Coherent transceivers integrating III-V on silicon lasers for 400 Gbit/s transmissions

Hajar Elfaiki

▶ **To cite this version:**

Hajar Elfaiki. Coherent transceivers integrating III-V on silicon lasers for 400 Gbit/s transmissions. Optics [physics.optics]. Université Paris-Saclay, 2020. English. NNT : 2020UPASO003 . tel-03015051

HAL Id: tel-03015051
https://pastel.hal.science/tel-03015051

Submitted on 19 Nov 2020

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

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

Thèse de doctorat

NNT : 2020UPASO003

université PARIS-SACLAY

Transceivers cohérents (PDM-IQ) intégrant des lasers et des amplificateurs en III-V sur silicium pour les transmissions à 400 Gb/s

Thèse de doctorat de l'université Paris-Saclay

École doctorale n°572 : ondes et matières (EDOM)

Spécialité de doctorat : Physique

Unité de recherche : Université Paris-Saclay, Institut d'Optique Graduate School, CNRS, Laboratoire Charles Fabry, 91127, Palaiseau, France.

Référent : Institut d'Optique Graduate School

Thèse présentée et soutenue à Palaiseau, le 22/04/2020, par

Hajar ELFAIKI

Composition du Jury

Delphine MARRIS-MORINI Professeur, C2N	Présidente
Maria-Pilar BERNAL Directrice de recherche, FEMTO-ST, CNRS (HDR)	Rapportrice & Examinatrice
Yannick DUMEIGE Maître de Conférences, Foton, CNRS (HDR)	Rapporteur & Examinateur
Daniel DOLFI Directeur de recherche, Thales R&T	Examinateur
Ségolène OLIVIER Directrice de recherche, CEA Leti	Examinatrice
Henri BENISTY Professeur, LCF	Directeur de thèse & Examinateur
Christophe CAILLAUD Ingénieur de recherche, III-V Lab	Co-Encadrant & Examinateur
Duan GUANG-HUA Directeur général, 3SPhotonics	Invité
Elie AWWAD Professeur associé, Télécom Paris	Invité

Résumé

Hajar ELFAIKI

Transceivers cohérents (PDM-IQ) intégrant des lasers et des amplificateurs en III-V sur silicium pour les transmissions à 400 Gb/s

Les transmetteurs cohérents se sont imposés dans les systèmes de transmission longue distance sur fibres optiques depuis une dizaine d'année du fait de l'explosion du trafic de données. Les fibres sont aujourd'hui introduites dans les réseaux métropolitains et les connections entre data-centers. Actuellement, les recherches sont très actives pour développer des émetteurs et des récepteurs cohérents intégrés à faible coût, faible consommation électrique et petite taille, avec des annonces régulières de nouveaux records en termes de densité d'intégration et de capacité de transmission. Cette thèse s'inscrit pleinement dans ce contexte de développement de circuit photoniques intégrés dans le cadre des applications en télécommunications optiques.
Le sujet de cette thèse porte particulièrement sur les transmetteurs cohérents à diversité de polarisation intégrant des matériaux III-V et des modulateurs silicium pour les applications de transmission cohérente à 400 Gb/s et au-delà. Le signal émis par un laser accordable en mode TE (Transverse Électrique) est séparé dans deux bras, puis chacun est modulé par un modulateur de phase basé sur des interféromètres Mach-Zehnder (MZ) intégrés, générant 4 symboles déphasés de 90° (IQ). Le signal modulé est amplifié par un amplificateur optique à semi-conducteurs (Semiconductor Optical Amplifier : SOA). Un rotateur de polarisation est intégré en sortie d'un des deux MZ, afin de convertir le mode TE en mode TM (Transverse Magnétique). Un combinateur de polarisation est ensuite utilisé pour obtenir le signal multiplexé en polarisation (TE + TM). Ce schéma permet de multiplier au moins par 4 le débit des transmissions. Les travaux de recherche de cette thèse sont articulés selon trois axes : 1) Réalisation de lasers largement accordables pour l'émetteur IQ ; 2) Conception et réalisation de modulateurs de phase innovants ; 3) Conception et réalisation de transceivers cohérents complets avec émetteur et récepteur intégrés sur une même puce.

Acknowledgements

Je tiens à remercier Dominique Chiaroni et Romain Cotillard pour m'avoir motivée et encouragée de me lancer dans le parcours d'une thèse de doctorat.

Je souhaiterais remercier Guang-Hua Duan, pour m'avoir recrutée au sein du III-V Lab, et pour avoir encadré les 6 premiers mois très riches de ma thèse.

Ma gratitude va à Henri Benisty pour avoir été un directeur de thèse exemplaire et pour avoir partagé avec moi son savoir très précieux, et d'avoir su me soutenir à chaque moment difficile avec beaucoup de positivité.

Je suis très reconnaissante envers Christophe Caillaud pour avoir pris avec beaucoup de responsabilité la suite de mon encadrement de thèse, pour sa présence précieuse et pour l'expérience technique très riche qu'il m'a transmise.

Je remercie Mohand Achouche, Jean-Pierre Hamaide, et Pascale Nouchi, en tant que corps directeur du III-V Lab, ils m'ont supportée avec une très bonne énergie et m'ont beaucoup encouragée.

Je remercie beaucoup Alexandre Shen pour son soutien technique et humain tout au long de la thèse.
Je remercie Joan Ramirez et Alessandro Aimone, pour avoir amené une très bonne énergie dans l'équipe et pour m'avoir beaucoup soutenue techniquement et moralement à la fin de la thèse.

Je remercie Jean-Guy Provost, et Fabrice Blache, pour avoir été les piliers du laboratoire, avec énormément de soutien, de disponibilité et une atmosphère de sérénité.
Je salue Harry Gariah, Dalila Make et Karim Mekhazni, pour leurs doigts de fée et leurs idées brillantes pour conditionner les puces dans les meilleures conditions de test.
Je remercie Catherine Fortin pour ses traitements anti-reflets et pour avoir été une très bonne amie.

Ma gratitude va à Delphine Néel, pour m'avoir formée aux process technologiques, ainsi qu'à Christophe Jany, Dalila Make, et Geneviève Glastre, pour leurs efforts en fabrication et pour leurs retours constructifs au cours de la conception des masques.
Je suis très reconnaissante envers Alexandre Lucien Garreau pour son rôle

éducateur, que ce soit en initiation en salle blanche ou en conseil de vie.
Je remercie l'équipe d'épitaxie, en particulier : Jean Decobert, Arnaud Wilk, Nicolas Vaissière et Claire Besançon, pour la qualité de leurs épitaxies, et pour leur persévérance et leurs efforts.

Un immense merci à nos collègues à Grenoble : Karim Hassan, Ségolène Olivier, Christophe Jany et Stéphane Malhouitre, pour leurs efforts en fabrication, leur très belle collaboration et leur ouverture aux discussions à chaque besoin.

Je remercie Elie Awwad pour sa collaboration inestimable et pour son sérieux support jusqu'au dernier jour de la thèse.
Je remercie tous nos autres collègues coté Nokia, en particulier Patrick Brindel.

Je salue Frederic Van Dijk pour avoir été un très bon leader même si j'étais hors de sa ligne hiérarchique.
Je remercie François Duport pour sa bonne compagnie technique et humaine et pour sa passion pour la science.

Je remercie Alexandre Delga pour ses conseils très précieux, techniques et humains, et pour avoir été un très bon exemple de partage de savoir.
Je remercie Jean-Luc Reverchon pour sa sympathie et pour son ouverture d'esprit.

Je remercie le service informatique : Olivier Touche, Milad Zerimeche et Virginie Trinité qui m'ont offert les meilleures conditions de travail avec beaucoup de sympathie.

Je remercie Pascale Tefaine et Marilyne Beguet pour leur support administratif toujours avec gentillesse, et pour leur disponibilité.

Mercis mille fois à mes co-bureau : Inès Ghorbel, Antonin Gallet, Théo Verolet, Pierre Fanneau de La Horie et Thomas Poletti. Nous avons noué une amitié formidable, avec beaucoup d'échanges riches, une compétition très positive, et plein de rires.
Je remercie Théo Lazuech pour son amitié de longue date et pour son soutien.
Je remercie les thésards qui m'ont précédée dans l'équipe photonique sur silicium, Xavier Pomarede et Guillaume Levaufre, pour leur héritage technique et pour l'amitié que nous avons développé par la suite.
Je remercie tous les autres thésards, apprentis et stagiaires du III-V Lab, avec qui nous avons passé des très bons moments, en particulier, Claire Besançon, Sylvain Boust, Andrzej Jankowski, Peppino Primiani, Romain Hersent, Barbara Lhuissier, Agnès Verdier, Raouia Rhazi, Gregory Quinchard, Kebede Tesema Atra, Nadia El Bondry et Sébastien Aroulanda.

Je remercie tous les membres du III-V Lab, pour avoir été des personnes remarquablement bonnes. Ça restera toujours pour moi un grand honneur d'avoir fait partie de cette famille pendant 3 ans.

Je remercie mes chers parents pour leur soutien, leur confiance, et pour tous leurs sacrifices.

Je remercie mes très chers Youssef et Rachida pour leur belle fraternité et pour avoir amené au monde la petite Meryam à une période très difficile pour nous prouver que la vie est très belle.

Je remercie mes chères sœurs qui ont su me soutenir avec enthousiasme même à quelques milliers de kilomètres.

Je remercie Yetkin pour son amour, pour sa passion pour la vie, et aussi pour son aide en python ;).

Table des matières

Résumé **i**

Acknowledgements **iii**

Introduction **1**
1 Contexte général 1
2 Objectifs 1

I Présentation des transmissions cohérentes **5**
1 Un sujet de thèse sur la ligne d'évolution des communications optiques 5
1.1 La révolution des télécommunications fibrées 5
1.2 Schéma global d'une transmission optique 8
1.3 Le WDM 9
1.4 Les transmissions cohérentes 10
2 Les transceivers cohérents réalisés à partir des circuits photoniques intégrés (PIC) 12
2.1 Le récepteur cohérent : coupable du déploiement tardif des transmissions cohérentes 13
2.2 Côté émetteurs 13
2.3 Les approches actuelles pour réaliser des transceivers cohérents 15
3 Intérêts d'intégrer les actifs dans les transceivers cohérents ? . 16
3.1 Des motivations industrielles en faveur de l'intégration des actifs 16
3.2 Le standard 400ZR : Le cohérent s'impose dans les interconnections de data-centers 17
3.3 Les différents formats de modulation permettant d'atteindre 400 Gb/s, et l'objectif de performances fixé dans cette thèse 19

II Le laser largement accordable : Une entente difficile mais nécessaire entre le III-V et le Si **21**
1 Les enjeux de l'intégration hétérogène III-V dans la plateforme Silicium d'un point de vue fabrication 21
1.1 Les différentes méthodes de collage 21
III-V sur SOI : collage moléculaire 22
III-V sur SOI liaison avec isolant 23
1.2 Nouvelle approche de re-croissance sur germe collée . 23
1.3 La structure verticale des composants actifs 25

Les guides SOI 25
Le choix de l'empilement de matériaux III-V 27
La transition du mode entre le Si et le III-V 29
1.4 La fabrication des structures actives III-V sur Si 30
2 Design et caractérisation de lasers largement accordables . . . 34
2.1 État de l'art et choix de thèse pour la conception de lasers largement accordables 34
Lasers accordables DBR 35
Lasers accordables à double-anneaux 37
2.2 Accent sur la conception des éléments passifs 38
Le filtre Vernier 38
Des miroirs de Sagnac à la place des miroirs habituels à réseaux de Bragg 43
2.3 Une accordabilité record de 90 nm 45
Mesures principales 45
Limites et discussion 47
2.4 Largeur de raie de l'oscillateur local intégré en III-V sur silicium 50
3 Conclusion 51

III Intégration de modulateurs **53**
1 Présentation et état de l'art des modulateurs IQ à base de Mach-Zehnder à effet électro-optique 54
1.1 Modulateur électro-optique 54
1.2 Les modulateurs Mach-Zehnder 57
1.3 L'état de l'art des modulateurs MZ selon les différentes technologies 58
2 Modulateurs travelling-wave segmentés 61
2.1 Théorie des modulateurs travelling-wave, et cas des lignes segmentées 62
2.2 Stratégie de simulation des modulateurs à électrodes segmentées 65
2.3 Exemple d'étude HF de modulateurs segmentés issus du projet SQ3B 66
Étude paramétrique de lignes métalliques segmentée non chargées 66
Étude de lignes segmentées incluant la jonction issues du projet SQ3B 67
3 Modulateurs issus de la plateforme DAPHNE de STM : Projet Merope / Thetis 70
3.1 Présentation de la conception 70
Mesures statiques 73
Mesures dynamiques 74
3.2 Émetteur PDM-IQ avec laser et modulateur intégrés : SQ3B 78
4 Modulateurs capacitifs en III-V sur silicium : Projet Picture H2020 79

4.1 Utilisation d'une jonction capacitive hybride III-V sur Silicium pour réaliser des modulateurs optiques 79
4.2 Présentation du projet H2020 PICTURE 82
4.3 Structure verticale des modulateurs capacitifs en III-V sur Si 82
Simulation du mode optique 85
Étude du circuit électrique équivalent 86
4.4 Conception de transceivers cohérents complets 90
5 Conclusion 92

IV Les récepteurs cohérents **95**
1 Architecture des récepteurs cohérents 95
2 État de l'art selon les différentes approches technologiques . . 96
3 Les records de transmission actuels 97
3.1 l'approche InP 97
3.2 L'approche Silicium pour résoudre le compromis intégration/coût de packaging 99
4 Conception de rotateurs de polarisation par couplage latéral . 101
5 Conception des MMI hybrides 90 104
5.1 Rappels théoriques 104
5.2 MMI Hybride 90 105
5.3 Conception et caractérisation 107
6 Récepteurs cohérents développés dans la plateforme industrielle de STM 111
Mesure de la responsivité nette du récepteur 113
Mesure de la bande passante des PD Ge-Si 115
mesure du déphasage statiques 117
Mesure de la constellation 118
7 Premiers récepteurs cohérents avec oscillateur local intégré en III-V sur silicium 120
7.1 Photodiodes intégrées dans le récepteur cohérent . . . 121
7.2 Test du laser intégré 122
7.3 Caractérisation du récepteur Cohérent complet 123
Mesure de la responsivité nette du récepteur 123
Mesure du déphasage statique 125
Mesure du diagramme de constellation 125
8 PDs rapides en III-V/Si pour une nouvelle génération de récepteurs PDM-IQ tout intégrés 128
8.1 Étude du circuit équivalent de PD III-V sur Si 128
8.2 Résultats de simulations HFSS des électrodes HF connectées aux PDs 128
8.3 Mesure de PDs complètes et extraction des circuits électriques équivalents 129
8.4 Mesure de la responsivité 134
8.5 Synthèse des performances des PDs à MPQ en III-V sur Si 135
9 Conclusion 137

V Conclusion **139**

A Emetteur PDM-IQ complet : Projet TIPS MIQ2 **143**

B Caractérisation de MMI de même longueur, mais de différentes largeurs **149**

Bibliographie **151**

Table des figures

1 Schéma d'un transceiver cohérent PDM-IQ dans une chaîne de transmission, avec l'émetteur cohérent à gauche générant une modulation QPSK pour chaque polarisation, une fibre avec des répéteurs assurant la transmission des deux polarisations modulées, et le récepteur cohérent à droite pour décoder le signal reçu. 3

I.1 Atténuation et dispersion dans une fibre optique 6
I.2 Évolution du produit BL (bitrates x distance séparant les répéteurs) en fonction des années. Les points rouges représentent les ruptures technologiques. L'arrivée de la fibre optique a marqué un nette accélération de la vitesse de croissance déjà exponentielle 7
I.3 Schéma simplifié d'une transmission longue distance par fibre optique 8
I.4 On mixe plusieurs longueurs d'onde différentes sur une seule fibre à l'aide d'un multiplexeur (MUX) et on les sépare à la sortie au moyen d'un démultiplexeur (DeMUX) 9
I.5 Formats de modulation utilisant la phase et l'amplitude pour améliorer l'éfficacité spectrale. (a) Amplitude Shift Keying (ASK), 1 bit/symbol. (b) Binary Phase Shift Keying (BPSK), 1 bit/symbol.(c) Quaternary Phadse Shift Keyin (QPSK), 2 bits/symbol. (d) 16 Qadrature Amplitude Modulation (16 QAM), 4 bits/symbol . 11
I.6 Efficacité spectrale obtenue avec différents formats de modulation avancés 12
I.7 Schéma détaillé de la composition d'un récepteur cohérent. Les composants entourés en bleu sont passifs, ils sont réalisés en silicium. Les composants roses sont actifs, ils sont réalisés en III-V, ils peuvent être intégrés ou pas dans la puce. Dans le cas des photodiodes (PDs), elles peuvent être en germanium ou en III-V. 14
I.8 Schéma détaillé de la composition d'un émetteur cohérent. . . 15
I.9 Comparison 16
I.10 Réseau inter, et intra centre de données 18
I.11 Facteurs de forme de l'émetteur-récepteur cohérent enfichable 400G. CFP : C form factor, OSFP : octal small form factor, QSFP-DD : quad small form factor double density 19
I.12 a) L'objectif 100 Gb/s à atteindre dans cette thèse, b) Les différents formats de modulation pour atteindre 400 Gbit/s 19

II.1 Collage de plaques III-V sur plaques SOI sur Silicium. 21

II.2 Formation de trous dans les couches III-V collées à cause de particules minces se trouvant sur la surface. 22
II.3 L'épaisseur d'oxyde après CMP n'est pas uniforme, elle peut varier entre 60 et 100 nm sur 4 pouces au centre de la plaque SOI. 23
II.4 Procédé de collage III-V/Si basé sur une membrane InPoSi. . . 24
II.5 Structure verticale des zones actives en III-V / Si. 25
II.6 Les 4 types de guides SOI de la plateforme technologique SOI 310 nm du CEA Leti. 26
II.7 Simulation du mode optique dans les différents guides SOI. . 26
II.8 Composition des matériaux ternaire et quaternaire III-V pour différents gaps et paramètres de mailles. 27
II.9 Épitaxie de matériaux III-V définissant les structures actives. . 28
II.10 Mesure de la photoluminescence d'une structure active. 29
II.11 Taper dans le guide silicium pour adapter la phase de l'onde dans le guide passif et actif. 29
II.12 Transfert du mode entre le silicium et le III-V, a) pour une épaisseur idéale de 80 nm, b) Pour une épaisseur de 120 nm donnant lieu à des oscillations non désirées entre les deux guides. 30
II.13 (1) Empilement des couches III-V collé sur Silicium après retrait du substrat. (2) Déposition d'un motif métallique qui sert de masque pour la gravure du guide actif. 31
II.14 Exemple de désalignement entre le guide Si et le guide III-V. . 31
II.15 Simulation de l'effet du désalignement du mode selon différente largeur de guide silicium le long du taper. 32
II.16 (3) Gravure sèche des couches ternaire et quaternaire, puis gravure chimique de 2 μ m d'InP dopé P. (4) Dépôt d'un masque dur en SiO_2 pour la gravure des multi-puits quantiques (MQW). 32
II.17 (5) Gravure sèche des 2/3 des MQW, et du reste à l'aide d'une gravure humide. (6) Gravure du mesa InP(N) pour pouvoir polariser la structure active avec des accès électriques arrivant du même côté que le contact P. 33
II.18 Etapes technologiques des zones actives en III-V sur Si. 34
II.19 Structure et fonctionnement d'un laser accordable DBR, d'après[34]. 36
II.20 Structure de DBR accordables avec réseaux de Bragg échantillonnés, d'après [34]. 36
II.21 Simulation du spectre de réflectivité d'un SSG-DBR, d'après [34]. 37
II.22 Design d'un laser accordable en III-V sur Silicium. 37
II.23 Transmission en puissance d'un filtre à double anneaux, pour un effet Vernier de 120 nm. 40
II.24 Zoom sur la résonance principale et définition des paramètres clés. 40
II.25 Cartographie des valeurs de SMSR en fonction de la longueur et du coefficient de couplage des anneaux. 41
II.26 Prise en compte de la condition de largeur du filtre (FWHM en nm) qui doit être inférieure à l'ISL FP de la cavité 41
II.27 Mesure d'un filtre Vernier de 120 nm. 42

II.28 Mesure de la température d'un anneau à 10 et à 30 mA de courant injecté. . . . 42
II.29 Vérification de l'absence de crosstalk thermique entre les deux anneaux. . . . 43
II.30 Comparaison de la réflectivité d'un miroir de Sagnac et d'un miroir de Bragg conçus pour une réflectivité de 10 % 44
II.31 Comportement multimodes souvent constaté pour les lasers à cavité en réseau de Bragg. . . . 45
II.32 Design du dispositif laser complet. . . . 45
II.33 Laser entièrement intégré avec une accordabilité de 90 nm qui fut un record en 2018. . . . 46
II.34 Caractérisation statique du laser. Seuil à 30 mA, et puissance de sortie de 9 mW après amplification avec un SOA intégré. . . . 46
II.35 Décalage vers le rouge de l'effet vernier. . . . 47
II.36 Effet de l'augmentation de la température sur le gap. . . . 48
II.37 Mesure de la température d'un SOA à 50 mA (seuil du laser) et à 150 mA de courant injecté. . . . 48
II.38 Effet de l'augmentation de la densité des porteurs sur le gap et sur le gain. . . . 49
II.39 Mesure de la largeur de raie en fonction de la puissance couplée dans la fibre. . . . 50

III.1 Schéma détaillé de la composition d'un émetteur cohérent. . . . 53
III.2 Les effets électro-optiques de variation d'indice 55
III.3 Principe de fonctionnement d'un modulateur MZ, dont un des bras subit une modulation électro-optique 58
III.4 a) Modulateur à électrodes "lumped". b) Modulateur à électrode "traveling-wave" 59
III.5 Etat de l'art des modulateurs Mach-Zehnder à onde progressive 60
III.6 Comparatif des modulateurs MZ pour différentes approches technologiques 61
III.7 Schéma électrique équivalent d'une ligne de transmission chargée sur une jonction p-n 62
III.8 Mesure des paramètres S_{22} et S_{11} électrique-électrique de modulateurs silicium à déplétion, a) connectés à un port 50 Ω, et b) connectés à un port 30 Ω. . . . 63
III.9 Comparaison des paramètres de conception entre une conception de lignes TW coplanaires. a) Lignes TW continues, b) Lignes TW segmentées 64
III.10 Aperçu du masque des lignes métalliques segmentées test . . . 66
III.11 Paramètres du segment changés lors de l'étude paramétrique 66
III.12 Comparaison des paramètres S mesurés et simulés de la ligne test de référence 67
III.13 Amplitude de variation paramètres S en fonction des variations des 4 paramètres, a) pour les simulations, et b) pour les mesures 68
III.14 Modélisation 3D sur le logiciel HFSS des modulateurs segmentés issus du projet SQ3B 68

III.15Vue de coupe du modulateurs, avec les paramètres des matériaux utilisés pour la simulation 69
III.16Paramètres S électrique-électique simulés et mesurés sur une ligne de 3 mm de long 69
III.17Structure verticale des modulateurs Merope et des passifs . . 71
III.18Schéma équivalent d'un modulateur MZ Merope 71
III.19Zoom sur la bouclette de rattrapage de phase placée périodiquement le long des lignes segmentées pour compenser le retard électro-optique 72
III.20Correction du retard de phase mesuré sur les modulateur MZ Merope grâce aux bouclettes en silicium 72
III.21Mesure de l'extinction d'un modulateur MZ en fonction du bias appliqué sur un des deux bras, sur le run 1 des modulateurs Merope 73
III.22Comparaison des caractéristiques $P(V)$ des runs 1 et 2 des modulateurs Merope 74
III.23Comparison des courbe P(V) des deux bras de MZ avec des guides Shallow-Rib ou Deep-Rib 75
III.24Bande passante mesurée d'un bras de MZ Merope 75
III.25Modulateurs silicium avec des trous creusés dans le substrat, présenté dans la publie, d'après [55] 76
III.26Mesure OOK à 32 Gbit/s, pour une longueur de mot à $2^{31}-1$ 77
III.27Etude du taux d'extinction (ER) de l'œil des modulateurs Merope en fonction, a) de la longueur d'onde, b) de la distance de transmission, c) de la température, et d) de la tension V_{pp} du signal électrique modulant 77
III.28Mesure du BER à 1550 nm 78
III.29Masque du modulateur PDM-IQ SQ3B, contenant un laser accordable et des SOAs intégrés en III-V / Si 79
III.30a) Jonction capacitive constituée d'un guide InGaAsP(n), et d'un guide Si(p), séparés par un oxyde fin (10 à 20 nm d'épaisseur). b) Calcul de l'accumulation des porteurs aux frontières de l'oxyde fin, sur une zone de $\sim$ 10 nm de part et d'autre de l'oxyde, appelée zone d'accumulation 80
III.31a) Comparaison de la variation d'indice en fonction de la densité des électrons dans le Si , l'InP, et l'inGaAsP. b) Comparaison des pertes d'absorption dues aux électrons entre le Si, l'InP, et l'InGaAsP, d'après [55] 81
III.32a) Comparaison de la variation d'indice en fonction de la densité des trous dans le Si , l'InP, et l'inGaAsP. b) Comparaison des pertes d'absorption dues aux trous entre le Si, l'InP, et l'InGaAsP, d'après [55] 81
III.33Présentation du masque du projet PICTURE basé sur le collage de 10 vignettes III-V de différentes épitaxies, avec une épaisseur de collage de 20 nm pour la réalisation de modulateurs capacitifs 83

III.34Structure Verticale du modulateur capacitif hybride en III-V sur Si pour le projet PICTURE runA 83
III.35étape de conception du modulateur électro-optique 84
III.36Simulation du confinement du mode optique dans la zone d'accumulation de charges dans le silicium et dans le III-V en fonction de largeur du guide silicium 85
III.37Simulation de la transmission d'un bras du modulateur capacitif en III-V sur Si. 86
III.38Cellule test consacrée à l'étude des modulateurs capacitifs en faisant varier la largeur du guide silicium pour changer le confinement dans la zone d'accumulation. 86
III.39Cellule test consacrée à l'étude des modulateurs capacitifs en faisant varier la longueur pour évaluer l'efficacité de modulation et les pertes d'insertion. 87
III.40Simulation des pertes dans le modulateur en fonction du $V_\pi L$ obtenu pour différentes configurations du guide hybride (dimension et dopage). 87
III.41Résistances prises en compte pour estimer la résistance totale des modulateurs capacitifs. 88
III.42Simulation HFSS du modulateur Picture 89
III.43Extraction de l'impédance caractéristique des modulateurs capacitifs 89
III.44Modulateurs capacitifs en segments reliés en série avec une ligne de trasmission 90
III.45Paramètre S électro-optiques des modulateurs capacitifs en segments 90
III.46Transceiver complet intégrant deux lasers accordables, source et oscillateur local, et 4 SOAs (dans la vignette rose), ainsi que des modulateurs capacitifs hybrides III-V sur Si et des photodiodes hybrides (dans la vignette à verte). 91

IV.1 Architecture globale d'un récepteur cohérent intégré. La partie entourée en bleu englobe les composants optiques des récepteurs, la partie entourée en rouge montre les étages d'électronique analogique et numérique nécessaires au fonctionnement du récepteur. Selon les approches technologiques l'intégration peut être poussée uniquement pour la partie optique, ou bien elle peut également s'appliquer aux TIA (Trans-Impedance Amplifiers) de la partie électrique dans le PIC récepteur cohérent. 95
IV.2 Fonction hybride 90, pour la combinaison interférométrique hétérodyne du signal et de l'oscillateur local avec les lois de phase idéales en sortie. 96
IV.3 Démodulation des phase I et Q à partir des signaux reçus par les 4 PD en sortie de l'hybride 90. 96
IV.4 État de l'art des composants intégrés dans un récepteur cohérent selon trois approches technologiques, en photonique sur silicium, en InP, ou en intégration hétérogène de III-V sur silicium étudiée dans cette thèse. 97

IV.5 Schéma et photo de l'émetteur cohérent à gauche et du récepteur cohérent à droite développés par l'entreprise Infinera, d'après [58]. 98
IV.6 Nombre de composants par PIC selon les trois approches d'intégration : en InP, en photonique sur silicium, et en intégration hétérogène III-V sur silicium, d'après [61]. 99
IV.7 Performance d'un récepteur cohérent en technologie photonique sur silicium développé par l'entreprise SiFotonics, d'après [63].100
IV.8 Performance d'un récepteur cohérent en technologie photonique sur silicium développé par l'entreprise Acacia, d'après [64].100
IV.9 Allure des principaux champs pour le cas quasi TE d'un guide rectangulaire, noter l'apparition des discontinuités dans la grande dimension. 101
IV.10 Design du rotateur et séparateur de polarisation dans une plateforme SOI. 102
IV.11 Hybridation modale dans un guide présentant une dissymétrie. Sur l'axe des abscisses, la première valeur indique la largeur du guide principal, et la valeur entre parenthèse indique la largeur du slab (rib) introduisant la dissymétrie. 102
IV.12 Paramètres d'optimisation de la conception d'un rotateur de polarisation dans le panneau (1), et d'un séparateur de polarisation dans le panneau (2). 103
IV.13 Résultats de simulation modale du rotateur séparateur de polarisation, pour une polarisation TM0 (en haut), et TE0 (en bas) injectées en entrée. 103
IV.14 Formation des images propres simples ou multiples à différentes intervalles périodiques d'un MMI 105
IV.15 MMI 4X4 avec une excitation envoyée dans l'entrée 3. 106
IV.16 Loi de phase pour les 4 sorties d'un MMI en fonction de ou des entrées excitées. 106
IV.17 Hybride 90 réalisé avec un MMI 4x4 avec le signal QPSK injecté dans l'entrée 1, et l'oscillateur local injecté dans l'entrée 3. 106
IV.18 Hybride 90 réalisé avec un MMI 2×4 à interférences restreintes [79].107
IV.19 Hybride 90 réalisé avec un MMI 2×4 taperisé à interférences restreintes [79]. 107
IV.20 Comparaison de la tolérance des MMI en SOI et en InP quand on varie leur largeur autour de la largeur optimale. 108
IV.21 Dessin de conception du MMI test. Les guides 1 et 3 forment un MZ avec les entrées 1 et 3 du MMI, ceci permet de mesurer les déphasages en sortie dans une configuration hybride 90. Les guides 2 et 4 sont directement reliés au MMI, elle permettent de mesurer l'équilibrage en puissance entre les 4 sorties.109
IV.22 Variations de MMI tests autour de la largeur optimale simulée à 15 μm. 109

IV.23 Comparaison des deux types d'entrées pour le MMI1 de largeur 15,1 μm. Les courbes a) et b) montrent les mesures brutes respectivement pour une entrée avec MZ, et une entrée simple (voir figure IV.21). Les courbes c) et e) montrent les déphasages des différentes sorties par rapport à la sortie 1, c) pour un signal injecté respectivement dans l'entrée 1, et 3. Les courbes d) et f) montrent les "imbalances" entre les différentes sorties respectivement pour un signal injecté dans l'entrée 2, et 4. Les zones grisées correspondent à la perturbation due aux coupleurs verticaux non large-bande. 110
IV.24 Wafer de 12 pouces avant découpe issu de la plateforme STM. 111
IV.25 Structure verticale des composants de bases de la plateforme DAPHNE de STM 112
IV.26 Récepteur cohérent dual-polarisation (PDM) développé dans la plateforme industrielle de STM. 112
IV.27 Responsivité selon les deux polarisations de 12 PDs différentes intégrées dans les RxC courts pris dans 3 cellules éloignées dans la plaque 113
IV.28 Responsivité selon les deux polarisations de 12 PDs différentes intégrées dans les RxC longs pris dans 3 cellules éloignées dans la plaque 114
IV.29 Zoom sur les coupleurs 2D et 1D espacés de 250 μm 114
IV.30 Mesure de l'optimum de couplage des coupleur 1D et 2D selon l'axe x, en échelle linéaire à gauche, et semi-logarithmique à droite. 114
IV.31 Mesure de la responsivité de 8 PDs d'un même RxC. 115
IV.32 Mesure de la réponse en fréquence d'une même PD en fonction du bias appliqué sur la PD. 116
IV.33 Mesure de la réponse en fréquence d'une même PD polarisée à un bias de -2V sur différentes puces (quadrant). 116
IV.34 Mesure des déphasages pour les deux polarisations en sortie des MMI courts issus de 3 cellules différentes. 117
IV.35 Mesure des déphasages pour les deux polarisations en sortie des MMI longs issus de 3 cellules différentes. 117
IV.36 Montage de mesure de la constellation pour les récepteurs cohérents ne contenant pas d'oscillateur local intégré. 118
IV.37 Mesure de la constellation pour les deux polarisations sur un récepteur cohérent issu de la plateforme DAPHNE de STM. . 119
IV.38 (1) Dessin de conception du premier récepteur cohérent avec oscillateur local intégré. (2) Légende de la conception du récepteur, les zones actives sont surlignées en rose, et les zones passives en bleu. (3) Structure verticale identique pour les PDs et l'oscillateur local. 120
IV.39 Responsivité des structures III-V polarisées en inverse pour différentes longueurs. Les pertes dues au coupleur vertical ont été retirées. 121
IV.40 Bande passante d'une PD de 80 µm de long, en III-V sur Silicium. 122

IV.41 Accordabilité de la longueur d'onde du l'oscillateur local en fonction de la puissance de chauffage des anneaux. 123
IV.42 Responsivité nette du récepteur cohérent, sans soustraction des pertes de couplage, et sans prise en compte de la division de puissance par le MMI 124
IV.43 Mesure des courbes de transmission du MMI intégré dans le récepteur cohérent. 124
IV.44 Déphasages mesurés en sortie du récepteur cohérent 125
IV.45 Montage expérimental pour mesurer la constellation démodulée à l'aide d'un PIC RxC. 126
IV.46 Mesure de la constellation du récepteur cohérent sur puces, sans TIA et sans FEC. 127
IV.47 Dessin de masque de PD III-V sur Si de différentes longueurs allant de 80 μm à 200 μm. 128
IV.48 Modélisation sur HFSS d'une électrode HF de PDs. 129
IV.49 Résultat de la simulation HFSS. 129
IV.50 Schéma électrique classique d'une PD polarisée en inverse. . . 130
IV.51 Fit à l'aide d'un modèle RC de la partie réelle et imaginaire du paramètre S_{11} d'une photodiode de 80 μm de longueur. 130
IV.52 Schéma électrique d'une PD inductive. 131
IV.53 Fit à l'aide d'un modèle RC en bleu, et RLC en rouge, de la partie réelle et imaginaire du paramètre S_{11} d'une photodiode de 200 μm de longueur. 131
IV.54 Synthèse des extractions de paramètres RLC pour des PDs de différentes longueurs 132
IV.55 Bande passante corrigée après soustraction de la perturbation due aux pointes, pour une PD de 80 μm, polarisée à -4 V. . . . 132
IV.56 Mesure de la réponse fréquentielle brute d'une PD de 80 μm en fonction du bias appliqué. (ni les pertes de couplage optique ni les réflexions au niveau des pointes HF n'ont été soustraites.) 133
IV.57 Structure de bandes d'une PD PIN à MPQ. 134
IV.58 Mesure de la responsivité des PDs en fonction du bias. 134
IV.59 Layout RxC PDM-IQ SQ3B. 136

A.1 Conception du premier émetteur PDM-IQ avec laser accordable et SOA intégrés en III-V sur silicium 144
A.2 Caractérisation des éléments actifs intégrés dans les émetteurs PDM-IQ 145
A.3 Mesure Du Vpi d'un modulateur MZ silicium intégré dans l'émetteur PDM-IQ 145
A.4 Bande passante brute en bleu et celle corrigée en rouge, après soustraction de la perturbation causée par les pointes 146
A.5 Diagramme de l'œil OOK à 25 Gbit/s pour une longueur de mot à $2^{31} - 1$ 146
A.6 Gauche, émetteur PDM-IQ MIQ 2 TIPS monté en module pour réaliser les mesures système poussées. Droite, photo de l'arrière du module avec un système de refroidissent micro-fluidique 147

A.7 Mesure de la régulation de la température en fonction du débit de fluide dans le système de refroidissement 147
A.8 Fragilité mécanique du module : Les bondings entre le PCB et L'alumine se sont cassés lors des mesures à cause de la pression exercée au niveau des connecteurs SMA 148

B.1 Résultats de caractérisation du MMI2 de largeur 14,9 μm, deuxième meilleur MMI pour les deux types d'entrées (voir chapitre 5 section 5.3). 149
B.2 Comparaison de la transmission aux 4 sorties pour les 6 types de MMI, et pour 4 barrettes différentes. 150

Pour toi mon cher frère au
7ème ciel …

Introduction

1 Contexte général

les systèmes de transmission longue distance sur fibres optiques ont vu émerger depuis une dizaine d'année la modulation en phase et en quadrature (IQ) avec multiplexage de polarisation (PDM : Polarization Division Multiplexing) et la détection cohérente. Elles sont aujourd'hui introduites dans les réseaux métropolitains et les inter-connections entre data-centers. Pour diminuer les coûts, la consommation électrique et la taille. Des émetteurs et des récepteurs cohérents intégrés sont développés par des industriels du secteur. Des recherches dans ce domaine sont également très actives, avec des annonces régulières de nouveaux records en termes de densité d'intégration et de capacité de transmission. Il existe actuellement deux approches développées parallèlement pour la fabrication de ce type de circuits photoniques intégrés (PICs : photonic integrated circuits) : l'intégration monolithique sur InP [1], [2], et l'intégration sur silicium [3], [4]. La première approche a atteint un certain niveau de maturité, avec un débit total de transmission atteignant 4 Tb/s. La deuxième approche se trouve actuellement dans une phase de développement rapide. Elle bénéficie des moyens technologiques très importants mis en œuvre pour l'électronique CMOS, et doit permettre à terme une intégration de grande densité.
Une difficulté majeure du développement des PICs sur silicium est le manque de sources lumineuses efficaces, même si des progrès importants ont été obtenus très récemment sur des lasers Ge sur silicium. La solution la plus prometteuse à court et moyen terme consiste à intégrer une couche active de semi-conducteurs III-V sur substrat silicium sur isolant (SOI), de façon à exploiter conjointement les propriétés émettrices des hétérostructures III-V et les nombreuses possibilités offertes par le silicium [5].

2 Objectifs

L'objectif de cette thèse est de concevoir et caractériser des émetteurs et récepteurs à modulation PDM-IQ intégrant des matériaux III-V, des modulateurs IQ à base de Mach-Zehnder, et des récepteurs cohérents à base de mixeur hybride 90° pour un objectif de transmission à 400 Gbit/s . Un schéma d'un tel transceiver est montré sur la figure 1. Le signal émis par un laser accordable en mode TE (Transverse Électrique) est séparé dans deux bras, et chacun est modulé par un modulateur IQ. Le signal après-modulation

est amplifié par un amplificateur optique à semi-conducteurs, élément optionnel appelé SOA (Semiconductor Optical Amplifier). Sur l'un des bras, un rotateur de polarisation est utilisé pour convertir le mode TE en mode TM (Transverse Magnétique). Un combinateur de polarisation est ensuite utilisé pour obtenir le signal multiplexé en polarisation (TE + TM). Après propagation dans une fibre, le signal est démodulé à l'aide d'un récepteur cohérent contenant un oscillateur local et deux mixeurs cohérents MMI 2×4 (multi-modes-interferometer) faisant la fonction hybride $90\,^{\circ}$, des photodiodes germanium sur silicium, ou III-V sur silicium sont finalement utilisées pour convertir le signal optique en signal électrique.

Cette thèse s'articule selon trois axes principaux qui marquent l'enchaînement du manuscrit :

I Un premier chapitre sera consacré à la contextualisation du sujet de thèse, avec une exposition de l'évolution des télécommunications optiques, et une explication des bases des transmissions cohérentes et des besoins actuels ;

II Le premier axe de mon travail sera présenté dans le chapitre 2 de ce manuscrit, il porte sur l'optimisation des lasers accordables en III-V sur Si, utilisés à la fois comme source dans les émetteurs et comme oscillateur local dans les récepteurs. La conception des lasers accordables profite pleinement des avantages apportés par le guide silicium, en particulier, des guides avec un très faible rayon de courbure offrant la possibilité de réaliser des filtres sélectifs et compacts à base d'anneaux résonnants. L'objectif de ce volet de la thèse est d'aboutir à la conception d'un filtre à doubles anneaux produisant une large plage d'accord de longueurs d'onde allant jusqu'à 100 nm (effet Vernier), avec une puissance d'émission élevée de l'ordre de 10 dBm, tout en gardant un contrôle simple de la longueur d'onde d'émission ;

III Le deuxième axe sera présenté dans le chapitre 3, il consiste à concevoir des émetteurs IQ avec source et amplificateurs intégrés en III-V sur Si, et des modulateurs MZ en silicium, ou en III-V sur silicium. Les deux objectifs sont : (i) l'amélioration des modulateurs MZ silicium classiques, avec un accent sur la conception des lignes HF, (ii) le deuxième objectif consiste à mettre en place des modulateurs capacitifs innovants à base de guide hybrides III-V sur Si. Les points d'amélioration pour ces deux objectifs sont notamment : la compacité, actuellement les modulateurs MZ silicium font une longueur de quelque mm ; l'amélioration du $V_\pi L$ pour passer de quelques volts à quelques dixièmes de volts ; et l'obtention d'une bande passante supérieure à 25 GHz ;

IV Le dernier axe consiste à concevoir et caractériser des récepteurs cohérents avec oscillateur local intégré en III-V sur silicium. Il fera l'objet du chapitre 4. L'accent est porté sur l'optimisation des MMI et des photodiodes. Pour les PDs il faudra comparer le comportement des structures en germanium sur silicium, et III-V sur silicium, et trouver le meilleur compromis entre le rendement (A/W) et la bande passante.

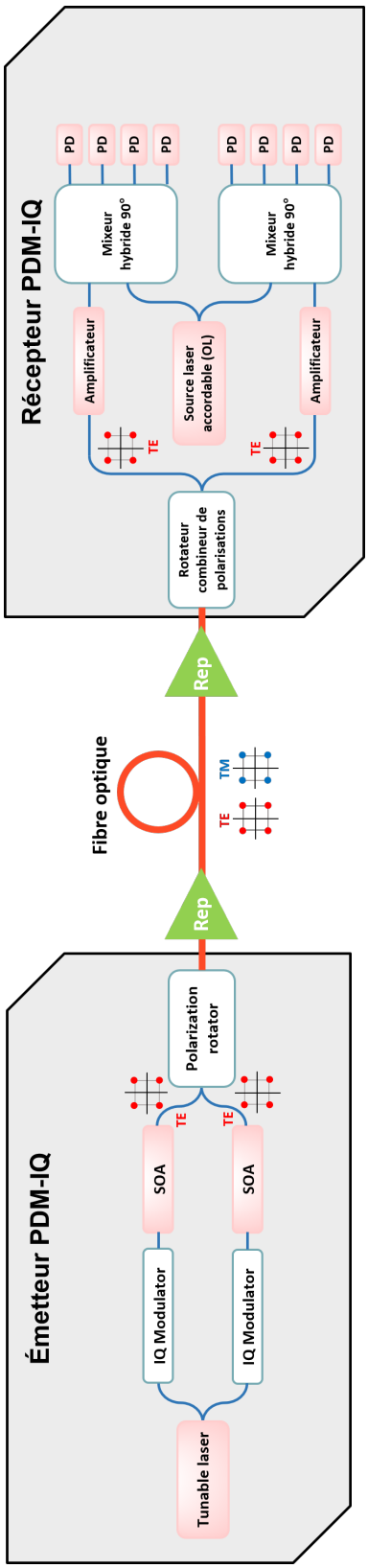


FIGURE 1 – Schéma d'un transceiver cohérent PDM-IQ dans une chaîne de transmission, avec l'émetteur cohérent à gauche générant une modulation QPSK pour chaque polarisation, une fibre avec des répéteurs assurant la transmission des deux polarisations modulées, et le récepteur cohérent à droite pour décoder le signal reçu.

Le challenge de cette thèse est l'intégration à haute échelle d'éléments complexes passifs et actifs, afin d'assurer des hauts rendements de fonctionnement avec des efforts en conception, et en caractérisation.

I Présentation des transmissions cohérentes

1 Un sujet de thèse sur la ligne d'évolution des communications optiques

1.1 La révolution des télécommunications fibrées

Les premiers systèmes de télécommunication à l'échelle mondiale étaient basés uniquement sur des technologies électriques utilisant les lignes télégraphiques et téléphoniques. Ces technologies se sont imposées dès le 19ème siècle, et sont restées en monopole jusqu'en 1950 car ni une source optique cohérente ni un moyen de transmission approprié n'étaient disponibles pour développer des télécommunications optiques.
L'invention du laser et sa démonstration en 1960 ont résolu le premier problème. L'attention s'est ensuite concentrée sur la recherche de moyens pour transporter la lumière sur une longue distance en analogie avec les lignes télégraphiques. Les fibres optiques à cette époque avaient des pertes si élevées qu'il suffisait que de quelques mètres de long pour perdre jusqu'à un facteur 100 de puissance. Elles étaient donc écartées pour des applications telles-que les télécommunications nécessitant des transmissions d'au moins quelques kilomètres. Il a été suggéré en 1966 que les pertes des fibres optiques pourraient être considérablement réduites en éliminant les impuretés dans la silice [6]. Ceci a valu un prix Nobel à Charles Kao en 2009 pour ses réalisations révolutionnaires concernant la transmission de la lumière dans les fibres optiques pour la communication optique. L'idée d'utiliser des fibres de verre pour la communication optique était révolutionnaire puisque les fibres sont capables de guider la lumière dans un environnement de manière similaire au confinement des électrons à l'intérieur des fils de cuivre. Cependant, avant que les fibres optiques ne puissent être utilisées pour la communication optique, leurs pertes devaient être réduites à un niveau acceptable. Une percée a eu lieu en 1970 lorsque des chercheurs de Corning ont démontré une réduction des pertes de fibres à moins de 20 dB/km dans la gamme de longueurs d'onde proche de 630 nm[7]. Deux ans plus tard, la même équipe de Corning a produit une fibre avec une perte de seulement 4 dB/km en remplaçant le titane avec du germanium comme dopant à l'intérieur du noyau de la fibre en silice. Peu de temps après, beaucoup de laboratoires industriels sont entrés dans la course pour réduire encore plus les pertes des fibres. La course a été remportée en 1979 par un groupe japonais qui a réussi à réduire

les pertes d'une fibre optique à près de 0,2 dB/km dans la gamme des longueurs d'onde proche de 1,55 μm [8]. Cette valeur de pertes est proche de la limite fondamentale fixée par le phénomène de diffusion de Rayleigh. Même les fibres actuelles présentent des valeurs de pertes similaires à celles-ci.

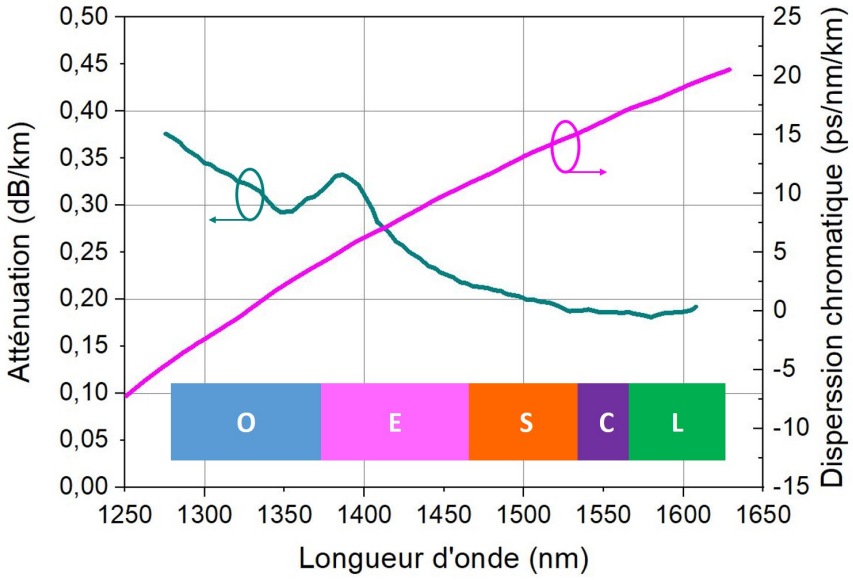


FIGURE I.1 – Atténuation et dispersion dans une fibre optique

La Figure I.1 montre deux caractéristiques spectrales importantes d'une fibre optique qui sont l'atténuation et la dispersion chromatique. Ces deux paramètres sont à l'origine de la dégradation des signaux se propageant sur des longues distances. Depuis les années 1970 ces valeurs n'ont pas énormément changé, mais l'utilisation des différentes bandes de transmission a beaucoup évolué en fonction des distances de transmission visées, et des formats de modulation utilisés.

Outre les fibres optiques à faibles pertes, le passage des micro-ondes aux ondes optiques nécessite un laser compact et efficace qui peut être modulé pour transmettre les informations à transmettre dans les fibres. Le laser à semi-conducteur était le plus adéquat à cette fin. Heureusement, à peu près au même moment où Corning annonçait l'arrivée de sa fibre à faible perte en 1970, deux groupes de recherche ont fait la démonstration de lasers à semi-conducteurs GaAs fonctionnant à température ambiante, et ayant des caractéristiques en terme de puissance et de consommation très prometteuses pour les applications de transmissions [9] [10].

La disponibilité simultanée de sources optiques compactes et de fibres optiques à faible perte a conduit à un effort mondial pour le développement de systèmes de communication par fibre optique. Les systèmes de première génération ont été conçus pour fonctionner à un débit binaire de 45 Mbit/s dans les gammes spectrales du proche infrarouge parce que les lasers Ga(Al)As émettent de la lumière à des longueurs d'onde proches de 850 nm. Les pertes

des fibres à ces longueurs d'onde étaient proches de 3 dB/km, le signal optique devait être régénéré tous les 10 km environ à l'aide de ce que l'on appelle des répéteurs. Cela peut sembler une limitation majeure, mais c'était mieux que le câble coaxial qui exigeait une régénération tous les kilomètres environ.
La nouvelle ère des systèmes de communication par fibre optique était enfin arrivée. Mais ce n'est qu'après l'avènement d'Internet au cours de la décennie 1990 que cela est devenu évident. Un chiffre couramment utilisé pour les systèmes de communication est le produit de distance nominale BL, où B est le débit binaire et L est l'espacement des répéteurs, la distance après laquelle un signal optique doit être régénéré pour maintenir sa fiabilité.

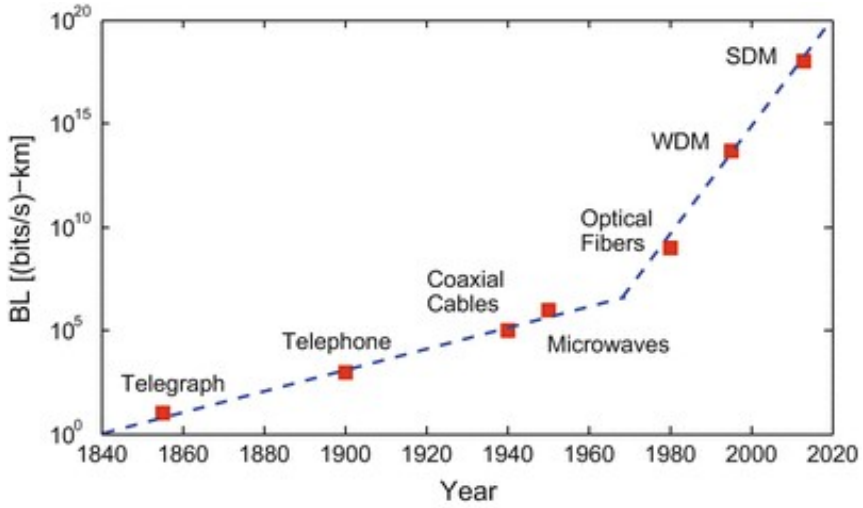


FIGURE I.2 – Évolution du produit BL (bitrates x distance séparant les répéteurs) en fonction des années. Les points rouges représentent les ruptures technologiques. L'arrivée de la fibre optique a marqué un nette accélération de la vitesse de croissance déjà exponentielle

La figure I.2 montre comment le produit BL a été multiplié par 10^{18} au cours des 180 dernières années grâce aux progrès technologiques. L'acronyme WDM dans cette figure représente le multiplexage en longueur d'onde, une technique utilisée pour améliorer la capacité des transmissions qui va être présentée dans la partie suivante. L'acronyme SDM est l'abréviation de multiplexage spatiale, une technique utilisée après 2010 pour faire continuer l'amélioration de la capacité des systèmes à fibres optiques en réponse à l'augmentation continue du trafic de données (avec l'avènement du streaming vidéo par des entreprises telles que YouTube et Netflix) et les limites de capacité fondamentales des fibres monomodes. Deux caractéristiques de la Fig. I.2 méritent une mention particulière. Tout d'abord, la ligne droite indique une croissance exponentielle due à l'utilisation de l'échelle semi-logarithmique. Deuxièmement, un changement soudain de la pente de la ligne vers 1977 indique que l'utilisation des fibres optiques a accéléré le taux de croissance exponentielle et a marqué l'émergence d'une nouvelle ère des

communications optiques.
(d'après [11])

1.2 Schéma global d'une transmission optique

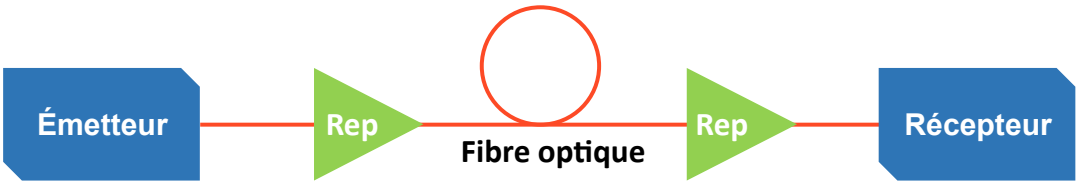


FIGURE I.3 – Schéma simplifié d'une transmission longue distance par fibre optique

Avant de décrire les technologies utilisées pour faire progresser l'état de l'art des systèmes de communication à fibres optiques, il est utile d'introduire le schéma fonctionnel d'un système de communication dans la figure I.3. Il se compose d'un émetteur optique et d'un récepteur optique reliés aux deux extrémités d'un canal de communication qui est une fibre optique dans les systèmes de télécommunications optiques.

Le rôle de l'émetteur optique est de convertir l'information électrique en information optique et d'envoyer le signal optique résultant dans la fibre optique. L'émetteur est généralement composé d'une source optique, de modulateurs, et des circuits électroniques pour les piloter. Les lasers à semi-conducteurs sont couramment utilisés comme sources optiques. La sortie de la source est une onde électromagnétique d'amplitude constante. Le rôle du modulateur est de transcrire les données électriques sur cette onde porteuse en modifiant son amplitude, sa phase, ou les deux. Dans le cas de certaines applications moins exigeantes, le courant injecté dans un laser à semi-conducteur est modulé lui-même directement, ce qui permet de se passer d'un modulateur coûteux.

Le rôle des récepteurs optiques est de récupérer les données électriques originales à partir du signal optique reçu en sortie de fibre optique. Il se compose d'un photodétecteur, ainsi que de TIAs (Trans-Impedance-Amplifier) pour faire la conversion courant tension. Les photodiodes à semi-conducteurs sont utilisées comme détecteurs en raison de leur compacité et de leur faible coût. Pour certains schémas de modulation, un démodulateur optique est ajouté au récepteur. Tous les récepteurs optiques font certaines erreurs dues à la dégradation du signal optique lors de sa transmission et sa détection. Des codes correcteurs d'erreurs sont utilisés pour réduire le nombre d'erreurs.

1.3 Le WDM

En 1990, l'attention des concepteurs de systèmes s'est déplacée vers l'utilisation le multiplexage en longueur d'onde (acronyme anglais WDM) pour transmettre plusieurs canaux à différentes longueurs d'onde sur la même fibre. Son utilisation a amélioré la capacité des systèmes de communication par fibre optique de façon si spectaculaire que la transmission de données à 1 Tbit/s a été demandée dès 1996.

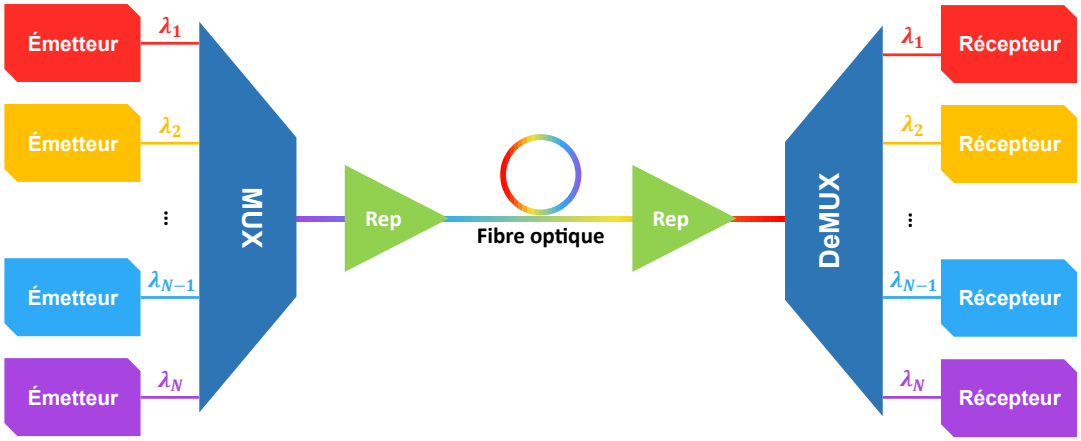


FIGURE I.4 – On mixe plusieurs longueurs d'onde différentes sur une seule fibre à l'aide d'un multiplexeur (MUX) et on les sépare à la sortie au moyen d'un démultiplexeur (DeMUX)

Comme on le voit sur la figure I.4, la technique WDM utilise plusieurs lasers à des longueurs d'onde différentes, de sorte que plusieurs flux de données sont transmis simultanément sur la même fibre optique. L'idée de base du WDM n'était pas nouvelle puisque cette technique était déjà utilisée sur les fréquences radio et micro-ondes (par exemple, par l'industrie de la télévision). Cependant, son adoption aux longueurs d'onde optiques a nécessité le développement d'un grand nombre de nouveaux dispositifs sur une période de quelques années. Par exemple, les multiplexeurs (MUX) optiques et les démultiplexeurs optiques (DeMUX) qui pouvaient combiner et séparer des canaux individuels aux deux extrémités d'une liaison fibre optique ont été des composants critiques pour l'avènement des systèmes WDM. L'utilisation d'amplificateurs optiques pour augmenter l'espacement des répéteurs, en combinaison avec la technique WDM pour augmenter la capacité du système, ont marqué un véritable progrès. L'avènement de cette technique vers 1992 a marqué le début d'une révolution qui s'est traduite par un doublement de la capacité des systèmes de transmission tous les 8 mois environ. La capacité de transmission a ainsi été multipliée par 400 sur une période de seulement 6 ans !

La plupart des systèmes WDM visent de transmettre le plus de canaux en longueurs d'onde sur une seule fibre optique. L'espacement des fréquences entre deux canaux voisins est choisi pour être le plus petit possible, mais

il doit être supérieur à la largeur de bande de chaque canal. Avec un débit binaire de 40 Gbit/s, un espacement des canaux de 50 GHz est le plus petit qui puisse être utilisé. L'organisme de normalisation, l'UIT, a assigné un ensemble de fréquences fixes aux systèmes WDM commerciaux utilisant cet espacement des canaux de 50 GHz. Toutes ces fréquences se situent dans la zone de longueur d'onde proche de 1550 nm où les pertes de fibres sont les plus faibles. La gamme de longueurs d'onde de 1530-1570 nm s'appelle la bande C (C pour conventionnel), et la plupart des systèmes WDM commerciaux sont conçus pour fonctionner dans cette bande. Toutefois, On cherche maintenant à utiliser les bandes S et L entourant la bande C (voir figure I.1). Étant donné que les systèmes de première génération avaient une capacité de 45 Mbit/s en 1980, il est remarquable que la capacité des systèmes ait augmenté d'un facteur de plus de 200 000 sur une période de 21 ans, notamment grâce au WDM.

Heureusement, l'adoption du WDM a coïncidé avec l'avènement et la commercialisation d'Internet vers 1994. Son avènement a permis aux opérateurs télécoms de gérer le trafic de données en ajoutant simplement plus de canaux à un système existant. La demande a grimpé en flèche au cours des quatre années 1996-2000 et a donné naissance à une bulle boursière que l'on appelle maintenant la "bulle internet".
Le WDM représente jusqu'à maintenant un domaine actif de recherche. On essaye maintenant de réaliser des lasers accordables pouvant fonctionner sur des gammes de longueurs d'onde dépassant les 100 nm, qui couvrent les bandes S ; C ; et L. La bande C est arrivée à une certaine limite en terme d'espacement entre les canaux. L'utilisation des bandes S et L, pour lesquelles l'atténuation de la fibre reste faible, permet d'exploiter au maximum la capacité de la fibre, et d'éviter le déploiement de nouvelles fibres, qui est très onéreux. La conception de lasers présentant une large accordabilité a fait l'objet d'une partie considérable de mes travaux de thèse. Ces travaux seront présentés dans le chapitre 2 de ce manuscrit.

1.4 Les transmissions cohérentes

En dépit des deux graves ralentissements économiques, des progrès considérables ont été réalisés depuis 2000 dans la conception de systèmes de communication optique avancés. Pendant les deux dernières décennies les chercheurs se sont concentrés sur l'amélioration de l'efficacité spectrale des systèmes WDM. Il a fallu relancer les travaux sur la détection cohérente qui a été étudiée à la fin des années 1980, mais abandonnée peu de temps après l'arrivée des EDFA à cause de la complexité des récepteurs. Des récepteurs cohérents capables de détecter à la fois l'amplitude et la phase d'un signal optique grâce à un schéma hétérodyne ont été mis au point peu après l'an 2000. Leur disponibilité commerciale vers la fin de la décennie a permis aux concepteurs de systèmes d'utiliser des formats de modulation avancés dans lesquels l'information est codée en utilisant à la fois l'amplitude et la phase d'une porteuse optique.

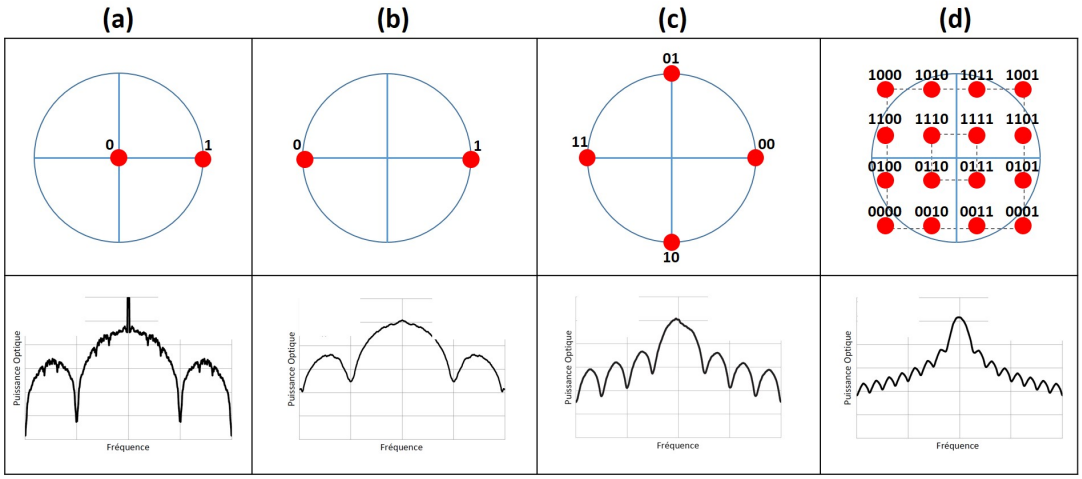


FIGURE I.5 – Formats de modulation utilisant la phase et l'amplitude pour améliorer l'éfficacité spectrale. (a) Amplitude Shift Keying (ASK), 1 bit/symbol. (b) Binary Phase Shift Keying (BPSK), 1 bit/symbol.(c) Quaternary Phadse Shift Keyin (QPSK), 2 bits/symbol. (d) 16 Qadrature Amplitude Modulation (16 QAM), 4 bits/symbol

Le concept d'efficacité spectrale peut être compris à partir de la première ligne du tableau Fig. I.5, qui montre quatre formats de modulation à l'aide du diagramme de constellation qui affiche les parties réelles et imaginaires du champ électrique complexe. La première configuration représente le format binaire standard, appelé modulation d'amplitude (ASK), dans lequel l'amplitude ou l'intensité du champ électrique prend deux valeurs, marquées par des cercles et représentant 0 et 1 bits d'un signal numérique. La seconde configuration est un autre format binaire, appelé binary- phase-shift keying (BPSK), dans lequel l'amplitude reste constante mais la phase du champ électrique prend deux valeurs, disons 0 et π, qui représentent les bits 0 et 1 du signal numérique. La configuration (c) de la Fig. I.5 montre le format QPSK (quaternary-phase-shikt keying) dans lequel la phase optique prend quatre valeurs possibles. Ce format permet de réduire la largeur de bande occupée par le signal puisque deux bits peuvent être transmis pendant une même intervalle de temps, et la vitesse de modulation est réduite de moitié pour un débit donné. La vitesse de modulation est appelée débit symbole (elle est exprimée en baud). Le dernier exemple (d) de la Fig. I.5, montre comment le concept de symbole peut être étendu sur plusieurs niveaux d'amplitude de sorte que chaque symbole porte 4 bits ou plus. Un facteur supplémentaire de deux peut être obtenu si l'on utilise en plus le multiplexage en polarisation (PDM), qui sera expliqué dans le chapitre 3 de ce manuscrit.

L'efficacité spectrale est précisément définie comme le nombre de bits transmis en une seconde dans une largeur de bande de 1 Hz. Cette notion aide à comprendre l'impact d'une détection cohérente en combinaison avec des formats de modulation à codage de phase. L'efficacité spectrale des systèmes WDM qui utilisaient la modulation d'amplitude uniquement (ASK)

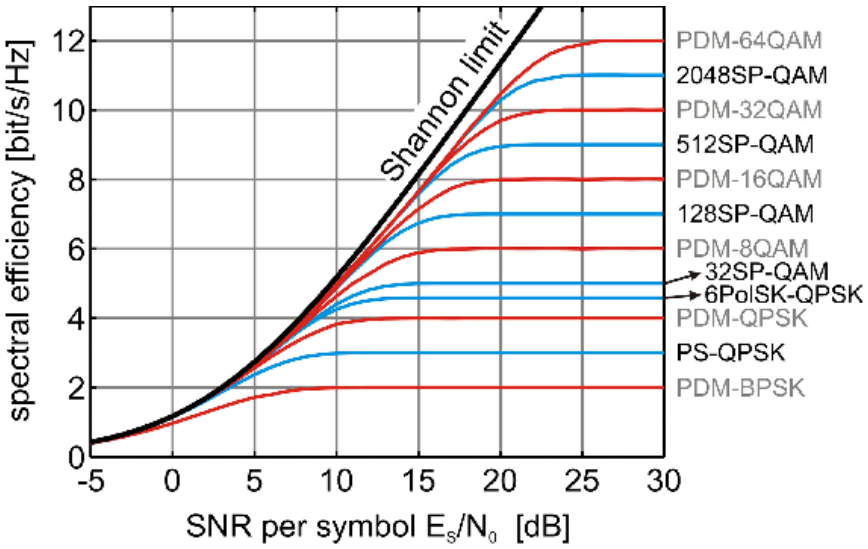


FIGURE I.6 – Efficacité spectrale obtenue avec différents formats de modulation avancés

comme format de modulation était limitée à moins de 0,8 bit/s/Hz, cette valeur peut facilement dépasser 4 pour les systèmes cohérent, en utilisant le multiplexage de polarisation en combinaison avec le format QPSK, comme le montre la figure I.6. Des valeurs proches de 2 bits/s/Hz ont été réalisées en 2005, et approchées de 10 bits/s/Hz en 2010 [12]. L'augmentation des vitesse de calcul et la disponibilité de circuits électroniques rapides de conversion numérique, ont conduit à une autre avancée majeure consistant à utiliser le traitement numérique du signal pour améliorer le rapport signal/bruit (SNR) d'un signal optique arrivant au récepteur. Ceci a permis notamment de débloquer les formats de modulation les plus avancés en haut à droite de la courbe I.6.

2 Les transceivers cohérents réalisés à partir des circuits photoniques intégrés (PIC)

La détection cohérente est sensible à la phase et à l'amplitude d'un signal optique et peut être utilisée pour détecter des formats de modulation codés en phase tels que la modulation par déphasage binaire (BPSK), la modulation par déphasage en quadrature (QPSK) et la modulation en quadrature d'amplitude (QAM). Ces formats offrent une meilleure sensibilité du récepteur que la simple modulation d'amplitude tout ou rien également appelé noir et blanc (en anglais OOK pour On-Off keying), comme montré précédemment. En outre, la détection cohérente ne réagit qu'au spectre optique situé à proximité immédiate de l'oscillateur local, ce qui équivaut donc à inclure un filtre optique étroit dans le récepteur, et offre une capacité de filtrage optique ultra-étroite utile pour le multiplexage en longueur d'onde ultra-dense (UDWDM).

En fait, cette méthode seule peut détecter les densités spectrales d'information approchant la limite de Shannon. Un autre avantage de la cohérence par rapport à la détection directe est la possibilité de rajouter du traitement du signal numérique avec des égaliseurs et même de corriger la dispersion chromatique. Cet avantage en particulier a été précieusement recherchés dans les systèmes de transmission à fibre optique qui utilisent le multiplexage en longueur d'onde (WDM) sur des distances de plusieurs milliers de kilomètres.

2.1 Le récepteur cohérent : coupable du déploiement tardif des transmissions cohérentes

Le déploiement de la détection cohérente a été retardé dans les réseaux à fibre optique jusqu'au début des années 2000. Son grand inconvénient est la complexité, et donc le coût du récepteur. Ce mode de détection nécessite l'utilisation d'un laser oscillateur local (LO) à faible largeur de raie qui était couplé au début à une boucle de verrouillage de phase, souvent obtenue avec des circuits très complexes.
Un regain d'intérêt pour la détection cohérente a été constaté dans les années 2000, cette fois en utilisant les techniques de traitement numérique du signal (DSP) en temps réel. La technologie DSP en temps réel apparue au cours des années 2000 a été appliquée avec succès dans des émetteurs-récepteurs commerciaux à détection directe fonctionnant à 10 Gb/s pour compenser la dispersion chromatique. L'application de cette technologie à la détection cohérente apporte plus d'avantages qu'avec la détection directe. Toutes les opérations difficiles de détection cohérente, telles que l'estimation de phase et l'alignement des polarisations, sont délocalisées dans le domaine numérique. Comme d'autres solutions où le DSP prend en charge une fonction analogique, la version DSP du cohérent offre plus de flexibilité et de nouvelles fonctionnalités, et si elle peut être vendue en volume, le coût de ce type de récepteur cohérent peut devenir suffisamment faible pour capter les marchés des applications longue distance loin devant les solutions de détection directe [13].

Le schéma général du récepteur cohérent moderne étudié pendant cette thèse est présenté sur la figureI.7. Il est composé de deux entrées optiques : une pour l'oscillateur local (LO) et une pour le signal (S). L'oscillateur local est intégré dans le composant récepteur cohérent, car c'est l'approche abordée dans la thèse. Les deux entrées sont mélangées à l'aide d'un mixeur cohérent et envoyées vers 4 photodiodes (PD). La suite du montage complet contient des TIA et des convertisseur analogiques-numériques. Ce composant va être étudié en détail dans le chapitre 3 de ce manuscrit.

2.2 Côté émetteurs

En parallèle avec le développement des récepteurs cohérents à partir de 2005, les modulateurs cohérents multi-niveaux ont suscité un regain d'intérêts. L'objectif étant de générer des formats de modulation multi-nivaux

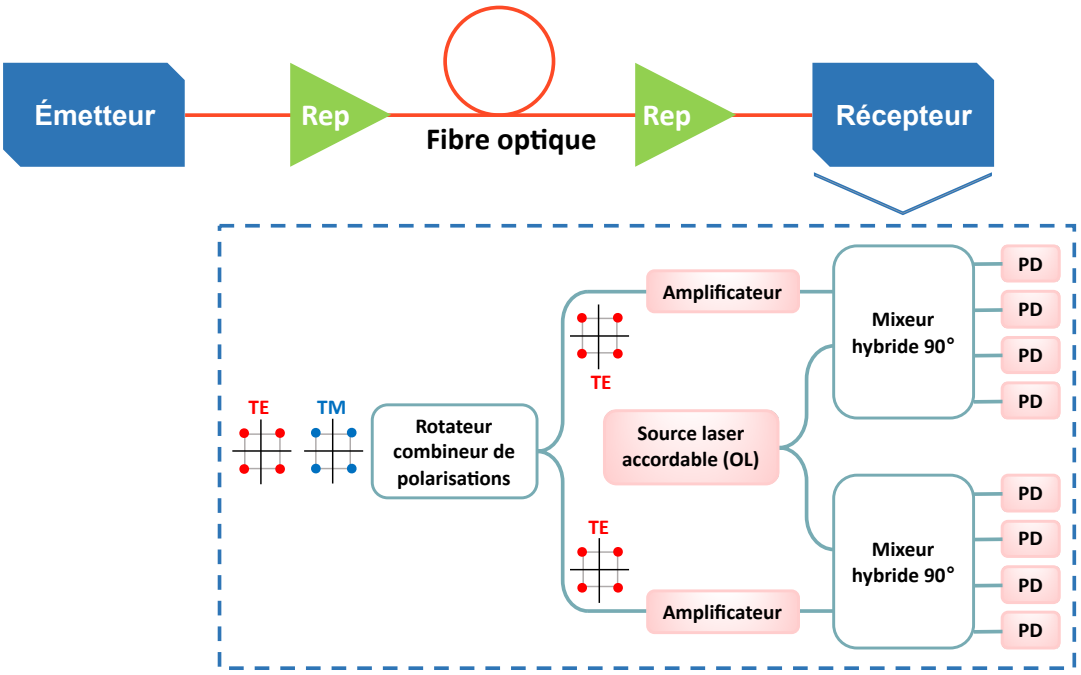


FIGURE I.7 – Schéma détaillé de la composition d'un récepteur cohérent. Les composants entourés en bleu sont passifs, ils sont réalisés en silicium. Les composants roses sont actifs, ils sont réalisés en III-V, ils peuvent être intégrés ou pas dans la puce. Dans le cas des photodiodes (PDs), elles peuvent être en germanium ou en III-V.

de phase et d'amplitude permettant de pousser l'efficacité spectrale à ses limites. Plusieurs émetteurs optiques pour M-ary Phase Shift Keying (M-PSK) et M-ary Quadrature Amplitude Modulation (M-QAM) ont été analysés et comparés en théorie (HHI 2005). Par exemple le format 16-QAM conduit à 16 symboles différents avec 3 amplitudes différentes et 12 états de phase différents, et le débit en bauds n'est que le quart du débit de données, ce qui augmente la capacité de transmission par 4 [14].
Pour expliquer comment ces formats sont générés, reprenons le schéma général de transmission optique. Un émetteur cohérent PDM-IQ comme on le voit sur la Fig. I.8), est composé dans l'ordre :

— D'une source laser continue : Cette source peut être intégrée ou non dans la puce émetteur selon les approches technologiques ;

— D'un modulateur en phase et en quadrature (IQ) pour chaque polarisation (PDM), que l'on détaillera plus bas ;

— De deux amplificateurs (SOAs) pour compenser les pertes en excès dues aux différents diviseurs d'onde, cet élément est optionnel ;

— Et finalement d'un combineur-rotateur de polarisation pour coupler les deux signaux initialement TE dans les guides en une composante TE et une composante TM qui peuvent se propager sans se mélanger dans la fibre optique.

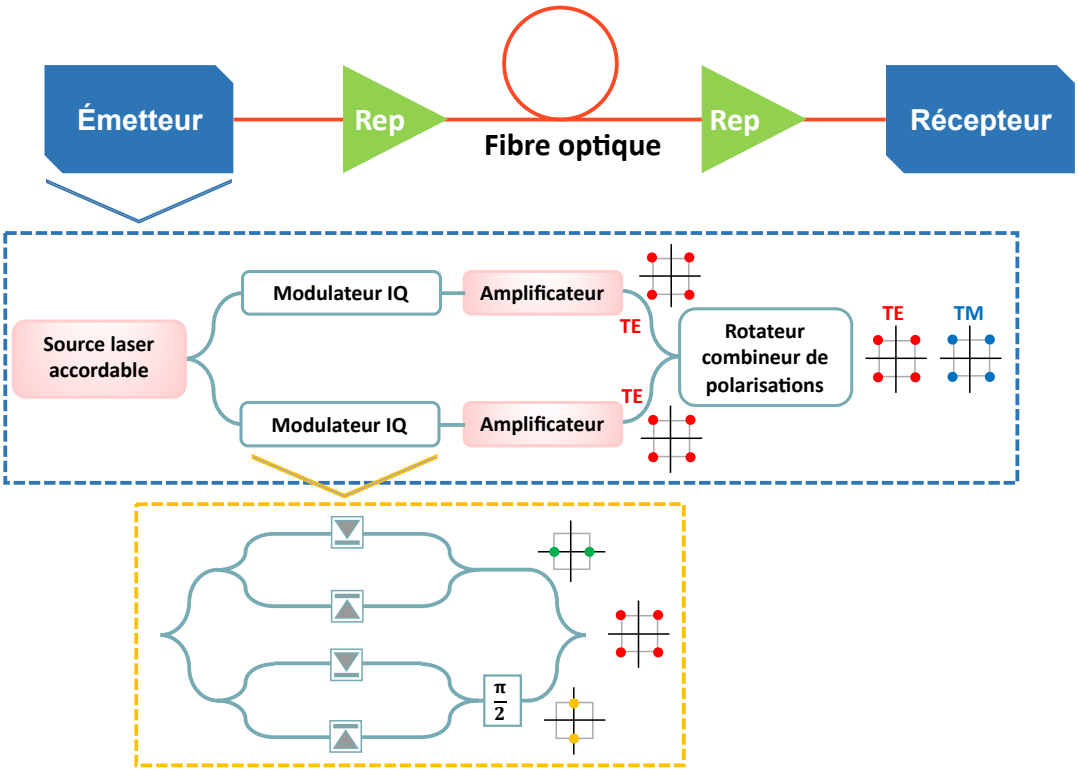


FIGURE I.8 – Schéma détaillé de la composition d'un émetteur cohérent.

Si l'on fait encore un zoom sur le modulateur IQ (voir figureI.8), il est composé de deux interféromètres Mach-Zehnder (MZ) dans lesquels le champ électromagnétique entrant $E_{in}(t)$ est divisé en deux contributions de même intensité qui parcourent deux guides optiques, donc deux chemins optiques disjoints, appelés bras de l'interféromètre. Le long des deux bras, on peut insérer un matériau électro-optique, dont l'indice de réfraction ou l'absorption est contrôlable par une tension électrique $V_i(t)$. Le champ optique qui traverse le matériau subit un déphasage variable $\phi(t) = \pi \times \frac{V_i(t)}{V_\pi}$, où V_π est la tension qui induit un déphasage de π entre les deux bras.
Chaque MZ génère deux symboles déphasés de π, autrement dit, un signal BPSK. Les deux MZ sont additionnés par la suite après qu'un d'entre eux ait subi un déphasage $\frac{\pi}{2}$, ce qui donne le format QPSK à 4 états de phase, constituant le format élémentaire de la transmission cohérente. On peut aussi multiplier les états d'amplitude autant que le permettent : (i) le taux d'extinction du MZ ; (ii) et le rapport signal-à-bruit global de la ligne et la sensibilité du récepteur.

2.3 Les approches actuelles pour réaliser des transceivers cohérents

Depuis 2005, des progrès exceptionnels ont été réalisés pour les transmetteurs cohérents intégrés. Différentes approches se sont développées en parallèle :

— Photonique sur silicium : le transceiver est réalisé sur plateforme silicium CMOS, il comprend l'émetteur et le récepteur cohérent, et tous les éléments actifs sont externes au packaging contenant le PIC (Acacia, Imec). D'autres équipes qui travaillent sur des RSOA (Reflective-Semiconductor-Optical-Amplifier) en III-V couplés avec des cavités externes en SOI (Elenion) ;

— III-V : D'autres équipes font l'intégration des lasers au sein d'un même PIC en InP (Infinira, lumentum, Elenion) ;

— Intégration hétérogène III-V sur Si : c'est l'approche que nous adoptons, comme présenté sur les figures I.8 et I.7. Les modulateurs, les circuits passifs, et quelquefois les photodiodes sont réalisés dans la plateforme silicium CMOS. Le III-V est ensuite collé sur les plaques silicium pour réaliser les structures actives. L'intégration hétérogène sera expliquée en détail dans le chapitre 2. D'autres équipes travaillent sur cette approche d'intégration, notamment NTT (Japon) et l'université de Californie à Santa Barbara (UCSB), mais leurs publications restent focalisées sur la conception de lasers. Jusqu'à présent nous avons été les premiers à publier sur l'intégration des lasers III-V sur silicium dans les récepteurs cohérents [15].

3 Intérêts d'intégrer les actifs dans les transceivers cohérents ?

3.1 Des motivations industrielles en faveur de l'intégration des actifs

Les plateformes Silicium et InP sont les deux technologies principales pour le développement des circuits photoniques intégrés. Ces deux plateformes ont chacune des spécificités. le radar de la figure III.22 montre une comparaison à titre indicatif de ces deux technologies.

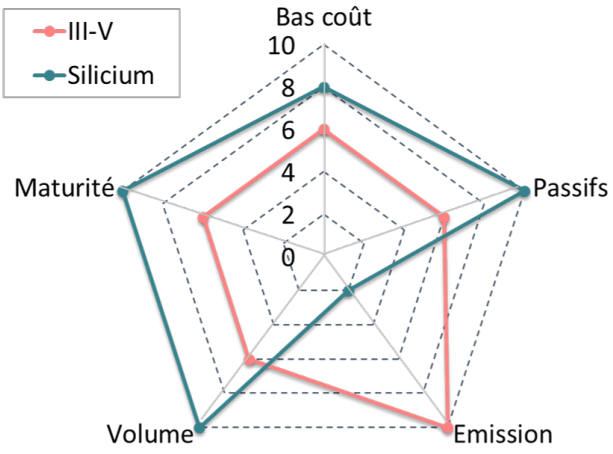


FIGURE I.9 – Comparison

Les fonderies silicium bénéficient d'une haute maturité des processus technologiques grâce au développement de la microélectronique les 30 dernières années. Ceci permet un grand volume de production, et donc des bas coûts (Les demandes de marché pour le prix au Gbit/s); De plus la technologie silicium sur isolant (SOI) permet de réaliser des circuits à faibles pertes car le silicium et la silice sont des matériaux très peu absorbant dans la bande C mais le SOI permet également des circuits très compacts : des très faibles rayons de courbure à faibles pertes sont possibles grâce au fort contraste d'indice entre le silicium et la silice. Mais le silicium possède un gap indirect, il est donc très difficile de développer des sources lasers dans cette technologie. Ces sources sont pourtant indispensables dans les circuits photoniques intégrés, le fait de les intégrer permet de réduire la taille et le coût des transceivers cohérents.
De l'autre coté la plateforme InP a démontré depuis les années 1980 des sources lasers performantes et compactes, mais cette plateforme utilise des procédés de fabrication moins performants et plus coûteux (dans le cas d'une production en volume) que le silicium. De plus, à cause du faible contraste d'indice les circuits passifs III-V sont moins compacts que les circuits SOI, le rayon de courbure peut être 10 fois plus grand pour un même niveau de pertes.
On peut imaginer naturellement d'après ce paragraphe qu'il serait intéressant de combiner les avantages de ces deux plateformes au sein d'un même composant. L'intégration hétérogène par collage du III-V sur des plaque SOI fait l'objet d'intenses recherches et d'un déploiement commercial intense qui contribueront certainement à une métamorphose notoire des communications actuelles vers des réseaux optiques plus rapides, plus fiables, et économes en énergie. À cet égard, le III-V Lab a également contribué activement à ce domaine.

3.2 Le standard 400ZR : Le cohérent s'impose dans les interconnections de data-centers

La tendance d'évolution du réseau de centres de données est montrée sur la figureI.11. Les critères de connectivité fixés par l'association professionnelle de l'ingénierie d'Internet (NANOG 75) communiqués en 2019, sont les suivants [16].
Dans les racks des centres de données :

— 10G toujours en cours de déploiement

— 25G commence à être déployé en volume

— 100G (ou 50G) suivront

Entre les racks de centres de données :

— 40G toujours en cours de déploiement

— 100G est déjà déployé en volume

— 400G va commencer incessamment sous peu

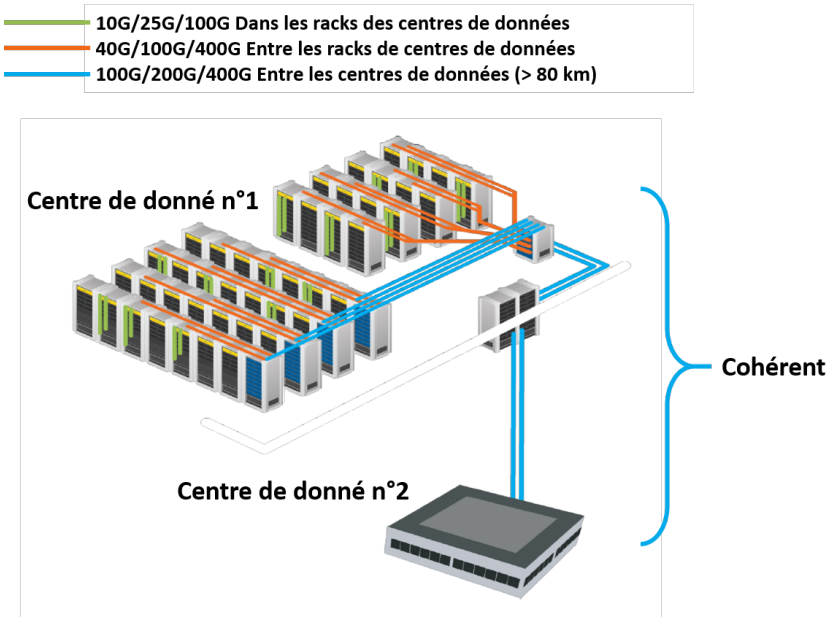


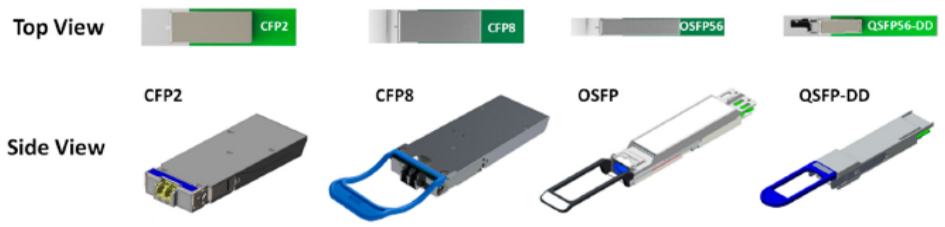
FIGURE I.10 – Réseau inter, et intra centre de données

Entre les centre de données / DCI WAN :

- 10G DWDM/Accordable toujours en cours de déploiement
- 100G/200G Cohérent commence à être déployé
- 400G Cohérent suivra
- Puis 600G ou 800G

Le cohérent est communément présenté comme nécessaire pour les connections longue portée entre les centres de données. Un grand marché est ouvert actuellement au cohérent pour capturer les connections de 80 km à 400 Gbit/s. Le standard 400ZR est un accord qui a été implémenté pour réaliser des transceivers WDM cohérents qui respectent des critères très exigeants en termes de taille et de consommation d'énergie. Le cahier des charges fixé par cette norme pour des transceivers cohérent enfichables, est le suivant [17] et [18] :

Ces modules enfichable doivent intégrer toutes les fonctions optiques, d'émission, de modulation et de détection, ainsi que les amplificateurs HF à l'émission et à la réception et les circuits de commandes électroniques qui contrôlent ces composants ! Ceci montre le challenge actuel de conception des transceivers cohérents.
Soulignons que l'intégration des lasers dans les transceivers cohérents prend intégralement son sens dans le cadre de ce standard. Car les solutions d'intégration hybride avec laser externe rajoutent de la complexité dans le module enfichable, où la place disponible est très faible.
Mais les challenges les plus difficiles à surmonter dans le cas de l'intégration des lasers sont liés à la consommation et au refroidissement thermique, problématiques qui seront soulignées dans la suite de ce manuscrit.



	CFP2	CFP8	OSFP56	QSFP56-DD
Width (mm)	41.5	40.0	22.9	18.3
Length (mm)	107.5	102.0	100.4	89.4
Thickness (mm)	12.4	9.5	13.0*	8.5
Power (W)	20-24	30	15	15

*Thickness including integrated heat sink.

FIGURE I.11 – Facteurs de forme de l'émetteur-récepteur cohérent enfichable 400G. CFP : C form factor, OSFP : octal small form factor, QSFP-DD : quad small form factor double density

3.3 Les différents formats de modulation permettant d'atteindre 400 Gb/s, et l'objectif de performances fixé dans cette thèse

Pour répondre au besoin du 400 G exposé dans la section précédente, l'objectif de cette thèse est de réaliser des traversiers QPSK pouvant fonctionner à 100 Gbit/s, selon le schéma montré sur la figureI.12 a). Pour obtenir 400 Gbit/s, le format choisi par la norme 400ZR est le PDM 16 QAM à 56 Gbauds.

a) Objectif en QPSK :100 Gb/s

Modulation format	PM-QPSK
coh. / noncoh.	coh.
Bits/symbol	2x2
Symbol Rate (Gbd)	28
Constellation	
DWDM Grid (GHz)	50
Spectral Efficiency (bits/s/Hz)	2

b) Objectif en QPSK :400 Gb/s

Modulation format	PM-QPSK	PM-16QAM	PM-QPSK	PM-8QAM	PM-16QAM	PM-32QAM	PM-64QAM	PM-256QAM
Bitrate (Gb/s)	100	200			400			
Symbol Rate (Gbd)	28-32	28-32	112-128	75-85	56-64	45-51	37-43	28-32
Bits/Symbol	4	8	4	6	8	10	12	16
Channel Spacing[1] (GHz)	50	50	200	133	100	80	67	50
SE [1] (bits/s/Hz)	2	4	2	3	4	5	6	8
no. of C-band channels	88	44	22	33	44	55	66	88
Total Capacity (Tb/s)	8.8	17.6	8.8	13.3	17.6	22	26.4	35

FIGURE I.12 – a) L'objectif 100 Gb/s à atteindre dans cette thèse, b) Les différents formats de modulation pour atteindre 400 Gbit/s

II Le laser largement accordable : Une entente difficile mais nécessaire entre le III-V et le Si

1 Les enjeux de l'intégration hétérogène III-V dans la plateforme Silicium d'un point de vue fabrication

1.1 Les différentes méthodes de collage

Les éléments III-V ont un paramètre de maille différent de celui du silicium, ils ne peuvent donc pas croitre directement au-dessus d'une couche de Silicium sans subir de contrainte dégradant la qualité du matériau, d'où l'approche d'intégration par collage. Un point fondamental pour le développement réussi de la photonique hybride III-V/Si est la qualité de collage entre les deux plateformes. La couche de collage doit être stable mécaniquement, robuste, peu coûteuse, compatible CMOS, résistante à la chaleur et évolutive, avec un rendement élevé sur de grandes surfaces [19]. Dans les premières années, les couches de collage étaient métalliques, utilisant des soudures à l'indium, à l'or, ou aux alliages d'étain sous haute pression. Cependant, ces matériaux ne conviennent pas aux applications photoniques car ils induisent des pertes optiques élevées.

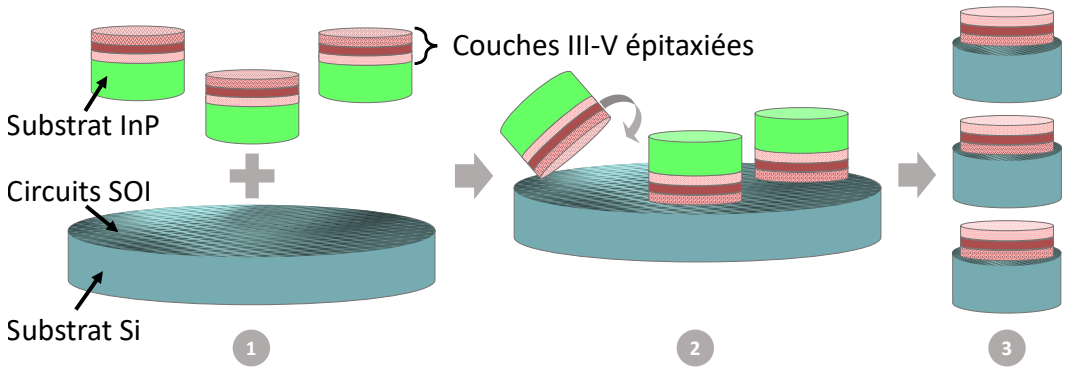


FIGURE II.1 – Collage de plaques III-V sur plaques SOI sur Silicium.

La figure II.1 montre la manière dont le collage est effectué. Tout d'abord, on réalise d'un côté l'épitaxie de plaques III-V sur substrat InP allant de 2 à 4

pouces, et on fabrique de l'autre côté dans des fonderies silicium des plaques SOI de grand diamètre allant jusqu'à 12 pouces, contenant tous les circuits optique passifs (et parfois des modulateurs en silicium et des PDs Ge). On retourne les plaques III-V pour les coller. Quelle que soit la méthode de collage choisie, le substrat support doit être retiré après collage pour accéder aux couches actives. Pour ce faire, on peut utiliser un polissage mécanique suivi d'une étape de gravure chimique.
Finalement, on découpe les plaques autour du III-V et on procède à la fabrication des structures actives en salle blanche selon le procédé qui va être expliqué plus tard dans ce chapitre.
Il existe globalement deux méthodes de collage qui permettent de coller soit des plaque III-V complètes ou seulement de petites vignettes (die-bonding) préalablement coupées en carrés à partir d'une plaque III-V plus grande.

III-V sur SOI : collage moléculaire

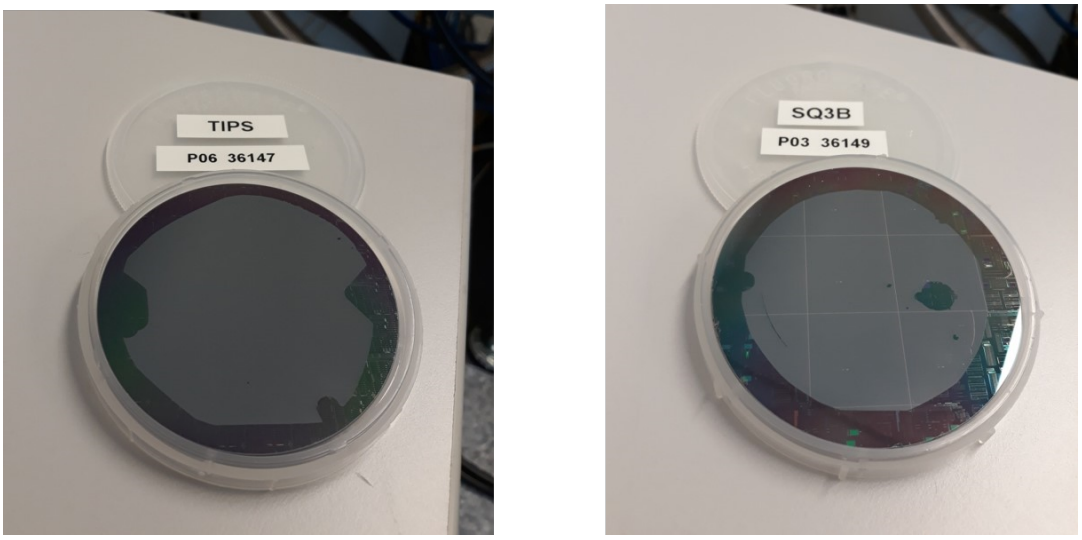


FIGURE II.2 – Formation de trous dans les couches III-V collées à cause de particules minces se trouvant sur la surface.

Cette technique a été, entre autres, développée au CEA-LETI [19]. Elle est basée sur l'adhérence Van der Waals entre deux surfaces hydroxylées, comme par exemple la silice activée. La plaque SOI contenant les guides d'ondes en silicium est recouverte entièrement d'une couche de silice de 700 nm d'épaisseur déposée par dépôt plasma haute densité (HDP). Une étape de polissage chimico-mécanique (CMP) planarise le tout, ne laissant que 50 à 100 nm de couche de recouvrement de silice. Ensuite, la surface III-V et la surface de la silice subissent un nettoyage chimique et plasma suivi d'un recuit à basse température pour obtenir une liaison siloxane covalente forte. Les points critiques de ce processus comprennent le dépôt non désiré de particules fines à la surface et la formation de bulles dues au H_2 piégé, ce qui provoque des trous dans l'empilement des couches III-V collées, voir figure II.2. Un autre point critique est la non uniformité de l'épaisseur d'oxyde après polissage

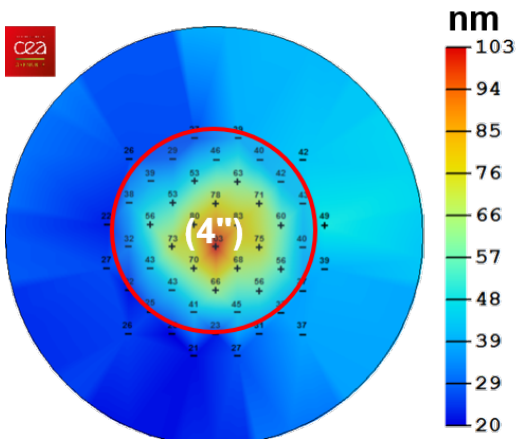


FIGURE II.3 – L'épaisseur d'oxyde après CMP n'est pas uniforme, elle peut varier entre 60 et 100 nm sur 4 pouces au centre de la plaque SOI.

(CMP). Le profil de CMP est montré sur la figure II.3.
Ces deux limitations baissent les rendements des plaques III-V sur Silicium. Par surcroît ils deviennent plus critiques pour les circuits photoniques intégrés (PIC) qui occupent une surface bien plus importante que les composants unitaires, car il suffit d'un petit défaut pour compromettre le fonctionnement intégral du PIC.

III-V sur SOI liaison avec isolant

La plupart des travaux sur le collage avec isolant reposent sur le DVS-BCB, qui est un polymère thermodurcissable. Comme pour la méthode précédente, la surface du silicium est encapsulée dans de la silice et sa surface est planarisée en CMP. Ensuite, on dépose un promoteur d'adhérence sur la surface, suivi d'un revêtement par centrifugation de la couche de BCB. Le BCB est recuit après cette étape à basse température pour éliminer les solvants. La surface III-V est préparée en la plongeant dans une solution HF. Le collage a lieu pendant une cuisson au four à 250 °C sous pression uniforme et sous atmosphère d'azote pendant une heure pour permettre une polymérisation complète du BCB. Cette méthode est moins sensible aux défauts et à la contamination des particules que la liaison moléculaire, bien qu'elle soit également moins durable en raison d'une dégradation plus rapide du BCB avec le temps [20].

1.2 Nouvelle approche de re-croissance sur germe collée

Dans les sections précédentes, on fait croitre l'hétéro-structure III-V sur substrat InP en une seule étape épitaxiale, avant de la coller sur la plaque SOI. Aucune étape supplémentaire de re-croissance épitaxiale n'est réalisée après le collage. Cela limite l'optimisation des composants comparé à une plateforme monolithique sur substrat III-V où l'on peut utiliser plusieurs

épitaxies pour optimiser différents composants (par exemple laser et modulateur) ou pour optimiser les performances d'un composant (technologie enterrée permettant d'améliorer la thermique et le mode optique du composant). En effet, dans les lasers à hétéro-structure enterrée à base d'InP [21] et [22], plusieurs étapes épitaxiales se succèdent, telles que la recroissance "butt-joint" (BJR), pour accoler deux guides optiques, ou l'enterrement de la structure dans l'InP pour améliorer le confinement.
De plus, la plate-forme d'intégration SAG (Selective Area Growth) a également démontré son potentiel pour intégrer plus de fonctionnalités sur une même plaque, en obtenant des zones avec des photoluminescences différentes à partir d'une seule épitaxie. La photonique sur silicium pourrait également bénéficier de ces différentes techniques de re-croissance après collage d'une germe en InP. Cette approche très attrayante présente quelques difficultés, car les contraintes induites par les différences de paramètre de maille et de coefficient de dilatation thermique entre l'InP et le silicium dégradent la qualité des couches épitaxiées. Pour prouver ce concept de re-croissance, le III-V lab a démontré récemment dans le cadre de la thèse de Claire Besançon une croissance épitaxiale des puits quantiques multiples (MQW) à base d'AlGaInAs sur un germe de 50 nm d'InP collé sur la silice recouvrant un wafer de silicium [23], ce avec la même qualité cristalline que des puits réalisés sur substrat InP. En effet, les MQW sont des structures d'essai idéales à cette fin puisqu'elles peuvent être facilement examinées par diffraction des rayons X et par mesure de photoluminescence (PL).

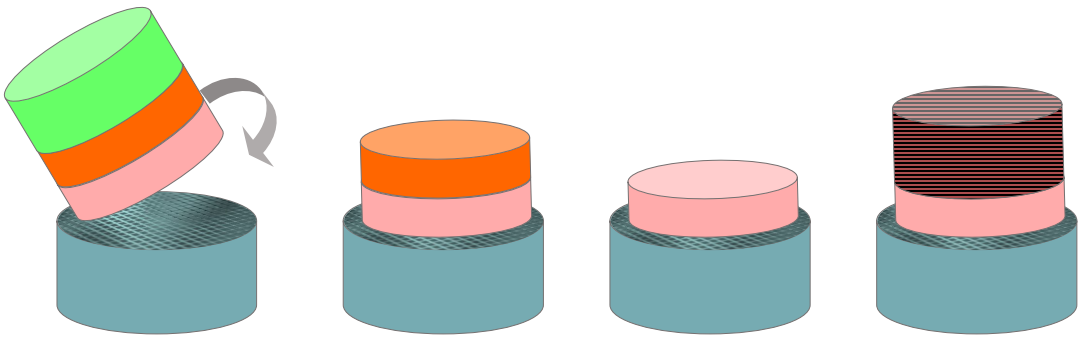


FIGURE II.4 – Procédé de collage III-V/Si basé sur une membrane InPoSi.

La recroissance épitaxiale sur une membrane d'InPoSi est présentée sur la figure II.4. Tout d'abord, on fait croitre sur substrat InP une couche sacrificielle d'InGaAs, puis une couche de quelques dizaines de nanomètre d'InP qui servira de germe pour la recroissance. La structure III-V est ensuite collée à une plaque de silicium oxydée thermiquement. Le substrat InP et la couche sacrificielle InGaAs sont ensuite gravés sélectivement, et on fait croitre une hétérostructure AlGaInAs MQW comme dans une plate-forme purement III-V [24].

1.3 La structure verticale des composants actifs

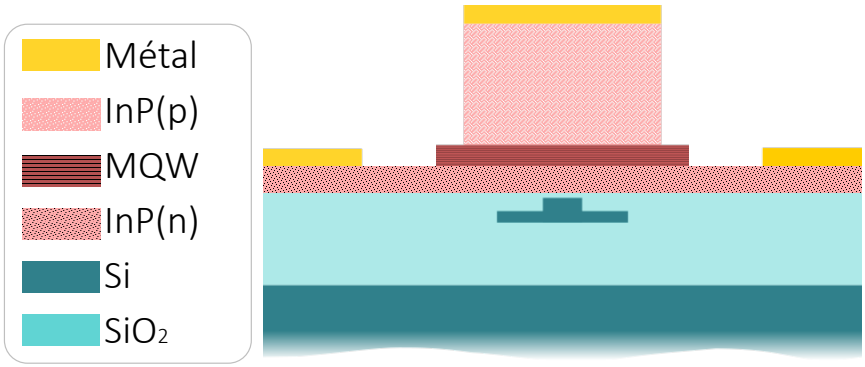


FIGURE II.5 – Structure verticale des zones actives en III-V / Si.

La structure du laser est divisée en deux parties, comme illustré sur la figure II.5. Les couches dans les teintes du bleu représentent le substrat silicium et les circuits SOI ; les couches dans les teintes du rose représentent l'empilement des couches III-V.
Les guides d'ondes SOI présentent un contraste d'indice élevé, le silicium a un indice autour de 3,5 et le SiO_2 un indice autour de 1,5, ce qui permet de réaliser des guides d'ondes à faible rayon de courbure, une fonction très utile pour réaliser des filtres à anneaux, des miroirs en bouclette de Sagnac, et des Mach-Zehnder compacts. La partie III-V (InP) est utilisée pour les fonctions actives telles que les lasers et les amplificateurs, elle peut aussi être utilisée pour réaliser des modulateurs et des photodiodes.

Les guides SOI

Le travail de ma thèse repose sur la conception de composants III-V/Si basés sur la plateforme technologique SOI 310 nm du CEA Leti. Elle est constituée principalement de 4 types de guides SOI. Le tableau de la figure II.6, synthétise leur structure :

1. Le guide Strip permet un fort confinement du mode dans le guide silicium. Ce guide est idéal pour les virages très étroits, notamment pour la conception des résonateurs en anneaux dont les rayons de courbure peuvent descendre jusqu'à 5 μm, tout en ayant des pertes assez faibles de l'ordre de 0,02 dB par courbure (90°) ;
2. Dans le guide Rib le mode prend une forme de poire étalée dans les semelles appelées le "slab", il présente des pertes 10 fois plus élevées que le guide Strip pour un rayon de courbure de 5 μm, en effet le mode étant moins confiné, il s'étend davantage en cas de courbure. Mais ce guide présente moins de pertes linéiques pour les guides droits qui sont de l'ordre de 1 dB/cm ; Le mode étant plus étendu, il subit en effet moins de pertes liées aux rugosités qu'il recouvre moins.

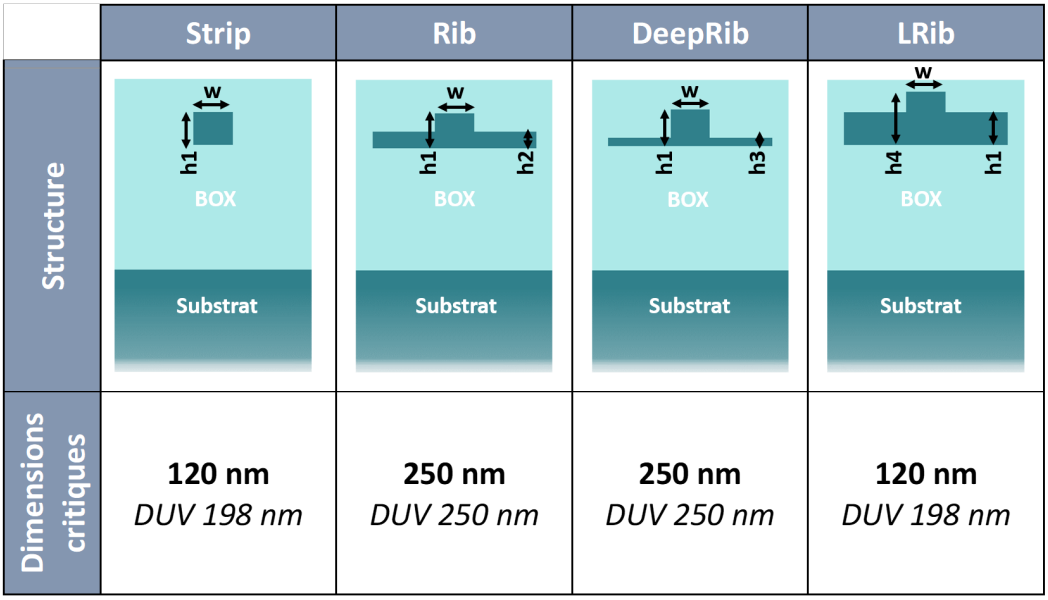


FIGURE II.6 – Les 4 types de guides SOI de la plateforme technologique SOI 310 nm du CEA Leti.

3. Le guide DeepRib est réservé aux modulateurs. C'est exactement la même géométrie que le guide Rib, mais avec un slab plus fin, d'épaisseur H3 de l'ordre de 65 nm. On utilise une faible épaisseur pour mieux confiner le mode dans le guide et augmenter ainsi l'efficacité de modulation. Le fait de diminuer l'épaisseur du slab provoque une augmentation de la résistance d'accès que l'on compense en dopant fortement le silicium (p++) ;
4. Finalement le guide LRib est réservé aux structures actives. L'objectif est de tirer le mode optique au maximum vers le haut du SOI afin de faciliter le couplage avec le guide III-V. Après CMP ce niveau doit se retrouver à environ 80 nm de la surface supérieure de la plaque SOI.

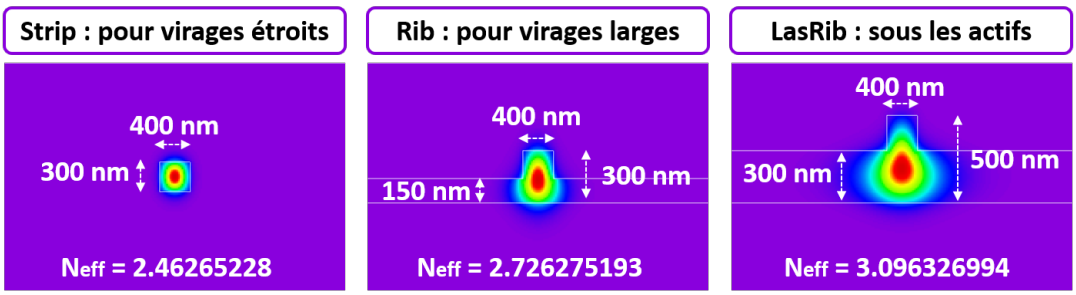


FIGURE II.7 – Simulation du mode optique dans les différents guides SOI.

La figure II.7 montre la forme du mode optique dans les différents types de guides et leur indice effectifs. Ces simulations de mode donnent des informations utiles lors de la conception de circuits passifs ou actifs. Ils permettent de mieux gérer les transitions du mode d'une structure à l'autre, comme par exemple dans le cas des coupleurs directionnels, ou dans les rotateurs de polarisation qui seront expliqués plus loin dans le manuscrit.

Le choix de l'empilement de matériaux III-V

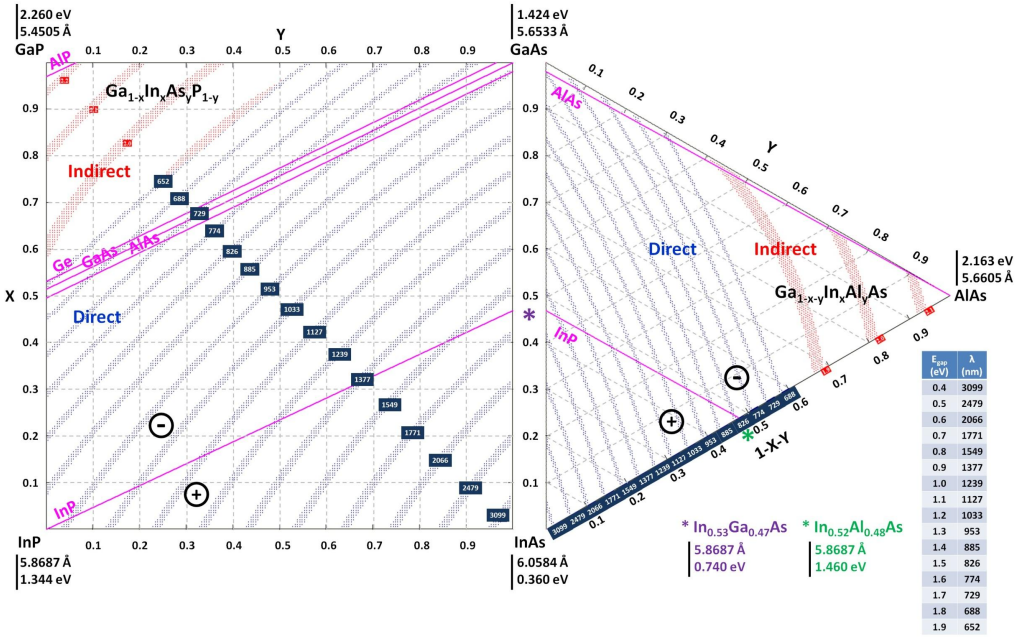


FIGURE II.8 – Composition des matériaux ternaire et quaternaire III-V pour différents gaps et paramètres de mailles.

Un semi-conducteur III-V est obtenu en associant un ou plusieurs éléments de la colonne III et V du tableau périodique, avec une répartition de 50 % de III et 50 % de V (structure blende de zinc pour ce qui nous concerne). La plupart des éléments III-V ont un gap direct, ce qui les rend très performants pour l'émission et l'absorption de la lumière contrairement au silicium de gap indirect. De plus ils ont également une très bonne mobilité électronique, ce qui est favorable pour des applications à hautes fréquences.
Pour le choix de la bonne combinaison d'éléments III et V, on se réfère au diagramme iso-gap iso-maille montré sur la figure II.8. La proportion dans les alliages des éléments III ou des éléments V est matérialisée respectivement par les coefficients x et y. Pour chaque combinaison d'éléments et de coefficients x et y, on peut connaître exactement le désaccord de maille par rapport à un substrat binaire, il est déduit de l'éloignement par rapport aux iso-maille des substrats (lignes roses). Le substrat III-V collé sur Si est toujours en InP dans cette thèse. Les deux symboles + et - montrent si l'on est en tension ou

en compression par rapport à l'InP. On connaît également le gap à composition donné, les iso-gap sont les lignes épaisses en gris pour un gap direct, et en rouge pour un gap indirect. Quand le choix est fait, c'est l'ingénierie des réacteurs et le savoir faire des épitaxieurs qui permet de bien choisir les flux de gaz et la température dans le réacteur afin d'obtenir exactement la composition souhaitée [25].

Numéro de la couche	Type		Matériaux	Epaisseur (nm)	Type de porteurs
11	Cladding n		InP		n
10	SCH		AlGaInAs	300	n
9	8 périodes	MQW_w	InGaAsAl		nid
8	8 périodes	MQW_b	InGaAsAl		nid
7	SCH		AlGaInAs/P		nid
6	Cladding p		InP	3000	p
5	Transition		InGaAsP		p
4	Contact p		InGaAs		p++
3	sacrificial		InP	600	p
2	stop-etch		InGaAs		nid
1			InP		nid
Substrat			InP		N

FIGURE II.9 – Épitaxie de matériaux III-V définissant les structures actives.

L'empilement épitaxial utilisé dans cette thèse est montré sur la figure II.9. La structure active est une hétérojonction PIN polarisée en direct. La zone active intrinsèque est constituée de 8 périodes de puits et de barrières de compositions quaternaires différentes. Les électrons se déplaçant perpendiculairement à cette structure sont piégés dans les zones de puits de potentiel où l'énergie est quantifiée. La longueur d'onde de photoluminescence des puits (et donc la longueur d'onde d'émission du matériau qui y est relié) est donc déterminée par la composition en éléments III-V du puits mais aussi par l'épaisseur de ceux-ci. La structure à multi-puits quantiques présente plusieurs avantages par rapport à une structure intrinsèque composée d'un seul matériau, à savoir : (i) un meilleur rendement photonique, et donc une puissance de sortie élevée ; (ii) un faible seuil d'émission qui peut descendre à 10 mA pour les lasers DFB ; (iii) Et une meilleure cohérence, avec une largeur de raie qui peut être inférieure à 100 kHz.

La figure II.10 montre la mesure de la photoluminescence (PL) de ce type de structures. On obtient une photoluminescence volontairement centrée autour de 1520 nm, car l'effet laser et le collage peuvent provoquer un décalage de la longueur d'onde d'émission de 20 à 30 nm.

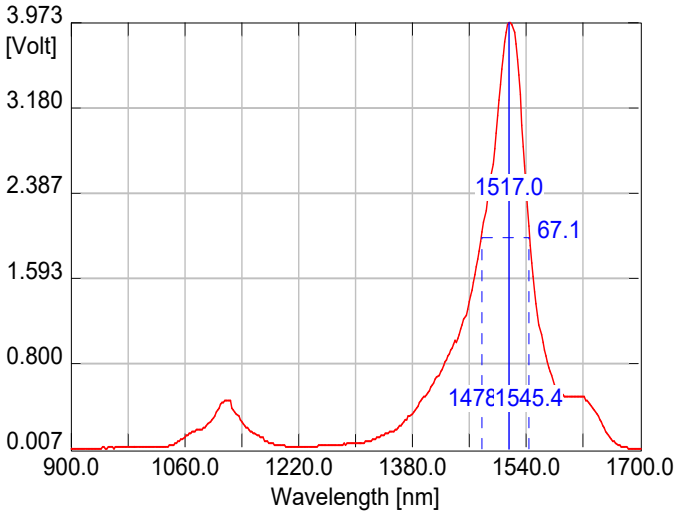


FIGURE II.10 – Mesure de la photoluminescence d'une structure active.

La transition du mode entre le Si et le III-V

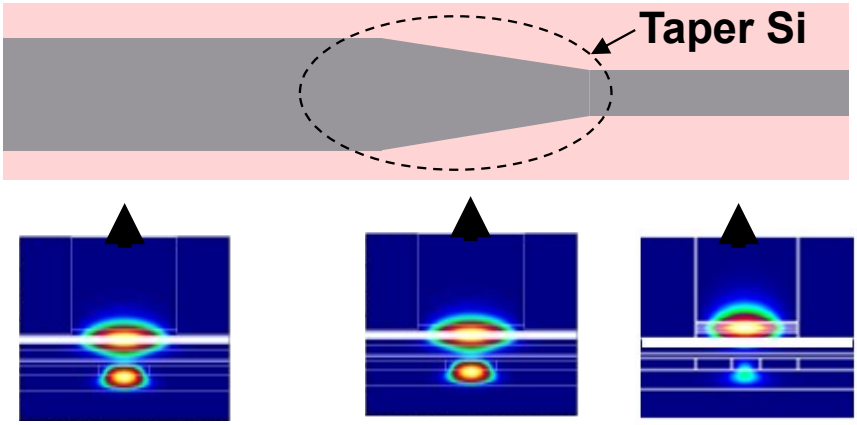


FIGURE II.11 – Taper dans le guide silicium pour adapter la phase de l'onde dans le guide passif et actif.

Dans les conceptions des éléments actifs III-V sur Silicium, le mode optique doit pouvoir faire des transitions entre les guides passifs et actifs dans les deux sens avec le minimum de pertes. Pour assurer ces transitions, nous utilisons un adaptateur de mode (couramment appelé "taper" qui est la traduction anglaise de pointe ou bien d'évasement) dans le guide silicium qui permet d'adapter l'indice effectif du mode dans le silicium à celui dans le guide actif. En général on part d'un guide Si large que l'on affine, et on doit veiller à avoir un accord d'indice effectif tout en ayant une largeur de guide actif qui ne supporte qu'un seul mode transverse. On choisit de réaliser le taper dans le silicium car il est plus facile de réaliser cette étape dans le process silicium : guide fin réalisé en technologie CMOS où il est plus « facile » de réaliser des motifs sub-micrométrique que dans le process III-V : guide épais

>2 μm, process plus complexe et présentant un moins bon contrôle des cotes.

En effet comme on l'a vu sur la figure II.7, le mode optique dans le guide LasRib a un indice effectif de l'ordre de 3 quand le guide fait 0,4 μm de largeur, ceci correspond à l'indice effectif du mode dans la zone active du laser lorsque le guide III-V fait 2,4 μm de large. Le confinement dans la zone active est fixé par la forme du taper et la largeur du guide actif. On vise un confinement inférieur à 5 % dans les puits afin d'avoir une forte puissance de saturation dans la zone active. Les couches SCH qui entourent les MQW permettent de mieux confiner le mode dans la zone active sans augmenter le nombre de puits quantiques ni de les épaissir, elles peuvent aussi permettre d'éviter des pertes par IVBA (InterValence Band Absorption) dans l'InP dopé (P), en réduisant le recouvrement du mode dans cette zone.

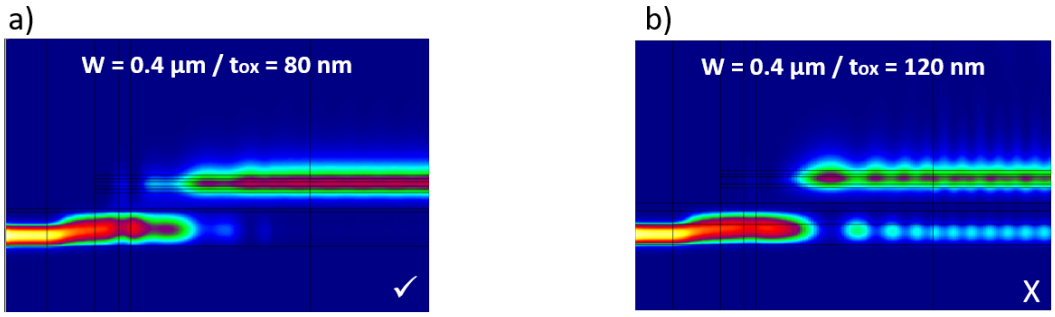


FIGURE II.12 – Transfert du mode entre le silicium et le III-V, a) pour une épaisseur idéale de 80 nm, b) Pour une épaisseur de 120 nm donnant lieu à des oscillations non désirées entre les deux guides.

Le design du taper doit être adiabatique pour permettre le transfert uniquement dans un sens, sans avoir d'oscillations de Rabi entre les deux guides. Un des points critiques pour le design des tapers est de maintenir la même épaisseur d'oxyde qui sépare le silicium du guide actif. Cette épaisseur doit être idéalement vers 80 nm, d'après les simulations modales, mais on a vu précédemment qu'il est difficile de maintenir la même épaisseur après CMP sur toute une plaque. Ceci peut créer des dysfonctionnements des lasers dans le cas ou des oscillations se forment entre les deux guides comme on le voit sur la figure II.12.

1.4 La fabrication des structures actives III-V sur Si

la figure II.13 (1) montre l'empilement des couches III-V collées sur le SOI après retrait du substrat InP.
La première étape du processus de fabrication des structures actives est la plus critique pour les lasers III-V/Si, il s'agit d'aligner le guide actif (appelé ridge ou ruban) avec le guide passif en silicium. En général le ridge fait 2,4 μm et le guide silicium en-dessous fait 0,4 μm. Une erreur d'alignement

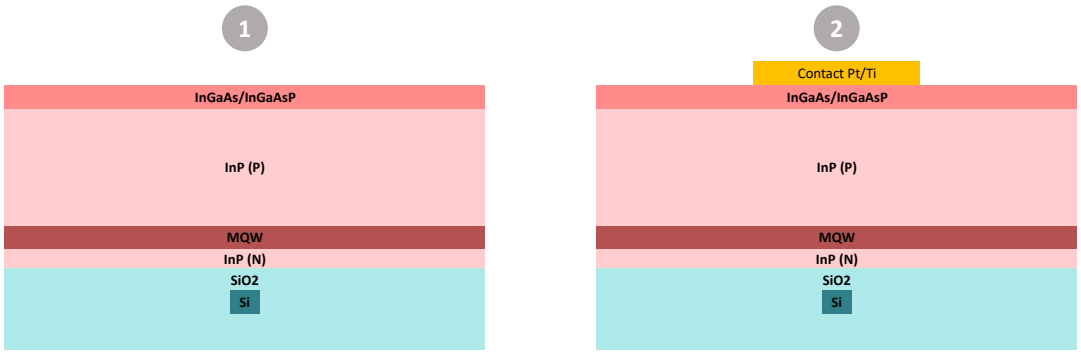


FIGURE II.13 – (1) Empilement des couches III-V collé sur Silicium après retrait du substrat. (2) Déposition d'un motif métallique qui sert de masque pour la gravure du guide actif.

lors de cette étape se répercute tout au long des étapes suivantes, et peut engendrer le non fonctionnement des structures actives. On utilise au III-V Lab une lithographie contact qui a une précision d'alignement suffisante pour effectuer un tel alignement. Néanmoins, la difficulté principale réside dans le fait que la plaque III-V/Si est légèrement bombée (à cause des contraintes de collage), ce qui provoque lors de l'insolation un moins bon alignement aux bords de plaque, si la lithographie contact a été optimisée au centre de celle-ci.
On utilise une résine négative pour déposer le métal qui sert de masque de gravure du ruban. le choix de la résine est important pour avoir un profil de gravure en casquette qui permet une meilleure adhérence du métal lors de l'étape de lift-off. Le dépôt métallique titane-platine sert de contact et de masque dur pour graver le ruban. Après lift-off on obtient la structure montrée sur la figure II.13 (2).

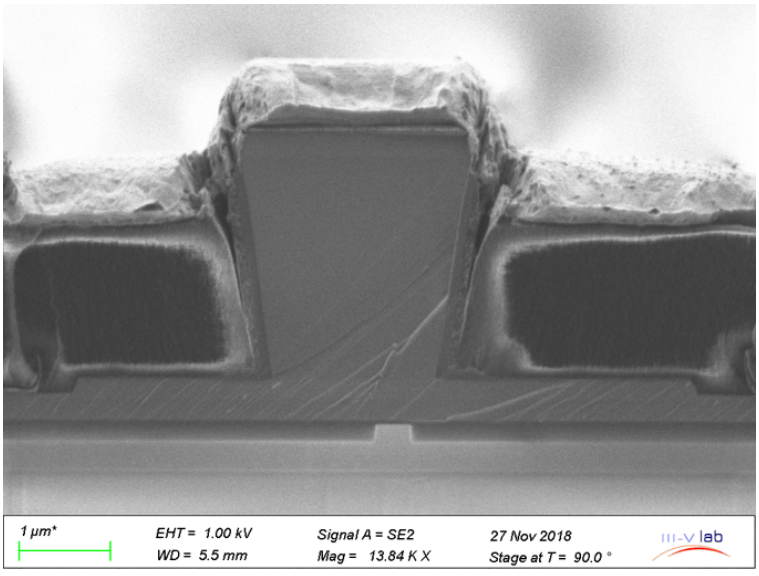


FIGURE II.14 – Exemple de désalignement entre le guide Si et le guide III-V.

La figure II.14 montre un exemple où le guide III-V est mal aligné par rapport au guide Si, le désalignement maximal mesuré est de l'ordre de 400 nm.

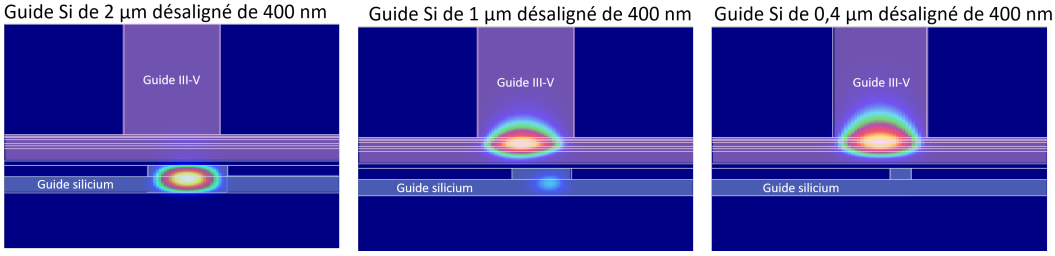


FIGURE II.15 – Simulation de l'effet du désalignement du mode selon différente largeur de guide silicium le long du taper.

Le mode optique a été simulé sur le logiciel Fimmwave dans le cas de ce désalignement pour différentes largeurs du guide silicium le long du taper. Nous pouvons voir le résultat de la simulation sur la figure II.15. Nous constatons que le taper est assez robuste au désalignement, car initialement le mode est très confiné dans le silicium quand le guide silicium est de 2 μm, et une fois qu'il monte dans le guide III-V il ne voit plus le guide désaligné car le guide silicium fait uniquement 0,4 μm.

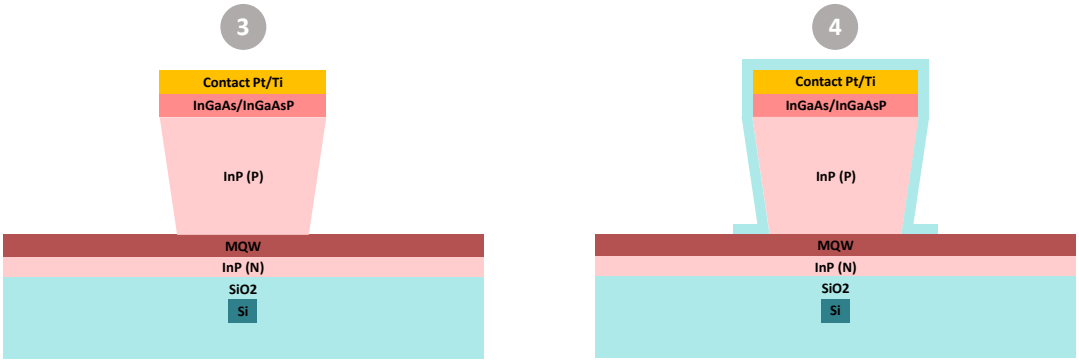


FIGURE II.16 – (3) Gravure sèche des couches ternaire et quaternaire, puis gravure chimique de 2 μ m d'InP dopé P. (4) Dépôt d'un masque dur en SiO_2 pour la gravure des multi-puits quantiques (MQW).

Les rubans sont définis à l'aide des motifs de platine-titane déposés. On réalise la gravure du ternaire InGaAs et du quaternaire InGaAsP à l'aide d'une gravure ionique réactive (RIE), et on enchaîne avec une gravure chimique $HCl/3H_3PO_4$ sélective qui permet de graver environ 2 μm d'InP dopé (p) et de s'arrêter à l'interface avec les puits quantiques. Le profil de la gravure chimique suit les plans cristallins ce qui donne des flans inclinés du ridge, mais la largeur du masque ruban matérialisé par le métal titane platine de la figure II.16 (2) est calculée pour tenir compte de ce phénomène et obtenir la largeur permettant un confinement optimal dans la zone active.

La gravure s'arrête sur une couche d'arrêt qui protège les multi-puits quantiques (MQW).
Lors de l'étape 4, on dépose une couche de SiO_2 en PECVD. Cette couche

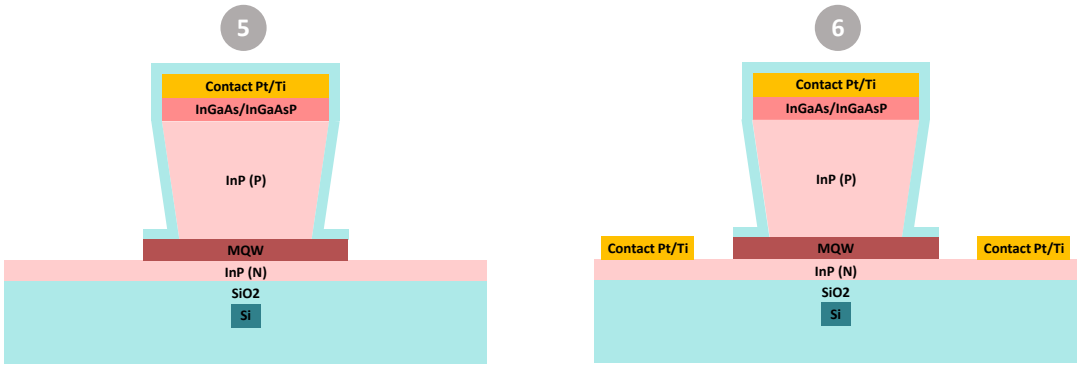


FIGURE II.17 – (5) Gravure sèche des 2/3 des MQW, et du reste à l'aide d'une gravure humide. (6) Gravure du mesa InP(N) pour pouvoir polariser la structure active avec des accès électriques arrivant du même côté que le contact P.

de diélectrique servira de masque dur pour graver les MQW. On enduit une résine positive. On réalise encore une fois une lithographie contact avec le masque qui définit les MQW qui est légèrement plus large que le ruban.
On grave d'abord le SiO_2 à l'aide d'une RIE diélectrique, et on grave en suite les MQW, d'abord à l'aide d'une RIE pour contrôler les flancs, en essayant de ne graver que les 2/3 des MQW. On continue en suite à l'aide d'une gravure chimique pour contrôler l'arrêt sur une couche d'arrêt avant l'InP(n). Cette étape donne la figure II.17 (5), C'est une étape critique dans le sens où l'on risque de "décaper" le ruban si on grave très longtemps.

Après cette étape on obtient la structure du ridge. On réalise par la suite la gravure du mesa InP(n) qui permet d'établir le contact (n) sur les bords du ridge. Encore une fois le masquage est effectué après enduction d'une résine positive à l'aide de la lithographie par contact. La résine est volontairement épaisse pour épouser le ridge en relief. On réalise ensuite une gravure humide de l'InP(n) à base de $HBr/H_2O_2/H_2O$, et on obtient la structure montrée à la figure II.17.
Un recuit est nécessaire à ce moment pour permettre de diffuser le platine déposé lors de l'étape 2 dans le ternaire, ceci permet d'améliorer le contact.
On dépose ensuite le métal contact sur l'InP(n), c'est ce qui permettra de polariser les structures actives. On obtient la figure II.17 (6) après lift-off.

Du BCB est déposé partout sur une épaisseur de quelques microns, cf. figure II.18 (7). Cette couche de BCB permet de planariser les motifs en reliefs et permet également de raccorder le ruban qui fait seulement 2,4 μm de large à un plot isolé de la métallisation pour le contact (p). Le BCB permet principalement de faire du routage des lignes électriques. On recuit en suite le BCB pour le stabiliser mécaniquement et le solidifier, à 250 degrés Celsius pendant 2 h.

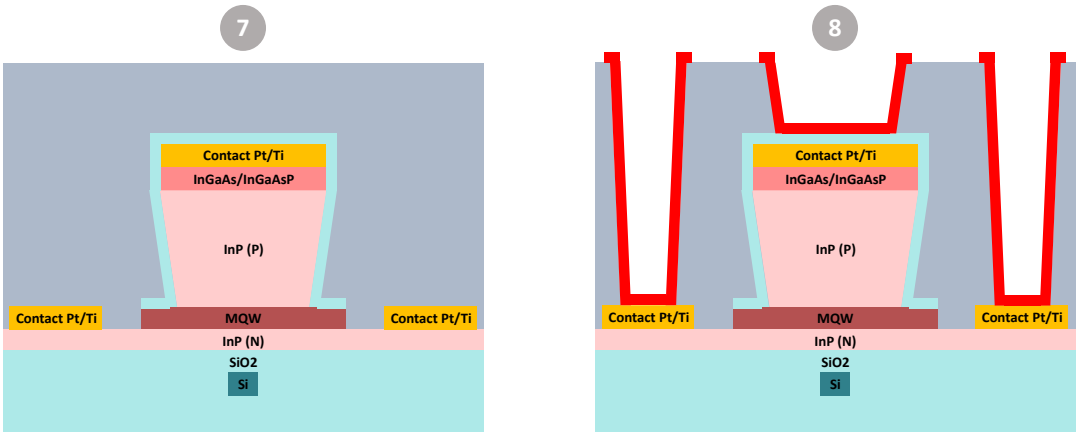


FIGURE II.18 – Etapes technologiques des zones actives en III-V sur Si.

On creuse ensuite des vias pour récupérer les contacts (p) et (n) des lasers, des heaters et également des modulateurs. Les vias sont creusés à l'aide d'une RIE oxygène SF_6.
Enfin la dernière étape consiste à déposer le métal pour réaliser les interconnections du composant en TiPtAu. Son épaisseur est d'environ 1 μm afin d'assurer la continuité électrique dans les vias et pour minimiser les pertes HF.
Ce processus technologique des structures III-V sur Si est le fruit d'un développement de quelques années mené au III-V Lab et au CEA Leti.

2 Design et caractérisation de lasers largement accordables

2.1 État de l'art et choix de thèse pour la conception de lasers largement accordables

Comme présenté dans l'introduction le WDM s'est imposé vers les années 1990 dans les systèmes de transmission haut débit. Actuellement selon les normes ITU pour le UDWDM (Ultra Dense Wavelength Division Multiplexing) dans le long-haul (transmissions longues distances > à environ 50 km) on utilise un espacement très fin entre les longueurs d'onde, qui peut descendre jusqu'à 0,1 nm (12,5 GHz). Mais on arrive à une certaine limite en terme de rapport signal à bruit. On cherche donc à utiliser les bandes S+C+L pour contourner cette limite et augmenter encore d'avantage la bande de transmission, car en augmentant le nombre de longueurs d'onde utilisées on augmente directement le débit (en supposant que chaque canal transporte un même débit de base). Récemment un record de transmission allant jusqu'à 115 Tbit/s a été obtenu par une équipe Nokia Bell Labs France en réalisant une transmission sur les bandes S+C+L sur 100 km [26]. En outre ce résultat a été obtenu en utilisant plusieurs sources sources accordables opérant dans les trois bandes, C, S, et L, et un amplificateur large bande [27]. Dès lors

il existe un réel besoin pour développer des sources largement accordables. Ceci a été un des buts de ma thèse que je vais présenter dans ce qui suit.

Un laser accordable intégré se base une cavité F-P dans laquelle un filtre accordable a été intégré pour sélectionner une seule longueur d'onde. On peut utiliser plusieurs approches pour réaliser des filtres largement accordables, mais globalement on peut les résumer selon deux grandes familles :

— Les filtres basés sur des réseaux de Bragg, on les appelle les DBR, qui ont évolué par la suite vers les SG-DBR et les SSG-DBR [28]. Ces lasers sont réalisés selon deux approches : (i) le réseau et le milieu à gain sont réalisés en III-V, soit monolithiquement ou en butt-joint, (ii) l'approche hétérogène, où le milieu à gain est en III-V et le réseau de Bragg en silicium, dans ce cas on parle de SG-DFB [28] ;

— Les filtres basés sur des résonateurs en anneaux qui sont étudiés dans le cadre de cette thèse. Ils sont également réalisés selon différentes approches : (i) L'approche hybride, où le milieu à gain est en III-V et les anneaux sont en PLC SOI [29], ou en PLC SiO2 (planar lightwave Circuit) [30], (ii) et l'approche hétérogène par collage de III-V sur Si, qui est le cas de cette thèse [31], [32], [33].

Dans la suite de cette section je vais présenter les caractéristiques de ces deux grandes familles, et expliquer les raisons du choix de ma thèse.

Lasers accordables DBR

Les premiers lasers accordables basés sur un DBR (Distributed-Bragg-Reflector laser) sont apparus dès 1970. Les DBR comprennent généralement trois sections monolithiquement intégrées en matériaux III-V, chacune contrôlée par un courant électrique dédié : une section active à multi-puits quantiques, et deux sections passives, l'une dite "phase", et l'autre pour un réseau de Bragg. La facette arrière est revêtue d'un revêtement antireflet et la facette avant offre une faible réflectivité (3 %) pour créer une cavité de Fabry-Pérot (FP) entre la facette avant et le miroir formé par la section de Bragg. L'injection du courant dans la région active génère un peigne FP. Le réseau de Bragg est fait dans un matériau III-V massif (Quaternaire), il agit comme un miroir sélectif en longueur d'onde avec une réflectivité maximale au niveau de la Longueur d'onde de Bragg donnée par $\lambda_{\text{Bragg}} = 2\, n_{\text{eff}}\, \Lambda$, avec n_{eff} l'indice effectif du mode dans le réseau de Bragg, et Λ est le pas du réseau. Quand on change le courant injecté dans le réseau, ceci change l'indice effectif du mode, et change λ_{Bragg} ce qui permet de sélectionner les raies Fabry-Pérot comme on le voit sur la figure II.19 (d'après H. Debregeas in [34]) :

Ces architectures permettaient d'atteindre 16 nm de plage d'accordabilité, avec des puissances de sortie de l'ordre de 20 mW.
D'autres idées de conception basées sur des réseaux de Bragg échantillonnés (SG-DBR : Sampled Grating DBR) ont été explorées pour obtenir des plages d'accordabilité plus importantes. Les SG-DBR (Sampled Gratings DBR) sont basés sur l'effet Vernier entre deux réseaux échantillonnés. L'effet vernier sera

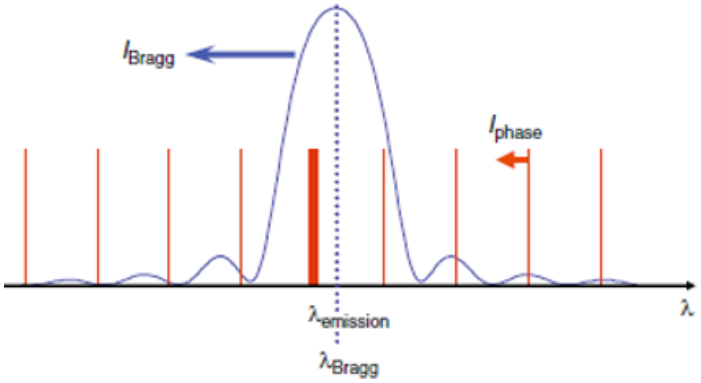


FIGURE II.19 – Structure et fonctionnement d'un laser accordable DBR, d'après[34].

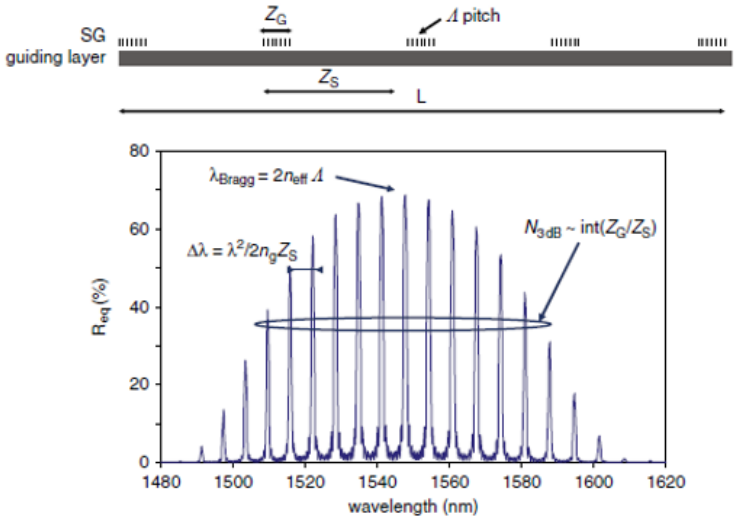


FIGURE II.20 – Structure de DBR accordables avec réseaux de Bragg échantillonnés, d'après [34].

expliqué dans la suite de cette section. Ce type de conception permet d'atteindre 55 nm de plage d'accordabilité [35], mais il est difficile d'étendre cette plage à cause de l'enveloppe du spectre de réflectivité de largeur N_{3dB} fixée par l'échantillonnage. Une architecture avancée de ce type de réseaux appelée SSG-DBR (Super-Structure Gratings DBR) permet d'aplatir le spectre de réflectivité, l'accordabilité simulée avec ce type de filtre peut en principe atteindre 70 nm, mais la meilleure mesure à l'époque de leur apparition (1993) était limitée à 34 nm [28]. On voit sur la figure II.21 que le spectre de réflectivité est plat, mais plus on veut étendre la largeur de l'enveloppe carrée, plus il faut diminuer Zs, et augmenter le nombre N de répétions du réseau. Ceci provoque une limitation majeure pour la fabrication, car il est difficile de réaliser des réseaux longs et uniformes, ce qui peut expliquer les limitations d'accordabilité après fabrication.

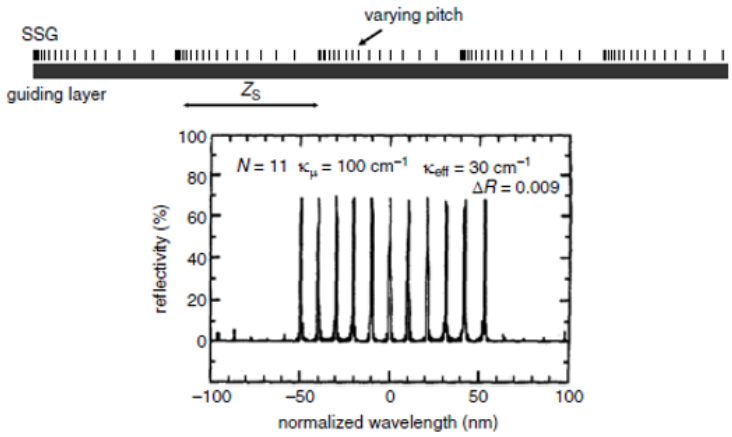


FIGURE II.21 – Simulation du spectre de réflectivité d'un SSG-DBR, d'après [34].

Lasers accordables à double-anneaux

Dans ma thèse je me suis concentrée sur les lasers accordables à effet Vernier entre deux anneaux, en approche de collage hétérogène de III-V sur Si pour obtenir le gain. Les anneaux utilisés pour cet effet sont en configuration de couplage critique, ils présentent autant de puissance injectée, que de pertes de propagation dans l'anneau pour chaque longueur d'onde, d'où la réponse large bande.

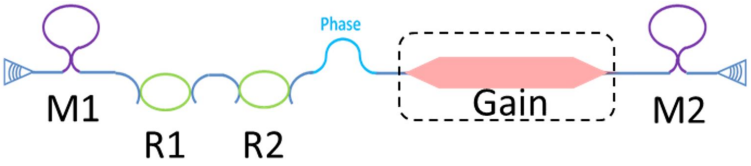


FIGURE II.22 – Design d'un laser accordable en III-V sur Silicium.

Le schéma de principe des lasers sur lesquels j'ai travaillé est présenté sur la figure II.22. Il est composé de deux miroirs de Sagnac qui forment la cavité Fabry-Perot ; d'un filtre à double anneaux pour l'effet Vernier ; et d'une section de phase statique (PS) qui permet d'optimiser la puissance de la raie Fabry-Perot sélectionnée. Ces trois fonctions sont réalisées en SOI (Silicon on Insulator). Le filtre et la phase statique sont accordés par effet thermo-optique dans le guide silicium chauffé par des résistances métalliques. Finalement on obtient le gain optique en intégrant un SOA III-V sur silicium au sein de la cavité.

2.2 Accent sur la conception des éléments passifs

Le filtre Vernier

L'effet Vernier obtenu par deux anneaux est exprimé par la relation suivante :

$$\Delta\lambda_{Vernier} = \frac{ISL1 \times ISL2}{ISL1 - ISL2} \tag{II.1}$$

où $ISL1$ et $ISL2$ sont les intervalles spectrales libres des deux anneaux. Sachant que l'ISL d'un anneaux est exprimée selon cette formule :

$$ISL = \frac{\lambda^2}{n_g \times L} \tag{II.2}$$

Où λ est la longueur d'onde de travail, n_g l'indice de groupe dans le guide silicium, et L est le périmètre de l'anneau. D'après ces deux formules, pour obtenir un large effet vernier on doit concevoir des anneaux de faible périmètre, avec une faible différence entre leurs deux périmètres.
Néanmoins, en plus de la large accordabilité, le filtre Vernier doit être très sélectif pour assurer le fonctionnement monomode du laser. La largeur spectrale d'un filtre en anneau est exprimée selon la formule :

$$\delta = \frac{\kappa^2\lambda^2}{\pi L n_{eff}} \tag{II.3}$$

D'après les formules II.1 et II.3, il y a un compromis pour le choix de la taille des anneaux afin d'obtenir à la fois un large intervalle Vernier et un filtre sélectif.
On peut compenser cette diminution de la qualité du filtre en diminuant le coefficient de couplage κ entre le guide et les anneaux. La troisième contrainte est liée aux pertes dues au rayon de courbure, de l'ordre de 0.02 dB par courbure ($\pi/2$) aux rayons choisis.
Le but de mon travail a été d'obtenir une accordabilité de l'ordre de 120 nm qui couvre les bandes C+L. On peut simuler la réponse du filtre Vernier sur Matlab, à l'aide de la méthode des matrices de transfert, la démarche suivie est la suivante :
Tout d'abord on fixe la taille du premier anneau, résonnant à la longueur d'onde de travail, on fixe la valeur de l'accordabilité Vernier que l'on souhaite obtenir, et on fixe ainsi la longueur du deuxième anneau.
La matrice de transfert d'un anneau (R : Ring) est définie comme le produit de trois matrices [36] :

$$R = C\,P\,C\,, \tag{II.4}$$

où C est la matrice de transfert du coupleur, et P est la matrice de propagation dans l'anneau.

$$C = \frac{1}{j\kappa} * \begin{pmatrix} -1 & t \\ -t & 1 \end{pmatrix} \tag{II.5}$$

avec $t = \sqrt{T}$ et $\kappa = \sqrt{1-T}$, qui sont respectivement les coefficients de transmission et de couplage des anneaux.

On peut exprimer les pertes et la propagation avec les deux équations suivantes :

$$\text{pertes} = \exp\left(\frac{-\alpha_L\, L}{2}\right) \tag{II.6}$$

$$\text{propagation} = \exp\left(\frac{j\,2\pi\, n_{\text{eff}}\, L}{\lambda}\right), \tag{II.7}$$

où $\alpha_L = \log(10^{\frac{A}{10}})$, avec A donnant les pertes en dB/cm. Ce qui donne la matrice de transmission à l'intérieur de l'anneau.

$$P = \begin{pmatrix} \text{pertes} \times \text{propagation} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\text{pertes} \times \text{propagation}} \end{pmatrix} \tag{II.8}$$

On en déduit grâce à la formule II.4 le coefficient de transmission de chaque anneau, ce qui donne le coefficient de transmission du filtre Vernier :

$$t_{\text{Vernier}} = t_1 t_2 \tag{II.9}$$

Généralement, on fixe le périmètre du premier anneau ; on choisit la largeur du filtre Vernier que l'on souhaite atteindre ; on en déduit le périmètre du second anneau grâce à l'équation II.1. On fait un scan fin en longueur d'onde pour calculer la transmission en puissance du filtre, ce qui donne la courbe II.23. La deuxième étape est de trouver le meilleur compromis périmètre des anneaux (L1, L2) / coefficient de transmission (T), pour avoir à la fois un filtre fin (faible valeur de FWHM), et un fort taux de suppression du mode secondaire (SMSR), tout en visant un large intervalle pour l'effet vernier (cf. FigII.24).

Après réalisation d'un scan selon ces deux grandeurs sur Matlab, nous obtenons la courbe de la figure II.25. Ce diagramme a été obtenu pour un effet vernier de largeur 120 nm, avec en ordonnée le coefficient de transmission des anneaux (T), et en abscisse le périmètre d'un anneau. La cartographie en couleur reflète en teintes bleu les faibles valeurs de SMSR, et en teintes jaunes les fortes valeurs de SMSR. Des lignes pointillées en noir on été rajoutées pour faciliter la lecture, elles représentent les courbes iso-SMSR. On constate que le SMSR augmente quand le coefficient de transmission augmente, et que le périmètre des anneaux diminue.

Mais un fort SMSR seul n'est pas suffisant pour garantir un fonctionnement monomode. On doit également avoir un faible FWHM du filtre, qui soit

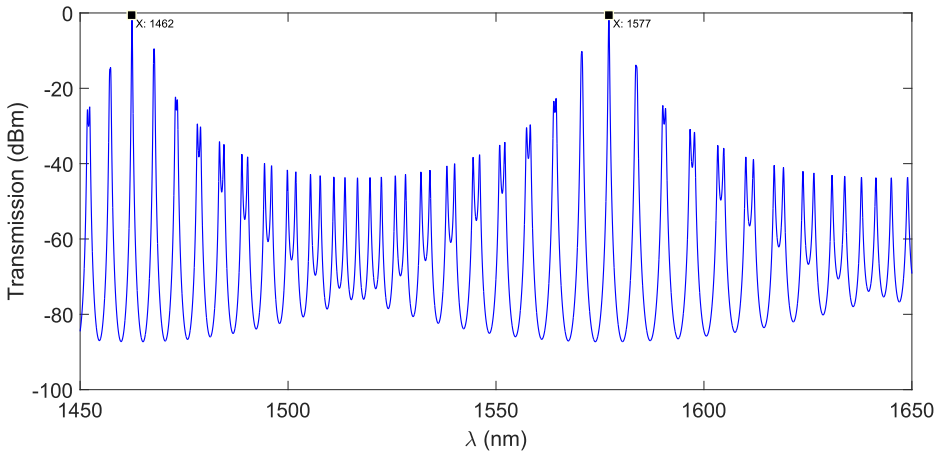


FIGURE II.23 – Transmission en puissance d'un filtre à double anneaux, pour un effet Vernier de 120 nm.

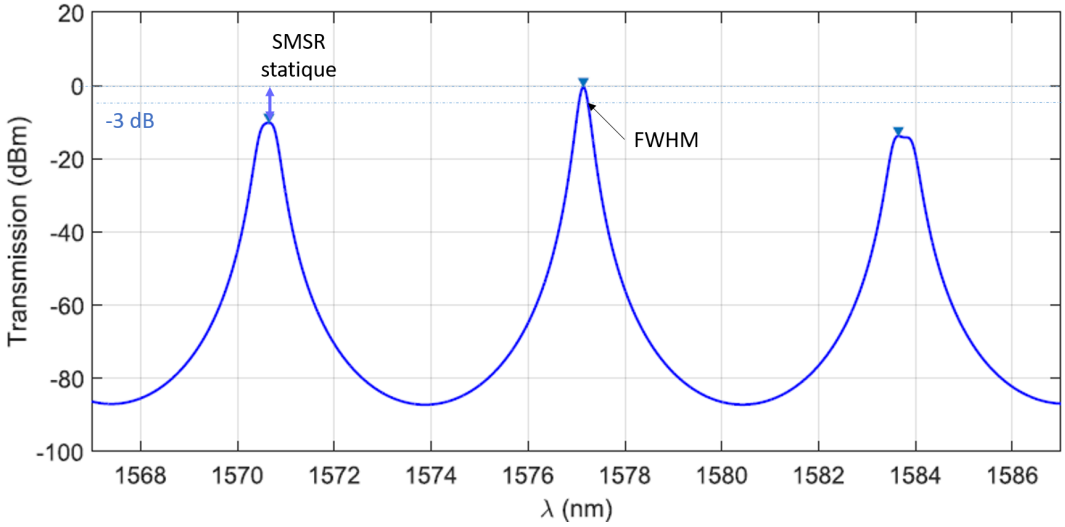


FIGURE II.24 – Zoom sur la résonance principale et définition des paramètres clés.

inférieur à l'ISL de la cavité Fabry-Perot (FP). J'ai donc rajouté sur le même diagramme des lignes pointillées blanches qui représentent les iso-FWHM (en nm) (cf. fig.II.26). En outre, la moyenne de la longueur de cavité utilisée dans nos conceptions se trouve autour de 2 mm. J'ai donc rajouté la courbe en pointillés rouges de L'ISL FP. Ceci permet de cibler la zone utile du diagramme.

Pour obtenir un SMSR (statique) autour de 30 dB, et un FWHM suffisamment inférieur à l'ISL, il faut nécessairement concevoir des anneaux de périmètre inférieur à 100 μm, avec une faible différence entre les deux diamètres pour un effet vernier large, et un coefficient de couplage supérieur à 0,9. Il faut noter que le SMSR laser (dynamique) sera meilleur que 30 dB, car l'effet laser favorise uniquement la raie sélectionnée avec un bon SMSR statique du filtre.

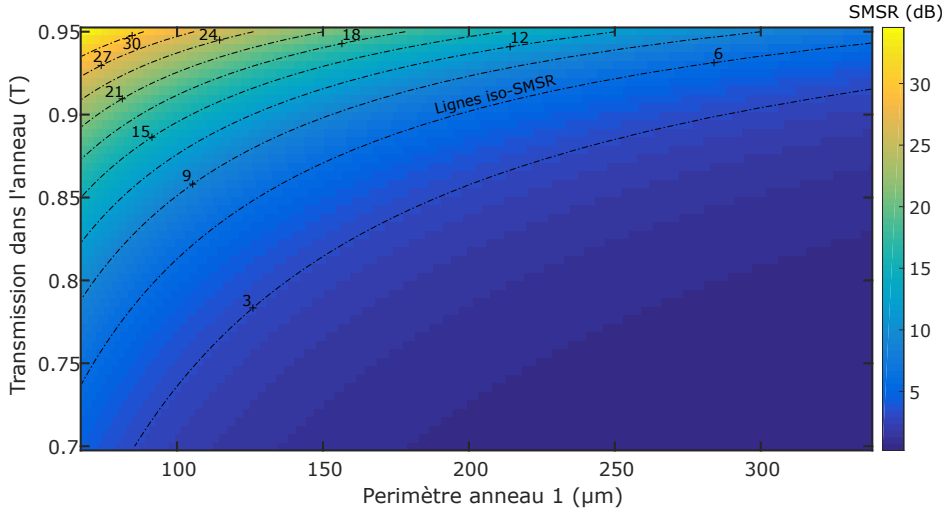


FIGURE II.25 – Cartographie des valeurs de SMSR en fonction de la longueur et du coefficient de couplage des anneaux.

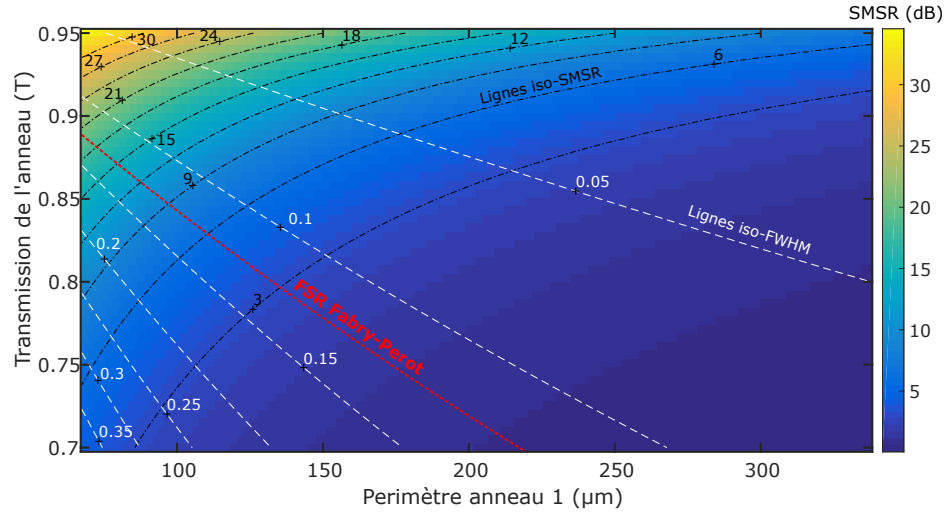


FIGURE II.26 – Prise en compte de la condition de largeur du filtre (FWHM en nm) qui doit être inférieure à l'ISL FP de la cavité

Ces filtres passifs ont été implémentés et fabriqués dans le cadre du projet SEQUOIA troisième génération. La figure II.27 montre le spectre mesuré en sortie d'un filtre Vernier de 120 nm, avec un coefficient de transmission de 0.9 et un périmètre des anneaux autour de 80 μ m. En effet on ne peut pas visualiser la totalité du spectre car nous n'avons pas de source accordables larges pour balayer toute la plage d'accordabilité du filtre. Mais on voit que la moitié du Vernier est d'environ 60 nm (entre le pic minimum et le pic maximum) ceci est en accord avec la la valeur totale visée à 120 nm. Ceci valide la possibilité de réaliser des filtres Vernier SOI larges qui fonctionnent parfaitement comme le prévoit la théorie !

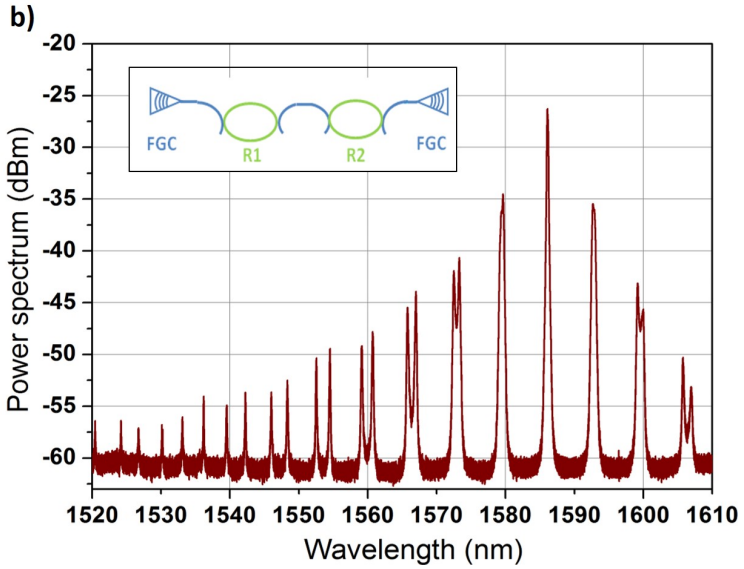


FIGURE II.27 – Mesure d'un filtre Vernier de 120 nm.

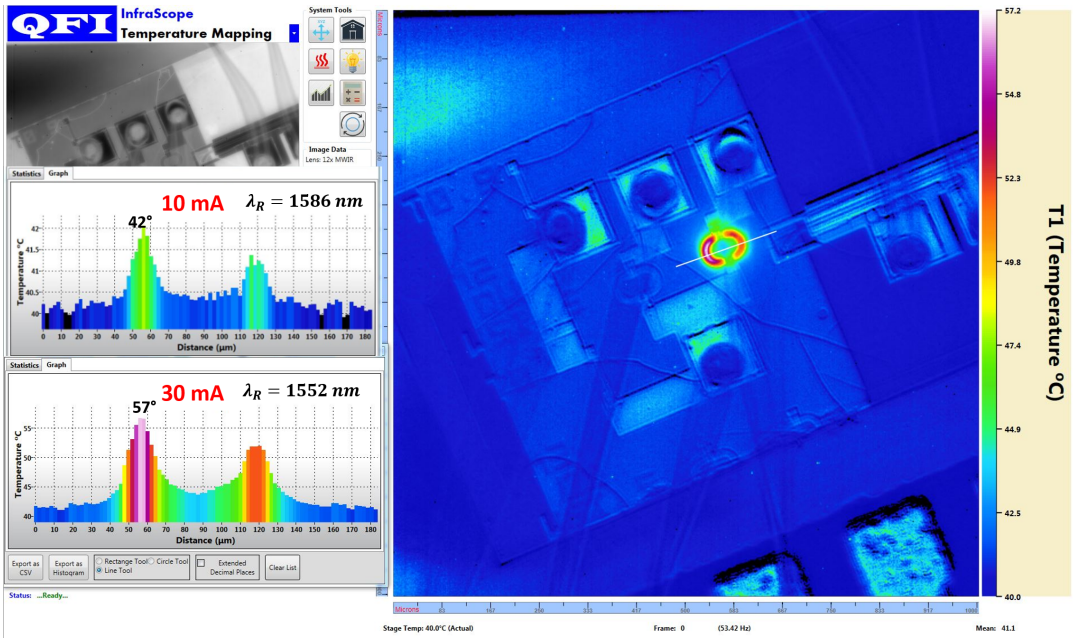


FIGURE II.28 – Mesure de la température d'un anneau à 10 et à 30 mA de courant injecté.

Nous nous sommes aussi intéressés à mesurer l'efficacité d'accordabilité thermique des anneaux. Pour mesurer la température dans la région d'un anneau nous avons utilisé une caméra infrarouge, le résultat est montré sur la figure II.28. Les deux histogrammes à gauche de la figure montrent le résultat en fonction du courant injecté dans l'anneau avec la valeur de la longueur d'onde de résonance du filtre Vernier. Nous constatons un échauffement de 42°C à 57°C du guide formant l'anneau, pour un courant injecté passant de 10 à 30 mA. Ceci donne une efficacité d'accordabilité de 2,3 nm/°C, ou 1,7 nm/mA. Par exemple pour accorder sur 120 nm, cette valeur nous donne

une idée de la valeur du courant à injecter pour parcourir toute la plage d'accordabilité, qui doit être de $(70\,mA)^2$. Il faut dans cet exemple, concevoir des éléments métalliques alimentant l'anneau qui soient capables de supporter une puissance de 70 mA x la valeur de la résistance chauffante implémentée au-dessus de l'anneau, qui est de l'ordre de 30 à 50 Ω, ici, cela donne une puissance de 250 mW.

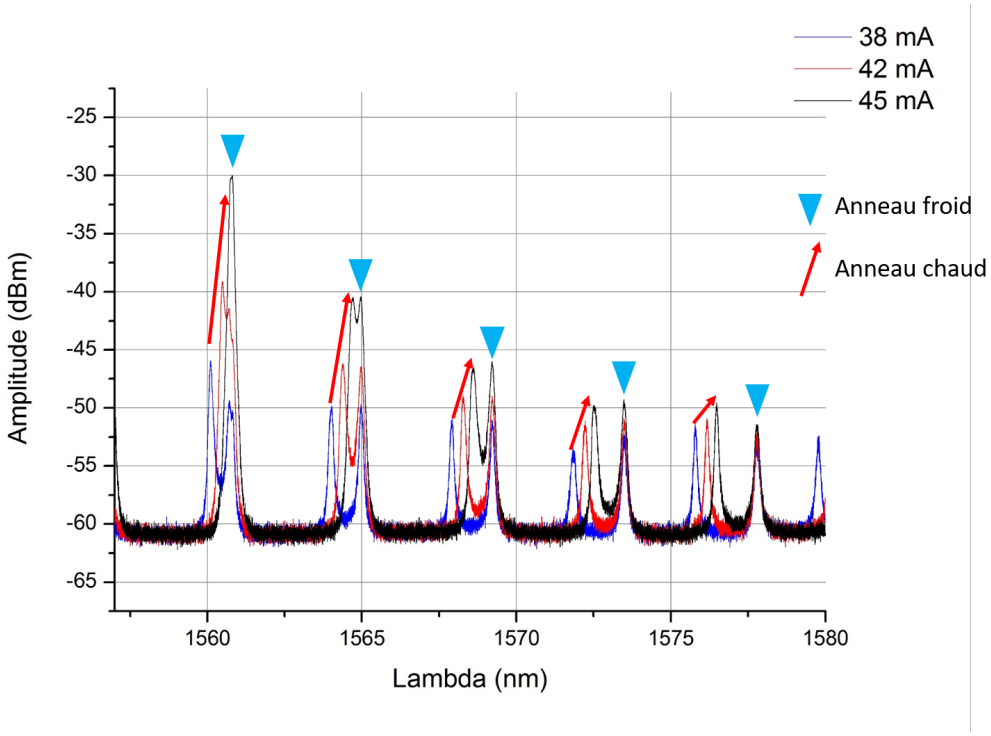


FIGURE II.29 – Vérification de l'absence de crosstalk thermique entre les deux anneaux.

Finalement, j'ai vérifié qu'il n'y avait pas de crosstalk thermique entre les deux anneaux. En effet si les deux anneaux chauffent alors que l'on injecte uniquement dans un seul anneau, leur réponse bougerait simultanément, ce qui dégraderait le coefficient d'accordabilité thermique. La courbe II.29 montre les spectres en sortie d'un vernier pour différents courants injectés dans un seul anneau. On constate que la résonance de l'anneau froid (marquée par le triangle bleu) ne bouge pas en fonction du courant injecté, alors que celle de l'anneau chaud se déplace (flèche rouge). Ceci confirme qu'il n'y a pas de crosstalk thermique entre les deux anneaux du Vernier.

Des miroirs de Sagnac à la place des miroirs habituels à réseaux de Bragg

Nous avons expliqué dans la partie précédente la conception du filtre ; cependant si on revient sur la figure II.22 pour avoir un fonctionnement largement accordable, tous les éléments passifs et actifs de la conception doivent avoir un comportement large bande. Un des challenges auxquels on s'affronte souvent est alors la conception de miroirs large-bande. En effet la

majorité des miroirs intégrés sont basés sur des phénomènes interférométriques, donc dépendant de la longueur d'onde. Un des aspects originaux des conceptions sur lesquelles j'ai travaillé est l'utilisation des miroirs de Sagnac à la place des miroirs classiques en réseaux de Bragg. De la même manière que les anneaux, ces miroirs sont basés sur un coupleur directionnel, ils présentent donc un comportement plus large bande que les miroirs de Bragg.
Un autre avantage notable d'utiliser les miroirs de Sagnac est la fiabilité de leur conception. Le coefficient de réflexion d'un miroir de Sagnac dépend uniquement de la transmission du coupleur qui le compose, c'est simple à concevoir, et moins sensible aux petites variations de fabrication qu'un réseau :

$$R_{Sagnac} = 4T(1-T) \tag{II.10}$$

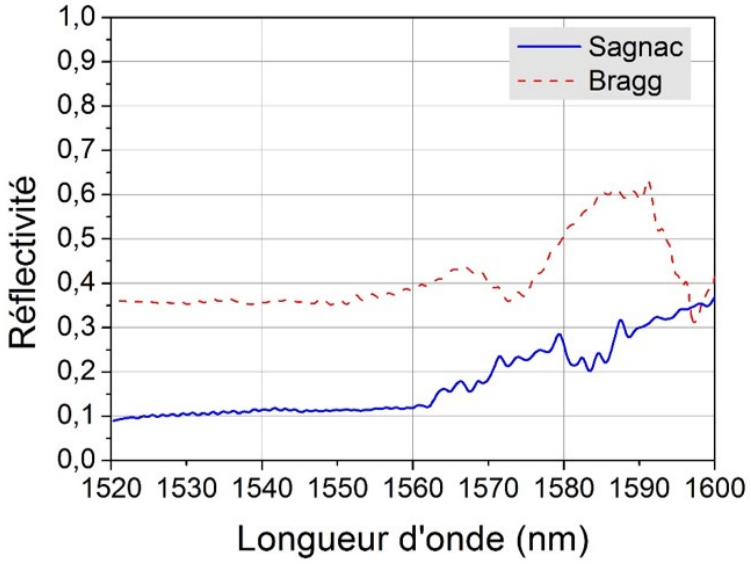


FIGURE II.30 – Comparaison de la réflectivité d'un miroir de Sagnac et d'un miroir de Bragg conçus pour une réflectivité de 10 % .

La figure II.30 montre la réflectivité mesurée d'un miroir à bouclette de Sagnac comparée à celle d'un réseau de Bragg. On remarque que pour un design de miroir à 10 % le miroir de Sagnac est très fidèle à la conception sur la plage 1520 nm jusqu'à 1560 nm, tandis que la réflectivité d'un miroir à réseau de Bragg est moins en accord avec la conception. La mesure de réflectivité de ces deux miroirs est perturbée au delà de 1560 nm, ceci est dû au comportement non large-bande du coupleur vertical qui a servi à coupler la lumière dans la fibre.

De plus, il a été constaté sur plusieurs lasers à cavité en réseau de Bragg, qu'il est difficile d'obtenir un fonctionnement monomode, voir un exemple d'un cas multimode extrême sur la figure II.31. Et même si le laser est monomode, l'accordabilité n'est pas uniforme, il y a certains modes de la cavité

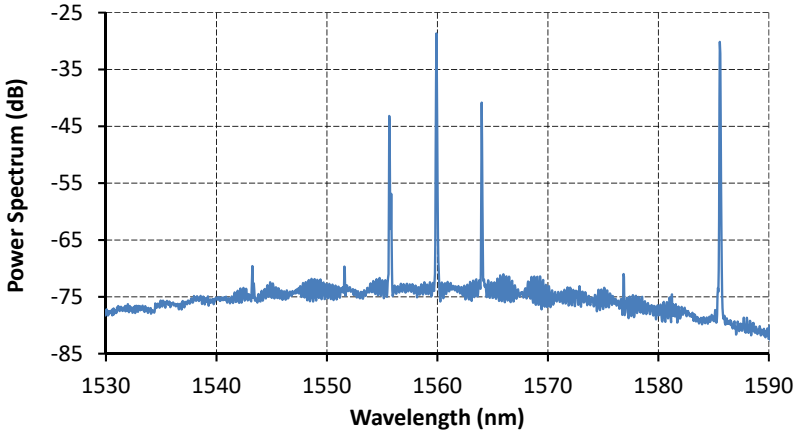


FIGURE II.31 – Comportement multimodes souvent constaté pour les lasers à cavité en réseau de Bragg.

qui résonnent avec le réseau de Bragg du coupleur vertical et remportent la compétition face aux autres modes.
Compte tenu de ces résultats pour la suite de la thèse, toutes les conceptions de laser accordables ont été faites avec des bouclettes de Sagnac.

2.3 Une accordabilité record de 90 nm

Mesures principales

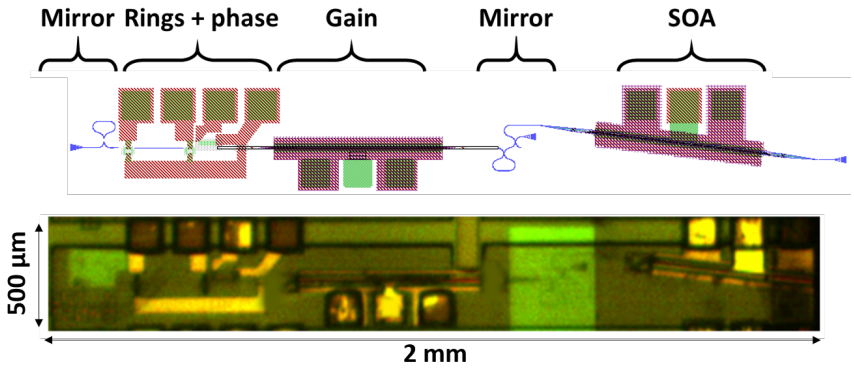


FIGURE II.32 – Design du dispositif laser complet.

Des lasers accordables basés sur la conception présentée précédemment ont été fabriqués et testés. Nous avons obtenu une accordabilité record de 90 nm, comme on le voit sur la figure II.33, avec une puissance autour de 0 dBm couplée dans une fibre verticale [37].

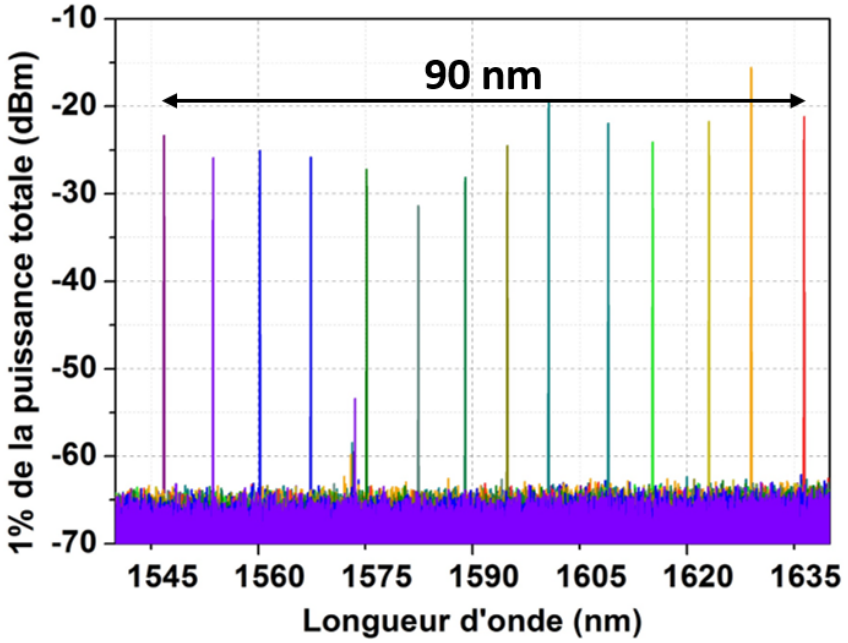


FIGURE II.33 – Laser entièrement intégré avec une accordabilité de 90 nm qui fut un record en 2018.

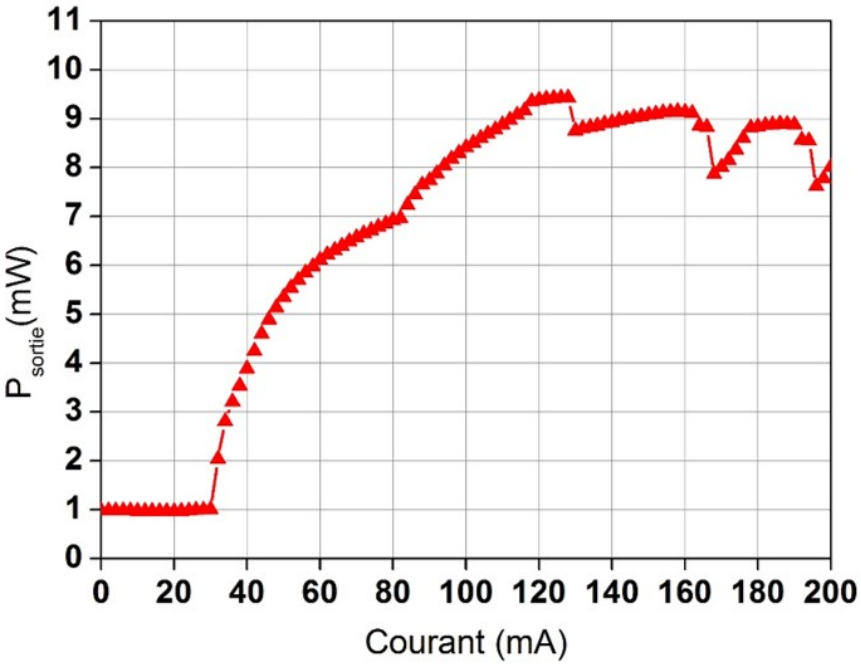


FIGURE II.34 – Caractérisation statique du laser. Seuil à 30 mA, et puissance de sortie de 9 mW après amplification avec un SOA intégré.

Ce laser présente de plus de bonnes caractéristiques statiques comme on le voit sur la figure II.34. Le seuil est autour de 30 mA, et la puissance de sortie après amplification par un SOA intégré est de 9 mW, mesurée avec une photodiode large, après clivage et traitement anti-reflet de la puce.

Limites et discussion

Le filtre Vernier était prévu pour une accordabilité de 120 nm. Nous constatons néanmoins que la plage d'accordabilité effectivement obtenue est limitée à 90 nm, malgré le fait que le filtre Vernier passif seul s'accordait bien sur 120 nm (voir II.27).
Lors de ces mesures, il a été constaté qu'il est difficile d'accorder le laser

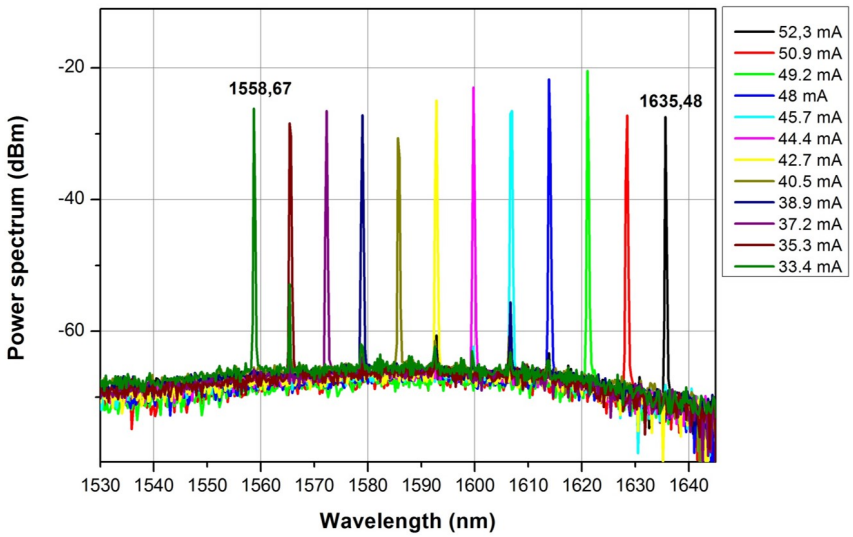


FIGURE II.35 – Décalage vers le rouge de l'effet vernier.

sur des longueurs d'ondes inférieures à 1550 nm. Cette tendance était visible sur un échantillon de quelques dizaines de lasers testés. En général, quand on tente d'accorder des modes en dessous de 1550 nm, on voit une raie laser "naitre", mais elle n'arrive pas à remporter la compétition avec les modes à l'autre extrémité de l'effet Vernier vers les longueurs d'onde supérieure à 1580 nm. La courbe de la figure II.35 montre un dispositif pour lequel il n'était pas possible d'obtenir des longueurs d'onde laser en dessous de 1558 nm.
Plusieurs hypothèses peuvent expliquer ce phénomène. Ce qui est fortement probable c'est que la cause viendrait d'un décalage de la courbe de gain vers les hautes longueurs d'onde, comme cette limite est constatée uniquement sur les conceptions complètes intégrant le milieu à gain, et non sur les filtres passifs seuls. Deux hypothèses majeures peuvent expliquer ce shift :

— Tout d'abord la photoluminescence de cette plaque était mesurée à 1550 nm. Mais d'après la théorie des lasers à semi-conducteurs, l'effet laser à température ambiante peut se décaler jusqu'à 30 nm vers le rouge, car le gap effectif est réduit quand on passe à une théorie d'interaction entre porteurs. Ceci expliquerait déjà une position de la courbe de gain nette qui serait centrée à 1580 nm au lieu de 1550 nm ;

— Plus classiquement les effets thermiques ordinaires (dus à l'effet Joule de l'injection de porteurs), c'est-à-dire les élévations locales de température, peuvent décaler encore plus la courbe de gain vers les grandes longueurs d'onde. Sur le signe de cet effet, il s'agit principalement d'une

réduction du gap avec la température. Cet effet s'explique par la dilatation thermique de la maille cristalline avec l'échauffement. Comme on le voit sur le schéma de la figure II.36, lors de la formation des bandes d'un semi-conducteur, quand la distance augmente entre les atomes dans le cristal notamment à cause de la dilatation thermique ceci entraine une diminution du gap. Ceci est dû au croisement entre les niveaux des bandes issues des orbitales atomiques de différentes nature (s,p) avant la formation des bandes du semi-conducteur à un équilibre thermique donné.

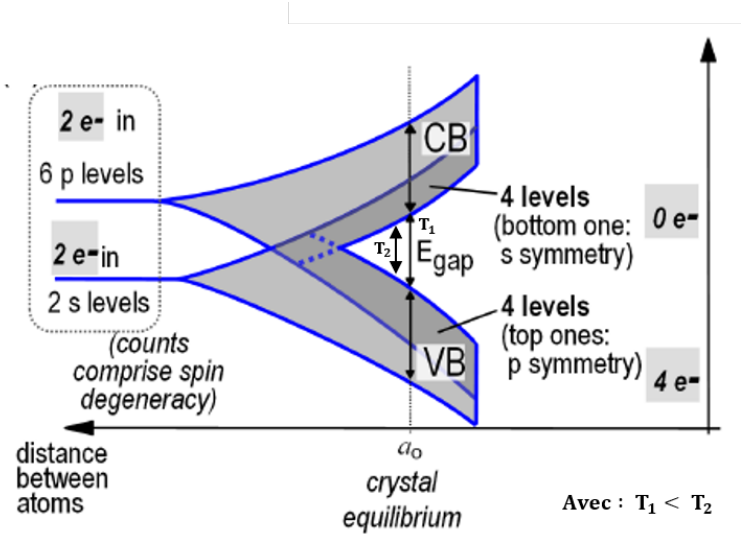


FIGURE II.36 – Effet de l'augmentation de la température sur le gap.

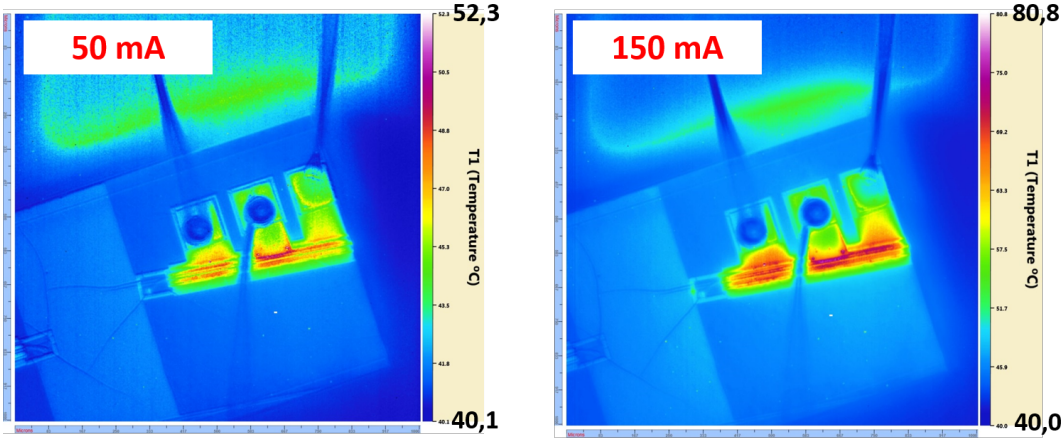


FIGURE II.37 – Mesure de la température d'un SOA à 50 mA (seuil du laser) et à 150 mA de courant injecté.

La courbe II.37 montre l'échauffement du SOA intégré dans la cavité en tant que milieu à gain lorsque l'on passe de 50 mA, proche du courant seuil

du laser, à 150 mA courant standard d'utilisation du laser. On remarque un échauffement de 28,5 °C. Les coefficients de "redshift" à cause des effets thermiques sont de l'ordre de 1 nm/°C [**redshifts**]. Ceci donne environ 28 nm de décalage vers les grandes longueurs d'onde expliqué par les effets thermiques d'injection.

Ces deux hypothèses expliqueraient avec une forte probabilité le décalage du peigne de longueurs d'onde vers le "rouge". Mais il faut noter que tous les éléments passifs de la conception sont centrés à 1550 nm, donc un décalage du gain vers le rouge, amène le laser à fonctionner dans des conditions non optimales. J'ai donc essayé de trouver des astuces pour ramener la courbe de gain vers les courtes longueurs d'onde.

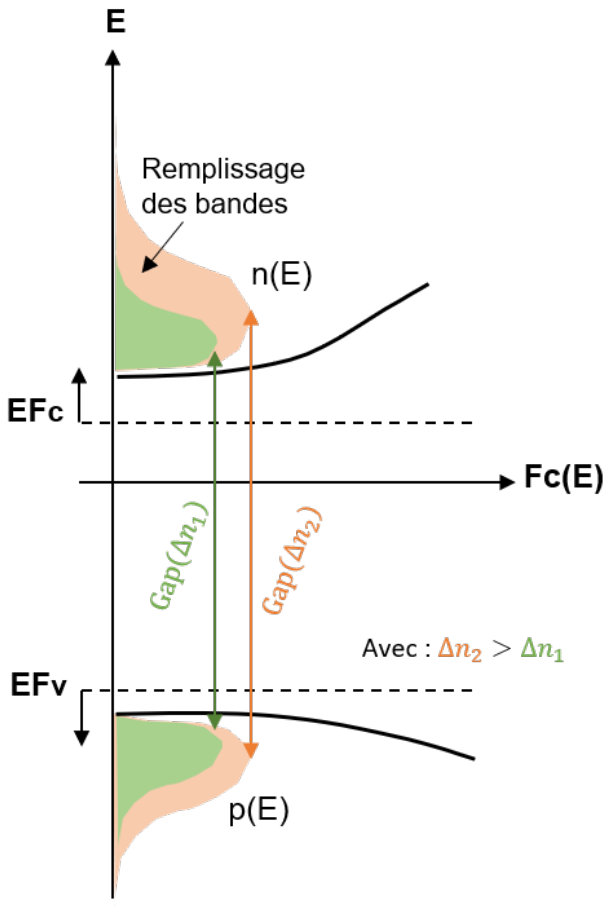


FIGURE II.38 – Effet de l'augmentation de la densité des porteurs sur le gap et sur le gain.

Une forte densité d'injection serait capable de décaler le gain net matériau dans un semi-conducteur vers les courtes longueurs d'onde. La figure II.38 illustre ce phénomène. Quand le remplissage des bandes augmente avec la densité, le gap entre les maximum des deux fonctions d'onde augmente, ce qui explique le décalage vers le bleu.
Mais normalement cet effet n'est plus valide une fois le seuil laser dépassé.

En effet dans un laser le gain est “clampé” aux pertes, et ne devrait plus changer après le seuil, ni la densité des porteurs par conséquent. Sauf que dans notre configuration lorsque le filtre Vernier est désaligné par rapport au peigne Fabry-Perot, on peut perdre l’effet laser même au-delà du seuil, car la réflectivité (anneaux + miroir) est modifiée d’un côté de la cavité, les pertes sont donc aussi modifiées, et n’égalent plus le gain. J’ai utilisé cette astuce pour passer d’une accordabilité de 76 nm à 90 nm. J’ai pompé le laser avec des courants supérieurs à 250 mA : on voit sur la figure II.33 que ceci a permis de débloquer les modes 1546 nm et 1548 nm, mais pour cela il a fallu injecter un courant de 280 mA dans la jonction. Ceci est assez critique car le laser peut être endommagé par échauffement.

2.4 Largeur de raie de l’oscillateur local intégré en III-V sur silicium

Les lasers présentés dans ce chapitre sont destinés à être utilisés en tant que source et oscillateur local intégrés dans les émetteurs et les récepteurs cohérents. Il faut valider leur bonne qualité spectrale par la mesure de leur largeur de raie.

La courbe de largeur de raie mesurée est présentée dans la figure II.39, en fonction du courant d’injection dans le laser. La largeur de raie est déduite de la mesure de la densité spectrale de puissance (PSD) du bruit de fréquence des lasers accordables selon la méthode self-hétérodyne. Nous obtenons une largeur de ligne Schawlow Townes (FWHM) de 150 kHz à une puissance de sortie de 1mW dans la fibre.

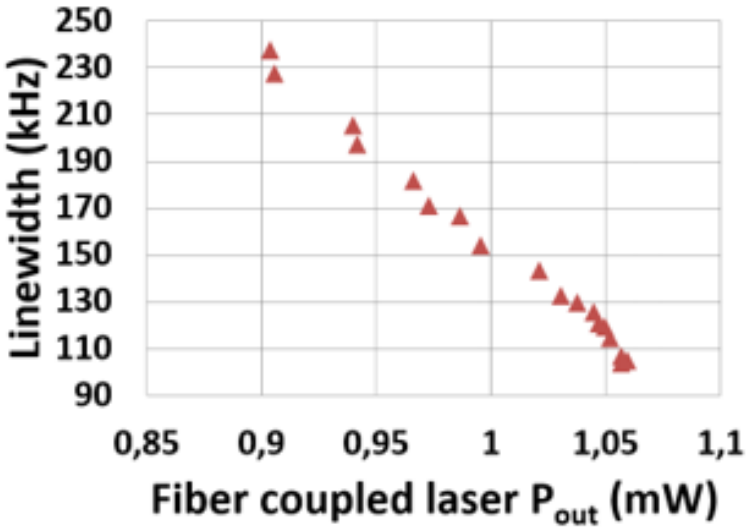


FIGURE II.39 – Mesure de la largeur de raie en fonction de la puissance couplée dans la fibre.

3 Conclusion

Le laser accordable est la clé de voûte dans un transceiver optique, la possibilité de l'intégrer dans la plate forme silicium ouvrirait la voie vers le développement en masse de PICs cohérents intégrant des sources, compacts, industrialisables, et moins coûteux comparés à leurs analogues issus de la plateforme III-V.
Ce chapitre avait comme but de montrer les différents aspects impactés par l'intégration III-V sur Si pour importer le gain. Il a été amorcé par un rappel sur les challenges du collage, une étape qui malgré son apparence simple reste jusqu'à présent en cours de développement, encore une dizaine d'années après l'apparition de l'intégration hétérogène par collage [38]. Les efforts actuels sont concentrés sur l'uniformité de l'épaisseur de la couche de collage, et sur la maîtrise de la composition des couches de collage pour éviter l'apparition de bulles après le collage ou au cours des étapes de process. Un bon collage, uniforme et sans bulle est un ingrédient très déterminant pour le fonctionnement et l'évolution des PICs III-V sur Silicium. Le consolider permettrait en plus de déverrouiller la question cruciale de la recroissance de matériaux III-V au cours des étapes de production, et permettrait aux PICs d'atteindre les performances actuelles en lasers et SOAs de la plateforme InP.
De la même manière que le collage, les processus technologiques de gravure des structures actives sont également en cours de maturation, les recettes continuent d'évoluer pour répondre aux besoins de plus en plus exigeants en conception.
Le laser largement accordable présente un exemple d'entente poussée aux limites entre les plateformes SOI et III-V. Nous avons démontré dans le cadre de cette thèse un record d'accordabilité de 90 nm, avec un design compact répondant aux spécifications, avec une puissance de sortie proche de 10 dBm, et une largeur de raie de 150 kHz. L'analyse des limites rencontrées dans cet exemple permet de pointer les perspectives d'amélioration dans le futur, qui seraient les suivantes :

- L'intégration d'un milieu à gain large bande, capable de couvrir la réponse large bande des filtres Vernier à double anneaux. Ce type de milieu à gain a déjà été implémenté au III-V sur des SOAs larges bande [27] ;
- L'optimisation du confinement dans la structure active pour augmenter la puissance de sortie. Des résultats très récents de notre équipe ont démontrés des lasers accordables similaires à ceux présentés dans ce chapitre et qui présentent une puissance dans la fibre en sortie des coupleurs verticaux dépassant les 10 dBm ;
- L'intégration d'isolateurs dans les lasers pour éviter les problèmes liés à la rétroaction, notamment la rétroaction cohérente. Des travaux ont démontré en 2016 la possibilité de réaliser des isolateurs à effet magnéto-optique. Ils sont basés sur le dépôt d'une fine couche de grenat Ce :YIG au-dessus d'un guide silicium, ces derniers permettent jusqu'à 32 dB d'isolation à 1555 nm, avec seulement 2,3 dB de pertes en excès [39].

III Intégration de modulateurs

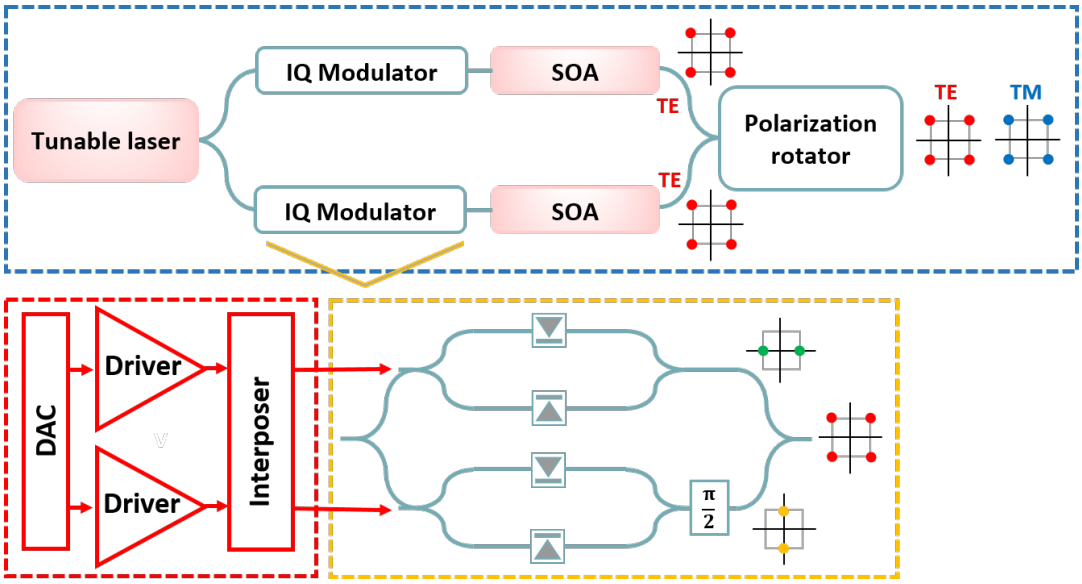


FIGURE III.1 – Schéma détaillé de la composition d'un émetteur cohérent.

Le schéma global de l'émetteur cohérent étudié dans le cadre de cette thèse est présenté sur la figure III.1. Les parties entourées en bleu et en jaune représentent le PIC photonique qui va être expliqué dans la section 1 de ce chapitre. Les composants entourés en rouge sont les composants électroniques nécessaires pour piloter le modulateur à partir d'un signal électrique numérique. Selon les approches technologiques, les "drivers" peuvent ou non être intégrés dans le PIC.

Le but de ce travail de thèse est de démontrer la possibilité de réaliser des émetteurs PDM-IQ entièrement intégrés, contenant des lasers accordables et des amplificateurs (SOAs) en III-V sur silicium. Une démarche progressive a été suivie avant d'arriver à ce but, en s'alignant sur les besoins de différents projets de recherche industrielle présentant des approches différentes :
(1) Le projet Merope / thetis : Il s'agit d'un projet en collaboration avec le CEA Leti et STM pour la conception d'émetteurs PDM-IQ en silicium sans sources intégrées. Les particularités de ce projet sont : l'optimisation de la conception HF des modulateurs, et l'ajustement de leur structure verticale à la plateforme CMOS de STM, le but final étant de bénéficier de la maturité des processus industriels pour obtenir des hauts rendements de fabrication et un grand nombre de composants sur des plaques de 12 pouces de diamètre (30 cm). Mon rôle a été de caractériser ces composants, et d'identifier

les challenges ;

(2) Le projet SQ3B : Ce projet présente des conceptions de modulateurs très proches de celles du projet précédent (Merope / Thetis), mais cette fois, avec des sources lasers et des SOAs intégrés en III-V sur Si. Il a été fabriqué au sein de la plateforme ligne pilote du CEA Leti, et l'épitaxie et une partie des processus III-V ont été réalisées au III-V Lab. Mon rôle a été principalement de concevoir, et dessiner le masque III-V sur Silicium, et de caractériser les composants fabriqués par la suite ;
Ces deux premiers projets seront présentés à la section 2 de ce chapitre.

(3) Le projet H2020 Picture : Les deux projets précédents sont basés sur des modulateurs silicium à base de jonction p-n en déplétion. Ils présentent une limitation intrinsèque en terme d'efficacité. J'ai travaillé sur une nouvelle approche de conception dans ce troisième projet pour améliorer l'efficacité des modulateurs MZ Si. Je me suis principalement impliquée dans le design de modulateurs capacitifs hybrides III-V sur silicium, pour une forte efficacité, et une bande passante supérieure à 20 GHz. Ce projet sera présenté dans la section 3 de ce chapitre.

(4) Le projet MIQ 2 : J'ai également travaillé sur les caractérisations des premiers modulateurs de l'état de l'art en PDM-IQ avec laser et SOAs intégrés sur la même puce en III-V sur Si. Ces composants sont l'héritage d'une thèse antérieure [40]. Ils seront présentés en **annexe A**. J'ai contribué spécifiquement à la sélection des composants pour une mise en module avec un système de refroidissement micro-fluidique, et des fibres verticales.

Pour ces différents projets, il a fallu concevoir des électrodes HF à ondes-progressives (travelling-wave), souvent nécessaires pour obtenir des modulateurs à large bande passante. Je présenterai la démarche de conception des MZ travelling-wave et des électrodes HF dans la section (3.2) de ce chapitre.

1 Présentation et état de l'art des modulateurs IQ à base de Mach-Zehnder à effet électro-optique

1.1 Modulateur électro-optique

Un modulateur électro-optique est un dispositif qui permet d'inscrire des informations sur une porteuse optique en modulant son intensité, ou sa phase. Les effets utilisés pour moduler l'intensité sont résumés sur la figure III.2, et expliqués plus en détail ci-dessous :

1. L'électro-absorption : les modulateurs à électro-absorption sont connus sous l'acronyme anglais "EAM". Ces derniers sont basés principalement sur deux effets : l'effet Franz–Keldysh dans un milieu intrinsèque massif ("bulk") d'une jonction PIN, ou l'effet Stark (QCSE : Quantum Confined Stark effect) dans un empilement intrinsèque à multi-puits quantique d'une jonction PIN. Pour ces deux effets, la présence d'un

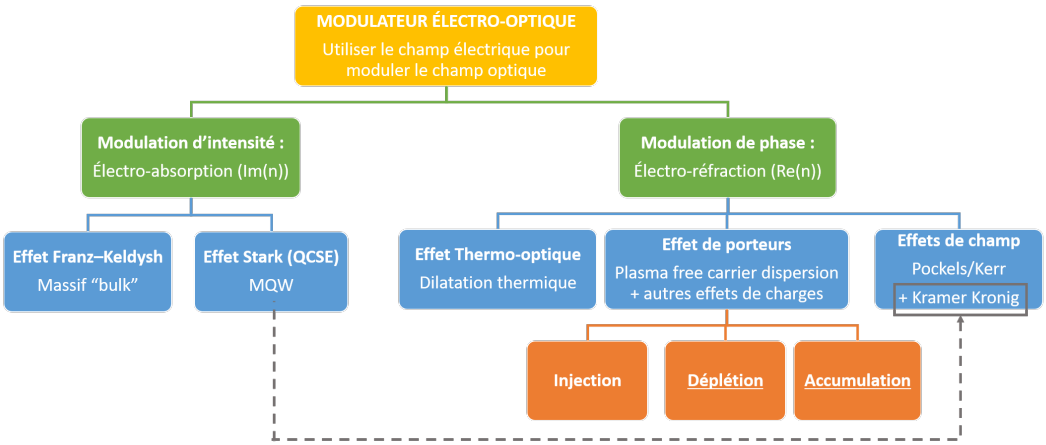


FIGURE III.2 – Les effets électro-optiques de variation d'indice

fort champ électrique, déplace l'absorption vers une longueur d'onde plus grande. Dans les matériaux à gap direct, le bord d'absorption est très raide, de très grandes variations de l'absorption sont donc produites par l'application d'un champ électrique [41]. Ce phénomène peut être utilisé pour réaliser des modulateurs d'intensité rapides [42], ou pour réaliser des switch rapides dans les deux bras d'un MZ pour obtenir un format de modulation IQ [43].

2. L'électro-réfraction : un changement de l'indice de réfraction du matériau (donc de la phase d'une onde en propagation dans ce milieu) est converti en changement d'intensité via un interféromètre ou un dispositif résonnant, par exemple un MZ ou un anneau. Les effets utilisés pour changer l'indice sont :

   - L'effet thermo-optique : L'indice des matériaux semi-conducteur dépend de la température. Cet effet est généralement utilisé pour réaliser déphaseurs statiques, car sa fréquence de réponse est limitée à 1 MHz [44]. Pour le silicium c'est un des effets de changement d'indice les plus efficaces, car une variation de température de quelques degrés provoque un Δn de l'ordre 10^{-3}. Cet effet est utilisé dans les bras des MZ silicium pour réaliser des déphaseurs statiques, permettant d'ajuster la phase des bras d'un MZ, et d'introduire le déphasage $\frac{\pi}{2}$ entre deux MZ d'un modulateur IQ.

   - L'effet "plasma dispersion" (électrons libres) : Cet effet a été notamment analysé dans le silicium par R.Soref et B.Bennett en 1987 [45]. Ils ont mis en place des formules empiriques, en accord avec les modèles Drude-Lorentz, qui donnent le changement d'indice dans le silicium à 1,3 et à 1,5 μm en fonction de la concentration en trou et en électrons [en cm^{-3}]. D'autres travaux se sont intéressés à mesurer ces effets dans les matériaux III-V, mais il est plus complexe

d'avoir une formule générale, car on utilise souvent un empilement de plusieurs matériaux. La variation de la densité des porteurs est obtenue par différents moyens :

(a) L'injection de porteurs : Il s'agit d'injecter des porteurs (minoritaires) dans la région intrinsèque d'une jonction PIN. Cet effet est très efficace, l'indice peut changer de l'ordre de 10^{-2} pour une polarisation en direct de seulement quelques volts. Cet effet n'a pas été étudié au cours de cette thèse, car il présente une faible bande passante (inférieure au GHz), limitée principalement par le temps de recombinaison des porteurs minoritaires.

(b) La déplétion : C'est le moyen de changement d'indice le plus utilisé dans les modulateur MZ p-n silicium. Le principe est d'appliquer une tension de polarisation en inverse sur une jonction p-n, ce qui donne lieu à une zone de déplétion de porteurs provoquant un changement d'indice. L'avantage majeur de cet effet est sa faible capacité, ce qui donne des fréquences de coupure allant jusqu'à 40 GHz pour le silicium [46], [47] . Mais le point faible de cet effet est son efficacité médiocre. Le $V_\pi L$ (paramètre d'efficacité qu'on explicitera un peu plus loin) est de l'ordre de 0,5 à 3 V.cm.

(c) L'accumulation : C'est un effet très proche de l'effet fonctionnant dans la structure MIS utilisée dans les transistors, sauf qu'il est basé sur deux semi-conducteurs dopés N, et P, séparés par une fine couche d'oxyde. Le but est d'utiliser cette structure en régime d'accumulation, pour lequel les trous et électrons majoritaires sont attirés aux interfaces avec l'oxyde, où les densités des porteurs dépassent $10^{19} cm^{-3}$ dans une zone de typiquement 10 nm, ceci se traduisant par un fort changement d'indice effectif de l'onde Δn_{eff} de l'ordre de 10^{-3}. Les meilleurs efficacités atteintes par cet effet sont de l'ordre de $0,05 V.cm$ [48].

- Le changement d'indice dû à la présence d'un champ électrique quasi-statique dans le matériau :

(a) L'effet Pockels : Changement de l'indice de réfraction proportionnel au champ (effet non-linéaire d'ordre 2). Cet effet est présent dans les matériaux cristallins qui ne présentent pas de centro-symétrie. Il est par exemple utilisé dans les modulateurs LiNbO3, ou le GaAs. Dans le silicium, cet effet peut être utilisé seulement dans les guides contraints, dans lesquels la centro-symétrie est rompue.

(b) L'effet Kerr : Changement de l'indice de réfraction proportionnel au carré du champ (effet non-linéaire d'ordre 3). (L'effet non-linéaire d'ordre 3 est toutefois très fort en dynamique dans le silicium, mais il ne peut pas être utilisé aux longueurs

d'onde des télécoms à cause de la présence de l'absorption à deux photons (TPA) qui provoque des pertes).

(c) Changement d'indice résultant de l'absorption (électrons liés) : D'après les relations de Kramers-Kronig, la partie réelle et imaginaire de l'indice d'un semi-conducteur sont interdépendantes spectralement. Cet effet est utilisé dans les modulateurs MZ en InP, pour atteindre des forte efficacité de changement d'indice. La stratégie est d'optimiser un effet d'électroabsoption d'une jonction PIN pour minimiser l'absorption et maximiser le changement d'indice [41]. L'effet QCSE est plus utilisé dans ce cas que l'effet Franz-Keldysh, car la structure à multi-puits quantiques est plus flexible pour optimiser le changement d'indice.

Seuls les modulateurs à effets de changement d'indice par déplétion ou accumulation ont été étudiés dans le cadre de cette thèse, car leur mise en œuvre est possible dans le silicium. Comme précisé précédemment, ces effets provoquent un déphasage, mais il faut les implémenter dans un interféromètre pour obtenir une modulation d'intensité. L'architecture MZ a été choisie car elle présente des avantages qui seront détaillés dans ce qui suit.

1.2 Les modulateurs Mach-Zehnder

Un modulateur Mach-Zehnder (MZ) est un interféromètre à deux ondes qui génère une modulation d'amplitude à partir de la modulation de phase dans un ou les deux bras qui le constituent.
La fonction de transfert d'un MZ est donnée par la formule :

$$I_{out} = I_{in}\, cos\left(\frac{\pi}{2} \times \frac{V}{V_\pi}\right), \tag{III.1}$$

où I_{in} et I_{out} sont respectivement les amplitudes du champ optique en entrée et en sortie du modulateur et V la tension appliquée au modulateur ; la réponse du MZ est représentée sur la figure III.3. La tension V_π est la tension nécessaire pour obtenir un déphasage de π sur un bras du MZ. Elle est définie à l'aide de la formuleIII.2 :

$$V_\pi = \frac{2\,\lambda h^2}{L\Gamma r n^3} \tag{III.2}$$

Où h est la hauteur du guide d'onde, L la longueur du modulateur, Γ le confinement dans le guide, r le coefficient électro-optique du modulateur de phase, et n l'indice matériau[49].
Le schéma figure III.3 montre le principe de fonctionnement d'un modulateur MZ où seulement un bras intègre un modulateur de phase.

En raison de sa symétrie (au repos), l'interféromètre de Mach-Zehnder présente plusieurs caractéristiques intéressantes. Lorsque les deux bras sont de même longueur, la transmission d'un MZ ne dépend que du déphasage entre les deux bras ($\delta\phi$) quelle que soit la longueur d'onde utilisée. En effet $\delta\phi \ll \pi$, alors que les chemins optiques entre les deux bras vérifient

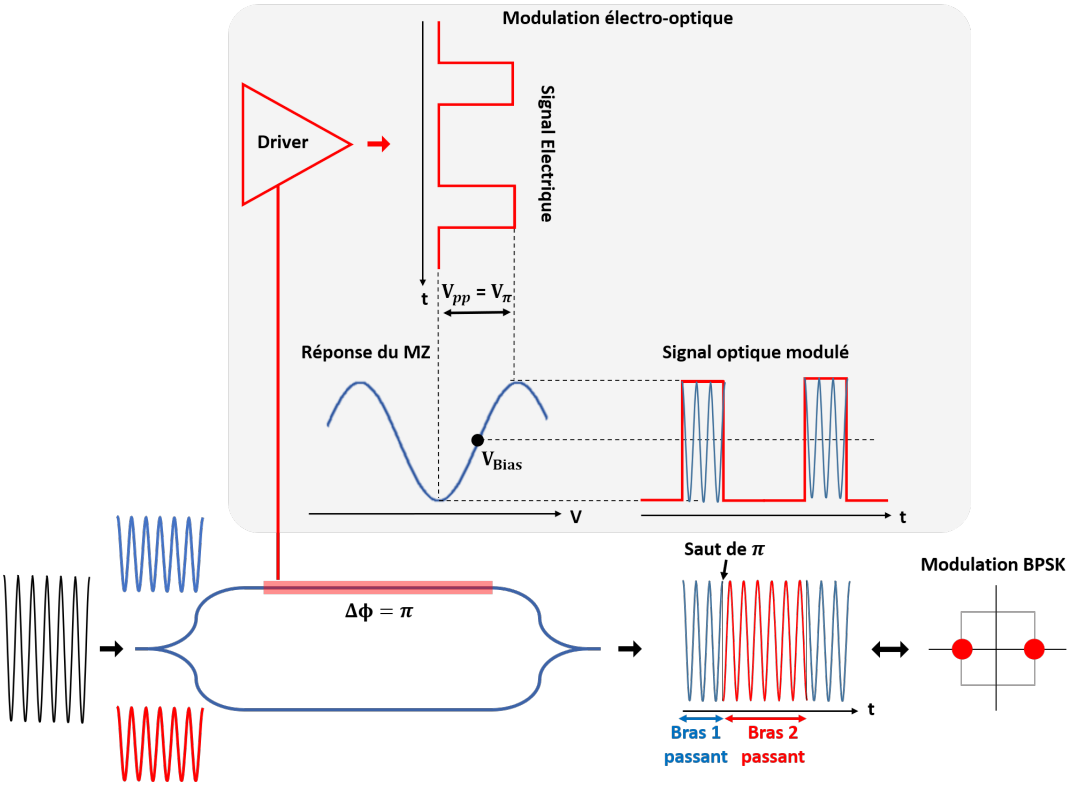


FIGURE III.3 – Principe de fonctionnement d'un modulateur MZ, dont un des bras subit une modulation électro-optique

$(nL) > \lambda$, la transmission est donc large bande. Le modulateur MZ est aussi insensible à la variation de la température. En effet, l'indice de réfraction comme beaucoup d'autres propriétés des matériaux dépend de la température. En supposant cette variation identique sur chaque bras, les phases optiques $(nL)2\pi/\lambda$ varieront dans la même proportion et finalement la différence de phase restera quasiment inchangée pour les deux bras, ainsi que la transmission en sortie.

1.3 L'état de l'art des modulateurs MZ selon les différentes technologies

Les facteurs de mérite (FOM) pour évaluer la qualité des modulateurs sont listés ci-dessous. Pour les modulateurs traveling-wave plus de détails théoriques seront présentés à la section 3.2 :

1. **Le $V_\pi L$:** C'est le voltage nécessaire pour réaliser un déphasage de π sur une longueur donnée de modulateur. Plus l'effet physique choisi pour le changement d'indice est efficace, plus ce facteur est faible (voir équation III.2) ;
2. **Les pertes d'insertion :** C'est le rapport entre la puissance de sortie du modulateur dans l'état passant par rapport à celle injectée en entrée ;

3. **La bande passante électro-optique :** C'est la capacité d'un modulateur à répondre à un signal électrique modulant à haute fréquence. En fonction de la bande passante visée et de la longueur des modulateurs (fixée par l'efficacité), on peut choisir une architecture discrète (''lumped''), ou une architecture à ondes progressives (''traveling-wave'') :

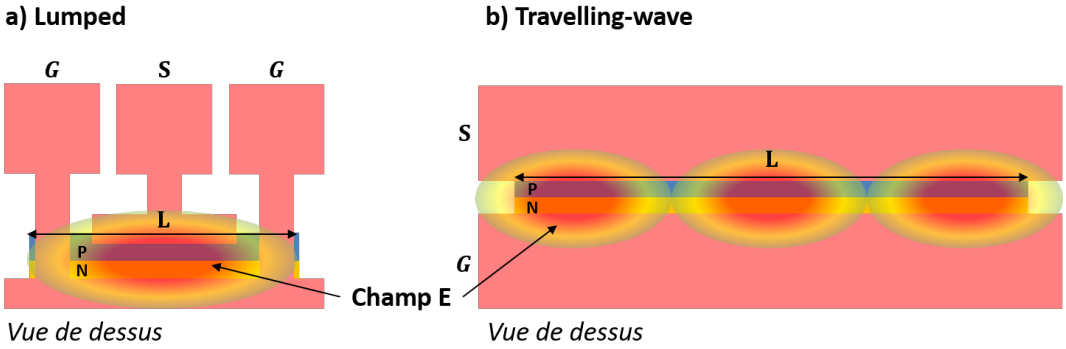


FIGURE III.4 – a) Modulateur à électrodes ''lumped''. b) Modulateur à électrode ''traveling-wave''

☐ L'architecture ''lumped'' est choisie si :

$$L < \frac{\lambda_e}{10} \tag{III.3}$$

Avec L la longueur du modulateur, et λ_e la longueur d'onde électrique.
Dans ce cas, le champ électrique voit le même potentiel tout au long du modulateur (voir figure III.4 a)), la fréquence de coupure du modulateur est définie comme :

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \tag{III.4}$$

Avec, C la capacité de la jonction, dépendant de l'effet physique et du matériau utilisé, et R la résistance d'accès, définie principalement par le dopage et la géométrie des couches d'accès, et on doit lui rajouter les $50\,\Omega$ de la source ($R = rsistanced'accs = R_{dopage,couche,acces} + R_{source}$). L'objectif est de minimiser ces deux grandeurs lors de la conception du modulateur.

☐ Dans le cas où les modulateurs ont une longueur qui ne respecte pas la relation III.3, on doit choisir une architecture d'électrodes travelling-wave, car le champ n'a pas la même valeur tout au long du modulateur (voir figure III.4 b)) : la bande passante est donc définie par l'accord de phase, il faut que l'onde électrique et l'onde optique se propagent à la même vitesse, pour maximiser l'efficacité de modulation en chaque point du modulateur et à chaque

fréquence :

$$f_{3dB} = \frac{1,4c}{\pi L(n_o - n_\mu)} \tag{III.5}$$

Où c est la vitesse de la lumière, L la longueur de la ligne de transmission, et n_o n_μ sont respectivement l'indice de réfraction optique et l'indice de réfraction électrique des micro-ondes. En supposant une adaptation d'impédance parfaite à 50 Ohm et des pertes HF négligeables. Cette formule est seulement valable dans le cas d'une adaptation d'impédance avec les sources (à 50 Ω). En effet l'adaptation d'impédance est un paramètre nécessaire pour obtenir une large bande passante, car la désadaptation d'impédance provoque des réflexions qui peuvent dégrader la modulation et même l'annuler dans le cas extrême.

MZ type	Références	longueur (mm)	$V_\pi L$ (V cm)	Insertion loss (dB/cm)	FOM 1 (dB V)	Fc (GHz)	FOM 2 (dB V/ GHz)
Si (Déplétion Δn)	Merope	4,00	1,80	11,25	20,25	20,00	1,01
	MIQ2	4,00	2,20	15,00	33,00	15,00	2,20
	Chine 2018	2,00	1,40	27,00	37,80	50,00	0,76
	IMEC 2017	1,50	1,39	14,50	20,16	30,00	0,67
InP (QCSE Δn)	NTT 2018	3,00	0,45	30,00	13,50	64,00	0,21
	HHI 2018	3,00	0,55	20,00	11,00	56,00	0,20
Modulateurs capacitifs	NTT 2017 (III-V on Si)	0,50	0,05	6,00	4,50	15,00	0,30
	CEA Leti 2018 (III-V on Si)	0,25	1,50	20,00	30,00	35,00	0,86
	Bresil 2020 (Siscap)	0,50	0,05	60,00	3,00	20,40	0,15

FIGURE III.5 – Etat de l'art des modulateurs Mach-Zehnder à onde progressive

La tableau III.5 montre l'état de l'art des technologies de modulateurs MZ basés sur le changement d'indice qui sont comparables avec les travaux menés au cours de cette thèse. Ils ont été évalués selon les différents facteurs de mérite définis précédemment.
Deux autres FOM ont été calculés. Le premier est défini à l'aide des caractéristiques statiques selon la formule III.6 :

$$FOM_1 = Perte\ d'insertion \times V_\pi L \tag{III.6}$$

Le deuxième FOM tient compte de la bande passante. Il est définit selon III.7

$$FOM_2 = \frac{Pertes\ d'insertion \times V_\pi L}{F_C} \tag{III.7}$$

L'objectif est de minimiser ces deux facteurs. Le graphe de la figure III.6 montre une représentation de ces facteurs afin d'identifier le meilleur compromis de manière visuelle.

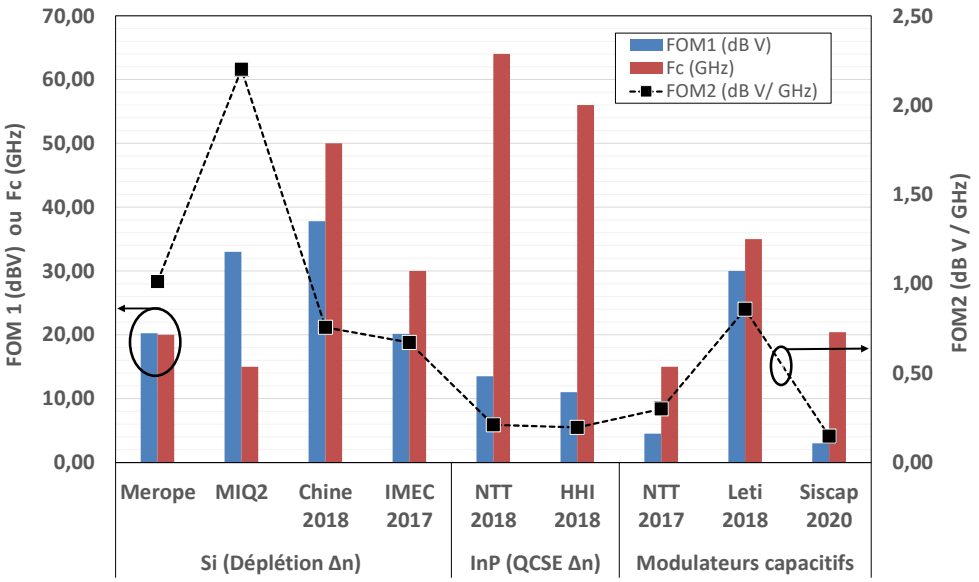


FIGURE III.6 – Comparatif des modulateurs MZ pour différentes approches technologiques

On peut constater que la meilleure performance est atteinte par les modulateurs capacitifs Siscap. Cette approche présente une efficacité très élevée, mais reste limitée en bande passante. J'ai travaillé également sur des conceptions basées sur cette approche, sans être arrivée à la tester à cause des délais de fabrication longs, elle sera présentée dans la section 3 de ce chapitre. Les modulateurs en InP arrivent en second, ils présentent les meilleures bandes passantes, et de bonnes efficacités, mais d'après les tendances actuelles, les technologies économes en III-V sont davantage encouragées pour tirer le prix de production des transceivers le plus bas possible, et bénéficier de l'industrialisation des circuits. Les technologies silicium sont encouragées dans cette même logique : même s'ils sont moins performants ils permettent de répondre aux besoins actuels en termes de débit et de perspectives de développement.

2 Modulateurs travelling-wave segmentés

Les modulateurs à ondes progressives (TW : "traveling-wave") sont souvent utilisés dans les systèmes de télécommunication actuels car ils offrent plusieurs propriétés clés, telles qu'une bande passante large, l'insensibilité

thermique et une grande robustesse aux variations de fabrication. Une conception HF à ondes progressives appropriée est essentielle pour obtenir de bonnes performances. J'ai travaillé dans le cadre de cette thèse sur des conceptions de **ligne TW segmentées**, ou distribuées, qui offrent pour les modulateurs des avantages supplémentaires comparés à des lignes travelling-wave continues.

2.1 Théorie des modulateurs travelling-wave, et cas des lignes segmentées

Dans les modulateurs MZ en silicium, l'efficacité de modulation nécessite des longueurs de modulateur souvent de l'ordre 3 mm pour obtenir un déphasage de π avec des tensions de commande adaptées aux drivers commerciaux (quelque volts). Si on applique la relation III.3, pour atteindre des fréquences de coupure supérieures à 30 GHz, on doit faire une conception TW à partir de 1 mm de longueur. Il est donc nécessaire d'implémenter des lignes TW dans notre cas.
Les lignes TW permettent à l'onde électrique et l'onde optique de se déplacer à la même vitesse, ce qui permet à la modulation de phase de la porteuse optique de s'accumuler le long du chemin à travers les sections actives du guide d'ondes optiques.
Pour comprendre le fonctionnement de ces lignes, on peut partir du modèle RLC d'une ligne de transmission. L'impédance de l'électrode et l'indice de l'onde électrique peuvent être exprimées par les équations suivantes.
Dans le cas d'une ligne métallique seule, voir figure III.7 (dans le cas où : R_μ faible, et G_L élevée) :

$$Z_\mu = \sqrt{\frac{L_\mu}{C_\mu}} \tag{III.8}$$

$$n_\mu = c\sqrt{L_\mu\, C_\mu} = \frac{c\, L_\mu}{Z_\mu} \tag{III.9}$$

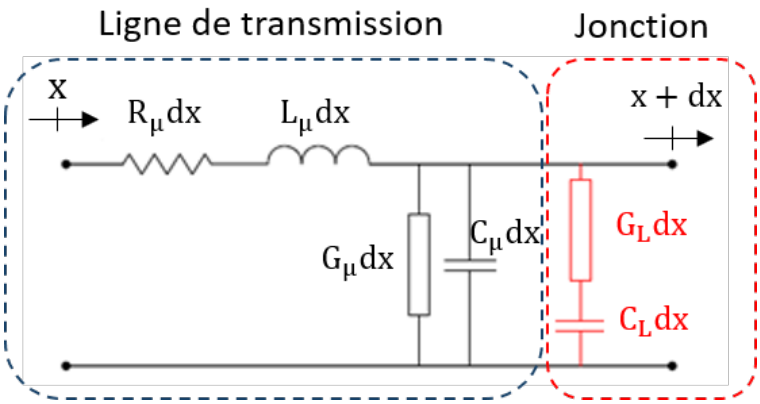


FIGURE III.7 – Schéma électrique équivalent d'une ligne de transmission chargée sur une jonction p-n

Et dans le cas d'une ligne chargée par une capacité de jonction p-n, voir figure III.7 :

$$Z'_\mu = \sqrt{\frac{L_\mu}{C_\mu + C_L}} \tag{III.10}$$

$$n'_\mu = c\sqrt{L_\mu(C_\mu + C_L)} = \frac{c\, L_\mu}{Z'_\mu} \tag{III.11}$$

L'accord de phase est obtenu si $n'_\mu = n_{opt}$.

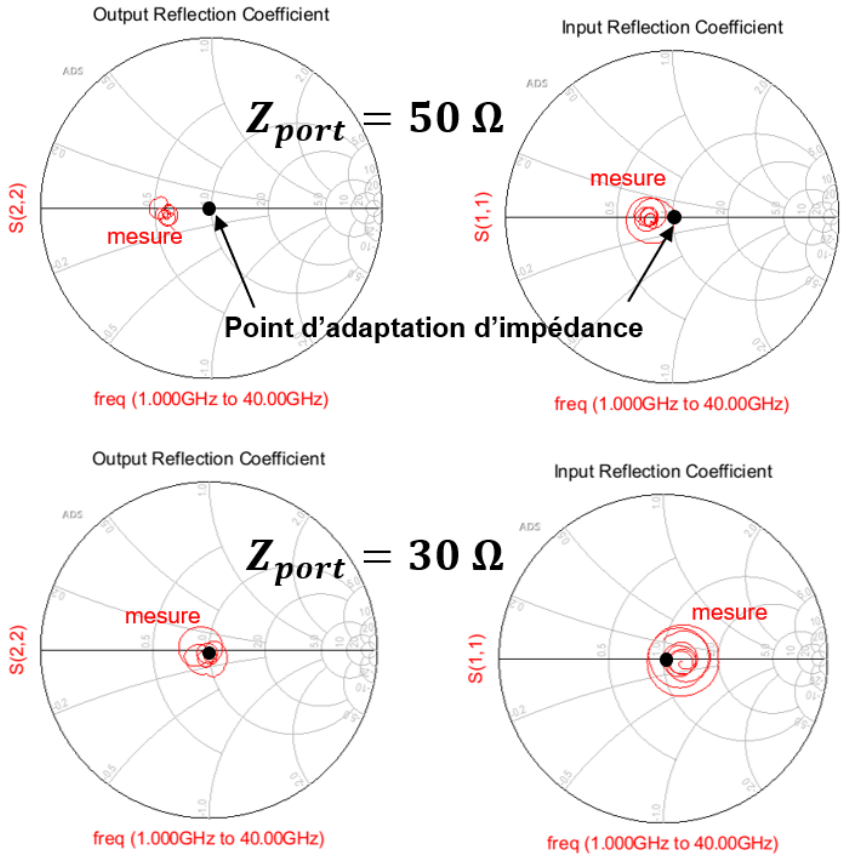


FIGURE III.8 – Mesure des paramètres S_{22} et S_{11} électrique-électrique de modulateurs silicium à déplétion, a) connectés à un port 50 Ω, et b) connectés à un port 30 Ω.

L'accord de phase est simple à atteindre en technologie silicium. En effet, si on part des équations III.11 et III.10, $n'_\mu = c\, Z'_\mu\,(C_\mu + C_L)$, avec $C_\mu \simeq 200\,pF/m$ et $C_L \simeq 100\,pF/m$ pour un modulateur silicium à déplétion, et si on suppose $Z'_\mu \simeq 30\,\Omega$ (voir ci-dessous), on obtient un indice électrique $n'_\mu = 2,7$ proche de $n_{opt} = 3$. Si on applique la formule de bande passante de l'équation III.5, on obtiendrait une bande passante de 100 GHz ! Par contre, l'impédance 50Ω est généralement difficile à obtenir à cause de la capacité des jonctions Si, et à cause du substrat Si, qui peut former une capacité parasite avec les guides Si dopés. Souvent l'impédance obtenue pour cette technologie est plus faible, autour de 30Ω [50]. Comme on le voit sur la figure III.8,

la mesure des paramètres S_{22} et S_{11} électrique-électrique sur ce type de modulateurs est plus proche d'une adaptation à 30 Ω, qu'une adaptation 50 Ω. Ces mesures ont été effectuées sur des modulateurs issus du projet Merope, basé sur des jonctions Si classiques à déplétion, qui sera présenté dans la section (3.3).
En plus de créer des réflexions sur les circuits de commande, la faible impédance réduit la bande passante, car elle provoque un ralentissement de l'onde électrique (III.11), et impacte l'adaptation de phase au fur et à mesure de la propagation.
L'adaptation d'impédance est dégradée davantage lorsque les modulateurs utilisent des jonctions p-n avancées qui offrent un meilleur VπL mais souvent au prix d'une capacité encore plus élevée, comme dans le cas des modulateurs à accumulation, qui seront présentés dans la section (3.4).

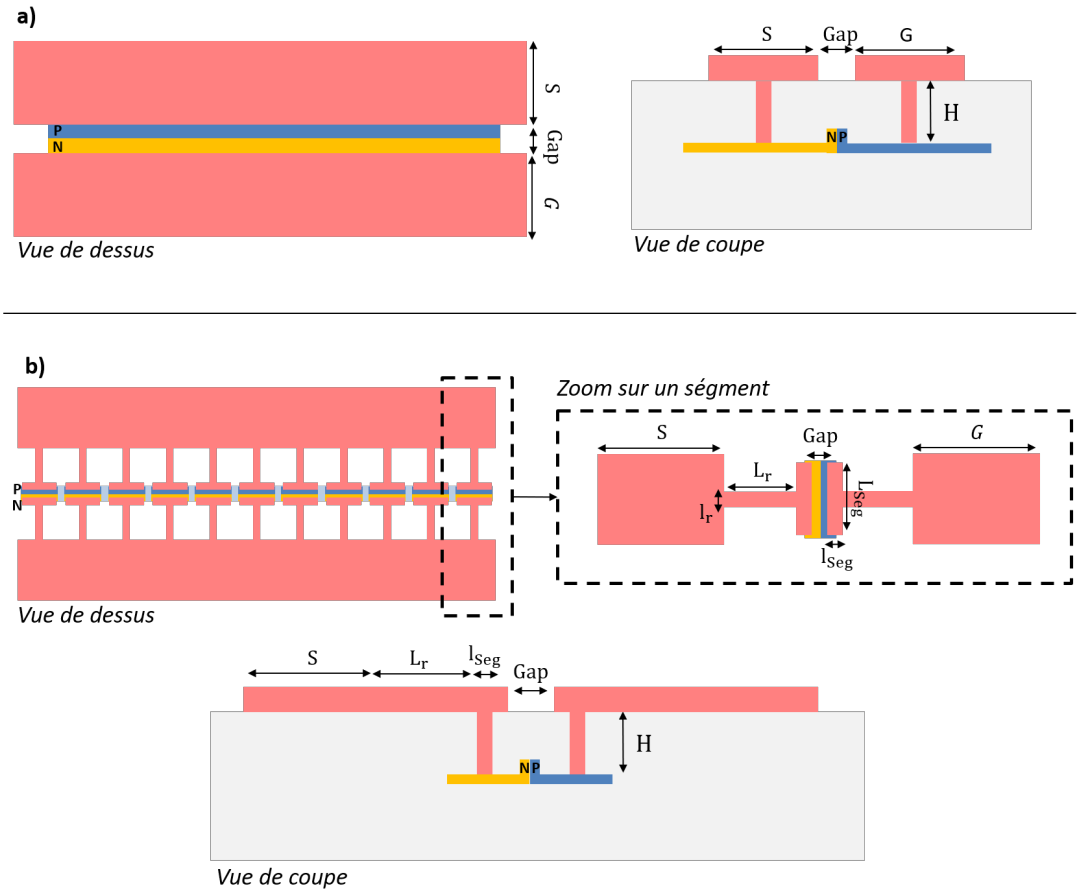


FIGURE III.9 – Comparaison des paramètres de conception entre une conception de lignes TW coplanaires. a) Lignes TW continues, b) Lignes TW segmentées

Le fait d'utiliser les lignes TW segmentées à la place des lignes continues permet d'augmenter l'inductance des lignes, et de baisser la capacité, car on maîtrise la longueur des segments capacitifs. Ceci permet de mettre en place des conceptions de lignes qui peuvent assurer à la fois une bonne adaptation de phase et d'impédance [51], [52]. Les lignes TW segmentées présentent de

surcroît plusieurs degrés de liberté de conception comparés aux lignes continues, voir figure III.9 b). Ceci permet une meilleure flexibilité pour l'adaptation de la phase et de l'impédance.

2.2 Stratégie de simulation des modulateurs à électrodes segmentées

Les processus de fabrication des modulateurs MZ à lignes TW segmentées sont longs est coûteux. Il faut accorder une importance particulière aux simulations électromagnétiques des lignes HF (Haute-Fréquence). Les modèles de simulation doivent prendre en compte la structure complète des modulateurs : L'objectif est de concevoir des lignes de transmission qui limitent les pertes HF dues à la structure verticale du modulateur, tout en ayant une adaptation 50 Ω, et un bon accord de phase de l'onde électrique et optique.
Ne possédant pas d'outil qui tienne compte à la fois des simulations optiques et électriques, la stratégie suivie pendant ma thèse est la suivante :

— Faire les simulations optiques sur le logiciel Fimmwave (Photon Design), un solveur de mode robuste et entièrement vectoriel pour les structures de guides d'ondes 2D + Z. Il inclut : (i) des méthodes de calcul basées sur des techniques semi-analytiques, qui permettent de traiter efficacement des structures à fortes variations d'indice de réfraction, de couches minces, etc. (ii) et des méthodes numériques telles que les éléments finis (FEM) ou les différences finies (FDM), qui apportent des solutions robustes à des problèmes arbitraires.
Lors de la définition des matériaux composant les guides dans le logiciel Fimmwave, j'ai inclus les effets des phénomènes physiques utilisés pour la modulation. Par exemple, le changement d'indice matériau à la tension de fonctionnement, ou bien les pertes par absorption du mode optique. Ces simulations nous donnent l'indice effectif du mode, une information primordiale pour le calcul de l'accord de phase. Mais elles donnent aussi les pertes de transmission optiques dans le guide, et permettent de choisir une géométrie pour laquelle le mode optique ne risque pas d'interagir avec les lignes métalliques amenant l'excitation HF ;

— Pour les simulations HF, j'ai utilisé le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator, de ANSYS). Ce logiciel permet d'extraire les paramètres S électriques de structures 3D complètes, intégrant toute les couches du composant à étudier (substrat, guide optique, lignes de transmission, et vias, etc). Il utilise la méthode des éléments finis (FEM) et le maillage adaptatif, ceci étant signalé pour donner un aperçu des problèmes de l'électromagnétisme sur des structures tridimensionnelles complexes.
Lors du dessin des structures 3D sur ce logiciel, on peut attribuer des paramètres de permittivité et de conductivité (S/m) aux matériaux des guides optiques, ceci permet de prendre en compte la capacité de jonction, et la résistance d'accès, ce qui permet d'obtenir les paramètres S des lignes chargées. On peut utiliser par la suite le logiciel ADS pour

extraire les circuits électriques équivalents par le moyen de fits (ajustements) à partir des paramètres *S* calculés.

2.3 Exemple d'étude HF de modulateurs segmentés issus du projet SQ3B

Étude paramétrique de lignes métalliques segmentée non chargées

J'ai réalisé dans le cadre de ce projet une étude paramétrique des lignes métalliques segmentées non chargées (voir figure III.10). Le but est de révéler la marge qu'offrent les différents degrés de liberté des segments pour ajuster les paramètres *S* électriques.

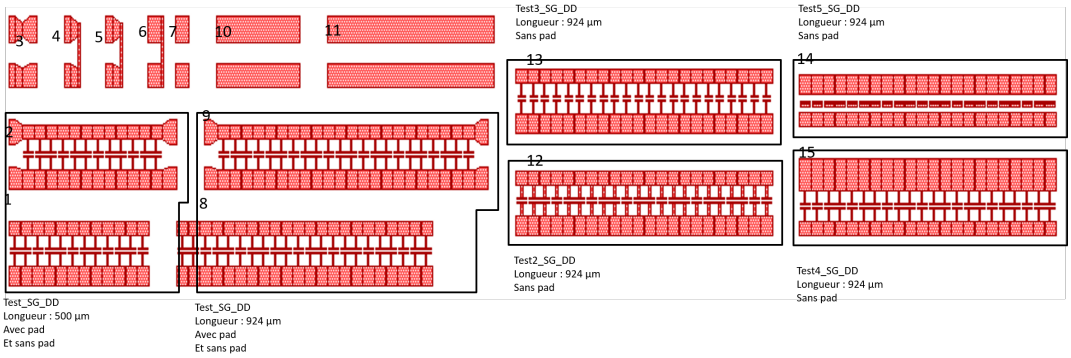


FIGURE III.10 – Aperçu du masque des lignes métalliques segmentées test

Les paramètres sur lesquels j'ai choisi de jouer sont indiqués sur la figure III.11.

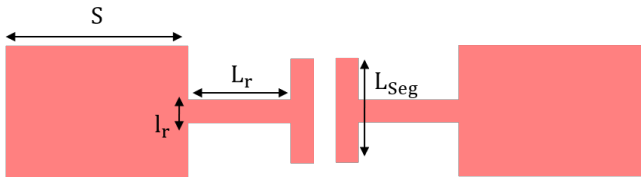


FIGURE III.11 – Paramètres du segment changés lors de l'étude paramétrique

La conception de référence est montrée sur la figure III.11. Ses dimensions ont été fixées pour obtenir une bonne adaptation d'impédance et de phase, quand on lui rajoute le circuit RC de charge. On voit les courbes des paramètres S simulés et mesurés sur la figure III.12. On constate que les courbes sont assez proches, et que les tendances sont identiques entre mesure et simulation. Ces paramètres S n'incluent que la réponse des lignes métallique seules, sur seulement 5 segments, et sans la jonction Si en dessous, donc l'adaptation d'impédance et les pertes ne sont pas représentatifs du composant entier qui sera présenté en fin de cette section. Le but de cette étude

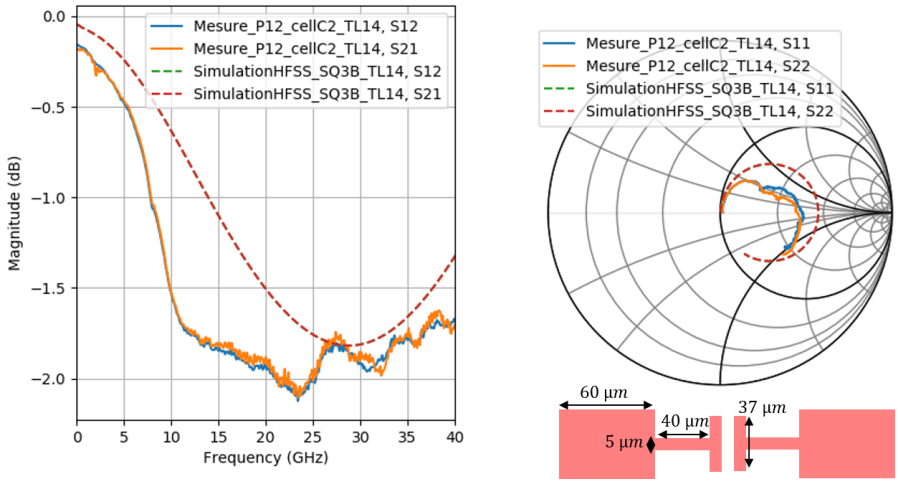


FIGURE III.12 – Comparaison des paramètres S mesurés et simulés de la ligne test de référence

est de voir si des petites variations autour de ces valeurs de références ont un impact notable sur les paramètres S.

On peut voir sur la figure III.13 l'amplitude de variation des paramètres S en fonction de la variation des 4 paramètres. On constate que l'amplitude de variation est assez faible, mais on voit les tendances de changement des paramètres S en fonction des différents paramètres. Ces tendances sont validées par les mesures qui présentent un comportement très similaire à celui des simulations. On ainsi constater que la courbe violette présente les meilleurs résultats pour les paramètres $S_{12,21}$ et $S_{11,22}$, en plus c'est une configuration pour laquelle simulation et mesure présentent des comportements très proches. C'est la ligne segmentée pour laquelle j'ai réduit de 40 μm à 20 μm la longueur du ruban qui relie la ligne principale et le segment, ce changement agit principalement comme une réduction de l'inductance équivalente de la la ligne.

Étude de lignes segmentées incluant la jonction issues du projet SQ3B

La figure III.14 montre un exemple de simulation des lignes segmentées implémentées sur des modulateurs silicium à déplétion classiques dans le cadre du projet SQ3B, qui sera présenté dans la section (3.3). La figure III.14 montre le dessin des lignes segmentées modélisées en 3D sur HFSS.
La structure verticale et les paramètres des matériaux sont indiqués sur la figure III.15.

De la même manière que pour les lignes seules, j'ai simulé des lignes chargées basées sur la configuration de référence (voir figure III.12). Ces conceptions ont été implémentées sur des MZ complets fabriqués dans le cadre du projet SQ3B. J'ai mesuré leurs paramètres électrique-électriques (EE), que j'ai

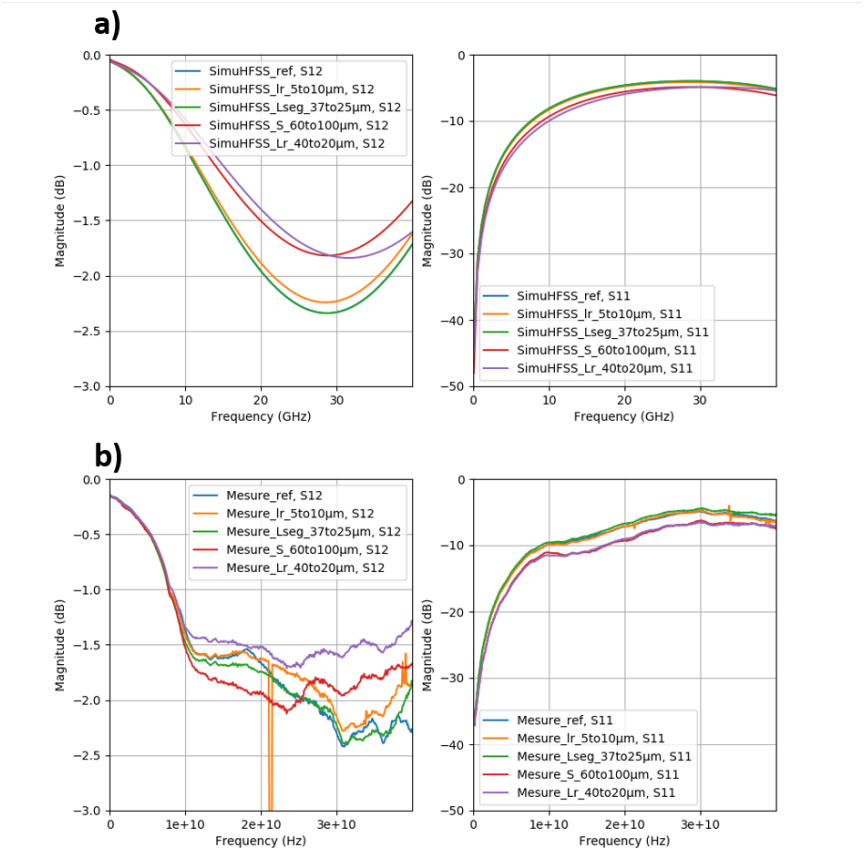


FIGURE III.13 – Amplitude de variation paramètres S en fonction des variations des 4 paramètres, a) pour les simulations, et b) pour les mesures

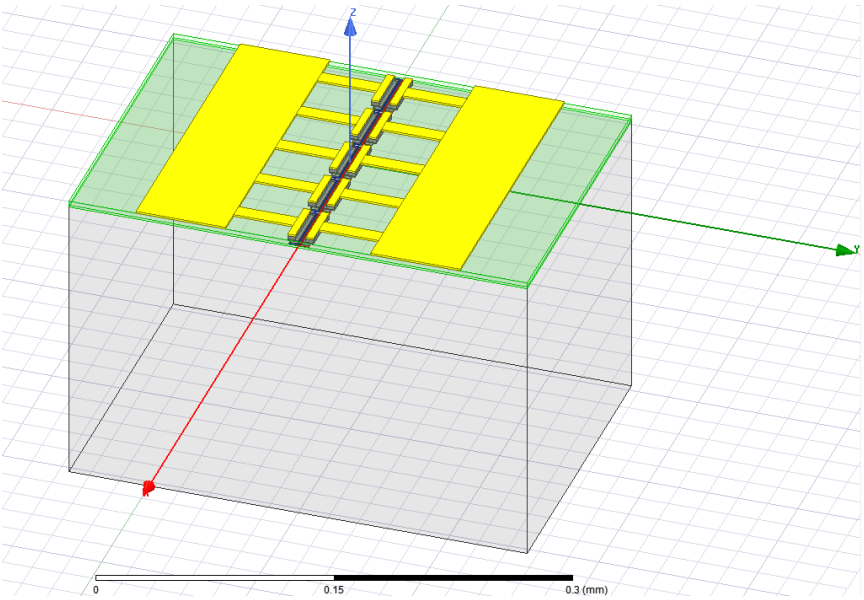
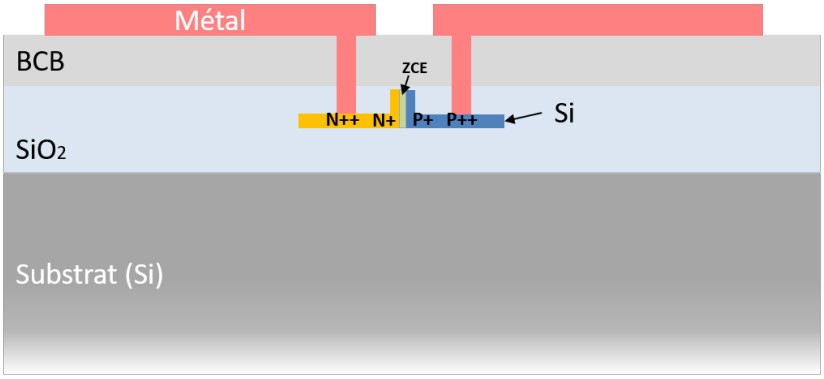


FIGURE III.14 – Modélisation 3D sur le logiciel HFSS des modulateurs segmentés issus du projet SQ3B



Matériaux	Permittivité	Conductivité (S/m)
Si dopé P+	12	1420
Si dopé P++	12	20000
Zone de déplétion	12	0
Si dopé N+	12	2290
Si dopé N++	12	31100
Substrat Si	12	0,2
SiO2	4	0
BCB	2,6	0

FIGURE III.15 – Vue de coupe du modulateurs, avec les paramètres des matériaux utilisés pour la simulation

superposés avec les courbes simulées sur la figure III.16.

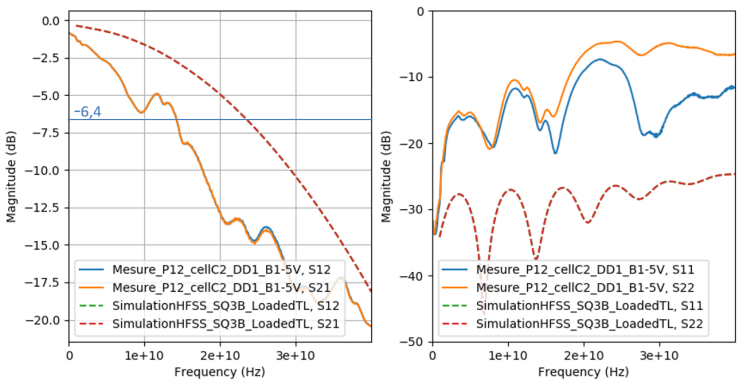


FIGURE III.16 – Paramètres S électrique-électique simulés et mesurés sur une ligne de 3 mm de long

La simulation HFSS a été faite uniquement sur 5 segments pour minimiser le temps de simulation. La réponse de la ligne complète a été simulée sur le logiciel ADS en dupliquant le motif à 5 segments jusqu'à atteindre une longueur de 3 mm de ligne. On voit que pour le paramètre S_{12} et S_{21} les

modèles de simulation des lignes chargées sont assez proches. Mais pour les paramètres S_{11} et S_{22}, les simulations et les mesures présentent les mêmes formes, mais décalées en amplitude. Ceci peut venir de plusieurs origines : (i) dans le logiciel HFSS la capacité est supposée statique, ce qui n'est pas le cas dans les modulateurs à déplétion qui subissent un champs dynamique ; (ii) conditions non optimales des mesures, utilisation de pointes HF non parfaitement adaptées aux dimensions de la ligne.
On voit que S_{21} EE atteint une atténuation de $-6,4$ dB à 14 GHz, cette valeur est représentative de la bande passante à -3 dB en EO [53]. Cette valeur reste faible pour l'objectif à 25 GHz fixé en simulation. Mais il a été constaté que les jonctions silicium issues de ces plaques ont subi un problème de dopage : les modulateurs ont été sous-dopés, ce qui peut expliquer l'écart par rapport à la simulation.

3 Modulateurs issus de la plateforme DAPHNE de STM : Projet Merope / Thetis

3.1 Présentation de la conception

Les modulateurs Merope : sont basés sur des MZ silicium à jonction p-n. Avec les particularités de conception suivantes : (i) Une structure verticale adaptée à la fonderie CMOS de STM [54], qui est différente de celle de la plateforme 310 nm du CEA Leti. Au lieu du BCB, cette plateforme présente une structure adaptée aux circuits CMOS entre le SOI et les lignes métalliques, qui est composée d'un empilement de différents diélectriques et des vias faits sur plusieurs étages avec différents plot de contacts entre les étages (voir figure III.17 ; (ii) Les lignes amenant l'excitation HF sont en configuration single-drive avec des lignes travelling-wave segmentées ; (iii) L'implémentation de deux boucles de rattrapage de phase en silicium sur chaque bras des MZ, pour optimiser l'accord de phase sur les 4 mm de longueur des modulateurs.
La structure verticale de ces modulateurs est montrée sur la figure III.17. Il existe deux types de guides utilisés dans les modulateurs, le guide "shallow rib", et "deep rib", une comparaison entre ces deux guides sera présentée dans les parties sur les caractérisations.

Le schéma du modulateur est montré sur la figure III.18. Il est composé pour chaque polarisation X-Y, de deux MZ single-drive et de tous les déphaseurs statiques nécessaires pour aligner les modulations de phase. Le schéma électrique équivalent de ces modulateurs est montré sur la figure III.18. Des inductances à base de spirales métalliques intégrées ont été rajoutées en fin de ligne pour découpler le signal HF. La polarisation se fait en milieu des électrodes Signal-Ground (SG). L'objectif est d'utiliser ces modulateurs en push-pull, c'est à dire, en polarisant en même temps les deux bras avec deux tensions opposées égales à la moitié du V_{pp}. La configuration push-pull permet de réduire le "chirp" car la puissance est divisée en permanence entre

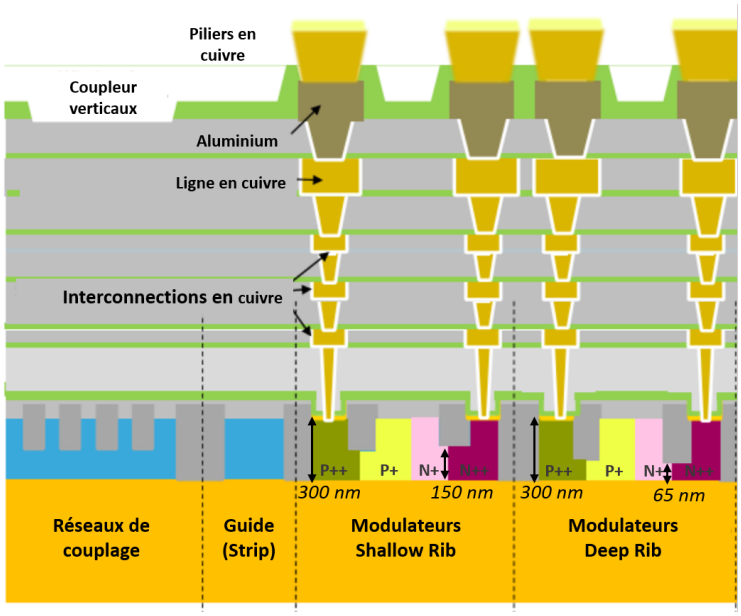


FIGURE III.17 – Structure verticale des modulateurs Merope et des passifs

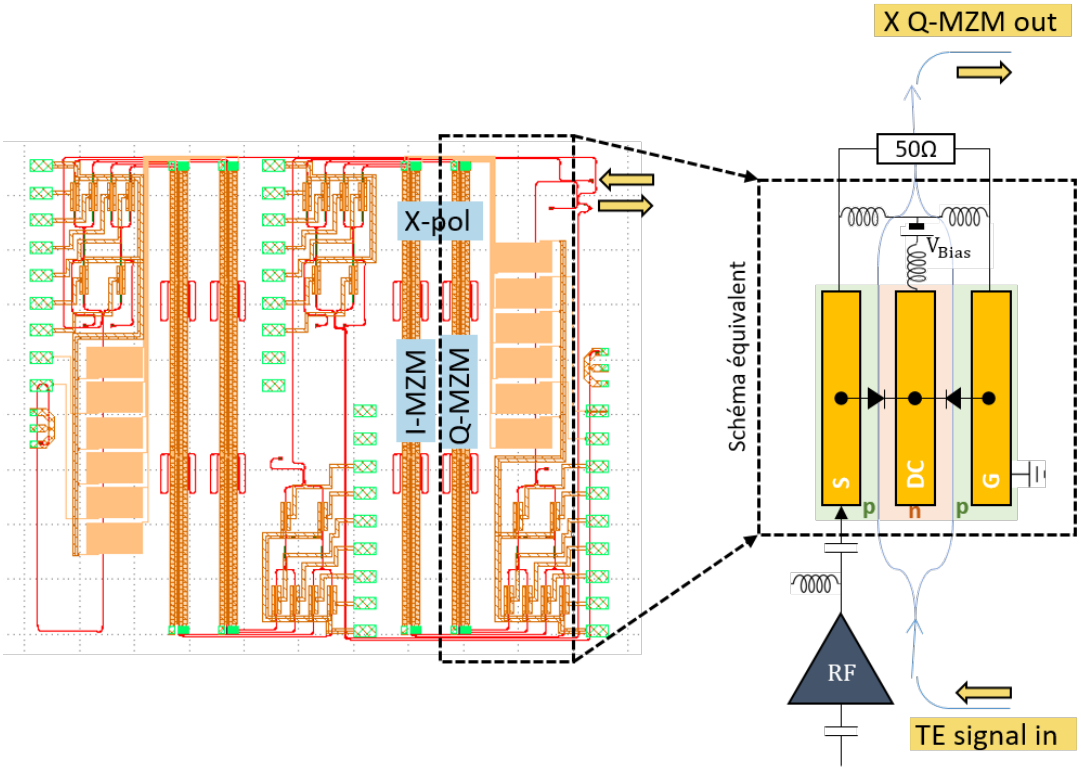


FIGURE III.18 – Schéma équivalent d'un modulateur MZ Merope

les deux bras, on dit qu'ils sont balancés en permanence. Cette configuration permet aussi de diviser par deux la capacité perçue par le champ électrique (les deux jonction p-n tête-bêche sont équivalentes à deux capacités en série), ceci a principalement comme avantage de réduire la consommation

électrique des modulateurs, au prix d'une efficacité plus faible.

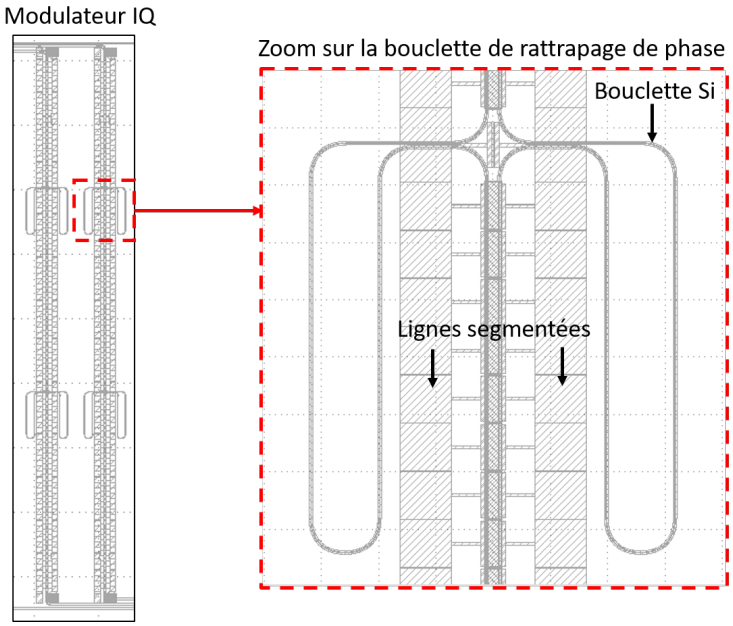


FIGURE III.19 – Zoom sur la bouclette de rattrapage de phase placée périodiquement le long des lignes segmentées pour compenser le retard électro-optique

Des boucles de rattrapage de phase ont été rajoutées sur les bras des MZ. Leur intérêt et de corriger le retard de phase cumulés sur les 2 premiers tiers du modulateur. On peut voir un zoom sur ces bouclettes sur la figure III.19.

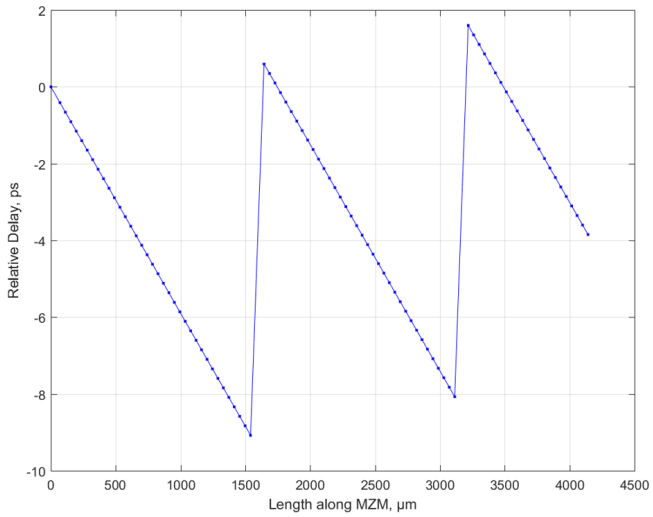


FIGURE III.20 – Correction du retard de phase mesuré sur les modulateur MZ Merope grâce aux bouclettes en silicium

La figure III.20 montre la correction de phase mesurée sur ces composants. On voit que la bouclette permet bien de rattraper le retard cumulé,

de l'ordre de 9 ps entre les trois portions. Pour une fréquence de fonctionnement à 25 GHz par exemple, le temps bit est d'environ 40 ps, le retard cumulé avant chaque bouclette de 9 ps représente environ 20 % le temps bit, d'où la nécessité de le corriger.

Mesures statiques

La mesure de la puissance en sortie du MZ en fonction de la tension appliquée sur un des bras est une mesure simple qui donne le $V_\pi L$, le taux d'extinction des modulateurs, et même les pertes d'insertion qui se lisent au maximum de la courbe $P(V)$, après soustraction des pertes de couplage avant et après le modulateur. Cette mesure est montrée sur la figure III.21.

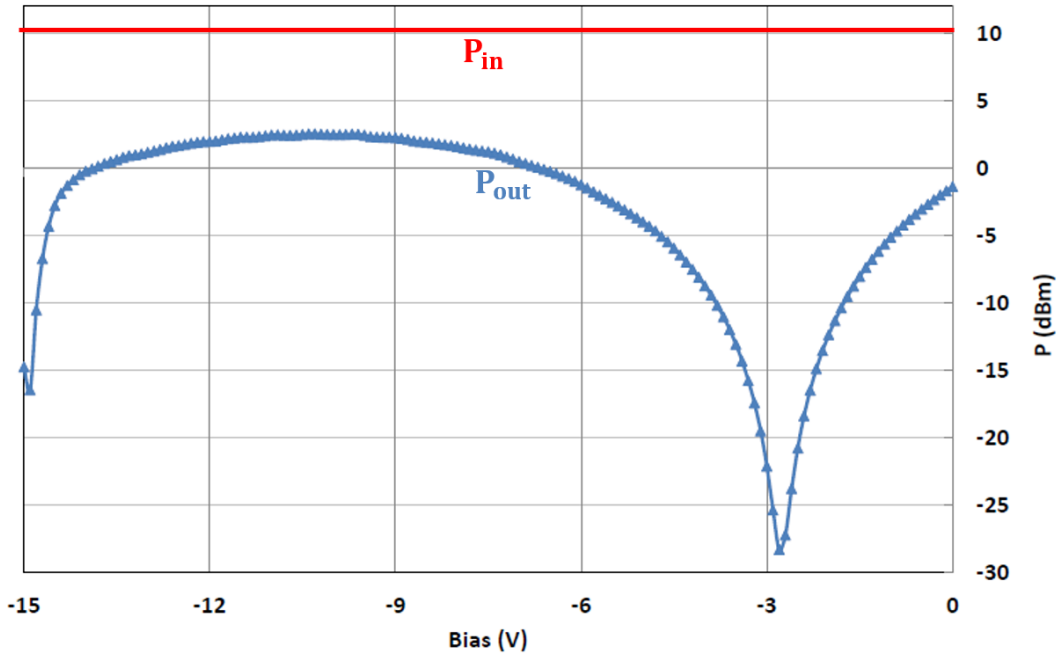


FIGURE III.21 – Mesure de l'extinction d'un modulateur MZ en fonction du bias appliqué sur un des deux bras, sur le run 1 des modulateurs Merope

Nous pouvons lire un $V_\pi = 6V$, pour des modulateurs de 4 mm de long, ce qui donne un $V_\pi L = 2,4\, V.cm$. L'extinction est d'environ 30 dB. Le maximum de transmission est de 3 dBm, pour une puissance de 10 dBm à 1550 nm injectée en entrée. Sachant que les coupleurs verticaux présentent environ 3 dB de pertes à 1550 nm. Ceci donne des pertes d'insertion de 1 dB.

J'ai eu également l'occasion de tester un second run de fabrication. Le $P(V)$ mesuré est comparé avec celui du run 1 sur la figure III.22. On constate une amélioration notable du V_π. On est passé de 6 à 3,5 V, presque un facteur 2 a été gagné en terme d'efficacité, ceci est du à une amélioration du profil de

dopage.

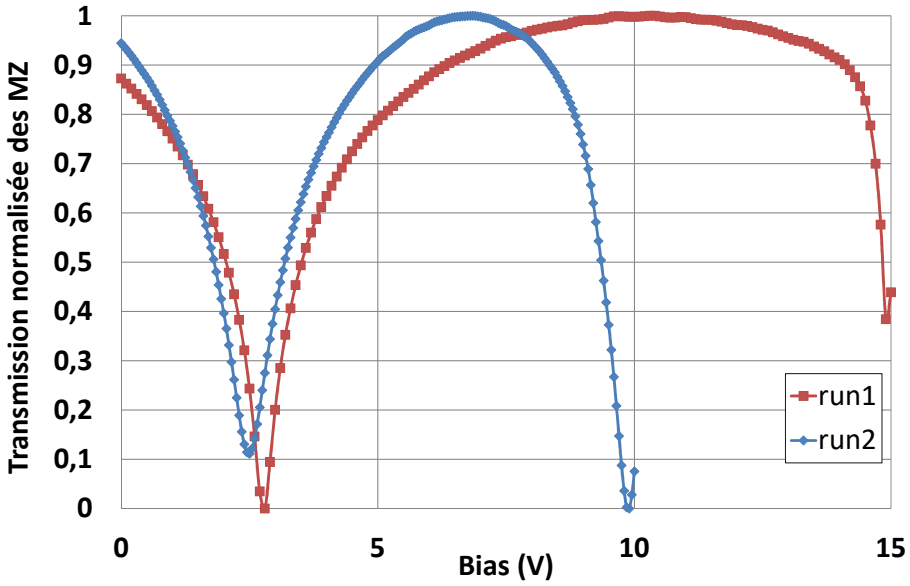


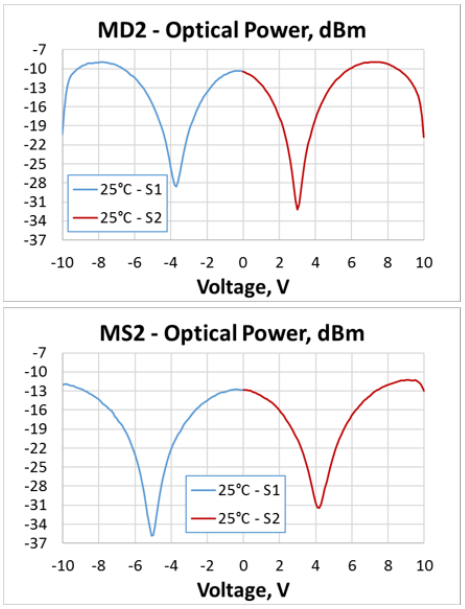
FIGURE III.22 – Comparaison des caractéristiques $P(V)$ des runs 1 et 2 des modulateurs Merope

Une comparaison des V_π pour les deux types de guide "deep rib" et "shallow rib" est montrée sur la figure III.23. La forte efficacité des modulateurs à base de guides deep rib s'explique par le fort confinement dans le guide silicium obtenu dans cette configuration, ce qui permet un meilleur recouvrement avec la zone de déplétion que dans la configuration shallow rib. Concernant les pertes d'insertion, dans la configuration shallow rib le mode voit davantage les impuretés de dopage dans les semelles du guide, ce qui provoque des pertes plus importantes que dans le cas du guide deep rib. Mais nous allons voir plus tard que le guide shallow rib est plus avantageux pour avoir une large bande passante. Il y a donc un compromis à trouver entre ces deux facteurs de mérite.

Mesures dynamiques

La réponse fréquentielle (petit signal) de ces modulateurs est montrée sur la figure III.24.

Nous constatons une bande passante de 16,5 GHz pour les modulateurs à structure de guide "deep rib", et d'environ 22 GHz pour les modulateur "Shallow rib". Ces courbes ont été mesurées à un bias de -6 V. La différence entre les guides shallow rib et deep rib, est la profondeur de gravure du guide silicium autour de la zone de confinement (voir dessins sur la figure III.24).



	MEROPE 2 DEEP	MEROPE 2 SHALLOW
Vπ	3.6	4.5 V
L	4 mm	4 mm
Vπ*L	1.5 V cm	1.8 V cm
Pertes MZ	4.5 dB	8.3 dB
ER	23.2 dB	23 dB

FIGURE III.23 – Comparison des courbe P(V) des deux bras de MZ avec des guides Shallow-Rib ou Deep-Rib

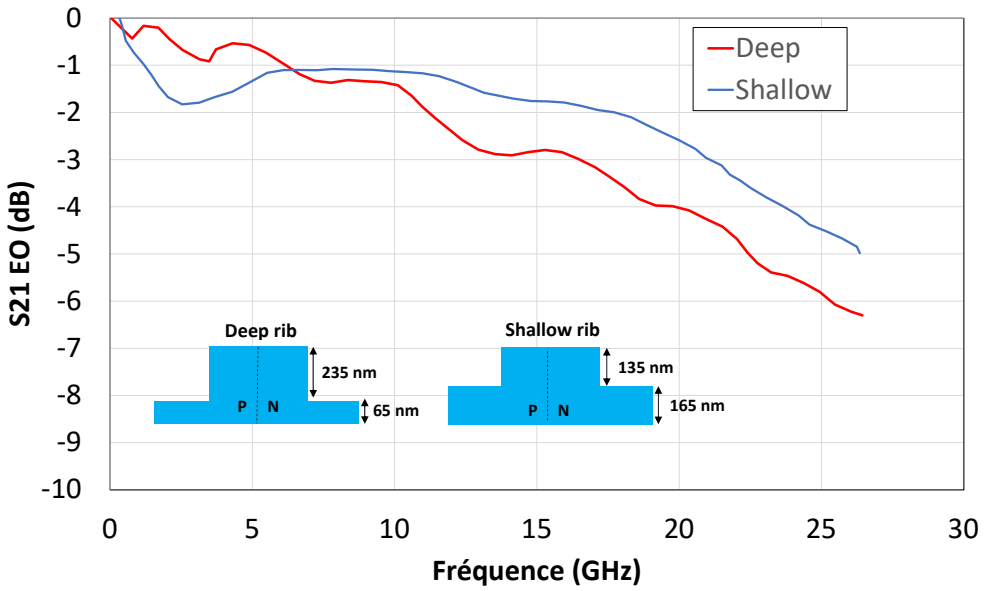


FIGURE III.24 – Bande passante mesurée d'un bras de MZ Merope

Le fait que la bande passante du guide shallow est meilleur est un résultat attendu, en effet comme la zone dopée (++) est plus épaisse, la résistance d'accès est plus faible ce qui améliore le fonctionnement travelling-wave. La

chute à basse fréquence observée sur la courbe bleue est un phénomène récurrent dans les modulateurs silicium. Elle peut être expliquée par une coupure provoquée par la capacité parasite entre les lignes de transmission et le substrat, l'application numérique donne une fréquence de coupure autour de 2 GHz, qui se justifie bien sur la mesure, ce phénomène peut aussi bien apparaître pour les conceptions deep rib ou Shallow rib. Mais ce phénomène n'est pas critique, car il peut être corrigé avec des égaliseurs. Les pertes dues au substrat dans les modulateurs Si sont bien connues. Une équipe de recherche en Chine a démontré en 2018 la meilleur bande passante de modulateurs silicium, allant jusqu'à 58 GHz à -4 V, en sur-gravant des trous dans le substrat afin de réduire les pertes dans celui-ci, voir figure III.25 [55]. Cette approche est très prometteuse, cependant, elle induit une forte complexité de fabrication et beaucoup de modifications des procédés de fabrication, elle n'a donc pas été réalisée dans cette thèse.

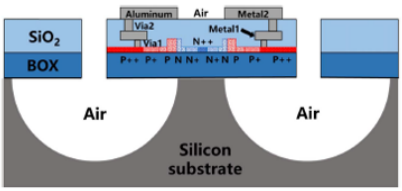


FIGURE III.25 – Modulateurs silicium avec des trous creusés dans le substrat, présenté dans la publie, d'après [55]

J'ai testé nos modulateurs en modulation "OOK" (on-off keying) jusqu'à 32 Gbit/s. Cette mesure a été réalisée sur des données brutes, envoyées directement du PRBS → au bras du MZ → puis à l'oscilloscope à échantillonnage. Nous constatons que l'œil présente un taux d'extinction (ER) à 9,1 dB jusqu'à 32 Gbit/s. Les points au milieu de l'œil peuvent s'expliquer par la désadaptation d'impédance observée dans les modulateurs de ce projet (voir figure III.8 présentée dans la section (3.2)). Nous ne pouvions pas tester ces modulateurs à des débits plus hauts car notre PRBS était limité à 32 Gbit/s.

J'ai étudié le taux d'extinction (ER) en fonction de différents paramètres, pour valider le fonctionnement du modulateur selon plusieurs aspects :

— Le fonctionnement large-bande : on voit sur la courbe III.27 a), que le modulateur présente une bande de transmission à -3 dB couvrant toute la bande C ;

— La possibilité de la présence du "chirp" : On voit sur la courbe III.27 b), que l'ER décroit rapidement quand on passe d'une transmission "back-to-back" à une transmission fibrée à 5 km, mais il décroit moins rapidement par la suite. Ceci peut venir uniquement de la dispersion de la fibre, mais peut être accentué par le "chirp". C'est une des limites intrinsèques de la configuration "push-pull" dans les modulateurs Si à déplétion, comme les deux jonctions ne sont pas polarisées dans le même sens les deux capacités en série ne sont pas parfaitement égales,

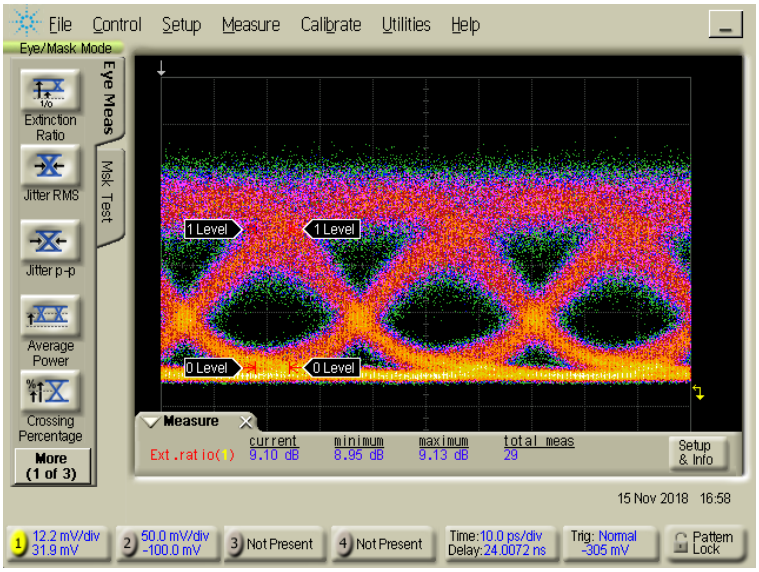


FIGURE III.26 – Mesure OOK à 32 Gbit/s, pour une longueur de mot à $2^{31} - 1$

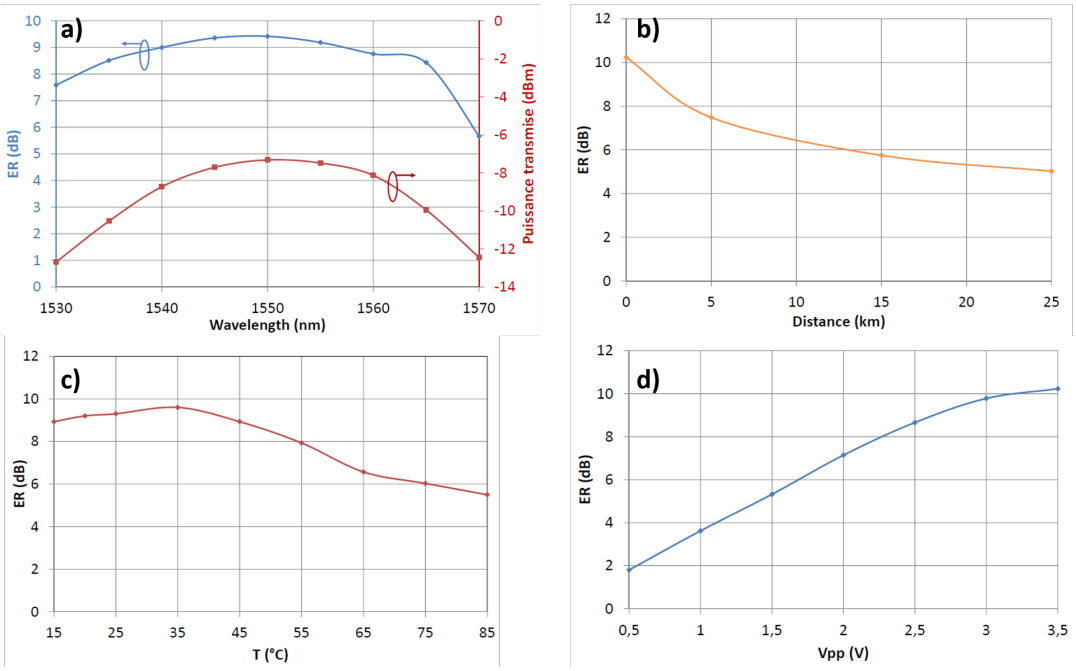


FIGURE III.27 – Etude du taux d'extinction (ER) de l'œil des modulateurs Merope en fonction, a) de la longueur d'onde, b) de la distance de transmission, c) de la température, et d) de la tension V_{pp} du signal électrique modulant

contrairement au push-pull dans les modulateurs InP où le sens de polarisation ne joue pas sur la capacité de jonction. La puissance n'est donc pas partagée équitablement entre les deux bras, ce qui peut produire du "chirp" ;

— La mesure à haute température permet de valider le fonctionnement des modulateur à proximité d'éléments chauffants : On constate que

ces modulateur présentent un ER supérieur à 6 dB jusqu'à 75 degrés Celsius, voir courbe III.27 c) ;

— J'ai également testé si le taux d'extinction était robuste à des tension de commande V_{pp} inférieures à 3 V. On remarque sur la courbe III.27 d) qu'à 3 V de V_{pp}, l'ER est d'environ 10 dB, ce qui est suffisant pour obtenir un bon facteur$Q$ en transmission cohérente.

Le BER mesuré à 1550 nm est montré sur la figure III.28. Il a été mesuré sur des données brutes. On constate que si on prend la limite du FEC à 1 10^{-4} (d'après les standards les plus stricts pour les data center), on peut avoir une transmission sans erreurs à partir de -11 dBm de puissance reçue en back-to-back, et -8,5 dBm de puissance reçue après 10 km de fibre.

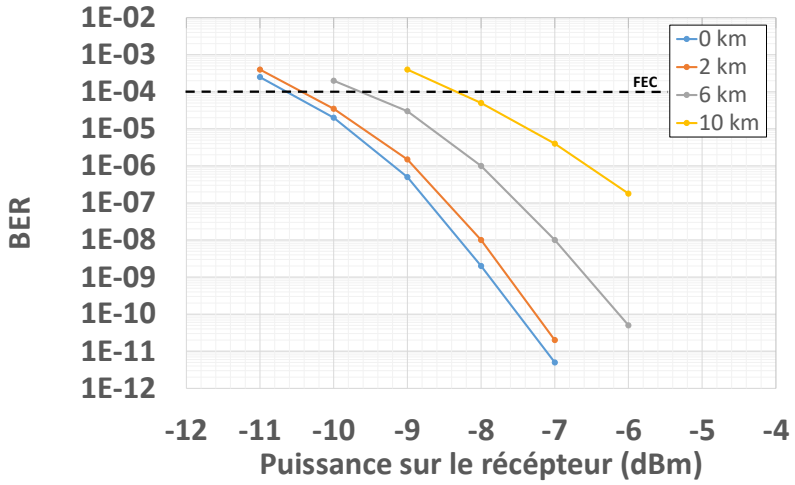


FIGURE III.28 – Mesure du BER à 1550 nm

3.2 Émetteur PDM-IQ avec laser et modulateur intégrés : SQ3B

La conception des modulateurs validée dans le paragraphe précédent a été reprise dans des conceptions d'émetteurs PDM-IQ complets, avec source laser accordable, et SOAs intégrés. Le masque de ce composant est montré sur la figure III.29.

J'ai réalisé la conception de ce masque en me focalisant sur l'adaptation des designs HF segmentés à la plateforme ligne pilote du CEA Leti, et sur l'intégration des lasers accordables présentés dans la section (1.2). Les conceptions HF de ce masque ont été présentées dans la section (2.3).

La première génération de fabrication a hélas subi un problème lors de la gravure des puits quantiques en III-V. Le problème venait de la concentration de la solution de gravure chimique utilisée pour graver le dernier tiers des puits quantiques (voir chapitre II, section 1.4). Ceci a provoqué une gravure

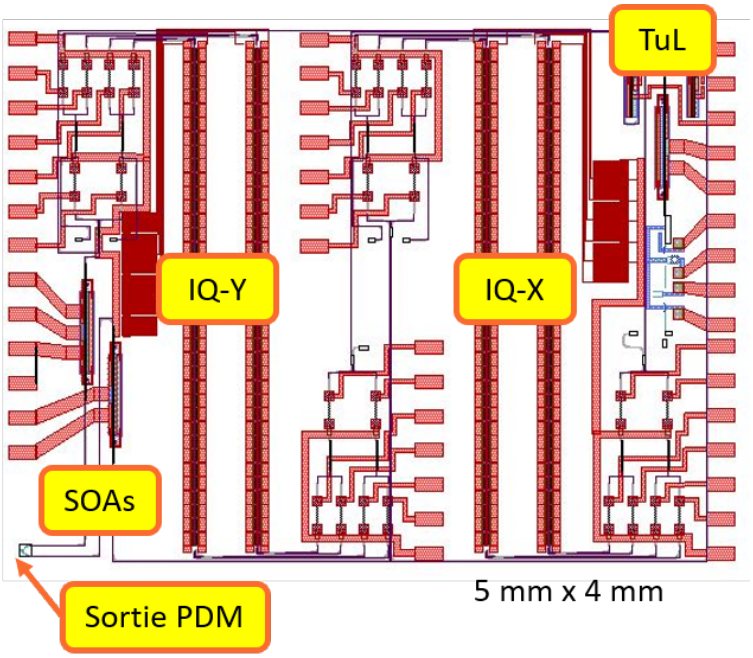


FIGURE III.29 – Masque du modulateur PDM-IQ SQ3B, contenant un laser accordable et des SOAs intégrés en III-V / Si

fatale de tout le III-V sur la plaque. Il n'y avait donc plus de milieu à gain pour faire fonctionner les lasers intégrés. En plus comme déjà précisé dans la section 2.3) de ce chapitre, les jonctions p-n des modulateurs ont été sous-dopées pour cette première génération, il a été donc difficile de valoriser les composants.
Une deuxième génération est en cours de fabrication. Elle sera caractérisée courant 2020.

4 Modulateurs capacitifs en III-V sur silicium : Projet Picture H2020

4.1 Utilisation d'une jonction capacitive hybride III-V sur Silicium pour réaliser des modulateurs optiques

La structure capacitive hybride étudiée dans cette thèse est montrée sur la figure III.30. Elle est constituée d'une couche InGaAsP dopée (n) et une couche de silicium dopé (p), séparés par une fine couche d'oxyde. Lorsque l'on applique une tension V_g (g :gate) de 1 V aux bornes de la jonction, les porteurs majoritaires, trou et électron s'accumulent de parte et d'autre de la frontière avec l'oxyde. la région d'accumulation est de seulement 10 nm de chaque côté, où la densité des porteurs peut atteindre 10^{19} cm^{-3}, ce qui est à l'origine du changement efficace d'indice (et donc d'indice effectif de l'onde) atteint par ce type de structures. En effet le changement d'indice dans l'InGaAsP est plus efficace que dans le Si, car en plus de l'effet de dispersion

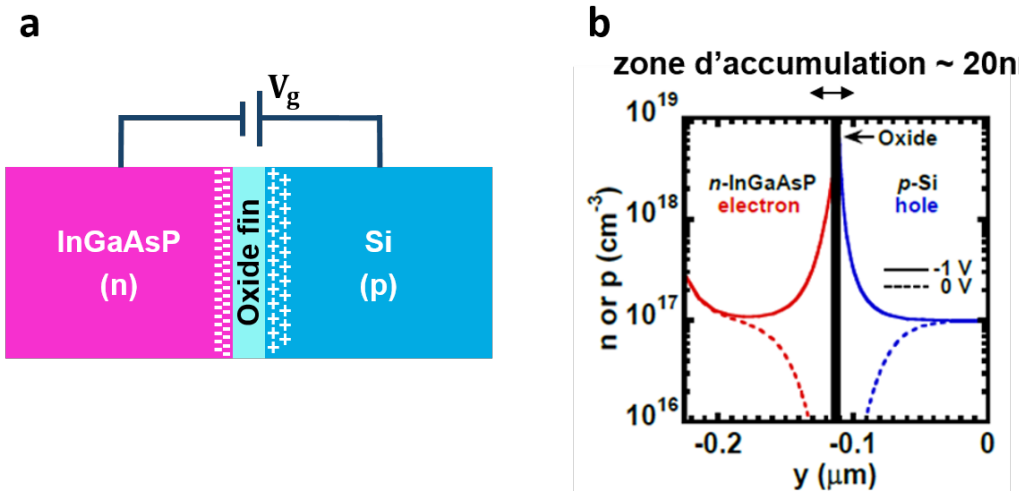


FIGURE III.30 – a) Jonction capacitive constituée d'un guide InGaAsP(n), et d'un guide Si(p), séparés par un oxyde fin (10 à 20 nm d'épaisseur). b) Calcul de l'accumulation des porteurs aux frontières de l'oxyde fin, sur une zone de $\sim$ 10 nm de part et d'autre de l'oxyde, appelée zone d'accumulation

plasma, l'InGaAsP présente aussi un effet de remplissage de bande (band-filling) important qui permet un changement d'indice 17 fois plus fort que le Si, dès que l'on atteint une densité des électrons de l'ordre de $2.10^{18}cm^{-3}$.

Les modulateurs capacitifs hybrides III-V sur Silicium ont pour but d'augmenter l'efficacité de modulation tout en développant une approche d'intégration compatibles avec la technologie silicium. En effet l'efficacité de modulation dans les modulateurs silicium à déplétion est limitée à cause du faible effet de dispersion plasma dans le Si comparé aux éléments III-V (voir état de l'art). Les premiers modulateurs capacitifs ont été réalisés en $Si/SiO_2/Si$ [56] , et présentent une efficacité de 0,2 V.cm et une bande passante jusqu'à 40 GHz, mais ils présentent des fortes pertes d'absorption dans la zone d'accumulation du poly-Si, où la densité des électrons est de l'ordre de 10^{19},cm^{-3}. L'utilisation d'un matériau quaternaire III-V, à la place du Si permet de réduire les pertes d'absorption dues à l'accumulation des porteurs, et d'assurer une forte efficacité de modulation. On peut voir sur la figure tirée de la référence [55] que le changement d'indice dû à la densité des porteurs est plus élevée pour le quaternaire InGaAsP que pour le Si, et que les pertes d'absorption à causes des électrons sont aussi plus faibles pour l'InGaAsP comparé au silicium.

D'un autre côté l'effet d'absorption inter-sous-bande dû aux trous est plus important dans l'InGaAsP que dans le silicium, voir figure III.32, on aurait donc plus de pertes dans l'inGaAsP dopé (p) que dans le Si dopé (p). C'est la raison pour laquelle le dopage est choisi de type (n) dans l'InGasAsP (pour une accumulation d'électrons), et de type (p) dans le Si (pour une accumulation des trous).

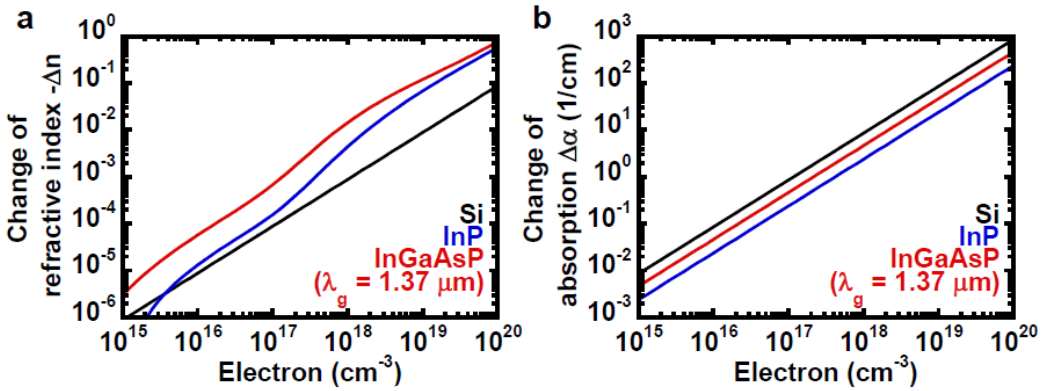


FIGURE III.31 – a) Comparaison de la variation d'indice en fonction de la densité des électrons dans le Si , l'InP, et l'inGaAsP. b) Comparaison des pertes d'absorption dues aux électrons entre le Si, l'InP, et l'InGaAsP, d'après [55]

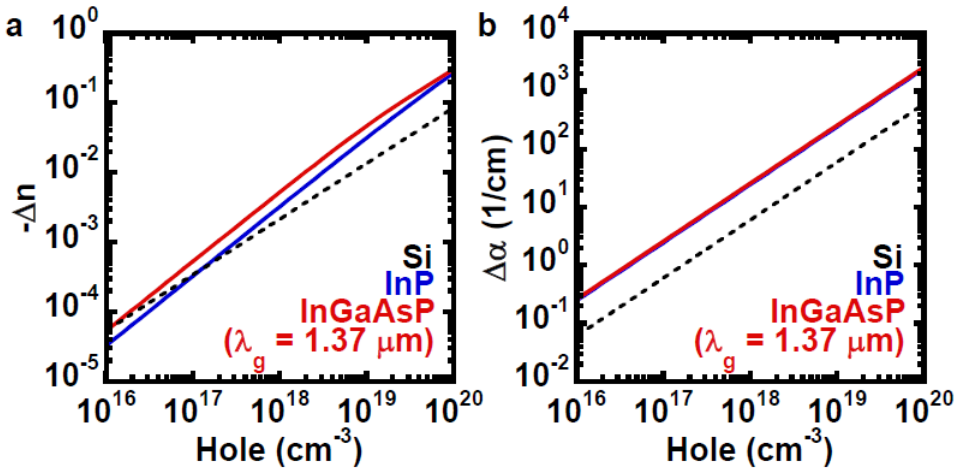


FIGURE III.32 – a) Comparaison de la variation d'indice en fonction de la densité des trous dans le Si , l'InP, et l'inGaAsP. b) Comparaison des pertes d'absorption dues aux trous entre le Si, l'InP, et l'InGaAsP, d'après [55]

Néanmoins, ces modulateurs présentent une limitation majeure due à leur capacité élevée. Un compromis est rencontré lors de la conception : plus l'épaisseur d'oxyde séparant les deux zones dopées est faible, plus le modulateur est efficace, mais plus sa capacité de jonction est élevée, elle est de l'ordre de quelques 4 pF pour un modulateur de 500 μm de long, et une épaisseur d'oxyde de 10 nm. La capacité forte réduit la bande passante RC, mais n'est pas un paramètre très ajustable. Par contre la résistance d'accès est plus aisément ajustable, en jouant sur les dopages, les matériaux choisis, et sur les dimensions des accès. Par exemple, le choix de l'InGaAsP pour la zone dopée n, a un avantage majeur pour diminuer la résistance d'accès, grâce à une mobilité des électrons 100 fois plus élevée dans l'InGaAsP que dans le Si.

4.2 Présentation du projet H2020 PICTURE

J'ai travaillé sur des modulateurs capacitifs hybrides III-V/Si dans le cadre d'un projet européen H2020, nomé PICTURE. Ce types de modulateurs a été développé pour la première fois dans le cadre de ma thèse. Ce projet présentait une deuxième innovation phare, qui consiste à coller des vignettes III-V de différentes épitaxies. Le but étant de coller 4 types de vignettes III-V d'épitaxies différentes pour avoir sur la même plaque : (i) des vignettes lasers à MQW à 1,3 μm et à 1,5 μm, (ii) et des vignettes modulateurs et PDs à structure III-V bulk (sans MQW) à 1,3 μm et à 1,5 μm, notamment pour améliorer la bande passante des PDs, dans le but final de faire des transceivers cohérents complets.
Ce projet présentait plusieurs défis :

1. Le premier challenge est lié au collage : c'était le premier projet de collage de vignettes sur lequel notre équipe de recherche a travaillé. Le collage est un des éléments le plus critique de ce type de structures. Il fallait assurer un collage homogène et sans défaut sur un oxyde de seulement 10 nm d'épaisseur de vignettes de 2,5×2,5 mm. Ceci a suscité beaucoup d'effort de développement par nos collègue du CEA Leti.
2. Le deuxième challenge est lié aux processus technologiques : il fallait mettre en place un nouveau processus technologique, et concevoir les masques adéquats. Les processus technologiques de gravure des structures lasers, modulateurs, et PD de différentes épitaxies sont faits en même temps. Il fallait donc bien réfléchir pendant le dessin de masque aux problématiques technologiques que chaque niveau peut soulever.
3. Le packaging : trois partenaires de ce projet sont spécialisés dans le packaging, il fallait dès les premières étapes de conception s'assurer que les schémas proposés, et les dispositions des vignettes, pouvaient s'aligner avec les spécifications de packaging.

Le masque du projet est présenté sur la figure III.33, il est composé de 10 vignettes collées à des emplacements spécifiques : (i) les 6 vignettes supérieures sont réservées pour des tests unitaires des différents composants. 4 parmi ces 6 vignettes test ont été réservées aux modulateurs capacitifs, ce qui m'a permis de tester différentes conceptions, parmi lesquelles une conception optimale en simulation qui a été implémentée dans les transceivers ; (ii) les deux vignettes en bas à gauche réservées à un transceiver cohérent tout intégré à 1,5 μm, avec la première vignette consacrée aux lasers et la deuxième consacrée aux modulateurs et aux photodiodes ; (iii) les deux vignettes en bas à gauche réservées à un transceiver tout intégré à 1,3 μm, avec une configuration similaire que le précédent, mais en détection directe non cohérente.

4.3 Structure verticale des modulateurs capacitifs en III-V sur Si

La structure verticale implémentée dans ce projet est montrée sur la figure III.34. Il faut noter que le challenge de mon travail sur ce projet était de

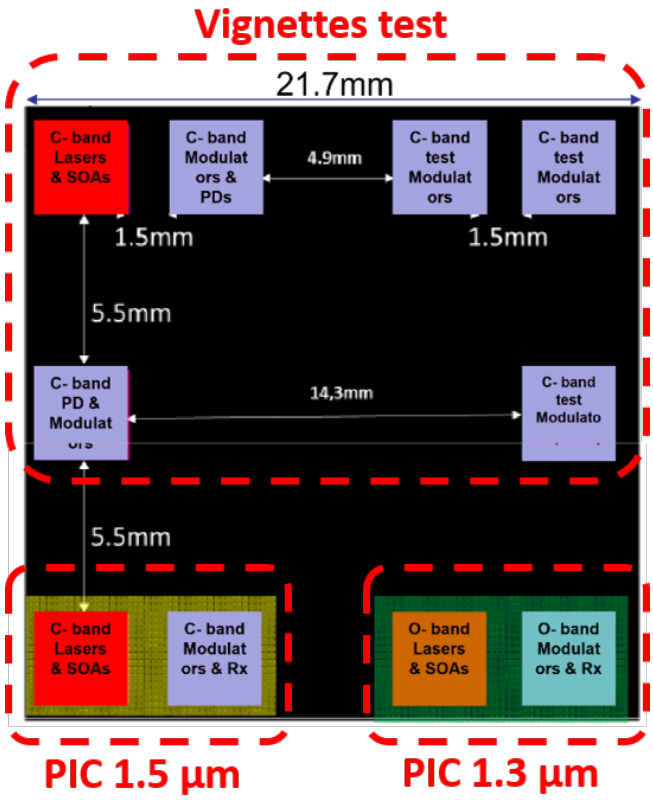


FIGURE III.33 – Présentation du masque du projet PICTURE basé sur le collage de 10 vignettes III-V de différentes épitaxies, avec une épaisseur de collage de 20 nm pour la réalisation de modulateurs capacitifs

réaliser un modulateur capacitif pouvant s'intégrer avec des lasers, et non de faire des modulateurs à l'état de l'art. En particulier, cela nous imposait une épaisseur de guide silicium qui est de 300 nm, au lieu de 150 nm pour les meilleurs performances de l'état de l'art [55] [48], afin d'être compatible avec notre plateforme d'intégration. Les étapes de conception sont présentées sur la figure III.35.

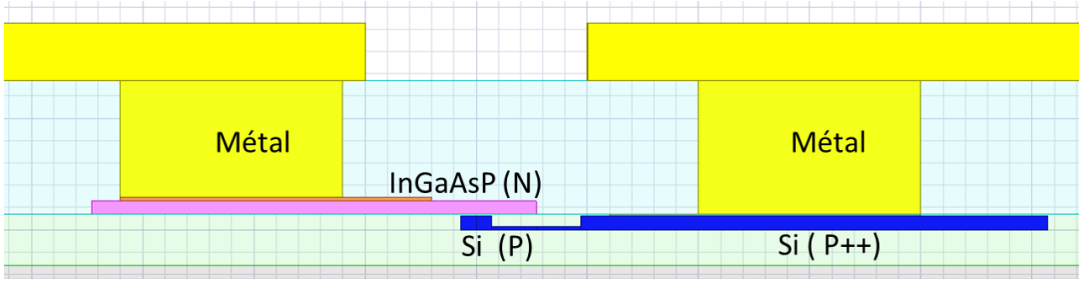


FIGURE III.34 – Structure Verticale du modulateur capacitif hybride en III-V sur Si pour le projet PICTURE runA

1. Tout d'abord on commence par les simulations optiques du guide hybride III-V sur silicium. Le but est de maximiser le recouvrement entre le mode optique et la zone d'accumulation. Mais il faut faire attention que le mode ne voit pas le métal de contact côté (n). Les paramètres importants sont la largeur du guide silicium, l'épaisseur des deux guides, et la composition du guide III-V ;
2. La géométrie du guide définissant le mode adéquat nous donne quelques paramètres à prendre en compte pour le calcul du circuit RC équivalent du modulateur, notamment la capacité de jonction, et on continue ensuite la conception autour de la zone (n) et (p) dans le but de minimiser les résistances d'accès des deux côtés. Mais les contraintes de faisabilité technologique peuvent amener à retoucher la géométrie des guides, et à reboucler avec les simulations optiques ;
3. La troisième étape est le design des électrodes HF pour obtenir un fonctionnement à ondes progressives. Même si pour ce type de modulateurs la longueur est de seulement 250 ou 500 μm. J'ai choisi de faire un design à ondes progressives, pour s'affranchir de la capacité de jonction capacitive élevée. Cette étape peut amener à des faibles réajustements de la structure des guides, car elle peut nécessiter de déplacer l'emplacement des contacts au niveau des guides. Ceci veut dire qu'il faut encore reboucler sur les 2 premières étapes.

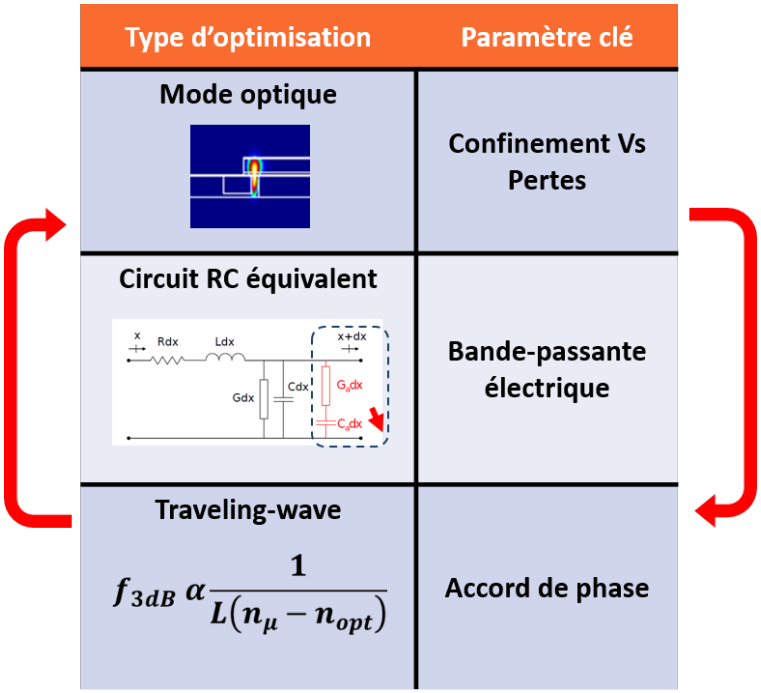


FIGURE III.35 – étape de conception du modulateur électro-optique

Simulation du mode optique

Comme on le voit sur la structure verticale du modulateur III.34. C'est la géométrie du guide Si qui joue principalement sur la forme du mode. Côté III-V c'est surtout l'indice du matériau choisi qui représente un paramètre important, plus celui-ci est élevé plus le mode optique aura tendance à monter dans le III-V, mais il faut doser cela pour avoir un confinement suffisant dans les deux couches d'accumulation.

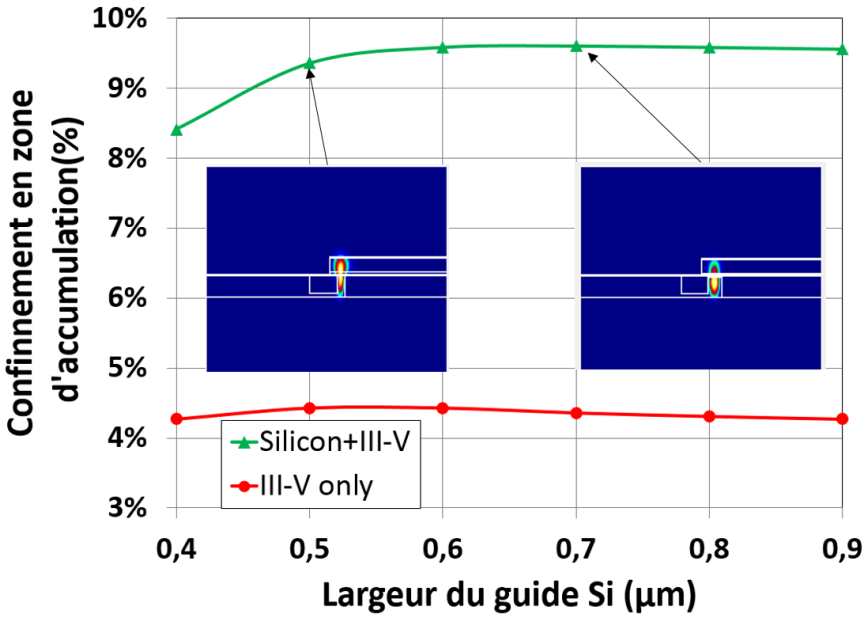


FIGURE III.36 – Simulation du confinement du mode optique dans la zone d'accumulation de charges dans le silicium et dans le III-V en fonction de largeur du guide silicium

la figure III.36 montre le résultat d'une simulation sur le logiciel FIMMWAVE, donnant le confinement du mode optique dans la zone d'accumulation pour une largeur de guide silicium variable, et une longueur d'onde à 1550 nm. la courbe rouge montre la proportion du confinement dans la zone d'accumulation du III-V, ceci permet de calculer les pertes par absorption des électrons. La courbe verte montre le confinement dans les deux zones d'accumulation additionnées. On constate qu'à partir d'une largeur de guide de 0,7 μm le confinement additionnée se stabilise, mais la proportion dans le III-V diminue. Cette largeur présente un optimum pour l'efficacité de modulation, car en dessous le mode risque de subir des pertes importantes dans le III-V (voir la forme du mode à 0,5 μm), et au-dessus de 0,7 μm le mode redescend dans le silicium, et il risque aussi de subir des pertes à cause de la semelle du guide deep rib, et peut être même d'avoir un comportement multimode. De plus, on ne veut pas trop augmenter la taille du guide pour ne pas augmenter la capacité de jonction.

Pour éviter les pertes de réflexions dues à la transition en entrée du modulateur entre le guide silicium seul et le guide hybride, nous avons implémenté

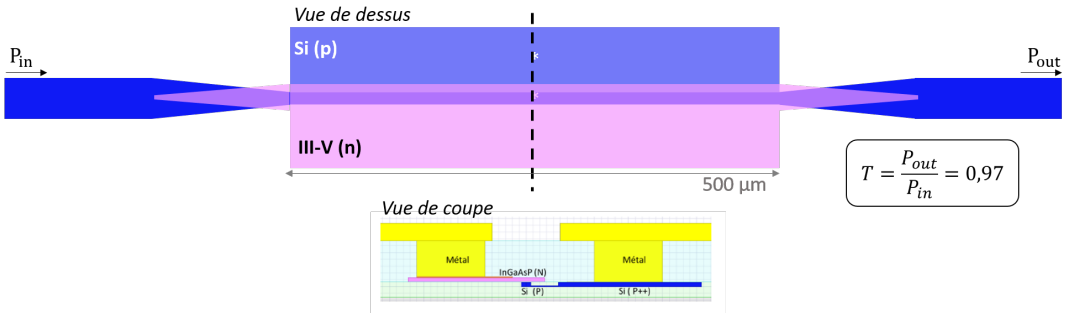
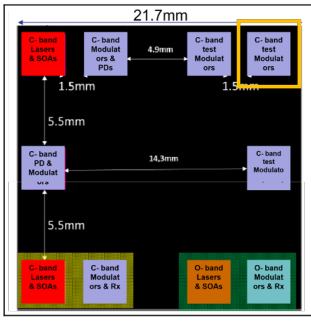


FIGURE III.37 – Simulation de la transmission d'un bras du modulateur capacitif en III-V sur Si.

une pointe dans le guide III-V. Comme on peut le voir sur la figure III.37, ceci permet une transition à 97,2% le long du modulateur, incluant les pertes de transition et les pertes de dopage.



Longueur fixée à 250µm

5 variation de la largeur du guide Si : [0.3;0.4;0.5;0.6;0.7µm]

Les même variation pour une longueur de 500µm

Mesurer l'effet de la largeur du guide sur:

- L'éfficacité de modulation
- Les pertes
- Et la capacité et donc la bande passante

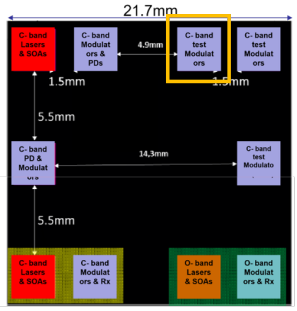
FIGURE III.38 – Cellule test consacrée à l'étude des modulateurs capacitifs en faisant varier la largeur du guide silicium pour changer le confinement dans la zone d'accumulation.

Il a été constaté d'après le même type de simulation que l'épaisseur d'oxyde joue un rôle primordial. Une faible variation de cette épaisseur engendre un décalage de l'optimum de confinement fixé par la largeur du guide silicium. Comme le collage avec un oxyde fin était en cours de développement dans ce premier run, j'ai implémenté des modulateurs avec des largeurs de guide silicium variables, afin de trouver le vrai optimum après la fabrication, voir le détail sur la figure III.38.

Une autre cellule test a été consacrée à l'implémentation de modulateurs de différentes longueurs pour étudier le $V_\pi L$ et les pertes d'insertion, voir figure III.39.

Étude du circuit électrique équivalent

L'étude électro-optique de ces modulateurs a été faite à l'aide du logiciel Lumerical. Dans un premier temps, nous nous sommes fixés comme objectif d'avoir un $V_\pi L = 0{,}2\,\mathrm{V}$ cm environ 10 fois meilleur (plus petit) que la moyenne des $V_\pi L$ que l'on a obtenu avec les modulateurs en déplétion. La



Largeur du guide Si fixée à 0,7 µm

Variation de la longueur :
- L=250 µm (×2)
- L=500 µm (×2)
- L=1000 µm (×1)
- L=1500 µm (×1)
- Resistances et capacités tests
- MOSCAP ségmentés (x1)

Objectifs :
- Détermination du V_π L_π et estimation des pertes de propagation du modulateur
- Mesure des résistances de feuille et de contact de la couche modulatrice (Silicium et InGaAsP)
- Mesure de la capacité linéique du modulateur

FIGURE III.39 – Cellule test consacrée à l'étude des modulateurs capacitifs en faisant varier la longueur pour évaluer l'efficacité de modulation et les pertes d'insertion.

courbe III.40, donne les pertes dues à la structure du modulateur en fonction du $V_\pi L$. Chaque point de la courbe a été obtenu pour une combinaison des paramètres du guide (H,W,h, e_{ox}..) et de dopage. Avec les dimensions montrées sur le dessin, on parvient à $V_\pi L = 0,22$ V cm, avec des pertes de l'ordre de 1,5 dB/mm. Plusieurs longueurs de modulateurs ont été implémentées sur le masque, allant de 250 μm à 1,5 mm, afin de pouvoir étudier les composants fabriqués.

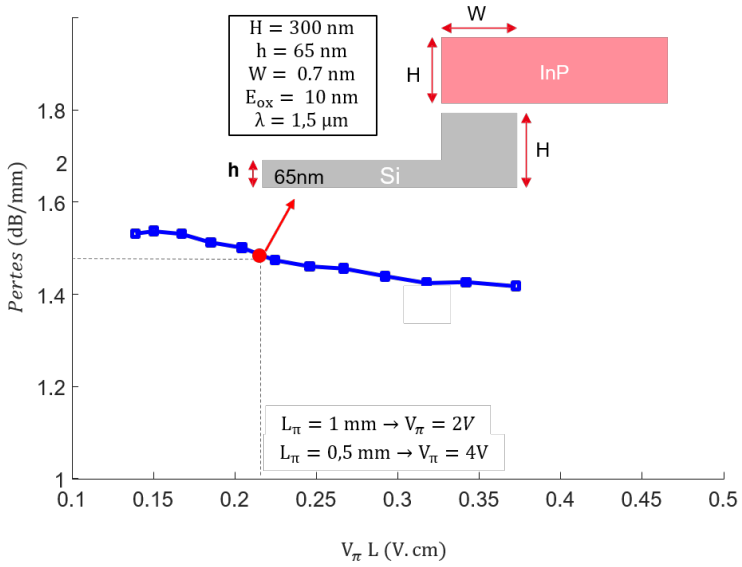


FIGURE III.40 – Simulation des pertes dans le modulateur en fonction du $V_\pi L$ obtenu pour différentes configurations du guide hybride (dimension et dopage).

Une fois le dopage et les dimensions fixées, nous avons pu calculer la résistance totale du modulateur, dont les différentes contributions sont montrées sur la figure III.41. Nous obtenons une résistance de l'ordre de 3Ω.

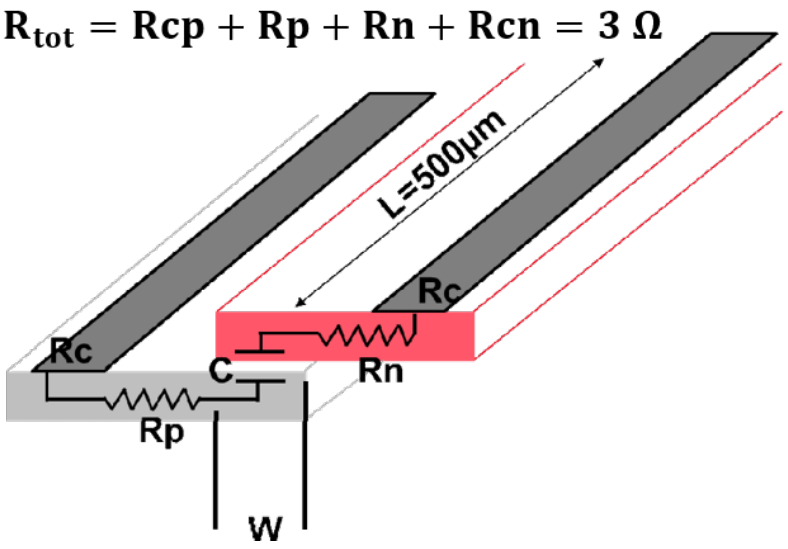


FIGURE III.41 – Résistances prises en compte pour estimer la résistance totale des modulateurs capacitifs.

La capacité de la jonction a également été obtenue par des calculs simples, voir équation III.12, (AN : L=500 μm, l=0,7 μm, et e_{ox}=10 nm) :

$$C_L = \epsilon_0 \, \epsilon_r \times \frac{L \, l}{e_o x} = 1 \; pF \tag{III.12}$$

Si on fait le calcul de la fréquence de coupure selon le modèle "lumped" pour ce composant, on a, (AN : $R_{tot} = 3\ \Omega$, $R_{source} = 50\ \Omega$, et $C_L = 1,05\ pF$) :

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi \, (R_{tot} + R_{source}) C_L} = 2,9\ GHz \tag{III.13}$$

On constate que cette valeur est très faible à cause de la capacité de jonction. C'est la raison pour laquelle nous avons décidé de réaliser des modulateurs travelling-wave même s'ils ne font que 500 μm de longueur.
La simulation HFSS du modulateur montrée sur la figureIII.42 nous donne une impédance de ligne qui varie entre 30 et 36 Ω sur la gamme des fréquences visées, voir courbeIII.43.

Cette valeur nous permet de remonter à l'indice de l'onde électrique (voir équations III.10 et III.10), et de calculer la bande passante en se basant sur la formule III.5, ceci donne une fréquence de coupure de l'ordre de 10 GHz. Cette valeur reste faible, même en fonctionnement travelling-wave.
L'objectif de cette première génération de conception était de surmonter les challenges de fabrication, on s'attendait à des bandes passantes faibles car plusieurs compromis ont été décidés en conception afin de relâcher les contraintes en fabrication.

Il fallait donc penser à une nouvelle astuce qui pourrait améliorer la bande passante de ces modulateurs. Comme cette dernière est intrinsèquement limitée par la capacité de jonction, j'ai pensé à une conception de modulateurs

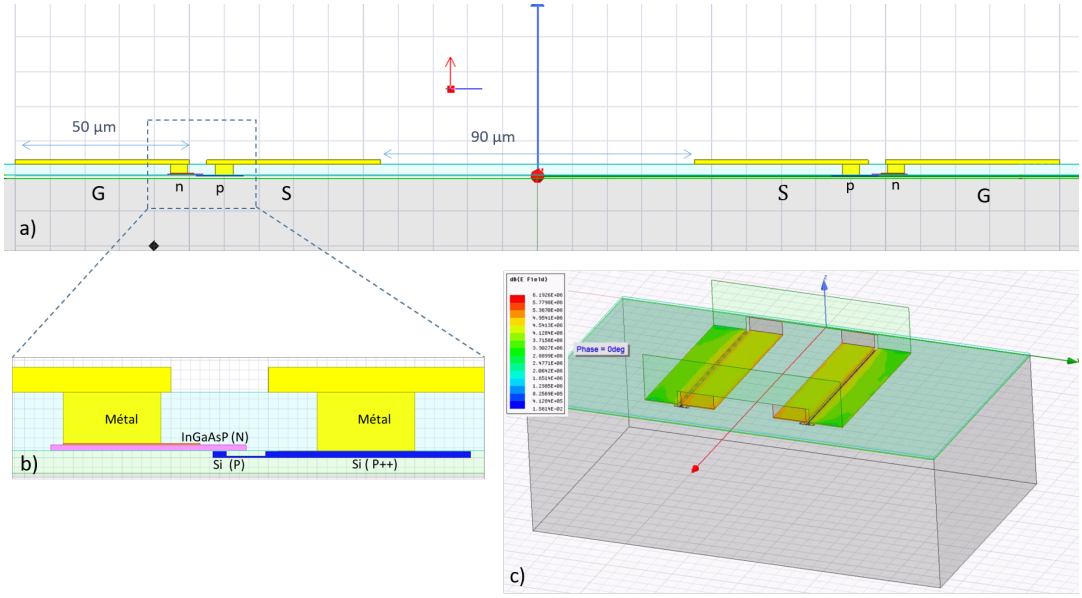


FIGURE III.42 – Simulation HFSS du modulateur Picture

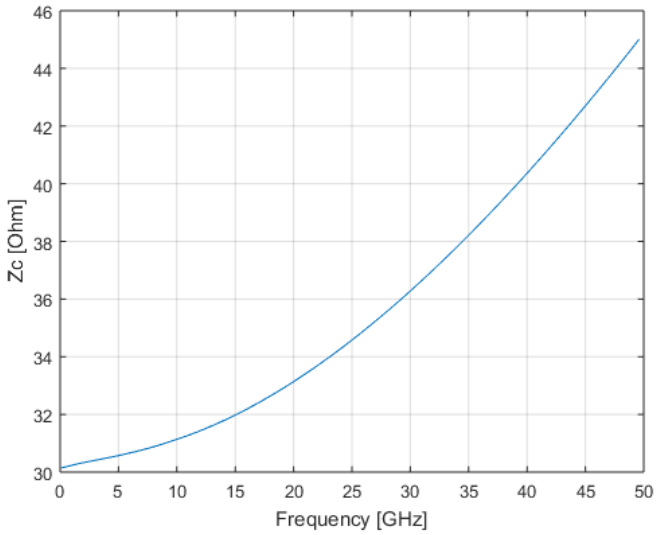


FIGURE III.43 – Extraction de l'impédance caractéristique des modulateurs capacitifs

"segmentés", un peu différents de ceux réalisés habituellement dans le silicium, et partiellement inspirés de designs existant en InP :
Pour contourner la capacité de charge élevée, nous pouvons en effet la segmenter (une structure segmentée introduit un aspect "série" dans l'esprit travelling-wave). Mais étant donné que l'on ne peut implanter (isoler) le III-V dopé (n), j'ai pensé à des architectures avec des petits segments de modulateurs de 80 μm de longueur ($C_L = 0,2\,pF$ au lieu de 1 pF), qui sont connectés en série avec une ligne de transmission, avec des boucles de rattrapage de phase en silicium entre les segments. Le schéma de principe est montrée sur la figure III.44.
Ces modulateurs ont été conçus en collaboration avec l'IMEC (IDLab), dans

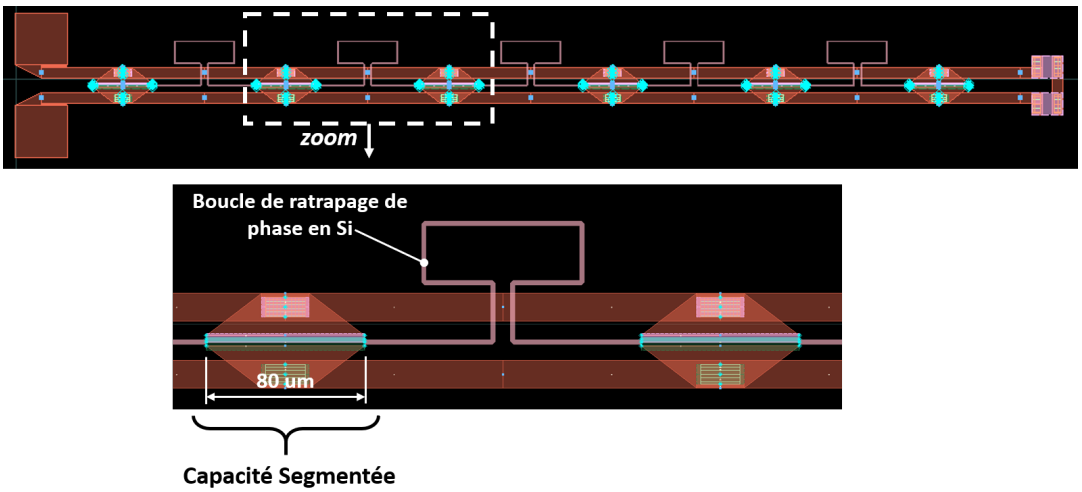


FIGURE III.44 – Modulateurs capacitifs en segments reliés en série avec une ligne de trasmission

le cadre du projet PICTURE H2020. Mon rôle dans la conception était de fournir les données sur les paramètres électriques des segments capacitifs et de réaliser les simulations optiques pour le calcul des bouclettes de rattrapage de phase. Les simulations électro-optiques ont été réalisées par l'IMEC, et nous avons obtenu une réponse S_{12} électro-optique (EO) très prometteuse avec une bande passante de 22 GHz, voir figure III.45.

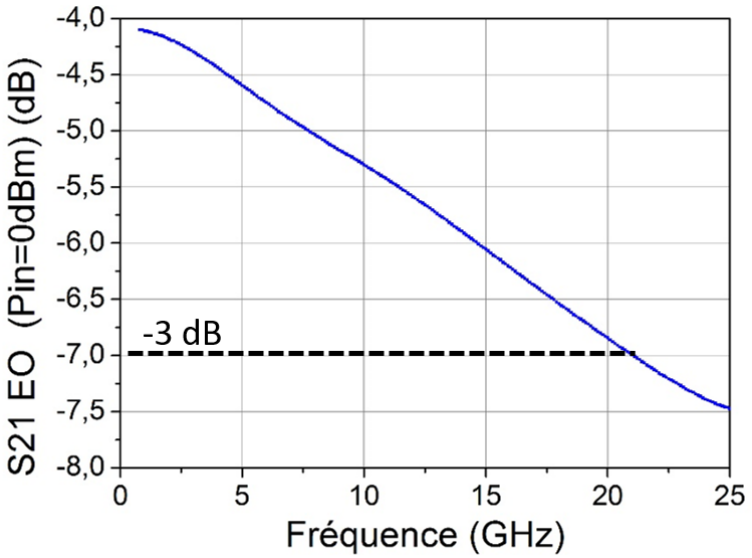


FIGURE III.45 – Paramètre S électro-optiques des modulateurs capacitifs en segments

4.4 Conception de transceivers cohérents complets

Le transceiver complet conçu dans le le cadre de ce projet est montré sur la figure III.46. Ce masque a été le fruit d'un travail d'équipe, dans lequel je

me suis occupée de la conception des modulateurs PDM-IQ capacitifs, basés sur la conception présentée dans les sections précédentes.
Les plaques issues de ce projet sont en cours de fabrication.

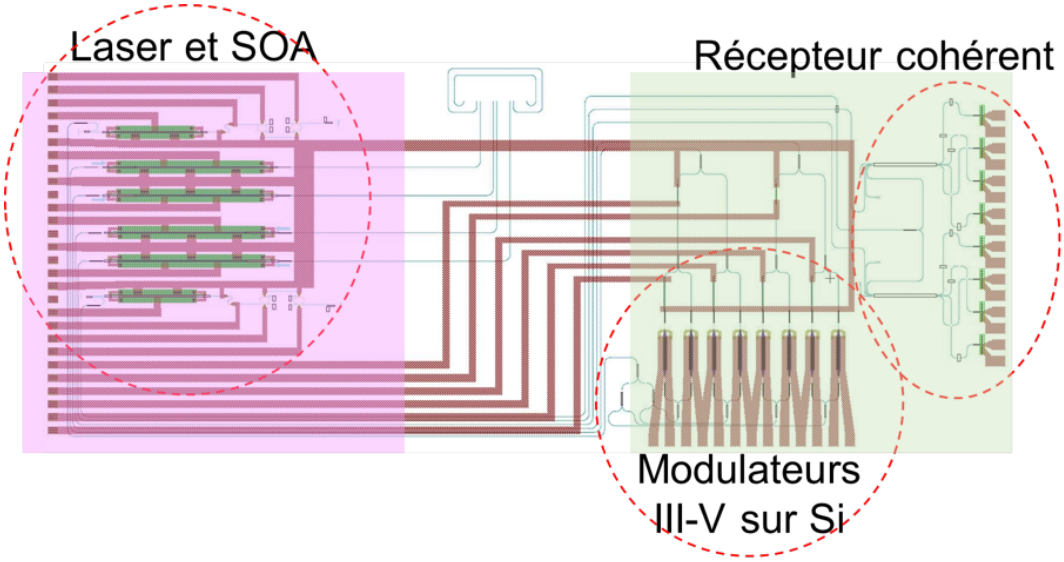


FIGURE III.46 – Transceiver complet intégrant deux lasers accordables, source et oscillateur local, et 4 SOAs (dans la vignette rose), ainsi que des modulateurs capacitifs hybrides III-V sur Si et des photodiodes hybrides (dans la vignette à verte).

5 Conclusion

La modulation externe est nécessaire pour atteindre des hauts débits de transmission. L'objectif de cette thèse était de réaliser dans les PICs des modulateurs externes (externes aux lasers) basés sur des interféromètres Mach-Zehnder, qui peuvent fonctionner à 28 Gbd et au-delà pour les applications de data center à 400 Gbit/s.
La conception des lignes HF joue un rôle primordial pour obtenir des modulateurs rapides, de type "à onde progressive" (traveling wave). J'ai choisi d'adopter des architectures de lignes HF segmentées dans cette thèse car elles offrent une meilleure flexibilité de conception pour atteindre à la fois une bonne adaptation d'impédance, et un bon accord de phase entre l'onde électrique et optique. Ces lignes ont été modélisées en 3D sur le logiciel HFSS, puis fabriquées et testées. Les simulations ont été assez représentatives des lignes fabriquées, surtout pour les lignes non chargées. Malheureusement un problème technologique d'implantation des jonctions PN a rendu difficile la comparaison entre simulations et mesures pour les lignes chargées.
Deux types de modulateurs ont été explorés au cours de cette thèse :

- Une conception classique basée sur des jonctions PN à déplétion en silicium : cette conception a été adaptée à la plateforme de fabrication CMOS 300 mm de STM. Ces modulateurs ont démontré un bon fonctionnement, avec les meilleurs performance descendant à $V_\pi L = 1,5\ V\,cm$ et une bande passante de l'ordre de 20 GHz. Des diagrammes de l'œil avec un taux d'extinction de 9 dB ont été mesurés jusqu'à 32 Gbit/s, avec un taux d'erreur (BER) de 10^{-4} (qui est la limite pour l'utilisation avec pré-correction dite FEC, forward error correction) à -8 dBm de puissance reçue, permettant dans un système une transmission sans erreur jusqu'à 10 km de transmission. Les mesures en configuration QPSK n'ont pas pu être effectuées sur puce à cause de la complexité du composant. Pour ceci, un montage en module a été lancé, mais il n'a pas pu m'être livré avant la fin de cette thèse ;
- Des modulateurs innovants basés sur des jonctions capacitives en III-V sur Si : L'objectif de ce projet était d'améliorer l'efficacité de modulation dans les MZs. Ces modulateurs ont montré des performances prometteuses en simulations, avec une efficacité de l'ordre de seulement $0,2\ V\,cm$ pour la figure de mérite $V_\pi L$, et une bande passante déjà acceptable, de l'ordre de 14 GHz, pour des modulateurs faisant 500 μm de long. Ce projet s'inscrivait dans une optique de preuve de concept, il présentait plusieurs contraintes de faisabilité, avec plusieurs changements concernant la fabrication : (i) L'effet capacitif nécessite une couche de collage très fine de l'ordre de seulement 20 nm, testée pour la première fois dans le cadre de ce projet au sein de la plateforme 310 nm du CEA leti, (ii) Ce projet a nécessité également le collage de vignettes pour intégrer sur une même plaque plusieurs épitaxies en attendant de déverrouiller la possibilité de faire la recroissance post-collage en III-V sur Si, (iii) enfin d'un point de vue fabrication il a fallu adapter les épitaxies et les nombreuses étapes technologiques d'élaboration du PIC

aux deux changements précités. Les performances de ce type de modulateur seront donc améliorables une fois que ces challenges seront surmontés. Ceci concrétiserait les attentes qui semblent, selon mes premiers résultats, tout à fait atteignables dans la génération suivante de dispositif.

IV Les récepteurs cohérents

1 Architecture des récepteurs cohérents

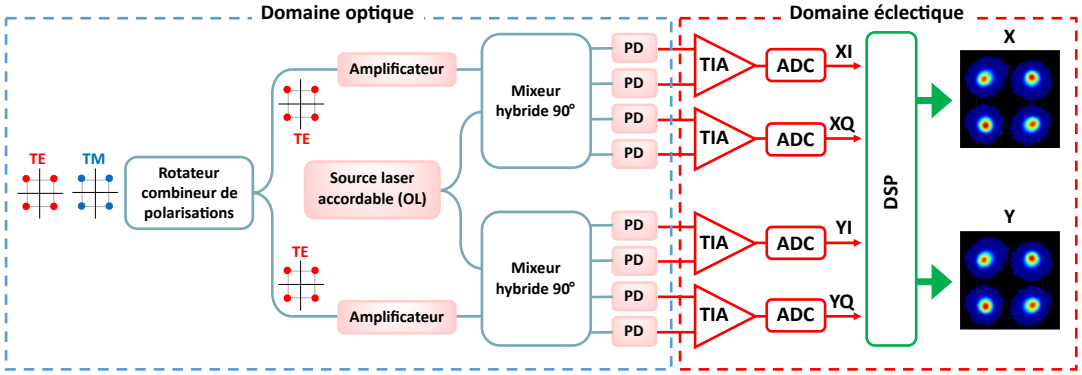


FIGURE IV.1 – Architecture globale d'un récepteur cohérent intégré. La partie entourée en bleu englobe les composants optiques des récepteurs, la partie entourée en rouge montre les étages d'électronique analogique et numérique nécessaires au fonctionnement du récepteur. Selon les approches technologiques l'intégration peut être poussée uniquement pour la partie optique, ou bien elle peut également s'appliquer aux TIA (Trans-Impedance Amplifiers) de la partie électrique dans le PIC récepteur cohérent.

Le schéma global d'un récepteur cohérent est présenté sur la figure IV.1, les parties optique et électrique sont entourées respectivement en bleu et en rouge pour bien les distinguer. Les deux signaux optiques QPSK de polarisations X et Y proviennent d'une fibre SMF, ils sont couplés et séparés à l'aide d'un coupleur séparateur de polarisation, et sont mixés par la suite avec un oscillateur local à l'aide d'un dispositif interférométrique de type MMI dit dans ce cas hybride 90°. Les 4 PD en sortie de l'hybride 90° reçoivent les champs de battement suivants :

On retrouve donc sur chacune des PD l'expression classique d'une interférence à deux ondes affectée par les déphasages induits dans un MMI 2×4 :

$$\begin{cases} I_{PD1} = R \times [{A_S}^2 + {A_{OL}}^2 + 2A_S A_{OL} \cos((\omega_S - \omega_{OL})t + \phi(t))] \\ I_{PD2} = R \times [{A_S}^2 + {A_{OL}}^2 - 2A_S A_{OL} \cos((\omega_S - \omega_{OL})t + \phi(t))] \\ I_{PD3} = R \times [{A_S}^2 + {A_{OL}}^2 + 2A_S A_{OL} \sin((\omega_S - \omega_{OL})t + \phi(t))] \\ I_{PD4} = R \times [{A_S}^2 + {A_{OL}}^2 - 2A_S A_{OL} \sin((\omega_S - \omega_{OL})t + \phi(t))] \end{cases} \quad \text{(IV.1)}$$

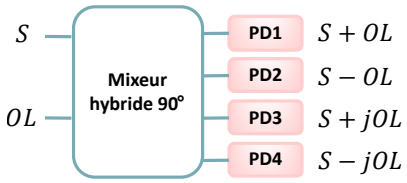


FIGURE IV.2 – Fonction hybride 90, pour la combinaison interférométrique hétérodyne du signal et de l'oscillateur local avec les lois de phase idéales en sortie.

Les composantes I et Q sont obtenues en sortie des TIA (Transimpedance Amplifier) ; Ceux-ci servent à convertir le courant sortant des photodiodes en tension tout en réalisant une amplification à faible bruit. De plus les TIA peuvent réaliser la fonction de soustraction entre les courants des PDs 1 et 2 ou 3 et 4 (voir figure IV.2 et IV.3), afin d'obtenir les coordonnées I et Q du symbole à démoduler, ce qui évite de réaliser des photodiodes balancées. Plus les photodiodes sont équilibrées (c'est-à-dire qu'elles présentent la même responsivité, calculée en sortie de fibre optique), plus on obtient une suppression élevée du bruit de mode commun, ce qui améliore les performances du composant. Pour avoir une réponse équilibrée, il faut que les sorties du MMI soient elles-mêmes équilibrées (en anglais, une faible "imbalance") et avoir une bonne uniformité des performances des photodiodes, donc un procédé de fabrication robuste. La responsivité des PD et l'imbalance du MMI sont deux métriques très importantes dans un RxC (récepteur cohérent), elles seront détaillées dans les sections dédiées au MMI et aux PDs, dans la suite de ce chapitre.

$$I = I_{PD1} - I_{PD2}$$
$$Q = I_{PD3} - I_{PD4}$$
$$\phi = \arg\left(I + jQ\right)$$

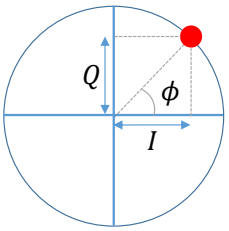


FIGURE IV.3 – Démodulation des phase I et Q à partir des signaux reçus par les 4 PD en sortie de l'hybride 90.

2 État de l'art selon les différentes approches technologiques

Actuellement les PIC récepteurs cohérents intégrés sont faits soit en photonique sur silicium sans intégrer les actifs, soit en InP sans intégrer la double polarisation. Ce travail de thèse est pionnier dans l'intégration des actifs et de la double polarisation sur une même puce. Comme les différents récepteurs cohérents de l'état de l'art sont basés sur différentes approches qui ne sont pas comparables d'un point de vue global, j'ai choisi de comparer les

		Photonique sur silicium	InP	Ce travail
Double Polarisation	Intégration au PIC	Interne : réseau 2D rotateur / séparateur de polarisation	Externe : micro-optiques espace libre pour les rotateurs et les séparateur de polarisation	Interne : • utilisation de réseau 2D • travail sur les rotateurs de polarisation en couplage par la tranche
	Pertes de couplage	Min 3 dB		Min 3 dB
	Séparation des polarisations	20 dB (99%)		15-20 dB (97%-99%)
MMI Hybride 90	Longueur	250 µm [75]	1 mm [74]	250 µm [38]
	Imbalance	< 2dB	< 1dB	< 2dB
	Erreur de phase	< 5°	< 5°	Max 4 °
Oscillateur local	Intégré	non	oui	oui
	Largeur de raie	NC	<100 kHz	<200 kHz
	P to MMI	NC	16 dBm	10 dBm
PD	Technologie	Ge-Si	III-V	Ge-Si or III-V on Silicon
	Bande passante	25 GHz [76]	40 GHz (III-V APD)	Ge-Si : 25 GHz [76] III-V/Si : 30 GHz
	Responsivité	0.7 A/W	0.6 A/W	Ge-Si : 0,5 A/W (PIN STM) III-V/Si : 0,65 A/W (PIN III-V)
TIA	Intégration avec le PIC	Interne : BiCMOS	Externe	Externe
	Gain	77 dBΩ	NC	NC

FIGURE IV.4 – État de l'art des composants intégrés dans un récepteur cohérent selon trois approches technologiques, en photonique sur silicium, en InP, ou en intégration hétérogène de III-V sur silicium étudiée dans cette thèse.

sous-composants du récepteur cohérent de manière individuelle. On peut le voir sur le tableau IV.4. La comparaison est faite entre les deux approches technologiques les plus dominantes en InP et en photonique silicium, et l'intégration hétérogène proposée dans cette thèse.
Les différentes lignes de ce tableau vont être analysées tout au long du chapitre dans des parties distinctes.

3 Les records de transmission actuels

3.1 l'approche InP

Les transmissions utilisant des circuits photoniques intégrés ont connu une explosion continue des performances pendant la dernière décennie. En 2004 les PIC étaient capables d'assurer une transmission sur 10 canaux à 10 Gbit/s en On-Off Keying (Large-scale photonic integrated circuits, IEEE JSTQE 2005). Maintenant des transmissions cohérentes à 1 Tbit/s sont possibles : (i) grâce à l'approche cohérente qui permet des formats de modulation complexes ; (ii) grâce à la montée en vitesse des drivers et TIA en technologie BiCMOS SiGe, qui ne représentent plus une limitation ; (iii) et aussi grâce

à l'utilisation des transmissions sur plusieurs canaux optiques (WDM combiné avec le cohérent). L'objectif de cette partie est de montrer quelques approches de réalisation de circuits transceivers cohérents. La liste ne sera pas exhaustive, car le nombre d'entreprises et d'équipes de recherche spécialisés dans les transceivers cohérents a également explosé ces dernières années (Infinera, SiFotonics, Lumentum, Acacia, Luxtera, Elenion, HHI, travaux à Ghent, à UCSB...).
Le résultat de transmission jusqu'à 1 Tbit/s a été démontré par Infinera en 2018. Il a été obtenu par une modulation 100 GBd x 32 QAM ou une modulation 66 GBd x 64 QAM (avec 1 Tbit/s au total, sur 2 canaux et 2 polarisations). Le transceiver contient :

— Un PIC Tx en InP à deux canaux avec deux lasers accordables intégrés, assemblé en flip-chip avec un "interposer", et contrôlé avec un Driver fabriqué en technologie 180 nm SiGe BiCMOS [57] (DC Vpi=2.1 V). Le tout mis en package avec un contrôle thermique.

— Un PIC Rx en InP monté sur embase avec un TIA rapide à 4 canaux, fabriqué également en technologie 180 nm SiGe BiCMOS.

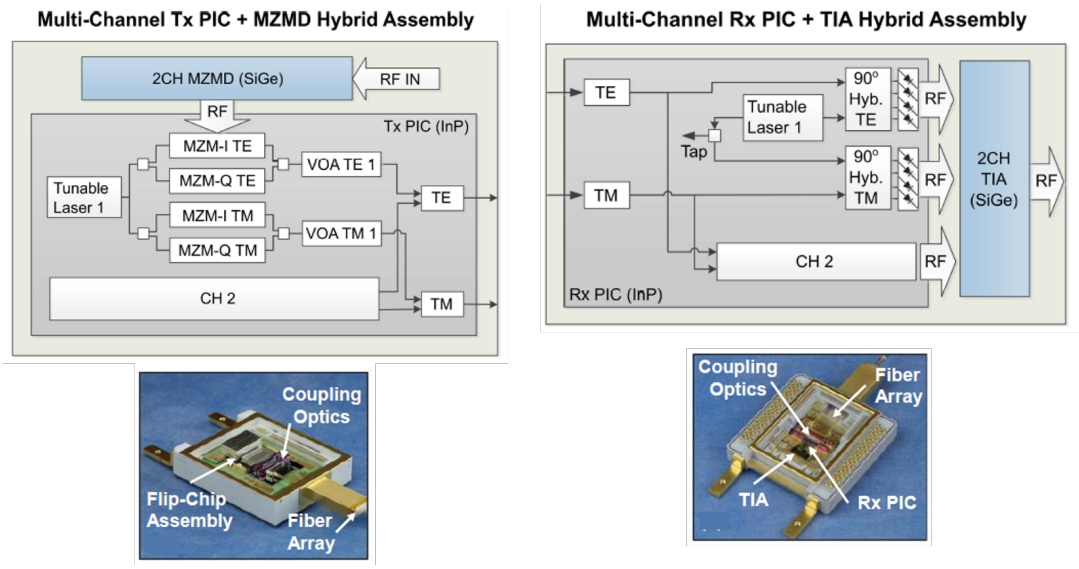


FIGURE IV.5 – Schéma et photo de l'émetteur cohérent à gauche et du récepteur cohérent à droite développés par l'entreprise Infinera, d'après [58].

Comme on le voit sur les schémas de la figure IV.5, la double polarisation TE/TM est gérée à l'extérieur des PIC. La rotation et séparation de polarisation sont généralement gérées par des optiques espace libre en plateforme InP. Plusieurs brevets ont été déposés par Infinera pour réaliser des rotateurs de polarisation intégrés [59], mais ces brevets n'ont pas eu d'application à notre connaissance, probablement à cause de l'implication de gravures obliques nécessaires pour leur fonctionnement.

3.2 L'approche Silicium pour résoudre le compromis intégration/coût de packaging

L'objectif actuel en terme de composants pour les transmissions optiques est d'arriver à un coût de 1$ par Gbit/s pour une longue distance de transmission ($> 80\,km$) [60]. Pour atteindre cet objectif il faut réaliser des PICs avec de très hauts niveaux d'intégration. Actuellement la technologie silicium est la plus prometteuse pour assurer une haute intégration des composants compacts comme on le voit sur La figure IV.6, même si l'intégration des sources reste encore un verrou dans cette technologie. On doit faire face actuellement à deux challenges : (i) l'intégration poussée est compromise par une baisse du rendement de fabrication des PICs qui sont de plus en plus complexes ; (ii) et le coût global des produits explose généralement à l'étape de packaging.

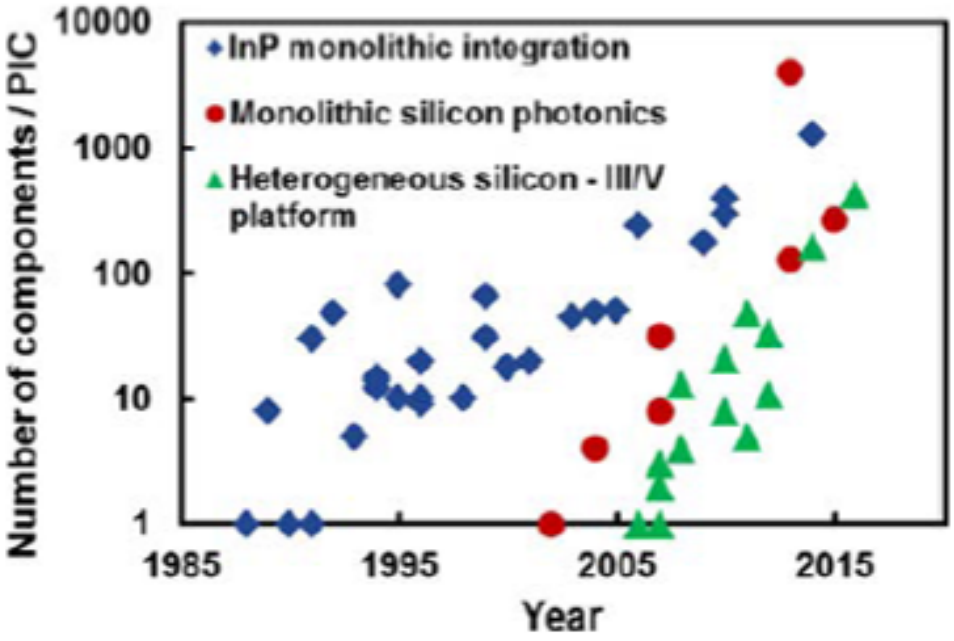


FIGURE IV.6 – Nombre de composants par PIC selon les trois approches d'intégration : en InP, en photonique sur silicium, et en intégration hétérogène III-V sur silicium, d'après [61].

Les figures IV.7 et IV.8, montrent les résultats de deux entreprises spécialisées dans les composants cohérents en photonique sur silicium. On remarque que les résultats sont comparables à ceux obtenus en InP si l'on considère la transmission sur un seul canal [62]. Ceci souligne la nécessité pour la technologie photonique sur silicium d'intégrer les sources afin de pouvoir réaliser des transmissions multi-canaux comme cela est fait en InP.

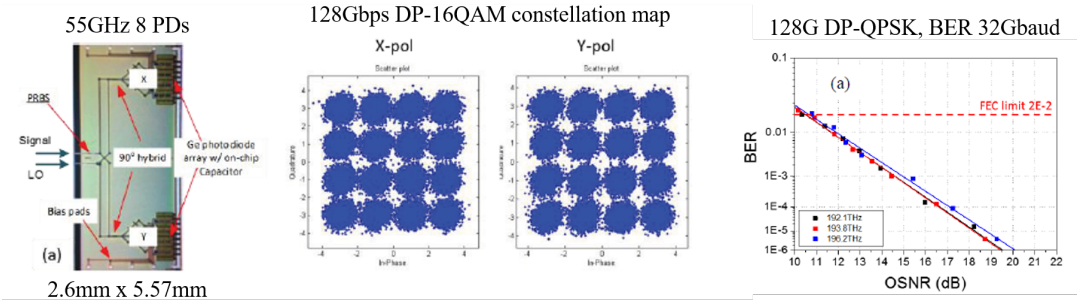
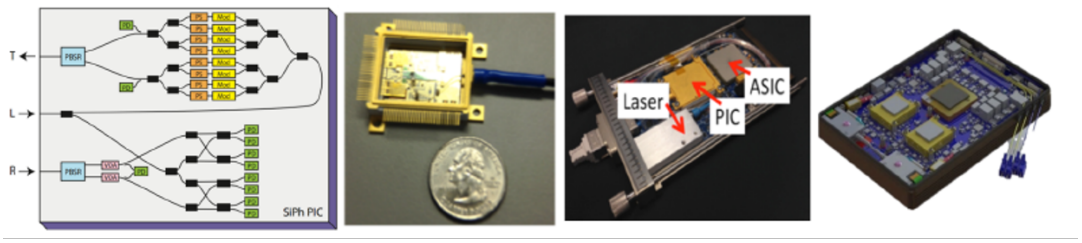


FIGURE IV.7 – Performance d'un récepteur cohérent en technologie photonique sur silicium développé par l'entreprise SiFotonics, d'après [63].



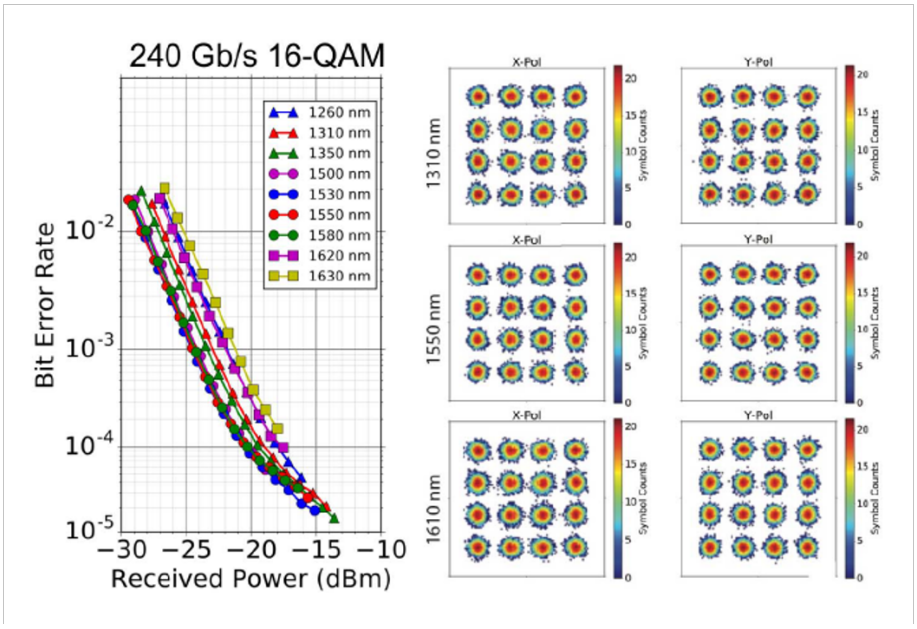


FIGURE IV.8 – Performance d'un récepteur cohérent en technologie photonique sur silicium développé par l'entreprise Acacia, d'après [64].

4 Conception de rotateurs de polarisation par couplage latéral

Comme indiqué dans le tableau de la section précédente, la gestion de la double polarisation se fait actuellement uniquement dans les circuits intégrés en photonique sur silicium. Les publications sur les coupleurs 2D ont connu leur apogée en 2009-2010 [65]. Déjà à cette époque on savait élaborer des coupleurs 2D avec une séparation des polarisations supérieure à 90 % et des pertes de couplage de l'ordre de 3 dB. Ce composant est toutefois difficilement réalisable en InP à cause du faible contraste d'indice. Actuellement, en InP, la gestion de la double polarisation se fait hors puce en rajoutant des séparateurs de polarisation [66, 67, 68]. Plusieurs équipes travaillent aussi sur les rotateurs de polarisation dans la platefome SOI [69, 70, 71, 72].
Tous les transceivers cohérents testés dans le cadre de cette thèse étaient basés sur des coupleurs verticaux 2D développés au CEA Leti [73].
J'ai travaillé au cours de cette thèse sur le développement de rotateurs de polarisation avec couplage latéral pour diminuer les pertes de couplage constatées jusqu'à 6 dB dans les coupleurs verticaux 2D (voir plus loin). La théorie de ce type de rotateurs est basée sur l'hybridation modale TE/TM dans un guide [74, 75], nous en donnons un aperçu concret.

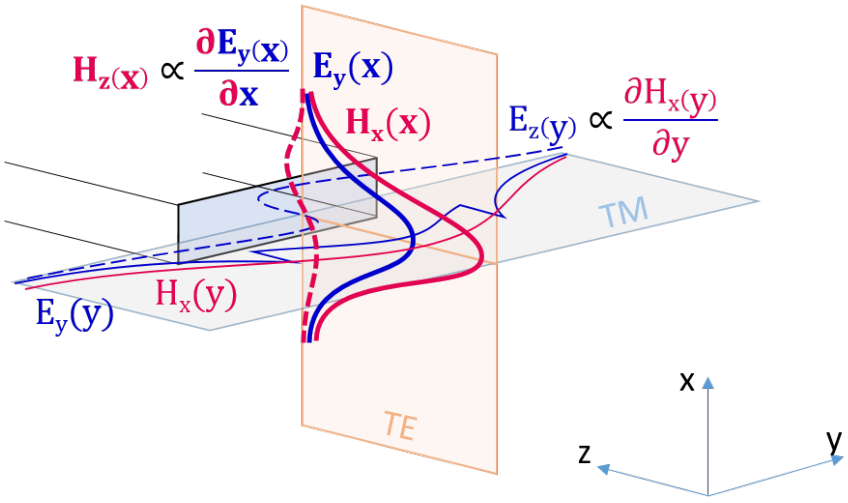


FIGURE IV.9 – Allure des principaux champs pour le cas quasi TE d'un guide rectangulaire, noter l'apparition des discontinuités dans la grande dimension.

Le principe de conception du rotateur séparateur de polarisation est indiqué sur la figure IV.9. Nous omettons les préfixes "quasi" pour les modes TE et TM. Ces modes ont 4 composantes non nulles intéressantes Hx Hz et Ey Ez (z=propagation) pour le mode quasi-TE, et Hy Hz et Ex Ez pour le mode quasi-TM. Les profils Ez ou Hz ont une forme de "dérivée" même pour le fondamental (venant d'un terme de rotationnel impliqué dans le calcul [74]). Le couplage entre des modes quasi-TE et quasi TM pourrait se faire par des intégrales de recouvrement entre Ez et Hz. Ceci est favorisé lors de l'introduction d'une dissymétrie matérialisée par le guide "slab" en jaune sur la

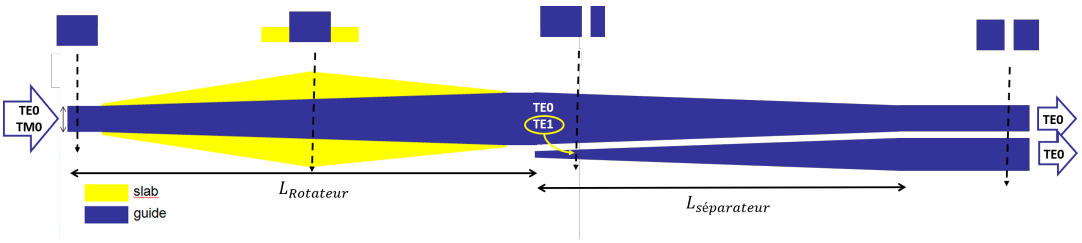


FIGURE IV.10 – Design du rotateur et séparateur de polarisation dans une plateforme SOI.

figure IV.10 autour du guide bleu pouvant supporter à la fois un mode TE et un mode TM. Le mode initialement injecté TM0 dans le guide échange son énergie avec le mode TE1, car à cause de la dissymétrie du guide, les queues du mode TM0 pour Ez, voir figure IV.9, nourrissent le mode TE1 (Hz). Quand les deux modes présentent des indices effectifs assez proches (point d'anti-croisement, cf. IV.11), une rotation de polarisation se produit du mode TM0 vers le mode TE1, on peut voir sur la courbe figure IV.11 que les courbes de dispersion $n_{eff}(\omega)$ présentent un anti-croisement clair, même s'il est assez peu marqué, et comme il est classique dans ce cas, un changement de nature de mode se produit de part et d'autre de l'anti-croisement, ce qui explique la rotation de polarisation.

Le mode TE1 résultant de cette rotation est transformé par la suite en mode TE0. Ceci est possible en le couplant progressivement dans le guide de petite dimension placé en proximité du guide principal. Le schéma de la figure IV.10 montre le rotateur complet avec une première section pour la rotation de polarisation et une deuxième section pour la séparation des polarisations.

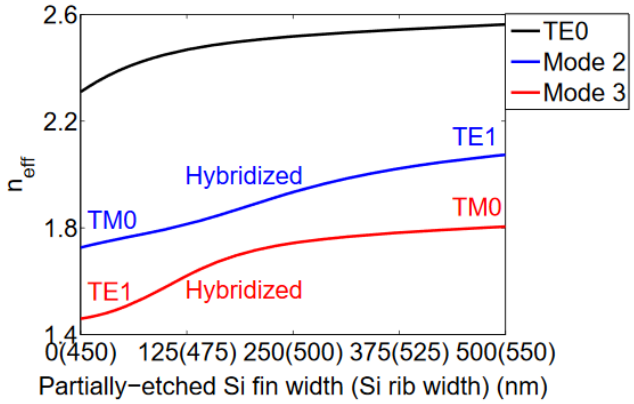


FIGURE IV.11 – Hybridation modale dans un guide présentant une dissymétrie. Sur l'axe des abscisses, la première valeur indique la largeur du guide principal, et la valeur entre parenthèse indique la largeur du slab (rib) introduisant la dissymétrie.

Nous avons choisi d'adapter le design proposé dans la ref [76], avec des hauteurs guide : 220 nm / slab :130 nm, à la plateforme technologique SOI

310 nm du CEA Leti à Grenoble, avec des hauteurs guide : 300 nm / slab :150 nm. La figure IV.12 montre les paramètres d'optimisation sur lesquels nous avons joué :

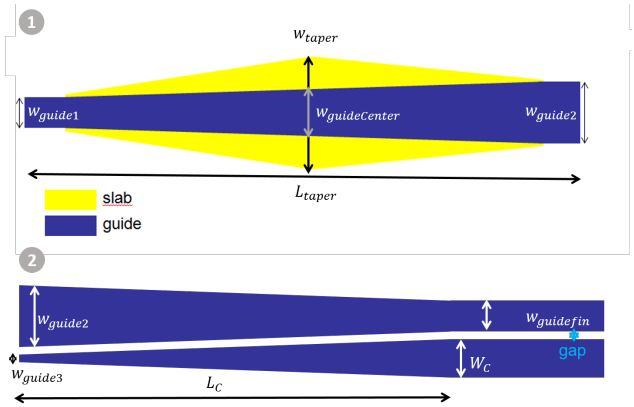


FIGURE IV.12 – Paramètres d'optimisation de la conception d'un rotateur de polarisation dans le panneau (1), et d'un séparateur de polarisation dans le panneau (2).

On obtient les résultats de simulation suivants pour le mode TM0 et TM1 injecté en entré, voir figure IV.13 : Les performances du composant optimal

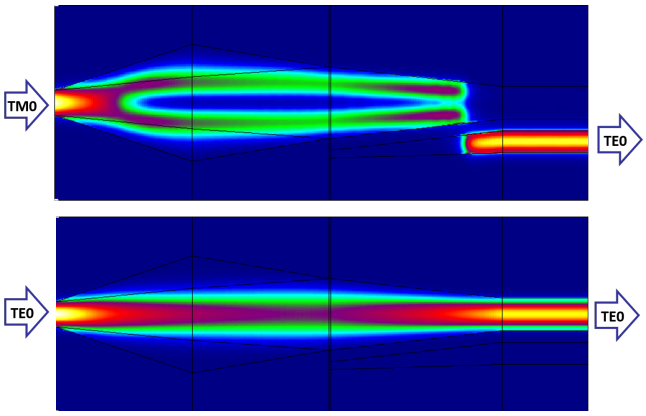


FIGURE IV.13 – Résultats de simulation modale du rotateur séparateur de polarisation, pour une polarisation TM0 (en haut), et TE0 (en bas) injectées en entrée.

obtenues en simulation sont les suivantes :

— La transmission du mode TE0 tout au long du composant est de 99,87 %

— L'efficacité de rotation de polarisation du mode TM0 vers le mode TE0 atteint 99,82 %

Plusieurs variations de la conception autour de la valeur optimale ont été implémentées pour pallier les incertitudes de fabrication. Mais la fabrication a pris beaucoup de retard à cause de difficultés rencontrées lors de la gravure des coupleurs latéraux "par la tranche" sur la plateforme technologique en question.

5 Conception des MMI hybrides 90

5.1 Rappels théoriques

Un MMI (Multi Mode Interferometer) est un guide multimode dans lequel chaque excitation en entrée peut être décomposée en combinaison linéaire des modes le constituant. Ces différents modes se propagent à différentes vitesses à l'intérieure du guide MMI. Quand ils se retrouvent en phase, ils forment des images propres simples ou multiples de l'excitation en entrée. Cela se produit pour ds écarts de phase particuliers à des intervalles périodiques le long du MMI.
Les équations suivantes basées notamment sur le travail de Soldano [77] transcrivent le fonctionnement d'un MMI NxM en utilisant la technique de propagation de modes guidées. La combinaison linéaire des modes du MMI peut s'écrire :

$$\Psi(y,0) = \sum_{\nu=0}^{m-1} c_\nu \psi_\nu(y) \tag{IV.2}$$

les coefficients c_ν sont donnés par projection :

$$c_\nu = \frac{\int \Psi(y,0)\psi_\nu(y)\,\mathrm{d}y}{\sqrt{\int \psi_\nu^2(y)\,\mathrm{d}y}} \tag{IV.3}$$

On peut montrer que les constantes de propagation β_j dépendent de W_e (largeur effective du guide multimodes) d'une façon telle que les écarts sont certains multiples d'un écart de base. De ce fait les mises en phase souhaitées se produisent à des intervalles L_π :

$$L_\pi = \frac{\pi}{\beta_0 - \beta_1} = \frac{4 n_r W_e^2}{3\lambda} \tag{IV.4}$$

L_π est la longueur de battement entre les deux premiers modes du MMI. La longueur à laquelle on obtient une image propre L_c unique est liée à L_π selon une formule dépendant du type d'interférences utilisé (décrit ci-dessous). L_π est donc la longueur de référence du MMI.
Modulo une phase constante, on peut plus généralement écrire la combinaison linéaire $\Psi(y,L)$ à distance L selon cette expression :

$$\Psi(y,L) = \sum_{\nu=0}^{m-1} c_\nu \psi_\nu(y)\; exp\left[j\frac{\nu(\nu+2)\pi}{3L_\pi}L\right] \tag{IV.5}$$

Il existe deux modes de fonctionnement du MMI :

— En interférences générales : Quand l'excitation est injectée à une position non spécifique en entrée du MMI. Tous les modes du MMI participent aux interférences pour former les images propres simples ou multiples à différentes intervalles périodiques. On a la relation $L_c = p(3L_\pi)$, avec $p = 1, 2, ..$, voir figure IV.14.

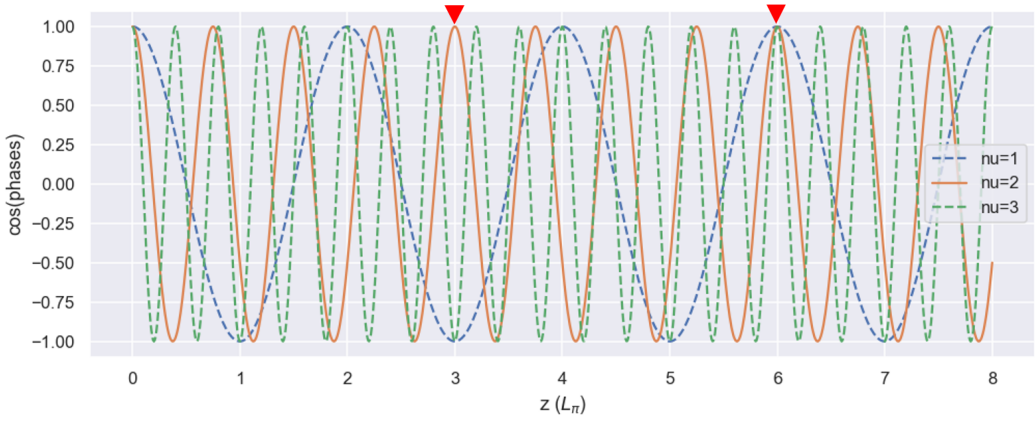


FIGURE IV.14 – Formation des images propres simples ou multiples à différentes intervalles périodiques d'un MMI

— En interférences restreintes : On injecte les excitations à des endroits particuliers, l'objectif est d'empêcher l'excitation de certains modes du guide MMI qui ont leur zéros à ces endroits. Ceci a surtout comme avantage de raccourcir la longueur du MMI. En effet, l'écart de constante de propagation pertinent devient $(\beta_0 - \beta_2) \approx 3 \times (\beta_0 - \beta_1)$, ce qui divise L_c d'un facteur 3, qui est très appréciable. On voit sur la figure IV.14, que si l'on supprime le mode 2, les modes 1 et 3 coïncident en phase plus souvent.
Dans le cas des MMI hybride 90 qui nécessitent l'injection de deux champs en entrée, cette propriété peut être exploitée en interférences par paires qui sont obtenues en n'excitant pas les modes n = 2, 5, 8, .. Une des méthodes existantes pour effectuer cette excitation sélective de modes consiste à injecter un champ d'entrée de symétrie paire (un champ gaussien par exemple) en $y = \pm\frac{We}{6}$. Ceci permettra de réaliser des MMIs 2×N ayant une longueur de MMI égale à $L_c = \frac{p}{2}(3L_\pi), p = 1, 2, ...$

5.2 MMI Hybride 90

On utilise le MMI principalement comme diviseur ou combineur d'onde (1×N ou N×1), voir l'exemple sur la figure IV.22, mais il représente aussi une très bonne solution pour réaliser la fonction hybride 90. On injecte dans un MMI 2×4 ou 4×4 le signal QPSK dans une des entrées et l'oscillateur local dans une autre, et ces deux signaux seront combinés avec des lois de phase en quadrature en sortie. Ceci permet ensuite de démoduler les signaux codés en phase.

Les loi de phase en sortie d'un MMI 4×4 sont montrées sur la figure IV.16. Si on injecte un signal dans une seule entrée, par exemple $n = 1$, on aura un déphase de 0 sur la sortie 1, $\frac{3\pi}{4}$ sur la sortie 2, $-\frac{\pi}{4}$ sur la sortie 3, 0 sur la sortie 4. Si on veut réaliser un hybride 90 à l'aide de ce MMI, on doit injecter

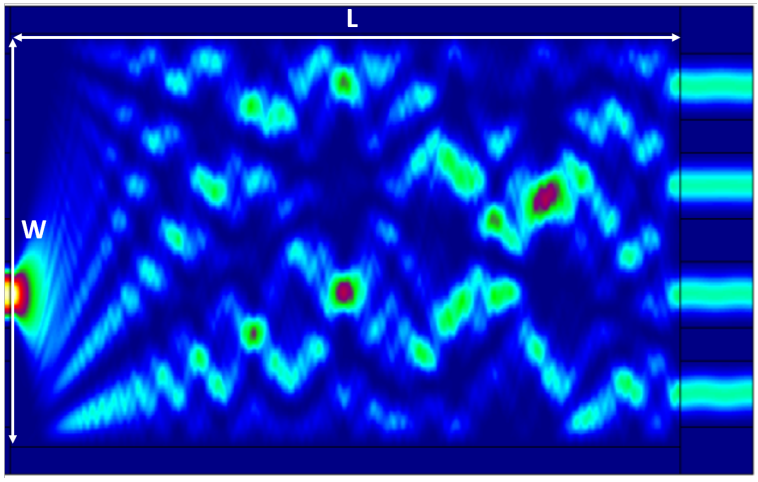
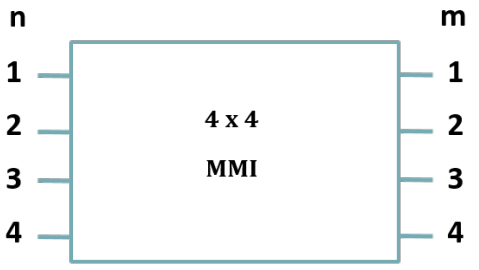


FIGURE IV.15 – MMI 4X4 avec une excitation envoyée dans l'entrée 3.



n/m	1	2	3	4
1	0	135	-45	0
2	135	0	0	-45
3	-45	0	0	135
4	0	-45	135	0

FIGURE IV.16 – Loi de phase pour les 4 sorties d'un MMI en fonction de ou des entrées excitées.

le signal dans l'entrée 1 et l'oscillateur local dans l'entrée 3[78]. Mais ce type de MMI nécessite un croisement de guides car il ne permet pas d'obtenir les lois de phase classées dans le bon ordre, comme on le voit sur la figure IV.17.

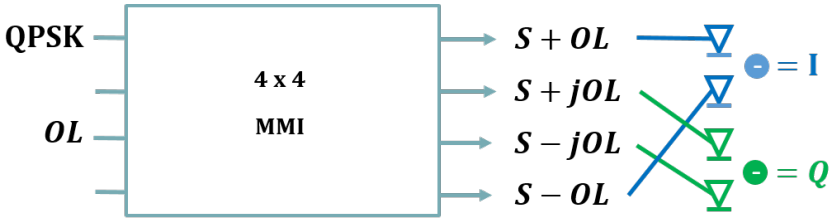


FIGURE IV.17 – Hybride 90 réalisé avec un MMI 4x4 avec le signal QPSK injecté dans l'entrée 1, et l'oscillateur local injecté dans l'entrée 3.

Si on veut tirer avantage des interférences restreintes pour réaliser un hybride 90, il existe deux approches basées sur un MMI 2×4 avec les deux entrées pour le signal et l'Oscillateur local (OL) situées à $\frac{1}{3}$ et à $\frac{2}{3}$ de la largeur du MMI. Mais ce genre d'approche présente un problème de symétrie qui ne permet pas de réaliser le déphasage en quadrature. L'approche présentée dans la figure IV.18 consiste à casser la symétrie en rajoutant un déphaseur statique de $\frac{\pi}{4}$ sur la troisième sortie, suivi d'un MMI 2×2 connectant la sortie du déphaseur $\frac{\pi}{4}$ et la sortie 4 du MMI 2×4 [79].

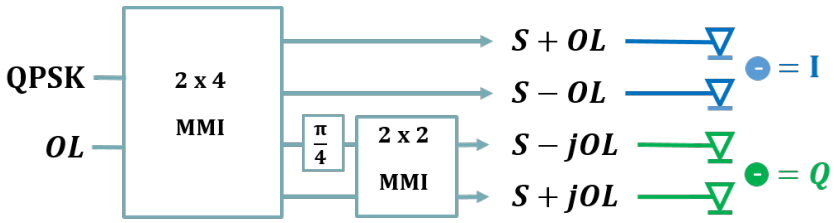


FIGURE IV.18 – Hybride 90 réalisé avec un MMI 2×4 à interférences restreintes [79].

Si on veut se passer du déphaseur $\frac{\pi}{4}$, une autre approche proposée dans [79], consiste à "taperiser" le MMI 2×4, comme on le voit sur la figure IV.19. Ceci permet de changer les trajets optiques parcourus par les différents modes à l'intérieur du MMI entre les entrées 1 et 2, et 3 et 4.
Ces deux approches ont surtout comme avantage d'éviter le croisement des guides en sortie du MMI, car les lois de phase sont obtenues dans le bon ordre en sortie de ces deux dispositif. Mais que ce soit pour réduire la longueur du MMI ou pour éviter les croisements de guide, les approches en interférences restreintes sont surtout intéressantes dans le cas de la technologie InP. A cause du faible contraste d'indice il est difficile d'obtenir des MMI courts, et les croisements de guide dans cette plateforme peuvent induire beaucoup de pertes [80].

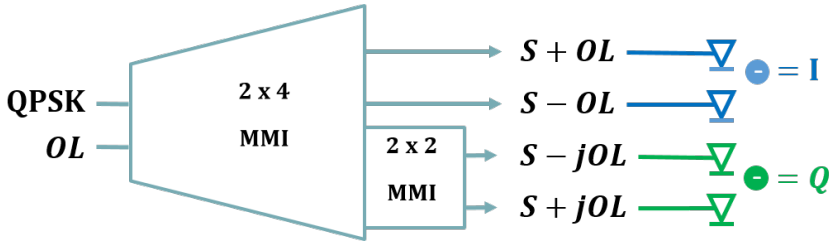


FIGURE IV.19 – Hybride 90 réalisé avec un MMI 2×4 taperisé à interférences restreintes [79].

5.3 Conception et caractérisation

Dans la plateforme photonique sur silicium, on bénéficie du fort contraste d'indice qui permet de réaliser des MMI suffisamment courts. Il a ainsi été

démontré que même des MMI de 200 μm peuvent avoir de bonnes performances [81]. Il n'est donc pas intéressant d'utiliser des MMI à interférences restreintes qui sont plus complexes.

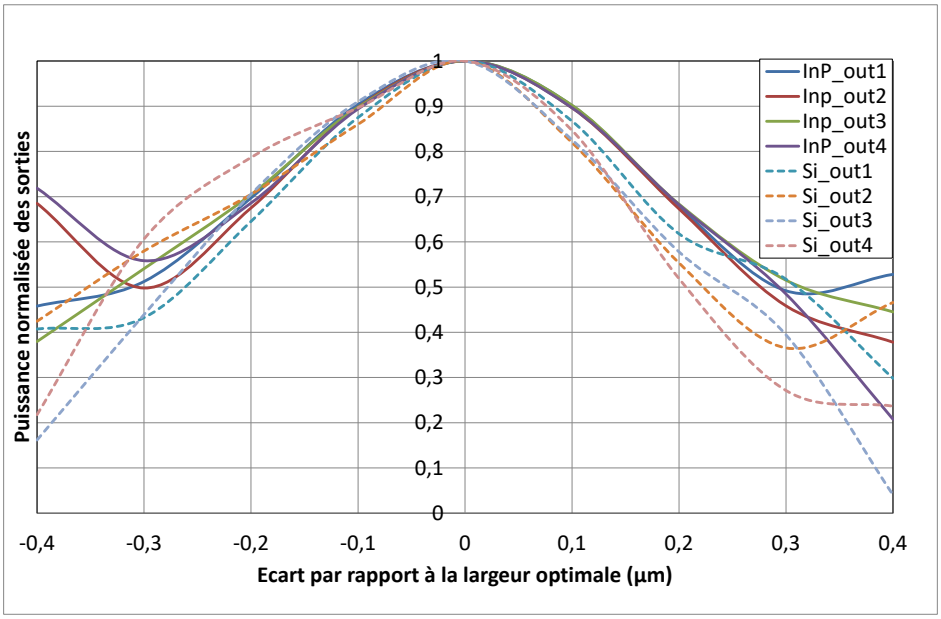


FIGURE IV.20 – Comparaison de la tolérance des MMI en SOI et en InP quand on varie leur largeur autour de la largeur optimale.

Pour cette raison tous les MMI choisis dans se travail sont en configuration 4×4, utilisés en 2×4.
Mais le fort contraste d'indice présente aussi un désavantage. Il rend les guides SOI plus intolérants aux imperfections de fabrication. Comme on peut le voir sur la figure IV.20, comparés aux MMIs en InP, lorsque l'on s'écarte des dimensions optimales on perd d'emblée beaucoup plus en équilibrage entre les puissances des 4 sorties.

Pour analyser la sensibilité des MMI aux tolérances de fabrication, j'ai conçu des MMI de même longueur mais avec plusieurs variations de largeur autour de la largeur optimale. Ces MMI ont l'architecture montrée sur la figure IV.21 : les entrées 1 et 3 sont reliées par un MZ au MMI, elles sont prévues pour tester les déphasages en sortie et valider le fonctionnement hybride 90. Les entrées 2 et 4 permettent de tester la responsivité et l'équilibrage des 4 sorties.

Les variations implémentées sont montrées dans le tableau IV.22. La longueur des MMI étant fixée à 450 μm, cette longueur présente une meilleure

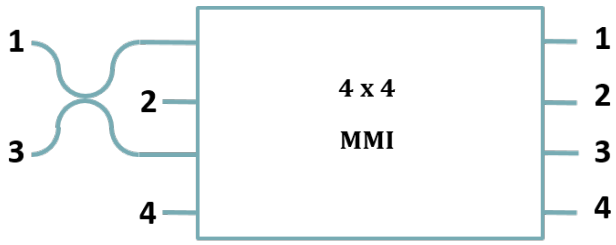


FIGURE IV.21 – Dessin de conception du MMI test. Les guides 1 et 3 forment un MZ avec les entrées 1 et 3 du MMI, ceci permet de mesurer les déphasages en sortie dans une configuration hybride 90. Les guides 2 et 4 sont directement reliés au MMI, elle permettent de mesurer l'équilibrage en puissance entre les 4 sorties.

L (µm) = 450µm	MM1	MM2	MM3	MM4	MMI5	MMI6
W (µm)	15.10	14.90	15.20	14.80	15.40	14.60

FIGURE IV.22 – Variations de MMI tests autour de la largeur optimale simulée à 15 μm.

tolérance comparée à un MMI plus court, et elle est suffisamment courte pour réaliser des récepteurs compacts [40]. La largeur optimale simulée pour cette longueur est de 15 μm. 6 variations autour de cet optimum ont été testées. La figure B.1 montre un échantillon de mesures pour le MMI qui a donné les meilleurs résultats.

L'imbalance a été calculée en faisant la soustraction entre la valeur maximale et minimale de transmission entre les 4 sorties sur toute la gamme spectrale de mesure (voir B.1 b)), pour un signal injecté en entrée 2 ou 4. Les résultats sont très satisfaisants, avec entre 1 et 4 dB d'imbalance sur toute la bande C. Les données sont brutes, elles présentent une perturbation due à la réponse des coupleurs verticaux aux bords de la bande C, cette perturbation est couverte par des zones grisées.

Les 4 phases ont été calculées en comparant les décalages en longueurs d'onde des maximas de transmission sur les 4 sorties, pour un signal injectée en entrée 1 ou 3. En glissant une fenêtre de largeur 0,6 nm sur toute la gamme spectrale de mesure (voir zoom sur la courbe B.1 a)), les décalages en longueur d'onde entre les sorties ont été traduits en déphasages angulaires suivant la formule :

$$\Delta\phi = \frac{\Delta\lambda}{ISL_{MZ}} \times 360^\circ \tag{IV.6}$$

Les lois de phase respectent également bien les spécifications pour un hybride 90° avec des déphasages à 90°, 180°, et 270°. Les courbes pour les autres MMI seront présentées en annexe.

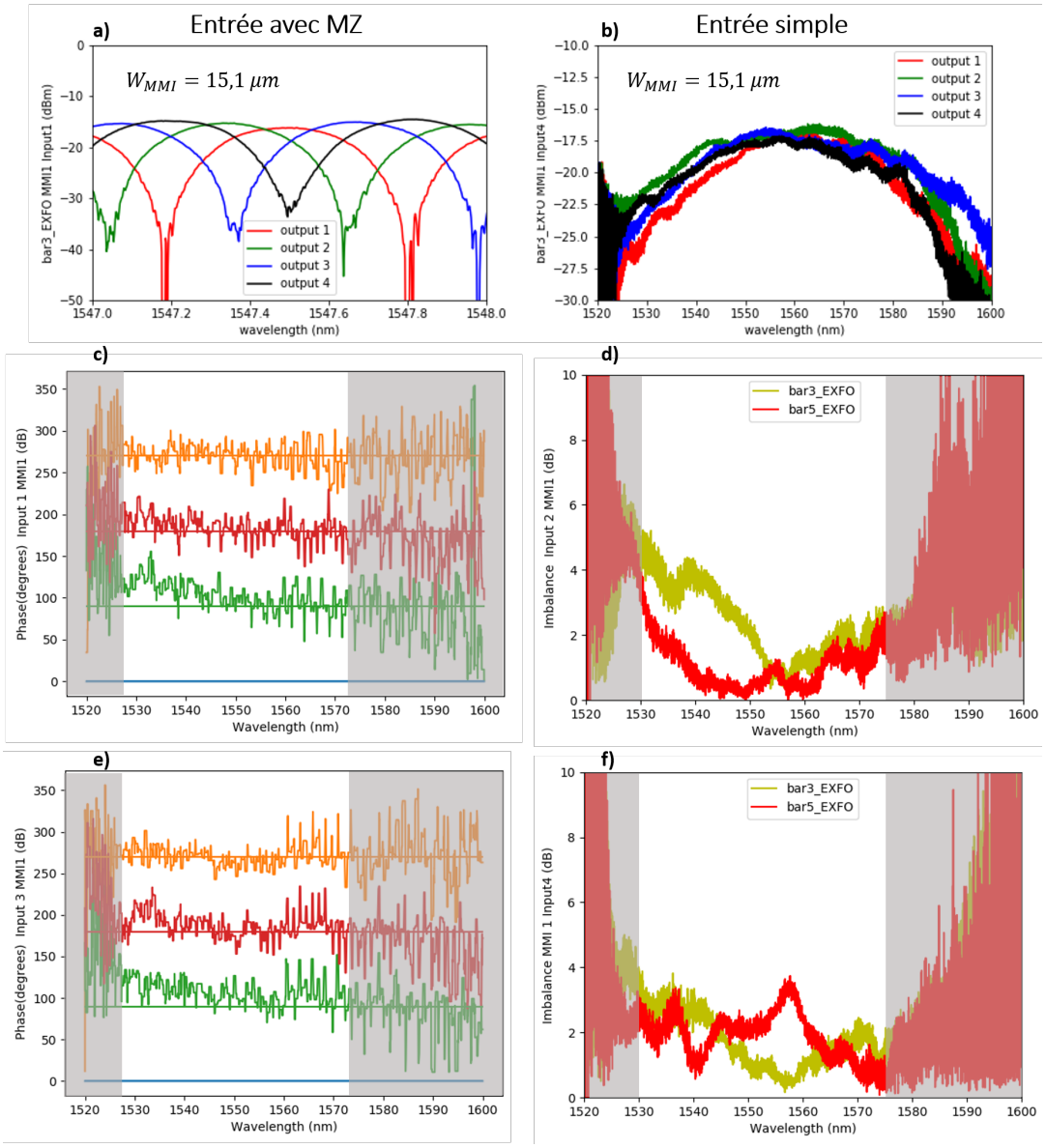


FIGURE IV.23 – Comparaison des deux types d'entrées pour le MMI1 de largeur 15,1 μm. Les courbes a) et b) montrent les mesures brutes respectivement pour une entrée avec MZ, et une entrée simple (voir figure IV.21). Les courbes c) et e) montrent les déphasages des différentes sorties par rapport à la sortie 1, c) pour un signal injecté respectivement dans l'entrée 1, et 3. Les courbes d) et f) montrent les "imbalances" entre les différentes sorties respectivement pour un signal injecté dans l'entrée 2, et 4. Les zones grisées correspondent à la perturbation due aux coupleurs verticaux non large-bande.

6 Récepteurs cohérents développés dans la plateforme industrielle de STM

J'ai travaillé dans un premier temps sur des récepteurs cohérents à diversité de polarisation (PDM-IQ) sans oscillateur local intégré. Ils ont été fabriqués dans la plateforme industrielle DAPHNE de STM [54], avec des briques photoniques passives compatibles avec la plateforme 310 nm du CEA Leti. Les photodiodes sont en Si-Ge, elles ont été développées à STM [82].
L'Objectif de ce projet est de valider les conceptions passives intégrées dans des récepteurs PDM-IQ complexes et fabriqués dans une plateforme industrielle, pour pouvoir les importer par la suite dans des récepteurs cohérents intégrant des lasers et amplificateurs en III-V/Si fabriqués dans la plateforme 310 nm du CEA Leti (voir section 7 de ce chapitre).

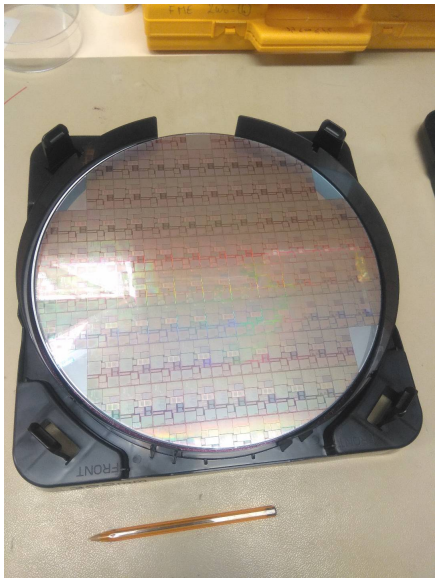


FIGURE IV.24 – Wafer de 12 pouces avant découpe issu de la plateforme STM.

La structure verticale de cette plateforme est montrée sur la figure IV.25. Cet empilement a été utilisé dans le projet Merope, qui est un des projets importants lors de ma thèse.
La plateforme DAPHNE contient différents types de structures SOI et Ge pour la réalisation de circuits photoniques à haut niveau d'intégration avec : (i) des guides passifs et des coupleurs verticaux, (ii) des jonction PN latérales pour la réalisation des modulateurs à déplétion en silicium, (iii) et des jonction PIN Si-Ge pour la réalisation des PDs. L'empilement des couches métalliques de prise de contact est fixé par la nécessite d'avoir une suite de processus technologiques compatible avec celle des circuits CMOS.

Le schéma de conception de ces récepteurs est montré sur la figure IV.26. Il est composé d'un coupleur vertical 2D pour injecter les deux composantes TE/TM signal, de deux coupleurs verticaux équivalents (1D) pour injecter l'oscillateur local (dans l'un ou l'autre). Les deux MMI mixeurs hybride 90

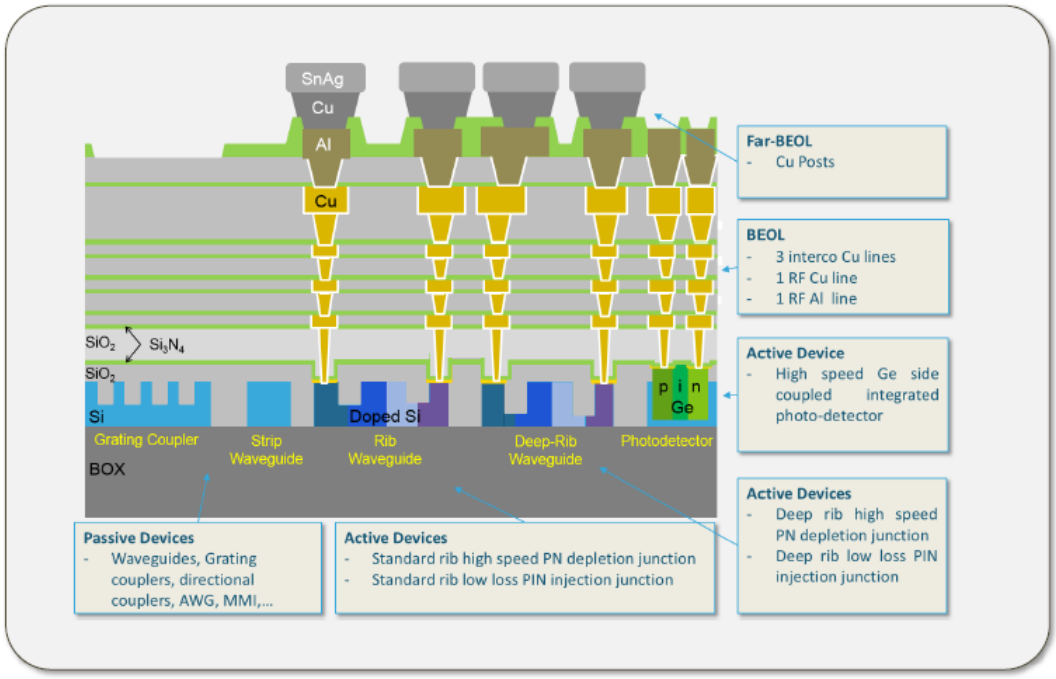


FIGURE IV.25 – Structure verticale des composants de bases de la plateforme DAPHNE de STM

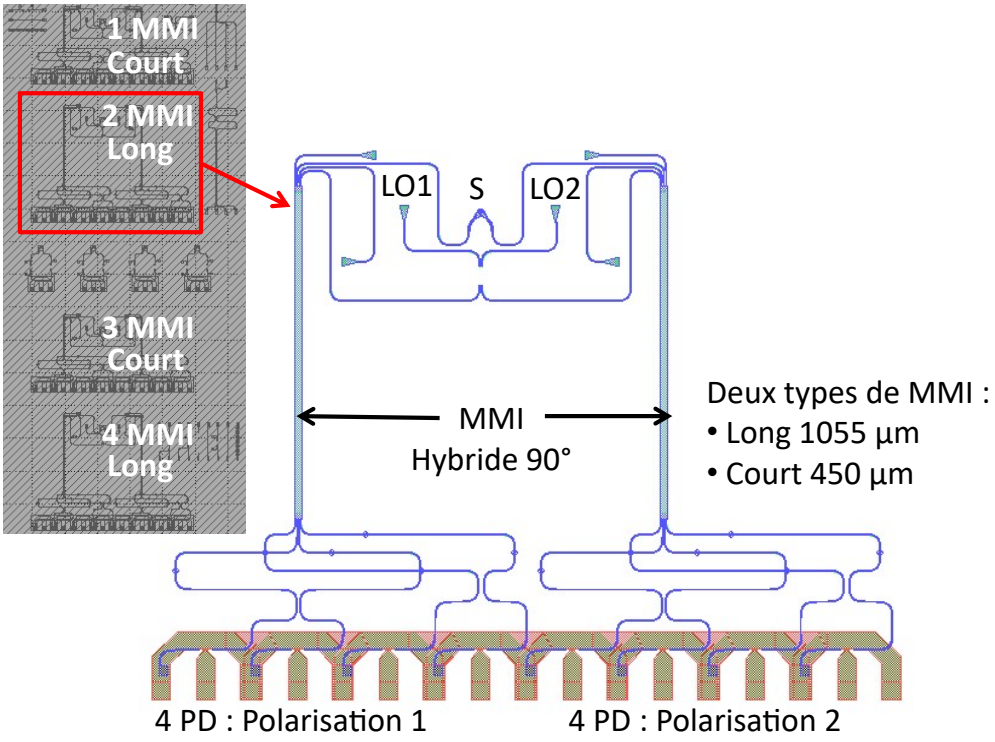
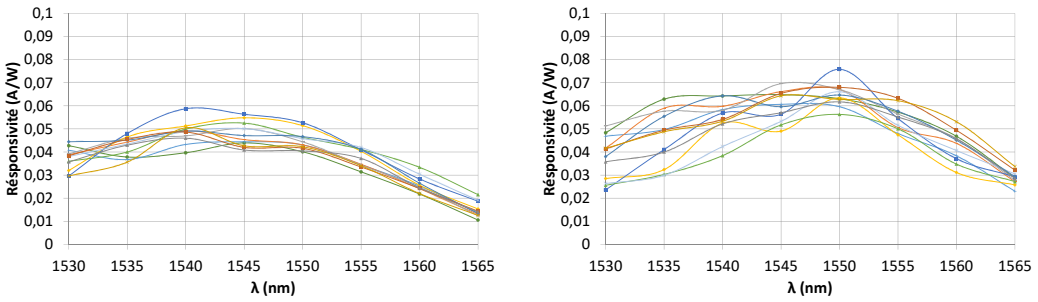


FIGURE IV.26 – Récepteur cohérent dual-polarisation (PDM) développé dans la plateforme industrielle de STM.

ont une configuration 4×4 utilisée en 2×4 comme celle présentée dans la section précédente. Les 8 PDs Si-Ge sont connectées à des électrodes GSG

(masse-Signal-masse) avec toutes les masses reliées entre elles.
Deux variantes de RxC ont été implémentées dans ce projet, avec deux longueurs de MMI, un long de 1050 μm et un court de 450 μm de longueur. L'objectif était de valider l'impact de la longueur du MMI sur les performances systèmes des récepteurs.

Mesure de la responsivité nette du récepteur



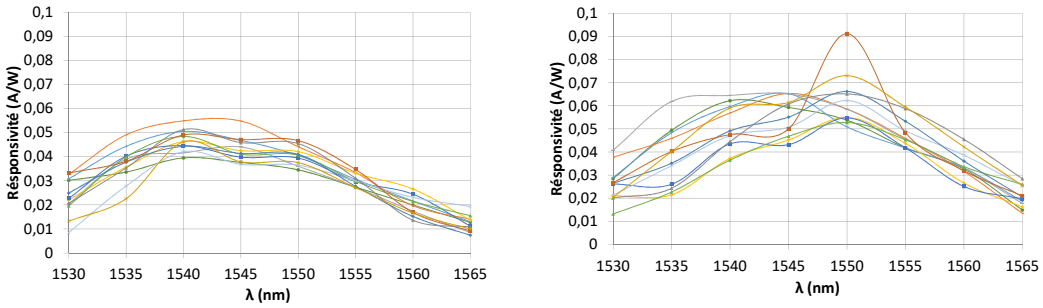
(A) Polarisation 1 (B) Polarisation 2

FIGURE IV.27 – Responsivité selon les deux polarisations de 12 PDs différentes intégrées dans les RxC courts pris dans 3 cellules éloignées dans la plaque

Les courbes des figures IV.27 et IV.28 montrent un échantillon des caractérisations de la responsivité des RxC avec des MMI respectivement courts et longs. Ces mesures ont été effectuées sur 3 cellules éloignées dans la plaque de 12 pouces. Les réponses des 4 PDs de chaque polarisation sont tracées sur la même figure pour 3 cellules. La polarisation 2 présente une plus forte responsivité que l'on peut constater à la fois pour les RxC courts et longs, comme on peut le voir sur la figure IV.27b et figure IV.28b. Mais l'imbalance (ou l'écart entre les PD) est plus faible pour la polarisation 1, voir figures IV.27a et figure IV.28a. Il a été constaté que l'efficacité du coupleur 2D est différente selon les deux polarisations à un point donné du coupleur. En ajustant le placement de la fibre on arrive à retrouver les optimums de couplage pour chaque polarisation, mais ils sont atteints à des positions différentes du coupleur.

En faisant ces mesures j'ai également constaté que pour injecter le signal et l'oscillateur local par des fibres verticales, les deux coupleurs 2D et 1D espacés de 250 μm selon l'axe y n'ont pas le même point de couplage selon l'axe x, voir figure IV.29. On utilise généralement un ruban de deux fibres écartées de 250 μm, mais dont la position selon l'axe x est fixée car les deux fibres du ruban sont solidairement collées.

La figure IV.30 montre les courbes d'optimum de couplage des deux coupleurs en fonction de l'axe x. On constate que les deux optimums sont écartés



(A) Polarisation 1 (B) Polarisation 2

FIGURE IV.28 – Responsivité selon les deux polarisations de 12 PDs différentes intégrées dans les RxC longs pris dans 3 cellules éloignées dans la plaque

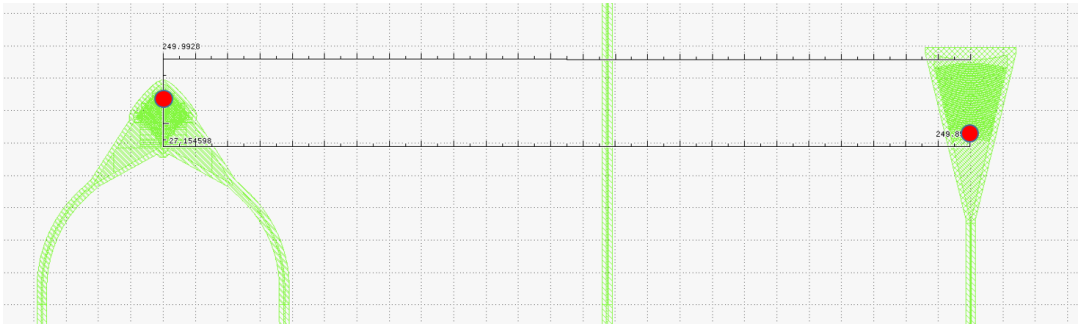


FIGURE IV.29 – Zoom sur les coupleurs 2D et 1D espacés de 250 μm

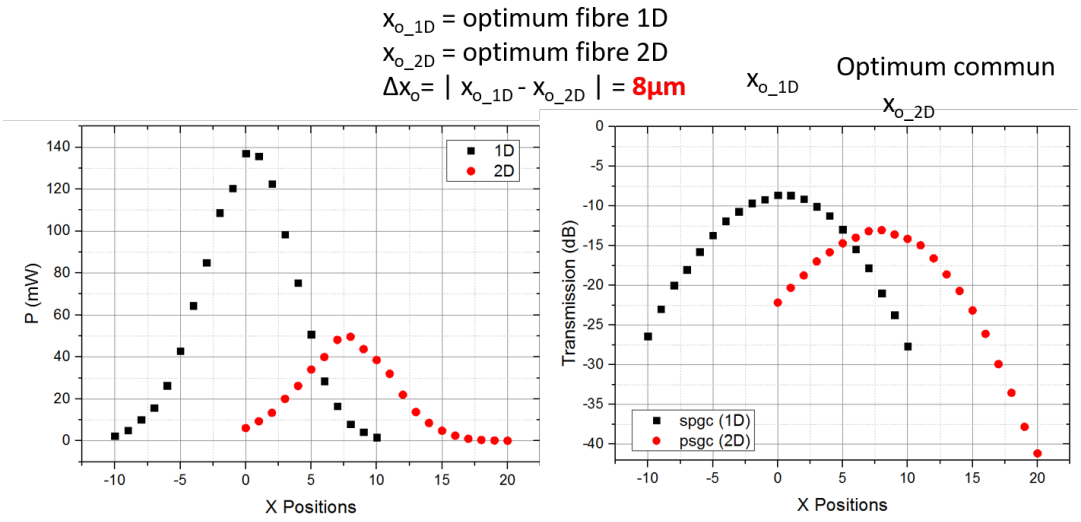


FIGURE IV.30 – Mesure de l'optimum de couplage des coupleur 1D et 2D selon l'axe x, en échelle linéaire à gauche, et semi-logarithmique à droite.

de 8 μm, et que si l'on se place sur l'optimum du coupleur 1D on perd la totalité de la puissance sur le coupleur 2D, et c'est aussi valable dans l'autre

configuration. On constate aussi qu'il est difficile de trouver un compromis facile à cause de la forme des courbes en profil gaussien de largeur à mi-hauteur inférieure à 8 μm. La contrainte vient finalement de la difficulté de réaliser un ruban de deux fibres que l'on puisse bouger de manière indépendantes selon les trois axes. Surtout que l'écart entre les coupleurs n'est que de 250 μm, et que le diamètre des fibres avec la gaine est d'environ 125 μm. Ceci limite comme on va le voir dans la suite de cette section les mesures des déphasages statiques et de la constellation, qui nécessitent d'injecter le signal et l'oscillateur local en même temps.

Mesure de la bande passante des PD Ge-Si

Différentes mesures de la bande passante des PDs intégrées ont été réalisées. Elles sont montrées sur les figure IV.31, IV.32, IV.33. Tout d'abord nous

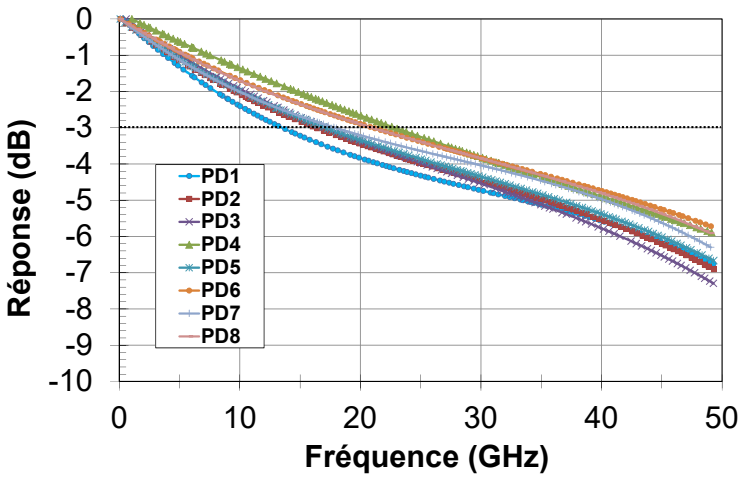


FIGURE IV.31 – Mesure de la responsivité de 8 PDs d'un même RxC.

avons voulu vérifier la répétabilité de la bande passante pour les PDs d'un même RxC, toute polarisées à -1 V. On constate sur la courbe IV.31 que les bandes passantes à 3 dB varient entre 14 GHz et 23 GHz. J'ai réalisé une étude de la bande passante en fonction de la tension de polarisation des PD pour comprendre si cela peut expliquer les disparités entre les PDs d'un même récepteur.

On voit sur la figure IV.32 que la bande passante varie beaucoup en fonction de la tension de polarisation, ceci veut dire qu'il existe un effet d'écrantage de la zone de charges d'espace dans ce type de PDs qui dégrade leur réponse en fréquence. Sur La PD montrée, il suffisait d'appliquer -2 V de bias pour dépleter les charges et annuler l'écrantage. Mais en fonction des PDs le bias nécessaire pour annuler l'écrantage varie et peut expliquer les écarts observés sur la figure IV.31. En effet, un faible désaccord entre le masque Si et Ge

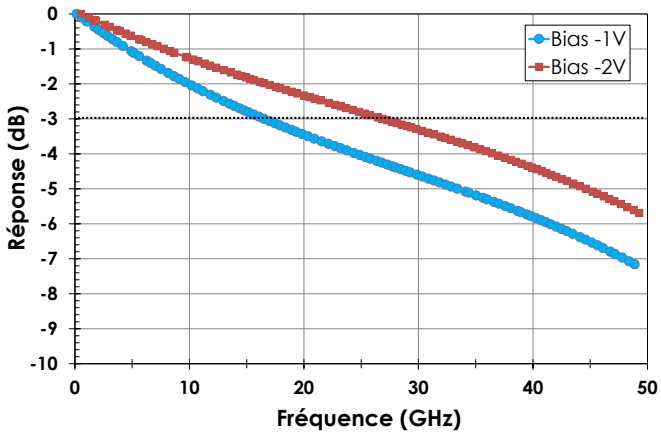


FIGURE IV.32 – Mesure de la réponse en fréquence d'une même PD en fonction du bias appliqué sur la PD.

de la ligne de 8 PDs peut introduire des variations de l'implantation des dopants dans la jonction PIN, même si la limite de diffusion des dopants dans la jonction PIN peut varier uniquement de quelques dizaines de nm d'une PD à l'autre, ceci est suffisant pour modifier le recouvrement entre la zone de charge d'espace et le champ optique qui traverse les PDs, et ainsi la tension nécessaire pour annuler l'écrantage dû à la zone de charge d'espace.

La dernière courbe montrée sur la figure IV.33 montre la réponse en fré-

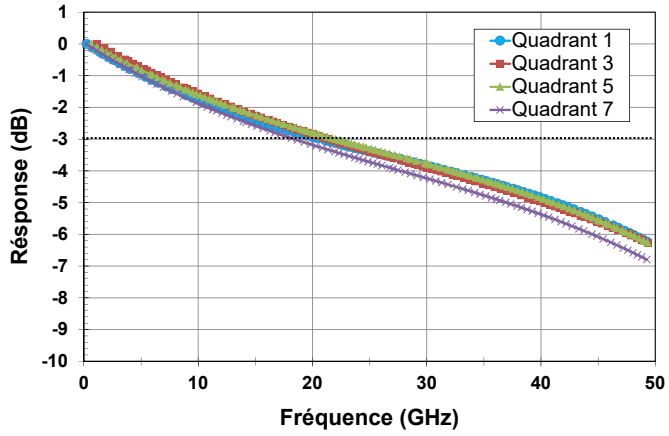


FIGURE IV.33 – Mesure de la réponse en fréquence d'une même PD polarisée à un bias de -2V sur différentes puces (quadrant).

quence d'une même PD polarisée à la même tension de -2 V sur 4 cellules

assez éloignées dans la plaque. On constate cette fois que les courbes sont très proches, et que la bande passante est autour de 20 GHz. Ceci valide les hypothèses émises dans le paragraphe précédent, et montre la robustesse des processus industriels pour l'intégration des PD Si-Ge dans la plateforme DAPHNE de STM.

mesure du déphasage statiques

	Quadrant 1		Quadrant 4		Quadrant 6	
	Moyenne	Erreur	Moyenne	Erreur	Moyenne	Erreur
Polarisation 1	87,79719	2.20281	90,77802	0,77802	90,73984	0,73984
	184,3295	4.3295	173,8721	6,1279	173,9252	6,0748
	258,1857	11.8143	267,1644	2,8356	254,919	15,081
Polarisation 2	82,98429	7.01571	89,20127	0,79873	89,66343	0,33657
	177,034	2.966	181,902	1,902	179,0818	0,9182
	264,5485	5.4515	272,4062	2,4062	278,0124	8,0124

FIGURE IV.34 – Mesure des déphasages pour les deux polarisations en sortie des MMI courts issus de 3 cellules différentes.

	Quadrant 1		Quadrant 4		Quadrant 6	
	Moyenne	Erreur	Moyenne	Erreur	Moyenne	Erreur
Polarisation 1	254,3446	15,6554	98,83254	8,83254	Une PD endommagée sur les 4	
	185,2833	5,2833	176,023	3,977		
	91,74328	1,74328	267,8005	2,1995		
Polarisation 2	262,1774	7,8226	89,46953	0,53047	100,95222	10,95222
	169,9078	10,0922	182,0926	2,0926	185,7962	5,7962
	73,61232	16,38768	275,8656	5,8656	279,3334	9,3334

FIGURE IV.35 – Mesure des déphasages pour les deux polarisations en sortie des MMI longs issus de 3 cellules différentes.

Les déphasages statiques ont également été mesurés sur trois quadrants différents, et sur les deux configurations avec MMI court et long, voir les tableaux figure IV.34 et IV.35 qui montrent les déphasages obtenus avec les erreurs de phase correspondantes. Toutes les valeurs de déphasage affichées dans les tableaux sont issues de la moyenne de 10 acquisitions successives, et l'écart type est calculé à partir du même échantillon. Les erreurs inférieures à 5° sont écrites en vert, et celles qui dépassent cette valeur sont en rouge. Nous constatons sur ces deux tableaux que les MMI courts présentent des résultats plus robustes en termes de déphasage que les MMI longs. Si on combine ces résultats aux valeurs de responsivité et de distribution de la puissance (Imbalance) montrées précédemment, nous pouvons affirmer que les MMI courts en technologie SOI sont plus robustes à la fabrication que les MMI longs. Une des hypothèses, c'est que le fort contraste d'indice provoque une sensibilité à la rugosité, et son effet dans un dispositif interférométrique est d'autant plus visible quand il est long.
C'est suite à cette conclusion que j'ai choisie de réaliser l'étude de la section 5 sur des MMI d'environ 450 μm au lieu de 1 mm.

Mesure de la constellation

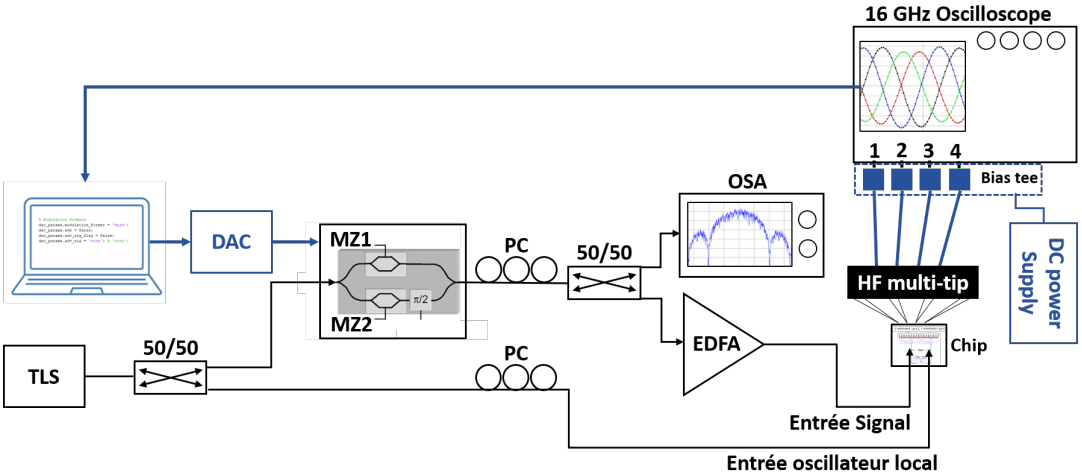


FIGURE IV.36 – Montage de mesure de la constellation pour les récepteurs cohérents ne contenant pas d'oscillateur local intégré.

Pour mesurer la constellation, le principe est exactement le même que celui présenté précédemment, sauf qu'il faut rajouter un oscillateur local externe, comme la plateforme Si ne permet pas le développement de source intégrée. Le montage modifié est représenté sur la figure IV.36.

Il était très difficile de réaliser la mesure de la constellation sur ces composants, étant donné le problème de couplage simultané du signal et de l'oscillateur local avec deux fibres verticales (voir figureIV.29). Pour mesurer la constellation, la puce a été placée sur un goniomètre pour introduire un angle

par rapport au ruban de fibres verticales et compenser ainsi le désalignement entre les points de couplage. Mais cette astuce est limitée car lorsque l'on tourne la puce le décalage entre les deux coupleurs devient un peu plus grand que les 250 μm séparant les deux fibres. Ceci montre la difficulté de réaliser des mesures sur des composants cohérents. La complexité de ces composants nécessite de réaliser des packagings afin de faciliter leur test. Mais l'objectif de mon travail a été de valider les concepts, l'étape de packaging vient généralement après.

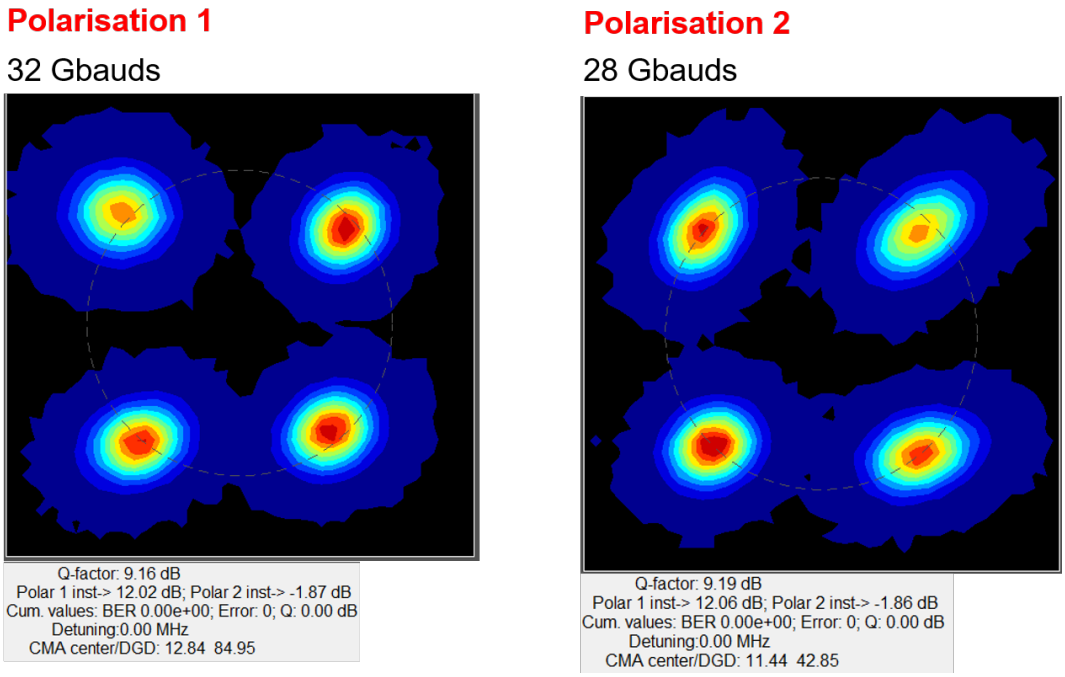


FIGURE IV.37 – Mesure de la constellation pour les deux polarisations sur un récepteur cohérent issu de la plateforme DAPHNE de STM.

La mesure de la constellation a été réalisée malgré les difficultés liées au couplage. Un échantillon de résultat est montré sur la figure IV.37. Nous constatons que l'on atteint des performances à l'état de l'art des composants non packagés [83]. Ce résultat a été obtenu sans correction d'erreurs, et à un niveau de puissance très faible avec des photocourants de moins de 100 μA reçus par les PD. Aucun TIA n'a également été utilisé pour amplifier le signal électrique.

7 Premiers récepteurs cohérents avec oscillateur local intégré en III-V sur silicium

L'objectif de ce travail a été de démontrer la faisabilité d'intégration de sources lasers et des photodiodes dans les circuits cohérents en photonique sur silicium par collage de III-V. L'intégration du laser est un pas crucial vers la réalisation de transceivers cohérents complets en III-V sur silicium, intégrant des lasers, et des amplificateurs, avec des modulateurs et des photodiodes ayant déjà atteint un certain niveau de maturité dans la plateforme photonique sur silicium.
Nous avons démontré le premier récepteur à l'état de l'art avec un oscillateur local intégré. le schéma du composant est montré sur la figure IV.38 [15].

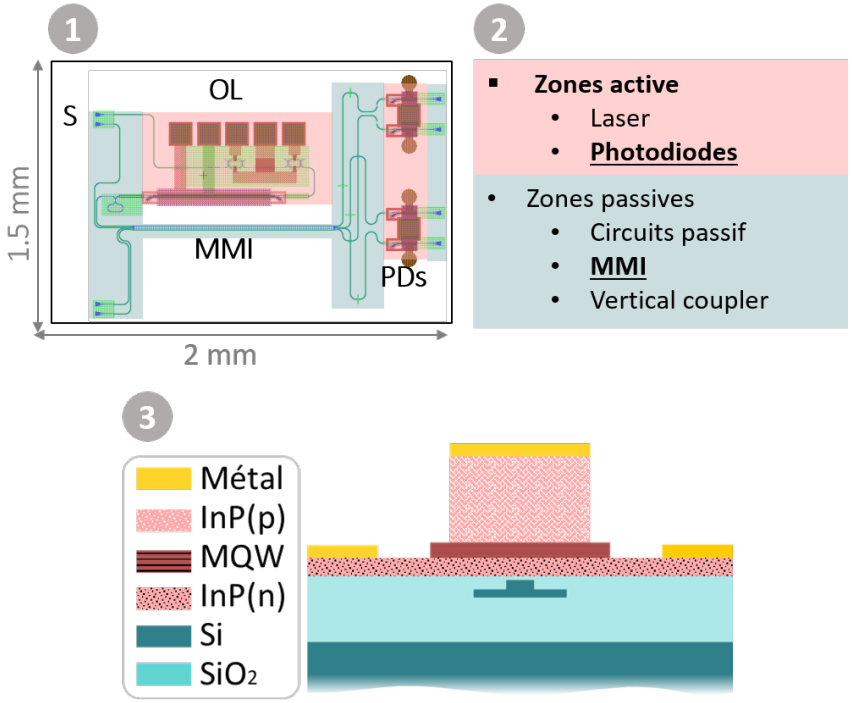


FIGURE IV.38 – (1) Dessin de conception du premier récepteur cohérent avec oscillateur local intégré. (2) Légende de la conception du récepteur, les zones actives sont surlignées en rose, et les zones passives en bleu. (3) Structure verticale identique pour les PDs et l'oscillateur local.

Ce récepteur a été conçu au III-V Lab dans le cadre du projet Sequoia première génération. Les puces ont été fabriquées par l'équipe III-V Lab au CEA leti à Grenoble [84], et l'épitaxie a été réalisée par l'équipe du III-V Lab à Palaiseau [25].

7.1 Photodiodes intégrées dans le récepteur cohérent

Les PD sont basées sur la même structure verticale que les lasers. Le principe est d'utiliser la zone active comme structure absorbante en polarisant la jonction PIN en inverse. Ceci a principalement comme avantage de réduire le temps de fabrication des PICs et de simplifier la structure des composants, toujours dans la logique d'intégrer de plus en plus de composants sans rajouter de la complexité ni augmenter considérablement le coût des composants. Nous avons utilisé dans ce composant la même épitaxie pour tous les composants actifs, les mêmes processus de fabrication sont donc utilisés pour définir à la fois les structures lasers et PD sur une même plaque. De plus pour les circuit SOI, on a besoin d'utiliser un processus technologique standard sans avoir à rajouter des étapes d'intégration des jonctions Si-Ge dans les guides.

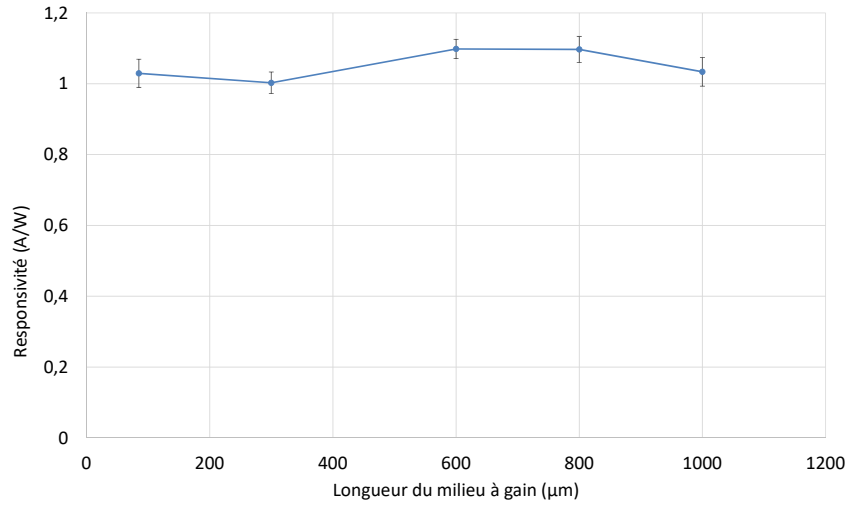


FIGURE IV.39 – Responsivité des structures III-V polarisées en inverse pour différentes longueurs. Les pertes dues au coupleur vertical ont été retirées.

La responsivité de la première génération de ce type de structures est montrée sur la figure IV.39. Ces mesures ont été réalisées sur une PD de 80 μm (qu'il faut considérer à 110 μm car non implantées), et sur des SOA de longueurs allant de 200 μm à 1 mm de longueur. On constate que la longueur n'affecte pas énormément la valeur de la responsivité, ceci veut dire que la structure à 80 μm est suffisamment absorbante.

En terme de bande passante le résultat est montré sur la courbeIV.40 pour une PD de 80 μm de longueur. Ces PDs présentent une fréquence de coupure autour de 7 GHz, car lors de leur processus technologique l'étape d'implantation des structures III-V s'est mal déroulée. Cette étape permet de délimiter

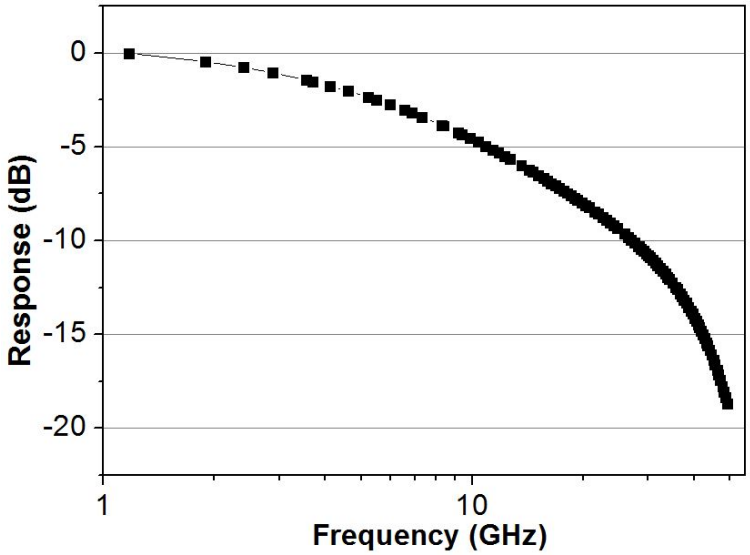


FIGURE IV.40 – Bande passante d'une PD de 80 µm de long, en III-V sur Silicium.

la zone active en neutralisant le dopage (p). En l'absence de cette implantation, la surface effective de la PD est plus grande, ce qui entraîne une forte capacité de jonction. Ceci peut expliquer la valeur faible de la bande passante, qui doit au moins être de 20 GHz d'après les simulations.
Des PDs optimisées seront montrées dans la section 8.

7.2 Test du laser intégré

Le laser intégré dans ces récepteurs est basé sur l'accordabilité à effet Vernier entre deux anneaux résonnant expliquée dans le chapitre 2. Ils ont été conçus avec un $\Delta\lambda = 45$ nm d'effet Vernier. La courbe d'accordabilité du laser intégré est montrée dans la figure IV.41. On constate que l'on obtient bien une plage d'accordabilité proche de 42 nm, ce qui est très proche de la valeur de conception. La puissance de sortie de l'oscillateur local ne pouvait pas être mesurée étant donné que la sortie avec le miroir faible réflectivité est connectée au sein du composant. Mais en injectant un laser externe en entrée signal du récepteur, on arrive à la même réponse des PDs du récepteur lorsque l'on injecte 10 dBm avec une source externe. Sachant que le coupleur vertical présente environ minimum 3 dB et maximum 5 dB de pertes dans la bande C, on peut estimer la puissance dans le guide en sortie de l'oscillateur local entre 5 et 7 dBm (environ entre 3 et 5 mW). La largeur de raie de l'oscillateur local mesurée en face arrière est de l'ordre de 200 kHz, assez proche de celle mesurée sur un laser seul (voir section (2.4) du chapitre I).

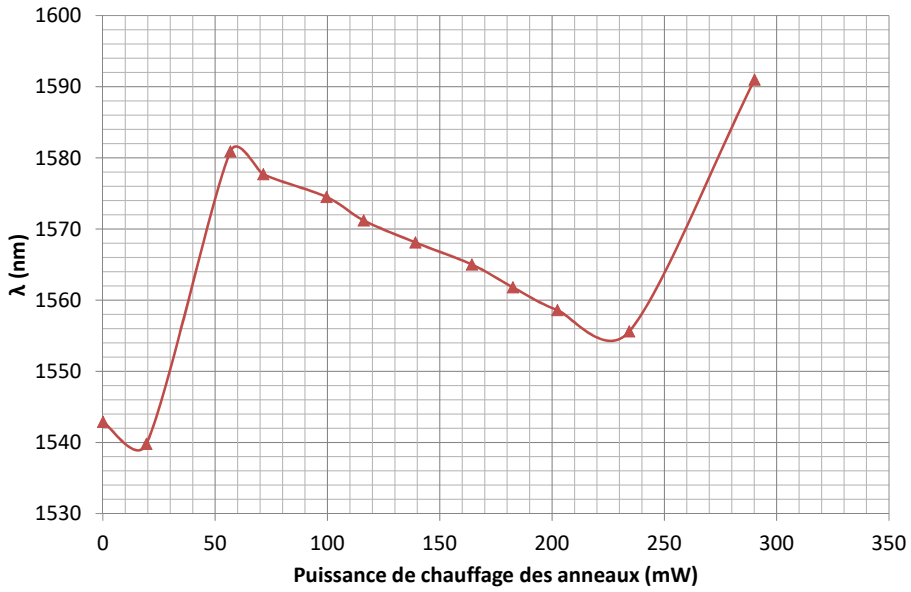


FIGURE IV.41 – Accordabilité de la longueur d'onde du l'oscillateur local en fonction de la puissance de chauffage des anneaux.

7.3 Caractérisation du récepteur Cohérent complet

Mesure de la responsivité nette du récepteur

La responsivité des PDs dans le récepteur est montrée sur la figure IV.42. Cette mesure est réalisée par rapport à la puissance optique en sortie de fibre optique, elle inclut donc les pertes de couplage optique, les pertes de propagation dans les guides, les pertes du MMI : 6 dB intrinsèque, plus les pertes en excès, ainsi que le rendement d'absorption par la photodiode de la lumière présente dans le guide silicium). Ces valeurs restent néanmoins faibles comparées aux valeurs montrées dans le graphique de la figure IV.39. En multipliant par 4, pour tenir compte de la division de puissance par le MMI 2x4, on arrive à 0,12 A/W. Cette valeur inclue les pertes de coupleurs verticaux d'au mois 3 dB, ça donnerait donc une responsivité nette sans coupleurs de 0,24 A/W, alors que les PDs seules, pertes de coupleurs exclues, présentaient jusqu'à 1 A/W de responsivité. Ceci montre que le MMI introduit des pertes en excès importantes.

La courbe IV.43 montre la caractérisation du MMI intégré dans le récepteur, on constate que sa courbe de transmission présente un maximum vers 1520 nm à trop courtes longueurs d'ondes. Si l'on regarde la courbe d'accordabilité de l'oscillateur local, la longueur d'onde la plus faible qu'il peut atteindre est autour de 1540 nm. A cette longueur d'onde on se retrouve aux bords de la bande de transmission à 3 dB du MMI, ceci veut dire que l'on

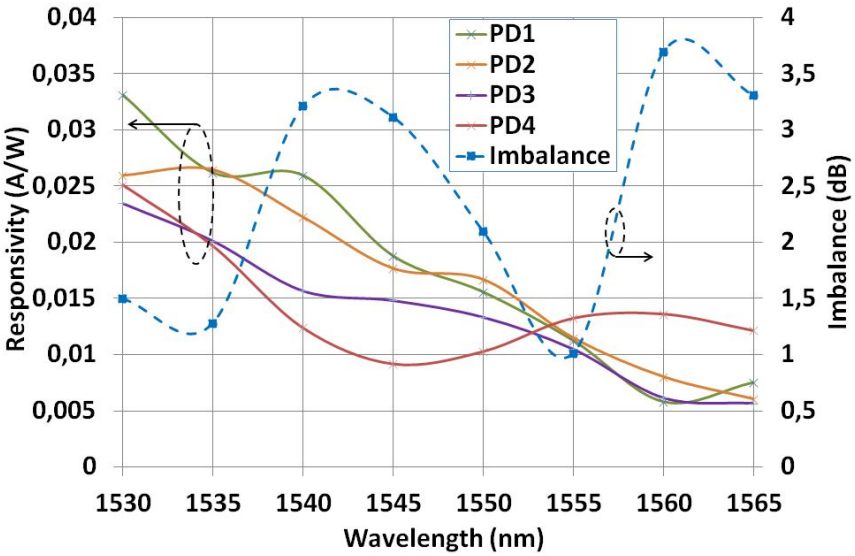


FIGURE IV.42 – Responsivité nette du récepteur cohérent, sans soustraction des pertes de couplage, et sans prise en compte de la division de puissance par le MMI

perd en plus un facteur 2 pour chaque sortie. Ceci amènerait à une valeur d'environ 0.06 A/W ($\times 4 \times 2$ donnant 0.48 A/W) de responsivité des PDs si le MMI était mieux centré, ce qui réduit à un facteur 2 au lieu de 5 l'écart à 1 A/W à combler. Dans ce cas on en déduit des pertes de 3 dB au total qui rentrent en jeu hors MMI. Cette valeur reste justifiable si on somme les pertes de courbure et les pertes des transitions entre les différents blocs composant le récepteur.

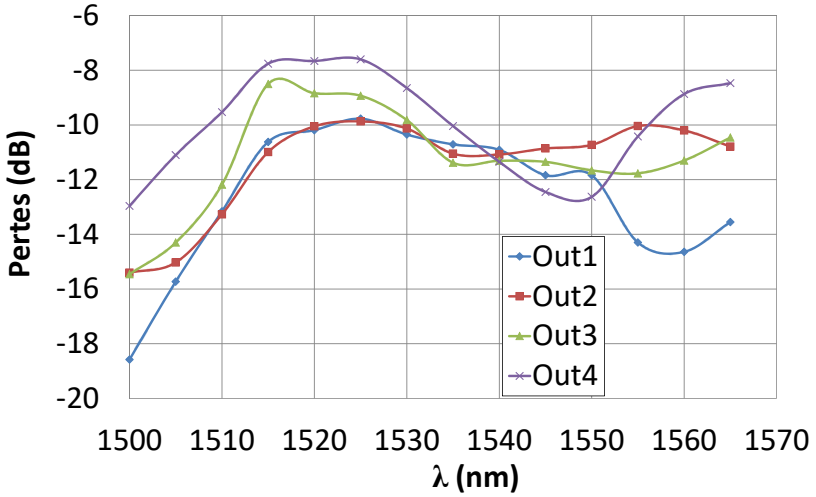
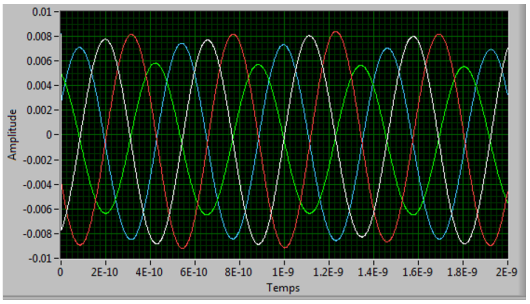


FIGURE IV.43 – Mesure des courbes de transmission du MMI intégré dans le récepteur cohérent.

Mesure du déphasage statique

La mesure des déphasages en sortie du récepteur est montrée sur la figure IV.44. Le principe est d'injecter deux signaux continus légèrement décalés en longueur d'onde dans l'entrée signal et dans l'entrée oscillateur local. Ces deux signaux sont mixés dans le MMI et on observe sur les photodiodes le signal de battement entre ces deux signaux. Étant donné les lois de phase données dans la partie sur les MMI (Eq. IV.1). On récupère les signaux des PDs avec des électrodes HF, et on acquiert les battements sur un oscilloscope à 16 GHz. Comme on le voit sur le tableau figure IV.44, on fait plusieurs acquisitions d'oscillogramme de durée 10 μs avec un taux d'échantillonnage de 40 Gsamples/s. On détecte les déphasages entre les différentes voies, et on fait la moyenne sur 10 acquisitions consécutives.
On obtient les valeurs moyennes et les erreurs en rouge dans le tableau : 92.83° au lieu de 90°, 175.13° au lieu de 180°, et 273.81° au lieu de 270°. Les trois valeurs d'erreur de déphasage sont inférieures à 5°, elles respectent bien les spécifications des récepteurs cohérents.



1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	Moyenne	erreur
95.687	95.687	88.3392	95.8512	92.5864	91.2606	89.3684	95.8915	91.1272	92.4983	92.82968	-2.82968
176.068	176.068	176.457	172.82	174.989	178.533	174.596	177.289	171.585	172.889	175.1294	4.8706
275.126	275.126	274.21	273.432	272.112	269.662	275.202	276.117	273.242	273.844	273.8073	-3.8073

FIGURE IV.44 – Déphasages mesurés en sortie du récepteur cohérent

Mesure du diagramme de constellation

Afin de compléter la caractérisation du récepteur cohérent, nous avons réalisé une mesure avec un signal QPSK (Quadrature Phase shift Keying) en entrée afin de vérifier la fonctionnalité du récepteur. Pour cela on mesure le diagramme de constellation qui permet de vérifier la qualité de la démodulation obtenue en sortie du récepteur. Le diagramme de constellation est une représentation du signal modulé en amplitude et, ou en phase dans un diagramme bi-dimensionnel représentant dans un plan complexe les symboles aux instants d'échantillonnage, avec comme abscisse la composante réelle (axe des I, ou « en-phase ») et comme ordonnée la composante imaginaire (axe des Q, ou « en quadrature »).
À la réception le système numérique de traitement de données relié au récepteur examine les symboles reçus. Ces symboles peuvent avoir été perturbés

durant la transmission ou par le récepteur lui-même. Ce système estime le point le plus proche du diagramme de constellation qui correspond au symbole reçu. Une erreur de symbole apparaîtra si les perturbations font qu'il se rapproche d'un autre point du diagramme.
Une erreur de détection vient de la mauvaise interprétation d'un bit encodant le symbole, ceci peut être exprimé par le facteur Q de la détection. La proportion moyenne de bits mal reconnus est appelée taux d'erreur binaire (BER, pour Bit-Error Rate). Avec l'hypothèse que les photocourants se répartissent selon des distributions gaussiennes, le seuil du récepteur qui minimise le nombre d'erreurs peut être déterminé analytiquement [85].

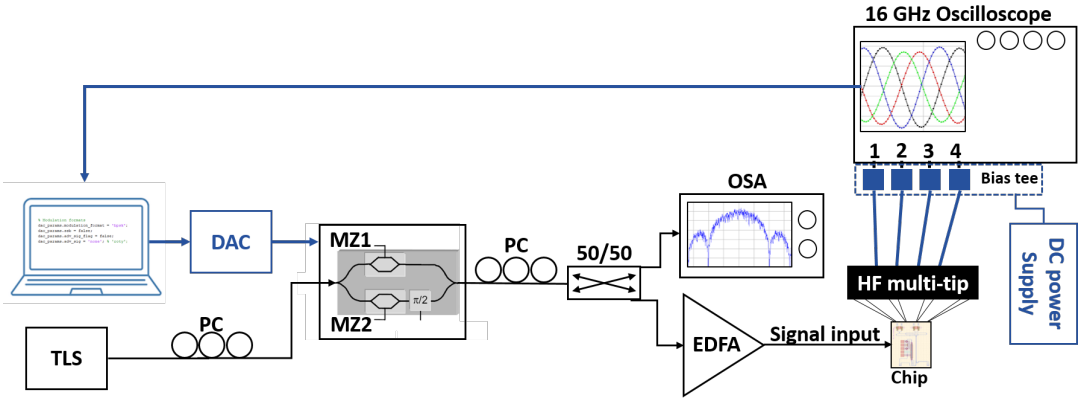


FIGURE IV.45 – Montage expérimental pour mesurer la constellation démodulée à l'aide d'un PIC RxC.

Le montage utilisé pour mesurer la constellation est montré sur la figure IV.45. On utilise une source laser accordable externe pour fournir le signal. Ce dernier est modulé par un modulateur IQ commercial (modulateur MZ en Niobate de Lithium 30 GHz) piloté par un DAC (Fujitsu). Le signal modulé est divisé par un coupleur 50/50. Une partie est envoyée à un OSA pour contrôler la forme de la modulation, notamment pour vérifier la suppression de la porteuse. L'autre partie est envoyée à l'entrée signal de la puce avec une fibre monomode (SMF) après amplification par un EDFA. On utilise par la suite un programme Matlab développé en interne à Nokia Bell Labs France pour générer les formats de modulation souhaités, au débit souhaité, et pour construire la constellation [86]. Le facteur Q est calculé en comparant le signal démodulé à la séquence envoyée au modulateur.
Nous obtenons les constellations montrées sur la figure IV.46. Le facteur Q calculé est visible sous les constellations, On peut lire 13,46 dB à 17 Gbauds, et 11,07 à 28 Gbauds, ces valeurs correspondent respectivement à un BER de $1,1 10^{-6}$ à 17 GBd et de $1,7 10^{-4}$ à 28 GBd. Ces mesures ont été effectuée à la longueur d'onde de 1545 nm, c'était la longueur d'onde la plus courte que pouvait atteindre l'OL intégré. Cela limite la puissance optique reçue par les PDs comme expliqué dans la figure IV.43. Les performances sont également limitées par le dispositif expérimental : faible tension sur l'oscilloscope en raison des mesures sur puce sans TIA, et faible bande passante de l'oscilloscope à 16 GHz.

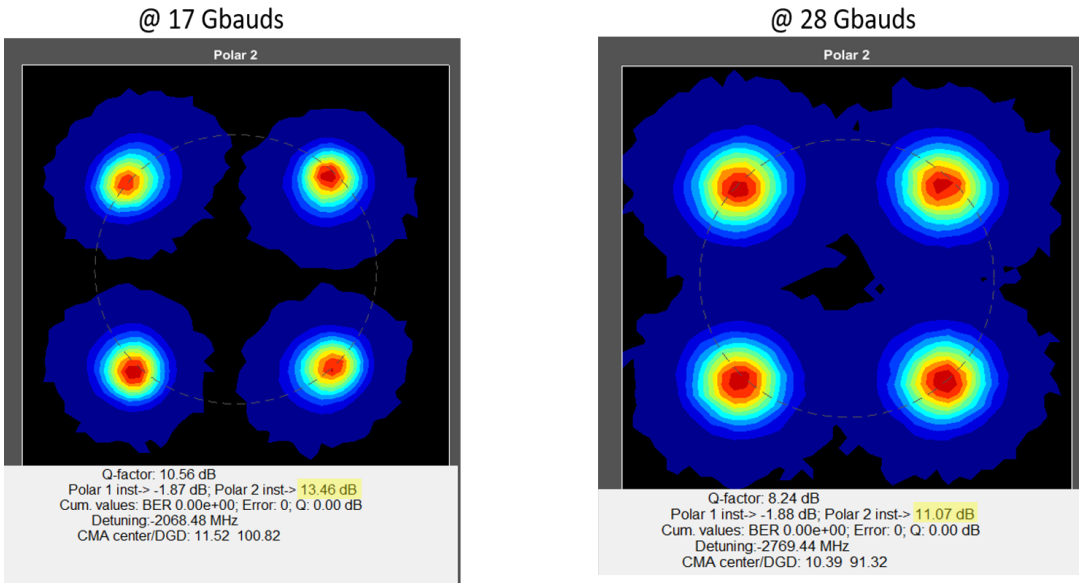


FIGURE IV.46 – Mesure de la constellation du récepteur cohérent sur puces, sans TIA et sans FEC.

Ces résultats restent à un niveau très convenable par rapport à l'état de l'art (présentés en début de ce chapitre), même si elles avaient comme objectif principal de valider le fonctionnement du composant tout intégré, qui s'est fait dans des conditions non optimales.

8 PDs rapides en III-V/Si pour une nouvelle génération de récepteurs PDM-IQ tout intégrés

8.1 Étude du circuit équivalent de PD III-V sur Si

J'ai réalisé une étude des PDs III-V sur Si afin d'optimiser le compromis responsivité / bande passante. Le dessin des composants implémentés pour cette étude est montré sur la figure IV.47.

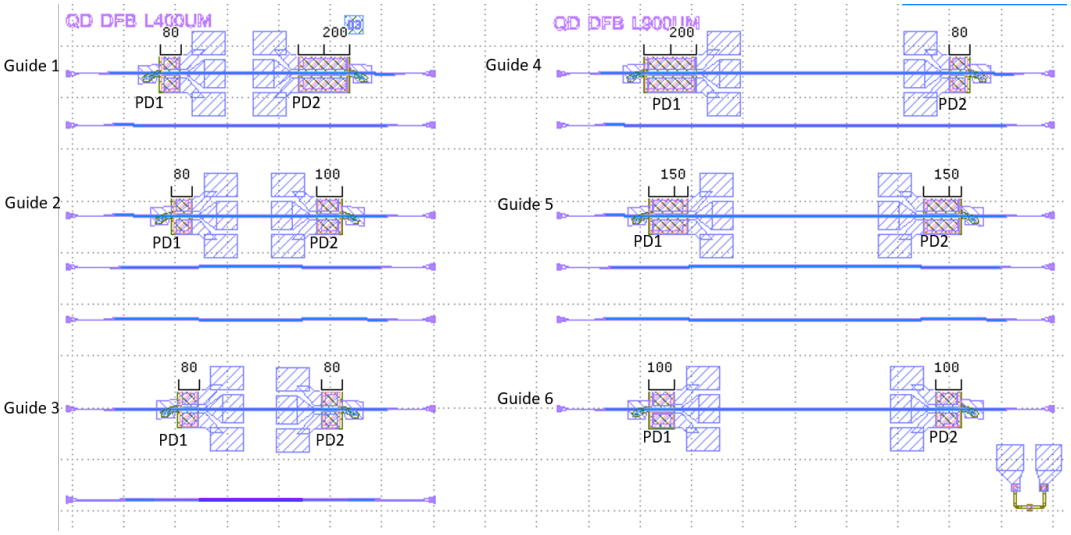


FIGURE IV.47 – Dessin de masque de PD III-V sur Si de différentes longueurs allant de 80 μm à 200 μm.

La structure verticale du matériau III-V est identique à celle des lasers. Elle est caractérisée par un milieu à gain quaternaire à 8 puits quantiques. Ce travail a été porté particulièrement selon deux axes : (i) L'optimisation des électrodes HF pour une adaptation 5O Ω et un fonctionnement à des fréquences allant jusqu'à 50 GHz ; (ii) et l'optimisation de la géométrie du III-V et des contacts, pour obtenir le meilleur compromis f_{3dB} / responsivité.

8.2 Résultats de simulations HFSS des électrodes HF connectées aux PDs

La figure IV.48 montre la simulation en 3D des électrodes HF destinées à alimenter les PDs. L'objectif de cette simulation et d'assurer une adaptation 50 Ω et de minimiser les pertes HF le long des électrodes.

La figure IV.49 montre le résultat de la simulation HFSS d'une électrode simple. On constante sur l'abaque de Smith (du S_{11}) que l'électrode est bien adaptée 50 Ω (point vert au milieu de l'abaque), et le paramètre S_{12} montre qu'il y a très peu de pertes jusqu'à 60 GHz.

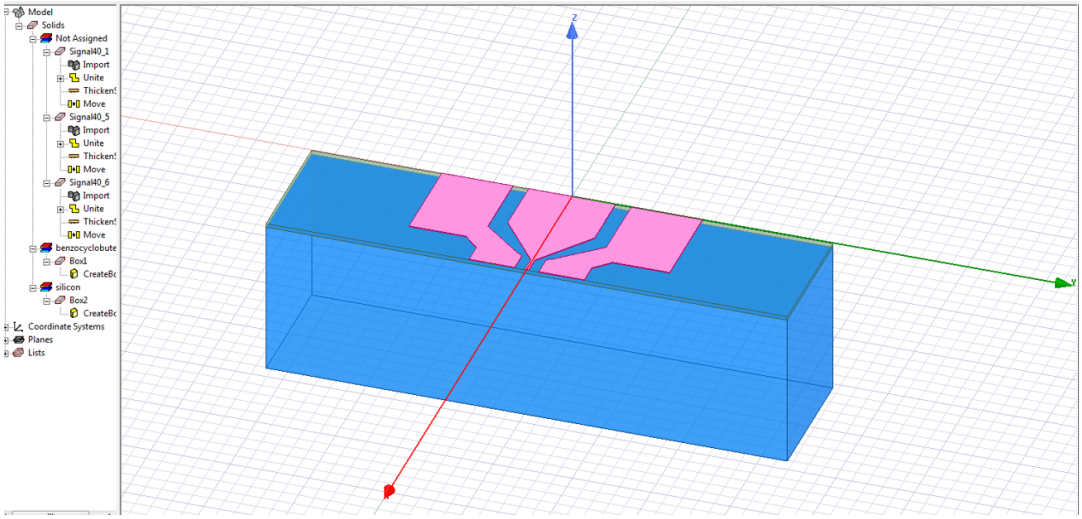


FIGURE IV.48 – Modélisation sur HFSS d'une électrode HF de PDs.

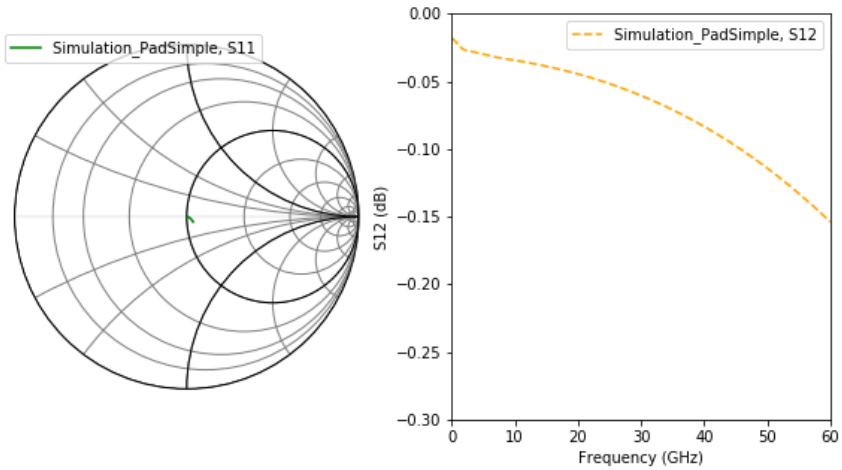


FIGURE IV.49 – Résultat de la simulation HFSS.

8.3 Mesure de PDs complètes et extraction des circuits électriques équivalents

Une PD polarisée en inverse peut être modélisée par une source de courant reliée à un circuit RC comme on le voit sur la figure IV.50.

La source de courant $i(\omega)$ rend compte de la génération de photocourant qui dépend de la fréquence par le biais du temps de transit des porteurs τ_{tr} : la bande passante de la photodiode est donc limitée par le temps de transit et la constante RC de la photodiode. La réponse en fréquence de la PD, peut donc être exprimée selon l'équation IV.7 :

$$H(\omega) = H_{tr}(\omega) + H_{RC}(\omega) \tag{IV.7}$$

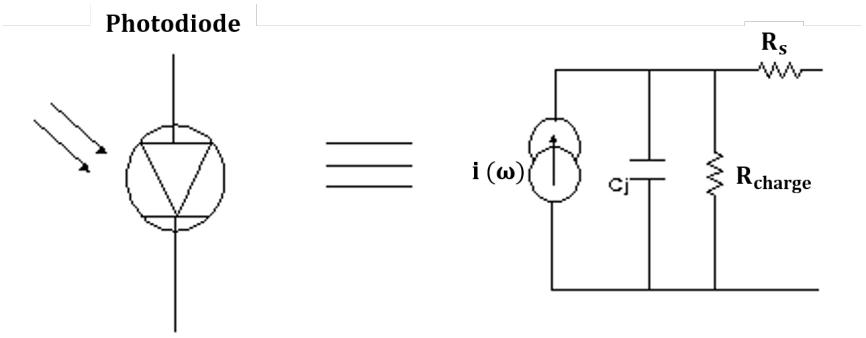


FIGURE IV.50 – Schéma électrique classique d'une PD polarisée en inverse.

avec H_{tr} et H_{RC}, sont respectivement les réponses en transit de la PD, et la coupure RC du circuit externe de la photodiode. D'après l'approximation de Kato [87] :

$$\omega_{coupure} = \frac{1}{\sqrt{\tau_{tr}^2 + \tau_{RC}^2}} \tag{IV.8}$$

Afin d'analyser la réponse fréquentielle d'une PD, il faut d'abord extraire sont circuit RC.
Après avoir mesuré les paramètres S des PDs conçues, et les paramètres "Open", "Short", et "Thru" des électrodes HF. Nous avons extrait à l'aide du logiciel ADS le circuit RC équivalent de la PD seule. L'extraction se fait par le biais d'un fit de la partie réelle et imaginaire du paramètre S_{11} (PD=ligne "Open") [88].
La figure IV.51 montre le résultat du fit pour une PD de 80 μm de longueur. On peut voir que le modèle RC fit très bien les mesures.

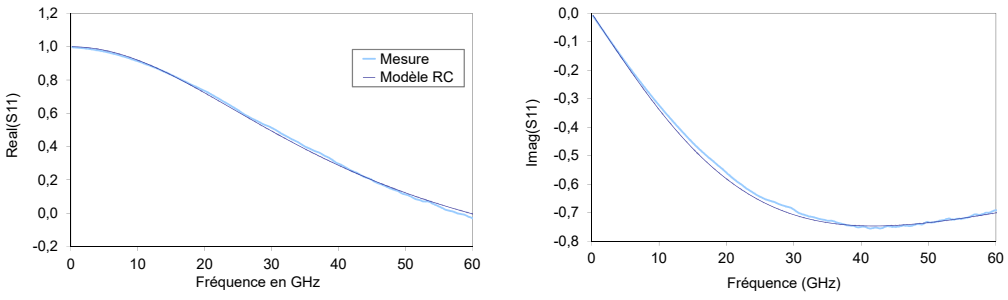


FIGURE IV.51 – Fit à l'aide d'un modèle RC de la partie réelle et imaginaire du paramètre S_{11} d'une photodiode de 80 μm de longueur.

Cette étude a été réalisée sur des PD de différentes longueurs. Il a été

constaté que le modèle RC ne correspond pas aux PDs les plus longues, au-delà de de 100 μm. En effet les PDs contiennent une métallisation qui permet de prendre le contact sur la zone InP(P) ; quand la PD s'allonge cette métallisation peut rajouter un effet inductif à la réponse de la PD. Nous avons donc essayé de modéliser les PDs longues avec un circuit RLC que l'on voit sur la figure IV.52.

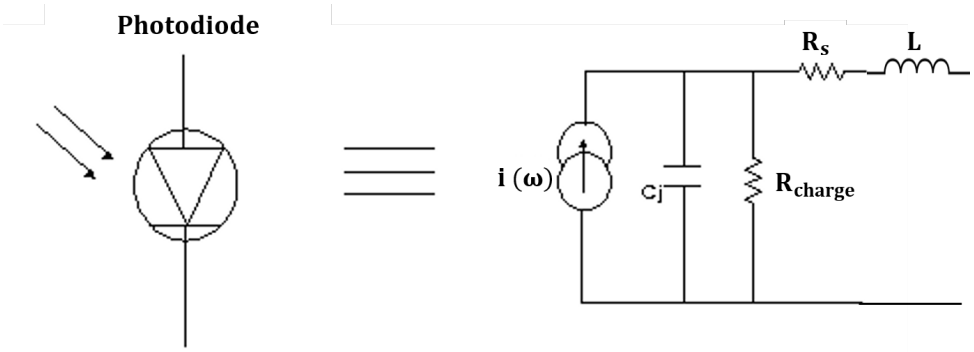


FIGURE IV.52 – Schéma électrique d'une PD inductive.

Les résultats du fit sont montrés sur la figure IV.53 pour une PD de 200 μm de long. Le modèle RC commence à diverger déjà à 30 GHz, et le modèle RLC fit assez bien les deux composantes du paramètre S_{11} jusqu'à 60 GHz.

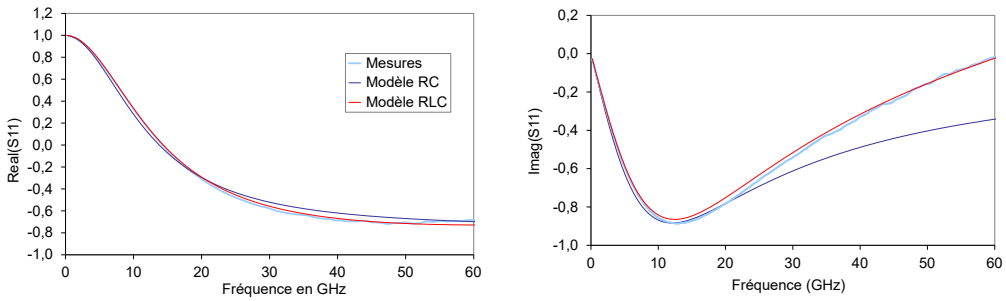


FIGURE IV.53 – Fit à l'aide d'un modèle RC en bleu, et RLC en rouge, de la partie réelle et imaginaire du paramètre S_{11} d'une photodiode de 200 μm de longueur.

Le tableau IV.54 résume les paramètres RLC en fonction de la polarisation et de la longueur des PDs tests.
Ce tableau montre le calcul de la bande passante RC ou RLC. On remarque que les bandes passantes calculées à partir des paramètres de fit sont de l'ordre de 40 GHz pour les PDs de 80 μm, et inférieures à 20 GHz pour les PDs de plus de 150 μm.

La mesure de la réponse fréquentielle d'une PD de 80 μm est montrée sur la figure IV.55. La bande passante mesurée est supérieure à 30 GHz après

$R_S \downarrow ; C_j \uparrow ; L \uparrow$

		80 µm	100 µm		150 µm		200 µm	
		Classique	Classique	Inductif	Classique	Inductif	Classique	Inductif
0 V	R_s (Ω)	17	NA		11.1	10.3	6.5	7.8
	C_j (f F)	56.8			183	172	233	212
	L (pH)	0			0	21	0	31
	f_{3dB}(GHz)	**42**			14	**16**	12	**13**
-2 V	R_s (Ω)	16.6	16.7	16.6	8.7	8.8	6.6	7.9
	C_j (f F)	57.9	92	87.4	156	147	240	218
	L (pH)	0	0	8.3	0	23	0	30.5
	f_{3dB}(GHz)	**41**	26	**29**	17	**19**	12	**13**
-4 V	R_s (Ω)	15.8	16.1	NA	NA	8.4	NA	7.6
	C_j (f F)	55	86.6			137		202
	L (pH)	0	0			23.4		30.5
	f_{3dB}(GHz)	**44**	28			**20**		**14**

NA : les valeurs avec ce symbole n'ont pas été analysées car non jugées utiles pour détecter les tendances globales

FIGURE IV.54 – Synthèse des extractions de paramètres RLC pour des PDs de différentes longueurs

soustraction de la perturbation causée par les pointes. Ce résultat est très performant pour des PDs ayant une structure active à MPQ (Multi-Puits-Qauntiques) identique à celle des lasers et non adaptée aux PDs, par opposition aux PDs UTC ou APD dans lesquelles le milieu actif est un milieu "bulk" spécifique aux PDs.

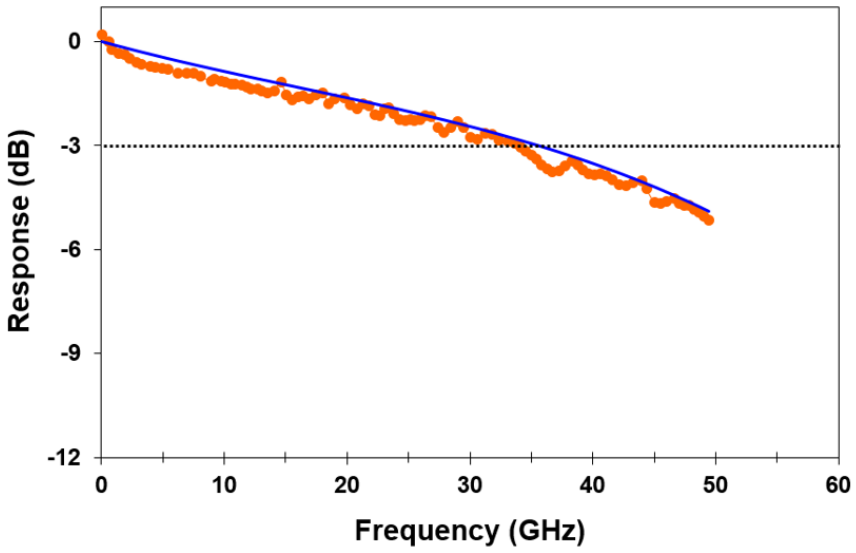


FIGURE IV.55 – Bande passante corrigée après soustraction de la perturbation due aux pointes, pour une PD de 80 μm, polarisée à -4 V.

On mesure une bande passante de 30 GHz au lieu de 40 GHz calculées à partir du circuit RC. Ceci veut dire que dans notre cas, la réponse des PDs est limitée en plus par le temps de transit.

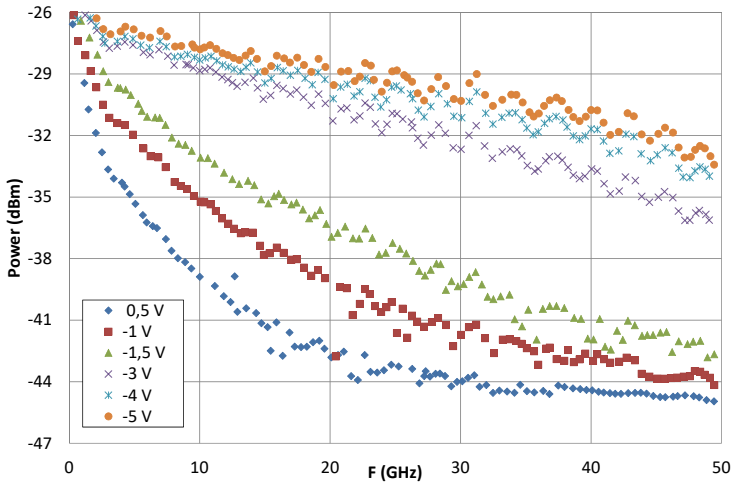


FIGURE IV.56 – Mesure de la réponse fréquentielle brute d'une PD de 80 μm en fonction du bias appliqué. (ni les pertes de couplage optique ni les réflexions au niveau des pointes HF n'ont été soustraites.)

La même mesure a été effectuée à différentes tensions de polarisation, on peut voir le résultat sur la figure IV.56. On constate que la réponse des PDs s'améliore lorsque l'on augmente la tension de polarisation en inverse. Comme la fréquence de coupure RC ne varie que marginalement en fonction de la tension de polarisation (voir tableau figure IV.54), Cette variation s'explique par la variation du temps de transit des porteurs. En effet, d'après une étude réalisée Gan Zhou et al. [89], les PDs PIN à MPQ, peuvent avoir leur rapidité impactée par le temps d'échappement des porteurs des puits quantiques. Ce phénomène est illustré sur le schéma de la figure IV.57 :

La performance des PDs est impactée notamment par le temps de transit des porteurs libres à travers les MPQ. Ce temps, est décomposé selon deux contributions : (i) celle de l'agitation thermique qui permet aux porteurs libres de franchir les barrières ; (ii) et celle de l'effet tunnel. Ces deux temps dépendent des paramètres physiques et géométriques de la structure à MPQ, et sont réduits avec l'application d'un champ électrique (par analogie avec l'effet Fowler-Nordheim). En conclusion, la bande passante des PDs PIN à MPQ serait inférieure à celle des PDs PIN bulk pour une même épaisseur du milieu intrinsèque.

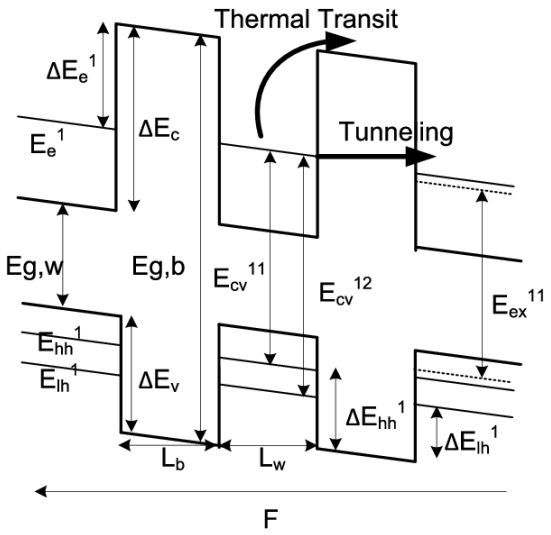


FIGURE IV.57 – Structure de bandes d'une PD PIN à MPQ.

8.4 Mesure de la responsivité

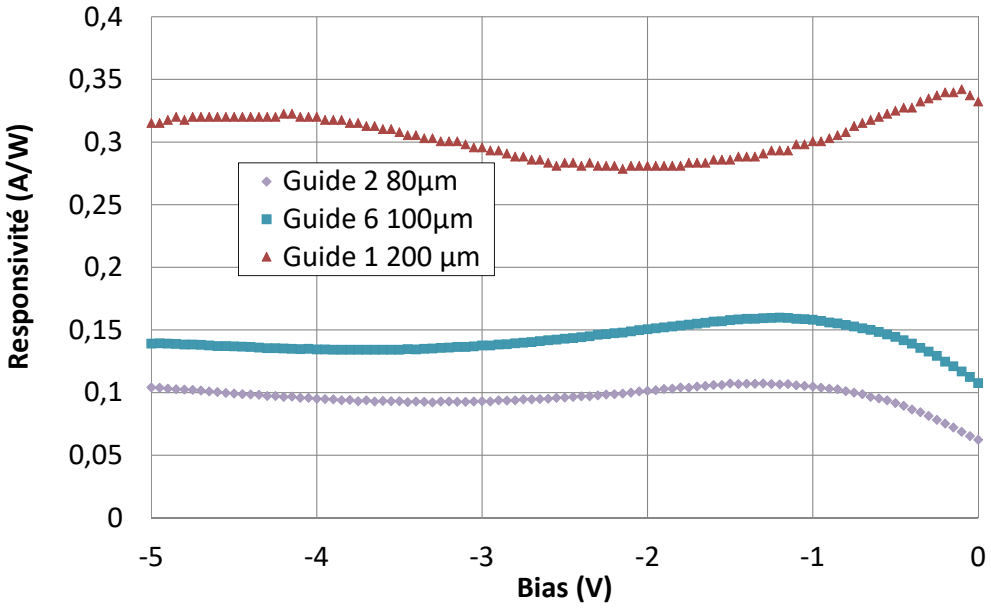


FIGURE IV.58 – Mesure de la responsivité des PDs en fonction du bias.

Finalement, la mesure de la responsivité de ces PDs est montrée sur la figure IV.58. La responsivité augmente avec la longueur, ce qui est bien attendu. Néanmoins ces valeurs restent indicatives car à cause d'un désalignement par rapport aux guides silicium lors de la fabrication, nous ne pouvons

pas atteindre les performances optimales en termes d'absorption du champ optique.

8.5 Synthèse des performances des PDs à MPQ en III-V sur Si

Dans cette thèse, l'objectif a été de réaliser des PDs rapides basées sur la même épitaxie que celle des lasers. Ceci augmente le potentiel d'intégration des différents composants nécessaires pour réaliser un transceiver cohérent tout intégré, en utilisant une seule épitaxie, et les mêmes procédés de fabrication à la fois pour les lasers et des PDs.
Nous avons obtenu des bandes passantes proches de 35 GHz et des pertes inférieures à 5 dB jusqu'à plus de 45 GHz. Ces résultats sont compatibles avec un fonctionnement à 50 Gbauds, ce qui permet de travailler à 200 Gbit/s en PDM-QPSK et 400 Gbit/s en PDM 16 QAM. On retrouve donc l'objectif annoncé en introduction de réaliser des composants compatibles avec un fonctionnement à 400 Gbit/s.

Cette première démonstration très positive pourrait être améliorée en jouant sur les points suivants :

— Réduction de la taille de la photodiode pour améliorer la fréquence de coupure RC

— Optimiser le couplage évanescent entre le III-V et le silicium pour améliorer la responsivité

— Optimiser les puits quantiques pour réduire les temps d'échappement des porteurs tout en préservant un fonctionnement laser performant (cela pourrait passer par une réduction contrôlée de l'épaisseur des barrières et de leur hauteur).

Ces photodiodes ont été intégrées dans un récepteur cohérent (RxC) PDM-IQ, dont le masque est montré sur la figureIV.59. Ce composant a été fabriqué dans le cadre du projet Sequoia troisième génération. La fabrication a eu un problème comme précisé dans la section (3.2) du chapitre III. Une deuxième génération est en cours de fabrication. Elle sera caractérisée courant 2020.

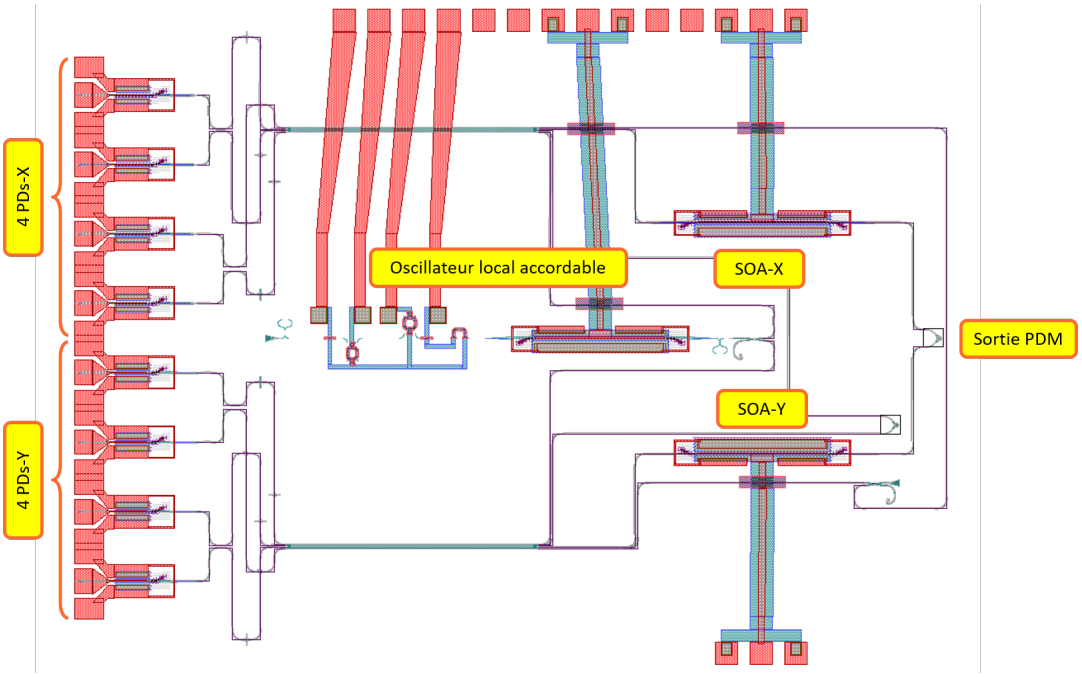


FIGURE IV.59 – Layout RxC PDM-IQ SQ3B.

9 Conclusion

J'ai réalisé deux types de récepteurs cohérents au cours de cette thèse :

- J'ai démontré le premier récepteur cohérent de l'état de l'art intégrant un oscillateur local accordable et des photodiodes III-V sur silicium, testé en configuration système. Il a été fabriqué au sein de la plateforme technologique SOI 310 du CEA Leti. Les mesures QPSK sur puce étaient prometteuses, avec 28 Gbd de facteur Q, et une conception de puce réduite à une taille de 2 mm $\times$ 2 mm. J'ai optimisé la conception des PDs III-V intégrées dans ce type de composants par la suite, et j'ai réussi à obtenir des fréquences de coupure jusqu'à 30 GHz. L'intégration des lasers et PDs en III-V sur Si représente un pas important pour la réalisation de transceivers complets en III-V sur Si ;
- De la même manière que pour les modulateurs, j'ai réalisé des récepteurs cohérents à double polarisation (PDM-IQ) fabriqués dans la fonderie CMOS 300 mm de STM. Une sensibilité supérieure à 0,06 A/W a été démontrée sur toute la bande C avec un déséquilibre global inférieur à 2 dB entre les 8 PD. Les mesures de la constellation QPSK 32 Gbd sur puce montrent un facteur Q de 12 dB correspondant à un BER de $3{,}3\,10^{-5}$.
- Pour synthétiser ces deux travaux, J'ai réalisé des conceptions de récepteurs cohérents PDM-IQ, avec oscillateur local et PDs intégrés en III-V sur Si. Ces récepteurs contiennent les PDs à 30 GHz de bande passante cité précédemment. Ce projet encore en cours de fabrication présente des perspectives prometteuses pour répondre aux besoins des transmissions cohérentes à 400 Gbit/s pour les datacenters.

L'ensemble des deux réalisations indique qu'il est crucial d'effectuer une caractérisation poussée au niveau de la puce, d'autant plus que des innovations étaient introduites. Cela ne suffit toutefois pas, et il faut prêter aussi une grande attention aux capacités d'effectuer des mesures d'objets entièrement intégrés et montés en module, pour identifier les points limitants et tirer les enseignements les plus complets possibles de chaque génération de puce dessinée et testée.

V Conclusion

L'objectif de cette thèse était de concevoir des circuits photoniques intégrés émetteurs et récepteurs cohérents avec des sources lasers et des SOA intégrés par collage de III-V sur Si.
Plusieurs résultats marquants ont été obtenus :

- Des lasers accordables avec un record d'accordabilité de 90 nm en III-V sur Si, avec filtre en double-anneaux de Verniers ;
- Des modulateurs capacitifs innovants basés sur des guide hybrides III-V/Si, qui ont démontré une bande passante allant jusqu'à 22 GHz en simulation ;
- Des émetteurs et récepteurs PDM-IQ intégrant lasers et SOAs en III-V sur Si, sur des puces très compactes ;
- Des photodiodes III-V sur Si avec une bande passante jusqu'à 35 GHz, très prometteuses pour les générations suivantes de transceivers PDM-IQ à 400 Gbit/s.

Nous pourrions être tentés de résumer les efforts de cette thèse à l'adaptation des conceptions de composants actifs en matériaux III-V à des circuits complexes en Si issus de la plateforme technologique SOI 310 nm du CEA Leti. Ce serait toutefois une vision tronquée de la problématique, les performances multiples des puces finales ne pouvant pas se déduire de la juxtaposition des performances d'éléments adaptés entre eux, sans la compréhension de tous les aspects photoniques. La synthèse de ce travail c'est que l'intégration n'est pas uniquement un travail d'assemblage, plusieurs challenges se posent :

1. La problématique de transfert de puissance entre les deux guides Si et III-V : En effet même si on réalise des tapers adiabatiques qui permettent un transfert optimal entre les deux guides, on ne parvient pas à atteindre les performances habituellement atteintes en laser InP seuls (discrets). On essaye de réaliser des tapers efficaces permettant transfert maximal du mode optique entre le Si et le III-V, mais il est connu que les lasers sont sensibles au feedback. Paradoxalement, plus les tapers sont efficaces en terme d'efficacité, plus ils peuvent transférer dans le III-V des réflexions parasites provenant par exemple des coupleurs verticaux ou des transitions entre différents types de guides passifs. Ces réflexions provoquent : (i) la dégradation de la qualité spectrale des lasers, et nous observons en pratique que leur largeur de raie peut difficilement descendre sous 100 kHz, ceci survient même à des niveaux assez faibles ; (ii) l'apparition de cavités parasites, ce qui peut nourrir des modes indésirables qui rentrent en compétition avec les modes souhaités et limiter la performance (voir chapitre 2 sur les lasers accordables).

Pour limiter ces effets, il serait intéressant de pouvoir rajouter des isolateurs intégrés dans les circuits SOI [90], même si cette voie d'amélioration est encore plus proche de la recherche que du développement.

2. La problématique d'alignement de la courbe de gain avec les réponses spectrales des différents éléments passifs : les performances globales d'un PIC sont obtenues par convolution des différentes fonctions de transfert de tous les éléments séparés qui le composent. On peut comprendre que plus il y a de fonctions passives et actives sur un même PIC, plus ces désalignements peuvent avoir de lourdes conséquences sur le fonctionnement global (voir désalignement de MMI et PD, dans le chapitre 4). La stratégie qui peut être suivie pour limiter ce risque, c'est de réaliser des conceptions d'éléments passifs qui résistent aux petits écarts de fabrication, surtout pour les composants passifs basés sur des interférences. Par exemple, dans le cas du MMI, l'utilisation d'un guide rib au lieu d'un guide strip dans le cœur du MMI, peut limiter la sensibilité aux imperfections de fabrication. Même si d'autres compromis peuvent en souffrir marginalement, c'est l'option qu'il me semble devoir être privilégiée.
3. Les problématiques de collage : il existe deux limitations majeures dues au collage : (i) L'épaisseur de collage joue un rôle primordiale pour le bon fonctionnement des tapers adiabatiques. L'épaisseur doit être uniforme sur l'ensemble de la plaque, et doit correspondre à la condition de transfert adiabatique par le taper. Nous avons vu dans le chapitre 1 que l'épaisseur d'oxyde de collage après polissage (CMP) n'était pas très uniforme sur un diamètre de 4 pouces. Des nouveaux progrès ont été réalisés quant à l'uniformité du profil de CMP, ce qui est prometteur pour les performances des générations suivantes de lasers III-V sur Si. Comme souvent dans la photonique des semi-conducteurs, ce sont les exigences des lasers qui poussent à parfaire les autres éléments technologiques ; (ii) la deuxième limite est liée à la possibilité de faire une recroissance des matériaux III-V pour obtenir les performances atteintes par reprise d'épitaxie dans la plateforme InP. La limite majeure est liée à l'apparition de bulles aux interfaces de collage à cause des problématiques thermiques, ce qui compromet la possibilité de recroitre des matériaux sur des structures collées et processées (températures de croissance > 450°C). Des progrès ont été réalisés récemment au III-V Lab [91] pour la recroissance sur germe collée. La possibilité de réaliser des reprises d'épitaxie après collage, ouvrira la voie vers des améliorations notables des performances lasers, et permettra d'intégrer plusieurs épitaxies adaptées à chaque composant dans les PICs.
4. Les problématiques thermiques dans les lasers : il est connu que la silice et plus généralement la couche SOI évacuent mal la température. Ceci est un problème très limitant pour les performances des lasers III-V sur Si, et de surcroit, ce moins bon pont thermique dégrade le bilan de puissance pour le refroidissement. En termes de perspectives d'évolutions futures dans ce sens, il serait judicieux de penser à des moyens d'évacuation thermique autour des zones de gain. Par exemple, l'ajout

de trachées d'évacuation, pour une meilleur dissipation de la chaleur, ou le recours à des micro-refroidisseurs localisés pour limiter la puissance consommée (micro-Peltier classiques, ou micro-fluidiques) ; cela pourrait influer sur l'architecture de toute la puce suivant qu'on veuille rassembler les lasers dans une zone thermique propre à chaque laser ou qu'on les rassemble entre eux pour les isoler des autres composants, pour éviter de répandre la chaleur sur toute la puce.

Je n'évoque que marginalement dans cette conclusion les récepteurs et modulateurs, malgré l'importante attention que j'y ai apporté. Dans la mesure où pour la réception cohérente, les performances ont été occasionnellement bonnes, ou bien quand elles ne l'ont pas été, une explication "monocausale" se présentait, la poursuite des efforts actuels devrait, assez continûment, faire parvenir les PICs au niveau de performance souhaitable pour les transceivers aux normes visées.

En même temps qu'il a fallu s'aligner sur la plateforme ligne pilote du CEA Leti, cette plateforme aussi a du s'aligner sur des contraintes pour évoluer vers des standards industriels pour préparer une éventualité d'exploitation, tout en restant compatible avec l'intégration des matériaux III-V. Cette plate forme a par exemple déjà connu une évolution majeure de la plateforme 220 nm vers la plateforme 310 (hauteur maximale des guides passifs) [84], ce qui a amené à adapté la librairie des composant actifs à ce changement. Les évolutions suivantes concernent : (i) Les lasers hybrides III-V sur silicium compatible CMOS, avec un procédé de fabrication exclusivement en 200 mm dans des salles CMOS (puis 300 mm dans un future proche), (ii) l'intégration de guides SiN [92], (iii) le développement d'une plateforme 300 mm avec lithographie à immersion, pour améliorer la résolution des motifs silicium. Ces évolutions ouvrent de nouvelles voies de conception, mais l'enjeu est d'assurer synchronisation entre la maturation des composants et leur évolution vers un nouvel état.

A Emetteur PDM-IQ complet : Projet TIPS MIQ2

Le projet MIQ 2 est un projet de recherche industrielle qui a été coordonné par Nokia Bell Labs France, et qui a associé le III-V Lab, ixBlue, le CEA LETI, ainsi que les laboratoires XLIM et l'IEF.
L'objectif du projet a été de réaliser des modulateurs en phase et quadrature (QPSK) intégrés avec un laser accordable par collage moléculaire de plaque III-V, en utilisant la plateforme SOI 220 nm (wafer de taille 200 mm) du CEA Leti. L'objectif de ce projet a été de maximiser la bande passante des modulateurs grâce à l'utilisation d'électrodes hautes fréquences au design optimisé. Afin de réduire la tension de pilotage du modulateur au maximum et de minimiser les pertes optiques, les paramètres des jonction PN du modulateur photonique sur silicium sont également optimisés. Enfin, il est également important de réaliser un laser accordable sur une bande de 40nm, ayant une largeur de raie faible et une puissance importante. Pour valoriser le circuit photonique sur silicium, un packaging a été réalisé.

Le masque est montré sur la figure A.1. Il a été dessiné par le III-V Lab [40], avec le support de l'IEF pour la partie modulateur [93] [94]. Le III-V lab a apporté son expertise pour l'intégration hétérogène des lasers et des SOA en III-V sur silicium.
Le laboratoire XLIM a participé à la modélisation et à l'optimisation des pistes HF (lignes coplanaires) du modulateur électro-optique et des circuits d'entrée et de sortie, pour les différentes générations de modulateur, correspondant aux différentes phases du projet.

Les modulateurs de phase de type diode PN à déplétion ont été choisis comme la structure la plus robuste au moment du projet pour atteindre un fonctionnement à 25 Gbit/s pour chaque bras, et obtenir 100 Gbit/s en PDM-IQ mono-canal.
Jusqu'à présent, ce composant reste le premier émetteur PDM-IQ de l'état de l'art avec source et amplificateur intégrés sur un même composant avec les modulateurs. Les caractérisations des éléments actifs sur plusieurs cellules sont montrées sur la figure A.2. Nous constatons que les lasers et les SOA présentent un fonctionnement homogène sur l'ensemble des cellules, avec un courant seuil de l'ordre de 50 mA. La puissance de sortie est de l'ordre de 0,1 mW au niveau de la sortie PDM, cette valeur est faible à cause des multiples divisions de puissance dans la puce.La plage d'accordabilité des lasers accordables est autour de 45 nm.

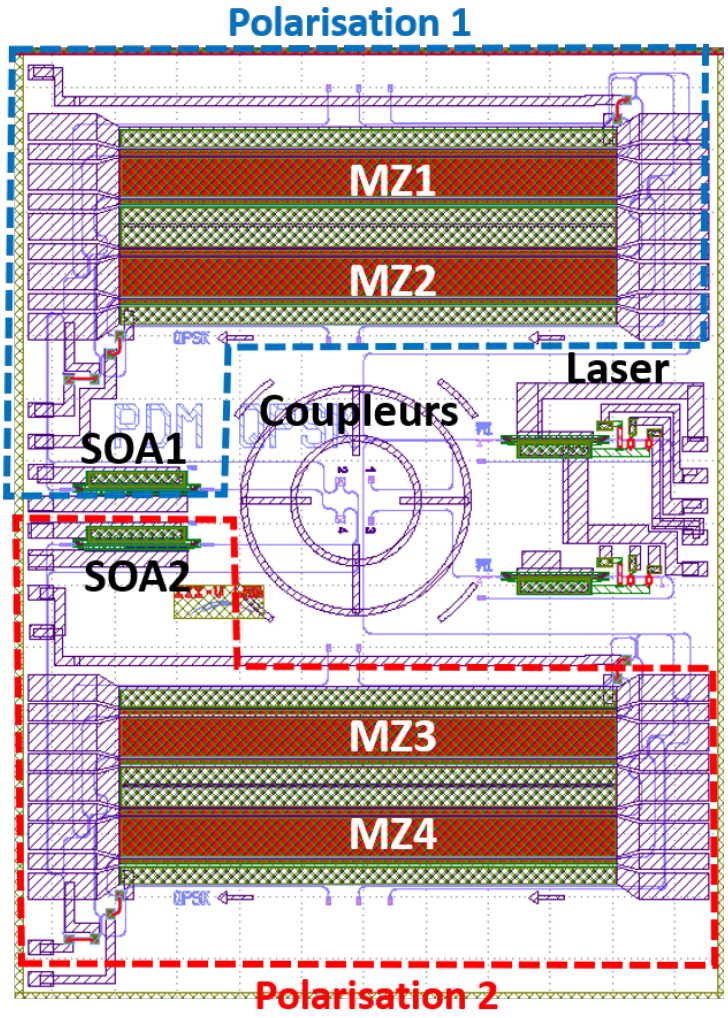


FIGURE A.1 – Conception du premier émetteur PDM-IQ avec laser accordable et SOA intégrés en III-V sur silicium

Le $V_\pi L$ est de 2,2 V cm comme on le voit sur la figure A.3.

Une bande passante d'environ 15 GHz a été mesurée sur les bras des MZ. Le diagramme de l'œil mesuré à 25 Gbit/s est montré sur la figure A.5 pour une longueur de mot de $2^{31} - 1$. Un taux d'extinction à 10 dB à été obtenu, ce qui valide le fonctionnement à 25 Gbit/s.

A cause de la complexité du composant, la mesure de la constellation QPSK ne pouvait pas être réalisée sur puce. Un montage en module était donc nécessaire pour valider le fonctionnement en configuration système pour ce type de composants.

L'objectif du packaging des émetteurs PDM-IQ est d'assurer à la fois le couplage du signal optique modulé en sortie du composant, et l'injection des signaux de modulation HF (qq. 10GHz) ainsi que le contrôle des points de fonctionnement (Bias). Pour la partie optique, le couplage est réalisé par une fibre directement collée à la surface de la puce au niveau d'un coupleur vertical PDM (réseau de Bragg 2D) qui permet de coupler dans la fibre les

	C2/PDM-QPSK	C1/PDM-QPSK	A3/PDM-QPSK
Laser accordable intégré			
Seuil	50 mA	50 mA	50 mA
Accordabilité	45 nm	45 nm	45 nm
SOA 1			
Seuil	40 mA	50 mA	50 mA
P_{max} (out PDM)	0,1 mW (@150mA)	0,1 mW (@120 mA)	0,5 mW (@150mA)
SOA 2			
Seuil	40 mA	50 mA	50 mA
P_{max} (out PDM)	0,1mW (@100 mA)	0,1 mW (@140 mA)	0,4 mW (@150mA)
Modulateurs polarisation 1			
V_π MZ1 (V)	6	5	6
V_π MZ2 (V)	7	7	7
Modulateurs polarisation 2			
V_π MZ1 (V)	5	6	7
V_π MZ2 (V)	6	4	6

FIGURE A.2 – Caractérisation des éléments actifs intégrés dans les émetteurs PDM-IQ

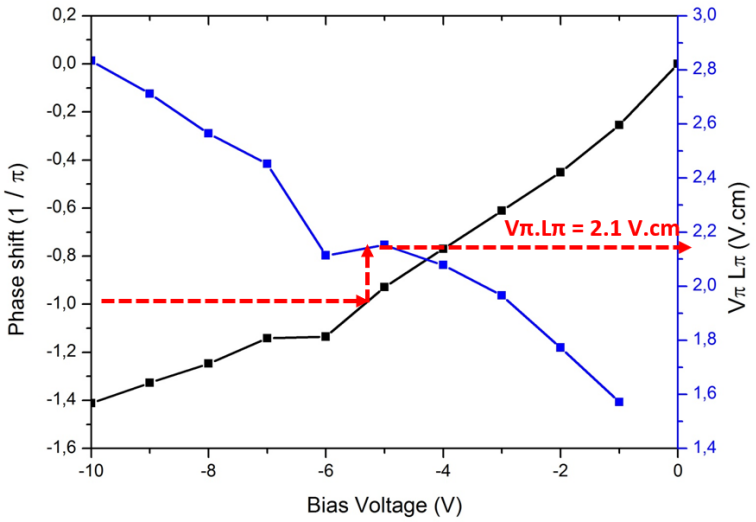


FIGURE A.3 – Mesure Du Vpi d'un modulateur MZ silicium intégré dans l'émetteur PDM-IQ

signaux modulés TE et TM. pour la partie électrique, des circuits de routage et d'adaptation d'impédance HF en Alumine sont positionnés autour de la puce afin d'acheminer les tensions et courants de la puce. Des connecteurs HF et statiques sont placés au bout des routages afin de faciliter la connexion du module aux sources de courant et de tension, les photos du module monté sont montrées sur la figure **??**.

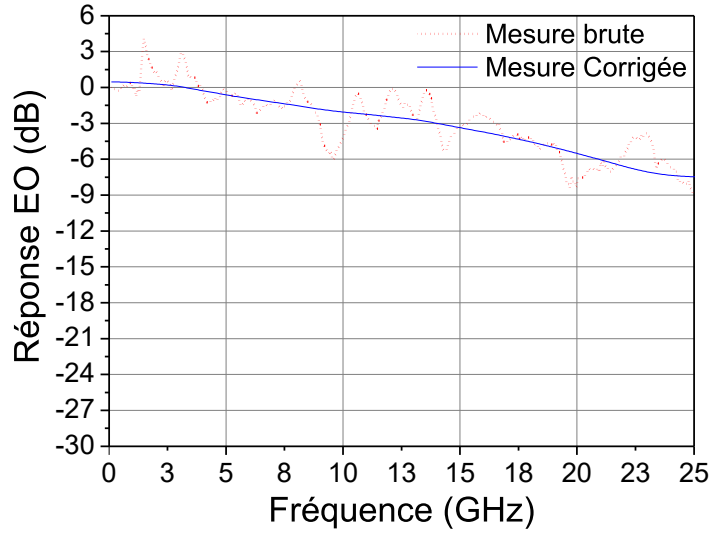


FIGURE A.4 – Bande passante brute en bleu et celle corrigée en rouge, après soustraction de la perturbation causée par les pointes

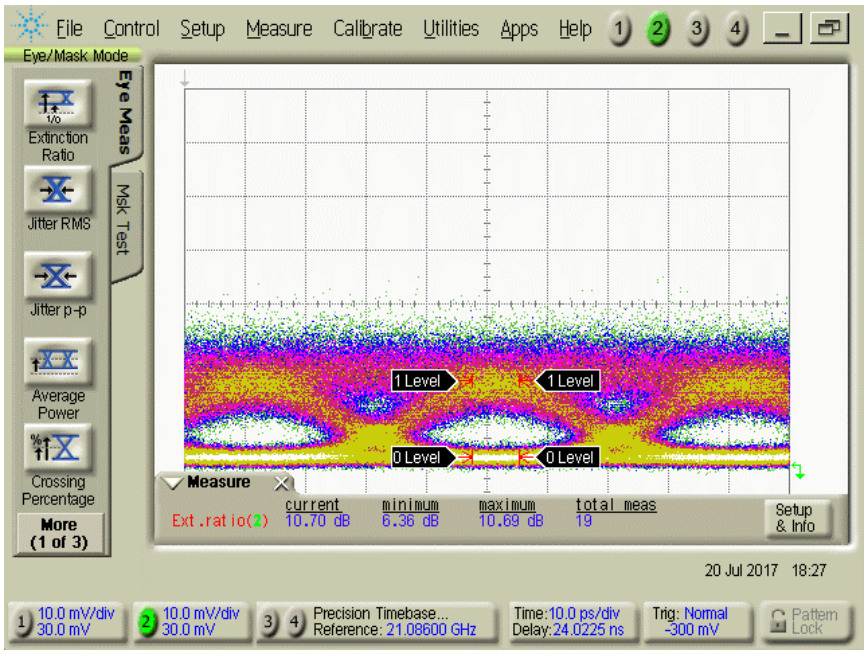


FIGURE A.5 – Diagramme de l'œil OOK à 25 Gbit/s pour une longueur de mot à $2^{31} - 1$

Le module monté dans le cadre de ce projet contenait également un système de refroidissement à micro-fluidique étant donné l'intégration de la source laser et des amplificateurs SOAs qui provoquent un échauffement de la puce. Ce système est montré sur la photo à droite de la figure A.6.

La mesure de la régulation de la température obtenue par ce système est montrée sur la figure A.7. On constate que pour une puissance de pompe de

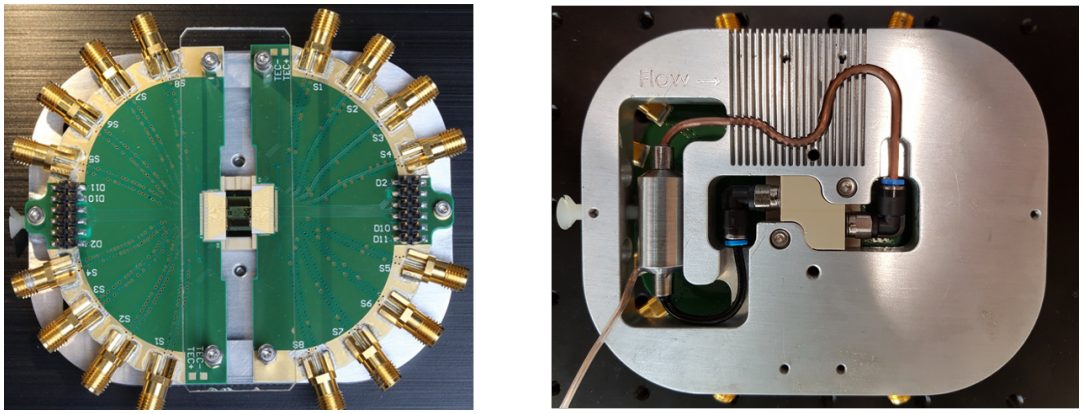


FIGURE A.6 – Gauche, émetteur PDM-IQ MIQ 2 TIPS monté en module pour réaliser les mesures système poussées. Droite, photo de l'arrière du module avec un système de refroidissent micro-fluidique

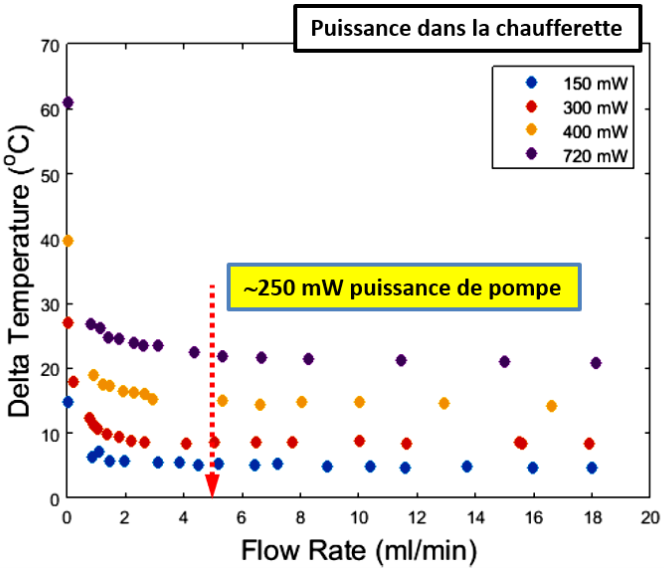


FIGURE A.7 – Mesure de la régulation de la température en fonction du débit de fluide dans le système de refroidissement

250 mW (débit fluidique de 5 ml/min) l'élévation de température (Delta Temperature) diminue de 20°C à moins de 10°C, après l'allumage d'une chaufferette à une puissance jusqu'à 300 mW.

Malheureusement, ce module présentait une instabilité mécanique. Le PCB provoquait un effet levier entre les connecteur HF et les bondings, dès que l'on connectaient un câble aux connecteurs de type SMA, certains bondings entre le PCB et l'alumine se cassaient. Les multiples manipulations pour résoudre ce problème ont mis fin à la vie du composant.

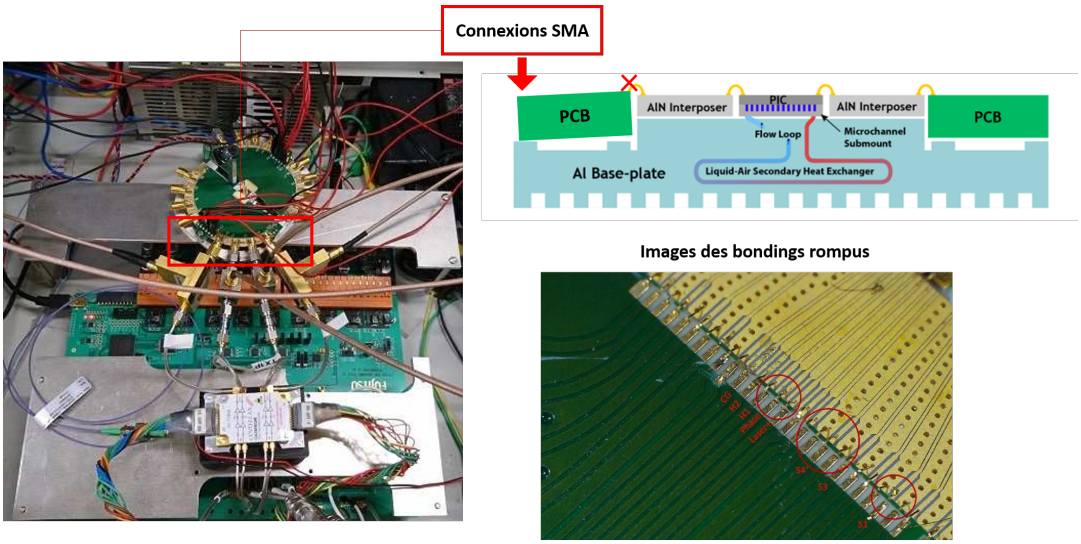


FIGURE A.8 – Fragilité mécanique du module : Les bondings entre le PCB et L'alumine se sont cassés lors des mesures à cause de la pression exercée au niveau des connecteurs SMA

B Caractérisation de MMI de même longueur, mais de différentes largeurs

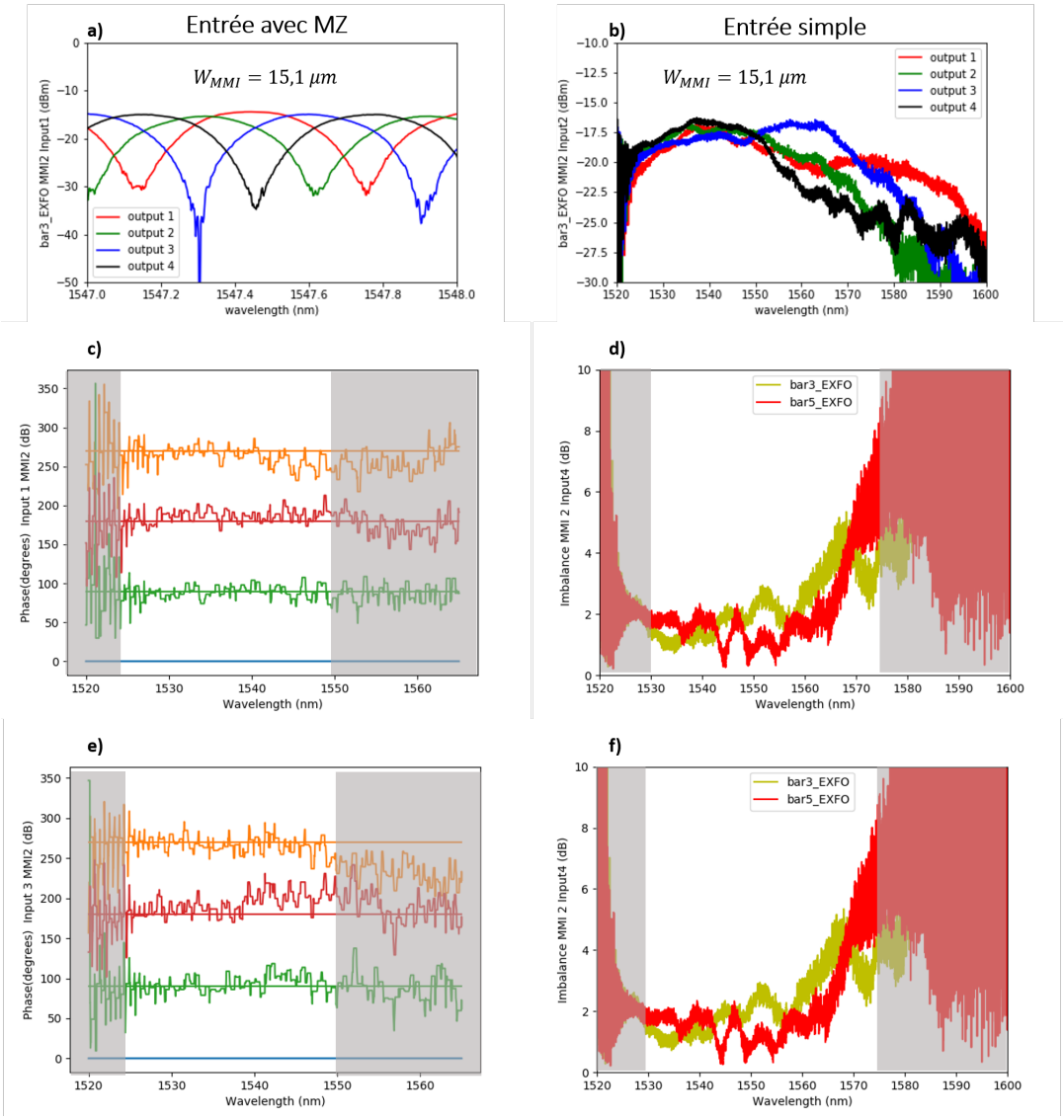


FIGURE B.1 – Résultats de caractérisation du MMI2 de largeur 14,9 μm, deuxième meilleur MMI pour les deux types d'entrées (voir chapitre 5 section 5.3).

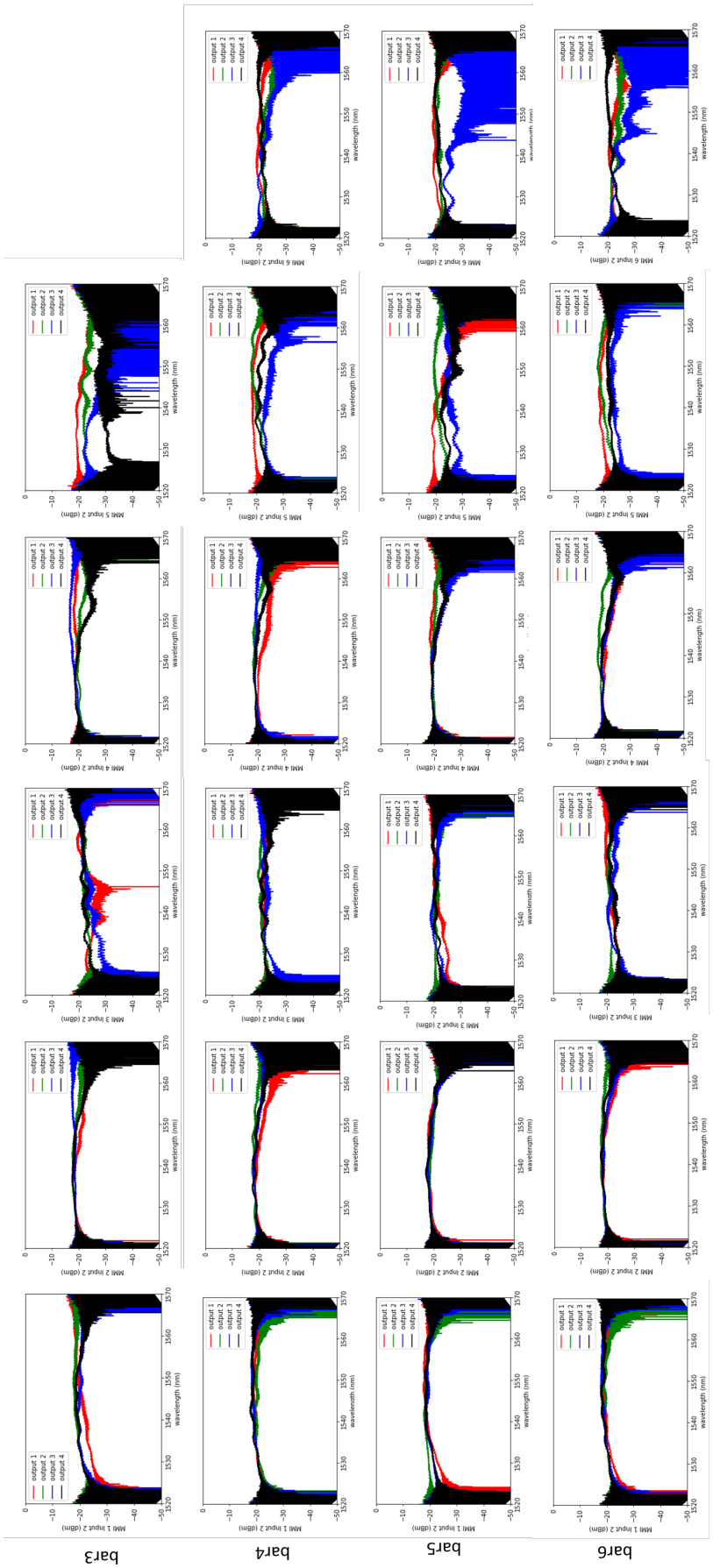


FIGURE B.2 – Comparaison de la transmission aux 4 sorties pour les 6 types de MMI, et pour 4 barrettes différentes.

Bibliographie

[1] David F. WELCH et al. “Large-scale InP photonic integrated circuits : Enabling efficient scaling of optical transport networks”. In : *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics* 13.1 (2007), p. 22-29. ISSN : 1077260X. DOI : 10.1109/JSTQE.2006.890068.

[2] Radhakrishnan NAGARAJAN et al. “Terabit / s class InP photonic integrated circuits”. In : 094003 (2012), p. 8-13. DOI : 10.1088/0268-1242/27/9/094003.

[3] G. MASINI et al. “CMOS photonics for optical engines and interconnects”. In : *Optics InfoBase Conference Papers* (2012), p. 3-5. ISSN : 21622701. DOI : 10.1364/ofc.2012.otu2i.1.

[4] Po DONG et al. “Silicon photonic devices and integrated circuits”. In : *Nanophotonics* 3.4-5 (2014), p. 215-228. ISSN : 21928606. DOI : 10.1515/nanoph-2013-0023.

[5] Hyundai PARK et al. “Device and integration technology for silicon photonic transmitters”. In : *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics* 17.3 (2011), p. 671-688. ISSN : 1077260X. DOI : 10.1109/JSTQE.2011.2106112.

[6] K. C. KAO et G. A. HOCKHAM. “Dielectric-Fibre Surface Waveguides for Optical Frequencies.” In : *IEE proceedings. Part J, Optoelectronics* 133.3 (1986), p. 191-198. ISSN : 02673932. DOI : 10.1049/ip-j.1986.0030.

[7] F. P. KAPRON, D. B. KECK et R. D. MAURER. “Radiation losses in glass optical waveguides”. In : *Applied Physics Letters* 17.10 (1970), p. 423-425. ISSN : 00036951. DOI : 10.1063/1.1653255.

[8] Takemi HASEGAWA et al. “The first 0.14-dB/km ultra-low loss optical fiber”. In : *SEI Technical Review* 86 (2018), p. 18-22. ISSN : 13434349.

[9] Zhores ALFEROV. “Double heterostructure lasers : Early days and future perspectives”. In : *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics* 6.6 (2000), p. 832-840. ISSN : 1077260X. DOI : 10.1109/2944.902131.

[10] I. HAYASHI et al. “Junction lasers which operate continuously at room temperature”. In : *Applied Physics Letters* 17.3 (1970), p. 109-111. ISSN : 00036951. DOI : 10.1063/1.1653326.

[11] El-Gomati M. Zubairy M. (eds) Optics in Our Time AGRAWAL G.P In : Al-Amri M. *Optical Communication : Its History and Recent Progress*. Springer, Cham, 2016. ISBN : 978-3-319-31903-2.

[12] René Jean ESSIAMBRE et Robert W. TKACH. "Capacity trends and limits of optical communication networks". In : *Proceedings of the IEEE* 100.5 (2012), p. 1035-1055. ISSN : 00189219. DOI : 10.1109/JPROC.2012.2182970.

[13] Michael G. TAYLOR. "Coherent Detection Method Using DSP for Demodulation of Signal and Subsequent Equalization of Propagation Impairments". In : *IEEE Photonics Technology Letters* 16.2 (2004), p. 674-676. ISSN : 10411135. DOI : 10.1109/LPT.2003.823106.

[14] Matthias SEIMETZ. "Performance of coherent optical square-16-QAM-systems based on IQ-transmitters and homodyne receivers with digital phase estimation". In : *Optics InfoBase Conference Papers* (2006). ISSN : 21622701. DOI : 10.1109/ofc.2006.215620.

[15] Hajar ELFAIKI et al. "First Silicon Photonics Coherent Receiver With Heterogeneously Integrated III-V On Silicon Tunable Local Oscillator Operating At 28 GBd Data Rates". In : (), p. 4-6.

[16] URRICARIET, CHRISTIAN. *Trends in 400G Optics for the Data Center Data Center Connections are Driving Optics Volume*. NANOG 75 Hackathon. 2019.

[17] Eugene PARK et D PH. "400ZR : Accessible 400G for Edge DCIs and Beyond". In : (), p. 1-9.

[18] Yang YUE, Qiang WANG et Jon ANDERSON. "Experimental investigation of 400 Gb/s data center interconnect using unamplified high-baud-rate and high-order QAM single-carrier signal". In : *Applied Sciences (Switzerland)* 9.12 (2019). ISSN : 20763417. DOI : 10.3390/app9122455.

[19] Damien BORDEL et al. "Direct and Polymer Bonding of III-V to Processed Silicon-On-Insulator for Hybrid Silicon Evanescent Lasers Fabrication". In : ECS, 2010. DOI : 10.1149/1.3483530. URL : https://doi.org/10.1149%2F1.3483530.

[20] Frank NIKLAUS et al. "Adhesive wafer bonding". In : *Journal of applied physics* 99.3 (2006), p. 2.

[21] Ch JANY et al. "Semi-Insulating Buried Heterostructure 1.55 micrometer InGaAlAs Electroabsorption Modulated Laser with 60GHz Bandwidth". In : *33rd European Conference and Exhibition of Optical Communication-Post-Deadline Papers (published 2008)*. VDE. 2007, p. 1-2.

[22] T YAMAMOTO et al. "1.55-μm-Wavelength AlGaInAs Multiple-Quantum-Well Semi-Insulating Buried-Heterostructure Lasers". In : *2006 IEEE 20th International Semiconductor Laser Conference, 2006. Conference Digest.* IEEE. 2006, p. 15-16.

[23] Yannick BAUMGARTNER et al. "CMOS-compatible hybrid III-V/Si photodiodes using a lateral current collection scheme". In : *2018 European Conference on Optical Communication (ECOC)*. IEEE. 2018, p. 1-3.

[24] Joan Manel RAMIREZ et al. “III-V-on-Silicon Integration : From Hybrid Devices to Heterogeneous Photonic Integrated Circuits”. In : *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics* 26.2 (2020). ISSN : 15584542. DOI : 10.1109/JSTQE.2019.2939503.

[25] Jean DECOBERT et al. “AlGaInAs MOVPE selective area growth for photonic integrated circuits”. In : *Advanced Optical Technologies* 4.2 (2015), p. 167-177.

[26] J. RENAUDIER et al. “First 100-nm Continuous-Band WDM Transmission System with 115Tb/s Transport over 100km Using Novel Ultra-Wideband Semiconductor Optical Amplifiers”. In : *European Conference on Optical Communication, ECOC* 2017-Septe.1 (2017), p. 1-3. DOI : 10.1109/ECOC.2017.8346084.

[27] Agnes VERDIER et al. “Wideband Material for Low linewidth Widely Tunable Laser and Reach Extender for Optical Access Networks”. In : *European Conference on Optical Communication, ECOC* 2017-Septe.1 (2017), p. 1-3. DOI : 10.1109/ECOC.2017.8345836.

[28] Vijaysekhar JAYARAMAN, Zuon Min CHUANG et Larry A. COLDREN. “Theory, Design, and Performance of Extended Tuning Range Semiconductor Lasers with Sampled Gratings”. In : *IEEE Journal of Quantum Electronics* 29.6 (1993), p. 1824-1834. ISSN : 15581713. DOI : 10.1109/3.234440.

[29] G. DE VALICOURT et al. “Integrated ultra-wide band wavelength-tunable hybrid external cavity silicon-based laser”. In : *2017 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition, OFC 2017 - Proceedings* 1 (2017), p. 6-8.

[30] H. DEBREGEAS et al. “2kHz linewidth C-band tunable laser by hybrid integration of reflective SOA and sio2 plc external cavity”. In : *Conference Digest - IEEE International Semiconductor Laser Conference* (2014), p. 50-51. ISSN : 08999406. DOI : 10.1109/ISLC.2014.158.

[31] Guang Hua DUAN et al. “Hybrid III - V on silicon lasers for photonic integrated circuits on silicon”. In : *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics* 20.4 (2014). ISSN : 1077260X. DOI : 10.1109/JSTQE.2013.2296752.

[32] Toru SEGAWA et al. “Semiconductor double-ring-resonator-coupled tunable laser for wavelength routing”. In : *IEEE Journal of Quantum Electronics* 45.7 (2009), p. 892-899. ISSN : 00189197. DOI : 10.1109/JQE.2009.2013126.

[33] S. SRINIVASAN et al. “Coupled-ring-resonator-mirror-based heterogeneous III-V silicon tunable laser”. In : *IEEE Photonics Journal* 7.3 (2015). ISSN : 19430655. DOI : 10.1109/JPHOT.2015.2428255.

[34] Grote-N. DEBREGEAS H. IN : VENGHAUS H. *Fibre Optic Communication, Key Devices*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2012. Chap. 5. ISBN : 978-3-319-42367-8.

[35] Sören DHOORE et al. "Demonstration of a Discretely Tunable III-V-on-Silicon Sampled Grating DFB Laser". In : *IEEE Photonics Technology Letters* 28.21 (2016), p. 2343-2346. ISSN : 10411135. DOI : 10.1109/LPT.2016.2593983.

[36] Laurent VIVIEN et Lorenzo PAVESI. *Handbook of silicon photonics*. Taylor & Francis, 2016.

[37] H. ELFAIKI et al. "Ultra Wide Hybrid III-V on Silicon Tunable Laser". In : *2018 European Conference on Optical Communication (ECOC)*. 2018, p. 1-3. DOI : 10.1109/ECOC.2018.8535328.

[38] R. JONES et al. "Hybrid silicon lasers : Integration of III–V and silicon photonics using wafer bonding". In : *2010 IEEE International SOI Conference (SOI)*. 2010, p. 1-2. DOI : 10.1109/SOI.2010.5641405.

[39] Duanni HUANG et al. "Electrically driven and thermally tunable integrated optical isolators for silicon photonics". In : *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics* 22.6 (2016). ISSN : 1077260X. DOI : 10.1109/JSTQE.2016.2588778.

[40] Xavier POMMAREDE. "Circuits photoniques intégrés III-V / Si pour les applications en télécommunications optiques To cite this version : HAL Id : tel-01552496". Mém. de mast. III-V Lab, 2017.

[41] Robert G. HUNSPERGER. T. 6. Springer-Verlag New York, 2014. ISBN : 978-0-387-89774-5. DOI : 10.1007/b98730.

[42] M. TRAJKOVIC et al. "55GHz EAM bandwidth and beyond in InP active-passive photonic integration platform". In : *2018 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO)*. 2018, p. 1-2.

[43] David CARRARA. "Étude et réalisation de sources photoniques intégrées sur InP pour les applications télécoms à hauts débits et à 1 , 55 µ m". In : (2012).

[44] G. COCORULLO et I. RENDINA. "Thermo-optical modulation at 1.5 mu m in silicon etalon". In : *Electronics Letters* 28.1 (1992), p. 83-85. ISSN : 0013-5194. DOI : 10.1049/el:19920051.

[45] R. SOREF et B. BENNETT. "Electrooptical effects in silicon". In : *IEEE Journal of Quantum Electronics* 23.1 (1987), p. 123-129. ISSN : 1558-1713. DOI : 10.1109/JQE.1987.1073206.

[46] M. PANTOUVAKI et al. "Active Components for 50 Gb/s NRZ-OOK Optical Interconnects in a Silicon Photonics Platform". In : *Journal of Lightwave Technology* 35.4 (2017), p. 631-638. ISSN : 07338724. DOI : 10.1109/JLT.2016.2604839.

[47] Xi XIAO et al. "High-speed, low-loss silicon Mach–Zehnder modulators with doping optimization". In : *Opt. Express* 21.4 (2013), p. 4116-4125. DOI : 10.1364/OE.21.004116. URL : http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-21-4-4116.

[48] Tatsurou HIRAKI et al. "Heterogeneously integrated III-V/Si MOS capacitor Mach-Zehnder modulator". In : *Nature Photonics* 11.8 (2017), p. 482-485. ISSN : 17494893. DOI : 10.1038/nphoton.2017.120. URL : http://dx.doi.org/10.1038/nphoton.2017.120.

[49] Hans P ZAPPE. *Introduction to semiconductor integrated optics*. Artech House Boston, 1995.

[50] Jianfeng DING et al. "Electro-Optical Response Analysis of a 40 Gb/s Silicon Mach-Zehnder Optical Modulator". In : *J. Lightwave Technol.* 31.14 (2013), p. 2434-2440. URL : http://jlt.osa.org/abstract.cfm?URI=jlt-31-14-2434.

[51] Robert G. WALKER. "High-Speed Iii-V Semiconductor Intensity Modulators". In : *IEEE Journal of Quantum Electronics* 27.3 (1991), p. 654-667. ISSN : 15581713. DOI : 10.1109/3.81374.

[52] G. L. LI, T. G.B. MASON et P. K.L. YU. "Analysis of segmented traveling-wave optical modulators". In : *Journal of Lightwave Technology* 22.7 (2004), p. 1789-1796. ISSN : 07338724. DOI : 10.1109/JLT.2004.831179.

[53] Haitao CHEN. "Development of an 80 Gbit / s InP-based Mach-Zehnder Modulator". In : *Thesis* (2007).

[54] Charles BAUDOT et al. "DAPHNE silicon photonics technological platform for research and development on WDM applications". In : *Silicon Photonics and Photonic Integrated Circuits V* 9891 (2016), p. 98911D. ISSN : 1996756X. DOI : 10.1117/12.2229035.

[55] Miaofeng LI et al. "Silicon intensity Mach–Zehnder modulator for single lane 100Gb/s applications". In : *Photonics Research* 6.2 (2018), p. 109. ISSN : 2327-9125. DOI : 10.1364/prj.6.000109.

[56] M WEBSTER et al. "An efficient MOS-capacitor based silicon modulator and CMOS drivers for optical transmitters". In : *11th International Conference on Group IV Photonics (GFP)*. IEEE. 2014, p. 1-2.

[57] Ryan W. GOING et al. "1.00 (0.88) Tb/s per Wave Capable Coherent Multi-Channel Transmitter (Receiver) InP-Based PICs with Hybrid Integrated SiGe Electronics". In : *IEEE Journal of Quantum Electronics* 54.4 (2018), p. 1-10. ISSN : 00189197. DOI : 10.1109/JQE.2018.2840081.

[58] R. GOING et al. "4 × 600 Gb/s Photonic IC Transmitter and Receiver Modules". In : *2018 European Conference on Optical Communication (ECOC)*. 2018, p. 1-3. DOI : 10.1109/ECOC.2018.8535187.

[59] Brent E LITTLE et Wei CHEN. *Polarization beam splitter-polarization rotator structure*. US Patent 7,702,188. 2010.

[60] Muhannad S BAKIR et James D MEINDL. *Integrated interconnect technologies for 3D nanoelectronic systems*. Artech House, 2008.

[61] Tin KOMLJENOVIC et al. "Photonic integrated circuits using heterogeneous integration on silicon". In : *Proceedings of the IEEE* 106.12 (2018), p. 2246-2257.

[62] M. LAUERMANN et al. "Multi-channel, widely-tunable coherent transmitter and receiver PICs Operating at 88Gbaud/16-QAM". In : *2017 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition, OFC 2017 - Proceedings* 1 (2017), p. 8-10.

[63] Tuo SHI et al. "Silicon photonics platform for 400G data center applications". In : *Optical Fiber Communication Conference*. Optical Society of America. 2018, M3F-4.

[64] C. DOERR et al. "O, E, S, C, and L band silicon photonics coherent modulator/receiver". In : *2016 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*. 2016, p. 1-3.

[65] Frederik VAN LAERE et al. "Nanophotonic polarization diversity demultiplexer chip". In : *Journal of Lightwave Technology* 27.4 (2009), p. 417-425. ISSN : 07338724. DOI : 10.1109/JLT.2008.929414.

[66] Vincent HOUTSMA et al. "Manufacturable Monolithically Integrated InP Dual-Port Coherent Receiver for 100G PDM-QPSK Applications". In : (2011), p. 10-12.

[67] Jin WANG et al. "Hybrid-Integrated Polarization Diverse Coherent Receiver Based on Polymer PLC". In : 24.19 (2012), p. 1718-1721.

[68] A BELING et al. "Fully-Integrated Polarization-Diversity Coherent Receiver Module for 100G DP-QPSK". In : (2011), p. 5-7.

[69] Henghua DENG et al. "Fabrication tolerance of asymmetric silicon-on-insulator polarization rotators". In : *J. Opt. Soc. Am. A* 23.7 (2006), p. 1741-1745. DOI : 10.1364/JOSAA.23.001741. URL : http://josaa.osa.org/abstract.cfm?URI=josaa-23-7-1741.

[70] Long CHEN, Christopher R DOERR et Young-Kai CHEN. "Compact polarization rotator on silicon for polarization-diversified circuits". In : *Optics letters* 36.4 (2011), p. 469-471.

[71] Weijie CHANG et al. "Inverse Design and Demonstration of Ultracompact Silicon Polarization Rotator". In : *2019 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition, OFC 2019 - Proceedings* c (2019), p. 1-3. DOI : 10.1364/ofc.2019.w3b.2.

[72] J. ZHANG et al. "Silicon-Waveguide-Based Mode Evolution Polarization Rotator". In : *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics* 16.1 (2010), p. 53-60. ISSN : 1558-4542. DOI : 10.1109/JSTQE.2009.2031424.

[73] Daivid FOWLER et al. "Fiber grating coupler development for Si-photonics process design kits at CEA-LETI". In : *Smart Photonic and Optoelectronic Integrated Circuits XXI*. Sous la dir. de Sailing HE et El-Hang LEE. T. 10922. International Society for Optics et Photonics. SPIE, 2019, p. 19 -25. DOI : 10.1117/12.2511845. URL : https://doi.org/10.1117/12.2511845.

[74] Charles VASSALLO. "About Coupled-Mode Theories for Dielectric Waveguides". In : *Journal of Lightwave Technology* 6.2 (1988), p. 294-303. ISSN : 15582213. DOI : 10.1109/50.4002.

[75] Charles VASSALLO et Ye Heng WANG. "A New Semirigorous Analysis of Rib Waveguides". In : *Journal of Lightwave Technology* 8.1 (1990), p. 56-65. ISSN : 15582213. DOI : 10.1109/50.45930.

[76] Wesley D SACHER et al. "Polarization rotator-splitters in standard active silicon photonics platforms". In : *Optics express* 22.4 (2014), p. 3777-3786.

[77] Pierre A. BESSE et al. "Optical Bandwidth and Fabrication Tolerances of Multimode Interference Couplers". In : *Journal of Lightwave Technology* 12.6 (1994), p. 1004-1009. ISSN : 15582213. DOI : 10.1109/50.296191.

[78] Matthias SEIMETZ et Carl Michael WEINERT. "Options, feasibility, and availability of 2 × 4 90° hybrids for coherent optical systems". In : *Journal of Lightwave Technology* 24.3 (2006), p. 1317-1322. ISSN : 07338724. DOI : 10.1109/JLT.2005.863251.

[79] Seok-Hwan JEONG et Ken MORITO. "Compact optical 90° hybrid employing a tapered 2×4 MMI coupler serially connected by a 2×2 MMI coupler". In : *Optics Express* 18.5 (2010), p. 4275. ISSN : 1094-4087. DOI : 10.1364/oe.18.004275.

[80] Guillaume SANTINI. "Conception fabrication et caractérisation d ' un photorécepteur cohérent en filière PIC InP pour les applications 100-400 Gbit / s To cite this version : HAL Id : tel-01712309". In : (2018).

[81] Jochem VERBIST et al. "A 40 GBaud Integrated Silicon Coherent Receiver". In : *European Conference On Integrated Optics (ECIO)* Mmi (2016), p. 22-23.

[82] Léopold VIROT et al. "Integrated waveguide PIN photodiodes exploiting lateral Si/Ge/Si heterojunction". In : *Optics Express* 25.16 (2017), p. 19487. ISSN : 1094-4087. DOI : 10.1364/oe.25.019487.

[83] C. KRESS et al. "64 GBd Monolithically Integrated Coherent QPSK Single Polarization Receiver in 0.25 m SiGe-Photonic Technology". In : *2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC)*. 2018, p. 1-3.

[84] B SZELAG et al. "Multiple wavelength silicon photonic 200 mm R+ D platform for 25Gb/s and above applications". In : *Silicon Photonics and Photonic Integrated Circuits V*. T. 9891. International Society for Optics et Photonics. 2016, p. 98911C.

[85] Sébastien BIGO. "Communications optiques haut débit Introduction et caractérisation". In : *Techniques de l'ingénieur Les grands rendez-vous de l'année 2015* 42625210.e7079 (2016).

[86] Ivan FERNANDEZ DE JAUREGUI RUIZ. "Advanced modulation formats and nonlinear mitigation for spectral efficient optical transmission systems". In : *Thesis* (2018). URL : https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01810324.

[87] Kazutoshi KATO et al. "Design of ultrawide-band, high-sensitivity pin protodetectors". In : *IEICE Transactions on Electronics* 76.2 (1993), p. 214-221.

[88] Mourad CHTIOUI. "Photodiodes UTC de puissance pour les liaisons optiques/hyperfréquences et la sommation de signaux hyperfréquences par voie optique". Thèse de doctorat dirigée par Decoster, Didier Micro et nano technologies, Acoustique et Télécommunications Lille 1 2008. Thèse de doct. 2008. URL : http://www.theses.fr/2008LIL10129.

[89] G. ZHOU et P. RUNGE. "Modeling of Multiple-Quantum-Well p-i-n Photodiodes". In : *IEEE Journal of Quantum Electronics* 50.4 (2014), p. 220-227. ISSN : 1558-1713. DOI : 10.1109/JQE.2014.2305015.

[90] Tin KOMLJENOVIC et al. "Photonic Integrated Circuits Using Heterogeneous Integration on Silicon". In : *Proceedings of the IEEE* 106.12 (2018), p. 2246-2257. ISSN : 00189219. DOI : 10.1109/JPROC.2018.2864668.

[91] Claire BESANCON. "Etude et caracterisation de structures III-V épitaxiees sur germe InP collé sur silice : applications aux circuits photoniques III-V integres sur silicium pour le haut débit (Unpublished)". Thèse de doct. EEATS, Grenoble, 2020.

[92] Quentin WILMART et al. "A versatile silicon-silicon nitride photonics platform for enhanced functionalities and applications". In : *Applied Sciences* 9.2 (2019), p. 255.

[93] D. MARRIS-MORINI et al. "A 40 Gbit/s optical link on a 300-mm silicon platform". In : *Opt. Express* 22.6 (2014), p. 6674-6679. DOI : 10.1364/OE.22.006674. URL : http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-22-6-6674.

[94] D. PÉREZ-GALACHO et al. "Simplified modeling and optimization of silicon modulators based on free-carrier plasma dispersion effect". In : *Opt. Express* 24.23 (2016), p. 26332-26337. DOI : 10.1364/OE.24.026332. URL : http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-24-23-26332.

université PARIS-SACLAY

ÉCOLE DOCTORALE N°572
Ondes et matières (EDOM)

Titre : Transceivers cohérents (PDM-IQ) intégrant des lasers et des amplificateurs en III-V sur silicium pour les transmissions à 400 Gb/s

Mots clés : de 3 à 6 mots clefs

Résumé :
À cause de l'explosion du trafic de données, les fibres optiques qui relient les continents sont maintenant saturées, et cela couterait très cher de recâbler la planète entière de nouvelles fibres.
Mes travaux de recherche consistent à développer de nouveaux émetteurs et récepteurs de données utilisant de manière optimale toutes les propriétés physiques de la lumière pour transporter le maximum d'informations dans une même fibre. La nouveauté est l'utilisation de la phase de la lumière, qui permet de quadrupler le débit.
Voie qui s'est peu développée auparavant car elle nécessite des récepteurs très complexes capable de détecter la phase.
Grâce à la technologie silicium, j'ai mis au point des émetteurs et des récepteurs, permettant d'avoir sur le même composant à la fois des fonctions optiques et micro-électroniques, rendant l'architecture des récepteurs beaucoup moins complexe. Ces composants font la taille d'une puce et sont faiblement énergivores. De plus, le silicium qui sert de base n'est rien d'autre que du sable, ce n'est pas cher et abondant et à la métallurgie très maitrisée, idéal donc pour une production de masse.

Title : Coherent transceivers (PDM-IQ) integrating III-V on Silicon lasers and amplifiers for optical transmissions at 400 Gb/s

Keywords : de 3 à 6 mots clefs en anglais

Because of the explosion in data traffic, the optical fibers that connect the continents are now saturated, and it would be very expensive to reweave the entire planet with new fibers.
My research involves developing new data transmitters and receivers that make optimal use of all the physical properties of light to transport the maximum amount of information in a single fiber. The novelty is the use of the phase of light, which makes it possible to quadruple the data rate.
This is something that has not been developed much before because it requires very complex receivers capable of detecting the phase.
Thanks to silicon technology, I have developed transmitters and receivers that allow both optical and microelectronic functions on the same component, making the architecture of the receivers much less complex to assemble, but requiring specific care for all the functions to operate together. These components are the size of a microchip and require very little energy. In addition, silicon is nothing but sand, it is cheap and abundant, making it ideal for mass production.

Université Paris-Saclay
Espace Technologique / Immeuble Discovery
Route de l'Orme aux Merisiers RD 128 / 91190 Saint-Aubin, France