datacenters [1].

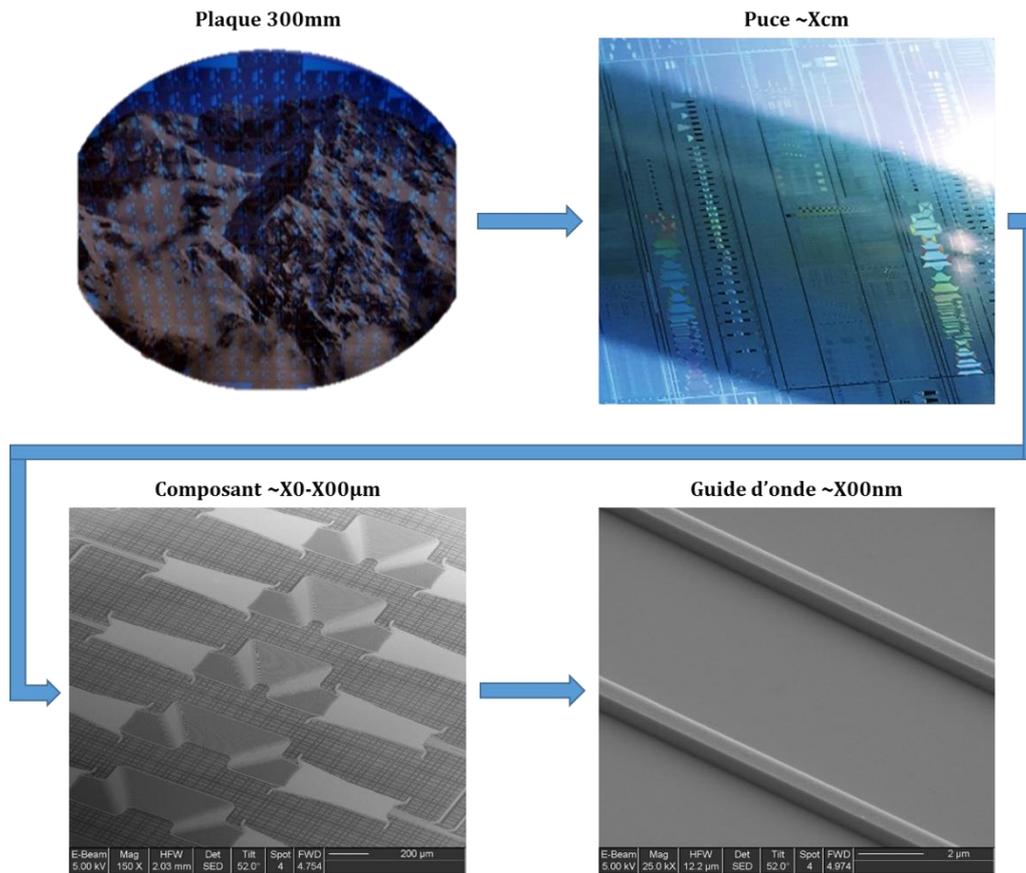
Même si une grande partie des dispositifs connectés sont aujourd’hui mobiles (objets connectés, tablettes, smartphones...), il est important de noter que l’infrastructure d’Internet repose sur des centres de données (datacenters). Ces complexes, dont un exemple est présenté figure 1(b), prennent la forme d’immenses hangars contenant de nombreux serveurs et disques de stockage. En ne considérant que les plus grands d’entre eux dits « hyperscale », on en compte aujourd’hui plus de 400 (majoritairement en Amérique du nord) [1]. Ce nombre peut paraître anecdotique comparé aux milliards d’utilisateurs, mais témoigne du gigantisme de ces structures

qui contiennent donc un très grand nombre d'unités de traitement de données. Comme illustré par le graphique figure 1(d), cela a pour conséquence une concentration extrême du trafic au sein de ces centres de données, qui représente plus de 77% du trafic global d'Internet.

Actuellement, les interconnexions entre les unités de traitement de données, dont la longueur va de quelques mètres à quelques centaines de mètres, sont réalisées à l'aide de fibres optiques. Les données à transmettre sont encodées dans un signal optique via la modulation directe d'un laser de type VCSEL (Vertical-Cavity Surface-Emitting Lasers) lequel est couplé à une fibre optique. Coté réception, les données optiques sont reconverties en bits électriques à l'aide d'une photodiode. Cette architecture est aujourd'hui la plus répandue dans les centres de données, avec des débits de quelques dizaines de Gb/s [3] par lien. Cependant, la forte augmentation du trafic Internet va rapidement nécessiter des débits beaucoup plus importants (plusieurs centaines de Gb/s par lien), qui semblent compliqués à atteindre avec l'architecture actuelle, à savoir la modulation directe de lasers VCSEL. Il apparaît donc nécessaire de développer une nouvelle technologie capable de produire en grande quantité, et à bas coût, des dispositifs pouvant adresser ces débits élevés. La photonique silicium, présentée dans la partie suivante, semble pouvoir répondre à ce besoin.

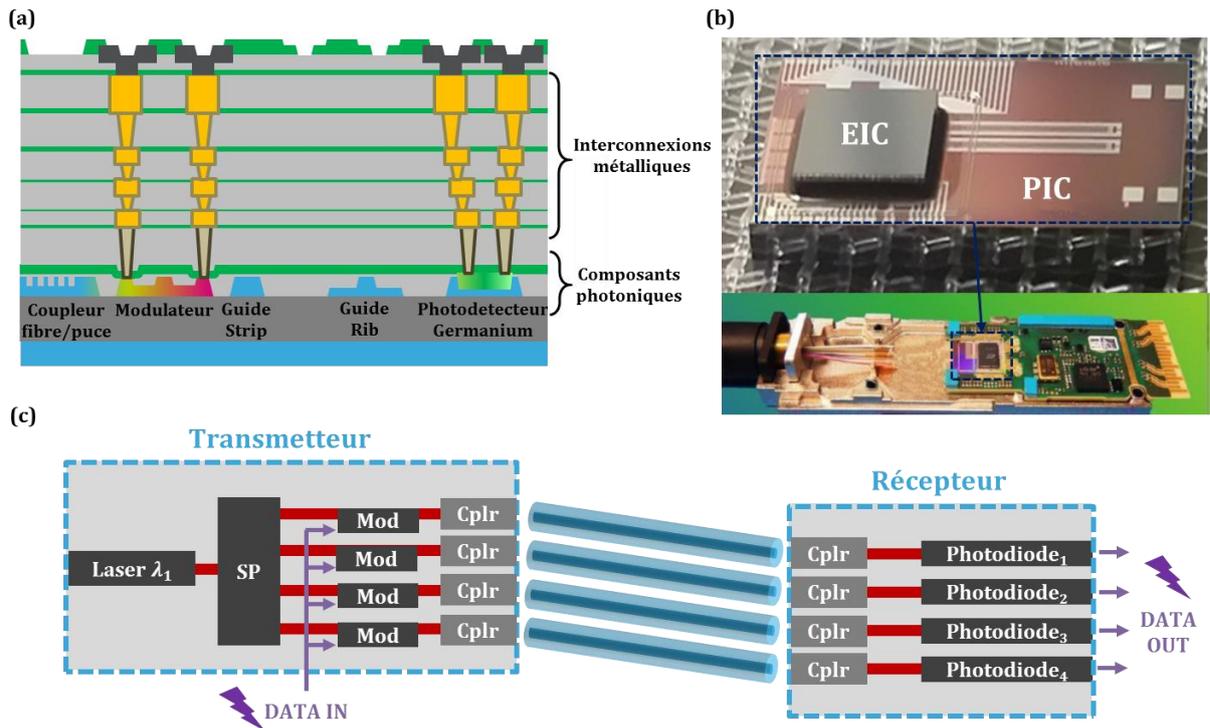
## 1.2 – Les enjeux de la photonique silicium actuelle

Pour espérer atteindre des débits plus importants, il paraît naturel de devoir complexifier le système de transmission. La solution envisagée consiste donc à réaliser un véritable circuit optique, comprenant une série de composants dédiés à une tâche spécifique (émission de lumière, modulation, détection...), en remplacement de l'unique laser modulé coté émission, et de l'unique photodiode coté réception. Il existe déjà des composants discrets qui peuvent être connectés à l'aide de fibres optiques pour réaliser de tels circuits. Cependant, l'encombrement généré et surtout le coup d'assemblage de telles structures les rendent inenvisageables si l'on considère le nombre monumental d'interconnexions présentes dans un centre de données. Pour réduire ces coûts d'assemblage (qui constituent une grande partie du coût total), on cherche donc à développer une plateforme dite d'optique intégrée, c'est-à-dire que l'ensemble des composants optiques du circuit sont réalisés au sein d'une unique puce similaire à celles utilisées en microélectronique. Pour mieux appréhender l'échelle de ces structures, la figure 2 présente, du plus petit au plus grand, les différents éléments que l'on retrouve pour la fabrication d'une plateforme d'optique intégrée telle que celle présentée dans cette thèse. Tout d'abord, sur une plaque (ou substrat) de 300mm de diamètre (dans le cas de STMicroelectronics), seront fabriquées plusieurs dizaines (voir centaines ou même milliers) de puces identiques faisant quelques centimètres carrés. Ces puces vont contenir un ensemble de composants optiques (de quelques dizaines à quelques milliers) faisant chacun entre quelques micromètres et quelques millimètres (pour les moins compacts) qui vont donc constituer un circuit optique. Le composant le plus élémentaire est le guide d'onde, qui fonctionne sur le même principe que la fibre optique, et dont les dimensions latérales sont de quelques centaines de nanomètres, soit environ 500 fois plus petit que le diamètre d'un cheveu.



**Figure 2,** Illustration de l'échelle des composants optiques photoniques, du substrat 300mm au guide d'onde de quelques centaines de nanomètres.

Contrairement aux systèmes optiques, l'électronique s'est aujourd'hui largement démocratisée, elle est présente partout et constitue la base d'un grand nombre de dispositifs modernes. Cette popularisation a été rendue possible grâce au développement de la technologie CMOS (Complementary Metal Oxide Semi-Conductor), particulièrement adaptée à une montée en volume de la production de puces microélectroniques. Ainsi, la photonique silicium, qui est une plateforme d'optique intégrée, consiste donc à s'appuyer sur la technologie CMOS pour proposer des circuits optiques en grande quantité et à bas prix. C'est dans ce contexte que la technologie photonique silicium de STMicroelectronics, PIC25G, a vu le jour en 2013 [4]. La vue en coupe d'une puce photonique issue de PIC25G est présentée figure 3(a). De même que pour une puce microélectronique conventionnelle, on retrouve différents niveaux d'interconnexion métalliques qui constituent le « back-end of line » (BEOL) de la puce. Les transistors à effet de champ sont en revanche remplacés par une série de composants optiques. Certains d'entre eux, comme le modulateur et la photodiode, sont dits actifs, c'est-à-dire qu'ils peuvent être pilotés électriquement. Dans le cas de la technologie PIC25G, l'électronique de contrôle est réalisée sur une autre puce, l'EIC (Electronic Integrated Circuit), qui est ensuite placée sur le PIC (Photonic Integrated Circuit) comme on peut le voir figure 3(b). Cette séparation permet de fabriquer les composants optiques et électroniques dans les meilleures conditions. Malgré un environnement CMOS commun, les procédés de fabrication restent assez différents dans le cas de composants photoniques ou électroniques. On peut tout de même noter que d'autres plateformes de photonique silicium tentent de fabriquer les composants optiques et électroniques sur la même puce [5].



**Figure 3.** (a) Vue en coupe d'une puce photonique issue de la technologie PIC25G de STMicroelectronics. (b) Photo d'un émetteur/récepteur constitué d'un circuit intégré photonique (PIC) sur lequel est assemblé un circuit intégré électronique (EIC) de contrôle. Intégration de cet ensemble dans un boîtier QSFP. (c) Schéma de principe d'un lien PSM quatre canaux.

Le développement de la technologie PIC25G a donc été essentiellement motivé par le besoin de transmetteurs/récepteurs à haut débit pour les interconnexions présentes au sein des centres de données. En effet, comme on peut le voir figure 3(b), on retrouve typiquement l'ensemble PIC + EIC dans un boîtier QSFP (Quad Small Form Factor Pluggable) qui forme un module émetteur-récepteur prêt à réaliser une interconnexion dans un centre de données. Comme son nom l'indique, un canal de transmission dont le transmetteur et le récepteur sont issus de PIC25G est capable de fonctionner à 25Gb/s. Sur le même principe que la microélectronique, l'optique intégrée autorise la réalisation de circuits complexes, avec une multiplication du nombre de composants, sans augmentation significative du coût de production. La photonique silicium prend donc tout son sens avec la norme PSM (Parallel Single Mode), qui consiste à multiplier les canaux de transmission pour former un lien unique avec un débit plus important. Une ligne de transmission type PSM à quatre canaux est présentée figure 3(c). Un laser continu est tout d'abord envoyé dans un séparateur de puissance (SP), réalisé à base de coupleurs directionnels (voir chapitre III), répartissant équitablement la puissance optique du laser dans quatre guides distincts. Puis des modulateurs vont encoder les données électriques dans chacun des quatre canaux optiques, lesquels sont ensuite individuellement injectés dans une fibre optique monomode (donc quatre fibres au total). Coté réception, chaque canal optique est envoyé dans une photodiode pour récupérer des données sous forme de bits électriques. Ainsi, pour un système à quatre canaux tel que celui présenté ici, on peut donc atteindre un débit de  $4 \times 25\text{Gb/s} \Rightarrow 100\text{Gb/s}$ , permettant de couvrir, à court terme, les besoins des centres de données.

Cependant, tout semble indiquer que des débits encore supérieurs seront rapidement nécessaires pour adresser les nouvelles applications et l'augmentation du nombre d'utilisateurs d'Internet. Malheureusement, la norme PSM ne paraît pas apte à supporter des débits plus élevés. En effet, augmenter encore le nombre de canaux par lien reviendrait à augmenter le nombre de fibres optiques ce qui ferait exploser les coûts de packaging. De plus, la multiplication du nombre

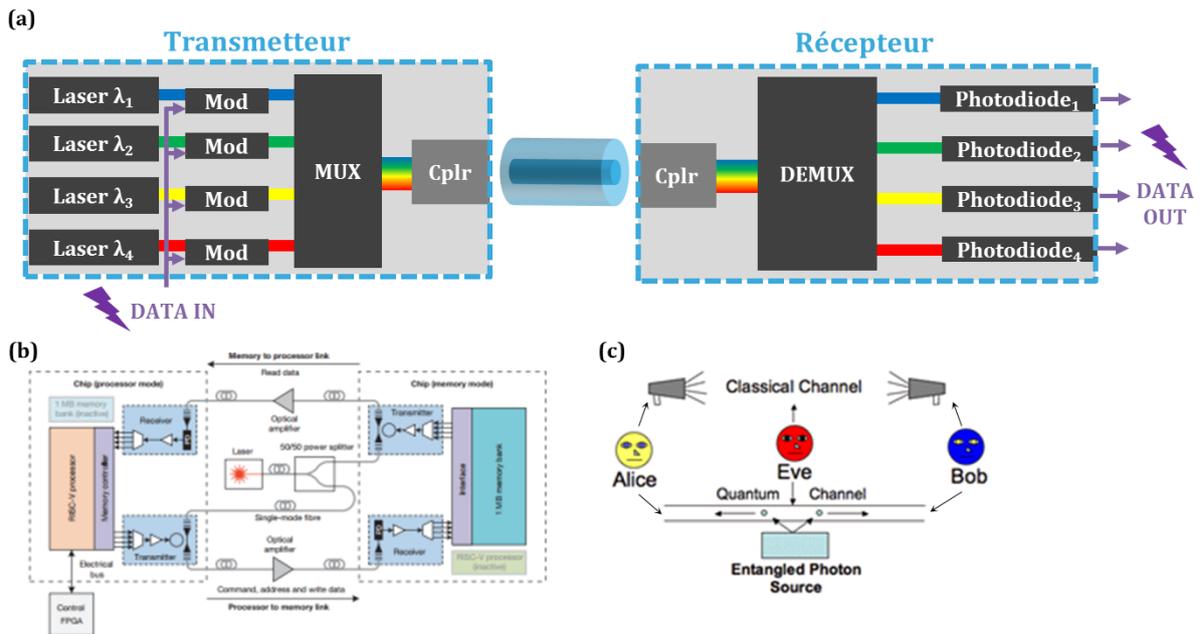
de fibres est parfaitement incompatible avec la densité d'interconnexion (qui va également augmenter) présente au sein des centres de données. C'est dans ce contexte qu'une nouvelle technologie, PIC50G, est développée pour tenter d'adresser des débits encore plus élevés, typiquement 200Gb/s ou même 400Gb/s.

## 1.3 – Les enjeux de la photonique silicium de demain

La première génération de circuits en photonique silicium au niveau industriel, telle que la technologie PIC25G, était essentiellement motivée par le marché des interconnexions au sein des centres de données, la grande quantité de puces à fournir étant idéale pour amortir le coût de développement. Cependant, même si les télécommunications restent au cœur de la photonique silicium, de nombreuses autres applications ont émergé au fil du temps. En effet, les circuits optiques intégrés peuvent également être utilisés pour réaliser différents types de capteurs. Les deux parties suivantes présentent donc respectivement les systèmes de télécommunications ainsi que les nouvelles applications émergentes se basant sur la photonique silicium. Cependant, la réalisation de cette nouvelle génération de circuits représente un certain nombre de défis techniques qui seront récapitulés dans la dernière partie.

### 1.3.1 – Télécommunications optiques avancées

Comme mentionné précédemment, les transmetteurs/récepteurs de la technologie PIC25G sont capables de réaliser un lien à 100Gb/s en multipliant le nombre de canaux de communication. Mais pour atteindre les débits encore plus élevés qui seront bientôt nécessaires, il faut explorer d'autres options que le PSM qui n'est pas adapté. La solution la plus évidente consiste à augmenter le débit de chaque canal, cela a d'ailleurs été en partie réalisé avec la seconde technologie photonique de STMicroelectronics, PIC50G. Grâce à une série d'améliorations techniques, les modulateurs ainsi que les photodiodes sont maintenant capables de fonctionner à 50Gb/s. Cependant, il apparaît difficile d'augmenter encore la vitesse de ces dispositifs sans recourir à des matériaux non compatibles CMOS comme les III-V. Ainsi, l'utilisation de canaux de communication fonctionnant en parallèle apparaît comme la solution la plus viable, avec pour contrainte de n'utiliser qu'une seule fibre optique par lien. En définitive, cela revient à faire passer plusieurs canaux dans une seule fibre optique, c'est une opération de multiplexage. Il faut néanmoins pouvoir séparer, et donc identifier, les différents canaux. La solution la plus répandue consiste à utiliser des canaux dont les porteuses sont à des fréquences différentes. Dans le cas d'un système optique, on parle de multiplexage en longueur d'onde (Wavelength Division Multiplexing, WDM), une ligne de transmission type WDM à quatre canaux est présentée figure 4(a). Contrairement au lien PSM, on retrouve cette fois quatre lasers, chacun à une longueur d'onde différente. Les modulateurs viennent ensuite encoder les données dans chaque canal optique qui sont ensuite combinés à l'aide d'un multiplexeur (MUX, voir chapitre V) en longueur d'onde. L'ensemble est injecté dans la fibre optique de transmission via un coupleur fibre/puce. Coté récepteur, on retrouve cette fois un démultiplexeur (DEMUX, voir chapitre V) qui va séparer spatialement les différents canaux en fonction de leur longueur d'onde. Des photodiodes assurent ensuite la conversion optique/électrique. Le marché des interconnexions basées sur des transmetteurs/récepteurs WDM réalisés en optique intégrée est adressé par de nombreuses entreprises comme Intel [6], IBM [7], Mellanox [8], Kaiam [9] ou encore Finisar [10].



**Figure 4.** (a) Schéma de principe d'un lien WDM quatre canaux. (b) Communication processeur-mémoire optique [5]. (c) Optique quantique, utilisation d'une paire de photons intriqués dans le cadre d'un protocole QKD [11].

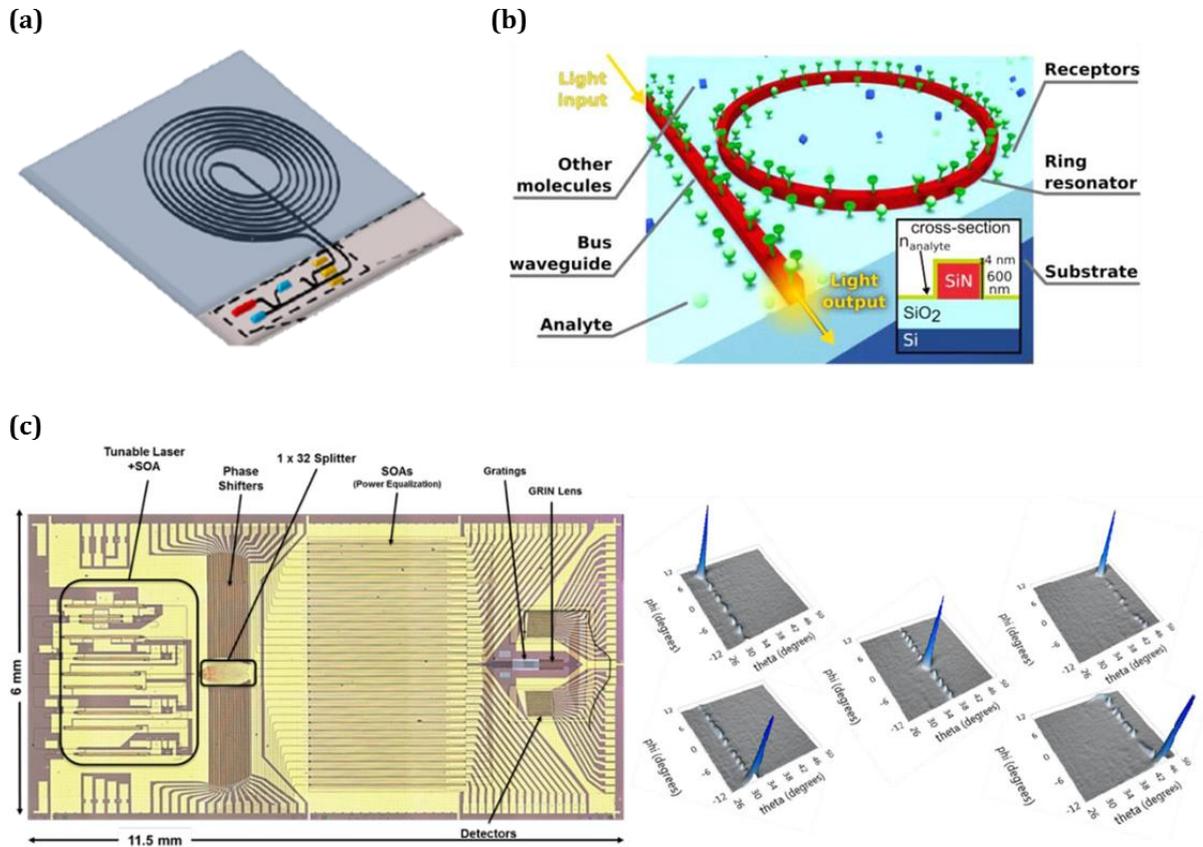
Mis à part les interconnexions dans les datacenters, de nombreux autres aspects des télécommunications peuvent également tirer parti de la photonique silicium. On retrouve par exemple, comme illustré figure 4(b), la réalisation de liens à haut débit au sein des ordinateurs voir même des processeurs, comme par exemple une liaison mémoire-processeur [5]. Le déploiement de la fibre optique pour Internet pourrait également permettre une sécurisation du transfert des données sensibles via la technique de distribution de clef quantique (Quantum Key Distribution, QKD) [11]–[13]. Comme illustré figure 4(c), la génération et la mise en forme de la paire de photons intriqués nécessaires à ce protocole pourrait être réalisé dans une puce type photonique silicium.

### 1.3.2 – Nouvelles applications

Mis à part les télécommunications, la réalisation de circuits optiques entièrement intégrés ouvre également la voie à d'autres applications à l'échelle industrielle dont quelques exemples sont présentés figure 5. Contrairement aux systèmes mécaniques classiques, le gyroscope optique basé sur l'effet Sagnac [14], dont un exemple est visible figure 5(a), ne contient pas de pièces mobiles, il peut donc fonctionner sur une grande plage dynamique et avec une précision accrue. Ces dispositifs sont habituellement très onéreux car basés sur des composants optiques discrets, ils sont également relativement volumineux. On comprend donc l'intérêt de réaliser de tels dispositifs en optique intégrée car cela va permettre de réduire fortement leur coût et leur encombrement.

De nombreux capteurs biologiques et chimiques sont aujourd'hui basés sur un système optique, généralement constitué d'un faisceau qui va interagir avec le milieu à sonder et dont le spectre est ensuite analysé par un spectromètre. Intégrer un tel dispositif sur une puce photonique permettrait, là encore, de bénéficier des avantages de la technologie CMOS. On retrouve différentes architectures de capteurs photoniques, la plus simple étant basée sur l'utilisation de résonateurs en anneaux comme illustré figure 5(b). Un laser, dont la longueur d'onde est proche d'un pic de résonance de l'anneau (voir chapitre III), est injecté dans le

résonateur. Si l'analyte à détecter est présent, il va entraîner un changement local de l'indice effectif du mode guidé dans l'anneau, sa longueur d'onde de résonance sera donc modifiée, ce qui va se traduire par une variation de transmission. Ce type d'architecture permet une grande précision de mesure [18], [19], la société Genalyte a d'ailleurs réalisé un appareil commercial dénommé Maverick, qui est basé sur ce principe [20].



**Figure 5,** (a) Illustration d'un gyroscope optique [15]. (b) Résonateur en anneau utilisé comme capteur biologique/chimique [16]. (c) LiDAR entièrement intégré sur puce capable d'orienter le faisceau selon deux axes [17].

Une dernière application de la photonique silicium est présentée figure 5(c), il s'agit de la télédétection laser, ou LiDAR (Light Detection And Ranging). Un LiDAR, par analogie au radar, est un appareil de télémétrie capable de mesurer la distance et la vitesse d'objets. Le système émet un faisceau laser dont une fraction sera réfléchi par la cible et détectée par un récepteur. Dans le cas des systèmes les plus perfectionnés, le faisceau laser est orienté dans deux dimensions pour réaliser un balayage point par point de l'espace permettant d'obtenir une « photo » en 3 dimensions. Le LiDAR possède de très nombreuses applications potentielles, comme l'interaction Homme-Machine, la cartographie, la robotique ou encore la météorologie. Plus récemment, ces capteurs ont suscité un grand intérêt pour la détection d'obstacles sur les voitures autonomes, le LiDAR étant beaucoup moins sensible aux perturbations que les caméras traditionnellement utilisées. Cependant, les LiDARs actuels sont extrêmement onéreux (plusieurs dizaines de milliers d'euros) car ils possèdent de nombreux composants particulièrement sensibles. De plus, le balayage est généralement effectué mécaniquement, ce qui limite la vitesse d'opération. Cette dernière problématique existait déjà pour les radars, dont l'encombrement du système de balayage mécanique était particulièrement gênant pour l'aviation. Une nouvelle solution, dénommée antenne active, a donc été proposée. La traditionnelle antenne directionnelle est remplacée par une multitude de petites antennes dont la phase relative peut être individuellement modifiée. Selon la théorie des réseaux, un tel système peut produire une

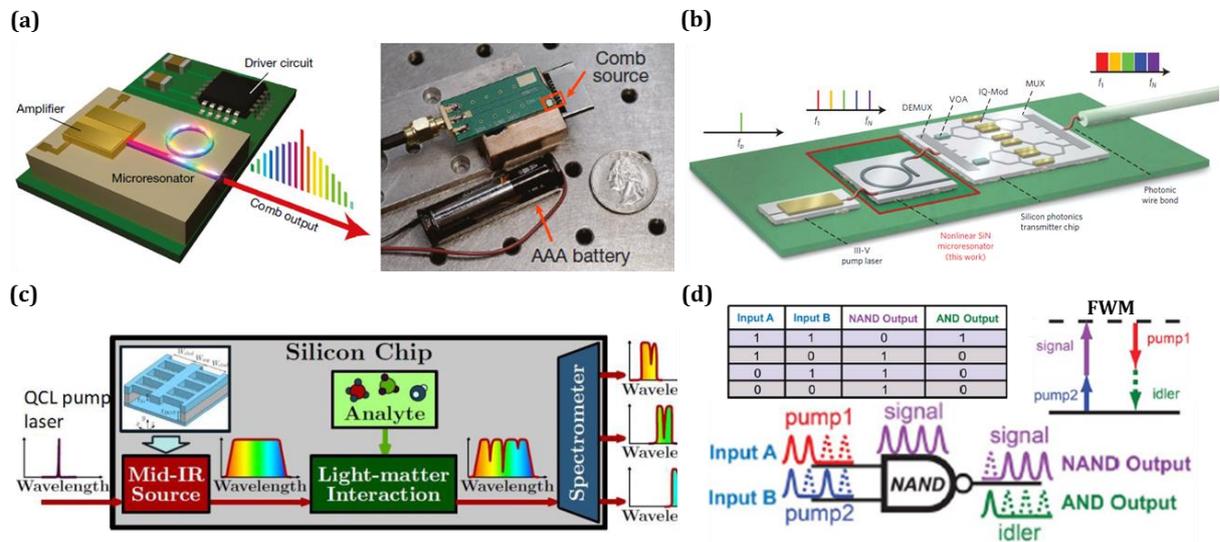
interférence constructive dans une direction spécifique qui va dépendre de la phase relative entre les différentes antennes. Ainsi on peut réaliser un balayage sans système mécanique. Ce principe est également valable en optique, il est d'ailleurs à la base des MUX/DEMUX présentés dans le chapitre V. Des LiDARs entièrement intégrés ont déjà été démontrés sur des plateformes photoniques [17], [21], suggérant des dispositifs extrêmement compacts et peu onéreux. La société Analog Photonics [22] propose d'ailleurs déjà des produits commerciaux.

Mis à part les trois exemples précédents, d'autres applications, certes plus amonts mais néanmoins envisageables, méritent d'être mentionnées. Elles s'appuient sur l'optique non linéaire (ONL), dont une introduction sera présentée dans le chapitre VI de ce manuscrit. Les phénomènes optiques non linéaires nécessitent un champ électrique intense, et donc une intensité optique élevée, pour se manifester. Ils permettent, entre autres, de modifier la fréquence d'un signal optique, voir même de générer de nouvelles composantes. Depuis une dizaine d'années, un certain nombre de groupes de recherche travaillent sur l'ONL dans des plateformes d'optique intégrée. Quelques exemples d'applications en cours de développement sont présentés figure 6. Un premier effet particulièrement intéressant à exploiter est la génération de peigne de fréquences par effet Kerr. A la base, un phénomène de mélange paramétrique à quatre ondes va former de nouvelles fréquences de part et d'autre de la pompe. Puis, tel qu'illustré figure 6(a), ce phénomène va se cascader jusqu'à former une série de lignes discrètes parfaitement espacées les unes des autres [23]. Les peignes de fréquences sont particulièrement intéressants car ils sont générés dans un anneau résonnant. En plaçant la pompe dans une résonance (voir chapitre 3 partie 3.2.4), l'intensité optique est fortement augmentée, ce qui permet de travailler avec des lasers de très faible puissance (ici  $\sim 1\text{mW}$ ). Le dispositif présenté figure 6(a) peut d'ailleurs être alimenté par une simple pile, sa consommation électrique étant inférieure à  $100\text{mW}$ . D'autres équipes ont également démontré des dispositifs similaires avec des consommations électriques respectives de  $1,7\text{W}$  et  $5\text{W}$  [24], [25]. Les peignes de fréquences peuvent par exemple être utilisés dans les télécommunications, tel qu'illustré sur le schéma de principe figure 6(b). En effet, comme expliqué plus loin (chapitre V), les liens à base de multiplexage en longueur d'onde (WDM) semblent particulièrement intéressants pour adresser les nouvelles demandes de bande passante. Cependant, chaque canal nécessite une porteuse de longueur d'onde différente, il faudrait donc mettre sur la puce autant de lasers que de canaux de communication. Or, les lasers sont extrêmement onéreux et prennent une place considérable sur la puce. Une solution, présentée figure 6(b), consiste à générer un peigne de fréquence, chaque ligne est ensuite séparée via un démultiplexeur puis les données sont encodées dans chaque ligne (une par canal) via des modulateurs. L'ensemble est ensuite multiplexé et envoyé dans la fibre. Sur ce principe, un débit de  $50\text{Tb/s}$  a pu être démontré en utilisant seulement deux lasers [26].

Un second effet, la génération de supercontinuum, est présenté figure 6(c), la théorie de ce phénomène sera détaillée dans le chapitre VI. Il s'agit d'un laser cohérent dont le spectre est extrêmement large (souvent plus d'une octave), on parle parfois de laser « blanc ». Le schéma présenté ci-dessus propose de générer un supercontinuum au sein d'une puce en silicium, puis de le faire interagir avec une espèce chimique ou biologique. Le spectre résultant est envoyé dans un spectromètre (constitué d'un démultiplexeur et de photodétecteurs) réalisé au sein de la même puce. Ainsi, on pourrait disposer d'un spectromètre de haute précision faisant seulement quelques centimètres carrés.

L'optique non linéaire peut également être utilisée pour réaliser des portes logiques optiques ultra rapides [30], [31], dont le principe est présenté figure 6(d). La porte logique est simplement constituée d'une fibre optique non linéaire (qui pourrait être remplacé par un guide d'onde). En encodant les entrées dans deux porteuses optiques de longueur d'onde différentes (pump 1 et pump 2), un phénomène de mélange paramétrique à quatre ondes va se produire.

Selon l'intensité présente dans les deux porteuses, deux nouvelles fréquences peuvent apparaître (signal et idler). La table de vérité de cette porte NAND est visible figure 6(d), une bande passante de 120GHz a été mesurée.



**Figure 6,** (a) Schéma d'une puce photonique générant un peigne de fréquences par effet Kerr. Photo du dispositif alimenté avec une pile [27]. (b) Schéma d'une puce photonique utilisant un peigne de fréquences pour générer des canaux optiques pour un lien WDM [28]. (c) Schéma d'une puce photonique générant un supercontinuum pour réaliser un spectromètre embarqué en moyen infrarouge [29]. (d) Schéma de principe d'une porte logique NAND entièrement optique [30].

Ces quelques exemples ne constituent qu'un bref aperçu des possibilités de l'optique non linéaire intégrée. D'autres applications sont également à l'étude, comme les horloges optiques ultra précises sur puce [32], [33], les circuits photoniques quantiques [12], [13], l'amplification paramétrique de signaux [34], ou encore les LiDARs ultrarapides avec une précision inférieure au micron [35], [36].

Grace au très fort confinement des guides d'onde qui permettent de travailler avec des puissances optiques réduites, ainsi qu'à la grande variété des fonctions optiques disponibles, la photonique intégrée pourrait donc permettre d'élargir considérablement le champ d'application de l'optique non linéaire.

### 1.3.3 – Défis pour la plateforme photonique silicium

Depuis quelques années, les applications de la photonique silicium semblent donc se diversifier. De nombreuses innovations touchent également le cœur d'activité de cette technologie, à savoir les interconnexions dans les centres de données. Cette nouvelle photonique, diversifiée et plus complexe, est donc la source de nombreuses opportunités. Cependant, elle présente également un grand nombre de défis techniques à relever. On peut donc se demander si la photonique silicium « classique », centrée sur les télécommunications (voir figure 3(c)), sera capable de répondre correctement à ces nouveaux challenges.

En ce qui concerne les télécommunications, un premier problème apparaît avec la réalisation des MUX/DEMUX. Ces composants étant relativement complexes, leurs performances sont donc particulièrement dépendantes de la qualité de fabrication. Or, compte tenu du fort contraste d'indice ( $\Delta n \approx 2$ ) entre le silicium et l'oxyde, les composants réalisés en photonique silicium sont certes, très compacts, mais également très sensibles aux variations de fabrication.

Ainsi, une petite déviation de la taille d'un guide impacte fortement la phase de l'onde guidée et donc la réponse d'un MUX/DEMUX réalisé en silicium. De plus, le silicium possède un coefficient thermo optique (variation de l'indice de réfraction avec la température) relativement élevé, entraînant une variation en longueur d'onde de la réponse des composants de l'ordre de 45pm/°C [37]. Si cette propriété est intéressante car elle permet de réaliser un accordage thermique de la longueur d'onde des composants, elle devient en revanche problématique pour les composants passifs tels que les MUX/DEMUX. En effet, la température pouvant varier fortement au sein des circuits intégrés, il faudrait donc maintenir la puce à température constante (à l'aide de « chauffeuses ») pour stabiliser la réponse des MUX/DEMUX ce qui augmenterait significativement la consommation énergétique du système. Les autres applications envisagées en télécommunications comportent également des challenges techniques. En reprenant l'exemple du lien processeur mémoire vu précédemment, on remarque une forte complexification du circuit photonique ce qui va notamment se traduire par une augmentation de la longueur des guides d'onde sur la puce. Il apparaît donc nécessaire de travailler avec des guides possédant de faibles pertes de propagation, typiquement inférieures à 3dB/cm. Or, le fort contraste d'indice des guides silicium rend les guides particulièrement sensibles à la rugosité présente à l'interface avec l'oxyde, les deux principales conséquences étant des pertes de propagation élevées, à cause des phénomènes de diffraction, et une perturbation de la phase du signal optique. Par ailleurs, de même que pour un circuit électrique, une telle densité de composants optiques apparaît compliquée à router avec un seul niveau d'interconnexion.

Les applications autres que celles dédiées aux télécommunications ont également leurs lots de contraintes techniques à adresser. Par exemple, le gyroscope optique vu précédemment est basé sur un guide de très grande longueur (10 mètres) qu'il apparaît donc difficile de réaliser en silicium à cause des pertes de propagation relativement élevées. Le fort confinement des guides silicium est également problématique pour la réalisation des capteurs biologiques et chimiques présentés précédemment. En effet, pour obtenir une sensibilité maximale, il est nécessaire de faire sortir la lumière du guide afin de maximiser l'interaction entre le signal et le milieu à sonder, ce qui est particulièrement difficile avec des guides à fort confinement du champ électromagnétique. De plus, si le silicium guide la lumière aux longueurs d'onde télécom, il l'absorbe en dessous de 1100nm. Or il serait intéressant de travailler dans le visible pour détecter certaines espèces chimiques. Enfin, pour pouvoir fonctionner sur de grandes distances telles que requises par les applications automobiles, les LiDARs nécessitent des puissances optiques élevées. Or le silicium souffre d'absorption non linéaire qui limite fortement la puissance pouvant être supportée par les guides, et donc la portée du LiDAR.

Les nombreuses applications potentielles de l'optique non linéaire semblent également compliquées à mettre en œuvre dans un circuit photonique en silicium. De même que pour les LiDARs, l'absorption non linéaire des guides silicium est un problème majeur pour l'apparition d'effets optiques non linéaires. Par ailleurs, les pertes de propagation relativement élevées vont limiter le facteur de qualité des structures résonantes, telle que celle présentée figure 6(a), ce qui nécessite d'augmenter la puissance des lasers utilisés. Enfin, comme pour le multiplexage en longueur d'onde présenté précédemment, on retrouve les problématiques liées à la réalisation de MUX/DEMUX performants.

Force est de constater que la photonique silicium « classique », n'est pas parfaitement adaptée à la diversification des applications et à la complexification des systèmes de transmission pour les télécommunications. Il semblerait toutefois aberrant d'attendre d'un même circuit, en silicium, des performances élevées dans des situations opposées : compacité et faible sensibilité aux variations de fabrication par exemple. Par ailleurs, la photonique silicium reste une plateforme d'optique intégrée de choix avec des procédés de fabrication éprouvés, tous les atouts

de l'industrie CMOS et également de nombreux composants dont les performances ont déjà été démontrées. Ainsi, pour pouvoir profiter des avantages de la photonique silicium sans en subir les inconvénients, la solution proposée consiste à ajouter un second circuit photonique dont les caractéristiques sont complémentaires de celles du silicium. Concrètement, on recherche donc un circuit avec les spécificités suivantes :

- Contraste d'indice inférieur à celui de la photonique silicium (composants plus imposants mais pertes de propagation potentiellement faibles et grande tolérance aux variations de fabrication)
- Faibles pertes de propagation, typiquement inférieures à 1dB/cm (pour pouvoir réaliser des circuits plus longs et gagner globalement en performance)
- Faible sensibilité à la température (permettant un fonctionnement entre ~10 - 80°C sans recourir à une stabilisation active)
- Fonctionnement dans le visible (pour adresser de nouvelles applications comme les biocapteurs)
- Tolérant aux puissances optiques élevées, de l'ordre du watt en régime continu (pour les LiDARs ainsi que les applications liées à l'optique non linéaire)

## 1.4 – Plateformes photoniques multi-niveaux

Depuis une dizaine d'années, une partie de la communauté tente donc de faire cohabiter plusieurs circuits photoniques au sein d'une même plateforme. On peut distinguer deux approches fondamentalement différentes : l'intégration hybride (ou 3D) et l'intégration monolithique. Les avantages et inconvénients de ces deux schémas d'intégration, ainsi que quelques exemples déjà présents dans la littérature, seront détaillés dans les parties suivantes.

### 1.4.1 – Plateformes à intégration hybride-3D

En gardant la même philosophie que pour l'intégration photonique/électronique de contrôle, à savoir séparer la fabrication pour obtenir des performances optimales, il semblerait donc intéressant de fabriquer indépendamment les deux circuits photoniques pour ensuite les combiner. Sur ce principe, la société Kaiam a développé une plateforme photonique hybride [38], [39], présentée figure 7, regroupant un circuit en photonique silicium, un circuit type PLC (planar lightwave circuit) en silice et des lasers en InP.

Ce schéma d'intégration présente plusieurs avantages, le premier étant les performances optimales de chaque circuit. Dans le cas présent, chaque fonction qui constitue le transmetteur/récepteur est réalisée dans la plateforme la plus adaptée. Le circuit en photonique silicium est utilisé pour le routage entre les différents composants ainsi que pour l'implémentation des modulateurs et photodétecteurs. Le circuit en silice ( $\text{SiO}_2$ ) possède lui de très bonnes propriétés pour la réalisation de composants passifs. En effet, le coefficient thermo optique du  $\text{SiO}_2$  est très faible, les composants fonctionnent donc indépendamment de la température. De plus, les guides en silice sont à très faible contraste d'indice, ils sont donc particulièrement tolérant aux variations de fabrication. Ce circuit contient les multiplexeurs et démultiplexeurs, il réalise également le couplage avec les fibres optiques grâce au bon accord

d'indice. Enfin, des lasers performants sont réalisés en InP et également couplés au circuit en silice.

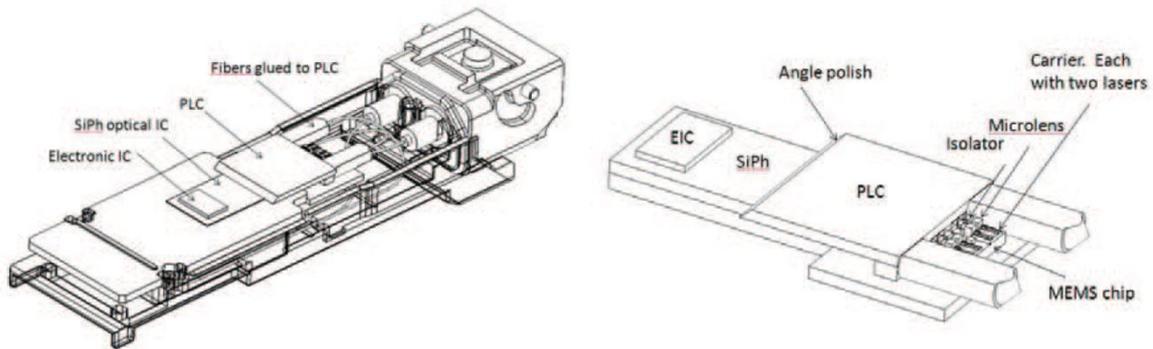


Figure 7, Illustration d'un transmetteur/récepteur WDM dans un schéma d'intégration hybride silicium/InP/silice [39].

Le transmetteur/récepteur présenté figure 7, en se basant sur cette plateforme hybride, a permis de démontrer une transmission à 100Gb/s, avec des performances compatibles avec la norme CWDM4 (Coarse Wavelength Division Multiplexing) [40] couramment utilisée pour les interconnexions. Ce schéma d'intégration hybride présente cependant un certain nombre d'inconvénients, le principal étant le prix de réalisation. En effet, sans même mentionner le coût de la multiplication des substrats, le simple fait d'assembler différents éléments va faire sensiblement augmenter le coût total de production. Cela est d'autant plus vrai que ces différents circuits doivent être alignés très précisément les uns par rapport aux autres, sous peine d'une forte dégradation des pertes de transmission. Les multiples transitions d'un circuit à l'autre sont également l'un des défis techniques de l'intégration hybride. C'est pourquoi une seconde approche est également étudiée, et présentée dans la partie suivante.

## 1.4.2 – Plateformes à intégration monolithique

La multiplication des circuits photoniques au sein d'une même plateforme permet donc d'améliorer globalement les performances des systèmes en réalisant chaque fonction dans le circuit qui présente les propriétés les plus adaptées. Cependant, si une réalisation indépendante de chaque circuit permet d'obtenir d'excellentes performances, cela représente un coût et une complexité non négligeables. Si ce coût peut être justifié par des procédés de fabrication sensiblement différents dans le cas de l'intégration hybride photonique et électronique, on peut toutefois se demander si cela est également valable dans le cas d'une intégration entre deux circuits photoniques. En effet, s'agissant de composants relativement semblables, on peut imaginer que les procédés de fabrication du second circuit photonique peuvent se rapprocher sensiblement de ceux utilisés pour le circuit silicium. Un second schéma d'intégration, dit monolithique, consiste donc à réaliser le second circuit photonique directement dans la puce en silicium (voir figure 8). Cela permet de tirer pleinement parti de la technologie CMOS en supprimant les coûts d'assemblage. La transition entre ces deux circuits sera également facilitée par l'alignement effectué entre les différents niveaux de la puce photonique. Ce schéma d'intégration apparaît donc comme un bon candidat pour la suite de cette étude, il reste néanmoins deux points clés à confirmer pour valider définitivement ce choix technologique :

- Identification d'un circuit photonique, compatible avec une intégration monolithique, dont les performances et les propriétés permettront d'adresser les défis techniques liés aux nouvelles applications présentées précédemment.

- Réalisation de la cointégration de ce circuit au sein de la puce photonique silicium sans que cela soit pénalisant pour l'un ou l'autre circuit

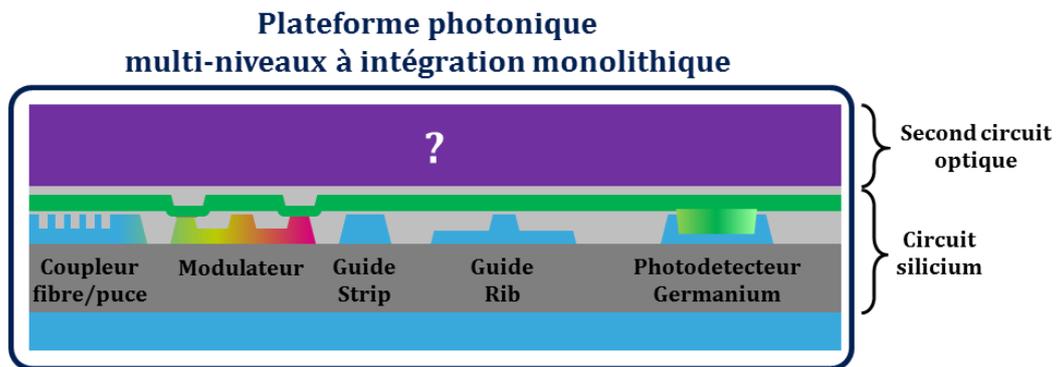


Figure 8, Vue en coupe d'une plateforme photonique multi-niveaux à intégration monolithique.

Il reste maintenant à définir précisément quel matériau sera utilisé pour réaliser ce second circuit afin d'en connaître les contraintes de fabrication, et de finalement déterminer comment il sera intégré dans la puce. Ce point est présenté dans la partie suivante.

## 1.5 – La photonique sur nitrure de silicium

Pour récapituler, le second circuit photonique que l'on cherche à intégrer doit correspondre aux exigences suivantes :

- Faible contraste d'indice
- Peu sensible aux variations de fabrication
- Faibles pertes de propagation
- Faible sensibilité à la température
- Fonctionnement dans le visible
- Tolérant aux puissances optiques élevées

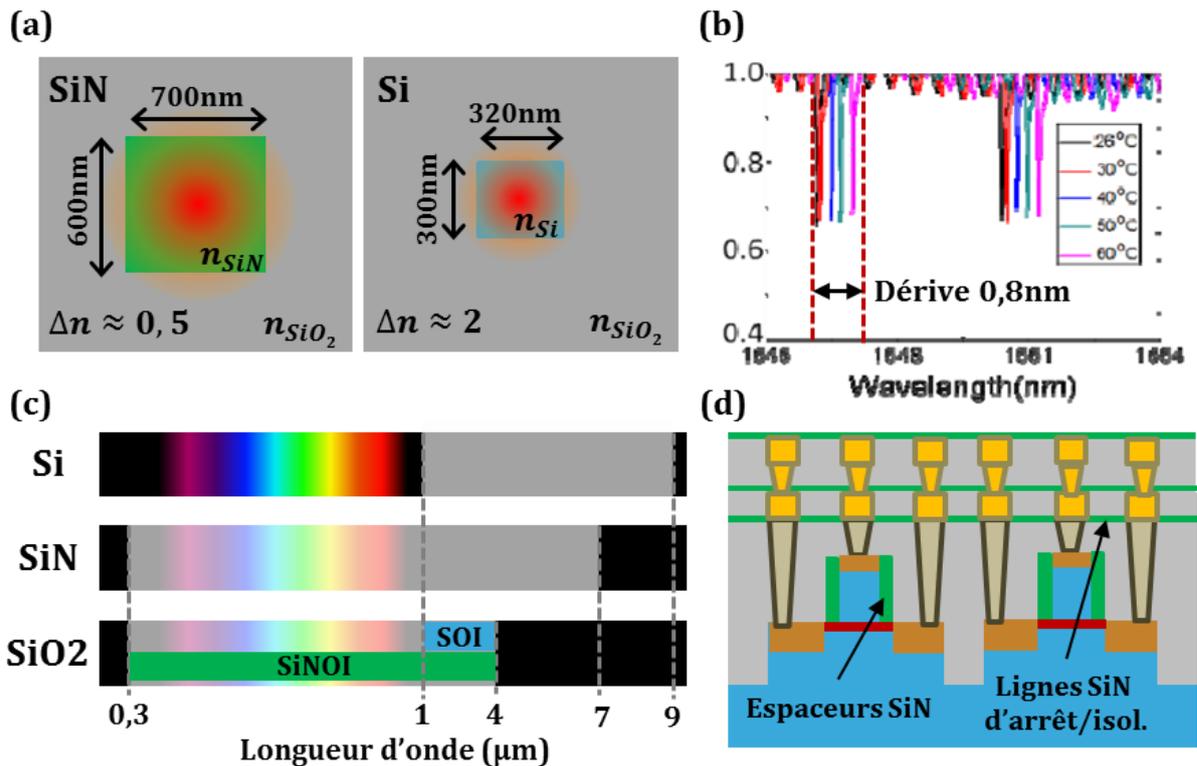
Sachant qu'un schéma d'intégration monolithique a été retenu, on peut également ajouter que ce nouveau circuit doit être compatible avec la technologie CMOS, ce qui va notamment restreindre les matériaux pouvant être utilisés.

### 1.5.1 – Le nitrure de silicium comme matériau optique

Au vu de ces spécifications, une première caractéristique du matériau qui va constituer le cœur de ce circuit se dégage : son indice optique. En effet, ce circuit étant intégré au sein de la puce, les guides seront donc enterrés (on parle d'encapsulation) dans du dioxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ ). Cette encapsulation permet de combler le vide laissé entre les structures, cette méthode est à la base des procédés de microélectronique CMOS. Or, l'indice optique du  $\text{SiO}_2$  est d'environ 1,4 à une longueur d'onde de 1300nm (laquelle correspond à la norme la plus répandue pour les interconnexions optiques que l'on cherche à réaliser ici). Une étude par simulation a permis de déterminer que, pour obtenir un guide d'onde à faible confinement (et donc à pertes de

propagation et erreurs de phase réduites), le matériau utilisé pour réaliser le cœur du guide devra donc avoir un indice optique proche de 2. En effet, dans le cas d'un matériau d'indice plus élevé, le contraste d'indice avec le  $\text{SiO}_2$  serait trop fort et les guides se comporteraient de façon similaire aux guides en silicium. Dans le cas d'un indice optique plus faible, on obtiendrait des guides à très faible confinement, typiquement comme les circuits PLC en silice, qu'il serait très compliqué d'intégrer à cause la taille du mode optique (ce point sera discuté plus en détail dans la suite de cette partie).

Compte tenu de ces spécifications (indice optique proche de 2 et compatibilité CMOS), deux principaux candidats émergent : le nitrure d'aluminium (AlN) et le nitrure de silicium (SiN). L'AlN est un matériau optique particulièrement intéressant, son contraste d'indice avec le  $\text{SiO}_2$  permet d'atteindre aisément des pertes optiques relativement faibles, il n'absorbe pas dans le visible et possède de très bonnes propriétés non linéaires [41]–[43]. C'est également un matériau très intéressant pour la réalisation de dispositifs actifs car, étant non centrosymétrique, il possède un effet Pockels intrinsèque qui pourrait être exploité pour réaliser des modulateurs ultra rapides et efficaces [44]. Cependant, l'AlN n'étant pas très utilisé, il aurait été nécessaire de redévelopper complètement des procédés de fabrication ce qui serait particulièrement coûteux. Ainsi, le nitrure de silicium a finalement été choisi pour réaliser le second circuit photonique co-intégré au sein de la technologie PIC50G. Les principales caractéristiques du SiN en tant que matériau optique sont présentées figure 9.



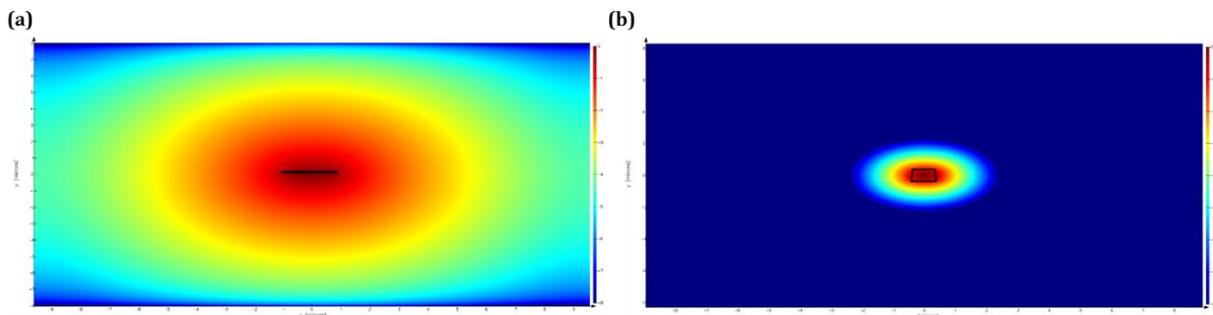
**Figure 9,** (a) Présentation des dimensions typiques d'un guide d'onde en SiN par rapport à un guide en silicium. (b) Variation de la fréquence de résonance d'un composant SiN en fonction de la température [45]. (c) Illustration de la gamme de transparence des différents matériaux optiques utilisés. (d) Vue en coupe d'une puce de microélectronique illustrant l'utilisation du SiN dans les technologies CMOS.

Comme mentionné précédemment, en choisissant un matériau avec un indice optique proche de 2, on obtient donc un guide d'onde avec un contraste d'indice de  $\Delta n \approx 0,5$ , ce qui est quatre fois plus faible que pour le silicium (voir figure 9(a)). Par conséquent, les guides seront plus volumineux, mais pratiquement exempts de pertes de propagation et également peu

sensibles aux variations de fabrication (environ 6 fois moins qu'un guide en silicium). Par ailleurs, le SiN a un coefficient thermo optique très faible, ce qui permet de former des dispositifs cinq fois moins sensibles à la température qu'un composant identique réalisé en silicium. La figure 9(b), montre par exemple le faible décalage de la longueur d'onde de résonance d'un résonateur en SiN (0,8nm) malgré le changement important de température ( $\Delta T = 34^\circ\text{C}$ ). A cause de son gap élevé ( $E_g \approx 5,5\text{eV}$ ), la plage de transparence du SiN est relativement large. Ainsi, la plateforme « SiNOI » (SiN on insulator) par opposition au SOI (silicon on insulator), permet donc de travailler de l'UV jusqu'à environ  $4\mu\text{m}$ , ouvrant la voie à de nombreuses applications allant du visible au moyen infrarouge (voir figure 9(c)). Ce gap élevé en fait également un matériau intéressant pour l'optique non linéaire, car il est synonyme d'absorption non linéaire faible. Enfin, le SiN est un matériau particulièrement répandu dans l'industrie microélectronique CMOS. Le nitrure de silicium est effectivement utilisé en tant que couche d'arrêt (et comme barrière de diffusion du cuivre) pour réaliser les différents niveaux d'interconnexions de la puce et également, pour les nœuds technologiques les plus avancés, des espaceurs permettant de positionner avec précision les implantations des transistors MOS (figure 9(d)).

## 1.5.2 – Plateformes photoniques Si/SiN

Le SiN semble donc être un candidat idéal pour la réalisation du second circuit photonique co-intégré, ses propriétés ont d'ailleurs suscité l'intérêt de la communauté de la photonique silicium depuis quelques années [46]–[48]. Parmi les nombreux exemples présents dans la littérature, on peut distinguer deux catégories de circuits SiN selon l'épaisseur du film. La première dite à faible confinement, regroupe les circuits pour lesquels l'épaisseur du film SiN est inférieure à  $\sim 500\text{nm}$ . Dans ce cas, le guide d'onde n'est pas assez épais pour confiner la lumière en son cœur à une longueur d'onde de  $1300\text{nm}$ , on a donc un mode optique extrêmement large (voir figure 10(a)). Ce phénomène est détaillé dans le chapitre III. Cette expansion du mode optique permet de fortement limiter son interaction avec les parois rugueuses du cœur, les guides en SiN réalisés de cette manière jouissent donc de pertes de propagation remarquablement faibles ( $< 0,5\text{dB/m}$ ), permettant la réalisation de circuits très performants [49]–[51]. Cependant, la très grande taille du mode optique rend l'intégration de ce type de guides pratiquement impossible à cause de la proximité des autres éléments de la puce, notamment des composants silicium.

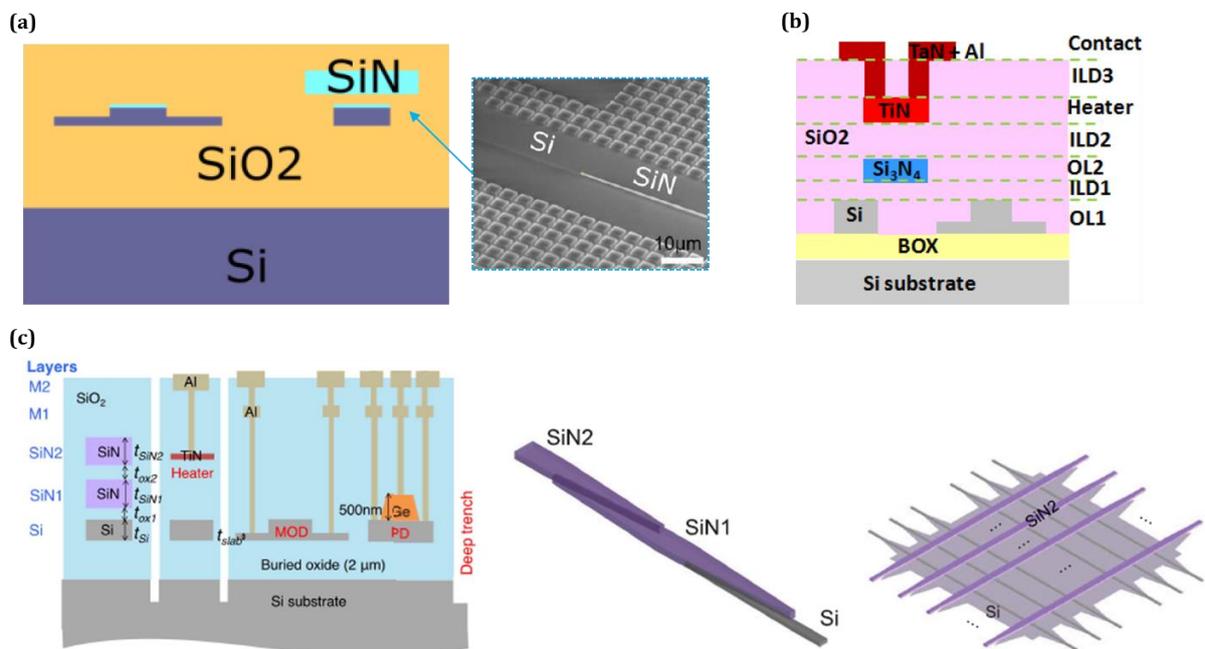


**Figure 10.** (a) Champ électrique du mode TE0 d'un guide d'onde en SiN de dimensions  $700*600\text{nm}$ . Champ électrique du mode TE0 d'un guide d'onde en SiN de dimensions  $2000*50\text{nm}$ . (Toutes les échelles sont identiques pour les deux images)

Dans le cadre de cette étude, on se tournera donc vers une seconde catégorie de guides d'onde en SiN, formés avec un film de plus de  $500\text{nm}$  d'épaisseur. Ainsi, le mode optique est plus confiné (voir figure 10(b)), augmentant certes les pertes de propagation (typiquement  $< 1\text{dB/cm}$ ), mais autorisant l'intégration au sein d'une puce photonique comportant déjà un grand nombre

d'éléments. A noter que l'on peut également faire une distinction entre différents circuits SiN selon la méthode de dépôt utilisée, mais ce point sera discuté dans le chapitre II.

Quelques démonstrations de co-intégration d'un circuit SiN à film épais au sein d'une plateforme de photonique silicium sont déjà présentes dans la littérature [52]–[56], trois d'entre elles sont présentées figure 11. Une stratégie d'intégration semble s'imposer avec le circuit SiN placé au-dessus du circuit en silicium, dans le BEOL de la puce. La plateforme présentée figure 11(a) est réalisée dans un environnement semi-industriel sur une ligne de production 200mm. Elle dispose de guides d'ondes en silicium performants avec des pertes de propagation, à une longueur d'onde de 1300nm, de 4,1dB/cm pour les guides rubans et de 1,7dB/cm pour les guides en arête. Ces valeurs sont similaires à celles d'une plateforme photonique silicium classique, ce qui montre bien que l'intégration du second circuit est transparente pour les composants silicium. Les guides en SiN quant à eux, n'existent que sous la forme de guides rubans, avec des pertes de propagation de 0,8dB/cm. La dépendance en température des composants SiN a été mesurée à 12pm/°C, ce qui revient à un décalage en longueur d'onde de moins d'un nanomètre pour un delta de température de 55°C. Une optimisation de la forme des guides a permis de réaliser la transition entre les deux circuits optiques sur une distance relativement courte de 150µm, et également de limiter fortement les pertes d'insertion qui sont inférieures à 0,1dB.



**Figure 11,** Exemples de plateformes photoniques Si-SiN à intégration monolithique. (a) Vue schématique d'une puce photonique, dédiée aux applications de multiplexage en longueur d'onde, contenant un circuit Si et un circuit SiN [53]. (b) Vue en coupe d'une puce photonique contenant un circuit silicium, un circuit SiN ainsi que des chaufferettes pour agir sur les composants SiN [55]. (c) Vue en coupe d'une puce photonique contenant un circuit silicium, des composants actifs ainsi que deux circuits SiN, la transition entre les différents circuits est également présentée [52].

La plateforme de la figure 11(b) présente des caractéristiques relativement similaires, avec des pertes d'insertion de 0,2dB par transition et des pertes de propagation dans les guides SiN de 0,24dB/cm (à 1270nm). On peut remarquer l'ajout d'une chaufferette en nitrure de titane pour accorder en longueur d'onde les composants SiN. Ces deux plateformes semblent donc valider l'idée d'une co-intégration Si/SiN. Toutefois, elles ne disposent pas de composant actif et d'un BEOL permettant de réaliser un circuit photonique complet tel qu'un transmetteur/récepteur. Une troisième plateforme, présentée figure 11(c), semble cette fois proposer l'ensemble des éléments nécessaires. Trois circuits optiques cohabitent, deux en SiN et un en Si. La transition optique entre le premier circuit SiN et le circuit silicium est, là encore,

efficace avec des pertes d'insertion de 0,13dB. Une attention particulière a été apportée aux croisements entre les différents niveaux qui présentent des pertes d'insertion inférieures à 0,005dB ainsi qu'un niveau de couplage parasite inférieur à -50dB. Ces valeurs permettent de tolérer un grand nombre de croisements ce qui permettrait de réaliser des circuits extrêmement complexes. Un modulateur en silicium ainsi qu'une photodiode en germanium permettent d'assurer les fonctions actives nécessaires à la réalisation d'un circuit complet. Cette plateforme comporte également un BEOL avec deux niveaux d'interconnexion métalliques permettant de réaliser le routage électrique de la puce.

La co-intégration d'un circuit optique en SiN au sein d'une puce photonique silicium a été explorée par quelques groupes de recherche. Des performances tout à fait acceptables ont été obtenues, avec des circuits Si et SiN performants, permettant de valider l'intérêt de cette co-intégration. Cependant, en gardant à l'esprit l'objectif de développement industriel de la technologie photonique, il reste encore à démontrer la faisabilité d'une telle plateforme dans un environnement de fabrication industriel qui comporte un certain nombre de contraintes.

## 1.6 – Conclusion

Internet est maintenant partout, il semble d'ailleurs difficile de citer un domaine n'utilisant pas cet outil. Au fur et à mesure de son développement, de nouvelles technologies ont émergé permettant d'élargir son champ d'application et d'améliorer ses performances. L'une d'entre elles, la photonique silicium qui est une plateforme d'optique intégrée, a notamment été développée pour fournir, à bas coûts, des interconnexions très rapides et économes en énergie. Cependant, l'augmentation constante du débit nécessaire au sein des centres de données, ainsi que la diversification des applications, remettent aujourd'hui en question la capacité des plateformes photoniques actuelles. En effet, la complexification des systèmes de transmission ainsi que la diversité des fonctions à réaliser pour les nouvelles applications telles que les LiDARs, les capteurs biologiques et chimiques ou encore les gyroscopes optiques, imposent une série de défis techniques qui paraissent difficiles à adresser avec la technologie photonique actuelle. La solution privilégiée consiste donc à améliorer les performances de la plateforme photonique silicium en co-intégrant un second circuit photonique dont les propriétés sont complémentaires de celles du circuit en silicium. Ainsi, la plateforme obtenue sera performante quelque que soit la fonction optique à réaliser. Avec son indice optique modéré, son coefficient thermo-optique faible, sa large plage de transparence et son gap élevé, le nitrure de silicium (SiN), est un candidat intéressant pour la réalisation de ce second circuit photonique. La figure 12 présente un lien WDM pour lequel le transmetteur et le récepteur sont réalisés dans une plateforme photonique Si/SiN. Cela va donc permettre d'optimiser les performances en réalisant chaque fonction dans le circuit qui lui est le plus adapté.

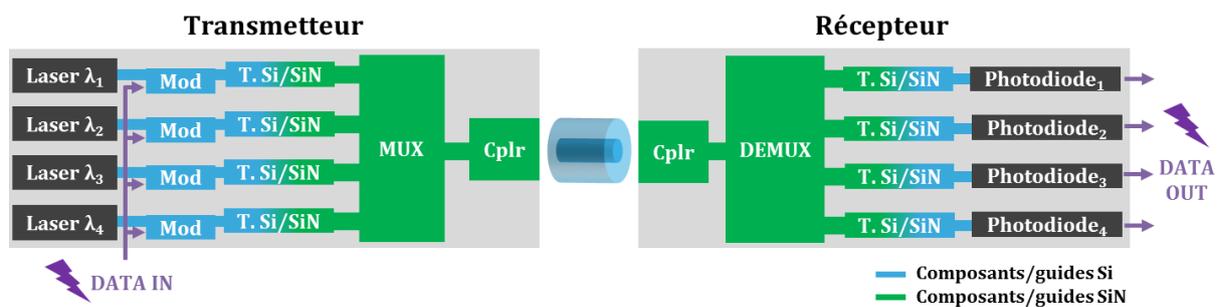


Figure 12, Vue simplifiée d'un lien WDM 4 canaux réalisé avec une plateforme Si/SiN. On retrouve les modulateurs (Mod), des coupleurs fibre/puce (Cplr), et des transitions entre les circuits silicium et SiN (T. Si/SiN).

L'étude que constitue cette thèse peut donc être divisée en trois principaux objectifs, qui sont répartis à travers les différents chapitres de ce manuscrit comme suit :

- **Chapitre II : Intégration du circuit optique SiN dans la technologie PIC50G.**  
Le développement du circuit SiN dans la technologie PIC50G a pris plusieurs aspects. En premier lieu, il a été nécessaire de mettre en place un environnement de conception pour les différents composants SiN. Il est composé d'outils de simulation optique commerciaux, et également d'un ensemble de fonctions (développées durant cette thèse) qui vont, en prenant en compte les règles de conception de la technologie, réaliser l'architecture sur masque des composants. Ensuite, le schéma d'intégration détaillé du circuit SiN a été mis en place et chaque étape de fabrication a été développée. Enfin, différentes méthodes de caractérisation optique des composants ont été mises en place.
  
- **Chapitres III, IV, V : Développement de composants au sein du circuit optique SiN.**  
Une fois le schéma d'intégration et les différentes étapes de fabrication validées, le développement de composants en SiN a pu commencer. Pour réaliser un circuit complet tel que celui présenté figure 12, il est nécessaire de développer un ensemble de composants élémentaires présentés dans le chapitre III, par exemple les guides d'onde en SiN, la transition optique avec le circuit silicium, des filtres anti parasites et également des coupleurs/séparateurs de puissance. Le chapitre IV présente le développement d'une série de composants permettant la gestion de la polarisation de l'onde au sein des guides. En effet, les composants photoniques réagissent différemment selon l'orientation de cette polarisation (point développé dans le chapitre IV), il est donc parfois nécessaire de la contrôler pour assurer le bon fonctionnement du circuit. Enfin, le développement de deux types de multiplexeurs/démultiplexeurs en SiN dédiés aux applications WDM sera présenté dans le chapitre V. La dépendance en température ainsi que les performances optiques de ces composants ont été évaluées, et les résultats obtenus ont permis de confirmer l'intérêt de ce circuit.
  
- **Chapitre VI : Exploration des propriétés non linéaires du SiN**  
Les télécommunications restent le domaine d'application privilégié de la photonique silicium. Cependant, de nouvelles applications commencent à voir le jour. L'optique non linéaire, autrefois réservée aux laboratoires de recherche, pourrait notamment ouvrir la voie à de nouvelles applications grâce à l'optique intégrée. Toutefois, le silicium n'est pas un matériau adapté. Le chapitre VI présente l'étude de deux phénomènes optiques non linéaires (la génération de troisième harmonique et de supercontinuum) au sein du circuit SiN dont les caractéristiques semblent bien mieux adaptées.



# Chapitre 2 – Intégration du circuit optique SiN dans la plateforme photonique

---

2.1. Introduction	32
2.2. Environnement de conception	32
2.2.1. Modélisation et simulation	32
2.2.2. Architecture sur masque	34
2.3. Intégration du circuit SiN dans la plateforme photonique silicium	37
2.3.1. Etude de la stratégie d’insertion	37
2.3.2. Bilan et procédé de fabrication complet	38
2.4. Procédés de fabrication du circuit SiN	40
2.4.1. Dépôt	40
2.4.2. Définition des motifs et alignement	43
2.4.3. Gravure	44
2.4.4. Encapsulation et planarisation	45
2.5. Environnement de caractérisations optiques	47
2.5.1. Banc automatique, couplage par réseau	47
2.5.2. Banc manuel, couplage par la tranche	48
2.5.2.1. Description	48
2.5.2.2. Gestion de la polarisation	50
2.6. Conclusion	53

---

## 2.1 – Introduction

En raison de sa nature industrielle, le développement et l'intégration d'un second circuit optique au sein de la technologie photonique de STMicroelectronics doit se conformer à un certain nombre de règles. Toutes modifications de la plateforme actuelle représentent donc un coût économique et un temps de développement non négligeables. Par conséquent, cette cointégration est soumise à un compromis entre les performances du circuit photonique en SiN et l'impact de ce nouvel élément sur la technologie actuelle. D'autre part, le développement de composants optiques au sein de cette nouvelle couche photonique représente également un investissement. En effet, la conception de ces dispositifs nécessite un environnement de simulation ainsi que le développement d'outils de conception spécifiques. Il faut aussi mettre en place un procédé de caractérisation adapté à ces nouveaux composants.

L'étude principale de ce chapitre porte donc sur l'identification des différentes contraintes d'intégration du circuit SiN. Puis, une analyse détaillée des différentes étapes de fabrication de ce circuit sera ensuite présentée (choix de la méthode de dépôt du film, définition des motifs...). Les étapes de développement des composants du circuit SiN seront également présentées selon l'ordre chronologique de leur conception : simulation, architecture sur masque et enfin caractérisation, complétant ainsi la présentation des outils de développement.

La partie suivante commence par une analyse des différents outils de simulation utilisés pour concevoir ces composants, puis se poursuit par la description de l'architecture sur masque.

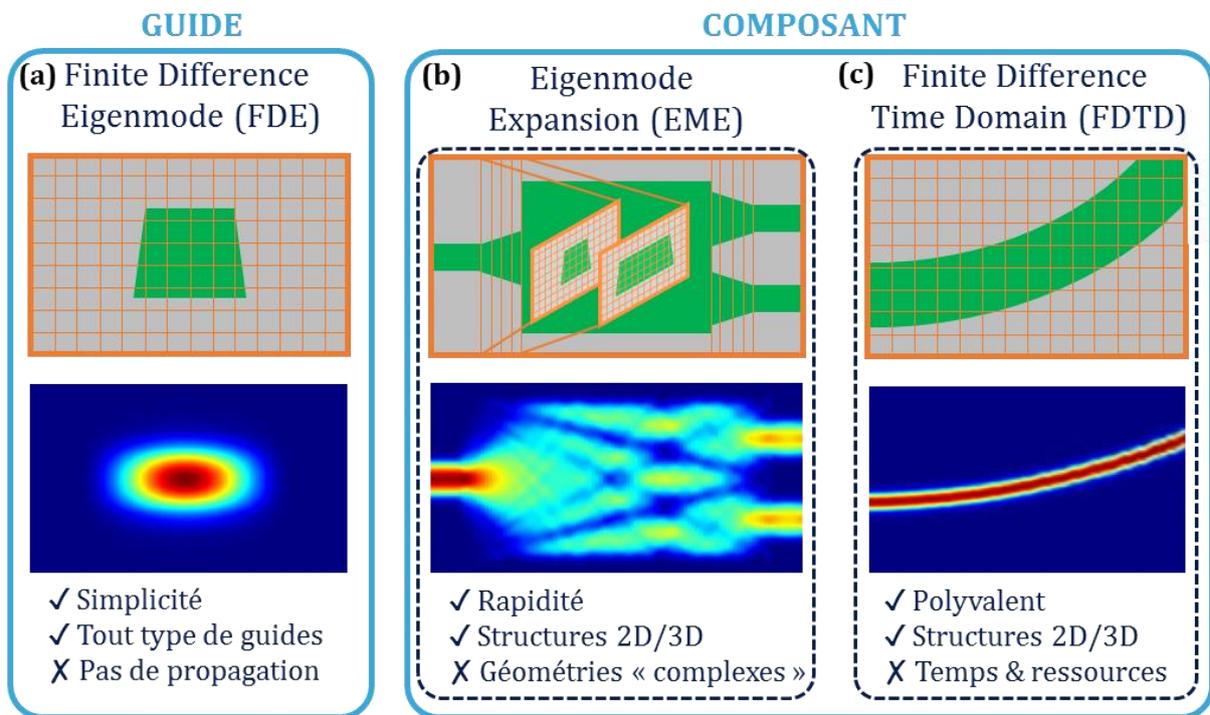
## 2.2 – Environnement de conception

### 2.2.1 – Modélisation et simulation

La majorité des composants présentés dans les chapitres suivants ont été conçus en se basant sur un outil de simulation. En effet, on décrira généralement dans un premier temps le principe physique de ces structures par une équation analytique, l'angle de couplage d'un coupleur surfacique sera par exemple donné par la formule des réseaux [57]. Cependant, l'optimisation de ce réseau afin d'obtenir une efficacité de couplage maximale [58], ou encore le développement de réseaux 2D capables de coupler n'importe quel état de polarisation [59] requière des géométries particulièrement complexes, qui nécessitent d'aller au-delà d'une « simple » modélisation analytique. De plus, l'ensemble des modèles « analytiques » utilisés dans cette thèse se base sur la méthode de l'indice effectif [60], lequel est calculé à l'aide d'une simulation qui, contrairement à une méthode analytique, est capable de prendre en compte simplement n'importe quelle géométrie de guide d'onde. On qualifie ce type de modèles de « semi-analytiques ». Différents simulateurs, appelés généralement « solveurs », sont disponibles pour effectuer la simulation de composants d'optique guidée. Pendant cette thèse, trois solveurs ont été principalement utilisés et sont décrits ci-dessous. Ils sont tous issus de la suite commerciale Lumerical Solutions [61].

Le premier simulateur (voir la figure 13(a)), se nomme solveur de modes propres (Finite Difference Eigenmode, FDE). Il discrétise l'espace de simulation (1D ou 2D) en cellules rectangulaires via la méthode des différences finies afin de résoudre les équations de Maxwell dans le plan transverse à la direction de propagation [62] et ce quel que soit la géométrie de la structure. Cette simulation permet d'extraire, pour chacun des modes propres du guide, l'ensemble des paramètres modaux. On retrouve l'indice effectif, mais également la fraction de polarisation du mode, les paramètres chromatiques comme l'indice de groupe ou encore le profil

de champ (voir figure 13(a)). Ce solveur a l'avantage d'être relativement rapide, en revanche il ne traduit pas la propagation des modes. Un second solveur (figure 13(b)), a donc été utilisé. Une étude détaillée de la théorie du solveur FDE est disponible référence [63].



**Figure 13**, Présentation des différents solveurs utilisés pendant cette thèse. La grille orange représente le maillage de discrétisation de l'espace de simulation.

Le solveur à expansion de modes propres (Eigenmode Expansion, EME), simule la propagation de la lumière en deux étapes [64]. La première, illustré figure 13(b), consiste à discrétiser la structure selon la direction de propagation. Une nouvelle maille, ou cellule, est créée à chaque fois que la géométrie de la structure change sur une direction transverse. Dans l'exemple d'un interféromètre multimode ci-dessus, les fuseaux sont donc décomposés en un ensemble de cellules, alors que les guides droits et la région multimode sont contenus dans une seule région. Puis, au centre de chacune des cellules, l'ensemble des modes propres sont ensuite calculés via un solveur FDE. La seconde étape de la simulation consiste à propager (selon une méthode dans le domaine fréquentielle) l'ensemble de ces modes au sein de leurs cellules respectives, puis à calculer les intégrales de recouvrement entre ces différents modes, à chaque interface entre deux cellules. Cette méthode est particulièrement intéressante car elle permet une simulation relativement rapide d'une structure 3D. De plus, une fois le calcul des modes propres effectué (qui représente la majeure partie de la simulation), il est possible de faire varier la longueur de chaque cellule via une nouvelle simulation quasiment instantanée. Pour reprendre l'exemple de l'interféromètre multimode, une fois la première simulation effectuée, il sera particulièrement rapide de faire varier la longueur de la région multimode afin d'optimiser ce paramètre clef. Le solveur EME présente cependant un certain nombre de limitations. Etant par définition basé sur les modes propres, il n'est pas adapté pour les simulations contenant de la propagation en espace libre. De plus, une structure avec une variation géométrique transverse sur toute sa longueur (comme par exemple un virage) nécessiterait un grand nombre de cellules, rendant cette approche moins intéressante car beaucoup plus longue. On choisira donc dans ce cas un troisième type de solveur présenté en figure 13(c).

Ce dernier simulateur est basé sur le calcul de différences finies dans le domaine temporel (Finite Difference Time Domain, FDTD) [65]. De même que pour le solveur FDE présenté précédemment, l'espace de simulation est discrétisé selon un maillage rectangulaire, ici en deux ou trois dimensions. Les équations de Maxwell sont ensuite résolues spatialement et temporellement au sein de chaque maille. Comparé au solveur EME, la FDTD est beaucoup plus versatile. Elle permet de simuler de nombreux composants dans des domaines variés comme l'optique guidée, la plasmonique, la nanophotonique, les métamatériaux ou encore l'optique non linéaire. Cependant, cette méthode nécessite des ressources informatiques (puissance de calcul et mémoire) importantes, elle sera donc réservée aux structures ne pouvant pas être correctement simulées avec le solveur EME. Une étude détaillée de la théorie du solveur FDTD est disponible référence [66].

Les méthodes de simulation ayant été passées en revue, la prochaine étape de conception d'un composant est l'architecture sur masque, présentée dans la partie suivante.

## 2.2.2 – Architecture sur masque

Les circuits photoniques développés à STMicroelectronics se basent sur une librairie de composants commune à l'ensemble des produits d'une même technologie. En effet, chaque composant de la technologie en question doit être qualifié. C'est-à-dire que les performances d'un dispositif donné (pour des conditions environnementales et une longueur d'onde spécifique), s'il est fabriqué dans les conditions fixées par la technologie en question, doivent être conformes à celles définies dans le cahier des charges de cette technologie. Ainsi, si un produit n'utilise que des composants qualifiés, il est assuré de fonctionner tel qu'il a été conçu. Cette librairie permet donc de limiter le nombre de composants à qualifier et, dans le même temps, d'éviter la multiplication des versions d'un même composant.

Cependant, dans le cadre de cette thèse, cette librairie a essentiellement été utilisée pour effectuer le routage des structures de test composées de guides d'ondes et de virages. En effet, les composants réalisant des fonctions plus complexes (tels que ceux développés durant cette thèse) n'existaient pas encore, il a donc fallu les dessiner. De plus, une partie des composants développés ici présente une géométrie complexe. On peut par exemple citer les multiplexeurs à base de réseaux de guides d'onde qui comportent environ 2000 polygones, ou encore les réseaux échelle et leurs réflecteurs DBR (Distributed Bragg Reflector) inclinés. Un nouvel outil, plus flexible et capable de gérer ce type de structures, a donc dû être développé.

Le langage de programmation Matlab [67] a été choisi pour coder cet outil car il regroupe l'ensemble des fonctions mathématiques nécessaires au dessin des structures. De plus, il est particulièrement adapté à la gestion des matrices, utilisées ici pour stocker les coordonnées des polygones. L'ensemble des fonctions développées pour générer les composants est présenté figure 14. Pour pouvoir s'adapter à tous type de géométrie, il est nécessaire de hiérarchiser le dessin d'un composant, ces fonctions sont donc organisées selon trois niveaux d'abstraction. Le plus haut est le niveau « composant », chaque fonction qu'il contient permet de dessiner un type de composant (coupleur directionnel, interféromètre Mach Zehnder...). L'utilisateur spécifie les paramètres géométriques du composant, par exemple la longueur du coupleur directionnel et l'espacement entre les deux guides de la section de couplage, ainsi que la technologie et le type de guide avec lequel travailler (ruban, en arête...). Cette fonction transmet ensuite ces données au second niveau dit « technologie ». En fonction de la technologie choisie, ce niveau va renvoyer les différents numéros de masques ainsi que certains paramètres spécifiques comme la distance minimale entre certains niveaux de masques.

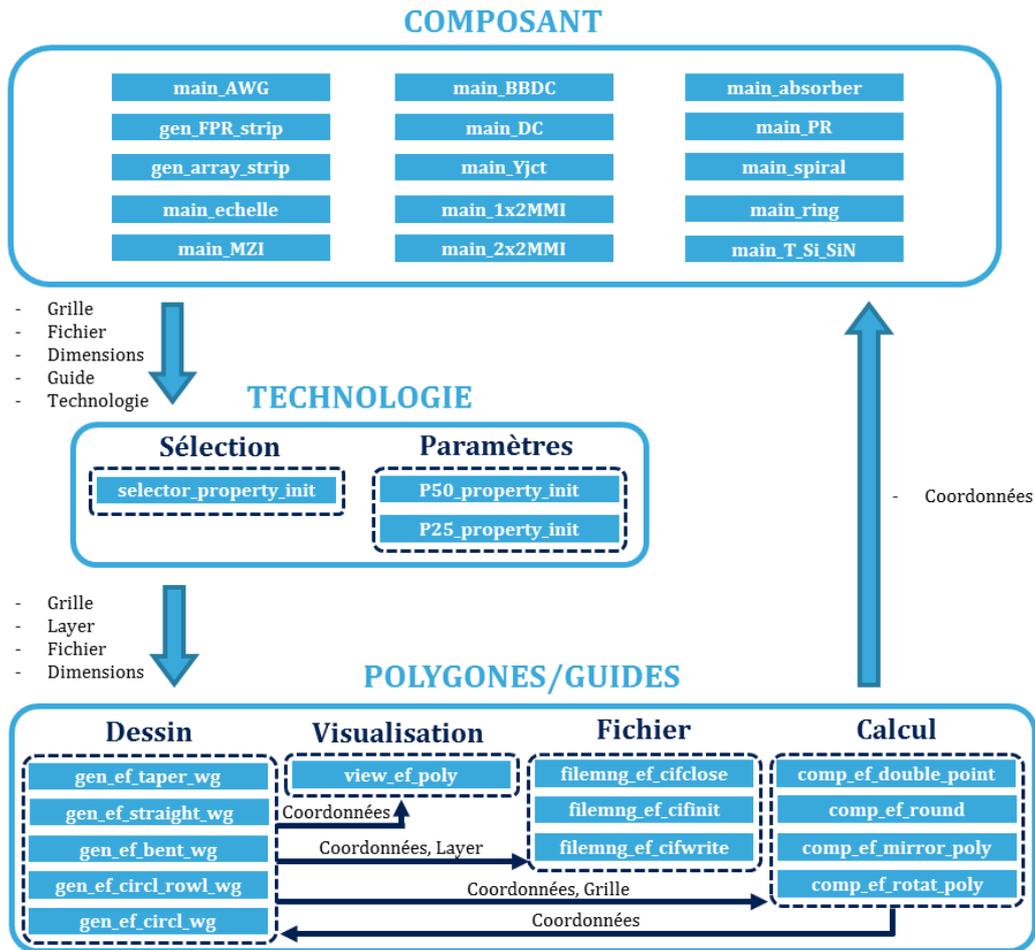


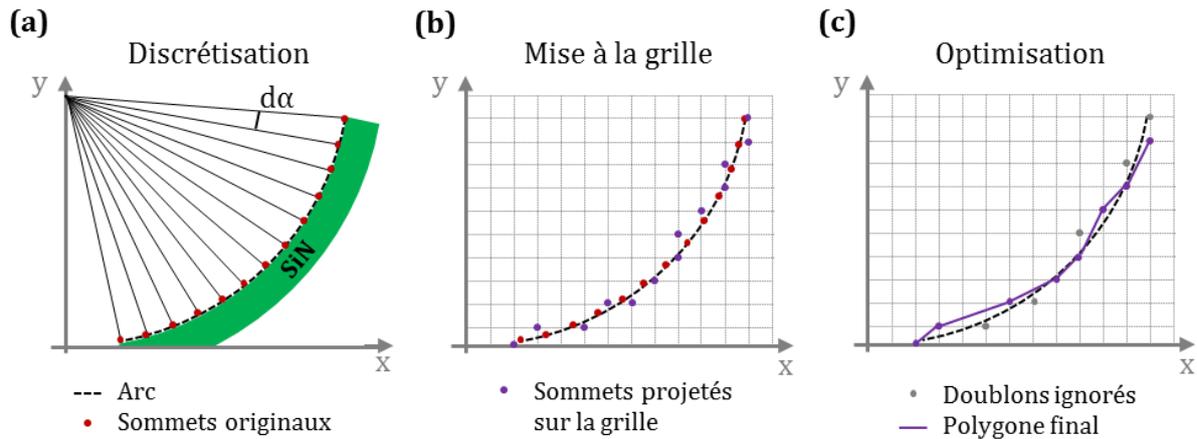
Figure 14, Présentation des fonctions réalisées pour effectuer le dessin sur masque des composants.

Ces informations sont ensuite transférées au troisième et dernier niveau, celui des polygones. Les fonctions de ce niveau sont dites élémentaires car elles ne font appel à aucune autre sous fonction, elles sont regroupées en quatre catégories.

La première, nommée « Dessin », contient les fonctions permettant de dessiner différents types de polygones. Elles vont traduire les dimensions (largeur du guide, orientation, longueur, rayon de courbure...) en série de coordonnées cartésiennes qui définissent les sommets du polygone. La seconde, « Visualisation », permet d'avoir un aperçu rapide du composant (exemple figure 16). La troisième, « Fichier », gère l'écriture des polygones dans le fichier qui contient la structure. Le format open source Caltech intermediate form (CIF) [68] a été choisi pour la simplicité de sa syntaxe. Les fichiers CIF sont ensuite convertis en format GDS (via le logiciel KLayout [69]), compatible avec le logiciel d'assemblage de masque utilisé à ST.

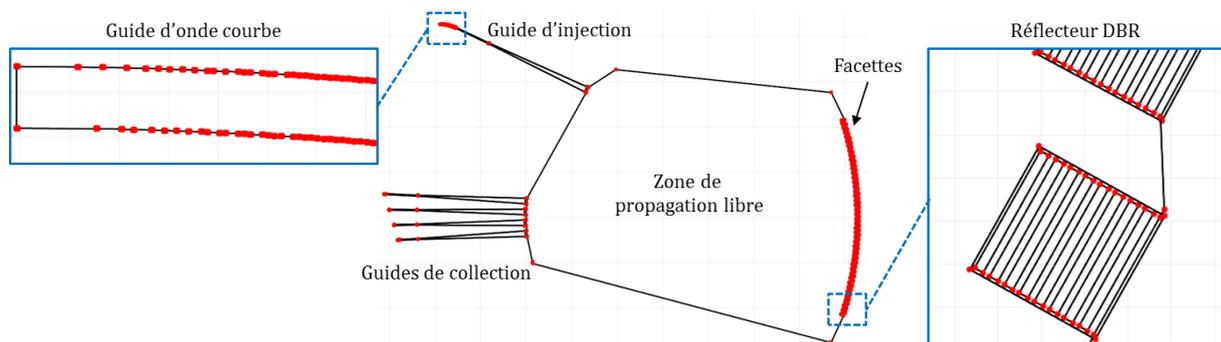
La quatrième et dernière catégorie de fonctions, dénommée « Calcul », contient des fonctions capables de faire des opérations sur les coordonnées des polygones. On retrouve par exemple une fonction capable de réaliser le miroir d'un polygone par rapport à un axe ou un point central. On a également deux autres fonctions dont l'objectif est expliqué dans la figure 15 ci-dessous. La figure 15(a) représente l'étape de discrétisation d'un arc de cercle qui pourrait, par exemple, correspondre au côté d'un guide d'onde courbe. Un sommet est généré, selon l'équation du cercle, tous les  $d\alpha$ , cette valeur étant définie en fonction du rayon de courbure de l'arc. Une première fonction, dénommée « comp\_ef\_round », va ensuite réaliser l'opération de mise à la grille des polygones (voir figure 15(b)). En effet, les sommets des polygones doivent être placés selon une grille carrée dont la longueur unitaire définit, entre autre, la résolution du masque

utilisé. Cette fonction va donc projeter chaque sommet du polygone sur le point de la grille le plus proche.



**Figure 15**, Exemple de la discrétisation d'un arc de cercle sur masque correspondant au bord intérieur d'un guide d'onde courbe en SiN. L'arc est d'abord discrétisé (a), puis projeté sur la grille (b) et enfin optimisé (c).

Une dernière étape d'optimisation va être effectuée via la fonction « comp\_ef\_double\_point », illustrée en figure 15(c). Lors de la mise à la grille d'une structure non parallèle à l'un des axes de la grille, le polygone généré prend la forme d'un escalier, oscillant de part et d'autre de la forme originelle. Ces oscillations non souhaitées vont générer une forme de rugosité sur le flanc des guides qui va se traduire par des pertes de propagation élevées ainsi que par des erreurs de phases particulièrement pénalisantes dans les multiplexeurs en longueur d'onde [70]. Dans le cas des composants SiN développés durant cette thèse, le masque utilisé avait une grille de 1nm. L'utilisation d'une grille plus fine permettrait de diminuer cet effet, mais cela aurait également un impact direct sur le coût du masque utilisé. Afin de limiter ces erreurs, on préférera donc utiliser la fonction présentée ci-dessus qui va, pour chaque sommet du polygone, vérifier si le sommet suivant se trouve sur le même axe horizontal/vertical que lui. Si c'est le cas, le point suivant est supprimé. Cette solution n'est pas optimale, mais elle permet tout de même de limiter cette rugosité parasite. De plus, elle va réduire le nombre de points dans les zones se rapprochant de la verticale ou de l'horizontale, ce qui permet d'alléger considérablement la taille des fichiers CIF. Ce phénomène est visible dans le zoom du guide courbe présenté figure 16.



**Figure 16**, Exemple d'un réseau échelle dessiné sur masque. La prise de vue est extraite de la fonction de visualisation présentée précédemment.

L'ensemble de ces fonctions a donc été utilisé pour effectuer l'architecture sur masque des composants développés dans cette thèse. La figure 16 illustre un réseau échelle visualisé grâce à la fonction éponyme présentée plus haut. Les lignes noires désignent les contours des polygones et les points rouges leurs sommets.

Une fois le composant dessiné, il faut maintenant mettre en place l'ensemble des étapes du procédé de fabrication. Cependant, l'intégration du circuit SiN dans la plateforme photonique silicium doit prendre en compte un certain nombre de contraintes, étudiées dans la partie suivante.

## 2.3 – Intégration du circuit SiN dans la plateforme photonique silicium

### 2.3.1 – Etude de la stratégie d'insertion

La technologie actuelle photonique silicium de STMicroelectronics, telle qu'illustrée en figure 17, se présente sous la forme d'une couche en silicium type SOI (Silicon On Insulator), dans laquelle sont définis les composants photoniques. On retrouve également un BEOL (Back End of Line) au-dessus de cette dernière, qui permet de réaliser l'ensemble des interconnexions électriques de la puce. Pour réaliser l'intégration du niveau SiN dans cette plateforme, la première étape consiste à identifier la région de la puce au sein de laquelle le nouveau circuit optique va être inséré. On peut distinguer deux zones potentielles, le BEOL et la face arrière de la puce.

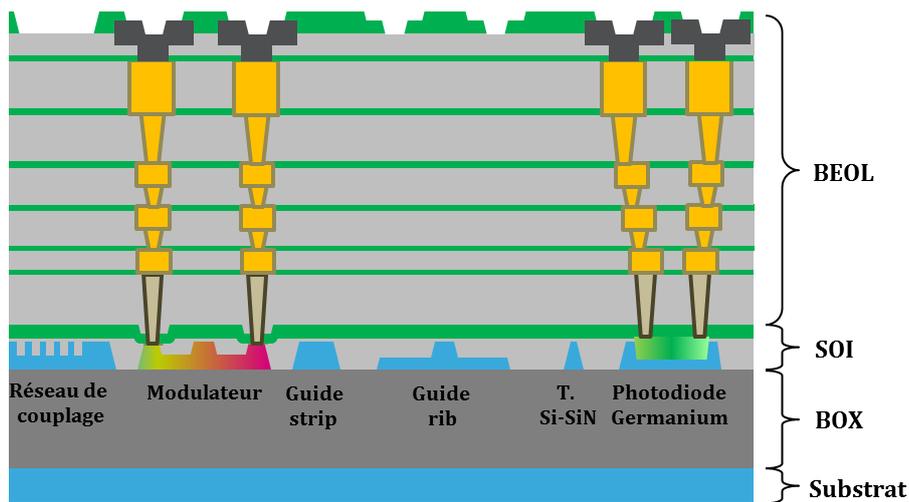


Figure 17, Vue en coupe d'une puce photonique silicium de la technologie d'STMicroelectronics.

En photonique silicium, l'intégration en face arrière est généralement associée aux lasers III-V [71]. En effet, l'épaisseur de ces structures étant de quelques micromètres, leur intégration au sein du BEOL est particulièrement complexe. De plus, cette approche a permis de séparer les procédés III-V des procédés CMOS, le laser étant intégré à la fin de la fabrication de la puce photonique. Une intégration du SiN en face arrière permettrait donc une plus grande flexibilité. On pourrait par exemple envisager de réaliser le circuit en nitrure de silicium par dépôt chimique en phase vapeur basse pression (Low Pressure Chemical Vapor Deposition, LPCVD). Ce type de film présente d'excellentes performances optiques mais requiert une température de dépôt élevée ( $>700^{\circ}\text{C}$ ), incompatible avec une puce photonique standard. Une intégration hétérogène en face arrière permettrait de s'affranchir de cette limitation. Cependant, cette approche sera réservée à des applications requérant un SiN « haute performance ». En effet, le coût technologique (multiplication des substrats), la complexité de fabrication (alignement et collage des substrats) et sa concurrence directe avec une l'intégration des lasers III-V (couplage évanescent SiN/III-V difficile à cause du contraste d'indice) doivent être justifiés par les besoins

de l'application en question. Une autre approche, présentée dans la suite de cette partie, a donc été privilégiée.

En effet, comparé à une intégration en face arrière, l'ajout d'un circuit photonique au sein du BEOL semble plus conventionnel. Elle ne nécessite pas de substrat supplémentaire, et permet de tirer pleinement parti d'une intégration monolithique : précision de l'alignement avec les autres niveaux, utilisation de procédés standards ou encore compatibilité avec les étapes de fabrication suivantes. La principale problématique consiste donc à réaliser cette intégration sans perturber ou modifier le comportement des composants du circuit silicium.

La première contrainte d'intégration est liée à la température, l'ensemble des étapes de fabrication du BEOL devant être effectuées à une température inférieure à  $\sim 450^\circ\text{C}$ . En effet, les composants actifs précédemment réalisés (modulateurs et photodiodes) ne peuvent pas supporter une température plus élevée car elle entraînerait une diffusion/désactivation des dopants, voire une détérioration du matériau dans le cas du siliciure, ce qui se traduirait par une forte dégradation de leurs performances. Une méthode de dépôt du film SiN adaptée à cette gamme de température est donc nécessaire. Une seconde contrainte d'intégration est liée à l'épaisseur du film SiN. Comme expliqué dans l'introduction de ce manuscrit, les plateformes à base de SiN fin ( $<100\text{-}200\text{nm}$  d'épaisseur) proposent d'excellentes performances optiques, notamment en terme de pertes de propagation. Cependant, le fort déconfinement optique de ces guides les rendent difficilement intégrables à cause de la proximité avec le niveau silicium et les lignes métalliques. Les guides SiN auxquels on s'intéresse ici doivent donc être relativement épais, typiquement plus de  $500\text{nm}$ . On fixera tout de même une limite haute à  $700\text{nm}$ , pour que ce film puisse être inséré au sein d'un niveau du BEOL. Une épaisseur trop importante rendrait ce niveau difficile à planariser, ce qui pénaliserait les niveaux suivants.

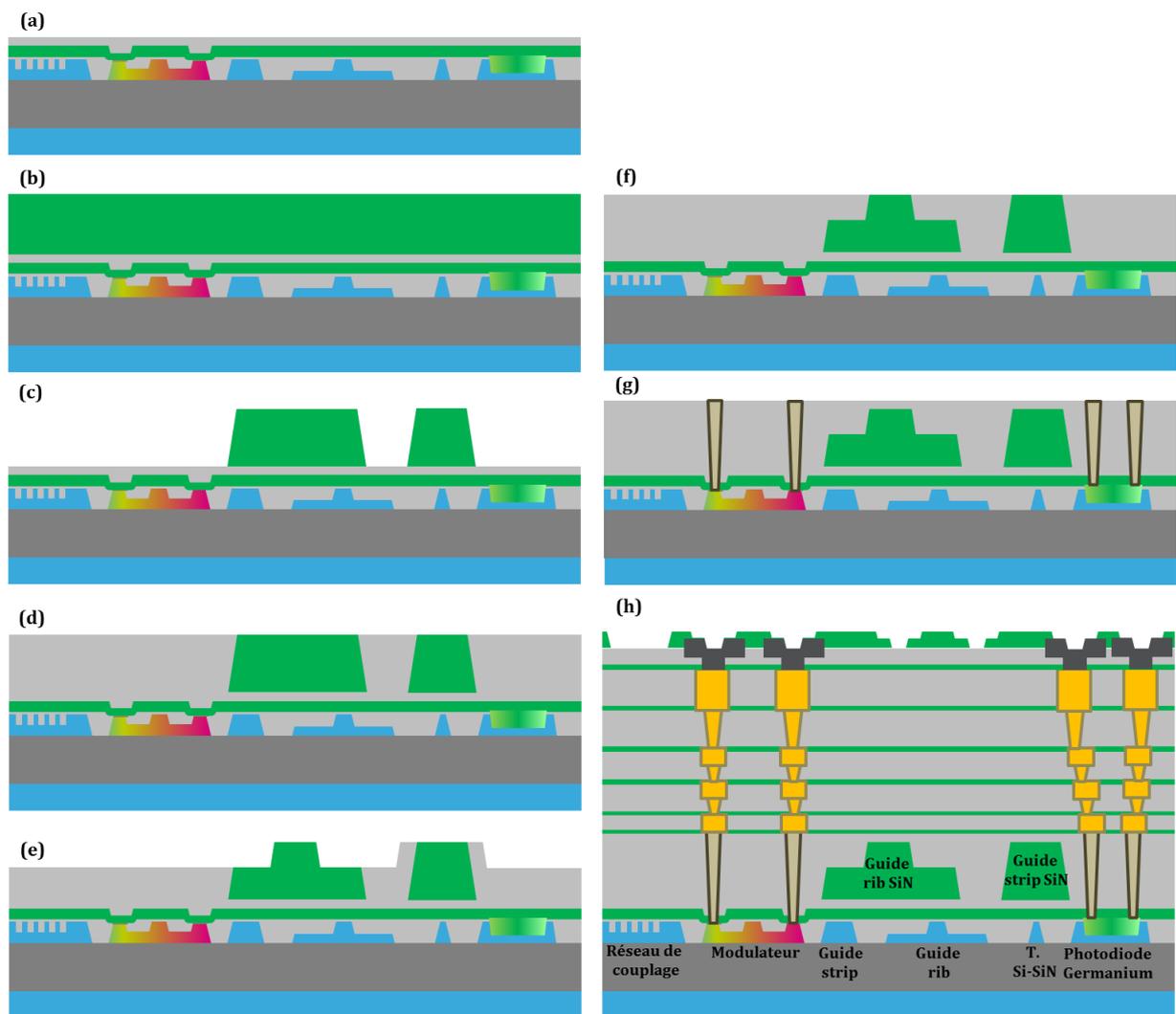
Ajouté à ces contraintes d'intégration, on peut également évoquer les performances optiques. Afin de tirer pleinement parti du circuit SiN, la transition avec le niveau silicium devra être à la fois compacte, large bande et faibles pertes. Une transition type adiabatique semble donc tout indiquée, mais impose une proximité entre ces deux niveaux sous peine d'une augmentation significative de la longueur de cette transition. Cependant, en rapprochant le niveau SiN du circuit silicium, on le rapproche également du substrat. Malgré une épaisseur de film plus importante, le faible confinement du SiN, comparé au SOI, peut donc conduire à des fuites optiques dans le substrat en silicium.

En prenant en compte l'ensemble de ces contraintes d'intégration et de performances optiques, un compromis entre la position, l'épaisseur et l'indice du film optique SiN a été trouvé et est présenté dans la partie suivante. Le flot de fabrication du circuit SiN y est détaillé et l'ensemble des étapes de fabrication seront étudiées en détail dans la section 2.4.

### 2.3.2 – Bilan et flot de fabrication complet

Comme mentionné précédemment, le circuit SiN doit être relativement proche du niveau silicium pour pouvoir effectuer une transition compacte. Or, dans la technologie photonique de chez ST, le premier niveau de métal fait environ  $250\text{nm}$  d'épaisseur, il est donc trop fin pour accueillir le film en SiN. Le second niveau d'interconnexion métallique est plus épais, environ  $700\text{nm}$ . Cependant, il se trouve à plus de  $1\mu\text{m}$  du circuit silicium, ce qui rend la transition Si/SiN compliquée à réaliser. Le circuit optique SiN a donc été intégré au niveau des contacts, relativement proche du silicium. Il reste maintenant à définir l'épaisseur ainsi que l'indice optique du film SiN. Pour ce faire, plusieurs éléments doivent être pris en compte.

Pour commencer, la proximité avec le substrat silicium impose un confinement modal suffisamment élevé pour limiter les pertes par couplage. Par ailleurs, contrairement au silicium, on dispose ici d'un matériau composite offrant un degré de liberté supplémentaire qu'est l'indice optique. En faisant varier la stœchiométrie du matériau, on peut obtenir un indice allant d'environ 1.8 jusqu'à 3 pour  $\lambda = 1.3\mu\text{m}$ . Le couplage entre les niveaux Si et SiN nécessiterait, dans l'absolu, un indice optique élevé pour diminuer la différence avec celui du silicium ( $\sim 3.5$  à  $\lambda = 1.3\mu\text{m}$ ). Cependant, le circuit optique SiN doit également assurer le couplage entre la fibre optique et la puce. En définitive, il sera effectué via un module polymère contenant des guides dont l'indice optique est proche de celui de la fibre (environ 1.5 à  $\lambda = 1.3\mu\text{m}$ ). Ce couplage nécessiterait un film SiN avec un indice optique faible, au plus proche de celui de la fibre. L'étude de ce module en polymère ne rentre pas dans le cadre de cette thèse et ne sera donc pas présenté. En définitive, une série de simulations prenant en compte ces différents éléments a été effectuée en amont de cette thèse. Les performances optimales ont été obtenues pour le couple suivant : épaisseur de 600nm et indice optique de 1,91 à  $\lambda = 1.3\mu\text{m}$ , qui sera donc retenu pour la suite de cette étude.



**Figure 18.** Flot complet des étapes de fabrication du circuit photonique SiN. (a) Puce photonique silicium. (b) Dépôt du film SiN. (c) Définition des motifs du premier niveau de gravure. (d) Encapsulation et planarisation. (e) Définition des motifs du second niveau de gravure. (f) Encapsulation et planarisation. (g) Définition & réalisation des contacts. (h) Réalisation du BEOL, puce terminée.

L'ensemble des paramètres du film ayant été fixés, le flot de fabrication complet peut maintenant être décrit, les différentes étapes sont présentées en figure 18. L'intégration du circuit

SiN commence une fois le niveau silicium terminé (voir figure 18(a)). Le film SiN est ensuite déposé (b), puis une première étape de définition des motifs (lithographie + gravure) est effectuée (c). Elle est complétée par une encapsulation d'oxyde suivi d'une planarisation (d).

A ce stade, on dispose déjà d'un circuit SiN fonctionnel. Cependant, il serait particulièrement intéressant d'ajouter un second niveau de gravure. Les possibilités offertes par cette fonctionnalité sont immenses, comme les très répandus guides en arête, les rotateurs de polarisation ou encore les réseaux de guides d'ondes présentés dans les parties suivantes de ce manuscrit. Une série de simulations, effectuée par d'autres membres de l'équipe, a permis de fixer la hauteur du film SiN défini par cette gravure à 350nm. Cette valeur est le fruit d'un compromis entre différents composants, notamment les réseaux de couplage. Le procédé de fabrication se poursuit donc par une seconde étape de définition de motifs (e). Tout comme pour la première gravure, celle-ci est complétée par une encapsulation et une planarisation (f). Le circuit photonique SiN étant maintenant achevé, les contacts peuvent être réalisés (g). Les quatre niveaux d'interconnexions métalliques du BEOL viennent ensuite compléter la fabrication de la puce photonique cointégrant le circuit optique en SiN avec le niveau silicium standard (h).

Cette présentation générale de la cointégration du circuit optique SiN est complétée par une étude plus détaillée des étapes les plus importantes de ce procédé dans la partie suivante.

## 2.4 – Procédés de fabrication du circuit SiN

### 2.4.1 – Dépôt

Dans la littérature, on dénombre trois principales méthodes de déposition des films SiN, une revue rapide de leurs avantages et inconvénients est présentée ci-dessous.

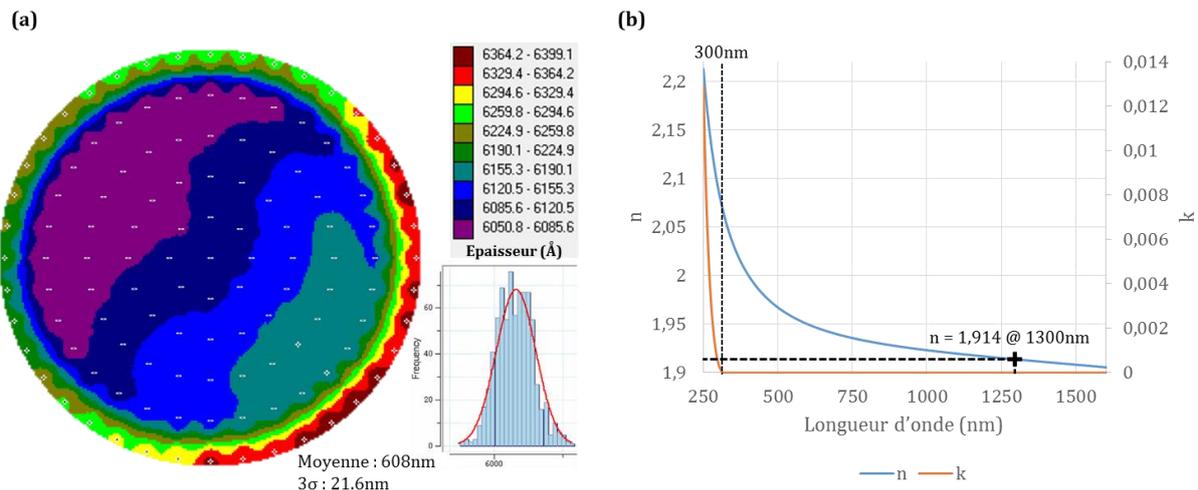
La méthode la plus répandue est le dépôt chimique en phase vapeur basse pression (Low Pressure Chemical Vapor Deposition, LPCVD) [72]–[76]. Le SiN déposé par LPCVD est généralement quasi stœchiométrique ( $\text{Si}_{\sim 3}\text{N}_{\sim 4}$ ), l'épaisseur et l'indice optique du film sont particulièrement homogènes. De plus, la haute température de dépôt, typiquement supérieure à 700°C, permet d'obtenir un matériau avec très peu de défauts [73], [74]. Les pertes de propagation optique de ce matériau étant extrêmement faibles, des résonateurs en anneau avec des facteurs de qualité en charge supérieurs à 10 millions [73], [77] ont été démontrés. L'épaisseur maximale des dépôts SiN LPCVD a longtemps été restreinte à cause du stress très élevé du film qui entraînait des fissures dans les structures [55]. Cette limitation est particulièrement gênante pour les applications d'optique non linéaire qui nécessitent un bon confinement du mode optique ainsi que l'optimisation de l'épaisseur du film pour modifier la dispersion des guides [78], [79]. Cependant, une technique à base de procédé Damascène a récemment permis de s'affranchir de cette limitation [73], [80]. Enfin, la haute température de dépôt permet de limiter la quantité de liaisons N-H contenues dans le film, dont la première harmonique génère de l'absorption autour de 1520nm [81]. Un recuit haute température, >1000°C, complète généralement le dépôt pour réduire encore le nombre de liaisons [82] et donc les pertes de propagations. Le SiN LPCVD a donc d'excellentes propriétés optiques, mais la haute température du procédé rend son utilisation particulièrement compliquée dans le cadre d'une intégration monolithique au sein d'une plateforme photonique silicium, il ne sera donc pas étudié ici.

Afin de maintenir la compatibilité avec une plateforme CMOS, une seconde technique a également émergé : le dépôt chimique en phase vapeur assisté par plasma (Plasma Enhanced

Chemical Vapor Deposition, PECVD) [53], [83]–[86]. Contrairement au LPCVD, le dépôt PECVD est effectué à des températures de l'ordre de 400°C, ce qui est tout à fait acceptable pour les composants actifs en silicium et pour le reste de la puce. Cependant, les films SiN PECVD possèdent généralement plus de défauts, induisant des pertes de propagation optiques plus élevées [87]. De plus, la température de dépôt étant plus basse, les atomes d'hydrogènes ne possèdent pas suffisamment d'énergie pour se désorber de la surface du film. Les SiN PECVD souffrent donc de pertes de propagation particulièrement élevées dans la bande C, à cause des nombreuses liaisons N-H présentes dans le matériau [86]. De même que pour les dépôts LPCVD, l'hydrogène présent dans le film provient des précurseurs gazeux utilisés lors du dépôt, notamment de l'ammoniac  $\text{NH}_3$ . Pour limiter le nombre de liaisons, il a été proposé de remplacer l'ammoniac par du diazote  $\text{N}_2$  [83], [88], permettant de démontrer des pertes de propagation de l'ordre de 1.5dB/cm à 1550nm. Cependant, le précurseur du silicium le plus utilisé, le silane  $\text{SiH}_4$ , contenant toujours de l'hydrogène, il semble difficile de descendre en dessous de cette valeur.

Une troisième technique de dépôt, plus marginale, a également été proposée. Il s'agit du dépôt physique en phase vapeur (Physical Vapor Deposition, PVD) [37]. Cette méthode utilise une cible solide contenant du silicium et un précurseur gazeux contenant de l'azote ( $\text{N}_2$ ) pour déposer le film de SiN. La chambre de dépôt ne contenant pas d'hydrogène, le film ne contiendra donc aucune liaison N-H. De plus, ce type de dépôt peut être réalisé à température ambiante. Cependant, l'uniformité en épaisseur des films déposés par cette technique est généralement mal maîtrisée.

Les applications photoniques à 1550nm n'étant pas envisagées pour l'instant, le dépôt type PECVD, plus standard, sera donc retenu pour la suite de cette étude. Cependant, afin d'évaluer les performances des dépôts PVD, un lot de test (contenant 25 plaques) est en cours de fabrication. Trois films avec des stœchiométries différentes ont été déposés, le premier possède un indice proche de celui désiré ( $n = 1.91$ ), le second est proche d'un SiN stœchiométrique ( $n = 2$ ), et le dernier est un SiN type riche en silicium ( $n = 2.4$ ).

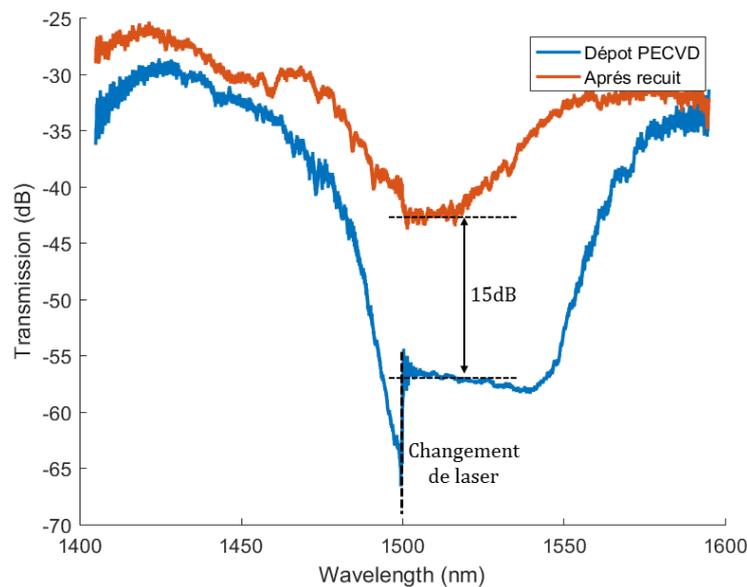


**Figure 19,** Caractérisation du film SiN déposé par PECVD via ellipsométrie. (a) Uniformité de l'épaisseur du dépôt. (b) Indices optiques du matériau.

Le dépôt du film SiN PECVD est réalisé à STMicroelectronics, en collaboration avec l'équipe en charge des matériaux diélectriques. Au moment des premiers tests, seule la gravure totale était disponible car les guides en arête n'étaient pas encore envisagés. L'épaisseur visée pour les premiers dépôts était donc de 610nm, afin d'anticiper l'unique polissage physico-chimique qui consomme environ 10nm de SiN. L'épaisseur du film déposé a ensuite été portée à

630nm, pour anticiper le second polissage de la deuxième gravure. Comme on peut le voir sur la figure 19(a), l'épaisseur moyenne du dépôt est de 608nm (pour 610nm visé), avec une variabilité à 3 sigma de 21.6nm, soit environ 3%. Cette valeur est tout à fait standard pour un dépôt PECVD, il est néanmoins possible de l'améliorer, ce qui serait particulièrement intéressant pour obtenir une plateforme avec des composants stables. L'indice optique du film a été caractérisé par ellipsométrie, de l'UV jusqu'au proche infrarouge (voir figure 19(b)). Un indice de réfraction de 1.914 a été mesuré à une longueur d'onde de 1300nm, ce qui est proche de la valeur souhaitée. L'absorption due au gap du matériau semble commencer en dessous de 300nm (4.1eV).

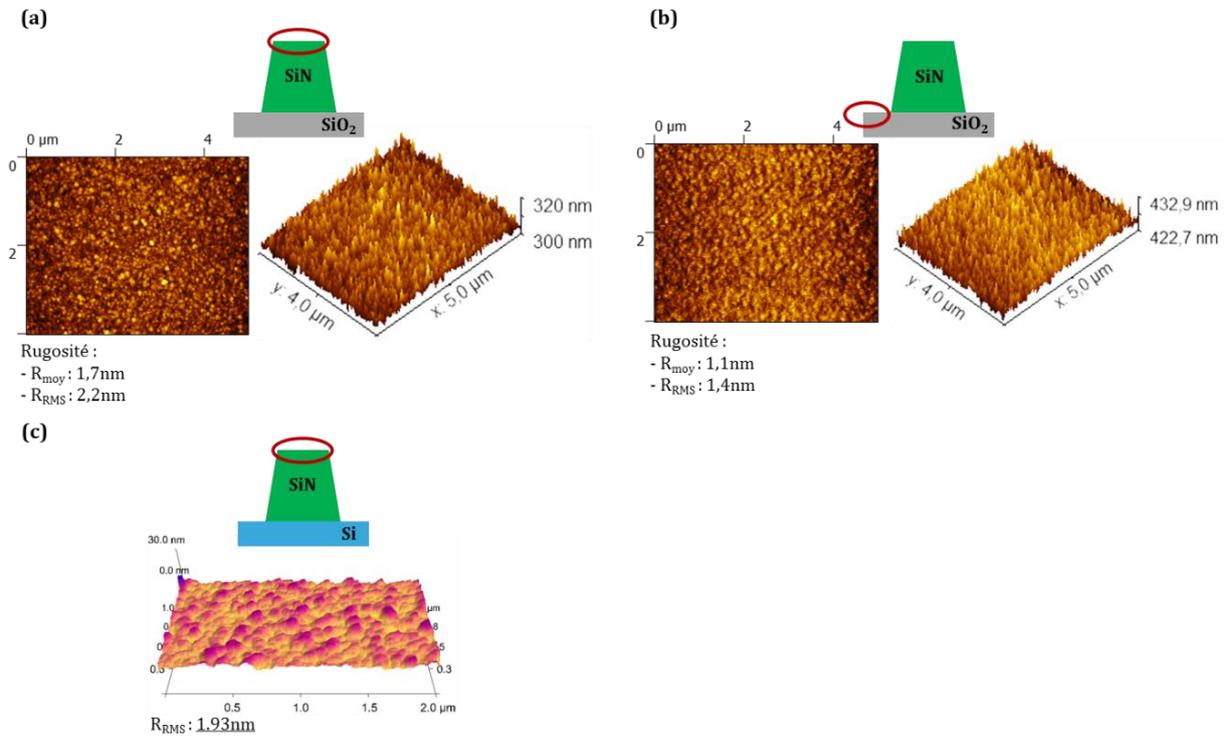
La partie imaginaire de l'indice ne semble pas augmenter autour de 1520nm, ce qui laisserait penser qu'il y a peu de liaisons N-H dans le film. Il faut cependant noter que l'ellipsomètre travaille en réflexion sur un film relativement mince, il faudrait donc qu'il soit particulièrement sensible pour détecter le pic d'absorption. Pour vérifier la présence de ces liaisons, une mesure en transmission d'une spirale de 4cm de long a été effectuée autour de 1520nm. Comme on peut le voir sur la courbe bleue de la figure 20 ci-dessous, la transmission se dégrade fortement entre 1500 et 1550nm, démontrant la présence de liaisons N-H. Pour valider cette hypothèse, et tenter d'améliorer la transmission, un recuit haute température a été effectué sur cet échantillon. Une rampe en température à 5°C/min porte l'échantillon de 300 à 1050°C, température maintenue pendant trois heures, puis l'échantillon est progressivement refroidi à 3°C/min. Comme on peut le voir sur la courbe orange figure 20, la transmission est améliorée d'environ 15dB entre 1500nm et 1550nm. Le pic d'absorption est cependant toujours présent, un recuit d'une durée et d'une température supérieure devrait pouvoir le supprimer totalement.



**Figure 20**, Mesure en transmission d'une spirale en SiN de 4cm de longueur, avant et après un recuit à haute température. La discontinuité observée sur la courbe bleue est due à l'utilisation de deux lasers pour couvrir toute la gamme spectrale.

Un autre facteur peut également impacter les pertes de propagation d'un guide d'onde : la rugosité présente à la surface du cœur du guide. Comme illustré dans la figure 21(a), la rugosité de la surface du film SiN a été mesurée via un microscope à force atomique (Atomic Force Microscope, AFM). Une valeur de 2.2nm RMS a été observée, ce qui est acceptable mais pourrait probablement être amélioré. Il a été reporté [88] que la rugosité de l'oxyde sur lequel est déposé le SiN pouvait également être une source de pertes de propagation. La rugosité du film d'oxyde a donc également été mesurée (figure 21(b)), une valeur de 1.4nm RMS a été obtenue. La rugosité

de la surface du film SiN a également été mesurée pour un dépôt effectué sur un substrat silicium qui possède une rugosité négligeable. Une valeur de 1.93nm, proche de celle du SiN déposé sur oxyde a été trouvée, comme illustré figure 21(c). La rugosité relativement élevée qui a été observée provient donc bien du film SiN et non d'un transfert de celle de l'oxyde sur lequel le film est déposé. Il serait intéressant de mener une étude approfondie du matériau pour optimiser ce paramètre. Malheureusement, il n'a pas été possible de la mener durant cette thèse par manque de temps.



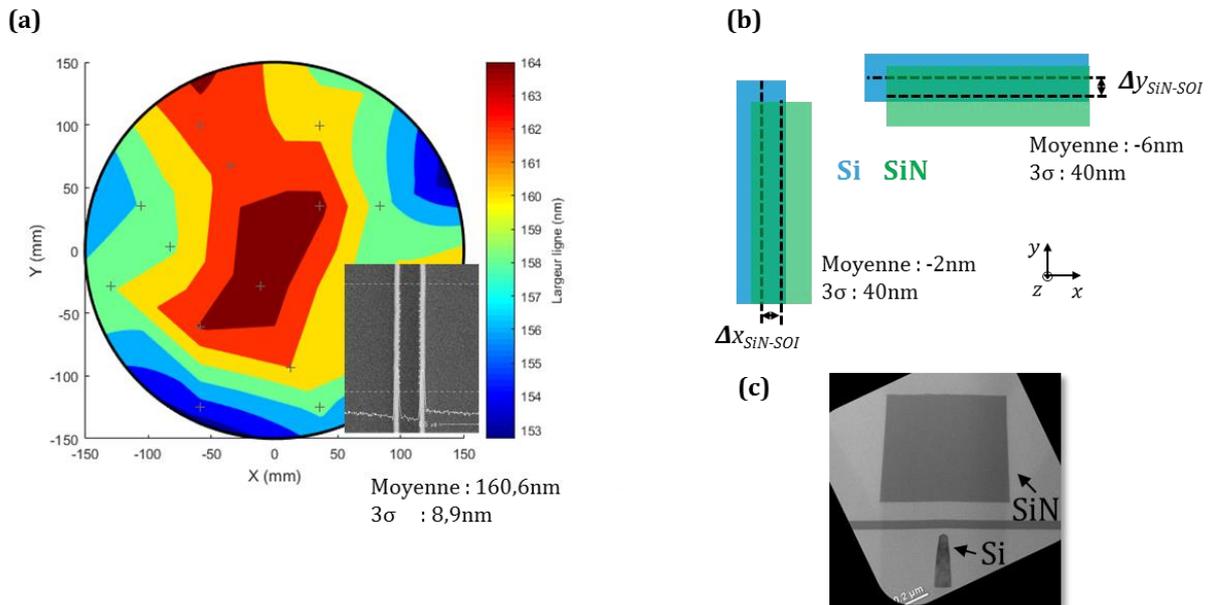
**Figure 21.** (a) Mesure au microscope à force atomique de la rugosité de la surface du film SiN. (b) Mesure AFM de la rugosité de la surface de l'oxyde sur lequel est déposé le film SiN. (c) Mesure de la rugosité de la surface du film SiN déposé sur silicium.

## 2.4.2 – Définition des motifs et alignement

La définition des motifs des deux niveaux de gravure du film SiN, permettant de définir les guides rubans (gravure totale) et les guides en arête (gravure totale & gravure partielle), est assurée par un procédé de photolithographie standard type UV profond à une longueur d'onde de 248nm. Ces deux étapes sont effectuées à ST en collaboration avec l'atelier de lithographie. De même que pour n'importe quelle étape de définition de motifs, les dimensions des structures générées (largeur haut/bas de ligne ou de tranchée) sont mesurées à différents endroits de la plaque par un microscope électronique à balayage de manière autonome. Un exemple de mesure d'une ligne dont la largeur haute visée est de 160nm est illustré figure 22(a). La photo insérée est une prise de vue du microscope pendant une mesure.

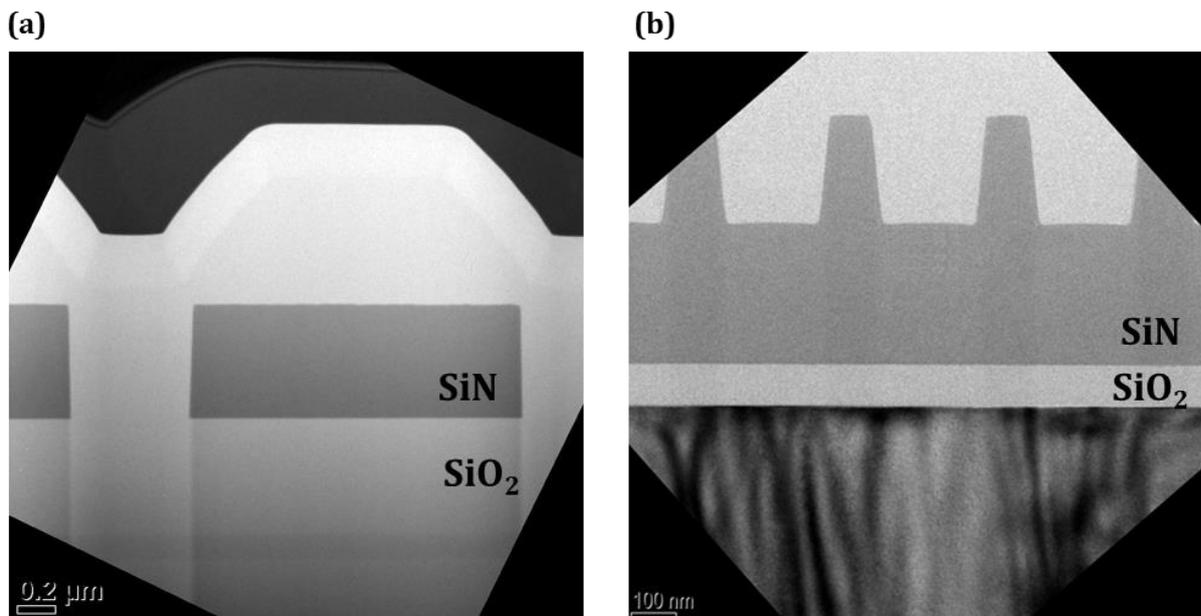
Mis à part la dimension des motifs, le deuxième paramètre clef de la photolithographie est l'alignement avec les niveaux déjà présents sur la puce. Dans le cas présent, le premier niveau SiN est aligné, via des motifs spécifiques, avec le niveau silicium (le second niveau SiN est ensuite aligné sur le premier). Le désalignement est mesuré selon les deux axes x et y de la plaque comme illustré en figure 22(b). La répétabilité de cet alignement est particulièrement importante pour

pouvoir réaliser une transition optique efficace entre les circuits Si et Si (voir figure 22(c)). On obtient ici une variation relativement limitée, avec un 3 sigma (trois fois l'écart type) de l'ordre de 40nm. Les motifs étant définis, il faut maintenant graver le film SiN pour terminer la formation des structures.



**Figure 22,** (a) Carte de mesures de la largeur du haut d'une ligne SiN de 160nm sur une plaque. (b) Illustration de l'alignement entre les niveaux SiN et Si. (c) Vue en coupe d'une transition Si/SiN illustrant l'alignement entre ces deux niveaux. La ligne horizontale entre les deux guides est en SiN, elle provient des étapes de fabrication précédentes.

### 2.4.3 – Gravure

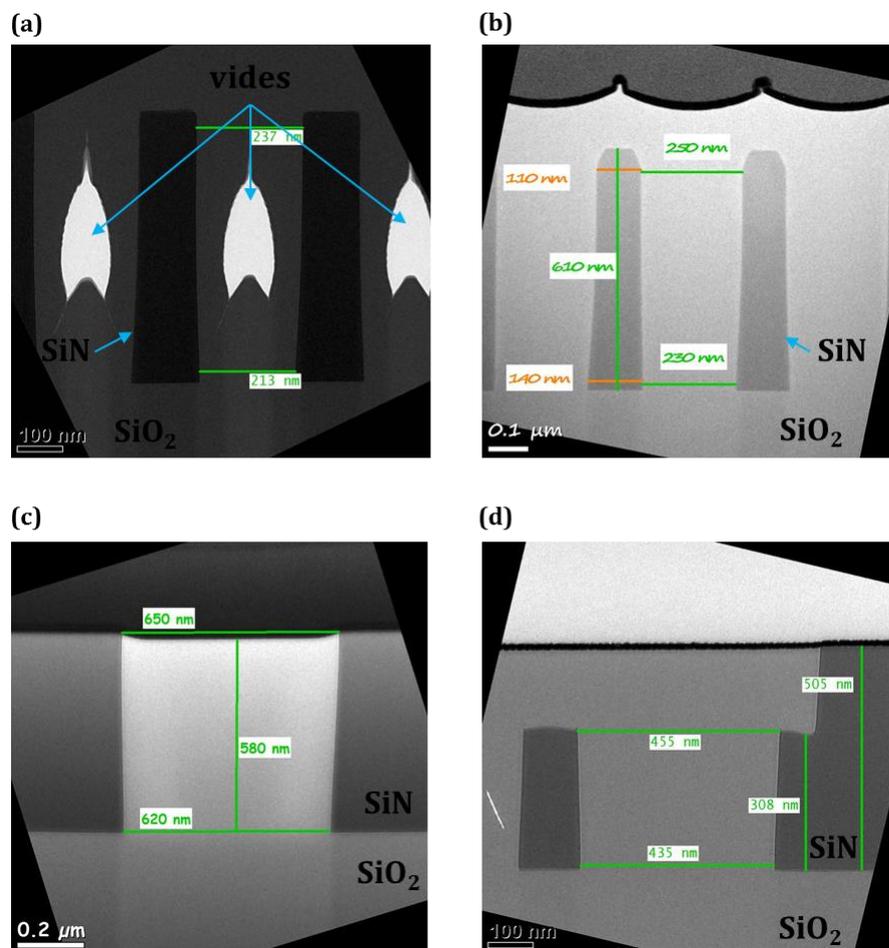


**Figure 23,** (a) Motif SiN entièrement gravé, tel que défini par le premier niveau de photolithographie. (b) Motifs SiN partiellement gravés, définis par la seconde étape de photolithographie.

La gravure des deux niveaux de motifs du circuit SiN est réalisée à ST, en collaboration avec l'atelier de gravure. En microélectronique CMOS, les étapes de gravures sont optimisées pour un type de structure spécifique : ligne isolée, réseau de lignes, tranchée isolée ou encore réseau de tranchée. Il est donc nécessaire de définir les composants les plus critiques du circuit photonique puis d'identifier les éléments (tranchée, réseau de lignes...) dont ils sont constitués. Dans le cas du circuit SiN, on retiendra le couplage fibre/puce via un module polymère, qui nécessite la réalisation de lignes isolées particulièrement étroites, ainsi que des structures type miroir de Bragg (par exemple pour la réalisation de multiplexeurs), qui sont basées sur des réseaux de tranchées. Les gravures (ainsi que la lithographie) ont donc été développées pour obtenir le meilleur compromis entre les lignes isolées et les réseaux de tranchées. Un exemple de motif réalisé avec la première gravure est présenté figure 23(a).

Le second niveau de gravure, qui définit les motifs partiellement gravés, est une gravure hybride SiO<sub>2</sub>/SiN. Cette solution permet de limiter la topographie générée. Un exemple de motif est présenté figure 23(b).

#### 2.4.4 – Encapsulation et planarisation



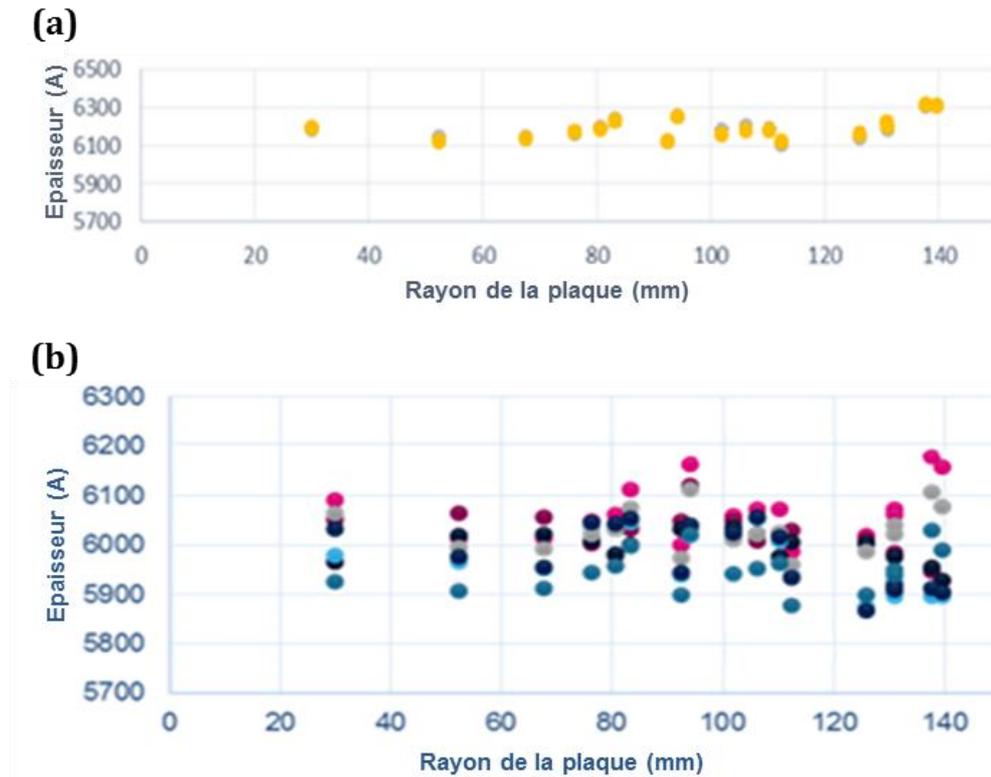
**Figure 24,** (a) Encapsulation après la première gravure, l'oxyde de remplissage laisse apparaître des vides entre les structures. (b) Méthode d'encapsulation optimisée, aucun vide n'est visible dans l'oxyde. (c) CMP après la gravure totale. (d) Deuxième CMP après la gravure partielle.

A la suite de chaque niveau de gravure, il est nécessaire de combler le vide généré entre les structures. Certains composants, comme les coupleurs à réseau ou encore les réflecteurs de réseau échelle, requièrent des tranchées particulièrement étroites entre deux plots en SiN, typiquement de l'ordre de 200nm. Les 600nm du film SiN représentant une épaisseur relativement élevée, les tranchées sont particulièrement profondes et étroites, et ne peuvent pas être remplies avec une technique de dépôt conventionnelle. Une méthode de remplissage spécifique, le dépôt physique en phase vapeur assisté par plasma haute densité (High Density Plasma Chemical Vapor Deposition, HDPCVD) a dû être utilisée. Une première tentative, présentée figure 24(a) laissait toujours apparaître des vides non remplis par l'oxyde. Après une série d'optimisations menées par l'atelier de dépôt des diélectriques de STMicroelectronics, et un changement de précurseur dans le plasma, des tranchées de 230nm ont finalement été remplies comme illustré figure 24(b). On peut toutefois noter que le haut du guide est légèrement gravé par ce procédé. Mais cette partie du film SiN sera supprimée durant le polissage physico-chimique (Chemical Mechanical Polishing, CMP). L'encapsulation est ensuite complétée par un dépôt d'oxyde type TEOS (Orthosilicate de Tétraéthyle).

Les différents films déposés pendant le procédé d'encapsulation vont générer de fortes variations topographiques qui empêchent toute nouvelle étape de fabrication. Il est donc nécessaire de planariser la surface de la puce via un procédé de CMP, la solution retenue ici est dite à arrêt sur nitrure. Le SiN ayant un coefficient de friction différent de celui de l'oxyde, lorsque le plateau de polissage va commencer à raboter le SiN, la variation de couple induite dans la machine va être détectée, indiquant à quel moment stopper le polissage. Des vues en coupe de structures après le premier et le second polissage sont disponibles en figure 24(c) et (d). A noter que les épaisseurs des films SiN étaient ici de 580nm, figure 24(c), et 500nm, figure 24(d), à cause d'une erreur dans la recette de dépôt.

Comme mentionné précédemment, l'épaisseur finale du dépôt SiN doit être de 600nm. Les premiers dépôts étaient de 610nm, en prévision de la première étape de CMP. Cette épaisseur a ensuite été portée à 630nm, pour anticiper la seconde étape de CMP effectuée après la seconde gravure. La figure 25(a) montre des mesures de l'épaisseur du film SiN effectuées selon un rayon de la plaque après la première CMP. L'épaisseur moyenne est située autour de 620nm avec une variation inférieure à 20nm. Des mesures ont également été effectuées après la deuxième étape de polissage, et sont présentées figure 25(b). Chaque couleur représente les mesures d'une plaque différente (sept au total). Comme on peut le voir, l'épaisseur du film est bien centrée à 600nm, avec une variation inférieure à 40nm pour ces sept plaques. Une fois la deuxième étape de planarisation terminée, la plaque est prête pour la gravure des contacts sur silicium et la mise en place du backend.

Les composants présentés dans la suite de ce manuscrit ont tous été fabriqués selon les étapes décrites précédemment. En fonction des éléments nécessaires, ces composants ont été répartis sur cinq MPW (Multi-Project Wafers) différents. Le premier ne contient que les niveaux de circuits optiques silicium et SiN mais pas de composants actifs, les transitions Si/SiN ont par exemple été implémentées sur ce projet. Deux autres MPW sont des « full flow », c'est-à-dire une intégration complète avec les circuits silicium, SiN et un BEOL autorisant l'utilisation de composants actifs. L'émetteur/récepteur CWDM4 présenté dans la partie 5.4 de ce manuscrit a été placé sur l'un d'entre eux. Enfin, l'essentiel des composants en SiN développés durant cette thèse ont été répartis sur les deux derniers MPW qui ne contiennent que le circuit SiN, afin de limiter les coûts de développement.



**Figure 25.** (a) Mesure de l'épaisseur du film SiN sur une plaque après la première CMP. (b) Mesure de l'épaisseur du film SiN après la deuxième CMP, chaque couleur représente une plaque différente.

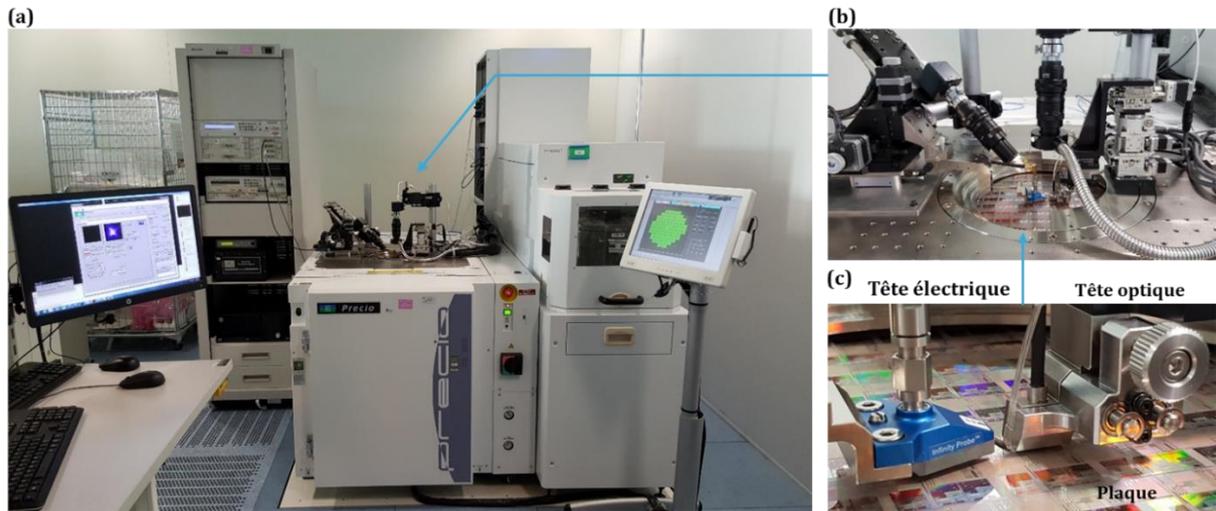
## 2.5 – Environnement de caractérisations optiques

Une fois les composants conçus, dessinés et fabriqués, il faut ensuite vérifier que leurs caractéristiques soient conformes à celles prévues lors de la conception. Deux méthodes de caractérisation ont été utilisées. La première utilise des coupleurs à réseau pour pouvoir injecter et récupérer le signal optique par la surface du substrat. La seconde, basée sur un couplage par la tranche, sera présentée dans la partie 2.5.2.

### 2.5.1 – Banc automatique, couplage par réseau

La caractérisation par réseau de couplage présente de nombreux avantages. Le couplage surfacique permet une grande liberté dans la conception des circuits photoniques, car les entrées et sorties optiques peuvent être placées n'importe où sur la puce. Il suffit de déplacer les fibres d'injection et de collection à la surface de la plaque pour caractériser les composants embarqués. De plus, la grande taille du mode optique à la sortie de la fibre (environ  $9\mu\text{m}$ ), rend cette technique relativement tolérante aux erreurs d'alignements entre la fibre optique et le réseau de couplage, réduisant l'incertitude de mesure. Cependant, l'intérêt principal de cette méthode réside probablement dans son automatisation. En effet, sur le même principe que les testeurs de microélectronique capables de caractériser automatiquement des circuits, des stations de tests optiques robotisées ont été développées (exemple illustré figure 26(a)). Ces stations sont composées d'un support mobile sur lequel est placée la plaque à caractériser, dont l'alignement est effectué par une caméra optique via la reconnaissance de motifs présents sur les puces. Tel

qu'illustré figure 26(c), deux bras mobiles supportent respectivement une sonde électrique et un réseau de fibres optiques qui seront positionnés pour tester les différents circuits présents sur la plaque. Selon le nombre de circuits et de puces à mesurer, la caractérisation d'une plaque pourra prendre entre quelques minutes et quelques dizaines d'heures. Cette méthode est donc particulièrement intéressante pour réaliser des tests statistiques sur les composants optiques ou électro-optiques.



**Figure 26,** Station de test électro-optique automatisée à STMicroelectronics. (a) Vue d'ensemble, (b) station d'accueil du substrat et (c) zoom sur les têtes de test électrique (gauche) et optique (droite).

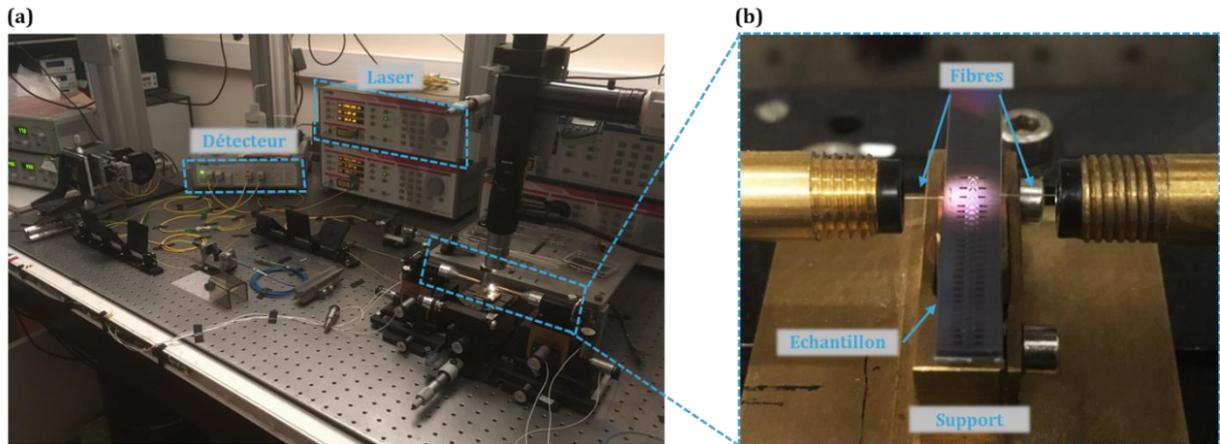
Malgré tous les avantages de cette méthode, elle n'a été utilisée que de façon marginale pendant ce travail de thèse. En effet, les coupleurs à réseau présentent deux inconvénients : leur efficacité de transmission est intrinsèquement dépendante à la longueur d'onde du signal incident et ils ne fonctionnent que pour un seul état de polarisation. Or, comme mentionné dans l'introduction de ce manuscrit, la majorité des composants développés pendant cette étude doivent fonctionner sur une grande gamme de longueur d'onde ( $>100\text{nm}$ ) et également pour les deux états de polarisation du signal optique. De plus, les réseaux de couplage en SiN étant encore en phase de développement, il apparaissait risqué de ne compter que sur eux pour caractériser l'ensemble des composants proposés. Enfin, les procédés de fabrication du circuit SiN étant encore en cours d'optimisation, il ne semblait pas intéressant de réaliser des mesures statistiques de ces composants. Tous ces éléments ont donc favorisé l'utilisation d'une autre approche, présentée dans la partie suivante.

## 2.5.2 – Banc manuel, couplage par la tranche

### 2.5.2.1 - Description

Comme mentionné précédemment, la plupart des composants développés ici nécessitaient d'être testés selon les deux états de polarisation de la lumière (TE et TM), et sur une grande gamme de longueur d'onde (typiquement entre  $1,25\mu\text{m}$  et  $1,35\mu\text{m}$ ). Ce type de caractérisation est tout à fait envisageable via un couplage par la tranche. Il s'agit simplement d'abouter une fibre optique à un guide d'onde, lui-même relié à la structure à caractériser, le banc de mesure utilisé est illustré en figure 27(a) (une vue schématique est présentée figure 31). Contrairement à un couplage par réseau, cette méthode impose d'aligner les composants à caractériser pour faciliter le découpage des puces. Afin de d'optimiser l'espace sur le réticule, les dispositifs ont donc été disposés en colonnes, on obtient ainsi des puces rectangulaires relativement allongées avec les composants les uns à la suite des autres. Une telle puce est visible

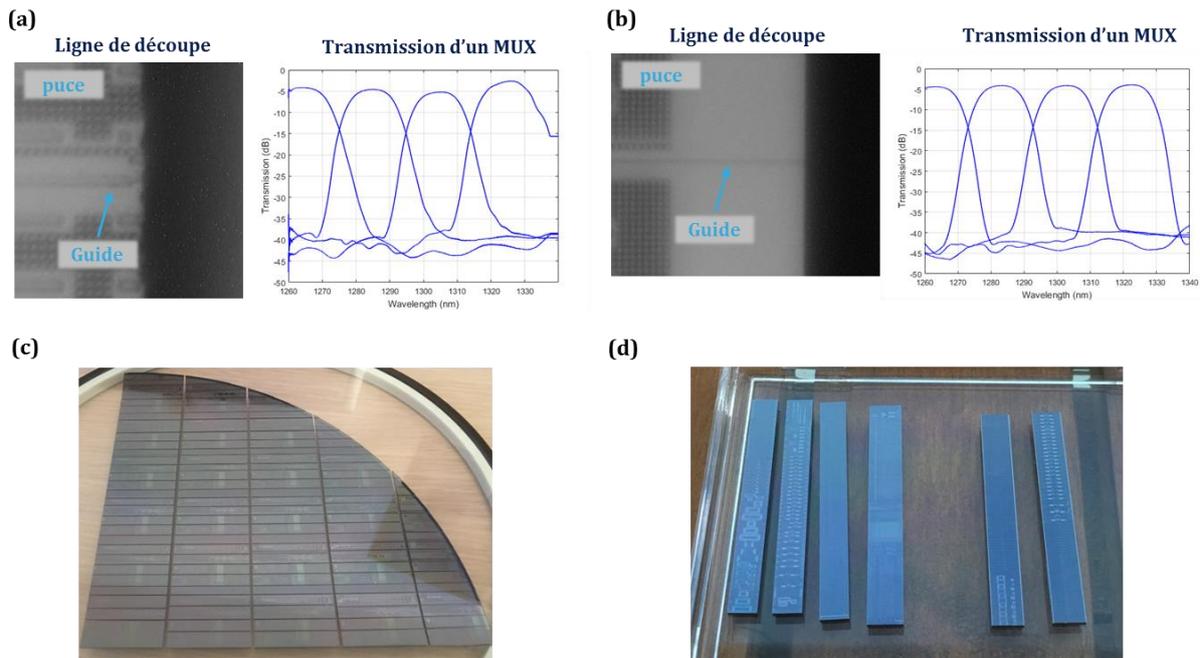
en figure 27(b). Afin de minimiser les pertes de couplage, les fibres optiques sont généralement lentillées pour adapter la taille du mode optique de la fibre (environ  $9\mu\text{m}$  de diamètre) à la taille de celui d'un guide ( $<1\mu\text{m}$  de diamètre). Un alignement fibre/puce particulièrement précis est donc de rigueur. Par conséquent, l'ensemble du banc est monté sur une table pneumatique, limitant les vibrations lors de la mesure, et le positionnement des fibres est assuré par des moteurs piézoélectriques, contrôlés manuellement, avec une résolution de l'ordre de quelques dizaines de nanomètres.



**Figure 27,** (a) Vue d'ensemble du banc de test par couplage en bout utilisé au C2N. (b) Zoom sur l'échantillon et les fibres de couplage.

Un autre élément important pouvant impacter l'efficacité et la reproductibilité du couplage fibre/puce est l'état de surface généré sur le flanc des puces lors du découpage. La méthode généralement utilisée est le clivage. Tout d'abord, le cristal en silicium du substrat est fragilisé par une entaille réalisée à l'aide d'une pointe en diamant. Puis, en appliquant une contrainte, l'échantillon va se diviser en suivant un plan cristallin du substrat, laissant une facette extrêmement lisse. Cependant, cette méthode est particulièrement fastidieuse et aléatoire. De plus, elle ne permettrait de récupérer que quelques puces sur toute une plaque de 300 mm, telles que celles utilisées ici. Les premiers essais de découpe de puces ont donc été réalisés en utilisant une méthode héritée de la microélectronique, la scie optique. La plaque à découper est fixée sur un support mobile qui va se déplacer sous un disque de découpe à grains en diamants qui va donc séparer les puces les unes des autres. Malgré l'utilisation de disques de découpe optique (optimisés pour minimiser la rugosité générée lors de la découpe grâce à des grains très fins), l'état de surface des flancs de la puce découpée était relativement dégradé, comme on peut le voir figure 28(a). La réponse d'un multiplexeur quatre canaux a été mesurée sur une puce découpée à la scie, elle est présentée figure 28(b). Comme on peut le voir, l'efficacité de transmission semble beaucoup varier d'un canal à l'autre, mais il s'agit en fait d'une différence d'efficacité de couplage due à la non homogénéité du flanc de la puce. Une autre technique de découpe a donc été envisagée : le « stealth dicing » [89].

La plaque à découper est placée sur un film autocollant étirable, puis, à un intervalle de quelques microns le long de la ligne de découpe, un laser pulsé haute puissance va être concentré dans le substrat en silicium (sous les structures optiques) créant une série de micro défauts dans la maille cristalline. De la même façon que le défaut créé par une pointe diamant favorise la rupture du substrat selon une direction, ces micros défauts vont fragiliser le cristal de silicium sur des directions spécifiques. Le film étirable sur lequel est disposée la plaque va ensuite être tendu dans toutes les directions et le substrat va se briser le long des défauts générés, libérant ainsi les puces. Au niveau des structures optiques, l'état de surface d'une puce découpée en « stealth dicing » sera donc aussi homogène que celui d'une puce clivée.



**Figure 28.** (a) Flanc d'une puce découpée à la scie optique et réponse en transmission d'un multiplexeur. (b) Flanc d'une puce découpée en « stealth dicing » et réponse en transmission du même multiplexeur. (c)  $\frac{1}{4}$  de plaque 300mm découpée en « stealth dicing ». (d) Echantillons extraits de la plaque découpée, prêts à être testés.

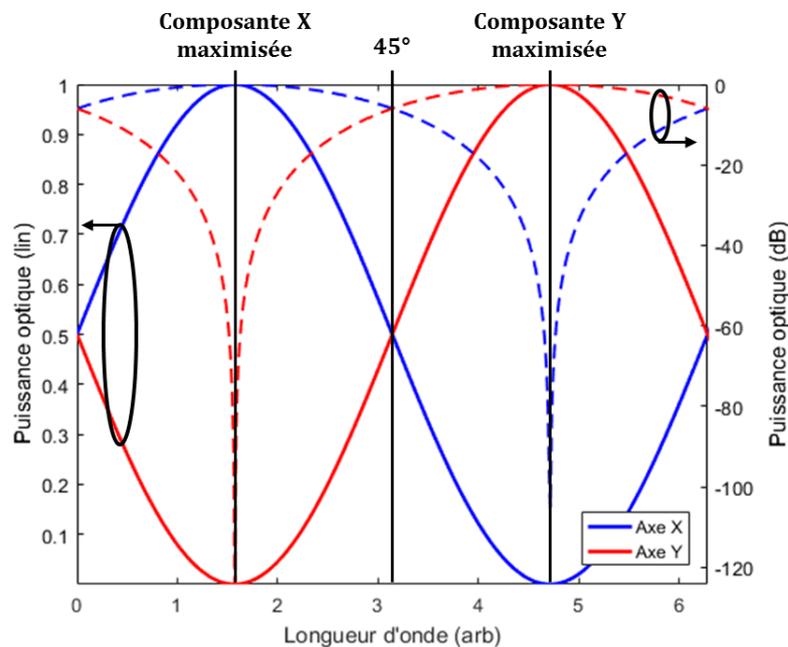
Un exemple de plaque découpée en « stealth dicing » est présenté figure 28(c), il s'agit d'un  $\frac{1}{4}$  de plaque 300mm car l'équipement disponible est normalement fait pour des plaques 200mm. La transmission du même multiplexeur a également été mesurée sur ces nouvelles puces, et le niveau de transmission des canaux est beaucoup plus homogène, démontrant ainsi l'intérêt de cette technique. Une fois la méthode de découpe des puces testée et approuvée, les campagnes de mesures des composants ont pu commencer. Malheureusement, un dernier élément était encore à optimiser pour pouvoir réaliser des caractérisations intéressantes : la gestion de la polarisation dans le banc de mesure.

### 2.5.2.2 – Gestion de la polarisation

Comme détaillé dans le chapitre IV de ce manuscrit, les guides d'onde photoniques utilisés ici sont capables de guider la lumière selon deux états de polarisation, transverse électrique (TE) et transverse magnétique (TM). Afin de valider le comportement des composants pour ces deux états de polarisation, il est nécessaire de contrôler parfaitement la composante de polarisation désirée tout en maintenant un fort taux de réjection pour l'autre composante (>40dB). La capacité de contrôle de polarisation du banc de mesure a donc été évaluée selon deux critères : la différence de puissance entre la composante souhaitée et celle non souhaitée, et la gamme de longueur d'onde sur laquelle le contrôle de polarisation est efficace, l'objectif étant de pouvoir caractériser correctement la réponse des composants aux deux états de polarisation TE et TM.

La polarisation en sortie du laser étant inconnue, on utilise deux éléments pour obtenir l'état de polarisation souhaité. Le premier est un contrôleur de polarisation : il contient trois lames à retard ( $\lambda/4$ ,  $\lambda/2$ ,  $\lambda/4$ ), formées par des boucles de fibres optiques soumises à un stress qui va induire une biréfringence. On peut donc décomposer la polarisation de la lumière incidente sur les deux axes, rapide et lent, de la fibre. Les lames  $\lambda/4$  permettent de passer d'une polarisation elliptique (ou circulaire) à une polarisation linéaire et la lame  $\lambda/2$  va, quant à elle, modifier l'orientation du vecteur de polarisation. On peut donc convertir n'importe quel état de

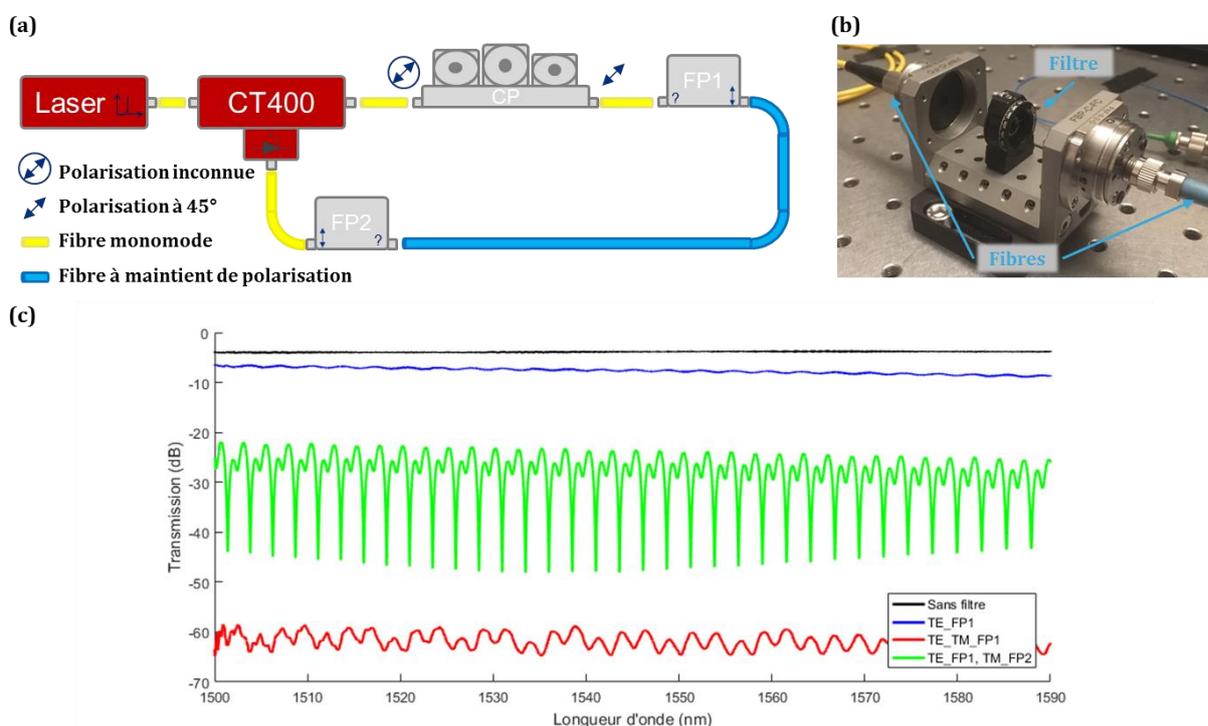
polarisation incident en un autre état arbitraire. Fonctionnant sur le principe du retard de phase entre les deux composantes orthogonales du champ électrique, cet élément est intrinsèquement dépendant à la longueur d'onde du signal incident (voir figure 29).



**Figure 29,** Représentation de la puissance portée par chaque composante de polarisation en fonction de la longueur d'onde pour un même réglage du contrôleur de polarisation. Les courbes pleines correspondent à une échelle linéaire (axe vertical de gauche), et les courbes en pointillées à une échelle logarithmique (axe vertical de droite).

A première vue, pour obtenir la polarisation souhaitée TE (TM), il suffirait donc de régler le contrôleur de telle façon que la composante X (Y) soit maximisée à la longueur d'onde de travail (sous réserve que les axes de la fibre soient bien alignés avec les axes du guide d'onde). Avec ce réglage, on injecte bien une seule composante de polarisation dans le guide. Cependant, dès que l'on s'éloigne de la longueur d'onde de réglage, la puissance optique portée par la polarisation non désirée augmente, ce qui perturberait fortement la mesure. Il a donc été choisi de régler le contrôleur à « 45 degrés », ainsi, la puissance portée par les deux composantes de polarisation est stable sur une gamme de longueur d'onde relativement élevée. Il reste cependant à supprimer la composante non désirée. Un deuxième élément de contrôle est donc ajouté : c'est un filtre qui ne laisse passer que la lumière polarisée selon une certaine direction. Théoriquement, il est donc possible d'injecter une seule des deux composantes de polarisation dans le guide d'onde et ce, sur une large gamme de longueur d'onde. Une vérification expérimentale a donc été effectuée via le montage présenté figure 30(a). Un laser est d'abord envoyé dans un CT400 (testeur de composant optique pour une calibration en longueur d'onde), puis passe par un contrôleur de polarisation et dans deux stations en espace libre pouvant accueillir des filtres de polarisation, telle que celle illustrée figure 30(b). Le premier filtre de polarisation, positionné en FP1, est d'abord réglé à 45° et le contrôleur de polarisation est ajusté pour maximiser la transmission du circuit, comme illustré par la courbe noire figure 30(c). On obtient donc un signal lumineux dont la puissance est à moitié portée par chaque composante de polarisation. La courbe bleue figure 30(c) représente la transmission du circuit si un filtre laissant passer la composante TE est présent au niveau de la station FP1 (TE\_FP1). On peut remarquer que l'on a perdu 3dB de puissance par rapport à la transmission du circuit sans filtre, confirmant le réglage à 45°. Afin de vérifier le taux de rejetion des filtres (perte d'injection subie par la composante non souhaitée), un second filtre est ajouté dans la station FP1, mais cette fois réglé pour ne laisser passer que la composante TM. Les deux filtres étant orthogonaux, les deux composantes TE et TM devraient donc être supprimées.

Comme illustré par la courbe rouge figure 30(c), la transmission obtenue est relativement proche de zéro, indiquant un taux d'extinction des filtres supérieur à 60dB sur une large gamme de longueur d'onde. Il faut cependant vérifier un dernier point : la capacité des fibres à maintenir l'état de polarisation généré. En effet, on sait maintenant produire correctement une unique composante de polarisation sur une relativement grande gamme de longueurs d'onde à la sortie d'un filtre (ici FP1). Mais, avant d'être injecté dans l'échantillon, le signal lumineux doit encore passer par une fibre optique d'injection. On choisira donc une fibre à maintien de polarisation qui possède un cœur asymétrique limitant le couplage entre les deux composantes. Pour vérifier la capacité de la fibre à maintenir l'état de polarisation injecté, un filtre TE est placé dans la station FP1 et un filtre TM dans la station FP2. On se retrouve donc dans une configuration de filtres croisés. Si la fibre maintient correctement l'état de polarisation, on devrait donc obtenir un niveau de transmission identique à celui des filtres croisés dans la station FP1 (courbe rouge figure 30(c)). Or, comme illustré par la courbe verte, on obtient un niveau de transmission beaucoup plus élevé.



**Figure 30**, (a) Schéma du montage de test avec un contrôleur de polarisation (CP) et deux stations en espace libre accueillant des filtres de polarisation (FP1 & FP2). (b) Photo d'une station espace libre accueillant un filtre. (c) Mesure de la transmission du montage en fonction de différentes configurations de filtres.

Il apparaît donc que la fibre optique entre les deux filtres FP1 & FP2 ne maintienne pas correctement l'état de polarisation injecté. Plusieurs fibres différentes ont été testées avec des résultats relativement similaires. Pour obtenir un meilleur taux d'extinction, il faudrait par exemple remplacer la fibre d'injection à maintien de polarisation par un couplage en espace libre, l'état de polarisation restant relativement stable dans l'air. Cette option a été envisagée, mais le temps d'alignement d'un couplage en espace libre s'est avéré incompatible avec le nombre de composants à caractériser.

Une autre solution serait d'intégrer le filtre de polarisation directement sur la puce. On peut d'ailleurs noter qu'un réseau de couplage agit comme un filtre en polarisation, améliorant encore le taux d'extinction. Il faudrait cependant dupliquer les composants à tester en connectant chacune des deux itérations à des coupleurs TE ou TM. La solution du couplage par la tranche avec fibre d'injection et de collection a donc été conservée : le schéma du circuit est présenté

figure 31. Le taux d'extinction du banc est donc d'environ 10dB, ce qui a perturbé les caractérisations de certains composants, notamment ceux présentés dans le chapitre quatre, dédiés à la gestion de polarisation.

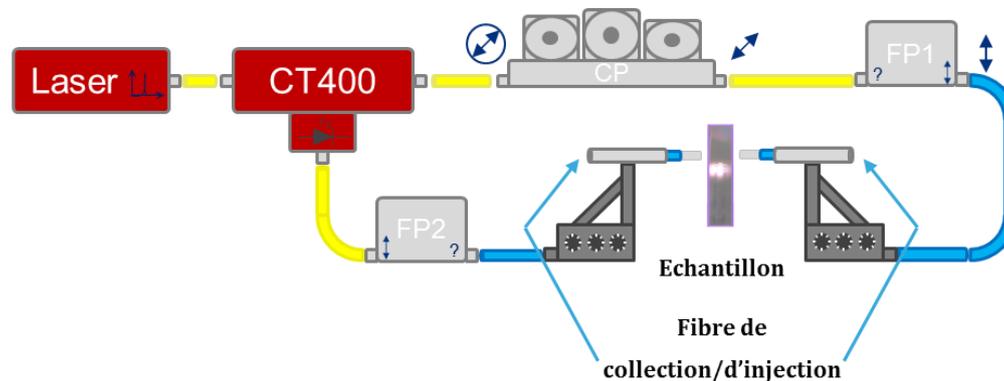


Figure 31, Schéma du circuit optique de mesure des composants.

## 2.6 – Conclusion

L'intégration d'un second circuit optique en SiN au sein d'une puce de photonique silicium permettrait donc d'obtenir une plateforme optique intégrée particulièrement performante. Si quelques démonstrations d'une telle co-intégration sont présentes dans la littérature, il restait néanmoins à démontrer la faisabilité au sein d'un environnement industriel pour définitivement valider l'intérêt de cette plateforme photonique. Au cours de ce chapitre, l'ensemble des étapes de développement du circuit SiN (et des dispositifs qu'il contient) ont été exposées. Tout d'abord, différents outils de simulation ont été identifiés pour réaliser la conception des composants optiques. En effet, tous les solveurs n'utilisant pas la même méthode de calcul, il est nécessaire d'en choisir un qui soit adapté à la géométrie composant à modéliser. Puis, un ensemble de fonctions a été développé pour pouvoir réaliser efficacement l'architecture sur masque des différents composants tout en respectant les règles de dessin imposées. Une étude des contraintes technologiques et optiques a ensuite permis de déterminer un schéma d'intégration valide pour le circuit SiN au sein de la technologie photonique PIC50G de STMicroelectronics. Ensuite, les étapes de fabrication des structures SiN ont été développées en conformité avec les contraintes précédemment identifiées. Enfin, la pertinence de différentes méthodes de caractérisation optique a été évaluée pour sélectionner la plus adaptée aux composants développés durant cette thèse. Une étude approfondie des caractéristiques du banc de mesure a notamment permis de mieux comprendre la signature optique de certains composants.

Ainsi, la co-intégration à l'échelle industrielle d'un circuit optique en SiN dans une puce photonique silicium apparaît comme réalisable malgré les contraintes imposées. L'ensemble des étapes de fabrication du circuit SiN ayant été validés, le développement de composants optiques peut maintenant commencer afin d'évaluer les performances de cette plateforme.

# Chapitre 3 – Composants élémentaires

---

3.1. Introduction	55
3.2. Guides d'onde	55
3.2.1. Guides d'onde ruban et en arête	55
3.2.1.1. Etude théorique	55
3.2.1.2. Résultats expérimentaux	57
3.2.2. Guides à fente et guides rubans à faible épaisseur	61
3.2.2.1. Etude théorique	61
3.2.2.2. Résultats expérimentaux	62
3.2.3. Transitions de guides	62
3.2.3.1. Etude théorique	63
3.2.3.2. Résultats expérimentaux	64
3.2.4. Sensibilité à la température	64
3.3. Couplage fibre/puce	66
3.4. Transition Si/SiN	68
3.5. Terminaison de guide d'onde	70
3.6. Filtre de signaux parasites	71
3.7. Coupleurs/séparateurs de puissance	72
3.7.1. Jonction Y	72
3.7.1.1. Principe	72
3.7.1.2. Résultats expérimentaux	73
3.7.2. Interféromètre multimode	74
3.7.2.1. Principe	74
3.7.2.2. Résultats expérimentaux	76
3.7.3. Coupleur directionnel	77
3.7.3.1. Principe	77
3.7.3.2. Résultats expérimentaux	78
3.7.4. Coupleur directionnel stabilisé	79
3.7.4.1. Principe	79
3.7.4.2. Résultats expérimentaux	81
3.8. Conclusion	82

---

## 3.1 – Introduction

Par définition, un circuit optique va contenir un ensemble de composants, réalisant chacun une fonction distincte comme par exemple la modulation, la détection ou encore le multiplexage. Pour connecter ces dispositifs entre eux, et donc former un véritable circuit, un élément est nécessaire : le guide d'onde. En faisant varier la forme de ces guides, on peut modifier leurs propriétés telles que les pertes de propagation, le confinement de la lumière, le rayon de courbure minimal ou encore le nombre de modes guidés. Il existe donc différentes géométries, chacune adaptée à une situation spécifique. Au cours de ce chapitre, la conception et la caractérisation d'une série de guides d'onde en SiN, avec des architectures différentes, seront donc présentées. Des transitions à faibles pertes ont également été réalisées et caractérisées pour pouvoir passer d'une géométrie de guide à une autre.

Pour obtenir un circuit complet, un certain nombre d'éléments sont encore nécessaires, comme par exemple un système de couplage fibre/puce. Les composants du circuit pouvant générer des parasites, un filtre semble incontournable. On peut également citer les terminaisons de guides d'onde, qui permettent d'absorber les signaux optiques résiduels tout en limitant les réflexions. La séparation/combinaison de signaux optiques est aussi une fonction fondamentale des circuits photoniques. Enfin, la transition permettant de passer du circuit silicium au circuit SiN est également un élément crucial de cette cointégration. La conception de ces composants ainsi que leurs performances expérimentales seront donc présentées dans la suite de ce chapitre. Les méthodes de caractérisation de ces structures seront également détaillées (spirales, résonateurs en anneaux, « cut-back »...).

## 3.2 – Guides d'onde

De façon similaire à une interconnexion dans une puce de microélectronique, le guide d'onde est donc l'élément central de n'importe quel circuit photonique. La réalisation de guides destinés au routage de signaux optiques sera donc présentée dans la partie suivante. Par ailleurs, certaines géométries spécifiques permettent de maintenir la lumière à l'extérieur du guide, maximisant ainsi l'interaction avec l'environnement, ce qui est particulièrement intéressant pour la réalisation de capteurs. Afin de préparer le développement d'éventuelles applications de ce type, deux géométries de guides à faible confinement ont donc été étudiées et seront présentées plus loin dans cette partie.

### 3.2.1 – Guides d'onde ruban et en arête

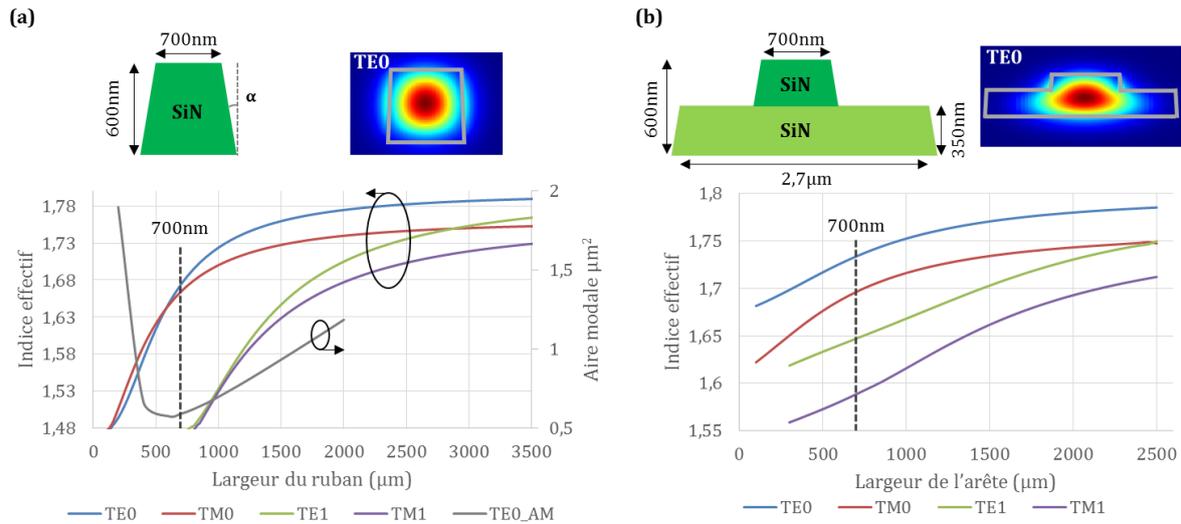
#### 3.2.1.1 – Etude théorique

Au sein de la littérature, on recense deux principales architectures pour réaliser le guidage de signaux optiques. La première dénommée guide ruban (ou « strip »), présentée figure 32(a), prend généralement la forme d'un cœur rectangulaire encapsulé par un matériau d'indice optique plus faible. Cependant, dans le cas d'un circuit réalisé dans un environnement CMOS comme c'est le cas ici, le cœur du guide prend la forme d'un trapèze à cause de la pente générée lors du procédé de gravure. De plus, la hauteur du film déposé est généralement un paramètre fixe, les propriétés du guide seront donc ajustées en jouant sur sa largeur. La variation de l'indice effectif des quatre premiers modes guidés en fonction de la largeur du guide ruban est présentée figure 32(a). Dans le cas d'un guide destiné au routage de signaux optiques, la réduction des

perdes de propagation est généralement recherchée, le signal est donc porté par le mode fondamental du guide, TE<sub>0</sub> ou TM<sub>0</sub>. Ainsi, on choisira un guide tel que seul le mode fondamental soit guidé, ce qui correspond à une largeur inférieure à 700nm à une longueur d'onde de 1300nm. Comme illustré par la courbe grise figure 32(a), l'aire du mode TE<sub>0</sub> atteint un minimum autour de 550nm, puis augmente fortement au fur et à mesure que la largeur du guide diminue. Ce régime correspond au déconfinement du mode optique qui va avoir tendance à sortir du cœur du guide. Un tel mode possède des pertes de propagation remarquablement faibles, cependant, sa taille le rend inutilisable dans le cas d'une cointégration à cause de la proximité avec les autres éléments de la puce, et notamment du substrat silicium. A titre de comparaison, à une longueur d'onde de 1300nm, l'aire modale [62] du mode TE<sub>0</sub> d'un guide SiN de 50nm de large est de 11.4 $\mu\text{m}^2$ , celle d'un guide SiN de 700\*600nm est de 0,592 $\mu\text{m}^2$ , et celle d'un guide silicium monomode de 300\*300nm est de 0,086 $\mu\text{m}^2$ . Un premier guide ruban de largeur 700nm a donc été étudié et caractérisé expérimentalement, les résultats seront présentés dans la suite de cette partie.

Les guides monomodes autorisent donc un confinement élevé, qui va se traduire par une aire modale faible, et des rayons de courbure relativement restreints, permettant de gagner en compacité. De par leurs dimensions réduites, ils sont en revanche particulièrement sensibles aux variations de fabrication et souffrent de pertes de propagation élevées à cause de la forte fraction de champ présente au niveau des interfaces rugueuses entre le cœur du guide et l'encapsulation. Dans le cas où ces paramètres sont particulièrement critiques, comme par exemple pour un gyroscope ou un LiDAR qui nécessitent des guides particulièrement longs, il faut envisager d'autres options. La première consiste simplement à augmenter la largeur du guide, afin de se rapprocher d'un guide ruban de dimensions latérales infinies supprimant ainsi l'influence des interfaces latérales. Il faut cependant manipuler ce type de guide avec précaution car, comme on peut le voir sur le graphique figure 32(a), des modes d'ordres supérieurs sont également guidés. Pour éviter un couplage avec ceux-ci, les guides multimodes seront toujours rectilignes. Si un virage est nécessaire, la largeur du guide sera progressivement réduite (à l'aide d'une transition adiabatique, c.à.d. que l'énergie reste dans le mode fondamental) pour atteindre celle d'un guide monomode. Trois autres géométries de guides rubans ont donc également été étudiées, avec des largeurs de 1200, 1700 et 2500nm.

En plus des guides rubans, une seconde architecture dénommée guide en arête (ou « rib »), présentée figure 32(b), est également très répandue. Elle consiste à graver partiellement le cœur du guide pour former l'arête (en vert foncé) reposant sur le slab (en vert clair). Comparé à un guide ruban de largeur identique, un guide en arête va moins confiner la lumière et limiter l'interaction entre le mode et les flancs du guide [90], [91] : les pertes de propagation seront donc réduites. Cependant, le confinement latéral étant moins fort, ces guides nécessitent des rayons de courbure importants. De même que pour les guides rubans multimodes, on pourra donc recourir à un guide ruban monomode si un virage est nécessaire. Comme on peut le voir sur le graphique figure 32(b), les modes d'ordres supérieurs sont présents quel que soit la largeur de l'arête. A cause de la hauteur importante du slab, ces modes sont en réalité confinés directement dans le slab, ils pourraient même exister s'il n'y avait pas d'arête (ce qui correspond à un guide ruban). Il faut donc être prudent avec ce type de guides pour éviter un couplage avec ces modes d'ordres supérieurs. Une largeur d'arête de 700nm a donc été choisie comme valeur de référence, en tant que compromis entre compacité et pertes de propagation. La largeur du slab a été fixée en accord avec cette valeur, une série de simulation a permis d'identifier la distance à partir de laquelle une variation de largeur du slab n'influence plus l'indice effectif du mode fondamental TE<sub>0</sub>. Une distance de 1 $\mu\text{m}$  de chaque côté de l'arête semble satisfaisante.



**Figure 32.** (a) Vue en coupe d'un guide ruban monomode, évolution de l'indice effectif des quatre premiers modes et de l'aire modale du mode TE0 en fonction de la largeur du guide. (b) Vue en coupe d'un guide en arête de dimensions standard, évolution de l'indice effectif des quatre premiers modes en fonction de la largeur du guide. L'ensemble de ces simulations sont réalisées à une longueur d'onde de 1300nm.

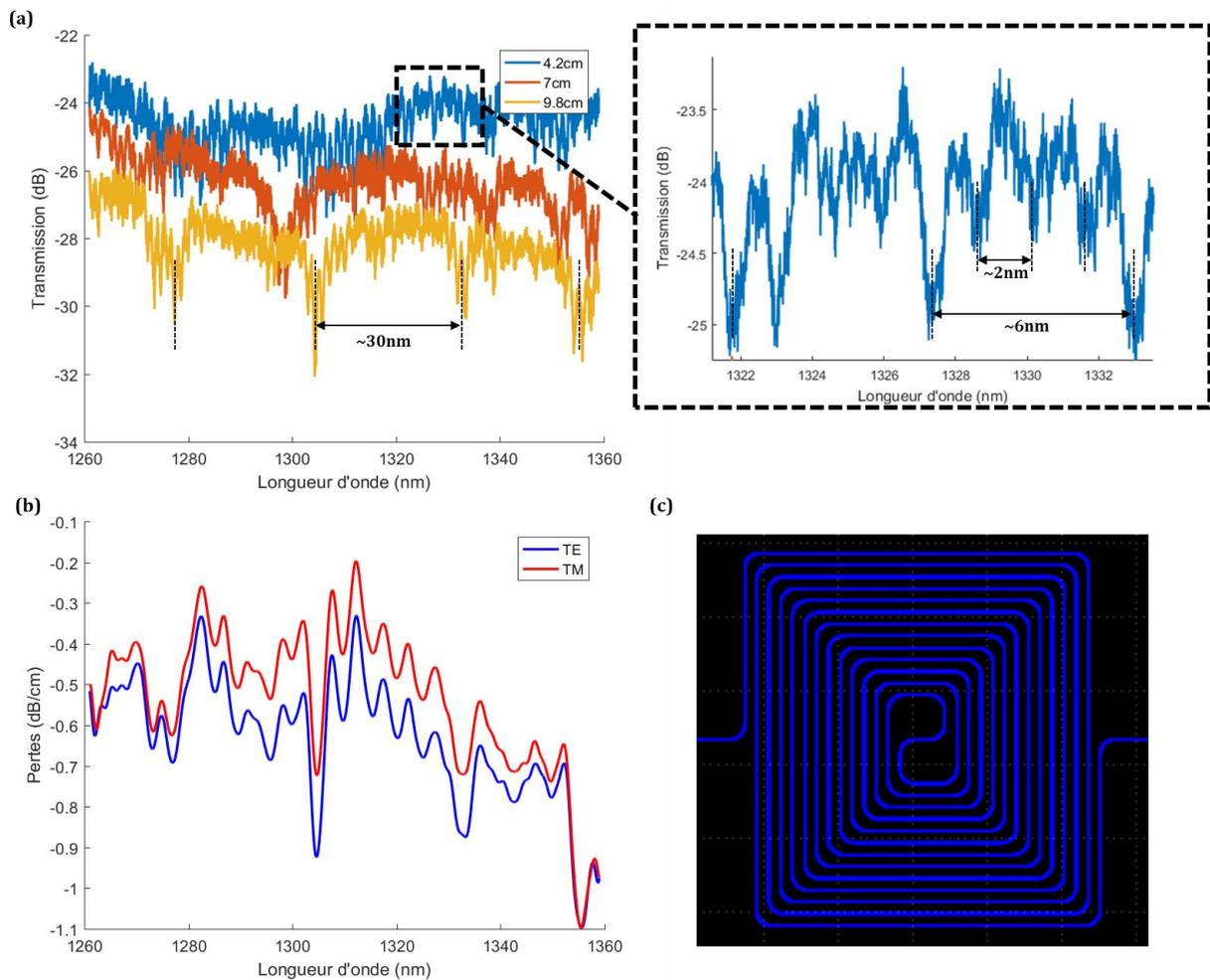
Deux géométries de guides ont donc été étudiées, ainsi que l'impact des variations de la largeur de ces guides sur leurs propriétés de guidage de la lumière. Les pertes de propagation ainsi que les pertes de transmission en fonction du rayon de courbure ont été caractérisées pour l'ensemble de ces architectures de guides, ces résultats sont présentés dans la partie suivante.

### 3.2.1.2 – Résultats expérimentaux

La méthode utilisée pour mesurer les pertes de propagation de guides d'onde est héritée de la technologie des fibres optiques : elle est dénommée « cutback technique ». Elle consiste à mesurer plusieurs guides, de géométries identiques, mais de longueurs différentes. Les pertes de transmission en fonction de la distance parcourue sont ainsi obtenues et les pertes de propagation (en dB/cm) sont extraites de la pente de la courbe (le plus souvent via une régression linéaire). Cette méthode a l'avantage d'améliorer fortement la précision, comparée à la mesure d'un guide unique qui serait particulièrement sensible aux variations de l'efficacité de couplage entre les fibres optiques d'injection/collection et le guide à caractériser. Pour encore augmenter la précision de mesure, l'idéal est de mesurer des guides dont la différence de longueur est importante afin de maximiser la variation de transmission. Pour gagner en compacité, les guides sont généralement enroulés sur eux même à la manière d'une spirale (figure 33(c)). Chaque géométrie de guide a donc été caractérisée via trois spirales de différentes longueurs, mais contenant chacune le même nombre de virages pour s'affranchir de leur contribution aux pertes de transmission.

La transmission en polarisation TE de trois spirales avec des guides rubans de 700nm de large est présentée figure 33(a). Le spectre est relativement bruité : il y a notamment de fortes pertes de transmission à certaines longueurs d'onde spécifiques. L'origine de ces oscillations peut être multiple, les transitions entre les guides mono et multimodes pourrait par exemple entraîner l'excitation de modes d'ordre supérieurs qui vont interférer [92]. La rugosité présente à la surface du guide est également une source potentielle des oscillations de la transmission. En effet, ces imperfections peuvent être assimilées à des variations locales des dimensions du guide qui vont entraîner de multiples réflexions se traduisant par des oscillations de la transmission [93], [94].

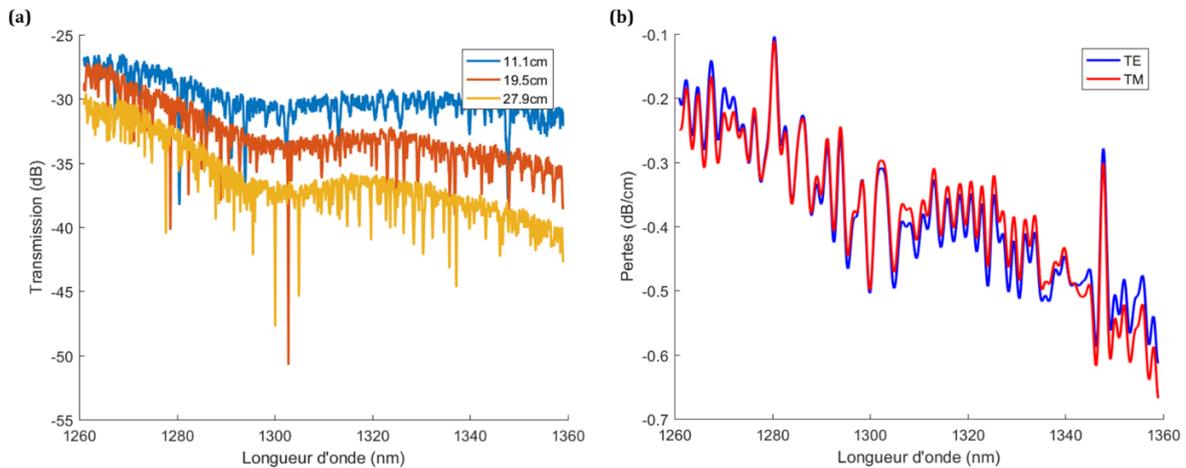
En regardant attentivement, on peut distinguer des oscillations de périodes distinctes (voir figure 33(a)), ce qui pourrait correspondre aux résonances de cavités type Fabry-Perot. A noter que la période de ces oscillations dépend de la longueur de la cavité. Ces cavités sont constituées de deux miroirs qui peuvent être formés par divers éléments du guide tel que les facettes de la puce [95], des virages trop abruptes ou n'importe quelle variation rapide de l'indice effectif du guide. On pourrait donc attribuer les oscillations lentes ( $\sim 30\text{nm}$  et  $\sim 6\text{nm}$ ) à des cavités courtes ( $\sim 14\mu\text{m}$  et  $\sim 70\mu\text{m}$  avec  $n_g = 2$ ), par exemple formées par les multiples virages de la spirale, et les oscillations rapides ( $\sim 2\text{nm}$ ) aux facettes de la puce (cavité de  $\sim 200\mu\text{m}$ ).



**Figure 33,** (a) Transmissions en polarisation TE de trois spirales de longueurs différentes à guides rubans monomodes. (b) Pertes de propagation pour un guide ruban monomode, extraites de la transmission des trois spirales précédentes. (c) Guide d'onde en spirale utilisé pour réaliser les caractérisations de pertes de propagation.

Pour améliorer la qualité de la modélisation linéaire utilisée pour extraire les pertes de propagation, les spectres mesurés vont tout d'abord être filtrés. La méthode classique consiste à moyenniser les points de données, mais cela déforme fortement la réponse des composants, notamment dans le cas de changements abrupts comme par exemple pour les multiplexeurs. La méthode de filtrage utilisée ici consiste donc à effectuer une transformée de Fourier du spectre mesuré, puis à réduire l'amplitude des composantes fréquentielles non désirées. Ce sont généralement les plus hautes fréquences, qui correspondent aux oscillations rapides telles que celles observées ici (voir zoom figure 33(a)). Une transformée de Fourier inverse permet ensuite d'obtenir le spectre filtré, et non déformé, dans l'espace réel. Comme illustré figure 33(b), les pertes de propagation des guides rubans de 700nm de large ont été extraites des spectres mesurés, et sont inférieures à 0,6dB/cm en TE et TM à une longueur d'onde de 1300nm.

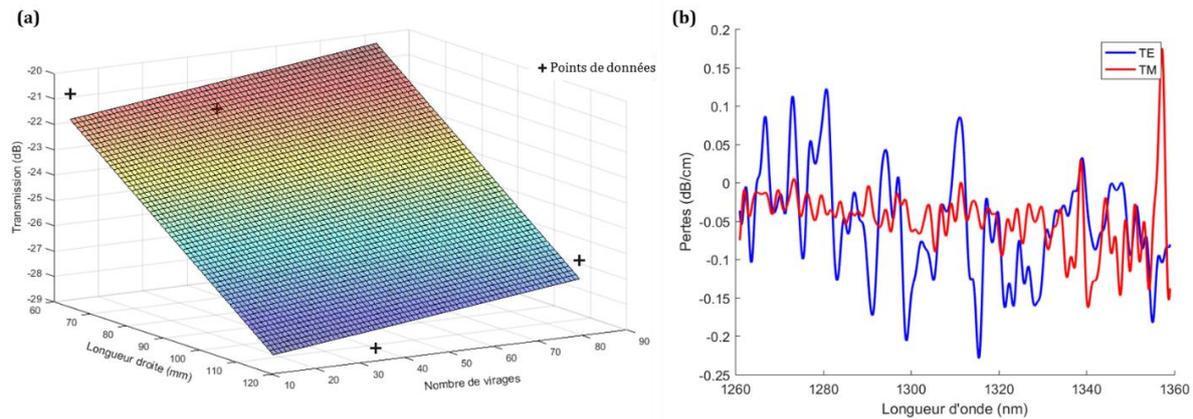
Les pertes de transmission de virages à  $90^\circ$  pour différents rayons de courbure ont également été caractérisées. La méthode sera détaillée ci-dessous dans le cas des guides en arête. Un rayon de courbure de  $40\mu\text{m}$  permet d'atteindre des pertes négligeables (inférieures à  $0,01\text{dB}$ ) en polarisation TE et TM, c'est donc cette valeur qui sera retenue. Il est possible de gagner en compacité par exemple en utilisant des courbes de Bézier [96], mais la compacité n'apparaît pas comme une priorité pour les applications visées.



**Figure 34,** (a) Transmissions en polarisation TE de trois spirales de longueurs différentes type ruban de largeur  $1700\text{nm}$ . (b) Pertes de propagation pour un guide ruban de largeur  $1700\text{nm}$ , extraites de la transmission des spirales précédentes.

Comme mentionné précédemment, l'augmentation de la largeur d'un guide ruban permet de réduire les pertes de propagation. Cela implique qu'il faut augmenter la longueur des spirales pour être capable de mesurer les différences de transmission entre les différentes spirales. Les guides rubans multimodes de  $1700\text{nm}$  de large ont par exemple été caractérisés via trois spirales contenant chacune 222 virages et dont la plus longue était de  $28\text{cm}$ . La transmission en polarisation TE de ces trois spirales est présentée figure 34(a). Comme pour les guides monomodes, de fortes oscillations sont présentes. Elles pourraient également être attribuées à des battements entre les différents modes ou à l'apparition de cavités Fabry-Perot. Ces spectres ont également été filtrés et, comme illustré figure 34(b), des pertes de propagation inférieures à  $0,4\text{dB/cm}$  ont été obtenues à une longueur d'onde de  $1300\text{nm}$  pour les deux polarisations. Des transmissions spectrales de forme relativement similaire ont été obtenus en appliquant la même méthode pour les guides rubans de  $1200\text{nm}$  et  $2500\text{nm}$  avec des pertes de propagations inférieures à  $0,45\text{dB/cm}$  et  $0,35\text{dB/cm}$  à une longueur d'onde de  $1300\text{nm}$  et pour les deux polarisations TE et TM.

Les pertes de propagation des guides en arête monomodes ont également été évaluées à l'aide de spirales. Pour déterminer le rayon de courbure adapté à ces guides, on utilise cette fois quatre spirales de longueurs différentes et contenant chacune un nombre de virages distinct. Ainsi, une même spirale permet de mesurer les pertes de propagation des sections rectilignes et les pertes de transmission des virages, réduisant ainsi l'espace occupé sur le masque [90]. La transmission de chaque spirale est donc fonction de sa longueur et du nombre de virages qu'elle contient. En représentant ces données en trois dimensions (voir figure 35(a)), il est possible de réaliser une modélisation multilinéaire sur les deux axes du graphique (nombre de virages & longueur rectiligne), ce qui correspond à un plan, et donc d'extraire les deux figures de mérite.



**Figure 35,** (a) Régression multilinéaire sur la transmission de quatre spirales contenant un nombre de virages et une longueur différentes. (b) Pertes de propagation pour un guide en arête monomode.

Des pertes de propagation inférieures à 0,1dB/cm sont obtenues à une longueur d'onde de 1300nm pour les deux polarisations (voir figure 35(b)). Cette méthode a été appliquée pour trois rayons de courbure, 60 $\mu$ m, 80 $\mu$ m et 100 $\mu$ m. Les pertes d'insertion ne diminuant pas entre 80 et 100 $\mu$ m, et étant inférieures à 0,05dB par virage de 90°, un rayon de courbure de 80 $\mu$ m semble donc tout indiqué.

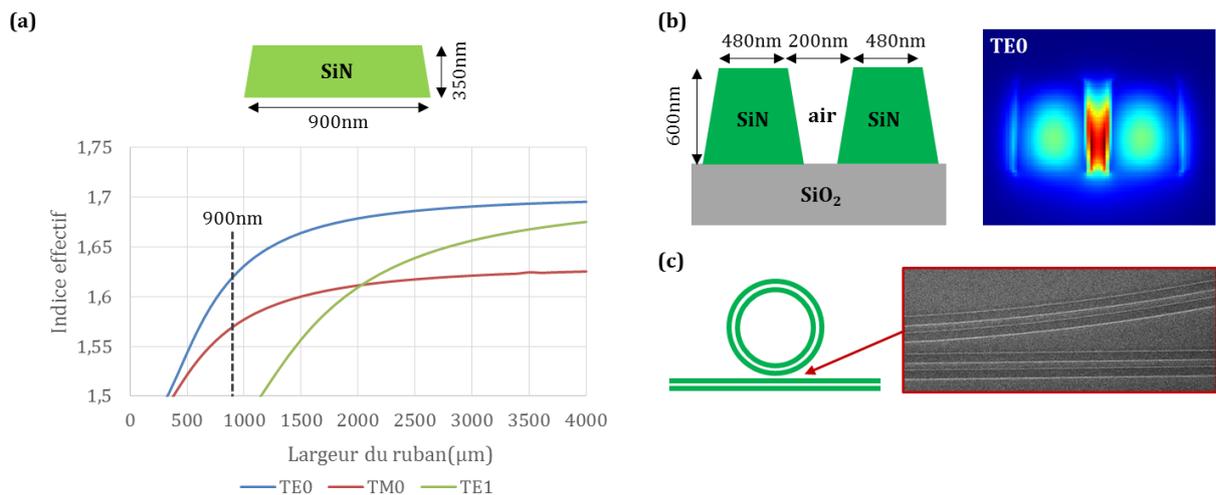
Contrairement à ce qui était supposé au départ, l'augmentation significative de la largeur du guide ruban n'a eu qu'un faible impact sur les pertes de propagation. Au vu de ces résultats, il semble que ce ne soit pas la rugosité des flancs du guide qui soit le principal mécanisme de déperdition : deux autres hypothèses ont donc été envisagées. La première serait que le SiN amorphe qui compose le cœur du guide produise l'absorption ou la diffusion du signal optique à cause de défauts. Ainsi, quelle que soit la largeur du guide, une fraction de la puissance du signal serait perdue. Cette hypothèse semble cohérente avec les mesures de guides ruban à faible épaisseur en polarisation TE présentées dans la partie suivante. En effet, ce type de guide propose des pertes de propagation inférieures à celle du guide ruban monomode, ce qui pourrait s'expliquer par la plus faible fraction de champ présente dans le cœur du guide. Cependant, les pertes de propagation du guide en arête (donc à fort confinement) présenté précédemment étant plus faibles que celles du guide ruban monomode, cette théorie semble invalide. La deuxième hypothèse suggère que la distance entre le guide et le substrat ne soit pas suffisante et qu'une partie de la puissance optique portée par le guide se couple dans le substrat en silicium. Si c'était le cas, on pourrait effectivement observer une diminution des pertes de propagation pour des largeurs de guides supérieures, mais elle resterait limitée à cause du couplage avec le substrat. Cependant, tout comme pour la première hypothèse, celle-ci semble contredite par les très faibles pertes mesurées sur le guide en arête qui devrait souffrir du même problème.

Pour identifier définitivement le mécanisme de déperdition de ces guides SiN, il est ainsi apparu nécessaire de réaliser une nouvelle étude plus poussée. Un point de départ serait de remesurer l'ensemble de ces spirales avec un couplage par réseau (moins sensible aux erreurs d'alignement que le couplage en bout utilisé ici) et de recourir à un banc automatique afin d'obtenir de la statistique.

## 3.2.2 – Guides à fente et guides rubans à faible épaisseur

### 3.2.2.1 – Etude théorique

Comme mentionné dans l'introduction de ce chapitre, la photonique sur nitrure de silicium semble particulièrement adaptée à la réalisation de capteurs [18], [19], [97]. Pour augmenter la sensibilité du capteur, il est nécessaire de maximiser l'interaction entre le milieu à sonder et le champ optique du guide. Contrairement aux guides présentés précédemment, on cherchera donc ici à faire sortir au maximum le mode optique du guide. Comme on a pu le voir, une première solution consiste à réduire fortement la largeur du guide pour déconfiner les modes guidés. Cependant, en réduisant le confinement latéral, le rayon de courbure nécessaire pour limiter les pertes dans les sections courbes va augmenter considérablement, ce qui va avoir un impact non négligeable sur la taille du système. De fait, on choisira de réduire le confinement vertical plutôt qu'horizontal, en optant pour un guide plus fin. La hauteur des films déposés en microélectronique est généralement un paramètre fixe, mais on dispose ici de deux niveaux de gravure. On peut donc réaliser un premier guide à faible confinement en utilisant le second niveau de gravure qui va former un guide ruban de 350nm d'épaisseur (voir figure 36(a)). L'indice effectif des trois premiers modes guidés a également été calculé en fonction de la taille du guide. Une largeur de 900nm a été choisie pour que ce guide reste monomode. Ses pertes de propagation ont été caractérisées et seront présentées dans la partie suivante.

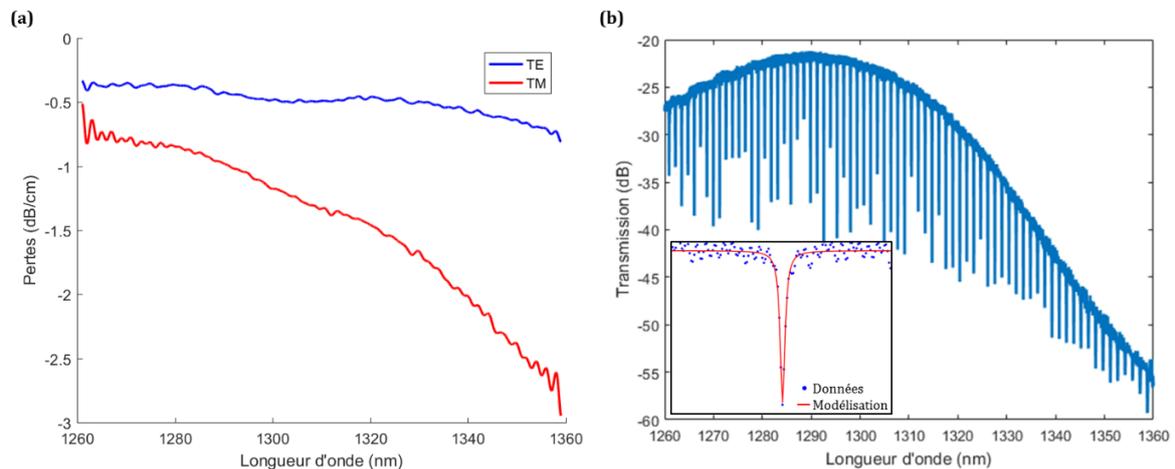


**Figure 36,** (a) Vue en coupe d'un guide ruban monomode, évolution de l'indice effectif des trois premiers modes en fonction de la largeur du guide. (b) Vue en coupe d'un guide à fente avec des dimensions standard, répartition du champ électrique dans le guide. (c) Schéma en vue de dessus, et image prise au microscope électronique, d'un résonateur en anneau à base de guides à fente.

Une seconde architecture a également été étudiée : les guides à fente (ou guide « slot »). Cette géométrie de guide particulière (voir figure 36(b)) consiste en deux lignes relativement proches formées d'un matériau à fort indice optique, et entourés par un milieu d'indice plus faible. Dans cette configuration, la forte discontinuité du champ électrique à l'interface entre les matériaux d'indices optiques différents va se traduire par le confinement d'une partie de la puissance du mode optique dans la fente [98]. Par ailleurs, l'utilisation de lignes en SiN plutôt qu'en silicium permet de travailler avec une fente beaucoup plus large, ce qui facilite grandement la fabrication, mais est également bénéfique pour la sensibilité du capteur, car la pénétration de l'élément à caractériser sera facilitée si la fente est large [99]. Une limite haute sera cependant imposée par le contraste vertical entre l'oxyde et l'air, qui a tendance à pousser le mode optique vers le substrat. Quelques simulations ont permis d'identifier les dimensions optimales (voir

figure 36(b)). La répartition du champ électrique du mode fondamental est également visible. Comme on peut le voir figure 36(c), des résonateurs en anneaux à base de guides à fente ont été réalisés. Leur fonctionnement en tant que capteur n'a pas encore pu être validé, seul le facteur de qualité a été caractérisé. Ces résultats sont présentés dans la partie suivante.

### 3.2.2.2 – Résultats expérimentaux



**Figure 37**, (a) Pertes de propagation pour un guide ruban monomode. (b) Transmission d'un résonateur en anneau à base de guide à fente. La miniature montre une modélisation d'une résonance à base de fonction lorentzienne permettant d'extraire le facteur de qualité du résonateur.

De même que pour les guides destinés au routage, la transmission des guides ruban a été caractérisée en utilisant une série de trois spirales. Des pertes de propagation relativement faibles, inférieures à 0,5dB/cm à 1300nm, sont obtenues pour la polarisation TE (voir figure 37(a)). En revanche, on observe des pertes beaucoup plus élevées pour la polarisation TM, augmentant en même temps que la longueur d'onde. L'aire d'un mode optique augmente avec la longueur d'onde du signal, cette signature particulière est donc attribuée à un couplage du mode dans le substrat. Cela indique que la distance entre le guide ruban SiN et le support en silicium est proche de la limite, et qu'il faudrait mieux l'augmenter pour éviter de souffrir de pertes de propagation élevées.

Le manque de temps et d'espace n'a pas rendu possible la réalisation de spirales pour les guides à fente. Cependant, des résonateurs en anneaux ont été fabriqués, la transmission de l'un d'eux est présentée figure 37(b). Des résonances avec des taux d'extinction supérieurs à 15dB ont été démontrées, témoignant de la bonne injection du mode fente dans le résonateur. De plus, la modélisation des résonances à l'aide d'une fonction lorentzienne (miniature figure 37(b)), a permis d'estimer le facteur de qualité de l'anneau à environ 30000, ce qui laisse supposer des pertes de propagation de l'ordre de quelques dB/cm [100].

### 3.2.3 – Transitions de guides

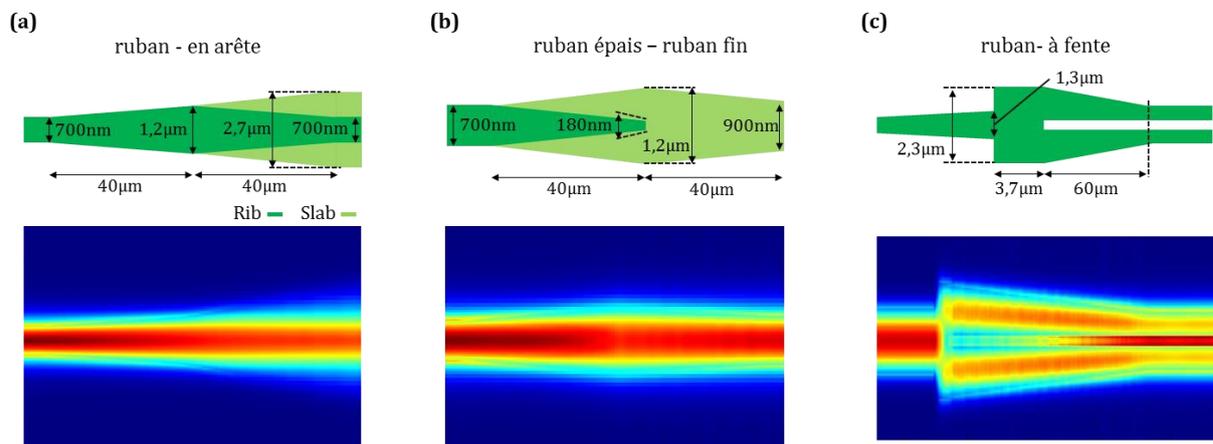
Il existe donc une variété de géométries pour la réalisation de guides d'onde, chacune avec leurs avantages et inconvénients. Il est donc rare de n'utiliser qu'une seule architecture dans un même circuit photonique. S'il est intéressant de réaliser des résonateurs en anneaux à base de guides à fente, ils semblent en revanche moins indiqués pour effectuer le routage du signal

optique entre l'anneau et le photodétecteur. Il est donc fondamental de disposer de transitions à faibles pertes pour passer d'une géométrie de guide à une autre.

### 3.2.3.1 – Etude théorique

Le guide ruban étant le plus courant et le plus polyvalent, trois transitions permettant de passer de cette architecture à l'une des autres présentées précédemment (arête, ruban, et à fente) ont donc été développées. La première (figure 38(a)), permet de passer d'un guide ruban à un guide en arête de dimensions standards. Les modes fondamentaux du guide en arête ont des indices effectifs plus élevés que ceux du guide ruban. Une première section consiste donc à élargir le guide ruban (jusqu'à 1200nm) pour réduire cette différence d'indice, et limiter la réflexion produite par ce changement de géométrie. Cet élargissement permet également d'anticiper un éventuel désalignement entre les deux lithographies, qui aura moins d'impact si le guide est plus large. La dimension de l'arête est ensuite progressivement réduite jusqu'à la valeur nominale de 700nm pendant que le slab est élargi jusqu'à 2,7 $\mu$ m (valeur nominale). La géométrie relativement linéaire de ce composant le rend tout à fait compatible avec une simulation type EME. Cette transition se comporte très bien (voir figure 38(a)), avec une transmission simulée supérieure à 99% pour les deux polarisations et à une longueur d'onde de 1300nm.

La transition entre les guides rubans épais et fins est présentée figure 38(b). Les modes fondamentaux du guide ruban fin ayant des indices effectifs plus faibles que ceux des guides rubans épais, la largeur de l'arête est cette fois progressivement diminuée jusqu'à la limite fixée par la technologie à 180nm. Dans la même section, le slab est élargi jusqu'à 1200nm, toujours pour réduire le contraste d'indice entre les guides rubans épais et fins. La largeur est ensuite progressivement diminuée jusqu'à la valeur nominale de 900nm. Cette deuxième transition se comporte également relativement bien, la simulation EME ayant démontré une transmission supérieure à 99% pour les deux polarisations à une longueur d'onde de 1300nm.



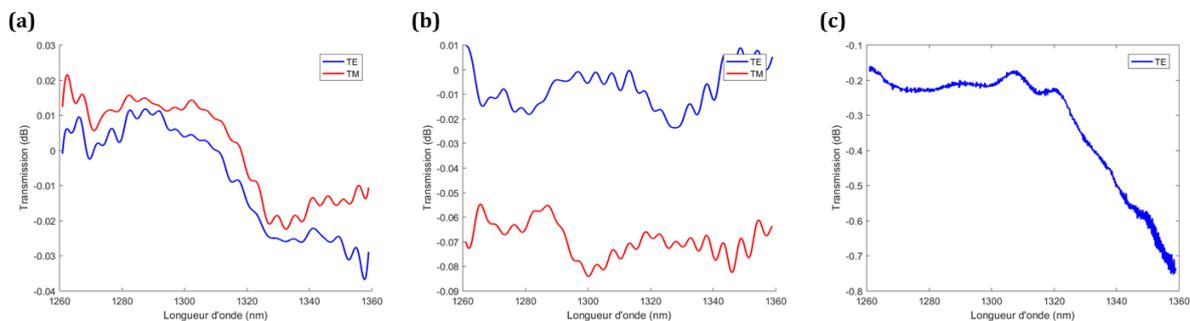
**Figure 38,** (a) Schéma en vue de dessus et simulation EME en polarisation TE d'une transition entre guide ruban et guide en arête en SiN. (b) Schéma en vue de dessus et simulation EME en polarisation TE d'une transition entre guides rubans épais et fins en SiN. (c) Schéma en vue de dessus et simulation EME en polarisation TE d'une transition entre guide ruban et guide à fente en SiN.

La transition entre les guides rubans et à fente est en revanche plus singulière Elle consiste généralement à amener progressivement la fente au centre du guide à l'aide de transitions [101], [102]. Mais ces structures impliquent de réaliser des pointes particulièrement fines sous peine de pertes d'insertion élevées. Une autre architecture à base d'interféromètres multimodes (MMI) symétriques a donc été proposée [103], [104], sa géométrie est présentée

figure 38(c). Contrairement aux autres architectures, celle-ci à l'avantage d'être particulièrement simple à fabriquer et a donc été retenue. Pour obtenir une efficacité de transmission maximale, le MMI est conçu pour former une image double. Le profil de champ à la sortie du MMI prend donc la forme de deux gaussiennes réparties symétriquement dans le guide (le principe du MMI est décrit dans la suite de ce chapitre). Or, le champ résiduel entre ces deux gaussiennes à le même profil que celui d'un mode fente [103], ce recouvrement permettra donc une conversion efficace d'un guide ruban à un guide à fente. Les deux guides à la sortie du MMI sont progressivement rétrécis pour atteindre la dimension du guide à fente standard. Une série de simulations EME a permis d'optimiser la réponse de la transition en jouant sur la longueur/largeur de la section multimode. Comme on peut le voir figure 38(c), cette transition se comporte très bien, avec une transmission supérieure à 99% pour une longueur d'onde de 1300nm.

### 3.2.3.2 – Résultats expérimentaux

Pour caractériser les pertes de propagation de composants discrets, la technique du « cut back » a également été utilisée. La transmission de guides contenant chacun un nombre différent de transitions (2, 10, et 18) a été mesurée. La transmission d'un seul dispositif est ensuite extraite via une régression linéaire. Comme on peut le voir figure 39(a) et (b), les pertes de transmission des transitions entre guides rubans et en arêtes et entre guides rubans épais et fins semblent particulièrement faibles, au point qu'elles sont noyées dans le bruit de mesure. Il faudrait donc augmenter le nombre de transitions pour obtenir une mesure plus précise.



**Figure 39,** (a) Transmission d'une transition entre guide ruban et guide en arête. (b) Transmission d'une transition entre guides rubans épais et fins. (c) Transmission d'une transition entre guide ruban et guide à fente.

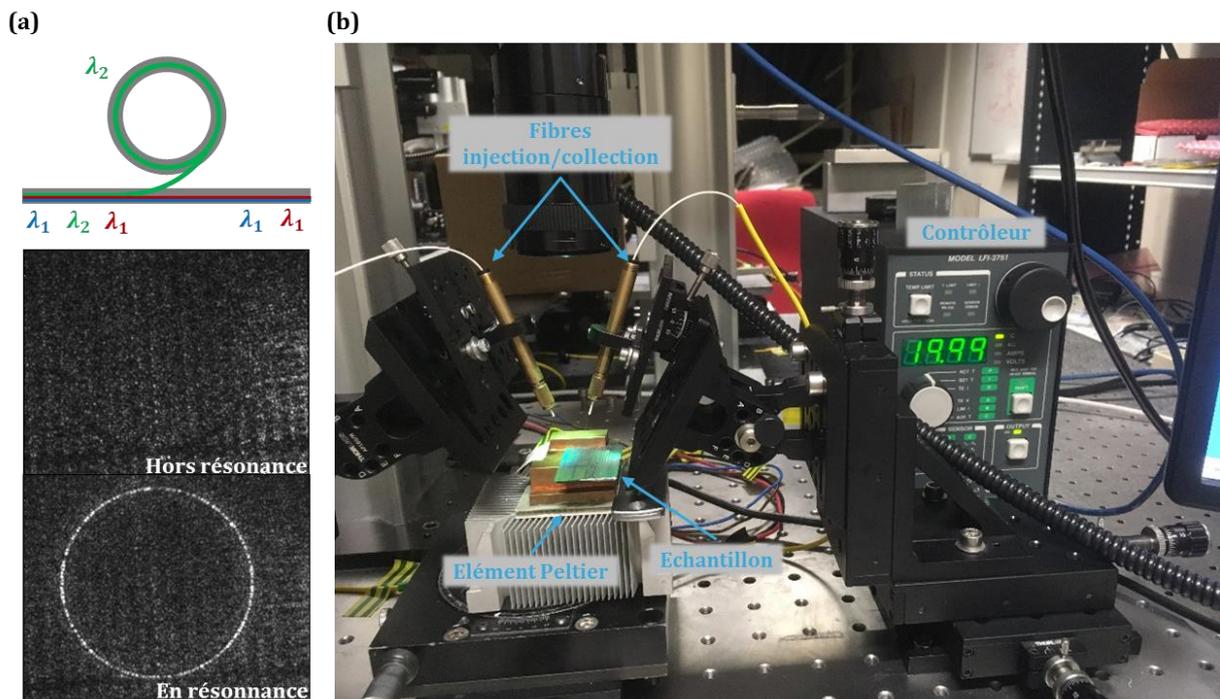
Enfin, la transition entre guide ruban et guide à fente présente également des pertes relativement faibles, comme on peut le voir figure 39(c). Elles semblent cependant augmenter avec la longueur d'onde : cela pourrait provenir de la transition ou, comme pour les guides rubans, d'un couplage avec le substrat en silicium lors de la propagation dans les parties à fente.

### 3.2.4 – Sensibilité à la température

L'une des principales caractéristiques du nitrure de silicium est son faible coefficient thermo optique, c'est-à-dire que son indice de réfraction ne varie que faiblement avec la température. Si la sensibilité à la température peut être intéressante, par exemple pour réaliser un modulateur [105], elle est généralement problématique car un grand nombre de composants nécessitent de fonctionner indépendamment de la température de la puce. On peut par exemple citer les démultiplexeurs qui vont séparer des canaux de communication à différentes longueurs d'onde. Si un tel composant est réalisé en silicium, dont le coefficient thermo optique est relativement élevé, sa réponse spectrale va se décaler avec la température et les données risquent

d'être envoyées dans le mauvais canal de communication. Pour éviter cela, des chaufferettes sont généralement ajoutées afin de maintenir constante la température du composant, et donc sa réponse. Malheureusement, la stabilisation en température active est particulièrement consommatrice d'énergie ce qui la rend moins attractive. En réalisant plutôt ces composants dans le circuit SiN, on s'affranchit de la stabilisation thermique active, ce qui réduirait fortement la consommation du dispositif.

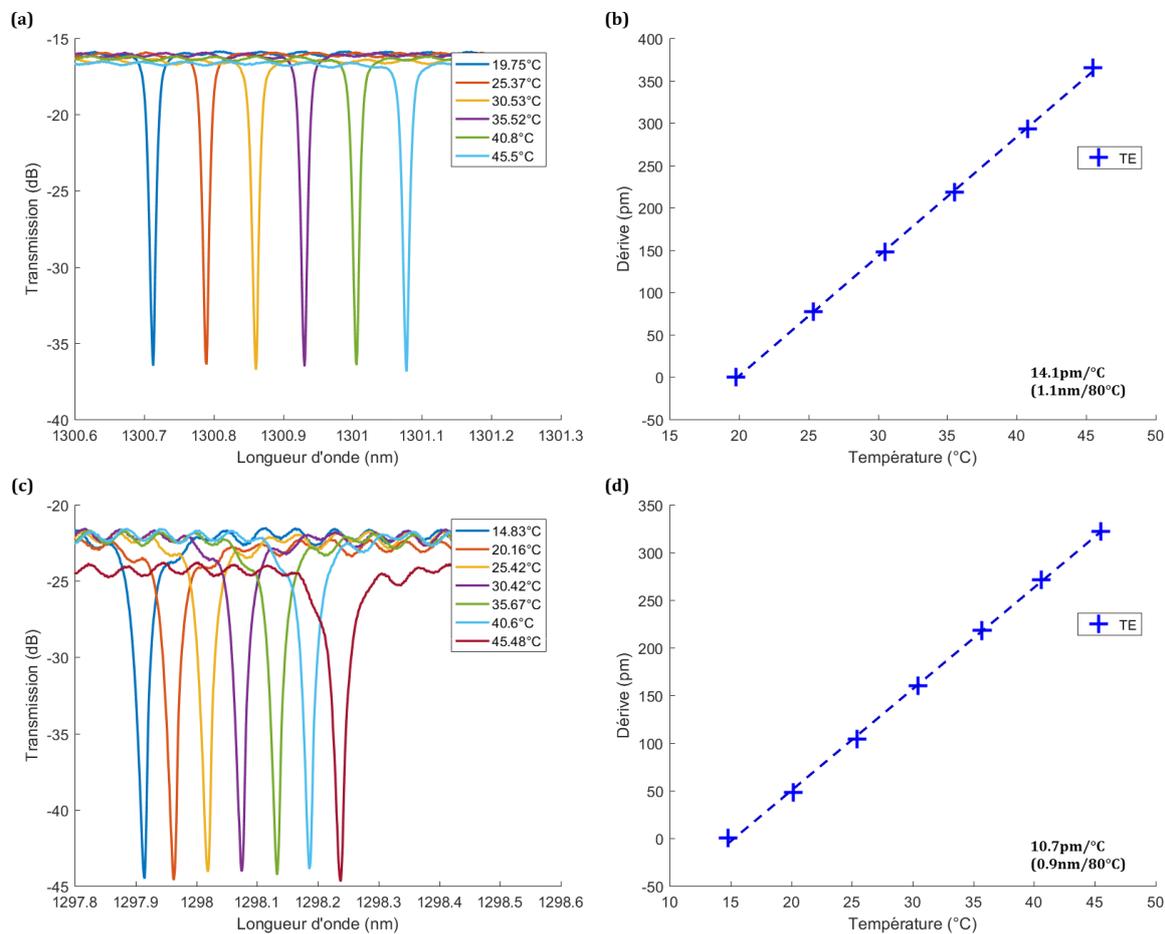
La méthode la plus répandue pour évaluer la sensibilité à la température d'un circuit photonique consiste à mesurer le décalage en longueur d'onde de la réponse d'un résonateur en anneau [106]. Ce composant (illustré figure 40(a)) prend la forme d'un guide circulaire relié à un guide d'injection/de collection par un coupleur évanescent. Comme on peut le voir sur la seconde image figure 40(a), quand un signal optique est injecté, il va simplement parcourir le guide circulaire et se recoupler au guide adjacent, l'anneau est dit « hors résonance ». Cependant, si la longueur d'onde du signal est un multiple entier de la longueur du chemin optique du résonateur, alors une interférence constructive va se produire entre le signal incident et le signal parcourant l'anneau qui va alors entrer en résonance [107]. Comme on peut le voir sur la troisième image figure 40(a), la puissance optique dans l'anneau va fortement augmenter au point de rayonner à l'extérieur du guide. L'extrême finesse du phénomène rend la mesure de la longueur d'onde de résonance particulièrement précise. En utilisant un banc de mesure (figure 40(b)), dont le porte échantillon est connecté à un module à effet Peltier qui permet de contrôler la température de la puce à caractériser, on peut donc mesurer avec précision la dérive en longueur d'onde de résonance d'un anneau en fonction de sa température.



**Figure 40.** (a) Image au microscope électronique d'un résonateur en anneau en SiN, photos à la caméra infrarouge du résonateur en/hors résonance. (b) Banc de caractérisation par réseau de surface stabilisé en température.

Le décalage en longueur d'onde d'un pic de résonance d'un anneau en SiN formé par un guide ruban de 700nm de large a été mesuré à l'aide du banc présenté précédemment (voir figure 41(a)). La position des pics en fonction de la température a ensuite été extraite via un traitement sous Matlab [67]. Une régression linéaire (figure 41(b)), a permis de mesurer un décalage de 14,1pm/°C, qui est en accord avec d'autres résultats de la littérature [37], [45], [53], [106]. On

peut noter que cette valeur est cinq fois plus faible que pour un anneau en silicium [37], confirmant l'athermicité des circuits photoniques en SiN. Toutefois, il serait plus juste d'effectuer la comparaison entre les coefficients thermo optique des deux matériaux. En effet, une comparaison directe de la dérive en température est légèrement faussée par la différence de géométrie entre les anneaux SiN et Si. Cela n'a pas été réalisé par manque de temps.



**Figure 41.** (a) Décalage d'un pic de résonance d'un anneau de 60µm de rayon formé par un guide ruban en SiN de 700nm de large en fonction de la température. (b) Régression linéaire du décalage en température. (c) Décalage d'un pic de résonance d'un anneau formé par un guide à fente standard en SiN en fonction de la température. (d) Modélisation linéaire du décalage en température du résonateur à guide à fente.

Le décalage en longueur d'onde d'un pic de résonance d'un résonateur en anneau formé par un guide à fente en SiN a également été mesuré (illustré figure 41(c)). La régression linéaire présentée figure 41(d) révèle une dérive de 10,7pm/°C, ce qui correspond à une diminution de sensibilité d'environ 25% par rapport à un guide ruban. Cela s'explique par le fait qu'environ 20% du mode optique du guide à fente est situé dans la fente, laquelle est remplie d'air dont l'indice optique ne varie presque pas avec la température. Cette réduction de sensibilité vient donc confirmer l'existence, et l'intérêt, des guides à fente en SiN.

### 3.3 – Couplage fibre/puce

Comme mentionné dans le second chapitre de ce manuscrit, le couplage entre la puce photonique et la (les) fibre(s) optique(s) sera en définitive assuré par un module en polymère.

Cependant, il est également nécessaire de disposer d'une solution plus flexible, et plus simple à mettre en œuvre pour effectuer la caractérisation des différents composants développés.

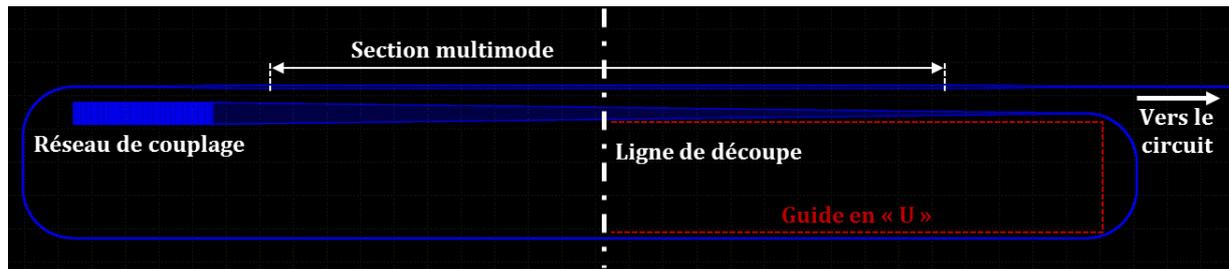


Figure 42, Vue de dessus du coupleur fibre puce hybride.

Il existe deux principales méthodes de couplage fibre/puce pour caractériser des composants optiques intégrés : le couplage par réseau et le couplage par la tranche. Un réseau de couplage en SiN ayant été développé par des membres du laboratoire, il semblait inutile de concevoir un nouveau dispositif : ce composant a donc été réutilisé dans cette étude. Cependant, il semblait risqué de faire reposer la caractérisation de l'ensemble des composants SiN développés ici sur ce coupleur en réseau dont les performances n'ont jamais été validées expérimentalement. Par ailleurs, comme expliqué dans le chapitre II, les coupleurs en réseau ne sont généralement pas capables de fonctionner sur une grande gamme de longueur d'onde et pour les deux polarisations, contrairement au couplage en bout. Ces deux techniques ayant chacune leurs avantages et inconvénients, un coupleur hybride, capable de fonctionner à la fois en couplage par réseau et si besoin en couplage par la tranche, a donc été développé. L'architecture de ce dispositif, présentée figure 42, consiste en un réseau de couplage dont le guide de sortie est enroulé autour de lui. Dans le cas d'une utilisation par réseau de couplage, il suffit simplement d'aligner la fibre optique avec le réseau. Si une caractérisation par couplage en bout est envisagée, la puce sera tout d'abord découpée selon la ligne illustrée. Le couplage entre la fibre optique lentillée et la puce sera ensuite effectué au niveau du guide supérieur. On peut noter que ce guide a été élargi jusqu'à  $2\mu\text{m}$ , il est donc multimode, afin d'augmenter l'aire du mode guidé et donc l'efficacité de couplage avec la fibre. Par ailleurs, le « U » formé par la transition du réseau de couplage et le reste de la boucle peut permettre d'aligner rapidement la fibre lentillée et la puce selon l'axe vertical. Il suffit de regarder, à l'aide d'une caméra infrarouge, l'intensité du point lumineux à l'autre extrémité du « U ».

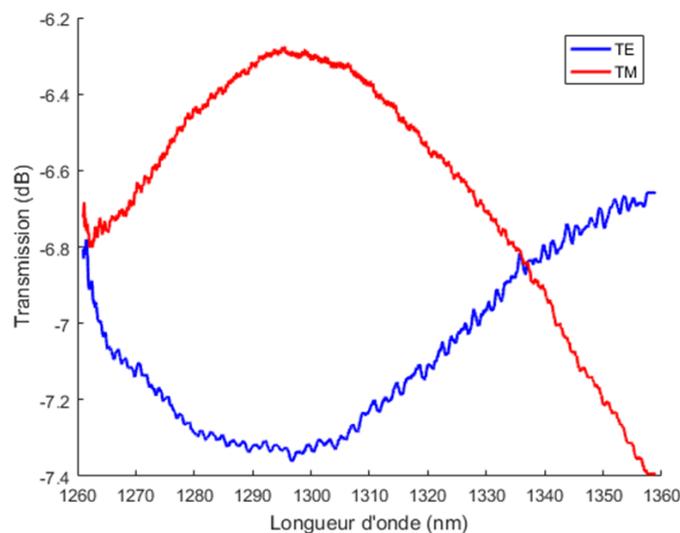
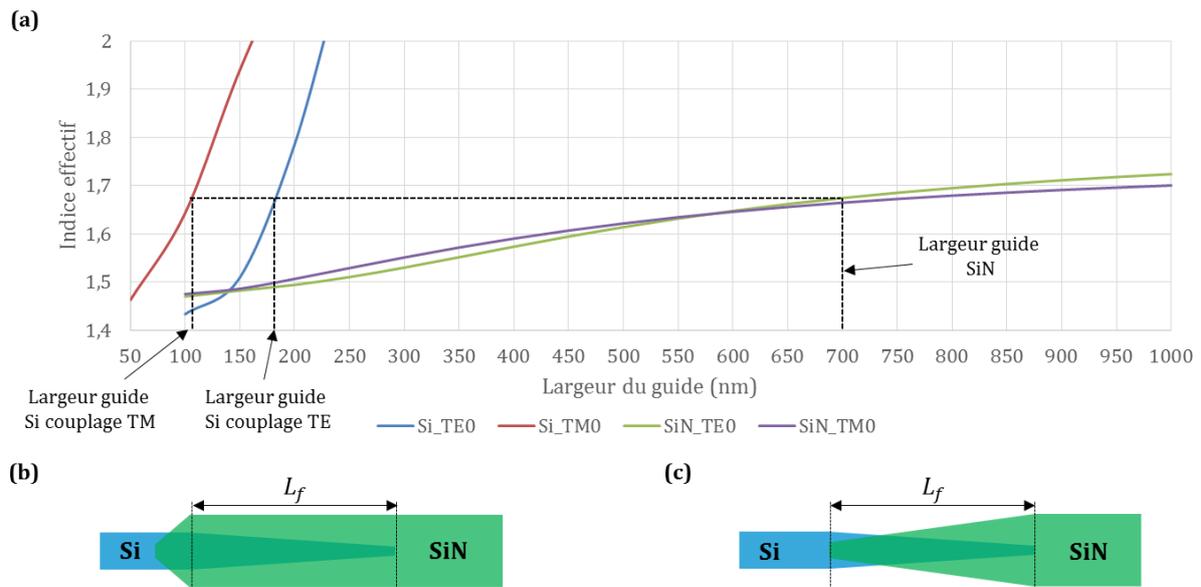


Figure 43, Pertes de couplage fibre-puce d'un couplage en bout.

Les pertes d'insertion du coupleur en réseau n'ont malheureusement pas encore été caractérisées, celui-ci n'ayant été que peu utilisé jusqu'à maintenant. Les pertes d'insertion du coupleur par la tranche ont en revanche été mesurées (voir figure 43). Ces pertes ont été extraites de la modélisation linéaire effectuée lors de la caractérisation des jonctions-Y présentées plus loin dans ce chapitre. Après soustraction des pertes induites par les deux filtres de polarisation (environ 2,5dB par filtre), on estime des pertes inférieures à 7,5dB par couplage fibre lentillée/puce, pour les deux polarisations et sur 100nm de bande passante. Ces pertes restent élevées mais sont acceptables pour une simple caractérisation.

### 3.4 – Transition Si/SiN

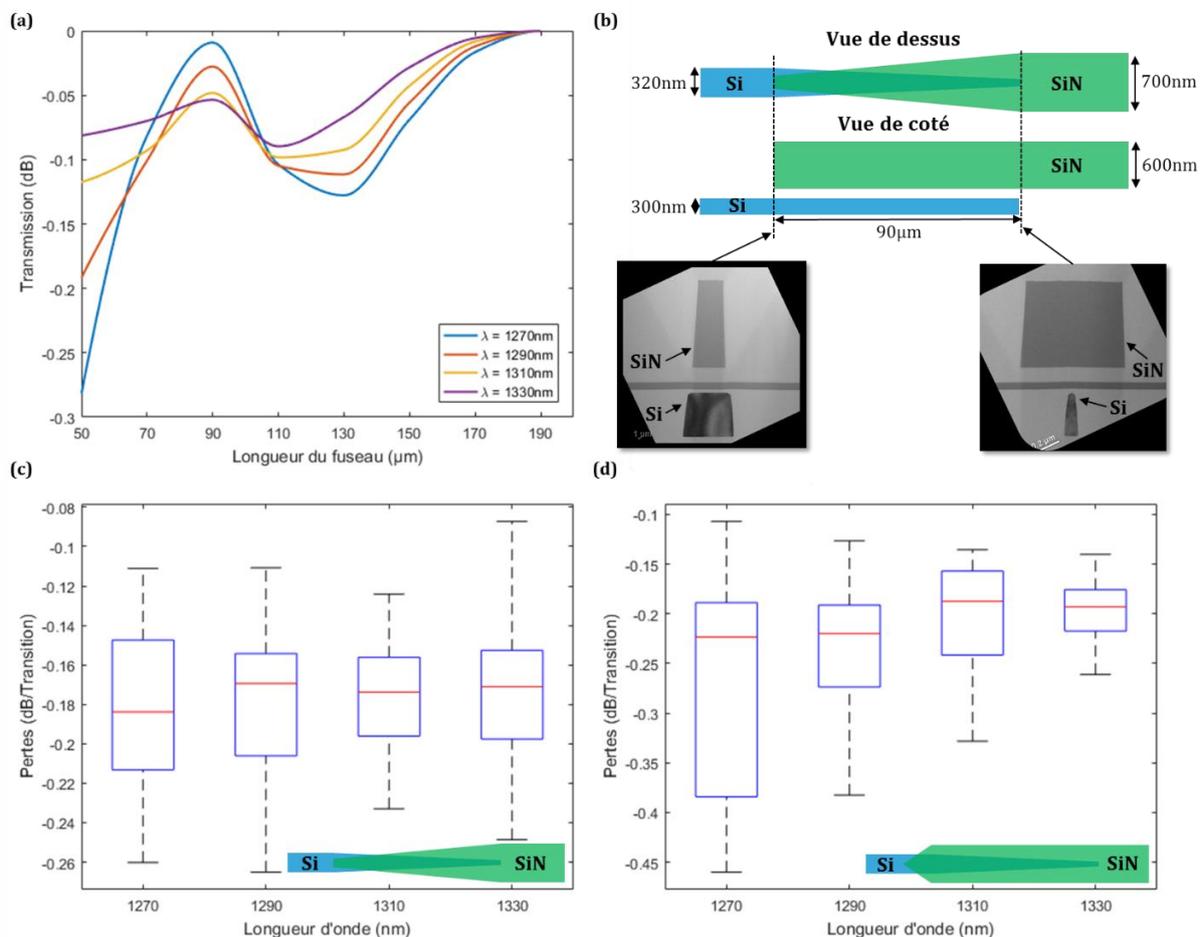


**Figure 44.** (a) Indice effectif des deux modes fondamentaux de guides rubans en silicium et en SiN en fonction de la largeur du guide. (b) Vue de dessus d'une transition Si/SiN type pointe/guide droit. (c) Vue de dessus d'une transition Si/SiN type pointe/pointe.

La transition entre les circuits photoniques silicium et nitrure de silicium est un élément central de cette cointégration, les deux principales figures de mérite étant la compacité et bien sur les pertes de transmission. Afin d'obtenir un composant large bande et insensible en polarisation, une architecture de transition type adiabatique a été privilégiée plutôt que type couplage directionnel. Pour obtenir une transition efficace, il est nécessaire d'optimiser deux paramètres. Tout d'abord il faut que les indices effectifs des modes optiques de chaque guide correspondent, sous peine d'une faible efficacité de couplage et de réflexions élevées. Comme illustré figure 44(a), pour un guide SiN de 700nm de large, le couplage des modes TE s'effectuera pour un guide en silicium de 180nm de large et pour la polarisation TM, de 110nm de large. Une première géométrie a donc été envisagée (figure 44(b)). Le guide silicium prend la forme d'une pointe pour atteindre les deux largeurs de couplage. La largeur du guide SiN est gardée constante pour favoriser l'égalité des indices effectifs, une petite pointe a été ajoutée après la transition pour minimiser les réflexions parasites. En plus d'une correspondance des indices effectifs, il faut également déconfiner les modes optiques des guides pour obtenir une transition efficace. Une deuxième architecture (voir figure 44(c)) a donc été testée. Elle consiste cette fois à utiliser des pointes non seulement pour le guide silicium, mais également pour le guide SiN afin de faire sortir le mode optique du guide.

Pour pouvoir être utilisé fréquemment, il est nécessaire de réaliser une transition compacte, typiquement de l'ordre de  $100\mu\text{m}$  de longueur. La figure 45(a) présente une simulation de la transmission (en polarisation TE) d'une transition type pointe/pointe, pour les quatre canaux de la bande O. Comme on peut le voir, une transmission relativement élevée peut être obtenue pour une longueur de  $L_f = 90\mu\text{m}$ . Des caractérisations expérimentales de transitions de longueurs 50, 70, 90 et  $110\mu\text{m}$  ont confirmé la valeur optimale de  $90\mu\text{m}$ .

En se basant sur ces deux concepts, une série de transitions a été fabriquée. A noter que pour maximiser la correspondance d'indice, des transitions avec des guides SiN de  $1\mu\text{m}$  de large ont également été testées. Mais les performances n'étant pas meilleures qu'avec des guides de  $700\text{nm}$ , ces résultats ne seront pas présentés ici. Les transitions étant par définition réalisées sur deux niveaux différents, elles sont susceptibles d'être impactées par un désalignement entre les masques silicium et SiN. Pour évaluer cette sensibilité, et valider une architecture de transition, elles ont donc été caractérisées via un banc automatisé (tel que celui présenté dans le chapitre 2) afin d'obtenir des mesures statistiques. Le détail de la procédure de caractérisation est présenté en référence [108].



**Figure 45.** (a) Simulation EME en polarisation TE de la transmission d'une transition Si/SiN type pointe/pointe. (b) Schéma et images prise au microscope électronique de cette même transition. (c) Caractérisation expérimentale statistique de la transmission en polarisation TE de cette même transition (une plaque, 29 puces). (d) Caractérisation expérimentale statistique de la transmission en polarisation TE d'une transition Si/SiN type pointe/guide droit (une plaque, 29 puces).

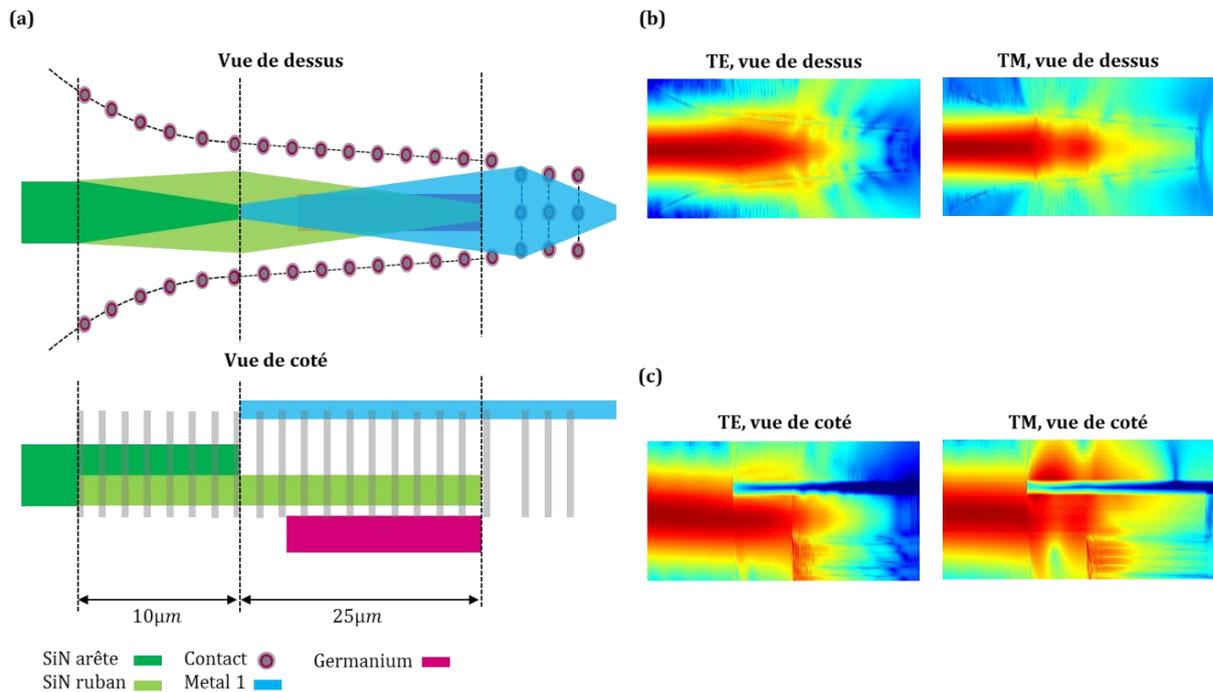
La géométrie de la transition la plus performante est présentée figure 45(b) : il s'agit d'une transition type pointe/pointe de  $90\mu\text{m}$  de long. La valeur moyenne des pertes d'insertion de cette architecture s'élève à  $0,18\text{dB/transition}$  sur les quatre canaux de la bande O (voir figure

45(c)). Cette valeur est acceptable, mais pour pouvoir utiliser le circuit SiN fréquemment, il faudrait encore réduire ces pertes d'insertion. Il est intéressant de voir que cette architecture donne de meilleures performances que celle type pointe/guide droit, dont la transmission est présentée figure 45(d). En effet, une transition de ce type propose une meilleure correspondance d'indice effectif qu'une transition type pointe/pointe car le guide SiN est plus large, il a donc un indice effectif plus élevé qui se rapproche de celui du silicium. Il semblerait donc que ce ne soit pas la correspondance d'indice qui limite l'efficacité de transmission, mais plutôt le fort confinement du mode optique du guide silicium. Cette hypothèse est également appuyée par le fait que les transitions avec des guides en SiN de  $1\mu\text{m}$  de large, et donc d'indice effectif encore plus élevé, ont de moins bonnes performances. De surcroît, l'augmentation progressive de la transmission en fonction de la longueur d'onde (voir figure 45(d)) est également une signature de ce phénomène. En effet, plus la longueur d'onde augmente, plus le mode sera déconfiné, ce qui entraîne une meilleure transmission.

Pour diminuer le confinement du mode optique dans le silicium, on peut envisager trois solutions. La première consisterait à diminuer la hauteur du guide, cela pourrait être possible en utilisant le second niveau de gravure du silicium qui est à  $150\text{nm}$  de haut au lieu de  $300\text{nm}$ , mais les dimensions autorisées par la lithographie de ce niveau sont trop larges. L'utilisation de guides sub-longueurs d'onde a également été envisagée, mais l'impossibilité de réaliser des plots individuels de petite taille a rendu cette approche caduque. La dernière solution consiste à réduire la largeur de la pointe. Des tests sont actuellement en cours avec une lithographie à immersion, permettant d'atteindre de plus petites dimensions qu'une lithographie optique classique.

### 3.5 – Terminaison de guide d'onde

Au sein de circuits photoniques complexes tel qu'un émetteur/récepteur pour les télécommunications, il arrive que certains guides d'onde s'arrêtent « dans le vide », par exemple pour dissiper une partie de la puissance optique incidente. Afin d'éviter que la lumière ne soit rayonnée dans toute la puce et vienne interférer avec des composants du circuit, on utilise généralement une terminaison de guide d'onde. Son rôle est d'absorber le faisceau incident tout en minimisant la rétrodiffusion de la puissance optique pour éviter de perturber les composants précédents. Un tel dispositif existe déjà dans le circuit optique silicium. Il serait cependant intéressant de disposer également d'une terminaison dans le circuit SiN. L'architecture de la terminaison développée est présentée figure 46(a). La première étape consiste à déconfiner au maximum le mode optique pour le faire interagir avec des éléments absorbants. On retrouve donc une géométrie similaire à la transition entre les guides rubans épais et fins présentée précédemment. Ainsi, le mode est transféré dans un guide ruban à faible confinement dont la largeur est progressivement réduite. Pour ne pas ajouter d'étapes de fabrication supplémentaires, on cherche à utiliser les éléments existants pour absorber la lumière. Le guide d'onde est donc entouré d'une série de contacts métalliques, que l'on va rapprocher progressivement pour ne pas induire de réflexions. A cela s'ajoute une cavité en germanium (qui absorbe aux longueurs d'onde télécom) ainsi qu'une structure en pointe réalisée dans le premier niveau de métal de la puce. Cette structure possède une géométrie relativement complexe (notamment à cause des contacts), et a été simulée en FDTD 3D.



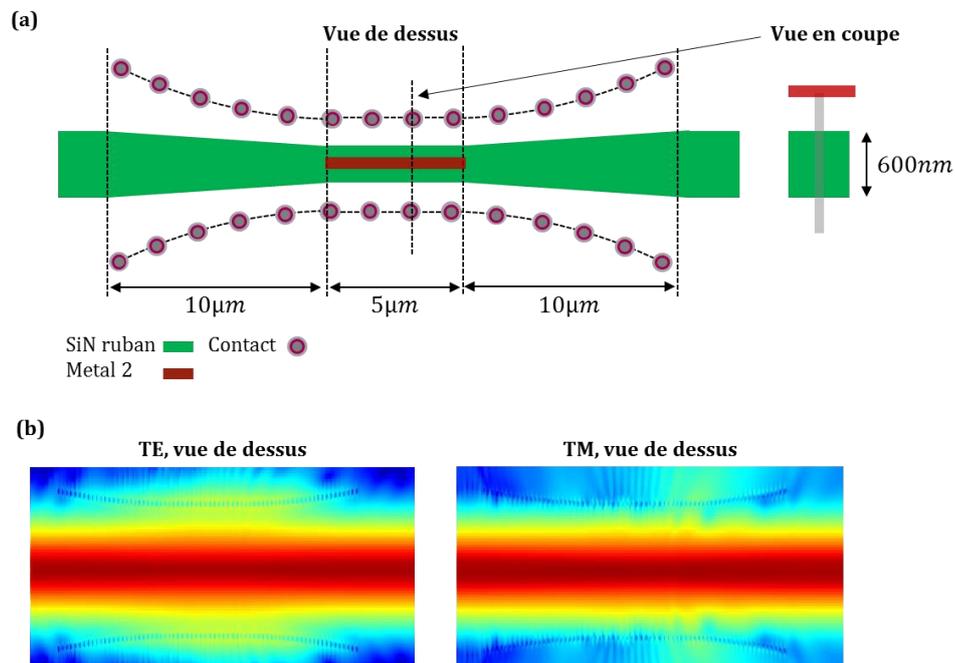
**Figure 46.** (a) Schéma de la terminaison de guide d'onde. (b) Simulations de la structure en FDTD 3D, vue de dessus. (c) Simulations de la structure en FDTD 3D, vue de côté.

Comme on peut le voir figure 46(b) et (c), la lumière incidente est fortement absorbée par les différents éléments, notamment par la pointe en métal et la cavité germanium. Des moniteurs de simulation ont permis d'estimer une transmission ainsi qu'une rétrodiffusion inférieure à 30dB pour les deux polarisations. Ces structures ont été dessinées et fabriquées, elles sont actuellement en attente de caractérisations.

### 3.6 – Filtre de signaux parasites

De façon analogue à un circuit électronique, les imperfections de fabrication, et parfois même de conception des composants photoniques peuvent générer des signaux indésirables. On peut les classer dans deux catégories. La première regroupe l'ensemble des modes d'ordres supérieurs, généralement indésirables, qui peuvent être excités par la géométrie de certains composants. Il suffit de diminuer la largeur du guide pour qu'ils ne soient plus guidés et s'en débarrasser. La seconde catégorie est plus problématique : il s'agit des modes rayonnés ou faiblement guidés [109]. Ces modes, bien que sujets à de fortes pertes de propagation, peuvent se propager suffisamment longtemps pour perturber le circuit. Par ailleurs, ils sont présents même dans le cas d'un guide monomode, ce qui les rend complexes à supprimer. Le nombre de composants dans les circuits photoniques ne cessant d'augmenter, il est nécessaire de disposer d'un dispositif de filtrage, capable de supprimer ces signaux parasites. Le dispositif développé est présenté figure 47(a). L'objectif étant de supprimer ces modes non souhaités, on retrouve ici encore des éléments d'absorption. Contrairement à la terminaison de guide d'onde, le germanium n'a pas été utilisé ici et la pointe réalisée dans le premier niveau de métal a laissé place à un simple barreau réalisé cette fois dans le second niveau, afin de produire une absorption réduite. On retrouve également des contacts de part et d'autre du guide, qui vont être rapprochés progressivement pour éviter d'induire de la rétrodiffusion. La largeur du guide est réduite pour atteindre 500nm, ce qui permet de confiner au maximum les modes optiques fondamentaux.

Ainsi, on maximise l'absorption des modes parasites sans pour autant perturber les modes fondamentaux.



**Figure 47,** (a) Schéma du filtre en vue de dessus. (b) Simulation de la structure en FDTD 3D, vues de dessus pour les polarisations TE et TM.

Comme illustré figure 47(b), cette structure a été simulée en FDTD 3D. Une longueur de filtrage optimale de 5 μm permet de maintenir les pertes d'insertion des modes TE<sub>0</sub> et TM<sub>0</sub> sous les -0,2dB. Le niveau de rétrodiffusion est également inférieur à -40dB. Ce filtre de signaux parasites a été dessiné et fabriqué, il est actuellement en attente de caractérisations.

## 3.7 – Coupleurs/séparateurs de puissance

Après le guidage, la seconde fonction élémentaire de tout circuit photonique consiste à faire interagir ou au contraire à séparer les différents signaux optiques présents au sein de la puce. Cette tâche est assurée par des composants dénommés coupleurs ou séparateurs de puissance. Il existe trois principales architectures pour réaliser ces dispositifs, chacune avec des avantages et des inconvénients. Ces trois architectures ont été explorées dans le cadre du circuit SiN, la conception et la caractérisation de ces dispositifs seront présentées dans la suite de ce chapitre.

### 3.7.1 – Jonction Y

#### 3.7.1.1 – Principe

Comme illustré figure 48(a), le premier type de coupleur/séparateur se nomme jonction Y à cause de sa géométrie. Le taux de couplage de ce composant est de 50%, ce qui signifie que la puissance du signal incident sera répartie équitablement entre les deux sorties. La géométrie du composant étant symétrique (aux variations de fabrication près), ce taux de couplage devrait donc être parfaitement respecté. Dans le cas de cette étude, ce composant a essentiellement été

développé pour des circuits de test, ses performances n'ont donc pas été optimisées. Cette jonction Y a été conçue en assemblant deux virages en S, un pour chaque bras de sortie. Pour respecter les règles de dessin et ne pas former d'angle aigu, les deux bras sont espacés de 400nm ce qui était la distance minimale autorisée. En réduisant cette distance les pertes d'insertion pourraient être réduites. On peut également noter que des versions optimisées ont été proposées dans la littérature afin d'améliorer la compacité tout en réduisant encore la déperdition [110], [111]. Pour caractériser les pertes d'insertion de cette jonction Y, plusieurs d'entre elles sont placées en cascade (voir figure 48(b)). La transmission de chaque sortie libre est ensuite mesurée afin d'extraire les pertes d'insertion avec la méthode décrite dans la partie suivante.

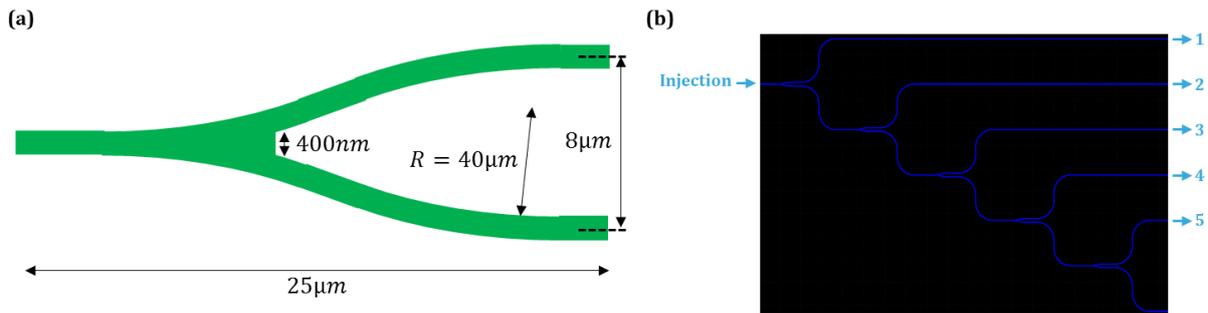


Figure 48, (a) Schéma de la jonction Y. (b) Circuit pour la caractérisation des pertes d'insertion.

### 3.7.1.2 – Résultats expérimentaux

La transmission en polarisation TE de chaque sortie du circuit de test précédent est présentée figure 49(a). En théorie, le niveau de chaque sortie devrait être inférieur de 3dB par rapport à la sortie précédente. Une valeur inférieure à 3dB indique des pertes d'insertion non nulles, lesquelles ont été extraites à l'aide d'une modélisation linéaire. Comme on peut le voir figure 49(b), des pertes d'insertion inférieures à 1,4dB sont obtenues pour les deux polarisations. Cette valeur est assez élevée mais reste tout à fait acceptable pour une utilisation au sein d'un circuit de test.

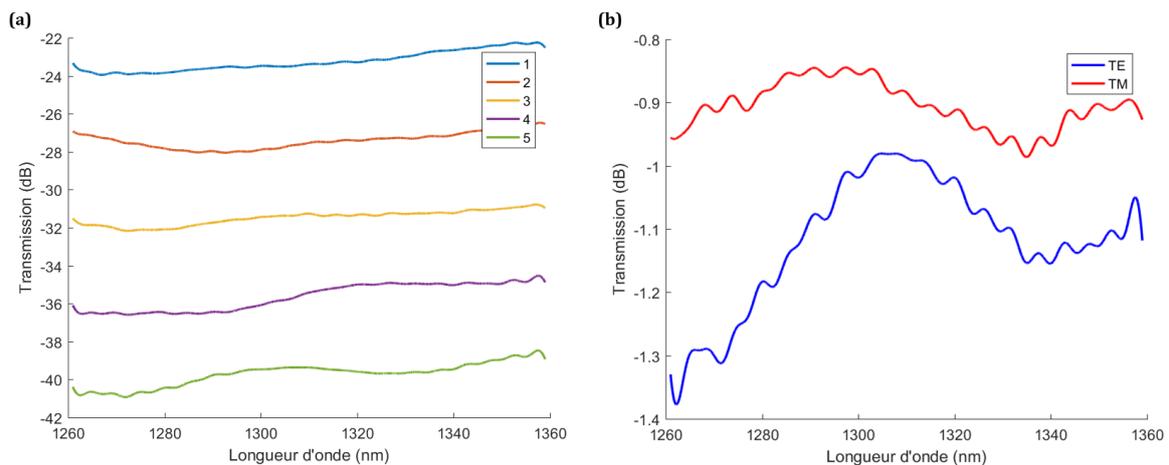


Figure 49, (a) Transmission en polarisation TE des différentes sorties du circuit de test tel que présenté précédemment. (b) Pertes d'insertion de la jonction Y extraites via une modélisation linéaire.

La jonction Y est donc un composant relativement simple à concevoir proposant des performances acceptables. Cependant, dans le cas d'un circuit complexe, elle n'est que rarement utilisée. En effet, elle peut générer des réflexions parasites importantes et son taux de couplage

reste assez sensible aux variations de fabrication. Une seconde architecture de coupleur/séparateur a donc été explorée : les interféromètres multimodes.

## 3.7.2 – Interféromètre multimode

### 3.7.2.1 – Principe

Un interféromètre multimode (MMI) (voir figure 50(a)) est constitué d'une région rectangulaire, capable de guider plusieurs modes optiques, à laquelle sont connectés des guides d'injection et de collection. Le changement brutal de largeur entre le guide d'injection et la région multimode va entraîner l'excitation d'une partie des modes guidés. Ces modes ayant des constantes de propagation différentes, ils vont interférer pour former des images du profil de champ injecté à des positions spécifiques définies par la longueur de battement  $L_\pi$  [112]. Comme on peut le voir dans l'équation 1, cette longueur de battement dépend de la longueur d'onde du signal  $\lambda$ , et de l'indice effectif des deux premiers modes guidés par la région multimode  $n_1$  et  $n_2$ .

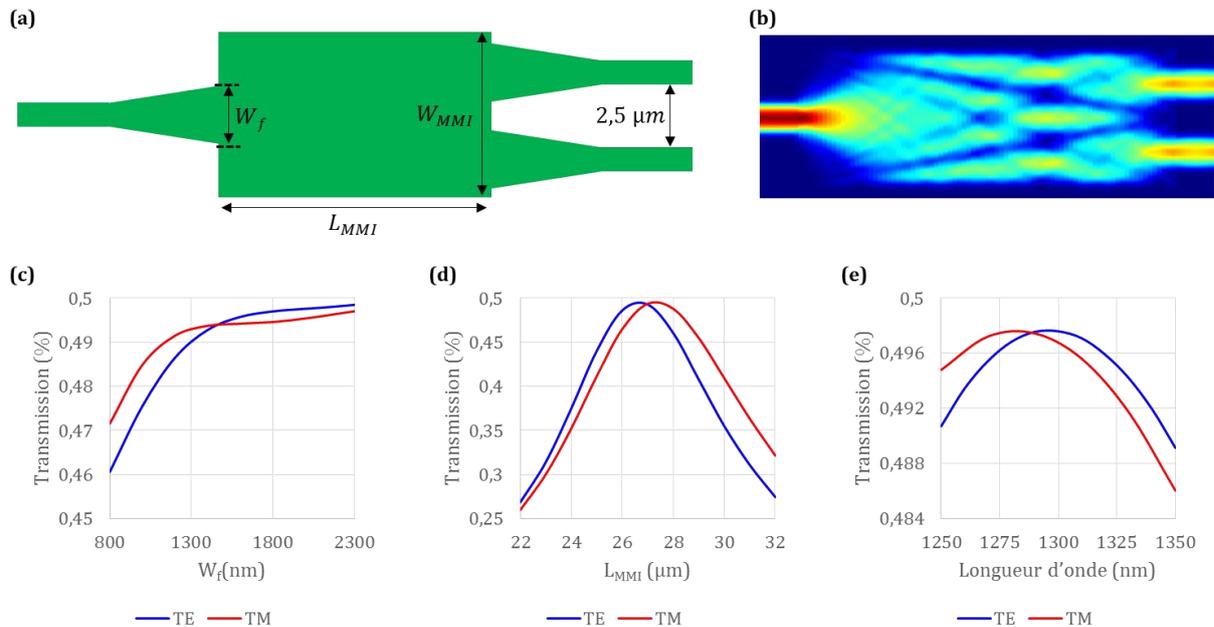
$$L_\pi = \frac{\lambda}{2(n_1 - n_2)} \quad (1)$$

Dans le cas d'un MMI en configuration dite générale (l'ensemble des modes de la cavité sont excités), on obtiendra par exemple une image miroir du mode injecté à une distance de  $3L_\pi$ , ou encore une image dédoublée (permettant de séparer le signal en deux) à une distance de  $3L_\pi/2$ .

On cherche ici à développer des MMI dits 1x2 (une entrée, deux sorties) pour réaliser un coupleur/séparateur. Il faut cependant noter que de nombreuses autres configurations existent. Des MMI 2x2 ont également été développés durant cette thèse, mais la structure de test utilisée n'a pas permis de mesurer correctement leurs performances, leur conception ne sera donc pas exposée ici. Dans un premier temps, le dispositif le plus compact possible sera recherché. Selon la position du guide d'injection, différents modes de la cavité seront excités. Afin de gagner en compacité, on choisira de travailler en configuration dite restreinte symétrique, pour laquelle les modes d'ordres impairs ne sont pas excités [112]. Cette disposition particulière impose de placer le guide d'injection au centre de la région multimode, mais elle permet de diviser par quatre la longueur du dispositif comparé au cas général où tous les modes de la cavité sont excités. La procédure de conception commence par déterminer la distance minimale entre les deux guides de sortie car c'est ce qui va fixer la taille minimale du MMI. En effet, si ces guides sont situés à moins de  $2,5\mu\text{m}$  l'un de l'autre, un couplage va apparaître ce qui va dégrader les performances du MMI (voir partie suivante sur les coupleurs directionnels). Une fois cette distance fixée, on peut ensuite déterminer la largeur de la région multimode, pour que les deux images soient formées en face des guides de collection. La méthode de la largeur effective [112] permet de déterminer la largeur de la région multimode nécessaire : on obtient ici  $W_{\text{MMI}} = 6\mu\text{m}$ . Les indices effectifs des deux premiers modes de la cavité sont ensuite obtenus à l'aide d'un solveur de modes, ce qui permet de calculer la longueur de battement à l'aide de l'équation 1. Pour former une image double dans un MMI en configuration restreinte symétrique, il faut se placer à une distance de  $3L_\pi/8$ , on obtient ici  $L_{\text{MMI}} = 27\mu\text{m}$ .

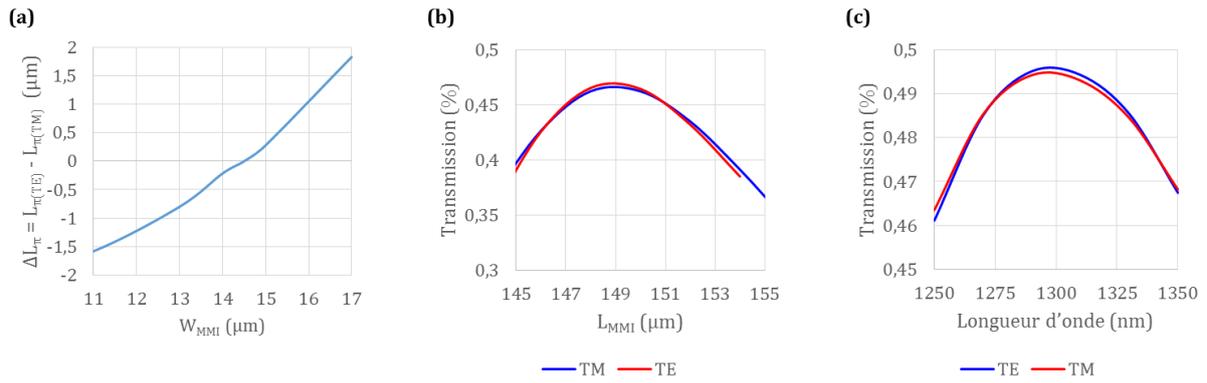
Les principaux paramètres du MMI ayant été définis, on peut maintenant effectuer une optimisation à l'aide d'une simulation 3D. La géométrie de ce composant étant relativement linéaire, le solveur EME semble tout indiqué. Il permet notamment de visualiser le profil de champ dans la cavité (voir figure 50(b)). Comme on peut le voir figure 50(c), la largeur des transitions d'injection et de collection  $W_f$  est un paramètre important pour les pertes d'injection,

on choisira ici  $W_f = 2\mu\text{m}$  afin de les minimiser sur une grande gamme de longueur d'onde. Comme on peut le voir figure 50(d), la transmission maximale est bien obtenue pour  $L_{MMI} = 27\mu\text{m}$  en polarisation TE. En revanche, un décalage de la réponse est observé pour un signal de polarisation TM. Il est la conséquence de la différence de constantes de propagation entre les modes TE et TM. Malheureusement, ce comportement va également affecter la réponse du MMI en fonction de la longueur d'onde du signal incident (voir figure 50(e)). Deux versions de MMI ont donc été développées pour un fonctionnement optimal à une longueur d'onde de 1300nm : l'une pour la polarisation TE et une seconde pour la polarisation TM avec une longueur de région multimode de  $28\mu\text{m}$ .



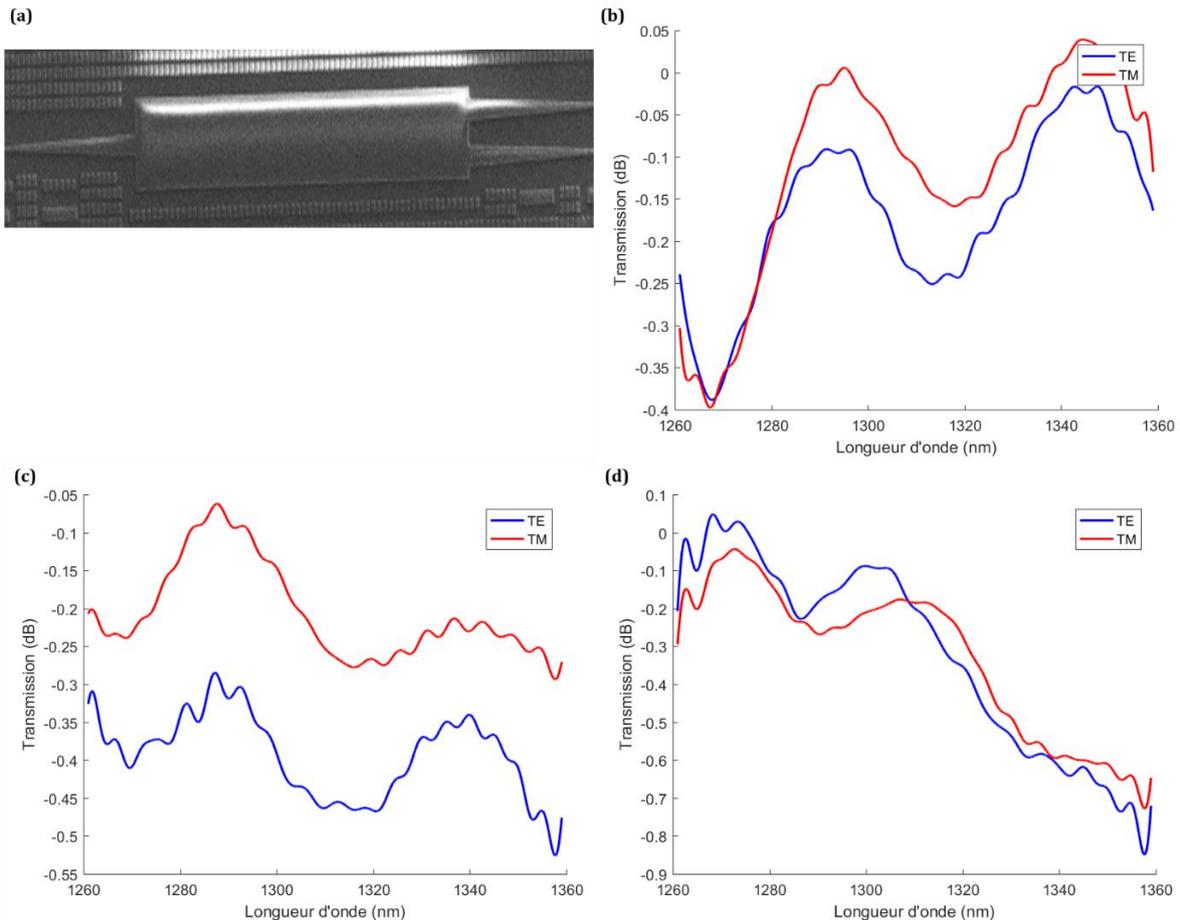
**Figure 50,** (a) Schéma d'un interféromètre multimodes 1x2. (b) Simulation EME du MMI 1x2 de longueur  $27\mu\text{m}$  et de largeur  $6\mu\text{m}$ , pour un signal de polarisation TE et à une longueur d'onde de  $1300\text{nm}$ . (c) Transmission dans un des guides de collection en fonction de la largeur des transitions  $W_f$ . (d) Transmission dans un des guides de collection en fonction de la longueur de la région multimode  $L_{MMI}$  à une longueur d'onde de  $1300\text{nm}$ . (e) Transmission dans un des guides de collection en fonction de la longueur d'onde du signal incident.

Dans un certain nombre de circuits photoniques, les composants doivent être capables de fonctionner quel que soit l'état de polarisation. C'est pourquoi, une troisième version de MMI a été développée avec pour objectif un fonctionnement identique pour les deux polarisations. Comme mentionné précédemment, la différence de comportement entre les deux composantes provient de la différence de constante de propagation entre les polarisations TE et TM, qui va se traduire par une différence de longueur de battement [113]. Or, comme illustré figure 51(a), il existe une largeur de cavité multimode pour laquelle cette différence,  $\Delta L_{\pi}$ , est nulle. En concevant un MMI de largeur  $W_{MMI} = 14,6\mu\text{m}$ , on peut donc obtenir un composant insensible à la polarisation. Connaissant  $W_{MMI}$ , la distance entre les guides de collection peut maintenant être fixée : on obtient ici  $6,6\mu\text{m}$ . De même que pour les MMI précédents, la longueur de la cavité est définie à l'aide de la longueur de battement : on obtient  $L_{MMI} = 150\mu\text{m}$ . La largeur des transitions a également été optimisée : on a maintenant  $W_f = 3,4\mu\text{m}$ . Comme on peut le voir figure 51(b) et (c), le comportement du MMI est strictement identique pour les deux polarisations. Ce composant a également été fabriqué, les résultats sont présentés dans la partie suivante.



**Figure 51,** (a) Différence entre les longueurs de battement des polarisations TE et TM en fonction de la largeur de la cavité. (b) Transmission dans un des guides de collection en fonction de la longueur de la région multimode  $L_{\text{MMI}}$  à une longueur d'onde de 1300nm. (c) Transmission dans un des guides de collection en fonction de la longueur d'onde du signal incident.

### 3.7.2.2 – Résultats expérimentaux



**Figure 52,** (a) Image au microscope électronique d'un MMI 1x2 en SiN. (b) Pertes d'insertion du MMI optimisé en TE extraites via une modélisation linéaire. (c) Pertes d'insertion du MMI optimisé en TM extraites via une modélisation linéaire. (d) Pertes d'insertion du MMI insensible en polarisation.

Les MMI ont été caractérisés en utilisant la même méthode que les jonctions Y, un composant est présenté figure 52(a). Les MMI optimisés en TE et TM se comportent de façon identiques, avec des pertes d'insertion inférieures à 0,5dB, comme on peut le voir respectivement

figures 52(b) et (c). En effet, dans le cas de composants en SiN, la biréfringence est relativement faible, les MMI optimisés en TE et en TM sont d'ailleurs pratiquement identiques, ce qui explique ces similitudes. Le composant insensible en polarisation, dont la réponse est présentée figure 52(d), souffre de pertes d'insertion plus élevées, probablement à cause de sa plus grande taille. Cette procédure de conception spécifique ne semble donc pas nécessaire, voir même pas adaptée, aux composants en SiN naturellement biréfringents.

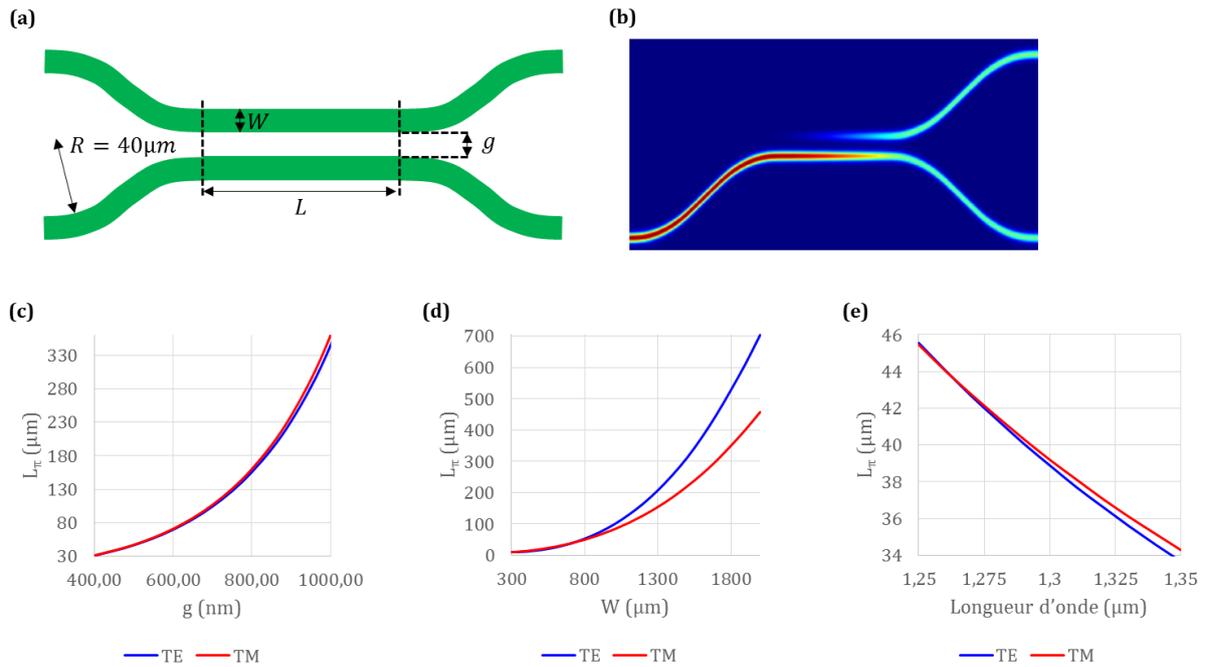
Les deux architectures de coupleurs séparateurs vues précédemment (jonction Y et MMI) permettent donc de répartir équitablement la puissance optique d'un signal dans deux guides différents. Cependant, un certain nombre de circuits nécessitent de répartir la puissance optique de façon contrôlée. Il est donc nécessaire de disposer d'un composant dont le taux de couplage peut être modifié lors de sa conception. C'est pourquoi une troisième architecture de coupleur/séparateur a également été étudiée : le coupleur directionnel dont les résultats sont présentés dans la partie suivante.

### 3.7.3 – Coupleur directionnel

#### 3.7.3.1 – Principe

La géométrie du coupleur directionnel est présentée figure 53(a). Elle est assez différente de celle d'un MMI, mais le principe physique de fonctionnement est similaire. En approchant suffisamment deux guides l'un de l'autre, les parties évanescentes (c.-à-d. le champ présent à l'extérieur du guide) des modes optiques vont se coupler l'une à l'autre sous la forme de deux supermodes pairs et impairs [114]. Ces deux modes ayant des constantes de propagation différentes (mais proches), un battement va apparaître transférant alternativement l'intensité dans un guide puis dans l'autre. La période (ou longueur) de ce battement,  $L_\pi$ , est donnée par l'équation 1, les indices effectifs des modes de la région multimode du MMI ( $n_1$  et  $n_2$ ) sont simplement remplacés par ceux des modes pairs et impairs  $n_p$  et  $n_{ip}$ . Il est intéressant de noter qu'en jouant sur la longueur du coupleur,  $L$ , le taux de couplage peut être modifié. Pour  $L = L_\pi/2$ , on obtiendra par exemple un coupleur 50/50, la simulation EME figure 53(b) illustre ce cas particulier.

La longueur de battement, et donc le taux de couplage, dépend également de la distance entre les guides (voir figure 53(c)), car elle va modifier l'indice effectif des deux supermodes. La largeur des guides est également un paramètre important (figure 53(d)). En effet, plus un guide sera large, plus le mode optique sera confiné à l'intérieur ce qui va limiter la partie évanescente du champ et donc augmenter la longueur de battement. En modifiant les paramètres géométriques, on peut donc réaliser des coupleurs directionnels avec un taux de couplage variable. L'objectif étant de développer des coupleurs pour les connecter au reste du circuit, des guides standards de  $W = 700\text{nm}$  de large ont été utilisés, le gap a été fixé à  $g = 450\text{nm}$ . Les indices effectifs des deux supermodes guidés par cette structure ont été calculés par simulation. Pour un signal de longueur d'onde  $\lambda = 1300\text{nm}$ , la longueur de battement est de  $L_\pi = 37,7\mu\text{m}$  en polarisation TE et de  $L_\pi = 38,1\mu\text{m}$  en polarisation TM. Cette différence réduite s'explique par la faible biréfringence des guides SiN. Une série de composants a été fabriquée et caractérisée, les résultats sont présentés dans la partie suivante. Cependant, comme on peut le voir figure 53(e), ce composant souffre d'une forte dépendance à la longueur d'onde. En effet, de façon similaire à un changement de la largeur des guides du coupleur, une variation de la longueur d'onde du signal optique va influencer sur le confinement des modes et donc modifier le taux de couplage du composant. Une architecture de coupleur directionnel stabilisé en longueur d'onde a donc également été étudiée et sera présentée dans la suite de ce chapitre.



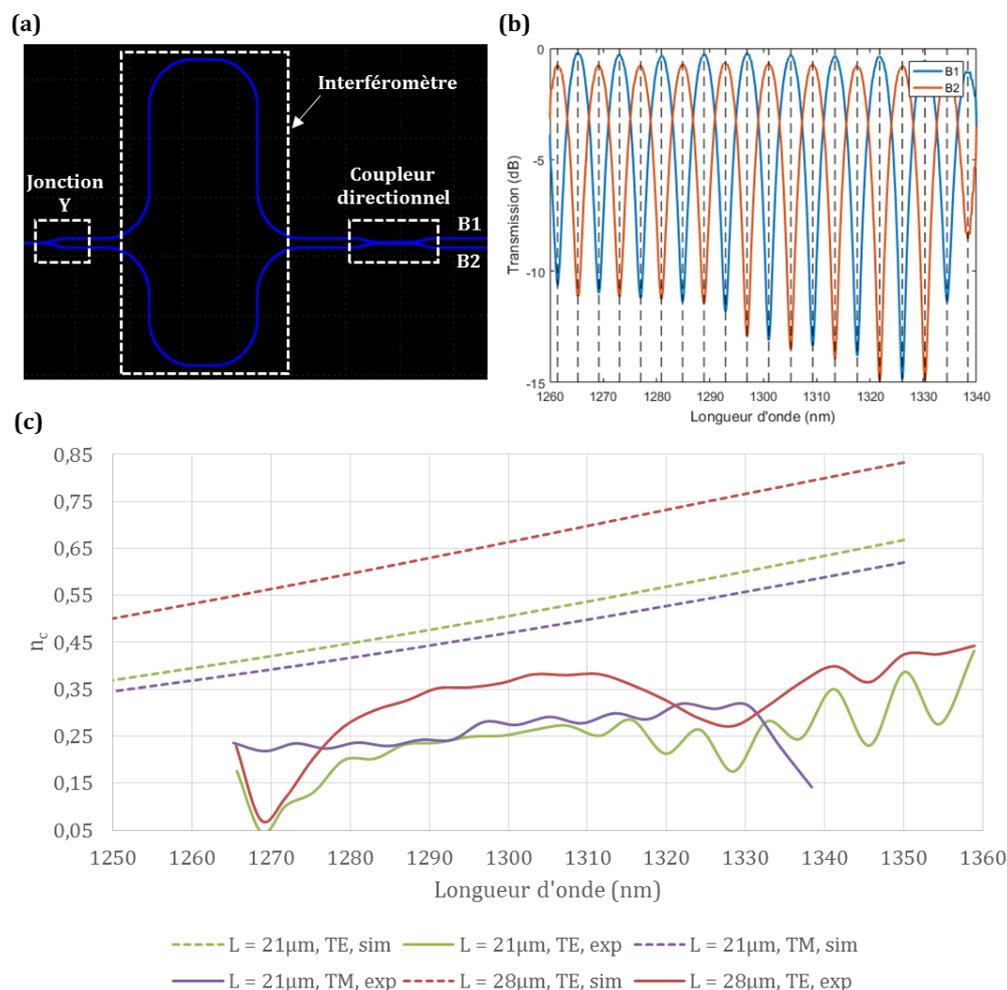
**Figure 53.** (a) Schéma d'un coupleur directionnel. (b) Simulation EME en polarisation TE à une longueur d'onde de 1300nm. Longueur de battement en fonction du gap (c) et en fonction de la largeur des guides (d) pour une longueur d'onde de 1300nm. (e) Longueur de battement en fonction de la longueur d'onde.

### 3.7.3.2 – Résultats expérimentaux

La caractérisation du taux de couplage des coupleurs directionnels a été effectuée de façon indirecte pour tenter de gagner en précision de mesure. La structure consiste en une jonction Y (voir figure 54(a)), dont on assume un taux de couplage parfait de 50%, formant un interféromètre de Mach-Zehnder asymétrique avec le coupleur en cours de test. En mesurant le taux d'extinction des résonances de l'interféromètre, on peut en déduire le taux de couplage du composant [115]. Par exemple, un coupleur 50% se traduira par un taux d'extinction infini. La transmission en polarisation TM des deux bras de sortie d'un interféromètre formé par un coupleur de 21μm de long est présentée figure 54(b). Comparé à une mesure directe de la puissance optique portée dans chaque bras à la sortie d'un coupleur directionnel, la plus grande plage dynamique de l'interféromètre de Mach Zehnder va permettre de minimiser l'impact des erreurs de mesure.

La figure 54(c) présente la simulation, et la caractérisation expérimentale, du taux de couplage,  $n_c$ , de différents coupleurs directionnels en SiN en fonction de la longueur d'onde. Comme on peut le voir avec la simulation (courbes en pointillés), le taux de couplage varie de plus de 30% sur 100nm de bande passante. Les polarisations TE et TM se comportent de façon relativement similaires et une augmentation de la longueur du coupleur permet bien d'augmenter le taux de couplage. Les mesures expérimentales (courbes pleines) suivent également ces tendances, cependant, les taux de couplage sont décalés d'environ 20% par rapport à la simulation. Cette déviation peut être partiellement expliquée par une différence entre les paramètres de simulation et le composant fabriqué. En effet, ces coupleurs ayant été conçu au début de cette thèse, le profil de guide et l'indice optique du matériau n'était pas encore parfaitement contrôlés, les guides simulés ne sont donc pas parfaitement conformes à ceux fabriqués. Une seconde série de coupleurs directionnels a été réalisée avec le nouveau procédé de fabrication et en prenant en compte ces nouveaux paramètres. Malheureusement pour tenter

d'optimiser encore l'espace et la précision de mesure, une nouvelle structure de test a été utilisée [116], mais elle n'a pas permis de réaliser l'extraction du taux de couplage des composants.



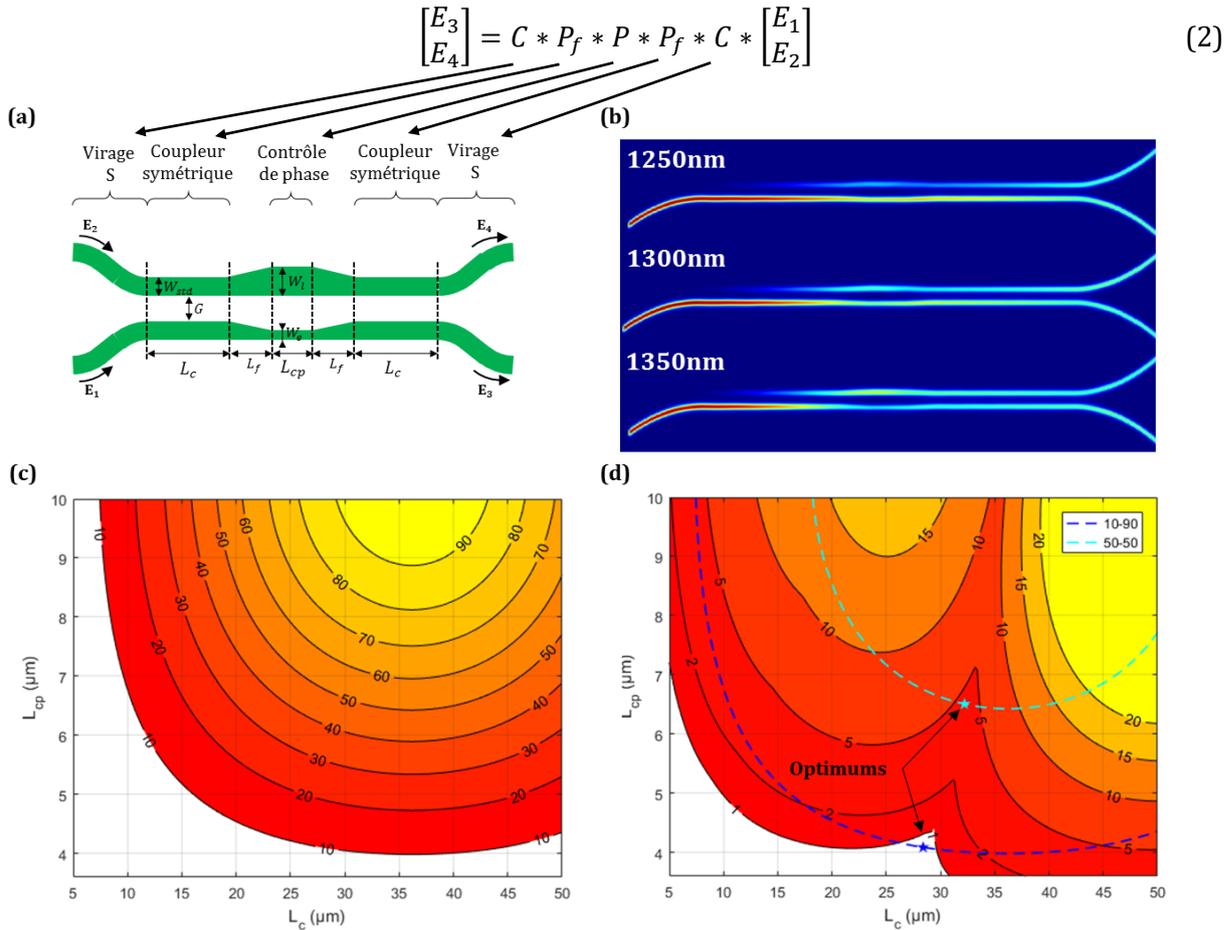
**Figure 54,** (a) Structure de test des coupleurs directionnels. (b) Transmission des deux sorties, B1 et B2, de l'interféromètre, pour un coupleur de longueur 21 μm mesuré en polarisation TM. Les lignes verticales représentent la position des résonances de l'interféromètre ou l'extraction du taux d'extinction a été effectuée. (c) Simulations et mesures expérimentales du taux de couplage,  $n_c$ , en fonction de la longueur d'onde pour plusieurs longueurs de coupleurs directionnels.

### 3.7.4 – Coupleur directionnel stabilisé

#### 3.7.4.1 – Principe

Le taux de couplage d'un coupleur directionnel est donc intrinsèquement dépendant de la longueur d'onde du signal optique. L'utilisation d'interféromètres de Mach Zehnder asymétriques a été proposée [117] pour tenter de compenser la sensibilité des coupleurs directionnels qu'il contient grâce au décalage de phase induit par la différence de longueur de chaque bras. Une stabilisation du taux de couplage a +/-2% sur 400nm a été démontrée. Cependant, l'encombrement de telles structures rend cette approche inutilisable à l'échelle d'un circuit contenant une grande quantité de coupleurs. Plus récemment, un composant reposant sur le même principe physique, mais avec une géométrie différente a été développé [115] (voir schéma figure 55(a)). Ce composant est constitué de deux coupleurs directionnels, de longueur  $L_c$ , connectés par une section de contrôle de phase de longueur  $L_{cp}$ . On retrouve donc une

configuration de type interféromètre de Mach Zehnder, mais sans l'encombrement habituel. Les coupleurs sont formés par des guides standards de  $W_{\text{std}} = 700\text{nm}$  de large et espacés de  $G = 600\text{nm}$ . Chaque bras de la section de contrôle de phase est constitué de guides de largeur différentes pour maximiser la différence de phase générée et donc minimiser la taille du composant. Le bras le plus large fait  $W_1 = 850\text{nm}$  et le bras le plus étroit fait  $W_e = 550\text{nm}$ . Pour connecter les deux coupleurs à la section de contrôle de phase, des transitions linéaires de longueur  $L_f = 6\mu\text{m}$  ont été utilisées. La réponse du coupleur directionnel stabilisé sera donc ajustée via les longueurs des deux sections de couplage et de celle de la section de contrôle de phase.



**Figure 55.** (a) Schéma d'un coupleur directionnel stabilisé. (b) Simulation FDTD en polarisation TE pour des signaux à différentes longueurs d'onde. (c) Courbes isométriques du taux de couplage,  $n_c$ , en fonction des longueurs  $L_c$  et  $L_{cp}$  pour un signal de polarisation TE et à une longueur d'onde de 1300nm. (d) Courbes isométriques de la variation du taux de couplage,  $\Delta n_c$ , en fonction des longueurs  $L_c$  et  $L_{cp}$  pour un signal de polarisation TE. Les courbes en pointillés représentent le taux de couplage du composant.

La conception de ce composant commence par une modélisation semi-analytique basée sur la méthode des matrices de transfert. Chaque partie du coupleur directionnel est représenté par une matrice tel que décrit dans l'équation 2 [115]. On retrouve les champs électriques  $E_{1-4}$  tels que décrits dans la figure 55(a). Les sections de couplage sont représentées par les matrices  $C$ , les transitions et la section de contrôle de phase respectivement par  $P_f$  et  $P$ . Ces matrices de transfert sont basées sur les propriétés des guides d'onde qu'elles représentent telles que l'indice effectif, les pertes de propagation ou encore la longueur du guide. Au sein des transitions et de la section de contrôle de phase, aucun couplage n'est considéré,  $P_f$  et  $P$  sont donc des matrices diagonales.

En se basant sur cette modélisation, on peut faire ressortir deux paramètres importants. Le premier, présenté dans l'équation 3, est le taux de couplage,  $n_c$ . Il est défini comme le ratio normalisé entre la puissance optique portée par chaque bras à la sortie de la structure.

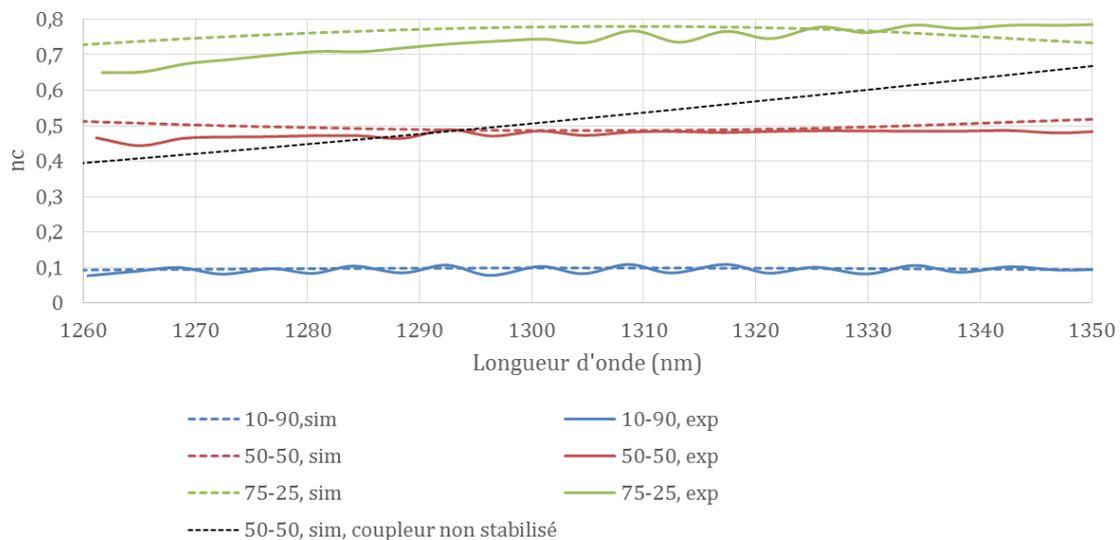
$$n_c = \frac{|E_4|^2}{|E_4|^2 + |E_3|^2} \quad (3)$$

Le second, défini dans l'équation 4, est la variation du taux de couplage sur une bande passante de 100nm autour de 1300nm,  $\Delta n_c$ . Ce paramètre rend compte de la sensibilité à la longueur d'onde du composant.

$$\Delta n_c = |n_c(\lambda) - n_c(1.3\mu\text{m})|_{max} \quad (4)$$

En utilisant ce modèle, les deux figures de mérite,  $n_c$  et  $\Delta n_c$ , ont été calculées en fonction des longueurs  $L_c$  et  $L_{cp}$ . Il existe une infinité de couples  $(L_c, L_{cp})$  pour former un composant avec un taux  $n_c$  donné (voir figure 55(c)). Cependant, il existe des couples  $(L_c, L_{cp})$  pour lesquels  $\Delta n_c$  est minimisé (voir figure 55(d)). Pour obtenir un coupleur avec une sensibilité à la longueur d'onde minimale, il suffit de superposer la courbe isométrique du taux de couplage souhaité (par exemple 10-90 ou 50-50) sur les courbes isométriques de  $\Delta n_c$ , pour révéler le couple  $(L_c, L_{cp})$  optimal. Une fois cette première étape terminée, le composant sélectionné est optimisé via une simulation FDTD tel qu'illustré figure 55(b). En suivant cette procédure, plusieurs coupleurs stabilisés ont été développés et fabriqués. Les réponses expérimentales de certains d'entre eux sont présentées dans la partie suivante.

### 3.7.4.2 – Résultats expérimentaux



**Figure 56.** Simulations FDTD et mesures expérimentales en polarisation TE du taux de couplage,  $n_c$ , en fonction de la longueur d'onde pour plusieurs coupleurs directionnels stabilisés.

La caractérisation du taux de couplage des coupleurs stabilisés a été réalisée en utilisant la même méthode que pour les coupleurs standards. Comme on peut le voir figure 56, une forte correspondance est observée entre les simulations et les caractérisations pour des coupleurs de ratio 10-90, 50-50 et 75-25. Le taux de couplage du coupleur 10-90 est le plus stable, avec une variation inférieure à 3,5% entre 1260 et 1350nm. Comme prédit par le modèle, le taux de couplage du coupleur 75-25 présente des variations plus importantes, de l'ordre de 13% sur la même gamme de longueur d'onde. Enfin, le taux du coupleur stabilisé 50-50 varie beaucoup

moins (variation inférieure à 5%) que celui d'un coupleur non stabilisé (courbe noire en pointillés) démontrant le fonctionnement et l'intérêt de cette structure.

### 3.8 – Conclusion

Au cours de ce chapitre, l'ensemble des éléments de base nécessaires à la réalisation d'un circuit photonique en SiN a été étudié. Différentes géométries de guides d'onde ont été évaluées : guides rubans, guides en arête et guides à fente. Selon la fonction à réaliser, on peut donc choisir l'architecture de guide la plus adaptée. Pour des guides de grande longueur, on choisira par exemple les guides SiN en arête à cause de leurs pertes de propagation inférieures à 0,2dB/cm. Pour obtenir une structure compacte, on préférera les guides ruban permettant de réaliser des virages de 40 $\mu$ m de rayon avec des pertes inférieures à 0,01dB par virage de 90°. La sensibilité à la température de ces guides a également été évaluée à l'aide d'un résonateur en anneau, révélant une dérive en température inférieure à 14,1pm/°C. Ces performances sont comparées à celles d'un circuit silicium dans le tableau (1).

	Circuit SiN (cette étude)		Circuit Silicium [37], [53]	
	Guide ruban	Guide en arête	Guide ruban	Guide en arête
Pertes de propagation (dB/cm)*	0,6	0,2	4,1	1,7
Rayon de courbure ( $\mu$ m)**	40	80	7	30
Sensibilité à la température (pm/°C)	14,1		46	

**Tableau 1.** Comparatif des performances entre les guides SiN et silicium. \*Les pertes de propagation sont données pour un signal de polarisation TE et à une longueur d'onde de 1300nm. \*\* Le rayon de courbure est donné pour des pertes par virage de 90° inférieures à 0,05dB en polarisation TE à une longueur d'onde de 1300nm.

Ces premiers résultats appellent à une étude plus approfondie de la structure du matériau afin d'identifier les mécanismes de pertes pour tenter de les diminuer encore plus. L'étude de guides d'onde à fente en SiN, pour lesquels 20% du mode optique est situé dans la fente, suggère que des capteurs particulièrement sensibles pourraient être réalisés. Afin de pouvoir passer d'une géométrie de guide à une autre, il a été nécessaire de mettre en place des transitions de guide. Pour un signal de polarisation TE, sur une gamme de longueur d'onde entre 1260nm et 1360nm, des pertes d'insertion inférieures à 0,1dB ont été obtenues pour la transition guide ruban/guide en arête et pour la transition guide ruban/guide ruban fin. Pour la transition entre guide ruban et guide à fente, plus délicate à réaliser, des pertes d'insertion inférieures à 0,8dB ont été obtenues pour des conditions similaires.

La transition entre les circuits silicium et SiN a également été étudiée. Une caractérisation statistique a permis de vérifier la stabilité de ce composant particulièrement critique. Des pertes d'insertion inférieures à 0,2dB ont été démontrées pour un signal de polarisation TE et pour des longueurs d'onde de 1271nm, 1291nm, 1311nm, 1331nm (ce qui correspond aux canaux de transmission de la norme CWDM4). Cette valeur est relativement proche de celles présentes dans la littérature qui sont de dimensions similaires [52], [53]. En prévision d'une augmentation significative du nombre de composants au sein du circuit, des filtres de signaux parasites ainsi

que des terminaisons à faibles réflexions ont également été développées, mais n'ont pas encore pu être caractérisées.

Enfin, trois architectures de coupleurs/séparateurs de puissance ont été étudiées. Les avantages et inconvénients de chacune d'elles sont résumés dans le tableau (2). Les MMI permettront par exemple de travailler indépendamment de la polarisation. Les coupleurs directionnels stabilisés sont capables de maintenir un taux de couplage stable indépendamment de la longueur d'onde du signal incident. Une variation inférieure à 3% à par exemple été obtenue sur plus de 90nm pour un coupleur 10-90.

	Jonction Y	MMI	Coupleur Directionnel	Coupleur Directionnel Stabilisé
Simplicité de conception	✓✓✓	✓✓	✓✓	✓
Stabilité en $\lambda$	✓✓	✓✓	✓	✓✓✓
Sensibilité à la polarisation	✓✓	✓	✓✓	✓✓✓
Compacité	✓✓✓	✓✓	✓	✓
Pertes	✓✓✓	✓✓	<b>ND</b>	<b>ND</b>

**Tableau 2**, Comparaison entre les différentes architectures de coupleurs/séparateurs de puissances étudiées. ND : non disponible.

# Chapitre 4 – Gestion de la polarisation

---

4.1. Introduction	85
4.1.1. Polarisation dans un guide d'onde	85
4.1.2. Briques élémentaires pour la gestion de polarisation	85
4.2. Séparateur de polarisation	87
4.2.1. Introduction	87
4.2.2. Interféromètre multimode à quasi-états	89
4.2.3. Coupleur directionnel large bande	90
4.3. Rotateur de polarisation	93
4.3.1. Introduction	93
4.3.2. Guide d'onde en arête asymétrique	95
4.4. Séparateur-rotateur de polarisation	97
4.4.1. Introduction	97
4.4.2. Guide d'onde en arête	98
4.4.3. Double étage	99
4.5. Conclusion	100

---

## 4.1 – Introduction

### 4.1.1 – Polarisation dans un guide d'onde

Comme exposé dans le sous-chapitre 3.2.1, les guides d'onde utilisés en optique intégrée ont généralement une géométrie quasi-rectangulaire héritée de leur procédé de fabrication. Ces guides présentent donc deux directions de confinement optique spécifiques : l'une dite horizontale, parallèle au substrat, et l'autre dite verticale, perpendiculaire au substrat. Comme illustré dans la figure 13, ces axes préférentiels vont imposer une répartition particulière de la polarisation à une onde se propageant dans ce guide d'onde [118]. En effet, deux composantes spécifiques peuvent être définies selon la direction d'oscillation du champ électrique de l'onde incidente. La première, dite transverse électrique (TE), correspond à une oscillation du champ électrique dans un plan parallèle au substrat (figure 13(a)). La seconde, dite transverse magnétique (TM), correspond à une oscillation du champ électrique dans le plan perpendiculaire au substrat (figure 13(b)). En réalité ces composantes ne sont pas parfaitement verticales et horizontales, on devrait donc parler de « quasi TE/TM ». Cependant, par abus de langage, on parle de mode TE/TM. (ce point sera discuté en détail dans la partie 4.3 de ce chapitre)

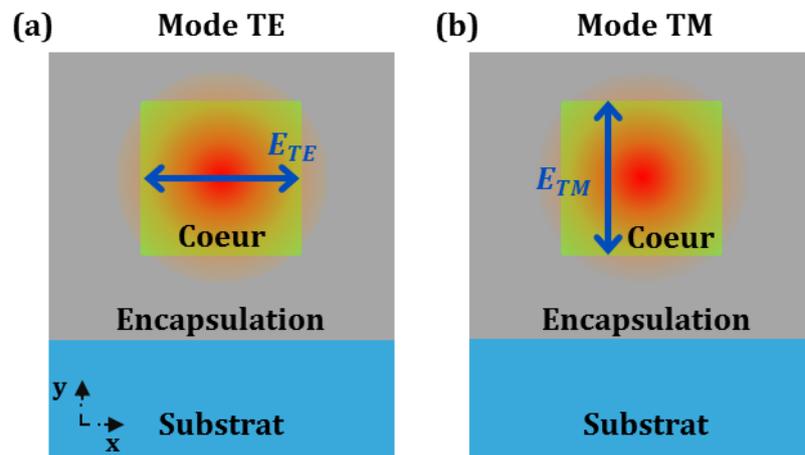


Figure 57, Coupe transversale d'un guide d'onde photonique. La double flèche bleue représente la direction d'oscillation du champ électrique pour un mode (a) TE et (b) TM.

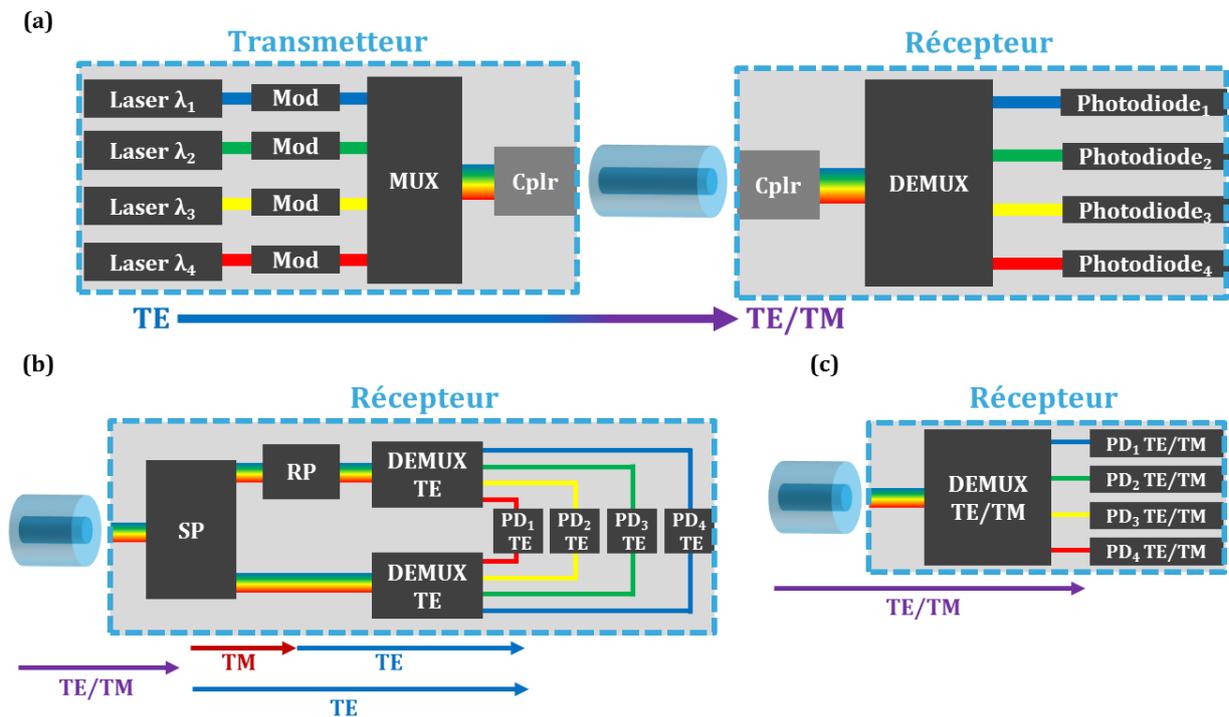
Afin d'optimiser les propriétés optiques des guides d'onde, (pertes de propagation, dispersion, compacité...), ces guides ne sont généralement pas carrés mais plutôt rectangulaires. Cette asymétrie va se traduire par une propagation potentiellement très différente des composantes TE et TM : on parle de biréfringence. Cependant un certain nombre d'applications, qui sont détaillées dans la partie suivante, nécessitent un circuit optique capable de gérer les deux polarisations. L'objectif de ce chapitre est donc d'identifier les briques élémentaires nécessaires pour gérer ces deux états de polarisation et de proposer des architectures de composants adaptés au circuit SiN.

### 4.1.2 – Briques élémentaires pour la gestion de polarisation

Les fibres optiques couramment utilisées en télécommunication ne sont pas capables de maintenir la polarisation du signal optique qui y est injecté. En effet, les fibres à maintien de polarisation (Polarization Maintaining Fiber, PMF) présentent des pertes de propagation plus importantes que les fibres monomodes « standards » (Single Mode Fiber, SMF) et sont également

plus onéreuses à cause de leur complexité de fabrication. Le circuit récepteur de n'importe quel lien de télécommunication utilisant une fibre optique doit donc être capable de fonctionner pour n'importe quel état de polarisation incident. On peut noter qu'une onde polarisée selon un angle arbitraire va se décomposer selon les deux composantes TE et TM du guide d'onde dans lequel elle est couplée : le problème se résume donc à la gestion de ces deux composantes.

La figure 58(a) illustre ce phénomène dans le cadre d'un lien WDM. La lumière des lasers est couplée à la puce photonique via un coupleur réseau (Grating Coupler, GC) généralement optimisé pour la polarisation TE, on travaille donc avec une seule composante du champ électromagnétique dans tout le transmetteur. Cependant, après s'être propagé dans la fibre, le signal optique arrive à l'entrée du récepteur avec une polarisation arbitraire qui va donc se décomposer selon les deux composantes TE et TM des guides d'onde.



**Figure 58,** (a) Représentation schématique d'un lien WDM 4 canaux. Les deux schémas suivants illustrent respectivement un récepteur WDM type (b) diversité de polarisation et (c) insensible en polarisation. Les flèches indiquent les composantes de polarisation présentes tout au long du lien optique.

Comme mentionné dans le chapitre 1, la première génération de lien optique basé sur la photonique silicium utilise le principe du multiplexage spatial (Parallel Single Mode, PSM). Un lien est constitué de plusieurs fibres optiques portant chacune un canal de communication. La gestion de polarisation est généralement assurée par un coupleur réseau séparateur de polarisation (Polarization Splitting Grating Coupler, PSGC) [4], [59], [119]–[121]. Ce composant, en plus d'assurer le couplage entre la fibre optique et la puce photonique, regroupe également deux fonctions élémentaires de gestion de la polarisation. La première est la séparation : en effet, un PSGC va coupler la composante TE du signal incident dans un guide d'onde et la composante TM dans un autre. La seconde fonction est la conversion, car la composante TM du signal incident est en réalité convertie en composante TE : on parle généralement de « rotation de polarisation ». Un canal de réception type PSM est donc constitué d'un PSGC et d'une photodiode connectée de part en part aux deux guides d'onde de sortie du PSGC. Cependant, les trop fortes contraintes de conception induites par cette double fonctionnalité limitent les performances de ce composant

qui souffre de pertes d'insertion relativement élevées ainsi que d'une bande passante réduite, le rendant inadapté pour les applications type WDM : d'autres options doivent être envisagées.

Une première solution, présentée en figure 58(b), consiste également à séparer les deux composantes de polarisation du signal incident pour pouvoir les traiter séparément : on parle de « diversité de polarisation ». Mais, à la différence d'un PSGC, on choisira cette fois d'utiliser un coupleur fibre-puce avec une bande passante adaptée et capable de coupler indifféremment les deux composantes de polarisation (voir sous-chapitre 3.3). Puis, un séparateur de polarisation va dissocier les deux composantes TE et TM. La composante TE est envoyée dans un premier démultiplexeur adapté à cette polarisation, puis chaque canal est connecté à sa photodiode respective. Reste la composante TM qui doit elle aussi être démultipléée. La conception d'un démultiplexeur représentant un effort important (voir chapitre 5), on préférera généralement utiliser un rotateur de polarisation, plus simple à concevoir, pour convertir la composante TM en composante TE. Ainsi, comme illustré figure 58(b), on peut utiliser le même démultiplexeur que celui de la voie TE et donc diminuer la complexité de conception.

La seconde solution, présentée en figure 58(c), consiste à concevoir un démultiplexeur et une photodiode insensibles à la polarisation. Cette approche, présentée en détail dans le chapitre 5, à l'avantage d'utiliser un seul démultiplexeur mais augmente sa complexité de conception.

Mis à part les télécommunications optiques, de nombreuses applications requièrent également une gestion de la polarisation. On peut par exemple nommer le multiplexage en polarisation pour augmenter la bande passante d'un signal optique [122]–[124], les technologies basés sur l'optique quantique [125], ou encore la tomographie optique [126].

On retrouve donc trois briques fondamentales pour pouvoir gérer la polarisation :

- Le séparateur/combineur de polarisation
- Le rotateur de polarisation
- Le séparateur-rotateur qui regroupe les deux fonctions précédentes en un seul composant.

Comme mentionné dans le chapitre 2 de ce manuscrit, il serait avantageux de réaliser le couplage fibre-puce au sein du niveau photonique SiN, il est donc nécessaire de disposer de ces trois fonctions dans ce niveau. On pourrait réaliser la gestion de polarisation dans le circuit silicium pour ensuite repasser dans le niveau photonique SiN. Cependant, l'encombrement et les pertes d'insertion générées par les multiples transitions Si/SiN rendent cette approche inadaptée. Les trois prochaines parties de ce chapitre sont donc respectivement dédiées à la conception et au développement de chacune de ces briques élémentaires au sein du niveau photonique SiN.

## 4.2 – Séparateur de polarisation

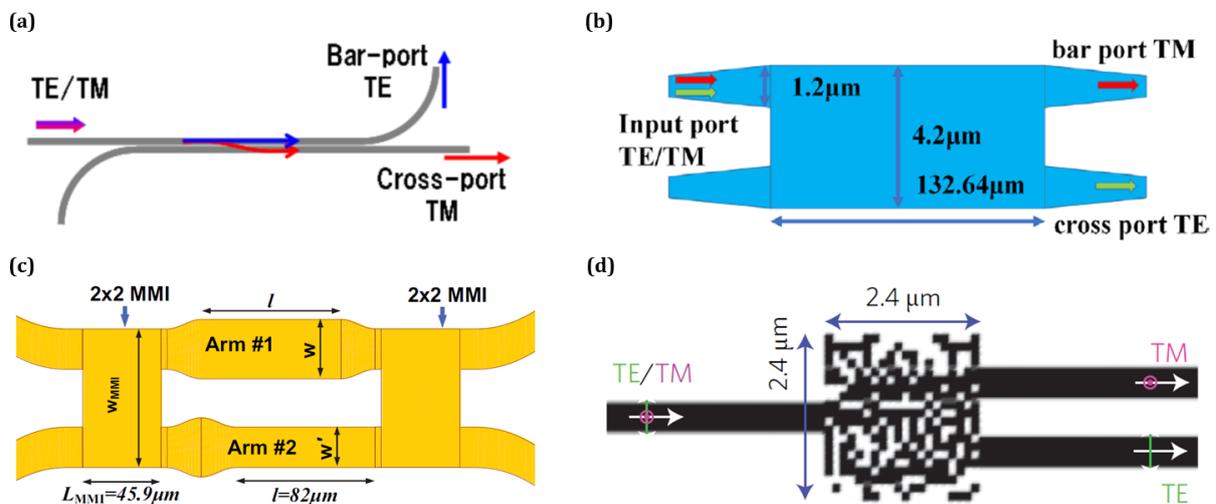
### 4.2.1 – Introduction

Comme mentionné précédemment, le séparateur de polarisation (Polarization Beam Splitter, PBS) est une brique importante pour l'optique intégrée. Diverses architectures, présentées ci-dessous, ont été explorées en photonique silicium avec de bonnes performances. Cependant, le SiN présentant un comportement optique différent, on cherchera à distinguer la

solution la plus adaptée à cette nouvelle géométrie afin d'optimiser les principaux paramètres de ce composant :

- pertes d'insertion : différence de puissance entre la sortie et l'entrée du composant.
- taux d'extinction : différence de puissance entre les deux composantes de polarisation au sein d'un même bras de sortie du composant.
- bande passante : gamme spectrale de fonctionnement du composant.
- encombrement : surface du composant.
- sensibilité aux variations de fabrication : impact d'une variation géométrique sur les pertes d'insertion, le taux d'extinction et la bande passante du composant.

La première architecture, probablement la plus répandue, se base sur les coupleurs directionnels [127], [128]. Comme illustré dans la figure 59(a), cette solution utilise la biréfringence des guides d'onde pour induire une différence de longueur de battement (voir sous-chapitre 3.7.3) entre les polarisations TE et TM. En choisissant judicieusement la longueur du coupleur directionnel, on peut envoyer la composante TE dans un bras du coupleur et la composante TM dans l'autre. Afin d'obtenir des composants plus compacts et avec une meilleure isolation, diverses solutions ont été explorées pour renforcer la biréfringence des guides. On peut par exemple citer les coupleurs directionnels courbes [129]–[131] ou l'utilisation de guides asymétriques [132], [133]. Ces structures ont démontré d'excellentes performances en photonique silicium. Cependant, elles reposent sur la forte biréfringence des guides silicium qu'il est impossible d'avoir avec des guides en SiN de par le faible confinement optique : d'autres options doivent être envisagées.



**Figure 59**, Exemples des différentes architectures de séparateurs de polarisation utilisés en photonique silicium. (a) Coupleur directionnel [128], (b) interféromètre multi mode [136], (c) Mach Zehnder [138] et enfin (d) métamatériau [139].

Une seconde architecture, à base d'interféromètres multi modes (Multi Mode Interferometer, MMI), a également émergé. De même que pour les coupleurs directionnels, ce composant repose sur la différence de longueur de battement (entre les deux composantes de polarisation) induite par la biréfringence de la région multimode du MMI [134]. Par ailleurs, cette section multimode étant plus large qu'un guide d'onde classique, ce type de composant présente une tolérance relativement élevée aux variations de fabrication. De plus, l'utilisation des quasi-états a permis de grandement réduire l'encombrement [135], [136], rendant les MMI

relativement compacts même avec une faible biréfringence. On choisira donc d'explorer cette solution dans la partie suivante.

Une troisième architecture, présentée dans la figure 59(c), se base sur les interféromètres type Mach Zehnder. Grâce à des guides d'onde biréfringents, cette structure introduit, entre ses deux bras, une différence de phase de  $\pi$  pour l'une des composantes de polarisation et aucune différence pour la seconde. Ainsi, au niveau du MMI de sortie, l'une des composantes sera transférée dans un bras et la seconde dans l'autre [137]. Cette structure présente l'avantage d'être simple à concevoir et à fabriquer. Cependant, même en utilisant des guides à forte biréfringence comme ceux de la photonique silicium, il faut une longueur de bras conséquente d'environ  $100\mu\text{m}$  [138] pour obtenir le déphasage souhaité. De plus, cette structure nécessite des MMI insensibles à la polarisation qui présentent un encombrement non négligeable.

On peut également noter que d'autres approches innovantes ont été explorées comme l'utilisation de métamatériaux (voir figure 59(d)), permettant de produire des composants ultra compacts [139]. Cependant, la complexité de fabrication de ces approches les rend incompatibles avec la technologie CMOS, elles n'ont donc pas été étudiées pendant cette thèse.

Compte tenu des avantages et inconvénients de chaque architecture, deux solutions ont été implémentées au sein du circuit photonique sur nitrure de silicium. La première, décrite dans la partie suivante, utilise les MMI à quasi états. La seconde, présentée dans le sous-chapitre 4.2.2, est une forme hybride d'interféromètre type Mach Zehnder et de coupleur directionnel.

## 4.2.2 – Interféromètre multimode à quasi-états

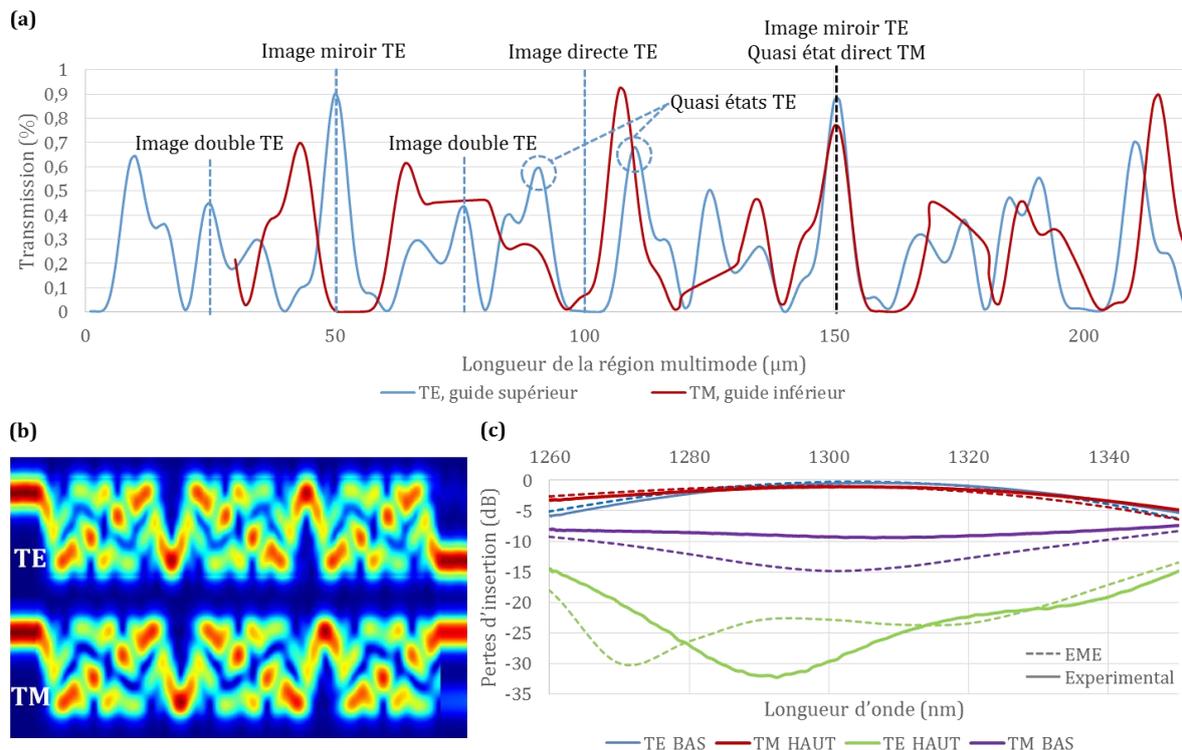
L'interféromètre multimode présente donc un encombrement raisonnable et une bonne tolérance aux variations de fabrication. La procédure de conception commence par le choix de la largeur de la région multimode. Un MMI à quasi-états étant basé sur une interférence à quatre modes, on choisira donc une largeur de  $2.8\mu\text{m}$  capable de supporter les quatre premiers modes de chaque composante de polarisation. Pour dissocier les composantes TE & TM, la longueur de la région multimode,  $L_{MM}$ , doit satisfaire la condition suivante [135]:

$$L_{MM} = p3L_{\pi TE} = q3L_{\pi TM}, \text{ avec } p + q = \text{impaire} \quad (5)$$

Comme indiqué dans le sous-chapitre 3.7.2, la longueur de battement d'un MMI peut se calculer analytiquement, on obtient  $L_{\pi TE} = 16,7\mu\text{m}$  et  $L_{\pi TM} = 18,1\mu\text{m}$ . Les premiers entiers  $p$  et  $q$  à satisfaire la condition (5) sont respectivement 15 et 14, ce qui correspond à une région multimode de longueur  $L_{MM} \approx 750\mu\text{m}$ . En pratique, les pertes de propagation ainsi que l'encombrement rendent un tel composant inutilisable. Pour diminuer l'encombrement, une solution consiste à utiliser les quasi-états qui sont des images imparfaites formées de part et d'autre d'états normaux (directs ou miroirs) à  $1/5$  de la distance séparant deux états normaux. La figure 60(a) montre la position de ces différents états, pour la polarisation TE d'un signal injecté dans le bras supérieur du MMI, en fonction de la distance de propagation. En utilisant ces quasi-états, on peut donc diviser par 5 la longueur nécessaire pour satisfaire la condition de séparation. Comme illustré sur la figure 60(a), à une distance  $L_{MM} \approx 750/5 \approx 150.2 \mu\text{m}$ , la composante TE forme une image miroir et la composante TM un quasi-état direct. Chaque polarisation va donc se coupler dans un guide différent.

De même que pour les MMI séparateurs de puissance présentés en partie 3.7.2, la position et la largeur des guides d'entrée et de sortie de la région multimode ont été optimisés en simulation pour minimiser les pertes d'insertion. La figure 60(b) est une simulation type

expansion des modes propres (Eigenmode Expansion, EME) de la distribution de la puissance optique dans le MMI. La composante TE se couple bien dans le guide de sortie inférieur et la composante TM dans le guide supérieur.



**Figure 60**, Simulations et résultats expérimentaux du MMI séparateur de polarisation à quasi états. (a) Graphique représentant la transmission, en fonction de la longueur de la région multi mode, de la composante TE dans le guide de sortie supérieur et de la composante TM dans le guide de sortie inférieur. A titre d'exemple, les différentes images de la composante TE sont indiquées par les lignes pointillées. (b) Simulation EME de la distribution de puissance optique dans le MMI pour les modes TE<sub>0</sub> et TM<sub>0</sub>. (c) Graphique représentant la réponse spectrale du MMI en simulation (courbes pointillées) et en expérimental (courbes pleines).

Ce composant a été fabriqué avec le procédé standard, tel que décrit dans le sous-chapitre 2.4, et caractérisé via un couplage par la tranche selon la méthode exposée dans le sous-chapitre 2.5.2. Les résultats sont présentés dans la figure 60(c). Comme on peut le voir, à la longueur d'onde centrale de  $1.3\mu\text{m}$ , ce composant présente des pertes d'insertion d'environ 1dB et un taux d'extinction de l'ordre de 9dB ce qui est acceptable. On peut également noter une bonne cohérence entre la simulation et la réponse expérimentale. Cependant, si l'on s'éloigne de la longueur d'onde centrale, les performances se dégradent rapidement atteignant des pertes d'insertion supérieures à 5dB et un taux d'extinction quasi nul. Ce composant a donc une gamme de fonctionnement restreinte, qui est incompatible avec les applications de multiplexage en longueur d'onde envisagées. Une seconde solution, plus large bande, a donc été explorée.

### 4.2.3 – Coupleur directionnel large bande

La solution présentée dans cette partie se base sur l'architecture de coupleur directionnel large bande [115] étudiée dans le sous-chapitre 3.7.4 de ce manuscrit. Pour rappel, ce composant est constitué de deux coupleurs directionnels connectés par une section de contrôle de phase (voir figure 61(a)). Les largeurs des différents guides d'onde qui constituent ce composant (ainsi

que le gap G) sont identiques à celles des coupleurs directionnels large bande présentés précédemment.

La conception de ce composant commence par une modélisation semi-analytique basée sur la méthode des matrices de transfert [115], qui permet d'extraire rapidement deux paramètres clefs,  $\eta_{\text{cross}}$  et  $\Delta\eta_{\text{cross}}$ . Le premier représente le coefficient de couplage du composant, défini par le ratio de puissance optique entre les deux bras de sorties. Le second représente la variation de ce coefficient de couplage sur une bande passante de 100nm, leur expression analytique est disponible dans le sous-chapitre 3.7.4. Afin d'optimiser le taux d'extinction et la bande passante de ce séparateur de polarisation, on calcule ces paramètres pour les deux composantes de polarisation TE ( $\eta_{\text{TE}}$ ,  $\Delta\eta_{\text{TE}}$ ) et TM ( $\eta_{\text{TM}}$ ,  $\Delta\eta_{\text{TM}}$ ). On peut donc définir deux nouvelles figures de mérite basées sur les paramètres précédents :

$$\eta_{\text{PBS}} = |\eta_{\text{TE}} - \eta_{\text{TM}}| \quad (6)$$

$$\Delta\eta_{\text{PBS}} = \frac{\Delta\eta_{\text{TE}} + \Delta\eta_{\text{TM}}}{2} \quad (7)$$

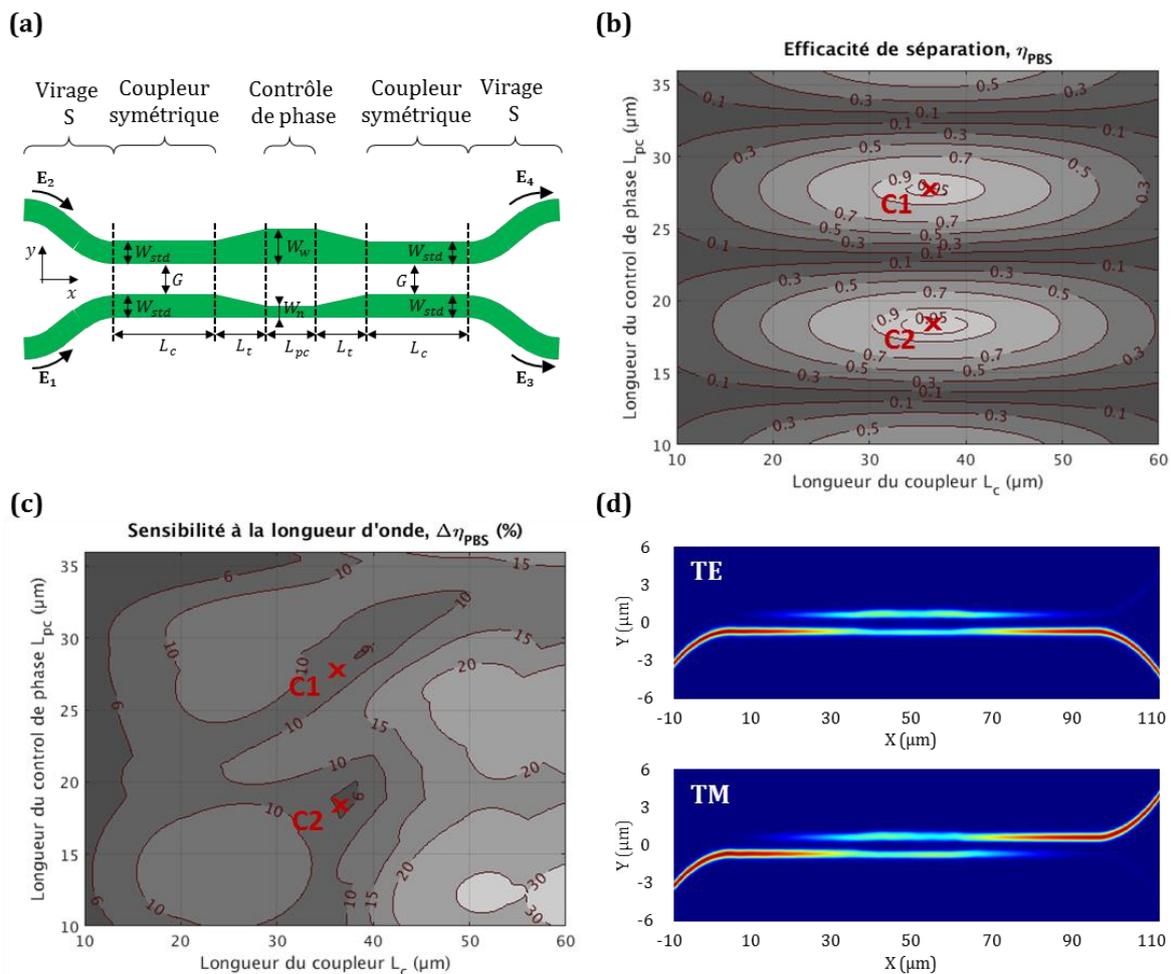
$\eta_{\text{PBS}}$ , représente l'efficacité de séparation des polarisations, les meilleures performances étant atteintes si  $\eta_{\text{PBS}} = 1$ .  $\Delta\eta_{\text{PBS}}$ , représente la sensibilité du composant à la longueur d'onde ; plus  $\Delta\eta_{\text{PBS}}$  est petit, plus le composant sera large bande. Ces deux figures de mérite ont été calculées en fonction de la longueur des sections de couplage  $L_c$ , et de la section de contrôle de phase  $L_{\text{pc}}$ . Les résultats sont présentés dans les figures 61(b) et (c).

Comme on peut le voir dans la figure 61(b), deux couples ( $L_c$ ,  $L_{\text{pc}}$ ), notés C1 et C2 semblent indiquer une efficacité de séparation des polarisations élevée. En effet, pour  $L_c = 36.2\mu\text{m}$  et  $L_{\text{pc}} = 27.8\mu\text{m}$  (C1),  $\eta_{\text{PBS}} = 0.96$  et pour  $L_c = 36.6\mu\text{m}$  et  $L_{\text{pc}} = 18.4\mu\text{m}$  (C2),  $\eta_{\text{PBS}} = 0.97$ .

La figure 61(c) révèle un  $\Delta\eta_{\text{PBS}}$  légèrement plus élevé pour C1 ( $\Delta\eta_{\text{PBS}} \approx 7.2\%$ ) comparé à C2 ( $\Delta\eta_{\text{PBS}} \approx 5.5\%$ ). Par conséquent, avec une efficacité de séparation de polarisation plus élevée, et une bande passante supérieure, on choisira le second couple (C2) pour le composant final.

L'ensemble des paramètres du composant étant fixé, une optimisation plus fine a été réalisée en utilisant une simulation type éléments finis FDTD 3D (Finit Difference Time Domain), capable de modéliser précisément le couplage dans les virages en S de part et d'autre du séparateur. En prenant en compte la contribution de ces virages de part et d'autre du séparateur, les valeurs optimales des sections de couplage et de la région de contrôle de phase sont de  $L_c = 30\mu\text{m}$  et  $L_{\text{pc}} = 18\mu\text{m}$ . La figure 61(d) illustre la propagation des polarisations TE et TM pour le composant optimisé et à la longueur d'onde centrale de 1300nm.

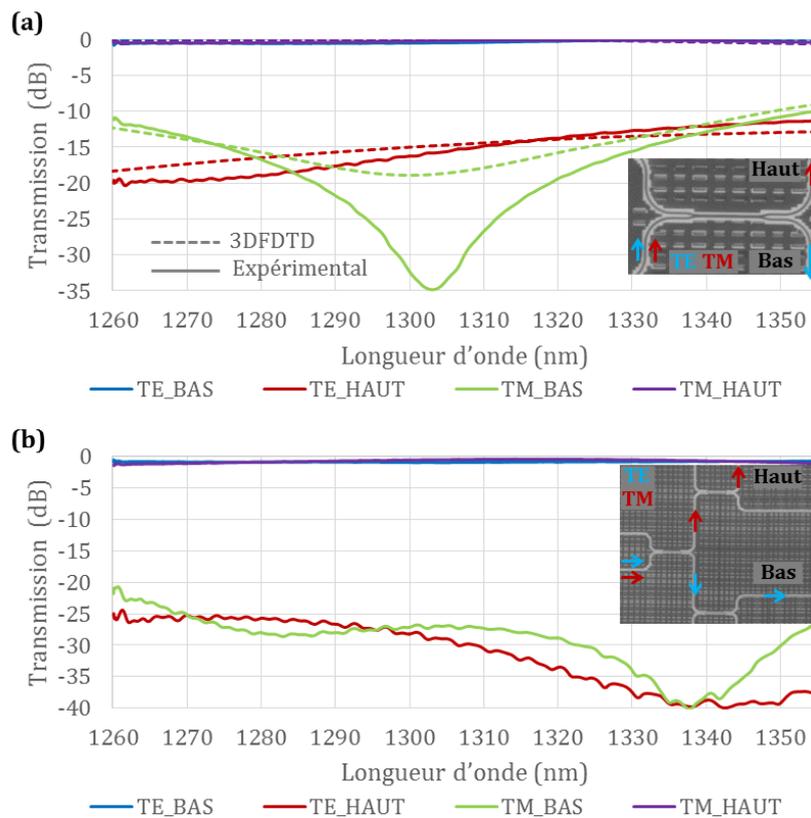
Ce composant a été fabriqué selon le procédé standard, tel que décrit dans le sous-chapitre 2.4, et caractérisé via un couplage par la tranche selon la méthode exposée dans le sous-chapitre 2.5.2. Deux versions de ce composant ont été réalisées. La première, dont la réponse spectrale est représentée figure 62(a), contient un unique séparateur de polarisation à coupleur large bande. Les pertes d'insertion sont inférieures à 0.6dB et le taux d'extinction supérieur à 10dB pour les deux polarisations et sur une bande spectrale de 95nm. Le taux d'extinction plus élevé de la courbe TM\_BAS, par rapport à la simulation, est dû à une interférence destructive complète de la polarisation TM qui se traduit par un taux d'extinction très élevé à une longueur d'onde spécifique. Cette différence peut être attribuée à un biais de fabrication qui va légèrement modifier la réponse du composant.



**Figure 61**, Modélisation & simulation du séparateur de polarisation à base de coupleur directionnel large bande. (a) Vue de dessus du composant. Les deux graphiques isolignes représentent respectivement les paramètres  $\eta_{\text{PBS}}$  (b) et  $\Delta\eta_{\text{PBS}}$  (c) en fonction de la longueur du coupleur et de la longueur de la section de contrôle de phase. (d) Simulation en FDTD 3D de la propagation de chaque polarisation dans le composant.

Un certain nombre d'applications, comme les systèmes de communication cohérents [140], nécessitent des taux d'extinction plus élevés. Une seconde version, basée sur une structure cascading trois séparateurs, a donc été réalisée pour obtenir un taux d'extinction plus élevé. Cette configuration est visible dans l'image en médaillon de la figure 62(b). Un taux d'extinction deux fois plus élevé, supérieur à 20dB, a été obtenu pour les deux polarisations, tout en maintenant des pertes d'insertion inférieures à 1.3dB. Un taux d'extinction de 24dB est même atteint sur une gamme spectrale réduite (85nm), avec des pertes d'insertion inférieures à 1.1dB.

Au cours de ce sous-chapitre, différentes architectures de séparateurs de polarisation ont été proposées. En se basant sur les contraintes d'intégration et les spécificités de la plateforme SiN, deux d'entre elles ont été testées. La seconde, basée sur le coupleur large bande étudié dans le sous chapitre 3.7.4, a montré des performances satisfaisantes qui seront comparées avec l'état de l'art dans la conclusion de ce chapitre.



**Figure 62**, Simulations et résultats expérimentaux du séparateur de polarisation à base de coupleur directionnel large bande. Les résultats du composant seul sont présentés en (a) et ceux de la version cascadié en (b). Les images en médaillons sont des vues de dessus, elles ont été prises à l'aide d'un microscope optique. Les flèches indiquent la réponse en polarisation du dispositif.

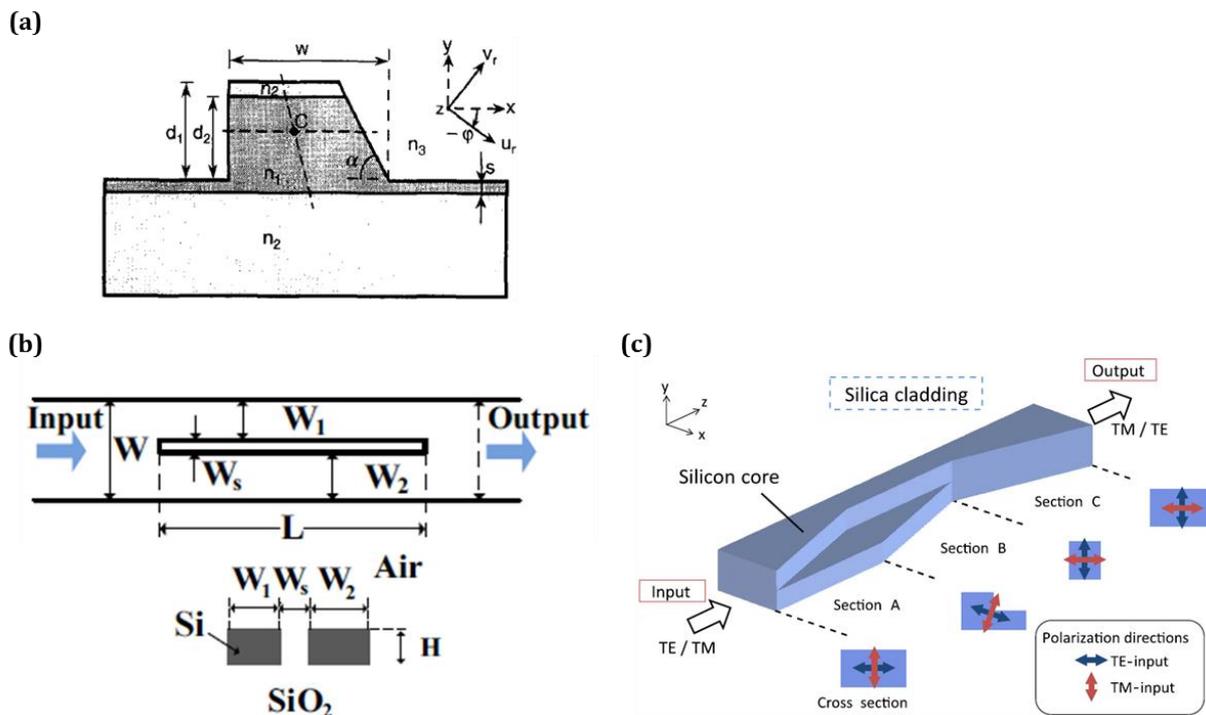
## 4.3 - Rotateur de polarisation

### 4.3.1 – Introduction

Après la séparation de la polarisation, la seconde fonction nécessaire pour gérer la polarisation dans un circuit photonique est la rotation. Comme exposé dans l'introduction de ce chapitre, un certain nombre d'applications nécessitent de convertir une composante de polarisation en une autre. L'objectif de cette partie est donc d'identifier une architecture de rotateur de polarisation (Polarisation Rotator, PR) adaptée au SiN, et compatible avec les contraintes liées à l'environnement CMOS ainsi qu'à l'intégration de ce circuit au sein du back-end de la puce.

Pour déclencher la rotation d'une composante de polarisation d'un mode optique guidé, il est nécessaire de briser la symétrie géométrique du guide d'onde qui le supporte [141]. En effet, dans un guide d'onde rectangulaire parfaitement symétrique sur ses deux axes transverses, l'axe optique est parfaitement parallèle (perpendiculaire) au plan du substrat. On qualifie les modes TE (TM) de ce type de guide de modes transverses « pures ». Etant orthogonaux entre eux, ils ne peuvent pas se coupler l'un à l'autre. Cependant, l'introduction d'une asymétrie via un chanfrein peut incliner l'axe optique du guide d'un certain angle  $\varphi$  (voir figure 63(a)). Les modes optiques supportés par cette structure seront donc transverses selon les axes  $u_r$  ( $v_r$ ). La décomposition de la base  $(u_r, v_r)$  selon le système défini par les axes  $(x, y)$  montre bien que ce type de mode possède

une composante de polarisation sur chacun des axes  $x$ ,  $y$ , avec une proportion définie par l'angle  $\varphi$ . On qualifie ce type de mode de « quasi-TE » ou « quasi-TM ». En faisant varier progressivement cet angle, on peut donc convertir une composante de polarisation en une autre.



**Figure 63**, Présentation de différentes architectures de rotateur de polarisation. (a) PR type guide d'onde à flanc incliné pour induire une rotation de l'axe optique [141]. (b) PR se basant sur un guide slot asymétrique ainsi que sur une encapsulation air/ $\text{SiO}_2$  [142]. (c) PR utilisant cette fois un guide d'onde à double gravure, qui ne nécessite pas d'encapsulation asymétrique [143].

Cependant, la réalisation d'une gravure comme celle présentée dans la figure 63(a) nécessite une étape de fabrication supplémentaire et dédiée à cet unique composant, d'autres approches ont donc été étudiées. La première, (voir figure 63(b)), utilise cette fois un guide slot asymétrique, pour briser la symétrie de l'axe horizontal, ainsi qu'une encapsulation air-oxyde, pour briser la symétrie de l'axe vertical. Cette solution présente l'avantage d'utiliser une seule étape de gravure. Néanmoins, l'utilisation d'air comme encapsulation limite les possibilités d'intégration de cette approche.

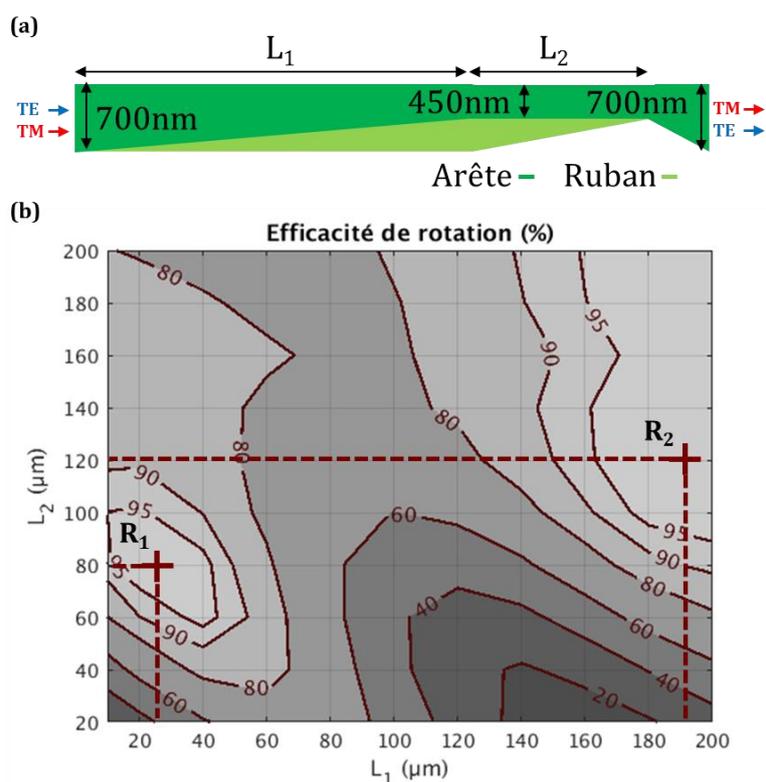
Une dernière architecture, présentée en figure 63(c), semble cette fois remplir l'ensemble des critères recherchés. En effet, ce composant utilise une double gravure qui permet de briser à la fois la symétrie verticale et horizontale, il ne nécessite donc pas d'encapsulation asymétrique complexe à intégrer. De plus, la double gravure employée ici est également utilisée pour de nombreux autres composants du circuit comme les réseaux de guides d'onde, les guides en arête, ou encore les réseaux de couplage. L'utilisation de transitions dans les sections de rotation de la polarisation indique un comportement adiabatique, assurant des pertes d'insertion réduites ainsi qu'une large bande passante. Enfin, contrairement au séparateur, le rotateur de polarisation ne nécessite pas de forte biréfringence, on peut donc s'attendre à de bonnes performances en utilisant une conception destinée, à l'origine, à la photonique silicium.

Un rotateur de polarisation SiN a donc été réalisé en se basant sur cette dernière architecture, cette étude est présentée dans la partie suivante.

### 4.3.2 – Guide d’onde en arête asymétrique

La conception de ce composant commence par le choix de la largeur de ses différentes sections. Comme illustrée dans la figure 64(a), afin de faciliter la connexion avec le reste du circuit, des guides d’entrée et de sortie de 700nm de large sont choisis, correspondant à la largeur des guides SiN standards. La largeur de l’arête de la seconde section doit permettre une asymétrie du guide suffisante pour induire une rotation, tout en limitant les pertes optiques liées à un guide de dimensions trop restreintes, une valeur de 450nm a donc été choisie. Le comportement du composant est ensuite ajusté via la longueur des deux sections,  $L_1$  et  $L_2$ .

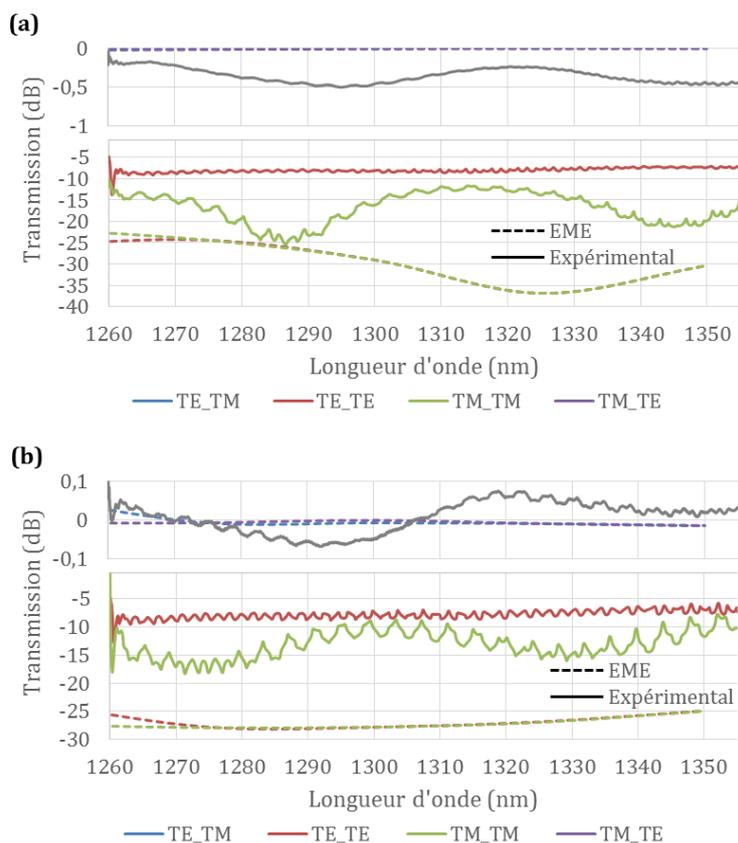
Ce composant a été simulé via la méthode de l’expansion des modes propres EME, particulièrement adaptée aux structures rectilignes de ce type et plus rapide que la FDTD 3D. La figure de mérite utilisée pour optimiser ce composant est l’efficacité de rotation, que l’on définit comme étant la fraction de composante TE à la sortie du rotateur pour un signal incident de polarisation TM. Comme illustré par le graphique de la figure 64(b), cette figure de mérite a été calculée en fonction des longueurs  $L_1$ ,  $L_2$  du rotateur révélant deux régions intéressantes avec des efficacités supérieures à 95%. A partir de cette optimisation, deux couples  $(L_1, L_2)$  ont été sélectionnés pour réaliser le composant final. Le comportement en fonction de la longueur d’onde des deux versions a été vérifié avec une simulation EME (voir figure 65). Les deux composants présentent des pertes d’insertion théoriques proches de zéro. De plus, le taux d’extinction, défini comme la fraction de composante du signal incident non convertie à la sortie du rotateur, est supérieur à 20dB, ce qui est tout à fait satisfaisant.



**Figure 64**, Conception du rotateur. (a) Schéma du composant en vue de dessus, les deux nuances de vert indiquent les deux niveaux de gravure. (b) Graphique isoligne représentant l’efficacité de rotation de la composante TM en composante TE en fonction des longueurs  $L_1$ ,  $L_2$  via une simulation EME.

Les deux versions du composant ont été fabriquées selon le procédé standard, tel que décrit dans le sous-chapitre 2.4, et caractérisées via un couplage par la tranche pour pouvoir observer le comportement des deux polarisations sur une large bande spectrale. Les pertes

d'insertion ont été extraites via la technique du « cut-back », qui consiste à mesurer la transmission de guides d'onde contenant chacun un nombre différent de rotateur. La pente de la courbe de transmission en fonction du nombre de rotateur permet donc d'obtenir une mesure précise des pertes d'insertion d'un unique composant. De plus, pour simplifier la mesure, le nombre de rotateur est toujours un multiple de deux, ainsi, la polarisation à la sortie du guide sera la même que celle injectée à l'entrée ce qui permet d'avoir des pertes de couplage fibre/puce identiques. En revanche, dans le cas présent, ce type de mesure présente un inconvénient. En effet, en cascader les rotateurs, ils vont alternativement fonctionner avec une polarisation incidente différente, les pertes d'insertion dues à une rotation TE vers TM et à une rotation TM vers TE vont donc être moyennées. Cependant, comme démontré en simulation, les deux comportements sont très similaires, rendant cette approche acceptable. La courbe pleine de couleur grise présente figure 65(a) montre les pertes d'insertion mesurées pour le composant de la première région  $R_1$ . Un niveau inférieur à 1dB est obtenu, le décalage par rapport à la simulation est attribué aux imperfections de fabrication. La même mesure pour le composant de la seconde région,  $R_2$ , est représentée sur la figure 65(b). Les pertes d'insertion plus faibles, comparé au premier composant, sont attribuées à la plus grande longueur des sections de rotation qui se rapprochent donc d'une transition parfaitement adiabatique. Les valeurs positives sont attribuées à l'imprécision de mesure.



**Figure 65,** Simulations et résultats expérimentaux du rotateur de polarisation. Les graphiques (a) et (b) représentent respectivement la transmission, en fonction de la longueur d'onde, du rotateur de la région 1,  $R_1$ , et de la région 2,  $R_2$ . La courbe grise représente une moyenne des pertes d'insertion pour les deux rotations TE\_TM et TM\_TE. La légende est noté comme suis : TE\_TM représente la transmission de la composante TE d'un signal à l'entrée du rotateur vers la composante TM à la sortie de celui-ci.

Malheureusement, le taux d'extinction du banc de caractérisation étant mal maîtrisé, il n'a pas été possible de mesurer correctement celui des rotateurs, on peut seulement estimer qu'il est

supérieur à 7dB. Cependant, l'intégration de ce composant au sein d'un démultiplexeur (de type réseau de guides d'onde) sans augmentation significative du niveau de diaphonie du DEMUX indique un taux d'extinction plus élevé (ce point est détaillé dans le sous-chapitre 5.2.3). Ces performances seront comparées avec l'état de l'art dans la conclusion de ce chapitre.

## 4.4 - Séparateur-rotateur de polarisation

### 4.4.1 – Introduction

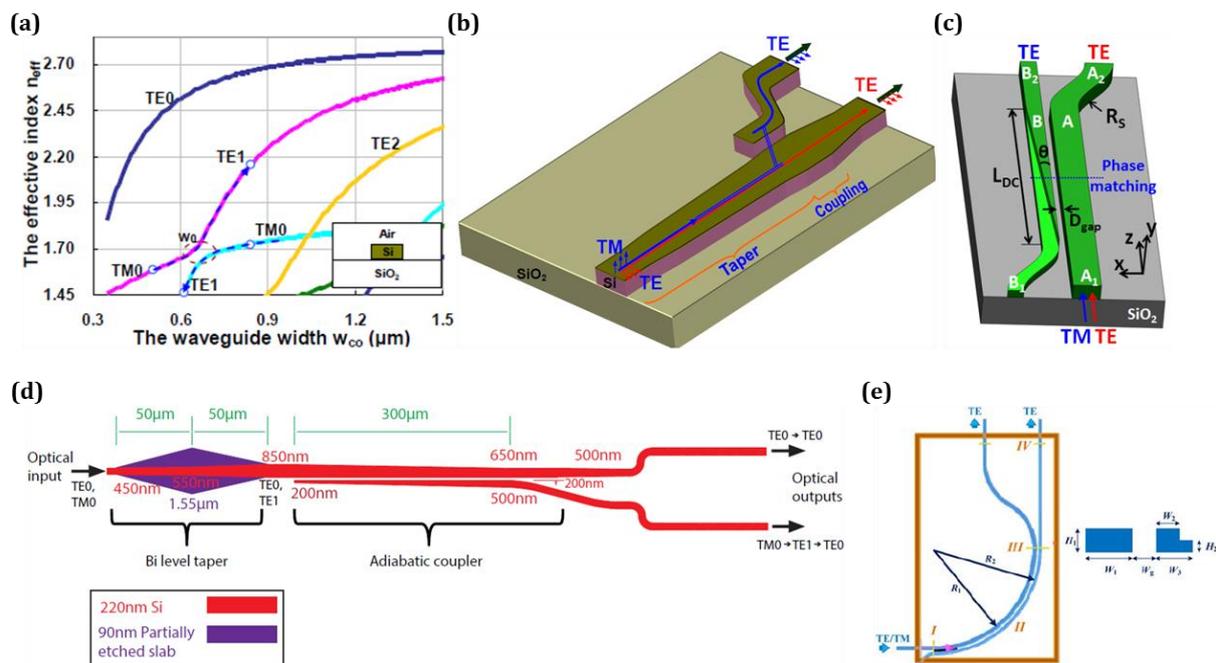
Comme exposé dans l'introduction de ce chapitre, certaines applications comme les télécommunications optiques nécessitent de combiner les deux fonctions de gestion de la polarisation précédemment étudiées. Le dispositif regroupant ces deux fonctionnalités est nommé séparateur-rotateur de polarisation (Polarization Splitter-Rotator, PSR). Plusieurs architectures de PSR ont été démontrées en photonique silicium, se basant essentiellement sur deux phénomènes physiques.

La première (voir figure 66(b)), utilise l'hybridation de modes pour convertir le mode fondamental  $TM_0$  en le premier mode d'ordre supérieur  $TE_1$ . Ce mode  $TE_1$  est ensuite couplé au mode  $TE_0$  d'un second guide, séparant ainsi les deux polarisations, et convertissant dans le même temps le mode  $TM_0$  en mode  $TE_0$  [144]. Ce phénomène d'hybridation est présenté en figure 66(a). Comme expliqué dans la partie précédente, au sein d'un guide d'onde asymétrique sur l'axe vertical (ici avec une encapsulation air/oxyde), les modes guidés ne sont pas purement  $TE$  ou  $TM$ . Par conséquent, à certaines largeurs de guide spécifiques, deux modes optiques de polarisation normalement orthogonaux deviennent hybrides, c'est-à-dire avec une composante de polarisation sur chaque axe, et se confondent l'un et l'autre. En élargissant progressivement un guide asymétrique, on peut donc convertir un mode  $TM$  en mode  $TE$  d'ordre supérieur. La structure présentée en figure 66(b) contient une transition adiabatique, dont la largeur centrale permet de déclencher une hybridation des modes  $TM_0$  et  $TE_1$ , puis une seconde section sous forme de coupleur directionnel qui va coupler le mode  $TE_1$  au mode  $TE_0$  du second guide. Cependant, de même que pour l'ensemble des composants étudiés dans ce chapitre, une encapsulation asymétrique n'est pas envisageable à cause des contraintes d'intégration.

Pour s'affranchir de cette contrainte, une seconde architecture (figure 66(d)), a donc été proposée. Le principe du composant est strictement identique à la solution précédente, mais l'asymétrie verticale est ici induite par une double gravure du guide. De plus, le coupleur directionnel du second étage a été remplacé par un coupleur adiabatique, quasiment insensible à la longueur d'onde. Cette approche à base de transition adiabatique a l'avantage d'être intrinsèquement large bande et, en raison de la taille des guides nécessaires à l'hybridation, d'être relativement peu sensible aux erreurs de fabrication. Cependant, les phénomènes adiabatiques imposent des structures particulièrement longues, une autre approche a donc été explorée.

De même que pour les rotateurs de polarisation présentés dans la partie précédente, cette seconde solution se base sur une conversion directe d'un mode fondamental  $TE_0(TM_0)$  vers un autre mode fondamental  $TM_0(TE_0)$  au moyen d'un guide asymétrique sur ses deux axes transverses. Une première structure basée sur cette approche est présentée en figure 66(c). Elle est constituée d'un premier guide, A, de largeur supérieure à sa hauteur, ainsi le mode  $TE_0$  a un indice effectif optique plus fort que le mode  $TM_0$ . Le second, B, est un guide en arête asymétrique dont la largeur diminue progressivement. Sa section centrale est choisie pour que l'indice effectif du mode  $TE_0$  soit identique à celui du mode  $TM_0$  du guide A. Par conséquent, quand un signal est injecté à l'entrée du composant, le mode  $TE_0$  restera dans le guide A, et le mode  $TM_0$  sera

converti en mode TE0 du guide B. Une version améliorée de cette structure, présentée en figure 66(e), met à profit la différence de confinement des modes TE et TM dans un virage pour réduire significativement la longueur du dispositif. On obtient donc un composant beaucoup plus compact, environ  $20\mu\text{m}$  [147], que les structures à base d'hybridation de modes dans un fuseau adiabatique, environ  $400\mu\text{m}$  [146], mais relativement plus sensible aux variations de fabrication.



**Figure 66**, Présentation de différentes architectures de séparateur-rotateur de polarisation. (a) Graphique illustrant le phénomène d'hybridation des modes TM0 et TE1 pour un guide d'environ  $650\text{nm}$  de large [144]. (b) PSR à hybridation de modes [144]. (c) PSR à conversion directe, basé sur un fuseau adiabatique [145]. (d) Version évoluée du PSR à hybridation utilisant une double gravure au lieu d'une encapsulation air/oxyde [146]. (e) PSR à conversion directe se basant sur un virage pour réduire la longueur du composant [147].

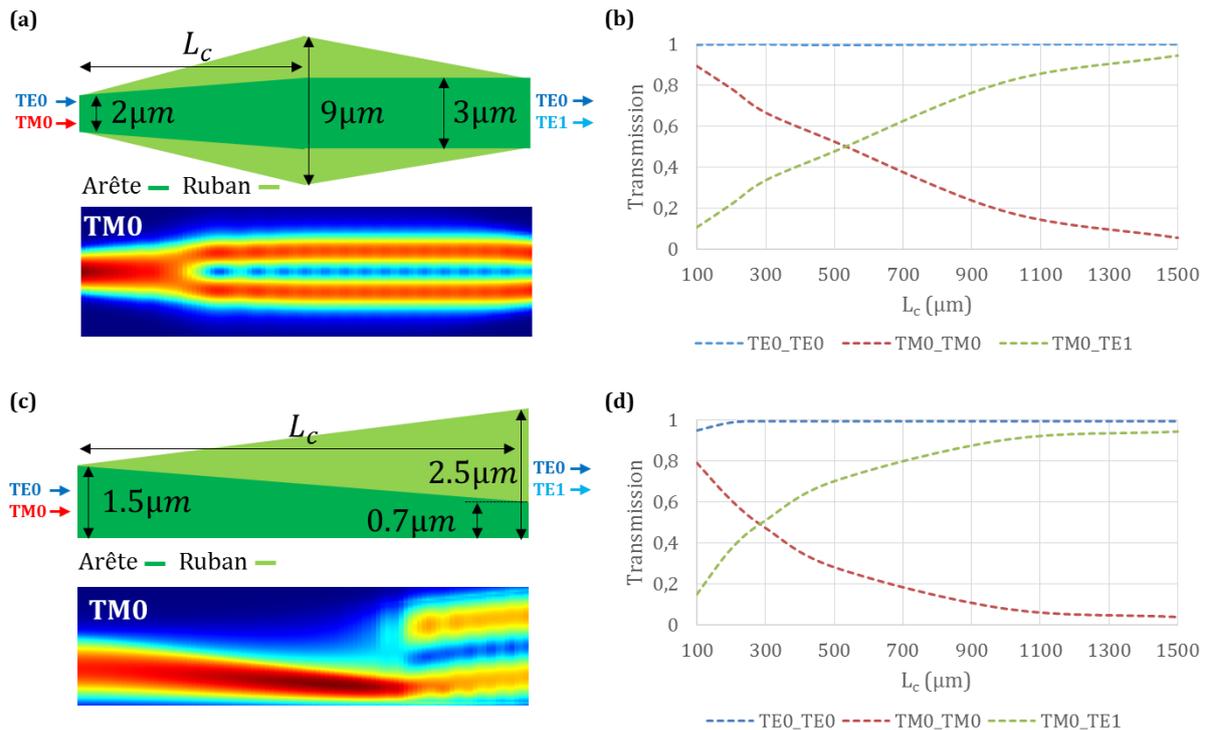
Une solution à base de conversion directe dans le circuit photonique SiN a été explorée en simulation, malheureusement sans donner de résultats intéressants. En effet, il semblerait que la faible biréfringence des guides SiN ne permette pas d'effectuer correctement la séparation des deux composantes de polarisation dans ce type de structure. Une étude plus approfondie serait nécessaire pour bien appréhender cette question. La solution privilégiée est donc basée sur l'hybridation de mode. L'étude de deux architectures utilisant des guides en arête de largeur variable est présentée dans la partie suivante.

#### 4.4.2 – Guide d'onde en arête

Comme mentionné, on s'intéresse ici aux guides en arête permettant de réaliser une conversion du mode TM0 en mode TE1. Deux architectures ont été simulées, la première est un guide en arête dit symétrique, tel que celui présenté précédemment [146]. La simulation du guide en arête SiN, exposée dans la partie 3.2 de ce manuscrit, révèle une hybridation entre les modes TM0 et TE1 pour une arête de largeur  $2.4\mu\text{m}$ . Comme présenté dans la figure 67(a), on choisit donc un guide dont la largeur de l'arête varie de  $2$  à  $3\mu\text{m}$ . Il faut maintenant optimiser sa longueur  $L_c$ . Le graphique en figure 67(b) montre l'évolution de la puissance optique portée par chacun des modes TE0, TM0 et TE1 à la sortie de la structure, en fonction du mode injecté à l'entrée. Le mode TE0 se propage parfaitement, de plus, la conversion du mode TM0 en mode TE1 a bien lieu (voir

figure 67(a)). Cependant, la longueur  $L_c$  nécessaire pour obtenir une efficacité de conversion supérieure à 90% est d'environ  $1300\mu\text{m}$ .

Une seconde forme, basée sur un guide en arête asymétrique, a donc été envisagée. Comme illustré figure 67(c), la largeur nécessaire à l'hybridation de ce type de guide est faible, environ  $1.1\mu\text{m}$ , une longueur de conversion inférieure est donc attendue pour obtenir la même efficacité qu'un guide en arête symétrique de même encombrement. Le graphique figure 67(d) confirme cette hypothèse, une efficacité de 90% est atteinte pour une longueur  $L_c$  d'environ  $900\mu\text{m}$ , soit un gain d'environ 30%.



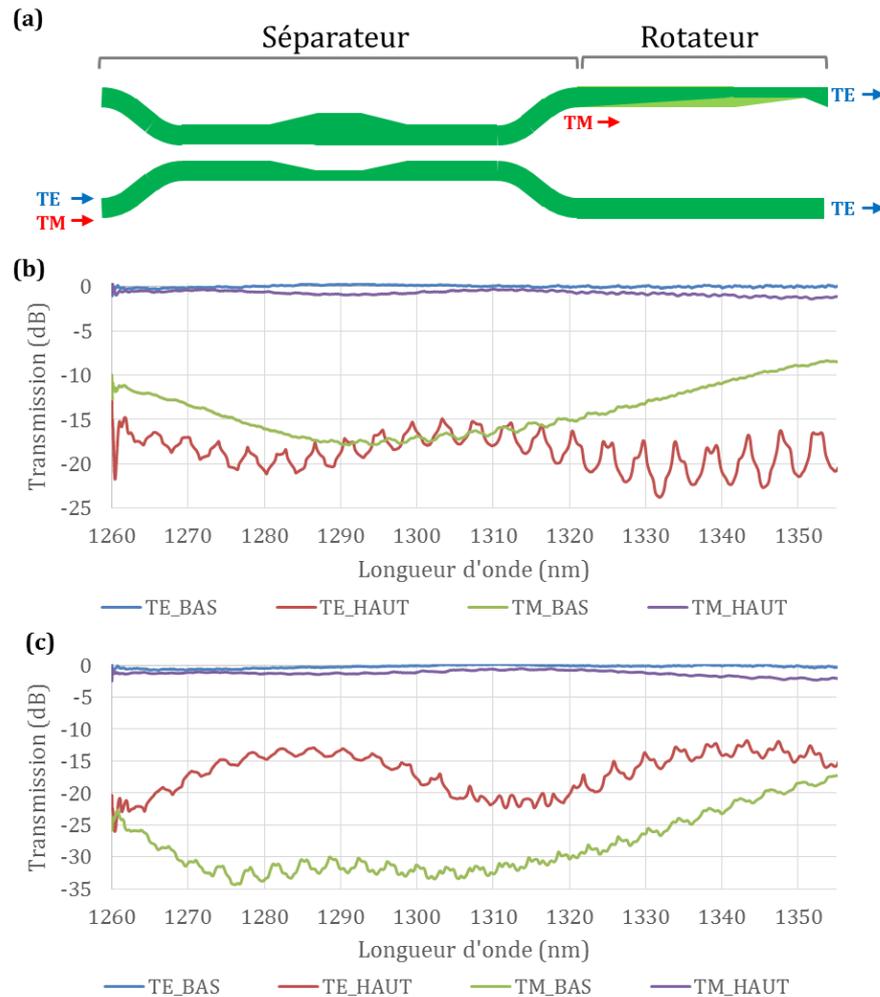
**Figure 67,** Simulations EME de deux architectures de rotateurs à base de guide en arête. La première, présentée en (a), se base sur un guide en arête symétrique, la transmission des différentes composantes de polarisation en fonction de la longueur du dispositif est présentée en (b). La seconde, présentée en (c), se base cette fois sur un guide en arête asymétrique. La courbe de transmission est présentée en (d).

Cependant, une telle dimension reste problématique pour la plupart des applications photonique intégrée, sachant qu'une deuxième section de séparation des modes TE1/TE0 est encore à ajouter. Une troisième approche, présentée dans la partie suivante, a donc été envisagée.

#### 4.4.3 – Double étage

Les deux solutions précédentes n'ayant pas été très concluantes, une troisième approche a été étudiée. Cette approche consiste simplement à mettre bout à bout le séparateur de polarisation et le rotateur développés précédemment (voir figure 68(a)). Cette solution n'est généralement pas privilégiée à cause de l'encombrement et des pertes d'insertion supplémentaires générés. Cependant, les deux composants constituant cette structure ayant de bonnes performances en simulation, et pour éviter un effort de conception supplémentaire, ce dispositif a donc été fabriqué et caractérisé.

Deux versions de ce dispositif ont été réalisées. La première, dont les résultats sont présentés en figure 68(b), comprend un PBS standard et un rotateur de type R1 abouté sur la sortie TM du PBS. Des pertes d'insertion inférieures à 1.5dB ont été démontrées sur l'ensemble de la bande O. Afin d'améliorer le taux d'extinction du dispositif, une seconde version avec un PSB cascadié (tel que présenté précédemment), a également été fabriquée et caractérisée. Les pertes d'insertion ont légèrement augmenté, atteignant 2.4dB. De même que pour les mesures du rotateur seul, le taux d'extinction, mesuré ici à 9.8dB au minimum, peut être remis en question à cause du manque de maîtrise de la polarisation sur le banc de caractérisation. En se basant sur les simulations des deux composants, un taux d'extinction bien supérieur devrait normalement être obtenu. Ces performances seront comparées avec l'état de l'art dans la conclusion de ce chapitre.



**Figure 68**, Présentation du séparateur rotateur à deux étages. Le schéma en (a) est une vue de dessus du composant avec des indications sur les différents états de polarisation. Les graphiques ci-dessus représentent respectivement la réponse expérimentale du séparateur-rotateur standard (b) et du séparateur-rotateur à fort taux d'extinction (c).

## 4.5 - Conclusion

Au cours de ce chapitre, les trois fonctions élémentaires permettant la gestion de la polarisation au sein du circuit SiN (séparation, rotation, et séparation-rotation combinées) ont été développées. En prenant en compte les contraintes imposées par la co-intégration de ce circuit

dans une plateforme photonique industrielle ainsi que les spécificités des guides SiN faiblement biréfringents, une solution a été proposée pour réaliser chacune de ces fonctions.

Un séparateur de polarisation a été développé en se basant sur une nouvelle architecture de type coupleur directionnel stabilisé. Mis à part ce dispositif, il semblerait que la séparation de polarisation n'a pas été démontrée dans un circuit SiN. C'est pourquoi les performances de ce composant seront comparées avec celles de l'état de l'art des séparateurs de polarisation réalisés en photonique silicium dans le tableau (3). Comme on peut le voir, les pertes d'insertion ainsi que le taux d'extinction des composants SiN sont relativement proches de ce que l'on obtient avec un composant en silicium. Toutefois, le faible contraste d'indice de la photonique SiN induit un encombrement légèrement supérieur.

Référence	Pertes (dB) /BP (nm)	Taux d'extinction (dB)	Bande passante (nm)	Dimensions L×l (μm)	Matériaux/gravure
[148]	ND/125	20	1477-1602	97,4×5,5	Si/Gravure simple
[149]	1/35	17	1530-1565	4,8×1,6	SiN et Si
[131]	~0,6/95	25	~1510-1605	20×6,9	Si/Gravure simple
[130]	1,3/100	9,9	1470-1570	5,8×ND	Si/Gravure simple
[136]	2,2 /55	~10	1525-1580	132,6×4,2	Si/Gravure simple
[133]	3,4/150	10	1350-1500	1400×1,8	Si/Gravure double
Cette étude (composant seul)	0,6/95	10	1260-1355	136×8,7	SiN/Gravure simple
Cette étude (version cascadée)	1,3/95	20	1260-1355	320×25	SiN/Gravure simple

**Tableau 3.** Comparaison des performances des séparateurs de polarisation développés durant cette thèse par rapport à l'état de l'art. ND : non disponible. BP : bande passante.

Grace à la double gravure disponible, il a été possible de réaliser au sein du circuit SiN des rotateurs de polarisation entièrement encapsulés avec de l'oxyde de silicium. Ces composants sont donc tout à fait intégrables dans la plateforme photonique développée durant cette thèse. En se basant sur un guide en arête asymétrique, des rotateurs particulièrement performants ont été démontrés. De même que pour le séparateur présenté plus tôt, ce composant est comparé à l'état de l'art des rotateurs réalisés en silicium dans le tableau (4), car il semblerait qu'il n'ait pas d'équivalent en SiN. Comme on peut le voir, on a cette fois des composants dont les dimensions sont proches de ceux réalisés en silicium. Les pertes d'insertion sont également proches de celles obtenues pour les composants silicium. Il reste néanmoins une interrogation sur le taux d'extinction de ces rotateurs en SiN. Il serait intéressant de mener une nouvelle campagne de mesures avec un banc plus adapté.

Référence	Pertes (dB) /BP (nm)	Taux d'extinction (dB)	Bande passante (nm)	Dimensions L×l (μm)	Matériaux/gravure
[143]	1/200	~12	1420-1620	300×0,4	Si/Gravure double
[150]	0,4/100	21	1520-1620	~50×1,2	Si/Gravure double
[142]	0,15*/80	12*	1520-1580	53×0,6	Si/Encaps. air
Cette étude (région R1)	0,5/95	7 (22*)	1260-1355	126×0,7	SiN/Gravure double
Cette étude (région R2)	0,1/95	7 (25*)	1260-1355	333×0,7	SiN/Gravure double

**Tableau 4.** Comparaison des performances des rotateurs de polarisation développés durant cette thèse par rapport à l'état de l'art. \* : résultats de simulation. BP : bande passante.

Enfin, un séparateur-rotateur, qui combine les deux fonctions précédentes a également été développé. L'approche la plus répandue en photonique silicium, qui consiste à convertir un

mode fondamental en mode d'ordre supérieur pour réaliser la rotation de polarisation, a tout d'abord été testée. Malheureusement, le faible contraste d'indice du SiN impose une structure de plusieurs millimètres de long pour obtenir une conversion efficace. L'alternative proposée consiste donc à abouter le séparateur et le rotateur de polarisation pour réaliser un séparateur-rotateur. Comme on peut le voir tableau (5), ce composant présente des pertes d'insertion légèrement plus élevées que l'état de l'art des structures réalisés en silicium. Il semblerait donc intéressant de mener une étude complémentaire pour tenter d'identifier une structure plus adaptée au faible contraste d'indice du circuit SiN.

Référence	Pertes (dB) /BP (nm)	Taux d'extinction (dB)	Bande passante (nm)	Dimensions L×l (μm)	Matériaux/gravure
[151]	~0,5-2/85	20	1520-1605	~47,5×~8	Si/Encaps. air
[152]	~0,5-2/90	~15	1260-1360	~10×~23	Si/Gravure double
[153]	1,5/80	19	1500-1580	~576×ND	SiN et Si
[145]	0,5*/160	30*	1475-1635	~130×~3	Si/Gravure double
Cette étude (composant seul)	1,5/95	7,8	1260-1355	300×8,7	SiN/Gravure double
Cette étude (version cascadée)	2,4/95	9,8	1260-1355	485×25	SiN/Gravure double

**Tableau 5.** Comparaison des performances des rotateurs-séparateurs de polarisation développés durant cette thèse par rapport à l'état de l'art. \* : résultats de simulation. ND : non disponible. BP : bande passante.

# Chapitre 5 – Multiplexage en longueur d'onde

---

5.1. Introduction	104
5.1.1. Contraintes et spécifications	104
5.1.2. Architectures de (de)multiplexeur	105
5.2. Réseau échelle	106
5.2.1. Introduction	106
5.2.2. Les réflecteurs	108
5.2.3. Conception du composant	109
5.2.4. Résultats expérimentaux	111
5.2.5. Sensibilité à la température	112
5.2.6. Conclusion	113
5.3. Réseau de guides d'onde	113
5.3.1. Introduction	113
5.3.2. Le coupleur en étoile	115
5.3.3. Le réseau de guides	116
5.3.4. Conception du composant	117
5.3.5. Résultats expérimentaux	119
5.3.6. Réduction de la sensibilité à la polarisation	122
5.3.6.1. Etude théorique	122
5.3.6.2. Résultats expérimentaux	123
5.3.7. Uniformisation de la distribution spectrale de puissance	125
5.3.7.1. Etude théorique	125
5.3.7.2. Résultats expérimentaux	126
5.3.8. Augmentation du nombre de canaux	127
5.3.9. Sensibilité à la température	129
5.3.10. Conclusion	130
5.4. Démonstrateur : Emetteur/récepteur CWDM4	132
5.5. Conclusion	133

---

## 5.1 – Introduction

Comme mentionné dans l'introduction de ce manuscrit, la technologie PSM (Parallel Single Mode), qui utilise plusieurs fibres optiques portant chacune un canal de communication, ne semble pas apte à supporter la demande croissante de débit au sein des centres de données. Une autre technologie, le multiplexage en longueur d'onde apparaît comme une alternative intéressante. On s'intéresse ici à la norme CWDM (Coarse Wavelength Division Multiplexing) [40], vers laquelle tend à s'orienter une partie des acteurs du domaine. Les deux éléments clefs de cette technologie sont les composants capables de séparer (démultiplexeur, DEMUX) et de combiner (multiplexeur, MUX) les signaux optiques portant les canaux de communication, chacun à une longueur d'onde différente. Les circuits SiN apparaissant particulièrement adaptés pour la réalisation de composants optiques passifs, il serait intéressant de réaliser ces deux fonctions au sein de cette plateforme.

Les spécifications de la norme CWDM seront tout d'abord présentées dans la partie suivante. Puis, les architectures de MUX/DEMUX les plus courantes seront rapidement comparées afin de sélectionner celles qui semblent les plus adaptées aux spécifications énoncées plus tôt. La conception, l'optimisation et les performances expérimentales d'une série de MUX/DEMUX en SiN seront ensuite détaillées. Enfin, la réalisation d'un émetteur-récepteur CWDM quatre canaux mettant en œuvre les MUX/DEMUX développés sera présentée.

### 5.1.1 – Contraintes et spécifications

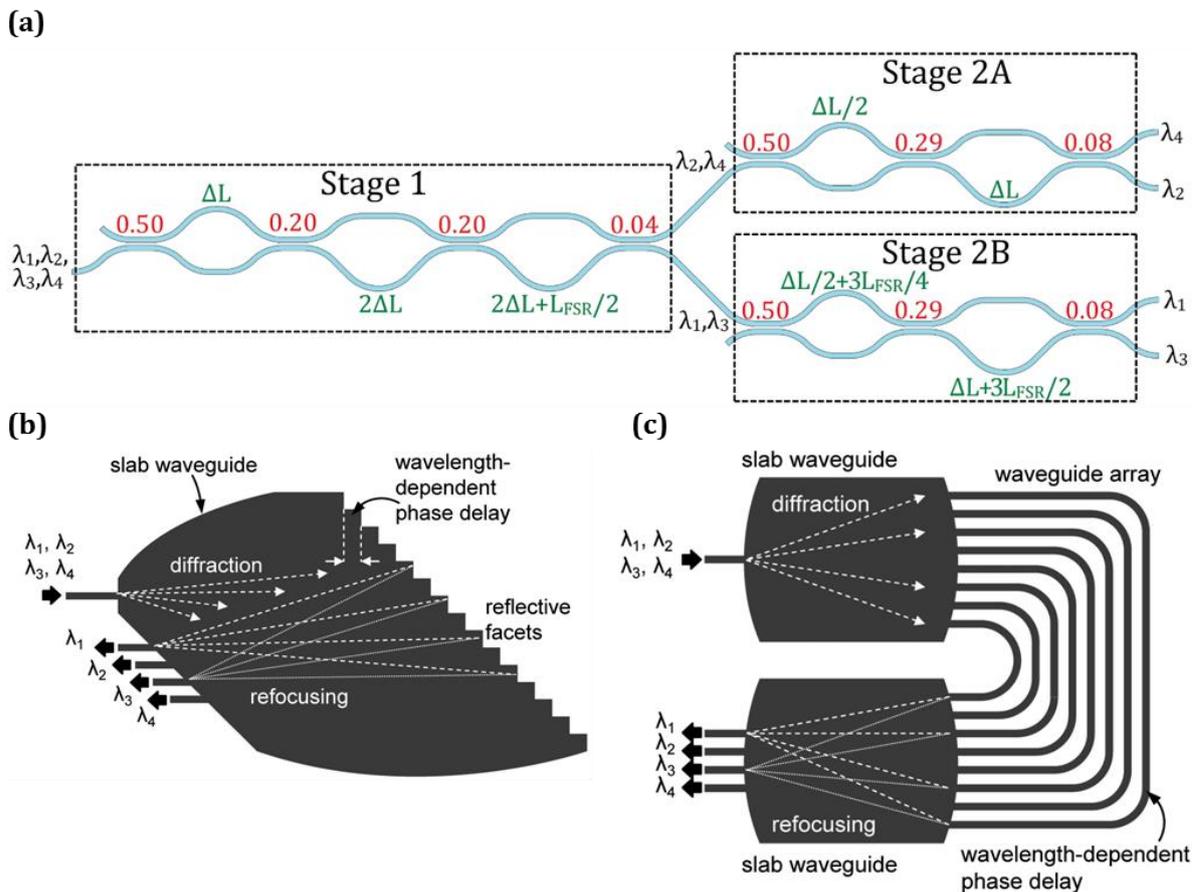
Le standard CWDM fait suite à une autre norme de multiplexage en longueur d'onde : le DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing) [154]. Cette dernière spécifie un espacement extrêmement étroit (de 400GHz ( $\sim 2\text{nm}$ ) à 12,5GHz ( $\sim 0,1\text{nm}$ )) entre les différents canaux de communication (pouvant aller jusqu'à plusieurs centaines) permettant une très grande bande passante dans une gamme spectrale réduite. Cependant, l'extrême finesse des canaux rend obligatoire un système de contrôle actif des lasers et également des MUX/DEMUX, ce qui rend cette solution particulièrement onéreuse et énergivore, la rendant moins attractive dans le cadre d'un centre de données qui compte de très nombreux liens optiques. Une norme moins exigeante, le standard CWDM, a donc été développée pour proposer une alternative moins coûteuse. L'espacement entre les canaux a été spécialement choisi pour éviter de devoir recourir à un contrôle actif des lasers et des MUX/DEMUX. En effet, la grille spectrale standardisée par la norme de l'ITU [155] définit 18 canaux espacés de 20nm allant de 1271 à 1611nm. De plus, chaque canal de communication doit pouvoir fonctionner jusqu'à  $\pm 6,5\text{nm}$  par rapport à sa longueur d'onde centrale. Les pertes d'insertion et la diaphonie (niveau de puissance optique des canaux autres que le canal en question, dans le canal en question) doivent être minimisées. Comme mentionné dans le chapitre IV, le DEMUX doit également être capable de fonctionner pour les deux polarisations TE et TM. Enfin, les émetteurs/récepteurs CWDM doivent fonctionner dans des environnements avec une température variable.

Les MUX/DEMUX CWDM doivent donc respecter les spécifications suivantes :

- Longueur d'onde centrale des canaux :  $1271 + 20 \cdot m$ ,  $m < 17$  et entier
- Bande passante de chaque canal à -1dB du pic de transmission :  $> 13\text{nm}$
- Pertes d'insertion : typiquement inférieures à 2dB
- Diaphonie : typiquement supérieure à 30dB
- Fonctionnement indépendant de la polarisation
- Fonctionnement indépendant de la température : typiquement entre 10 et 80°C

## 5.1.2 – Architectures de (dé)multiplexeur

Au vue des spécifications énoncées ci-dessus, trois principales architectures de MUX/DEMUX ont émergées dans les plateformes photoniques. La première est basée sur un ensemble d'interféromètres de type Mach-Zehnder cascades (exemple figure 69(a)). Un interféromètre de type Mach-Zehnder (MZI) asymétrique est capable de séparer deux signaux optiques qui sont chacun à une longueur d'onde différente. Afin d'améliorer la réponse spectrale, c.à.d. passer d'une forme gaussienne à rectangulaire, les MZIs sont généralement cascades comme par exemple dans le premier étage (Stage 1) de la structure présentée ci-dessous. De plus, pour démultiplexer un nombre de canaux plus important (ici quatre), le composant est constitué de plusieurs étages, le premier fonctionnant sur le principe de l'entrelaceur (interleaver) : les canaux pairs sont envoyés sur une sortie et les impairs sur une autre. Un second étage de MZIs va ensuite séparer les deux canaux restants. De nombreux MUX/DEMUX CWDM à base de MZI ont été proposés [156], [157], démontrant notamment des pertes d'insertion particulièrement réduites et une largeur de transmission atteignant les 13nm requis [158], [159].



**Figure 69.** (a) Démultiplexeur type Mach-Zehnder cascades [157]. (b) DEMUX type réseau échelle [160]. (c) DEMUX type réseau de guide [160].

Cependant, à notre connaissance, l'ensemble des démonstrations (présentes dans la littérature) de MUX/DEMUX à base de MZI pour la norme CWDM ne dépassent pas les quatre canaux de transmission. En effet, pour obtenir des performances acceptables notamment en termes de niveau de diaphonie, il est nécessaire d'augmenter le nombre d'étages de la structure. L'exemple présenté en figure 69(a) contient en réalité quatre étages, chacun constitué de plusieurs MZI. Réaliser une telle structure pour un lien CWDM contenant plus de quatre canaux ferait donc considérablement augmenter sa taille. On peut également supposer que les

performances seraient significativement dégradées à cause de l'accumulation des pertes de propagation et des erreurs de phases. Or, avec la demande croissante de bande passante et de débit, il semble raisonnable de penser qu'un lien CWDM contenant huit ou même douze canaux sera bientôt nécessaire.

Une autre solution, basée sur les réseaux de diffraction, semble plus adaptée à cette nouvelle demande. En effet, comme démontré plus loin dans ce chapitre, le nombre de canaux peut être multiplié tout en maintenant des performances acceptables et sans augmentation significative de l'encombrement du composant. Cette solution se décline généralement en deux architectures distinctes reprenant le même principe physique de fonctionnement.

La première, dont un exemple est présenté figure 69(b), est dénommée réseau échelle. Cette illustration détail son fonctionnement en tant que démultiplexeur. Les signaux optiques sont diffractés dans une zone de propagation en espace libre et vont se réfléchir sur une série de facettes espacées d'une distance régulière introduisant un déphasage entre les ondes réfléchies par les différentes facettes. Selon la théorie des réseaux [161], la figure d'interférence formée sera dépendante de la distance entre les facettes, de l'indice optique du milieu et de la longueur d'onde du signal. Les différentes composantes spectrales d'un signal optique incident peuvent donc être séparées en disposant des guides d'onde à des angles spécifiques (voir figure 69(b)).

La seconde architecture de réseau de diffraction est dénommée réseau de guides d'onde (Arrayed Waveguide Grating, AWG), un exemple est présenté figure 69(c). De même que pour les réseaux échelle, le signal à démultiplexer est injecté dans une zone de propagation en espace libre. Il est ensuite couplé dans un réseau de guides dont la longueur augmente régulièrement, induisant un déphasage similaire à celui des facettes de réseau échelle. Cette série de guides est couplée à une seconde région de propagation en espace libre, au sein de laquelle une figure d'interférence va se former. De même que pour le réseau échelle, la position des interférences constructives est dépendante de la longueur d'onde, chaque signal peut donc être couplé à un guide de sortie différent.

Ces deux dernières architectures de réseau de diffraction semblent donc intéressantes pour la réalisation de MUX/DEMUX dédiés à la norme CWDM. De plus, les faibles pertes de propagation, la relative tolérance à la température et aux variations de fabrication des circuits photoniques SiN en font des candidats idéaux. La conception de MUX/DEMUX CWDM à base de réseau échelle en SiN sera tout d'abord présentée dans la partie suivante. Puis, la réalisation d'AWG sera également détaillée dans la suite ce chapitre.

## 5.2 – Réseau échelle

### 5.2.1 – Introduction

L'utilisation de structures périodiques pour décomposer un spectre lumineux remonte à la fin du XVIIIème siècle. Les premiers réseaux de diffraction se présentaient sous la forme d'une surface plane sur laquelle était façonné un motif périodique. Une série de lentilles était généralement utilisée pour collimater le faisceau [161] et obtenir un maximum d'efficacité (on parle de monture). Cependant, cette solution rendait les appareils particulièrement complexes, onéreux et volumineux. Le réseau concave, combinant à la fois les fonctions de dispersion et de focalisation, a alors été proposé par Rowland [162] : les réseaux échelles (voir figure 70) sont un type de réseau concave, spécialement optimisés quand une haute résolution est nécessaire [163].

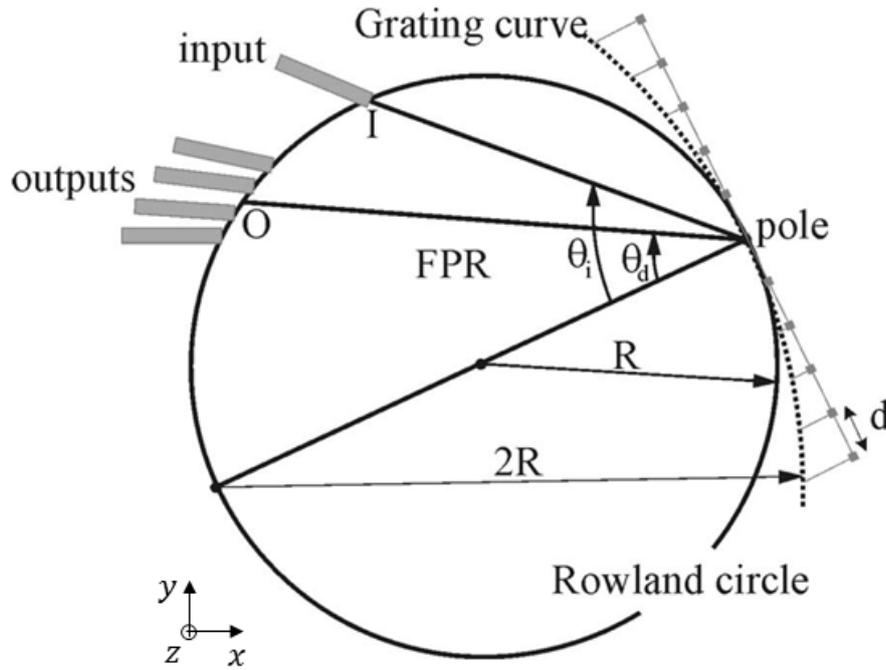


Figure 70, Schéma détaillé d'un réseau échelle, vue de dessus [164].

Les facettes qui constituent le réseau de diffraction sont disposées sur le cercle du réseau (grating curve) de rayon  $2R$ , et espacées d'une distance  $d$ . Les guides d'entrée et de sortie sont, quant à eux, placés sur le cercle dit de Rowland (Rowland Circle) de rayon  $R$ , tangents au cercle du réseau au niveau du pole. Cette monture, dite de Rowland, est directement dérivée du principe de Fermat. Elle permet de minimiser l'aberration du deuxième ordre (dénommée F20), qui correspond à un « étalement » d'une image dans le plan de diffraction (noté  $x, y$  dans le schéma ci-dessus) [161]. Cette aberration est particulièrement problématique car elle réduit fortement la résolution du système. La monture de Rowland est donc devenue relativement populaire et sera utilisée dans les composants développés dans cette thèse.

Le comportement d'un réseau échelle est régi par l'équation des réseaux qui donne la position des interférences constructives produites lors de la diffraction d'un faisceau incident :

$$d(\sin(\theta_i) + \sin(\theta_d)) = m \frac{\lambda}{n_{eff}} \quad (8)$$

On retrouve le pas du réseau  $d$ (nm), les angles d'incidence  $\theta_i$ (deg), et de diffraction  $\theta_d$ (deg), l'ordre de diffraction  $m$ , la longueur d'onde dans le vide  $\lambda$ (nm), et enfin l'indice optique du milieu  $n_{eff}$ . (on considère ici l'indice effectif de la région de propagation en espace libre). De cette première équation, peuvent être dérivées deux autres formules, permettant de concevoir un réseau échelle :

$$FSR = \frac{\lambda_c}{m} \left(1 - \frac{m+1}{m} \left(1 - \frac{n_g}{n_{eff}}\right)\right)^{-1} \quad (9)$$

$$LD = \frac{2R}{\lambda_c} \frac{(\sin(\theta_i) + \sin(\theta_d))}{\cos(\theta_d)} \frac{n_g}{n_{eff}} = \frac{2R}{\cos(\theta_d)} \frac{m}{d} \frac{n_g}{n_{eff}^2} \quad (10)$$

L'équation (9) fixe l'intervalle spectral libre (free spectral range, FSR) en fonction de la longueur d'onde centrale de travail  $\lambda_c$ (nm), de l'ordre de diffraction, de l'indice effectif et de l'indice de groupe  $n_g$ . L'équation (10) permet, elle, de formuler la dispersion linéaire (linear dispersion, LD(nm/nm)), c.à.d. la distance de déviation du faisceau en fonction de la variation de

la longueur d'onde du signal, en fonction des différents paramètres du réseau présentés précédemment et du rayon du cercle de Rowland,  $R(\text{nm})$ .

Le principe théorique et les équations analytiques qui régissent ce composant ayant été exposées, la conception d'un réseau échelle en SiN peut maintenant commencer. Elle débute par le choix et le développement des réflecteurs qui vont constituer les facettes du réseau.

## 5.2.2 – Les réflecteurs

La réalisation de réflecteurs performants est de première importance pour obtenir un composant avec une bonne efficacité de transmission. De nombreuses approches ont été proposées dans la littérature. La plus simple se base sur une réflexion dite de Fresnel : elle consiste simplement à graver le matériau formant la zone de propagation en espace libre pour créer une interface avec le matériau d'encapsulation. Tel que décrit par les équations de Fresnel, la différence d'indice optique entre les deux milieux va induire la réflexion d'une partie de la puissance d'un signal optique incident. Cette solution a l'avantage d'être extrêmement simple à mettre en place. Cependant, l'efficacité de réflexion reste relativement faible [164], même avec un fort contraste d'indice type Si/SiO<sub>2</sub>. Une évolution consiste à utiliser des facettes en « V », pour augmenter l'angle d'incidence des rayons au niveau de l'interface et produire une réflexion totale interne [165], [166]. Mais le faible contraste d'indice entre le SiN et le SiO<sub>2</sub> laisse encore présager une efficacité de réflexion relativement faible.

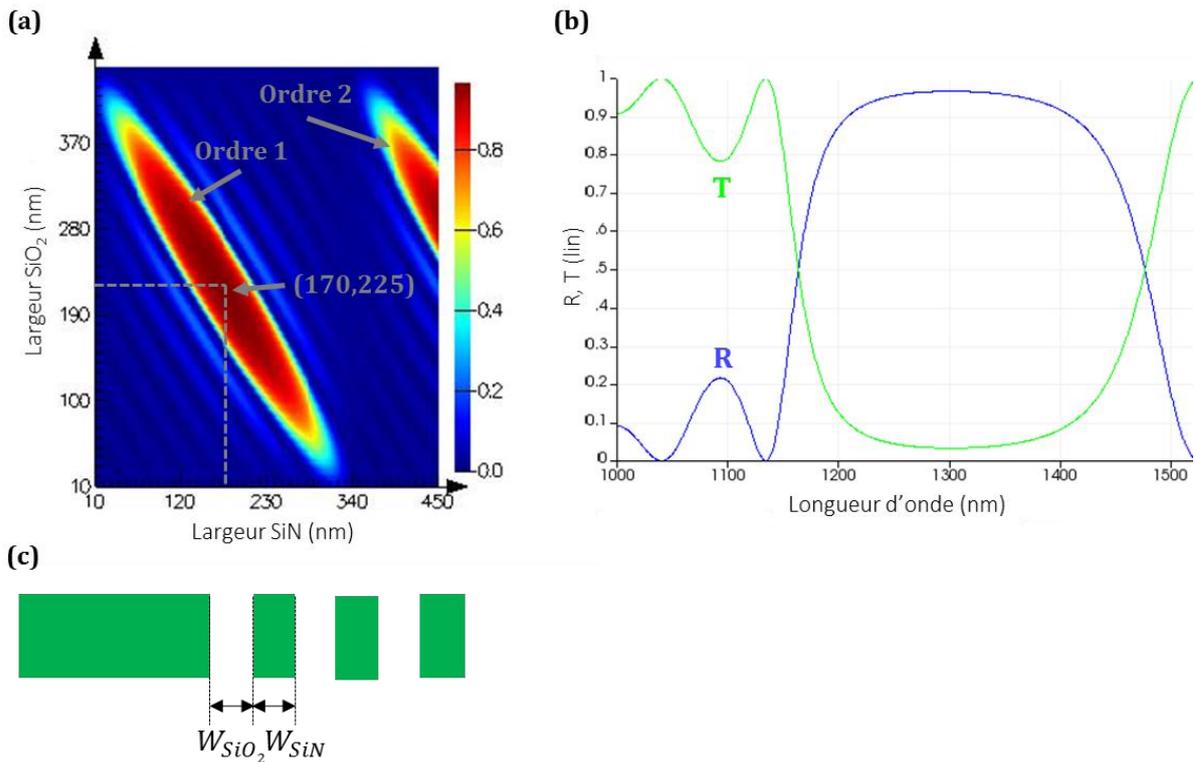
Une seconde solution consiste à déposer un matériau réfléchissant, typiquement du métal, à l'arrière des facettes, pour obtenir un miroir. Cette approche a permis de démontrer des efficacités de réflexion relativement élevées [167], mais elle nécessite une étape de fabrication supplémentaire que l'on souhaiterait éviter.

La dernière solution consiste à utiliser des réseaux de Bragg (Distributed Bragg Reflector, DBR) comme réflecteurs. Ces structures sont formées par une alternance de matériaux dont l'indice optique effectif varie, par exemple à cause d'un indice optique différent ou d'une différence de profondeur de gravure. Si le signal injecté est proche de la longueur d'onde de Bragg  $\lambda_b(\text{nm})$ , définie dans l'équation (11), alors une efficacité de réflexion proche de 100% est envisageable.

$$\lambda_b = \frac{2n_{eff}\Lambda}{m} \quad (11)$$

On retrouve l'indice effectif  $n_{eff}$ , la période  $\Lambda(\text{nm})$ , et l'ordre  $m$  du réseau. L'utilisation de réflecteurs DBR dans les réseaux échelle basés sur la technologie SOI est longtemps restée marginale. En effet, le fort indice optique du matériau impose, pour une longueur d'onde de fonctionnement donnée, une période  $\Lambda$  relativement courte, nécessitant l'utilisation de lithographie électronique [168], [169]. Une autre possibilité consiste à augmenter l'ordre du réseau  $m$ , pour pouvoir élargir sa période. Mais cela réduit fortement la bande spectrale de réflexion, n'autorisant pas les applications type CWDM [170] qui fonctionnent sur plus de 100nm. Contrairement aux solutions basées sur une réflexion de Fresnel, le faible indice optique du SiN est cette fois un avantage. Pour une même longueur d'onde de travail, la période nécessaire (comparée au SOI) est plus grande. On peut donc travailler avec le premier ordre du réseau sans nécessiter de lithographie électronique.

L'efficacité de réflexion du DBR SiN/SiO<sub>2</sub> a été modélisée en utilisant le solveur analytique Stack [171] de Lumerical. Les résultats sont présentés figure 71. La simulation considère un DBR contenant huit périodes et des interfaces SiN/SiO<sub>2</sub> parfaitement verticales.



**Figure 71.** (a) Fraction du signal optique (polarisation TE) réfléchi par le DBR en fonction de la largeur des lignes en SiN,  $W_{SiN}$ , et de la largeur des tranchées d'oxyde,  $W_{SiO_2}$ . (b) Fraction du signal optique (polarisation TE) transmise, T, et réfléchi, R, en fonction de la longueur d'onde pour un DBR de huit périodes avec  $W_{SiN} = 170\text{nm}$ ,  $W_{SiO_2} = 225\text{nm}$ . (c) Schéma en vue de dessus du DBR.

Comme illustré figure 71(a), le premier ordre du réseau produit un maximum de réflexion pour un couple  $W_{SiN} = 170\text{nm}$  et  $W_{SiO_2} = 225\text{nm}$ , ce qui est tout à fait compatible avec une lithographie optique 248nm telle que celle utilisée pour définir les motifs du circuit SiN. Le comportement en fonction de la longueur d'onde a également été simulé et est présenté figure 71(b). Une réflexion supérieure à 90% est obtenue de 1200 à 1400nm, confortant le choix de cette architecture de réflecteur.

### 5.2.3 – Conception du composant

Des réflecteurs efficaces ayant été démontrés, la procédure de conception du réseau peut maintenant commencer. On choisira ici d'étudier, dans un premier temps, un composant à quatre canaux afin de valider l'approche des réseaux échelle en SiN. Certains paramètres peuvent d'ores et déjà être fixés par la norme CWDM : on a donc  $\lambda_c = 1300\text{nm}$  et l'espacement entre les canaux,  $\Delta\lambda = 20\text{nm}$ . Les indices effectifs et de groupes de la région de propagation en espace libre ont été calculés à l'aide d'un solveur de mode : on obtient  $n_{\text{eff}} = 1,797$  et  $n_g = 1,972$  à  $\lambda = \lambda_c$  et pour la polarisation TE. Afin de diminuer l'angle d'ouverture des guides et donc améliorer l'efficacité de transmission du composant, des transitions sont utilisées au niveau de la connexion avec la région de propagation en espace libre. Leur largeur est fixée à  $6\mu\text{m}$ . Pour obtenir un niveau de confiance maximal, l'angle d'ouverture de ces transitions a été calculé en FDTD-2D et également via le solveur EME. Une valeur relativement similaire d'environ  $18^\circ$  est obtenue pour les deux simulateurs. L'ordre de diffraction peut maintenant être déterminé.

La limite haute est imposée par le FSR. En effet, le composant comportant quatre canaux, le FSR doit donc être supérieur à 80nm (sous peine de voir un chevauchement entre les canaux)

ce qui correspond, selon l'équation (9), à un ordre de diffraction strictement inférieur à 15. Cependant, on choisira de travailler à un ordre plus faible afin d'éviter une baisse en transmission des canaux les plus éloignés de la longueur d'onde centrale. En effet, plus l'ordre de diffraction est élevé, plus la largeur spectrale de transmission du réseau est étroite [172]. La limite basse est, elle, directement reliée à la taille du composant. En effet, la dispersion linéaire, LD, est liée au rayon du cercle de Rowland R et dépend linéairement de m par l'équation (10). Un ordre plus élevé permet donc de gagner en compacité. Un compromis entre ces deux tendances est choisi avec  $m = 6$ , favorisant plutôt l'efficacité de transmission du réseau en dépit de sa compacité.

Le pas du réseau, d, est également le résultat d'un compromis. Le diminuer permet d'élargir l'enveloppe de la réponse spectrale d'une seule facette [164], et donc d'améliorer l'uniformité entre les canaux, mais cela va également les rendre plus sensibles aux erreurs de fabrication [172]. Une valeur relativement grande,  $d = 3020\text{nm}$ , a été retenue pour que les cavités présentes de part et d'autre des dents soient relativement larges et ainsi faciliter leur gravure. Ce paramètre, ainsi que l'angle d'ouverture des guides d'entrée et de sortie, permet maintenant de définir le nombre de facettes nécessaires. Dans le cas présent, il en faudra 71 pour couvrir la surface illuminée.

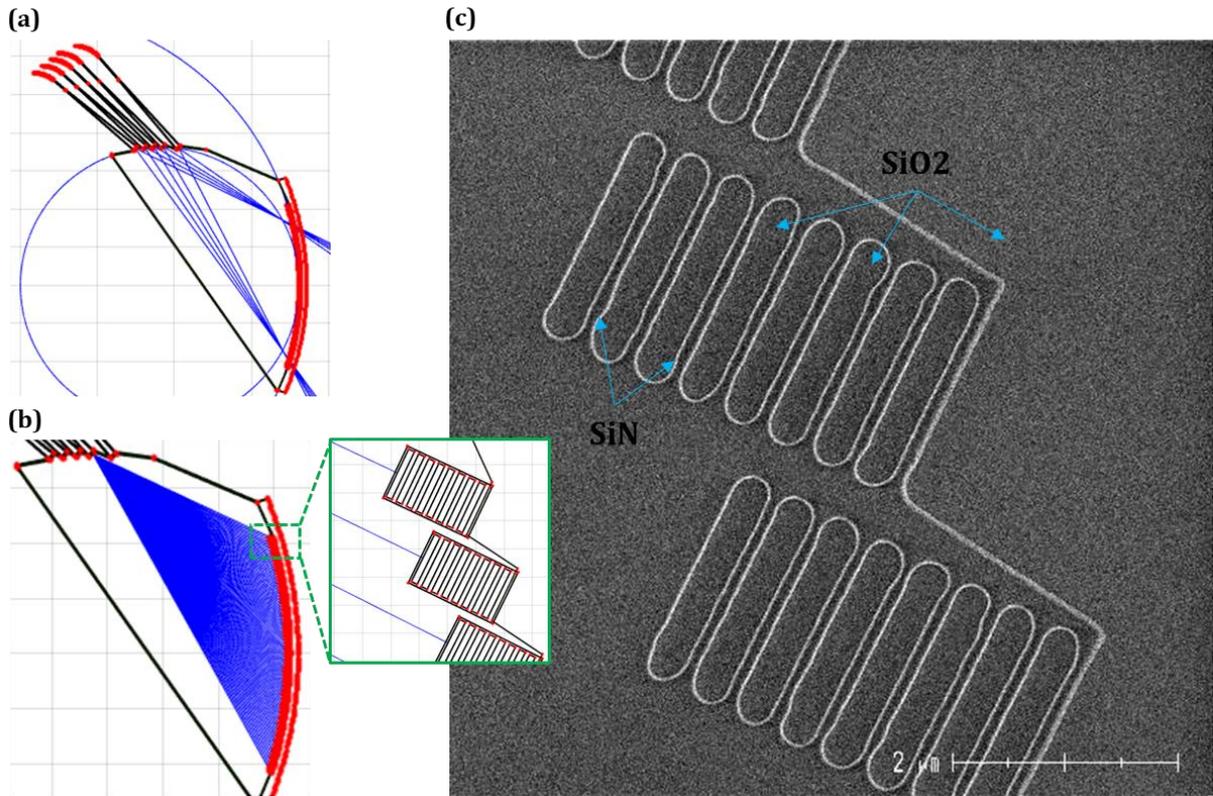
Pour obtenir un maximum d'efficacité, les réseaux échelle sont souvent utilisés dans la configuration dite de Littrow [161]. Il s'agit du cas particulier où l'angle d'incidence  $\theta_i$ , et l'angle de diffraction  $\theta_d$ , sont égaux. Ainsi, pour un réseau en configuration de Littrow, chaque facette agira à la manière d'un miroir en incidence normale, maximisant la réflexion. L'équation du réseau devient alors :

$$2d\sin(\theta_b) = \frac{m\lambda_b}{n_{eff}} \quad (12)$$

L'angle  $\theta_b = \theta_i = \theta_d$  est nommé angle de blaze (blaze se traduit par éclat) et il est associé à la longueur d'onde de blaze (longueur d'onde d'éclat)  $\lambda_b$ . Pour obtenir un maximum de réflexion, on choisira donc de travailler au plus proche de cet angle. En fixant à  $\lambda_b = \lambda_c$ , on obtient un angle  $\theta_b = 45.9^\circ$ . Pour pouvoir connecter chacun des guides d'entrée et de sortie, on fixe donc les angles d'incidence et de réflexion au plus proche de  $\theta_b$ . Les transitions faisant  $6\mu\text{m}$  de large, elles ont été espacées de  $d_g = 12\mu\text{m}$  : on choisira donc  $\theta_i = 49^\circ$  et  $\theta_d = 43^\circ$ . Chaque facette est ensuite individuellement orientée pour maximiser la réflexion au niveau des guides de sortie.

Le dernier paramètre à fixer est le rayon R du cercle de Rowland. L'espacement entre les guides de sortie étant fixé, on peut donc calculer la dispersion linéaire nécessaire,  $LD = d_g/\Delta\lambda = 600\text{ nm/nm}$ . L'équation (10) permet ensuite de calculer le rayon correspondant,  $R = 181\mu\text{m}$ . En comptant les transitions d'entrée et de sortie, on obtient un composant de  $350*460\mu\text{m}$ , soit  $0,16\text{mm}^2$ .

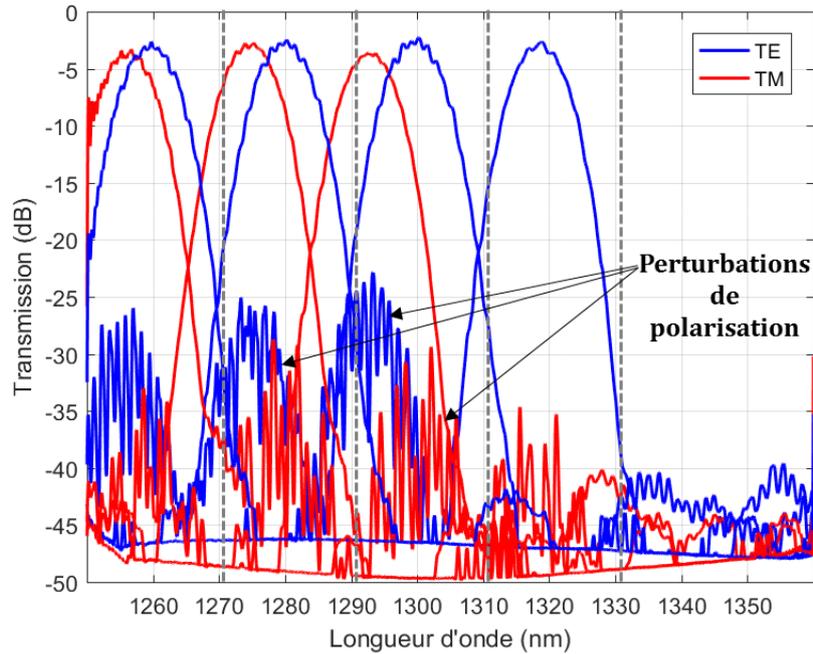
L'ensemble des paramètres du composant ayant été déterminé, le réseau échelle peut maintenant être dessiné sur masque via les fonctions décrites dans le chapitre II. Un exemple est présenté figure 72(a,b). Afin d'anticiper l'impact d'éventuelles variations de fabrication sur les réflecteurs DBR, plusieurs versions de ce composant ont été fabriquées avec des largeurs de dent en SiN différentes. Une image au microscope électronique des facettes DBR du réseau est visible figure 72(c). La réponse expérimentale du composant le plus performant sera présentée dans la partie suivante.



**Figure 72**, (a) Dessin du réseau échelle sur masque, les polygones du composant sont en noir. Les deux cercles bleus permettent de visualiser les cercles du réseau et de Rowland. Les lignes bleues permettent de visualiser l'angle d'ouverture des guides (ici  $28^\circ$ ). (b) On visualise cette fois l'orientation de chaque facette du réseau. (c) Image prise au microscope électronique des facettes du réseau.

## 5.2.4 – Résultats expérimentaux

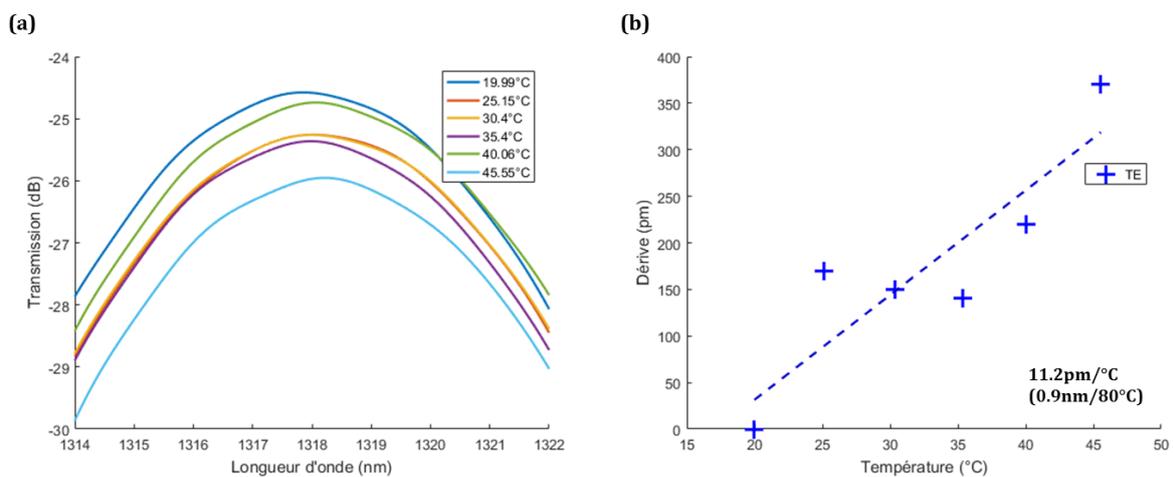
Ce composant a été caractérisé via un couplage par la tranche, tel que décrit dans le chapitre II. Après fabrication, la meilleure transmission a été obtenue pour des DBR dessinés à  $W_{\text{SiN}} = 180\text{nm}$  et  $W_{\text{SiO}_2} = 230\text{nm}$ , ce qui est assez proche de la valeur prédite théoriquement. La réponse en fonction de la longueur d'onde des quatre canaux de ce composant est présentée figure 73. Les pertes d'insertion sont comprises entre 2,7 et 2,2dB pour la polarisation TE, démontrant une bonne uniformité entre les canaux. La réponse en polarisation TM a également été mesurée, avec des pertes d'insertion inférieures à 3,6dB. A noter que la réponse en polarisation TM n'a été mesurée que sur trois des quatre canaux car le dernier n'était pas dans la gamme spectrale adressable par le laser ( $<1250\text{nm}$ ). Cela découle de la forte sensibilité à la polarisation du composant. Par exemple, le canal TM visible le plus à droite figure 73 correspond à la transmission du premier canal, normalement centré à  $1331\text{nm}$ . Comme on peut le voir, de fortes oscillations, dénotées « perturbations de polarisation », sont visibles sur le spectre de transmission. Il apparaît qu'elles sont toujours alignées sur les canaux de transmission de la polarisation opposée. De plus, si ces perturbations provenaient d'erreurs de phase, on obtiendrait des perturbations de chaque côté du canal de transmission, or elles ne sont présentes que d'un côté. Ces oscillations sont donc attribuées au mauvais taux d'extinction du banc de mesure, tel qu'expliqué dans le chapitre II. On peut noter que sans ces perturbations, le niveau de diaphonie serait d'environ -40dB, proche du niveau de bruit du détecteur.



**Figure 73**, Transmission des quatre canaux du réseau échelle avec des DBR dessinés à 180/230nm. Les lignes verticales en pointillés marquent la longueur d'onde centrale des canaux CWDM.

L'espacement entre les canaux est bien de  $\Delta\lambda = 20\text{nm}$ , tel que spécifié dans la norme CWDM. Cependant, ce réseau échelle souffre d'un décalage des canaux d'environ  $-\Delta\lambda/2$  par rapport à la grille de référence. Cet écart pourrait être attribué à une variation de l'épaisseur du film SiN. Cependant, au vu de l'importance du décalage, il semble plus vraisemblable qu'il soit dû à une erreur, de l'ordre de  $10^{-2}$ , dans le calcul de l'indice effectif du mode de la région de propagation en espace libre.

### 5.2.5 – Sensibilité à la température



**Figure 74**, (a) Décalage d'un canal du réseau en fonction de la température, mesuré en polarisation TE. (b) Modélisation linéaire du décalage en température.

Comme mentionné dans l'introduction de ce chapitre, ces composants doivent être capables de fonctionner indépendamment de la température. En utilisant le banc de mesure

stabilisé par effet Peltier (présenté dans le chapitre III), la dépendance en température d'un des canaux du réseau échelle a été mesurée et est présentée figure 74(a). La variation de l'efficacité de transmission est due au décalage de la fibre au fur et à mesure de sa montée en température. Un réalignement a par exemple été effectué avant la mesure à 40°C (courbe verte). Une modélisation du premier ordre (voir figure 74(b)), révèle une dérive de 11.2pm/°C. La forte distribution des points vient essentiellement de la difficulté à localiser le maximum de transmission du canal. Cependant, cette valeur est relativement cohérente avec la mesure effectuée sur un résonateur en anneau dans le chapitre trois qui est, elle, beaucoup plus précise.

## 5.2.6 – Conclusion

Les résultats obtenus pour le réseau échelle sont regroupés dans le tableau (6). Comme on peut le voir, ce composant présente des performances relativement similaires à l'état de l'art. Par ailleurs, ce composant ayant été réalisé sur le dernier MPW disponible dans le cadre de cette thèse, il n'a pas été possible de faire de seconde version. Cependant, les résultats relativement encourageants obtenus suggèrent qu'une nouvelle itération serait nécessaire. En effet, de nombreux degrés de liberté sont encore ouverts pour améliorer les performances : zone de propagation en espace libre à double gravure, augmentation du nombre de dents des DBR, réduction de la superficie... Ainsi, même s'il reste encore beaucoup d'optimisations à effectuer (notamment sur la bande passante des canaux et la gestion de la polarisation), le réseau échelle présenté ici semble être un candidat intéressant pour réaliser un MUX/DEMUX compatible avec la norme CWDM. Il est par exemple six fois plus compact que les AWG démontrés dans la partie suivante. Cependant, l'architecture des réseaux échelle rend leur conception moins flexible.

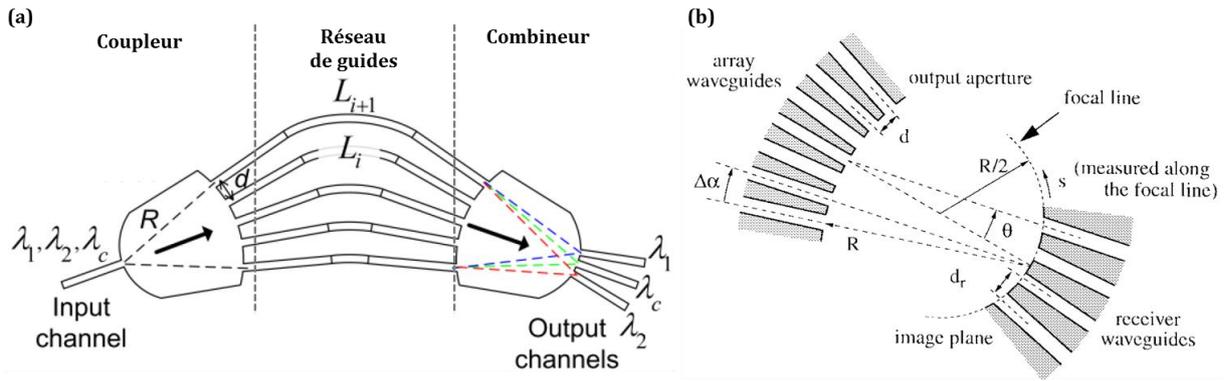
Réf.	Pertes Ins. (dB)	Taux ext. (dB)	BP-1dB (nm)	L×l (μm)	Dérive Temp. (pm/°C)	Mat./Gravure
[173]	2,4	30	8,5	ND	13	SiN/Gravure simple
[174]	2,2	23,3	ND	250×155	NA	Si/Gravure double
Cette étude	2,7	>30	3,9	350×460	11,2	SiN/Gravure simple

**Tableau 6,** Récapitulatif des résultats obtenus pour les réseaux échelle et comparaison avec l'état de l'art. Les pertes d'insertion et le taux d'extinction sont donnés pour un signal de polarisation TE et représente le pire cas parmi les canaux de transmission. ND : non disponible.

## 5.3 – Réseau de guides d'onde

### 5.3.1 – Introduction

Contrairement aux réseaux échelle, les réseaux de guides d'onde (Arrayed Waveguide Grating, AWG) sont exclusivement réalisés en optique guidée. L'architecture type AWG est beaucoup plus récente : elle a été proposée à la fin des années 80 [175], [176], mais le principe physique est strictement identique. Comme illustré figure 75(a), on peut décomposer un AWG en trois parties : deux régions de propagation en espace libre (un coupleur et un combineur), et un réseau de guides les connectant l'une à l'autre. Le fonctionnement d'un AWG comme démultiplexeur sera décrit dans la suite de cette partie.



**Figure 75,** (a) Vue d'ensemble d'un AWG, adaptée de [177]. (b) Agrandissement sur la zone de propagation en espace libre de sortie, adapté de [178].

Un guide d'onde, portant le signal optique à démultiplier, est connecté au coupleur. De même que pour un réseau échelle, le changement brutal de la largeur du guide va produire la diffraction du champ optique, qui va se coupler à un ensemble de guides situés de l'autre côté du coupleur. La différence de longueur  $\Delta L$ (nm) entre les guides du réseau est choisie telle que la différence de chemin optique entre deux guides adjacents soit un multiple entier de la longueur d'onde centrale de conception du composant [178].

$$\Delta L = \frac{\lambda_c m}{n_{e,GD}(\lambda_c)} \quad (13)$$

On retrouve la longueur d'onde centrale  $\lambda_c$ (nm), l'ordre du réseau  $m$ , et l'indice effectif des guides du réseau  $n_{e,GD}$ . Pour un signal à  $\lambda = \lambda_c$ , les modes portés par chaque guide du réseau arriveront en phase à sa sortie et une distribution de champ identique à celle du guide d'onde d'entrée sera formée dans le plan focal image du combineur. Une longueur d'onde différente de  $\lambda_c$  induira donc, via l'augmentation graduelle de la longueur des guides du réseau, une variation linéaire de la distribution de phase à la sortie du réseau. Ainsi, le faisceau de sortie du réseau sera dévié, séparant spatialement les différentes composantes spectrales (voir figure 75(a)). La figure 75(b) détaille les différents paramètres du combineur comme l'angle de déviation  $\theta$ , qui varie linéairement en fonction de la longueur d'onde du signal [178].

$$\sin(\theta) = \frac{n_{e,GD}(\lambda)\Delta L - m\lambda}{n_{e,CBN}(\lambda)d} \quad (14)$$

L'angle du faisceau dépend également de l'indice effectif du combineur  $n_{e,CBN}$ , et du pas du réseau  $d$ (nm). Comme pour le réseau échelle, on retrouve une monture de Rowland, les guides d'onde du réseau étant placés sur un cercle de rayon  $R$  et les guides de sortie sur le plan focal défini par le cercle de Rowland. L'intervalle spectral libre est donné par [178], avec l'indice de groupe des guides du réseau  $n_{g,GD}$ .

$$\lambda_{FSR} = \frac{n_{e,GD}(\lambda_c)\lambda_c}{n_{g,GD}(\lambda_c)m} \quad (15)$$

En se basant sur ces équations analytiques, un ensemble d'AWG a été conçu. Un premier objectif, dénommé composant de référence, a consisté à optimiser les coupleurs en étoile et le réseau de guides pour obtenir des pertes d'insertion et une diaphonie minimale. Puis, afin de répondre aux contraintes des communications via la norme CWDM, un ensemble de solutions a été testé pour supprimer la sensibilité à la polarisation de l'AWG et également pour améliorer la bande passante des canaux. L'impact de l'augmentation du nombre de canaux sur la réponse du composant a ensuite été vérifié. Enfin, l'une des versions les plus abouties d'AWG a été utilisée

pour réaliser un émetteur récepteur CWDM 4 canaux. L'ensemble de ces études sont présentées dans les parties suivantes de ce chapitre.

### 5.3.2 – Le coupleur en étoile

Telle que détaillée figure 76, la géométrie d'un coupleur en étoile est définie par un ensemble de paramètres dont l'optimisation est décisive pour les performances du composant. En effet, dans le cas d'un AWG en SiN, on peut estimer que la plus grande contribution aux pertes d'insertion provient des coupleurs en étoile, les pertes de propagation dans le réseau étant relativement faibles. Un certain nombre de principes généraux permettent d'optimiser cet ensemble de paramètres.

Le nombre de guides du réseau  $N_a$ , doit par exemple être choisi en accord avec le rayon du coupleur  $R$  et la largeur de la transition d'entrée  $W_t$  qui aura un angle d'ouverture  $\theta_g$ , afin de collecter toute la puissance du signal incident. On choisira généralement de minimiser l'espace entre deux transitions du réseau  $d_{ar}$ , afin de collecter un maximum de lumière. Le pas du réseau, qui correspond ici à la somme de la largeur d'une transition du réseau  $W_{ta}$ , et de  $d_{ar}$  est un paramètre clef pour la résolution du réseau [179]. On peut noter qu'un degré de liberté apparait, différents ratios  $N_a/W_{ta}$  permettant de couvrir un même  $\theta_g$ .

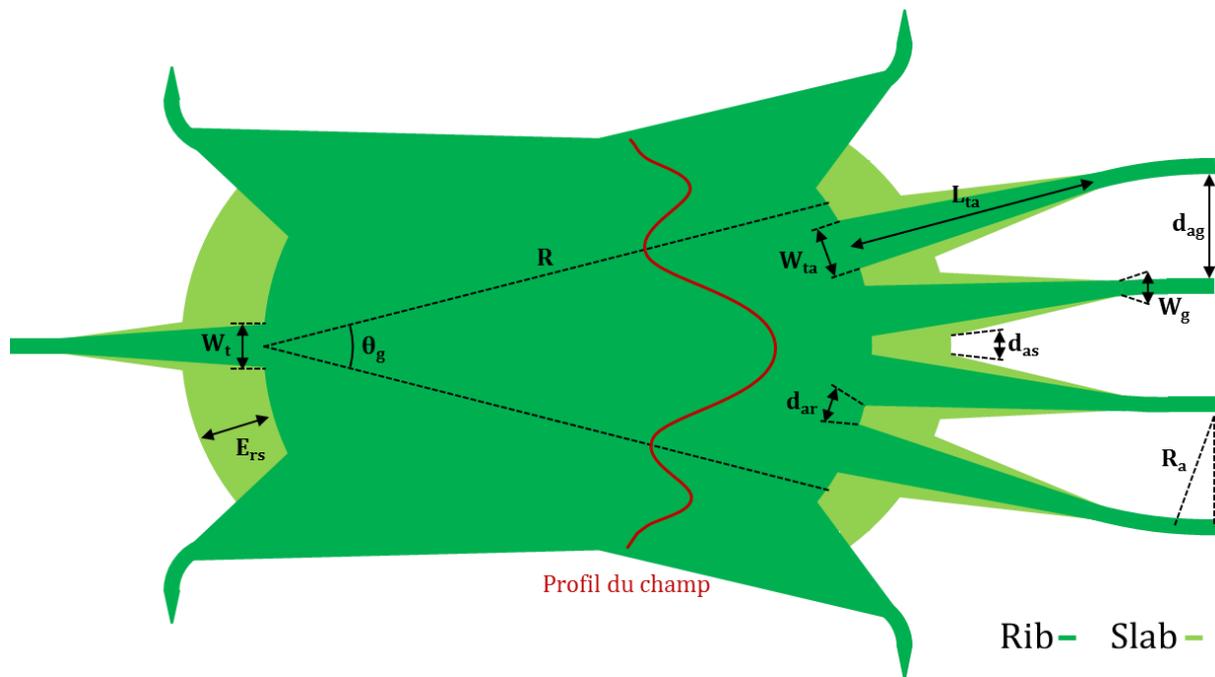


Figure 76, Représentation schématique d'un coupleur en étoile d'entrée d'AWG.

La transition entre la région de propagation en espace libre et les transitions du réseau est particulièrement critique. En effet, le fort contraste d'indice entre ces deux structures va se traduire par la perte d'une partie de la puissance optique via des phénomènes de diffraction et de réflexion. Afin de diminuer ce contraste, un second niveau de gravure peut être ajouté (voir figure 76). On obtient donc une variation du contraste d'indice progressive, limitant les pertes de transmission [180], [181]. De même que pour les transitions du réseau, la distance entre deux transitions dans ce niveau de gravure  $d_{as}$ , sera généralement fixée au minimum autorisé par la fabrication. L'espacement entre les gravures totales et partielles  $E_{rs}$ , peut également être optimisé. On peut noter que d'autres approches, comme l'utilisation de structures sub-longueur d'onde

[182], ont également été proposées. Ce type d'optimisation a permis de fortement diminuer les pertes d'insertion des AWG de la plateforme SOI. Elles sont tout aussi valables pour un AWG réalisé en nitrure de silicium. Cependant, le plus faible contraste d'indice du SiN laisse supposer une réduction des pertes d'insertion moins marquée.

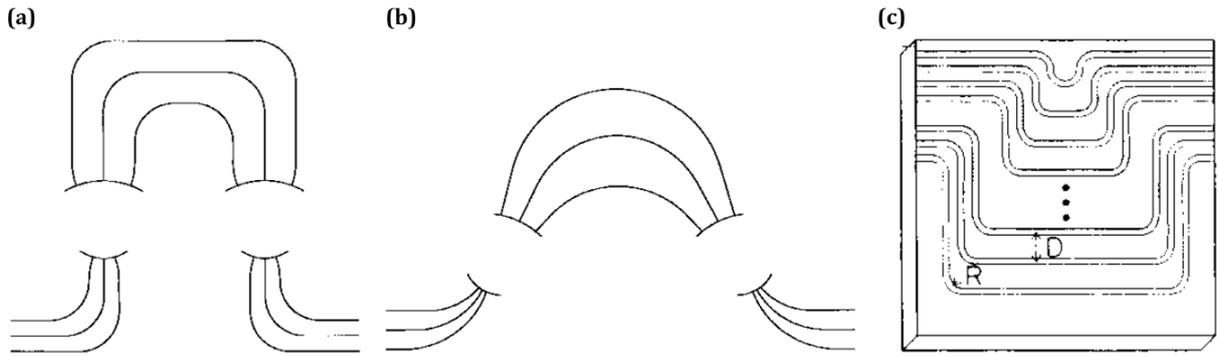
Enfin, la distance entre les guides du réseau  $d_{ag}$ , doit également être maîtrisée, par exemple en jouant sur  $W_{ta}$  et sur la longueur des transitions  $L_{ta}$ . On choisira également un rayon de courbure  $R_a$ , suffisamment large pour limiter les pertes d'insertion et pour pouvoir négliger la variation d'indice effectif par rapport à un guide droit. Comme illustré figure 76, le profil de diffraction du champ dans le coupleur en étoile contient des ondulations de part et d'autre du lobe principal. Afin de capter cette lumière parasite qui pourrait dégrader les performances du composant, des transitions ont été ajoutées de part et d'autre du coupleur en étoile.

Des variations sur l'ensemble des paramètres présentés ici ont donc été effectuées lors de la conception du composant de référence, les résultats expérimentaux seront présentés plus loin dans ce chapitre. Mais auparavant, il reste à optimiser le deuxième élément qui constitue l'AWG, à savoir le réseau de guides.

### 5.3.3 – Le réseau de guides

De nombreuses architectures de réseau de guides ont été proposées dans la littérature. La plus répandue (voir figure 77(a)), prend la forme d'un « U ». Chaque guide contenant un nombre identique de virages, la différence de longueur est exclusivement assurée par les parties rectilignes des guides du réseau. Une variante, présentée figure 77(b), consiste au contraire à n'utiliser que des guides courbes. Cette solution a l'avantage de ne contenir aucune transition guide droit/virage qui induit des pertes de transmission. De plus, en considérant la même différence de longueur entre deux guides, la longueur absolue des guides d'un réseau courbe sera inférieure à celle d'un réseau à guide droit, réduisant encore les pertes d'insertion du composant. Cependant, si l'on considère le processus de lithographie utilisé pour former les guides, les réseaux courbes semblent moins intéressants. En effet, lors de la discrétisation du masque, un guide dont les arêtes ne sont pas parallèles ou perpendiculaires aux bords de la puce va être déformé, ce qui se traduit par des pertes de propagations et des erreurs de phase importantes [70]. Les pertes d'insertion et la diaphonie d'un tel composant seraient relativement élevées : ce type de réseau n'a donc pas été considéré dans cette étude. Enfin, la forme en « U » n'autorise pas un réseau avec une faible différence de longueur entre les guides, sous peine de la superposition de ceux-ci. Or, les AWG CWDM nécessitent de travailler avec un ordre de réseau relativement faible, ce qui se traduit par des différences de longueur de quelques microns. Une autre architecture, présentée figure 77(c), a donc été utilisée.

Contrairement à la forme en « U », cette dernière structure contient quatre virages par guides, ce qui permet de réaliser un réseau avec une différence de longueur entre les guides pouvant même être nulle. Comparées à une forme en « U », les pertes d'insertion seront en revanche plus élevées, mais dans le cas d'une plateforme à faible contraste d'indice comme le SiN, la différence est négligeable. Par ailleurs, sa géométrie rectangulaire permet de limiter l'impact de la discrétisation du masque sur les guides. L'ensemble des AWG présentés dans ce chapitre a été réalisé avec ce type de réseau. Par simplicité et pour une première étude, on utilise des guides rubans monomodes. Pour optimiser encore les performances de l'AWG, on pourrait utiliser des guides multimodes ou des guides en arêtes, réduisant encore les pertes de propagation et les erreurs de phase. Les principes généraux exposés ont été utilisés lors de la conception du composant de référence présentée dans la partie suivante.



**Figure 77**, Exemple d'architectures de réseau de guide. (a) Forme classique en U et (b) version dite circulaire avec des guides courbes [178]. (c) Forme optimisée pour les réseaux travaillant à ordre faible [183].

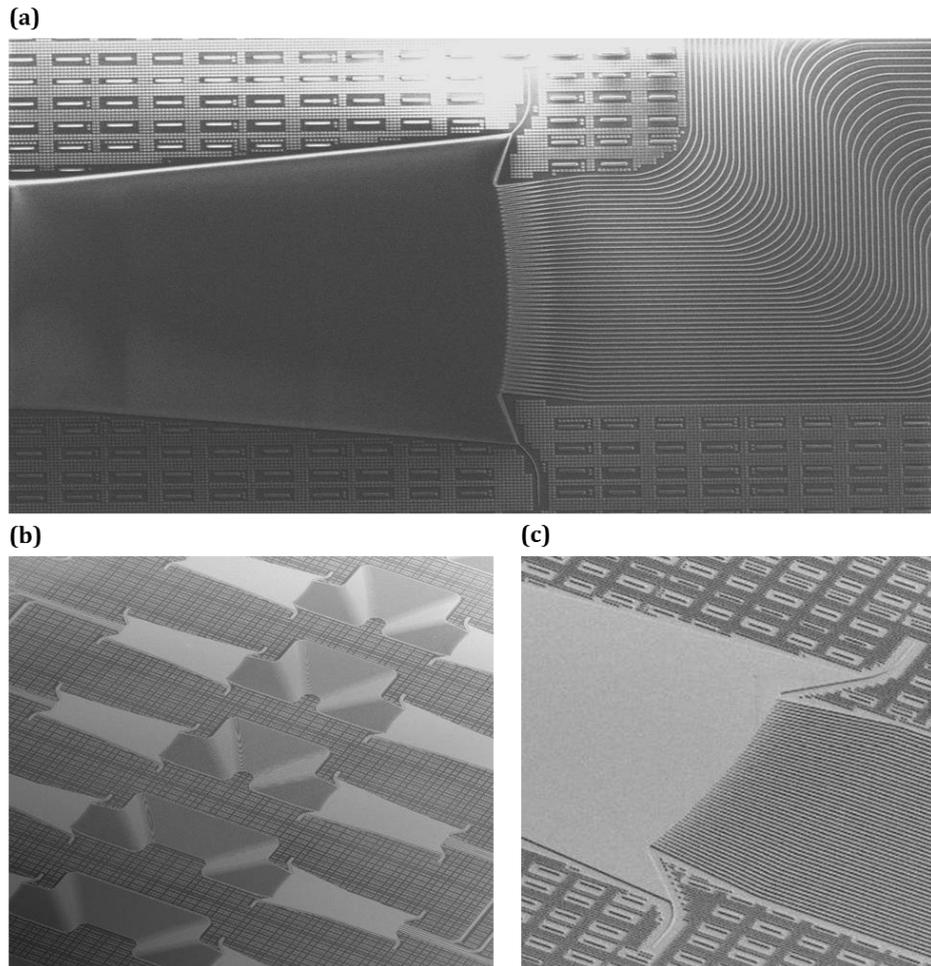
### 5.3.4 – Conception du composant

La procédure de conception de l'AWG diffère légèrement de celle d'un réseau échelle, mais celui-ci est également dédié à la norme CWDM. On choisira donc dans un premier temps un composant à quatre canaux avec  $\lambda_c = 1300\text{nm}$  et  $\Delta\lambda = 20\text{nm}$ . Les différents indices effectifs et indices de groupe ont été calculés à l'aide d'un solveur de modes. Au cours de cette thèse, il a été possible de réaliser deux générations d'AWG, chacune fabriquée sur un MPW différent. La première génération, dont la conception est exposée ci-dessous, a permis de valider l'approche des AWG en SiN. Puis, la seconde itération a permis d'optimiser les différents paramètres présentés précédemment, notamment grâce à l'utilisation du second niveau de gravure et à une amélioration du procédé de fabrication du circuit SiN. Ces deux générations ont été conçues pour un signal incident en polarisation TE.

Lors de cette première itération, seule la gravure totale du SiN était disponible. De même que pour le réseau échelle, les guides d'injection et de collection sont munis de transitions pour diminuer leur angle d'ouverture : on choisira ici une largeur similaire au réseau échelle  $W_t = 6\mu\text{m}$ . L'espacement entre les guides du réseau  $d_{ar}$ , a été fixé au minimum autorisé, soit  $400\text{nm}$ . Pour cette première version, la largeur des transitions du réseau est de  $W_{ta} = 3\mu\text{m}$ , soit la moitié de la largeur des transitions des guides d'injection et de collection. Pour éviter un couplage entre les guides du réseau, la distance  $d_{ag}$ , doit être supérieure à  $3\mu\text{m}$  (voir chapitre III). Une transition de longueur  $L_{ta} = 60\mu\text{m}$ , suivie d'un guide monomode de  $20\mu\text{m}$  de long, permet d'obtenir un espacement suffisant. Dans cette première version du composant, le rayon de courbure des guides  $R_a$ , était variable pour faciliter le dessin. Cependant, cette différence de rayon de courbure entre les guides va générer une différence d'indice effectif qui, si elle n'est pas maîtrisée, va se traduire par une dégradation des performances du réseau. La seconde itération, présentée dans la suite de cette partie, possède elle un réseau avec  $R_a$  constant.

L'ordre du réseau peut également être déterminé. Un FSR supérieur à  $80\text{nm}$  étant requis, on doit avoir  $m < 13$  (équation (15)). Afin d'obtenir une transmission homogène sur toute la bande spectrale tout en maintenant une bonne efficacité de diffraction (qui, comme pour le réseau échelle, croît avec l'ordre du réseau), on choisira  $m = 5$ . Là encore, cette valeur favorise plutôt l'efficacité de transmission de l'ensemble des canaux de l'AWG plutôt que sa compacité. On peut maintenant calculer, à l'aide de l'équation (13), la différence de longueur nécessaire entre deux guides. Pour  $m = 5$ , on obtient  $\Delta L = 3.91\mu\text{m}$ .

Il faut maintenant définir l'espacement entre les transitions de collection au niveau du coupleur de sortie. Tout d'abord, l'équation (14) va permettre de calculer la dispersion du réseau ( $^{\circ}/\text{nm}$ ), c'est-à-dire la variation d'inclinaison du faisceau pour une variation de la longueur d'onde du signal. Les modes optiques des guides SiN étant relativement déconfinés, il est nécessaire d'espacer fortement les transitions de collection sous peine d'une diaphonie relativement élevée [178]. Une valeur de  $11\mu\text{m}$ , soit environ le double de la largeur d'une transition, a été choisie. Le rayon du coupleur en étoile,  $R$ , peut maintenant être choisi en accord avec ce paramètre : on a  $R = 550\mu\text{m}$ . Connaissant l'angle d'ouverture du guide d'injection, le pas du réseau, et le rayon du coupleur, le nombre de guides nécessaires pour collecter l'ensemble du signal est fixé à  $N_a = 52$ .



**Figure 78.** Vues au microscope électronique des AWG en SiN. (a) Réseau de guides. (b) Vue d'ensemble. (c) Zoom sur la connexion entre le coupleur en étoile et le réseau de guides.

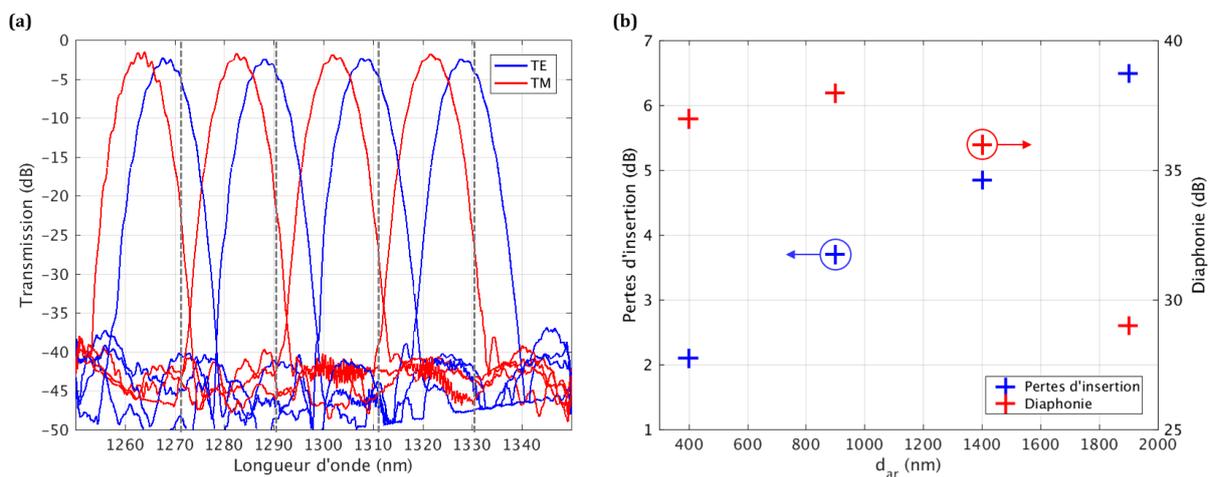
L'ensemble des paramètres de l'AWG étant maintenant défini, le composant est prêt à être fabriqué. La taille du composant est d'environ  $2000 \times 500\mu\text{m}$ , soit  $1\text{mm}^2$ . Une série d'images au microscope électronique est présentée figure 78. Afin de valider ces paramètres de conception, une série d'AWG, avec des variations autour de ces valeurs nominales, a été fabriquée. Les résultats expérimentaux sont présentés dans la partie suivante. Il est nécessaire de préciser que les AWG de la seconde génération souffrent tous d'un décalage de leurs canaux de transmission d'un canal vers les courtes longueurs d'onde (le canal  $1331\text{nm}$  devient le canal  $1311\text{nm}$ ). Cependant, ces AWG disposent de trois guides d'injection. Il a donc été possible de recentrer le spectre sur la grille CWDM en injectant le signal dans l'un des guides d'injection situés de part et d'autre du guide d'injection standard. Toutefois, cela n'a pas été possible pour les AWG utilisant des MMI, qui sont présentés 5.3.4, car l'encombrement de ce composant n'a pas permis de placer

plusieurs guides d'injection. L'origine de ce décalage n'a pas été parfaitement identifiée, mais l'hypothèse la plus probable reste une variation de l'épaisseur du film SiN par rapport à la valeur de 600nm utilisée dans les simulations.

### 5.3.5 – Résultats expérimentaux

La transmission d'un AWG de première génération, conçu selon les paramètres nominaux, est présentée figure 79(a). Ce composant a été conçu pour fonctionner avec un signal incident de polarisation TE. Néanmoins, sa réponse à un signal polarisé en TM a également été mesurée afin de préparer la conception de composants insensibles à la polarisation. Comme on peut le voir, des pertes d'insertion inférieures à 2.5dB en TE et 1.9dB en TM sont obtenues pour l'ensemble des canaux. L'uniformité est relativement bonne, avec une variation des pertes d'insertion inférieure à 0,3dB, ce qui indique un ordre de diffraction adapté à la bande passante du composant. La diaphonie est supérieure à -38dB, ce qui est particulièrement bon. La bande passante a -1dB est de 3nm pour les deux polarisations. On peut noter que les canaux de transmission TE sont désalignés de -3nm par rapport à la grille CWDM. Ce décalage est attribué à une épaisseur de SiN légèrement différente de la valeur nominale. Enfin, le décalage en longueur d'onde dépendant de la polarisation est d'environ 5nm, révélant la nécessité de rendre ce composant insensible à la polarisation.

Les pertes d'insertion sont particulièrement critiques dans un multiplexeur. La principale contribution provenant de l'espace entre les transitions des guides du réseau, une série de quatre AWG a donc été réalisée pour évaluer l'impact de ce paramètre (voir figure 79(b)). Les quatre composants possèdent un pas de réseau identique, mais la largeur des transitions du réseau est progressivement réduite, ainsi l'espace entre ces transitions  $d_{ar}$  augmente. Les pertes d'insertion diminuent linéairement avec  $d_{ar}$  : en passant à un espacement de 200nm dans la seconde génération, on peut donc espérer des pertes d'insertion de l'ordre de 1.5dB. La diaphonie semble se stabiliser pour un espacement inférieur à 1.5 $\mu$ m.



**Figure 79, (a)** Transmission d'un AWG 4 canaux de première génération pour les deux composantes de polarisation. Les lignes verticales en pointillés marquent la longueur d'onde centrale des canaux CWDM. **(b)** Pertes d'insertion et diaphonie (pour une polarisation TM) en fonction de l'espacement entre les guides du réseau.

En se basant sur les résultats expérimentaux de cette première version, une seconde génération d'AWG a été conçue en suivant la même procédure. Une amélioration de la technologie a permis de diminuer l'espacement entre les guides du réseau  $d_{ar}$ , de 400 à 200nm. De plus, le développement du second niveau de gravure a permis l'optimisation de la transition entre le

réseau de guides et les coupleurs en étoile. Ces nouveaux paramètres ont donné lieu à quelques modifications lors de la conception du composant de référence. On peut noter qu'à cause du faible contraste d'indice, les guides SiN en arête et les guides ruban possèdent un angle d'ouverture quasiment identique : la largeur des différentes transitions a donc été conservée. Cependant, en prévision de l'augmentation du couplage entre les guides en arête (comparé aux guides ruban), l'espacement entre les transitions de collection a été augmenté à  $12\mu\text{m}$ . Pour compenser, l'ordre du réseau a été porté à 6 pour améliorer l'efficacité de diffraction. Le rayon du coupleur en étoile a dû être adapté : on a maintenant  $R = 500\mu\text{m}$ . Le nombre de guides du réseau a donc été réduit à  $N_a = 48$ , pour couvrir l'angle d'ouverture du guide d'injection qui, lui, n'a pas changé. La distance entre les zones gravées partiellement et celles gravées totalement du coupleur en étoile  $E_{rs}$ , est de  $30\mu\text{m}$ . L'ensemble des paramètres de ce nouveau composant est maintenant fixé. La réduction du rayon des coupleurs a permis de diminuer légèrement l'encombrement, la superficie de ces nouveaux AWG passant en dessous de  $1\text{mm}^2$ . Pour évaluer l'impact de ces changements, un composant avec un seul niveau de gravure a été réalisé selon les paramètres décrits dans la partie précédente : sa transmission est présentée figure 80(a). Des pertes d'insertion inférieures à 2.2dB en TE et 1.3dB en TM sont obtenues : cette amélioration est attribuée à la réduction de l'espace entre les transitions du réseau qui est passée de 400 à 200nm. On peut cependant remarquer que la diaphonie a fortement augmenté, passant de -38 à -31dB. L'origine de cette diminution n'a pas été identifiée de façon certaine, mais elle pourrait provenir d'un couplage entre les transitions du réseau à cause de la faible distance qui les sépare. Cependant, un niveau supérieur à 30dB reste tout à fait acceptable.

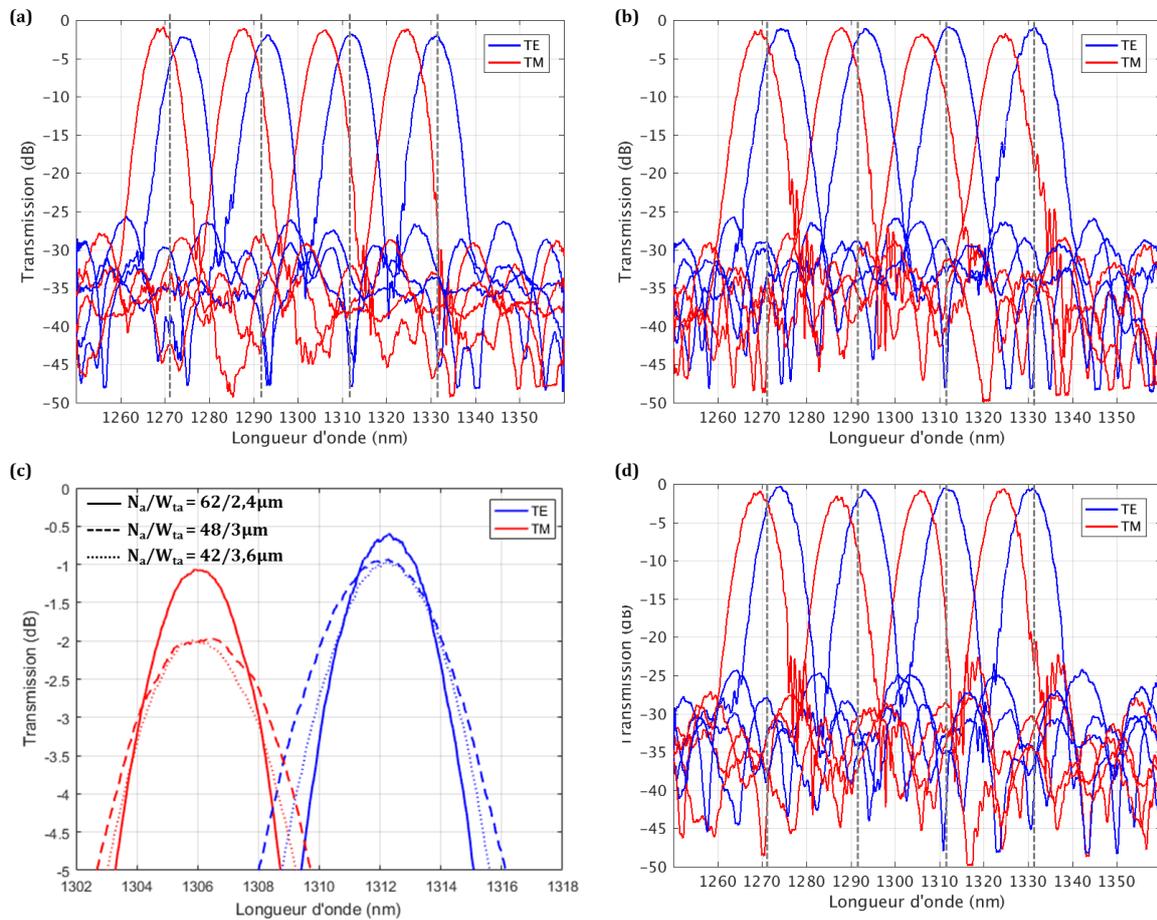
Cette comparaison avec la première génération a permis de valider les nouveaux paramètres de conception et le changement de fabrication. L'ensemble des composants présentés dans la suite de ce chapitre comportera des coupleurs en étoile avec le second niveau de gravure. La réponse d'un premier AWG avec double gravure est présentée figure 80(b) : les paramètres de conception sont identiques au composant présenté précédemment. L'utilisation de la double gravure a permis de démontrer des pertes d'insertion inférieures à 1.1dB pour la polarisation TE et inférieures à 1.8dB en TM. L'augmentation des pertes d'insertion en TM étant seulement présente sur deux des canaux (1310 et 1330nm), elle est attribuée à un mauvais alignement de la fibre lors des mesures. Le niveau de diaphonie reste identique à celui du composant ne comportant qu'un seul niveau de gravure, indiquant un espacement suffisant entre les transitions de collection.

Comme mentionné précédemment dans la partie sur l'optimisation du coupleur en étoile, il reste un degré de liberté dans la conception de l'AWG : le ratio  $N_a/W_{ta}$ . Une série de trois AWG a donc été conçue en faisant varier ce ratio :  $62/2,4\mu\text{m}$ ,  $48/3\mu\text{m}$  et  $42/3,6\mu\text{m}$ . L'espacement entre les transitions du réseau est maintenue au minimum, soit  $d_{ar} = 200\text{nm}$ . L'angle de collection couvert par les guides du réseau est constant : c'est donc bien l'impact du ratio  $N_a/W_{ta}$  qui est évalué. La transmission des canaux TE 1310nm et TM 1290nm, pour ces trois AWG, est présentée figure 80(c). Pour un ratio élevé ( $62/2,4\mu\text{m}$ ), on obtient une efficacité de transmission maximale, mais la bande passante du canal est fortement diminuée. Au contraire, pour un ratio plus faible ( $42/3,6\mu\text{m}$ ), la transmission au centre du canal sera plus faible, mais la bande passante sera plus large. Le ratio  $48/3\mu\text{m}$  semble optimal, et forme un compromis entre ces deux tendances.

Quelques composants ont également permis de démontrer que certains paramètres n'influaient pas sur la réponse de l'AWG :

- $E_{rs}$  : variations de 10 à  $50\mu\text{m}$  : réponse du composant identique.

- avec ou sans transitions latérales : niveau de diaphonie similaire. Le faible contraste d'indice du SiN permet probablement de s'affranchir des réflexions parasites dans les coupleurs en étoile, donc les transitions latérales ne semblent pas nécessaires.



**Figure 80,** (a) Transmission d'un AWG de seconde génération sans double gravure. (b) Transmission d'AWG de seconde génération avec double gravure. (c) Transmission de plusieurs AWG avec différents ratios  $N_a/W_{ta}$ . (d) Transmission d'un AWG de seconde génération avec un coupleur en étoile de 300  $\mu\text{m}$  de rayon.

La superficie des composants présentés ci-dessus étant de l'ordre du millimètre carré, un dernier AWG a été réalisé pour évaluer l'impact d'une réduction de l'encombrement. La procédure de conception reste similaire à celle présentée précédemment. La largeur des transitions d'injection et de collection a été réduite de 30%, on a donc  $W_t = 4,2\mu\text{m}$ . Les transitions du réseau et le rayon des coupleurs en étoile ont également été adaptés avec  $W_{ta} = 2,4\mu\text{m}$  et  $R = 300\mu\text{m}$ . Malgré la réduction du rayon des coupleurs, le nombre de guides du réseau a été maintenu à  $N_a = 48$ , car l'angle d'ouverture des transitions d'injection et de collection a augmenté. Pour effectuer une comparaison avec les composants précédents, l'ordre, et donc  $\Delta L$ , sont inchangés. L'espacement entre les transitions de collection est de  $8.8\mu\text{m}$ , environ le double de la largeur des transitions. Ces modifications ont permis de réduire d'environ 25% la superficie du composant : sa transmission est présentée figure 80(d). Comme on peut le voir, des pertes d'insertion inférieures à 0,7dB en TE et inférieures à 1.5dB en TM sont obtenues. La diaphonie est également supérieure à -30dB. Ces résultats suggèrent donc qu'un composant plus compact que les versions précédentes est plus performant. Cependant, les AWG présentés dans la suite de ce chapitre ayant tous été fabriqués lors de la deuxième itération, cette information n'était pas encore disponible. Leur conception est donc basée sur les paramètres du composant de référence présenté précédemment.

## 5.3.6 – Réduction de la sensibilité à la polarisation

### 5.3.6.1 – Etude théorique

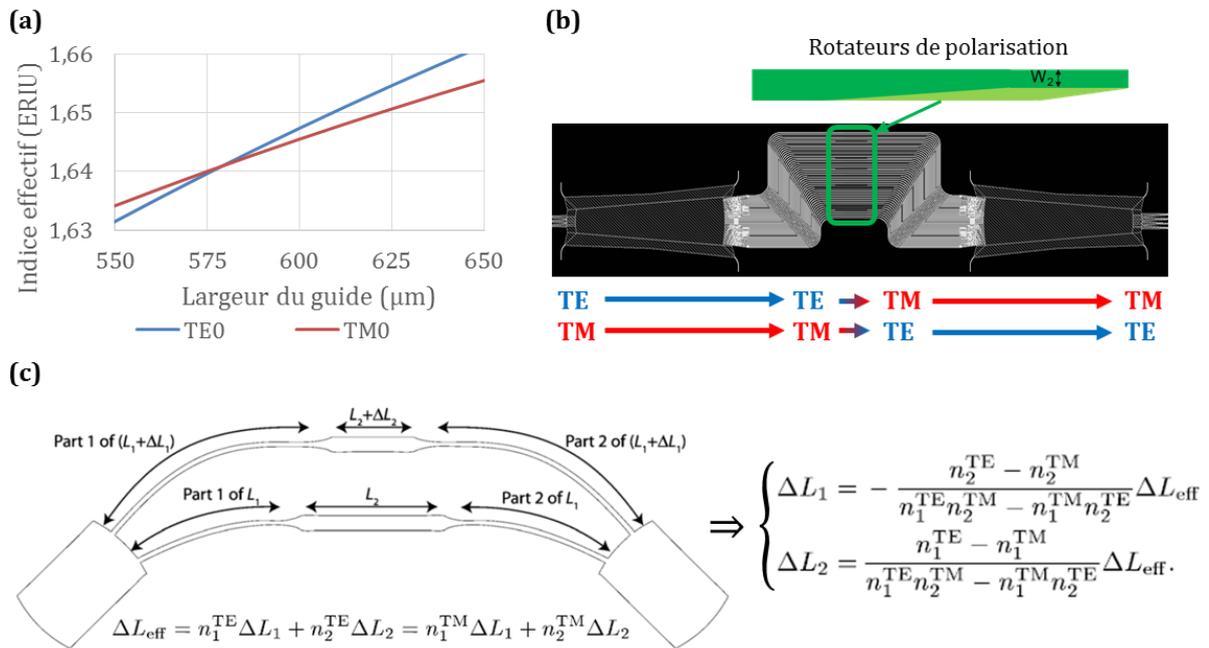
Comme mentionné dans le chapitre précédent sur la gestion de la polarisation, un récepteur WDM doit être capable de fonctionner quel que soit l'état de polarisation du signal optique incident. La solution de la diversité en polarisation n'étant pas optimale en termes d'encombrement, il serait intéressant de disposer d'un DEMUX insensible à la polarisation. Or, comme démontré précédemment, la réponse d'un AWG dépend fortement de la polarisation. Plusieurs techniques ont donc été proposées dans la littérature pour supprimer cette dépendance.

Une première solution, assez intuitive, consiste à jouer sur la largeur des guides du réseau pour supprimer leur biréfringence. Pour un guide SiN de 580nm de large, on obtient des indices effectifs identiques pour les modes TE et TM (voir figure 81(a)). La hauteur du SiN étant de 600nm, on pourrait s'attendre à devoir utiliser un guide de 600nm de large. En réalité, la pente générée lors de la gravure conduit à une valeur légèrement différente. La différence de longueur entre les guides a dû être adaptée à cause du changement d'indice effectif : on obtient maintenant  $\Delta L = 4,755\mu\text{m}$ . La simplicité de cette méthode a motivé la réalisation d'un tel AWG. Cependant, cette technique impose l'utilisation de guides relativement étroits, et donc susceptibles d'introduire des erreurs de phase et des pertes de propagation importantes.

Une seconde solution a donc été explorée. Le concept, proposé dans les années 90, consiste à introduire une lame à retard  $\lambda/2$  (qui tourne la polarisation de  $90^\circ$ ) au cœur du réseau de guide [184], [185]. Quel que soit son état de polarisation, un signal incident traversera donc une moitié de l'AWG en TE et l'autre en TM (voir figure 81(b)). Malheureusement, l'introduction d'une lame à retard en quartz ou en polymère (tel qu'originellement suggéré), n'est pas envisageable ici. La solution proposée consiste donc à remplacer cette lame par une série de rotateurs discrets tels que ceux présentés dans le chapitre précédent, la version de la région R1 étant utilisée pour gagner en compacité. Il est à noter que la proximité entre les différents rotateurs devrait rendre l'impact des variations de fabrication négligeable car elles sont surtout visibles à un niveau macroscopique. La différence de longueur entre les guides a été adaptée en considérant un signal parcourant la moitié du réseau en TE et l'autre en TM : on a donc  $\Delta L = 4,675\mu\text{m}$ . Un AWG a été réalisé sur ce principe. Cependant, les rotateurs de polarisation ayant été développés sur le même MPW que la seconde génération d'AWG, un tel composant apparaissait comme risqué.

C'est pourquoi une troisième solution (voir figure 81(c)), a également été développée. Cette approche consiste à tirer parti de la biréfringence des guides [186], [187]. Via un changement de largeur de guide, chaque bras du réseau est constitué de deux sections de biréfringence différente. Pour obtenir un réseau dont la différence de longueur effective est identique pour les deux polarisations, il faut que l'équation présentée figure 81(c) soit satisfaite. Elle se traduit par une condition sur la différence de longueur des deux sections du réseau  $\Delta L_1$ ,  $\Delta L_2$ . Un AWG a donc été conçu sur ce principe. Les guides de la première région sont standard (700nm de large) et ceux de la seconde section sont légèrement multimodes (1200nm de large). L'objectif étant d'obtenir une transmission similaire au composant de référence, on travaille à l'ordre 6 avec  $\Delta L = 4.66\mu\text{m}$ , ce qui se traduit par  $\Delta L_1 = 7.24\mu\text{m}$  et  $\Delta L_2 = -2.475\mu\text{m}$ . Cette valeur négative induit une diminution de la longueur de la seconde partie, au lieu de l'incrément habituelle. Cette solution a l'avantage de ne pas introduire de pertes d'insertion supplémentaires et de maintenir une grande liberté dans la conception du composant. C'est pourquoi les AWG 8

canaux présentés dans la suite de ce chapitre utilisent cette technique pour réduire leur sensibilité à la polarisation.



**Figure 81**, Techniques de réduction de la sensibilité à la polarisation. (a), Indice effectif des modes fondamentaux TE et TM en fonction de la largeur du guide. (b) Principe de l'intégration de rotateurs de polarisation dans le réseau de guides. (c) Compensation de la biréfringence du réseau en utilisant des guides de longueurs différentes, adapté de [186].

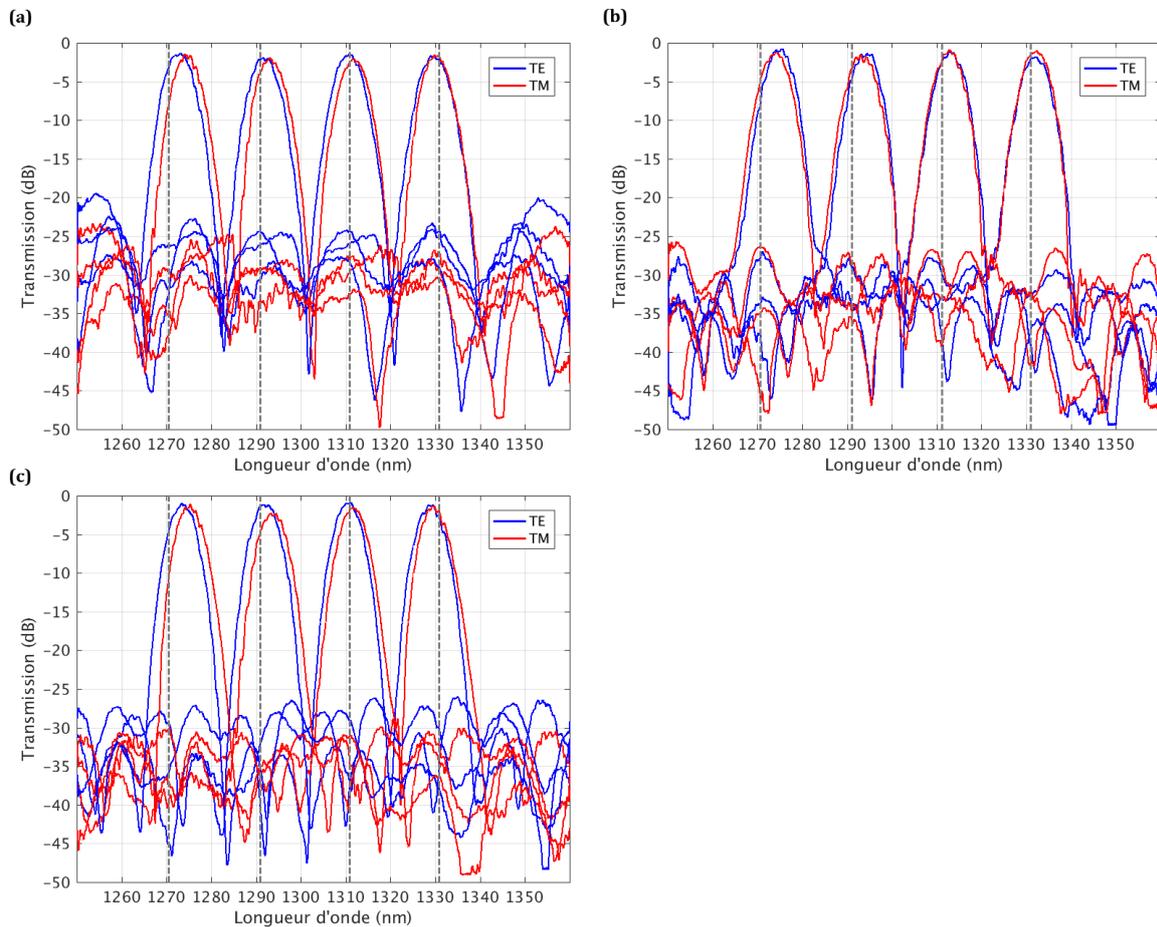
Une autre approche peut également être mentionnée, qui consiste à utiliser des ordres de dispersion différents en TE et en TM [188]. Cependant, elle n'est pas adaptée à des AWG avec un large FSR, et elle n'a donc pas été étudiée dans cette thèse.

### 5.3.6.2 – Résultats expérimentaux

Mis à part les modifications exposées dans la partie précédente, les AWG développés ici ont des paramètres de conception similaires aux composants de seconde génération présentés précédemment. La transmission d'un AWG conçu avec des guides non biréfringents est présentée figure 82(a) : le décalage en longueur d'onde dépendant de la polarisation y est fortement réduit, mais pas nul. Un décalage inférieur à 1nm pour les quatre canaux pourrait être obtenu en augmentant légèrement la largeur des guides du réseau. Comparé au composant de référence de seconde génération, les pertes d'insertion ont augmenté, passant de 1.1dB à 1.9dB en TE et de 1.8dB à 2.1dB en TM. La diaphonie a également diminué (>-22dB en TE et >-25dB en TM, trahissant la sensibilité aux variations de fabrication de ce type de guide. Cette solution est donc simple à mettre en œuvre mais les pertes d'insertion supplémentaires et le niveau de diaphonie relativement faible la rendent moins attractive.

La solution à base de rotateurs de polarisation paraît plus intéressante. La transmission d'un AWG la mettant en œuvre est présentée figure 82(b) : la réponse en polarisation des quatre canaux est parfaitement alignée. Ce composant comportant un rotateur de polarisation, les pertes de couplage fibre/puce à l'entrée et à la sortie seront différentes car la polarisation n'est pas la même. La transmission de l'AWG présentée figure 82(b) a donc été normalisée avec la réponse d'un rotateur de polarisation, pour que les pertes de couplage fibre/puce soient identiques. Il faut donc ajouter les pertes de transmission du rotateur (inférieures à 0,5dB) pour obtenir les pertes

d'insertion de cet AWG. On aurait donc des pertes d'insertion inférieures à 2.3dB en TE et inférieures à 2dB en TM. L'utilisation de la seconde version de rotateur R2 permettrait de réduire les pertes de transmission au prix d'un encombrement plus important. On peut noter que le niveau de diaphonie est identique à celui du composant de référence, ce qui laisse penser que le taux d'extinction du rotateur est finalement relativement élevé (voir chapitre IV, rotateur de polarisation).



**Figure 82**, (a) Transmission d'un AWG avec un réseau à guide non biréfringents. (b) Transmission d'un AWG avec rotateurs de polarisation intégrés dans le réseau de guide. (c) Transmission d'un AWG avec réseau à double section.

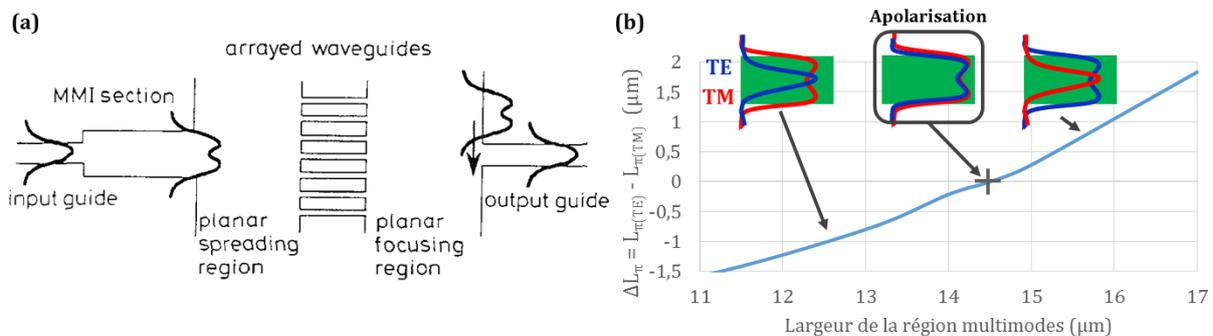
La transmission d'un AWG dont le réseau est stabilisé en polarisation via des bras à double sections de guides est présentée figure 82(c). Des pertes d'insertion inférieures à 1.2dB en TE sont obtenues, ce qui est similaire au composant de référence. En TM, des pertes d'insertion inférieures à 1.5dB sont obtenues (ce qui est également proche de celles du composant de référence) sauf pour le canal 1290nm (pertes de 2.2dB), ce qui suggère un mauvais alignement fibre/puce lors de la mesure. La diaphonie est supérieure à -27dB en TE et -30dB en TM. Les canaux TE/TM présentent encore un léger décalage, qui est attribué à une erreur lors du calcul des indices effectifs des différentes largeurs des guides. Cela pourrait facilement être corrigé lors d'une prochaine version.

Trois techniques pour rendre les AWG en SiN insensibles à la polarisation ont donc été testées. La solution basée sur le réseau à double section semblant performante et garantissant des pertes d'insertion réduites, elle a été utilisée pour réaliser des AWG 8 canaux insensibles à la polarisation qui seront présentés dans la suite de ce chapitre.

## 5.3.7 – Uniformisation de la distribution spectrale de puissance

### 5.3.7.1 – Etude théorique

Pour éviter d'avoir recours à une stabilisation des lasers, et donc proposer une solution économique, la norme CWDM impose des canaux de communication avec une bande passante de 13nm. La réponse spectrale d'un AWG prenant la forme d'une gaussienne, il est donc nécessaire d'aplatir (ou encore d'uniformiser) leur distribution spectrale de puissance. Plusieurs techniques ont été proposées dans la littérature. L'utilisation de transitions plus larges pour les guides de collections que pour les guides d'injection permet par exemple une augmentation de la bande passante des canaux [186], [189], [190]. Cependant, il est ensuite difficile de passer de ces transitions extrêmement larges à des guides monomodes, limitant l'intérêt de cette approche. Une autre solution consiste à imbriquer deux réseaux de guides (ou deux cercles de Rowland) [191], [192]. Le pic de transmission de chaque réseau étant légèrement décalé par rapport au centre du canal, en superposant les deux réponses, on obtient une bande passante globalement plus large, mais cette technique ne permet qu'un élargissement partiel de la largeur de transmission des canaux. On utilisera donc une troisième technique, qui se base sur les interféromètres multimodes (MMI) [193].



**Figure 83,** (a) Principe de l'augmentation de bande passante par interféromètre multimode [193]. (b) Différence de longueur de battement entre les modes TE et TM en fonction de la largeur de la région multimode du MMI.

Tel qu'illustré figure 83(a), un MMI (dont la largeur est au moins le double de celle des transitions de collection [194]) remplace la transition d'injection de l'AWG. L'image produite dans le plan focal image sera donc plus large que le mode optique de la transition de collection, entraînant l'aplatissement de la réponse spectrale du composant. De plus, il est possible de réaliser un MMI insensible à la polarisation : on peut donc obtenir un aplatissement spectral identique pour les deux composantes TE et TM. La différence de longueur de battement entre les deux polarisations,  $\Delta L_{\pi}$ , peut être nulle si la largeur de la section multimode est de 14,6 μm (voir figure 83(b)). A cette largeur particulière, le profil de champ des deux polarisations est identique, la réponse du composant est donc la même quelle que soit la polarisation du signal incident. Une fois la largeur du MMI définie, sa longueur est optimisée pour obtenir un profil de champ relativement aplati [194].

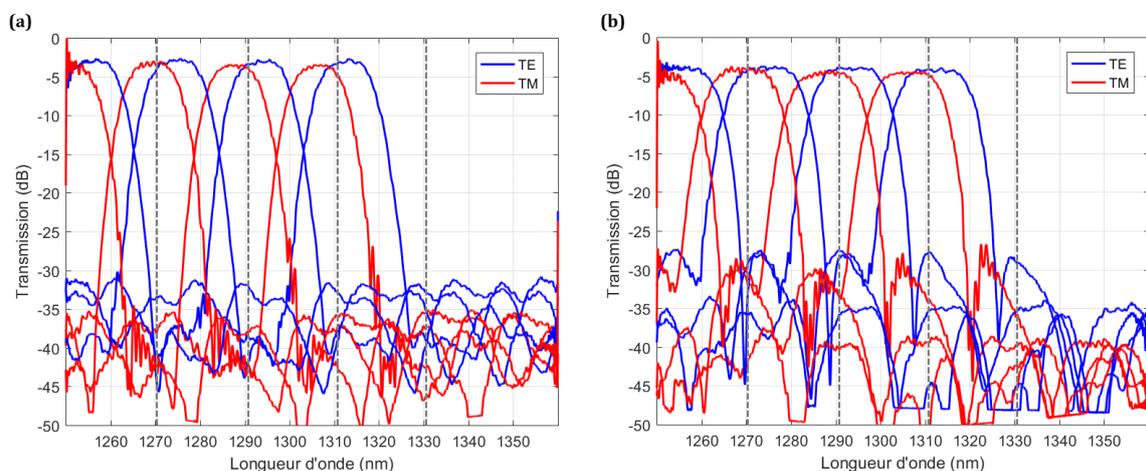
Deux composants ont été fabriqués selon les paramètres de conception du composant de référence de la seconde génération. Le premier possède un MMI dont la largeur est de 11,9 μm (soit environ le double de la largeur des transitions de collection) et une longueur de 60 μm. Le second fait 14,6 μm, pour obtenir un aplatissement identique pour les deux polarisations, et 80 μm de long. Contrairement aux techniques précédentes, cette solution permet d'obtenir un élargissement spectral relativement important et elle est particulièrement simple à mettre en œuvre. Cependant, comme on peut le voir dans les résultats expérimentaux présentés dans la

partie suivante, elle induit intrinsèquement des pertes d'insertion supplémentaires. En effet, l'image du MMI formée dans le plan focal étant plus large que le mode de la transition de collection, une partie de l'énergie ne sera pas couplée au guide.

Une dernière solution, qui n'a pas pu être expérimentée durant cette thèse, permet, en théorie, un élargissement spectral important sans augmentation significative des pertes d'insertion. Dans sa forme la plus simple, elle consiste à connecter un interféromètre de Mach-Zehnder (MZI) à l'entrée de l'AWG, et à le synchroniser en longueur d'onde avec celui-ci [195], [196]. En fonction de la longueur d'onde du signal, la lumière sera injectée à une position différente dans le coupleur en étoile d'entrée, ce qui va modifier l'angle auquel l'image va se former au niveau du coupleur de sortie. Cela revient à déplacer artificiellement l'angle d'injection, pour garder l'angle de collection constant malgré un changement de longueur d'onde. Une version plus évoluée, fonctionnant strictement sur le même principe, consiste à connecter deux AWG, afin d'aplatir encore plus la réponse spectrale globale. Contrairement à l'utilisation d'un MMI, cette technique n'induit théoriquement pas de pertes d'insertion supplémentaires autres que celles des deux AWG. Des pertes relativement faibles ayant été démontrées, cette solution semble particulièrement attractive et serait intéressante à expérimenter en SiN.

### 5.3.7.2 – Résultats expérimentaux

La transmission d'un premier AWG avec un MMI de largeur  $11.9\mu\text{m}$  est présentée figure 84(a). La bande passante à  $-1\text{dB}$  y est significativement augmentée, passant de  $3\text{nm}$  en TE/TM pour le composant de référence, à  $8\text{nm}$  en TE/TM pour ce composant. Les pertes d'insertion sont inférieures à  $2.8\text{dB}$  en TE et à  $3.4\text{dB}$  en TM. Le niveau de diaphonie est toujours de l'ordre de  $-30\text{dB}$ . Ce premier composant a donc des performances relativement bonnes, mais les  $13\text{nm}$  de bande passante requis par la norme CWDM ne sont pas encore atteints.



**Figure 84,** (a) Transmission d'un AWG avec un MMI de  $11.9\mu\text{m}$  de large en entrée. (b) Transmission d'un AWG avec un MMI insensible en polarisation de  $14.6\mu\text{m}$  de large en entrée.

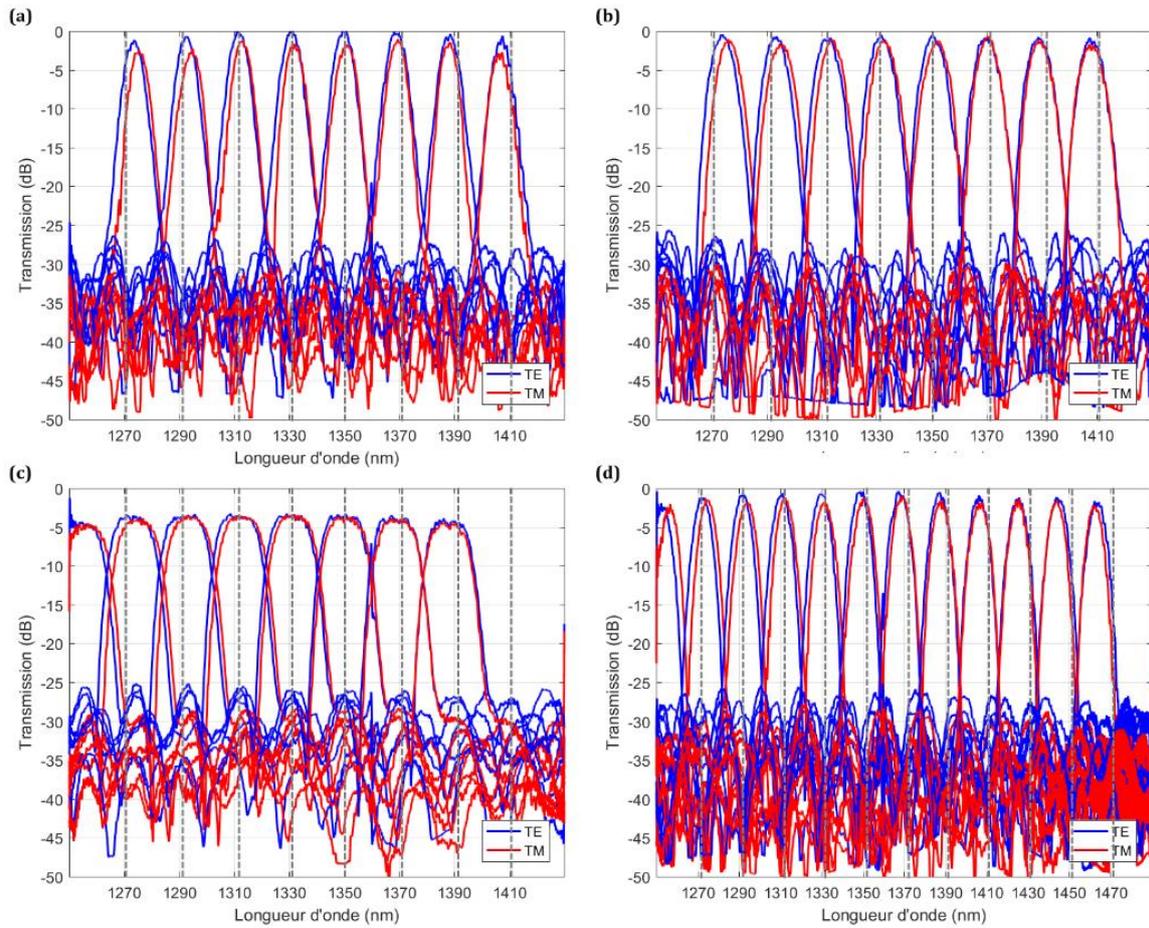
La transmission d'un second AWG, avec un MMI plus large et insensible en polarisation, est présentée figure 84(b). Ici, l'augmentation de la largeur du MMI s'est traduite par une bande passante améliorée, de  $11.5\text{nm}$  en TE et  $10.7\text{nm}$  en TM. Les pertes d'insertion ont également augmenté, avec  $4\text{dB}$  en TE et  $4.4\text{dB}$  en TM. On peut estimer qu'un MMI de  $16\mu\text{m}$  de large permettrait d'atteindre les  $13\text{nm}$  requis pour la norme CWDM, avec des pertes d'insertion de l'ordre de  $5\text{dB}$ . L'utilisation d'un MMI à l'entrée de l'AWG permet donc l'augmentation de la bande passante des canaux. Cette technique est relativement simple mais elle induit des pertes

d'insertion supplémentaires. Dans le cas d'une nouvelle itération de composant, la solution à base d'AWG synchronisés semble prometteuse et pourrait permettre un élargissement de la bande passante des canaux sans pertes d'insertion supplémentaires.

### 5.3.8 – Augmentation du nombre de canaux

Comme mentionné dans l'introduction de ce chapitre, l'architecture de l'AWG a été retenue lors de cette étude pour sa flexibilité, et sa compatibilité avec l'augmentation du nombre de canaux nécessaire aux nouvelles demandes de débit et de bande passante. Afin de valider ces performances, une série d'AWG de huit et douze canaux a été réalisée en reprenant les optimisations proposées précédemment. Leur transmission est présentée figure 85.

Un premier composant à huit canaux a été conçu avec un réseau à double section pour le rendre insensible à la polarisation. Les paramètres de conception sont relativement identiques aux composants 4 canaux présentés précédemment. Le changement de la longueur d'onde centrale, passant de  $\lambda_c = 1301\text{nm}$  à  $\lambda_c = 1341\text{nm}$ , a simplement nécessité de modifier l'espace entre les transitions de sortie passant de 12 à  $12,55\mu\text{m}$ . La longueur des deux sections de guides du réseau a également été ajustée à  $\Delta L_1 = 7,42\mu\text{m}$  et  $\Delta L_2 = -2,48\mu\text{m}$ , pour former une différence de longueur effective de  $\Delta L = 4,835\mu\text{m}$ . Les autres paramètres sont strictement identiques : l'ordre du réseau  $m = 6$ , la largeur des transitions d'injection et de collection  $W_t = 6\mu\text{m}$ , des transitions du réseau  $W_{ta} = 3\mu\text{m}$ , l'espacement entre les guides du réseau  $d_{ar} = 200\text{nm}$ , le rayon des coupleurs en étoile  $R = 500\mu\text{m}$  et le nombre de guides du réseau  $N_a = 48$ . On a donc un composant à 8 canaux dont la superficie est identique à une version 4 canaux. Cet AWG a été réalisé en utilisant les deux niveaux de gravure du SiN tels que décrits précédemment (transmission présentée figure 85(a)). Des pertes d'insertion inférieures à 1.2dB en TE et 2.7dB en TM sont obtenues. Pour la polarisation TE, une valeur positive apparaît pour les deux canaux du centre, trahissant une légère incertitude de mesure. La diaphonie reste supérieure à -30dB. A cause de la faible dispersion des guides SiN, le réseau à double section est capable de fonctionner sur une large gamme de longueur d'onde. On observe ici, dans le pire cas, un décalage en longueur d'onde inférieur à 2nm entre les canaux TE et TM. Ce décalage pourrait probablement être encore réduit en ré-optimisant la longueur des deux sections de guides du réseau, car l'alignement parfait est ici obtenu pour les canaux les plus à droite (et non ceux du centre). Enfin, on peut remarquer que les quatre canaux du centre sont relativement bien alignés avec la grille CWDM, mais que ceux à l'extérieur sont désalignés. Cela provient de la dispersion qui n'a pas été prise en compte lors de la conception. En effet, sur un composant fonctionnant sur une grande gamme de longueur d'onde (ici plus de 160nm), les variations d'indice effectif avec la longueur d'onde deviennent non négligeables. Dans ce composant, les transitions de sortie sont toutes espacées de la même distance. Il faudrait simplement rapprocher les transitions des canaux extérieurs pour corriger cet effet. Ce premier composant à huit canaux semble donc prometteur. Cependant, il souffre d'une large non uniformité entre les canaux du centre et ceux des bords. Cela est dû à l'enveloppe spectrale de la transmission du réseau dont la largeur diminue avec l'augmentation de son ordre [172], et les canaux du bord ont donc des pertes d'insertion plus élevées. En prévision de cet effet, un autre AWG 8 canaux a été conçu avec un réseau à l'ordre 4.



**Figure 85.** (a) Transmission d'un AWG 8 canaux d'ordre 6, insensible à la polarisation. (b) Transmission d'un AWG 8 canaux d'ordre 4, insensible à la polarisation. (c) Transmission d'un AWG 8 canaux d'ordre 6, insensible à la polarisation et avec bande passante élargie via MMI. (d) Transmission d'un AWG 12 canaux d'ordre 4, insensible en polarisation.

La modification de l'ordre du réseau nécessite quelques changements dans les paramètres du composant. Les longueurs des différentes sections du réseau ont tout d'abord été adaptées : on a  $\Delta L_1 = 4,945\mu\text{m}$  et  $\Delta L_2 = -1,65\mu\text{m}$ , pour former une différence de longueur effective de  $\Delta L = 3,225\mu\text{m}$ . La diminution de l'ordre du réseau va également réduire l'efficacité de diffraction de l'AWG. Pour maintenir un espacement raisonnable entre les transitions de collection, et donc garder un niveau de diaphonie acceptable, le rayon des coupleurs en étoile a été porté à  $R = 600\mu\text{m}$ . L'espacement entre les transitions de collection est maintenant de  $10\mu\text{m}$ . La dernière modification concerne le nombre de guides du réseau, qui a été porté à  $N_a = 56$ , pour couvrir un angle d'ouverture identique aux composants précédents. L'augmentation du rayon des coupleurs en étoile a induit une légère hausse de la superficie du composant, qui passe de  $1,032\text{mm}^2$  à  $1,137\text{mm}^2$ , ce qui reste négligeable. La réponse de ce composant est présentée figure 85(b). La transmission des canaux apparaît beaucoup plus homogène que pour le composant précédent, avec des pertes d'insertion inférieures à  $0,9\text{dB}$  en TE et  $1,7\text{dB}$  en TM. Le niveau de diaphonie s'est légèrement détérioré : cela peut être attribué à la distance entre les transitions de sorties qui a été réduite. Le réseau à double section fonctionne là encore très bien, avec un décalage en longueur d'onde entre les transmissions TE et TM qui reste inférieur à  $2\text{nm}$ . De même que pour le composant précédent, la prise en compte de la dispersion permettrait d'aligner correctement l'ensemble des canaux avec la grille CWDM. Pour former un MUX/DEMUX fonctionnel, il faut également augmenter la bande passante de ses canaux. Un AWG 8 canaux,

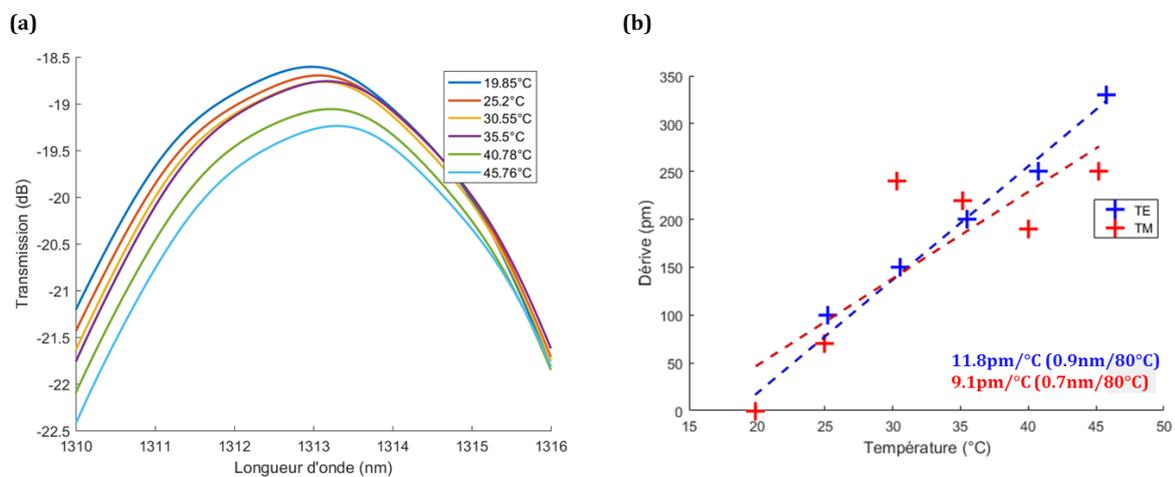
insensible en polarisation et avec bande passante élargie a donc été conçu, sa transmission est présentée figure 85(c).

Les paramètres de conception de ce composant sont identiques à l'AWG 8 canaux d'ordre 6 présenté figure 85(a), Un MMI de  $14,6\mu\text{m}$  de large et de  $80\mu\text{m}$  de long a simplement remplacé la transition d'injection : il semble relativement bien se comporter sur l'ensemble de la bande passante du composant. Des pertes d'insertion inférieures à 4,2dB en TE et 4,5dB en TM sont obtenues. On retrouve encore une perte de transmission dans les canaux extérieurs, ce qui pourrait être supprimé en passant sur un AWG d'ordre 4. La bande passante des canaux a -1dB est de 11 nm en TE et 9,9nm en TM ce qui reste inférieur à la valeur de 13nm spécifiée par la norme CWDM. Comme mentionné précédemment, il semble donc nécessaire d'explorer d'autres solutions que le MMI pour atteindre cette valeur.

Les AWG présentés précédemment comportaient donc huit canaux de communication, afin d'augmenter le débit des liens CWDM. Dans l'hypothèse où un débit toujours plus important serait nécessaire, il est envisageable d'accroître encore le nombre de canaux. Un dernier composant, comportant douze canaux, a donc été conçu pour explorer cette solution. Il possède un réseau à double section pour le rendre insensible à la polarisation. L'ordre du réseau est de 4, il a donc des paramètres de conception similaires au composant présenté figure 85(b), seule la différence de longueur des différentes sections du réseau, et l'espacement entre les transitions de collection ont été adaptés pour fonctionner autour de la longueur d'onde centrale  $\lambda_c = 1381\text{nm}$ . Son spectre de transmission est visible figure 85(d).

Comme on peut le voir, des pertes d'insertion inférieures à 1,66dB en TE et 2,3dB en TM sont obtenues. De même que pour le précédent AWG fonctionnant à l'ordre 4, la plus grande proximité des transitions de collection a produit une légère diminution du niveau de diaphonie. On peut également remarquer que les canaux extérieurs sont fortement désalignés de la grille CWDM. Cela peut être facilement corrigé en prenant en compte la dispersion. Enfin, on retrouve un composant dans lequel les canaux extérieurs ont des pertes d'insertion plus élevées que les canaux du centre, suggérant qu'il faudrait encore réduire l'ordre du réseau, par exemple à  $m = 3$ .

### 5.3.9 – Sensibilité à la température



**Figure 86,** (a) Décalage d'un canal d'AWG en fonction de la température, mesuré en polarisation TE. (b) Modélisation linéaire du décalage en température.

De même que pour les réseaux échelle, un AWG destiné à une application CWDM doit pouvoir fonctionner indépendamment de l'environnement. La sensibilité à la température de l'AWG a donc été évaluée en utilisant un banc de mesure stabilisé par effet Peltier (présenté dans le chapitre III). La dépendance en température d'un des canaux de l'AWG est présentée figure 86(a). La variation de l'efficacité de transmission est due au décalage de la fibre au fur et à mesure de sa montée en température. Une modélisation du premier ordre (voir figure 86(b)), révèle une dérive de 11.8pm/°C en TE et 9.1pm/°C en TM, ce qui est assez semblable au réseau échelle. La forte distribution des points en TM vient essentiellement de la difficulté à localiser le maximum de transmission du canal. Cependant, cette valeur est relativement cohérente avec la mesure effectuée sur un résonateur en anneau dans le chapitre III qui est, elle, beaucoup plus propre.

### 5.3.10 – Conclusion

Au cours de cette partie, la réalisation de MUX/DEMUX de type réseau de guides d'onde au sein du circuit SiN a été présentée. Pour commencer, les deux éléments qui composent l'AWG (le coupleur/combiner et le réseau de guides) ont été étudiés et optimisés pour la réalisation de MUX/DEMUX dédiés à la norme CWDM. Une première série d'AWG en SiN a tout d'abord permis de valider cette approche, puis de déterminer les paramètres de conception optimaux. L'utilisation du second niveau de gravure du SiN a notamment permis de démontrer des pertes d'insertion inférieures à 1,1dB en TE et à 1,8dB en TM. De plus, en favorisant l'utilisation de guides droits dans le réseau de guides, le taux d'extinction a pu être maintenu à plus de 30dB.

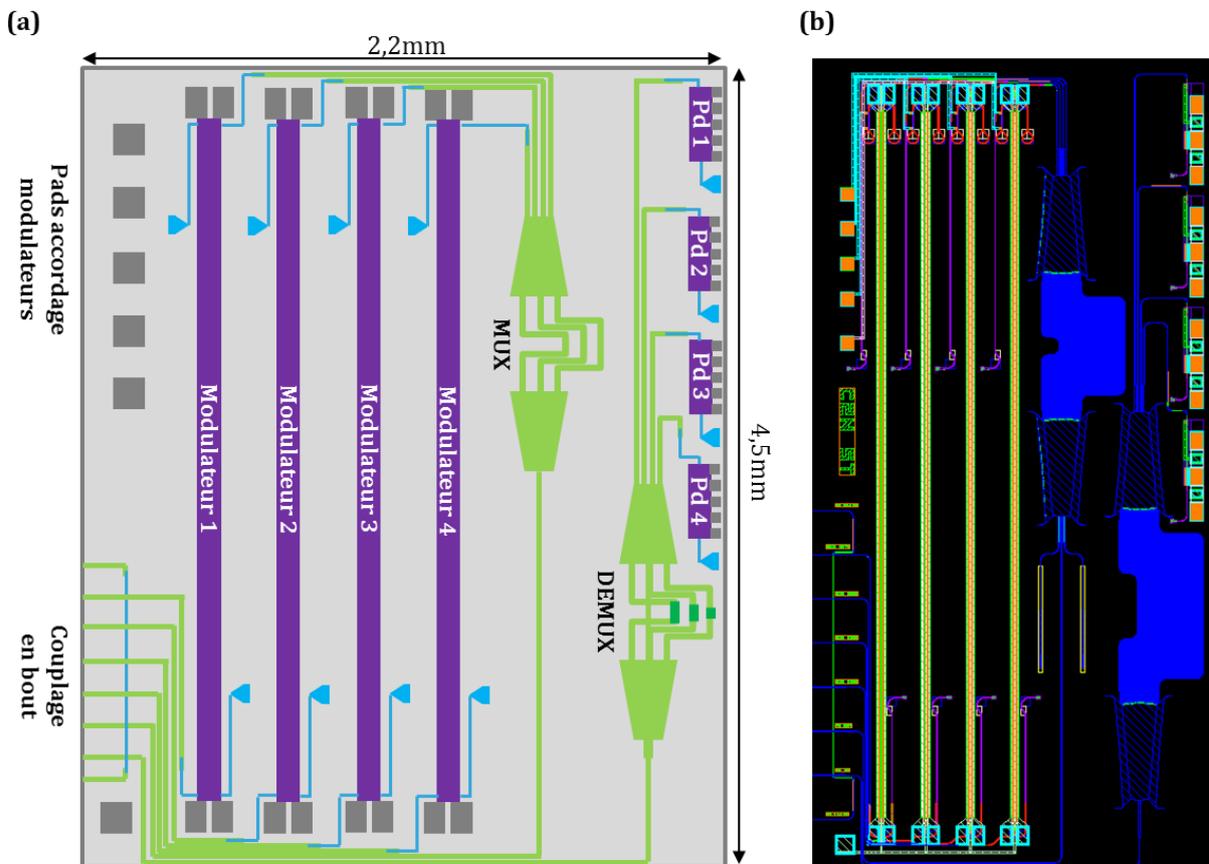
Plusieurs pistes ont ensuite été explorées pour tenter de supprimer la dépendance en polarisation de la réponse de l'AWG. Cela a été pratiquement réalisé grâce à l'intégration de rotateurs de polarisation au sein du réseau de guides d'onde. La bande passante de chaque canal a également été améliorée à 11nm en utilisant des MMI. Toutefois, c'est au détriment des pertes d'insertion qui ont augmenté d'environ 3dB. Comme mentionné dans l'introduction de ce chapitre, l'AWG a en partie été choisi car son architecture le rend particulièrement adapté à l'augmentation du nombre de canaux de transmission. Trois composants comportant huit et douze canaux ont donc été développés. Ces dispositifs ont présenté des performances relativement similaires à leurs homologues (présentés précédemment) qui comportaient quatre canaux. De plus, l'encombrement n'a pas augmenté, confirmant la pertinence de cette approche. Enfin, la dépendance en température de ces AWG réalisés en SiN a été mesurée à 11,8 pm/°C, ce qui devrait assurer leur fonctionnement sur une grande gamme de température. Le tableau (7) résume les performances des différents AWG présentés et les compare avec l'état de l'art. Les deux dernières références présentées, [200], [201], sont des AWG CWDM commerciaux réalisés avec des guides en silice dans une plateforme type PLC (planar lightwave circuit). Comme on peut le voir, les AWG en SiN développés ici proposent des performances relativement similaires tout en étant beaucoup plus compacts et directement intégrés avec le circuit silicium.

Réf.	Pertes Ins. TE/TM (dB)	Taux ext. (dB)	BP-1dB (nm)	$\Delta\lambda_{TE-TM}$ (nm)	Unif. (dB)	Nb de canaux	L×l (μm)	Dérive T. (pm/°C)	Mat./Gravure
CE, gravure simple	2,2/1,29	>30	2,9	6	0,4	4	2080×445	11,8	SiN/Gravure simple
CE, gravure double	1,1/1,8	29	3,1	6	0,8	4	2080×445	11,8	SiN/Gravure double
CE, taille réduite	0,7/1,6	>30	2,9	6	1	4	1690×420	11,8	SiN/Gravure double
Réduction de la sensibilité à la polarisation									
CE, guides carrés	1,9/2	22	3,2	2	0,6	4	2080×445	11,8	SiN/Gravure double
CE, rotateurs	~2/~1,7	29	3,2	1	1	4	2210×445	11,8	SiN/Gravure double
CE, double section	1,2/2,2	26	3,1	1-2	1,2	4	2325×445	11,8	SiN/Gravure double
Uniformisation de la distribution spectrale de puissance									
CE, MMI 11,9μm	2,8/3,5	29	8	6	~0,5	4	2125×445	11,8	SiN/Gravure double
CE, MMI 14,6μm	4/4,5	23,5	11	6	~1	4	2125×445	11,8	SiN/Gravure double
Augmentation du nombre de canaux									
CE, ordre 4	0,9/1,7	26	3,9	2	1	8	2560×455	11,8	SiN/Gravure double
CE, MMI 14,6μm	3,9/4,5	23	10	2	~1	8	2385×455	11,8	SiN/Gravure double
CE, 12 canaux	1,7/2,3	28,5	3,6	4	1,9	12	2555×455	11,8	SiN/Gravure double
Etat de l'art									
[186]	~2,1/2,1	~15	17	8	~2	8	ND	ND	SiN/Gravure simple
[197]*	3,74/ND	>30	ND	ND	2,9	16	46300×9800	ND	Si/Gravure double
[198]	5/ND	>25	ND	ND	1,4	4	3900×550	ND	InP/Gravure double
[199]	6,4/ND	19,5	10,2	ND	ND	18	55000×5500	ND	SiO2/Gravure simple
[200]	2,7/2,7	21	10	0	ND	4	7700×1600	~0	SiO2/ND
[201]	2,7/2,7	20	12	0	ND	4	9600×2000	~0	SiO2/ND

**Tableau 7.** Résumé des performances des différents AWG développés durant cette thèse et comparaison avec l'état de l'art. Les pertes d'insertion, le taux d'extinction et la bande passante a -1dB sont donnés pour la polarisation et le canal le moins performant. CE : cette étude. ND : non disponible. \* = résultats de simulation.

## 5.4 – Démonstrateur : Emetteur/Récepteur CWDM4

Dans le cadre du projet européen H2020 COSMICC [202], un démonstrateur mettant en œuvre une partie des composants présentés précédemment a été conçu en collaboration avec d'autres membres du laboratoire et de l'équipe de STMicroelectronics. Ce projet vise à développer des modules émetteurs-récepteurs CWDM basés sur la technologie photonique silicium pour les centres de données. Ce démonstrateur consiste en un émetteur-récepteur CWDM quatre canaux (schéma de principe figure 87(a)). La transition fibre/puce sera réalisée par un couplage en bout avec un réseau de huit fibres : quatre entrées laser pour l'émetteur, une sortie de l'émetteur, une entrée du récepteur et les deux fibres les plus éloignées forment une boucle pour effectuer un alignement actif. Cette architecture permet d'assurer les 80nm de bande passante nécessaires ainsi qu'un fonctionnement relativement indépendant de la polarisation.



**Figure 87.** (a) Schéma de l'émetteur-récepteur CWDM quatre canaux. (b) Superposition des différents masques qui forment le circuit.

L'émetteur contient quatre modulateurs type jonction PN, avec une double gravure du silicium pour maximiser le confinement du mode optique et donc l'efficacité de modulation. Il contient également un multiplexeur de type AWG en SiN fonctionnant uniquement en TE. Le récepteur, quand à lui, comprend un démultiplexeur type AWG en SiN, avec un réseau à double section le rendant insensible à la polarisation, et un MMI de  $11,9\mu\text{m}$  de large pour augmenter la bande passante des canaux. Enfin, les quatre photodiodes sont à double hétérojonction et devraient être capables de fonctionner pour un signal incident TE et/ou TM. L'ensemble du module a une superficie inférieure à  $10\text{mm}^2$ . Les composants actifs utilisés indiquent que des débits de l'ordre de  $400\text{Gb/s}$  seraient envisageables. Ce circuit a été dessiné sur masque (voir figure 87(b)), et il est actuellement en cours de fabrication.

## 5.5 – Conclusion

Au cours de ce chapitre, une étude complète des architectures de (de)multiplexeurs a permis d'identifier le réseau échelle et l'AWG en SiN comme candidats potentiels pour les systèmes CWDM à quatre canaux ou plus. La réalisation d'un premier réseau échelle a démontré qu'il est possible de créer un composant relativement compact et peu sensible à la température. Cependant, le manque de flexibilité de cette architecture a conduit à se recentrer sur les AWG. Une première série de composants, avec des pertes d'insertion inférieures à 2dB et un taux d'extinction supérieur à 30dB, a permis de valider de cette nouvelle approche. Puis, des optimisations spécifiques ont été mises en œuvre pour supprimer, avec succès, la dépendance en polarisation de l'AWG. La bande passante des canaux a également été portée à plus de 11nm via l'utilisation d'interféromètres multimodes. La capacité de l'AWG à supporter un nombre important de canaux a été validée à travers une série d'AWG comportant huit et même douze canaux. Des performances similaires aux composants quatre canaux ont été obtenues, et ce sans augmentation significative de la superficie du composant, validant sa capacité à évoluer selon le nombre de canaux nécessaires. De même que pour le réseau échelle, les AWG réalisés dans le circuit SiN présentent une grande tolérance aux variations de température. Une comparaison avec l'état de l'art a révélé des performances relativement proches de celles d'AWG CWDM commerciaux réalisés dans une plateforme commerciale type PLC. Cela vient confirmer l'intérêt de la réalisation d'AWG en SiN, ceux-ci étant beaucoup plus compacts et directement intégrés avec le circuit en silicium.

Enfin, un démonstrateur consistant en un émetteur-récepteur CWDM quatre canaux a été conçu dans le cadre du projet européen H2020 COSMICC [202], avec pour objectif de démontrer un circuit complet utilisant la plateforme photonique hybride silicium et nitrure de silicium. Il est actuellement en cours de fabrication et devrait être testé dans le courant de l'année 2019.

# Chapitre 6 – Optique non linéaire

---

6.1. Introduction	135
1.1.1. Théorie générale	135
1.1.2. La photonique SiN pour l'optique non linéaire	136
1.1.3. Banc de caractérisation	139
6.2. Génération de troisième harmonique	140
1.2.1. Théorie	140
1.2.2. Optimisation des guides d'onde	141
1.2.3. Résultats expérimentaux	142
6.3. Génération de supercontinuum	143
1.3.1. Théorie	143
1.3.2. Optimisation de la dispersion	146
1.3.3. Résultats expérimentaux	147
6.4. Conclusion	152

---

## 6.1 – Introduction

Comme mentionné dans le chapitre d'introduction de ce manuscrit, le champ d'applications adressé par la photonique silicium semble progressivement s'élargir : information quantique, capteurs, communication intra-puce... Ces applications nécessitent le déploiement de nouvelles fonctionnalités dont certaines reposent sur des effets optiques non linéaires. Cependant, le silicium ne semble pas adapté à l'étude d'effets optiques non linéaires à cause de la forte absorption à deux photons présente dans ce matériau. C'est dans ce contexte que s'inscrit l'étude d'effets optiques non linéaires au sein des guides d'onde SiN présentée dans ce chapitre. Une revue rapide du domaine et de la théorie de l'optique non linéaire (ONL) sera d'abord effectuée. Puis, les figures de mérite du SiN pour l'étude d'effets optiques non linéaires seront comparées avec celles d'autres matériaux afin de justifier des avantages du SiN. Enfin, l'observation et la caractérisation de deux phénomènes non linéaires au sein des guides d'onde SiN seront présentées.

### 6.1.1 – Théorie générale

L'étude d'effets optiques non linéaires n'a pu véritablement commencer que dans les années soixante grâce à l'apparition du laser [203], [204] qui permet d'atteindre les densités de puissances optique élevées, nécessaires pour générer des effets non linéaires. La première observation expérimentale d'un effet optique non linéaire a été réalisée peu de temps après la découverte des lasers au rubis pulsé [205]. Il s'agissait de la génération de second harmonique optique. L'expérience consistait à envoyer le laser dans une lame de quartz et à analyser le faisceau émergent à l'aide d'un spectromètre dont l'image est visible figure 88. Comme on peut le voir, ou plutôt comme on devrait le voir, une tache est visible à une longueur d'onde de  $3472\text{\AA}$ , ce qui correspond à la moitié de la longueur d'onde du laser de pompe, et à la signature d'une seconde harmonique. Mais l'intensité de la tache étant tellement faible, elle a été supprimée par l'éditeur du journal pensant qu'il s'agissait d'une erreur d'impression.

VOLUME 7, NUMBER 4

PHYSICAL REVIEW LETTERS

AUGUST 15, 1961



FIG. 1. A direct reproduction of the first plate in which there was an indication of second harmonic. The wavelength scale is in units of 100 Å. The arrow at 3472 Å indicates the small but dense image produced by the second harmonic. The image of the primary beam at 6943 Å is very large due to halation.

**Figure 88**, *Prise de vue de la première publication démontrant expérimentalement un effet d'optique non linéaire, il s'agit de la génération de second harmonique [205].*

Au fur et à mesure des années, de nombreux autres effets optiques non linéaires ont été observés et des modèles théoriques (classiques et quantiques) ont été développés pour tenter de les décrire. Une étude particulièrement complète est notamment disponible référence [206]. Pour assurer la compréhension de la suite de ce chapitre, un résumé inspiré de l'étude précédente est proposé ci-dessous.

Comme son nom l'indique, l'ONL regroupe l'ensemble des phénomènes pour lesquels la réponse d'un système matériel ne varie pas linéairement avec l'amplitude du champ optique appliqué. L'origine physique de ces phénomènes vient donc de la polarisation  $P(t)$  induite par le champ optique dans le milieu matériel. Dans le cas de l'optique conventionnelle (c.-à-d. linéaire), cette polarisation dépend linéairement de l'amplitude du champ électrique de l'onde incidente. En revanche dans le cas d'un champ optique intense, on considère également les termes d'ordres supérieurs qui traduisent une dépendance quadratique ou cubique à l'amplitude du champ électrique :

$$P(t) = \varepsilon_0 [\chi^{(1)}E(t) + \chi^{(2)}E(t)^2 + \chi^{(3)}E(t)^3 + \dots] \quad (16)$$

Les termes  $\chi^{(1)}$ ,  $\chi^{(2)}$ ,  $\chi^{(3)}$  désignent respectivement les susceptibilités linéaires et non linéaires d'ordre deux et trois. La modélisation des phénomènes optiques passe donc par le calcul des termes qui composent cette polarisation. Celui-ci peut être réalisé de façon classique via le modèle de Lorentz décrivant l'électron comme un oscillateur harmonique lié au noyau atomique. Le calcul de la susceptibilité linéaire  $\chi^{(1)}$  permet par exemple d'obtenir les indices optiques réels et imaginaires du milieu. Il est important de noter que les propriétés non linéaires dépendent de la nature du matériau considéré. En effet, selon que le milieu soit centrosymétrique ou pas, la force de rappel du noyau s'exerçant sur l'électron sera différente. Dans le cas d'un matériau centrosymétrique tel que le silicium ou le  $\text{Si}_3\text{N}_4$  cristallin, cela se traduit par un terme du second ordre  $\chi^{(2)}$  nul. On considère donc seulement le troisième ordre  $\chi^{(3)}$ , qui correspond au premier terme non linéaire non nul. En considérant un champ optique avec trois composantes fréquentielles distinctes, ce qui correspond au cas le plus général, le calcul de la polarisation non linéaire du troisième ordre donne lieu à quarante-quatre nouvelles composantes fréquentielles. Ces nouvelles fréquences sont à la base d'un grand nombre d'effets optiques non linéaires du troisième ordre tels que l'amplification paramétrique, la génération de troisième harmonique, ou encore le mélange à quatre ondes. Le détail de ces calculs est disponible dans la référence [206].

## 6.1.2 – La photonique SiN pour l'optique non linéaire

Comme mentionné dans l'introduction de cette thèse, le nitrure de silicium est un matériau intéressant pour l'étude d'effets optiques non linéaires. En effet, il propose un bon compromis entre les différentes propriétés nécessaires pour l'optique non linéaire :

- un fort confinement des modes optiques
- un bon coefficient non linéaire
- une absorption non linéaire négligeable aux longueurs d'onde télécom
- des pertes de propagation réduites, typiquement inférieures à 1dB/cm

Plus concrètement, les guides SiN ont une section relativement restreinte (700\*600nm) ce qui va minimiser l'aire effective  $A_{\text{eff}}$  (voir chapitre III) des modes guidés. Ainsi, à puissance de laser égale, les champs électriques obtenus seront beaucoup plus forts, maximisant le rendement des effets non linéaires. Le SiN possède également un coefficient non linéaire  $n_2$  relativement élevé (en proche infrarouge) ainsi qu'une absorption TPA non linéaire (Two Photon Absorption), définie via le coefficient  $\beta_{\text{TPA}}$ , négligeable. Pour faciliter la comparaison entre les différentes plateformes, on utilise généralement deux figures de mérite qui regroupent ces paramètres :

$$\gamma = \frac{2\pi n_2}{\lambda A_{\text{eff}}}, FDM = \frac{n_2}{\beta_{\text{TPA}} \lambda} \quad (17)$$

La première,  $\gamma$ , rend compte de « l'efficacité non linéaire » du guide d'onde. Plus  $n_2$  sera grand et  $A_{\text{eff}}$  faible, plus l'efficacité des processus non linéaires au sein du guide sera élevée. La seconde, FDM, établit le rapport entre le coefficient non linéaire  $n_2$  et l'absorption non linéaire  $\beta_{\text{TPA}}$ . Une valeur de FDM élevée traduit donc une plateforme efficace et non sujette à l'absorption non linéaire. En plus de ces deux figures de mérite, un dernier paramètre doit être pris en compte : les pertes de propagation. En effet, même si une plateforme présente une efficacité non linéaire limitée, des pertes de propagation faibles pourront permettre de travailler avec des guides de grande longueur. De plus, comme mentionné précédemment, l'utilisation de structures résonantes permet d'augmenter fortement l'intensité optique. Or, avec des pertes de propagation réduites, ces structures résonantes peuvent atteindre des facteurs de qualité extrêmement élevés (>million), réduisant ainsi les puissances optiques nécessaires pour générer des effets non linéaires.

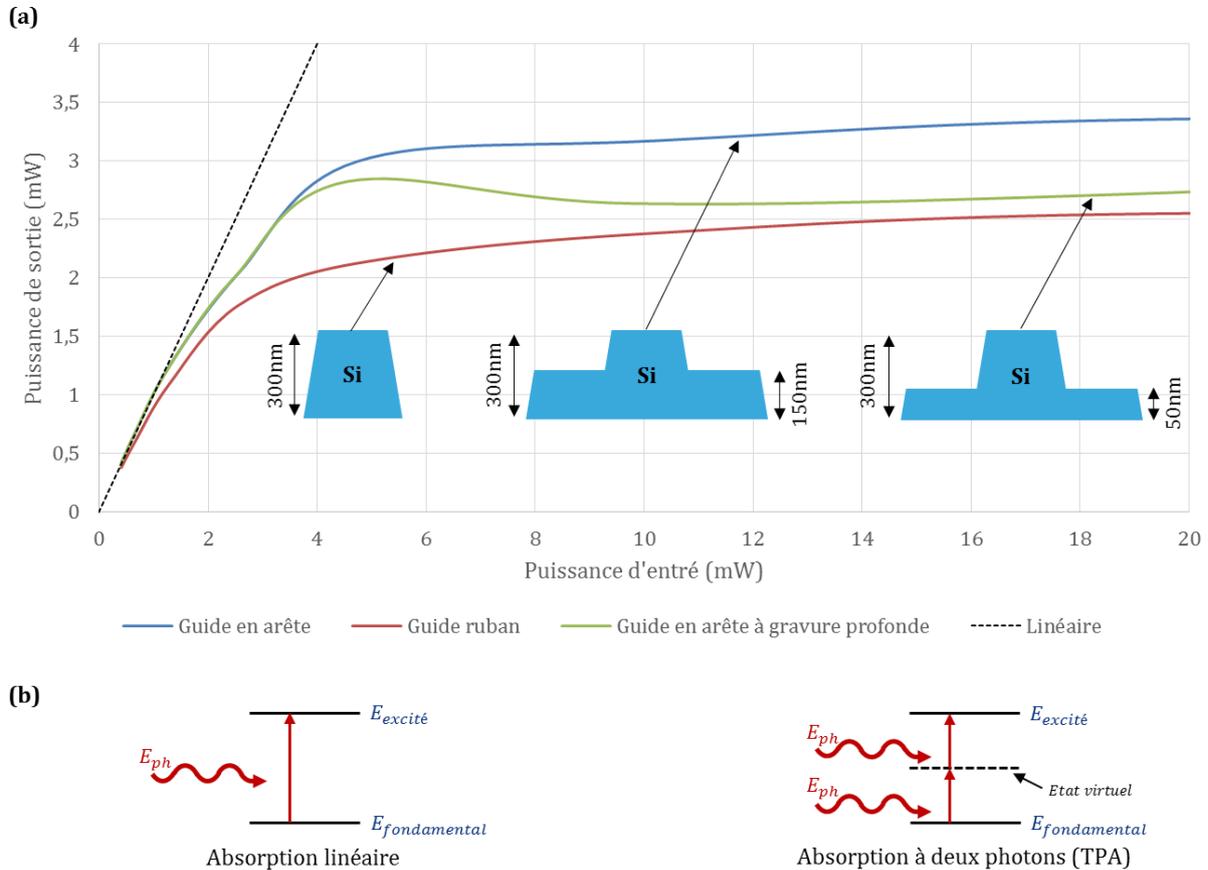
Le tableau (8) regroupe ces paramètres pour les plateformes photoniques intégrées les plus répandues dans la littérature pour l'optique non linéaire. Historiquement, les premières études d'ONL en optique guidée ont été réalisées avec des fibres optiques hautement non linéaires (HNLF). Elles possèdent un coefficient  $\gamma$  relativement faible, mais l'absence d'absorption à deux photons, et les pertes de propagation remarquablement faibles, en font une plateforme intéressante. La silice a également été utilisée pour fabriquer des guides optiques intégrés, mais la faible efficacité non linéaire du matériau rend cette solution moins attractive comparée à d'autres plateformes. On peut tout de même noter que les verres dopés, dits Hydrex, sont une alternative intéressante car ils possèdent un coefficient 20 fois plus élevé que celui de la silice.

	$A_{\text{eff}}$ ( $\mu\text{m}^2$ )	$n_2$ ( $\text{m}^2/\text{W}$ )	$\beta_{\text{TPA}}$ ( $\text{cm}/\text{GW}$ )	$\gamma$ ( $(\text{W}\cdot\text{m})^{-1}$ )	FDM	Pertes ( $\text{dB}/\text{m}$ )	REF
Fibre HNLF	9	$2,6\cdot 10^{-20}$	négligeable	0,0117	$\gg 1$	0,00086	[207]
Silice	$\sim 9$	$2,6\cdot 10^{-20}$	négligeable	$\sim 0,01$	$\gg 1$	nd	[208]
Hydex	2	$1,1\cdot 10^{-19}$	négligeable	0,22	$\gg 1$	6	[209]
$\text{Ge}_{11,5}\text{As}_{24}\text{Se}_{64,5}$	0,24	$8,6\cdot 10^{-18}$	0,009	136	60	260	[210]
$\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$	0,72	$2,3\cdot 10^{-17}$	négligeable - 3,3c	129	$\gg 1 -$ 0,44	150	[211]
c-Si	$\sim 0,08$	$6,3\cdot 10^{-18}$	$\sim 0,614$	$\sim 400$	0,66	200 <sup>a</sup>	[212]
a-Si	0,07	$2,1\cdot 10^{-17}$	0,25	1200	5,4	450	[213]
SiN	0,7	$2,4\cdot 10^{-19}$	négligeable	1,4	$\gg 1$	50 <sup>b</sup>	[214]

**Tableau 8,** Comparaison des plateformes photoniques les plus répandues pour l'optique non linéaire via les principales figures de mérite  $\gamma$ , FDM calculées à partir du coefficient non linéaire  $n_2$ , de l'aire effective  $A_{\text{eff}}$  et du coefficient TPA  $\beta_{\text{TPA}}$ . ND : non disponible, <sup>a</sup> valeur estimée, <sup>b</sup> valeur de [215], <sup>c</sup> selon la stœchiométrie du matériau.

Une autre famille de matériau, les chalcogénures sont particulièrement intéressants. Ils possèdent un contraste d'indice modéré ( $\Delta n=1,15$ ), ce qui permet de confiner fortement le mode tout en maintenant de faibles pertes de propagation. De plus, ils possèdent un coefficient non linéaire relativement élevé ce qui en fait une plateforme particulièrement performante.

Cependant, l'arsenic qui rentre dans la composition de certains chalcogénures, ainsi que la faible stabilité dans le temps, limitent le développement de cette plateforme dans le cadre d'applications de masse. Les guides en matériaux III-V ont également été utilisés pour l'optique non linéaire car ils possèdent une non linéarité élevée. Cependant, elle résulte d'un compromis avec l'absorption non linéaire qui peut apparaître selon la stœchiométrie (et donc le gap) du matériau.



**Figure 89,** (a) Caractérisation expérimentale de l'absorption à deux photons dans des guides en silicium (longueur 6cm), à une longueur d'onde de 1550nm et pour un signal de polarisation TE. (b) Illustration du phénomène d'absorption à deux photons.

Mis à part les guides en silice précédemment mentionnés, de nombreuses études ont également été effectuées sur la plateforme photonique SOI. Le silicium cristallin (c-Si), possède en effet un coefficient non linéaire particulièrement élevé, et son fort contraste d'indice permet un confinement extrême des modes optiques. Cependant, comme on peut le voir figure 89(a), le silicium cristallin souffre d'absorption non linéaire à deux photons particulièrement élevée. Les courbes représentent la puissance de sortie en fonction de la puissance injectée pour différentes géométries de guides d'ondes de la plateforme SOI. Ces mesures ont été effectuées en polarisation TE et à une longueur d'onde de 1550nm à l'aide d'un amplificateur à erbium (EDFA). Les pertes de couplage ainsi que les pertes de propagation ont été soustraites. A faible puissance, la relation entre la puissance à l'entrée et à la sortie est linéaire. Cependant, à partir d'un certain seuil, une saturation apparaît à cause de l'absorption à deux photons et des porteurs qui sont générés. L'absorption linéaire se produit lorsqu'un photon possède une énergie supérieure ou égale à celle du gap (voir figure 89(b)). Dans le cas du silicium, cela correspond à une longueur d'onde inférieure à environ 1100nm, et il n'y a donc pas d'absorption linéaire aux longueurs d'onde télécoms dans le silicium. Cependant, si la densité de puissance optique est suffisante, l'absorption à deux photons apparaît (voir figure 89(b)). Deux photons vont être absorbés simultanément, divisant l'énergie nécessaire pour chaque photon par deux. Ainsi, la TPA sera présente pour des

longueurs d'onde en dessous de 2200nm. On peut noter que ce phénomène est renforcé par le très fort confinement optique dans les guides SOI. L'utilisation de diodes p-i-n polarisées en inverse afin d'évacuer les porteurs photo-générés permet de limiter l'impact de ce phénomène, mais la puissance optique disponible reste tout de même très faible. Une alternative possible consiste à utiliser du silicium amorphe (a-Si). Comme on peut le voir tableau (8), le coefficient d'absorption non linéaire est sensiblement réduit comparé au silicium cristallin, mais les pertes de propagation de ce matériau sont élevées. Parmi toutes ces plateformes, la plus répandue dans la littérature reste probablement celle à base de SiN. Avec un contraste d'indice modéré, l'aire effective des modes est donc relativement petite sans pour autant souffrir de pertes de propagation importantes. Le coefficient non linéaire est environ dix fois plus élevé que celui de la silice. De plus, le fort gap de ce matériau supprime toute absorption à deux photons aux longueurs d'onde télécoms.

Le SiN semble donc être une solution intéressante pour le développement de l'optique non linéaire intégrée, et il a d'ailleurs été largement adopté par la communauté. En faisant un compromis entre le confinement et les pertes de propagation, il est maintenant possible d'observer des phénomènes non linéaires avec des lasers dont la puissance est de l'ordre du milliwatt. La plupart des plateformes SiN pour l'optique non linéaire sont à base de dépôts LPCVD [27], [216]–[222]. En effet, comme expliqué dans le chapitre II de ce manuscrit, ce matériau présente d'excellentes performances optiques. Cependant, il semble compliqué à intégrer à cause du stress élevé présent dans le film ainsi que des températures de dépôt typiquement supérieures à 700°C. Les plateformes SiN PECVD pour l'ONL sont en revanche peu nombreuses dans la littérature [223]–[225]. Les performances non linéaires du circuit SiN développé durant cette thèse ont donc été évaluées. Il s'agit d'une étude préliminaire centrée sur la génération de troisième harmonique et de supercontinuum. Le banc de caractérisation sera tout d'abord présenté, puis les résultats obtenus seront exposés.

### 6.1.3 – Banc de caractérisation

L'observation d'effets optiques non linéaires nécessite une intensité optique élevée. Mis à part la puissance du laser et l'aire effective du mode, il est également possible d'intervenir dans le domaine temporel pour valider cette condition. En effet, grâce à l'utilisation d'un laser impulsionnel, on peut obtenir brièvement des puissances optiques colossales tout en maintenant la puissance moyenne à quelques milliwatts. Cependant, contrairement aux caractérisations présentées jusqu'à maintenant, il est préférable de travailler en espace libre car des effets non linéaires pourraient apparaître au sein des fibres optiques. Le banc de mesure utilisé est présenté figure 90. Le laser de pompe (non visible), produit des impulsions de 283fs avec un taux de répétition de 1MHz et à une longueur d'onde de 1035nm. Il est ensuite envoyé dans un amplificateur optique paramétrique (Optical Parametric Amplifier, OPA), afin d'ajuster la longueur d'onde du faisceau entre 600nm et 16µm. Un filtre (substrat en silicium) est placé à la sortie de l'OPA pour supprimer tout résidu de lumière visible provenant du laser. On retrouve ensuite un étage d'ajustement composé de deux miroirs permettant de corriger l'inclinaison du faisceau. Puis, un filtre de polarisation couplé à une lame demi-onde, permet de sélectionner la polarisation souhaitée (ici TE) et également d'ajuster la puissance injectée dans l'échantillon. Une densité optique est également ajoutée afin de réduire l'intensité du faisceau. Un diaphragme permet ensuite de ne garder que la partie du faisceau susceptible d'être collectée par le microscope d'injection. Ainsi, la puissance mesurée à l'aide du puissance-mètre correspond bien à celle injectée dans l'échantillon. Deux caméras, une visible et une infrarouge, permettent de réaliser l'alignement du faisceau avec le guide à caractériser. La lumière est ensuite collectée par

un objectif et couplée, via un troisième objectif, dans une fibre optique connectée à un analyseur de spectre optique fonctionnant dans l'infrarouge (Optical Spectrum Analyser, OSA) ou à un spectromètre visible. Ce banc de mesure a été utilisé pour observer des effets optiques non linéaires dans les guides en SiN : cette étude est présentée dans la suite de ce chapitre.

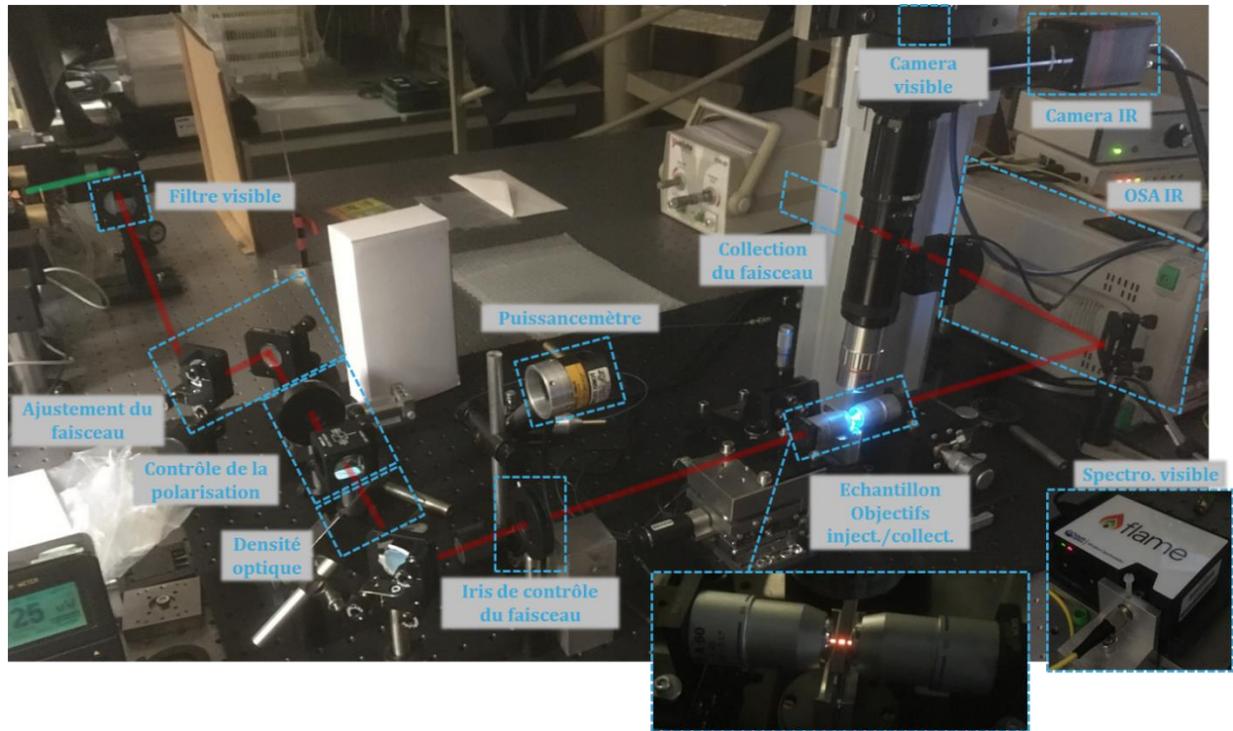


Figure 90, Photo du banc de mesure en espace libre utilisé. Un supercontinuum généré dans un guide SiN est visible sur le médaillon du bas.

## 6.2 – Génération de troisième harmonique

### 6.2.1 – Théorie

Comme son nom l'indique, la génération de troisième harmonique prend la forme d'une radiation à une longueur d'onde trois fois plus petite que la longueur d'onde de pompe. Cela correspond à la conservation de l'énergie lors du phénomène (voir figure 91(a)).

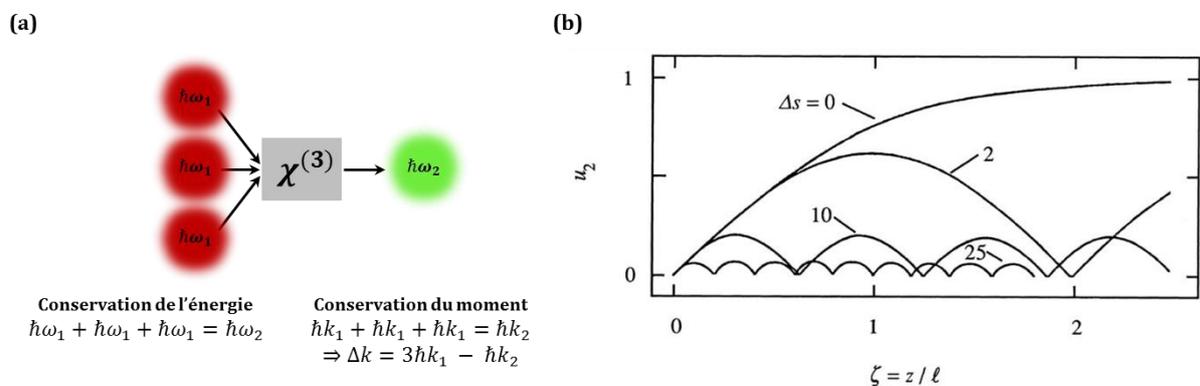
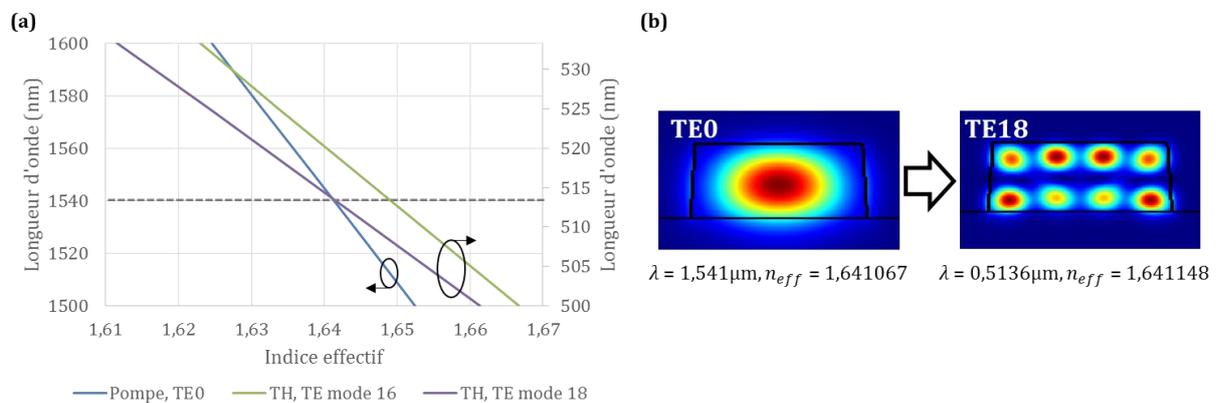


Figure 91, (a) Principe de la génération de troisième harmonique. (b) Effet de l'accord/désaccord de phase sur l'intensité du second harmonique [206]. Avec  $u_2$  l'intensité du signal de second harmonique,  $\zeta$  la distance de propagation normalisée et  $\Delta s$  le désaccord de phase normalisé entre la pompe et le troisième harmonique.

Cependant, pour obtenir un taux de conversion maximal, il faut également assurer la conservation du moment. Ce phénomène est illustré figure 91(b) dans le cas d'une génération de second harmonique (*le principe est identique pour la génération de troisième harmonique*). Si l'accord de phase n'est pas parfait ( $\Delta s \neq 0$ ), les différentes ondes générées au sein du guide vont progressivement se déphaser. Cela va avoir pour effet de limiter fortement l'intensité du signal de second harmonique généré. En revanche, pour un accord de phase parfait ( $\Delta s = 0$ ), les ondes générées vont interférer de manière constructive, et l'intensité du signal de second harmonique va progressivement augmenter. Il est théoriquement possible d'obtenir une conversion presque totale au bout d'une certaine distance dépendant de la distance caractéristique  $l$  [206]. Dans le cas de l'optique guidée, on peut obtenir un accord de phase parfait via l'indice effectif des modes, dont le principe est détaillé dans la partie suivante.

## 6.2.2 – Optimisation des guides d'onde

En considérant des modes optiques guidés comme c'est le cas ici, on peut obtenir un accord de phase en égalisant les constantes de propagation des modes portant les différentes composantes fréquentielles impliquées. En définitive, cela revient à trouver deux modes optiques, un à la longueur d'onde de pompe et l'autre à la longueur d'onde de troisième harmonique, dont les indices effectifs sont égaux. On considère ici un guide de 1200nm de largeur afin de minimiser les pertes de propagation et d'augmenter le nombre de modes guidés. Le guide n'est pas encapsulé afin de maximiser le confinement des modes. La pompe est couplée au mode fondamental, et il a donc été nécessaire de travailler avec des modes d'ordre supérieurs pour le troisième harmonique afin d'obtenir une correspondance d'indices effectifs. Comme on peut le voir figure 92(a), une première correspondance apparaît avec le mode d'ordre 16 à une longueur d'onde de pompe de 1590nm. On en distingue une seconde, illustrée figure 92(b), à une longueur d'onde de pompe de 1541nm générant un harmonique à 514nm.

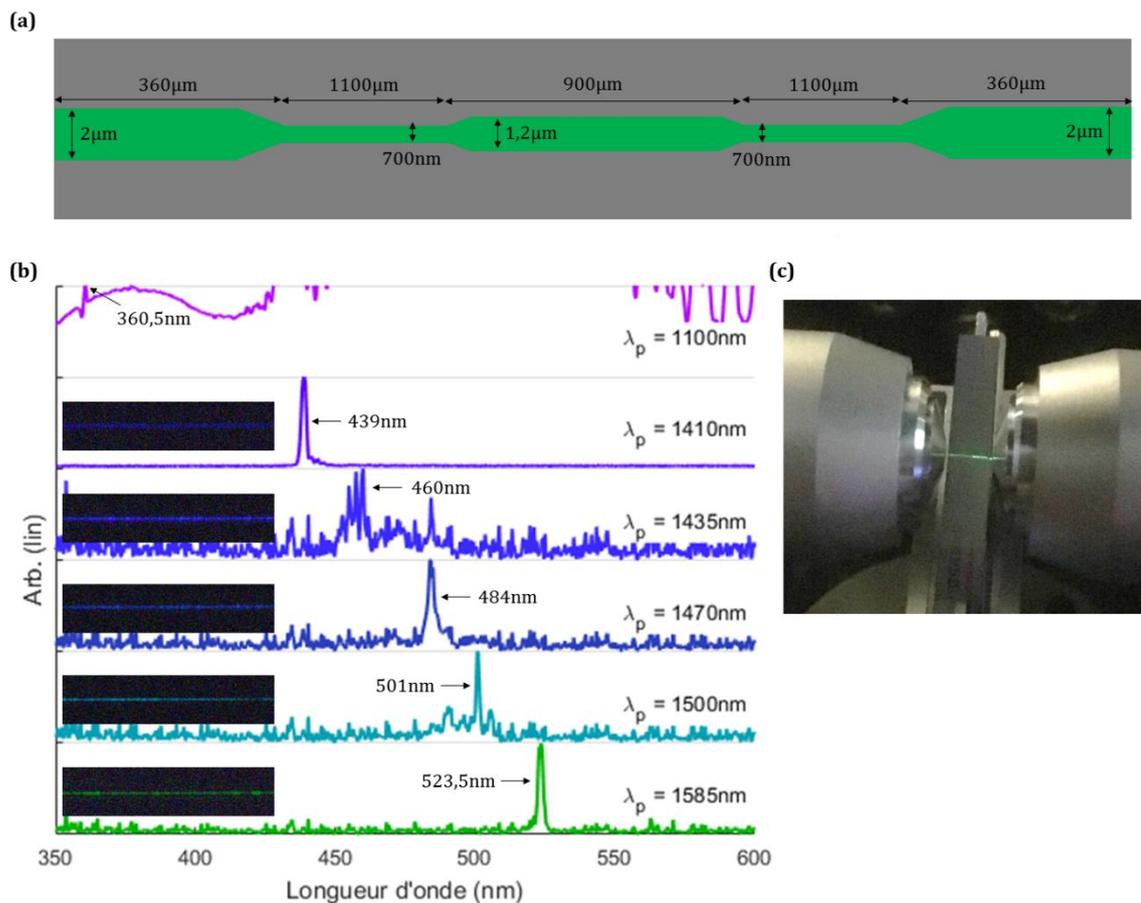


**Figure 92,** (a) Indice effectif du mode TE0 de la pompe infrarouge et des modes d'ordres supérieurs 16 & 18 dans le visible. (b) Profils et indice effectif du mode de la pompe et du mode d'ordre 18 pouvant accueillir la troisième harmonique correspondante.

En exploitant ce principe, il a été possible d'observer expérimentalement de la génération de troisième harmonique dans le visible, dont les résultats sont présentés dans la partie suivante.

### 6.2.3 – Résultats expérimentaux

La génération de troisième harmonique dans des guides d'onde en SiN a été démontrée en 2011 [226], et confirmée par d'autres équipes. Cependant, pour atteindre les puissances optiques nécessaires, un amplificateur à erbium (Erbium Doped Fiber Amplifier, EDFA) est généralement utilisé. Or, la gamme de fonctionnement d'un EDFA est relativement restreinte ( $\sim 1530\text{-}1565\text{nm}$ ). La radiation de troisième harmonique est donc généralement observée autour de  $520\text{nm}$ . Grâce à l'OPA disponible au C2N, il a été possible de travailler sur une plus grande gamme de longueur d'onde et ainsi d'observer la génération d'un signal de troisième harmonique entre  $520$  et  $360\text{nm}$ . Initialement, un guide d'onde en SiN de  $1200\text{nm}$  de large et de  $7\text{mm}$  de long était prévu pour réaliser ces mesures. Cependant, le coupleur fibre-puce du guide s'est révélé inutilisable à cause de pertes d'insertion élevées. Au final, ces mesures ont été réalisées sur un guide de  $4\text{mm}$  de long dont une vue schématique est présentée figure 93(a). Ce guide comprend deux sections de  $2\mu\text{m}$  de large ( $\sim 360\mu\text{m}$  de long avec les transitions) pour réaliser le couplage fibre-puce, ainsi qu'une section de  $1200\mu\text{m}$  de large ( $\sim 900\mu\text{m}$  de long avec les transitions) connectée aux deux sections précédentes par des guides standards de  $700\text{nm}$  de large. Ces différentes largeurs permettent de multiplier le nombre de croisements de modes et ainsi de générer un troisième harmonique à différentes fréquences. Un scan en longueur d'onde, avec un point tous les  $5$  à  $10\text{nm}$ , a donc été réalisé pour tenter de les observer. Certains spectres sont présentés figure 93(b).



**Figure 93**, (a) Vue du dessus du guide d'onde en SiN utilisé pour réaliser les mesures. (b) Spectres expérimentaux de troisième harmonique générés à différentes longueurs d'ondes. Les médaillons sont des photos du guide d'onde présent à l'aide d'un microscope et de la caméra visible du banc. (c) Photo de l'échantillon générant un troisième harmonique à  $523,5\text{nm}$ .

Six pics ont pu être identifiés pour différentes longueurs d'onde de pompe  $\lambda_p$ . On peut remarquer que la longueur d'onde des pics ne correspond pas toujours parfaitement à  $\lambda_p/3$ . Pour les quatre premières courbes ( $\lambda_p = 1585-1435\text{nm}$ ), cela s'explique par le fait que l'OPA produit une pompe avec un spectre relativement large, un alignement parfait n'a donc pas été nécessaire. Pour les deux dernières courbes ( $\lambda_p = 1410-1100\text{nm}$ ), cela s'explique par le fait que la pompe subit un élargissement spectral. En effet, pour cette gamme de longueur d'onde, la dispersion du guide est positive ce qui entraîne la génération d'un supercontinuum (voir partie suivante). Il est intéressant de remarquer que, malgré une pompe large spectre, la lumière visible produite possède un spectre relativement étroit. Cela confirme donc la génération de troisième harmonique qui, contrairement à de la photoluminescence, ne peut avoir lieu que s'il y a une correspondance de modes (accord de phase). La dépendance de la puissance du signal de troisième harmonique par rapport à celle de la pompe n'a pas pu être caractérisée faute de disposer d'un détecteur adapté.

La première courbe avec un signal à 523,5nm (également visible figure 93(c)) pourrait correspondre au croisement de mode identifié dans la partie précédente pour  $\lambda_p = 1590\text{nm}$ . On peut également préciser que la courbe avec un pic à 439nm a été réalisée après un réaligement du banc de mesure. Le signal de sortie étant plus intense, le temps d'intégration du spectromètre a été réduit, ce qui explique l'absence de bruit sur le reste du spectre et l'intensité du pic. Enfin, le pic à 360,5nm présent sur la dernière courbe est en partie noyé car, pour  $\lambda_p = 1100\text{nm}$ , un supercontinuum est également généré. Ces premiers résultats sont encourageants pour la réalisation de fonctions basées sur des effets optiques non linéaires au sein d'une plateforme photonique intégrée fabriquée dans un environnement industriel.

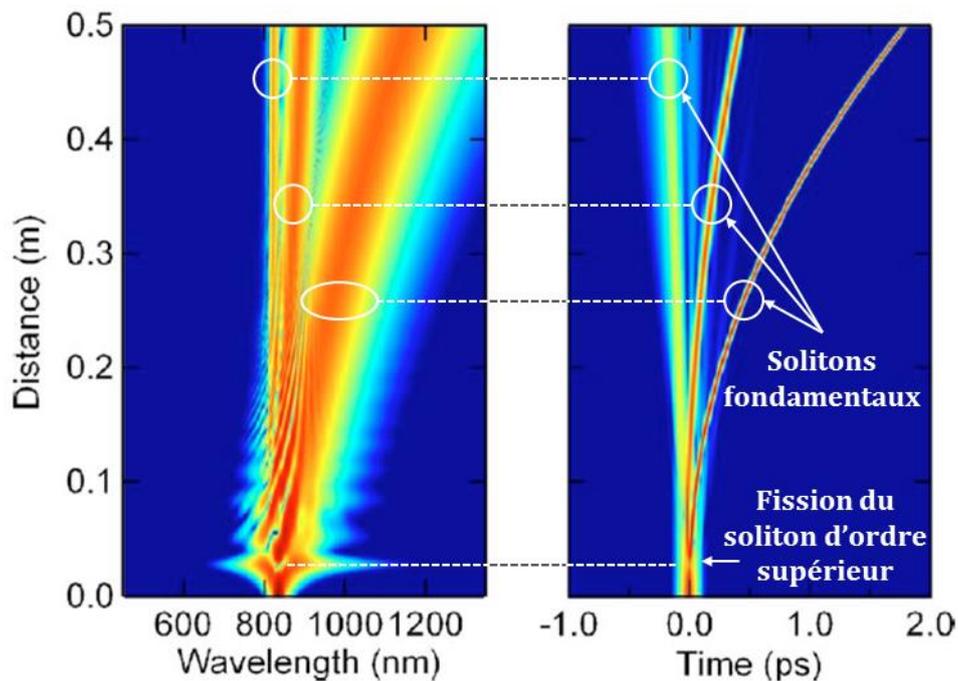
## 6.3 – Génération de supercontinuum

### 6.3.1 – Théorie

Un supercontinuum se produit lorsqu'un signal optique, dont la largeur spectrale est faible, traverse un milieu matériel non linéaire. Sous certaines conditions, un élargissement continu du spectre initial peut être observé. On obtient alors un signal cohérent et large bande que l'on nomme supercontinuum et qui pourrait être qualifié de « laser blanc ». Les premières observations de ce phénomène remontent aux années 70 [227]. La communauté s'orientera ensuite rapidement vers les fibres optiques [228] pour s'affranchir de problèmes de diffraction et surtout pour profiter des degrés de liberté supplémentaires accordés par l'optique guidée. En suivant ce raisonnement, il semble donc naturel de se tourner vers les plateformes d'optique intégrée. Une première observation de supercontinuum a été réalisée en 2004 dans un guide d'onde en silicium type SOI [229]. Cependant l'élargissement spectral restait faible à cause de la limitation en puissance imposée par la forte absorption non linéaire du matériau. Il faudra attendre 2012 pour voir des supercontinuum de plus d'une octave, notamment grâce à l'utilisation de guides en SiN tolérant des puissances crêtes élevées [221], [222], [230]–[232].

La dynamique de formation d'un supercontinuum est relativement complexe. Cependant, un modèle semble reproduire assez fidèlement les observations expérimentales : il s'agit de l'équation de Schrödinger non linéaire généralisée (Generalized Nonlinear Schrödinger Equation, GNLSE) [233]. La résolution de cette équation ne rentre pas dans le cadre de cette thèse. Cependant, elle a été réalisée par Christian Lafforgue (doctorant au C2N) afin de modéliser avec précision les spectres expérimentaux présentés dans la suite de cette partie. Un article est actuellement en cours de rédaction. Sans aller jusqu'à une description complète via la GNLSE, il

est possible d'identifier les principaux phénomènes à l'origine du supercontinuum. Une revue relativement détaillée, dont l'explication suivante est en partie inspirée, est disponible référence [234]. De nombreuses configurations pompe/guide d'onde peuvent donner lieu à la génération d'un continuum. Cependant, les mécanismes mis en œuvre ainsi que la largeur et la cohérence du spectre généré peuvent être sensiblement différents. Deux classes de supercontinuum peuvent d'ores et déjà être établies selon la durée de l'impulsion. Pour des régimes allant de la picoseconde à un signal continu, l'élargissement spectral sera majoritairement dû à l'instabilité de modulation stimulée par le bruit ainsi qu'à la diffusion Raman. Dans ce cas, un élargissement spectral relativement important peut être observé, mais il faut cependant noter que le spectre généré ne sera pas cohérent. Il semble donc intéressant de se tourner vers la seconde catégorie : les impulsions courtes, typiquement dans le régime femtoseconde. L'étude présentée dans la suite de ce chapitre se restreint donc à cette catégorie. Mis à part la durée de l'impulsion, un deuxième élément à une importance significative : la dispersion, que l'on évalue via le paramètre de  $D$  ( $\text{ps}/(\text{nm}\cdot\text{km})$ ). Cette variable représente la dépendance de la vitesse de groupe à la fréquence du signal. Ainsi, une impulsion dont le spectre contient plusieurs composantes fréquentielles va avoir tendance à s'élargir temporellement, ce qui risque de limiter fortement l'efficacité des effets non linéaires. On peut distinguer deux cas : la dispersion normale ( $D < 0$ ), pour laquelle les composantes fréquentielles les plus faibles sont les plus rapides, et la dispersion anormale ( $D > 0$ ), pour laquelle les composantes fréquentielles les plus élevées sont les plus rapides. Comme expliqué dans le paragraphe suivant, le signe de  $D$  va avoir un impact fondamental sur l'efficacité des différents effets non linéaires. Pour la suite de cette étude, on s'intéressera au régime anormal ( $D > 0$ ), car c'est celui qui permet d'obtenir l'élargissement spectral le plus important.

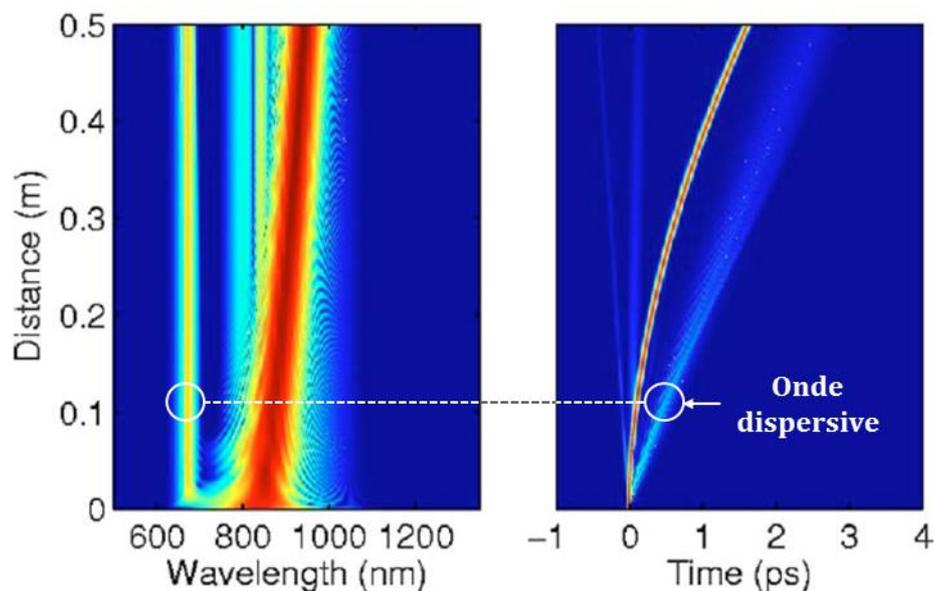


**Figure 94.** Simulations numériques (NLSE) de l'évolution fréquentielle (graphique de gauche) et temporelle (graphique de droite) d'une impulsion (longueur d'onde 835nm, puissance crête 1.25kW) se propageant dans une fibre optique à cristal photonique dont la dispersion est anormale pour une longueur d'onde supérieure à 780nm [234].

On considère donc une impulsion relativement courte et une dispersion anormale à la longueur d'onde de pompe. Dans ce cas, l'élargissement spectral observé résultera essentiellement de la physique des solitons. Cette forme particulière d'onde apparait dans le cas particulier ou l'automodulation de phase (Self Phase Modulation, SPM), qui décale vers le rouge le front de l'impulsion et vers le bleu sa queue, est compensée par une dispersion anormale pour

laquelle les composantes fréquentielles les plus grandes (courte longueur d'onde) sont plus rapides que les composantes fréquentielles les plus courtes (grande longueur d'onde). Ainsi, le soliton fondamental se propage dans le temps sans se déformer. Cependant, dans le cas d'une impulsion de forte énergie, le soliton formé sera d'ordre supérieur, c'est-à-dire qu'il contiendra plus d'énergie qu'un soliton fondamental formé dans les mêmes conditions. Idéalement, une telle impulsion se propage indéfiniment en se comprimant et en s'élargissant de manière périodique. Cependant, dans un milieu matériel réel, cette propagation idéale va être déstabilisée par la diffusion Raman (ou par une autre source de perturbation), elle-même induite par la forte intensité optique présente.

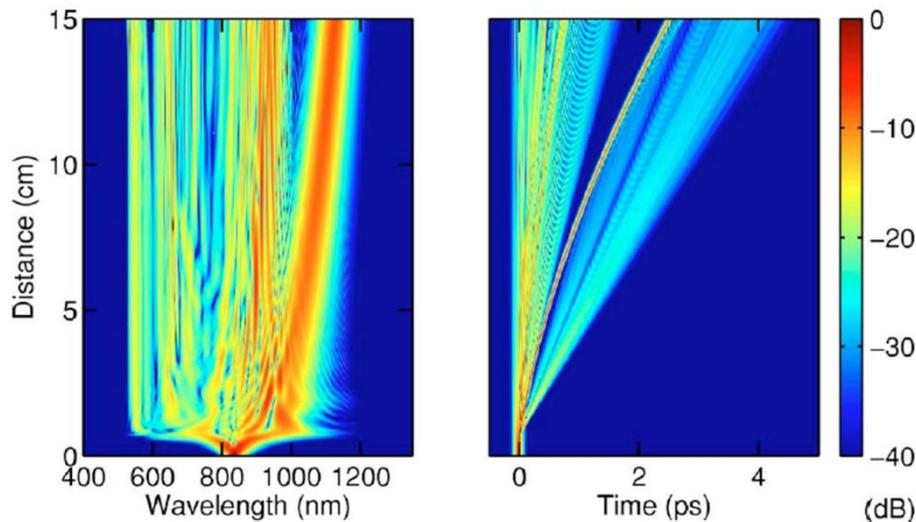
Comme on peut le voir sur le graphique de droite figure 94, le soliton d'ordre supérieur va alors se séparer en solitons fondamentaux, possédant chacun une énergie propre et se propageant à des vitesses différentes. Dans le domaine fréquentiel (graphique de gauche), cela se traduit par une série de raies produisant un fort élargissement du spectre initial coté infrarouge. On peut également noter un décalage de ces raies vers les grandes longueurs d'onde : cela s'explique par le fait que les composantes hautes fréquences de chaque soliton vont amplifier les composantes basses fréquences (grandes longueurs d'onde) par diffusion Raman, produisant le décalage observé. Le mécanisme de fission de soliton est donc à la base de la génération du supercontinuum, mais il est nécessaire de prendre en compte un second phénomène pour obtenir une description plus complète, notamment dans la partie gauche du spectre (courtes longueurs d'onde). En prenant en compte les termes de dispersion d'ordre supérieurs, il est possible d'obtenir le transfert d'une partie de l'énergie d'un soliton vers une résonance présente dans la partie du spectre pour laquelle la dispersion est négative [234]. Ce phénomène, illustré figure 95, est appelé onde dispersive : il est parfois comparé à la radiation de Tcherenkov que l'on peut observer dans les réacteurs nucléaires (onde de choc sous la forme d'une radiation bleue provenant d'électrons supraluminiques). Le spectre de l'onde dispersive est relativement étroit, et sa longueur d'onde centrale résulte d'un accord de phase avec le soliton [235].



**Figure 95**, Simulations numériques (paramètres identiques à la figure précédente) considérant seulement la propagation du premier soliton généré, mais prenant en compte les ordres de dispersion supérieurs [234].

Une simulation [234] prenant en compte l'ensemble des phénomènes impactant la formation du supercontinuum est présentée figure 96. Même si de nombreux autres paramètres sont à prendre en compte (bruit, chirp de la pompe, dispersion d'ordre élevée), on distingue tout de même la signature des effets décrits précédemment. La fission de solitons, le décalage en

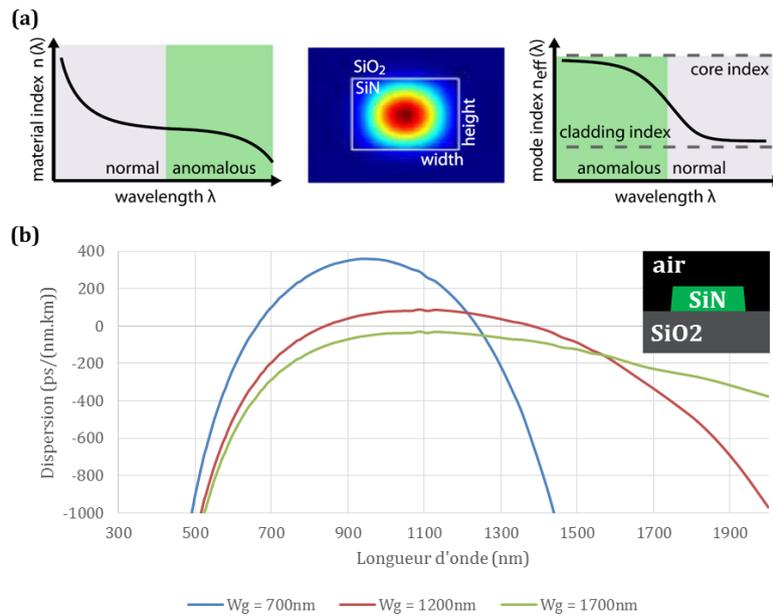
fréquence par diffusion Raman ainsi que la génération d'ondes dispersives sont donc les principaux phénomènes à l'origine du fort élargissement spectral se produisant lors de la génération d'un supercontinuum. Comme expliqué dans la partie précédente, le nitrure de silicium est une plateforme particulièrement adaptée à l'étude d'effets optiques non linéaires, ce qui inclut la génération de supercontinuum. La partie suivante est donc consacrée à l'optimisation de la dispersion dans les guides d'onde en SiN pour tenter d'obtenir l'élargissement spectral le plus grand possible.



**Figure 96**, Simulations numériques (GNLSE, prenant en compte l'ensemble des effets vus précédemment) de l'évolution fréquentielle (graphique de gauche) et temporelle (graphique de droite) d'une impulsion (longueur d'onde 835nm, puissance crête 10kW) se propageant dans une fibre optique à cristal photonique dont la dispersion est anormale pour une longueur d'onde supérieure à 780nm [234].

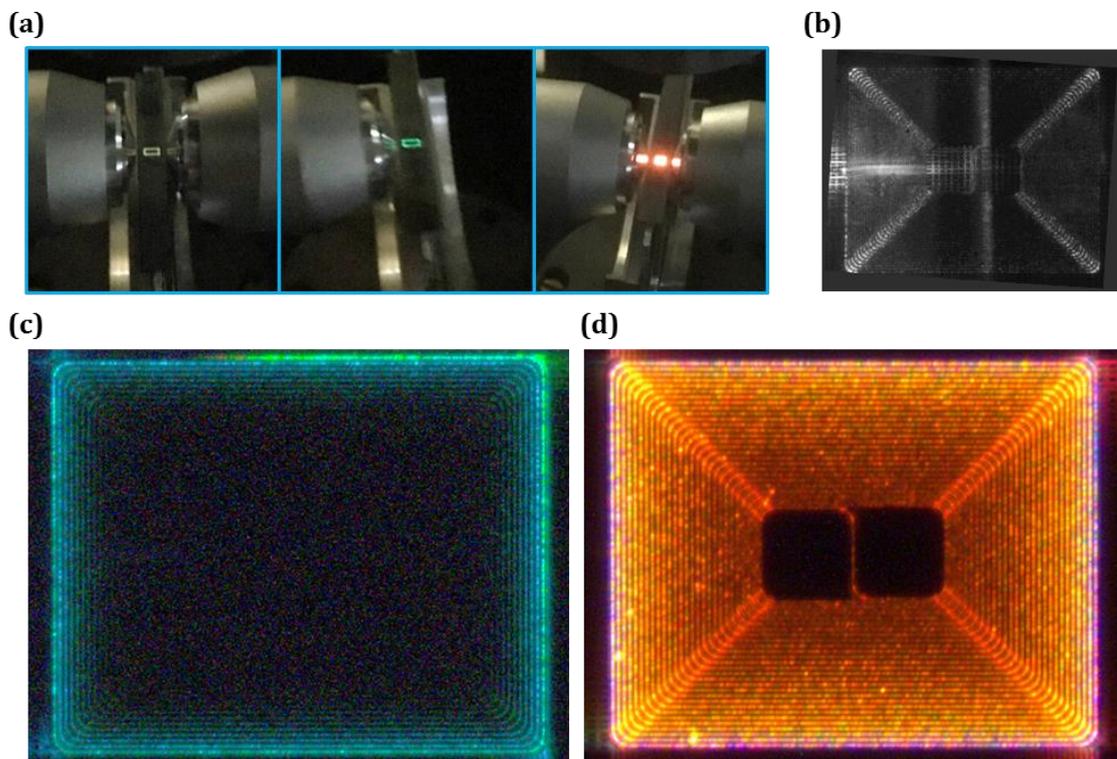
### 6.3.2 – Optimisation de la dispersion

On cherche donc à obtenir un guide d'onde avec une dispersion anormale, si possible sur une grande gamme de longueur d'onde. Or, comme illustré figure 97(a), la dispersion d'un guide d'onde résulte de deux phénomènes qui s'opposent. En effet, la plupart des matériaux possède une dispersion non nulle. Elle est généralement normale pour les faibles longueurs d'onde et anormale pour des longueurs d'onde plus grandes. Cependant, le confinement du mode optique va également varier avec la longueur d'onde, ce qui se traduit par une variation d'indice effectif, et donc de la dispersion, qui s'oppose à celle du matériau. En jouant sur la géométrie du guide, il est donc possible de modifier sa dispersion. Le paramètre  $D$  du guide peut être obtenu via une simulation FDE multi longueur d'onde [62]. La hauteur du guide étant ici un paramètre fixe, on cherchera donc à travailler sur sa largeur. Une première série de simulations a été réalisée en considérant un guide en SiN de 600nm d'épaisseur totalement encapsulé. Malheureusement, il n'a pas été possible d'atteindre un régime de dispersion anormale. Ce résultat est cohérent avec la plupart des démonstrations présentes dans la littérature, car des guides en SiN plus épais (>700nm) sont généralement utilisés [79], [236], [237]. Pour tenter de renforcer l'impact du guide d'onde sur la dispersion, il est également possible de jouer sur le contraste d'indice. Sur ce principe, des guides SiN sans encapsulation ont donc été simulés : les résultats sont présentés figure 97(b). Pour un guide d'onde monomode de 700nm de large, on obtient une dispersion fortement positive, mais sur une gamme spectrale relativement réduite. Pour les démonstrations expérimentales présentées dans la partie suivante, on préférera donc utiliser des guides de 1200nm ou 1700nm de large (dispersion très proche de 0).



**Figure 97,** (a) Premier schéma : variation de la dispersion en fonction de la longueur d'onde pour un matériau standard. Image : distribution de puissance dans un guide d'onde en SiN. Second schéma : variation de la dispersion en fonction de la longueur d'onde pour un guide d'onde. Adapté de [216]. (b) Simulation de la dispersion de guides d'onde en SiN non encapsulés de largeur,  $W_g$ , différentes.

### 6.3.3 – Résultats expérimentaux



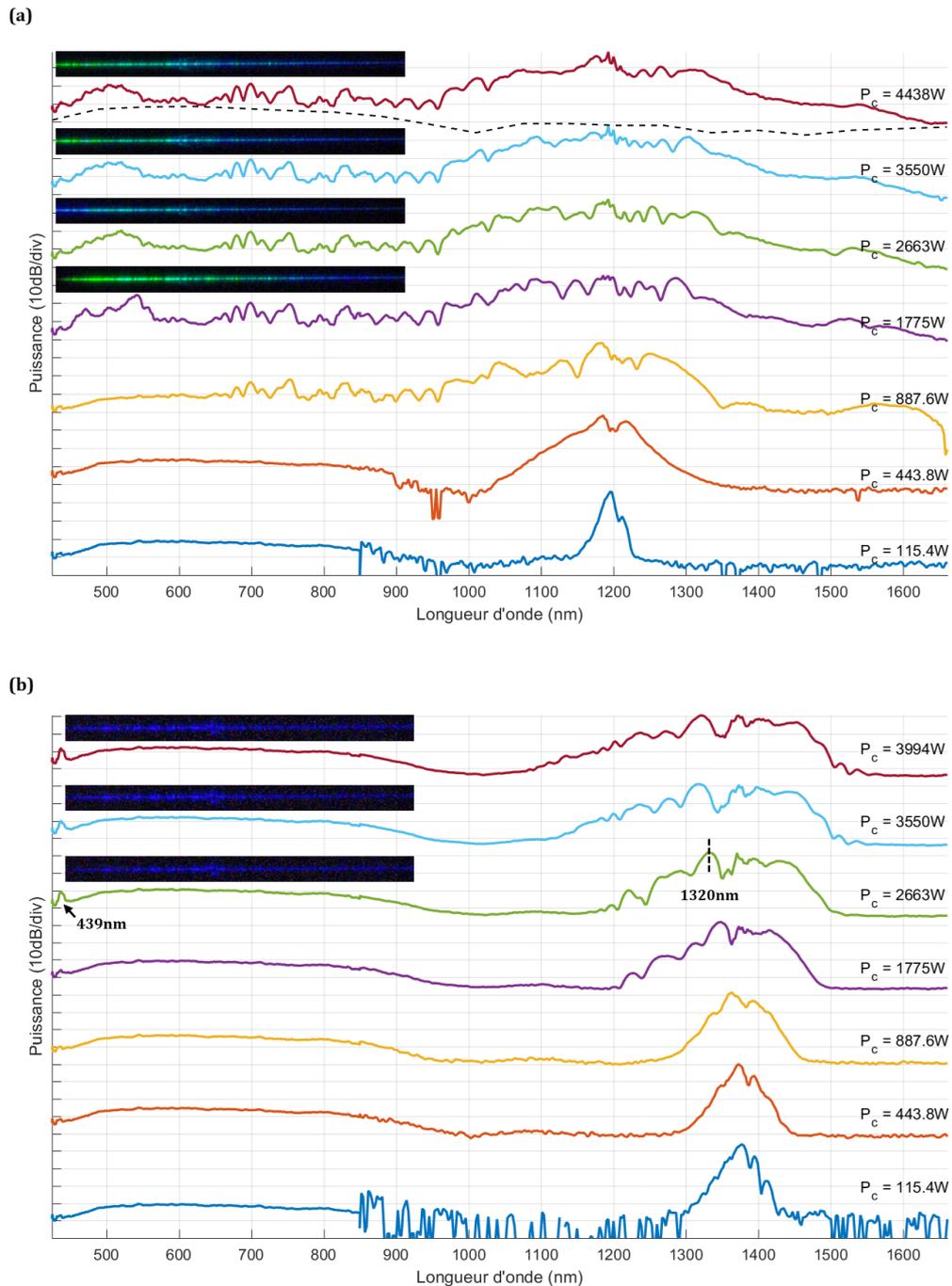
**Figure 98,** (a) Vues de différents guides entrain de générer un supercontinuum (images prises par un smartphone). (b) Vue d'une spirale à la caméra infrarouge. (c) Spirale de 1200nm de large pompée à 1200nm, image réalisée via un microscope et la caméra visible du banc. (d) Spirale de 1700nm de large pompée à 1200nm, image réalisée via un microscope et la caméra visible du banc.

Dans un premier temps, une série de mesures a été effectuée sur des guides d'onde en spirale de grande longueur (10cm, 222 virages) pour être certain d'observer la formation du supercontinuum. La longueur d'onde de pompe est d'environ 1200nm, soit le maximum de la dispersion pour les guides de 1200nm et 1700nm. Une génération de lumière a bien été observée (voir figure 98(a)) avec une intensité suffisante pour être visible à l'œil nu. Cependant, comme on peut également le voir sur l'image prise à la caméra infrarouge présentée figure 98(b), les nombreux virages vont induire de fortes pertes de transmission limitant la puissance disponible à la sortie de la spirale et donc la possibilité de mesurer le spectre généré. Cela est encore plus flagrant sur les images prises au microscope figure 98(c) et (d). En effet, de la lumière visible est bien produite, et on peut même distinguer des guides « blancs », témoignant de la largeur du spectre généré, sur l'extérieur de la spirale de l'image de droite, mais on ne distingue rien à la sortie de la spirale.

De même que pour la génération d'harmonique présentée précédemment, des guides d'onde de 7mm de long et de largeur 700nm, 1200nm, et 1700nm étaient initialement prévus pour réaliser des caractérisations avec prise de spectre, mais la faible efficacité du coupleur fibre puce les a rendus inutilisables. Les mesures présentées figures 99 et 100 ont donc été réalisées sur deux autres structures similaires à celle présentée figure 93(a) : guides droits de 4mm de long comprenant chacun deux segments de 2 $\mu$ m de large (~360 $\mu$ m de long avec les transitions) pour réaliser le couplage fibre-puce, ayant une section soit de **1200nm**, soit de **1700nm** de large (~900 $\mu$ m de long avec les transitions) connectée aux deux sections précédentes par des guides standards de 700nm de large.

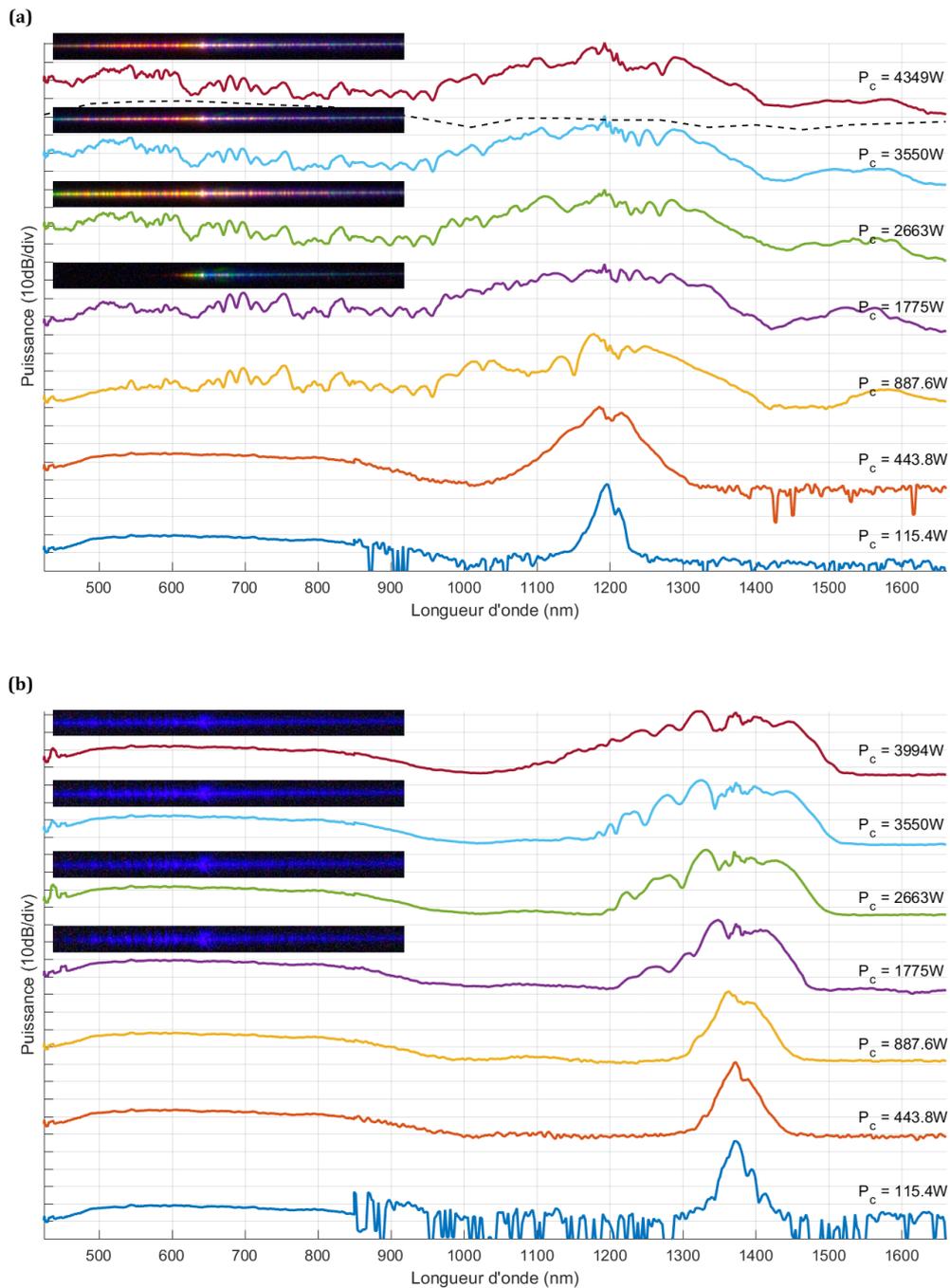
La figure 99 présente les résultats obtenus avec un guide droit dont la section centrale fait 1200nm de large. Ces spectres ont été mesurés à l'aide de l'OSA infrarouge et du spectromètre visible disponibles sur le banc de caractérisation. La jonction entre les deux est réalisée à une longueur d'onde de 850nm. Dans le cas du premier graphique en (a), la longueur d'onde de pompe était de 1200nm, ce qui correspond au maximum de la dispersion de la section de guide de largeur 1200nm et à une dispersion nulle pour les sections de 700nm de large. Le spectre observé pour la puissance crête du laser la plus basse,  $P_c = 115W$ , correspond au spectre initial de la pompe. En augmentant légèrement l'énergie,  $P_c = 443W$ , un élargissement spectral pratiquement symétrique se produit. Les deux pics générés autour de 1200nm sont caractéristiques de l'automodulation de phase [75]. En augmentant encore la puissance, des pics commencent à apparaître dans la partie visible du spectre, ce qui est la signature d'une fission de soliton. Pour des puissances crêtes supérieures à  $P_c = 1775W$ , la forme et la largeur du spectre généré semble relativement stable. On peut remarquer un pic d'émission dans le vert à une longueur d'onde de 550nm (visible sur les photos) qui pourrait être une onde dispersive. La ligne noire en pointillés correspond au niveau de bruit de l'OSA infrarouge et du spectromètre visible pour le spectre  $P_c = 4438W$ . Avec ce niveau de puissance, un spectre allant de 425nm à 1660nm (largeur couverte par le spectromètre et l'OSA) a ainsi été obtenu.

Comme on peut le voir figure 99(b), ce guide a également été caractérisé avec une longueur d'onde de pompe de 1400nm, ce qui correspond à une dispersion nulle pour la section de guide de 1200nm de largeur et à une dispersion fortement négative pour les sections de 700nm de large. Dans ces conditions, le spectre généré est relativement étroit (~1100-1450nm) malgré des puissances optiques similaires. Cela illustre bien l'impact de la dispersion sur la dynamique de formation du supercontinuum. On peut tout de même remarquer une radiation dans le bleu à 439nm, ce qui correspond à l'un des pics de troisième harmonique observé précédemment. Un pic de forte puissance à 1320nm (~439nm\*3) pourrait être à l'origine de ce signal.



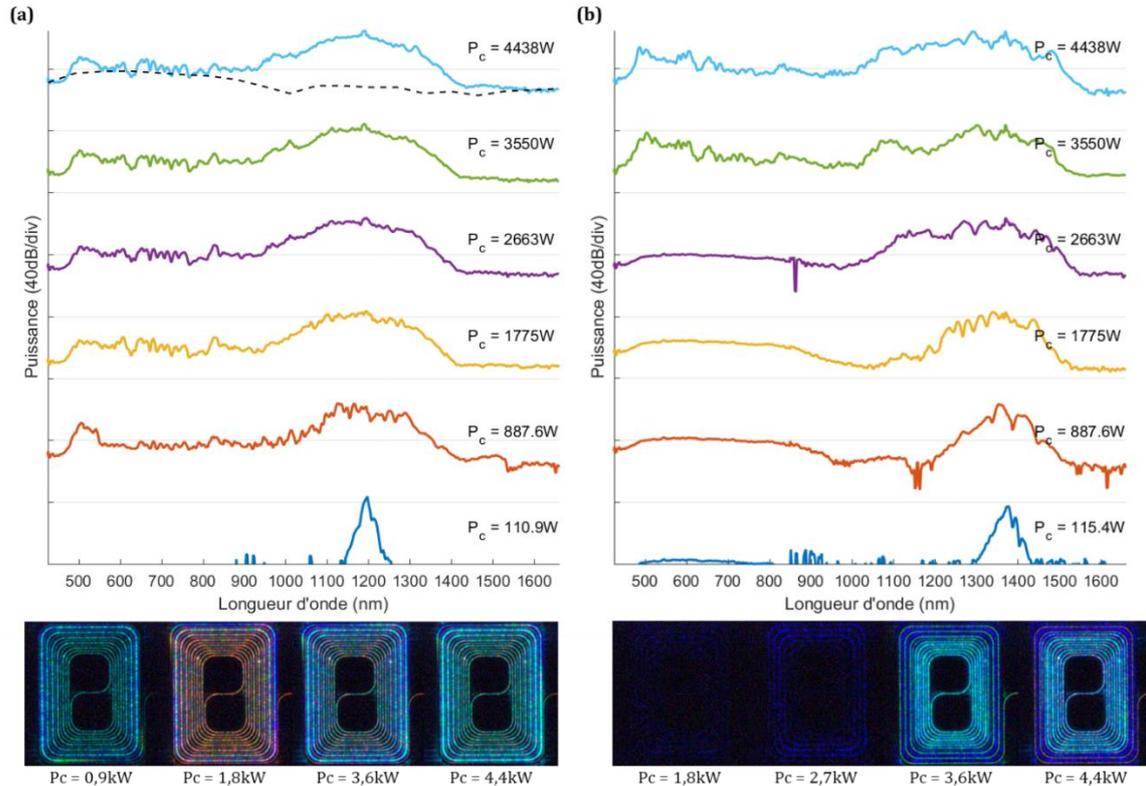
**Figure 99**, Spectre d'un guide droit, pour différentes puissances crêtes ( $P_c$ ) de pompe, avec une section centrale de largeur 1200nm, pompé à 1200nm (a) et à 1400nm (b). Les spectres sont artificiellement décalés de 60dB pour la visibilité. Les images sont des vues de dessus réalisées avec un microscope et la caméra visible du banc.

Des caractérisations similaires ont été effectuées sur un guide droit dont la largeur de la section centrale est cette fois de 1700nm : les résultats sont présentés figure 100. Comme on peut le voir, pour les deux longueurs d'onde de pompe (1200nm et 1400nm), le comportement global est assez similaire de celui observé avec le guide précédent. On peut tout de même remarquer une différence dans les photos du guide pour la pompe à 1200nm (graphique (a)). En effet, la radiation verte ( $\sim 550$ nm) observée précédemment semble avoir disparu. Cela pourrait s'expliquer par le changement de largeur du guide qui va donc modifier la condition d'accord de phase nécessaire au transfert d'énergie du soliton vers l'onde dispersive.



**Figure 100**, Spectre d'un guide droit avec une section centrale de largeur 1700nm, pompé à 1200nm (a) et à 1400nm (b). Les images sont des vues de dessus réalisées avec un microscope et la caméra visible du banc.

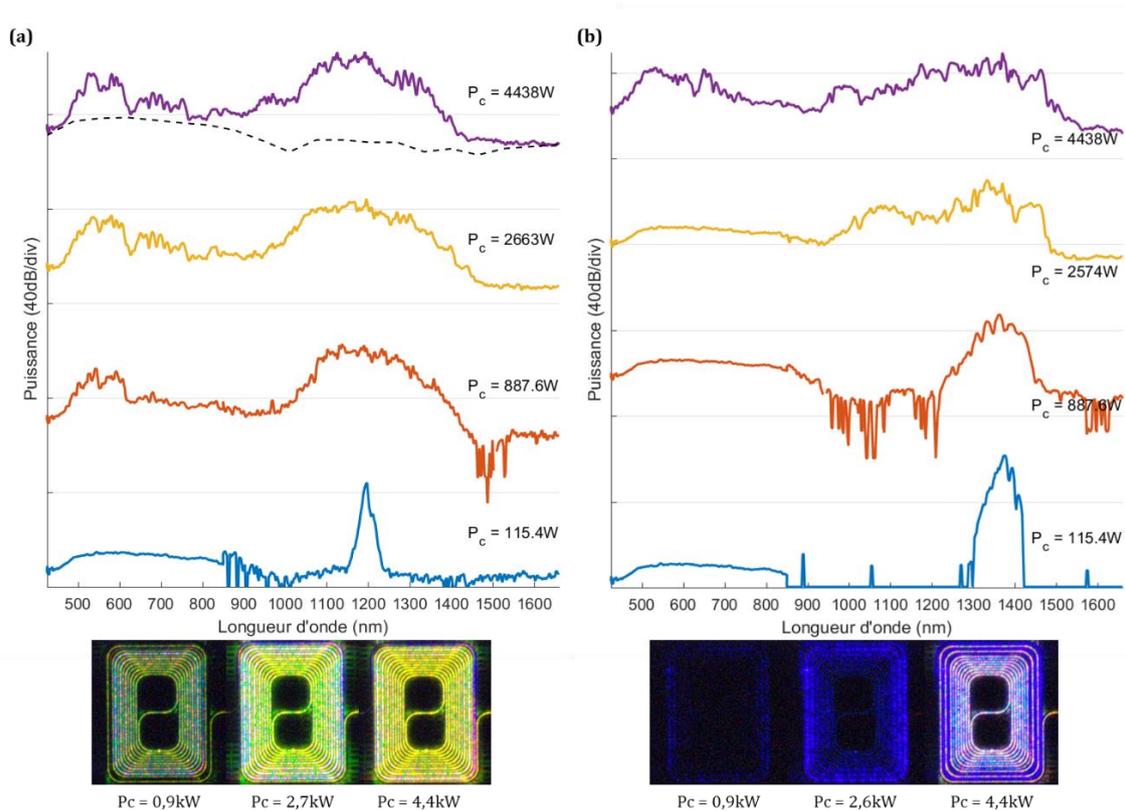
Des mesures complémentaires ont ensuite été réalisées sur des guides de plus grande longueur, contenant une part plus importante de section multimodes : spirales dont la longueur des parties rectilignes est de 8mm pour une largeur soit de **1200nm**, soit de **1700nm**. Elles contiennent chacune 56 virages, réalisés avec des guides monomodes de 700nm de largeur, dont le rayon de courbure est de 40 $\mu$ m.



**Figure 101**, Spectre d'une spirale de largeur 1200nm, pompée à 1200nm (a) et à 1400nm (b). Les images sont des vues de dessus réalisées avec un microscope et la caméra visible du banc.

Le résultat pour la spirale avec des guides de largeur 1200nm est présenté figure 101. Les changements successifs de largeur (et donc de dispersion) ne semblent pas perturber le processus de formation du supercontinuum. Dans le cas d'une pompe à 1200nm (graphique (a)), une puissance crête de  $P_c = 887W$  suffit pour observer du signal dans la partie visible du spectre, ce qui est bien inférieur à la puissance nécessaire dans le guide droit vu précédemment. Par ailleurs, on retrouve encore une onde dispersive de forte intensité à une longueur d'onde d'environ 520nm (particulièrement visible pour  $P_c = 887W$ ). On peut cependant remarquer que, contrairement au guide droit, le supercontinuum ne s'étend presque pas coté infrarouge. Cela peut s'expliquer par la forte absorption des liaisons NH dans la région 1500-1550nm (voir chapitre II, partie 2.4.1) qui va devenir non négligeable dans le cas des spirales. Le spectre généré pour une longueur d'onde de pompe de 1400nm est présenté figure 101(b). Contrairement au guide droit, on observe ici la génération d'un supercontinuum jusqu'au visible. Comme on peut le voir sur les photos, on retrouve encore la radiation bleue à 439nm, mais au bout d'une distance suffisante, un supercontinuum finit par apparaître également.

Des caractérisations similaires ont été effectuées sur une spirale contenant des guides de 1700nm de large (voir figure 102). Pour une pompe à 1200nm (graphique (a)), un supercontinuum est bien généré de ~500 à 1400nm. On peut remarquer un signal de forte intensité pour des longueurs d'onde de 550 à 600nm (lumière jaune visible sur les photos), qui pourrait tout à fait correspondre à la génération d'une onde dispersive. De même que pour les spirales précédentes, l'absorption des liaisons NH semble empêcher le spectre de s'étendre aux plus grandes longueurs d'onde. Dans le cas d'une pompe à 1400nm (graphique (b)), on retrouve encore un pic d'émission dans le bleu, et la génération d'un supercontinuum au bout d'une distance suffisante.



**Figure 102**, Spectre d'une spirale de largeur 1700nm, pompée à 1200nm (a) et à 1400nm (b). Les images sont des vues de dessus réalisées avec un microscope et la caméra visible du banc.

Ces résultats expérimentaux sont actuellement en cours d'analyse afin d'en extraire les principales caractéristiques. Ce travail est réalisé en collaboration avec Christian Lafforgue, doctorant au C2N.

## 6.4 – Conclusion

L'optique intégrée, et plus particulièrement la photonique SiN, semble particulièrement intéressante pour l'élaboration de systèmes basés sur l'optique non linéaire. En effet, le fort confinement optique des guides d'onde, le coefficient non linéaire élevé ainsi que la possibilité de travailler avec des structures résonantes sont autant d'arguments en faveur du développement de circuits compacts, peu onéreux et surtout fonctionnant avec des intensités optiques de l'ordre du milliwatt. Le circuit SiN présenté dans ce manuscrit a été développé dans un environnement industriel, et co-intégré avec un circuit silicium comprenant des composants actifs. La démonstration d'effets non linéaires dans ces guides serait un pas supplémentaire vers la réalisation d'une plateforme intégrée comprenant des fonctions d'ONL. Une série de caractérisations préliminaires ont donc été réalisées sur des guides d'onde en SiN de différentes largeurs, et deux phénomènes ont pu être observés. En utilisant une correspondance d'indice effectif entre le mode optique de la pompe et un mode d'ordre supérieur, un signal de troisième harmonique optique a été généré avec un pic pouvant se situer, selon la longueur d'onde de la pompe, du vert (523nm) jusqu'à l'UV (360nm). Puis, en modifiant la largeur d'un guide pour obtenir la dispersion adéquate, la génération d'un supercontinuum, avec une bande spectrale de 425 à 1660nm, a également été réalisée. Ces résultats prometteurs sont actuellement en cours d'analyse avec Christian Lafforgue, doctorant au C2N, pour développer de nouveaux concepts basés sur des structures résonantes et la génération de peignes de fréquences.

# Conclusion & perspectives

Internet est maintenant au cœur de notre vie, et il semble d'ailleurs difficile de citer un domaine n'utilisant pas ce système d'information. Au fur et à mesure de son développement, de nouvelles technologies ont émergé permettant d'élargir son champ d'application et d'améliorer ses performances. L'une d'entre elles, la photonique silicium qui est une plateforme d'optique intégrée exploitée à partir des années 80, a notamment été développée pour fournir, à bas coûts, des interconnexions très rapides et économes en énergie. Cependant, l'augmentation constante du débit nécessaire au sein des centres de données, ainsi que la diversification des applications, remettent aujourd'hui en question la capacité des plateformes photoniques silicium actuelles. En effet, la complexification des systèmes de transmission ainsi que la diversité des fonctions à réaliser pour les nouvelles applications, telles que les LiDARs, les capteurs biologiques et chimiques ou encore les gyroscopes optiques, imposent une série de défis techniques qui semble difficile à relever avec la technologie photonique silicium actuelle :

- pertes de propagation inférieures à 1dB/cm (pour pouvoir réaliser des circuits plus longs tels que les gyroscopes)
- faible sensibilité aux variations de fabrication (pour gagner en stabilité et réaliser des composants plus complexes)
- faible sensibilité à la température (pour réaliser des MUX/DEMUX ne nécessitant pas de stabilisation active)
- fonctions dans le domaine spectral du visible (pour adresser de nouvelles applications comme la biodétection)
- tolérance aux puissances optiques élevées (pour réaliser des LiDARs)

Par ailleurs, de nombreuses applications, certes plus amont mais néanmoins envisageables, se basent sur des phénomènes d'optique non linéaire, pour lesquels la photonique silicium n'est pas adaptée à cause de l'absorption à deux photons. Il apparaît donc nécessaire de faire évoluer les plateformes actuelles pour répondre à l'ensemble de ces défis techniques.

La solution proposée consiste à ajouter un second circuit optique dont les propriétés sont complémentaires de celles du circuit en silicium. Ainsi, on obtient une plateforme performante quelque que soit la fonction optique à réaliser. Afin de tirer pleinement partie des avantages de l'environnement CMOS (production de masse à faible coût), une intégration de type monolithique semble préférable. Avec son contraste d'indice optique modéré ( $\Delta n \approx 0,5$ ), son coefficient thermo-optique cinq fois plus faible que celui du silicium [37], sa large plage de transparence (0,3 - 7 $\mu$ m) et son gap élevé (>4eV), le nitrure de silicium (SiN) est un candidat intéressant pour la réalisation de ce second circuit photonique. En plus d'être un matériau très répandu dans les technologies CMOS, ses caractéristiques sont tout à fait complémentaires de celles du circuit silicium et parfaitement adaptées aux nouvelles applications précédemment énoncées.

Le premier objectif de cette thèse était donc de démontrer l'intégration d'un second circuit photonique en nitrure de silicium au sein de la technologie photonique de STMicroelectronics PIC50G. Il a tout d'abord été nécessaire de mettre en place un environnement de conception adapté. Des outils de simulation spécifiques ont été sélectionnés pour modéliser les futurs composants de ce circuit. Puis, un ensemble de fonctions a été spécialement développé pour réaliser l'architecture sur masque de ces composants (dont la géométrie peut être

complexe) tout en respectant les règles dessin imposées par la technologie PIC50G. Parallèlement, la stratégie d'insertion du circuit SiN au sein de la puce a été mise en place. Pour cela, il a été nécessaire de prendre en compte un certain nombre de contraintes : proximité avec le substrat, couplage avec le circuit silicium, épaisseur maximale du film SiN, température de dépôt... Un compromis entre toutes ces spécifications a été trouvé en insérant le circuit SiN dans le même niveau que les contacts du circuit silicium. L'ensemble des étapes de fabrication du circuit SiN ont ensuite été développées au sein de la salle blanche de STMicroelectronics pour tenter d'obtenir les meilleures performances optiques. L'épaisseur du film SiN a par exemple été contrôlée par ellipsométrie, démontrant une variation inférieure à 3% au sein d'une même plaque. Son absorption a également été mesurée via la transmission de guides de plusieurs centimètres de longs. Un pic d'absorption caractéristique de la présence de liaisons NH a été observé à une longueur d'onde autour de 1520nm. L'hydrogène provient des précurseurs gazeux utilisés lors du dépôt PECVD du film SiN. Les LiDARs ainsi que certains systèmes de télécommunication étant susceptibles de fonctionner dans cette gamme de longueur d'onde, des films SiN déposés par PVD sont actuellement en cours d'évaluation. La rugosité présente à la surface du film SiN PECVD a également été mesurée. Une valeur d'environ 2nm a été obtenue, limitant les pertes par diffusion. La répétabilité de l'alignement avec le niveau silicium a également été vérifiée. Une déviation inférieure à 40nm a été obtenue sur les deux directions, garantissant un couplage efficace entre les circuits SiN et Si. Enfin, la gravure des motifs ainsi que leur encapsulation et planarisation ont été validées. Pour finir, un environnement de caractérisation optique a été mis en place au C2N afin de réaliser la caractérisation des différents composants. Une solution à base de couplage en bout a été privilégiée pour pouvoir travailler sur une grande gamme de longueur d'onde (>100nm) et pour les deux polarisations TE et TM.

Une fois la fabrication et l'intégration du circuit SiN validées, le développement de composants a pu commencer. Différentes géométries de guides d'onde ont été étudiées. Des guides rubans permettent de réaliser des virages avec un rayon de courbure relativement restreint de 40 $\mu$ m. L'utilisation de guides multimodes ainsi que de guides en arêtes a permis d'atteindre des pertes relativement faibles de l'ordre de 0,2dB/cm à une longueur d'onde de 1300nm. Des guides à fente ont également été développés avec pour objectif la réalisation de capteurs particulièrement sensibles à base de résonateurs en anneaux. Pour connecter ces différentes géométries de guides, des transitions ont aussi été développées avec des pertes inférieures à 0,3dB à 1300nm. La sensibilité à la température des guides SiN a été caractérisée en sondant la transmission de résonateurs en anneau selon la température. Une dérive en température inférieure à 14pm/°C (contre ~45pm/°C pour le silicium) a été observée témoignant de l'athermicité du SiN. Un soin particulier a été apporté à la transition optique entre les niveaux Si et SiN. Plusieurs architectures ont été étudiées. Des caractérisations statistiques ont révélées des pertes stables et inférieures à 0,22dB/transition entre 1270 et 1330nm. Enfin, trois architectures de coupleurs/séparateurs de puissance ont été développées et comparées. Des interféromètres multimodes insensibles à la polarisation avec des pertes d'insertion inférieures à 0,4dB sur plus de 100nm, ont par exemple été conçus, ou encore des coupleurs directionnels stabilisés dont le taux couplage varie de moins de 3% sur plus de 90nm.

Ces éléments constituent les structures de base nécessaires à la réalisation d'un circuit photonique. Cependant, un système complet tels que les transmetteurs/récepteurs dédiés aux télécommunications (qui constituent une des applications principales de la photonique), nécessitent également d'autres fonctions optiques. Dans le cas du circuit récepteur, il a par exemple été nécessaire de développer des composants de gestion de la polarisation. En outre, il est plus intéressant de réaliser ces composants au sein du circuit SiN car le couplage avec la fibre ainsi que le démultiplexeur sont réalisés dans ce même circuit. En effet, réaliser la gestion de la polarisation dans le circuit silicium imposerait d'utiliser deux transitions Si/SiN, ajoutant des

perles et de l'encombrement. Les trois fonctions élémentaires de gestion de la polarisation ont donc été développées dans le circuit SiN. On retrouve tout d'abord un séparateur de polarisation, dont les performances sont comparables avec celles de l'état de l'art en silicium : pertes d'insertion inférieures à 0,6dB et taux d'extinction supérieur à 10dB sur plus de 95nm. Grâce au deuxième niveau de gravure, un rotateur de polarisation entièrement intégrable a également été développé. Il possède de bonnes performances avec des pertes d'insertion inférieures à 0,5dB et un niveau de diaphonie supérieur à 7dB (probablement limité par le banc de mesure) sur une bande passante de 95nm. Enfin, un rotateur séparateur regroupant les deux fonctions précédentes a été développé. L'approche la plus répandue en photonique silicium a tout d'abord été testée. Mais le faible contraste d'indice de la photonique SiN rend les composants réalisés selon cette technique extrêmement encombrants. La solution proposée consistait donc à assembler les deux composants précédents. Les pertes d'insertion de l'ensemble sont de 1,5dB et le taux de diaphonie est de 7,8dB (probablement limité par le banc de mesure).

Par ailleurs, une étude complète sur les (dé)multiplexeurs en SiN a été réalisée. Avec la constante augmentation de la demande en bande passante, il semble raisonnable de penser que le nombre de canaux des systèmes de multiplexage en longueurs d'onde va rapidement augmenter, passant typiquement de quatre à huit pour la norme CWDM. En conséquence, deux architectures de MUX/DEMUX ont été retenues. Tout d'abord, le réseau échelle présente l'avantage d'être relativement compact et peu sensible aux variations de fabrication. Après une analyse des solutions potentielles, des réflecteurs de type miroir de Bragg ont été retenus pour leur efficacité et leur compatibilité avec une intégration dans une puce photonique CMOS. Un premier réseau échelle à quatre canaux a été réalisé comme preuve de concept. Des pertes d'insertion inférieures à 2,7dB, un taux d'extinction estimé à plus de 40dB ainsi qu'une faible sensibilité à la température (dérive de 11,2pm/°C) ont confirmé l'intérêt de cette approche. Il serait intéressant de réaliser une seconde génération de composants car un grand nombre d'améliorations sont possibles (utilisation de la seconde gravure, augmentation du nombre de dents des réflecteurs...). Cependant, le réseau échelle ne laisse que peu de liberté de conception. C'est pourquoi une seconde architecture de MUX/DEMUX a également été étudiée : les réseaux de guides d'onde (AWG, Arrayed Waveguide Grating). Leur géométrie étant plus complexe que celle des réseaux échelles, un première série d'AWG a été réalisée afin d'optimiser les paramètres du composant. Un premier dispositif à quatre canaux a démontré des pertes d'insertion inférieures à 0,7dB en TE et 1,5dB en TM pour un niveau de diaphonie supérieur à 30dB. La sensibilité à la température des AWG est similaire à celle du réseau échelle précédent avec une dérive inférieure à 11,9pm/°C. Une fois les bases de ce composant posées, des optimisations plus spécifiques ont été réalisées. Tout d'abord, plusieurs approches ont été testées pour tenter de supprimer la dépendance en polarisation de ces composants. Un AWG insensible à la polarisation a pu être démontré grâce à l'intégration de rotateurs de polarisation au sein du réseau de guides. La bande passante de chaque canal de l'AWG a également été améliorée à l'aide d'interféromètres multimodes. Une conception particulière du MMI a permis de démontrer une bande passante à -1dB de plus de 11nm pour les deux polarisations TE et TM. Cependant, les pertes d'insertion ont fortement augmenté, et il serait nécessaire d'explorer d'autres techniques pour augmenter la bande passante des canaux. L'utilisation de deux AWG synchronisés semble notamment être une piste intéressante. Enfin, des AWG à huit et même douze canaux ont été réalisés pour valider la compatibilité de cette architecture avec l'augmentation du nombre de canaux de transmission. Un premier AWG à huit canaux a démontré des pertes d'insertion inférieures à 0,9dB en TE et 1,7dB en TM, un niveau de diaphonie supérieur à 26dB ainsi qu'un fonctionnement pratiquement indépendant de la polarisation. Un second AWG à huit canaux a été réalisé avec un MMI comme guide d'injection. Ce composant est donc un MUX/DEMUX insensible en polarisation, peu sensible à la température et possède des canaux avec une bande passante élevée. Un dernier AWG

comportant cette fois douze canaux a également été fabriqué. Ses performances sont relativement proches des composants à huit canaux. Ainsi, ces trois derniers composants ont démontré des performances comparables à leurs homologues à quatre canaux, et ce pour un encombrement pratiquement identique, validant les AWG pour la réalisation de MUX/DEMUX performants.

Enfin, un démonstrateur complet mettant en œuvre une partie des composants précédemment développés a été réalisé. Il s'agit d'un transmetteur/récepteur CWDM à quatre canaux, qui comprend notamment un circuit en SiN, des transitions SiN/SiN ainsi qu'un multiplexeur et un démultiplexeur à base d'AWG SiN. Ce démonstrateur a été fabriqué et devrait être caractérisé courant 2019.

Pour terminer, une étude préliminaire sur les propriétés optiques non linéaires des guides SiN a été réalisée afin de prospecter de nouvelles applications. Au cours de cette étude, la génération d'un signal de troisième harmonique a pu être démontrée du visible jusqu'à l'UV (523-360nm). Puis, une optimisation de la dispersion des guides d'onde SiN a permis d'observer la génération de supercontinuum s'étendant du visible au proche infrarouge (425-1660nm). Ces résultats sont actuellement en cours d'analyse et constituent une première étape vers la réalisation de sources large bande pour les capteurs.

La co-intégration du circuit SiN au sein de la technologie PIC50G est maintenant bien en place. Les composants développés durant cette thèse ont permis de valider les performances et l'intérêt de ce second circuit optique. Pour en témoigner, trois doctorants sont actuellement en train de préparer une thèse utilisant cette nouvelle plateforme hybride Si-SiN : Michele Calvo (biocapteurs), Eva Kempf (gyroscopes optiques), Arnaud Taute (LiDARs). Pour compléter cette étude, il serait intéressant de faire des caractérisations statistiques afin de valider la stabilité des composants SiN vis-à-vis des variations de fabrication. Concernant le film SiN, la répétabilité de l'épaisseur du dépôt, qui est le paramètre de fabrication le plus critique des composants SiN, pourrait être optimisée. Il semblerait également intéressant de réaliser une étude plus détaillée des pertes de propagation des guides SiN : étant un des principaux atouts de ce circuit, il apparaît comme prioritaire de bien identifier les mécanismes qui engendrent ces pertes afin de les diminuer (rugosité de surface, grains dans le matériau, couplage avec le substrat...).

# Bibliographie

- [1] "Cisco Global Cloud Index 2015–2020," 2016.
- [2] "Datacenterdynamics." [Online]. Available: <https://www.datacenterdynamics.com/news/synergy-number-hyperscale-data-centers-reached-430-2018/%0A>. [Accessed: 26-Feb-2018].
- [3] E. M. Shaw *et al.*, "VCSEL-Based Interconnects for Current and Future Data Centers," *J. Light. Technol.*, vol. 33, no. 4, pp. 727–732, 2014.
- [4] F. Boeuf *et al.*, "A Multi-wavelength 3D-compatible Silicon Photonics Platform on 300mm SOI wafers for 25Gb / s Applications," pp. 353–356, 2013.
- [5] C. Sun *et al.*, "Single-chip microprocessor that communicates directly using light," *Nature*, vol. 528, no. 7583, pp. 534–538, 2015.
- [6] "Intel, silicon photonics." [Online]. Available: <https://www.intel.com/content/www/us/en/architecture-and-technology/silicon-photonics/silicon-photonics-overview.html>. [Accessed: 04-Mar-2019].
- [7] "IBM, silicon photonics." [Online]. Available: <https://www.zurich.ibm.com/st/photonics/wdm.html>. [Accessed: 04-Mar-2019].
- [8] "Mellanox, silicon photonics." [Online]. Available: <http://www.mellanox.com/products/interconnect/silicon-photonics.php>. [Accessed: 04-Mar-2019].
- [9] "Kaiaam, silicon photonics." [Online]. Available: <http://kaiaam.com/?p=5768>. [Accessed: 04-Mar-2019].
- [10] "Finisar, silicon photonics." [Online]. Available: <https://www.finisar.com/>. [Accessed: 04-Mar-2019].
- [11] M. Haitjema, "A Survey of the Prominent Quantum Key Distribution Protocols," pp. 1–7, 2007.
- [12] S. Ramelow *et al.*, "Silicon-Nitride Platform for Narrowband Entangled Photon Generation," pp. 1–10, 2015.
- [13] Q. Li, M. Davanço, and K. Srinivasan, "Efficient and low-noise single-photon-level frequency conversion interfaces using silicon nanophotonics," *Nat. Photonics*, vol. 10, no. 6, pp. 406–414, 2016.
- [14] V. Y. Venediktov, Y. V. Filatov, and E. V. Shalymov, "Passive ring resonator micro-optical gyroscopes," *Quantum Electron.*, vol. 46, no. 5, p. 437, 2016.
- [15] S. Srinivasan, R. Moreira, D. Blumenthal, and J. E. Bowers, "Design of integrated hybrid silicon waveguide optical gyroscope," *Opt. Express*, vol. 22, no. 21, p. 24988, 2014.
- [16] M. Calvo *et al.*, "Ring Resonator Designed for Biosensing Applications Manufactured on 300 mm SOI in an Industrial Environment," *Japanese Journal of Applied Physics*, pp. 3–4.
- [17] P. Suni, J. Bowers, L. A. Coldren, and B. Yoo, "Photonic Integrated Circuits for Coherent Lidar," *18th Coherent Laser Radar Conf. (CLRC 2016)*, no. c, pp. 132–137, 2016.
- [18] S. Geidel *et al.*, "Integration of an optical ring resonator biosensor into a self-contained

- microfluidic cartridge with active, single-shot micropumps," *Micromachines*, vol. 7, no. 9, pp. 1–14, 2016.
- [19] C. A. Barrios *et al.*, "Slot-waveguide biochemical sensor," *Opt. Lett.*, vol. 32, no. 21, p. 3080, 2007.
- [20] "Genalyte." [Online]. Available: <https://www.genalyte.com/about-us/our-technology/>. [Accessed: 04-Mar-2019].
- [21] S. Malhouitre, D. Fowler, S. Garcia, O. Lemonnier, N. Tyler, and W. Rabaud, "Silicon Nitride photonic platform for LIDAR applications," *2018 IEEE 15th Int. Conf. Gr. IV Photonics*, pp. 1–2, 2018.
- [22] "Analog Photonics." [Online]. Available: <http://www.analogphotonics.com/products/>. [Accessed: 04-Mar-2019].
- [23] Y. K. Chembo, "Kerr optical frequency combs: Theory, applications and perspectives," *Nanophotonics*, vol. 5, no. 2, pp. 214–230, 2016.
- [24] S. Arafin *et al.*, "Power-Efficient Kerr Frequency Comb Based Tunable Optical Source," *IEEE Photonics J.*, vol. 9, no. 3, 2017.
- [25] P. Manurkar *et al.*, "Fully self-referenced frequency comb consuming 5 watts of electrical power," *OSA Contin.*, vol. 1, no. 1, p. 274, 2018.
- [26] P. Marin-Palomo *et al.*, "Microresonator-based solitons for massively parallel coherent optical communications," *Nature*, vol. 546, no. 7657, pp. 274–279, 2017.
- [27] B. Stern, X. Ji, Y. Okawachi, A. L. Gaeta, and M. Lipson, "Battery-operated integrated frequency comb generator," *Nature*, 2018.
- [28] J. Pfeifle *et al.*, "Coherent terabit communications with microresonator Kerr frequency combs," *Nat. Photonics*, vol. 8, no. 5, pp. 375–380, 2014.
- [29] "MIR-Spec." [Online]. Available: <http://www.agence-nationale-recherche.fr/Project-ANR-17-CE09-0041%0A>. [Accessed: 13-Feb-2019].
- [30] K. Li, H.-F. Ting, M. A. Foster, and A. C. Foster, "High-speed all-optical NAND/AND logic gates using four-wave mixing Bragg scattering," *Opt. Lett.*, vol. 41, no. 14, p. 3320, 2016.
- [31] F. Li *et al.*, "Error-free all-optical demultiplexing at 160Gb/s via FWM in a silicon nanowire," *Opt. Express*, vol. 18, no. 4, pp. 3905–3910, 2010.
- [32] S. B. Papp *et al.*, "A microresonator frequency comb optical clock," *Optica*, vol. 1, no. 1, pp. 10–14, 2013.
- [33] M. Lezius *et al.*, "Space-borne frequency comb metrology," *Optica*, vol. 3, no. 12, p. 1381, 2016.
- [34] K. J. A. Ooi *et al.*, "Optical Parametric Amplification in Ultra - Silicon Rich Nitride Waveguides," 2016.
- [35] I. Coddington, W. C. Swann, L. Nenadovic, and N. R. Newbury, "Rapid and precise absolute distance measurements at long range," *Nat. Photonics*, vol. 3, no. 6, pp. 351–356, 2009.
- [36] P. Trocha *et al.*, "Ultrafast optical ranging using microresonator soliton frequency combs," *Science*, vol. 359, no. 6378, pp. 887–891, 2018.
- [37] Z. Zhang, M. Yako, K. Ju, N. Kawai, and K. Wada, "A silicon nitride platform by physical vapor deposition for dense wavelength division multiplexing on chip," *IEEE Int. Conf. Gr. IV Photonics GFP*, vol. 25, pp. 193–194, 2014.

- [38] B. Pezeshki *et al.*, "High performance MEMS-based micro-optic assembly for multi-lane transceivers," *J. Light. Technol.*, vol. 32, no. 16, pp. 2796–2799, 2014.
- [39] B. Pezeshki *et al.*, "Multi-wavelength 100Gb / s Silicon Photonics Based Transceiver with Silica mux / demux and MEMS-coupled InP Lasers," *Proc. IEEE*, vol. 106, no. 12, pp. 4–5, 2018.
- [40] ITU, "G.695 Optical interfaces for coarse wavelength division multiplexing applications." .
- [41] C. Xiong, W. H. P. Pernice, X. Sun, C. Schuck, K. Y. Fong, and H. X. Tang, "Aluminum nitride as a new material for chip-scale optomechanics and nonlinear optics," *New J. Phys.*, vol. 14, 2012.
- [42] W. H. P. Pernice, C. Xiong, C. Schuck, and H. X. Tang, "Second harmonic generation in phase matched aluminum nitride waveguides and micro-ring resonators," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 100, no. 22, 2012.
- [43] H. Jung *et al.*, "Green , red , and IR frequency comb line generation from single IR pump in AlN microring resonator," *Optica*, vol. 1, no. 6, pp. 396–399, 2014.
- [44] C. Xiong, W. H. P. Pernice, and H. X. Tang, "Low-Loss, Silicon Integrated, Aluminum Nitride Photonic Circuits and Their Use for Electro-Optic Signal Processing," pp. 1–19, 2012.
- [45] C.-T. Wang *et al.*, "Highly sensitive optical temperature sensor based on a SiN micro-ring resonator with liquid crystal cladding," *Opt. Express*, vol. 24, no. 2, p. 1002, 2016.
- [46] R. Baets *et al.*, "Silicon Photonics: Silicon Nitride Versus Silicon-on-insulator," *Opt. Fiber Commun. Conf.*, p. Th3J.1, 2016.
- [47] D. J. Blumenthal, R. Heideman, D. Geuzebroek, A. Leinse, and C. Roeloffzen, "Silicon Nitride in Silicon Photonics," *Proc. IEEE*, vol. 106, no. 12, pp. 2209–2231, 2018.
- [48] A. Rahim *et al.*, "Expanding the Silicon Photonics Portfolio with Silicon Nitride Photonic Integrated Circuits," *J. Light. Technol.*, vol. 35, no. 4, pp. 639–649, 2017.
- [49] D. T. Spencer, J. F. Bauters, M. J. R. Heck, and J. E. Bowers, "Integrated waveguide coupled Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> resonators in the ultrahigh-Q regime," *Optica*, vol. 1, no. 3, p. 153, 2014.
- [50] T. A. Huffman, G. M. Brodnik, C. Pinho, S. Gundavarapu, D. Baney, and D. J. Blumenthal, "Integrated resonators in an ultralow loss Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>/SiO<sub>2</sub> platform for multifunction applications," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 24, no. 4, 2018.
- [51] D. Dai *et al.*, "Low-loss Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> arrayed-waveguide grating (de)multiplexer using nano-core optical waveguides," *Opt. Express*, vol. 19, no. 15, p. 14130, 2011.
- [52] W. D. Sacher *et al.*, "Monolithically Integrated Multilayer Silicon Nitride-on-Silicon Waveguide Platforms for 3-D Photonic Circuits and Devices," *Proc. IEEE*, pp. 1–14, 2018.
- [53] Q. Wilmart *et al.*, "A CMOS compatible 200mm SOI-SiN photonic platform for CWDM applications .," *Opt. Express*, vol. 22, no. 6, pp. 283–293, 2017.
- [54] W. D. Sacher, Y. Huang, G. Q. Lo, and J. K. S. Poon, "Multilayer silicon nitride-on-silicon integrated photonic platforms and devices," *J. Light. Technol.*, vol. 33, no. 4, pp. 901–910, 2015.
- [55] Y. Huang, J. Song, X. Luo, T.-Y. Liow, and G.-Q. Lo, "CMOS compatible monolithic multi-layer Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>-on-SOI platform for low-loss high performance silicon photonics dense integration," *Opt. Express*, vol. 22, no. 18, p. 21859, 2014.
- [56] W. D. Sacher *et al.*, "Tri-layer silicon nitride-on-silicon photonic platform for ultra-low-loss crossings and interlayer transitions," *Opt. Express*, vol. 25, no. 25, p. 30862, 2017.

- [57] Christopher Palmer, *Diffraction grating handbook*. Richardson Grating Laboratory, 1996.
- [58] D. Benedikovic *et al.*, “L-shaped fiber-chip grating couplers with high directionality and low reflectivity fabricated with deep-UV lithography,” *Opt. Lett.*, vol. 42, no. 17, p. 3439, 2017.
- [59] L. Carroll, D. Gerace, I. Cristiani, S. Menezo, and L. C. Andreani, “Broad parameter optimization of polarization- diversity 2D grating couplers for silicon photonics.” *Opt. Express*, vol. 21, no. 18, pp. 3592–3598, 2013.
- [60] G. B. Hocker and W. K. Burns, “Mode dispersion in diffused channel waveguides by the effective index method,” *Appl. Opt.*, vol. 16, no. 1, p. 113, 1977.
- [61] “Lumerical.” [Online]. Available: <https://www.lumerical.com/>.
- [62] “Lumerical, FDE.” [Online]. Available: [https://kb.lumerical.com/en/solvers\\_finite\\_difference\\_eigenmode.html](https://kb.lumerical.com/en/solvers_finite_difference_eigenmode.html).
- [63] Z. M. Zhu and T. G. Brown, “Full-vectorial finite-difference analysis of microstructured optical fibers,” *Opt. Express*, vol. 10, no. 17, pp. 853–864, 2002.
- [64] “Lumerical, EME.” [Online]. Available: [https://kb.lumerical.com/en/solvers\\_eigenmode\\_expansion.html](https://kb.lumerical.com/en/solvers_eigenmode_expansion.html).
- [65] “Lumerical, FDTD.” [Online]. Available: [https://kb.lumerical.com/en/solvers\\_finite\\_difference\\_time\\_domain.html](https://kb.lumerical.com/en/solvers_finite_difference_time_domain.html).
- [66] S. D. Gedney, “Introduction to the Finite-Difference Time-Domain (FDTD) Method for Electromagnetics,” *Synth. Lect. Comput. Electromagn.*, vol. 6, no. 1, pp. 1–250, 2011.
- [67] “Matlab.” [Online]. Available: <https://fr.mathworks.com/products/matlab.html>.
- [68] R. Sproull, R. Lyon, and S. Trimmerger, “The Caltech Intermediate Form for LSI Layout Description.” p. 16, 1980.
- [69] “Klayout.” [Online]. Available: <https://www.klayout.de/>.
- [70] S. Pathak, “Silicon nano-photonics based arrayed waveguide gratings,” 2014.
- [71] J. Durel, “Intégration d'un laser hybride DBR III-V / Si en face arrière d'une puce photonique,” PhD, 2018.
- [72] Q. Li, A. A. Eftekhar, M. Sodagar, Z. Xia, A. H. Atabaki, and A. Adibi, “Vertical integration of high-Q silicon nitride microresonators into silicon-on-insulator platform,” *Opt. Express*, vol. 21, no. 15, p. 18236, 2013.
- [73] M. H. P. Pfeiffer, J. Liu, A. S. Raja, T. Morais, B. Ghadiani, and T. J. Kippenberg, “Ultra-smooth silicon nitride waveguides based on the Damascene reflow process: fabrication and loss origins,” *Optica*, vol. 5, no. 7, p. 884, 2018.
- [74] M. J. Shaw, J. Guo, G. A. Vawter, S. Habermehl, and C. T. Sullivan, “Fabrication techniques for low-loss silicon nitride waveguides,” *Proc. SPIE*, p. 109, 2005.
- [75] M. A. G. Porcel *et al.*, “Two-octave spanning supercontinuum generation in stoichiometric silicon nitride waveguides pumped at telecom wavelengths,” *Opt. Express*, vol. 25, no. 2, pp. 1596–1603, 2017.
- [76] H. Zhao *et al.*, “Visible-to-near-infrared octave spanning supercontinuum generation in a partially underetched silicon nitridewaveguide,” *CLEO Sci. Innov. CLEO-SI 2015*, vol. 40, no. 10, pp. 2177–2180, 2015.
- [77] Y. Xuan *et al.*, “High-Q silicon nitride microresonators exhibiting low-power frequency

- comb initiation," *Optica*, vol. 3, no. 11, p. 1171, 2016.
- [78] J. Epping, "Dispersion engineering silicon nitride waveguides for broadband nonlinear frequency conversion," PhD, 2015.
- [79] J. M. C. Boggio *et al.*, "Dispersion engineered silicon nitride waveguides by geometrical and refractive-index optimization," arXiv, 2014.
- [80] M. H. P. Pfeiffer *et al.*, "Photonic Damascene process for integrated high-Q microresonator based nonlinear photonics," *Optica*, vol. 3, no. 1, pp. 1–6, 2016.
- [81] P. V. Lambeck, A. Driessen, and others, "Design, tolerance analysis, and fabrication of silicon oxynitride based planar optical waveguides for communication devices," *J. Light. Technol.*, vol. 17, no. 8, p. 1401, 1999.
- [82] F. Ay and A. Aydinli, "Comparative investigation of hydrogen bonding in silicon based PECVD grown dielectrics for optical waveguides," *Opt. Materials*, vol. 26, no. 1, pp. 33–46, 2004.
- [83] S. C. Mao *et al.*, "Low hydrogen component SiN films by PECVD for low propagation loss waveguide," *2008 IEEE PhotonicsGlobal Singapore, IPGC 2008*, pp. 2–5, 2008.
- [84] W. D. Sacher, "Monolithically Integrated Multilayer Silicon Nitride-on-Silicon Waveguide Platforms for 3-D Photonic Circuits and Devices," *Proc. IEEE*, pp. 1–14, 2018.
- [85] T. Dom *et al.*, "Low-temperature NH<sub>3</sub>-free Silicon Nitride Platforms for Integrated Photonics," *IEEE*, pp. 119–120, 2018.
- [86] L. Wang, W. Xie, D. Van Thourhout, Y. Zhang, H. Yu, and S. Wang, "Nonlinear silicon nitride waveguides based on PECVD deposition platform," *Opt. Express*, vol. 26, no. 8, p. 9645, 2018.
- [87] A. Rahim, T. Spuesens, R. Baets, and W. Bogaerts, "Open-Access Silicon Photonics: Current Status and Emerging Initiatives," *Proc. IEEE*, vol. 106, no. 12, pp. 2313–2330, 2018.
- [88] T. Domínguez Bucio *et al.*, "Material and optical properties of low-temperature NH<sub>3</sub>-free PECVD SiN<sub>x</sub> layers for photonic applications," *J. Phys. D.: Appl. Phys.*, vol. 50, no. 2, 2017.
- [89] E. Ohmura *et al.*, "Internal modified-layer formation mechanism into silicon with nanosecond laser," *J. Ach. Mat. Man. Eng.*, vol. 17, no. 1-2, September, 2014.
- [90] S. K. Selvaraja, W. Bogaerts, P. Absil, D. Van Thourhout, and R. Baets, "Record Low-Loss Hybrid Rib/Wire Waveguides for Silicon Photonic Circuits," *6th IEEE Int. Conf. Gr. IV Photonics*, p. PD01, 2010.
- [91] S. M. Lindecrantz and O. G. Helleso, "Estimation of propagation losses for narrow strip and rib waveguides," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 26, no. 18, pp. 1836–1839, 2014.
- [92] N. Nourshargh, D. Ph, E. M. Starr, and B. Sc, "Interference effects between modes of planar optical waveguides," *Proc. IEEE*, vol. 133, no. 4, pp. 303–305, 1986.
- [93] G. Z. Mashanovich, M. Milosevic, and P. Matavulj, "A unified approach for radiative losses and backscattering in optical waveguides," *Journal of Optics*, vol.16, 2014.
- [94] B. D. Marcuse, "Mode Conversion Caused by Surface Imperfections of a Dielectric Slab Waveguide," 1969.
- [95] K. Shang, S. Pathak, C. Qin, and S. J. B. Yoo, "Low-Loss Compact Silicon Nitride Arrayed Waveguide Gratings for Photonic Integrated Circuits," *IEEE Photonics J.*, vol. 9, no. 5, 2017.
- [96] T. Y. L. Ang *et al.*, "Versatile bezier bends for silicon photonics," *2017 Conf. Lasers Electro-*

- Optics Pacific Rim, CLEO-PR 2017*, vol. 2017–Janua, pp. 1–2, 2017.
- [97] V. M. N. Passaro, C. de Tullio, B. Troia, M. La Notte, G. Giannoccaro, and F. De Leonardis, “Recent advances in integrated photonic sensors,” *Sensors (Switzerland)*, vol. 12, no. 11, pp. 15558–15598, 2012.
- [98] V. R. Almeida, Q. Xu, C. A. Barrios, and M. Lipson, “Guiding and confining light in void nanostructure,” *Opt. Lett.*, vol. 29, no. 11, pp. 1209–1211, 2004.
- [99] L. Vivien *et al.*, “Vertical multiple-slot waveguide ring resonators in silicon nitride,” *Opt. Express*, vol. 16, no. 22, pp. 17237–17242, 2008.
- [100] W. Zhang, S. Serna, X. Le Roux, C. Alonso-Ramos, L. Vivien, and E. Cassan, “Analysis of silicon-on-insulator slot waveguide ring resonators targeting high Q -factors,” *Opt. Lett.*, vol. 40, no. 23, pp. 5566–5569, 2015.
- [101] Z. Wang, N. Zhu, Y. Tang, L. Wosinski, D. Dai, and S. He, “Ultracompact low-loss coupler between strip and slot waveguides,” *Opt. Lett.*, vol. 34, no. 10, pp. 1498–1500, 2009.
- [102] Y. Liu, T. Baehr-Jones, J. Li, A. Pomerene, and M. Hochberg, “Efficient strip to strip-loaded slot mode converter in silicon-on-insulator,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 23, no. 20, pp. 1496–1498, 2011.
- [103] Q. Deng, L. Liu, X. Li, and Z. Zhou, “Strip-slot waveguide mode converter based on symmetric multimode interference,” *Opt. Lett.*, vol. 39, no. 19, p. 5665, 2014.
- [104] Q. Deng, Q. Yan, L. Liu, X. Li, J. Michel, and Z. Zhou, “Robust polarization-insensitive strip-slot waveguide mode converter based on symmetric multimode interference,” *Opt. Express*, vol. 24, no. 7, pp. 5665–5668, 2016.
- [105] N. C. Harris *et al.*, “Efficient, compact and low loss thermo-optic phase shifter in silicon,” *Opt. Express*, vol. 22, no. 9, 2014.
- [106] A. Arbabi and L. L. Goddard, “Measurements of the refractive indices and thermo-optic coefficients of Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> and SiO<sub>x</sub> using microring resonances,” *Opt. Lett.*, vol. 38, no. 19, p. 3878, 2013.
- [107] W. Bogaerts *et al.*, “Silicon microring resonators,” *Laser Photonics Rev.*, vol. 6, no. 1, pp. 47–73, 2012.
- [108] S. Guerber *et al.*, “Integrated SiN on SOI dual photonic devices for advanced datacom solutions,” *Proc. SPIE*, 2018.
- [109] B. E. A. Saleh and M. C. Teich, *Fundamental of Photonics, 2nd Edition*. Wiley, 2007.
- [110] Y. Zhang *et al.*, “A compact and low loss Y-junction for submicron silicon waveguide,” *Opt. Express*, vol. 21, no. 1, p. 1310, 2013.
- [111] A. Bekasiewicz, S. Koziel, and S. Ogurtsov, “Rapid Simulation-Driven Design of Compact Photonic Y-Junction By Variable-Dimensional Sequential Approximate Optimization,” *IEEE*, vol. 21, no. 2, pp. 2–3, 2016.
- [112] L. B. Soldano and E. C. M. Pennings, “Optical multi-mode interference devices based on self-imaging: principles and applications - Lightwave Technology, Journal of,” *J. Light Technolgy*, vol. 13, no. 4, pp. 615–627, 1995.
- [113] T. T. Le, “Design of a polarization-independent MMI SOI coupler based microresonator using sandwich structures,” *J. Eng. Sci. Technol.*, vol. 8, no. 2, pp. 120–130, 2013.
- [114] R. Halir *et al.*, “Colorless directional coupler with dispersion engineered sub-wavelength structure,” *Opt. Express*, vol. 20, no. 12, p. 13470, 2012.

- [115] Z. Lu *et al.*, "Broadband silicon photonic directional coupler using asymmetric-waveguide based phase control," *Opt. Express*, vol. 23, no. 3, p. 3795, 2015.
- [116] M. Tran, T. Komljenovic, J. Hulme, M. Davenport, and J. Bowers, "A Robust Method for Characterization of Optical Waveguides and Couplers," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2016.
- [117] K. Jinguji *et al.*, "Mach-Zehnder interferometer type optical waveguide coupler with wavelength-flattened coupling ratio," *Electron. Lett.*, vol. 26, no. 17, 1990.
- [118] G. T. Reed and A. P. Knights, *Silicon Photonics, An Introduction*. John Wiley & Sons, 2004.
- [119] D. Taillaert, H. Chong, P. I. Borel, L. H. Frandsen, R. M. De La Rue, and R. Baets, "A compact two-dimensional grating coupler used as a polarization splitter," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 15, no. 9, pp. 1249–1251, 2003.
- [120] W. Bogaerts *et al.*, "A polarization-diversity wavelength duplexer circuit in silicon-on-insulator photonic wires," *Opt. Express*, vol. 15, no. 4, pp. 1567–1578, 2007.
- [121] S. Pathak, M. Vanslebrouck, P. Dumon, D. Van Thourhout, and W. Bogaerts, "Compact SOI-based polarization diversity wavelength de-multiplexer circuit using two symmetric AWGs," *Opt. Express*, vol. 20, no. 26, p. B493, 2012.
- [122] S. P. Anderson and M. Webster, "Silicon Photonic Polarization-Multiplexing Nanotaper for Chip-to-Fiber Coupling," *J. Light. Technol.*, vol. 34, no. 2, pp. 372–378, 2016.
- [123] J. M. D. Mendinueta, S. Shinada, H. Furukawa, and N. Wada, "Ultra-high-capacity optical packet switching networks with coherent polarization division multiplexing modulation formats and related technologies," *Int. Conf. Transparent Opt. Networks*, 2017.
- [124] A. Nespola *et al.*, "Real-Time Demonstration of Polarization-Multiplexed PAM using a Compact Silicon Photonics Device," *2018 Opt. Fiber Commun. Conf. Expo.*, pp. 1–3, 2018.
- [125] N. Matsuda, H. Fukuda, T. Tsuchizawa, W. J. Munro, K. Shimizu, and K. Yamada, "Monolithic Integration of Polarization-entangled Photon Pair Source Using Silicon Photonics Technology," 2013.
- [126] E. Heemskerk *et al.*, "On-chip polarization beam splitter design for optical coherence tomography," *Opt. Express*, vol. 26, no. 25, pp. 33349–33355, 2018.
- [127] Y. Shani, C. H. Henry, R. C. Kistler, R. F. Kazarinov, and K. J. Orlowsky, "Integrated Optic Adiabatic Devices on Silicon," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 556–566, 1991.
- [128] H. Fukuda, K. Yamada, T. Tsuchizawa, T. Watanabe, H. Shinojima, and S. Itabashi, "Ultrasmall polarization splitter based on silicon wire waveguides," *Opt. Express*, vol. 14, no. 25, p. 12401, 2006.
- [129] D. Dai and J. E. Bowers, "Novel ultra-short and ultra-broadband polarization beam splitter based on a bent directional coupler," *Opt. Express*, vol. 19, no. 19, p. 18614, 2011.
- [130] F. Zhang, H. Yun, Y. Wang, Z. Lu, L. Chrostowski, and N. A. F. Jaeger, "Compact broadband polarization beam splitter using a symmetric directional coupler with sinusoidal bends," *Opt. Lett.*, vol. 42, no. 2, p. 235, 2017.
- [131] H. Wu, Y. Tan, and D. Dai, "Ultra-broadband high-performance polarizing beam splitter on silicon," *Opt. Express*, vol. 25, no. 6, p. 6069, 2017.
- [132] D. Dai, Z. Wang, and J. E. Bowers, "Ultrashort broadband polarization beam splitter based on an asymmetrical directional coupler," *Opt. Lett.*, vol. 36, no. 13, p. 2590, 2011.
- [133] Z. Su *et al.*, "Four-port integrated polarizing beam splitter," *Opt. Lett.*, vol. 39, no. 4, pp.

- 965–8, 2014.
- [134] B. M. A. Rahman, N. Somasiri, C. Themistos, and K. T. V. Grattan, “Design of optical polarization splitters in a single-section deeply etched MMI waveguide,” *Appl. Phys. B Lasers Opt.*, vol. 73, no. 5–6, pp. 613–618, 2001.
- [135] E.-H. L. Jung Moo Hong, Hyun Ho Ryoo, Beom-hoan O, Seung Gol Lee, “Novel Design of Polarization Splitter Based on a Quasi-state Multimode Interference Coupler,” *CLEO*, pp. 194–195, 2002.
- [136] M. Yin, W. Yang, Y. Li, X. Wang, and H. Li, “CMOS-compatible and fabrication-tolerant MMI-based polarization beam splitter,” *Opt. Commun.*, vol. 335, pp. 48–52, 2015.
- [137] P. Splitter *et al.*, “Mach-Zehnder interferometer polarization splitter in InGaAsP/InP,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 6, no. 3, pp. 402–405, 1994.
- [138] D. Dai, Z. Wang, J. Peters, and J. E. Bowers, “Compact polarization beam splitter using an asymmetrical Mach-Zehnder interferometer based on silicon-on-insulator waveguides,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 24, no. 8, pp. 673–675, 2012.
- [139] B. Shen, P. Wang, R. Polson, and R. Menon, “An integrated-nanophotonics polarization beamsplitter with  $2.4 \times 2.4 \mu\text{m}^2$  footprint,” *Nat. Photonics*, vol. 9, no. 6, pp. 378–382, 2015.
- [140] S. J. Savory, “Digital Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems,” *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 16, no. 5, pp. 1164–1179, 2010.
- [141] V. P. Tzolov and M. Fontaine, “A passive polarization converter free of longitudinally-periodic structure,” *Opt. Commun.*, vol. 4018, no. 96, 1996.
- [142] Y. Fei, L. Zhang, Y. Cao, X. Lei, and S. Chen, “A novel polarization rotator based on an asymmetric slot waveguide,” *Opt. Commun.*, vol. 324, pp. 22–25, 2014.
- [143] K. Goi *et al.*, “Low-loss partial rib polarization rotator consisting only of silicon core and silica cladding,” *Opt. Lett.*, vol. 40, no. 7, pp. 1410–3, 2015.
- [144] D. Dai and J. E. Bowers, “Novel concept for ultracompact polarization splitter-rotator based on silicon nanowires,” *Opt. Express*, vol. 19, no. 11, p. 10940, 2011.
- [145] Y. Xiong, D.-X. Xu, J. H. Schmid, P. Cheben, S. Janz, and W. N. Ye, “Fabrication tolerant and broadband polarization splitter and rotator based on a taper-etched directional coupler,” *Opt. Express*, vol. 22, no. 14, p. 17458, 2014.
- [146] W. D. Sacher, T. Barwicz, B. J. F. Taylor, and J. K. S. Poon, “Polarization rotator-splitters in standard active silicon photonics platforms,” *Opt. Express*, vol. 22, no. 4, p. 3777, 2014.
- [147] K. Tan, C. Yu, and C. Lee, “Compact CMOS-compatible polarization splitter and rotator based on  $90^\circ$  bends,” *Int. Conf. Opt. MEMS Nanophotonics*, vol. 2016–Septe, no. 13, pp. 14506–14512, 2016.
- [148] Z. Lu, Y. Wang, F. Zhang, N. A. F. Jaeger, and L. Chrostowski, “Wideband silicon photonic polarization beamsplitter based on point-symmetric cascaded broadband couplers,” *Opt. Express*, vol. 23, no. 23, p. 29413, 2015.
- [149] X. Sun, J. S. Aitchison, and M. Mojahedi, “Realization of an ultra-compact polarization beam splitter using asymmetric MMI based on silicon nitride / silicon-on-insulator platform,” *Opt. Express*, vol. 25, no. 7, p. 8296, 2017.
- [150] D. A. C. Hen *et al.*, “Highly efficient silicon optical polarization rotators based on mode order conversions,” *Opt. Lett.*, vol. 41, no. 5, pp. 1070–1073, 2016.
- [151] H. Xu and Y. Shi, “Ultra-broadband silicon polarization splitter-rotator based on the multi-

- mode waveguide," *Opt. Express*, vol. 25, no. 15, p. 18485, 2017.
- [152] K. Tan, Y. Huang, G.-Q. Lo, C. Yu, and C. Lee, "Experimental realization of an O-band compact polarization splitter and rotator," *Opt. Express*, vol. 25, no. 4, p. 3234, 2017.
- [153] W. D. Sacher *et al.*, "Polarization rotator-splitters and controllers in a Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub>-on-SOI integrated photonics platform," *Opt. Express*, vol. 22, no. 9, p. 11167, 2014.
- [154] ITU, "G.694.1 Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid." .
- [155] ITU, "G.694.2 Grilles spectrales pour les applications de multiplexage par répartition en longueur d'onde: grille espacée CWDM." .
- [156] G. Gao *et al.*, "Silicon nitride O-band (de)multiplexers with low thermal sensitivity," *Opt. Express*, vol. 25, no. 11, p. 12260, 2017.
- [157] J. C. M. Ikkelsen, A. B. Ois, T. L. Ordello, D. M. Ahgerefteh, S. M. Enezo, and J. K. S. P. Oon, "Polarization-insensitive silicon nitride Mach-Zehnder lattice wavelength demultiplexers for CWDM in the O-band," *Opt. Express*, vol. 26, no. 23, pp. 16–20, 2018.
- [158] P. Orlandi *et al.*, "Silicon photonics : from present status to future developments," *Eur. Conf. Integr. Opt. ECIO*, 2017.
- [159] S. Dwivedi, P. De Heyn, P. Absil, J. Van Campenhout, and W. Bogaerts, "Coarse wavelength division multiplexer on silicon-on-insulator for 100 GbE," *IEEE Int. Conf. Gr. IV Photonics GFP*, 2015.
- [160] W. Bogaerts *et al.*, "Silicon-on-insulator spectral filters fabricated with CMOS technology," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 16, no. 1, pp. 33–44, 2010.
- [161] C. Palmer, *Diffraction Grating Handbook, Sixth Edition*. Newport Corporation, 2005.
- [162] H. A. Rowland, "Preliminary notice of the results accomplished in the manufacture and theory of gratings for optical purposes," *London, Edinburgh, Dublin Philos. Mag. J. Sci.*, vol. 13, no. 84, pp. 469–474, 1882.
- [163] George R. Harrison, "The Production of Diffraction Gratings : II . The Design of Echelle Gratings and Spectrographs," *J. Opt. Soc. Am.*, vol. 39, no. 7, 1949.
- [164] J. Brouckaert, W. Bogaerts, P. Dumon, J. Schrauwen, D. Van Thourhout, and R. Baets, "Planar concave grating demultiplexer on a nanophotonic silicon-on-insulator platform," *Conf. Proc. - Lasers Electro-Optics Soc. Annu. Meet.*, vol. 25, no. 5, pp. 312–313, 2007.
- [165] M. S. D. Smith and K. A. Mcgreer, "Diffraction Gratings Utilizing Total Internal Reflection Facets in Littrow Configuration," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 11, no. 1, pp. 84–86, 1999.
- [166] N. Zhu, J. Song, L. Wosinski, and S. He, "Total internal reflection type echelle grating demultiplexer based on amorphous silicon nanowire platform," in *SPIE 7134, Passive Components and Fiber-based Devices V*, 2008.
- [167] S. Bidnyk *et al.*, "Silicon-on-Insulator-Based Planar Circuit for Passive Optical Network Applications," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 18, no. 22, pp. 2392–2394, 2006.
- [168] C. Sciancalepore *et al.*, "Low-crosstalk fabrication-insensitive echelle grating demultiplexers on silicon-on-insulator," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 27, no. 5, pp. 494–497, 2015.
- [169] M. Kaschel, F. Letzkus, J. Butschke, P. Skwierawski, M. Schneider, and M. Weber, "Echelle grating for silicon photonics applications: integration of electron beam lithography in the process flow and first results," *Proc. SPIE*, vol. 9891, p. 98911V, 2016.

- [170] J. Brouckaert, W. Bogaerts, S. Selvaraja, P. Dumon, R. Baets, and D. Van Thourhout, "Planar concave grating demultiplexer with high reflective bragg reflector facets," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 20, no. 4, pp. 309–311, 2008.
- [171] "Lumerical, Stack." [Online]. Available: [https://kb.lumerical.com/solvers\\_stack\\_optical\\_solver.html](https://kb.lumerical.com/solvers_stack_optical_solver.html).
- [172] D. Chowdhury, "Design of low-loss and polarization-insensitive reflection grating-based planar demultiplexers," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 6, no. 2, pp. 233–239, 2000.
- [173] C. Sciancalepore *et al.*, "O-band echelle grating demultiplexers on SiNOI featuring low-loss and reduced thermal sensitiveness," *Proc. SPIE*, no. February, 2018.
- [174] S. Pathak, P. Dumon, D. Van 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, 2014.
- [175] M. K. Smit, "New focusing and dispersive planar component based on an optical phased array," *Electron. Lett.*, vol. 24, no. 7, p. 385, 1988.
- [176] C. Dragone, "Efficient NxN star coupler based on fourier optics," *Electron. Lett.*, vol. 24, no. 15, pp. 942–944, 1988.
- [177] N. Ismail *et al.*, "Improved arrayed-waveguide-grating layout avoiding systematic phase errors," *Opt. Express*, vol. 19, no. August, pp. 8781–8794, 2011.
- [178] M. K. Smit and C. Van Dam, "PHASAR-based WDM-devices: Principles, design and applications," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 2, no. 2, pp. 236–250, 1996.
- [179] S. Pathak, D. Van Thourhout, and W. Bogaerts, "Design trade-offs for silicon-on-insulator-based AWGs for (de)multiplexer applications," *Opt. Lett.*, vol. 38, no. 16, p. 2961, 2013.
- [180] C. Van Dam *et al.*, "Loss reduction for phased-array demultiplexers using a double etch technique," *OSA*, pp. 52–56, 1996.
- [181] J. H. Den Besten *et al.*, "Low-loss, compact, and polarization independent PHASAR demultiplexer fabricated by using a double-etch process," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 14, no. 1, pp. 62–64, 2002.
- [182] P. J. Bock *et al.*, "Sub-wavelength grating mode transformers in silicon slab waveguides," *Opt. Express*, vol. 17, no. 21, pp. 19120–33, 2009.
- [183] H. Takaishi, S. Suzuki, K. Kato, and I. Nishi, "Arrayed-Waveguide Grating for Wavelength Division Multi/Demultiplexer With Nanometre Resolution," *Electron. Lett.*, vol. 26, no. 2, pp. 87–88, 1990.
- [184] H. Takahashi, Y. Hibino, and I. Nishi, "Polarization-insensitive arrayed-waveguide grating wavelength multiplexer on silicon," *Opt. Lett.*, vol. 17, no. 7, pp. 499–501, 1992.
- [185] Y. Inoue *et al.*, "Polarization Mode Converter With Polyimide Half Waveplate in Silica-Based Planar Lightwave Circuits," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 6, no. 5, pp. 626–628, 1994.
- [186] C. R. Doerr, L. Chen, L. L. Buhl, and Y. Chen, "Eight-Channel SiO / Si N / Si / Ge CWDM Receiver," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 23, no. 17, pp. 1201–1203, 2011.
- [187] Y. Inoue, M. Itoh, Y. Hashizume, Y. Hibino, a. Sugita, and a. Himeno, "Novel birefringence compensating AWG design," *OFC 2001. Opt. Fiber Commun. Conf.*, vol. 3, pp. 4–6, 2001.
- [188] M. R. Amersfoort *et al.*, "Phased-array wavelength demultiplexer with flattened wavelength response," *Elec. Lett.*, 2017.

- [189] P. Demeester *et al.*, "Phased-array wavelength demultiplexer with flattened wavelength response," *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 4, pp. 300–302, 1994.
- [190] Y. Doi *et al.*, "Flat and high responsivity CWDM photoreceiver using silica-based AWG with multimode output waveguides," *Electron. Lett.*, vol. 39, no. 22, 2003.
- [191] A. Rigny, A. Bruno, and H. Sik, "Double-Phased Array for a Flattened Spectral Response," *IEEE*, no. 448, p. 79-82 Vol.4, 1997.
- [192] Y. P. Ho, H. Li, and Y. J. Chen, "Flat channel-passband-wavelength multiplexing and demultiplexing devices by multiple-rowland-circle design," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 9, no. 3, pp. 342–344, 1997.
- [193] M. R. Amersfoort, J. B. D. Soole, H. P. LeBlanc, N. C. Andreadakis, A. Rajhel, and C. Caneau, "Passband broadening of integrated arrayed waveguide filters using multimode interference couplers," *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 5, pp. 449–451, 1996.
- [194] S. Pathak, M. Vanslebrouck, P. Dumon, D. Van Thourhout, and W. Bogaerts, "Optimized silicon awg with flattened spectral response using an MMI aperture," *J. Light. Technol.*, vol. 31, no. 1, pp. 87–93, 2013.
- [195] T. Shibata, S. Kamei, T. Kitoh, T. Tanaka, and M. Kohtoku, "Compact and low insertion loss (approximately 1.0 dB) Mach-Zehnder interferometer-synchronized arrayed-waveguide grating multiplexer with flat-top frequency response.," *Opt. Express*, vol. 16, no. 21, pp. 16546–16551, 2008.
- [196] S. Kamei, T. Kitoh, T. Goh, A. Mori, and H. Takahashi, "Low-loss, wide and low-ripple passband arrayed-waveguide grating with tandem MZI-synchronized configuration," *2009 35th Eur. Conf. Opt. Commun.*, vol. 2009–Suppl, pp. 5–6, 2009.
- [197] N. Juhari, P. Susthitha Menon, A. A. Ehsan, S. Shaari, A. Jalar, and B. Y. Majlis, "Performance on optical properties of AWG based on SOI demultiplexer and receiver sensitivity in CWDM system," *2nd Int. Conf. Comput. Commun. Control Technol.*, pp. 157–161, 2015.
- [198] P. Pan *et al.*, "Compact 4-channel AWGs for CWDM and LAN WDM in data center monolithic applications," *Opt. Laser Technol.*, vol. 75, pp. 177–181, 2015.
- [199] J.-G. Pyo *et al.*, "Investigation of 18-channel CWDM arrayed waveguide grating with silica-based waveguide," *Opt. Eng.*, vol. 55, no. 8, p. 087110, 2016.
- [200] "Yilut, PLC AWG." [Online]. Available: <http://www.yilut.com/en/products/athermalawg/710.html%0A>. [Accessed: 27-Mar-2019].
- [201] "Wayoptics, PLC AWG." [Online]. Available: <http://www.wayoptics.com/en/product/product3.php%0A>. [Accessed: 27-Mar-2019].
- [202] "H2020, COSMICC." [Online]. Available: <http://www.h2020-cosmicc.com/>.
- [203] T. H. Maiman, "Stimulated Optical Radiation in Ruby," *Nature*, vol. 187, 1960.
- [204] R. J. Collins, D. F. Nelson, A. L. Schawlow, W. Bond, C. G. B. Garrett, and W. Kaiser, "Coherence, narrowing, directionality, and relaxation oscillations in the light emission from ruby," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 5, no. 7, pp. 303–305, 1960.
- [205] P. A. Franken, A. E. Hill, C. W. Peters, and G. Weinreich, "Generation of optical harmonics," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 7, no. 4, 1961.
- [206] R. W. Boyd, *Nonlinear optics, third edition*. a, 2008.
- [207] C. Lundström *et al.*, "Fiber optic parametric amplifier with 10-dB net gain without pump

- dithering," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 25, no. 3, pp. 234–237, 2013.
- [208] D. Y. Oh, D. Sell, H. Lee, K. Y. Yang, S. A. Diddams, and K. J. Vahala, "Supercontinuum generation in an on-chip silica waveguide," *Opt. Lett.*, vol. 39, no. 4, pp. 1046–1048, 2014.
- [209] D. Duchesne *et al.*, "Efficient self-phase modulation in low loss, high index doped silica glass integrated waveguides," *Opt. Express*, vol. 17, no. 3, p. 1865, 2009.
- [210] X. Gai, S. Madden, D. Choi, D. Bulla, and B. Luther-davies, "Dispersion engineered Ge<sub>11.5</sub>As<sub>24</sub>Se<sub>64.5</sub> nanowires with a nonlinear parameter of 136Wm at 1550nm," *Opt. Express*, vol. 18, no. 18, pp. 9314–9322, 2010.
- [211] J. J. Wathen, P. Apiratikul, C. J. K. Richardson, G. A. Porkolab, G. M. Carter, and T. E. Murphy, "Efficient continuous-wave four-wave mixing in bandgap-engineered AlGaAs waveguides," *Opt. Lett.*, vol. 39, no. 11, pp. 3161–3164, 2014.
- [212] H. K. Tsang and Y. Liu, "Nonlinear optical properties of silicon waveguides," *Semic. Science and Tech.*, vol. 23, 2008.
- [213] C. Grillet *et al.*, "Amorphous silicon nanowires combining high nonlinearity, FOM and optical stability," *Opt. Express*, vol. 20, no. 20, pp. 22609–22615, 2012.
- [214] D. T. H. Tan, K. Ikeda, P. C. Sun, and Y. Fainman, "Group velocity dispersion and self phase modulation in silicon nitride waveguides," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 96, no. 6, pp. 6–8, 2010.
- [215] J. S. Levy, A. Gondarenko, M. A. Foster, A. C. Turner-Foster, A. L. Gaeta, and M. Lipson, "CMOS-compatible multiple-wavelength oscillator for on-chip optical interconnects," *Nat. Photonics*, vol. 4, no. 1, pp. 37–40, 2010.
- [216] M. H. P. Pfeiffer *et al.*, "Photonic Damascene Process for Integrated High-Q Microresonator Based Nonlinear Photonics," *Optica*, vol. 3, no. 1, pp. 1–6, 2015.
- [217] X. Xue *et al.*, "Thermal tuning of Kerr frequency combs in silicon nitride microring resonators," *Opt. Express*, vol. 24, no. 1, p. 687, 2016.
- [218] H. Guo *et al.*, "Mid-infrared frequency comb via coherent dispersive wave generation in silicon nitride nanophotonic waveguides," *Nat. Photonics*, vol. 12, no. 6, pp. 330–335, 2018.
- [219] H. El Dirani *et al.*, "Crack-free silicon-nitride-on-insulator nonlinear circuits for continuum generation in the c-band," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 30, no. 4, pp. 355–358, 2018.
- [220] X. Liu *et al.*, "Octave-spanning supercontinuum generation in a silicon-rich nitride waveguide," *Opt. Lett.*, vol. 41, no. 12, pp. 1–4, 2016.
- [221] H. Zhao *et al.*, "Visible-to-near-infrared octave spanning supercontinuum generation in a silicon nitride waveguide," *Opt. Lett.*, vol. 40, no. 10, pp. 2177–2180, 2015.
- [222] J. P. Epping *et al.*, "On-chip visible-to-infrared supercontinuum generation with more than 495 THz spectral bandwidth," *Opt. Express*, vol. 23, no. 15, p. 19596, 2015.
- [223] J. M. C. Boggio, T. Fremberg, R. Eisermann, R. Haynes, L. Zimmermann, and M. M. Roth, "Dispersion Flattened Silicon Nitride Waveguide for Supercontinuum Generation," *OSA*, vol. 1, pp. 3–4, 2014.
- [224] L. I. W. Ang *et al.*, "Nonlinear silicon nitride waveguides based on a PECVD deposition platform," *Opt. Express*, vol. 26, no. 8, pp. 9645–9654, 2018.
- [225] M. A. W. P. Uckett *et al.*, "Observation of second-harmonic generation in silicon nitride waveguides through bulk nonlinearities," *Opt. Express*, vol. 24, no. 15, pp. 597–607, 2016.
- [226] J. S. Levy, M. A. Foster, A. L. Gaeta, and M. Lipson, "Harmonic generation in silicon nitride

- ring resonators," *Opt. Express*, vol. 19, no. 12, pp. 4881–4887, 2011.
- [227] R. R. Alfano and S. L. Shapiro, "Observation of Self-Phase Modulation and Small-Scale Filaments in Crystals and Glasses," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 24, no. 11, 1970.
- [228] C. Lin and R. H. Stolen, "New nanosecond continuum for excited-state spectroscopy," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 28, no. 4, pp. 216–218, 1976.
- [229] O. Boyraz, T. Indukuri, and B. Jalali, "Self-phase-modulation induced spectral broadening in silicon waveguides," *Opt. Express*, vol. 12, no. 5, p. 829, 2004.
- [230] M. A. Foster, A. L. Gaeta, M. Lipson, J. S. Levy, R. Halir, and Y. Okawachi, "Ultrabroadband supercontinuum generation in a CMOS-compatible platform," *Opt. Lett.*, vol. 37, no. 10, p. 1685, 2012.
- [231] A. R. Johnson *et al.*, "Octave-spanning coherent supercontinuum generation in a silicon nitride waveguide," *Opt. Lett.*, vol. 40, no. 21, p. 5117, 2015.
- [232] T. Wang *et al.*, "Supercontinuum generation in bandgap engineered, back-end CMOS compatible silicon rich nitride waveguides," *Laser Photonics Rev.*, vol. 9, no. 5, pp. 498–506, 2015.
- [233] Y. Kodama and A. Hasegawa, "Nonlinear Pulse Propagation in a Monomode Dielectric Guide," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 23, no. 5, pp. 510–524, 1987.
- [234] J. M. Dudley, G. Genty, and S. Coen, "Supercontinuum generation in photonic crystal fiber," *Rev. Mod. Phys.*, vol. 78, no. 4, pp. 1135–1184, 2006.
- [235] P. K. A. Wai, C. R. Menyuk, Y. C. Lee, and H. H. Chen, "Nonlinear pulse propagation in the neighborhood of the zero-dispersion wavelength of monomode optical fibers," *Opt. Lett.*, vol. 11, no. 7, p. 464, 2008.
- [236] Y. Okawachi, K. Saha, J. S. Levy, Y. H. Wen, M. Lipson, and A. L. Gaeta, "Octave-spanning frequency comb generation in a silicon nitride chip," *ArXiv*, pp. 2–4, 2011.
- [237] D. R. Carlson *et al.*, "Self-referenced frequency combs using high-efficiency silicon-nitride waveguides," *ArXiv*, pp. 1–8, 2017.

# Publications & communications

## Publications dans des revues

Daniel Benedikovic, Carlos Alonso-Ramos, Diego Pérez-Galacho, **Sylvain Guerber**, Vladyslav Vakarin, Guillaume Marcaud, Xavier Le Roux, Eric Cassan, Delphine Marris-Morini, Pavel Cheben, Frédéric Boeuf, Charles Baudot and Laurent Vivien, "L-shaped fiber-chip grating couplers with high directionality and low reflectivity fabricated with deep UV lithography", *Optics Letters* Vol. 42, No. 17, pp 3439-3442, August 2017.

Simone. Iadanza, Andrey P. Bakoz, Praven J.K. Singaravelu, Danilo Panettieri, Sebastian A. Schulz, Ganga C.R. Devarapu, **Sylvain Guerber**, Charles Baudot, Frédéric Boeuf, Stephen Hegarty and Liam O'Faolain, "Thermally Stable Hybrid Cavity Laser Based on Silicon Nitride Gratings", *Applied Optics* Vol. 57, No. 22, pp E218-E223, July 2018.

**Sylvain Guerber**, Carlos Alonso-Ramos, Daniel Benedikovic, Elena Durán-Valdeiglesias, Xavier Le Roux, Nathalie Vulliet, Eric Cassan, Delphine Marris-Morini, Charles Baudot, Frédéric Boeuf and Laurent Vivien, "Broadband polarization beam splitter on a silicon nitride platform for O-band operation", *Photonics Technology Letters, IEEE*, Vol. 30, No. 19, pp. 1679-1682, October 2018.

Michele Calvo, **Sylvain Guerber**, Guillaume Beaudin, Michael Canva, Pedro Rojo Romeo, Charles Baudot, Frederic Boeuf, Paul G Charette, Regis Orobtcouk and Stephane Monfray, "Ring resonator designed for biosensing applications manufactured on 300 nm SOI in an industrial environment", *Japanese Journal of Applied Physics*, Vol. 58, April 2019.

## Conférences

Charles Baudot, Maurin Douix, **Sylvain Guerber**, Sébastien Crémer, Nathalie Vulliet, Jonathan Planchot, Romuald Blanc, Laurène Babaud, Carlos Alonso-Ramos, Daniel Benedikovich, Diego Pérez-Galacho, Sonia Messaoudène, Sébastien Kerdiles, Pablo Acosta-Alba, Catherine Euvrard-Colnat, Eric Cassan, Delphine Marris-Morini, Laurent Vivien and Frédéric Boeuf, "Developments in 300nm silicon photonics using traditional CMOS fabrication methods and materials", 63rd International Electron Devices Meeting, IEEE, focus sessions, San Francisco, USA, December 2017.

**Sylvain Guerber**, Carlos Alonso-Ramos, Diego Perez-Galacho, Xavier Leroux, Nathalie Vulliet, Sébastien Crémer, Delphine Marris-Morini, Frédéric Boeuf, Laurent Vivien and Charles Baudot, "Design and Integration of an O-band Silicon Nitride AWG for CWDM Applications", 14th International Conference on Group IV Photonics, IEEE, Berlin, Germany, August 2017.

Charles Baudot, Sébastien Crémer, Nathalie Vulliet, Maurin Douix, **Sylvain Guerber**, Antonio Fincato, Delphine Morini, Laurent Vivien, Philippe Boucaud, Ségolène Olivier, Sylvie Menezo, Christophe Kopp, Bertrand Szelag, Melchiorre Bruccoleri, Guido Chiareti, Guang-Hua Duan, Anthony Martinez, Richard Pitwon, Tobias Lamprecht, Maurizio Zuffada, Frédéric Boeuf, "Advanced R&D addressing future trends in integrated silicon photonics", *Photonics West, SPIE Proceedings 10109*, San Francisco, USA, February 2017.

Michele Calvo, **Sylvain Guerber**, Guillaume Beaudin, Michael Canva, Charles Baudot, Frederic Boeuf, Stéphane Monfray, Régis Orobtcouk and Paul Charette, "Silicon Nitride ring

resonator for biosensing fabricated on 300mm SOI industrial environment”, 20th Photonics North Conference, IEEE, Quebec city, Quebec, July 2018.

Michele Calvo, **Sylvain Guerber**, Guillaume Beaudin, Michael Canva, Charles Baudot, Frederic Boeuf, Régis Orobtcouk, Paul Charette and Stéphane Monfray, “Ring Resonator Designed for Biosensing Applications Manufactured on 300 mm SOI in an Industrial Environment”, 50th International Conference on Solid State Devices and Materials, Tokyo, Japan, September 2018.

Daniel Benedikovic, Carlos Alberto Alonso-Ramos, **Sylvain Guerber**, Diego Pérez-Galacho, Vladyslav Vakarin, Guillaume Marcaud, Xavier Le Roux, Eric Cassan, Delphine Marris-Morini, Pavel Cheben, Frederic Boeuf, Charles Baudot, and Laurent Vivien, “Low-loss grating-coupled optical interfaces for large-volume fabrication with deep-ultraviolet optical lithography”, Photonics Europe, SPIE Proceedings 10686, Strasbourg, France, May 2018.

**Sylvain Guerber**, Carlos Alonso-Ramos, Daniel Benedikovic, Diego Perez-Galacho, Xavier Le Roux, Nathalie Vulliet, Sébastien Crémer, Laurène Babaud, Jonathan Planchot, Daniel Benoit, Paul Chantraine, François Leverd, Delia Ristoiu, Philippe Grosse, Delphine Marris-Morini, Laurent Vivien, Charles Baudot and Frédéric Boeuf, “Integrated SiN on SOI dual photonic devices for advanced datacom solutions”, Photonics Europe, SPIE Proceedings 10686, Strasbourg, France, May 2018.

Carlos A. Alonso-Ramos, Daniel Benedikovich, Diego Pérez-Galacho, **Sylvain Guerber**, Vladyslav Vakarin, Guillaume Marcaud, Xavier Le Roux, Eric Cassan, Delphine Marris-Morini, Pavel Cheben, Frédéric Boeuf, Charles Baudot and Laurent Vivien, “High-directionality L-shaped fiber-chip grating couplers realized in 300-mm silicon-on-insulator platform with deep-ultraviolet lithography”, Photonics West Opto, SPIE Proceedings 10535, San Francisco, USA, February 2018.

Elena Durán-Valdeiglesias, Carlos Alonso-Ramos, **Sylvain Guerber**, Dorian Oser, Xavier Le Roux, Daniel Benedikovic, Nathalie Vulliet, Eric Cassan, Delphine Marris-Morini, Charles Baudot, Frédéric Boeuf and Laurent Vivien, “Dual-polarization O-band silicon nitride Bragg filters with high extinction ratio”, European Conference on Integrated Optics, Valencia, Spain, May 2018.

Charles Baudot, Maurin Douix, **Sylvain Guerber**, Sébastien Crémer, Nathalie Vulliet, Jonathan Planchot, Romuald Blanc, Laurène Babaud, Carlos Alonso-Ramos, Diego Pérez-Galacho, Sonia Messaoudène, Sébastien Kerdiles, Daniel Benedikovic, Catherine Euvard-Colnat, Eric Cassan, Delphine Marris-Morini, Laurent Vivien, Pablo Acosta-Alba and Frédéric Boeuf, “Advanced solutions in silicon photonics using traditional fabrication methods and materials of CMOS technologies”, Photonics West Opto, SPIE Proceedings 10537, San Francisco, USA, February 2018.

Charles Baudot, Ismael Charlet, Maurin Douix, **Sylvain Guerber**, Sebastien Crémer, Nathalie Vulliet, Jonathan Planchot, Romuald Blanc, Laurène Babaud, Carlos Alonso-Ramos, Daniel Benedikovich, Sonia Messaoudène, Sebastien Kerdiles, Pablo Acosta-Alba, Catherine Euvrard-Colnat, Eric Cassan, Delphine Marris-Morini, Laurent Vivien and Frédéric Boeuf, “Developments in 300mm Low-Power Si Capacitive Modulators”, European Conference on Integrated Optics, Valencia, Spain, May 2018.

John Rönn, Weiwei Zhang, Anton Autere, Xavier Le Roux, Elena Durán-Valdeiglesias, Lasse Pakarinen, Charles Baudot, **Sylvain Guerber**, Frédéric Boeuf, Carlos Alonso-Ramos, Antti Säynätjoki, Laurent Vivien, Eric Cassan and Zhipei Sun, “On-chip optical amplification at C-band in silicon nitride slot waveguides”, Photonics Europe, SPIE, Strasbourg, France, May 2018.

Alicia Ruiz-Caridad, Guillaume Marcaud, Joan Manel Ramírez, Ludovic Largeau, Thomas Maroutian, Sylvia Matzen, Carlos Alonso-Ramos, Guillaume Agnus, **Sylvain Guerber**, Charles Baudot, Frédéric Boeuf, Vladyslav Vakarin, Elena Duran-Valdeiglesias, Eric Cassan, Delphine Marris-Morini, Philippe Lecoeur and Laurent Vivien, "Optical gain evaluation on rare-earth doped Yttria-stabilized zirconia for hybrid integration on silicon photonics platforms", Optics+Optoelectronics, Proceedings 11031-25, Prague, Czech republic, April 2019.

Daniel Benedikovic, Mathias Berciano, Carlos Alonso-Ramos, Xavier Le Roux, **Sylvain Guerber**, Guillaume Marcaud, Vladyslav Vakarin, Diego Pérez-Galacho, Eric Cassan, Delphine Marris-Morini, Pavel Cheben, Charles Baudot, Frédéric Boeuf and Laurent Vivien, "Enhanced performance of integrated silicon nanophotonic devices engineered by subwavelength grating structures", Optics+Optoelectronics, Proceedings 11031-2, Prague, Czech Republic, April 2019.

Alicia Ruiz-Caridad, Guillaume Marcaud, Joan Manel Ramirez, Ludovic Largeau, Thomas Maroutian, Sylvia Matzen, Carlos Alonso-Ramos, Guillaume Agnus, **Sylvain Guerber**, Charles Baudot, Frederic Boeuf, Vladyslav Vakarin, Elena Duran-Valdeiglesias, Eric Cassan, Delphine Marris-Morini, Philippe Lecoeur and Laurent Vivien, "Erbium-doped Yttria-stabilized Zirconia thin layers for photonic applications", ECIO, Ghent, Belgium, April 2019.

Daniel Benedikovic, Carlos Alonso-Ramos, **Sylvain Guerber**, Vladyslav Vakarin, Guillaume Marcaud, Xavier Le Roux, Pavel Cheben, Éric Cassan, Delphine Marris-Morini, Frederic Boeuf, Charles Baudot, and Laurent Vivien, "L-shaped grating couplers engineered with subwavelength metamaterial for sub-decibel coupling loss", ECIO, Ghent, Belgium, April 2019.

## Brevets

**Sylvain Guerber**, Charles Baudot, Florian Domengie, "Optical coupling device with a wide bandwidth and reduced power losses", n° FR3063151, n°US20180239088A1

**Sylvain Guerber**, Charles Baudot, "Suppression of parasitic signals in Silicon Nitride waveguides"

**Sylvain Guerber**, Charles Baudot, "Light signal absorber in Silicon Nitride integrated waveguides"

Charles Baudot, **Sylvain Guerber**, Patrick Le Maitre, "High efficiency parasitic signal filter"