



Conception fabrication et caractérisation d'un photorécepteur cohérent en filière PIC InP pour les applications 100-400 Gbit/s

Guillaume Santini

► To cite this version:

Guillaume Santini. Conception fabrication et caractérisation d'un photorécepteur cohérent en filière PIC InP pour les applications 100-400 Gbit/s. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. Institut National des Télécommunications, 2017. Français. NNT : 2017TELE0024 . tel-01712309

HAL Id: tel-01712309

<https://theses.hal.science/tel-01712309>

Submitted on 19 Feb 2018

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.



THESE DE DOCTORAT DE TELECOM SUDPARIS

Spécialité : Electronique et télécommunication

Ecole doctorale : Informatique, Télécommunications et Electronique de Paris

Présentée par

M. Guillaume Santini

**Pour obtenir le grade de
DOCTEUR DE TELECOM SUDPARIS**

**TITRE de la thèse : Conception fabrication et caractérisation d'un photorécepteur cohérent en
filère PIC InP pour les applications 100-400 Gbit/s**

Soutenue le 20/12/17

Devant le jury composé de :

M Badr-Eddine BENKELFAT	Directeur de thèse	(SAMOVAR/TSP)
Mme Delphine MORINI	Rapporteur	(Université Paris Sud)
M Jean-Pierre VILCOT	Rapporteur	(CNRS/IEMN)
M Aziz BENLARBI-DELAÏ	Examineur	(L2E/UPMC)
M Jean-François CARPENTIER	Examineur	(STMicroelectronics)
M Mohand ACHOUCHE	Responsable industriel	(III-V Lab)

N° NNT : 2017TELE0024



THESE DE DOCTORAT DE TELECOM SUDPARIS

Spécialité : Electronique et télécommunication

Ecole doctorale : Informatique, Télécommunications et Electronique de Paris

Présentée par

M. Guillaume Santini

**Pour obtenir le grade de
DOCTEUR DE TELECOM SUDPARIS**

**TITRE de la thèse : Conception fabrication et caractérisation d'un photorécepteur cohérent en
filière PIC InP pour les applications 100-400 Gbit/s**

Soutenue le 20/12/17

Devant le jury composé de :

M Badr-Eddine BENKELFAT	Directeur de thèse	(SAMOVAR/TSP)
Mme Delphine MORINI	Rapporteur	(Université Paris Sud)
M Jean-Pierre VILCOT	Rapporteur	(CNRS/IEMN)
M Aziz BENLARBI-DELA	Examineur	(L2E/UPMC)
M Jean-François CARPENTIER	Examineur	(STMicroelectronics)
M Mohand ACHOUCHE	Responsable industriel	(III-V Lab)

N° NNT : 2017TELE0024

Remerciements

Cette thèse a été effectuée au laboratoire III-V Lab sur le site Marcoussis puis sur le site de Thalès de TRT. Je remercie toutes les équipes du III-V Lab à la fois les équipes de Nokia avec qui j'ai travaillé en étroite collaboration, mais aussi les équipes Thalès que j'ai été amené à côtoyer et à apprécier.

Je tiens à remercier Mohand Achouche, responsable des équipes Nokia, pour m'avoir encadré tout au long de cette thèse. Je lui suis très reconnaissant de la confiance qu'il m'a accordé, des importants moyens mis à ma disposition pour mener à bien ce projet et de m'avoir permis de poursuivre ces travaux à ses côtés.

Badr-Eddine Benkelfat de Telecom Sud Paris a accepté de diriger cette thèse, je lui en suis très reconnaissant. Il a su m'apporter le soutien dont j'avais besoin tout au long de ce travail de thèse.

Je remercie Delphine Morini et Jean-Pierre Vilcot d'avoir accepté la lourde tâche de rapporteur ainsi que Aziz Benlarbi-Delai et Jean-François Carpentier d'avoir accepté de faire partie du jury de thèse.

Un grand merci à Christophe Caillaud qui m'a apporté son expertise dans le domaine de la réception optique. Les discussions scientifiques très intéressantes que nous avons eues et son aide précieuse tout au long de cette thèse dans les domaines de la simulation optique ou des mesures sur le banc cohérent ont été indispensables à la réalisation de ce travail et je lui exprime toute ma gratitude. Cette étude n'aurait pas pu être amenée à son terme sans son aide.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Jean François Paret pour son aide précieuse dans la fabrication des composants. Merci d'avoir été mon « mentor » en salle blanche et d'avoir pris énormément de temps pour me former aux différentes machines présentes au III-V Lab. Il m'a fait bénéficier de son expertise et m'a aidé à concevoir le procédé de fabrication du récepteur cohérent pré-amplifié. Je lui en suis très reconnaissant.

La réalisation des composants a nécessité de nombreuses croissances épitaxiales. Je suis donc très reconnaissant à François Lelarge pour les précieux échanges que nous avons eus sur les différentes épitaxies. Je remercie également Yohann Moustapha-Rabault et Benjamin Saturnin pour les croissances réalisées en GSMBE, ainsi que Florence Martin pour les reprises MOVPE réalisées sur les récepteurs cohérent pré-amplifiés.

J'exprime toute ma gratitude aux nombreuses personnes qui sont intervenues pour m'aider lors de la fabrication des composants. Je remercie ainsi Frédéric Pommereau qui m'a fait profiter de sa grande expérience et est intervenu lors de certaines gravures ICP ou lors des étapes des interconnexions, Alexandre Garreau qui m'a formé sur plusieurs équipements et avec qui j'ai adoré travailler en salle blanche, David Carrara pour ses remarques sur de nombreuses étapes technologiques, Olivier Drisse, Nicolas Michel et Philippe Altuntas pour

leurs aides précieuses lors des problèmes de lithographie optiques, Cosimo Calo pour son aide lors des études sur les gravures BCB. Enfin je remercie toutes les autres personnes de salles blanches comme Muriel Riet, Alexandre Larrue, Bouzid Simozarg, Dalila Make, Genevieve Glastre, Jorge Pereira, Sophie Barbet, Michel Garcia, Catherine Fortin, pour leurs soutient en salle.

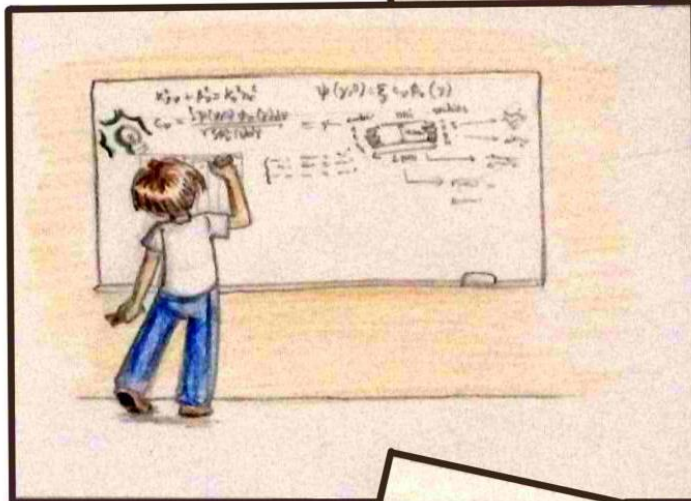
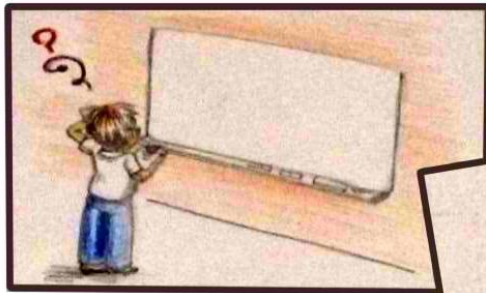
Je tiens particulièrement à remercier Karim Melkhazni pour son intervention lors des étapes de clivages de mes composants.

J'exprime ma reconnaissance envers tous ceux qui m'ont apporté leur aide dans les diverses tâches administratives et informatiques : Pascale Téfaïne pour sa disponibilité et son assistance administrative au sein du III-V Lab, Olivier Touche pour son support informatique et Veronique Guy pour son assistance administrative pour Telecom Sud Paris et l'EDITE.

Je tiens également à remercier l'ensemble des collègues du III-V Lab pour leur disponibilité et le soutien qu'ils m'ont apportés. Je salue tout particulièrement ceux, qui par leurs conseils ou leur assistance technique, ont contribué de près ou de loin à ce travail : Alexandre Shen, Guand-Hua Duan, Romain Brenot, Agnieszka Konczykowska, Aminata Traore, Bernadette Duval, Delphine Lanteri, Estelle Derouin, Fabrice Blache, Franck Mallecot, Carmen Gomez, Harry Gariah, Helene Debregeas, Jean Decobert, Jean-Guy Provost, Jean-Yves Dupuy, Laurence Lorcy, Virginie Nodjiadjim, Bruno Gerard, Cedric Lacam, Frederic Van Dijk, Maryline Beguet, Myriam Oudart, Olivier Patard, Piero Gamarra et Virginie Trinité.

Je tiens aussi à saluer chaleureusement l'ensemble des thésards, stagiaire et apprentis que j'ai rencontrés durant ma thèse pour leur sympathie et les différents échanges scientifiques que nous avons eus. Je salue tout particulièrement Anaëlle Maho, grâce à qui mon intégration au III-V Lab dans le groupe des « jeunes » s'est fait rapidement. Je salue aussi Agniès, Marija, Florian, Gwenaëlle, Claire, Stephano, Michele, Valeria, Virginio, Peppino du groupe « III-V babbi » pour les différentes sorties organisées qui ont égayées ses trois ans. Merci aussi à Gregory, Clement, Cecil, Andrzej, Hajar, Antonin, et à tous ceux que j'oublie et que j'ai croisé pendant cette thèse. Bonne chance à vous pour la fin de vos thèses et que l'avenir vous offre de nombreux résultats publiables.

J'exprime ma profonde gratitude envers mes parents qui ont été à mes côtés durant toutes mes études jusqu'à la soutenance de thèse. Je souhaite également remercier ma sœur pour son soutien et son aide notamment pour la rédaction de ce manuscrit et pour avoir fait l'illustration qui suit qui illustre tout travail de recherche.



Sommaire

Introduction générale.....	1
Chapitre 1 : Photorécepteurs pour les télécommunications optiques très haut débit	5
1.1. Transmission optique à très haut débit et architectures de photodétecteurs	6
1.1.1. Qu'est-ce qu'une liaison à fibre optique ?	6
1.1.2. Les différents formats de modulation utilisés dans les liaisons à fibre optique	8
1.2. État de l'Art sur les récepteurs cohérents.....	10
1.2.1. Principe de fonctionnement d'un récepteur cohérent	10
1.2.2. Équations de démodulations.....	11
1.2.3. Performances clés d'un récepteur cohérent et état de l'Art	12
1.2.4. Exemples d'approches pour les récepteurs cohérents	14
1.2.5. Positionnement par rapport à l'état de l'Art.....	20
1.3. Les photodétecteurs.....	22
1.3.1. Structure de photodiode pour les télécommunications optiques très haut débit	22
1.3.1.1. Structure PIN	22
1.3.1.2. Structure PDA	23
1.3.1.3. Structure UTC	23
1.3.2. Topologie des photodiodes.....	24
1.4. Les MMI, une manière simple et efficace de faire un mixeur cohérent	26
1.4.1. Principe de fonctionnement d'un MMI.....	26
1.4.2. Les guides d'ondes multiples.....	27
1.4.3. Le MMI 2x4, un mixeur cohérent naturel (Hybrid 90°)	31
1.5. Conclusion	32
Table des figures du chapitre 1	33
Bibliographie du chapitre 1	34
Chapitre 2 : Etude et simulations du récepteur cohérent avec préamplificateur intégré	37
2.1. Composition du récepteur cohérent pré-amplifié.	38
2.2. Le mixeur cohérent ou hybrid 90°	39
2.2.1. Présentation du mixeur cohérent	39
2.2.1.1. Les principales technologies.....	40

2.2.1.2.	Performances clés	40
2.2.1.3.	Études et simulations optiques du mixeur cohérent	41
2.2.2.	Etude d'un mixeur cohérent en technologie ridge	41
2.2.2.1.	Étude de l'impact de la longueur d'onde sur les performances du MMI ridge	47
2.2.2.2.	Étude de l'impact de la longueur du MMI ridge sur ses performances	50
2.2.2.3.	Étude de l'impact de la largeur du MMI ridge sur ses performances	51
2.2.2.4.	Étude de l'impact de la largeur des entrées et sorties du MMI ridge.....	53
2.2.2.5.	Conclusion de l'étude sur le MMI ridge	55
2.2.3.	Étude d'un mixeur cohérent en technologie enterrée.....	55
2.2.3.1.	Étude de l'impact de la longueur d'onde sur les performances du MMI enterrée ..	56
2.2.3.2.	Étude de l'impact de la longueur du MMI enterrée sur ses performances	58
2.2.3.3.	Étude de l'impact de la largeur du MMI enterrée sur ses performances	59
2.2.3.4.	Étude de l'impact de la largeur des entrées et des sorties du MMI enterré	61
2.2.3.5.	Étude de l'impact de tapers en entrées et en sorties du MMI enterré	63
2.2.3.6.	Choix du mixeur cohérent	65
2.3.	Choix des photodiodes	66
2.4.	Choix de la structure du SOA.....	69
2.4.1.	Caractéristiques d'un amplificateur optique à semi-conducteur	69
2.4.2.	Performances clés et choix du SOA	73
2.5.	Conclusion sur les simulations et les choix des structures des différentes sections	75
Table des figures du chapitre 2		77
Table des tableaux du chapitre 2		79
Bibliographie du Chapitre 2.....		80
Chapitre 3 : Fabrication d'une récepteur cohérent pré-amplifié.....		83
3.1.	Composition du récepteur cohérent pré-amplifié	84
3.2.	Epitaxie du récepteur	86
3.2.1.	Epitaxie des structures verticales du récepteur	86
3.2.2.	La reprise d'enterrement	86
3.2.3.	La reprise d'épitaxie bout à bout ou reprise « butt-joint »	87
3.2.3.1.	Principes des reprises « butt-joint » en GSMBE	87
3.2.3.2.	Exemple de reprise butt-joint.....	88
3.3.	Étapes technologiques de fabrication du récepteur cohérent pré-amplifié.....	90
3.3.1.	Reprise du guide passif.....	91
3.3.2.	Définition des marques d'alignement pour la lithographie électronique.....	92

3.3.3.	Définition du SOA et des différents passifs	92
3.3.4.	Réalisation de la semelle	95
3.3.5.	Isolation des contacts N du SOA et des photodiodes	96
3.3.6.	Enterrement de la structure et définition des zones photodiodes.....	97
3.3.7.	Définition du caisson pour la prise de contact N du SOA.....	101
3.3.8.	Dépôt de platine des contacts photodiodes et SOA	102
3.3.9.	Implantation	104
3.3.10.	Hydrogénation.....	105
3.3.11.	Retrait ternaire	106
3.3.12.	Définition du Mesa P des photodiodes	106
3.3.13.	Définition du Mesa N des photodiodes.....	109
3.3.14.	Dépôt et ouverture d'un SiN de passivation	111
3.3.15.	Définition des contacts N et planarisation	112
3.3.16.	Ouverture des Vias des capacités de découplages	113
3.3.17.	Ouverture des Vias N des diodes et Via P du SOA.....	114
3.3.18.	Ouverture du Via N du SOA.....	115
3.3.19.	Ouverture du Via P des photodiodes	116
3.3.20.	Réalisations des interconnexions étape 1	117
3.3.21.	Réalisations des interconnexions étape 2	118
3.3.22.	Amincissement et clivage des composants.....	121
3.4.	Conclusion du chapitre 3	122
Table des figures du chapitre 3		123
Bibliographie du chapitre 3		125
Chapitre 4 : Caractérisations statiques et dynamiques du récepteur cohérent.....		127
4.1.	Rappel de l'architecture du récepteur cohérent pré-amplifié.....	128
4.1.1.	Description des différentes parties	128
4.1.1.1.	Le SOA.....	129
4.1.1.2.	Le mixeur cohérent (hybrid 90°)	130
4.1.1.3.	Les photodiodes UTC.....	131
4.1.2.	Performances clés d'un récepteur cohérent.....	131
4.2.	Caractérisation du mixeur cohérent	133
4.2.1.	Caractérisation du mixeur cohérent optimisé.....	133
4.2.2.	Comparaison théorie/expérience	137
4.2.3.	Impact de la longueur du MMI.....	138

4.2.4.	Comparaison technologie ridge et technologie enterrée	139
4.2.5.	Conclusion sur les mesures du mixeur cohérent seul	141
4.3.	Caractérisation de la photodiode UTC seule	142
4.4.	Caractérisation du SOA seul	144
4.5.	Caractérisations du récepteur cohérent	146
4.5.1.	Caractérisations statiques	146
4.5.2.	Caractérisations dynamiques	149
4.5.3.	Analyse et conclusion	154
4.6.	Perspectives.....	157
4.6.1.	Améliorations technologiques	157
4.6.2.	Les composants futurs.....	158
Table des figures du chapitre 4		160
Table des tableaux du chapitre 4		161
Bibliographie du chapitre 4		162
Conclusion générale		163

Introduction générale

Les communications optiques ont révolutionné l'industrie des télécommunications. La fibre optique utilisée comme support de transmission de l'information permet de réaliser des liaisons sur des distances beaucoup plus grandes et avec des débits beaucoup plus élevés qu'avec des liaisons purement électriques. La caractéristique de large bande passante de la fibre optique implique qu'une seule porteuse optique peut être modulée en bande de base jusqu'à ≈ 25000 Gbit/s, occupant une bande de fréquence de 25000 GHz autour de $1,55 \mu\text{m}$. De toute évidence, ce débit est impossible à atteindre pour les dispositifs électro-optiques actuels, étant donné que les lasers, les modulateurs externes ou les détecteurs ont une bande passante inférieure à 100 GHz. En tant que tel, un seul canal à haute vitesse profite d'une infime partie de la bande passante disponible. Une solution est l'utilisation de la technique WDM (Wavelength Division Multiplexing), dans laquelle plusieurs canaux modulés en bande de base sont transmis sur une fibre unique, mais chaque canal est à une longueur d'onde particulière. Avec l'augmentation du débit des données, les systèmes de transmissions optiques utilisent des formats de modulation avancés, pour augmenter l'efficacité spectrale afin d'être capable d'utiliser l'infrastructure du système WDM actuel en satisfaisant des contraintes de bande passante et d'espacement entre canaux. Pour le futur réseau optique, il est envisagé de transférer un débit de données de 100 Gbit/s à 400 Gbit/s et au-delà, à travers un canal optique.

Parfois, les solutions sont apportées par l'association innovante de technologies existantes. En effet, la détection cohérente optique fut proposée dans les années 1980 pour améliorer la sensibilité du récepteur. À cette époque, aucune pré-amplification optique n'était employée en amont du récepteur et la performance était principalement limitée par le bruit thermique des photodiodes et des amplificateurs électriques. Ainsi, un oscillateur local beaucoup plus puissant que le signal permettait une amplification cohérente. Néanmoins, le développement des amplificateurs EDFA (Erbium-Doped Fibre Amplifier) comme préamplificateur optique causa le déclin de l'intérêt pour la détection cohérente. Il a fallu attendre les progrès récents en électronique ultra-rapide, surtout en convertisseurs analogique-numérique, et le traitement du signal pour que la détection cohérente se révèle comme l'un des outils les plus puissants pour réaliser des transmissions optiques à haut débit. En effet, les récepteurs cohérents fournissent l'amplitude, la phase et la polarisation du champ optique, ce qui permet de profiter de l'excellente sensibilité au bruit optique associé à la détection homodyne, avec les avantages supplémentaires du traitement de signal avancé. Cela permet d'atteindre des débits de plus de 100 Gbit/s à 400 Gbit/s.

Pour atteindre ces débits, les formats de modulation complexe comme le QPSK ou le M-QAM sont nécessaires. Ces formats permettent de coder plusieurs bits par symbole et ainsi augmenter le débit binaire pour un même débit symbole. Pour une transmission en DP-QPSK, on peut atteindre une transmission à 100 Gbit/s avec un débit symbole de seulement 25 Gbauds. Ces formats de modulation sont donc préconisés pour l'augmentation du débit des réseaux à fibre optique. Cependant, ils nécessitent des émetteurs et des récepteurs plus complexes. Les récepteurs cohérents utilisés pour ce type de modulation intègrent un mixeur cohérent ainsi que quatre photodiodes. De plus, leur faible sensibilité nécessite l'utilisation d'un EDFA en amont de la ligne de transmission.

La réalisation de récepteur cohérent bas coût et à forte sensibilité représente un jalon important. Ainsi, les amplificateurs optiques à semi-conducteur ou SOA (Semiconductor Optical Amplifier), qui sont des composants moins coûteux que les EDFA, ont été étudiés par de nombreux laboratoires. Le III-V lab a ainsi étudié l'intégration d'un SOA pour la détection directe. Il s'agit d'étendre ce concept à

la détection cohérente. Cela permettrait d'augmenter significativement la sensibilité du récepteur et ainsi supprimer l'EDFA présent en amont de la ligne de transmission.

Le but de ce travail de thèse est de concevoir, fabriquer et caractériser un récepteur cohérent pré-amplifié pour des applications de 100 à 400 Gbit/s. Il doit être compatible avec le réseau à fibre actuel déployé par les différents fournisseurs internet et l'intégration d'un SOA doit permettre d'envisager de ne pas utiliser d'EDFA en amont de la réception. Cela peut permettre de réduire les coûts de la réception cohérente.

Le premier chapitre de cette thèse est consacré à la présentation des systèmes de télécommunication par fibre optique et des récepteurs associés. Après un rappel sur les transmissions optiques à très haut débit, nous ferons un état de l'art des récepteurs cohérents actuels et présenterons notre approche. Nous étudierons ensuite les différentes structures des photodétecteurs présents dans les récepteurs cohérents. Enfin, nous présenterons l'élément central de notre photodétecteur : le mixeur cohérent.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons les différentes simulations qui ont permis de faire un choix technologique pour la réalisation du mixeur cohérent. Nous décrirons également les différentes structures des photodiodes ainsi que celle du SOA (amplificateur optique) et développerons les différents compromis permettant de dégager un choix de notre structure intégrée.

Le troisième chapitre est consacré à la description des différentes étapes technologiques permettant la fabrication de notre récepteur cohérent pré-amplifié. Nous commencerons par une description des différentes techniques d'épitaxie utilisées. Ensuite, nous présenterons en détails les 22 étapes technologiques nécessaires pour réaliser notre récepteur.

Nous regrouperons dans le quatrième chapitre l'ensemble des caractérisations réalisées sur notre récepteur cohérent. Après un rappel sur les différentes parties de celui-ci et de leurs performances clés, nous caractériserons les composants unitaires formant notre récepteur (mixeur cohérent, photodiodes UTC et SOA). Enfin nous présentons les caractéristiques statiques et dynamiques de notre récepteur et nous comparons ses performances avec celles de l'état de l'art. Enfin, nous concluons ce travail et proposerons quelques perspectives futures.

Chapitre 1 : Photorécepteurs pour les télécommunications optiques très haut débit

1.1. Transmission optique à très haut débit et architectures de photodétecteurs

Dans cette première partie, nous nous intéresserons à la transmission d'un signal numérique dans une fibre optique et aux différentes exigences associées à la réception de ce signal. Nous présenterons les différentes architectures utilisées dans les télécommunications optiques ainsi que les photodétecteurs associés.

1.1.1. Qu'est-ce qu'une liaison à fibre optique ?

Une liaison à fibre optique se décompose en trois parties :

- 1) Une source modulée pour générer le signal optique à partir du signal numérique.
- 2) Une fibre optique qui sert de moyen de transmission.
- 3) Des amplificateurs optiques situés sur la ligne de transmission pour régénérer le signal.

Un récepteur qui transforme le signal optique en signal numérique exploitable.

La figure 1.1 représente le schéma d'une liaison à fibre optique avec ses différentes parties.

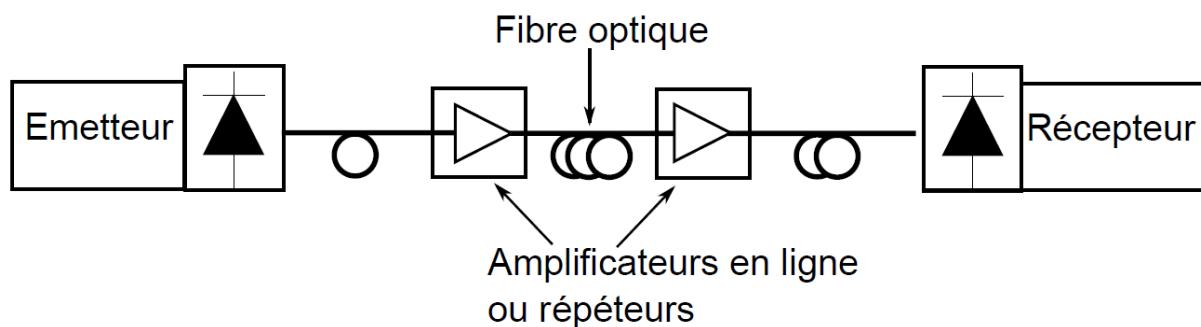


Fig 1.1 Schéma d'une liaison à fibre optique classique

Il existe plusieurs façons de coder le signal. Il est possible de coder le signal soit par l'intensité de celui-ci soit par la phase. Les différents formats de modulations les plus utilisés ainsi que les composants associés seront décrits dans la partie suivante.

Lors de la propagation du signal dans la fibre optique, la qualité du signal est détériorée par certains phénomènes [1] :

- L'atténuation dans la fibre optique (0,2 dB/km à 1550 nm) qui, malgré sa très faible valeur vis-à-vis d'autres supports physique de l'information, impose l'utilisation d'amplificateurs optiques en ligne (grandes distances ou éclatement du réseau).
- La dispersion chromatique : la vitesse de propagation dans la fibre optique est dépendante de la longueur d'onde utilisée. Les différentes composantes spectrales de la lumière ne se propagent pas à la même vitesse, ce qui conduit à un élargissement de l'impulsion qui déforme le signal. Pour une fibre monomode usuellement employé en télécommunications optiques (de type SMF28), la valeur typique de la dispersion chromatique est de 17 ps/nm/km à 1550 nm.

- La dispersion des vitesses de propagation selon l'état de polarisation de la lumière (PMD ou Polarisation Mode Dispersion) : une fibre optique n'est pas parfaitement isotrope et possède « un axe lent » et « un axe rapide ». En conséquence, le signal optique est déformé lors de sa propagation, car ses deux composantes n'ont pas la même vitesse. Ce phénomène n'est pas constant sur la longueur de la fibre et est sensible à l'environnement. La différence de vitesse varie donc dans le temps et peut ponctuellement dégrader fortement la qualité de la transmission.
- Les effets non linéaires : dans une fibre optique, la puissance optique est confinée dans le cœur de la fibre. Ce cœur varie selon les fibres utilisées, mais il est de très petite surface (50-80 μm^2). Par conséquent, des effets non linéaires apparaissent et entraînent des distorsions du signal (modification de la phase, apparition de signaux parasites) qui ne peuvent malheureusement pas être totalement compensés.

Comme énoncé précédemment, les fibres optiques ont une très faible atténuation (0,2 dB/km) sur une très large bande passante. Ainsi, la bande C (1530-1565 nm) présente une bande passante de 4 THz. Comme la bande passante d'une fibre est largement supérieure à la bande passante d'un composant optoélectronique, le multiplexage en longueur d'onde est utilisé. De nombreux signaux sont transmis (une centaine [1]) dans une seule fibre en assignant une longueur d'onde (ou canal) à chacun. Des débits importants peuvent ainsi être atteints (plusieurs Tbit/s) sur des distances dépassant le millier de km et dans une seule fibre.

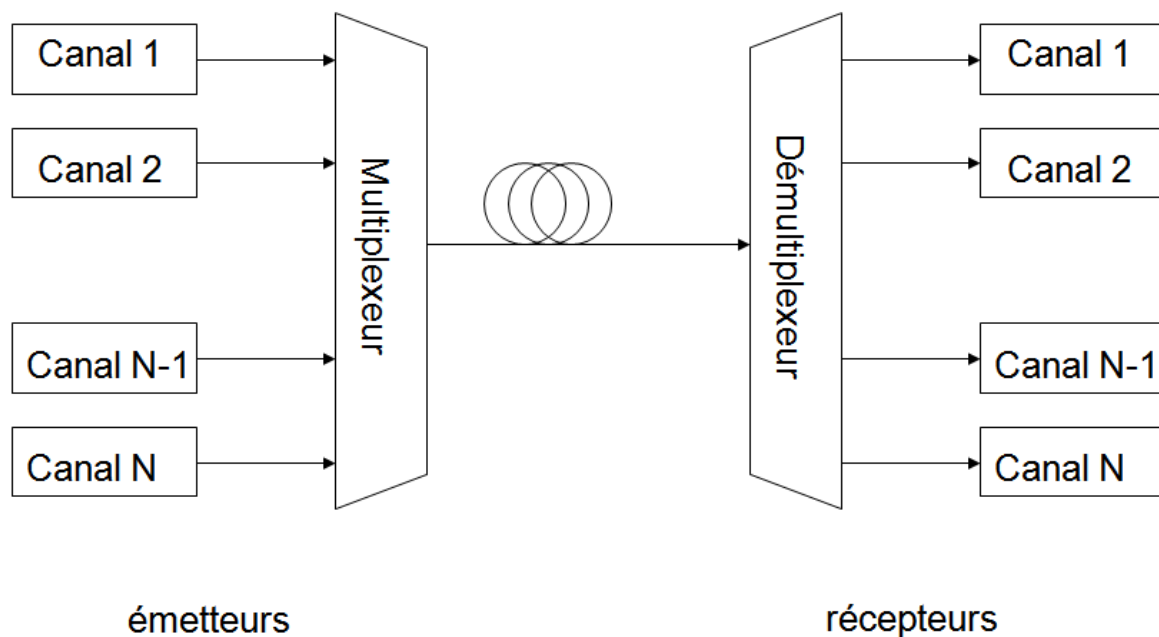


Fig 1.2 Schéma d'une transmission optique WDM

La figure 1.2 illustre le schéma synoptique d'une liaison multiplexée en longueur d'onde. Les liaisons les plus déployées aujourd'hui dans le cœur du réseau des opérateurs utilisent un espacement entre les canaux de 50 GHz et une modulation à 10 Gbit/s. L'efficacité spectrale est donc de 0,2 bit/s/Hz. Des liaisons à 100 Gbit/s par canal commencent à être déployées et la croissance du trafic de données entraîne une demande pour des liaisons à 400 Gbit/s par canal.

1.1.2. Les différents formats de modulation utilisés dans les liaisons à fibre optique

Dans un système de télécommunication numérique, les informations sont codées sous la forme de symboles. Selon le format de modulation utilisé, un symbole codera un ou plusieurs bits. Le débit de fonctionnement des composants, exprimé en bauds ou symboles/s, peut donc être différent du débit binaire exprimé en bit/s (débit d'informations transportées). La figure 1.3 montre trois formats de modulation couramment utilisés :

- La modulation d'intensité à deux états (ou NRZ), utilisée dans les liaisons optiques à détection directe, où un symbole code un bit. Dans cette configuration, le débit symbole et le débit binaire sont identiques. Un « 1 » correspond à une impulsion optique et un « 0 » à l'absence d'impulsion.
- La modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying), où l'information est codée en phase et où chaque symbole code un bit. Comme pour la modulation en intensité, le débit symbole et le débit binaire sont identiques. Cependant, on voit que pour une puissance de signal donnée, l'écart entre un bit « 1 » et un bit « 0 » est plus important que pour la modulation en amplitude. Cela augmente la sensibilité à la réception. Elle est souvent associée à une détection différentielle et se nomme alors modulation DPSK (Differential Phase Shift Keying).
- La modulation QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), où l'information est codée en phase et où un symbole code deux bits. Dans ce cas, le débit binaire est deux fois plus important que le débit symbole. Il est possible de l'utiliser avec une détection différentielle. On parle alors de modulation DQPSK.

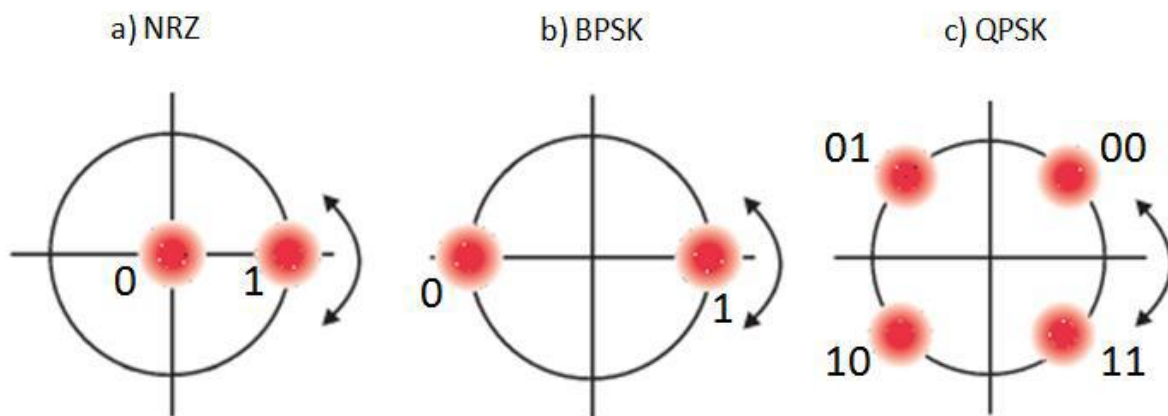


Fig 1.3 Constellation IQ des modulations NRZ, BPSK et QPSK

Les différents récepteurs associés à ces modulations sont représentés sur la figure 1.4. On observe que la modulation d'amplitude (NRZ-OOK) est la solution qui nécessite un émetteur et un récepteur très simple. C'est la solution la plus couramment utilisée pour des liaisons fonctionnant jusqu'à 10 Gbit/s. La modulation BPSK est plus robuste au bruit que la modulation NRZ et présente une bonne résistance aux effets non linéaires. Elle est largement utilisée pour les transmissions longue distance à 40 Gbit/s, mais demande des récepteurs plus complexes. Enfin, pour diminuer la bande passante nécessaire à la transmission, la modulation DQPSK qui permet de transmettre deux bits par symbole, peut être utilisée. L'ajout d'un multiplexage en polarisation (PDM – QPSK) permet de doubler le débit binaire et donc de passer à quatre bits par symbole. Le multiplexage en polarisation

consiste à coder indépendamment la composante TE et la composante TM du signal. On a ainsi un signal QPSK en TE et un signal QPSK en TM. Un signal à 100 Gbit/s peut ainsi être transmis, avec un fonctionnement des composants d'extrémité à 25 Gbauds, ce qui diminue les contraintes pesant sur le composant, augmente l'efficacité spectrale et réduit l'influence de la dispersion chromatique [1]. Néanmoins, cette technique engendre une complexification du composant. De plus, un étage supplémentaire de multiplexage en polarisation est nécessaire. La détection cohérente utilisée demande une électronique numérique rapide (convertisseur analogique-numérique et numérique-analogique, DSP) assez complexe à réaliser. C'est donc une solution plus onéreuse, mais qui permet d'atteindre des débits plus importants et une très forte sensibilité.

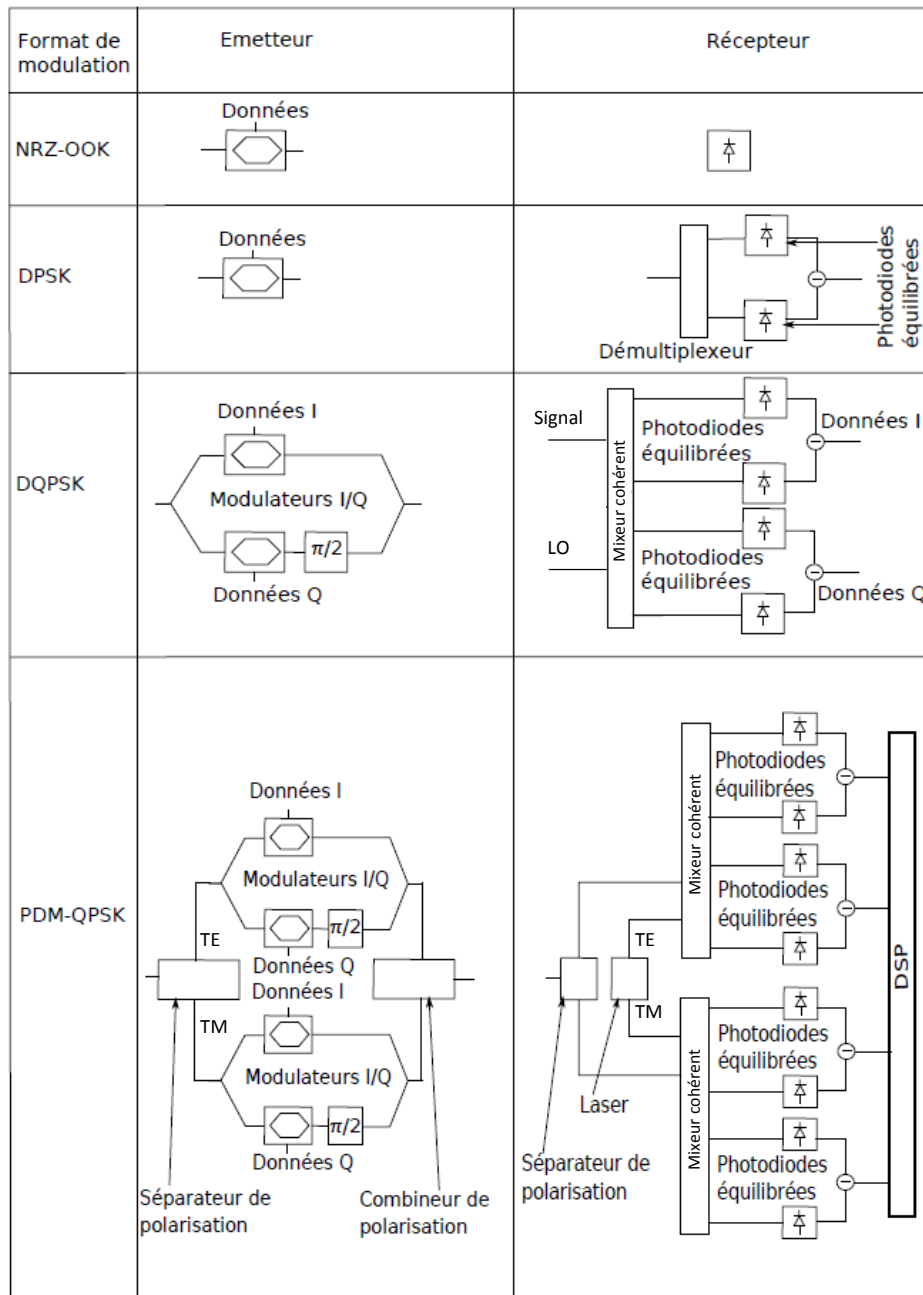


Fig 1.4 Schéma des émetteurs et récepteurs pour les différents formats de modulations

Si des débits de 100 Gbit/s ou 400 Gbit/s souhaitent être atteints, il est donc nécessaire d'utiliser des récepteurs cohérents ainsi qu'une électronique numérique rapide associée.

1.2. État de l'Art sur les récepteurs cohérents

Il existe différentes manières de réaliser un récepteur cohérent, cependant il est le plus souvent composé d'un mixeur cohérent (ou hybrid 90°) qui sert à démoduler le signal optique et de quatre photodiodes qui transforment le signal optique démodulé en signaux électriques. De plus, comme présenté sur la figure 1.5, la polarisation TE et la polarisation TM peuvent être modulées et traitées indépendamment. De plus, un récepteur cohérent comprend un oscillateur local, un PBS (Polarization Beam Splitter) et des ADC (Analog to Digital Converter). Les fonctions de l'ensemble de ces éléments seront détaillées dans la partie suivante.

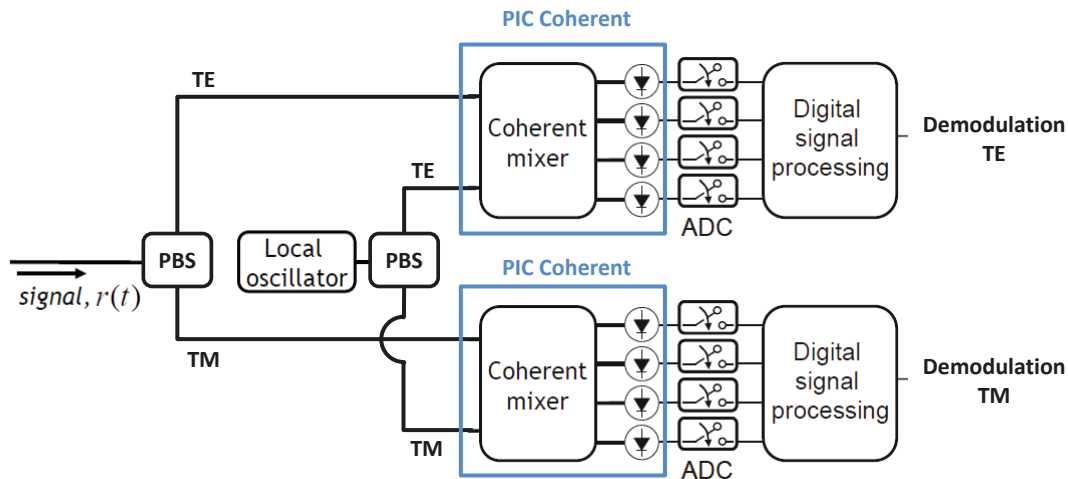


Fig 1.5 Schéma de principe de la réception cohérente

1.2.1. Principe de fonctionnement d'un récepteur cohérent

La figure 1.6 présente le schéma de principe d'un récepteur cohérent.

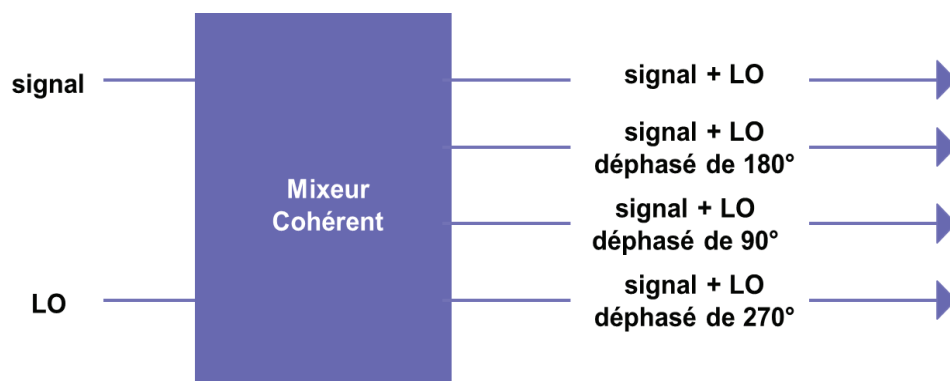


Fig 1.6 Schéma de principe d'un récepteur cohérent

Le rôle du récepteur cohérent est de retrouver l'information contenue dans les composantes TE et TM du signal optique modulé en phase. Pour cela, il utilise un mixeur appelé également hybride à 90° composé d'un MMI 2x4, un oscillateur local (LO) composé d'un laser de forte puissance et de faible largeur de raie et quatre photodiodes. Le signal optique modulé entre dans le récepteur et en ressort sous la forme de quatre photocourants. C'est à partir de ces photocourants que l'on peut ensuite retrouver la phase qui contient l'information.

1.2.2. Équations de démodulations

On appelle $E_s(t)$ et $E_{LO}(t)$ respectivement les champs électriques du signal et de l'oscillateur local en entrée du récepteur cohérent.

$$E_s(t) = A_s(t) * e^{i\varphi(t)} * e^{i\omega_s t} \quad (1.1)$$

$$E_{LO}(t) = A_{LO} * e^{i\omega_{LO} t} \quad (1.2)$$

Les deux signaux optiques interfèrent ensuite dans le mixeur cohérent :

$$\begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ E_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \\ 1 & i \\ 1 & -i \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} E_s \\ E_{LO} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_s + E_{LO} \\ E_s - E_{LO} \\ E_s + i E_{LO} \\ E_s - i E_{LO} \end{pmatrix} \quad (1.3)$$

Avec E_i , les champs électriques en sortie i .

$$\begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ E_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \\ 1 & i \\ 1 & -i \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} E_s \\ E_{LO} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_s + E_{LO} \\ E_s - E_{LO} \\ E_s + i E_{LO} \\ E_s - i E_{LO} \end{pmatrix} \quad (1.4)$$

Ces quatre signaux sont ensuite envoyés sur des photodiodes qui effectuent la conversion optique/électrique. Dans le cas idéal, les quatre photocourants sont de même amplitude, on dit alors que les photodiodes sont équilibrées et le courant de sortie peut s'exprimer comme suit :

$$I = P_{opt} * R \quad (1.5)$$

I est le photocourant produit par une photodiode, P_{opt} est la puissance optique entrant dans le récepteur et R est le coefficient de réponse (ou responsivité) du composant :

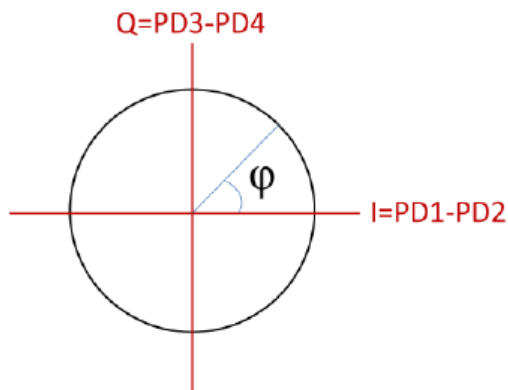
$$\begin{pmatrix} I_{PD1} \\ I_{PD2} \\ I_{PD3} \\ I_{PD4} \end{pmatrix} = R * \begin{pmatrix} P_{opt1} \\ P_{opt2} \\ P_{opt3} \\ P_{opt4} \end{pmatrix} \quad (1.6)$$

Avec I_{PDi} les courants des photodiodes i et P_{opti} la puissance optique reçue par la photodiode i :

$$\begin{pmatrix} I_{PD1} \\ I_{PD2} \\ I_{PD3} \\ I_{PD4} \end{pmatrix} = R * \begin{pmatrix} R[|A_s|^2 + |A_{LO}|^2 + 2A_s A_{LO} \cos((\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi(t))] \\ R[|A_s|^2 + |A_{LO}|^2 - 2A_s A_{LO} \cos((\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi(t))] \\ R[|A_s|^2 + |A_{LO}|^2 + 2A_s A_{LO} \sin((\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi(t))] \\ R[|A_s|^2 + |A_{LO}|^2 - 2A_s A_{LO} \sin((\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi(t))] \end{pmatrix} \quad (1.7)$$

En soustrayant les photocourants des photodiodes 1 et 2, on obtient la composante en phase (I) tandis qu'en soustrayant les photocourants des photodiodes 3 et 4 on obtient la composante en quadrature de phase (Q).

$$\begin{aligned} I_{PD1} - I_{PD2} &= 4R \cdot A_s A_{LO} \cos((\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi(t)) \\ I_{PD3} - I_{PD4} &= 4R \cdot A_s A_{LO} \sin((\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi(t)) \end{aligned} \quad (1.8)$$



Pour remonter à la phase et donc à l'information contenue dans le signal, il ne reste plus qu'à effectuer le calcul suivant :

$$\varphi = \arg(I + iQ)$$

Fig 1.7 Schéma expliquant le principe de la démodulation cohérente

1.2.3. Performances clés d'un récepteur cohérent et état de l'Art

Comme décrit précédemment, un récepteur cohérent présente une architecture assez complexe. Afin que la démodulation du signal puisse se faire correctement, il faut que :

- Les photodétecteurs soient équilibrés. Ce qui nécessite un photocourant de même amplitude pour un même signal optique.
- Le mixeur cohérent présente des signaux optiques en sortie de même puissance. Afin de contrôler ce paramètre, nous définissons le déséquilibre entre les voies ou « imbalance » du mixeur. Un autre paramètre important est le taux de rejection du mode commun (CMRR : Common Mode Rejection Ratio) du mixeur.

Les principales caractéristiques d'un récepteur cohérent sont :

- Le coefficient de réponse, ou responsivité du composant exprimé en A/W.

$$R = \frac{\text{Intensité fournie par les photodiodes}}{\text{Puissance optique du signal en entrée}} \quad (1.9)$$

- La bande passante optique/électrique du composant complet.
- L'imbalance du composant complet, qui prend en compte l'imbalance du mixeur cohérent et le déséquilibre des photodétecteurs.

$$\text{Imb (dB)} = 20 * \log(\text{Max}(I_1; I_2; I_3; I_4) - \text{Min}(I_1; I_2; I_3; I_4))$$

où I_i = Photocourant délivré par la photodiode i

(1.10)

- Le respect des lois de phase (ou déviation de phase) qui servent à la démodulation du signal.

$$\text{Dev} = \text{Max} (|\text{Loi de phase théorique} - \text{Loi de phase mesurée}|) \quad (1.11)$$

- La PDL (dépendance à l'état de polarisation du signal optique) du composant complet qui prend en compte la dépendance à la polarisation des photodiodes et du mixeur cohérent. La PDL du composant complet se mesure en faisant deux mesures d'intensité sur les photodiodes du composant. Une première mesure en entrant dans le composant avec un

signal de puissance P_1 polarisé en TE et une autre avec un signal de puissance P_2 polarisé en TM. On obtient alors :

$$PDL \text{ composant (dB)} = 20 * \log(|I_{TE} - I_{TM}|)$$

$$I_{TE} = \text{photocourant mesuré avec la puissance } P_1$$

$$I_{TM} = \text{photocourant mesuré avec la puissance } P_2$$
(1. 12)

Le tableau ci-dessous récapitule les différents composants que nous retrouvons dans la littérature pour les récepteurs cohérents en filière InP, PLC et Silicium. [2] [3] [4] [5] [6] [7] [8] [9] [10] [11] [12]

Année	Compagnie ou laboratoire	Filière technologique	Responsivité (A/W)	Bande passante (GHz)	Imbalance (dB)	Déviati on de phase (degré)	Dépendance à la polarisation PDL (dB)
2011	University of California [2]	InP ridge	0,17	10	< 2 sur la bande C	NC	NC
2011	NTT Photonics [3]	InP NC	0,09	35	NC	Max 3°	NC
2011	Bell Labs / III-V Lab [4]	InP ridge	0,1	25	< 1 sur la Bande C	Max 5°	PDL < 1,5 sur la bande C
2012	U²t photonics [5]	InP NC	0,12	56	< 1 sur la Bande C	NC	Mesures TE
2014	Oclaro Technology [6]	InP NC	0,15	32	< 0,65 sur la bande C	Max 2,2°	Mesures TE
2014	Sumitomo Electric Industries [7]	InP mixte	0,14	22	< 0,5 sur la bande C	Max 3°	Mesures TE
2012	NTT [8]	PLC	0,05	30	< 0,4	Max 3	NC
2014	Accelink [9]	PLC	0,05	25	< 0,5	NC	NC
2014	NTT [10]	PLC	0,04	32	NC	Max 3	NC
2015	NEC Yamanashi Ltd [11]	PLC	0,09	20	NC	Max 5	NC
2016	Ghent University [12]	Si	0,025	28	NC	Max 5	NC
NC = Non Communiqué							

Tableau 1 : Récapitulatif de l'état de l'Art pour les récepteurs cohérents

Un composant à l'état de l'Art pour la filière InP présente donc les caractéristiques suivantes :

- Une responsivité de 0,1 A/W.
- Une bande passante de 25 GHz (56 GHz pour le meilleur).
- Un déséquilibre (imbalance) inférieur à 1 dB sur la bande C (inférieur à 0,5 dB pour le meilleur).
- Une déviation de phase qui ne dépasse pas 3° sur la bande C (2,2° pour le meilleur).
- Une PDL inférieure à 1,5 dB sur la bande C.

1.2.4. Exemples d'approches pour les récepteurs cohérents

Différentes approches sont possibles pour intégrer un mixeur cohérent avec les quatre photodiodes dans un seul et même composant. Dans cette partie nous allons approfondir les différentes approches proposées sur InP. Nous aborderons aussi quelques approches sur Si ainsi que des solutions plus exotiques.

En 2011, Alcatel-Lucent Bell Labs et III-V Lab proposent un récepteur cohérent sur InP qui permet de traiter en parallèle et sur un même composant, la composante TE et la composante TM du signal. [4]

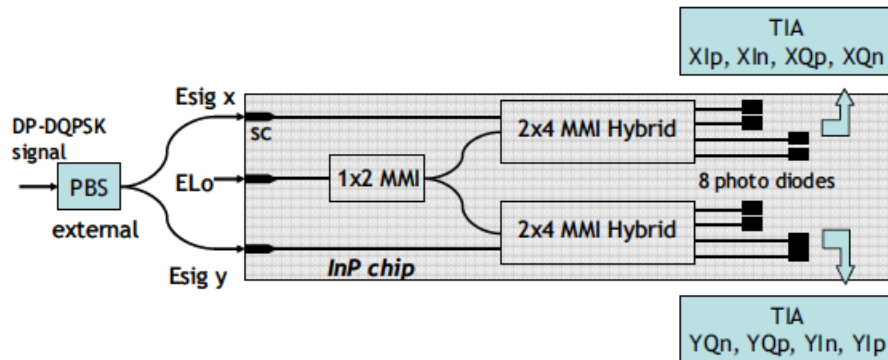


Fig 1.8 Schéma de principe du récepteur cohérent de Bell Labs

Ce composant, réalisé en technologie ridge présente des caractéristiques à l'état de l'art. (voir tableau 1). L'ajout du MMI 1x2 permet d'utiliser un seul signal de référence (LO) pour traiter la composante TE et la composante TM du signal. Les mixeurs cohérents sont réalisés grâce à des MMI 2x4 et sont donc entièrement passifs. Cette approche permet de fabriquer un composant à bas coût pour des communications PM-DQPSK à 100 Gbit/s.

En 2012, U²t Photonics et le Fraunhofer Heinrich-Hertz-Institute proposent une approche simple d'un composant composé d'un MMI 2x4 et de quatre photodiodes. [5]



Fig 1.9 Photo du composant de U²t

Ce composant contient un mixeur cohérent entièrement passif car constitué d'un MMI 2x4 et réalisé sur InP. Il présente de bonnes performances sur la bande C et sur la Bande L. C'est aussi le composant avec la meilleure bande passante à 3 dB (56 GHz) (Fig 1.10).

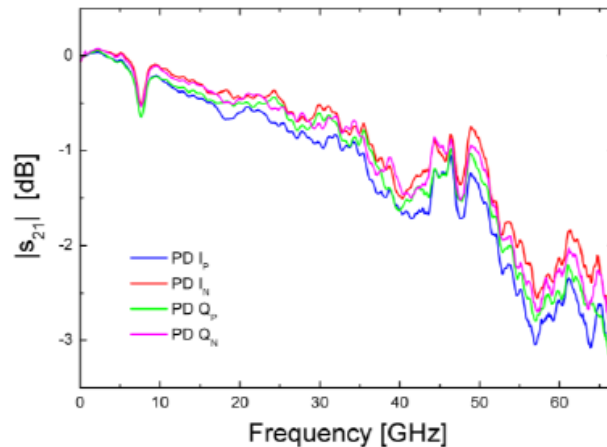


Fig 1.10 Réponses Optique/Électrique des 4 photodiodes du composant U^2t

U^2t Photonics a donc fait le choix de simplifier le composant notamment aux niveaux de la section d'entrée et des sections passives (mixeur) pour se concentrer sur les performances des photodiodes. Il permet de traiter la composante TE d'un signal et grâce à sa grande bande passante, il est un candidat intéressant pour les applications allant jusqu'à 200 Gbit/s et au-delà.

En 2014, Sumitomo Electric Industries propose un composant intégrant un MMI 2x4, un MMI 2x2 et 4 photodiodes. [7]

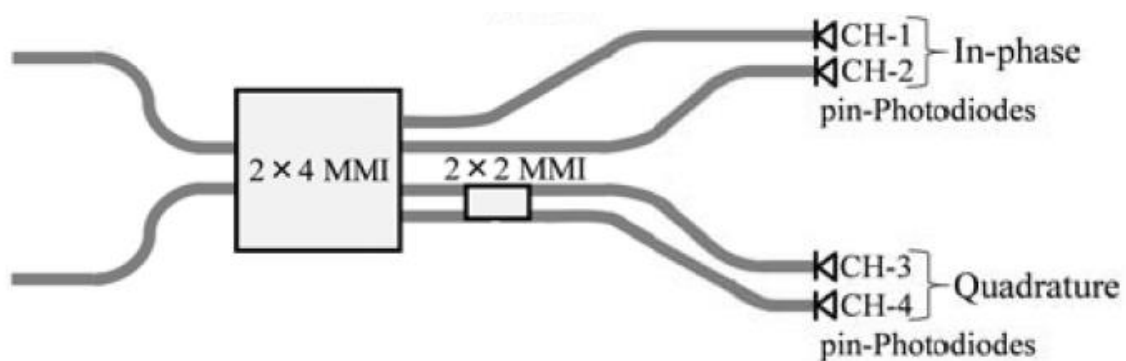


Fig 1.11 Schéma de principe du récepteur cohérent de Sumitomo Electric Industries

Pour la première fois, des caractéristiques à l'état de l'art (responsivité 0,14 A/W, bande passante 26 GHz, imbalance <0,5 dB et déviation de phase < 3°) sont obtenues avec une approche technologique qui n'utilise pas une filière entièrement ridge.

La figure ci-dessous représente le récepteur réalisé par Sumitomo :

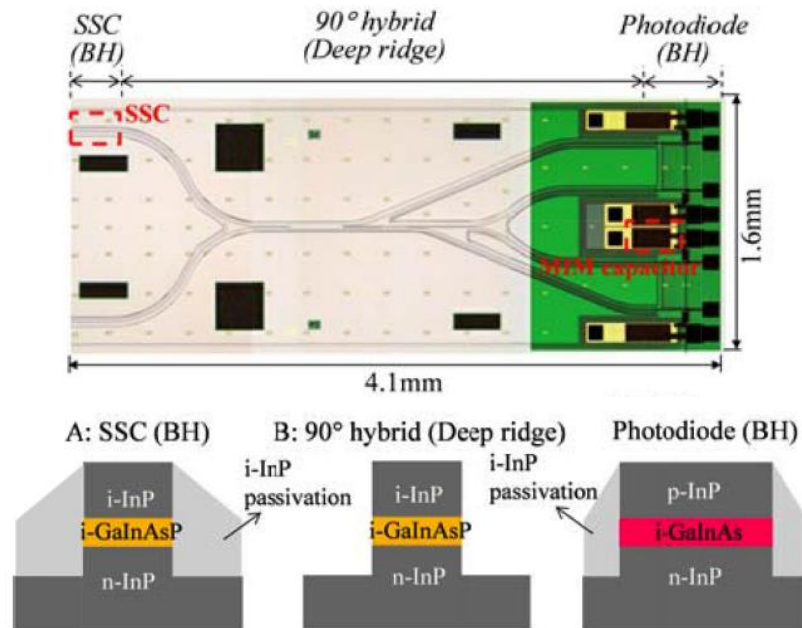


Fig 1.12 Schéma des 3 zones du composant de Sumitomo et schéma des coupes associées

La zone d'entrée du composant (SSC : Spot Size Convert ou taper d'entrée) est donc réalisée en technologie enterrée et permet ainsi d'optimiser la section d'entrée pour avoir un meilleur couplage avec la fibre. La zone passive (90° hybrid) est réalisée en technologie ridge et la section photodiode en technologie enterrée. Le choix de diverses filières technologiques au sein d'un même composant permet donc d'avoir moins de perte mais complexifie sa réalisation. Par exemple, la passivation de la photodiode est réalisée grâce à une épitaxie d'InP-I. Ce composant est un bon candidat pour des communications DP-QPSK de 128 Gb/s.

Des récepteurs réalisés avec des approches technologiques plus exploratoires sont aussi régulièrement proposés.

En 2014, le Fraunhofer Heinrich-Hertz-Institute et l'université de Málaga proposent en technologie InP de remplacer le MMI 2x4 (hybrid 90°) par un MMI 2x3 (Hybrid 120°) [13]. Le schéma de principe d'un tel composant est représenté sur la figure 1.13.

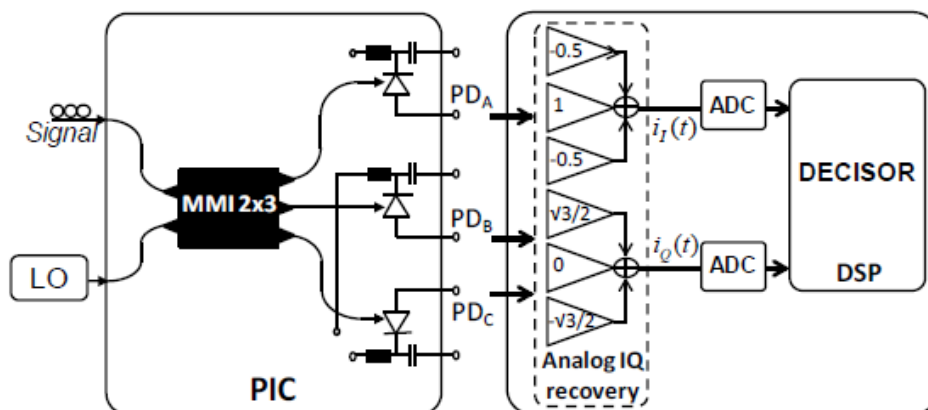


Fig 1.13 Schéma du récepteur du Fraunhofer Heinrich-Hertz-Institute avec un MMI 2x3 (Hybrid 120°)

Il est en effet possible de démoduler le signal avec seulement 3 photodiodes et des conditions particulières sur les lois de phase. Si un signal et une référence (LO) sont injectés en entrée d'un Hybrid 120° (MMI 2x3), les relations de phase sont alors :

$$\varphi_1 - \varphi_2 - 120^\circ = 0^\circ \text{ et } \varphi_3 - \varphi_2 + 120^\circ = 0^\circ \text{ avec } \varphi_i \text{ la phase en sortie } i \text{ du MMI}$$

On appelle $E_s(t)$ et $E_{LO}(t)$ respectivement les champs électriques du signal et de l'oscillateur local et I_i le photocourant de la diode i .

Avec des photodiodes identiques en sortie de chaque branche du MMI on obtient alors :

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} |E_{LO}|^2 + |E_S|^2 \\ |E_{LO}|^2 + |E_S|^2 \\ |E_{LO}|^2 + |E_S|^2 \end{pmatrix} + \frac{2}{3} \begin{pmatrix} |E_{LO}||E_S| \cos(\varphi + 2/3\pi) \\ |E_{LO}||E_S| \cos(\varphi) \\ |E_{LO}||E_S| \cos(\varphi - 2/3\pi) \end{pmatrix} \quad (1.13)$$

Ainsi on retrouve les composantes en phase I_I et en quadrature de phase I_Q avec les relations :

$$I_I = I_2 - \frac{1}{2}I_1 - \frac{1}{2}I_3 = |E_{LO}||E_S| \cos(\varphi) \quad (1.14)$$

$$I_Q = \frac{\sqrt{3}}{2}(I_3 - I_1) = |E_{LO}||E_S| \sin(\varphi) \quad (1.15)$$

C'est donc une approche qui permet d'économiser une photodiode mais qui demande un traitement plus lourd. Avec ce récepteur, une réception d'un signal TE codé en 16QAM à 112 Gbs a été démontrée.

Tous les récepteurs présentés précédemment sont des récepteurs fabriqués en filières InP. Il existe cependant d'autres filières comme la filière PLC (Planar Lightwave Circuits) et la filière Si (Silicon Photonic).

En filière PLC (Plan Lightwave Circuit qui décrit une plateforme SiO_2/Si), NTT a proposé en 2012 un récepteur cohérent présentant des caractéristiques intéressantes. En effet, ce récepteur permet d'atteindre une responsivité de 0,05 A/W, une bande passante de 30 GHz, une imbalance inférieure à 0,4 dB et une déviation de phase inférieure à 3°. La filière PLC consiste à faire une intégration de plusieurs composants grâce à de l'optique libre.

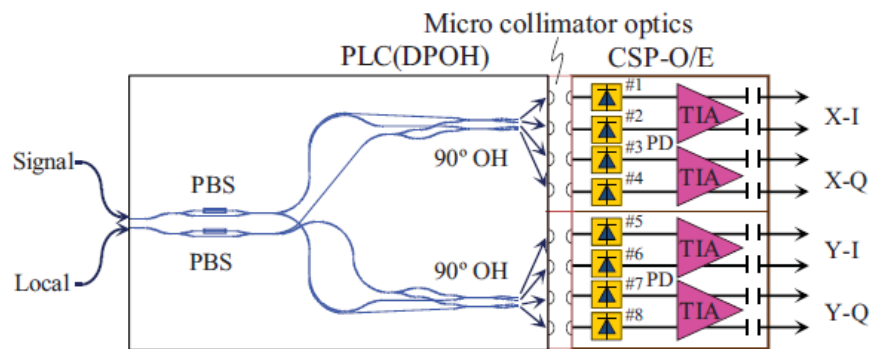


Fig 1.14 Schéma de configuration du récepteur cohérent de NTT en filière PLC

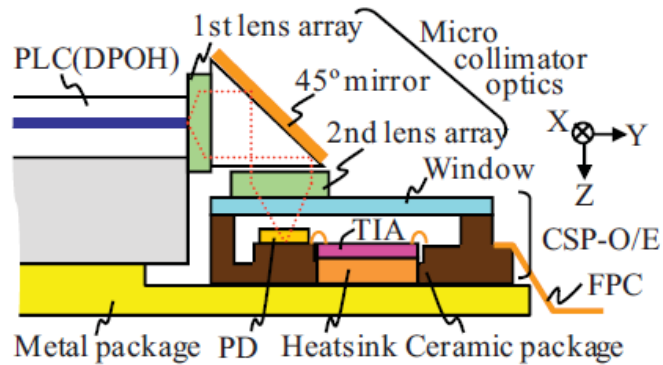


Fig 1.15 Vue en coupe de la structure du récepteur cohérent de NTT en filière PLC

Les figures 1.14 et 1.15 montrent la configuration utilisée en filière PLC pour réaliser ce récepteur. De nombreux composants d'optique libre sont ajoutés pour faire la connexion optique entre les différentes parties du récepteur. Les principaux défauts sont d'ajouter des pertes au système et d'être sensible aux variations de température (notamment les différents couplages en espace libre). On note ainsi que les composants de la filière PLC ont une responsivité de l'ordre de 0,05 A/W alors que les composants de la filière InP ont une responsivité de 0,15 A/W. Les recherches de la filière PLC sont centrées sur les méthodes de couplage interne entre les Hybrid 90° et les photodiodes.

En 2014, Accelink et l'Université de Huazhong en Chine proposent un récepteur cohérent en filière PLC avec des caractéristiques à l'état de l'art (pour la filière PLC) avec un nouveau système d'intégration.

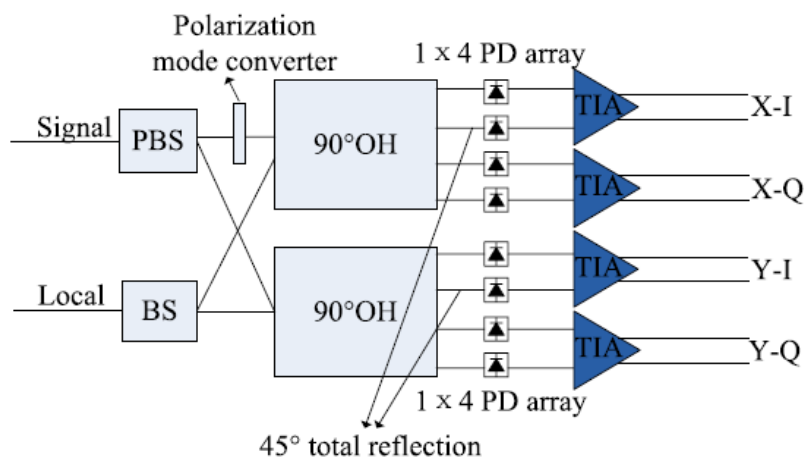


Fig 1.16 Schéma de principe du récepteur d'Accelink

Le schéma de principe du récepteur (Fig 1.16) est le même que celui du récepteur de NTT (Fig 1.14). La différence se situe dans la liaison optique entre l'hybrid 90° (noté 90° OH) et les photodiodes. Accelink colle la section passive au-dessus des photodiodes et le signal est injecté aux photodiodes grâce à un miroir 45° (Fig 1.17) tandis que NTT utilise deux lentilles et un miroir à 45° (Fig 1.15).

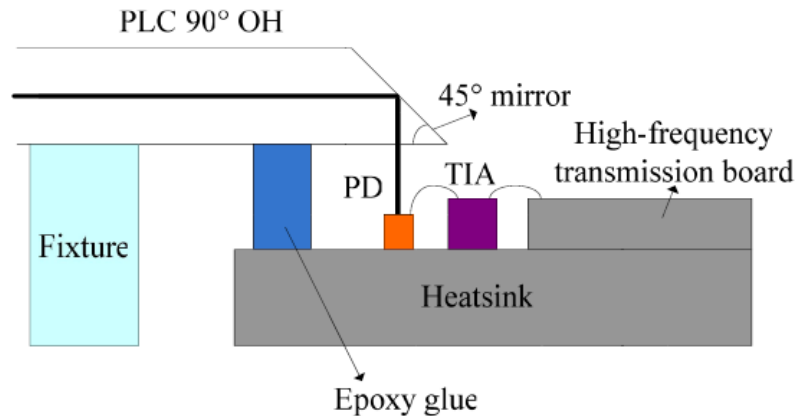


Fig 1.17 Vue en coupe de la structure du récepteur cohérent d'Accelink en filière PLC

La filière PLC présente donc l'avantage d'optimiser séparément la section de démodulation réalisée sur Si et les photodiodes III-V, mais cela ajoute un couplage optique interne au composant et donc des pertes supplémentaires. Celui-ci étant sensible aux variations de température, les performances d'un récepteur cohérent PLC ne seront sans doute pas garanties sur une large gamme de température.

Enfin, des composants en filière photonique sur Si (guide SOI à l'inverse de la filière PLC qui utilise des guides SiO_2) commencent à présenter des caractéristiques intéressantes. En 2016, l'université de Ghent en partenariat avec l'université d'Eindhoven a présenté un récepteur entièrement intégré sur Si.

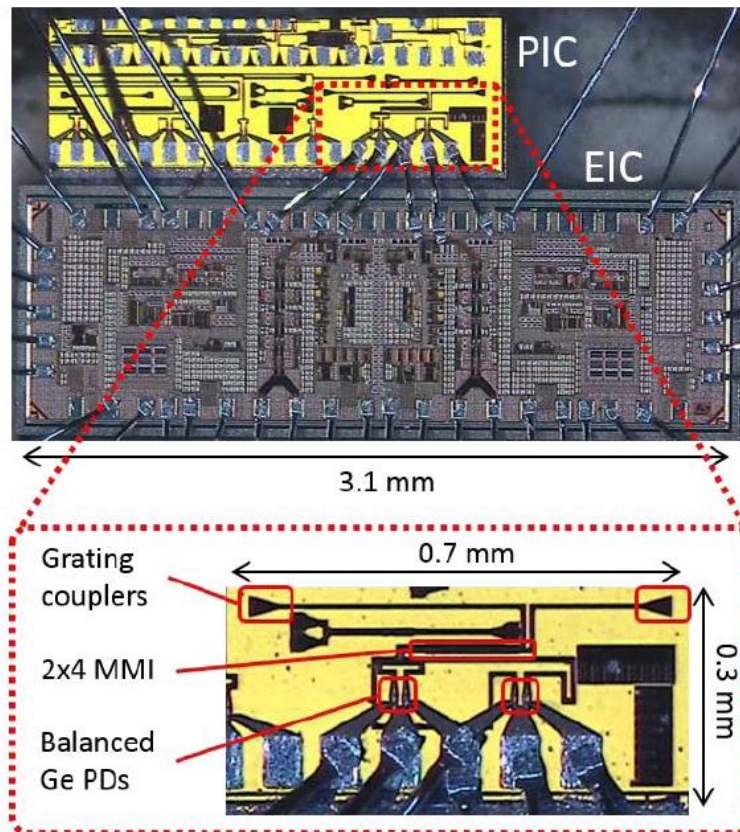


Fig 1.18 Photographie du PIC Photonique Silicium (Silicon Photonics) connecté au circuit électronique

Ce composant présente l'avantage d'être entièrement intégré (contrairement aux composants en filière PLC). En comparant ses performances avec celles de la filière PLC, la responsivité obtenue est plus faible (0,025 A/W). Cependant, la bande passante et la déviation de phase sont similaires (respectivement 28 GHz et maximum 5°).

En conclusion, différentes filières existent pour réaliser des récepteurs cohérents. Cependant, la filière InP présente les meilleures caractéristiques, notamment pour ce qui est du coefficient de réponse et de la rapidité. Cette filière est celle qui a montré à ce jour, les meilleures performances à 200 Gbit/s. De plus, il existe de nombreuses façons de réaliser la démodulation du signal. Il est possible de réaliser un hybrid 90° soit avec un MMI 2x4 ou avec un MMI 2x4 suivi d'un MMI 2x2, etc ... On peut aussi utiliser un hybrid 120° à la place d'un hybrid 90° mais cela complique le traitement électronique.

1.2.5. Positionnement par rapport à l'état de l'Art

Les récepteurs actuels intègrent un mixeur cohérent et quatre photodiodes. La figure 1.19 présente une comparaison entre l'état de l'Art et l'approche proposée dans le cadre de cette thèse afin d'atteindre des débits de 100-400 Gbit/s.

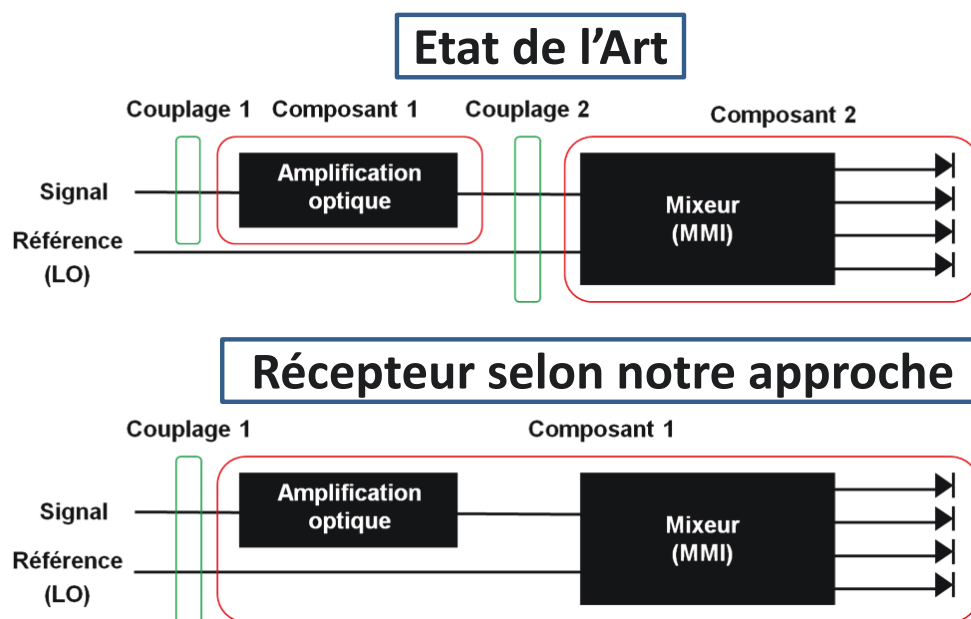


Fig 1.19 Comparaison du récepteur selon notre approche et celui de l'état de l'Art

Notre approche d'un récepteur pré-amplifié complètement intégré sur InP présente plusieurs avantages. Elle permet d'une part d'avoir un récepteur plus compact et, en intégrant l'amplificateur optique, de réduire le coût du composant d'autre part. De plus, l'intégration de l'amplificateur optique permet d'ajuster le signal optique directement sur le récepteur en ajustant le courant de l'amplificateur sans recourir à des photodiodes de monitoring. Notre approche permet une amélioration du rapport signal à bruit du récepteur. L'intégration de l'amplificateur optique dans un récepteur cohérent a déjà été étudiée en 2011 par l'université de Santa Barbara [2] et en 2014 par U²t Photonics [14]. U²t Photonics a montré une amélioration de la sensibilité d'environ 3 dB. Avec un SOA optimisé, celle-ci peut atteindre 5 dB.

Plusieurs challenges sont présents afin de réaliser ce composant. La technologie doit permettre d'intégrer facilement et efficacement le SOA (amplificateur optique) avec le reste du composant. Cela peut nous amener utiliser plusieurs approches technologiques (passage d'une technologie ridge à une technologie enterrée). Enfin, il faut aussi avoir un mixeur cohérent et des photodétecteurs à l'état de l'art afin d'atteindre les meilleurs débits. Ces différents challenges seront abordés dans le chapitre 2 de ce manuscrit.

1.3. Les photodétecteurs

Comme décrit précédemment, un récepteur cohérent est un dispositif complexe constitué de plusieurs composants. Dans cette partie, nous allons nous intéresser à l'un d'entre eux : le photodétecteur.

1.3.1. Structure de photodiode pour les télécommunications optiques très haut débit

Plusieurs structures verticales de photodiodes ont été utilisées pour obtenir des bandes passantes élevées. Les trois types de structures possibles sont la structure PIN (Positive Intrinsic Negative diode), la structure PDA (Absorbant Partiellement Dépeuplé) et la structure UTC (Uni-Travelling-Carrier). Nous allons présenter ces trois types de photodiodes et déterminer laquelle est la plus appropriée pour réaliser notre récepteur cohérent.

1.3.1.1. Structure PIN

Dans une structure PIN idéale, l'absorbant est une zone intrinsèque comprise entre deux zones transparentes dopées respectivement N et P, comme l'illustre la figure 1.20. Le matériau absorbant en InGaAs permet une détection aux longueurs d'onde télécom. Les zones neutres sont constituées de matériaux à grand gap (InP ou InGaAsP). La polarisation en inverse de la jonction déplète la zone intrinsèque qui devient une zone de charge d'espace où règne un champ électrique. L'absorption de photons dans cette zone génère des paires électron-trou qui sont séparées sous l'effet du champ électrique : les électrons transitent vers la zone dopée N et les trous vers la zone dopée P.

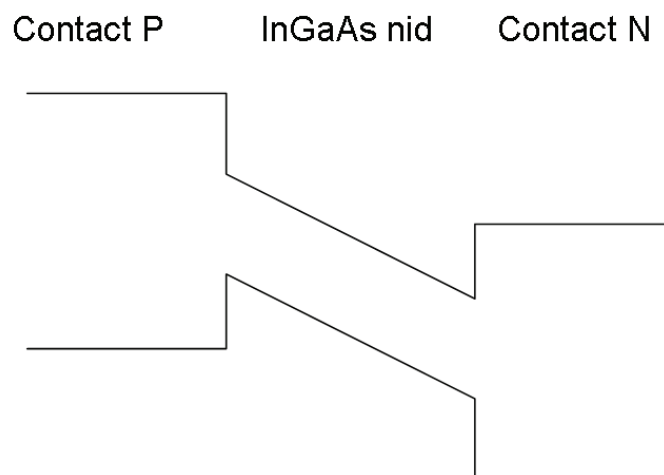


Fig 1.20 Structure d'une photodiode PIN classique

Des bandes passantes très élevées ont été démontrées avec des structures PIN [15]. Leurs performances se dégradent cependant sous forte puissance optique. En effet, la vitesse des trous est inférieure à celle des électrons et elle diminue rapidement lorsque le champ électrique se réduit. Sous forte puissance optique, on a une accumulation de trous qui écrantent le champ électrique. En conséquence, la vitesse des trous diminue fortement, ce qui dégrade la bande passante. Ce phénomène, appelé effet de charge d'espace, est le principal mécanisme à l'origine de la saturation dans les photodiodes PIN. Les photorécepteurs utilisant ces photodiodes présentent donc des

limitations lorsque la puissance optique incidente est trop importante. De plus, comme l'épaisseur de la couche absorbante détermine à la fois le temps de transit des porteurs et la capacité de la jonction, on est confronté à un compromis entre le temps de transit (qui nécessite une couche absorbante fine) et la capacité de jonction (qui nécessite une couche absorbante épaisse).

1.3.1.2. Structure PDA

L'effet de charge d'espace étant le principal facteur limitant le courant de saturation des photodiodes PIN, il convient de diminuer l'épaisseur de la zone dépeuplée pour le repousser. Cependant, cela réduit l'épaisseur de la zone absorbante et entraîne donc une diminution du rendement quantique de la photodiode. Afin d'obtenir simultanément une forte responsivité et un fort courant de saturation, une structure à absorbant partiellement dépeuplé (ou PDA) a été développée : elle utilise une zone absorbante intrinsèque entourée respectivement d'une zone absorbante dopée N et d'une zone absorbante dopée P (Fig 1.21).

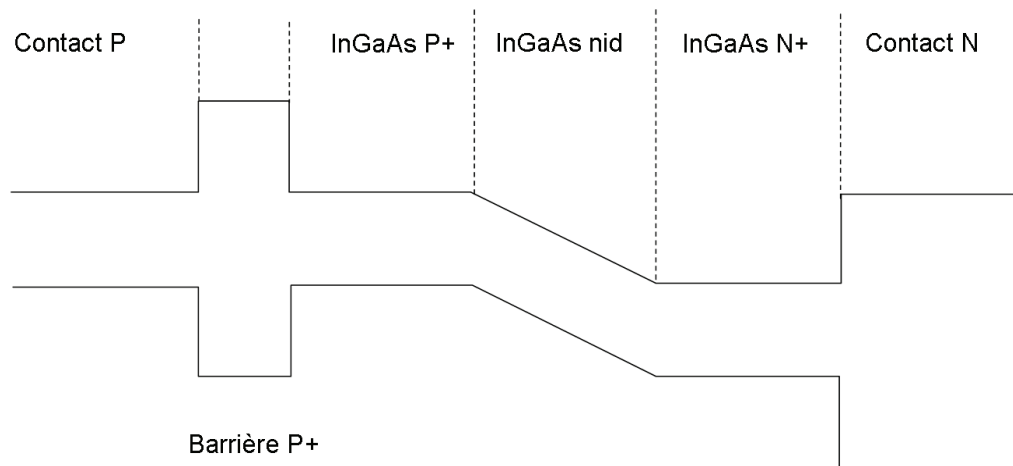


Fig 1.21 Structure d'une photodiode PDA classique

Dans les zones dopées, les porteurs majoritaires sont collectés par relaxation diélectrique dans les zones de contact. Cette relaxation étant très rapide (supérieur au THz), seuls les porteurs minoritaires limitent la bande passante dans les zones dopées. Les électrons diffusent de la zone P vers la zone dépeuplée avant d'être collectés par relaxation diélectrique dans la zone N. Les trous diffusent eux de la zone N vers la zone dépeuplée avant d'être collectés dans la zone P.

1.3.1.3. Structure UTC

La structure de bande de l'UTC est illustrée sur la figure 1.22. Elle utilise une zone absorbante dopée P dans laquelle sont générés les électrons et les trous. Ces derniers sont collectés par le contact P par compensation diélectrique et leur contribution au temps de transit est donc négligeable. Les électrons diffusent vers la zone dépeuplée appelée collecteur, où ils sont accélérés sous l'effet du champ électrique et dérivent vers la zone de contact N. Comme le temps de réponse de cette structure est limité par les seuls électrons, elle a été baptisée Uni-Travelling-Carrier Photodiode, ou encore Photodiode Unipolaire.

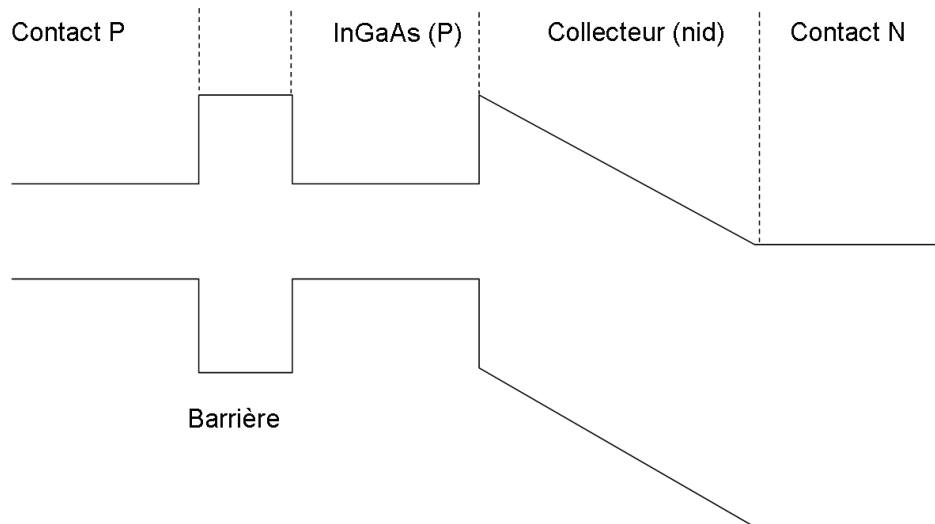


Fig 1.22 Structure d'une photodiode UTC classique

Cette structure présente plusieurs avantages :

- Seuls les électrons dérivent dans la zone dépeuplée. Les électrons sont plus rapides que les trous et leur vitesse chute moins vite que celle des trous lorsque le champ électrique diminue. L'effet de charge d'espace lié à l'accumulation des porteurs dans la zone dépeuplée est donc fortement diminué [16].
- L'épaisseur de la zone absorbante et celle de la zone dépeuplée peuvent être optimisées séparément. Le temps de transit des électrons dans une couche dépeuplée transparente étant bien plus faible que celui des trous dans une couche d'InGaAs déplétée, cela diminue les contraintes portant sur l'optimisation simultanée du temps de transit et du temps de coupure RC.

Ces deux propriétés font de la photodiode UTC un candidat de choix pour les nouvelles architectures de photorécepteurs très haut débit.

1.3.2. Topologie des photodiodes

Il existe trois familles de photodiodes, schématisées sur la figure 1.23 : les photodiodes à éclairage vertical par la surface, les photodiodes à facette réfractante et les photodiodes à éclairage latéral sous forme de guide.

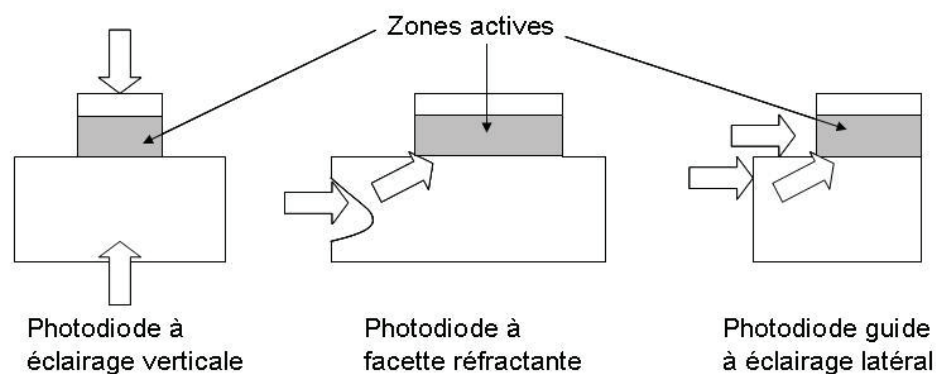


Fig 1.23 Schéma des topologies possibles pour les photodiodes

La responsivité d'une photodiode à éclairage par la surface est déterminée par l'épaisseur de sa couche absorbante. En effet, il y a une relation liant le rendement quantique interne à l'épaisseur de la couche absorbante ($\eta_{int} = 1 - e^{-\alpha d}$ où α est le coefficient d'absorption et d l'épaisseur de la couche absorbante). Une couche absorbante épaisse favorise donc la responsivité de la photodiode, mais pénalise la bande passante du composant par augmentation du temps de transit des porteurs. Il y a donc un compromis à trouver entre la responsivité et la rapidité de la photodiode. En éclairant la photodiode par la face arrière, on bénéficie de la réflexion de la lumière sur le contact métallique de la face avant ce qui permet de relâcher un peu cette contrainte.

Les photodiodes à facette réfractante sont intermédiaires entre les photodiodes à éclairage vertical et les photodiodes guides. La lumière arrive parallèlement à la couche absorbante, mais est réfractée sur la facette d'entrée qui est inclinée. En conséquence, la lumière transite avec un angle dans la couche absorbante ce qui augmente « l'épaisseur effective » vue par la lumière, et augmente donc le rendement quantique. Les photodiodes à facettes réfractantes nécessitent cependant une conception soignée lorsque l'on veut obtenir une faible dépendance à la polarisation avec des photodiodes larges bandes (donc à faible épaisseur d'absorbant) [17]. Les différences de réflectivité entre les modes TE et TM ainsi que les interférences générées par les réflexions entre les différentes couches de la structure peuvent entraîner des dépendances à la polarisation supérieures à 1 dB. Les photodiodes à facettes réfractantes permettent donc d'obtenir de meilleures responsivités que les diodes à éclairage vertical au prix d'une technologie de fabrication de la facette plus complexe et d'une légère dépendance à la polarisation.

Les photodiodes guides à éclairage latéral permettent d'améliorer la bande passante tout en maintenant une forte responsivité. En éclairant la photodiode latéralement, la direction de propagation des photons est perpendiculaire au sens de dérive des porteurs. Le temps de transit des porteurs est déterminé par l'épaisseur de la zone absorbante d tandis que le rendement quantique dépend de la longueur de la photodiode L et du facteur de confinement τ de la lumière dans la zone absorbante ($\eta_e = \eta_o(1 - e^{-\tau\alpha L})$ pour une photodiode à guide monomode). On peut ainsi obtenir un rendement quantique élevé avec une photodiode utilisant une couche absorbante fine (donc un faible facteur de confinement) si la diode est suffisamment longue.

Ces photodiodes (UTC à guide latéral) sont donc de parfaites candidates pour notre récepteur cohérent. Les récepteurs cohérents ont une responsivité qui dépend en grande partie de la responsivité des photodiodes utilisées, mais leur responsivité dépend aussi des pertes dans les sections passives (guides d'entrées et Hybrid 90°) ainsi que des pertes intrinsèques des Hybrid 90° car les Hybrid 90° divisent la puissance de leur deux entrées de manière équivalente entre leurs quatre sorties (qui vont ensuite sur les photodiodes). Un récepteur cohérent a donc des pertes intrinsèques de 6dB par rapport à une diode seule. Par conséquent, il faut essayer d'augmenter cette responsivité en intégrant des photodiodes à forte responsivité et en limitant au maximum les pertes des sections passives.

1.4. Les MMI, une manière simple et efficace de faire un mixeur cohérent

Comme expliqué dans la partie 1.2, le mixeur cohérent a pour but de démoduler le signal optique (phase). Pour cela, il doit :

- Créer les lois de phase permettant la démodulation.
- Diviser la puissance optique sans pertes excessives pour que les quatre photodétecteurs reçoivent la même intensité lumineuse.
- Ne pas induire des phénomènes parasites qui viendraient déformer les signaux de sorties et donc empêcher la démodulation du signal.

Le MMI (Multi-Mode Interferometer) est un composant passif simple et robuste qui permet d'obtenir toutes ces caractéristiques. En effet, constitué de deux entrées et quatre sorties, il permet d'obtenir les lois de phase attendues et de diviser la puissance du signal optique en quatre sorties de même intensité.

1.4.1. Principe de fonctionnement d'un MMI

Un MMI est un composant constitué d'un « cœur » pouvant guider plusieurs modes (souvent supérieur à 3). Afin d'injecter et de récupérer un faisceau optique dans cette zone multimode, plusieurs guides d'ondes (monomodes la plupart du temps) sont positionnés en entrée et en sortie. Un tel dispositif se nomme un MMI $N \times M$, où N et M correspondent respectivement aux guides positionnés à l'entrée et à la sortie de la partie multimode. La structure d'un MMI classique est présentée sur la figure 1.24. Il est le plus souvent caractérisé par une longueur L_M et une largeur W_M .

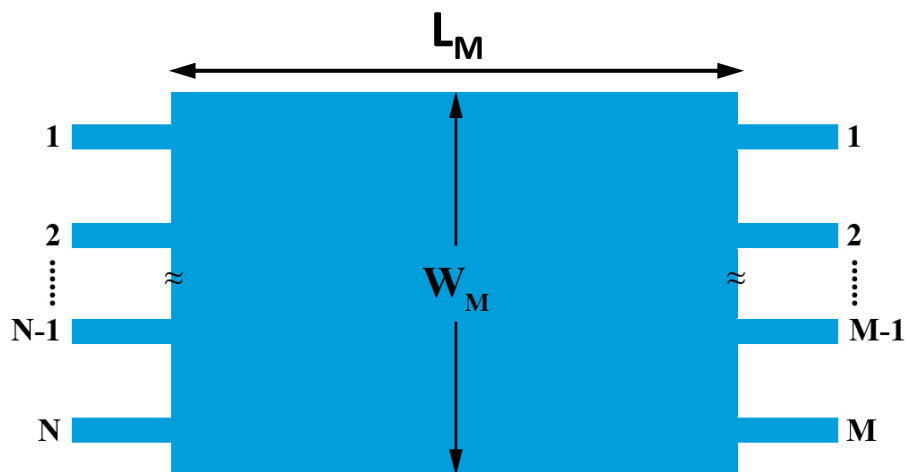


Fig 1.24 Schéma général d'un MMI $N \times M$

Les MMI se basent sur le concept des images propres décrit pour la première fois par Talbot en 1836 [18] et repris par la suite à partir de 1972 [19] [20]. Le principe d'images propres est une propriété des guides d'ondes multimodes selon laquelle un champ à l'entrée du guide est reproduit en images simples ou multiples à certains intervalles périodiques le long de la direction de propagation du guide. Pour visualiser ces images multiples, la figure 1.25 montre des résultats de simulation de propagation optique pour un MMI 1×2 (diviseur de puissance).

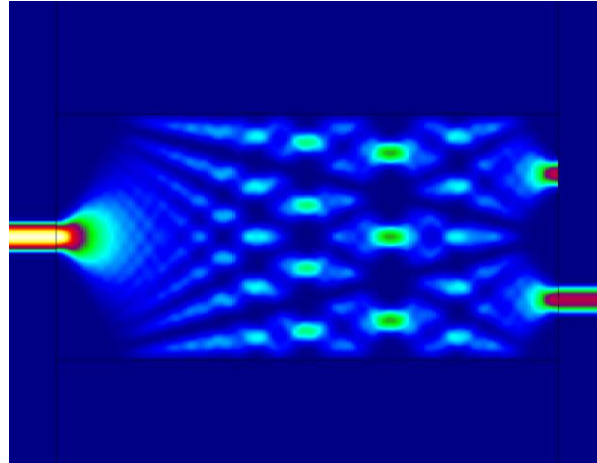


Fig 1.25 Simulation d'un MMI 1x2

Des images multiples se forment tout le long du MMI. Par conséquent, le nombre d'images voulues peut être choisi en sélectionnant la longueur du MMI (pour une largeur et un écartement donné par rapport au centre)

1.4.2. Les guides d'ondes multiples

La figure 1.26 (a) présente un guide d'onde multimode de largeur W_M . Ce guide d'onde, dit à saut d'indice, est constitué d'un guide ruban d'indice de réfraction n_r entouré par un matériau d'indice plus faible n_c . Un tel guide permet la propagation à une longueur d'onde λ , de m modes latéraux (comme le montre la figure 1.26 (b)) numérotés $v = 0, 1, \dots, (m-1)$.

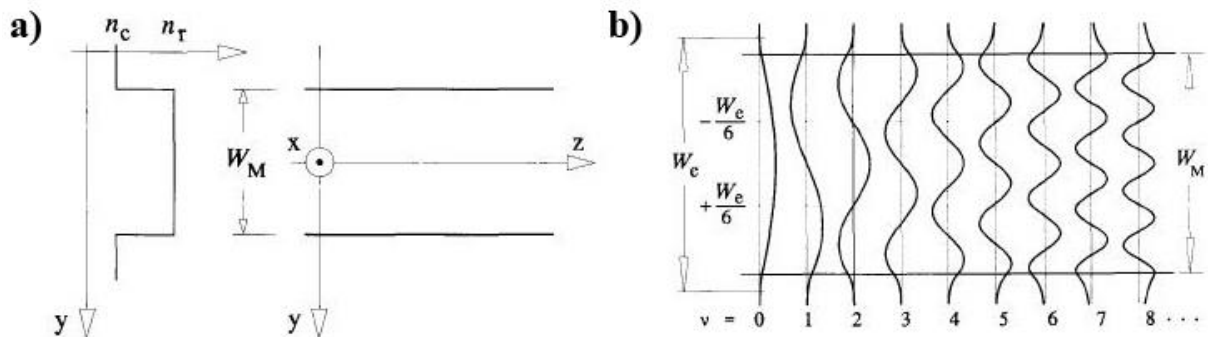


Fig 1.26 a) Profil 2D des indices dans un guide d'onde multimode. b) Profil en amplitude normalisée correspondant aux neuf premiers modes se propageant dans un guide d'onde multimode à saut d'indice

Le nombre d'onde latérale k_{yv} et les constantes de propagation β_v sont reliés à l'indice n_r du guide ruban par la relation de dispersion suivante :

$$k_{yv}^2 + \beta_v^2 = k_0^2 n_r^2 \quad (1.16)$$

Avec :

$$k_0^2 = \frac{2\pi}{\lambda} \text{ et } k_{yv} = \frac{(v+1)\pi}{W_{ev}} \quad (1.17)$$

Où la largeur effective du guide W_{ev} prend en compte la profondeur de pénétration latérale de chaque mode, associée au décalage de Goos-Hänchen (phénomène optique se traduisant par un décalage spatial lors de la réflexion d'un faisceau laser sur une interface dans des conditions de

réflexion interne totale) aux frontières du guide. En général, on approximera les largeurs effectives W_{ev} par la largeur effective W_{e0} correspondant au mode fondamental [21] (par simplicité, cette largeur sera notée W_e) :

$$W_{ev} \approx W_e \approx W_M + \left(\frac{\lambda}{\pi}\right) \left(\frac{n_c}{n_r}\right)^{2\sigma} \frac{1}{NA} \quad (1.18)$$

Où $\sigma = 0$ pour les modes TE, $\sigma = 1$ pour les modes TM et $NA = \sqrt{n_r^2 - n_c^2}$ est l'ouverture numérique latérale. Pour les guides d'onde à fort saut d'indice, la profondeur de pénétration est très faible, de telle sorte que $W_{ev} \approx W_M$.

Si on applique le développement binomial avec $k_{yv}^2 \ll k_0^2 n_r^2$, les constantes de propagation β_v peuvent être déduite :

$$\beta_v \approx k_0 n_r - \frac{(v+1)^2 \pi \lambda}{4 n_r W_e^2} \quad (1.19)$$

Ainsi, les constantes de propagation d'un guide d'onde à saut d'indice présentent une dépendance quadratique par rapport au numéro du mode v . Soit L_π , la longueur de battement des deux premiers modes :

$$L_\pi = \frac{\pi}{\beta_0 - \beta_1} = \frac{4 n_r W_e^2}{3 \lambda} \quad (1.20)$$

On étudie maintenant la propagation des modes guidés d'un champ électromagnétique dans un tel guide. Pour cela, on décompose le champ électromagnétique $\psi(y,0)$, imposé à $z = 0$ et entièrement confiné dans la largeur W_e , en l'ensemble des contributions de chaque mode $\phi_v(y)$:

$$\psi(y,0) = \sum_v c_v \phi_v(y) \quad (1.21)$$

Où les coefficients d'excitation modale c_v sont estimés en utilisant les intégrales de recouvrement :

$$c_v = \frac{\int \psi(y,0) \phi_v(y) dy}{\sqrt{\int \phi_v^2(y) dy}} \quad (1.22)$$

Si le « spectre spatial » du champ d'entrée $\psi(y,0)$ est suffisamment étroit pour ne pas exciter les modes non guidés (condition satisfaite dans la plupart des applications), alors il peut simplement être décomposé en l'ensemble des modes guidés :

$$\psi(y,0) = \sum_{v=0}^{m-1} c_v \phi_v(y) \quad (1.23)$$

Le champ à une distance z peut être noté comme la superposition des contributions de tous les modes guidés :

$$\psi(y,z) = \sum_{v=0}^{m-1} c_v \phi_v(y) \exp[j(\omega t - \beta_v z)] \quad (1.24)$$

En prenant la phase du mode fondamental comme facteur commun, en la sortant de la somme, et en assumant sa dépendance en temps implicite, il est possible d'écrire le champ de la manière suivante :

$$\psi(y, z) = \sum_{v=0}^{m-1} c_v \phi_v(y) \exp[jz(\beta_0 - \beta_v)] \quad (1. 25)$$

On peut en déduire que :

$$(\beta_0 - \beta_v) = \frac{v(v+2)\pi}{3L_\pi} \quad (1. 26)$$

Si on remplace $(\beta_0 - \beta_v)$ par cette valeur dans l'équation précédente à une distance $z = L$ on a :

$$\psi(y, L) = \sum_{v=0}^{m-1} c_v \phi_v(y) \exp[jL(\frac{v(v+2)\pi}{3L_\pi})] \quad (1. 27)$$

La forme de $\psi(y, L)$ et par conséquent, le type d'image formée sera déterminée par l'excitation modale c_v et les propriétés du facteur de phases du mode ϕ :

$$\phi = \exp\left[j\frac{v(v+2)\pi}{3L_\pi}L\right] \quad (1. 28)$$

Ainsi, pour des valeurs particulières de longueur du guide, le champ $\psi(y, L)$ sera une reproduction (image propre) du champ à l'entrée $\psi(y, 0)$.

Les propriétés suivantes seront utiles pour la suite :

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

$$\phi_v(-y) = \begin{cases} \phi_v(y) \text{ pour } v \text{ pair} \\ -\phi_v(y) \text{ pour } v \text{ impair} \end{cases}$$

Si le facteur de phase ϕ est égal à 1 ou $(-1)^v$, alors on constate que $\psi(y, L)$ est une image de $\psi(y, 0)$:

- Pour que le facteur de phase soit égal à 1, il faut que les phases de l'ensemble des modes à l'issue de la distance de propagation L aient évolué d'un facteur 2π . Dans ce cas, à $z = L$ tous les modes guidés interfèrent avec les mêmes phases relatives qu'à $z = 0$. Ainsi, l'image du champ à $z = L$ sera une réplique directe de celui à l'entrée du guide multimode.
- Pour que le facteur de phase soit égal à $(-1)^v$, il est nécessaire que le changement de phase des modes soit alternativement un multiple pair et impair de π . Dans ce cas, les modes pairs seront en phase et les modes impairs en anti-phase. Du fait de la symétrie impaire, les interférences produiront à $z = L$ une image miroir du champ d'entrée par rapport à l'axe $y = 0$.

La première et seconde condition seront remplies pour :

$$L = p(3L_\pi) \text{ avec } p = 0, 1, 2, \dots$$

Avec respectivement p pair et p impair.

Ce facteur p dénote la nature périodique du processus d'interférence le long du guide multimode. Ainsi, des images directes et miroirs du champ d'entrée vont être formées à des intervalles multiples respectivement pairs et impairs de la longueur $3L_\pi$.

Il est aussi possible d'obtenir des images multiples du champ d'entrée le long de l'axe de propagation du guide. Intéressons-nous aux images obtenues à mi-distance entre une image directe et une image miroir de $\psi(y, 0)$, c'est-à-dire à une distance :

$$L = \frac{P}{2}(3L_\pi) \text{ avec } p = 1, 3, 5, \dots$$

Le champ total à ces distances est alors de :

$$\psi\left(y, \frac{p}{2}(3L_\pi)\right) = \sum_{v=0}^{m-1} c_v \phi_v(y) \exp[jv(v+2)\pi p \left(\frac{\pi}{2}\right)] \quad (1.29)$$

Où p est un entier impair. Si on prend compte de toutes les propriétés sur $v(v+2)$ et $\phi_v(y)$ on obtient :

$$\begin{aligned} \psi\left(y, \frac{p}{2}(3L_\pi)\right) &= \sum_{v \text{ pair}} c_v \phi_v(y) + \sum_{v \text{ impair}} (-j)^p c_v \phi_v(y) \\ &= \frac{1 + (-j)^p}{2} \psi(y, 0) + \frac{1 - (-j)^p}{2} \psi(-y, 0) \end{aligned} \quad (1.30)$$

Cette équation représente une paire d'images de $\psi(y, 0)$ en quadrature de phase et d'amplitude $\frac{1}{\sqrt{2}}$ aux distances $z = \frac{1}{2}(3L_\pi), \frac{3}{2}(3L_\pi), \dots$ La figure 1.27 résume les calculs réalisés.

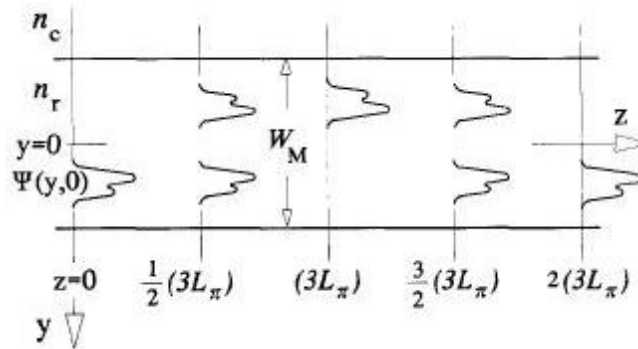


Fig 1.27 Schéma d'un guide d'onde multimode présentant la formation d'images uniques directes (à une distance de $2(3L_\pi)$), d'images uniques miroirs (à une distance de $(3L_\pi)$), et multiples (à une distance de $\frac{1}{2}(3L_\pi)$, et $\frac{3}{2}(3L_\pi)$), du champ d'entrée $\psi(y, 0)$

En suivant un raisonnement équivalent et en utilisant une analyse de Fourier associée aux propriétés générales des sommes gaussiennes, il a été démontré qu'à des distances de $L = \frac{p}{N}(3L_\pi)$, N images du champ d'entrée $\psi(y, 0)$ vont être formées. Ce mécanisme d'images propres multiples peut être utilisé afin de réaliser des diviseurs/coupleurs optiques $N \times M$ ou $N \times N$.

1.4.3. Le MMI 2x4, un mixeur cohérent naturel (Hybrid 90°)

Les MMI sont utilisés depuis de nombreuses années afin de réaliser des séparateurs de puissance (MMI 1xN) et des séparateurs de polarisation (MMI 1x2). Cependant, on peut aussi se servir d'un MMI 2x4 pour faire un mixeur cohérent [22]. On cherche ainsi à optimiser la longueur du MMI afin d'obtenir un séparateur de puissance sur les deux entrées (entrée signal et entrée oscillateur local). La figure 1.28 montre une simulation d'un MMI 2x4 optimisé pour les entrées signal et LO (oscillateur local).

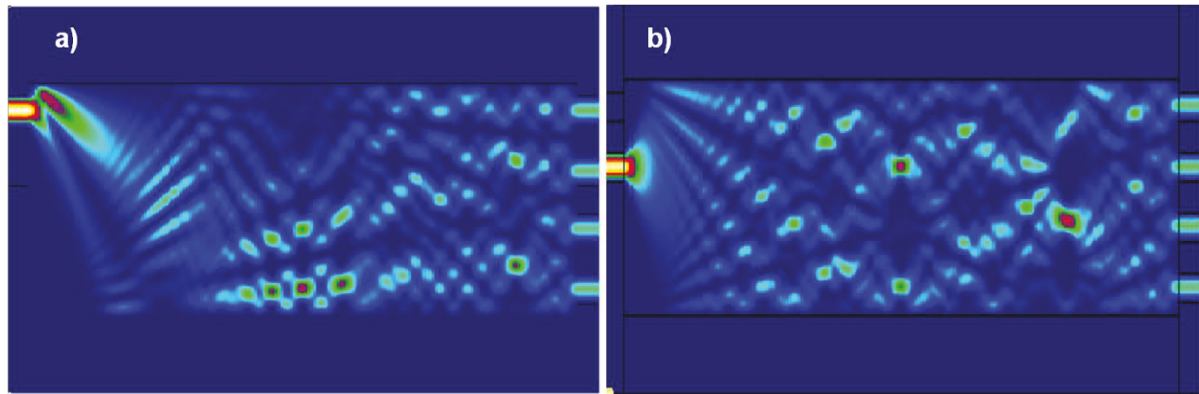


Fig 1.28 Simulation d'un MMI 2x4 en entrée signal (a) et en entrée LO (b)

Cette étape d'optimisation du MMI sera développée dans le second chapitre de ce manuscrit.

1.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu qu'un récepteur cohérent est un récepteur complexe composé de plusieurs composants. En effet, il est composé au minimum d'un mixeur cohérent (très souvent un MMI 2x4) et de quatre photodiodes (généralement des UTC). Nous avons détaillé les différentes photodiodes possibles et les raisons de notre choix pour les photodiodes UTC ainsi que les phénomènes physiques qui permettent de créer un mixeur cohérent entièrement passif à partir d'un MMI. Le but de cette thèse est d'intégrer un SOA pour amplifier le signal avant le mixeur cohérent et d'atteindre des performances permettant des applications à 100-400 Gbit/s. Afin d'atteindre ces performances, nous avons fait le choix de fabriquer un composant intégrant un SOA, un mixeur cohérent composé d'un MMI 2x4 et de 4 photodiodes UTC.

Les simulations optiques permettant l'optimisation du composant à travers les simulations des sections passives, du SOA et des photodiodes seront détaillées dans le chapitre suivant.

Table des figures du chapitre 1

Fig 1.1 Schéma d'une liaison à fibre optique classique	6
Fig 1.2 Schéma d'une transmission optique WDM	7
Fig 1.3 Constellation IQ des modulations NRZ, BPSK et QPSK	8
Fig 1.4 Schéma des émetteurs et récepteurs pour les différents formats de modulations	9
Fig 1.5 Schéma de principe de la réception cohérente	10
Fig 1.6 Schéma de principe d'un récepteur cohérent	10
Fig 1.7 Schéma expliquant le principe de la démodulation cohérente	12
Fig 1.8 Schéma de principe du récepteur cohérent de Bell Labs	14
Fig 1.9 Photo du composant de U^2t	14
Fig 1.10 Réponses Optique/Electrique des 4 photodiodes du composant U^2t	15
Fig 1.11 Schéma de principe du récepteur cohérent de Sumitomo Electric Industries	15
Fig 1.12 Schéma des 3 zones du composant de Sumitomo et schéma des coupes associées	16
Fig 1.13 Schéma du récepteur du Fraunhofer Heinrich-Hertz-Institute avec un MMI 2x3 (Hybrid 120°)	16
Fig 1.14 Schéma de configuration du récepteur cohérent de NTT en filière PLC	17
Fig 1.15 Vue en coupe de la structure du récepteur cohérent de NTT en filière PLC	18
Fig 1.16 Schéma de principe du récepteur d'Accelink	18
Fig 1.17 Vue en coupe de la structure du récepteur cohérent d'Accelink en filière PLC	19
Fig 1.18 Photographie du PIC Photonique Silicium (Silicon Photonics) connecté au circuit électronique	19
Fig 1.19 Comparaison du récepteur selon notre approche et celui de l'état de l'Art	20
Fig 1.20 Structure d'une photodiode PIN classique	22
Fig 1.21 Structure d'une photodiode PDA classique	23
Fig 1.22 Structure d'une photodiode UTC classique	24
Fig 1.23 Schéma des topologies possibles pour les photodiodes	24
Fig 1.24 Schéma général d'un MMI NxM	26
Fig 1.25 Simulation d'un MMI 1x2	27
Fig 1.26 a) Profil 2D des indices dans un guide d'onde multimode. b) Profil en amplitude normalisée correspondant aux neuf premiers modes se propageant dans un guide d'onde multimode à saut d'indice	27
Fig 1.27 Schéma d'un guide d'onde multimode présentant la formation d'images uniques directes (à une distance de $23L\pi$), d'images uniques miroirs (à une distance de $3L\pi$), et multiples (à une distance de $123L\pi$, et $323L\pi$), du champ d'entrée $\psi_y, 0$	30
Fig 1.28 Simulation d'un MMI 2x4 en entrée signal (a) et en entrée LO (b)	31

Bibliographie du chapitre 1

- [1] G. Charlet, et al., «Progress in Optical modulation formats for high-bit rate WDM transmission», *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 12, pp. 469-483, Aout 2006.
- [2] K. N. Nguyen, et al., «Monolithically integrated dual-quadrature receiver on InP with 30nm tunable SG-DBR local oscillator», *Optics Express*, vol. 19, Décembre 2011.
- [3] K. Murata, et al., «100-Gbit/s PDM-QPSK Coherent Receiver with Wide Dynamic Range and Excellent Common-mode Rejection Ratio», *ECOC'11*, Tu.3.LeSaleve.1, 2011.
- [4] T.-C. Hu, et al., «High-yield Manufacturing of InP Dual-Port Coherent Receiver Photonic Integrated Circuits for 100G PDM-QPSK Application», *IPRM'11*, 2011.
- [5] P. Runge, et al., «Monolithic InP Receiver Chip with a 90° Hybrid and 56GHz Balanced Photodiodes», *ECOC'12*, 2012.
- [6] S. Farwell, et al., «InP Coherent Receiver Chip with High Performance and Manufacturability for CFP2 Modules», *OFC'14*, 2014.
- [7] H. Yagi, et al., «InP-Based PIN Photodiode Array Integrated with 90°Hybrid Using Butt-Joint Regrowth for Compact 100 Gb/s Coherent Receiver», *IEEE journal of selected topics in quantum electronics*, vol. 20, n° 6, Novembre/Décembre 2014.
- [8] T. Ohyama, et al., «All-in-One 112-Gb/s DP-QPSK Optical Receiver Front-End Module Using Hybrid Integration of Silica-Based Planar Lightwave Circuit and Photodiode Arrays», *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, n° 8, pp. 646-648, 2012.
- [9] L. Wang, et al., «An Effective Integration Solution for 100 Gb/s DP-QPSK Coherent Receiver With a Small Skew», *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, n° 3, pp. 227-230, 2014.
- [10] Y. Kurata, et al., «400-G Coherent Receiver Using Silica-Based Heterogeneously-Integrated PLC with Newly Developed Waveplate PBS», chez *ECOC'14*, 2014.
- [11] M. Takahashi, et al., «Compact 100-Gb/s DP-QPSK Intradyne Coherent Receiver Module Employing Si Waveguide», *ECOC'15*, 2015.
- [12] J. Verbist, et al., «A 40-Gb/s QPSK/16-QAM Integrated Silicon Coherent Receiver», *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 28, n° 19, pp. 2070-2073, 2016.
- [13] P. Runge, et al., «Monolithic Integrated InP Receiver Chip for Coherent Phase Sensitive Detection in the C- and L- Band for Colorless WDM Applications», *ECOC'14*, 2014.
- [14] M. L. Nielsen, et al., «Feasibility Study of SOA-preamplified Coherent Reception for 112 Gb/s DP-QPSK Unamplified Link», *OFC'13*, 2013.

- [15] H. Bach, et al., «InP-Based waveguide-integrated photodetector with 100-GHz bandwidth», *IEEE Journal of selected topics in quantum electronics*, vol. 10, n° 4, pp. 668-672, Juillet/Aout 2004.
- [16] M. Chtioui, et al. «High-performance uni-travelling-carrier photodiodes with a new collector design», *IEEE Photonics technology letters*, vol. 20, n° 13, pp. 1163-1165, Juillet 2008.
- [17] Y. Muramoto, et al., «A polarization-independent refracting -facet uni-traveling-carrier photodiode with high efficiency and large bandwidth», *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, n° 10, pp.3830-3834, Octobre 2006.
- [18] H. Talbot, «Facts relating to optical science», *Edinburgh Philosophical Mag*, vol. 9, pp. 401-407, 1836.
- [19] D. Marcuse, «Light Tansmission Optics», *Bell Laboratories series*, pp.229-262, 1972.
- [20] O. Bryngdhal, «Image formation using self-imaging techniques», *Journal of Optical Society of America*, vol. 63, n° 4, pp. 416-419, 1973.
- [21] E. d'Hardemare, «Modélisation et simulation de composant MMI», *Rapport de projet de fin d'étude au III-V Lab*, 2001.
- [22] M. Boudreau, et al., «An Integrated InP Coherent Receiver for 40 and 100 Gb/Sec Telecommunications Systems», *OFC'09*, 2009.

Chapitre 2 : Etude et simulations du récepteur cohérent avec preamplificateur intégré

2.1. Composition du récepteur cohérent pré-amplifié.

Comme indiqué dans le chapitre 1, un récepteur cohérent pré-amplifié se compose d'un amplificateur optique à semi-conducteur (SOA), d'un mixeur cohérent et de 4 photodiodes (Fig 2.1)

PIC proposé dans notre approche

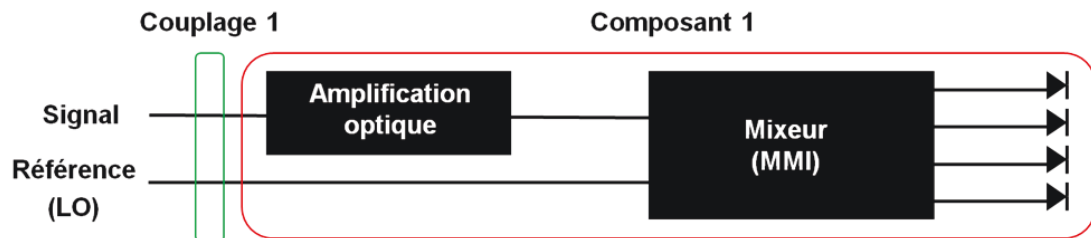


Fig 2.1 Schéma de principe d'un récepteur cohérent préamplifié

C'est donc un dispositif complexe où l'optimisation de chaque partie est nécessaire ainsi que l'étude de l'intégration monolithique de ses trois composants (SOA, mixeur cohérent et photodiodes). Avant de présenter les simulations et les choix qui nous ont permis de développer ce récepteur, nous présenterons chaque partie et détaillerons les simulations et optimisations associées.

2.2. Le mixeur cohérent ou hybrid 90°

2.2.1. Présentation du mixeur cohérent

Bien que cette partie ait été présentée dans le chapitre précédent, nous rappelons ici les principales caractéristiques d'un mixeur cohérent.

Il existe de nombreuses façons de réaliser un mixeur cohérent :

- Une cascade de MMI 2x2 [1]
- Un MMI 2x4 [2]
- D'autre façon [3]

Pour faciliter l'intégration et l'optimisation du mixeur, nous avons décidé de réaliser le mixeur en technologie MMI 2x4.

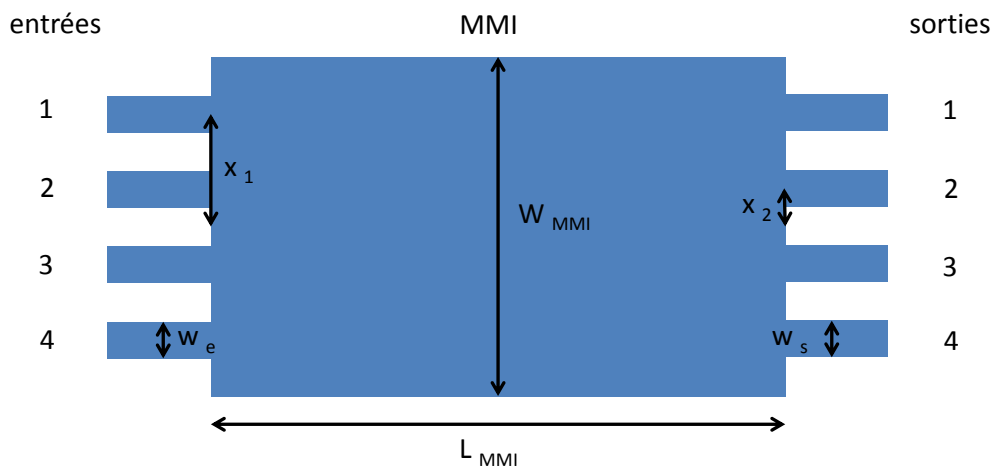


Fig 2.2 Schéma d'un mixeur cohérent avec les différentes longueurs caractéristiques

Un MMI 2x4 est défini à l'aide de ses nombreuses dimensions caractéristiques (Fig 2.2) :

- L_{MMI} la longueur de la section MMI,
- W_{MMI} la largeur de la section MMI,
- X_1 l'écartement entre le centre de la section MMI et le centre de la section des guides d'entrées (ou sorties) 1 et 4,
- X_2 l'écartement entre le centre de la section MMI et le centre de la section des guides d'entrées (ou sorties) 2 et 3,
- W_e la largeur des guides d'entrées,
- W_s la largeur des guides de sorties.

Tous ces paramètres géométriques sont à optimiser et l'influence de leurs variations sur les performances du mixeur est à caractériser.

Ce mixeur a pour but de :

- Démoduler le signal en respectant les lois de phase d'un signal modulé en format QPSK,
- Diviser la puissance optique sans pertes excessives et garantir une même intensité lumineuse sur les quatre photodétecteurs,
- Ne pas induire des phénomènes parasites (bruit, diaphonie, etc...) qui viendraient déformer les signaux de sorties et dégrader par conséquent la démodulation du signal,
- Maintenir une diaphonie faible pour assurer une bonne isolation entre les différents canaux.

2.2.1.1. Les principales technologies

Il existe différentes façons de réaliser des sections passives comme les MMI. Les deux principales sont les technologies dites *ridge* et *enterrée* (Fig 2.3).

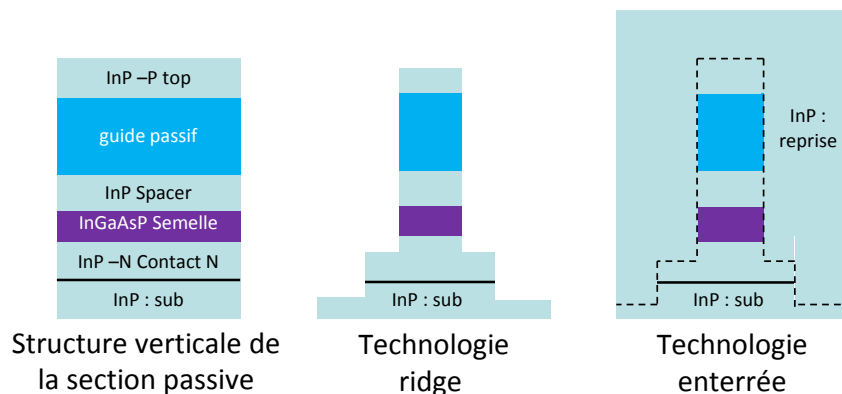


Fig 2.3 Schéma de la structure passive ainsi que les deux approches pour leurs réalisations

Il est donc important de faire l'étude du MMI avec ces deux approches pour choisir celle qui répond au mieux à notre cahier des charges. Ces études seront détaillées dans la partie 2.2.

2.2.1.2. Performances clés

Les principales caractéristiques du mixeur cohérent sont :

- L'imbalance (ou déséquilibre) entre les voies qui caractérise la capacité du mixeur à diviser la puissance optique reçue en puissance optique égale en sortie (exprimé en dB et idéalement proche de 0 dB).
- Le respect des lois de phase qui permettent de qualifier la capacité du mixeur à créer les lois de phase permettant la démodulation (exprimé en degrés et idéalement proche de 0°).
- La PDL (Polarisation Dependance Loss) qui qualifie la capacité du mixeur à fonctionner en polarisation TE et en polarisation TM (exprimé en dB et idéalement proche de 0dB).

2.2.1.3. Études et simulations optiques du mixeur cohérent

Dans cette partie nous nous intéressons au mixeur cohérent et aux simulations qui ont permis son optimisation.

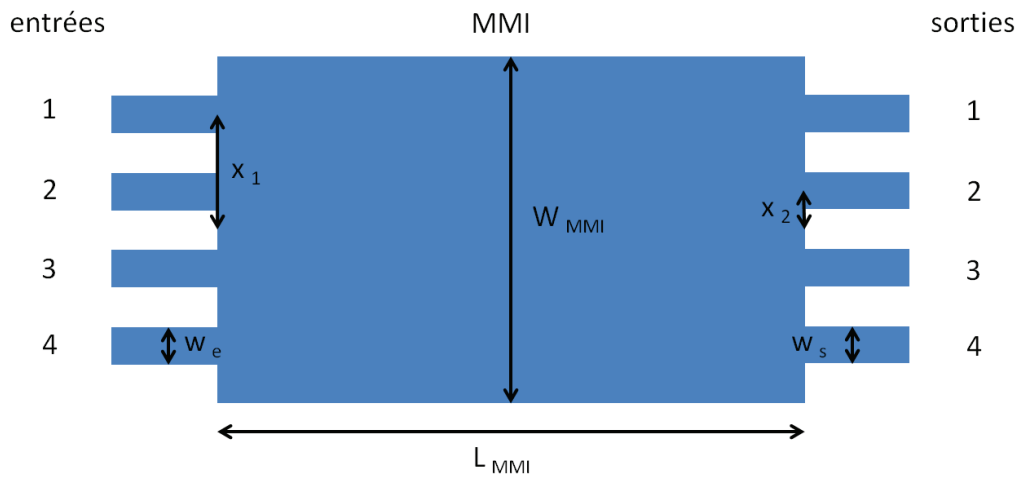


Fig 2.4 Schéma d'un mixeur cohérent avec les différentes longueurs caractéristiques

Nous rappelons en figure 2.4, les différents paramètres géométriques d'un mixeur cohérent obtenu grâce à un MMI 2x4.

2.2.2. Etude d'un mixeur cohérent en technologie ridge

La technologie la plus simple pour réaliser un MMI 2x4 est d'utiliser une structure ridge car elle a l'avantage de ne nécessiter qu'une gravure de définition des rubans et du MMI.

Nous avons donc naturellement étudié les MMI 2x4 ridge pour réaliser notre mixeur cohérent. Pour nos simulations optiques, nous avons utilisé un logiciel de Photon Design qui se nomme FIMMWAVE pour les simulations 2D et possède un module nommé FIMMPROP pour les simulations 3D. FIMMWAVE est un ensemble de solveurs de mode optique, entièrement vectoriel pour les structures de guides d'onde 2D + Z (direction de propagation). Il supporte un grand nombre d'algorithmes complémentaires qui lui permettent de résoudre une variété de cas importante (guides d'ondes), selon les matériaux et les géométries considérées. Nous ne rentrerons pas dans le détail de l'optimisation des solveurs pour réaliser nos simulations.

La structure étudiée pour le mixeur ridge est la suivante :

Couche	Matériau	Indice	Epaisseur
Top	InP	3,17	450 nm
Guide passif	InGaAsP Q1,3	3,4	260 nm
Spacer	InP	3,17	750 nm
Semelle 1	InGaAsP Q1,17	3,34	35 nm
Spacer	InP	3,17	500 nm
Semelle 2	InGaAsP Q1,17	3,34	35 nm
Spacer	InP	3,17	500 nm
Semelle 3	InGaAsP Q1,17	3,34	35 nm
Substrat	InP	3,17	∞

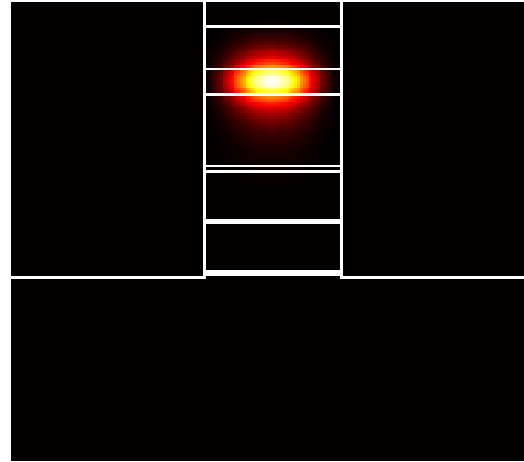


Tableau 2.1 Structure ridge étudiée pour notre MMI 2x4

Il s'agit d'une structure utilisée au laboratoire et réalisée avec une semelle diluée (alternance de couches de Q1,17 et d'InP).

Les différentes étapes permettant la conception d'un MMI 2x4 sont :

- Rechercher des caractéristiques permettant un comportement monomode dans les guides d'entrée et de sortie du MMI.
- Fixer une largeur de MMI (W_{MMI}) permettant un comportement fortement multimode et suffisamment large pour permettre d'entrer et de sortir avec quatre guides monomodes.
- Décaler une entrée de $x_2 = \frac{W_{MMI}/2}{4}$
- Trouver la longueur L_{MMI} permettant d'avoir quatre sorties de même puissance.
- En déduire le deuxième écartement des entrées x_1 .
- Supprimer l'entrée x_2 et rajouter l'entrée x_1 .
- Vérifier que pour une longueur L_{MMI} on retrouve les quatre sorties.
- Optimiser les écartements x_2 et x_1 pour avoir les meilleures sorties (couplage au centre du mode).
- Vérifier que les sections d'entrée (quatre rubans monomodes proches les uns des autres) n'induisent pas un couplage des modes en entrée du MMI.

Toutes ces étapes sont réalisées pour une longueur d'onde de 1550 nm, car nous voulons étudier des canaux WDM en bande C (1530 nm à 1565 nm).

Il faut donc commencer par trouver une largeur de ruban qui a un comportement monomode (un seul mode guidé dans le guide passif). Pour un ruban de $2,2\ \mu\text{m}$ de large nous avons les modes suivants :

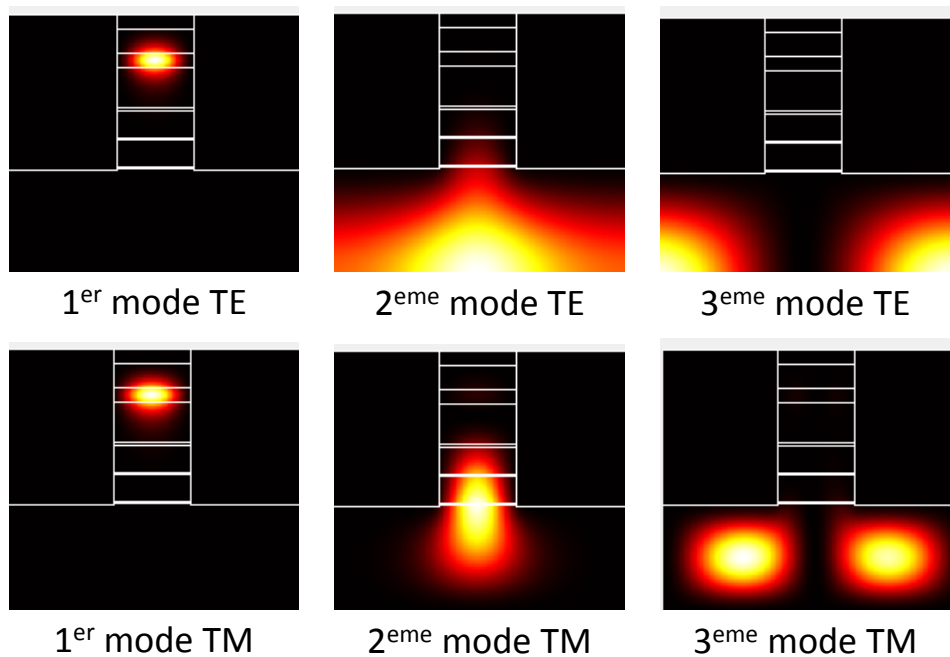


Fig 2.5 Représentations des différents modes TE et TM pour un guide ridge de $2,2\ \mu\text{m}$ de large

On peut observer que seul le mode 1 de chaque polarisation est guidé. Un ruban de $2,2\ \mu\text{m}$ de large nous permet donc d'avoir un comportement monomode en entrée et en sortie du MMI.

A contrario, un guide plus large ($2,4\ \mu\text{m}$) a deux modes guidés et n'a donc pas un comportement monomode (Fig 2.6).

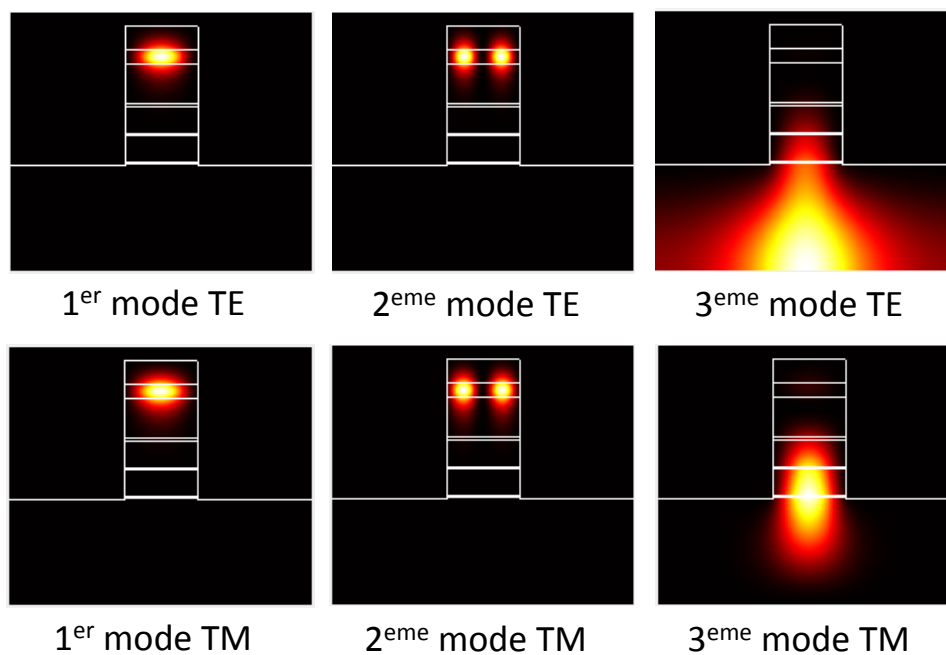


Fig 2.6 Représentations des différents modes TE et TM pour un guide ridge de $2,4\ \mu\text{m}$ de large

On en déduit que : $W_e = W_s = 2,2 \mu m$

Il faut ensuite fixer une largeur de MMI suffisamment large pour accueillir les quatre entrées et sorties. Ici, nous avons choisi :

$$W_{MMI} = 24 \mu m$$

Nous avons alors les modes suivants :

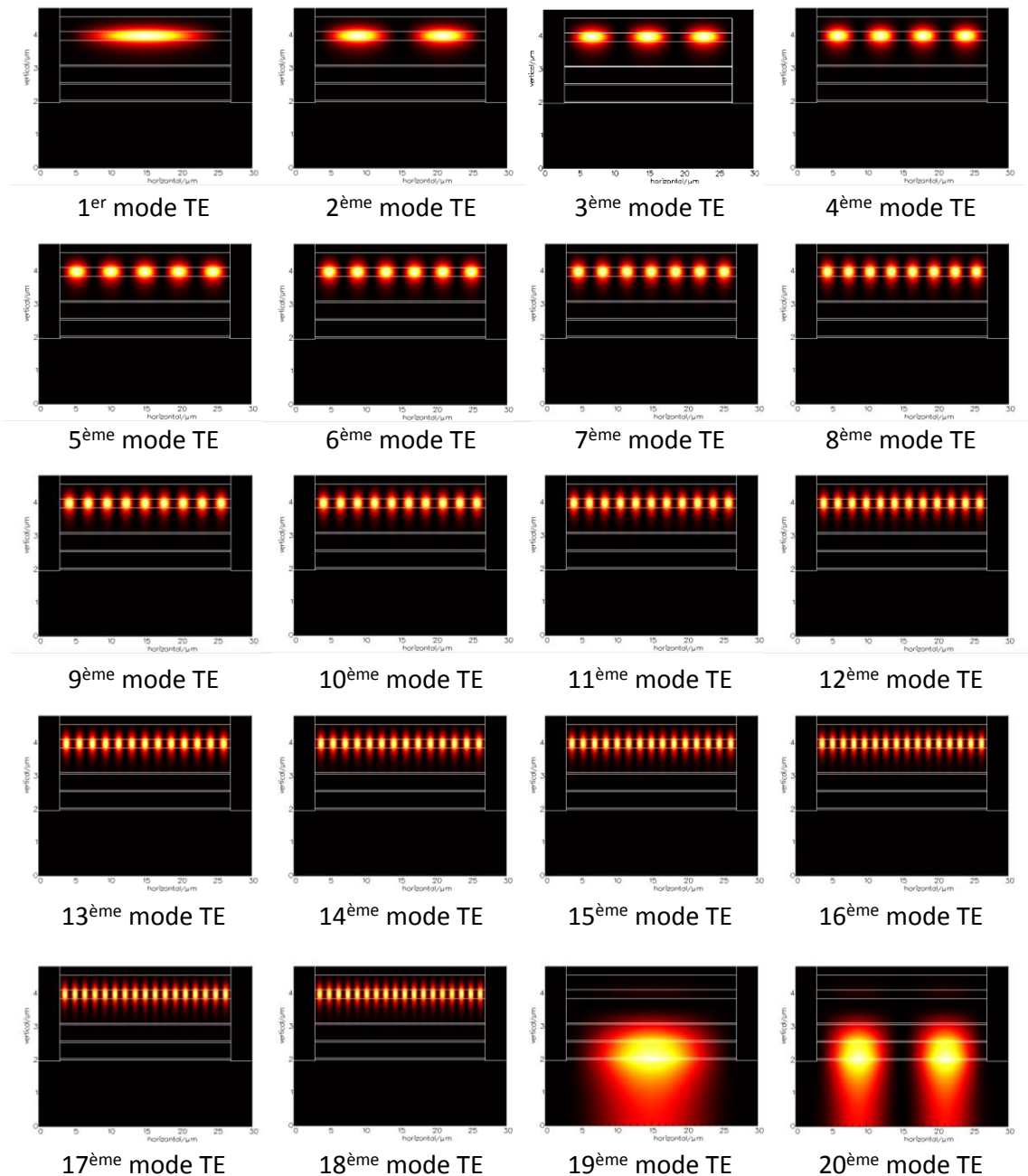


Fig 2.7 Représentations des modes TE dans la section « cœur » du MMI ridge

La figure 2.7 montre que le cœur du MMI est fortement multimode et qu'il y a 18 modes TE guidés dans cette section. Le même procédé est utilisé pour le mode TM et 17 modes guidés sont observables dans cette section.

En première approximation, on fixe $x_2 = \frac{W_{MMI}/2}{4} = 3 \mu m$

Il est alors possible de faire une simulation en mode propagé en fonction de la longueur du MMI (L_{MMI}) pour observer la figure d'interférence entre les différents modes et repérer la longueur L_{MMI} donnant quatre sorties de même intensité.

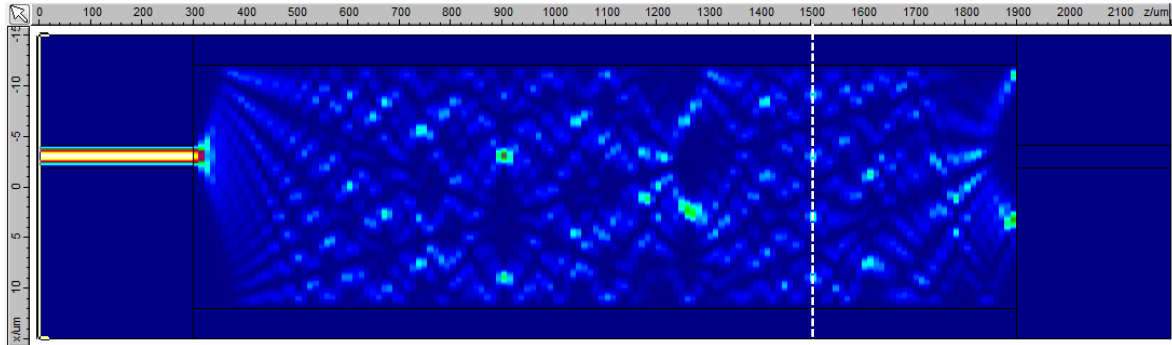


Fig 2.8 Simulation en mode propagé du MMI pour la recherche de la longueur L_{MMI} optimale

On peut ainsi déduire que la figure d'interférence voulue est aux alentours de 1500 μm . Comme le guide d'entrée a une longueur de 300 μm , la longueur optimale du MMI (L_{MMI}) est donc de 1200 μm . L'intensité du champ obtenue à cette longueur est présentée sur la figure 2.9 :

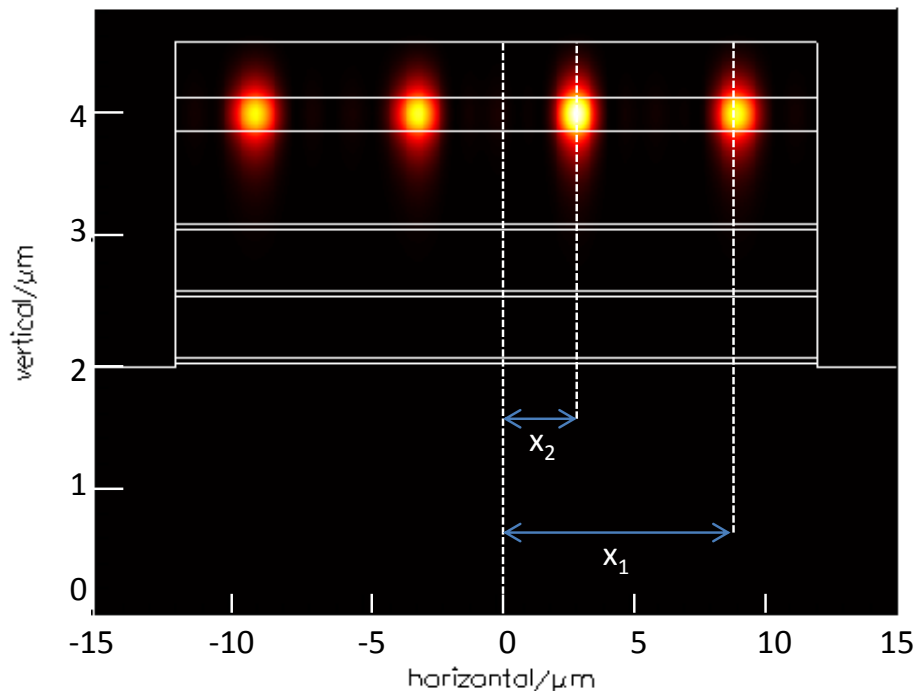


Fig 2.9 Intensité du champ sur la surface de sortie d'un MMI ridge de longueur L_{MMI} de 1200 μm

La figure 2.9 permet de visualiser plusieurs informations. Dans un premier temps, elle valide la longueur optimale du MMI car la figure d'interférence obtenue est celle attendue. D'autre part, le 3^{ème} spot en partant de la gauche est plus intense. Ceci provient de l'approximation de l'écartement du guide d'entrée ($x_2 = 3 \mu m$) qui engendre une figure d'interférence légèrement asymétrique. Enfin, les spots un et quatre se situent à 9,25 μm (x_1) du centre du MMI.

Nous avons donc : $L_{MMI} = 1200 \mu m$ et $x_1 = 9,25 \mu m$

On se rend ainsi compte que : $x_2 = 2,75 \mu m$.

Après les différentes optimisations (positions des entrées et des sorties et longueur du MMI) et vérification (pas de couplage entre les différentes sorties dans les sections droites), le MMI est considéré comme optimisé. Cela nous permet de réaliser la simulation optique de ce MMI pour les entrées 1 et 2 qui seront utilisées par la suite pour l'entrée de l'oscillateur local LO (entrée 1) et pour celle du signal (entrée 2).

Le MMI optimisé pour les entrées 1 et 2 renvoie aux simulations en mode de propagations présentées par la figure 2.10.

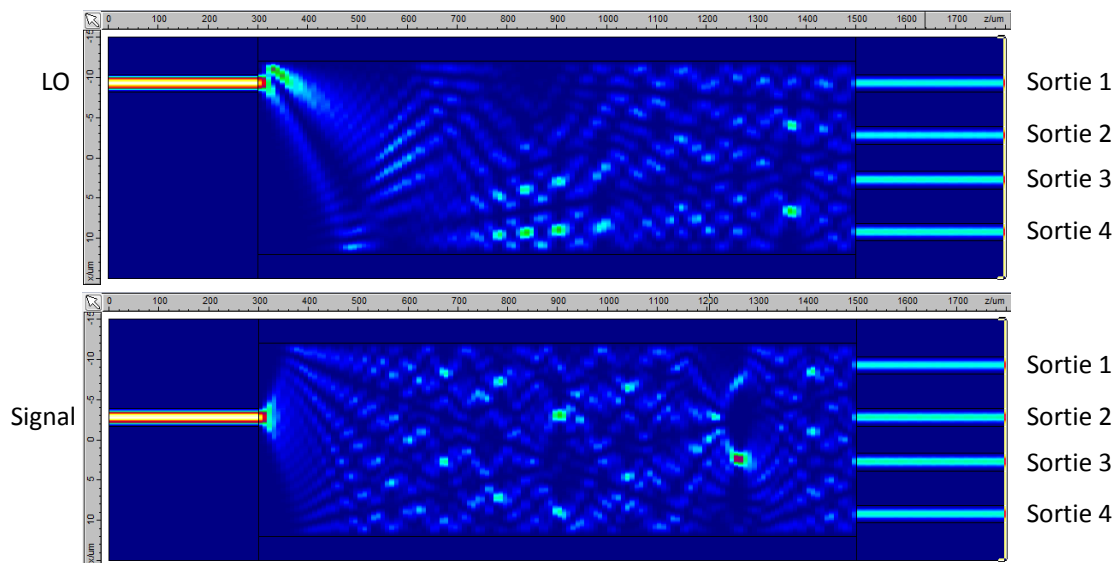


Fig 2.10 Simulations en mode propagation pour l'entrée 1 (LO) et l'entrée 2 (signal) pour le MMI ridge

De ces simulations, il est possible de déduire les transmissions et les phases de chaque sortie. Pour les géométries considérées, le tableau 2.2 regroupe les transmissions et les phases obtenues au niveau des quatre sorties du mixeur.

Entrée	Transmission sortie 1 (en %)	Transmission sortie 2 (en %)	Transmission sortie 3 (en %)	Transmission sortie 4 (en %)
LO	21,3	21,0	22,0	22,3
Signal	21,0	22,3	23,0	22,0
Entrée	Phase sortie 1 (en radian)	Phase sortie 2 (en radian)	Phase sortie 3 (en radian)	Phase sortie 4 (en radian)
LO	-0,528	-2,881	0,289	-0,518
Signal	-2,882	-0,564	-0,559	0,288

Tableau 2.2 Transmissions et phases des sorties pour l'entrée 1 (LO) et l'entrée 2 (signal). Les phases sont données par rapport à l'entrée.

Les lois de phases en sortie donnent :

$$\text{sortie 1} - \text{sortie 4} - 180^\circ = 1.054^\circ \quad (3.1)$$

$$\text{sortie 2} - \text{sortie 3} - 180^\circ = -1.341^\circ \quad (3.2)$$

$$\text{sortie 1} - \text{sortie 2} + 90^\circ = -2.371^\circ \quad (3.3)$$

De ces calculs, il apparait que l'on respecte à $\pm 5^\circ$ les différentes relations de phase attendues.

L'imbalance du mixeur cohérent peut alors être calculée :

$$\text{Imb (dB)} = \text{Max} (I_1; I_2; I_3; I_4) - \text{Min} (I_1; I_2; I_3; I_4)$$

où I_i = Intensité optique en dB en sortie i

Nous obtenons alors une imbalance de 0,261 dB pour l'entrée 1 et de 0,395 dB pour l'entrée 2, ce qui est bien en dessous du +1 dB maximum recherché pour cette caractéristique.

Il y a donc deux étapes importantes dans l'optimisation d'un mixeur cohérent :

- Définir les paramètres géométriques optimaux du mixeur : W_{MMI} , L_{MMI} , W_e , W_s , x_1 et x_2 ,
- Vérifier qu'avec ces paramètres optimaux le mixeur cohérent présente de bonnes caractéristiques.

Ici, les paramètres optimaux sont : $W_{\text{MMI}} = 24 \mu\text{m}$, $L_{\text{MMI}} = 1200 \mu\text{m}$, $W_e = W_s = 2,2 \mu\text{m}$, $x_1 = 9,25 \mu\text{m}$ et $x_2 = 2,75 \mu\text{m}$. Pour ces paramètres optimaux, l'imbalance de l'entrée 1 est de 0,26 dB, l'imbalance de l'entrée 2 est de 0,39 dB et les lois de phase sont respectées à $\pm 3^\circ$.

Maintenant que le mixeur cohérent est optimisé, nous allons pouvoir caractériser l'impact des variations géométriques ou de la longueur d'onde sur les performances de notre mixeur.

2.2.2.1. Étude de l'impact de la longueur d'onde sur les performances du MMI ridge

L'optimisation précédente a été entièrement réalisée à une longueur d'onde de 1550 nm et avec une polarisation TE. Cependant, nous voulons que notre composant soit fonctionnel sur toute la bande C. Il est donc important d'étudier l'impact de la longueur d'onde sur les performances du récepteur. La figure 2.11 montre l'influence de celle-ci sur la transmission.

Pour toute la suite du chapitre on définit :

$$\text{Transmission entrée } i \text{ sortie } j = \frac{\text{Puissance optique en sortie } j}{\text{Puissance optique en entrée } i}$$

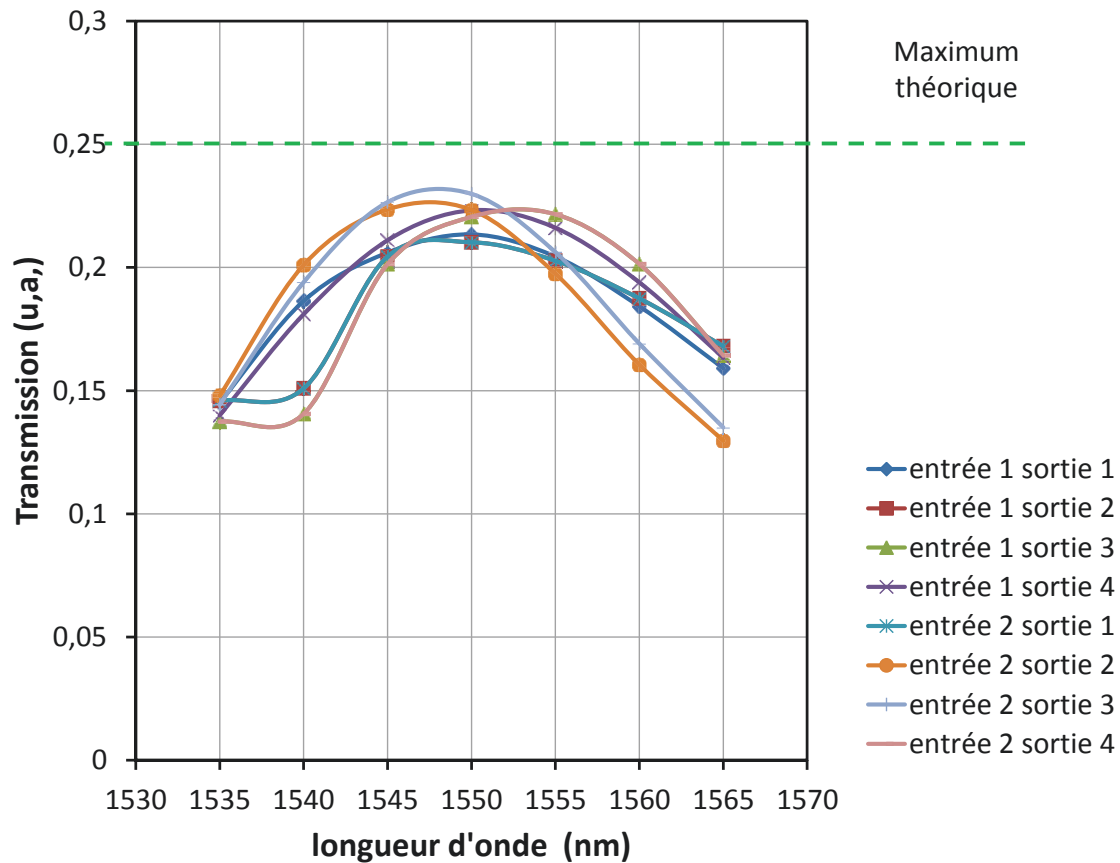


Fig 2.11 Influence de la longueur d'onde sur la transmission pour le MMI ridge

Le maximum de transmission est de 0,23 ce qui est assez proche du maximum théorique qui est de 0,25. Par ailleurs, ce maximum théorique n'est pas atteint car des guides de sorties d'une largeur de $2,2\ \mu\text{m}$ ne permettent pas de récupérer toute l'intensité de la lumière injectée dans le MMI. Ce résultat est illustré lors de l'étude de l'impact de la largeur des guides d'entrées et de sorties sur les performances du mixeur dans la partie 2.2.2.4. La différence entre le maximum et le minimum de transmission est de 35%. Cependant, les sorties présentent des puissances assez différentes, ce qui va se traduire par une imbalance qui peut dépasser 1 dB sur la bande C (Fig 2.12).

La figure 2.12 montre que l'imbalance est faible quelle que soit l'entrée entre 1545 nm et 1560 nm. Toutefois à 1540 nm, l'imbalance est supérieure à notre objectif de 1 dB.

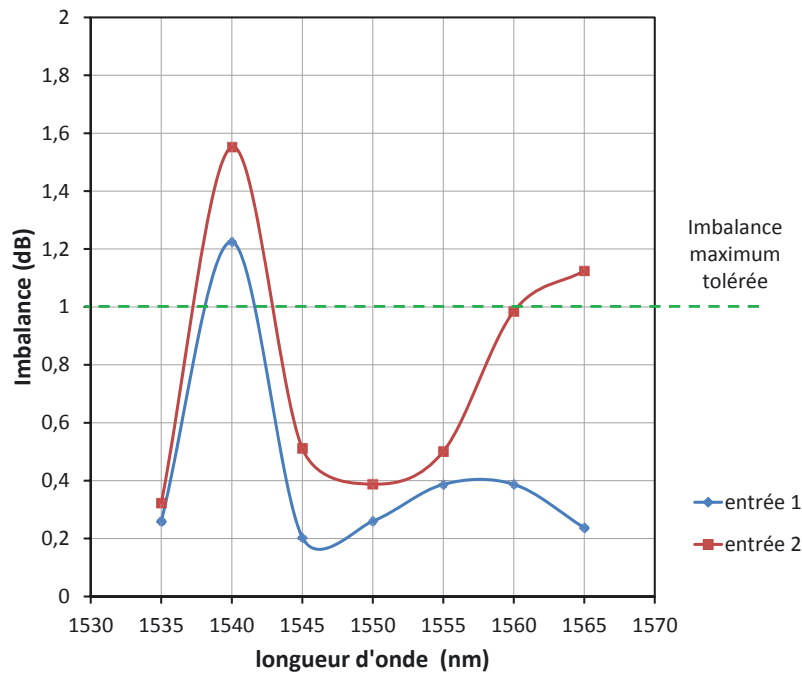


Fig 2.12 Impact de la longueur d'onde sur l'imbalance de notre MMI ridge

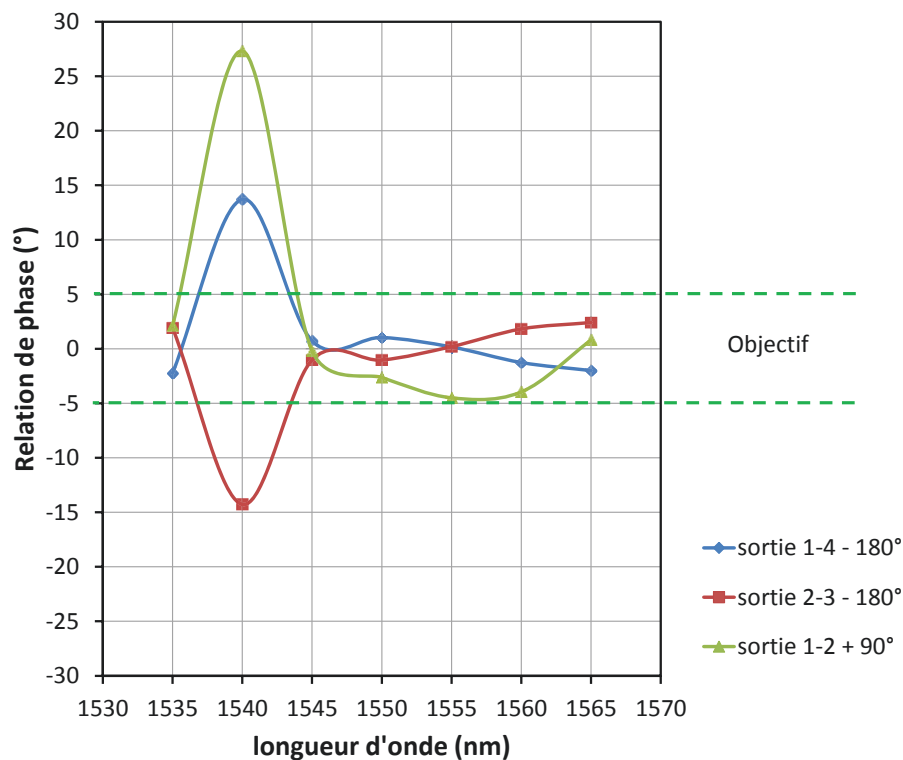


Fig 2.13 Influence de la longueur d'onde sur les lois de phase pour le MMI ridge

La figure 2.13 dévoile que les relations de phase sont comprises entre -5° et 5° pour des longueurs d'onde comprises entre 1545 nm et 1565 nm. Cependant, pour 1540 nm, les relations de phase ne sont pas dans l'objectif de $\pm 5^\circ$.

Il ressort de cette étude que les performances de notre mixeur cohérent réalisé en technologie ridge sont très sensibles à la longueur d'onde d'utilisation. Toutefois, pour comprendre l'influence des principaux paramètres géométriques sur ses performances, nous allons fixer la longueur d'onde à 1550 nm et faire varier les paramètres géométriques du MMI. Cette étude permettra la mise au point d'un modèle théorique ce qui facilitera la déduction des tolérances de fabrication du MMI.

2.2.2.2. Étude de l'impact de la longueur du MMI ridge sur ses performances

De nombreuses études ont déjà été réalisées sur les MMI 2x4 ([4] [5]) avec différentes structures passives et il est donc très intéressant de connaître l'influence de la variation d'un paramètre géométrique sur les performances du mixeur. En effet, lors de la fabrication, il peut y avoir une sur/sous-gravure qui modifie les paramètres géométriques du MMI. Il est donc important de vérifier qu'une petite variation d'un paramètre géométrique ne va pas dégrader très fortement les performances du mixeur. Pour commencer, nous allons nous intéresser à la longueur de celui-ci (Fig 2.14 et Fig 2.15).

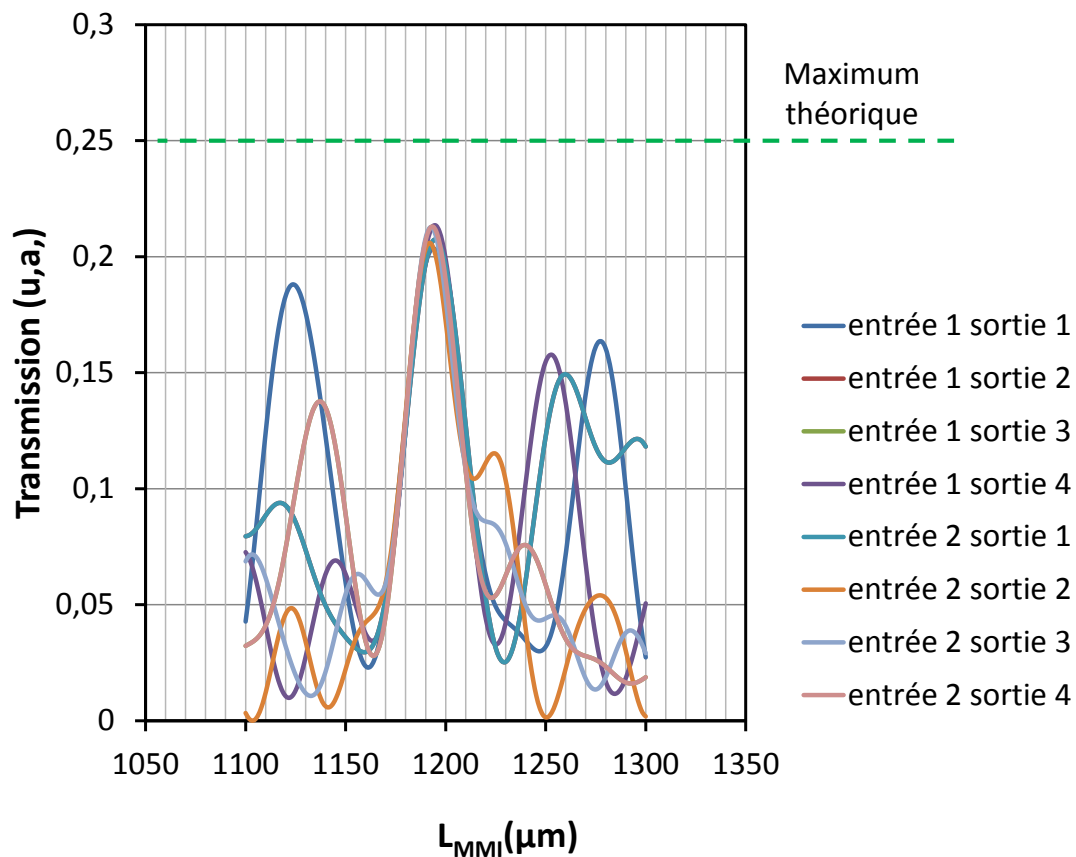


Fig 2.14 Influence de la longueur du MMI ridge sur sa transmission

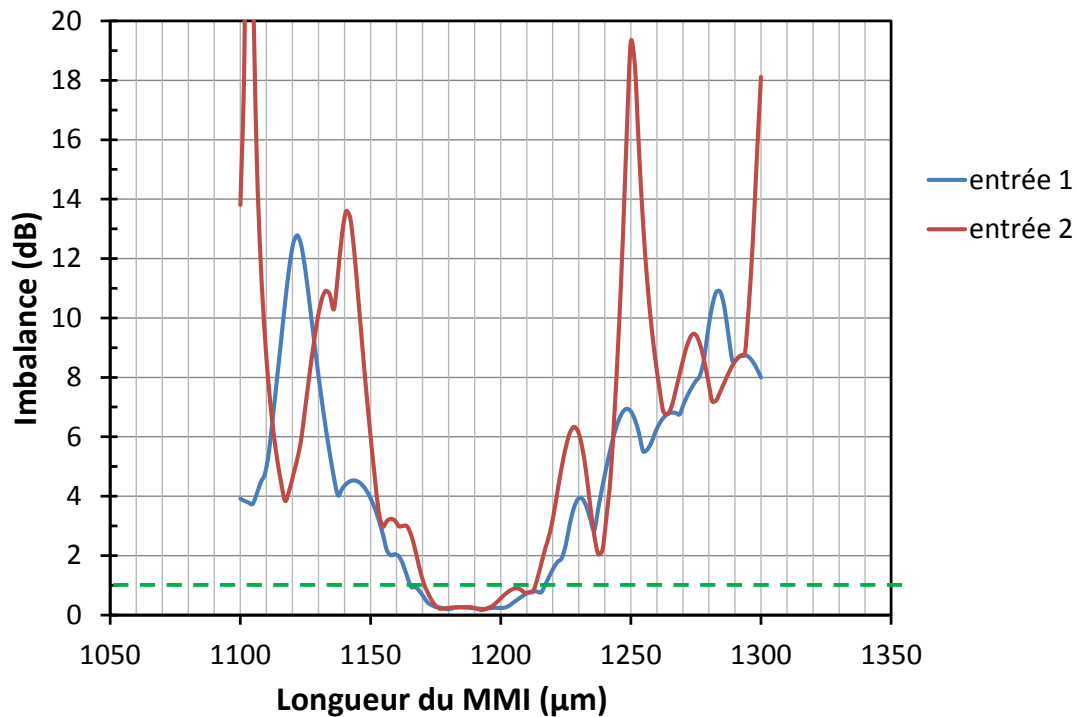


Fig 2.15 Influence de la longueur du MMI ridge sur son imbalance

Comme étudié dans la partie 2.2.2, le maximum de transmission est obtenu pour une longueur de MMI de 1200 μm . Une chute de transmission de 20% par rapport au maximum observé à 1200 μm est observée pour une variation de longueur de 11 μm . La figure 2.14 et en particulier la figure 2.15 montrent que le MMI supporte des variations assez fortes de la longueur L_{MMI} (de l'ordre de 50 μm). Cependant, pour des variations supérieures, l'imbalance est fortement impactée et devient supérieure à la limite de 1 dB.

2.2.2.3. Étude de l'impact de la largeur du MMI ridge sur ses performances

Le second paramètre géométrique à étudier est la largeur du MMI (W_{MMI}). Dans la littérature, il a été prouvé que c'est le paramètre le plus critique lors de la fabrication du mixeur ([6] [7]).

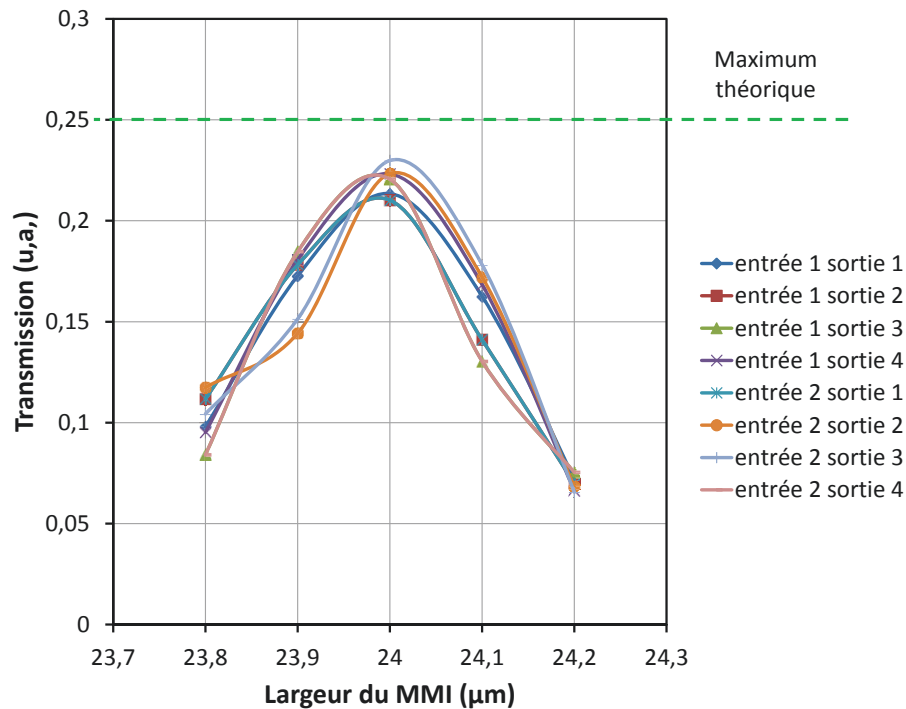


Fig 2.16 Variation de la transmission du MMI ridge en fonction de sa largeur

Comme on peut le constater sur la figure 2.16, une petite variation de la largeur du MMI ($0,1 \mu\text{m}$) a une influence significative sur la transmission de celui-ci (chute de 19% et de 37% par rapport au maximum en fonction des entrées). Pour une variation de $0,2 \mu\text{m}$ de la largeur du MMI, la transmission chute de plus de 55%. De plus, les courbes s'espacent les unes des autres, ce qui signifie que l'imbalance se dégrade. En effet, l'imbalance dépasse la limite tolérée des 1 dB (Fig 2.17). La largeur du MMI a donc une très grande influence sur la transmission et l'imbalance de notre MMI.

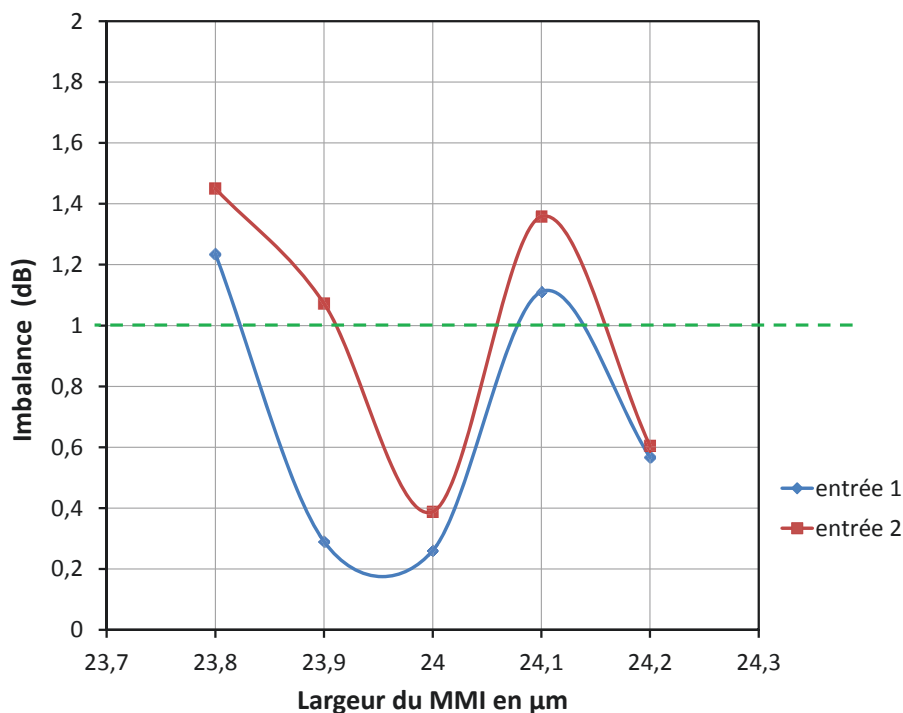


Fig 2.17 Influence de la largeur du MMI sur l'imbalance pour le MMI ridge

2.2.2.4. Étude de l'impact de la largeur des entrées et sorties du MMI ridge

Le troisième et dernier paramètre important à étudier est la largeur des entrées et sorties du MMI. Pour cette étude nous avons considéré un MMI de $24\ \mu\text{m}$ de large et de $1198\ \mu\text{m}$ de long qui est la meilleure configuration pour un fonctionnement optimisé en mode TE et TM. On fait alors varier la largeur des guides de toutes les entrées et de toutes les sorties autour de leur valeur nominale de $2,2\ \mu\text{m}$ (Fig. 2.18).

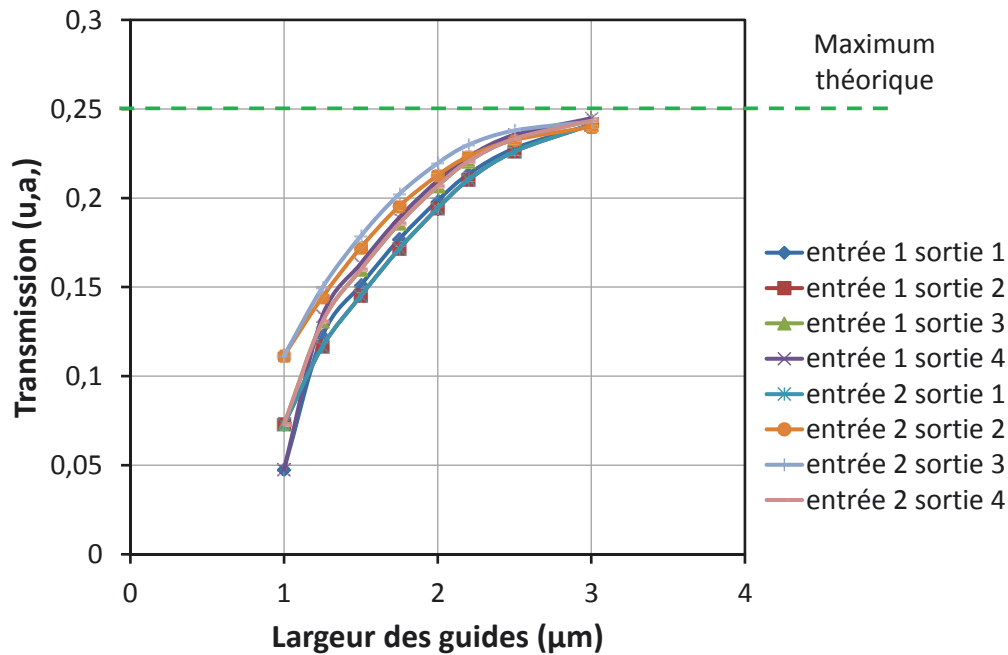


Fig 2.18 impact des variations de la largeur des guides d'entrées et de sorties sur la transmission pour le MMI ridge

Plus les guides sont larges, plus la transmission se rapproche du maximum théorique de 0,25. Cependant, les guides de $3\ \mu\text{m}$ de large sont multimodes ! Il faudrait donc rajouter des tapers en entrées et sorties du MMI pour passer d'une largeur de $3\ \mu\text{m}$ à une largeur de $2,2\ \mu\text{m}$, ce qui rendrait la fabrication du MMI plus complexe.

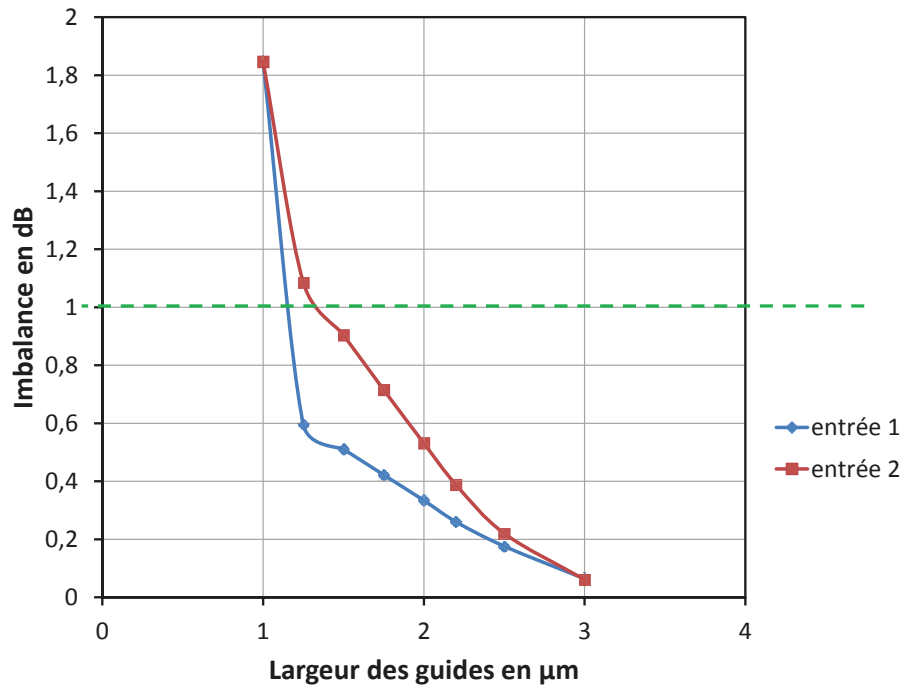


Fig 2.19 Influence de la largeur des guides d'entrées et de sorties sur l'imbalance pour le MMI ridge

Pour l'imbalance (Fig 2.19), là encore le cas idéal (0 dB d'imbalance) est approché pour un guide de 3 μm de large. Pour une largeur trop fine, (<1,5 μm de large) l'imbalance commence à se dégrader. Ces phénomènes s'expliquent grâce à la figure d'interférence dans le MMI (Fig 2.9). En effet lorsque les guides d'entrées et de sorties sont trop fins, on ne récupère pas toute la tache de la figure d'interférence et donc on perd de la puissance.

Le même phénomène est observé pour les lois de phase (Fig 2.20). Une largeur de 3 μm nous rapproche du cas idéal (0° pour les lois de phase) et des guides trop fins dégradent les lois de phase.

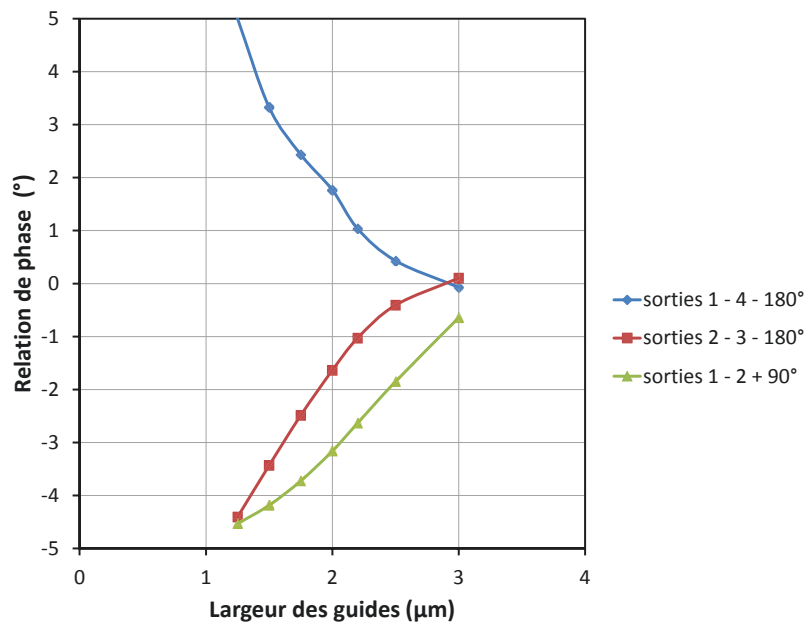


Fig 2.20 Influence de la largeur des guides d'entrées et de sorties sur les lois de phase pour le MMI ridge

2.2.2.5. Conclusion de l'étude sur le MMI ridge

Cette étude théorique du MMI ridge nous a permis de trouver ses paramètres géométriques optimaux :

- $L_{\text{MMI}} = 1198 \mu\text{m}$
- $W_{\text{MMI}} = 24 \mu\text{m}$
- $W_e = 2,2 \mu\text{m}$
- $W_s = 2,2 \mu\text{m}$
- $x_1 = 9,25 \mu\text{m}$
- $x_2 = 2,75 \mu\text{m}$

Nous avons aussi étudié l'influence de la variation des paramètres géométriques principaux et de la longueur d'onde sur les performances de notre MMI. La largeur du MMI est le paramètre géométrique le plus important, car une très faible variation de largeur ($0,1 \mu\text{m}$) fait chuter la transmission de 37%. De plus, cela dégrade l'imbalance du composant qui dépasse la limite des 1 dB. Il est aussi important d'observer que notre composant ridge n'est pas utilisable sur toute la bande C, car à 1540 nm les relations de phase et l'imbalance sont hors spécification (respectivement $>\pm 5^\circ$ et $>1 \text{ dB}$).

2.2.3. Étude d'un mixeur cohérent en technologie enterrée

Cette partie est consacrée à l'étude d'un MMI enterré. En effet, notre amplificateur optique à semi-conducteur est réalisé selon cette approche. Il est donc intéressant de voir s'il est possible de réaliser toutes les sections passives en technologie enterrée pour faciliter l'intégration.

Nous avons mené des simulations identiques à celles réalisées sur le MMI ridge. Le but est de connaître les performances ultimes de cette nouvelle approche. Elle permettra également une comparaison avec les calculs menés sur le MMI ridge, en particulier pour appréhender au mieux les variations des dimensions géométriques du mixeur. Le tableau ci-dessous, présente la structure verticale du guide, le ruban enterré défini en fin de technologie ainsi que les différents modes guidés dans ce guide enterré.

Couche	Matériau	Indice	Epaisseur
Top	InP	3,17	2500 nm
Guide passif	InGaAsP Q1,3	3,4	520 nm
Spacer	InP	3,17	400 nm
Semelle	InGaAsP Q1,17	3,34	150 nm
-	InP	3,15	1500 nm
Substrat	InP	3,17	∞

Tableau 2.3 Structure de guide enterrée étudiée

Avec cette structure, le MMI 2x4 optimisé présente les paramètres géométriques suivants :

- $L_{MMI} = 1266 \mu m$
- $W_{MMI} = 24 \mu m$
- $W_e = 3 \mu m$
- $W_s = 3 \mu m$
- $x_1 = 9,25 \mu m$
- $x_2 = 3 \mu m$

Par rapport au MMI ridge, le MMI enterré a une longueur plus importante de $66 \mu m$.

2.2.3.1. Étude de l'impact de la longueur d'onde sur les performances du MMI enterrée

Comme pour l'étude sur le MMI ridge, il est important de voir comment se comporte notre MMI en fonction de la longueur d'onde (Fig 2.21).

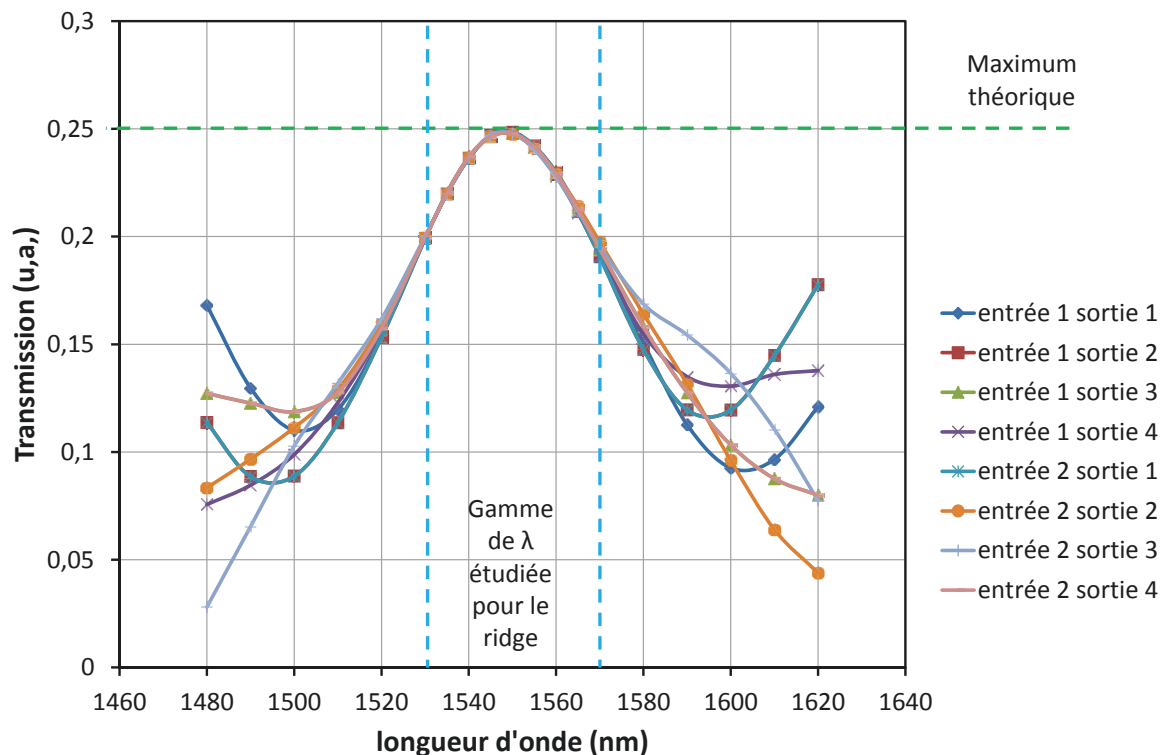


Fig 2.21 Influence de la longueur d'onde sur la transmission pour le MMI enterré

Par rapport au MMI ridge, le MMI enterré présente moins de pertes intrinsèques (les courbes de transmission se rapprochent du maximum théorique). De plus, pour des longueurs d'onde comprise entre 1530 nm et 1570 nm, les transmissions sont supérieures à 0,2. Nous observons également une superposition des transmissions de chaque sortie pour une longueur d'onde comprise entre 1510 nm et 1580 nm. Cela se traduit par une imbalance très faible (<1 dB) pour des longueurs d'onde comprise entre 1505 nm et 1585 nm. Notre mixeur présente donc de très bonnes caractéristiques sur l'ensemble de la bande C et au-delà.

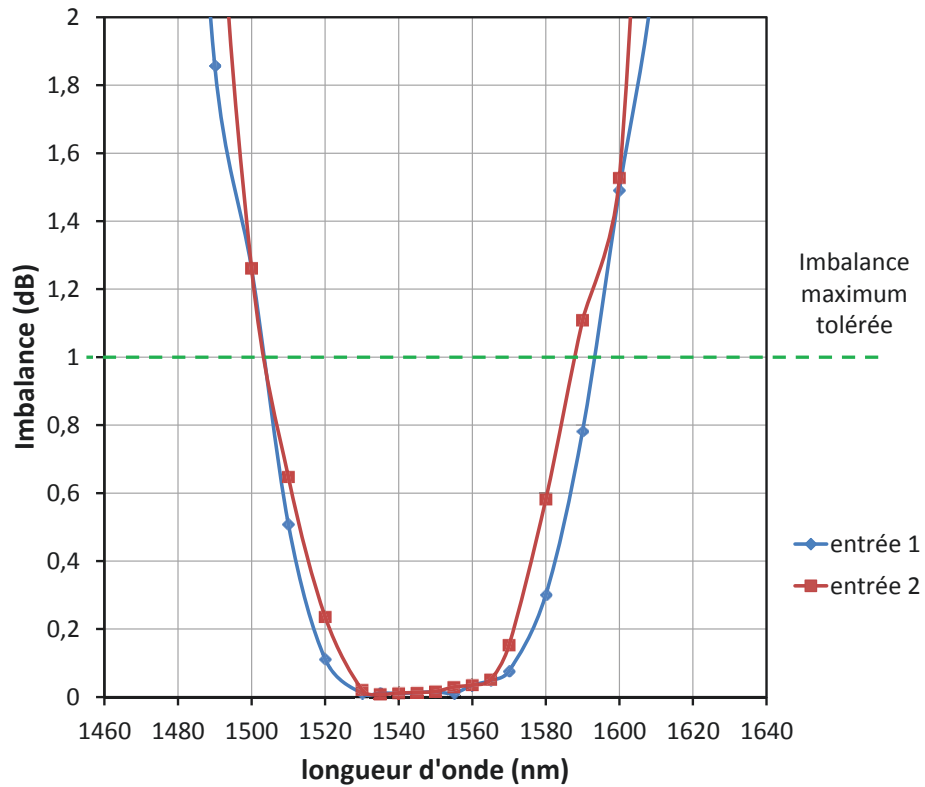


Fig 2.22 L'imbalance du MMI enterré en fonction de la longueur d'onde

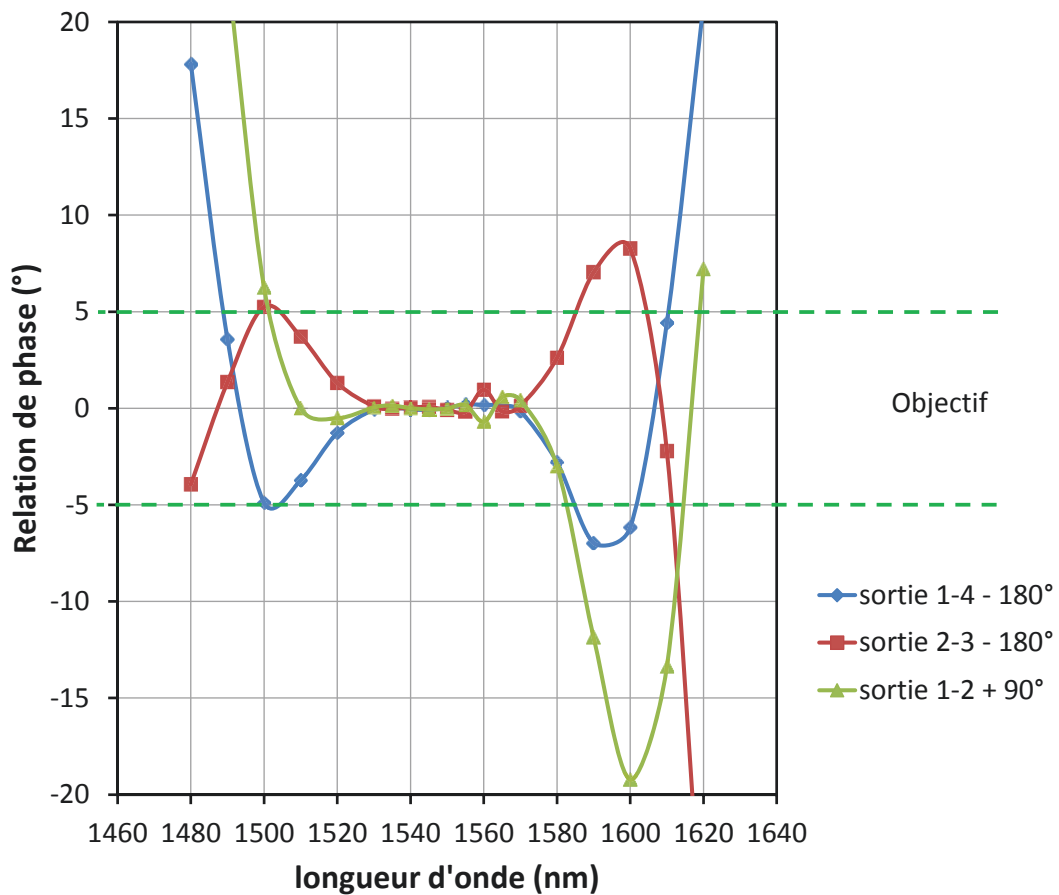


Fig 2.23 Influence de la longueur d'onde sur les lois de phase pour le MMI enterré

Pour les lois de phase (Fig 2.23), notre MMI enterré est dans l'objectif ($\pm 5^\circ$) pour des longueurs d'onde comprises entre 1500 nm et 1585 nm. Les lois de phase sont bien meilleures que celles obtenues avec le MMI ridge.

Nous avons donc un MMI enterré dont les performances calculées (transmission, imbalance et relation de phase) sont excellentes et meilleures que celles obtenues avec le MMI ridge. Il est maintenant intéressant de voir si ce MMI est sensible aux variations de ses différents paramètres géométriques.

2.2.3.2. Étude de l'impact de la longueur du MMI enterrée sur ses performances

On observe (Fig 2.24) que le pic de transmission du MMI enterré est atteint pour une longueur de 1266 μm , qu'une chute de 20% est atteinte pour une variation de 15 μm , contre une variation de 11 μm pour le MMI ridge. De plus, les transmissions des différentes sorties étant confondues, l'imbalance sera faible.

La figure 2.25 nous montre bien que les relations de phase sont comprises dans la gamme $\pm 5^\circ$ pour des longueurs comprises entre 1230 μm et 1297 μm . Cette gamme de variation de longueur (67 μm) est largement compatible avec les étapes technologiques envisagées.

La longueur du MMI n'est donc pas un paramètre critique pour les performances de notre composant. De plus, le MMI enterré supporte mieux les variations de longueur par rapport au MMI ridge (Fig 2.24 et 2.25).

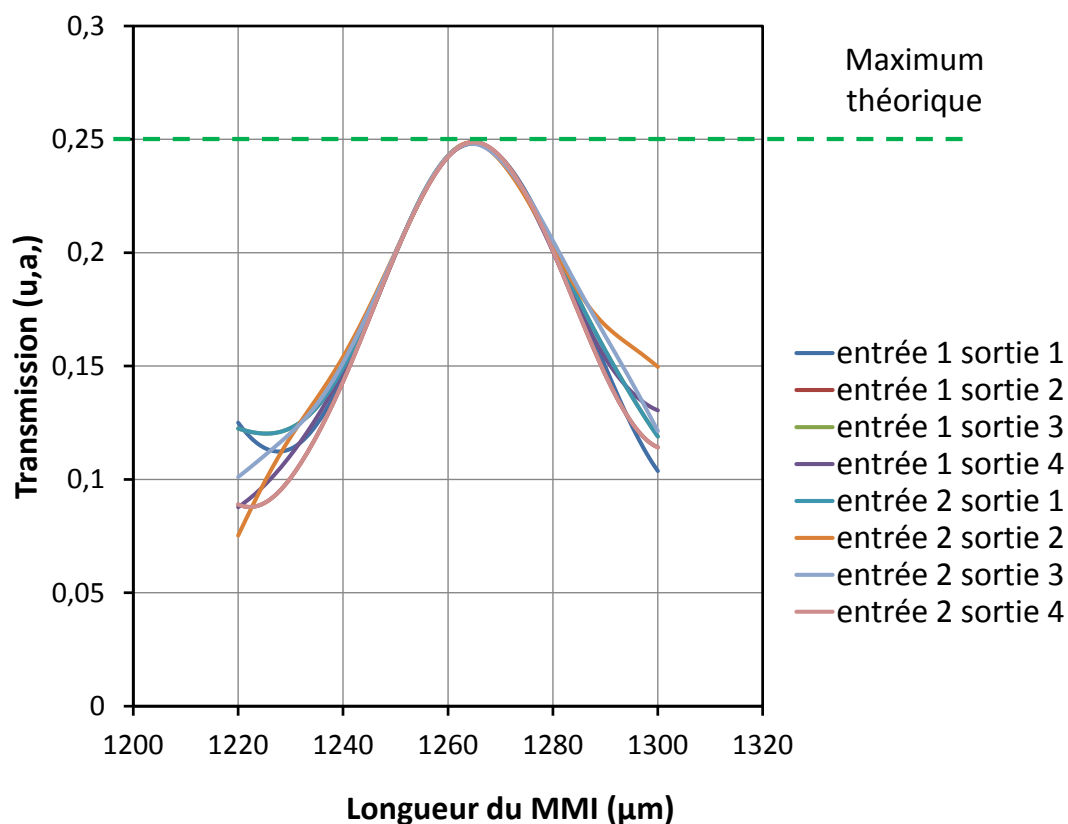


Fig 2.24 Influence de la longueur du MMI sur la transmission du MMI enterré

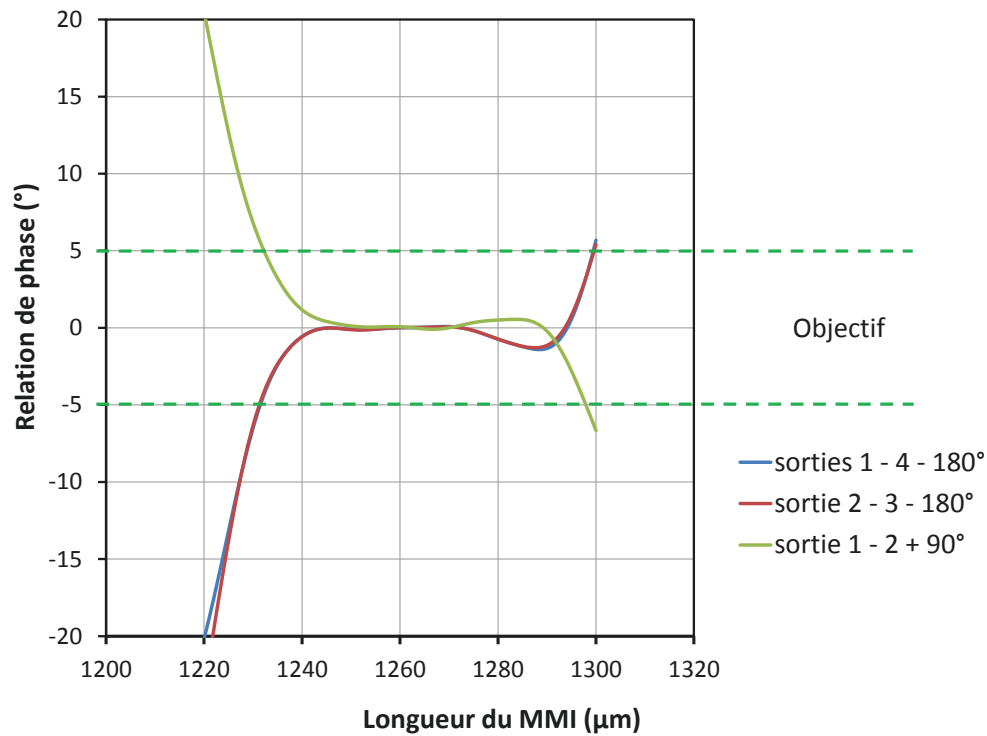


Fig 2.25 Relations de phase en fonction de la longueur du MMI

2.2.3.3. Étude de l'impact de la largeur du MMI enterrée sur ses performances

Comme pour le MMI ridge, il est important d'évaluer l'impact de petites variations de largeur du MMI enterré sur ses performances.

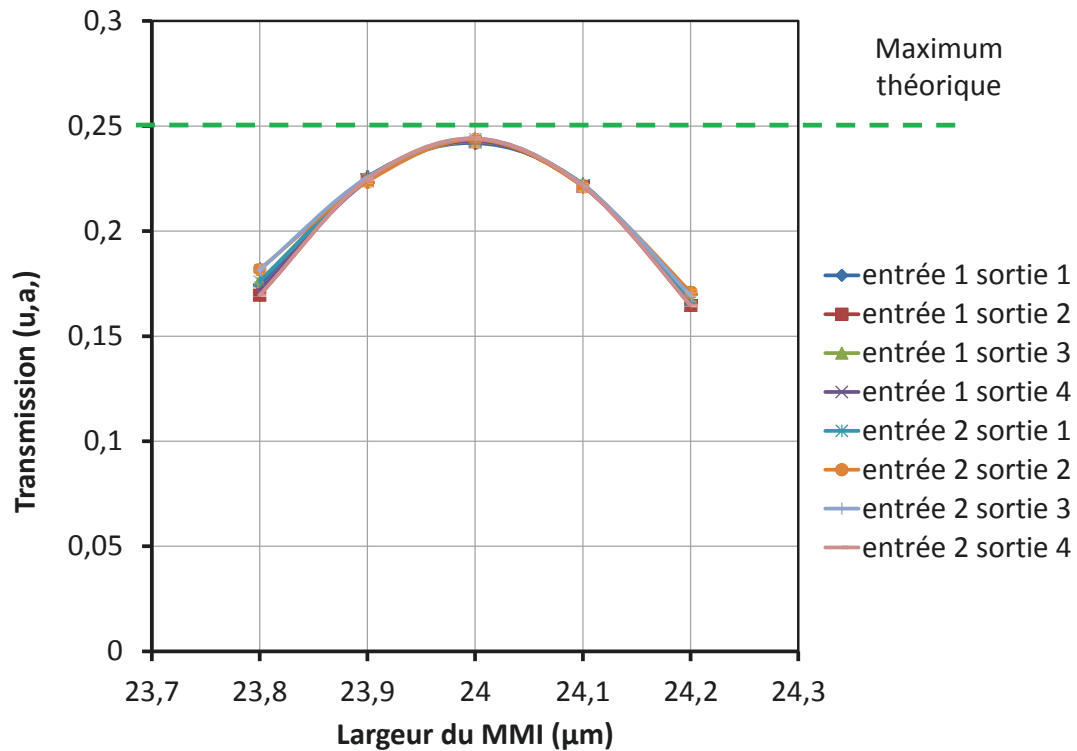


Fig 2.26 Transmission du MMI enterré en fonction de sa largeur

La figure 2.26 montre que comme pour le MMI ridge, la largeur optimale est de 24 μm . Une variation de largeur de 0,1 μm induit 9% de chute de la transmission alors qu'elle est de 19% pour le MMI ridge. De plus, la figure 2.27, représentant l'imbalance du MMI enterré en fonction de la largeur, montre que celle-ci est très faible ($<0,4$ dB). Les sorties sont donc très bien équilibrées.

La figure 2.28 montre que les relations de phase sont respectées à $\pm 5^\circ$ pour des largeurs aux moins comprises entre 23,8 μm et 24,2 μm .

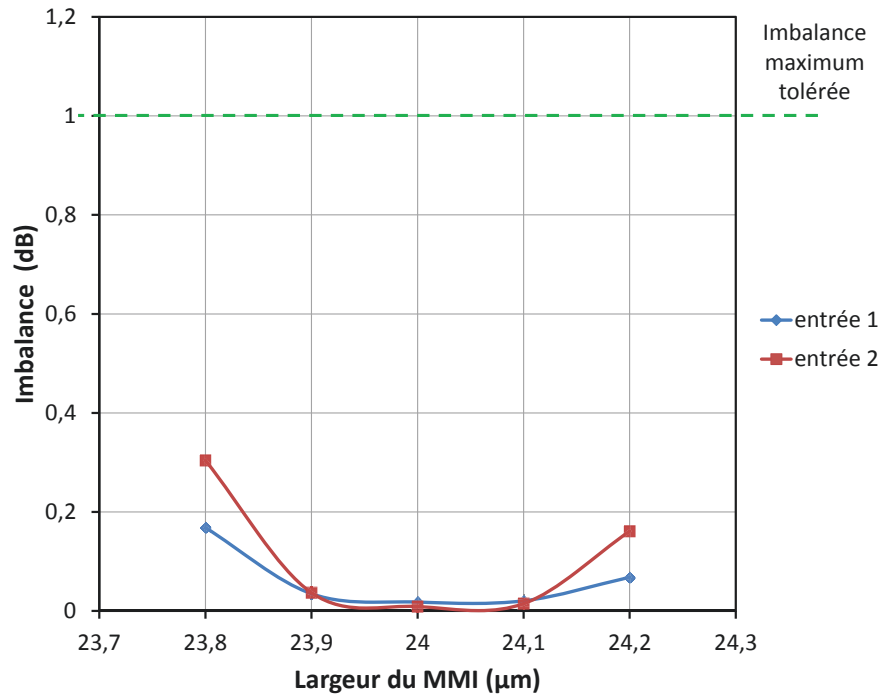


Fig 2.27 Influence de la largeur du MMI sur l'imbalance pour le MMI enterré

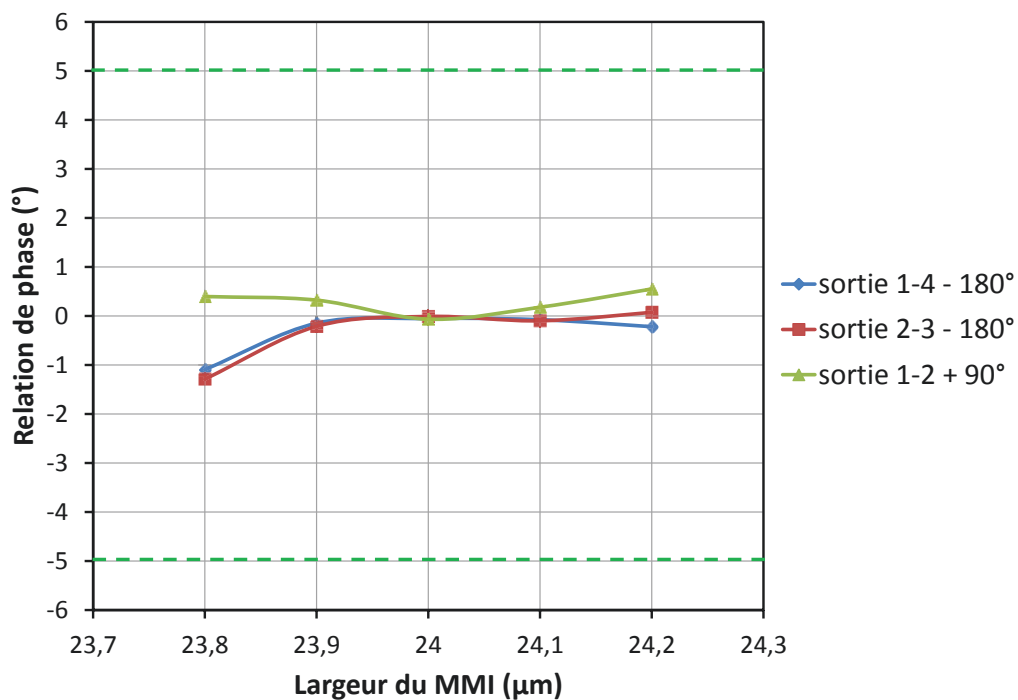


Fig 2.28 Les relations de phase du MMI enterré en fonction de sa largeur

De cette étude, il apparaît que la largeur du MMI enterré est, selon nos calculs, à $24 \pm 0,2 \mu\text{m}$ afin de garantir une bonne transmission, un équilibre des sorties et de bonnes relations de phase. Bien que cette approche technologique soit plus tolérante par rapport à une technologie ridge, elle nécessite malgré tout une optimisation spécifique.

Le bon fonctionnement du MMI est assuré par un couple largeur-longueur. En effet, il est possible de faire correspondre pour chaque largeur, une longueur optimale qui permet d'assurer une bonne transmission, des sorties équilibrées ainsi que de bonnes relations de phase. La figure 2.29 montre les différentes longueurs optimales pour chaque largeur de MMI.

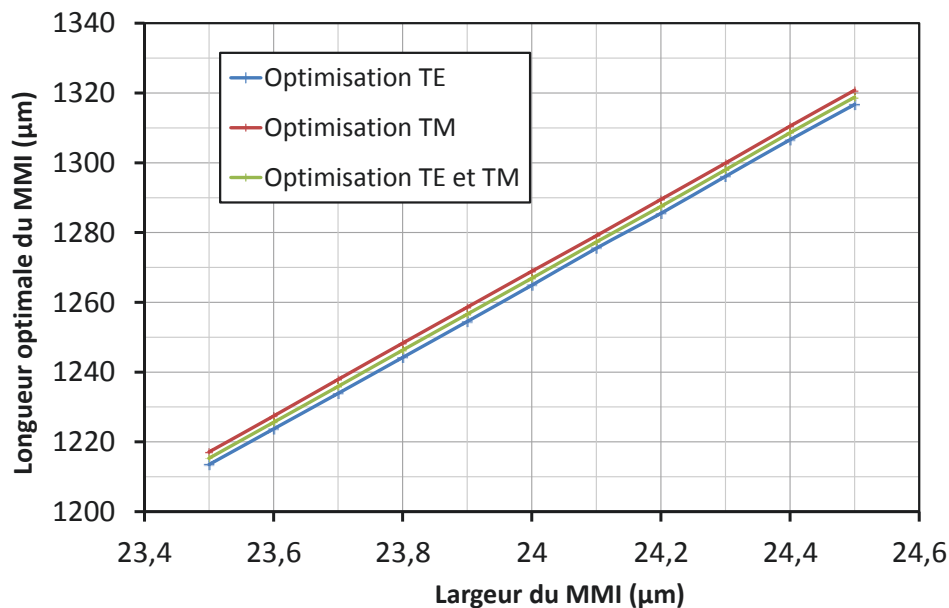


Fig 2.29 Longueurs optimales pour différentes largeurs de MMI enterré

La figure 2.29 montre qu'une petite variation de largeur peut être compensée par une variation de longueur plus importante. Pour une variation de $+0,1 \mu\text{m}$ sur la largeur du MMI correspond une variation de longueur d'environ $+10 \mu\text{m}$. Il est ainsi possible de compenser des variations de largeur dues aux procédés technologiques par une variation importante de longueur. De plus, les optimisations TE et TM donnent des longueurs très proches. Il est donc possible de faire un MMI optimisé TE/TM pour que notre mixeur puisse démoduler de façon identique le signal TE et le signal TM.

2.2.3.4. Étude de l'impact de la largeur des entrées et des sorties du MMI enterré

Pour cette étude une largeur de $24 \mu\text{m}$ et une longueur de $1266 \mu\text{m}$ sont utilisées pour le MMI optimisé. Comme pour le MMI en technologie ridge, la largeur des guides en entrées et en sorties du MMI est primordiale. En effet, un guide large permet d'avoir une transmission importante mais un guide trop large nécessitera l'utilisation d'un taper pour repasser sur une largeur faible qui permet d'avoir un comportement monomode.

On observe (Fig 2.30) que l'influence de la largeur des guides d'entrées et de sorties sur la transmission est moindre que pour la technologie ridge (Fig 2.18). En effet, le maximum de transmission est atteint pour une largeur de guide de $3 \mu\text{m}$ et une variation de $1 \mu\text{m}$ induit une

diminution de la transmission de 3% contre 16% pour le MMI ridge. Cela s'explique par un confinement plus important pour une technologie enterrée. Comme le confinement est plus fort, le mode est plus petit en technologie enterrée qu'en technologie ridge. C'est aussi pour cette raison qu'un guide ridge est monomode en dessous d'une largeur de $2\ \mu\text{m}$ (pour la structure étudiée) alors qu'il faut une largeur de $1,2\ \mu\text{m}$ pour avoir un guide monomode en technologie enterrée (pour la structure étudiée). On observe une transmission maximale pour une largeur de $2,5$ à $3\ \mu\text{m}$.

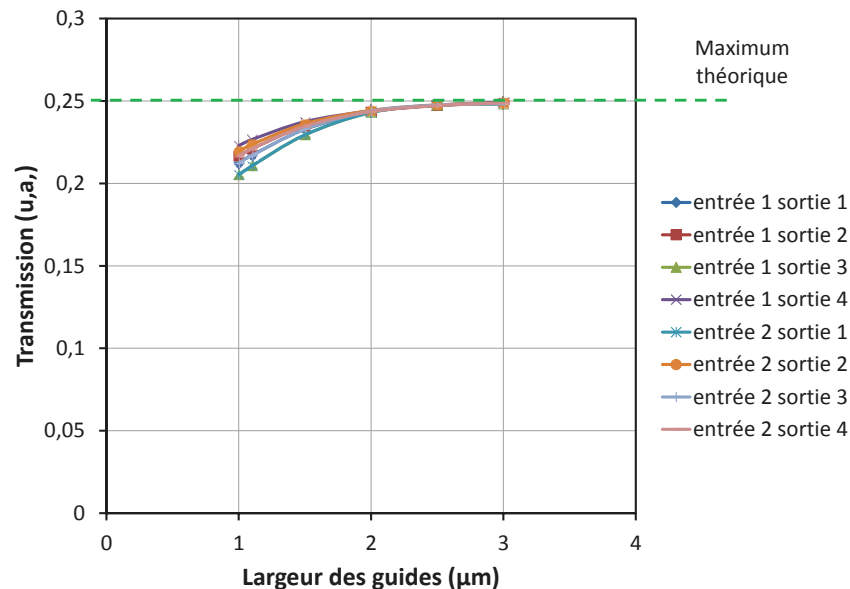


Fig 2.30 Influence de la largeur des guides en entrées et sorties du MMI enterré sur la transmission

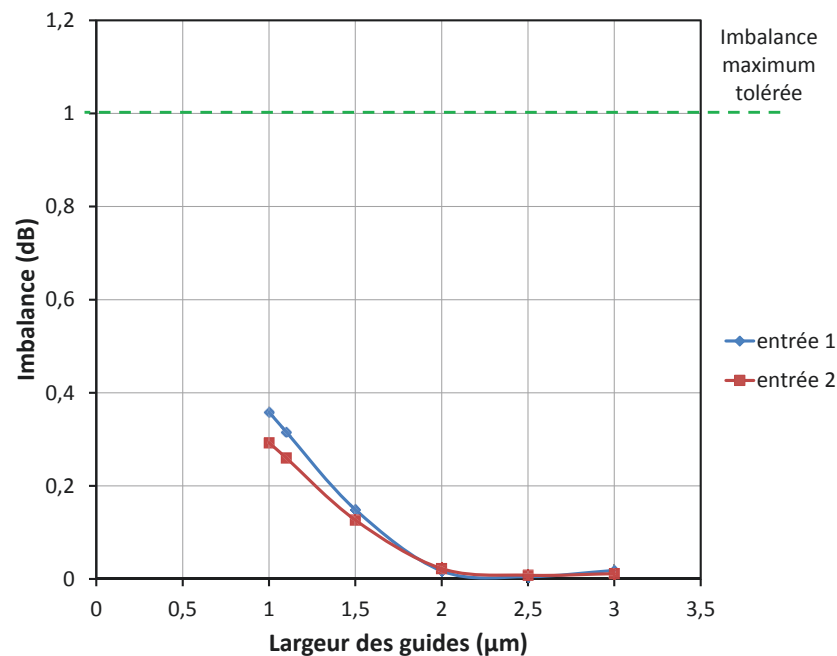


Fig 2.31 L'imbalance du MMI enterré en fonction de la largeur des guides en entrées et en sorties

La figure 2.31 montre bien que pour une largeur supérieure à $2\ \mu\text{m}$, l'imbalance est très proche de 0. De plus, pour toute largeur supérieure à $1\ \mu\text{m}$, l'imbalance est inférieure à 1 dB.

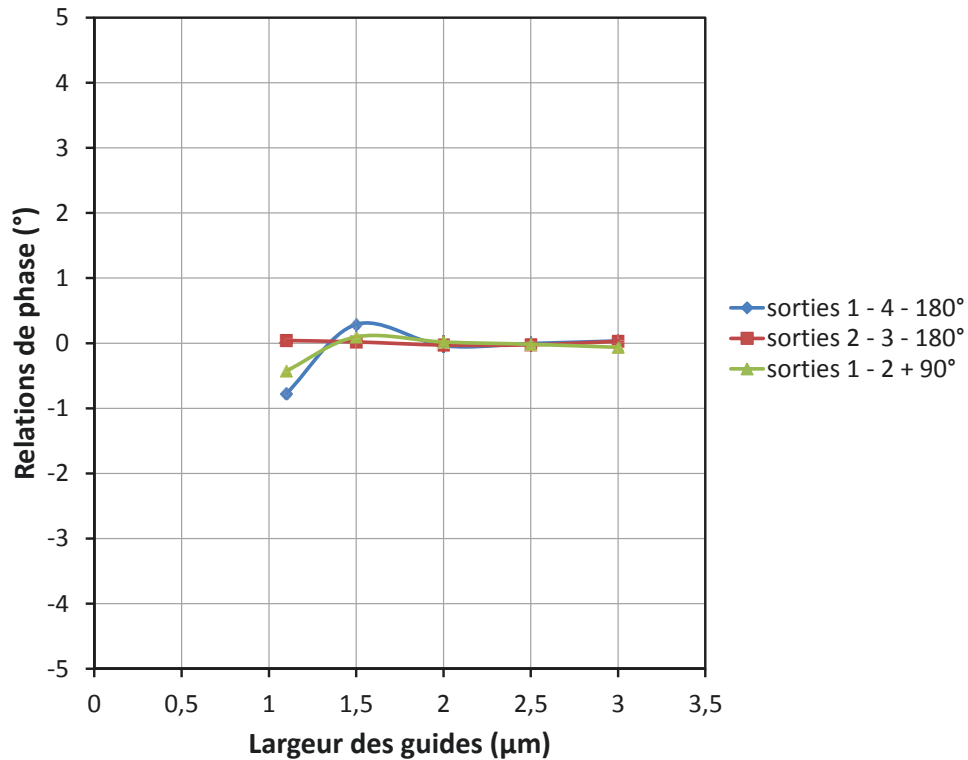


Fig 2.32 Influence de la largeur des guides en entrées et sorties du MMI sur les relations de phase pour le MMI enterré

Pour une largeur supérieure à 1 μm , la variation des relations de phase ne dépasse pas 1° (Fig 2.32). La gamme des $\pm 5^\circ$ est donc respectée.

2.2.3.5. Étude de l'impact de tapers en entrées et en sorties du MMI enterré

Pour un MMI enterré, le passage d'une largeur de guide de 3 μm (en entrée et sortie du MMI) à une largeur de 1,1 μm (largeur des guides pour un comportement monomode) implique l'utilisation de taper (adaptateur de modes) en entrée et en sortie du MMI. Aussi, nous devons vérifier que l'utilisation de tapers ne dégrade pas les performances du MMI. Pour cela, une comparaison entre des simulations sans taper et des simulations avec taper pour un MMI optimisé a été réalisée.

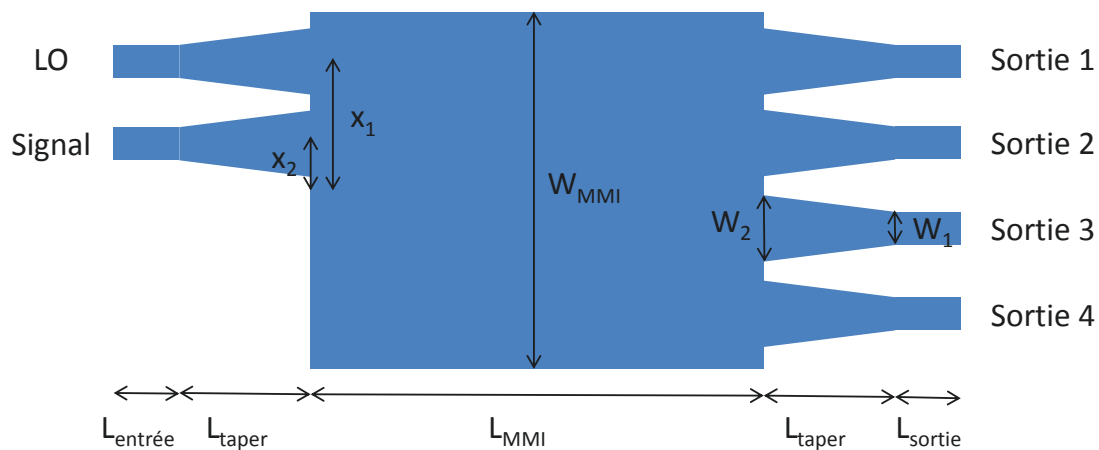


Fig 2.33 Schéma de principe du composant étudié

La figure 2.33 illustre la figure de principe du composant étudié. La longueur d'onde de simulation est 1550 nm.

On a :

- $L_{\text{entrée}} = L_{\text{sortie}} = 50 \mu\text{m}$
- $L_{\text{taper}} = 100 \mu\text{m}$
- $L_{\text{MMI}} = 1266 \mu\text{m}$
- $W_1 = 1,1 \mu\text{m}$ (petite largeur des tapers)
- $W_2 = 3 \mu\text{m}$ (grande largeur des tapers)
- $x_1 = 9,25 \mu\text{m}$
- $x_2 = 2,75 \mu\text{m}$

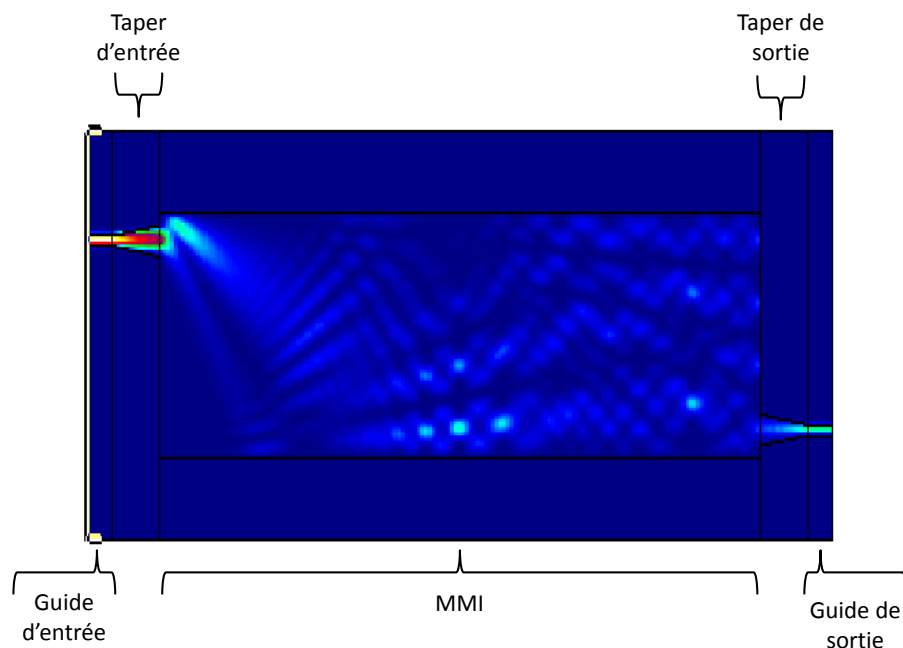


Fig 2.34 Figure d'interférence pour un MMI enterré avec un taper en entrée et un taper en sortie

Un exemple de simulation avec taper pour une entrée (entrée 1) et une sortie (sortie 4) est présenté par la figure 2.34.

Le tableau 2.4 donne les transmissions, l'imbalance et les relations de phase de notre configuration d'étude du MMI enterré avec et sans taper.

L'intégration des tapers ne rajoute pas de pertes négligeables significatives (<3%), et ne dégrade ni l'imbalance ni les relations de phase. Il est donc intéressant de réaliser les entrées et les sorties du MMI avec une largeur de $3 \mu\text{m}$ (pour avoir le maximum de transmission) et de repasser à des largeurs monomode de $1,1 \mu\text{m}$ grâce à des tapers en entrée et en sortie du MMI. De plus, avoir le maximum de transmission signifie limiter les réflexions parasites dans le MMI qui risque d'altérer le bon fonctionnement du SOA.

Configuration	Transmission entrée 1 sortie 1 (en %)	Transmission entrée 1 sortie 2 (en %)	Transmission entrée 1 sortie 3 (en %)	Transmission entrée 1 sortie 4 (en %)	Transmission entrée 2 sortie 1 (en %)	Transmission entrée 2 sortie 2 (en %)	Transmission entrée 2 sortie 3 (en %)	Transmission entrée 2 sortie 4 (en %)
Sans taper	24,81	24,87	24,83	24,88	24,83	24,86	24,81	24,87
Avec taper	24,20	24,26	24,27	24,29	24,39	24,36	24,41	24,41

Configuration	Imbalance entrée 1 (dB)	Imbalance entrée 2 (dB)	Relation de phase Sorties 1 – 4 – 180°	Relation de phase Sorties 2 – 3 – 180°	Relation de phase Sorties 1 – 2 + 90°
Sans taper	0,0122	0,0105	0,098	0,086	-0,045
Avec taper	0,0179	0,0089	0,054	-0,011	-0,066

Tableau 2.4 Tableaux récapitulatifs des transmissions, imbalances et relations de phase pour une configuration de MMI avec et sans taper

2.2.3.6. Choix du mixeur cohérent

Deux études ont donc été menées pour déterminer l'approche technologique pour la réalisation de notre mixeur cohérent. La première porte sur l'étude d'un mixeur cohérent composé d'un MMI 2x4 en technologie ridge et la seconde sur celle d'un mixeur cohérent constitué d'un MMI 2x4 en technologie enterrée. Le tableau 2.5 récapitule les différents résultats issus de ces calculs.

Paramètre étudié	Technologie ridge			Technologie enterrée		
	Transmission	Imbalance	Relation de phase	Transmission	Imbalance	Relation de phase
Longueur d'onde	Ok sur bande C	Hors spécification à 1540nm	Hors spécification à 1540nm	Ok sur bande C+	Ok sur bande C+	Ok sur bande C+
Variation de la largeur du MMI	0,1µm -> -19%	+	+	0,1µm -> -9%	++	++
Variation de la longueur du MMI	+	+	+	++	++	++
Largeur des guides d'entrée et sortie	-	-	-	+	+	+
Remarques supplémentaires	• Possibilité de compenser une variation de largeur par une variation de longueur • Technologie simple • Etude de l'intégration des taper non réalisée (mais normalement sans impact)			• Possibilité de compenser une variation de largeur par une variation de longueur • Complexe • Intégration de taper en entrées et sorties du MMI sans impact		

Tableau 2.5 Synthèse des résultats obtenus avec les deux approches de mixeurs cohérents

Le seul point négatif de la technologie enterrée est la difficulté technologique. La structure ridge présente de plus fortes variations aux paramètres géométriques du MMI et on observe un problème supplémentaire à une longueur d'onde de 1540 nm. De plus, pour la technologie enterrée, il y a peu d'écart entre une optimisation TE et une optimisation TM. Il est donc possible de réaliser un mixeur cohérent qui fonctionnera pour la polarisation TE et pour la polarisation TM avec sensiblement les mêmes performances. C'est pour ces raisons que nous avons choisi de réaliser notre composant en technologie enterrée.

2.3. Choix des photodiodes

Le choix de la technologie enterrée pour les sections passives étant fixé, nous devons choisir une topologie de photodiode performante et facilement intégrable avec les sections passives. Le III-V Lab étudie les photodiodes depuis longtemps et a développé une expertise des photodiodes UTC que ce soit pour les applications de puissance (à travers la thèse de Mourad Chtioui [8] [9]) ou pour les transmissions sur fibre optique (à travers les thèses de Christophe Caillaud [10] et de Maria Anagnosti [11] [12]). Aussi, notre choix s'oriente naturellement sur ce type de structure que nous allons adapter à notre configuration de récepteur cohérent.

La structure étudiée est décrite sur le tableau 2.6.

Couche	Matériau	Dopage (cm ⁻³)	Epaisseur
Contact P	InGaAs	P : $2,5 \times 10^{19}$	200 nm
Contact P	InGaAsP	P : 1×10^{19}	50 nm
Barrière	InP	P : 3×10^{18}	500 nm
Absorbant	InGaAs	P : Graduel	180 nm
Absorbant	InGaAs	N : 1×10^{16}	20 nm
Quaternaire intermédiaire	InGaAsP	N : 1×10^{17}	20 nm
Collecteur	InGaAsP	N : 4×10^{16}	150 nm
Collecteur	InGaAsP	N : 1×10^{15}	150 nm
Couche d'arrêt	InP	N : 1×10^{18}	20 nm
Contact N	InGaAsP	N : 1×10^{18}	-

Tableau 2.6 Structure de la photodiode UTC étudiée

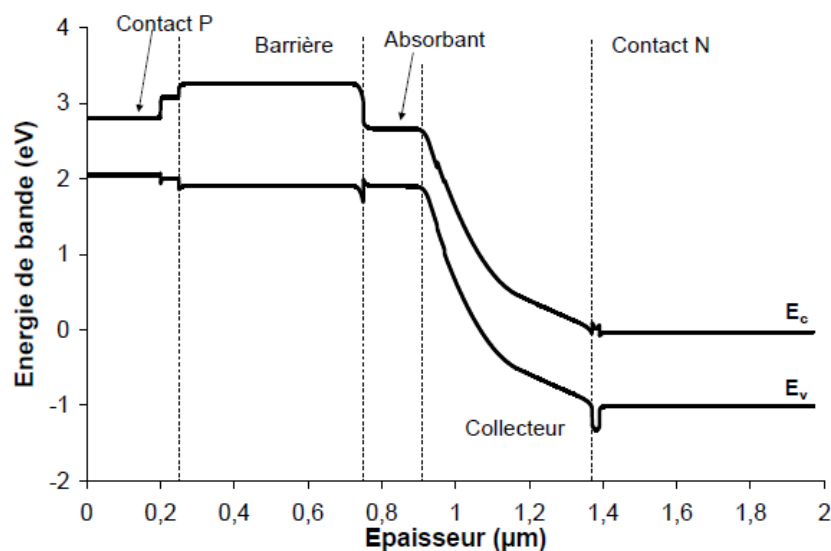


Fig 2.35 Exemple de simulation du diagramme de bandes d'une structure de photodiode UTC sous une polarisation inverse de 2 V

En partant du contact P, la photodiode UTC comporte une couche de contact en InGaAs très fortement dopée de manière à obtenir une faible résistivité de contact (de l'ordre de $2 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}^2$), une couche de quaternaire intermédiaire pour faciliter le passage des trous de la barrière vers le contact P, la couche barrière dopée P qui sert à empêcher le passage des électrons vers le contact P, une couche absorbante dopée P, deux couches intermédiaires entre l'absorbant et le collecteur puis la première couche du collecteur dopée N-, la deuxième couche du collecteur non dopée, une fine couche d'InP qui sert d'indicateur (couche d'arrêt de gravure) lors de la fabrication et la couche de contact N.

La figure 2.36 montre la répartition du champ électrique dans la photodiode UTC obtenue grâce au logiciel BCBV. On constate que le champ électrique est localisé dans le collecteur. Cette simulation par éléments finis confirme le profil de champ dans le collecteur à deux niveaux de dopage calculé dans la partie précédente : on observe un champ fortement renforcé en entrée de collecteur, et constant dans la deuxième moitié de celui-ci.

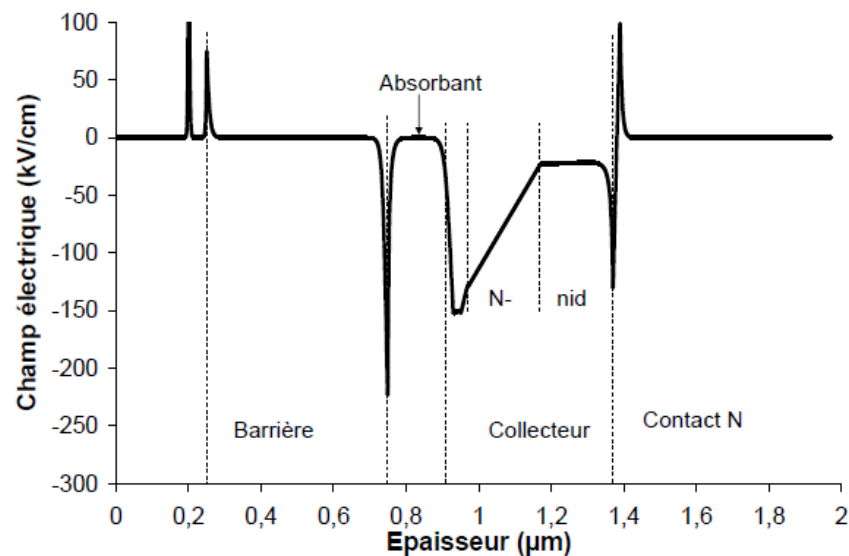


Fig 2.36 Exemple de simulation du champ électrique dans une photodiode UTC sous une polarisation inverse de 2 V

L'interface entre l'absorbant et le collecteur est très importante pour obtenir des photodiodes très haut débit. L'écart entre le gap de l'InGaAs et le gap du quaternaire GaInAsP utilisé dans le collecteur crée une barrière d'hétérojonction (Fig 2.37) (appelé « spike ») qui peut piéger les électrons, ce qui dégrade fortement la réponse du composant ([13] [14]).

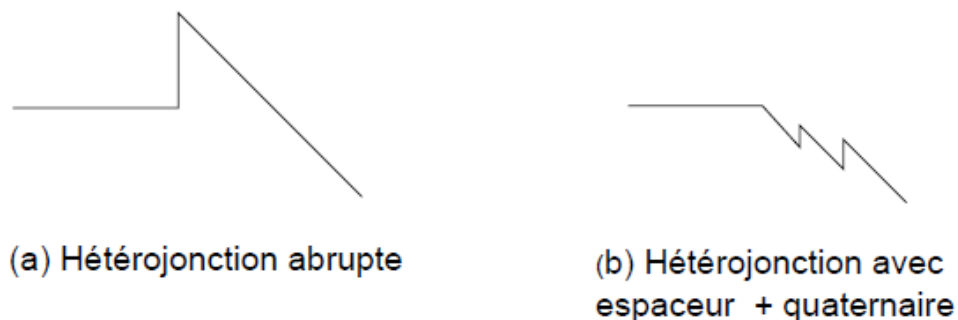


Fig 2.37 Allure de la bande de conduction à l'hétérojonction Absorbant/Collecteur (InGaAs/InGaAsP)

En utilisant une fine couche d'InGaAs non dopée (ou faiblement dopée N-), l'hétérojonction est repoussée à l'intérieur d'une zone sous champ électrique, ce qui favorise la traversée de la barrière par les électrons. De plus, en utilisant un quaternaire dont le gap est intermédiaire entre l'InGaAs et le matériau du collecteur, on remplace une barrière importante par deux barrières plus petites, ce qui facilite le passage des électrons. La figure 2.38 montre l'interface absorbant/collecteur dans le cas de notre photodiode. L'utilisation d'un quaternaire intermédiaire nous permet d'obtenir des barrières de potentiel inférieures à 70 meV.

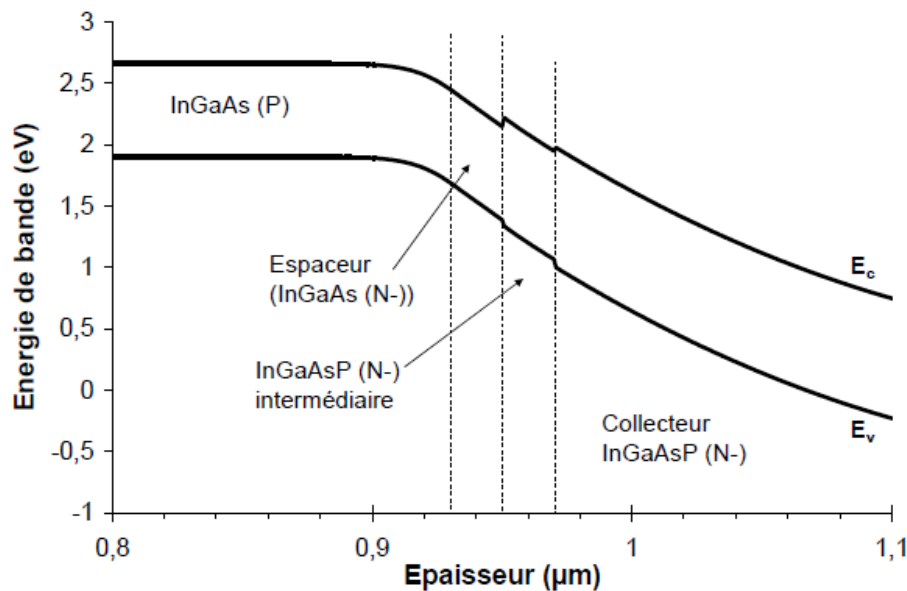


Fig 2.38 Simulation de la structure de bandes de notre photodiode à l'interface absorbant/collecteur sous une polarisation de -2 V

Dans cette partie, nous avons présenté la structure de la zone active des photodiodes que nous allons réaliser. La structure de bandes de la photodiode a été simulée et nous avons montré que l'utilisation d'un collecteur à dopage non uniforme permet de renforcer significativement le champ électrique en entrée de collecteur, repoussant ainsi l'effet de charge d'espace.

2.4. Choix de la structure du SOA

Comme pour le choix des photodiodes, ce travail de thèse s'est appuyé sur les études du III-V Lab sur les SOA et leurs intégrations dans des composants SOA-PIN qui intègre un SOA et une photodiode PIN ([14] [15]). Pour rappel, l'objectif du SOA dans notre récepteur cohérent est d'amplifier le signal optique afin d'augmenter la responsivité globale du composant. De plus, celui-ci ne doit pas perturber le fonctionnement du mixeur cohérent (MMI) et doit être compatible avec des transmissions de 100-400 Gbit/s. Nous avons choisi un SOA enterré, utilisé dans les composants SOA-PIN du laboratoire, car il présente de très bonnes caractéristiques compatibles avec les débits et le gain souhaité pour le récepteur cohérent.

2.4.1. Caractéristiques d'un amplificateur optique à semi-conducteur

Nous présentons dans cette partie, le principe de fonctionnement d'un SOA. L'intégration d'un SOA à notre récepteur cohérent permet d'augmenter la responsivité du récepteur ce qui améliore le rapport signal à bruit sans amplification optique externe en amont du récepteur.

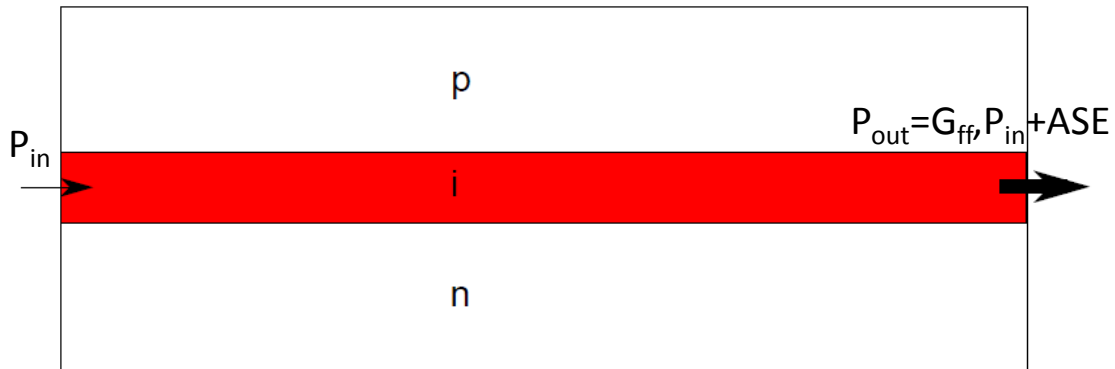


Fig 2.39 Principe de fonctionnement d'un amplificateur optique à semiconducteur

La figure 2.39 illustre le principe de fonctionnement d'un amplificateur optique à semiconducteur, communément appelé SOA. En sortie du SOA se trouve le signal d'entrée amplifié ainsi que l'émission spontanée amplifiée (ASE) générée par le SOA. G_{ff} représente le gain fibre à fibre du SOA.

Un SOA possède une structure verticale similaire à celle d'une diode laser. Il utilise donc une structure PIN dont la zone intrinsèque contient un milieu amplificateur qui peut être une couche de matériau massif (« bulk »), des multi-puits quantiques ou des boîtes quantiques. L'injection d'électrons et de trous depuis les zones N et P permet d'amplifier un signal incident par émission stimulée. En faisant l'hypothèse d'un gain uniforme dans le SOA, le gain interne (exprimant le gain du mode guidé lors de sa propagation dans la zone active) s'exprime de la manière suivante :

$$G_{int} = \exp((\Gamma g - \alpha_i)L) \quad (2.1)$$

Où Γ représente le facteur de confinement du mode guidé dans le milieu actif, g le gain matériau, α_i les pertes internes (notamment l'absorption intra-bande, l'absorption par les porteurs libres ou les pertes par diffusion liées à l'irrégularité du guide) et L la longueur du composant.

La différence avec les diodes lasers à semi-conducteur est l'absence de rétroaction optique. En effet, dans une diode laser, une cavité optique entraîne la sélection d'un ou plusieurs modes par un

phénomène de résonance. Au contraire, dans un amplificateur optique, l'objectif est de ne pas filtrer le signal incident par une cavité optique, mais d'amplifier celui-ci quelle que soit sa longueur d'onde. En conséquence, on cherche à s'affranchir de l'effet de rétroaction optique en limitant au maximum les réflexions aux interfaces du composant. L'expression du gain de la cavité optique en tenant compte des réflexions aux interfaces s'exprime de la manière suivante [16] :

$$G(\lambda) = \frac{P_s}{P_e} = \frac{(1 - R_1)(1 - R_2)G_{int}}{(1 - G_{int}\sqrt{R_1R_2})^2 + 4G_{int}\sqrt{R_1R_2}\sin^2(\frac{2\pi\eta_{eff}L}{\lambda})} \quad (2. 2)$$

Où R_1 et R_2 représentent les réflectivités des faces d'entrée et de sortie, G_{int} le gain interne (gain simple passage), et η_{eff} l'indice effectif du mode guidé. Cette formule permet de déduire l'oscillation du gain ΔG [17], également appelé *ripple* :

$$\Delta G = \frac{G_{max}}{G_{min}} = \left(\frac{1 + \sqrt{R_1R_2}G_{int}}{1 - \sqrt{R_1R_2}G_{int}} \right)^2 \quad (2. 3)$$

La figure 2.40 représente l'évolution de ΔG en fonction du gain pour différentes réflectivités des facettes. On voit que le *ripple* augmente très fortement avec le gain et qu'il faut des réflectivités très faibles pour obtenir un amplificateur avec un fort gain et une faible ondulation de celui-ci.

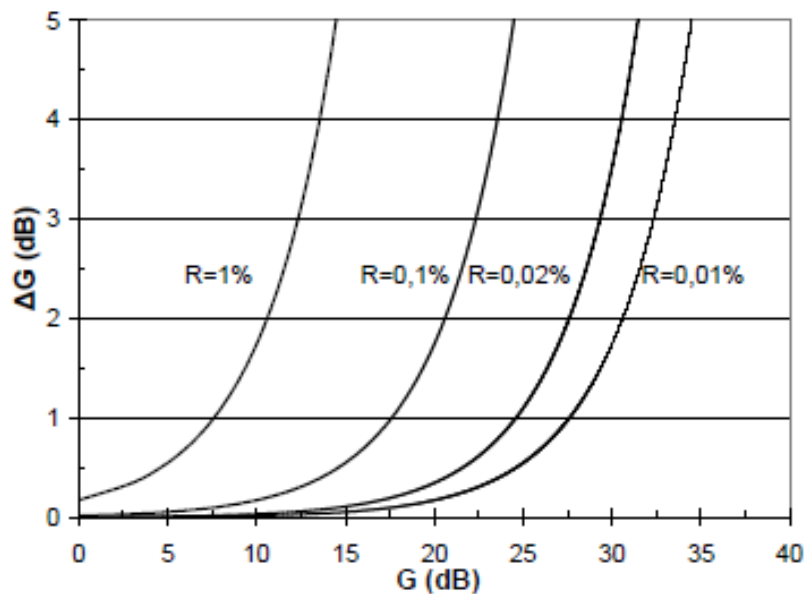


Fig 2.40 Ondulation du gain (*ripple*) en fonction du gain simple passage de l'amplificateur pour différentes réflectivités des facettes du composant ($R_1 = R_2$)

Afin de minimiser les réflexions aux interfaces du composant, on effectue un dépôt anti-reflet en empilant des couches de diélectriques sur les facettes du composant. On utilise également des guides inclinés (*tiltés*) de manière à empêcher la lumière réfléchie de se « recoupler » dans le guide optique.

Le facteur de bruit est un paramètre très important des amplificateurs optiques à semi-conducteur. Il rend compte de la dégradation du rapport signal à bruit par l'émission spontanée amplifiée émise

par le SOA. Le facteur de bruit d'un amplificateur optique mesuré par un photodétecteur idéal à travers un filtre optique passe-bande de largeur Δf s'écrit [18] :

$$NF = \frac{1}{G_{ff}} + \frac{P_{ASE}\Delta f}{G_{ff}^2 P_{in} B_o} + \frac{2P_{ASE,//}}{G_{ff} h\nu B_o} + \frac{P_{ASE}^2 \Delta f}{2G_{ff}^2 h\nu P_{in} B_o^2} \quad (2.4)$$

Où P_{in} est la puissance incidente sur le SOA, P_{ASE} la puissance d'ASE détectée dans une bande passante optique B_o ($P_{ASE,//}$ est la puissance d'ASE copolarisée avec le signal incident), G_{ff} le gain fibre à fibre du SOA et $h\nu$ est l'énergie d'un photon. Les deux premiers termes sont dus au bruit de grenaille, le troisième au battement entre le signal et l'ASE et le dernier au battement de l'ASE avec elle-même. Dans les conditions usuelles d'utilisation, le gain est élevé et le terme dominant est le battement entre le signal et l'ASE.

On écrit alors :

$$NF \approx \frac{2P_{ASE,//}}{G_{ff} h\nu B_o} = 2 \frac{\eta_{sp}}{\eta_e} \quad (2.5)$$

Où η_{sp} est le facteur d'inversion de population ($P_{ASE} = \eta_{sp} h\nu B_o (G - 1)$ pour chaque mode) et η_e le rendement de couplage entre la fibre et le SOA. Il est donc important de réduire au maximum les pertes de couplage en entrée du SOA pour obtenir un faible facteur de bruit.

Les lasers utilisés dans les réseaux de communication émettent principalement en polarisation TE. Cependant, les fibres standards utilisées comme support de l'information ne maintiennent pas l'état de polarisation de la lumière constante pendant la propagation. En conséquence, on ne connaît pas la polarisation de la lumière lorsqu'elle arrive sur le récepteur. Un SOA utilisé comme préamplificateur optique devra donc être indépendant à la polarisation. De plus dans le cas de notre récepteur cohérent, cela peut nous permettre de réaliser un composant opérant indépendamment en mode TE et en mode TM.

L'équation 2.1 permet de calculer le gain interne d'un SOA. Pour un matériau semiconducteur non contraint, le gain matériau est équivalent pour la polarisation TE et la polarisation TM. Par contre, le facteur de confinement dans la zone active dépend du mode considéré. $\Gamma_{TE} g_{TE}$ et $\Gamma_{TM} g_{TM}$ sont donc différents, et le gain dépend de la polarisation de la lumière. Les premières réalisations de SOA indépendant à la polarisation utilisaient une structure enterrée avec une zone active « carré » [19]. On utilise ainsi des zones actives de 400 à 500 nm d'épaisseur avec des rubans de largeurs équivalentes. La structure est donc invariante lors d'une rotation de 90°, ce qui entraîne l'équivalence du gain pour la polarisation TE et la polarisation TM. Cependant, cela nécessite un contrôle très précis de la largeur du ruban enterré, ce qui est délicat à réaliser, particulièrement avec des rubans très fins ne faisant que 500 nm de large. De plus, ces structures présentent un confinement très important du mode dans la zone active (75% pour un ruban carré de 500 nm), ce qui dégrade leur puissance de saturation et leur facteur de bruit.

Une solution alternative est d'utiliser une zone active en tension ([20] [21]). Dans ce cas, la structure de bande est modifiée et le gain matériau TM est supérieur au gain matériau TE. On peut ainsi compenser la différence de confinement entre le mode TE et le mode TM et obtenir l'égalité $\Gamma_{TE} g_{TE} = \Gamma_{TM} g_{TM}$. Cela permet de réaliser des SOA à faible dépendance à la polarisation

TE/TM avec des rubans plus larges ($>1 \mu\text{m}$) et donc une meilleure tolérance au procédé de fabrication technologique. L'optimisation de la zone active devient plus aisée, car elle ne doit plus avoir la même épaisseur que la largeur du ruban. Toutefois, le spectre de gain en TE et en TM n'est plus superposé, l'indépendance à la polarisation n'est donc réalisée que pour une certaine bande spectrale. De plus, la tension appliquée au matériau doit rester modérée. Aussi, le rapport entre les confinements des modes TE et TM ne doit pas être trop élevé pour qu'il soit compensable par cette méthode (typiquement $\frac{\Gamma_{TE}}{\Gamma_{TM}} < 1,3$ pour une contrainte inférieure à -0,3%).

Comme pour tout amplificateur, la puissance de sortie d'un SOA est limitée. Ainsi, à partir d'une certaine puissance à l'entrée du SOA, le gain diminue. Ceci s'explique par une augmentation de la consommation des porteurs par émission stimulée qui entraîne une diminution de l'inversion de population, et donc du gain. La puissance de saturation est en générale définie comme la puissance en sortie de SOA pour laquelle son gain a chuté de 3 dB. Usuellement, les SOA présentent une puissance de saturation d'environ 10 dBm, mais des amplificateurs optimisés pour les applications nécessitant une forte puissance de sortie atteignent des puissances de saturation de 20 dBm [22], au prix d'un gain plus faible ($<15 \text{ dB}$) et d'une plus forte consommation ($I > 500 \text{ mA}$). Les caractéristiques de saturation d'un SOA sont généralement représentées par une courbe décrivant l'évolution du gain du SOA en fonction de sa puissance en sortie (Fig 2.41).

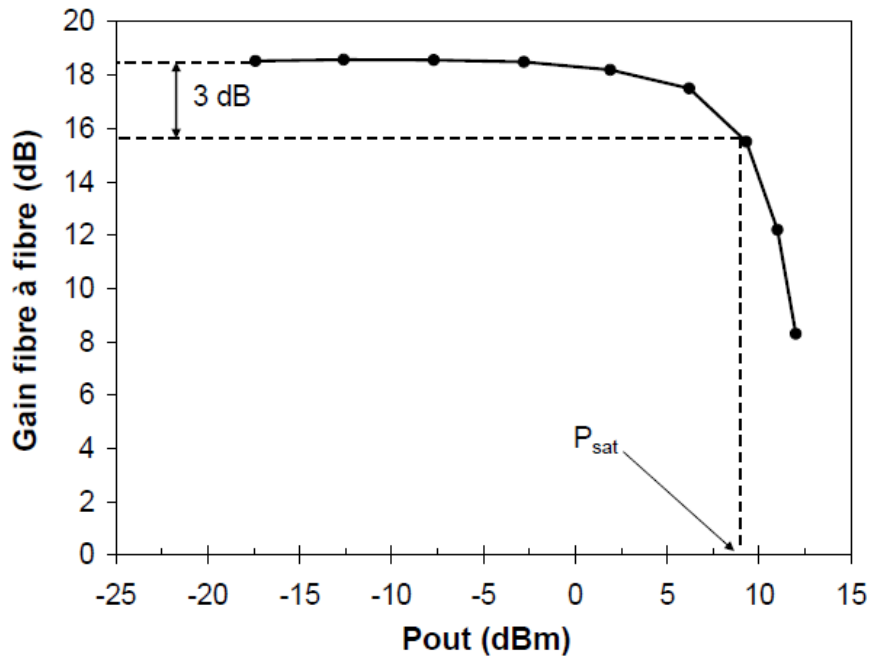


Fig 2.41 Gain fibre à fibre en fonction de la puissance de sortie et puissance de saturation d'un SOA

La bande passante d'amplification est définie comme la largeur à mi-hauteur du spectre de gain G . Pour estimer la bande passante optique d'un SOA, nous considérerons une réflectivité nulle pour les facettes d'entrée et de sortie. Au voisinage du pic de gain, l'évolution du gain matériau en fonction de la longueur d'onde est supposée parabolique [23]. On peut alors écrire :

$$g = g_0 - a(\lambda_0 - \lambda)^2 \quad (2.6)$$

Où a est un paramètre relié à la courbure parabolique du spectre de gain au voisinage du maximum λ_0 . Cherchons maintenant la valeur de g pour laquelle le gain interne est réduit de moitié. À partir de l'équation 2.1, on obtient :

$$\exp((\Gamma_g - \alpha_i)L) = \frac{1}{2} \exp((\Gamma_{g0} - \alpha_i)L) \quad (2.7)$$

On trouve donc :

$$\ln(2) = \Gamma(g0 - g)L \quad (2.8)$$

En utilisant la relation 2.6, on obtient :

$$\Delta\lambda = \sqrt{\frac{\ln(2)}{a\Gamma L}} \quad (2.9)$$

Dans un SOA, les pertes internes α_i sont négligeables devant le terme Γ_g . On peut alors écrire $G_{dB}^{max} = \frac{\ln 10}{10} \Gamma_{g0} L$. La bande passante d'un SOA peut donc s'exprimer en fonction de son gain en décibel :

$$\Delta\lambda = \sqrt{\frac{10 \ln(2)}{\ln(10)} \frac{g_o}{a G_{dB}^{max}}} \quad (2.10)$$

L'équation 2.10 montre donc qu'en augmentant le gain du SOA pour un gain matériau donné (en augmentant la longueur et/ou le confinement), la bande passante de gain diminue.

L'objectif d'un SOA est donc d'amplifier le signal quelle que soit sa longueur d'onde sans dégrader l'information contenue dans le signal.

2.4.2. Performances clés et choix du SOA

Les performances clés d'un SOA sont :

- Le gain qui va caractériser la capacité du SOA à amplifier le signal d'entrée (exprimé en dB et idéalement grand),
- Le facteur de bruit qui qualifie la capacité du SOA à ne pas dégrader le rapport signal à bruit,
- La PDL (Polarisation Dependence Loss), indicateur clé du SOA pour avoir un gain en polarisation TE et un gain en polarisation TM identique (exprimé en dB),
- La puissance de saturation qui représente la puissance maximale que le SOA peut fournir avant d'être en régime de saturation,
- La bande passante optique qui permet une amplification sur l'ensemble des canaux WDM.

Le tableau 2.7 montre la structure retenue pour le SOA.

Couche	Matériau	dopage	Epaisseur
Contact P	InP	P: 7×10^{17}	200 nm
SCH	InGaAsP	Nid	200 nm
Couche active	InGaAs	Nid	120 nm
SCH	InGaAsP	Nid	200 nm
Spacer	InP	N : 1×10^{18}	400 nm
Semelle	InGaAsP	N : 1×10^{18}	150 nm
Contact N	InP	N : $1,5 \times 10^{18}$	1500 nm
Substrat	InP	SI	∞

Tableau 2.7 Structure du SOA étudiée

En partant du contact P, la structure SOA comporte :

- Une couche InP dopée P pour réaliser le contact électrique du composant,
- Une couche de confinement (SCH) dont le but est de confiner la lumière dans la couche active,
- La couche active qui amplifie le signal optique grâce au passage du courant,
- La deuxième couche de confinement,
- Une couche *spacer* qui va permettre de faire le couplage vertical en entrée de composant entre la semelle et les couches supérieures,
- La semelle en InGaAsP,
- Une couche InP dopée N pour réaliser le contact électrique du composant,
- Le substrat d'InP qui est dans notre cas semi-isolant.

Les différentes étapes technologiques permettant l'intégration de ce SOA seront détaillées dans le chapitre 3. L'utilisation d'un substrat semi-isolant est nécessaire pour un fonctionnement des photodiodes à très hautes fréquences (faibles pertes du signal hyperfréquence lors de sa propagation). Toutefois, cette configuration nécessite de prendre les deux contacts (P et N) du SOA sur la face avant du dispositif.

2.5. Conclusion sur les simulations et les choix des structures des différentes sections

Les différents choix pour le composant final sont les suivants :

- Toutes les sections passives (entrée de composant, section intermédiaire entre le SOA et le MMI, le MMI et section intermédiaire entre MMI et diodes) sont en technologie enterrée. La structure est celle étudiée dans la partie 2.2.
- Les photodiodes sont de type guide UTC et le couplage avec les zones passives est de type évanescent. La structure des diodes est celle décrite dans la partie 2.3.
- Le SOA est de type enterré avec la structure décrite dans la partie 2.4.
- Les zones d'entrée du composant sont tiltées à 7° pour éviter les réflexions parasites notamment les réflexions dans le SOA.

Cela nous permet :

- Une zone d'entrée du composant optimisée pour éviter les réflexions parasites et optimiser le couplage avec les fibres.
- Un SOA facilement intégrable avec les sections passives.
- Un SOA qui fonctionne sur la bande C et dans la bonne gamme de puissance.
- Un mixeur (MMI) qui fonctionnera à la fois en mode TE et en mode TM.
- Un mixeur (MMI) qui est très peu sensible aux variations géométriques.
- Un mixeur (MMI) qui fonctionnera sur la bande C (et au-delà).
- Des photodiodes rapides compatibles pour des transmissions de 100-400 Gbit/s

Le composant final est représenté sur la figure 2.42.

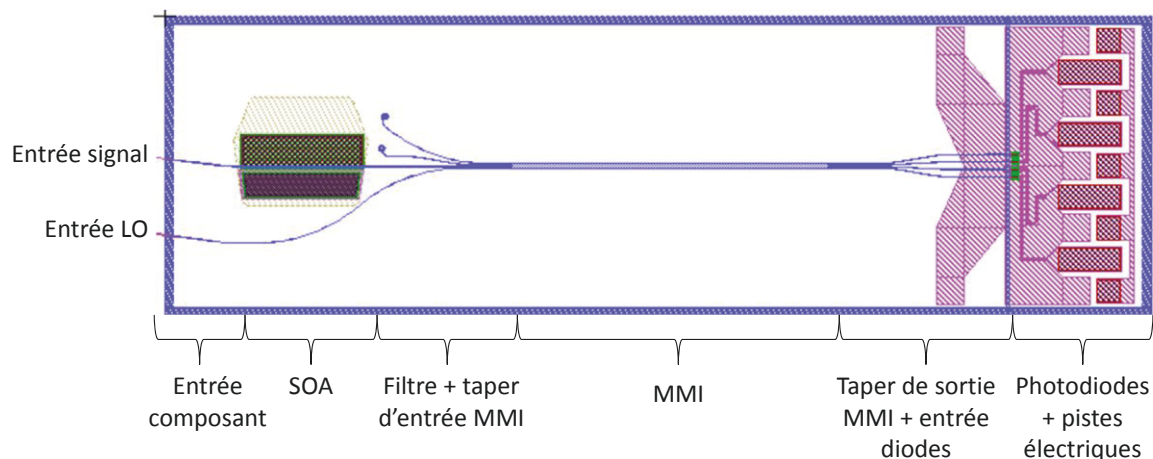


Fig 2.42 Schéma de notre récepteur cohérent pré-amplifié

Le composant final présente 6 parties bien distinctes ;

- L'entrée du composant, tiltées à 7° et formée d'un taper permettant de limiter les pertes de couplages avec les fibres.
- Le SOA qui amplifie le signal optique de l'entrée signal. L'entrée LO n'est pas amplifiée, car c'est celle de l'oscillateur local et présente donc déjà une puissance optique suffisante.

- Une zone de filtrage et de taper d'entrée du MMI. L'objectif de cette section est de limiter les réflexions parasites dans le SOA et de faciliter le couplage entre le SOA (largeur de guide de $1,1\ \mu\text{m}$) et le MMI (guide d'entrée de $3\ \mu\text{m}$ de large)
- Le MMI 2x4 qui assure la fonction de mixeur cohérent.
- Une zone de sortie MMI et d'entrée des photodiodes facilitant le couplage. Elle est composée des tapers de sortie du MMI (passage d'une largeur de $3\ \mu\text{m}$ à une largeur de $1,1\ \mu\text{m}$), de courbes (clothoides) permettant l'écartement des guides de sorties du MMI en limitant les pertes de propagations, et de tapers d'entrée des photodiodes permettant le couplage du signal optique dans les photodiodes.
- Les photodiodes et ses contacts d'interconnexions et pistes électriques.

La figure 2.43 représente une vue en coupe du composant ainsi que le trajet de la lumière à l'intérieur de celui-ci.

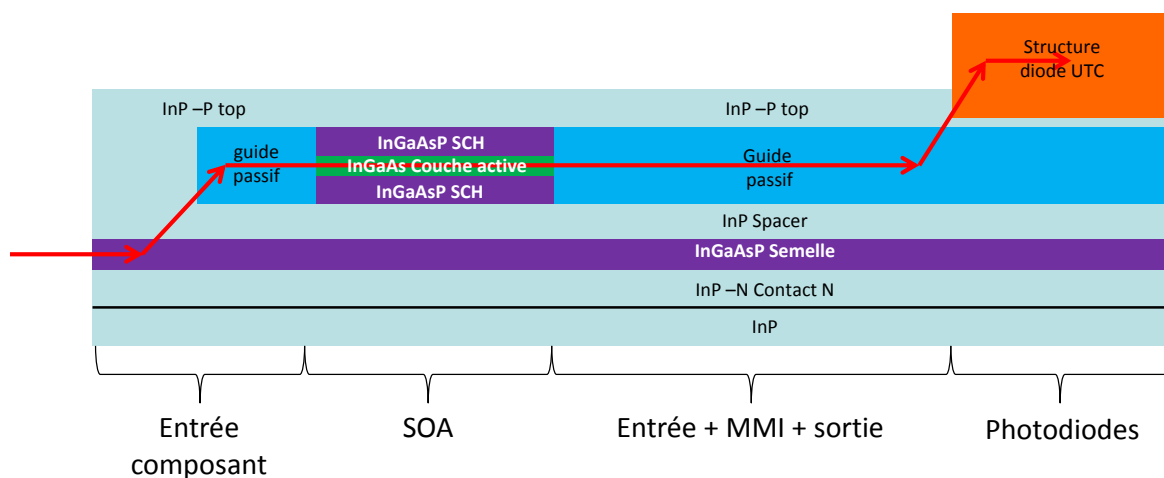


Fig 2.43 Vue en coupe du composant final et trajet de la lumière à l'intérieur du composant

D'après la vue en coupe de notre récepteur pré-amplifié (Fig 2.43), sa réalisation sera complexe car elle nécessitera 3 structures différentes :

- Les guides et structures passifs,
- Le SOA,
- Les photodiodes UTC.

Le chapitre suivant détaillera les différentes sections du composant ainsi que les étapes technologiques nécessaires à la fabrication de ce composant.

Table des figures du chapitre 2

Fig 2.1 Schéma de principe d'un récepteur cohérent préamplifié	38
Fig 2.2 Schéma d'un mixeur cohérent avec les différentes longueurs caractéristiques	39
Fig 2.3 Schéma de la structure passive ainsi que les deux approches pour leurs réalisations	40
Fig 2.4 Schéma d'un mixeur cohérent avec les différentes longueurs caractéristiques	41
Fig 2.5 Représentations des différents modes TE et TM pour un guide ridge de 2,2 μm de large	43
Fig 2.6 Représentations des différents modes TE et TM pour un guide ridge de 2,4 μm de large	43
Fig 2.7 Représentations des modes TE dans la section « cœur » du MMI ridge	44
Fig 2.8 Simulation en mode propagé du MMI pour la recherche de la longueur L_{MMI} optimale	45
Fig 2.9 Intensité du champ dans le MMI ridge pour une longueur L_{MMI} de 1200 μm	45
Fig 2.10 Simulations en mode propagation pour l'entrée 1 (LO) et l'entrée 2 (signal) pour le MMI ridge	46
Fig 2.11 Influence de la longueur d'onde sur la transmission pour le MMI ridge	48
Fig 2.12 Impact de la longueur d'onde sur l'imbalance de notre MMI ridge	49
Fig 2.13 Influence de la longueur d'onde sur les lois de phase pour le MMI ridge	49
Fig 2.14 Influence de la longueur du MMI ridge sur sa transmission	50
Fig 2.15 Influence de la longueur du MMI ridge sur son imbalance	51
Fig 2.16 Variation de la transmission du MMI ridge en fonction de sa largeur	52
Fig 2.17 Influence de la largeur du MMI sur l'imbalance pour le MMI ridge	52
Fig 2.18 impact des variations de la largeur des guides d'entrées et de sorties sur la transmission pour le MMI ridge	53
Fig 2.19 Influence de la largeur des guides d'entrées et de sorties sur l'imbalance pour le MMI ridge	54
Fig 2.20 Influence de la largeur des guides d'entrées et de sorties sur les lois de phase pour le MMI ridge	54
Fig 2.21 Influence de la longueur d'onde sur la transmission pour le MMI enterré	56
Fig 2.22 L'imbalance du MMI enterré en fonction de la longueur d'onde	57
Fig 2.23 Influence de la longueur d'onde sur les lois de phase pour le MMI enterré	57
Fig 2.24 Influence de la longueur du MMI sur la transmission du MMI enterré	58
Fig 2.25 Relations de phase en fonction de la longueur du MMI	59
Fig 2.26 Transmission du MMI enterré en fonction de sa largeur	59
Fig 2.27 Influence de la largeur du MMI sur l'imbalance pour le MMI enterré	60
Fig 2.28 Les relations de phase du MMI enterré en fonction de sa largeur	60
Fig 2.29 Longueurs optimales pour différentes largeurs de MMI enterré	61
Fig 2.30 Influence de la largeur des guides en entrées et sorties du MMI enterré sur la transmission	62
Fig 2.31 L'imbalance du MMI enterré en fonction de la largeur des guides en entrées et en sorties	62
Fig 2.32 Influence de la largeur des guides en entrées et sorties du MMI sur les relations de phase pour le MMI enterré	63
Fig 2.33 Schéma de principe du composant étudié	63
Fig 2.34 Figure d'interférence pour un MMI enterré avec un taper en entrée et un taper en sortie	64
Fig 2.35 Exemple de simulation du diagramme de bandes d'une structure de photodiode UTC sous une polarisation inverse de 2 V	66
Fig 2.36 Exemple de simulation du champ électrique dans une photodiode UTC sous une polarisation inverse de 2 V	67
Fig 2.37 Allure de la bande de conduction à l'hétérojonction Absorbant/Collecteur (InGaAs/InGaAsP)	67
Fig 2.38 Simulation de la structure de bandes de notre photodiode à l'interface absorbant/collecteur sous une polarisation de -2 V	68
Fig 2.39 Principe de fonctionnement d'un amplificateur optique à semiconducteur	69
Fig 2.40 Ondulation du gain (ripple) en fonction du gain simple passage de l'amplificateur pour différentes réflectivités des facettes du composant ($R_1 = R_2$)	70
Fig 2.41 Gain fibre à fibre en fonction de la puissance de sortie et puissance de saturation d'un SOA	72

<i>Fig 2.42 Schéma de notre récepteur cohérent pré-amplifié.....</i>	<i>75</i>
<i>Fig 2.43 Vue en coupe du composant final et trajet de la lumière à l'intérieur du composant.....</i>	<i>76</i>

Table des tableaux du chapitre 2

Tableau 2.1 Structure ridge étudiée pour notre MMI 2x4.....	42
Tableau 2.2 Transmissions et phases des sorties pour l'entrée 1 (LO) et l'entrée 2 (signal). Les phases sont données par rapport à l'entrée.	46
Tableau 2.3 Structure de guide enterrée étudiée.....	55
Tableau 2.4 Tableaux récapitulatifs des transmissions, imbalances et relations de phase pour une configuration de MMI avec et sans taper.....	65
Tableau 2.5 Synthèse des résultats obtenus avec les deux approches de mixeurs cohérents.....	65
Tableau 2.6 Structure de la photodiode UTC étudiée.....	66
Tableau 2.7 Structure du SOA étudiée	74

Bibliographie du Chapitre 2

- [1] K. N. Nguyen, et al., «Monolithically integrated dual-quadrature receiver on InP with 30nm tunable local oscillator», *Optics express*, vol. 19, n° 26, pp. B716-B721, 2011.
- [2] P. Runge, et al., «Monolithic InP Receiver Chip with a 90° Hybrid and 56GHz Balanced Photodiodes», *ECOC'12*, 2012.
- [3] P. Runge, et al., «Monolithic Integrated InP Receiver Chip for Coherent Phase Sensitive Detection in the C- and L- Band for Colorless WDM Applications», *ECOC'14*, 2014.
- [4] J. S. Fandino, et al., «Manufacturing tolerance analysis of an MMI-Based 90° Optical Hybrid for InP integrated coherent receivers», *IEEE Photonics journal*, vol. 5, n° 2, Avril 2013.
- [5] B. Lucas, et al., «Optical Multi-Mode Interference device based on self-imaging : principles and applications», *Journal of Lightwave technology*, vol. 13, n° 4, pp. 615-627, 1995.
- [6] R. Kunkel, et al., «First monolithic InP-based 90° Hybrid OEIC comprising balanced Detectors for 100G Coherent Frontends», *IPRM'09*, pp. 167-170, 2009.
- [7] M. Seimetz, et al., «Options, Feasibility, and Availability of 2x4 90° Hybrid for coherent optical systems», *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, n° 3, pp. 1317-, 2006.
- [8] M. Chtioui, et al., «High-performance uni-travelling-carrier photodiodes with new collector design», *IEEE Photonics technology letters*, vol. 20, n° 13, pp. 1163-1165, Juillet 2008.
- [9] M. Chtioui, «Photodiodes UTC de puissance pour les liaisons optiques/hyperfréquences et la sommation de signaux hyperfréquences par voie optique», thèse de doctorat, université des sciences et technologies de Lille, 2008.
- [10] C. Caillaud, et al., «High linearity and high responsivity UTC photodiode for multi-level formats applications», *ECOC'09*, 2009.
- [11] M. Anagnosti, et al., «High performance monolithically integrated SOA-UTC photoreceiver for 100Gbit/s applications», *IPRM'14*, 2014.
- [12] M. Anagnosti, et al., «Record gain x bandwidth (6.1 THz) monolithically integrated SOA-UTC photoreceiver for 100 Gbit/s applications», *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, n° 6, pp. 1-5, 2014.
- [13] D. Caffin, «Filière technologique TBH InP/GaInAs pour applications aux systèmes de communication à haut débit», Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Paris, 1996.
- [14] C. Caillaud, «Photorecepteur integre SOA-PIN pour les applications à 100 Gbit/s», Thèse de doctorat, Ecole telecom Paritech, 2010.

- [15] M. Anagnosti, «Design and fabrication of a photonic integrated circuit comprising a semiconductor optical amplifier and a high speed photodiode (SOA-UTC) for >100 Gbit/s applications», thèse de doctorat, Ecole Telecom SudParis, 2015.
- [16] J.-C. Simon, et al., «GaInAsP semiconductor laser amplifier for single-mode fiber communication», *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, n° 13, 2006.
- [17] T. Saitoh, et al., «Recent progress in semiconductor laser amplifiers», *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 6, n° 11, pp. 1656-1664, 1988.
- [18] T. Briant, et al., «Accurate determination of the noise figure of polarization-dependent optical amplifiers : theory and experiment», *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, n° 3, pp. 1499-1503, 2006.
- [19] P. Doussiere, et al., «1.55 μm polarisation dependent semiconductor optical amplifier with 25 dB fiber to fiber gain», *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 6, n° 2, pp. 170-172, 1994.
- [20] K. Morito, et al., «High-output-power polarization-insensitive semiconductor optical amplifier», *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, n° 1, pp. 176-181, 2003.
- [21] J.-Y. Emery, et al., «High performance 1.55 μm polarisation-insensitive semiconductor optical amplifier based on low-tensile-strained bulk GaInAsP», *IET Electronics Letters*, vol. 33, n° 12, pp. 1083-1084, 1997.
- [22] S. Tanaka, et al., «Record high saturation output power (+20dBm) and low NF (6.0 dB) polarisation-insensitive MQW-SOA module», *IET Electronics Letters*, vol. 42, n° 18, pp. 1059-1060, 2006.
- [23] M. Asada, et al., «Density-matrix theory of semiconductor lasers with relaxation broadening model-gain and gain-suppression in semiconductor lasers», *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 21, n° 5, pp 434-442, 1985.

Chapitre 3 : Fabrication d'une récepteur cohérent pré-amplifié

3.1. Composition du récepteur cohérent pré-amplifié

Comme présenté au chapitre 2, notre récepteur cohérent pré-amplifié se décompose en six parties distinctes (Fig 3.1) :

- Les entrées du composant, tiltées à 7° et formées d'un taper permettant de limiter les pertes de couplages avec les fibres et de limiter les réflexions parasites.
- Le SOA amplifie le signal optique de l'entrée signal. L'entrée de l'oscillateur local n'est pas amplifiée car elle présente une puissance optique suffisante.
- Une zone de filtrage et de taper d'entrée du MMI. L'objectif de cette section est de limiter les réflexions parasites dans le SOA et de faciliter le couplage entre le SOA (largeur de guides de $1,1 \mu\text{m}$) et le MMI (guides d'entrées de $3 \mu\text{m}$ de large)
- Le MMI 2x4 qui remplit la fonction de mixeur cohérent.
- Une zone de sortie MMI et d'entrée des photodiodes. Cette zone va permettre de faire le couplage entre le MMI et les diodes. Elle est composée des tapers de sortie du MMI (passage d'une largeur de $3 \mu\text{m}$ à une largeur de $1,1 \mu\text{m}$), de guides courbes (clothoides) permettant l'écartement des guides de sorties du MMI en limitant les pertes de propagation et enfin de tapers d'entrée des diodes permettant le couplage du signal optique dans les photodiodes.
- Les photodiodes et leurs interconnexions. Cette partie est composée des photodiodes et de pistes métalliques reliant les contacts des diodes aux plots de contacts.

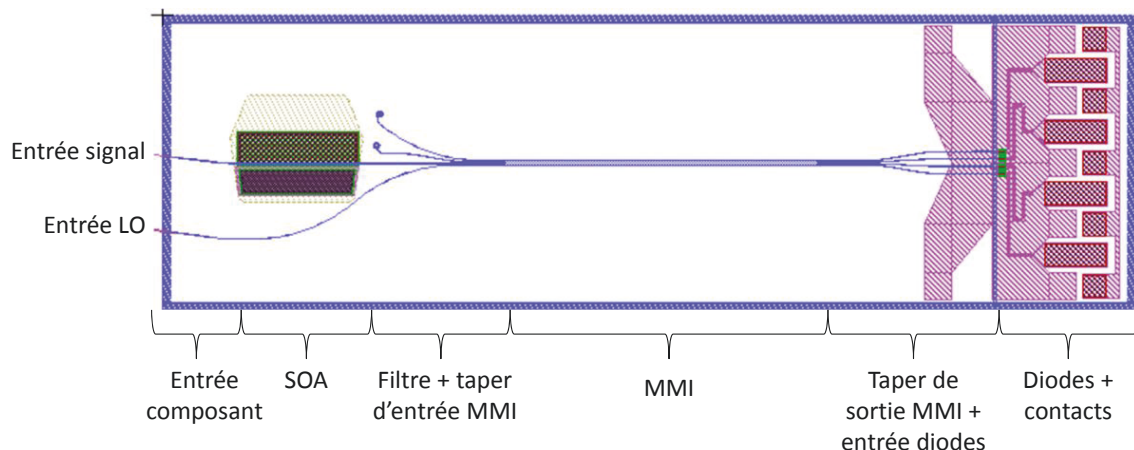


Fig 3.1 Schéma du récepteur cohérent amplifié

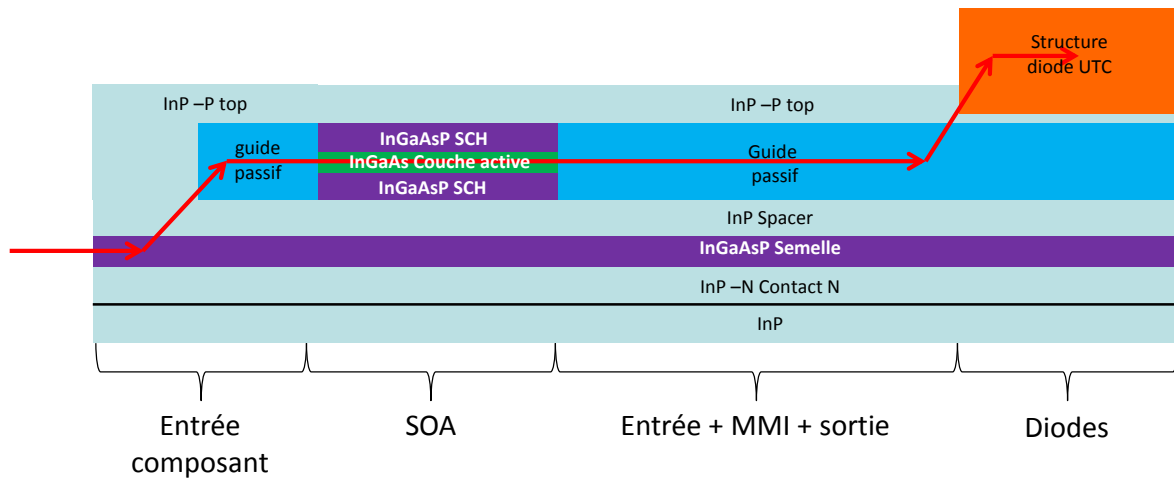


Fig 3.2 Vue en coupe du composant final et trajet de la lumière à l'intérieur du composant

Comme le montre la figure 3.2, cette intégration est complexe car on distingue trois structures différentes :

- La structure des guides et sections passives,
- La structure du SOA,
- La structure des diodes UTC.

Il sera donc nécessaire de réaliser plusieurs étapes d'épitaxie en plus des étapes technologiques pour fabriquer ce composant.

3.2. Epitaxie du récepteur

Pour réaliser notre composant, il y a trois étapes d'épitaxie correspondant à nos « sous-composant » (SOA, guide passif et photodiode) et une reprise d'épitaxie d'enterrement du préamplificateur SOA et des guides.

3.2.1. Epitaxie des structures verticales du récepteur

Les croissances du SOA, du guide passif (guides passifs + MMI) et de la photodiode seront réalisées en Épitaxie par Jets Moléculaires à Sources Gazeuses, dite GSMBE (« Gaz Source Molecular Beam Epitaxy »). L'épitaxie se fera sur un substrat d'InP semi-isolant de manière à permettre un fonctionnement hautes fréquences des photodiodes.

L'épitaxie par jets moléculaires (GSMBE) est basée sur l'interaction de jets moléculaires (As_2 , P_2) ou atomiques (In, Ga, Al) sur une surface portée à haute température. Au contact de la surface, les molécules/atomes se rencontrent et s'assemblent pour former une couche cristalline. Comme cette croissance est lente (≈ 1 monocouche atomique par seconde), elle a lieu sous ultra-vide ($P \approx 10^{-10}$ Torr) pour éviter la contamination de la surface par des impuretés. Le Béryllium (Be) est utilisé comme dopant de type P et le Silicium (Si) comme dopant de type N. Initialement, les jets moléculaires étaient obtenus par chauffage de cellules contenant des sources solides des éléments III et V. Le flux de chaque élément de l'alliage, et donc sa composition, est déterminé par la température de chaque cellule. Le principal problème de cette technique est l'émission de molécules P_4 par les sources phosphores, ce qui rend difficile la croissance d'alliages phosphorés. La GSMBE a permis de résoudre ce problème en utilisant des sources gazeuses pour les éléments V (arsine AsH_3 et phosphine PH_3) tout en gardant des sources solides pour les éléments III (galium et indium). Cette technique permet un excellent contrôle de la stœchiométrie des alliages $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}_y\text{P}_{1-y}$ utilisés dans les composants optoélectroniques.

L'optimisation de la croissance cristalline des différentes structures composant notre récepteur a fait l'objet de plusieurs travaux au laboratoire [1] [2]. Ce travail bénéficie de ce savoir faire.

3.2.2. La reprise d'enterrement

Pour enterrer la structure, on utilise l'épitaxie en phase vapeur aux organo-métalliques (MOVPE). Les précurseurs des éléments III sont alors composés d'un atome d'élément III lié à un ou plusieurs groupes alkyls ($\text{C}_n\text{H}_{2n+1}$), stockés dans des bulleurs. Un gaz vecteur « pousse » les vapeurs d'organo-métalliques jusqu'au réacteur. Les précurseurs d'éléments V sont des hydrures (Arsine et Phosphine).

L'épitaxie en phase vapeur aux organo-métalliques (MOVPE metal-organic vapor phase epitaxy) qu'on peut aussi retrouver sous le nom de *dépôt chimique en phase vapeur aux organo-métalliques* (MOCVD : Metal-Organic Chemical Vapor Deposition) est une technique d'épitaxie en phase gazeuse. Les termes dépôt chimique en phase vapeur (CVD) désignent en général un procédé de croissance de couche mince. Le développement de la MOVPE a commencé avec le travail de Manasevit [3] à la fin des années 60. La MOVPE repose sur le transport de gaz précurseurs, fortement dilués dans un gaz vecteur, le dihydrogène dans notre cas, jusqu'à un substrat chauffé à haute température (entre 500 et 700°C pour les matériaux sur InP). Les précurseurs d'éléments III sont des molécules organo-métalliques composés d'un atome métallique lié à un ou plusieurs radicaux organiques alkyls

$(\text{CnH}_{2n+1})_x$. A température ambiante, ces métaux-organiques sont liquides ou solides et leurs tensions de vapeur varie entre 0,1 et 100 Torr. Au III-V lab, les sources utilisées sont de type triméthyl (CH_3)₃ : triméthylgallium (TMGa), triméthylaluminium (TMAI) et triméthylindium (TMIn). En effet ce sont des sources plus stables grâce à un nombre plus faible de liaisons carbone [4]. De plus elles ont une grande pression de vapeur, ce qui permet de les avoir sous forme liquide (ou solide pour le TMIn) à température ambiante et qui peut faciliter leur utilisation. Les organo-métalliques sont stockés dans des bulleurs immergés dans des bains thermostatés. Le gaz vecteur passe par les bulleurs pour « transporter » les organo-métalliques. Les bulleurs sont équipés de deux tubes métalliques, l'un plongeant dans le liquide ou solide et l'autre dans la phase gazeuse. Le gaz vecteur est injecté dans le tube plongé et entraîne la vapeur présente dans la partie haute du bulleur où baigne le second tube. Afin de contrôler le débit de précurseur qui quitte le bulleur, on régule sa température et sa pression. Les précurseurs d'éléments V sont des hydrures (AsH_3 , PH_3), des gaz stockés sous pression. Ils sont le type de sources historiques d'éléments V principalement grâce à leur grande pureté et à leur faible contamination en carbone et oxygène. Cependant leur grande dangerosité et la recherche de matériaux plus purs favorisent le développement de composés alternatifs de type tertio-butyl ($(\text{CH}_3)_3\text{C}$). Lors de la croissance, ils sont aussi "transportés" par un gaz vecteur. Lorsque les précurseurs atteignent le réacteur, ils se décomposent par pyrolyse. Les éléments V sont introduits en excès par rapport aux éléments III du fait de leur grande instabilité en phase solide aux températures de croissance, ce qui permet de compenser leur désorption. La cinétique de croissance est donc contrôlée par les éléments III.

Cette technique d'épithaxie permet une croissance plus rapide, ce qui est adaptée à la réalisation de couches enterrées pour limiter les fuites et améliorer la performance de nos différents composants (SOA, guide, ...).

3.2.3. La reprise d'épithaxie bout à bout ou reprise « butt-joint »

3.2.3.1. Principes des reprises « butt-joint » en GSMBE

Les reprises « butt-joint » sont réalisées en GSMBE. Il est important de noter qu'une reprise d'épithaxie doit démarrer sur une couche d'InP, et qu'il est nécessaire d'effectuer un dépôt d'InP avant de réaliser la croissance d'un ternaire ou d'un quaternaire. La figure 3.3 décrit la procédure utilisée au laboratoire pour réaliser une reprise d'épithaxie. Tout d'abord, un caisson est réalisé dans la zone où l'on souhaite faire croître un nouveau matériau à un masque en diélectrique (SiO_2 ou Si_3N_4) utilisé pour réaliser la gravure. Une fois le caisson réalisé, la reprise d'épithaxie peut avoir lieu. Les reprises en GSMBE n'étant pas sélectives, un polycristal se forme sur le masque diélectrique. En retirant le diélectrique grâce à une attaque chimique à l'acide fluorhydrique, on retire par la même occasion le polycristal déposé sur le diélectrique. Pour que cette étape se déroule sans encombre, il faut éviter tout contact entre le polycristal et le matériau cristallin repris ou situé sous le diélectrique.

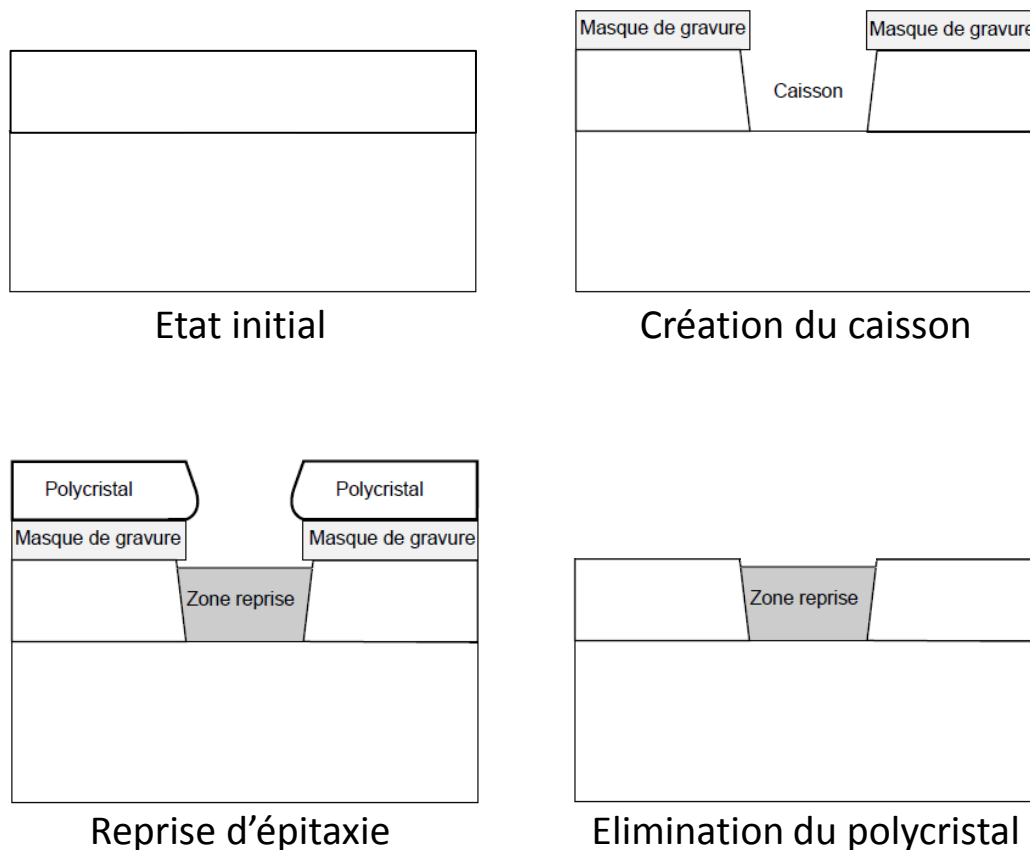


Fig 3.3 Principes d'un butt joint en GSMBE

3.2.3.2. Exemple de reprise butt-joint

Un caisson de 2 μm de profondeur est tout d'abord gravé par attaque ICP. Cette gravure utilise un plasma couplé par induction, ce qui contrôle séparément la puissance de génération du plasma et la tension accélératrice qui dirige les ions vers le substrat (contrairement aux gravures ioniques réactives RIE ou à l'usinage ionique IBE). Elle permet ainsi d'obtenir des flancs de gravures très droits et une bonne qualité de surface avec peu de défauts grâce à la faible énergie cinétique des espèces réactives (environ 60 eV contre 200 eV en RIE). Le gaz utilisé pour cette gravure est le Cl_2 . Les reprises d'épitaxie nécessitant une excellente qualité de surface, cette gravure est suivie d'une restauration chimique avec une solution à base de brome. Une couche InP-N suivi de couches actives sont ensuite reprises dans le caisson.

La figure 3.4 montre le résultat de la reprise avant le retrait du diélectrique et du polycristal. Les différentes couches de la reprise d'épitaxie, le masque de diélectrique et le polycristal se distinguent clairement. La figure 3.5 montre une observation MEB du même échantillon après une attaque à l'acide fluorhydrique. Le masque en diélectrique ainsi que le polycristal se sont bien retirés sans dégradation des couches reprises.

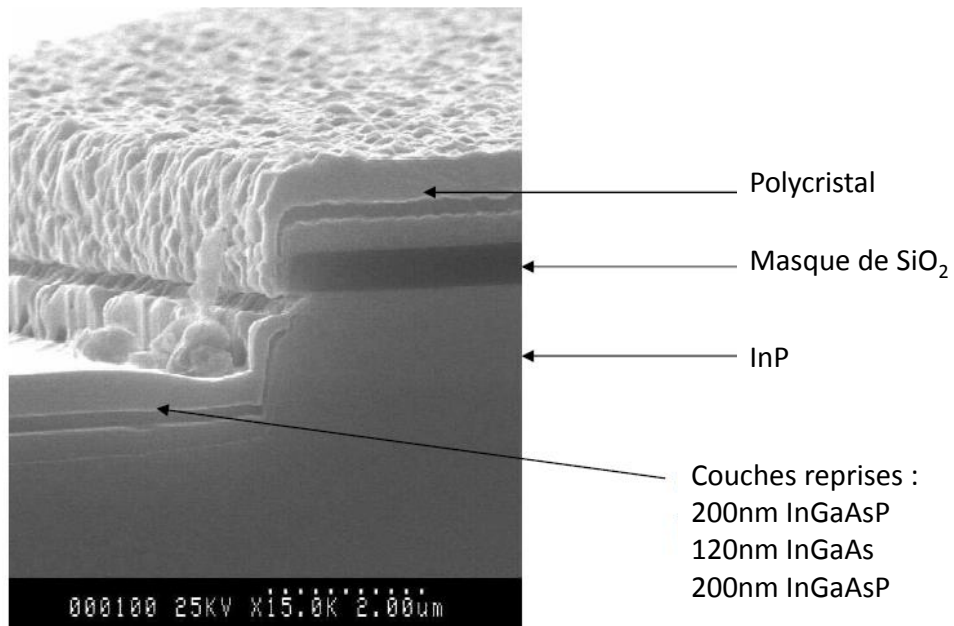


Fig 3.4 Observation MEB d'une reprise butt-joint dans un caisson de 2 μ m

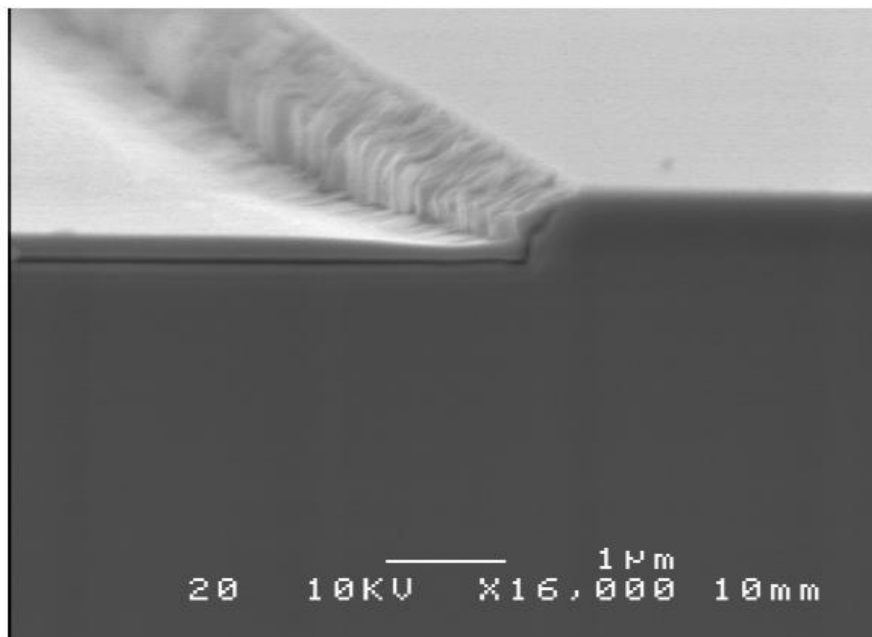
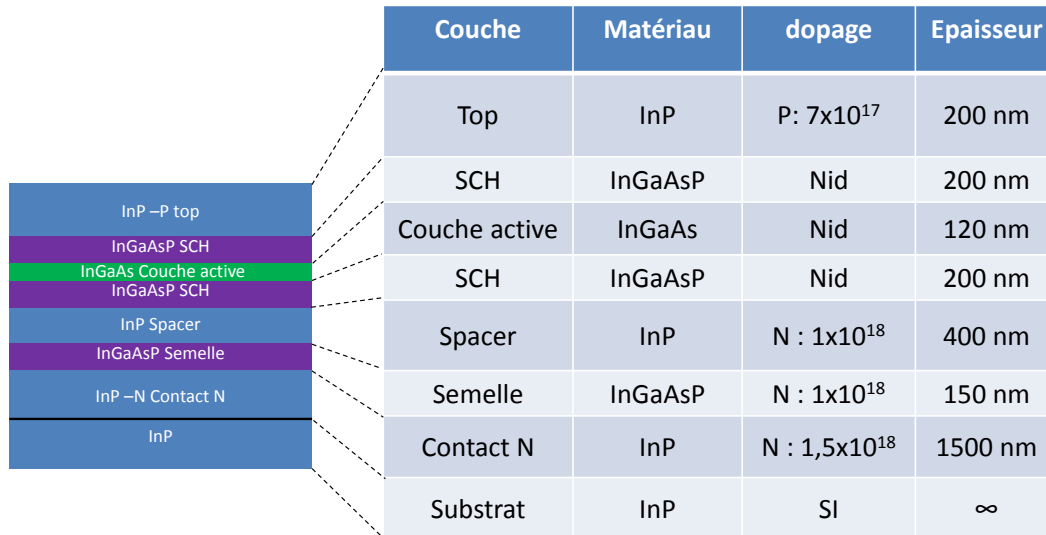


Fig 3.5 Observation MEB d'une reprise butt-joint dans un caisson de 2 μ m après retrait du polycristal et du masque

3.3. Étapes technologiques de fabrication du récepteur cohérent pré-amplifié

Nous allons maintenant détailler le procédé de fabrication de notre composant. La première épitaxie est celle du SOA, dont la structure verticale est présentée sur la figure 3.6.



	Couche	Matériau	dopage	Epaisseur
InP -P top	Top	InP	P: 7×10^{17}	200 nm
InGaAsP SCH	SCH	InGaAsP	Nid	200 nm
InGaAs Couche active	Couche active	InGaAs	Nid	120 nm
InGaAsP SCH	SCH	InGaAsP	Nid	200 nm
InP Spacer	Spacer	InP	N : 1×10^{18}	400 nm
InGaAsP Semelle	Semelle	InGaAsP	N : 1×10^{18}	150 nm
InP -N Contact N	Contact N	InP	N : $1,5 \times 10^{18}$	1500 nm
InP	Substrat	InP	SI	∞

Fig 3.6 Structure de verticale du SOA utilisé dans le récepteur pré-amplifié

La fabrication de notre récepteur cohérent comprend 21 étapes technologiques, nécessitant 23 étapes de photolithographie ainsi qu'une lithographie électronique :

- 1) Reprise du guide passif
- 2) Définition des marques d'alignement pour la lithographie électronique
- 3) Définition du ruban du SOA et des structures passives
- 4) Réalisation de la semelle
- 5) Isolation des contacts N du SOA et des photodiodes
- 6) Enterrement de la structure et définition des zones photodiodes
- 7) Définition du caisson pour la prise du contact N du SOA
- 8) Dépôt de Platine des contacts (photodiodes et P SOA)
- 9) Implantation
- 10) Hydrogénation
- 11) Retrait ternaire
- 12) Définition du Mesa P des photodiodes
- 13) Définition du Mesa N des photodiodes
- 14) Dépôt et ouverture d'un SiN de passivation
- 15) Définition des contacts N et planarisation
- 16) Ouverture et définition des vias des capacités de découplages
- 17) Ouverture des vias N des diodes et via P du SOA
- 18) Ouverture du via N du SOA
- 19) Ouverture du via P des photodiodes
- 20) Réalisations des interconnexions étape 1
- 21) Réalisations des interconnexions étape 2

3.3.1. Reprise du guide passif

La première étape consiste à réaliser le guide passif. C'est une reprise butt-joint pour laquelle il faut réaliser un caisson. La gravure du caisson s'arrête dans le spacer (couche d'InP-N de 400 nm d'épaisseur). La gravure du caisson est réalisée par une attaque sèche de type ICP. Le suivi interférométrique permet d'observer les interfaces entre les différentes couches. On arrête la gravure lorsqu'on entre dans le spacer. Une gravure chimique au HF est alors réalisée, suivi d'une restauration chimique au Brome d'environ 50-100 nm. La restauration Brome crée une sur-gravure de 100-150 nm localisée au pied du caisson (appelé trench). A lieu ensuite la reprise d'épitaxie de la zone passive (entrée composant + MMI) en ajustant l'épaisseur de la couche spacer pour que le guide passif soit en face des couches SCH/couche active/SCH. On enlève ensuite le polycristal en gravant le SiO₂ du masque en gravure chimique grâce à du HF. La figure 3.7 résume l'enchaînement des étapes.

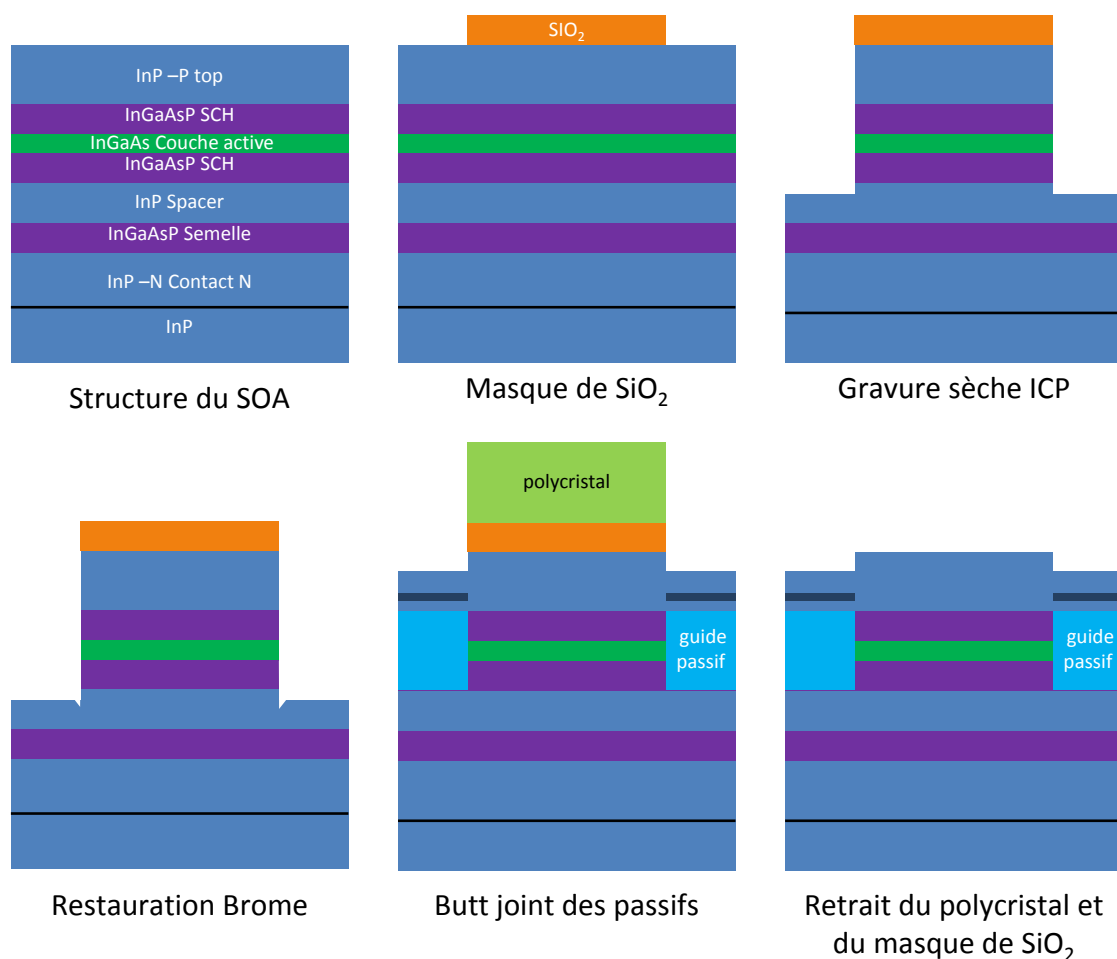


Fig 3.7 Enchaînement technologique pour l'étape de reprise du guide passif



Fig 3.8 Vue de dessus du composant à l'étape de reprise du guide passif

La figure 3.8 montre une vue de dessus du composant après cette première étape. En marron barré, la zone où il y a un empilement SOA et en blanc, la zone où est effectuée la reprise de la structure du guide passif.

Couche	Matériau	dopage	Epaisseur
InP top	InP	N : 1×10^{18}	130 nm
Couche d'arrêt	InGaAsP	N : 1×10^{18}	15 nm
Buffer reprise	InP	N : 1×10^{18}	20 nm
Guide passif	InGaAsP	N : 1×10^{18}	520 nm
Buffer	InP	N : 1×10^{18}	ajusté

Fig 3.9 Structure verticale de la zone guide passive (entrée composant + MMI)

La figure 3.9 monte la structure de la reprise pour les zones passives. La fine couche de 15 nm en InGaAsP sert de couche d'arrêt lors de la gravure du caisson des photodiodes.

3.3.2. Définition des marques d'alignement pour la lithographie électronique

Le ruban du SOA, du guide passif ainsi que le MMI sont réalisés grâce à une lithographie électronique. Cette étape nécessite la définition de marques d'alignement spécifiques : 4 carrés de $20 \mu\text{m}$ de côtés gravés par une attaque ICP profonde. Cette étape n'est pas détaillée, car elle n'impacte pas la définition du composant.

3.3.3. Définition du SOA et des différents passifs

Cette étape permet de définir le guide actif du SOA ainsi que les différents passifs (l'entrée du composant et le MMI). Cela consiste à graver un ruban jusqu'à la couche spacer située au-dessus de la semelle. Cette étape est critique, car les motifs réalisés sont de très petites dimensions (ruban de $1,1 \mu\text{m}$ de large, et pointes de $0,13 \mu\text{m}$ au bout de l'adaptateur de mode), et détermine les performances du SOA ainsi que les performances du MMI (variation de largeur critique pour le bon

fonctionnement du MMI). De plus, les photodiodes étant réalisées au-dessus du guide passif, celui-ci doit être protégé sur toute la zone des photodiodes du composant. Or, le masqueur électronique ne peut écrire sur des zones de grandes superficies. La zone photodiode devra donc être protégée grâce à une photolithographie supplémentaire réalisée au stepper avant la gravure du semi-conducteur. Il y a donc trois zones distinctes intéressantes à regarder :

- 1) La zone du SOA (Fig 3.10)
- 2) La zone des passifs (Fig 3.11)
- 3) La zone des photodiodes (Fig 3.12)

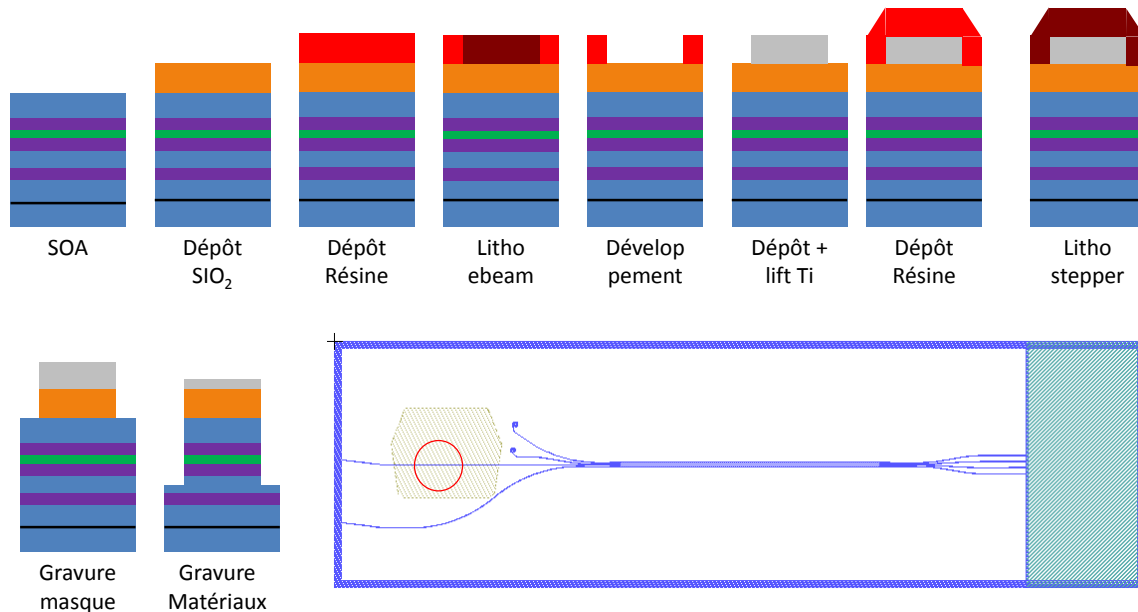


Fig 3.10 Enchainement technologique pour l'étape définition du SOA et des passifs dans la zone du SOA

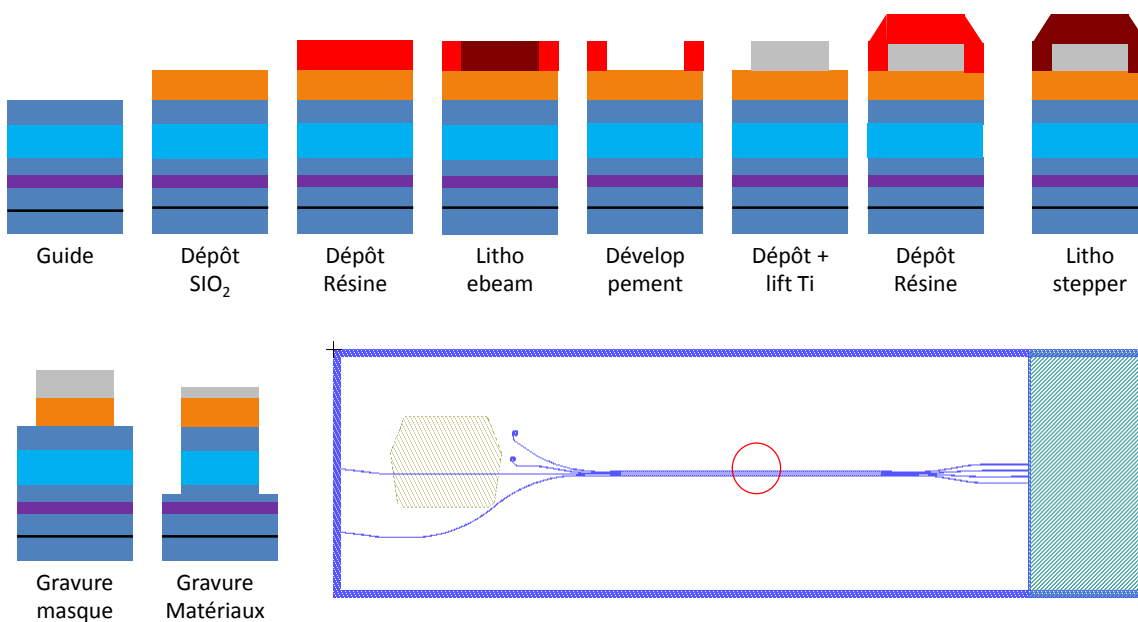


Fig 3.11 Enchainement technologique pour l'étape définition du SOA et des différents passifs dans la zone du MMI

La gravure des matériaux semi-conducteurs s'effectue par RIE (gravure ionique réactive utilisant un plasma CH_4/H_2). Les zones en bleu (foncé ou claire) sont des zones protégées par le masque de gravure lors de la gravure RIE. Un masque mixte en SiO_2 et titane est utilisé. Afin de minimiser la surface à écrire en lithographie électronique (zone en bleu foncé) on utilise la technique du lift-off pour réaliser un masque de titane au niveau des guides passifs et du SOA. Les zones photodiodes sont ensuite définies par lithographie optique (Fig 3.12).

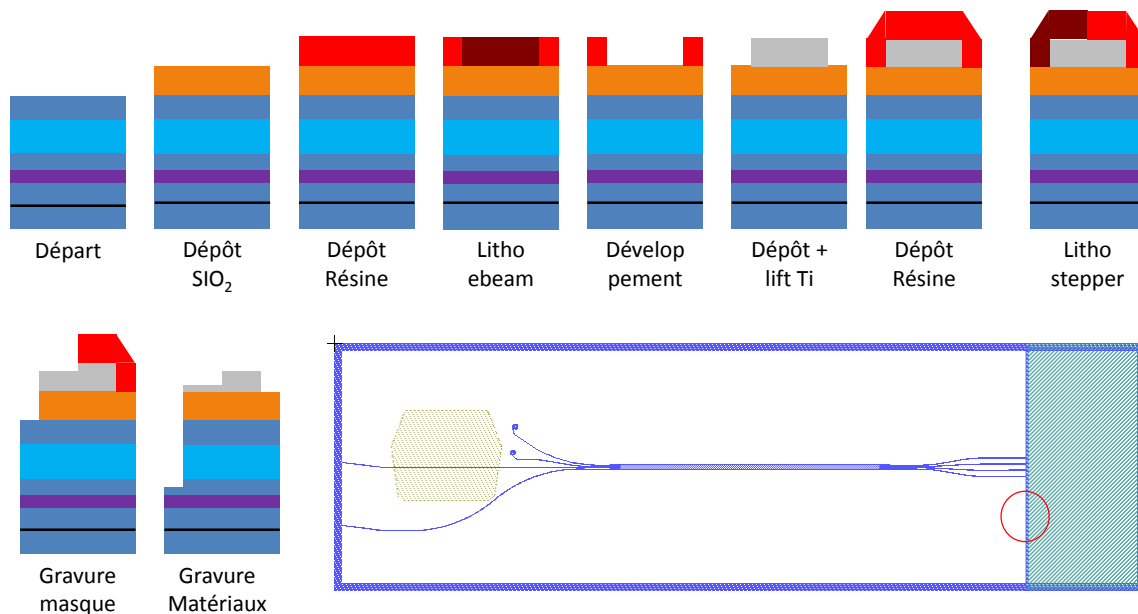


Fig 3.12 Enchaînement technologique pour l'étape définition du SOA et des passifs dans la zone des diodes

Quelques photographies réalisées au microscope optique (Fig 3.13) présentent différentes parties du composant à la fin de cette étape.

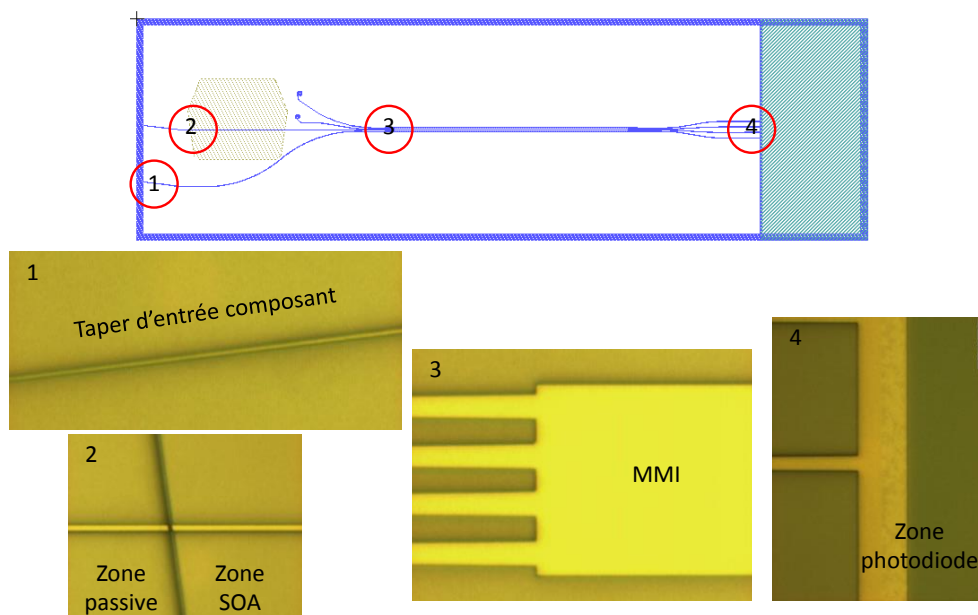


Fig 3.13 Schéma du composant après l'étape de définition du SOA et des passifs et photos d'un composant en cours de fabrication

3.3.4. Réalisation de la semelle

Le guide passif du SOA, appelé aussi semelle, est réalisé lors de cette étape. Cette étape est très délicate car il faut aligner le guide passif avec le ruban du guide actif qui ne fait que $1,1\ \mu\text{m}$ de large. La définition du guide se fait à nouveau en gravure RIE CH_4/H_2 et s'arrête dans la couche de contact N. Le masque de SiO_2 de l'étape précédente n'étant pas retiré, il protège le guide actif du SOA et les guides passifs (MMI et entrée composant) pendant l'étape de gravure. La semelle est quant à elle, protégée par un masque de résine. La figure 3.14 montre l'enchaînement technologique pour cette étape.

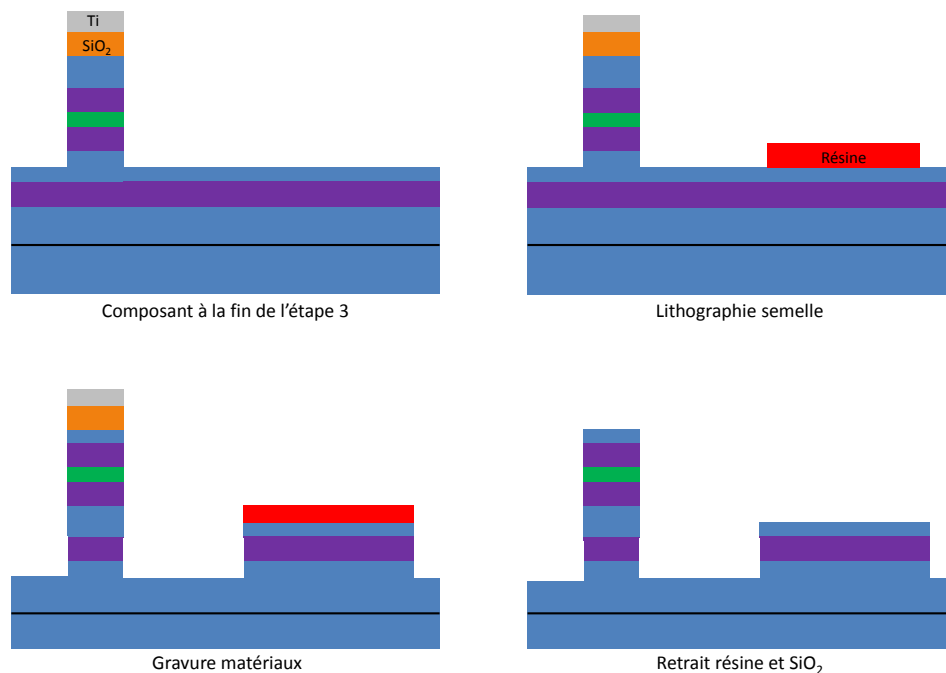


Fig 3.14 Enchaînement technologique pour l'étape réalisation de la semelle

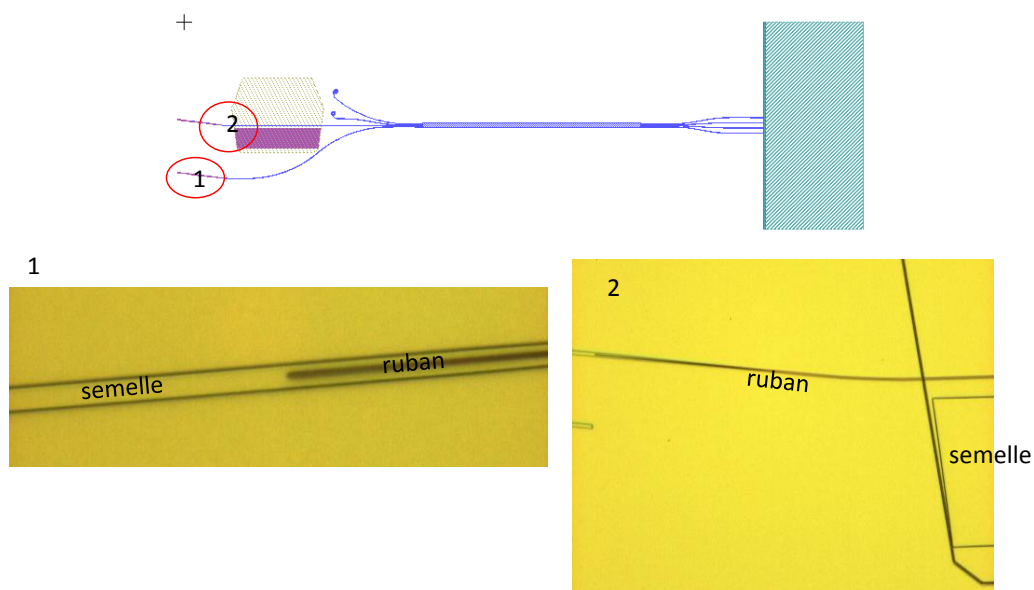


Fig 3.15 Schéma du composant après l'étape de fabrication de la semelle et photos d'un composant en cours de fabrication

La figure 3.15 montre un schéma du composant lors de l'étape de définition de la semelle. En violet est représenté le nouveau masque de résine utilisé lors de cette étape. Après la gravure RIE, le titane et le SiO_2 sont retirés avec de l'acide fluorhydrique.

3.3.5. Isolation des contacts N du SOA et des photodiodes

Durant cette étape, la réalisation d'une isolation des contacts N du SOA et des photodiodes se fait par gravure des couches jusqu'au substrat. Il faut donc graver la couche de contact N dans la région située entre les deux zones de contact (SOA/photodiodes). La gravure est réalisée en RIE CH_4/H_2 . Celle-ci est suivie d'une restauration Brome afin d'éliminer les défauts générés par l'attaque RIE et toute fuite électrique en surface du semi-conducteur. La figure 3.16 représente le masque utilisé lors de cette étape. Les zones en vert seront protégées lors de la gravure d'isolation de contacts N.

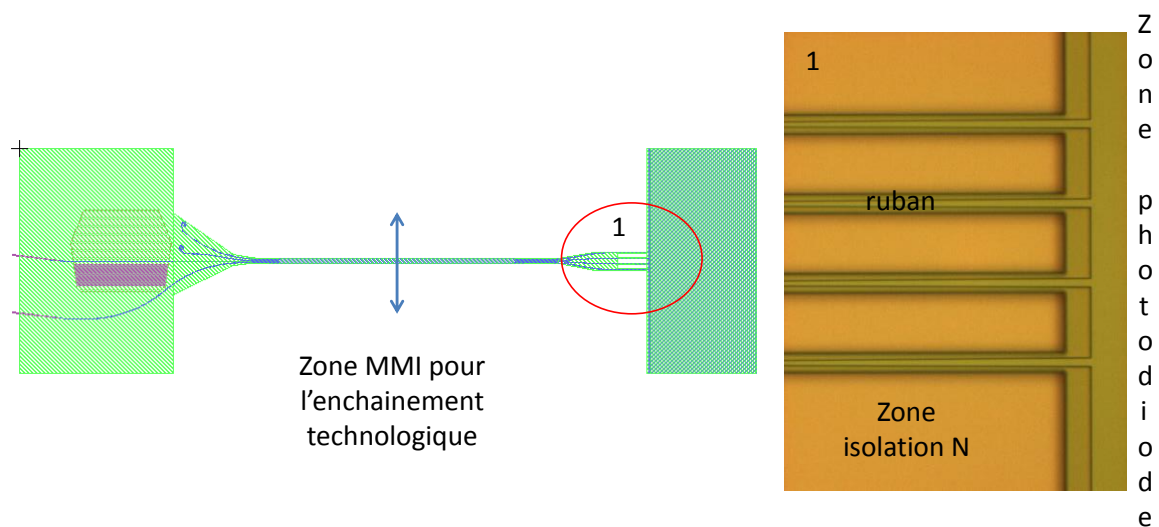


Fig 3.16 Schéma du composant lors de l'étape d'isolation des contacts N du SOA et de la photodiode (partie gauche) et d'une photo d'un composant à la fin de cette étape d'isolation

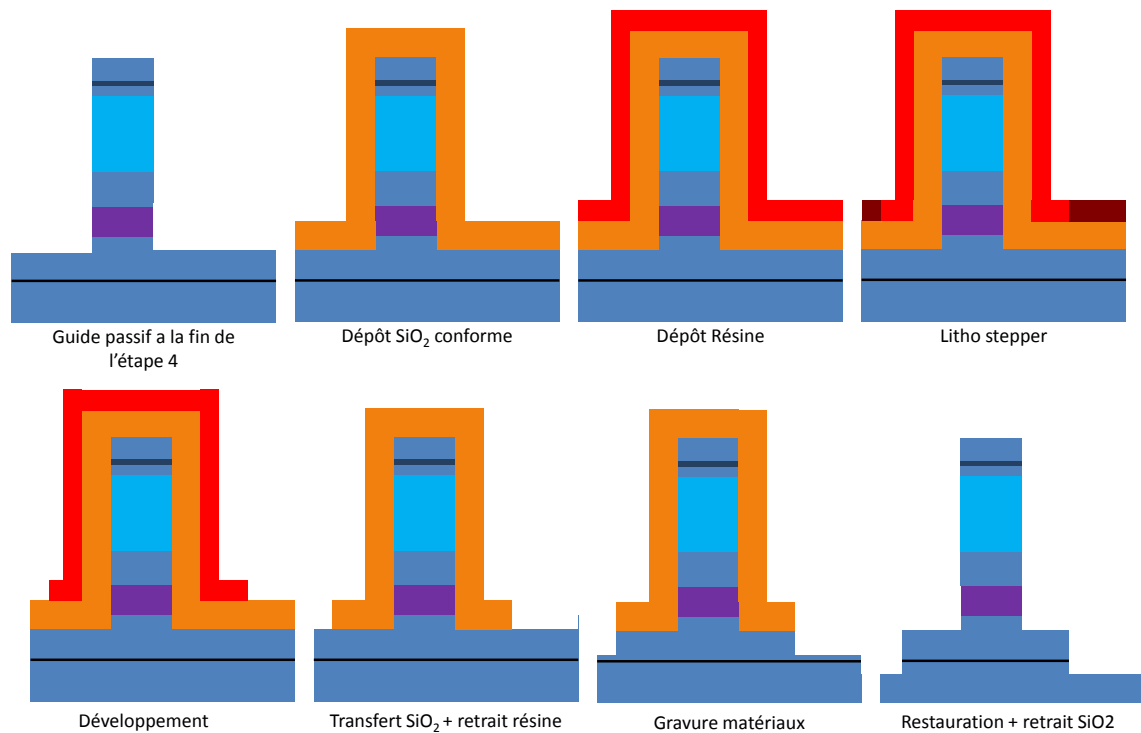


Fig 3.17 Enchaînement technologique dans les zones passives pour l'étape isolation des contacts N du SOA et des photodiodes

La figure 3.17 montre l'enchaînement technologique pour effectuer l'isolation de contact N. A la fin de cette étape, le masque de SiO_2 est retiré et une reprise d'épitaxie d'enterrement (BRS) est réalisée.

3.3.6. Enterrement de la structure et définition des zones photodiodes

Après l'isolation des contacts N, la structure est enterrée dans une couche d'InP dopé P. Cette reprise d'épitaxie est réalisée en MOVPE à une température de 610°C . Les couches de reprise sont indiquées en figure 3.18 et la figure 3.19 montre un schéma du composant après cette étape. On voit la couche d'arrêt en InGaAsP (Fig 3.19) définie lors de la reprise du guide passif qui servira lors de la gravure du caisson destiné à la reprise de la photodiode.

Couche	Matériau	Dopage	Epaisseur
Contact	InGaAs	P : 3×10^{18}	300 nm
Cladding	InP	P : $1,4 \times 10^{18}$	2000 nm
Cladding	InP	P : $5,5 \times 10^{17}$	450 nm
Cladding	InP	-	50 nm

Fig 3.18 Structure verticale de la reprise d'enterrement

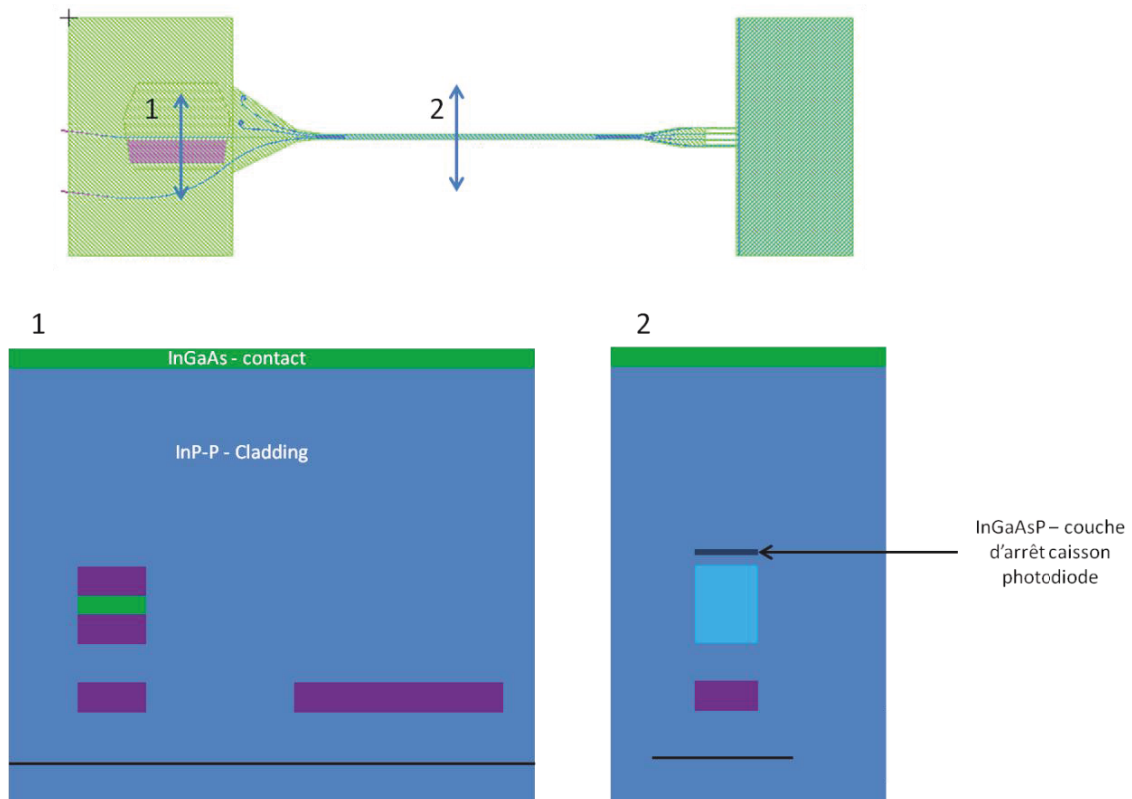


Fig 3.19 Schéma du composant après la reprise d'épitaxie d'enterrement

A la suite de cette reprise, un caisson dans lequel on fera croître les couches des photodiodes est défini. La figure 3.20 montre la zone où le caisson est réalisé (zone verte).

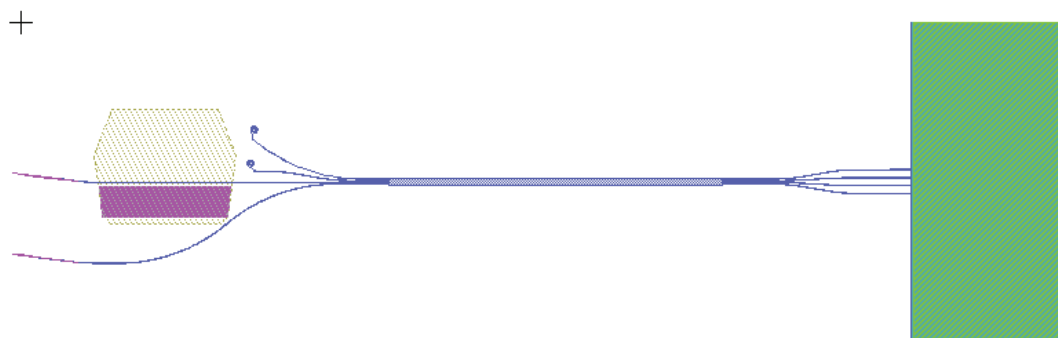


Fig 3.20 Schéma de la gravure du caisson définissant la zone photodiode

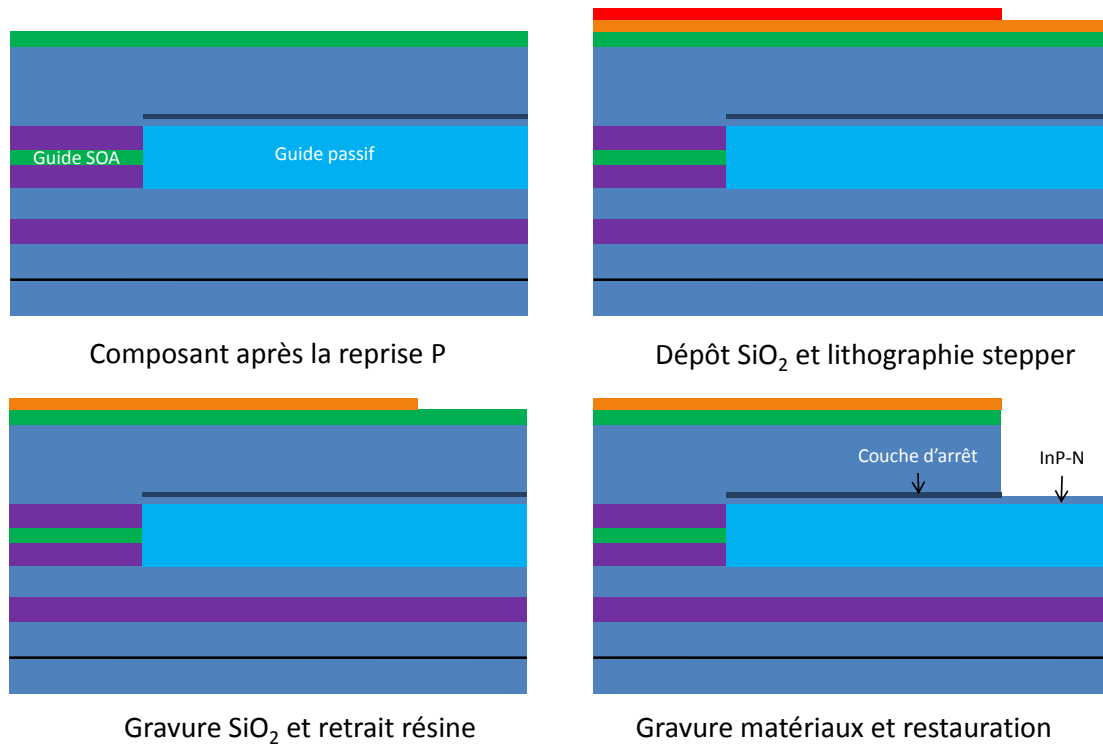


Fig 3.21 Coupe verticale suivant le guide passant dans le SOA et enchaînement technologique pour l'étape de définition de la zone photodiode

La figure 3.21 montre l'enchaînement technologique nécessaire à la réalisation du caisson pour les diodes. Le caisson est gravé en deux étapes. Une attaque ICP, suivie d'une gravure chimique $\text{HCl}/\text{H}_3\text{PO}_4$ qui attaque sélectivement l'InP par rapport à la couche d'arrêt en InGaAsP représentée sur la figure 3.19 et sur la figure 3.21. La gravure est ainsi arrêtée précisément sur la couche d'arrêt, qui est ensuite gravée sélectivement par une solution de $\text{H}_2\text{SO}_4/\text{H}_2\text{O}_2/\text{H}_2\text{O}$ (Fig 3.21). Cette méthode permet de définir précisément l'épaisseur d'InP entre le guide passif et la photodiode.

La structure verticale des photodiodes UTC est décrite en figure 3.22. La figure 3.23 montre l'enchaînement des étapes pour la reprise photodiode. Le lift du polycristal est réalisé grâce à une gravure chimique au HF qui va permettre de graver le SiO_2 utilisé comme masque pour la reprise.

Couche	Matériau	Dopage	Epaisseur
Contact P	InGaAs	P : $2,5 \times 10^{19}$	200 nm
Contact P	InGaAsP (Q1,17)	P : 1×10^{19}	50 nm
Cladding	InP	P : 3×10^{18}	500 nm
Absorbant	InGaAs	P : $2 \times 10^{17} \rightarrow 3 \times 10^{18}$	180 nm
Absorbant	InGaAs	N : 1×10^{16}	20 nm
Spacer	InGaAsP (Q1,42)	N : 1×10^{17}	20 nm
Collecteur	InGaAsP (Q1,3)	N : 4×10^{16}	150 nm
Collecteur	InGaAsP (Q1,3)	N : 1×10^{15}	150 nm
Spacer	InP	N : 1×10^{18}	30 nm

Fig 3.22 Structure de la reprise d'épitaxie des diodes UTC

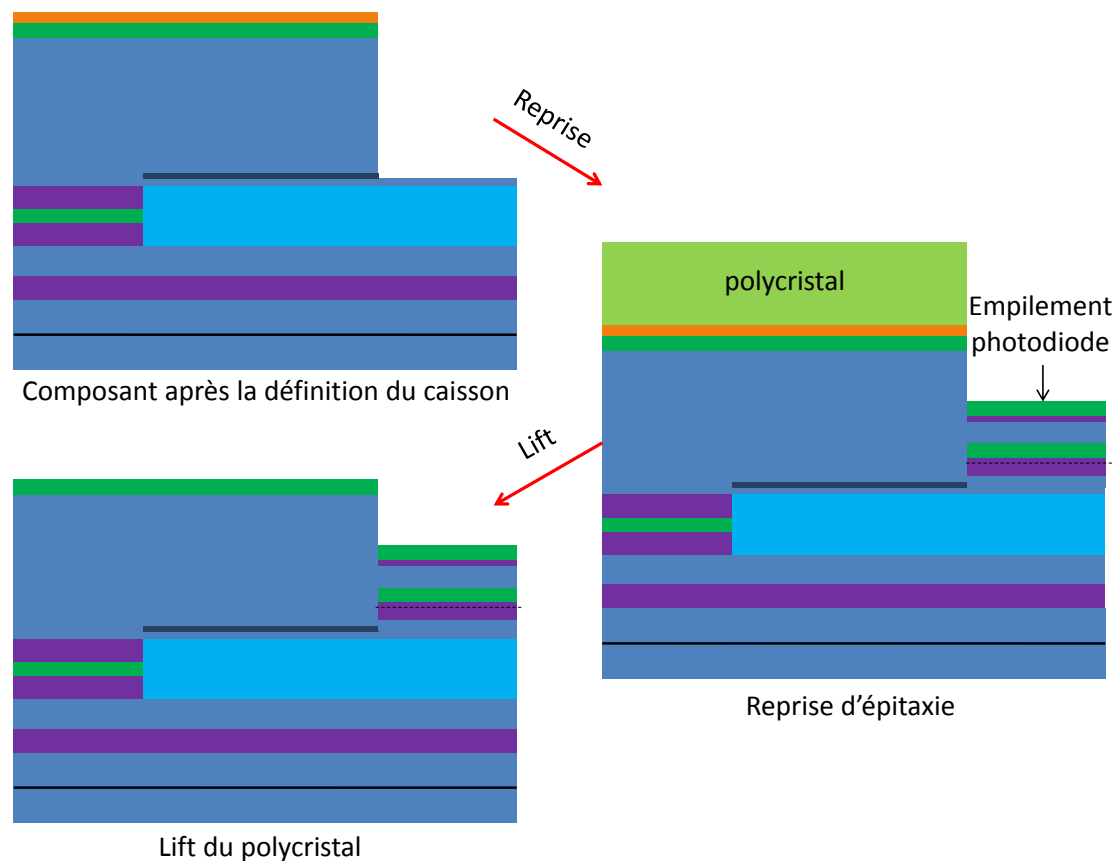


Fig 3.23 Enchainement des étapes techno/croissance lors de l'étape de la reprise de la photodiode

3.3.7. Définition du caisson pour la prise de contact N du SOA

Comme la structure est réalisée sur substrat InP semi-isolant, le contact N doit être pris sur la face avant du composant. Or, dans la zone SOA, les couches dopées N sont enterrées sous l'InP dopé P. Il faut donc ouvrir un caisson pour réaliser le contact N. La gravure est effectuée en plusieurs étapes. Une gravure RIE (CH_4/H_2) retire le GaInAs en surface. Ensuite, une gravure chimique à base de $\text{HCl}/\text{H}_3\text{PO}_4$ grave l'InP P, ce qui permet d'avoir une gravure très propre et de s'arrêter sélectivement sur la couche semelle en InGaAsP. En effet, celle-ci a été protégée sur le côté du SOA lors de la réalisation du guide semelle afin de servir de couche d'arrêt lors de la définition du caisson N. Lors de cette étape, les motifs d'alignement, qui ont été enterrés avec le reste de la structure lors de la reprise MOVPE sont dégagés. L'enchaînement technologique pour cette étape est illustré sur la figure 3.24.

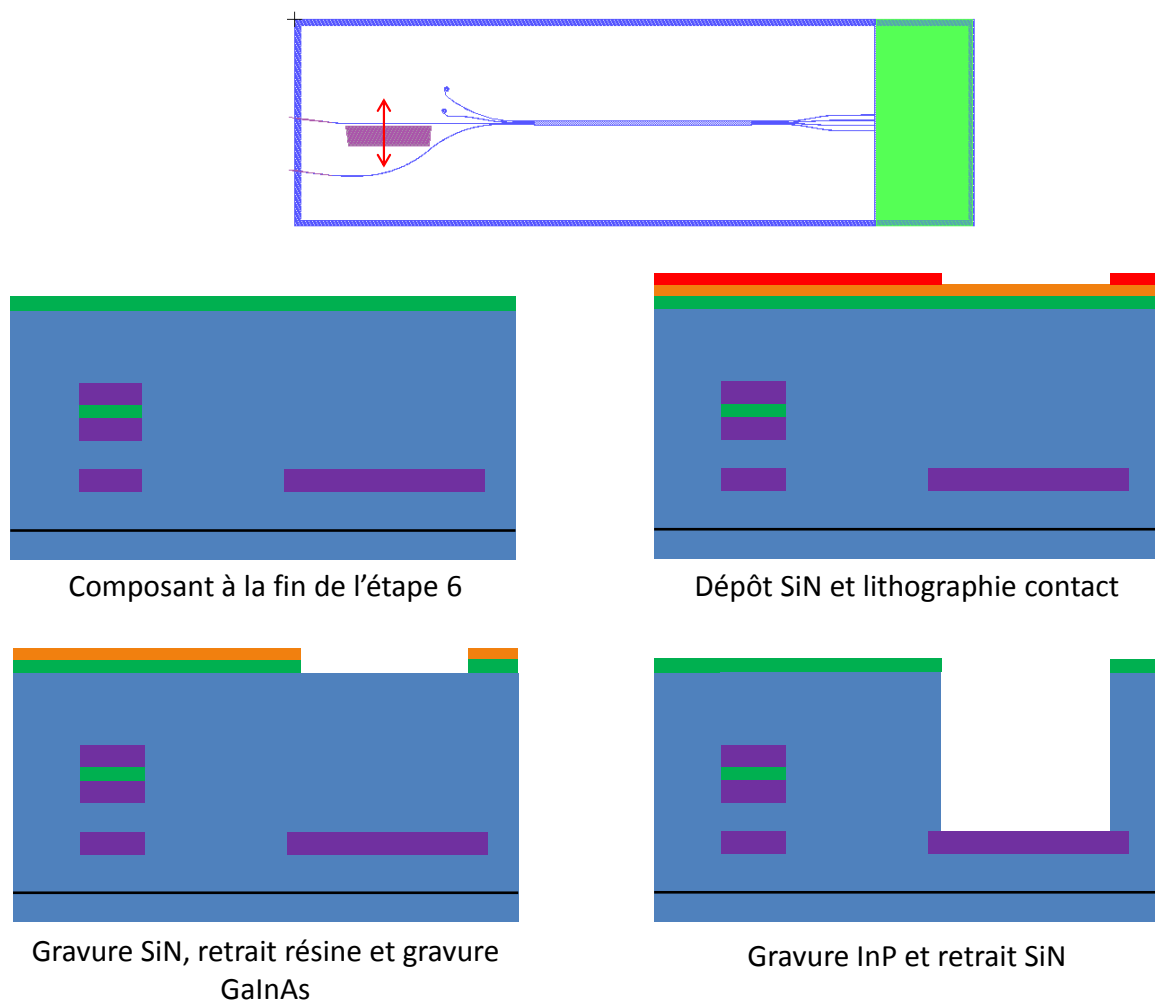


Fig 3.24 Enchaînement technologique pour la définition du caisson pour la prise de contact N du SOA

Lors de cette étape, toutes les zones du composant sont protégées sauf la zone de prise de contact N du SOA.

La figure 3.25 montre une photo du composant à la fin de cette étape.

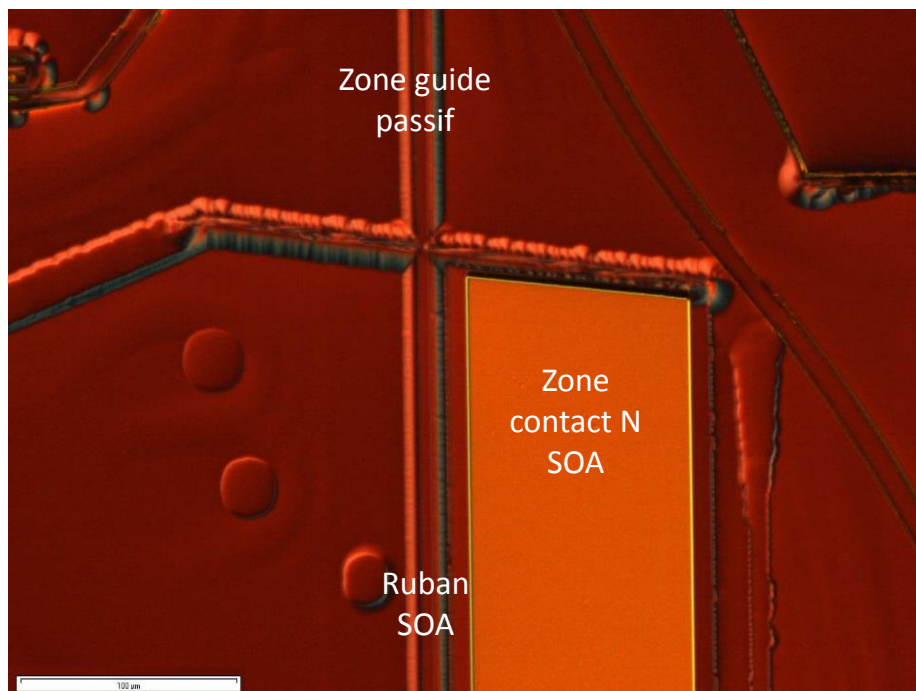


Fig 3.25 Photographie du composant après l'étape de définition du caisson pour la prise de contact N du SOA

3.3.8. Dépôt de platine des contacts photodiodes et SOA

Dans cette étape, le dépôt métallique en platine du contact P pour le SOA et la photodiode sont réalisés simultanément. Dans la zone SOA, le métal est localisé uniquement dans la zone où l'on prendra le contact P. Il ne nécessitera donc pas de gravure ultérieure. Par contre, le platine est déposé sur toute la zone photodiode car la définition du ruban de celle-ci se fera par usinage ionique afin d'assurer une faible résistance série en couvrant l'ensemble de la zone de contact avec du métal.

La figure 3.26 montre l'enchaînement technologique sur la zone SOA (zone 1) et sur la zone photodiode (zone 2).

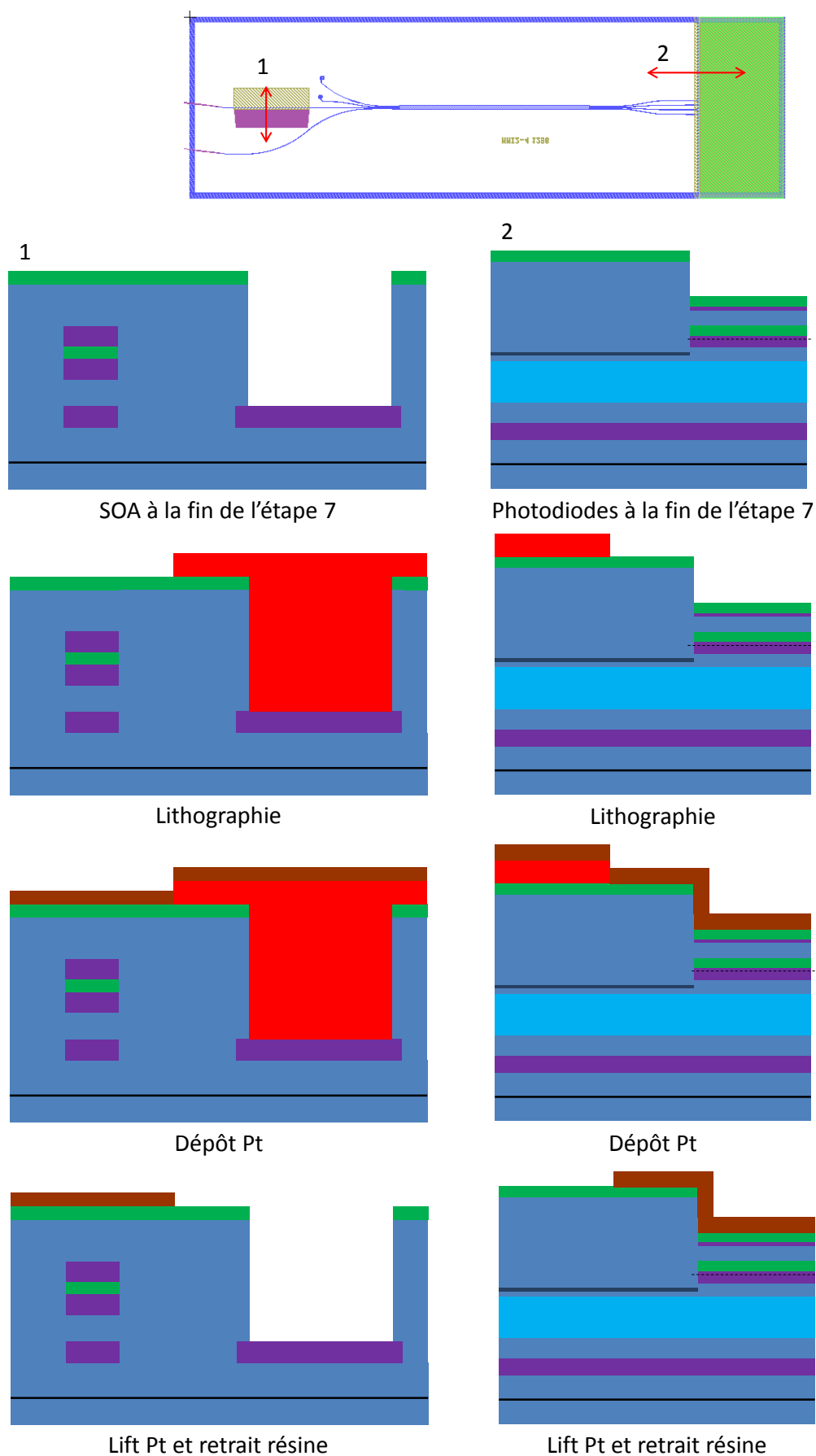


Fig 3.26 Etape 8 de définition du contact platine

Des photographies du composant à la fin de cette étape de fabrication de fabrication sont présentées en figure 3.27.

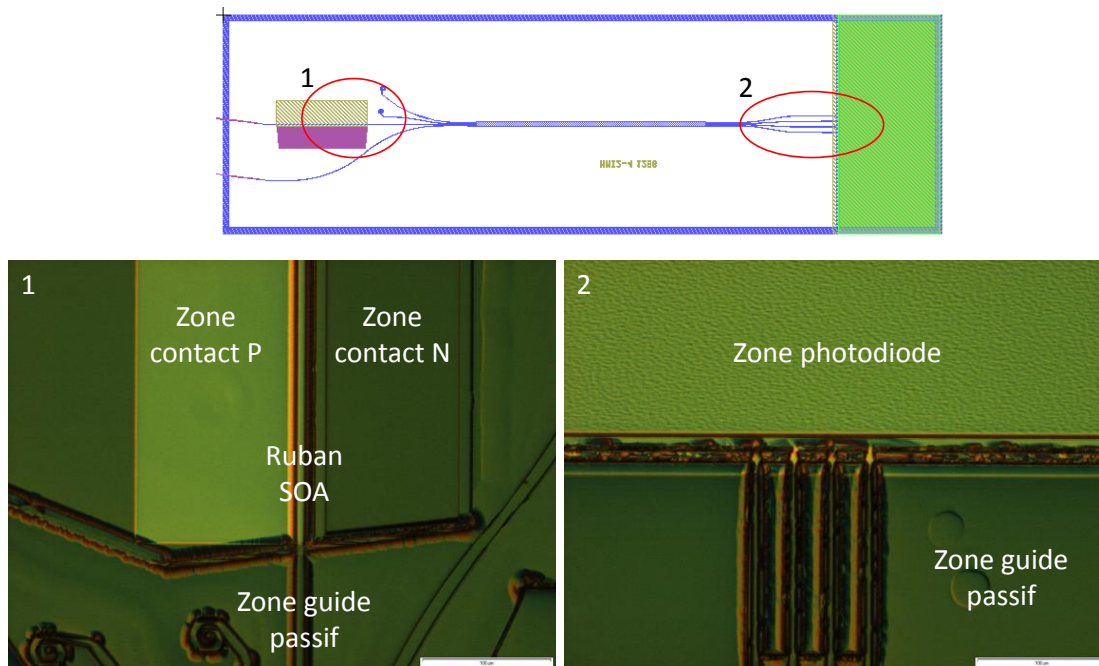


Fig 3.27 Photographie du composant après l'étape de dépôt de platine sur les zones de contact (SOA et diodes)

3.3.9. Implantation

L'implantation de protons H^+ est un procédé classique permettant d'isoler des zones dopées P. Dans le SOA, une implantation protonique est nécessaire pour localiser l'injection de courant.

Sur la figure 3.28 montrant l'enchaînement technologique nécessaire à l'étape d'implantation, les zones en rouge sont celles qui sont protégées lors de cette étape. Une erreur a été commise lors de la réalisation de cette étape car le ruban qui ne passe pas dans le SOA (entrée LO) n'est pas protégé et va donc subir l'implantation des ions H^+ . Cela va introduire des pertes sur cette entrée. Cela sera abordé dans le chapitre 4 sur les performances du composant.

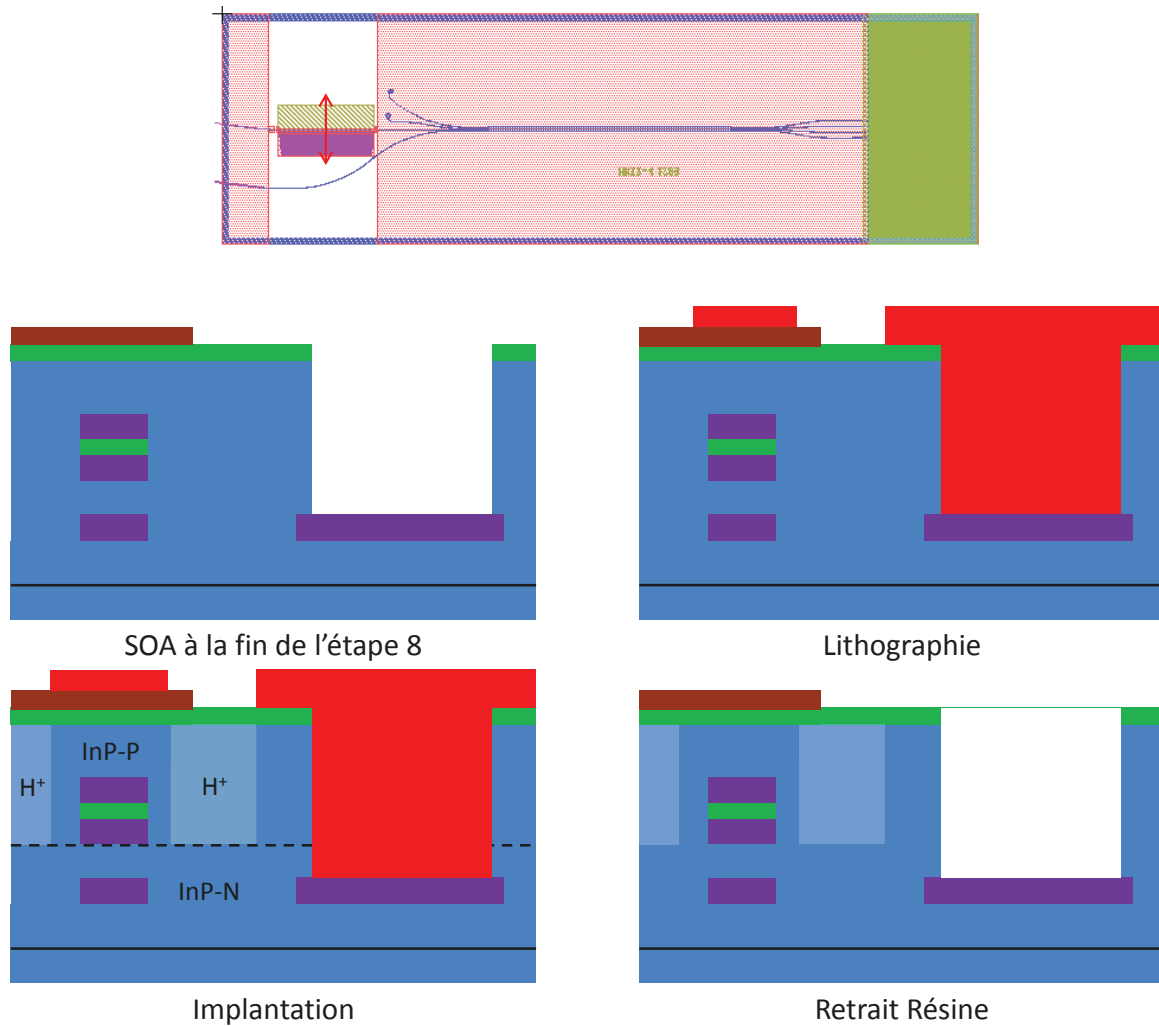


Fig 3.28 Implantation ionique du récepteur pré-amplifié

3.3.10. Hydrogénation

Lors de cette étape, une hydrogénation des zones passives est réalisée afin de diminuer les pertes de propagation dans ces zones tout en protégeant les zones actives (zones photodiodes ou zone SOA). La figure 3.29 montre le masque utilisé lors de cette étape. Les zones bleu (zone active SOA) et vertes (zone active photodiodes) sont des zones protégées.

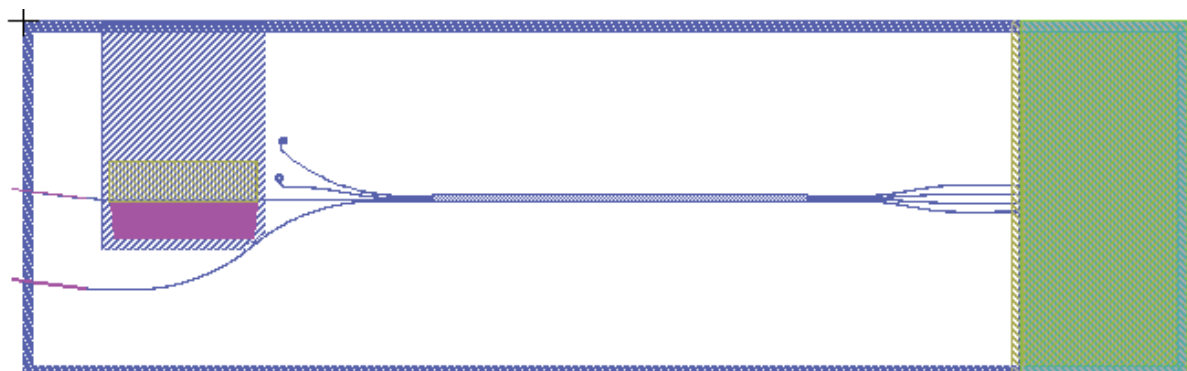


Fig 3.29 Masque pour l'étape d'hydrogénation

3.3.11. Retrait ternaire

Le ternaire (InGaAs) de contact des zones passives ainsi que celui du SOA entre le contact N et P de celui-ci sont gravés en gravure humide ($\text{H}_3\text{PO}_4/\text{H}_2\text{O}_2/\text{H}_2\text{O}$). Cela permet d'isoler les contacts N et P du SOA. En revanche, la zone photodiode est protégée lors de cette étape.

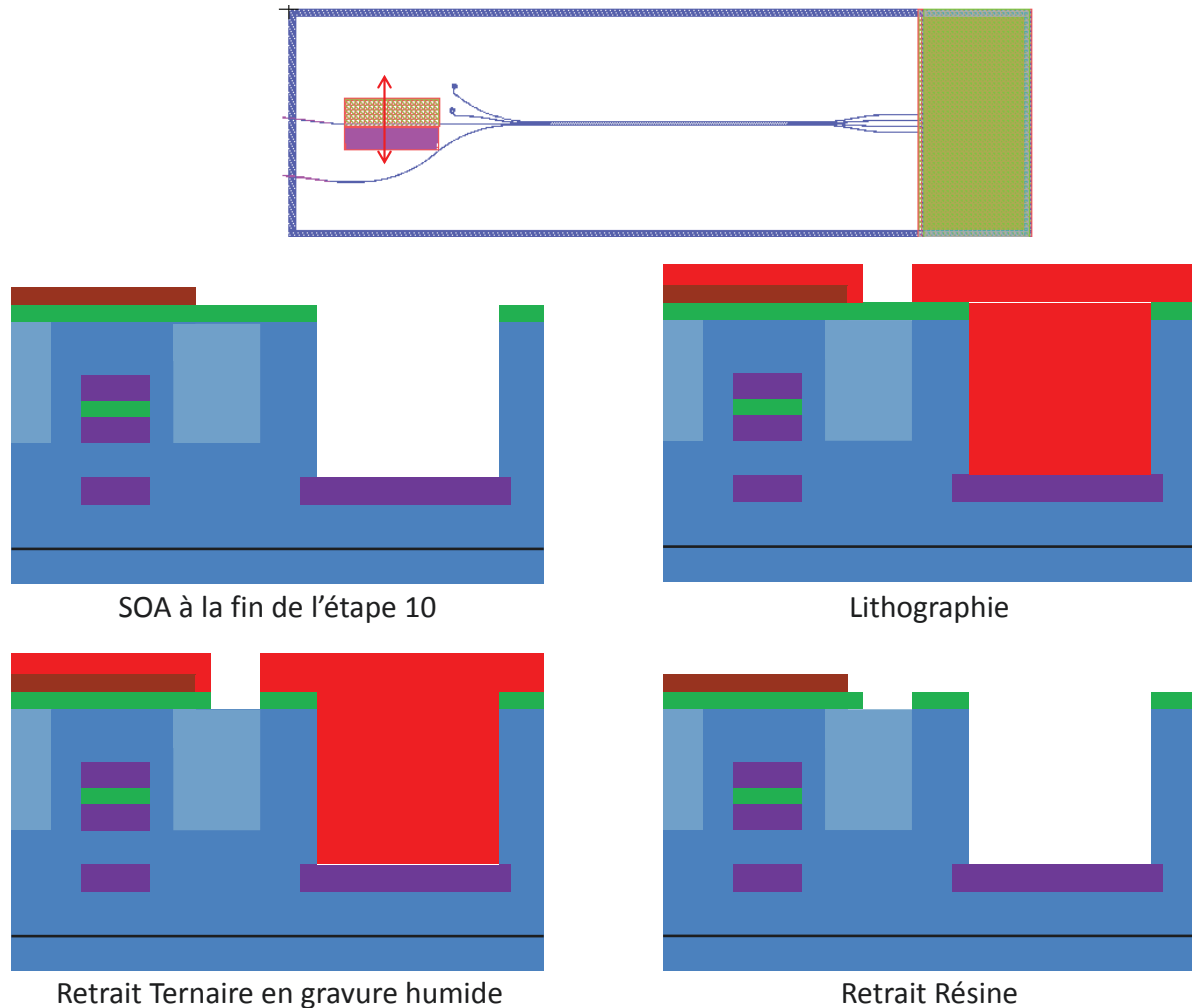


Fig 3.30 Enchaînement technologique pour l'étape de retrait ternaire

3.3.12. Définition du Mesa P des photodiodes

Cette étape permettant de définir le ruban des photodiodes est particulièrement critique, car elle concerne des motifs de petites tailles ($5 \times 25 \mu\text{m}^2$), qu'il faut aligner précisément avec les guides passifs et dont il faut contrôler la définition de façon précise. Toute la zone photodiode devra être gravée à l'exception des rubans des photodiodes, tandis que le SOA doit être protégé, comme le montre la figure 3.31. On s'assure, lors de cette étape, de réduire la capacité de jonction de la diode en gravant les couches jusqu'au contact N sans trop sur-graver pour éviter de dégrader la résistance de contact de celle-ci. La figure 3.31 montre le masque utilisé lors de cette étape.

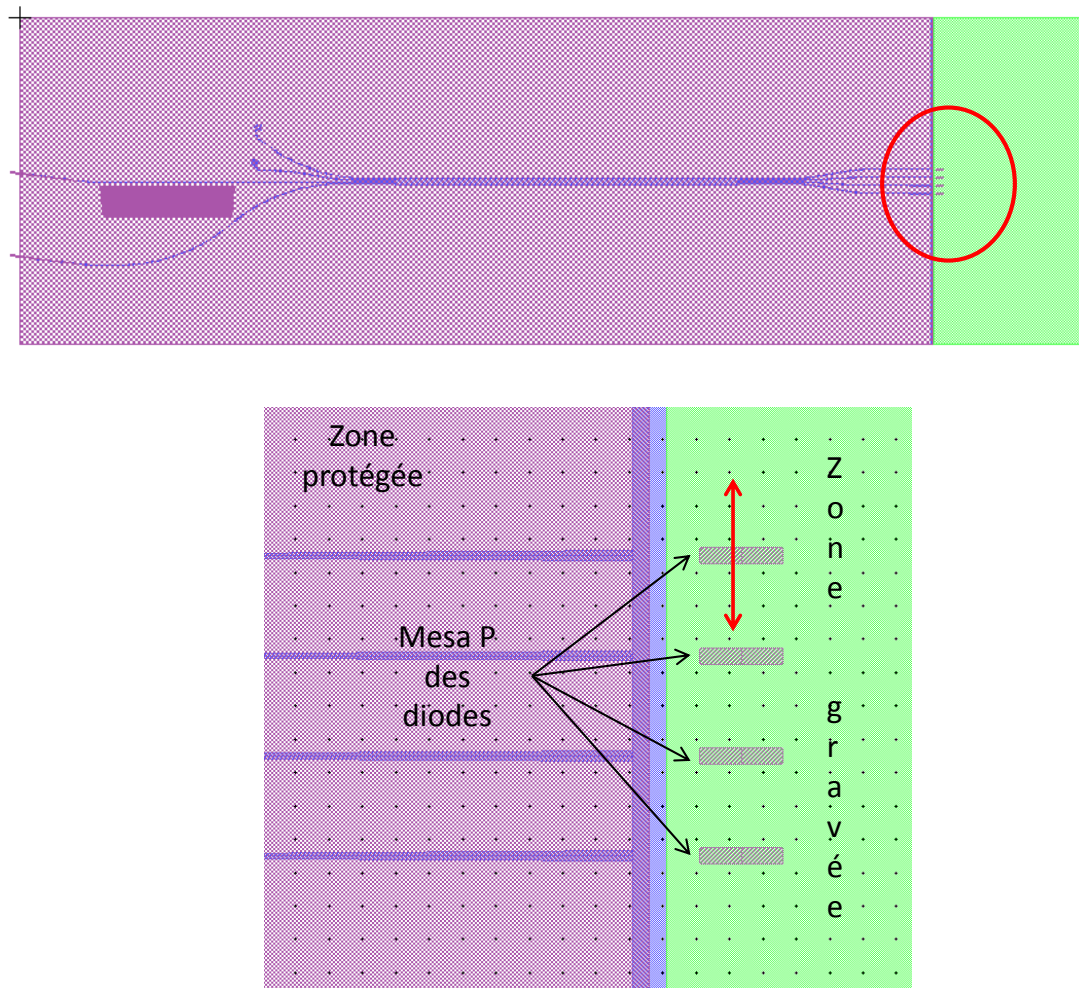


Fig 3.31 Masque pour l'étape de définition du Mesa P des diodes et zoom sur la zone photodiode

Pour obtenir un bon contrôle des dimensions de la photodiode, celle-ci doit être gravée par un procédé de gravure sèche. Une couche de nitrure de silicium est donc déposée. Elle servira de masque de gravure pour l'attaque ICP. Le platine et les couches de contacts jusqu'à la couche d'InP sont eux gravés par usinage ionique (ou IBE). Une gravure chimique permettant de s'arrêter sélectivement sur la couche InGaAs de l'absorbant est ensuite utilisée. On réalise un espaceur (ou spacer) qui va permettre de protéger les couches que l'on vient de graver pour pouvoir graver le ternaire de l'absorbant par voie chimique. La technique de l'espaceur est une technique couramment utilisée permettant une protection et ne nécessitant pas d'étape de photolithographie supplémentaire. En effet, les espaceurs sont réalisés en déposant puis en gravant pleine plaque une couche de SiN. Après que le ternaire ait été gravé, un deuxième espaceur est réalisé pour protéger le ternaire et ainsi procéder à la gravure chimique du quaternaire (collecteur). Pour finir, le SiN est retiré.

La figure 3.32 montre l'enchaînement technologique de cette étape sur une vue en coupe d'une photodiode.

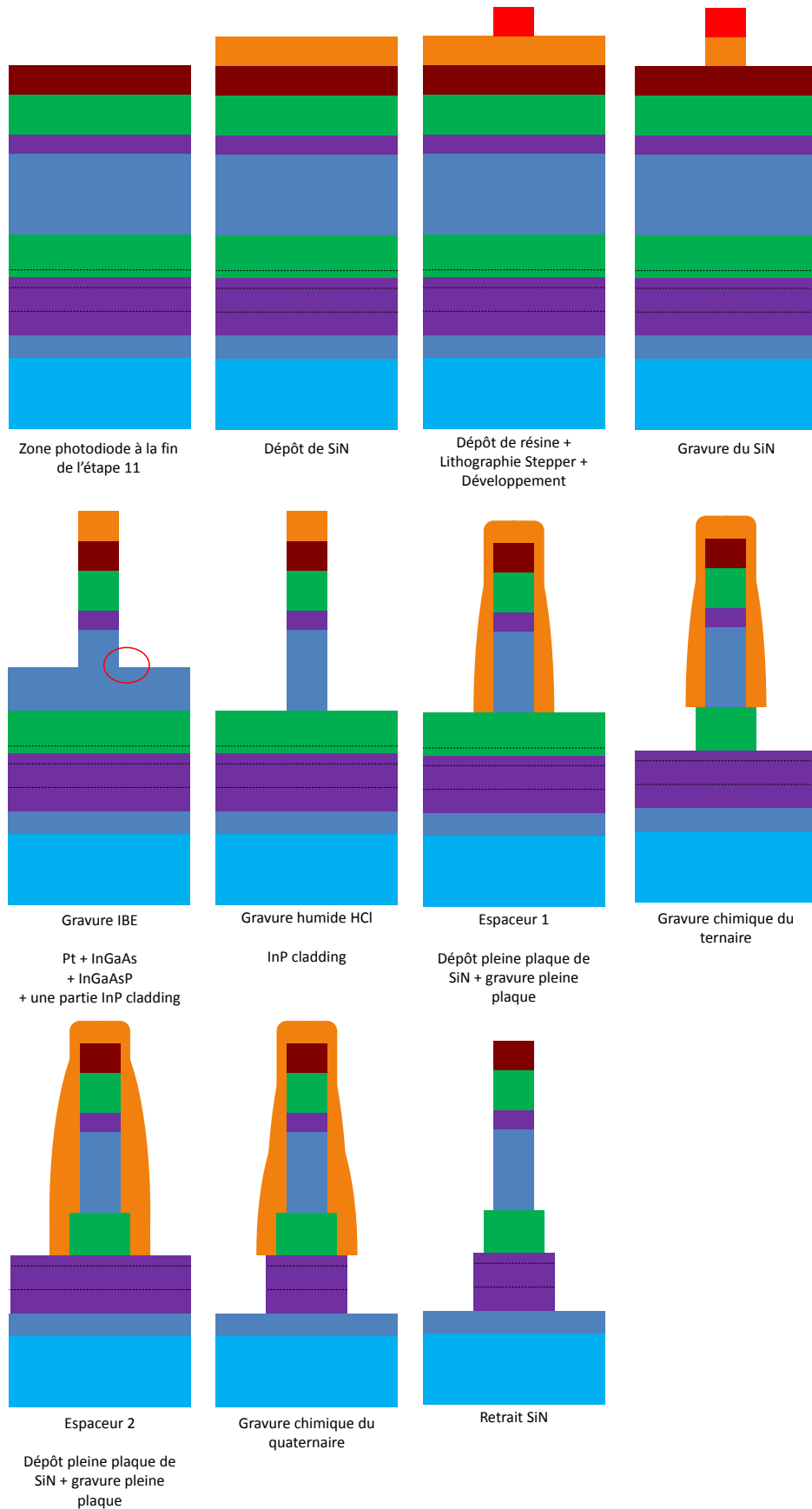


Fig 3.32 Enchaînement technologique pour l'étape Mesa P des diodes

La figure 3.33 représente une photographie des quatre diodes après l'étape de définition du Mesa P des diodes.

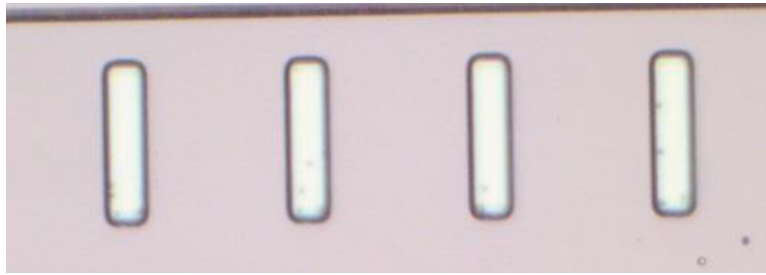


Fig 3.33 Photographie des quatre diodes après l'étape de définition du Mesa P

3.3.13. Définition du Mesa N des photodiodes

Après la définition du Mesa P, nous enchainons avec la définition du Mesa N des photodiodes (Fig 3.34). Durant cette étape, l'intégralité des couches dopées N ainsi qu'une fine partie du substrat sont gravées par attaque ICP suivie d'une restauration chimique. Cette étape permet d'isoler chaque récepteur comprenant les quatre photodiodes.

En zone 1 des photodiodes, le mesa N est un mesa commun pour toutes les photodiodes. En zone 2, où se situe les pistes métalliques d'interconnexion des diodes, nous gravons autour de celles-ci pour les isoler électriquement les unes des autres. Tout le reste du composant, zone SOA et zone passive sont protégées.

La gravure matériaux de cette étape est réalisée en deux temps. Tout d'abord, une gravure ICP s'arrête dans la dernière couche d'InP N avant le substrat. Ensuite, une restauration HBr élimine les défauts en surface, ce qui permet d'isoler électriquement les diodes.

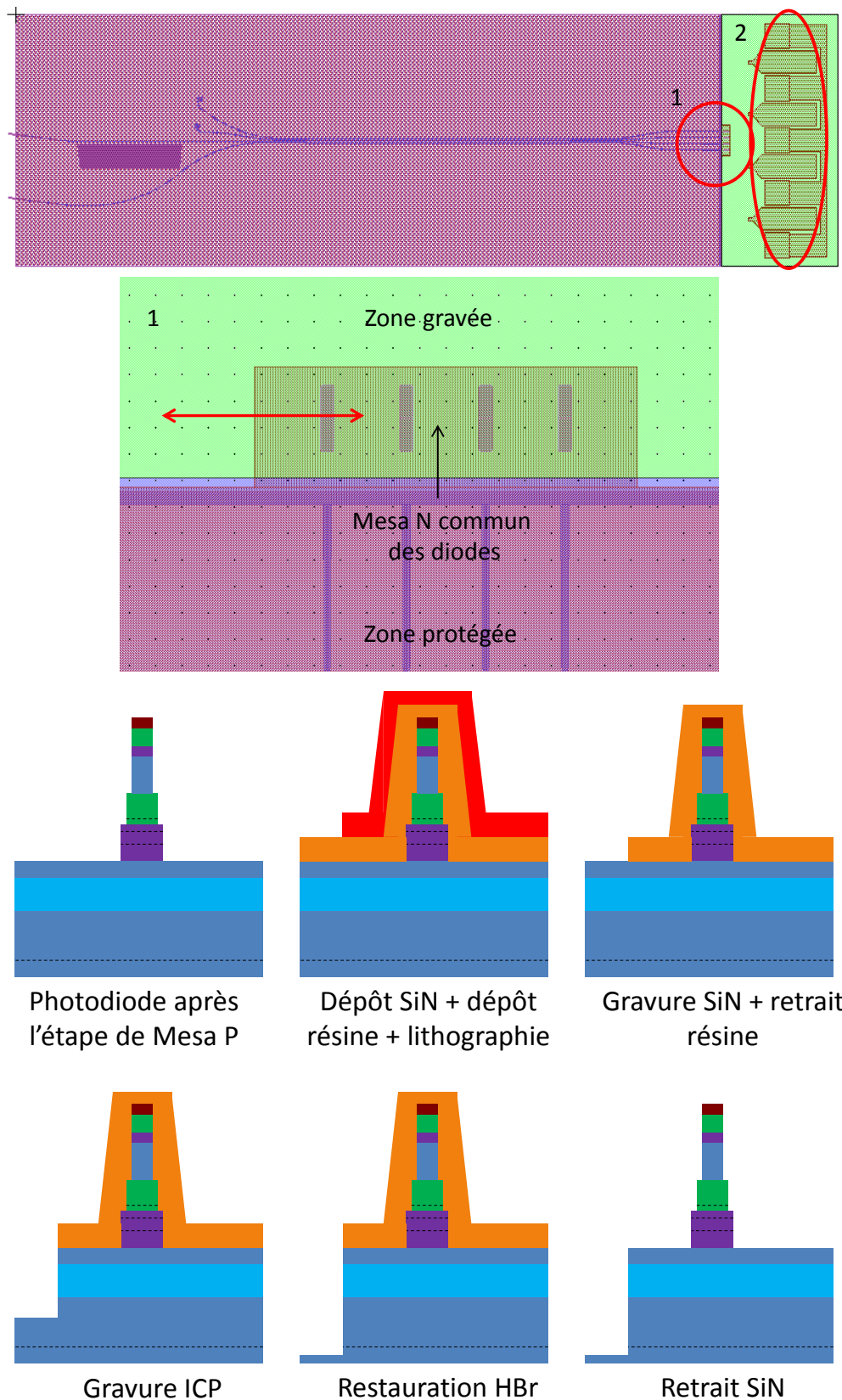


Fig 3.34 Masque et enchainement technologique réalisé lors de la définition du mesa N des diodes

3.3.14. Dépôt et ouverture d'un SiN de passivation

Lors de cette étape, une fine couche de SiN de passivation est déposée pleine plaque et permet ainsi de protéger les flancs de la diode. Cette étape permet de garantir la stabilité électrique de la jonction de la photodiode. Elle est réalisée avec une technique de dépôt ICP à faible énergie pour endommager au minimum la surface du semi-conducteur. La figure 3.35 montre le masque d'ouverture du SiN de passivation ainsi que l'enchaînement technologique au niveau des diodes. En vert sont représentées les zones où le SiN sera gravé pour récupérer les contacts N et P des composants. L'ouverture au milieu du contact P de la diode est très réduite ce qui rend l'alignement critique.

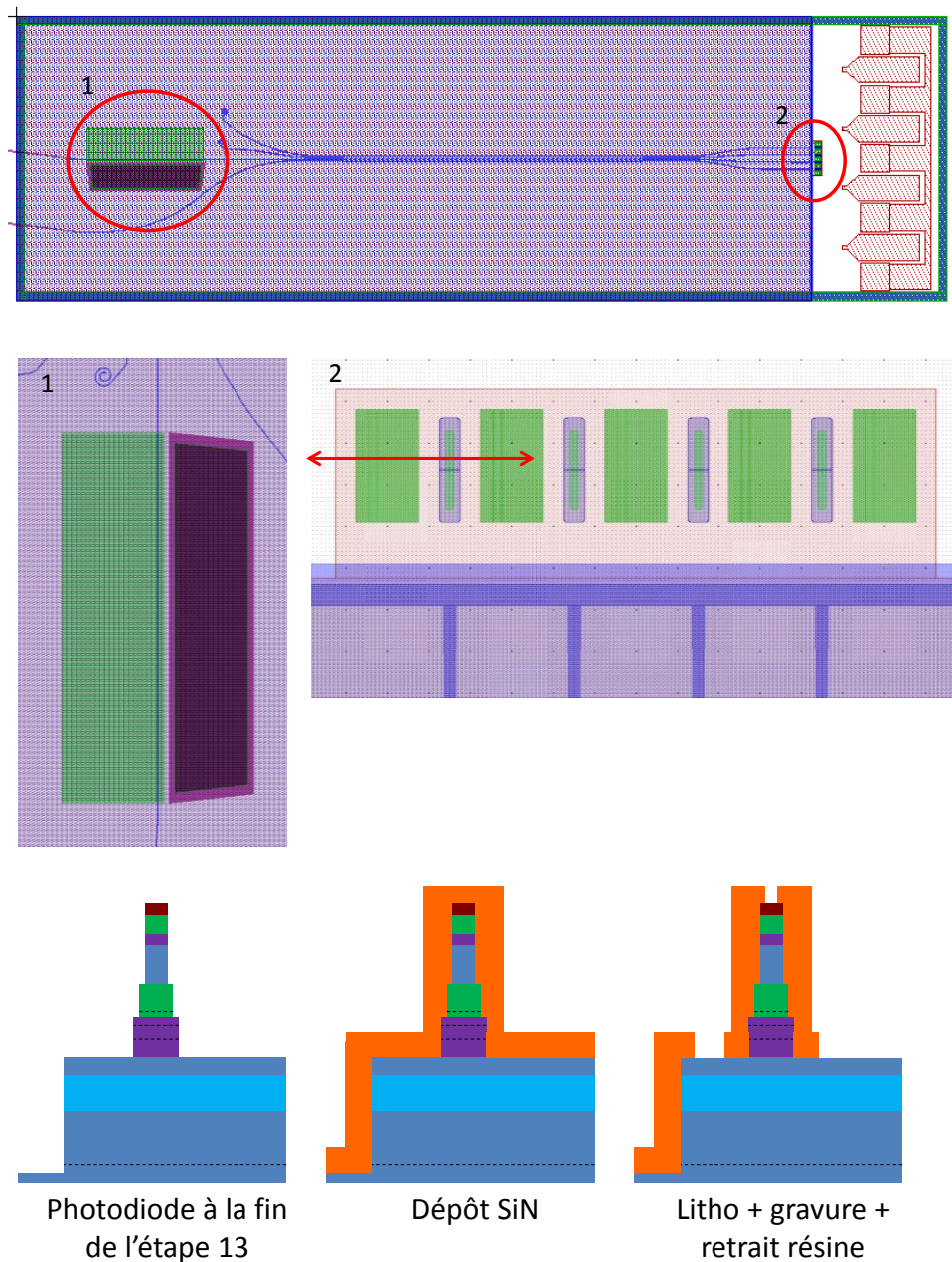


Fig 3.35 Etapes technologiques permettant le dépôt et l'ouverture du SiN de passivation

La passivation des composants à semi-conducteur III-V est très importante. En effet, contrairement au silicium qui a un oxyde stable constituant une interface protectrice, les semi-conducteurs III-V n'ont pas d'oxyde natif stable et le composant se dégrade donc continuellement avec le temps. Pour les photodiodes, la passivation permet également de réduire les courants de fuite de surface au niveau de la jonction.

3.3.15. Définition des contacts N et planarisation

Les définitions du contact N du SOA en Ti/Pt/Au (zone 1) et des photodiodes (zone 2) sont réalisées simultanément grâce à la technique du lift-off. Nous en profitons pour définir les contacts sur les zones d'interconnexions des photodiodes (zone 3). Ce contact est constitué d'un dépôt de Titane/Platine/Or. La figure 3.36 montre la localisation des contacts N (zone turquoise) ainsi que l'enchainement technologique permettant de le réaliser.

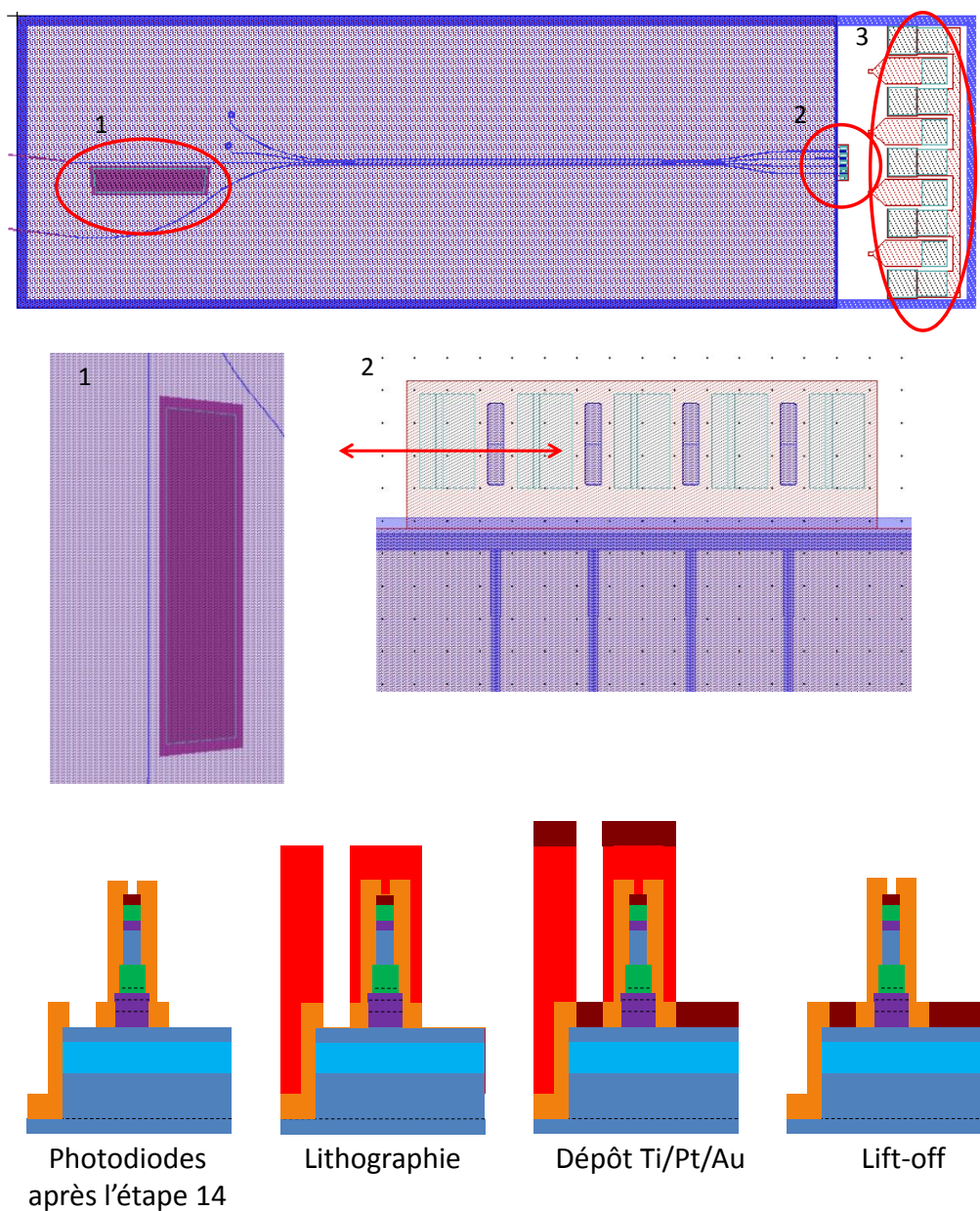


Fig 3.36 Masque et enchainement technologique pour l'étape de définition des contacts N

Maintenant que tous nos contacts sont définis, notre composant est planarisé avec du BCB (ou polyimide) de 3 μm d'épaisseur. La planarisation sert à atténuer les reliefs engendrés par les différentes gravures pour permettre le passage des métallisations et réduire les capacités parasites. Cette couche servira de support à la métallisation finale qui reposera ainsi sur une zone dépourvue de transition abrupte. Le deuxième avantage de la planarisation est qu'elle éloigne l'électrode P des couches dopées N, et diminue ainsi la capacité parasite liée au croisement de l'électrode P avec le Mesa N. La figure 3.37 montre l'état des diodes après dépôt de BCB.

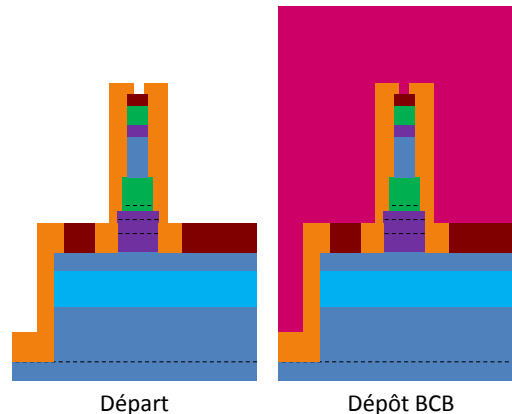


Fig 3.37 Etat des diodes après dépôt de BCB

3.3.16. Ouverture des Vias des capacités de découplages

Cependant, ce dépôt de BCB doit être gravé aux endroits où il y a les contacts du composant. La gravure du polyimide est réalisée à l'aide d'un plasma oxygène. Elle est anisotrope et présente une faible sélectivité entre la résine et le BCB, nécessitant donc l'utilisation d'une résine épaisse (6 μm). La gravure du Nitrure de Silicium s'effectue grâce à un plasma CHF_3/O_2 ou SF_6/O_2 de faible énergie afin de minimiser les défauts de surface qui peuvent ainsi être générés. Comme les épaisseurs de BCB à graver sont différentes en fonction des zones de contact, les différents vias doivent être réalisés séparément.

Cette première étape de via consiste à venir ouvrir les zones pour localiser les capacités puis à effectuer un dépôt de SiN pleine plaque pour créer celle-ci (il s'agit d'une capacité Métal/Isolant/Métal). Comme toutes les étapes d'ouverture de via se ressemblent, l'enchaînement technologique ne sera détaillé que pour l'étape du via P.

La figure 3.38 montre les zones concernées par la gravure des vias des capacités (zones en bleu à droite).

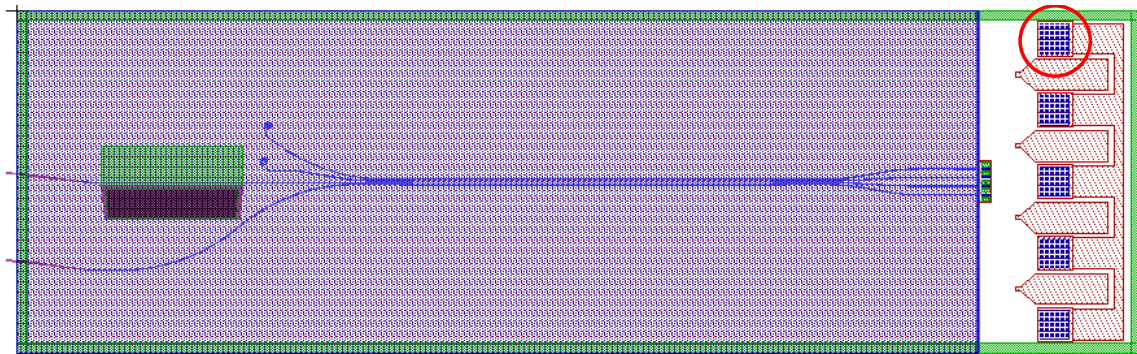


Fig 3.38 Masque utilisé pour l'ouverture des vias des capacités

3.3.17. Ouverture des Vias N des diodes et Via P du SOA

Cette deuxième étape d'ouverture de vias (Fig 3.39), permet de graver le BCB dans les zones N des photodiodes (2), d'interconnexions (3), et P du SOA (1). Les chemins de découpe (4) des composants vont aussi être réalisés lors de cette étape. Toutes ces zones sont gravées au même moment car l'épaisseur de BCB présente dans ces zones est très similaire. De plus, les motifs sont suffisamment larges pour qu'il n'y ait pas de problème de gravure latérale dû à une sur-gravure.

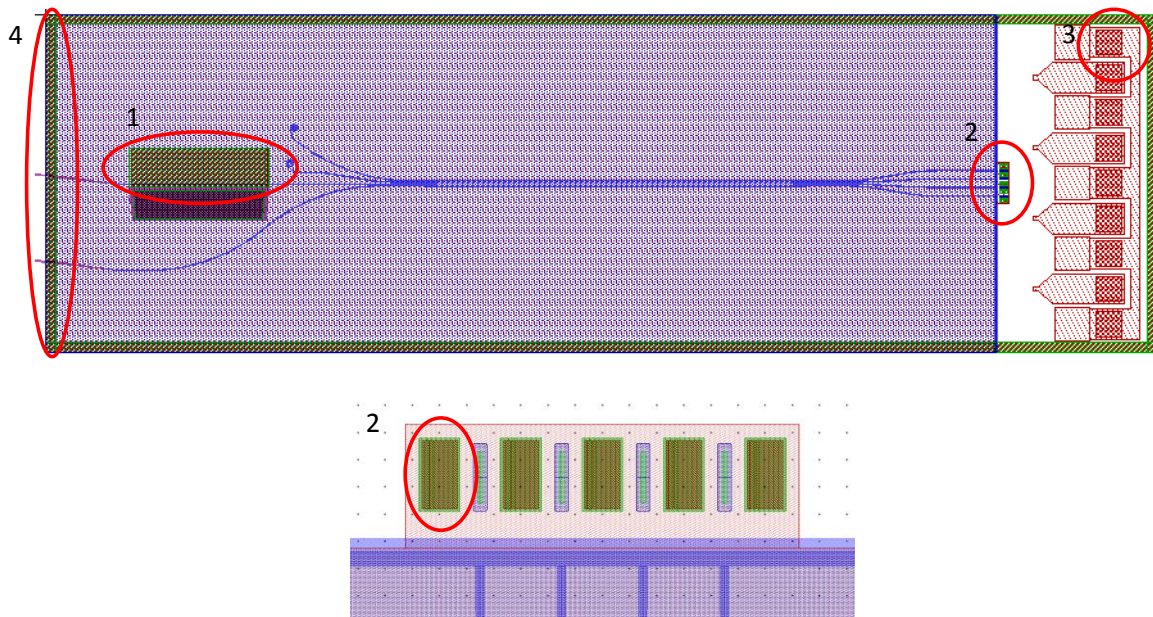


Fig 3.39 Masque utilisé pour l'ouverture des vias P des SOA, N des diodes, N des contacts d'interconnexion et des chemins de découpe

La figure 3.39 montre les différentes zones :

- 1) Zone P du SOA
- 2) Zone N des diodes
- 3) Zone N des contacts d'interconnexion
- 4) Zone de chemin de découpe

3.3.18. Ouverture du Via N du SOA

Cette troisième étape d'ouverture de via est réalisée pour localiser le contact N du SOA. En effet, c'est dans cette zone que le BCB est le plus épais ($> 7 \mu\text{m}$) et nécessite plusieurs cycles lithographie/gravure. Cependant, comme les motifs à graver sont larges (dimension : $85 \mu\text{m}$), cela ne pose pas de problème d'alignement.

La figure 3.40 montre la zone concernée par cette gravure.

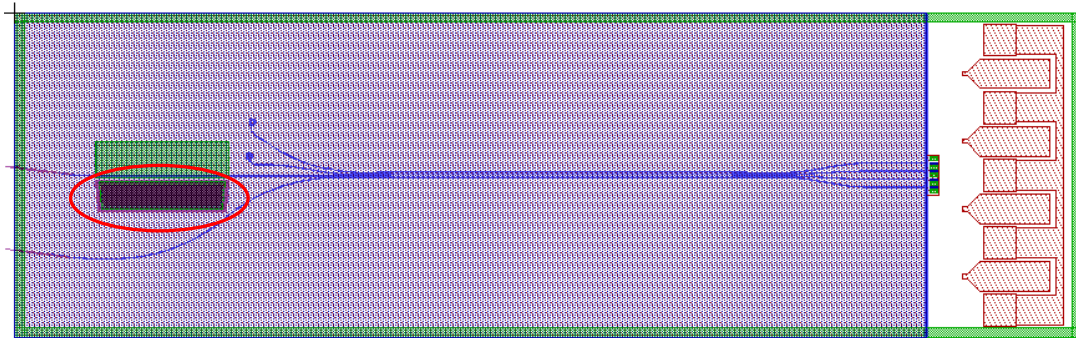


Fig 3.40 Masque utilisé pour l'ouverture des vias N du SOA

Nous observons en figure 3.41 des photos du composant dans différentes zones à la fin de cette étape.

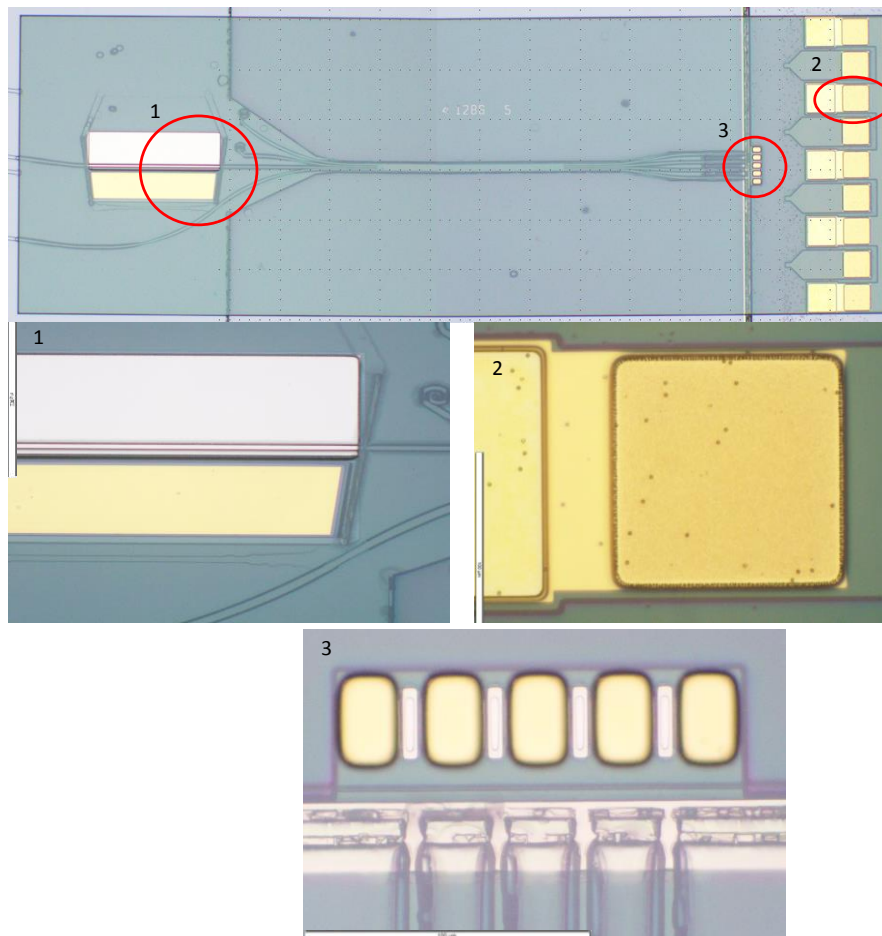


Fig 3.41 Photos du composant à la fin de l'étape vias N SOA

3.3.19. Ouverture du Via P des photodiodes

Cette quatrième et dernière étape d'ouverture de vias est réalisée pour le contact P de la diode. Bien que l'épaisseur de BCB est fine dans cette zone ($\approx 3 \mu\text{m}$), les motifs sont très petits ($2 \mu\text{m}$) et l'écartement latéral de part et d'autre du via n'est que de $1,5 \mu\text{m}$. Il faut veiller lors de cette étape de gravure à ne pas sur-graver trop au risque de court-circuiter les contacts P et N de la diode. La figure 3.42 montre le masque de cette étape ainsi que la zone concernée par cette gravure.

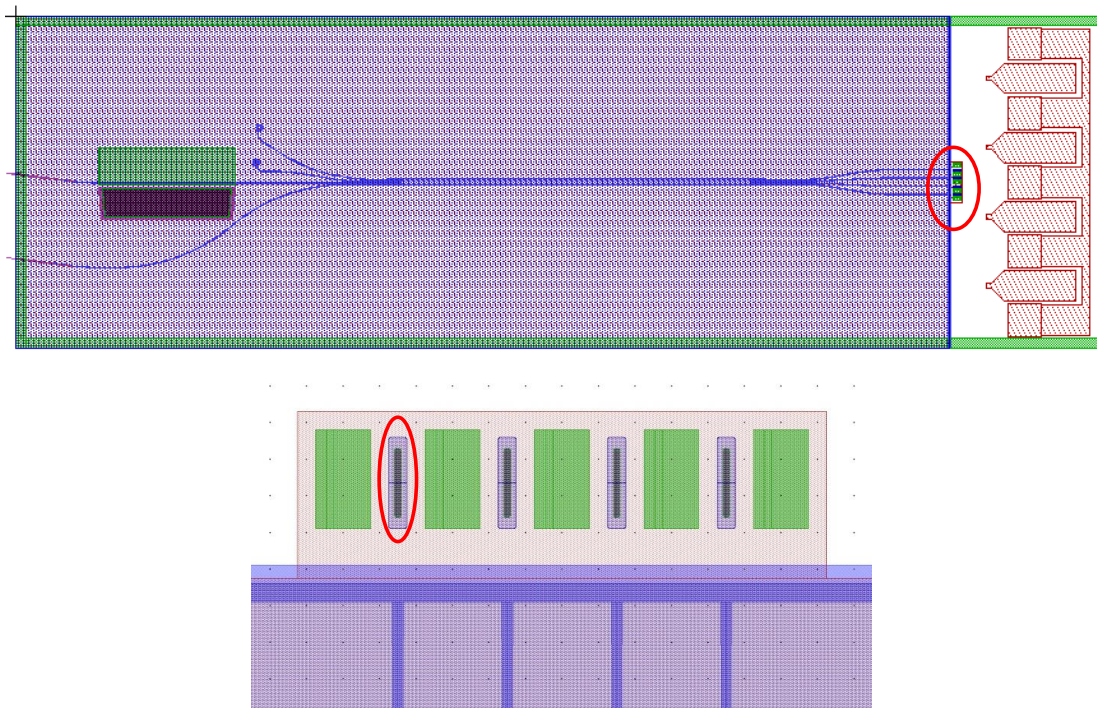


Fig 3.42 Masque utilisé pour l'ouverture des via P des diodes

La figure suivante (Fig 3.43) montre l'enchaînement technologique nécessaire pour réaliser les vias P des photodiodes

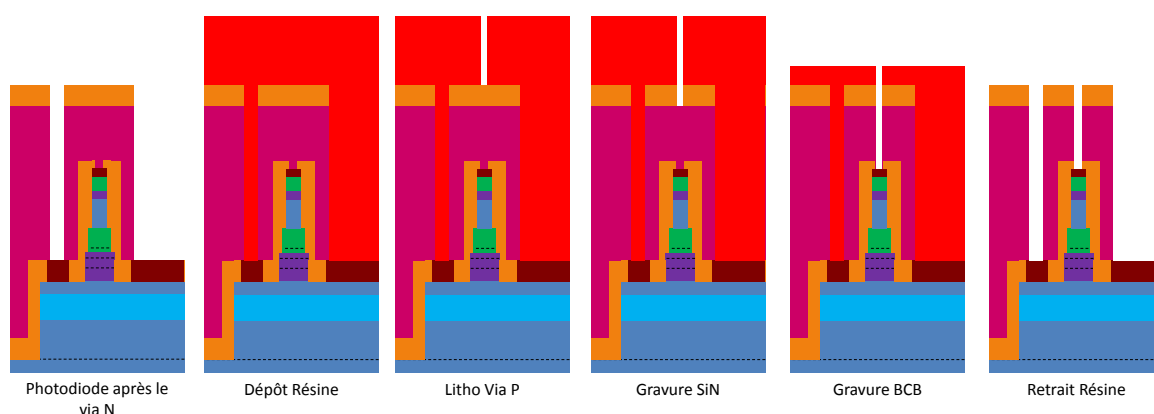


Fig 3.43 Enchaînement technologique pour l'étape via P

La gravure BCB lors de cette étape est critique en raison de la faible sélectivité de gravure entre le BCB et le masque de résine (≈ 1). De plus, la gravure du BCB présente un caractère isotropique (attaque latérale non négligeable), il faut donc veiller à ne pas trop élargir le motif du via pour éviter un court-circuit.

3.3.20. Réalisations des interconnexions étape 1

Maintenant que tous les vias sont réalisés, il nous reste à effectuer les dépôts des interconnexions entre les zones de contact composant (piste pour prendre les connexions) et les zones de contact interne (N et P SOA et N et P diodes). Les pistes métalliques sont déposées en deux étapes ; d'abord par un dépôt de Ti/Au/Ti puis ensuite par un dépôt d'Au électrolytique. La figure 3.44 montre le masque utilisé pour la première étape et la figure 3.45 montre l'enchaînement technologique de cette étape au niveau d'une diode.

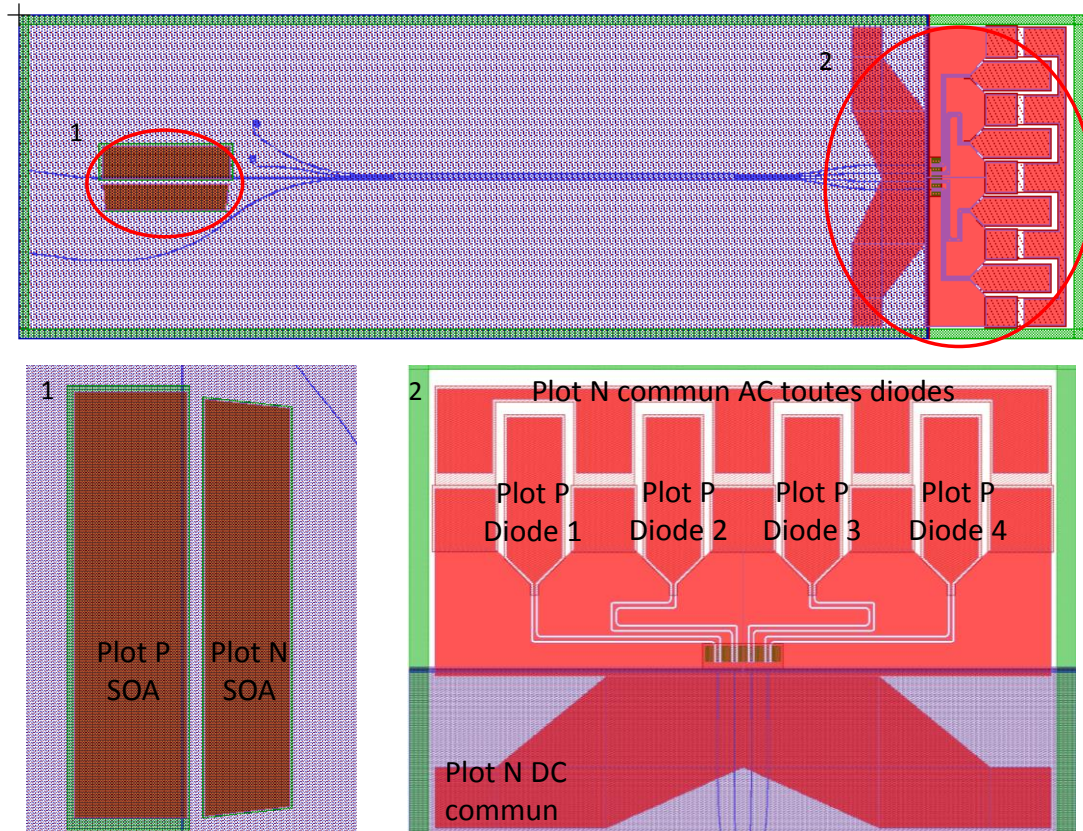


Fig 3.44 Masque utilisé pour la réalisation des interconnexions étape 1

Sur la figure 3.44, les zones en rouge sont des zones où les contacts d'interconnexions seront réalisés. Les interconnexions P de la diode ne sont pas en ligne directe. En effet, dans les récepteurs cohérents, les retards des signaux HF de chaque ligne doivent être identiques pour que les lois de phase du récepteur soient respectées. Grâce à l'intégration d'une capacité (voir partie 3.3.16) nous avons la présence d'un N AC sur le composant. En effet, la présence d'une capacité Métal/Isolant/Métal directement intégrée dans le composant, créée lors de l'étape « ouverture des vias des capacités de découplage » permet de supprimer la composante DC du signal. On peut ainsi obtenir la composante alternative (AC) du signal directement sur le composant. L'alignement de l'étape de lithographie est critique car les lignes P doivent être parfaitement centrées sur les vias P des diodes.

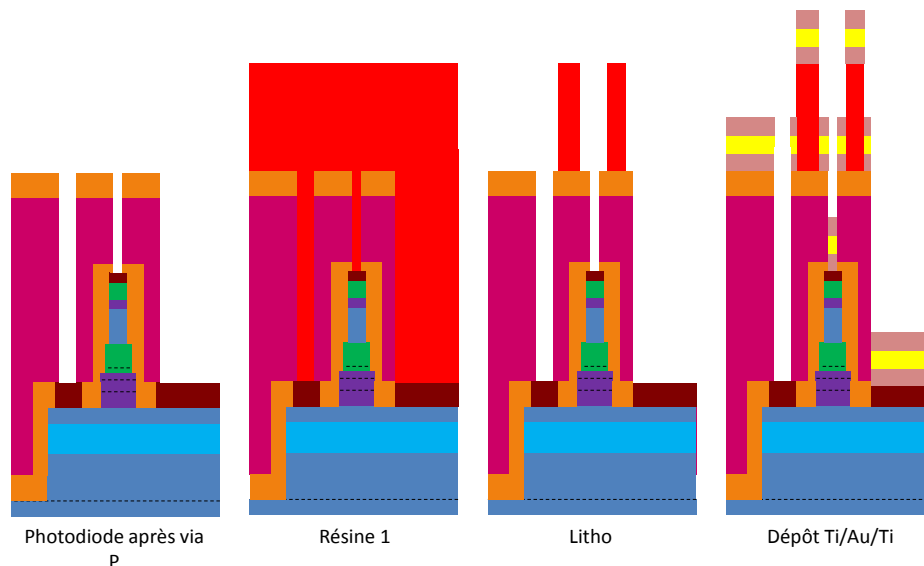


Fig 3.45 Enchaînement technologique pour l'étape interconnexion 1

Cet enchaînement d'étapes permet de préparer les zones pour le dépôt d'Au électrolytique qui est indispensable si l'on veut que le métal passe la marche des différents vias.

3.3.21. Réalisations des interconnexions étape 2

Cette étape est critique car elle doit réaliser les pistes métalliques finales de notre composant. Le masque utilisé pour cette étape est le même que le masque utilisé pour l'étape interconnexion 1 en agrandissant les motifs de $2\text{ }\mu\text{m}$ lorsque cela est possible. En effet, cela n'est pas possible au niveau des diodes car l'espacement entre les contacts ne le permet pas. La figure 3.46 montre l'enchaînement technologique nécessaire pour cette étape.

Cette étape commence par un dépôt de résine ainsi qu'une seconde lithographie. Ensuite, une gravure RIE du titane est réalisé pour avoir de l'Au en surface des zones où l'on souhaite réaliser la croissance de l'Au électrolytique. Enfin, le dépôt d'Au électrolytique est effectué dans un bain de ferrocyanure d'Au (épaisseur $2\text{ }\mu\text{m}$).

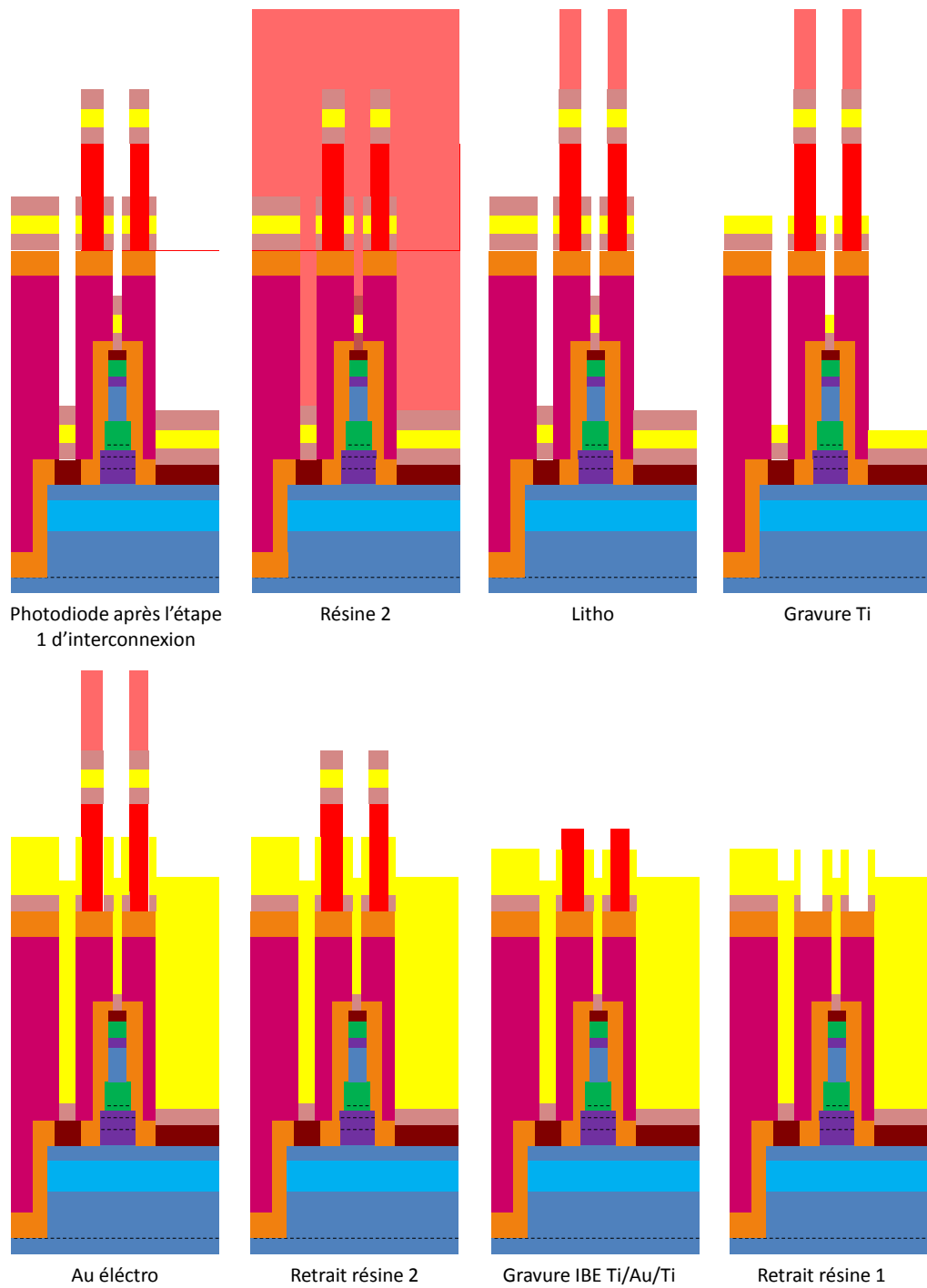


Fig 3.46 Enchainement technologique pour l'étape interconnexion 2

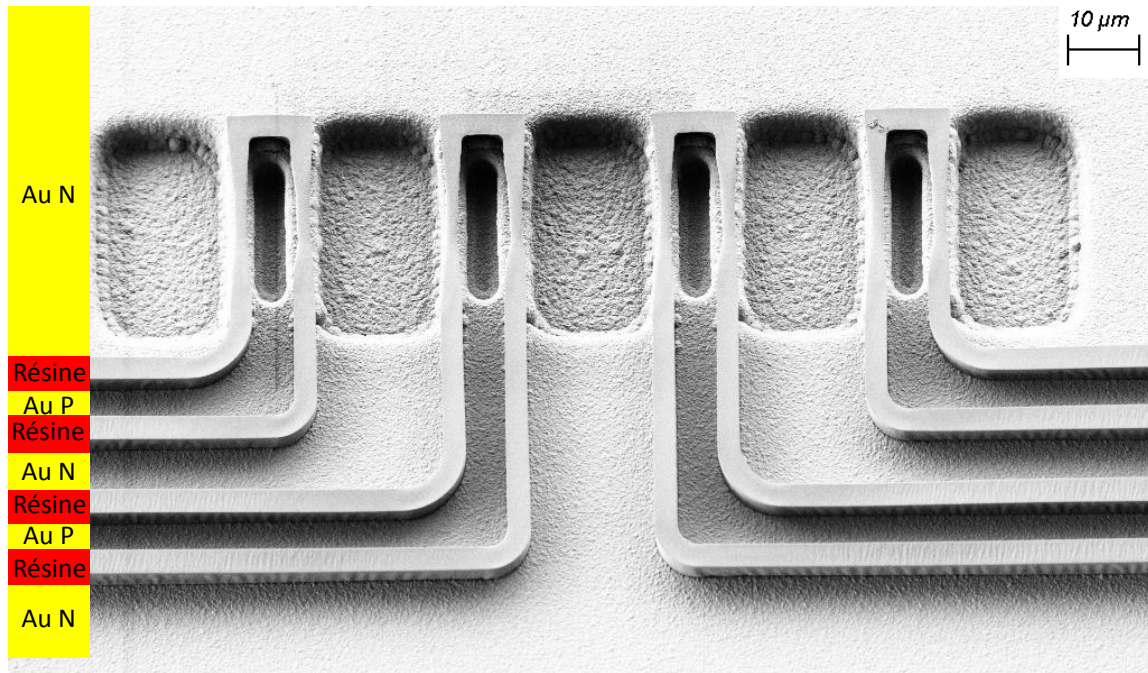


Fig 3.47 Photo MEB d'une zone photodiode après l'étape d'Au électrolytique

La figure 3.47 montre une photo MEB de la zone photodiode après l'étape d'Au électrolytique. L'Au électrolytique recouvre bien les flancs des vias P et N et il n'y a pas d'Au en contact entre les lignes de contact P et N.

Toutefois, lors de cette étape nous avons eu une difficulté car lors du retrait de la résine, des ponts d'Au se sont créés entre les contacts P et N des diodes. (Fig 3.48).

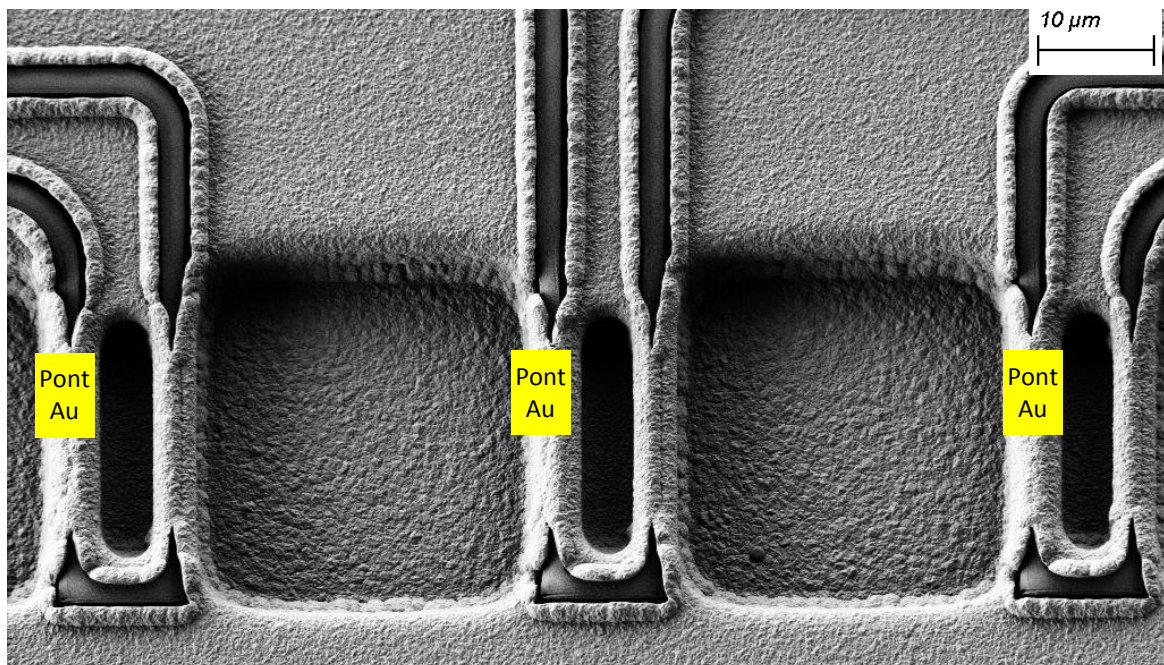


Fig 3.48 Photo MEB des ponts d'Au électrolytique après retrait de la résine

Aussi, une action corrective a été menée pour supprimer cette interconnexion. Pour cela, nous avons choisi d'inverser le masque précédent pour venir ouvrir ces zones et pouvoir les graver en IBE et en chimique à l'aide d'une solution à base de KI (Iodure de Potassium). Etant donné le caractère

isotrope de la gravure chimique au KI, une sous gravure latérale des pistes HF et d'interconnexions est observée. Ces gravures latérales ont un impact sur les performances des lignes de transmission, et donc des retards relatifs entre les diodes et par conséquent sur les lois de phase de notre récepteur. Cela sera abordé dans le chapitre 4.

La figure 3.49 montre le détail des pistes d'interconnexions de nos photodiodes. Il apparaît bien que les contacts sont attaqués de part et d'autre. Toutefois, nous avons gardé pour la majorité des composants, une continuité électrique.

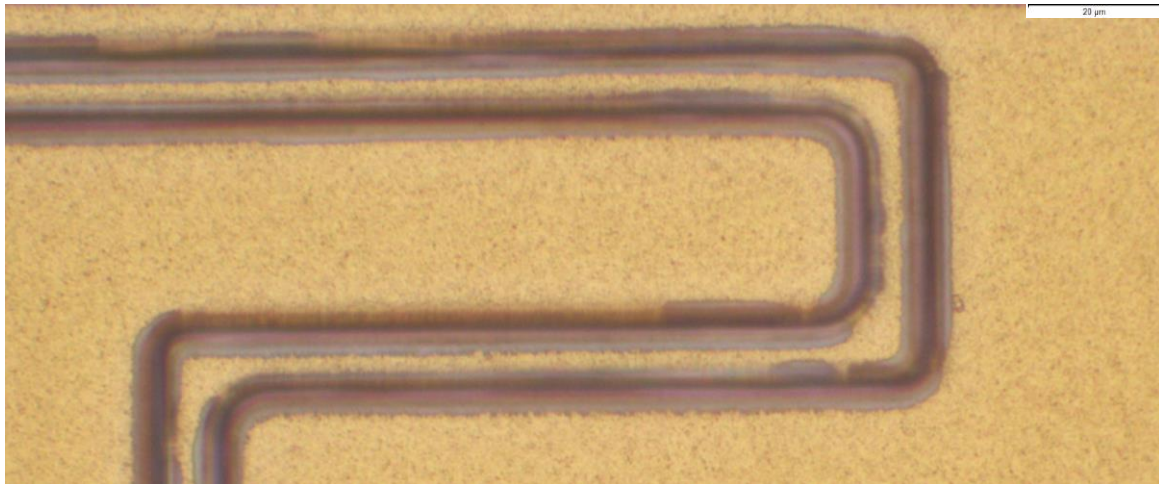


Fig 3.49 Photo des lignes de transmission après gravure chimique au KI

3.3.22. Amincissement et clivage des composants

A la suite de toutes ces étapes de fabrication, le composant est fini et prêt à être aminci et clivé en barrettes de composants. La plaque est amincie jusqu'à une épaisseur de 120 µm. Pour cela, une méthode d'amincissement par usinage mécano-chimique du substrat est utilisée. Des repères ont été créés pendant certaines étapes technologiques pour faciliter le repère des zones de clivages. La figure 3.50 représente un montage de deux photos montrant notre composant final. Notre composant final fait 1200 µm de large pour 3980 µm de long.

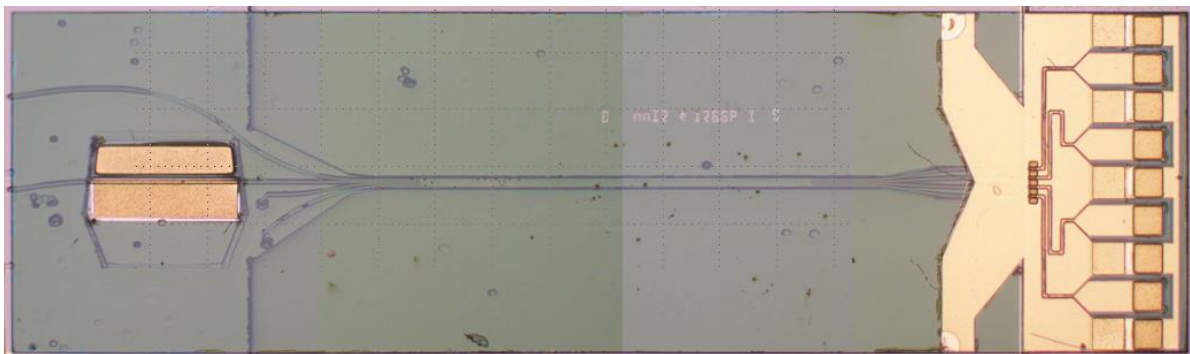


Fig 3.50 Montage photo de notre récepteur cohérent final

3.4. Conclusion du chapitre 3

Dans cette partie, nous avons tout d'abord détaillé les différentes reprises d'épithaxie utilisées pour la fabrication de notre composant. Ensuite, nous avons présenté les différentes étapes technologiques nécessaires à la fabrication de notre composant, en mettant l'accent sur les points sensibles du procédé de fabrication ainsi que sur les problèmes rencontrés lors de la fabrication. L'optimisation des différentes étapes a permis de réaliser les composants dont nous présenterons les caractérisations au chapitre suivant.

Table des figures du chapitre 3

Fig 3.1 Schéma du récepteur cohérent amplifié.....	84
Fig 3.3 Principes d'un butt joint en GSMBE.....	88
Fig 3.4 Observation MEB d'une reprise butt-joint dans un caisson de 2 μm	89
Fig 3.5 Observation MEB d'une reprise butt-joint dans un caisson de 2 μm après retrait du polycristal et du masque.....	89
Fig 3.6 Structure de verticale du SOA utilisé dans le récepteur pré-amplifié	90
Fig 3.7 Enchaînement technologique pour l'étape de reprise du guide passif.....	91
Fig 3.8 Vue de dessus du composant à l'étape de reprise du guide passif.....	92
Fig 3.9 Structure verticale de la zone guide passive (entrée composant + MMI).....	92
Fig 3.10 Enchaînement technologique pour l'étape définition du SOA et des passifs dans la zone du SOA	93
Fig 3.11 Enchaînement technologique pour l'étape définition du SOA et des différents passifs dans la zone du MMI.....	93
Fig 3.12 Enchaînement technologique pour l'étape définition du SOA et des passifs dans la zone des diodes	94
Fig 3.13 Schéma du composant après l'étape de définition du SOA et des passifs et photos d'un composant en cours de fabrication	94
Fig 3.14 Enchaînement technologique pour l'étape réalisation de la semelle	95
Fig 3.15 Schéma du composant après l'étape de fabrication de la semelle et photos d'un composant en cours de fabrication.....	95
Fig 3.16 Schéma du composant lors de l'étape d'isolation des contacts N du SOA et de la photodiode (partie gauche) et d'une photo d'un composant à la fin de cette étape d'isolation.....	96
Fig 3.17 Enchaînement technologique dans les zones passives pour l'étape isolation des contacts N du SOA et des photodiodes	97
Fig 3.18 Structure verticale de la reprise d'enterrement.....	97
Fig 3.19 Schéma du composant après la reprise d'épitaxie d'enterrement	98
Fig 3.20 Schéma de la gravure du caisson définissant la zone photodiode.....	98
Fig 3.21 Coupe verticale suivant le guide passant dans le SOA et enchaînement technologique pour l'étape de définition de la zone photodiode.....	99
Fig 3.22 Structure de la reprise d'épitaxie des diodes UTC.....	100
Fig 3.23 Enchaînement des étapes techno/croissance lors de l'étape de la reprise de la photodiode.....	100
Fig 3.24 Enchaînement technologique pour la définition du caisson pour la prise de contact N du SOA	101
Fig 3.25 Photographie du composant après l'étape de définition du caisson pour la prise de contact N du SOA	102
Fig 3.26 Etape 8 de définition du contact platine.....	103
Fig 3.27 Photographie du composant après l'étape de dépôt de platine sur les zones de contact (SOA et diodes)	104
Fig 3.28 Implantation ionique du récepteur pré-amplifié	105
Fig 3.29 Masque pour l'étape d'hydrogénation	105
Fig 3.30 Enchaînement technologique pour l'étape de retrait ternaire	106
Fig 3.31 Masque pour l'étape de définition du Mesa P des diodes et zoom sur la zone photodiode	107
Fig 3.32 Enchaînement technologique pour l'étape Mesa P des diodes	108
Fig 3.33 Photographie des quatre diodes après l'étape de définition du Mesa P	109
Fig 3.34 Masque et enchaînement technologique réalisé lors de la définition du mesa N des diodes	110
Fig 3.35 Etapes technologiques permettant le dépôt et l'ouverture du SiN de passivation.....	111
Fig 3.36 Masque et enchaînement technologique pour l'étape de définition des contacts N	112
Fig 3.37 Etat des diodes après dépôt de BCB	113
Fig 3.38 Masque utilisé pour l'ouverture des vias des capacités.....	114

<i>Fig 3.39 Masque utilisé pour l'ouverture des vias P des SOA, N des diodes, N des contacts d'interconnexion et des chemins de découpe</i>	<i>114</i>
<i>Fig 3.40 Masque utilisé pour l'ouverture des vias N du SOA</i>	<i>115</i>
<i>Fig 3.41 Photos du composant à la fin de l'étape vias N SOA</i>	<i>115</i>
<i>Fig 3.42 Masque utilisé pour l'ouverture des via P des diodes.....</i>	<i>116</i>
<i>Fig 3.43 Enchainement technologique pour l'étape via P</i>	<i>116</i>
<i>Fig 3.44 Masque utilisé pour la réalisation des interconnexions étape 1.....</i>	<i>117</i>
<i>Fig 3.45 Enchainement technologique pour l'étape interconnexion 1</i>	<i>118</i>
<i>Fig 3.46 Enchainement technologique pour l'étape interconnexion 2</i>	<i>119</i>
<i>Fig 3.47 Photo MEB d'une zone photodiode après l'étape d'Au électrolytique</i>	<i>120</i>
<i>Fig 3.48 Photo MEB des ponts d'Au électrolytique après retrait de la résine</i>	<i>120</i>
<i>Fig 3.49 Photo des lignes de transmission après gravure chimique au KI.....</i>	<i>121</i>
<i>Fig 3.50 Montage photo de notre récepteur cohérent final.....</i>	<i>121</i>

Bibliographie du chapitre 3

- [1] C. Caillaud, «Photorecepteur integre SOA-PIN pour les applications à 100 Gbit/s», Thèse de doctorat, Ecole telecom Paritech, 2010.
- [2] M. Anagnosti, «Design and fabrication of a photonic integratde circuit comprising a semi-conductor optical amplifier and a high speed photodiode (SOA-UTC) for >100 Gbit/s applications», thèse de doctorat, Ecole Telecom SudParis, 2015.
- [3] H.M. Manasevit, et al., «The use of Metal-Organics in the Preparation of Semiconductor Materials», *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 10, no. 7, 1998.
- [4] G. Stringfellow, «Organometallic Vapor Phase Epitaxy : Theory and Practice», *Academic Press*, 1999.

Chapitre 4 : Caractérisations statiques et dynamiques du récepteur cohérent

Dans ce chapitre, nous allons caractériser les composants réalisés. Afin de bien comprendre les caractéristiques de notre récepteur cohérent, il est important de connaître les caractéristiques de notre mixeur cohérent, de notre SOA et de nos photodiodes. Nous commencerons donc par une description du composant intégré et de ses différentes parties, avant de caractériser celles-ci. Enfin, nous présenterons les caractérisations menées sur le composant intégré complet et les perspectives d'amélioration de celui-ci.

4.1. Rappel de l'architecture du récepteur cohérent pré-amplifié

4.1.1. Description des différentes parties

Pour rappel (partie 2.5), le récepteur cohérent pré-amplifié étudié dans ce travail de thèse est représenté sur la figure 4.1.

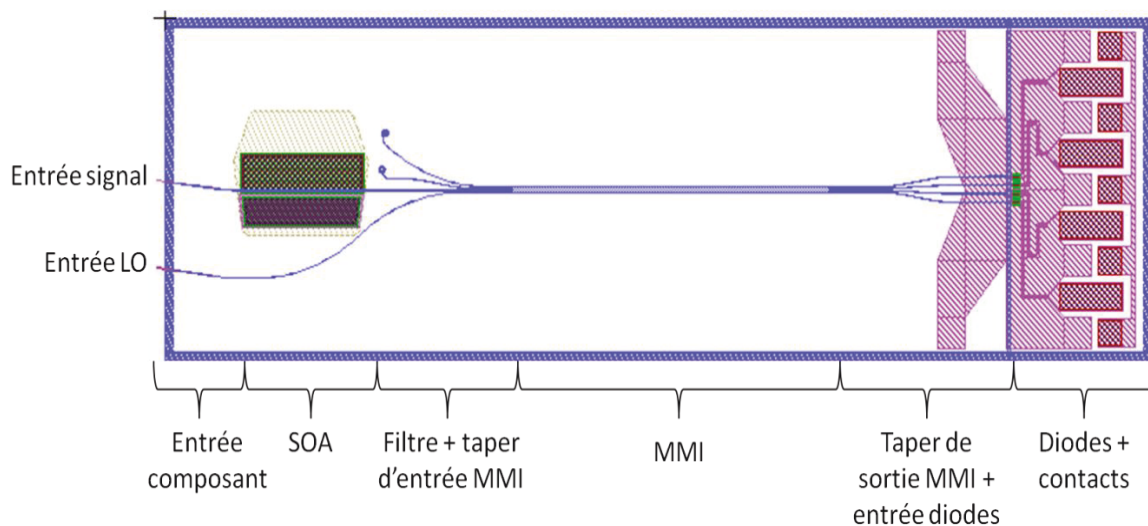


Fig 4.1 Schéma de notre récepteur cohérent pré-amplifié

Le récepteur présente 6 parties bien distinctes :

- L'entrée du composant, tiltée à 7° et formée d'un taper (ou adaptateur de modes) limitant les pertes de couplages avec les fibres.
- Le SOA qui permet d'amplifier uniquement le signal optique de l'entrée signal. L'entrée de l'oscillateur local (LO) présente quand à elle une puissance optique suffisante.
- Une zone de filtrage et de taper d'entrée du MMI. L'objectif de cette section est de limiter les réflexions parasites dans le SOA et de faciliter le couplage entre le SOA (largeur de guide de $1,1\ \mu\text{m}$) et le MMI (guide d'entrée de $3\ \mu\text{m}$ de large).
- Le MMI 2×4 qui remplit la fonction de mixeur cohérent.
- Une zone de sortie de guidage entre le MMI et les photodiodes pour assurer un bon couplage de la lumière dans les photodiodes. Elle est composée des tapers de sortie du MMI (passage d'une largeur de $3\ \mu\text{m}$ à une largeur de $1,1\ \mu\text{m}$), de courbes (clothoides) permettant l'écartement des guides de sorties du MMI en limitant les pertes de propagation, enfin de tapers d'entrée des photodiodes servant à coupler le signal optique dans les photodiodes.
- Les photodiodes, leurs contacts d'interconnexions et leurs pistes électriques.

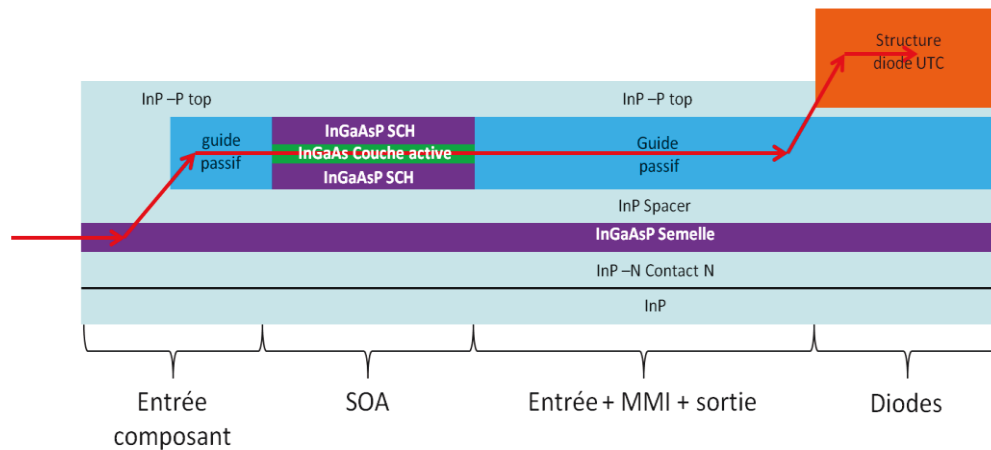


Fig 4.2 Vue en coupe du composant final et trajet de la lumière à l'intérieur de celui-ci

Comme on peut l'observer sur la vue en coupe de notre composant (Fig 4.2), cette intégration est complexe car on distingue trois structures différentes.

4.1.1.1. Le SOA

Les performances clés d'un SOA sont (voir partie 2.4.2):

- Le gain caractérisant la capacité du SOA à amplifier le signal optique à l'entrée (exprimé en dB et idéalement >15 dB),
- Le facteur de bruit qualifiant la capacité du SOA à ne pas dégrader le rapport signal à bruit,
- La puissance de saturation (définie comme la puissance pour laquelle le gain du SOA est diminué de 3 dB) qualifie la tenue en puissance du SOA. En dessous de cette puissance, les effets non linéaires dans le SOA sont limités, au-delà, ils deviennent importants et le gain chute très rapidement.
- La bande passante optique permet une amplification sur l'ensemble des canaux WDM.

Le tableau 4.1 montre la structure verticale retenue pour le SOA.

Couche	Matériau	dopage	Epaisseur
Contact P	InGaAs	P : 3×10^{18}	300 nm
Top	InP	P: 7×10^{17} -> $1,4 \times 10^{18}$	2700 nm
SCH	InGaAsP	Nid	200 nm
Couche active	InGaAs	Nid	120 nm
SCH	InGaAsP	Nid	200 nm
Spacer	InP	N : 1×10^{18}	400 nm
Semelle	InGaAsP	N : 1×10^{18}	150 nm
Contact N	InP	N : $1,5 \times 10^{18}$	1500 nm
Substrat	InP	SI	∞

Tableau 4.1 Structure verticale du SOA étudiée

En partant du contact P, la structure SOA comporte :

- Une couche d'InGaAs dopé P pour réaliser le contact électrique P du composant.
- Une couche InP fortement dopée P.
- Une couche de confinement (SCH) dont le but est de confiner la lumière dans la couche active.
- La couche active en InGaAs qui amplifie le signal par émission stimulée grâce à l'injection de courant.
- La deuxième couche de confinement.
- Une couche spacer qui sépare le guide actif, à confinement élevé composé des SCH et de la couche active, et la couche « semelle » à faible confinement utilisée pour le couplage avec la fibre optique.
- La semelle en InGaAsP, guide à faible confinement pour limiter les pertes de couplage avec la fibre optique.
- Une couche InP dopée N pour réaliser le contact électrique N du composant.

Le substrat d'InP est dans notre cas semi-isolant pour réduire les pertes électriques HF des lignes de transmission utilisées pour connecter nos photodiodes haut débit.

4.1.1.2. Le mixeur cohérent (hybrid 90°)

Les principales caractéristiques du mixeur cohérent sont (voir partie 2.2.1) :

- L'imbalance ou déséquilibre entre les voies qui caractérise la capacité du mixeur à diviser la puissance optique reçue en puissance optique égale en sortie (exprimé en dB et idéalement proche de 0 dB).
- Le respect des lois de phase qui qualifient la capacité du mixeur à démoduler le signal (exprimé en degrés et idéalement proche de 0°).
- La PDL (Polarisation Dependence Loss) qui qualifie la capacité du mixeur à fonctionner en polarisation TE et en polarisation TM (exprimé en dB et idéalement proche de 0 dB).

Couche	Matériau	dopage	Epaisseur
Top	InP	N : 1×10^{18}	2700 nm
Couche d'arrêt	InGaAsP	N : 1×10^{18}	15 nm
Buffer reprise	InP	N : 1×10^{18}	20 nm
Guide passif	InGaAsP	N : 1×10^{18}	520 nm
InP N	InP	N : 1×10^{18}	400 nm
Semelle	InGaAsP	N : 1×10^{18}	150 nm
InP N	InP	N : $1,5 \times 10^{18}$	1500 nm
Substrat	InP	SI	∞

Tableau 4.2 Structure verticale de la zone passive (entrée composant + MMI)

Le tableau 4.2 montre la structure de la zone passive (mixeur). La fine couche de 15 nm en InGaAsP sert de couche d'arrêt lors de la gravure du caisson des photodiodes.

4.1.1.3. Les photodiodes UTC

Les principales caractéristiques d'une photodiode sont :

- Le courant d'obscurité qui est le courant fourni par la photodiode lorsqu'elle n'est pas éclairée, il dépend notamment de la tension inverse appliquée à la photodiode (exprimé en nA, idéalement très faible).
- La responsivité qui caractérise la capacité de la photodiode à transformer une puissance optique en courant, exprimée en A/W (1,25 A/W pour une photodiode idéale à 1,55 μm).
- La bande passante à -3 dB ainsi que le courant de saturation.

La structure verticale des photodiodes UTC est montrée dans le tableau 4.3.

Couche	Matériau	Dopage	Epaisseur
Contact P	InGaAs	P : $2,5 \times 10^{19}$	200 nm
Contact P	InGaAsP (Q1.17)	P : 1×10^{19}	50 nm
Cladding	InP	P : 3×10^{18}	500 nm
Absorbant	InGaAs	P : 2×10^{17} - 3×10^{18}	180 nm
Absorbant	InGaAs	N : 1×10^{16}	20 nm
Spacer	InGaAsP (Q1.42)	N : 1×10^{17}	20 nm
Collecteur	InGaAsP (Q1.3)	N : 4×10^{16}	150 nm
Collecteur	InGaAsP (Q1.3)	N : 1×10^{15}	150 nm
Spacer	InP	N : 1×10^{18}	30 nm

Tableau 4.3 Structure verticale de notre photodiode

4.1.2. Performances clés d'un récepteur cohérent

Les principales caractéristiques d'un récepteur cohérent sont :

- Le coefficient de réponse, ou responsivité du composant exprimé en A/W (récepteur cohérent idéal 0,31 A/W) :

$$R = \frac{\text{Intensité fournie par les photodiodes}}{\text{Puissance optique du signal en entrée}}$$

- La bande passante optique/électrique du composant complet

- L'imbalance ou déséquilibre du composant complet, qui prend en compte l'imbalance du mixeur cohérent et le déséquilibre des photodétecteurs :

$$Imb (dB) = 20 * \log(Max (I_1; I_2; I_3; I_4) - Min (I_1; I_2; I_3; I_4))$$

où I_i = Photocourant délivré par la photodiode i

- Le respect des lois de phase (ou déviation de phase) qui caractérise à la démodulation du signal :

$$Dev = Max (|Loi de phase théorique - Loi de phase mesurée|)$$

- La PDL (dépendance à l'état de polarisation du signal optique) du composant complet qui prend en compte la dépendance à la polarisation des photodiodes, du SOA et du mixeur cohérent. La PDL du composant complet se mesure en faisant deux mesures d'intensité sur les photodiodes du composant : une première mesure en entrant dans le composant avec un signal de puissance P_1 polarisé en TE et une autre avec un signal de puissance P_2 polarisé en TM. On a alors :

$$PDL \text{ composant } (dB) = 20 * \log(|I_{TE} - I_{TM}|)$$

$$I_{TE} = \text{photocourant mesuré avec la puissance } P_1$$

$$I_{TM} = \text{photocourant mesuré avec la puissance } P_2$$

4.2. Caractérisation du mixeur cohérent

L'un des composants cœur d'un récepteur cohérent est le mixeur. Dans le chapitre 2, nous avons présenté les différentes simulations qui ont permis d'optimiser sa géométrie. Dans cette partie, nous allons présenter les caractérisations effectuées sur les différentes configurations de mixeurs.

4.2.1. Caractérisation du mixeur cohérent optimisé

Tout d'abord, nous nous intéresserons aux dispositifs réalisés en technologie enterrée. Sur la plaque ainsi fabriquée, nous n'avons pas prévu de mixeurs cohérents seuls pour les caractérisations unitaires, nous avons donc clivé notre composant de part et d'autre du mixeur. Les entrées et sorties, permettant la caractérisation ne sont donc pas optimisées pour limiter les pertes lors du couplage avec une fibre optique. Le schéma de principe de la mesure est présenté en figure 4.3.

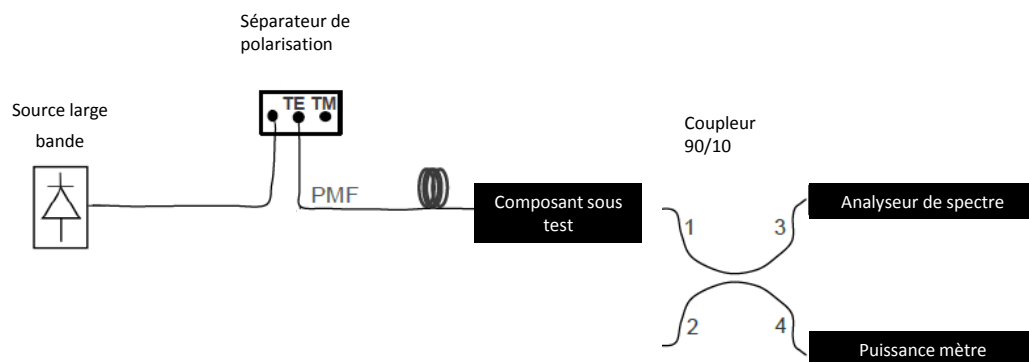


Fig 4.3 Schéma de principe mis en œuvre pour la mesure des mixeurs cohérents

La source large bande nous permet de générer un signal avec toutes les longueurs d'onde couvrant la bande de mesure (1525 – 1605 nm).

Le séparateur de polarisation nous permet de choisir la polarisation souhaitée TE ou TM.

La fibre à maintien de polarisation permet de conserver l'état de polarisation rectiligne du signal généré par le laser jusqu'au contrôleur de polarisation.

Le coupleur 90/10 nous permet d'avoir un puissance-mètre et un analyseur de spectre en sorties. Le puissance mètre sert à optimiser le couplage et l'analyseur de spectre nous permet de récupérer les puissances de sortie en fonction des longueurs d'onde.

Le protocole de mesure est le suivant :

- Allumer la source laser
- Choisir la polarisation voulue grâce au séparateur de polarisation (TE ou TM)
- Coupler la fibre d'entrée sur l'entrée voulue (soit LO soit signal)
- Coupler la fibre de sortie sur l'une des sorties (1, 2, 3 ou 4)
- Mesure de la réponse spectrale de notre MMI grâce à l'analyseur de spectre

On peut alors mesurer les puissances optiques transmises à chaque sortie du mixeur pour chaque entrée, en fonction de la longueur d'onde et pour chaque état de polarisation (TE ou TM). Ainsi, il est

aisé d'évaluer l'imbalance (déséquilibre entre les voies). Les résultats suivants (Fig 4.4 et Fig 4.6) sont présentés pour une polarisation TE.

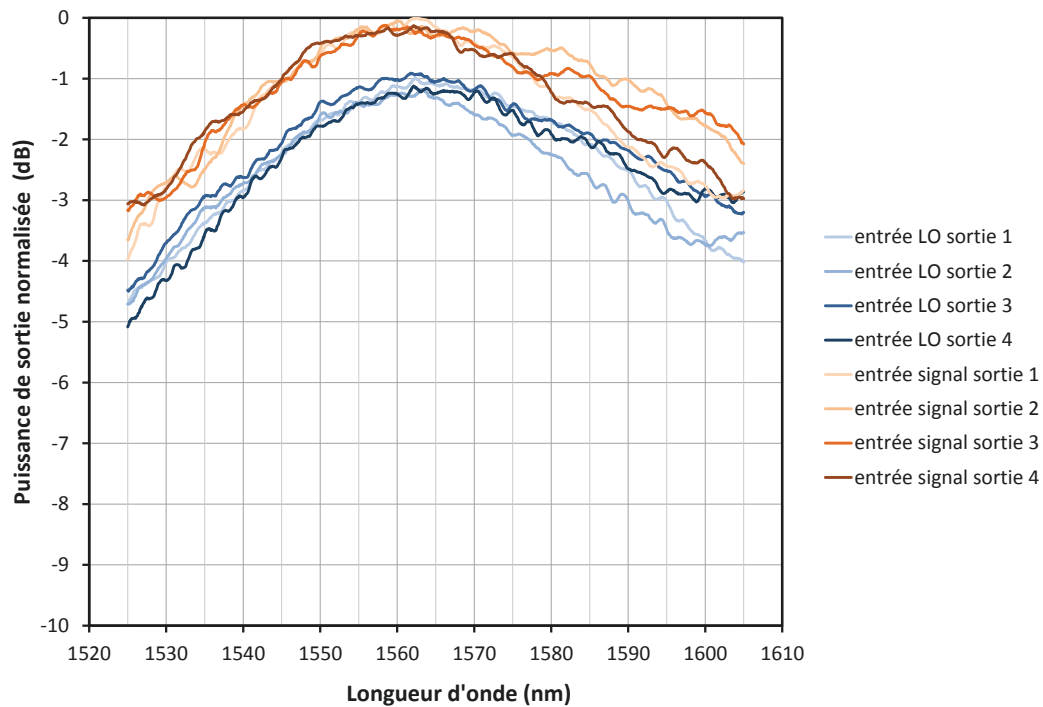


Fig 4.4 Evolution de la puissance de sortie du MMI normalisée par rapport à la puissance maximum en fonction de la longueur d'onde

La figure 4.4 représente l'évolution de la puissance de sortie du mixeur normalisée par rapport à la puissance maximum en fonction de la longueur d'onde. Nous obtenons deux réseaux de courbes correspondant respectivement aux entrées signal et LO. Pour une entrée donnée, les réponses des différentes sorties (1, 2, 3 et 4) sont assez proches. Toutefois, il y a une différence de niveau de puissance entre l'entrée signal et l'entrée LO d'environ 0,9 dB. Cette différence est probablement due à la courbure du guide « LO » ou/et à des pertes de couplage plus élevées.

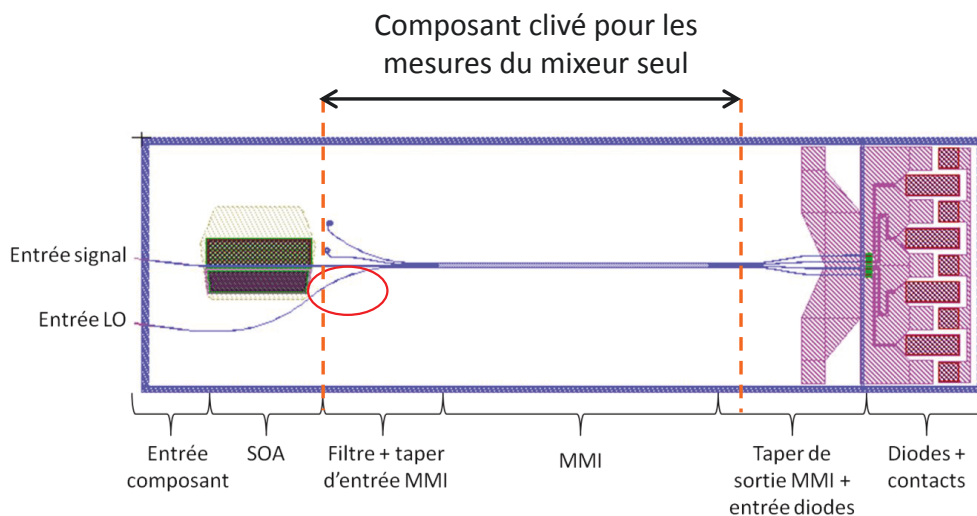


Fig 4.5 Schéma du composant clivé pour les mesures du mixeur seul et zoom sur le guide courbe implémenté dans notre récepteur coté LO uniquement

La figure 4.5 montre les clivages réalisés pour mesurer le mixeur seul et le guide courbe de l'entrée LO. Nous constatons aussi (Fig 4.4) que le maximum de puissance est atteint pour une longueur d'onde de 1560 nm, ce qui n'est pas très éloigné de la longueur d'onde souhaitée (1550 nm). Cette comparaison théorie/expérience (simulation/mesure) sera abordée en détail dans la partie suivante.

Les mesures effectuées nous permettent aussi de calculer l'imbalance pour chaque entrée (signal/LO). Les résultats sont représentés sur la figure 4.6.

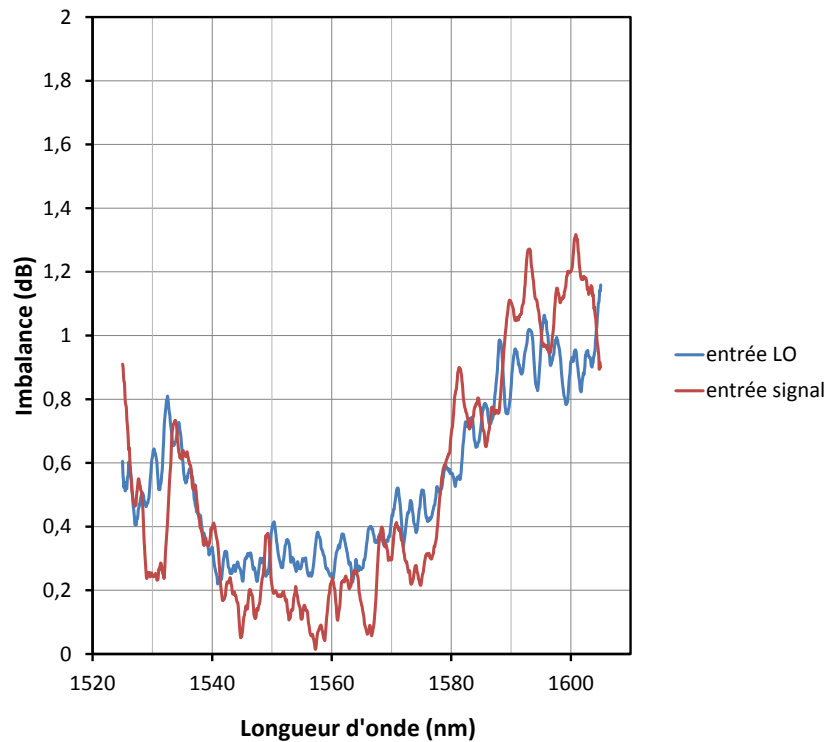


Fig 4.6 Evolution de l'imbalance des entrées LO et signal en fonction de la longueur d'onde

A la longueur d'onde où le maximum de puissance est atteint (1560 nm), l'imbalance des deux entrées est inférieure à 0,4 dB. On constate aussi que l'imbalance est inférieure à 0,5 dB sur l'ensemble de la bande C, ce qui est en dessous des meilleurs récepteurs dont l'imbalance est de 0,65 dB maximum sur la bande C [1]. Les résultats reportés dans la littérature ayant été obtenus en technologie ridge, notre approche enterrée semble offrir un avantage en termes de déséquilibre des réponses obtenues sur les différentes voies.

La figure 4.7 montre la PDL de notre mixeur pour l'entrée LO (1) et l'entrée signal (2).

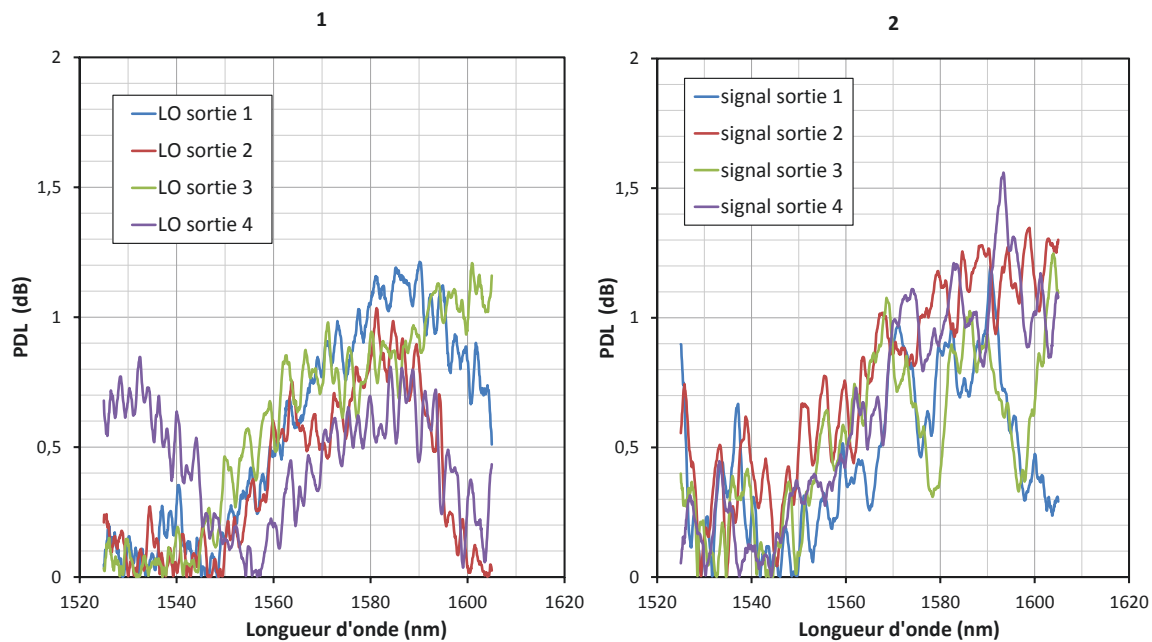


Fig 4.7 PDL en fonction de la longueur d'onde pour l'entrée LO (1) et l'entrée signal (2)

La PDL est inférieure à 1,5 dB entre 1520 nm et 1592 nm. Ces résultats sont à l'état de l'art car les meilleurs récepteurs cohérents ont une PDL inférieure à 1,5 dB sur la bande C [2].

Il est très difficile de faire une analyse des pertes dans notre mixeur mais il est intéressant d'essayer de la faire pour avoir une idée des pertes de propagation, notamment pour qualifier la qualité de la gravure de nos guides et celle de la reprise d'épitaxie. Le résultat de cette analyse est présenté dans le tableau ci-dessous :

Puissance en sortie	Anti Reflet	Coupleur banc de mesure	Pertes intrinsèques	Perte de couplage	Perte de propagation
-21,2dBm	2x1,5dB	0,5dB	6dB	2x5dB	1,7dB

Tableau 4.4 Analyse des pertes de propagation dans le mixeur cohérent

A 1560 nm, la puissance en sortie est de -21,2 dBm. Notre mixeur n'a pas de traitement anti reflet sur l'entrée et sur la sortie, ce qui peut s'approcher par des pertes supplémentaires de 1,5 dB par facette. La présence du coupleur 90/10 en sortie due à notre configuration de mesure nous rajoute 0,5 dB de perte. Notre mixeur cohérent sépare la puissance optique reçue en entrée sur nos quatre sorties, ce qui induit une perte intrinsèque du mixeur de 6 dB. Il y a ensuite les pertes de couplage en entrée et sortie qui sont importantes car nous avons dû cliver à des endroits non prévus et les structures ne sont donc pas optimisées pour limiter les pertes de couplage. Nous avons estimé ces pertes de couplage à 5 dB par facette. Les pertes de propagation de notre mixeur sont donc estimées à 1,7 dB. Ce résultat n'est présent qu'à titre indicatif au vu des nombreuses estimations de ce calcul.

Par conséquent, notre mixeur cohérent présente une imbalance et une PDL à l'état de l'art et des pertes de propagation certes estimées mais toutefois très encourageantes. Ces mesures ont été réalisées sur 3 barrettes clivées différentes. Nous avons donc à notre disposition 3 composants avec

la longueur optimale (1266 μm) ainsi que 3 composants pour chaque variation de longueur (voir partie 4.2.3). Pour les 3 composants mesurés, une différence de 0,2 dB maximum est observée sur l'imbalance et une différence maximum de 0,3 dBm est obtenue sur les mesures de puissance à 1560 nm.

4.2.2. Comparaison théorie/expérience

Comme expliqué dans la partie 4.1.1, les caractérisations du mixeur seul ne permettent pas de s'affranchir des pertes dues au couplage en entrée et sortie de notre composant. Pour permettre de réaliser une comparaison théorie/expérience, nous présentons les résultats de simulation dans les mêmes conditions que nos mesures. En effet, il s'agit de représenter les résultats de simulation en fonction du maximum de transmission obtenu sur la plage de longueur d'onde simulée. La figure 4.8 synthétise les résultats pour l'entrée LO (des résultats similaires sont obtenus pour l'entrée signal).

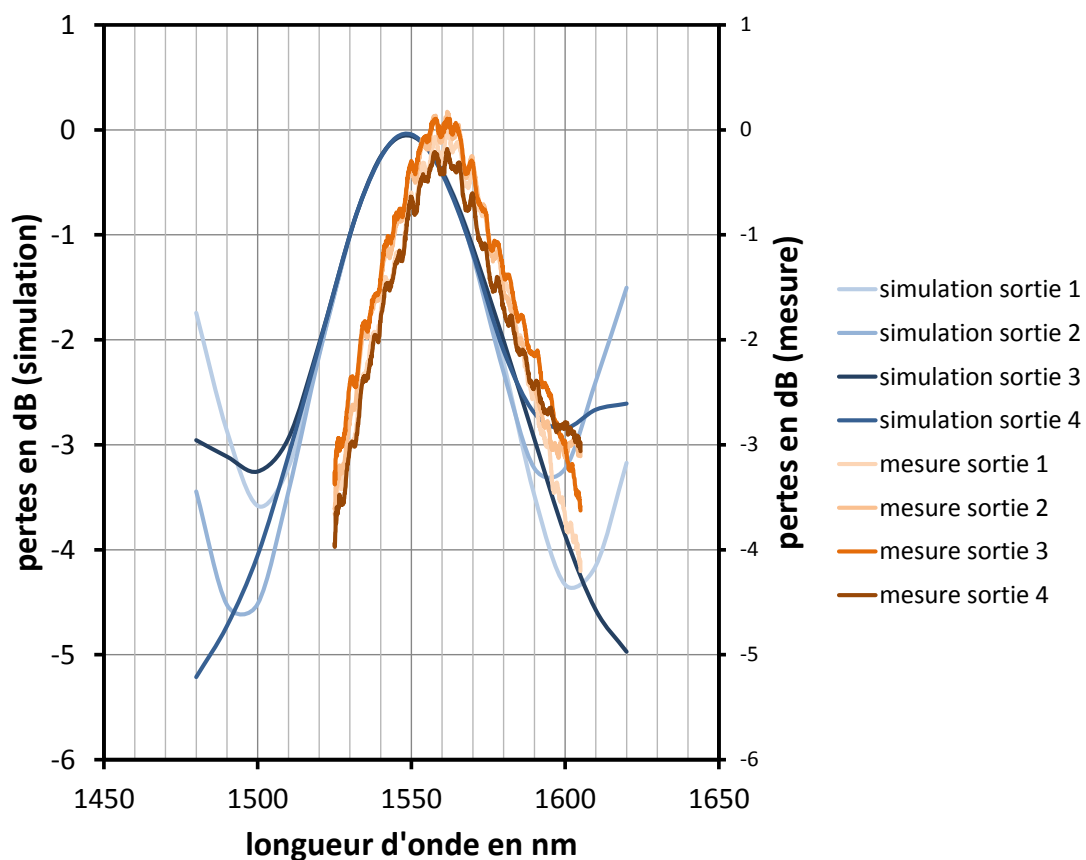


Fig 4.8 Comparaison théorie/expérience des pertes par rapport au maximum de transmission en fonction de la longueur d'onde pour l'entrée LO

De la figure 4.8, il apparaît un petit décalage en longueur d'onde d'environ 10 nm entre les pertes mesurées et simulées. Cet écart peut s'expliquer par une différence de largeur entre la structure du MMI simulé (24 μm) et la largeur du MMI effectivement réalisé. En effet, si le MMI fabriqué est de 24,1 μm au lieu de 24,0 μm la courbe de simulation est décalée de 9,8 nm. On observe cependant qu'à part ce décalage en longueur d'onde, les simulations prévoient bien le comportement réel du mixeur. De plus, cette faible différence en longueur d'onde nous permet de valider notre enchaînement technologique car la largeur du MMI est la largeur demandée à 0,1 μm près.

Cette comparaison théorie/expérience n'a pas pu être réalisée pour les lois de phase car pour mesurer celles-ci, il est nécessaire de venir coupler les deux entrées et les 4 sorties de notre mixeur simultanément. Notre configuration de composant (Fig 4.5) ne le permettait pas car les sorties sont trop proches les unes des autres, ce qui rend impossible un couplage de fibres aux 4 sorties. La vérification des lois de phase sera donc menée sur notre récepteur complet comme nous le verrons plus loin dans ce chapitre.

4.2.3. Impact de la longueur du MMI

Dans cette partie nous allons étudier l'impact d'une variation de longueur du mixeur sur le comportement de celui-ci. En effet, pour compenser une éventuelle variation de largeur importante de notre mixeur, plusieurs longueurs différentes du mixeur ont été implémentées (Fig 2.29). Les résultats suivants montrent les réponses spectrales d'un mixeur cohérent en fonction de sa longueur. La largeur du mixeur est constante et égale à $24,1 \mu\text{m}$. Ces différents composants sont très proches les uns des autres (sur la plaque), ce qui permet de minimiser l'impact de la variabilité des procédés technologiques utilisés.

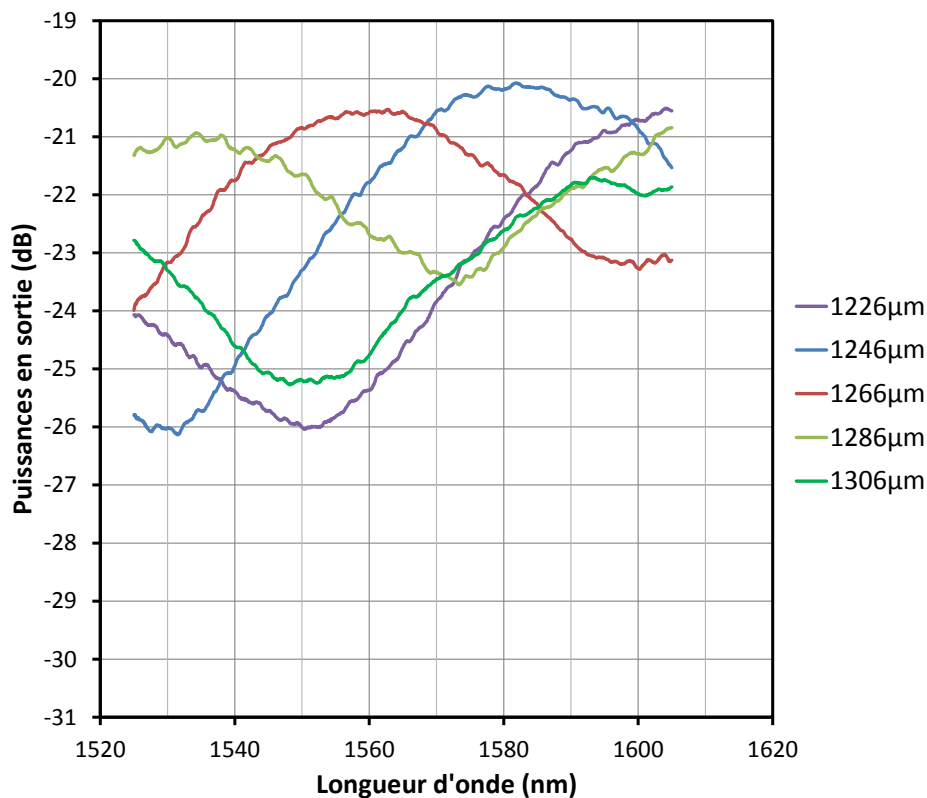


Fig 4.9 Puissances optiques en sortie du mixeur en fonction de la longueur d'onde pour plusieurs longueurs de celui-ci

La meilleure longueur de MMI est $1266 \mu\text{m}$ car le spectre en longueur d'onde est centré sur la bande C. On observe également que si la longueur du MMI est diminuée de $20 \mu\text{m}$, le maximum de transmission est décalé en longueur d'onde d'environ $+20 \text{ nm}$. Ce résultat est similaire aux simulations. Rallonger ou raccourcir le MMI a pour effet de décaler le spectre en longueur d'onde et donc de le rendre fonctionnel sur une autre gamme de longueur d'onde. Cela peut être intéressant pour adapter facilement un mixeur cohérent à différentes longueurs d'onde de fonctionnement. Par

exemple, si le mixeur souhaité doit fonctionner entre 1530 et 1580 nm, une longueur de 1266 μm est plus adaptée. En revanche, si celui-ci doit fonctionner entre 1550 et 1600 nm, alors il faut favoriser une longueur de 1243 μm . Les déséquilibres représentés en figure 4.10 confirment que le mixeur de 1266 μm de long est le plus intéressant pour une application en bande C.

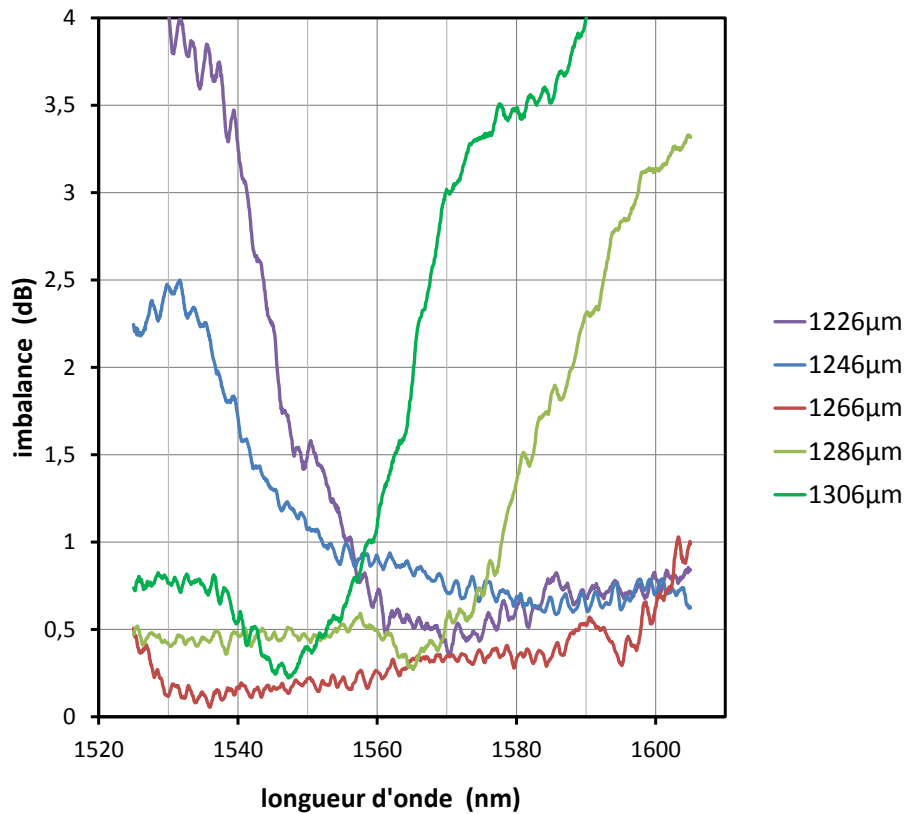


Fig 4.10 Imbalance en fonction de la longueur d'onde pour plusieurs longueurs de MMI

Le décalage du spectre de longueur d'onde se retrouve lors de la variation de longueur du MMI (Fig 4.10).

4.2.4. Comparaison technologie ridge et technologie enterrée

Lors du chapitre 2, nous avons fait une comparaison des mixeurs réalisés en technologie ridge et en technologie enterrée. Lors de ce travail de thèse, seule la technologie enterrée a été utilisée. Cependant, un run de fabrication en technologie ridge avait été réalisé dans le cadre d'une étude précédente au III-V lab. Il nous a donc permis d'effectuer des mesures sur les deux types de mixeur et de les comparer.

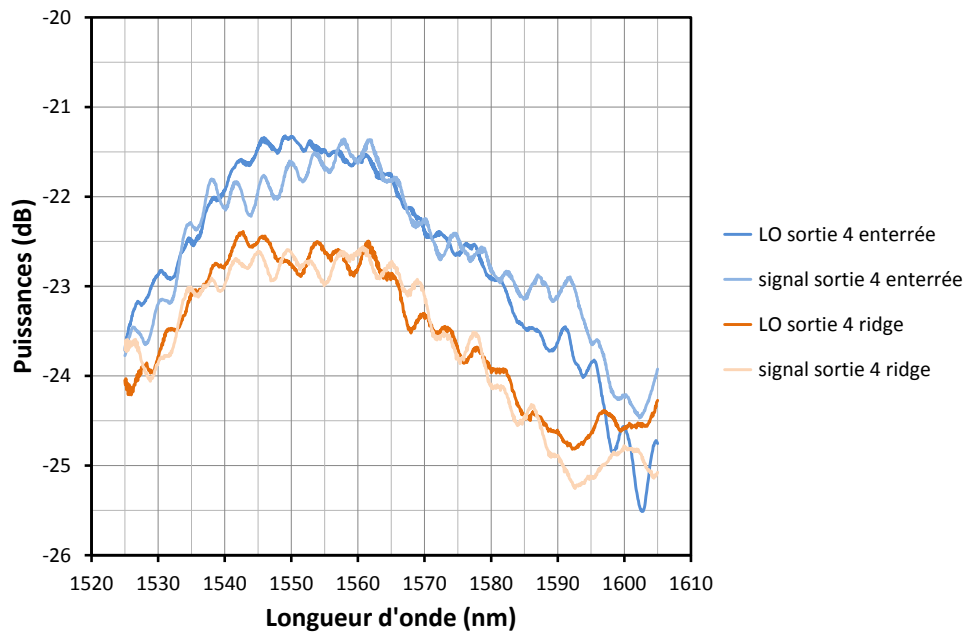


Fig 4.11 Puissances en sortie du mixeur en fonction de la longueur d'onde pour les structures enterrée et ridge (sortie 4)

Par souci de clarté, sur la figure 4.11, seule la mesure de la sortie 4 est représentée, mais toutes les autres sorties présentent des résultats similaires.

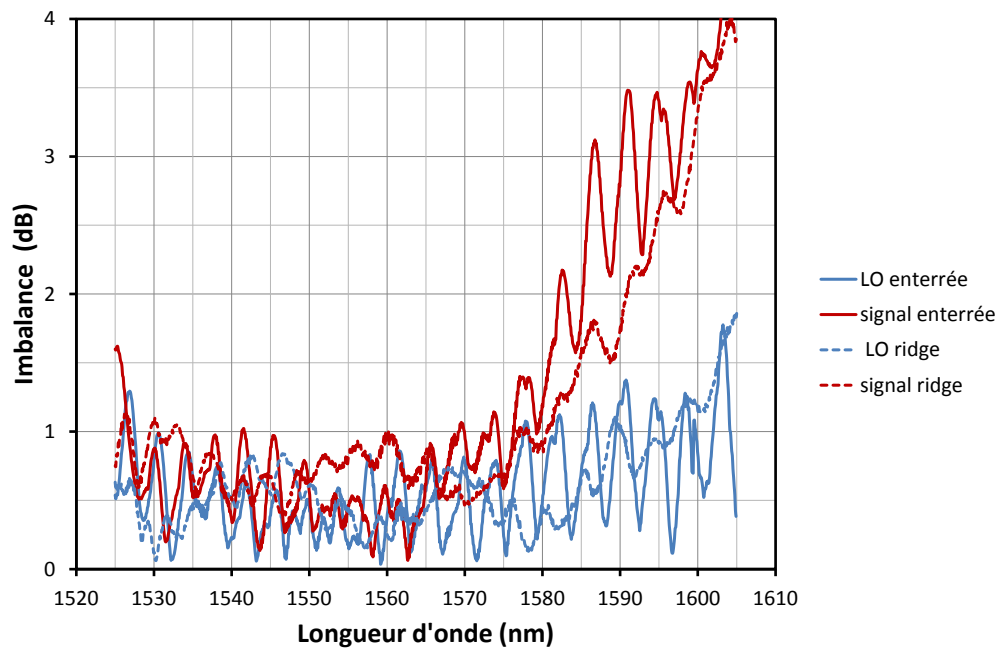


Fig 4.12 Imbalance en fonction de la longueur d'onde pour les technologies enterrée et ridge

La puissance en sortie du mixeur enterré est supérieure d'environ 1,5 dB (Fig 4.11). Toutefois, les deux types de mixeur sont centrés sur la bande C et présentent une allure de réponse similaire. Au niveau de l'imbalance (Fig 4.12), nous n'observons pas de différence significative entre la technologie ridge et la technologie enterrée. Pour les deux technologies, l'imbalance est inférieure à 1 dB entre 1530 nm et 1580 nm.

4.2.5. Conclusion sur les mesures du mixeur cohérent seul

Dans cette partie, nous avons étudié un nouveau mixeur cohérent réalisé en technologie enterrée. Celui-ci présente une réponse spectrale sur l'ensemble des longueurs d'onde autour de la bande C. Pour une géométrie optimale du mixeur l'imbalance est inférieure à 0,5 dB entre 1535 et 1570 nm pour l'entrée LO et signal et la PDL est inférieure à 1,5 dB entre 1520 nm et 1592 nm. Comme attendu théoriquement, un décalage de 0,1 μm de la longueur induit un glissement de la réponse spectrale de 10 nm. Nos calculs permettent également de compenser une variation de la largeur du mixeur par une variation de la longueur de celui-ci. Enfin, la technologie enterrée présente des puissances de sorties supérieures de 1,5 dB par rapport à la technologie ridge. Cela réduit les pertes et en fait ainsi un candidat sérieux pour l'intégration avec les autres éléments du récepteur.

Au vu du manque d'études écrites sur des mixeurs seuls, la bibliographie n'a pas permis de faire une comparaison avec l'état de l'art. Le mixeur étant caractérisé, il était intéressant de mesurer les autres composants unitaires de notre récepteur, à savoir les photodiodes et le SOA.

4.3. Caractérisation de la photodiode UTC seule

La caractérisation de nos photodiodes est réalisée sur des diodes unitaires incluses, à cet effet, dans le jeu de masque. Tout d'abord, nous mesurons les caractéristiques I-V afin de qualifier notre technologie de fabrication.

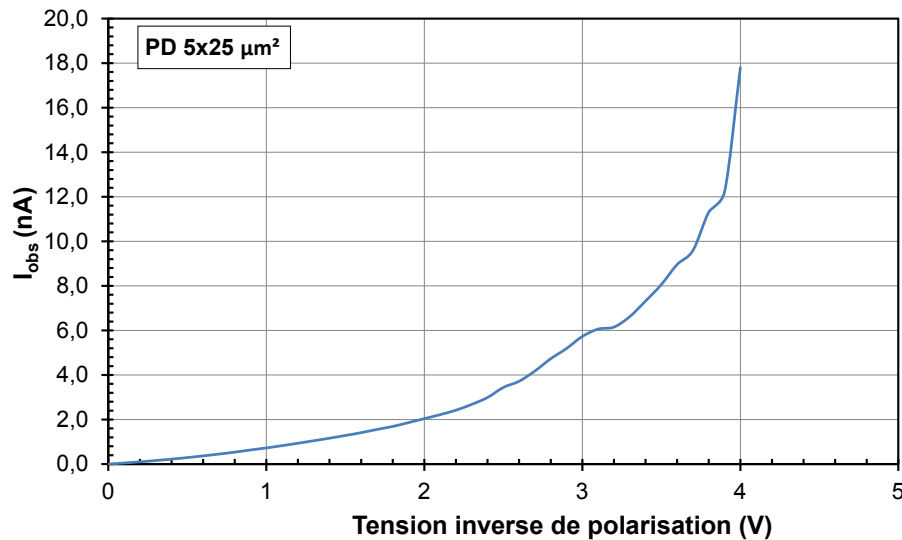


Fig 4.13 Caractéristique courant-tension d'une photodiode UTC

La figure 4.13 montre que la jonction de la photodiode est de bonne qualité, avec un courant d'obscurité de seulement 2 nA sous une polarisation inverse de 2 V.

Nous effectuons ensuite des mesures S11 jusqu'à 65 GHz (Fig 4.14), ce qui permet d'extraire les éléments du circuit équivalent de la diode [3]. Celui-ci est représenté sur la figure 4.15. La jonction p-n de la photodiode est modélisée par une capacité de jonction, une résistance série et une résistance de fuite. L'inductance L_a et la capacité C_a représentent les électrodes de la photodiode. On s'affranchit de ceux-ci en mesurant des motifs test de type circuit ouvert et court-circuit.

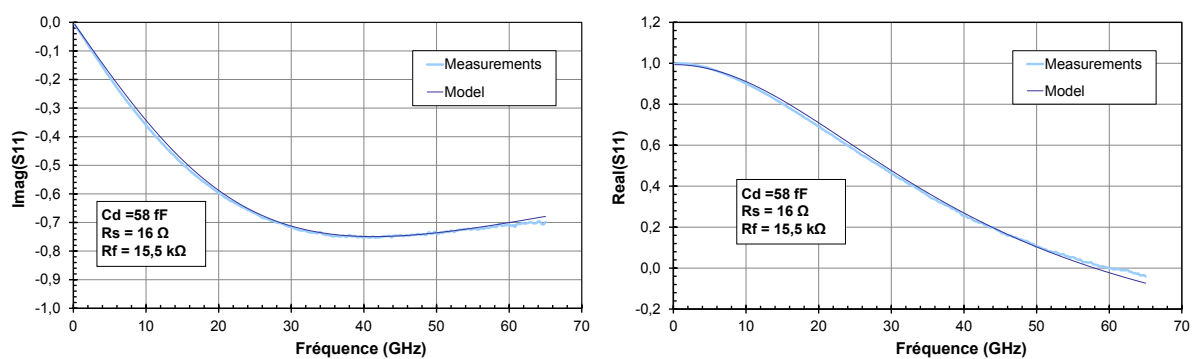


Fig 4.14 Mesure S11 de notre photodiode

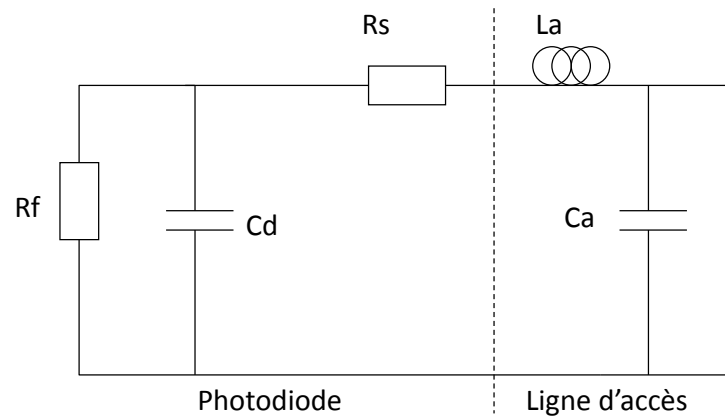


Fig 4.15 Circuit électrique équivalent de la photodiode

Nous obtenons une capacité et une résistance de la photodiode respectivement de 58 fF et 16 Ω , ce qui entraîne une coupure RC à 41 GHz.

Ensuite, nous procédons au test optique/électrique statique qui nécessite un couplage avec une fibre lentillée (diamètre de faisceau 4,2 μm). Une responsivité de 0,37 A/W est obtenue à 1550 nm ainsi qu'une PDL inférieure à 0,7 dB. Ces mesures ont été obtenues avec des composants sans traitement anti-reflet. Ceci correspond à une responsivité de 0,5 A/W en prenant en compte un traitement optique de la facette de la photodiode. La figure 4.16 représente la réponse dynamique d'une photodiode en utilisant une configuration hétérodyne. Nous observons que la bande passante à -3 dB est supérieure à 40 GHz, ce qui est compatible avec nos applications à des débits de 56 Gbauds.

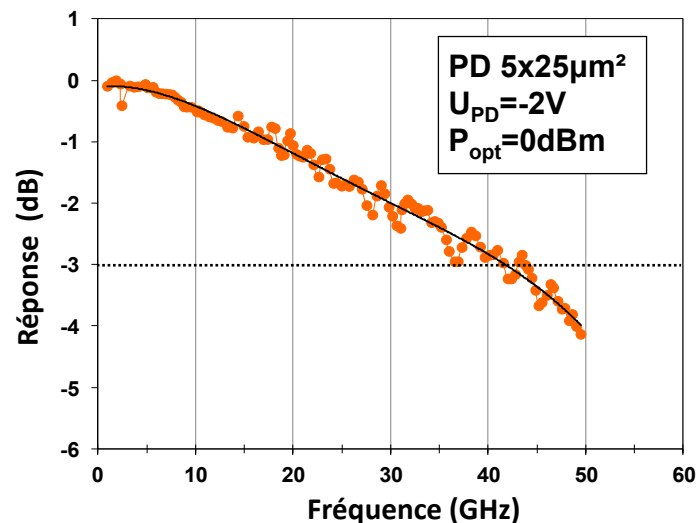


Fig 4.16 Réponse O/E en fonction de la fréquence

4.4. Caractérisation du SOA seul

Nous avons prévu des SOA seuls de 500 μm de long mais en raison d'un problème de conception lors de l'étape d'implantation, ces SOA ne sont pas fonctionnels. Cependant, il est possible de déduire les caractéristique du SOA, comme le gain par exemple, à partir des mesures effectuées sur le récepteur cohérent complet. De plus, comme expliqué dans le chapitre 2.4, les structures utilisées pour notre SOA sont très proches de celles présentées dans des travaux déjà effectués au laboratoire [3] [4]. Si on prouve que le gain est le gain attendu, on peut supposer que les autres caractéristiques sont proches de celles présentées dans cette thèse. Nous ne détaillerons donc pas les caractérisations de notre SOA mais nous analyserons les caractérisations réalisées sur notre récepteur complet pour un composant sans SOA et pour un composant avec SOA.

La figure 4.17 montre les évolutions typiques du gain fibre à fibre et du facteur de bruit de ces SOA. Cette figure est extraite de la thèse de Christophe Caillaud [3].

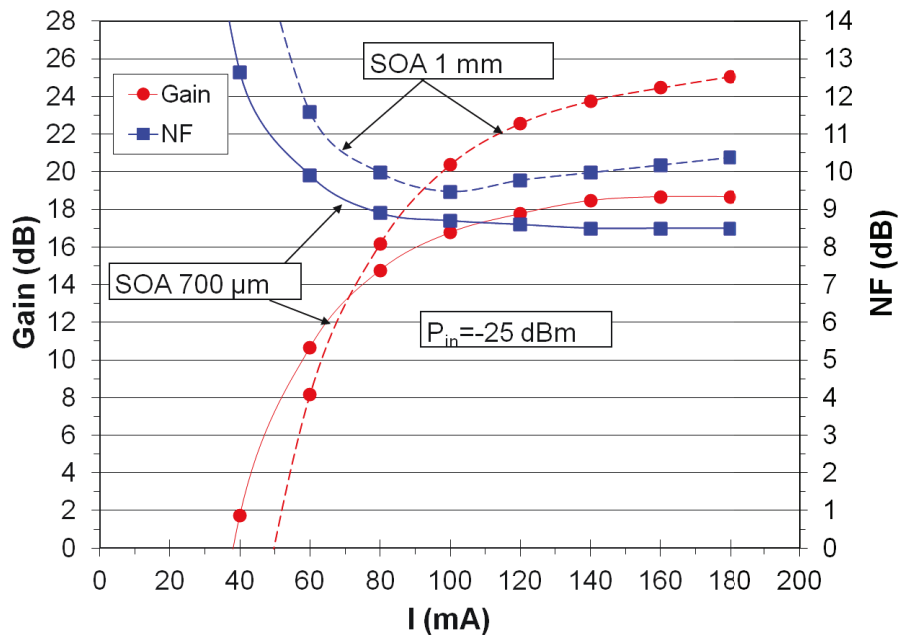


Fig 4.17 Evolution du gain fibre à fibre et du facteur de bruit (NF) des SOA en fonction du courant injecté

On peut voir que notre type de SOA avec une longueur de 700 μm (400 μm de section droite et 2x150 μm d'adaptateur de mode pour coupler la lumière entre la semelle et le guide passif) a un gain compris entre 10 dB et 19 dB pour des courants variant de 60 mA à 160 mA. Le facteur de bruit est inférieur à 9 dB pour un courant d'alimentation supérieur à 100 mA.

Pour comparer nos SOA et ceux réalisés précédemment, nous traçons le gain en fonction du courant d'alimentation du SOA. Pour cela, nous avons effectué le calcul suivant :

$$G = 10 * \log \left(\frac{R_{avec\ SOA}}{R_{sans\ SOA}} \right)$$

Avec $R_{avec\ SOA}$ la responsivité du composant avec SOA

Avec $R_{sans\ SOA}$ la responsivité du composant sans SOA

Ainsi, pour un courant d'alimentation donné, le gain (en dB) peut être calculé (Fig 4.18).

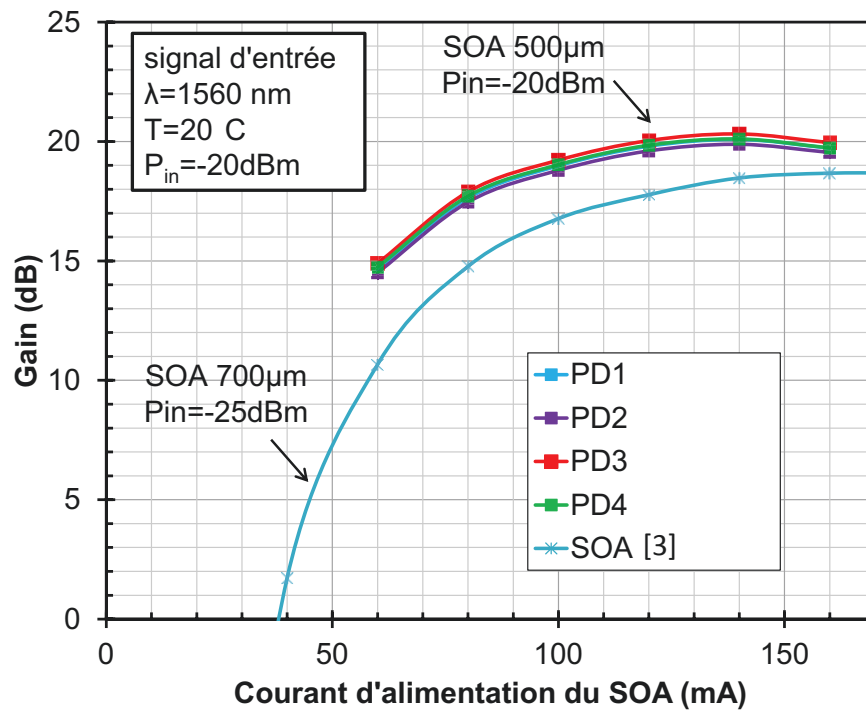


Fig 4.18 Evolution du gain en fonction du courant d'alimentation du SOA

De cette figure, il apparaît que notre amplificateur optique présente un meilleur gain à courant d'alimentation équivalent. Cela peut s'expliquer par un meilleur couplage pour notre configuration que pour le SOA précédent seul. Il est aussi possible que la dissipation thermique de notre composant soit un peu meilleure car notre récepteur complet est beaucoup plus grand qu'un SOA seul. Notre SOA est donc au dessus de nos attentes car il présente un gain de 20 dB (estimation à 16 dB). Cependant, il s'agit d'une estimation du gain (calcul) et non d'une mesure.

4.5. Caractérisations du récepteur cohérent

Nous présenterons dans cette partie, la caractérisation de notre récepteur cohérent. Tout d'abord, il faut réaliser des caractérisations statiques qui vont nous permettre de connaître la responsivité de notre composant (pour les entrées LO et signal) ainsi que l'imbalance de chaque entrée. Ensuite, une caractérisation dynamique grand signal est menée pour visualiser les lois de phase des sorties ainsi que des constellations et prouver le bon fonctionnement de notre récepteur.

4.5.1. Caractérisations statiques

Il s'agit ici de contrôler le bon fonctionnement des photodiodes et du mixeur cohérent. La mesure consiste à envoyer un signal optique dans l'une des entrées du récepteur (un composant subit donc deux mesures pour chaque longueur d'onde) et à suivre l'évolution du courant fourni par les photodiodes en fonction de la polarisation du signal optique injecté.

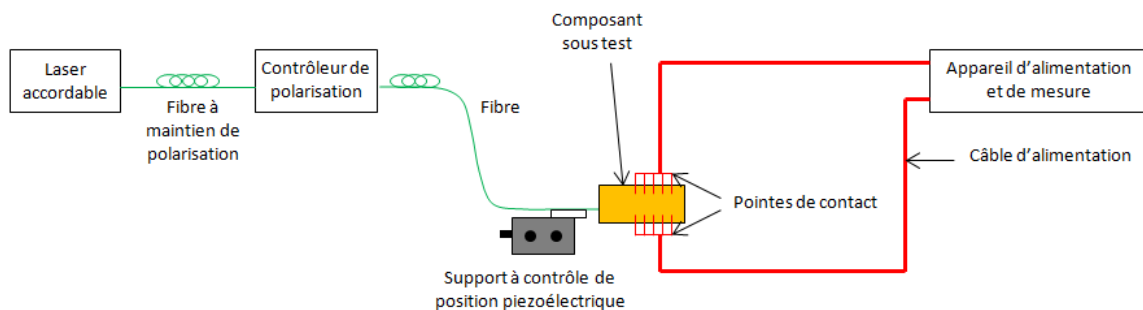


Fig 4.19 Représentation schématique du banc de mesure en configuration de test statique

La source laser génère un signal de polarisation rectiligne dont il est possible de choisir la puissance optique et la longueur d'onde.

La fibre à maintien de polarisation permet de conserver l'état de polarisation rectiligne du signal généré par le laser jusqu'au contrôleur de polarisation.

Le rôle du contrôleur de polarisation est de faire varier l'état de polarisation du signal entrant dans le composant. Il se compose de trois lames dont on contrôle l'angle de rotation autour de la direction de propagation du signal. La première lame est un polariseur. Elle permet d'obtenir un signal polarisé rectilignement dans une direction déterminée par l'angle α . Dans notre cas, le signal est déjà polarisé rectilignement. Il faut donc aligner le polariseur avec la polarisation de la lumière incidente. La deuxième lame est une lame quart d'onde ($\lambda/4$). Cette lame a la propriété de convertir une polarisation rectiligne en polarisation circulaire ou elliptique et vis versa. Pour ne pas modifier la polarisation rectiligne de notre signal, on fixe l'angle β égal à α . La dernière lame est une lame demi-onde. Elle permet de faire varier la direction de la polarisation rectiligne en fonction de l'angle γ choisi. Ainsi, une fois les angles α et β fixés pour avoir un maximum de puissance optique en sortie, il est possible de décrire tous les états de polarisation rectiligne en faisant varier l'angle γ de 0° à 360° .

En sortie du contrôleur de polarisation, une seconde fibre optique permet d'acheminer le signal vers le composant. L'extrémité de la fibre servant à injecter la lumière dans notre récepteur cohérent est fixée sur un micromanipulateur. Celui-ci est constitué d'actionneurs piézoélectriques qui permettent d'ajuster très précisément la position de la fibre afin d'obtenir un couplage optimal.

Une paire de pointes permettent de réaliser les contacts électriques avec les quatre photodiodes du composant.

L'appareil d'alimentation et de mesure est relié aux pointes. Il permet de polariser les photodiodes et de relever les photocourants émis de façon simultanée.

Le protocole de mesure est le suivant :

- Allumer la source laser et sélectionner la longueur d'onde et la puissance voulue
- Choisir l'état polarisation du signal grâce au contrôleur de polarisation (soit TE soit TM)
- Coupler la fibre d'entrée sur l'entrée (soit LO soit signal)
- Lire les valeurs de courant des photodiodes (qui sont préalablement polarisées)

Pour un composant avec SOA, il faut préalablement alimenter en courant le SOA. Il est alors possible de balayer les différentes entrées, longueurs d'onde et polarisations.

La figure 4.20 représente la responsivité et l'imbalance obtenue pour un composant sans SOA (puissance optique d'entrée de 10 dBm) :

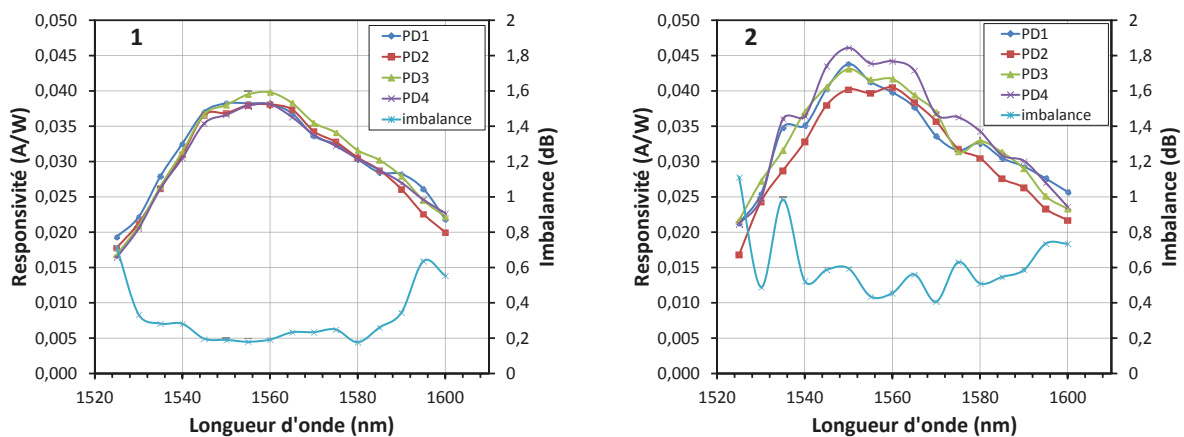


Fig 4.20 Responsivité et imbalance de l'entrée LO (1) et de l'entrée signal (2) en fonction de la longueur d'onde du récepteur sans SOA

Ces résultats ont été obtenus sur un composant sans traitement anti-reflet avec une puissance d'entrée de 10 dBm. L'imbalance obtenue ne dépasse pas 1 dB entre 1530 et 1600 nm. De plus, sur l'entrée LO, une imbalance autour de 0,2 dB sur la bande C est observée. La responsivité est de 0,04 A/W pour l'entrée LO et de 0,045 A/W pour l'entrée signal. Cette différence est probablement due à un chemin optique coté LO plus important (voir partie 4.1.1). Comparé à la responsivité des photodiodes seules (0,5 A/W), on observe des pertes supplémentaires d'environ 11 dB. Cela représente des pertes en excès de 5 dB car le mixeur cohérent présente des pertes intrinsèques de 6 dB. Ces pertes peuvent provenir des différentes courbures présentes dans les sections passives (pertes de propagation) ainsi qu'à une plus faible neutralisation du dopant Zn par les ions H^+ lors de l'étape d'hydrogénation (voir partie 3.3.10). Les responsivités obtenues sont un peu faibles par rapport à l'état de l'art car les récepteurs cohérents sur InP présentent une responsivité autour de 0,1 A/W. Cependant, l'imbalance est à l'état de l'art et celle-ci est inférieure à 0,6 dB sur la bande C.

Après cette caractérisation du composant sans SOA qui nous permet d'établir un référentiel, nous présentons maintenant les mêmes caractérisations pour un composant avec un SOA alimenté en courant à 140 mA (consommation 240 mW) (puissance optique d'entrée de -20 dBm) :

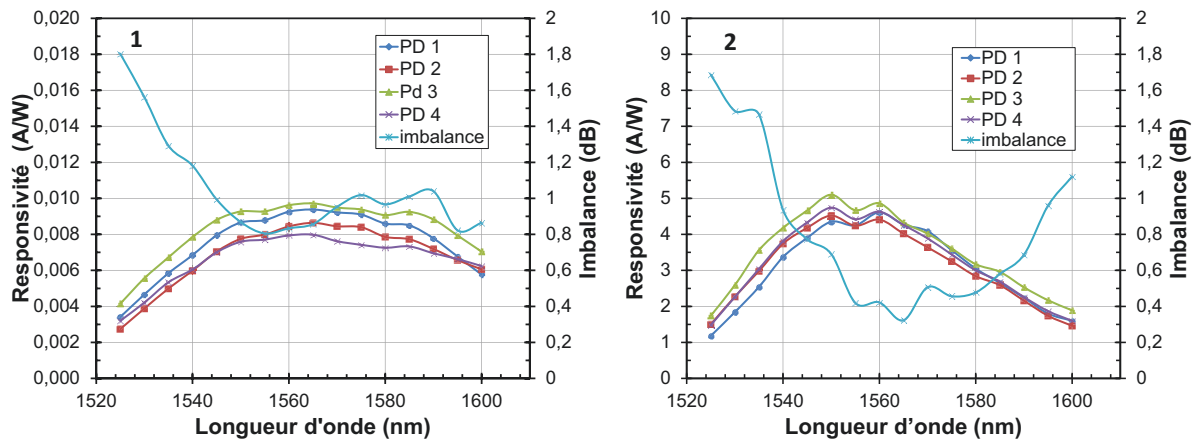


Fig 4.21 Responsivité et imbalance de l'entrée LO (1) et de l'entrée signal (2) en fonction de la longueur d'onde pour un récepteur avec SOA alimenté à 140mA

Comme pour les résultats présentés sur la figure 4.20, ceux-ci sont obtenus avec un composant sans traitement anti-reflet mais avec une puissance d'entrée de -20 dBm. Une responsivité record de 5 A/W est obtenue sur l'entrée signal (entrée amplifiée par le SOA). Elle correspond à une responsivité de 6,8 A/W avec un traitement anti-reflet. De plus, comme pour le composant sans SOA, l'imbalance est faible et reste inférieure à 1 dB entre 1540 nm et 1595 nm. Cependant, sur l'entrée LO, la responsivité est faible (entre 0,008 et 0,01 A/W). En effet, l'entrée LO d'un composant avec SOA devrait présenter les mêmes caractéristiques que l'entrée LO d'un composant sans SOA. Ces pertes supplémentaires ont pour origine une erreur lors de l'étape d'implantation sur les composants avec SOA. En effet, une partie des guides de l'entrée LO a été implantée, ce qui cause des pertes supplémentaires sur ces sections de guides (voir partie 3.3.9). Le gain du SOA est donc de 20 dB lorsqu'il est alimenté par un courant de 140 mA. De plus, la présence du SOA ne dégrade pas l'imbalance de notre récepteur cohérent.

Pour nos récepteurs avec SOA, il est intéressant d'étudier l'influence sur la responsivité du récepteur du courant d'alimentation du SOA (Fig. 4.22), et de la puissance optique en entrée (Fig. 4.23).

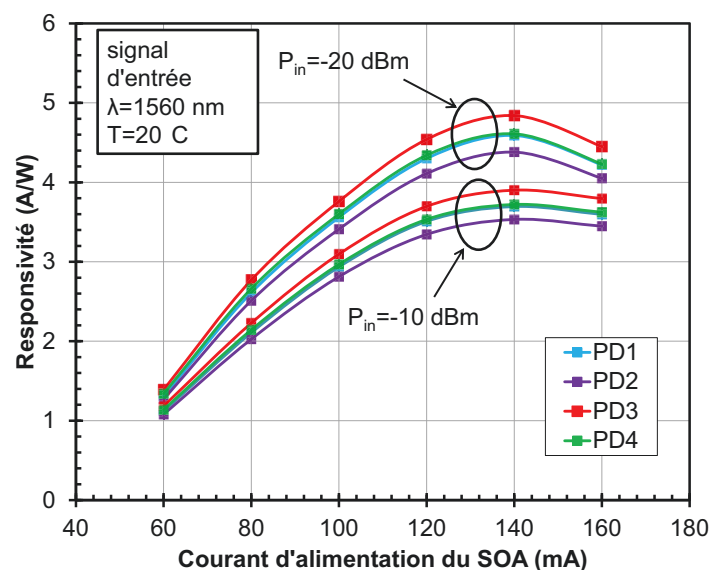


Fig 4.22 Responsivité en fonction du courant d'alimentation du SOA pour deux puissances optiques en entrée

La responsivité maximale est atteinte pour un courant du SOA de 140 mA. Pour un courant supérieur, les effets thermiques commencent à dégrader les performances de notre amplificateur. Ces effets sont d'autant plus importants que ces mesures ont été réalisées sur des puces nues. Avec une mise en module, on peut espérer une meilleure dissipation thermique et donc de meilleures responsivités peuvent être envisagées. On observe aussi qu'à un courant du SOA de 60 mA (consommation de 80 mW) et une faible puissance en entrée (-20 dBm), la responsivité est d'environ 1,25 A/W. Cela correspond à une amélioration > 6 dB par rapport à un récepteur cohérent idéal. **Par rapport à l'état de l'art, notre récepteur permet une amélioration de la responsivité de plus de 9 dB.**

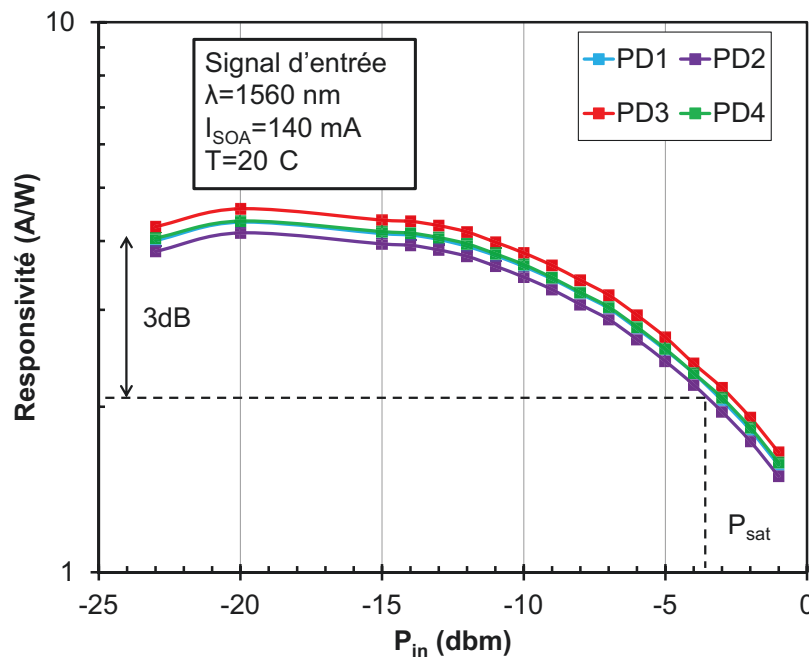


Fig 4.23 Responsivité en fonction de la puissance optique d'entrée

Sur la figure 4.23, nous pouvons observer que la puissance optique de saturation à -3 dB est au dessus de -4 dBm (-5,5 dBm avec un traitement anti reflet). Cette forte puissance de saturation nous permet d'anticiper une bonne linéarité de notre récepteur sur la gamme de puissance optique envisagée.

Tous les résultats présentés précédemment ont été obtenus pour une polarisation TE mais la conception de notre récepteur et les différents choix technologiques permettent d'avoir des résultats similaires pour une polarisation TM.

En conclusion, les mesures statiques nous ont permis de valider une responsivité record de 5 A/W pour notre composant avec SOA pour une imbalance inférieure à 0,8 dB. Cela représente une amélioration de la responsivité de 9 dB par rapport à l'état de l'art et de 6 dB par rapport à un récepteur cohérent idéal sans SOA.

4.5.2. Caractérisations dynamiques

A la suite de ces mesures statiques, des caractérisations dynamiques en petit et grand signal ont été réalisées pour mesurer les déviations de phase et pour visualiser les constellations QPSK à plusieurs débits symboles allant de 17 Gbauds à 32 Gbauds (Fig 4.24).

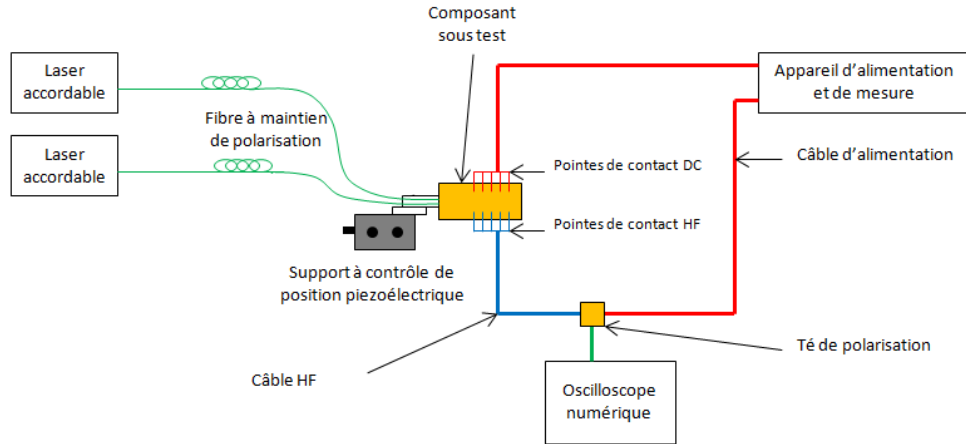


Fig 4.24 Représentation schématique du banc pour la mesure de phase

Deux lasers à faible largeur de raie sont utilisés. Le premier envoie un signal de longueur λ_{LO} sur l'entrée oscillateur local. Le second émet un signal de longueur d'onde λ_s légèrement décalé pour alimenter l'entrée signal. Ces deux sources optiques sont issues du même appareil, elles fournissent des signaux optiques polarisés rectilignement dans la même direction. Un mélange de ces deux signaux se produit dans le mixeur cohérent, on parle ainsi d'interférence ou de battement entre les deux lasers. Les deux signaux optiques sont transmis au composant par l'intermédiaire de deux fibres à maintien de polarisation. En effet, pour interférer dans le composant, le signal modulé et le signal de l'oscillateur local doivent être dans le même état de polarisation. Les signaux générés par les photodiodes, après le battement entre les deux lasers, comportent une composante continue et une composante alternative. On a par exemple pour la photodiode 1 :

$$I_{PD1} = R_1 [|A_s|^2 + |A_{LO}|^2 + 2A_s A_{LO} \cos((\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi_1(t))] \quad (4.1)$$

Le terme en rouge représente la composante continue du signal détecté et le terme en vert représente sa composante alternative.

La fréquence de ces signaux de battement s'exprime comme suit :

$$f = (f_s - f_{LO})$$

$$f = \left| \frac{c}{\lambda_s} - \frac{c}{\lambda_{LO}} \right| = c \frac{\Delta\lambda}{\lambda_s \lambda_{LO}} \approx c \frac{\Delta\lambda}{\lambda_s^2} \quad (4.2)$$

Avec : $\Delta\lambda = |\lambda_s - \lambda_{LO}| > 0$

Dans nos mesures, des fréquences de battement variant de 300 MHz à 2 GHz sont utilisées. En considérant une longueur d'onde de 1550 nm pour l'oscillateur local et en utilisant l'équation 4.2, cela correspond à un décalage variant de 2,4 pm à 16 pm.

Pour collecter ces signaux de battements hautes fréquences, on utilise des pointes HF coplanaires masse-signal-masse. Ces pointes transmettent la partie alternative AC du signal HF (équation 4.1) à l'oscilloscope via des câbles HF et des Tés de polarisation. Ces Tés de polarisation permettent de découpler les composantes continues DC (égales à la somme des courants d'obscurité et de leurs photocourants moyens) et alternatives AC (signal HF), comme le montre la figure 4.25.

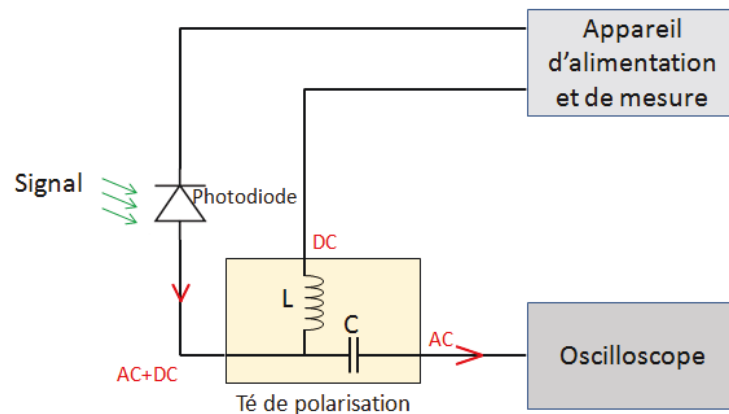


Fig 4.25 Schéma du circuit électrique de polarisation d'une diode

Le protocole de mesure est le suivant :

- Allumer les deux sources laser et sélectionner les longueurs d'onde et les puissances
- Alimenter le SOA et polariser les diodes du récepteur cohérent
- Coupler les fibres d'entrées sur les entrées signal et LO du composant
- Visualiser sur l'oscilloscope des quatre signaux sinusoïdaux correspondant aux signaux électriques détectés par les quatre photodiodes
- Calculer à l'aide d'un programme dédié, des différences de phase entre les signaux

Un exemple des signaux visualisés à l'oscilloscope est présenté sur la figure 4.26 :

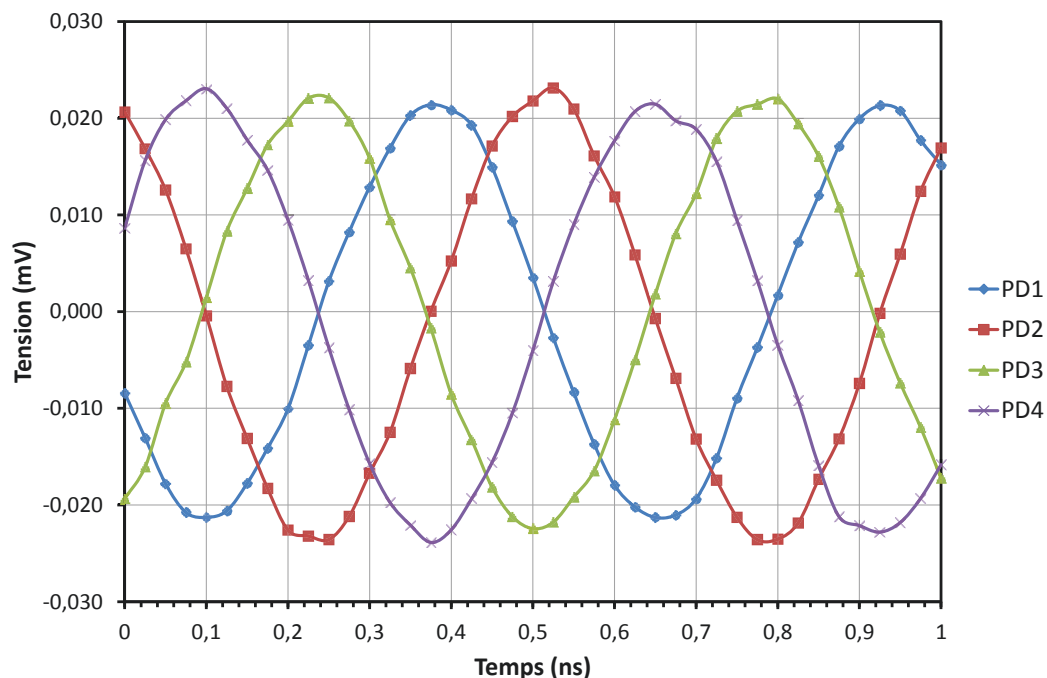


Fig 4.26 Signal détecté à l'oscilloscope des parties AC des photodiodes en fonction du temps pour un composant sans SOA ($\lambda=1560$ nm)

Grace à ces sinusoïdes, il est possible de calculer les lois de phase de chaque composant et de vérifier ainsi le bon fonctionnement de notre récepteur cohérent. Le tableau suivant résume ces lois de phase pour un composant sans SOA et pour un composant avec SOA.

Composant	S1 – S4 – 180°	S2 – S3 – 180°	S1 – S2 + 90°
Sans SOA mesure 1	-2,7°	-4,2°	-1,4°
Sans SOA Mesure 2	-2,6°	-3,8°	-1,3°
Avec SOA Mesure 1	-7,8°	-0,2°	-11,1°
Avec SOA Mesure 2	-15,1°	2,6°	-14,5°

Tableau 4.5 Mesure des lois de phase pour deux composants (avec et sans SOA)

Le tableau 4.5 montre les lois de phase déduites de nos mesures pour un composant sans SOA et pour un composant avec SOA (2 mesures différentes sont effectuées sur chaque composant). Entre deux mesures, aucun paramètre du banc de mesure n'est modifié et seule la date de la mesure change. Pour un composant sans SOA, il y a très peu de différence entre 2 mesures. De plus, les lois de phase sont comprises entre -5° et $+5^\circ$. Bien que la dégradation des pistes métalliques (voir partie 3.3.21) soit une piste sérieuse pour expliquer la non reproductibilité des mesures, il n'empêche que le SOA pourrait avoir un impact. Des mesures ont été faites en changeant le courant injecté dans le SOA mais cela ne semble pas avoir d'impact. Une étude plus approfondie est nécessaire pour comprendre l'origine de cette variation.

Une fois les caractérisations en phase effectuées, nous mesurons en dynamique notre récepteur cohérent à plusieurs débits, en injectant un signal modulé en QPSK. Le but est de visualiser sur notre oscilloscope les différentes constellations détectées par le récepteur et ainsi de s'assurer qu'il est fonctionnel et permet bien la démodulation du signal.

La figure 4.27 présente la configuration du banc pour la mesure dynamique en QPSK :

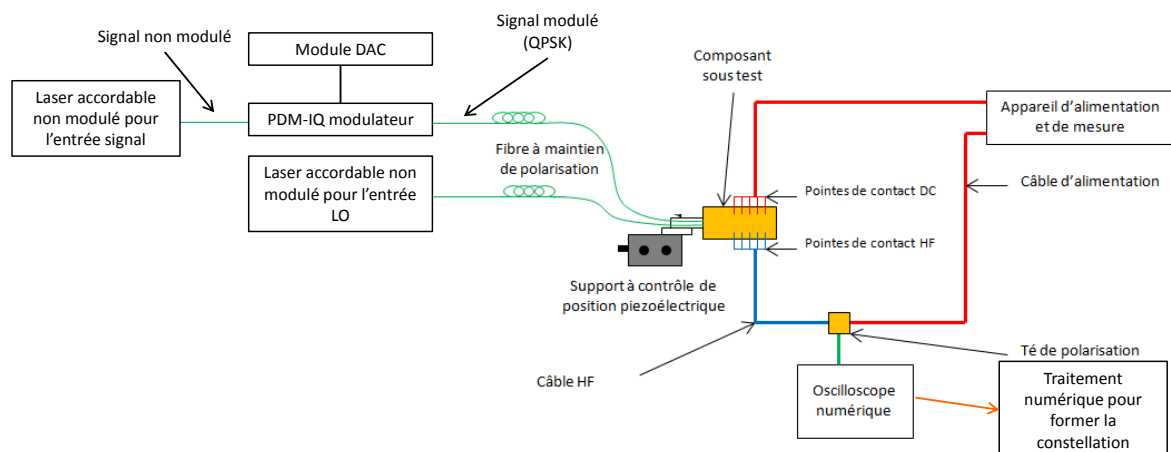


Fig 4.27 Représentation schématique du banc pour la mesure dynamique en QPSK

Nous ne détaillerons pas le traitement numérique nécessaire à la formation des constellations. Plusieurs travaux de thèse sont dédiés à l'étude des différentes méthodes de traitement du signal nécessaire à la démodulation cohérente [5]. Nous constatons que la configuration du banc de mesure ne change pas radicalement par rapport à la configuration permettant les mesures de phase.

Il suffit de moduler le signal arrivant dans l'entrée signal de notre composant et de rajouter le traitement numérique nécessaire à la démodulation et la création de la constellation.

Plusieurs mesures dynamiques et visualisations des constellations QPSK ont été réalisées (17 Gbauds et 32 Gbauds) sur nos récepteurs avec ou sans SOA. La figure 4.28 illustre un exemple de ces constellations ainsi que les facteurs Q associés.

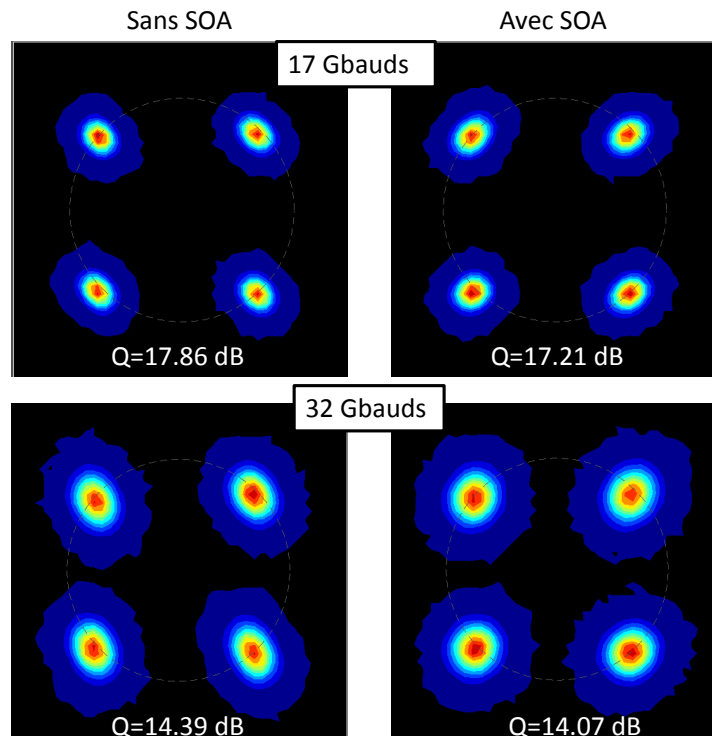


Fig 4.28 Constellations à 17Gbauds et 32Gbauds pour un composant sans SOA et avec SOA

Pour expliquer comment il est possible de calculer les facteurs Q, il est nécessaire de retourner aux équations de démodulations effectué par notre récepteur cohérent. Comme expliqué en partie 1.2.2, grâce à la relation de phase donnée par le mixeur cohérent, et en soustrayant les signaux issus des photodiodes, il est possible de retrouver la composante en phase (I) et la composante en quadrature de phase (Q) du signal.

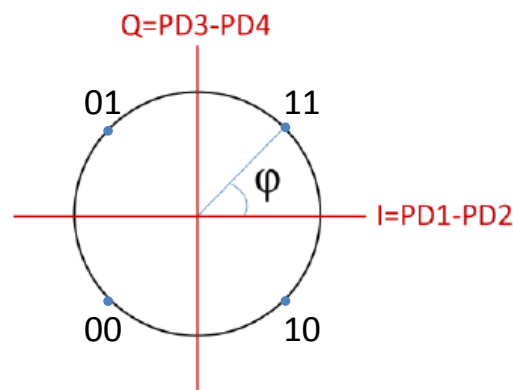


Fig 4.29 Constellations IQ de la modulation QPSK

Pour calculer le facteur Q, on utilise la méthode de Monte Carlo pour faire une approximation du BER. En effet, nous connaissons la séquence de bit transmise au module DAC pour créer le signal modulé. Il est donc possible de comparer cette séquence avec la séquence mesurée pour la création de la constellation.

$$BER \approx \frac{e}{N}$$

Avec e = nombre de bit avec une erreur
 N = nombre de bit de la séquence

Cette approximation du BER converge vers le BER réel (méthode de Monte Carlo) si la séquence mesurée est assez longue.

Avec cette approximation du BER, il est possible de retrouver le facteur Q grâce à la relation suivante :

$$BER = Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right)$$

Avec E_b = Energie par bit
 N_0 = densité spectrale de bruit * 2

Nos récepteurs (avec ou sans SOA) peuvent détecter des constellations de 17 Gbauds et 32 Gbauds ($T=20^\circ\text{C}$, $I_{\text{SOA}}=140\text{ mA}$, $U_{\text{photodiode}}=-2\text{ V}$). Pour les composants sans SOA, la puissance optique en entrée est de 8 dBm et pour les composants avec SOA, elle n'est que de -10 dBm. Il est également possible de constater que les facteurs Q de nos récepteurs sont similaires pour un composant sans SOA et pour un composant avec SOA. L'intégration du SOA ne dégrade pas le facteur Q. il est donc probablement dans un régime où son bruit ne gêne pas le fonctionnement du récepteur cohérent. De plus, avec un facteur Q au dessus de 17 dB pour 17 Gbauds et au-dessus de 14 dB pour 32 Gbauds, nous sommes au-dessus de seuil FEC classique (typiquement $Q=11,5\text{ dB}$ correspond à un $BER=10^{-4}$). En revanche, une dégradation de la constellation à 32 Gbauds est observée. Ceci est probablement dû à une limitation de notre oscilloscope (bande passante de 16 GHz). De plus, ces résultats ont été obtenus sans TIA à la sortie des photodiodes, ce qui limite le rapport signal à bruit. La grande bande passante de nos photodiodes (40 GHz) rend notre récepteur compatible pour des applications à 56 Gbauds (transmission 200 Gbit/s en QPSK ou 400 Gbit/s en 16 QAM) [15].

En conclusion, les mesures dynamiques nous ont permis de vérifier les lois de phase de notre récepteur et d'effectuer des mesures dynamiques numériques en vérifiant la fonctionnalité de notre composant avec une constellation QPSK. De plus nous avons prouvé des constellations et des facteurs Q similaire pour les composant avec et sans SOA. La puissance optique nécessaire au bon fonctionnement de nos récepteurs avec SOA est plus faible de 18 dB par rapport à celle de nos récepteurs avec SOA.

4.5.3. Analyse et conclusion

Pour conclure sur cette partie caractérisation, il est important de rappeler l'état de l'art des récepteurs cohérent et de comparer nos résultats à ceux obtenus par la concurrence.

Le tableau suivant (tableau 4.6) fait un rappel de l'état de l'art fait dans le chapitre 1 ainsi que les résultats de nos composants. Le premier groupement de récepteurs cohérents sont les composants réalisés en technologie InP [6] [7] [2] [8] [1] [9], le deuxième groupe constitue les récepteurs réalisés en filière PLC (Planar Lightwave Circuit) ou Si [10] [11] [12] [13] [14] et le dernier groupe sont les deux récepteurs réalisés dans le cadre de cette thèse.

Année	Entreprise ou laboratoire	Filière technologique	Responsivité (A/W)	Bande passante (GHz)	Imbalance (dB)	Déviati on de phase (degré)	Dépendance à la polarisation PDL (dB)
2011	University of California [6]	InP ridge	0,17	10	< 2 sur la bande C	NC	NC
2011	NTT Photonics [7]	InP NC	0,09	35	NC	Max 3°	NC
2011	Bell Labs / III-V Lab [2]	InP ridge	0,1	25	< 1 sur la Bande C	Max 5°	PDL < 1,5 sur la bande C
2012	U ² t photonics [8]	InP NC	0,12	56	< 1 sur la Bande C	NC	Mesures TE
2014	Oclaro Technology [1]	InP NC	0,15	32	< 0,65 sur la bande C	Max 2,2°	Mesures TE
2014	Sumitomo Electric Industries [9]	InP mixte	0,14	22	< 0,5 sur la bande C	Max 3°	Mesures TE
2012	NTT [10]	PLC	0,05	30	< 0,4	Max 3	NC
2014	Accelink [11]	PLC	0,05	25	< 0,5	NC	NC
2014	NTT [12]	PLC	0,04	32	NC	Max 3	NC
2015	NEC Yamanashi Ltd [13]	PLC	0,09	20	NC	Max 5	NC
2016	Ghent University [14]	Si	0,025	28	NC	Max 5	NC
2017	III-V Lab Composant de thèse sans SOA	InP enterré	0,04 pour LO 0,45 pour signal	40	<0,3 sur bande C pour LO <0,6 sur bande C pour signal	Max 4	NC
2017	III-V Lab Composant de thèse avec SOA	InP enterré	0,001 pour LO 5 pour signal	40	<1 sur bande C pour LO <0,6 sur bande C pour signal	Max 15	NC

NC = Non Communiqué

Tableau 4.6 Comparaison des performances des récepteurs

Pour notre récepteur cohérent sans SOA, nous avons :

- **Une responsivité plus faible (0,04 A/W) que l'état de l'art (0,15 A/W).** Cela est sûrement dû à une mauvaise neutralisation des dopants Zn par les ions H⁺ lors de l'étape d'Hydrogénation.
- **Une bande passante à l'état de l'art (40 GHz pour un état de l'art autour de 30 GHz sauf pour U²t photonics).**
- **Une imbalance à l'état de l'art car inférieure à 0,6 dB sur la bande C.** Nous avons même prouvé qu'elle est inférieure à 0,4 dB sur l'entrée LO pour λ compris entre 1530 nm et 1590 nm et inférieure à 0,6 dB sur l'entrée signal pour λ compris entre 1540 nm et 1590 nm.
- **Une déviation de phase maximum de 4° ce qui est à l'état de l'art.**

De plus, nous avons prouvé une démodulation QPSK à 17 Gbauds et 32 Gbauds avec des bons facteurs Q (respectivement 17,86 dB et 14,39 dB).

Pour notre récepteur avec SOA, nous avons :

- **Une faible responsivité sur l'entrée LO (0,001 A/W) par rapport à l'état de l'art (0,15 A/W).** Cela est dû à un **problème lors de l'étape d'implantation** car une partie du guide de l'entrée LO a été implantée, ce qui induit des pertes de propagation supplémentaires sur cette voie.
- **Une responsivité record de 5 A/W sur l'entrée signal** (6,8 A/W avec traitement anti-reflet) grâce à l'intégration du SOA (état de l'art à 0,1 A/W). L'intégration d'un préamplificateur optique nous ajoute une petite consommation électrique de 240 mW nécessaire à son alimentation. Une alimentation plus faible (80 mW) permet d'atteindre une responsivité de 1 A/W.
- **Une bande passante à -3 dB de plus de 40 GHz malgré l'intégration du SOA.**
- **Une imbalance à l'état de l'art car inférieure à 1 dB sur la bande C.** Nous avons même prouvé qu'elle est **inférieure à 0,8 dB sur l'entrée signal pour λ compris entre 1545 nm et 1590 nm.**
- **Une déviation de phase de maximum 15°, ce qui est en dessous de l'état de l'art mais sans impact majeur sur le fonctionnement dynamique grand signal.**

De plus, nous avons prouvé une démodulation QPSK à 17 Gbauds et 32 Gbauds avec un bon facteur Q (respectivement 17,21 dB et 14,07 dB). Pour ces démodulations, l'intégration du SOA ne dégrade pas le facteur Q et permet d'améliorer le bilan de liaison de plus de 18 dB.

Nous avons donc démontré la faisabilité d'un récepteur pré-amplifié utilisant un SOA intégré en technologie InP enterrée avec un record de responsivité de 5 A/W (Fig 4.30). Avec un traitement anti-reflet, cette responsivité devrait être de 6,8 A/W. Ceci représente un gain de 12,5 dB par rapport à un récepteur cohérent non amplifié idéal et un gain de 15,5 dB par rapport à l'état de l'art des récepteurs cohérents. De plus, la consommation engendrée par cette intégration reste très faible (240 mW). Enfin, nous avons démontré une démodulation à 32 Gbauds avec un facteur Q de 14 dB et la bande passante de 40 GHz de nos diodes est compatible avec des applications à 56 Gbauds et peut être amélioré pour des applications à 100 Gbauds en réduisant la taille des photodiodes.

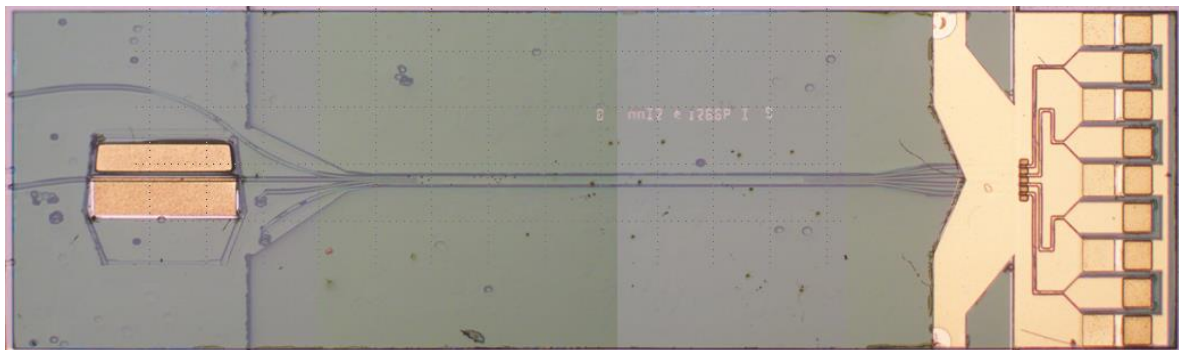


Fig 4.30 Photo du récepteur cohérent pré-amplifié

Ce travail de thèse ouvre donc le chemin pour de nouveau récepteur pré-amplifié par un SOA pour des applications à 400 Gbit/s.

4.6. Perspectives

Afin de conclure ce chapitre, nous allons présenter quelques améliorations possibles sur le composant actuel ainsi que les perspectives que nous ouvre ce travail de thèse grâce à l'intégration du SOA dans un récepteur cohérent.

4.6.1. Améliorations technologiques

Dans cette partie, nous ne parlerons pas de la résolution de certains problèmes survenus lors de la fabrication du premier *run* technologique car il semble évident qu'ils peuvent être résolus de façon simple (implantation d'une partie du guide de la voie LO, étape d'hydrogénation plus efficace pour diminuer les pertes de propagation et étapes d'interconnexions à stabiliser).

Cependant, il est possible de faire quelque ajustement de conception pour permettre de relâcher certaines contraintes de fabrication. Il est important de rappeler que les conceptions doivent prendre en compte la technologie utilisée afin de faciliter le déroulement de celle-ci. Je propose ici une autre configuration pour les photodiodes. Cette nouvelle configuration permettrait de faciliter les étapes d'interconnexion mais nécessiterait des simulations optiques ainsi qu'un travail de conception important.

Pour rappel (voir partie 3.3.21) les photodiodes sont disposées les unes à côté des autres, ce qui engendre des problèmes de relief important (exemple lors de la gravure BCB) et des contraintes technologiques sur les gravures latérales des étapes d'interconnexion. La photo MEB de la figure 4.31 montre cette configuration lors des étapes d'interconnexion.

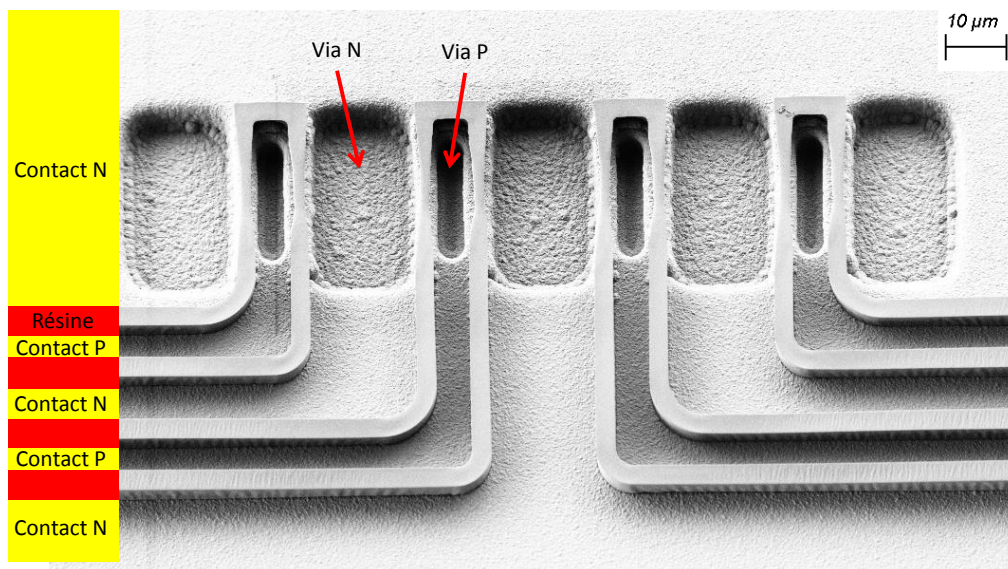


Fig 4.31 Photo MEB de la zone des photodiodes lors des étapes d'interconnexion

La conception proposée est schématisée sur la figure 4.32.

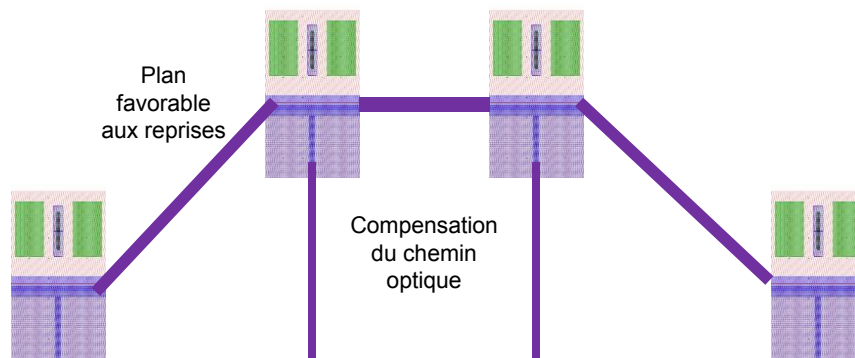


Fig 4.32 Nouvelle conception proposée pour la zone des photodiodes

La nouvelle disposition des photodiodes se rapproche d'avantage d'une configuration où les photodiodes sont suffisamment éloignées les unes des autres pour s'affranchir des problèmes de proximité de celles-ci qui engendrent des effets de relief. Cependant elle demande une étude approfondie des différents chemins optiques et leur compensation car cela peut provoquer des retards de phase et donc dégrader le respect des lois de phase du récepteur.

4.6.2. Les composants futurs

Parlons maintenant des futurs récepteurs cohérents. Ce travail de thèse a permis de valider la faisabilité d'un récepteur cohérent pré-amplifié.

La première amélioration est d'envisager l'intégration de l'oscillateur local (LO) dans notre composant. En effet, il est possible de se servir de la structure active utilisée pour le SOA pour faire un oscillateur local. Cette structure serait mono-polarisation en utilisant des multi puits quantiques (Multiple Quantum Well) en compression. Cependant, il faut vérifier que les performances obtenues pour cet oscillateur soient compatibles avec la réception cohérente (puissance émise élevée, faible largeur de raie, etc...). La figure 4.33 illustre le schéma de principe de ce nouveau composant par rapport au composant réalisé dans le cadre de cette thèse.

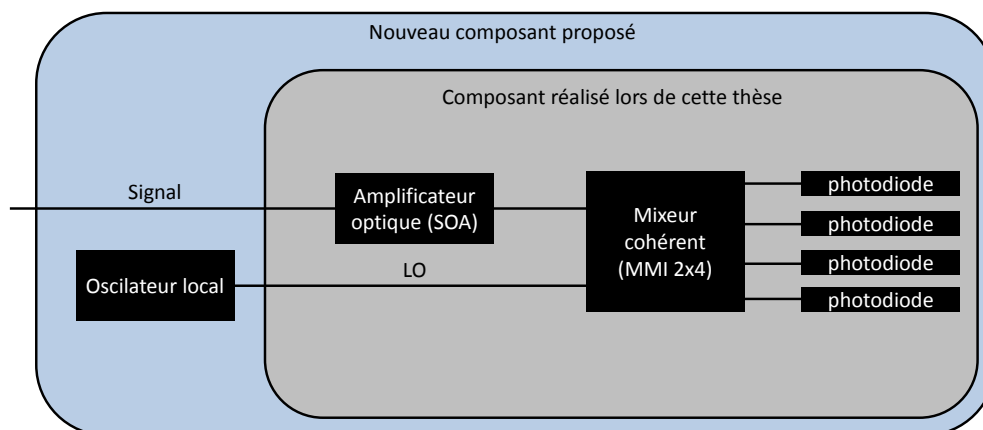


Fig 4.33 Schéma de principe d'un composant avec intégration de l'oscillateur local

La seconde amélioration est d'envisager l'intégration d'un MMI 1x2 pour pouvoir traiter à la fois la composante TE et la composante TM du signal sur un même composant. Cela ne demanderait pas

d'optimisation supplémentaire de notre récepteur car nous avons prouvé que notre composant est capable de fonctionner en mode TE et TM. En revanche, l'intégration d'un MMI 1x2 coté LO, diviserait la puissance optique à l'entrée de chaque mixeur.

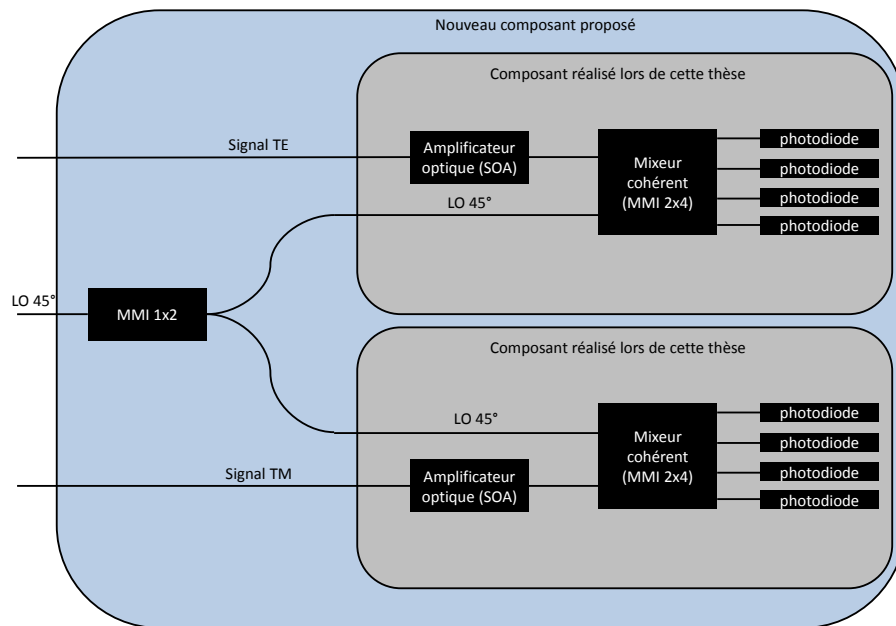


Fig 4.34 Schéma de principe d'un composant traitant les composantes TE et TM simultanément

Ces voies de développement de circuits photoniques pour la réception cohérente avec une intégration accrue fait déjà l'objet de plusieurs études notamment en photonique intégrée sur silicium. Celle-ci, bien que complémentaire à notre approche d'intégration sur substrat d'InP, devrait bénéficier des avancées des technologies CMOS [16] et constitue une voie sans doute privilégiée pour une intégration encore plus accrue des circuits photoniques.

Table des figures du chapitre 4

Fig 4.1 Schéma de notre récepteur cohérent pré-amplifié	128
Fig 4.2 Vue en coupe du composant final et trajet de la lumière à l'intérieur de celui-ci	129
Fig 4.3 Schéma de principe mis en œuvre pour la mesure des mixeurs cohérents.....	133
Fig 4.4 Evolution de la puissance de sortie du MMI normalisée par rapport à la puissance maximum en fonction de la longueur d'onde	134
Fig 4.5 Schéma du composant clivé pour les mesures du mixeur seul et zoom sur le guide courbe implémenté dans notre récepteur coté LO uniquement.....	134
Fig 4.6 Evolution de l'imbalance des entrées LO et signal en fonction de la longueur d'onde.....	135
Fig 4.7 PDL en fonction de la longueur d'onde pour l'entrée LO (1) et l'entrée signal (2).....	136
Fig 4.8 Comparaison théorie/expérience des pertes par rapport au maximum de transmission en fonction de la longueur d'onde pour l'entrée LO	137
Fig 4.9 Puissances optique en sortie du mixeur en fonction de la longueur d'onde pour plusieurs longueurs de celui-ci	138
Fig 4.10 Imbalance en fonction de la longueur d'onde pour plusieurs longueurs de MMI	139
Fig 4.11 Puissances en sortie du mixeur en fonction de la longueur d'onde pour les structures enterrée et ridge (sortie 4)	140
Fig 4.12 Imbalance en fonction de la longueur d'onde pour les technologies enterrée et ridge	140
Fig 4.13 Caractéristique courant-tension d'une photodiode UTC	142
Fig 4.14 Mesure S11 de notre photodiode	142
Fig 4.15 Circuit électrique équivalent de la photodiode.....	143
Fig 4.16 Réponse O/E en fonction de la fréquence.....	143
Fig 4.17 Evolution du gain fibre à fibre et du facteur de bruit (NF) des SOA en fonction du courant injecté.....	144
Fig 4.18 Evolution du gain en fonction du courant d'alimentation du SOA	145
Fig 4.19 Représentation schématique du banc de mesure en configuration de test statique	146
Fig 4.20 Responsivité et imbalance de l'entrée LO (1) et de l'entrée signal (2) en fonction de la longueur d'onde du récepteur sans SOA	147
Fig 4.21 Responsivité et imbalance de l'entrée LO (1) et de l'entrée signal (2) en fonction de la longueur d'onde pour un récepteur avec SOA alimenté à 140mA	148
Fig 4.22 Responsivité en fonction du courant d'alimentation du SOA pour deux puissances optiques en entrée	148
Fig 4.23 Responsivité en fonction de la puissance optique d'entrée.....	149
Fig 4.24 Représentation schématique du banc pour la mesure de phase	150
Fig 4.25 Schéma du circuit électrique de polarisation d'une diode	151
Fig 4.26 Signal détecté à l'oscilloscope des parties AC des photodiodes en fonction du temps pour un composant sans SOA ($\lambda=1560$ nm)	151
Fig 4.27 Représentation schématique du banc pour la mesure dynamique en QPSK	152
Fig 4.28 Constellations à 17Gbauds et 32Gbauds pour un composant sans SOA et avec SOA	153
Fig 4.29 Constellations IQ de la modulation QPSK	153
Fig 4.30 Photo du récepteur cohérent pré-amplifié	156
Fig 4.31 Photo MEB de la zone des photodiodes lors des étapes d'interconnexion	157
Fig 4.32 Nouvelle conception proposée pour la zone des photodiodes.....	158
Fig 4.33 Schéma de principe d'un composant avec intégration de l'oscillateur local	158
Fig 4.34 Schéma de principe d'un composant traitant les composantes TE et TM simultanément	159

Table des tableaux du chapitre 4

<i>Tableau 4.1 Structure verticale du SOA étudiée.....</i>	<i>129</i>
<i>Tableau 4.2 Structure verticale de la zone passive (entrée composant + MMI)</i>	<i>130</i>
<i>Tableau 4.3 Structure verticale de notre photodiode.....</i>	<i>131</i>
<i>Tableau 4.4 Analyse des pertes de propagation dans le mixeur cohérent.....</i>	<i>136</i>
<i>Tableau 4.5 Mesure des lois de phase pour deux composants (avec et sans SOA)</i>	<i>152</i>
<i>Tableau 4.6 Comparaison des performances des récepteurs.....</i>	<i>155</i>

Bibliographie du chapitre 4

- [1] S. Farwell, et al., «InP Coherent Receiver Chip with High Performance and Manufacturability for CFP2 Modules», *OFC'14*, Proc. W11. 6, Mars 2014.
- [2] T.-C. Hu, et al., «High-yield Manufacturing of InP Dual-Port Coherent Receiver Photonic Integrated Circuits for 100G PDM-QPSK Application», *IPRM'11*, Mai 2011.
- [3] C. Caillaud, «Photorecepteur integre SOA-PIN pour les applications à 100 Gbit/s», Thèse de doctorat, Ecole telecom Paritech, 2010.
- [4] M. Anagnosti, «Design and fabrication of a photonic integratde circuit comprising a semi-conductor optical amplifier and a high speed photodiode (SOA-UTC) for >100 Gbit/s applications», thèse de doctorat, Ecole Telecom SudParis, 2015.
- [5] O. Bertan-Pardo, «On coherent detection for optical transmissions at 40 Gb/s and 100 Gb/s,» Thèse de doctorat, Ecole Telecom ParisTech, 2010.
- [6] K. N. Nguyen, et al., «Monolithically integrated dual-quadrature receiver on InP with 30nm tunable local oscillator», *Optics Express*, vol. 19, n° 26, pp. B716-B721, 2011.
- [7] K. Murata, et al., «100-Gbit/s PDM-QPSK Coherent Receiver with Wide Dynamic Range and Excellent Common-mode Rejection Ration», *Optics Express*, vol. 19, no. 26, pp. B125-B130, 2011.
- [8] P. Runge, et al., «Monolithic InPReceiver Chip with a 90° Hybrid and 56GHz Balanced Photodiodes», *Optics Express*, vol. 20, n° 26, pp. B250-B255, 2012.
- [9] H. Yagi, et al., «InP-Based PIN Photodiode Arry Integrated with 90°Hybrid Using Butt-Joint Regroth for Compact 100 Gb/s Coherent Receiver», *IEEE journal of selected topics in quantum electronics*, vol. 20, n° 6, Novembre/Décembre 2014.
- [10] T. Ohyama, et al., «All-in-One 112-Gb/s DP-QPSK Optical Receiver Front-End Module Using Hybrid Integration of Silica-Based Planar Lightwave Circuit ans Photodiode Arrays» ,*IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, n° 8, pp. 646-648, Avril 2012.
- [11] L. Wang, et al., «An Effective Integration Solution for 100 Gb/s DP-QPSK Coherent Receiver With a Small Skew», *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, n° 3, pp. 227-230, Fevrier 2014.
- [12] Y. Kurata, et al., «400-G Coherent Receiver Using Silica-Based Heterogeneously-Integrated PLC with Newly Developed Waveplate PBS», *ECOC'14, Proc. We.2.4.2* , 2014.
- [13] M. Takahashi, et al., «Compact 100-Gb/s DP-QPSK Intradyne Coherent Receiver Module Employing Si Waveguide», *ECOC'15*, 2015.

- [14] J. Verbist, et al, «A 40-Gbd QPSK/16-QAM Integrated Silicon Coherent Receiver», *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 28, n° 19, pp. 2070-2073, Octobre 2016.
- [15] G. Santini, et al., «High responsivity coherent photonic receiver integrating an SOA, a 90° hybrid, and high speed UTC photodiodes», *Optics Express*, vol. 25, n° 21, pp. 25719-25724, 2017.

Conclusion générale

Notre travail de thèse a porté sur la conception, la fabrication et la caractérisation d'un récepteur cohérent pré-amplifié, utilisant un SOA, pour des applications à 100 et à 400 Gbit/s. L'objectif est d'améliorer significativement sa sensibilité tout en gardant un composant compact, pour d'une part étendre les distances de transmission et diminuer le coût du récepteur intégré, de l'autre.

Nous avons envisagé deux technologies (ridge et enterrée) pour la réalisation de ce récepteur. Des simulations optiques ont permis de montrer que la technologie enterrée était plus pertinente et permet d'atteindre de meilleures performances pour notre mixeur cohérent notamment sur la gamme de longueur d'onde de fonctionnement (1505 – 1585 nm pour la technologie enterrée contre 1545 - 1560 nm pour la technologie ridge). Nous avons aussi étudié les tolérances des différents paramètres géométriques sur les performances du mixeur. Le paramètre critique lors de la fabrication d'un mixeur cohérent est la largeur du MMI 2x4 car une variation de 0,1 μm induit 9% de chute de transmission. Cependant, une faible variation de la largeur du MMI peut être compensée par une variation plus importante de la longueur de celui-ci (voir partie 2.2.3.3). Les différentes études déjà menées par le laboratoire sur les composants intégrant un SOA et une photodiode UTC nous ont permis de trouver rapidement une structure de SOA et de photodiode compatibles avec notre récepteur.

Un important travail de conception et de fabrication a alors commencé. En effet, la technologie utilisée pour fabriquer ce composant est très complexe et nécessite 3 reprises d'épithaxie ainsi que 22 étapes technologiques différentes. Un travail technologique conséquent a donc été réalisé pour permettre de fabriquer notre composant. De nombreux essais de validations et d'adaptations de procédés de fabrication ont été réalisés. La difficulté réside dans la proximité de composants très différents (SOA, sections passives et photodiodes) qui introduit des reliefs importants ainsi que des phénomènes de proximité (pour les photodiodes par exemple).

Ces étapes de fabrication réalisées, nous avons pu caractériser notre récepteur cohérent ainsi que ses différents composants unitaires (SOA, mixeur et photodiodes). Nous avons, entre autres, démontré :

- Un déséquilibre ou imbalance < 0,5 dB sur la bande C pour notre mixeur
- Une bonne concordance théorie/expérience pour la transmission de notre mixeur sur une gamme de longueur d'onde allant de 1525 nm à 1605 nm
- Une bande passante à -3 dB supérieure à 40 GHz pour notre photodiode
- Un gain de 20 dB pour notre SOA

De plus, notre récepteur cohérent intégrant un SOA présente les caractéristiques principales suivantes :

- Une responsivité sur la voie signal de 5 A/W (contre 0,15 A/W à l'état de l'art)
- Une imbalance de 0,6 dB sur la voie signal (contre 0,5 dB au meilleur de l'état de l'art)

Par ailleurs, des constellations QPSK ont été obtenues à 17 Gbauds et 32 Gbauds avec des facteurs Q de 17,21 dB et 14,07 dB respectivement. Enfin, la puissance optique nécessaire au bon fonctionnement de nos récepteurs avec SOA est plus faible de 18 dB par rapport à celle de nos récepteurs avec SOA.

Cette réussite d'intégration complexe pour un récepteur cohérent ouvre de nombreuses perspectives pour des intégrations futures plus poussées. De plus, les performances atteintes par notre récepteur cohérent pré-amplifié en fait un candidat sérieux pour les futures transmissions cohérentes à 400 Gbit/s.

Résumé :

Ce travail porte sur la conception, la fabrication et la caractérisation d'un photorécepteur cohérent en filière PIC InP pour les applications 100-400 Gbit/s. La solution retenue est un récepteur cohérent pré-amplifié par un SOA pour permettre d'améliorer la responsivité du récepteur par rapport à un récepteur cohérent classique. De plus, ce récepteur est réalisé en technologie enterrée pour permettre un fonctionnement sur une plus grande gamme de longueurs d'onde. Enfin, un récepteur cohérent non pré-amplifié est aussi réalisé pour pouvoir évaluer l'impact de l'intégration du SOA sur le fonctionnement de notre récepteur.

La première partie de cette étude est consacrée à des rappels sur les transmissions optiques à très haut débit, à un état de l'art sur les récepteurs cohérents, à une présentation des différents photodétecteurs et à une présentation de l'hybrid 90° qui est le composant cœur des récepteurs cohérents.

Dans un second temps, nous présentons les différents choix retenus pour la conception de notre récepteur. L'étude de deux hybrid 90° simulés en technologie ridge et en technologie enterrée est détaillée. Nous commentons également le choix des photodiodes ainsi que le choix du SOA utilisé pour notre composant.

Le troisième chapitre est consacré aux différentes étapes technologiques permettant la fabrication de notre récepteur cohérent pré-amplifié. Nous commençons par une description des différentes techniques d'épitaxie utilisées. Ensuite, nous présentons en détails les 22 étapes technologiques nécessaires pour réaliser notre récepteur.

Enfin, nous regroupons l'ensemble des caractérisations réalisées sur notre récepteur cohérent. Après un rappel sur les différentes parties de celui-ci et de leurs performances clés, nous caractérisons les composants unitaires formant notre récepteur (mixeur cohérent, photodiodes UTC et SOA). Enfin nous présentons les caractéristiques statiques et dynamiques de notre récepteur et nous comparons ses performances avec celles de l'état de l'art.

Ces travaux de thèse ont permis de démontrer la faisabilité d'un récepteur pré-amplifié utilisant un SOA intégré en technologie InP enterrée avec un record de responsivité de 5 A/W. Ceci représente un gain de 12,5 dB par rapport à un récepteur cohérent non amplifié idéal et un gain de 15,5 dB par rapport à l'état de l'art des récepteurs cohérents. De plus, la consommation engendrée par cette intégration reste très faible (240 mW). Enfin, nous avons démontré une démodulation à 32 Gbauds avec un facteur Q de 14 dB. La bande passante de 40 GHz de nos diodes est compatible avec des applications à 56 Gbauds et peut être améliorée pour des applications à 100 Gbauds en réduisant la taille des photodiodes. Ce travail de thèse ouvre donc le chemin pour de nouveaux récepteurs pré-amplifiés par un SOA pour des applications à 400 Gbit/s.

Abstract :

This work focuses on the design, manufacturing and characterization of a coherent photoreceptor in PiC InP for 100-400 Gbit/s applications. The chosen solution is a preamplified coherent receiver with an SOA to improve the responsivity compared to a conventional coherent receiver. In addition, this receiver is made in buried technology to allow operation over a wider range of wavelengths. Finally, a coherent receiver without SOA is also produced to be able to evaluate its impact on the performances of our receiver.

The first part of this study is devoted to reminders about very high speed optical transmissions, about state of the art on coherent receivers, about a presentation of the different photodetectors and a presentation of the 90° hybrid which is the core component in coherent receivers.

Secondly, we present the various choices made for the design of our receiver. The study of two 90° hybrids simulated in ridge or in buried technology is detailed. We also comment the choices of photodiodes and SOA used for our component.

The third chapter is devoted to the different technological steps used to build our preamplified receiver. We start with a description of the different epitaxial techniques used. Then, we present in detail the 22 technological steps required to realize our receiver.

Finally, we group all the characterizations performed on our coherent receiver. We characterize the unitary components of our receiver (hybrid 90°, UTC photodiodes and SOA). Finally we present the static and dynamic characteristics of our receiver and we compare its performances with the state of the art.

This thesis demonstrates the feasibility of a preamplified receiver using a SOA in buried InP technology with a record of responsivity of 5 A/W. This represents a gain of 12.5 dB compared to an ideal coherent receiver and a gain of 15,5 dB compared to the state of the art. In addition, the consumption generated by this integration remains very low (240 mW). Finally, we have demonstrated a 32 Gbauds demodulation with a Q factor of 14dB and the 40 GHz bandwidth of our photodiodes is compatible with 56 Gbauds applications. It can be improved for 100 Gbauds applications by reducing the size of our photodiodes. This thesis opens the way for a new preamplified coherent receiver for 400 Gbit/s applications.