



HAL
open science

Circuits photoniques intégrés incluant des lasers hybrides III-V sur silicium pour applications en télécommunication très haut débit

Guillaume Levaufre

► **To cite this version:**

Guillaume Levaufre. Circuits photoniques intégrés incluant des lasers hybrides III-V sur silicium pour applications en télécommunication très haut débit. Optique / photonique. Université Paris Saclay (COmUE), 2016. Français. NNT : 2016SACLS304 . tel-01407226

HAL Id: tel-01407226

<https://theses.hal.science/tel-01407226v1>

Submitted on 1 Dec 2016

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.

NNT : 2016SACLS304



THÈSE DE DOCTORAT
DE
L'UNIVERSITÉ PARIS-SACLAY
PRÉPARÉE A
L'UNIVERSITÉ PARIS-SUD

ÉCOLE DOCTORALE N° 575 EOBE
Electrical, Optical, Bio-physics and Engineering

Spécialité
Électronique et Optoélectronique, Nano et Microtechnologies

Par

M. Guillaume LEVAUFRE

**CIRCUITS PHOTONIQUES INTEGRES INCLUANT DES LASERS HYBRIDES III-V SUR
SILICIUM POUR APPLICATIONS EN TELECOMMUNICATION TRES HAUT DEBIT**

Thèse présentée et soutenue à Palaiseau, le 03/10/2016 :

Composition du Jury :

M. Ramdane Abdherrahim	Directeur de recherche, C2N-LPN	Président
M. Gauthier-Lafaye Olivier	Chargé de recherche, LAAS	Rapporteur
M. Seassal Christian	Directeur de recherche, INL	Rapporteur
M. Jany Christophe	Ingénieur de recherche, CEA-Leti	Examineur
M. Peucheret Christophe	Professeur, ENSSAT	Examineur
M. Duan Guang-Hua	Ingénieur de recherche, III-V Lab	Encadrant
M. Vivien Laurent	Directeur de recherche, C2N-IEF	Directeur

*... A mon père,
Cet accomplissement est aussi le sien.*

*« Qui ne doute pas acquiert peu »
L. De Vinci*

Remerciements

L'écriture de cette page marque à la fois le commencement de ce manuscrit et l'achèvement de mon ouvrage de thèse. Un exercice plaisant, pour enfin exprimer ma gratitude envers tous les acteurs de cette expérience.

Après plusieurs années de travail, de recherches personnelles et d'accomplissements collectifs, je peux aujourd'hui proposer au monde ma modeste contribution à l'avancée technologique de notre espèce. Comme il aurait été hasardeux de chercher à se réaliser seul, j'ai eu la chance d'être accompagné, guidé et encouragé par des personnalités remarquables qui méritent d'en être remerciées.

J'ai ainsi eu le plaisir, durant de nombreux mois, de parcourir et d'exploiter les ressources à disposition dans les différents locaux du laboratoire III-V Lab, à Marcoussis puis à Palaiseau.

Je tiens pour cela à remercier M. François Brillouet, directeur au moment de mon acceptation en thèse, pour m'avoir offert cette précieuse opportunité. Plus encore, je remercie M. François Luc, dirigeant du GIE depuis 2014, pour son accessibilité, son implication et son professionnalisme qui ont été autant de sources d'inspiration et de motivation au cours de nos rencontres.

Mes pensées vont ensuite au duo qui a orchestré et rendu possible la réussite de cette thèse. J'adresse ainsi mes plus sincères remerciements à M. Guang-Hua Duan, chef de projet « Photonique sur Silicium », qui a choisi de placer sa confiance en moi, à un moment important pour son équipe. Il m'a encadré et poussé à me dépasser, faisant preuve d'une grande ouverture d'esprit à mon égard, et m'a ainsi instruit avec rigueur et patience des mystères de la photonique sur silicium (et bien d'autres). Si l'avenir m'offre de devenir un scientifique accompli, je le devrais beaucoup à son influence.

Que soit largement remercié mon directeur de thèse M. Laurent Vivien, qui a veillé sur moi avec bienveillance et disponibilité. Ses encouragements, le recul de ses analyses et nombre d'autres qualités humaines m'ont permis de me sortir des embûches de cette épreuve de fond qu'est la réalisation d'une thèse. J'ai pu grâce à lui rencontrer les membres du groupe « Micro et Nano composants photoniques sur silicium » du C2N (IEF), dont je remercie notamment Delphine Marris-Morrini, Eric Cassan et Xavier Leroux pour nos échanges et nos collaborations, en déplacement ou à l'université.

Ma reconnaissance va aussi à mes collègues du III-V Lab, avec sans ordre de préférence, Dalila Make, une grande dame qui fut pour moi une référence quotidienne de dynamisme et de gentillesse, Christophe Jany, qui distilla ses conseils et ses remarques à juste titre et façonna sans relâche certains des composants au cœur de cette thèse, Alexandre Shen, généreux partenaire de projet, de mesures et de réflexions, Geneviève Glastre, dont la vigueur d'esprit et l'intégrité force mon admiration, Alain Accard, l'infatigable artisan de nos composants en salle blanche et qui fut un très sympathique homme d'expérience, Alexandre Garreau, toujours là pour nous aider à voir le « bon » côté des choses, Hélène Debregeas, qui depuis nos premiers échanges, a laissé flotter dans son sillage la voie à suivre pour devenir une personne de valeur, mais aussi Sophie Barbet, Francis Poingt, Nadine Lagay et François Lelarge, artistes de haut niveau à l'origine des plaques qui ont servi tout au long de ce travail.

Je tiens également à remercier M. Romain Brenot, qui représente à mes yeux la synthèse de l'excellence et de l'esprit libre « à la française », et pour qui j'ai un profond respect, compte tenu de toute l'aide qu'il aura bien voulu m'apporter, avec toujours autant de pertinence, de pédagogie et un soupçon de dérision.

J'adresse mes remerciements à M. Frédéric Pommereau, qui fut à sa façon mon premier formateur, à l'heure de réaliser le stage préalable à cette thèse. Il a su m'initier aux arcanes de la

« techno » en salle blanche, et aujourd'hui plus que jamais veille au grain sur le bon déroulement de toute cette machinerie.

Je remercie également Frédéric Van Dijk, et Michael Faugeron, pour leur assistance et leurs conseils scientifiques, ainsi que pour leur aimable compagnie pendant nos randonnées restauratrices quotidiennes.

Je remercie tout autant mes collègues de Orange Lab et du CEA Leti, qui m'ont tour à tour accueilli dans leurs locaux, M. François Charbonnier qui m'a aidé à exploiter au mieux certains de nos composants avec beaucoup de sympathie, Ségolène Olivier, notre indéfectible partenaire pour le suivi des projets à Grenoble, et Christophe Kopp, qui m'a aimablement permis de poursuivre mon travail sous l'étiquette de son équipe.

Comment ne pas tirer mon chapeau à l'équipe de support administratif du III-V Lab, avec en premier lieu Pascale Téphaine, redoutable d'efficacité et toujours présente pour aider les thésards (et les permanents) en détresse, Nathalie Martin la « comptable » qui fut parfois une mère pour nous tous, Maryline Bèguet et Myriam Oudart, pour leur indéfectible assistance technique.

Ce serait pour moi un crève-cœur d'oublier certaines des personnes qui ont contribué à mener ce projet de thèse à bien, par leur action ou leur présence. Je souhaite ici qu'elles en soient remerciées de plein droit.

Comment ne pas évoquer mes collègues doctorants au moment où ils viendront « s'inspirer » de ce document, camarades de machine à café, de salle blanche et de conférences, Anaëlle, Marco, Alban, Guillaume, Cécile... Nombreux sont les ingénieurs et docteurs avec qui j'ai eu le plaisir d'échanger, mais je remercie particulièrement mes amis de la team Siphon (aka « Derrick ») Lina, Xavier, Inès, Antonin, Peter et David, qui sont devenus aussi indissociables de mon travail que le silicium de nos plaques, et sans qui cette aventure aurait été bien fade, sans les innombrables débats qui faisaient régulièrement bouillonner notre bureau. Je suis sûr que cette sympathique émulsion d'esprits fût plus profitable à tout un chacun qu'une attitude individualiste.

Une ligne spéciale pour mon ami Nils, qui a enrichi chaque moment de nos thèses de sa bonne humeur, en conférences, au labo ou en soirées. Merci camarade pour ces années.

Je remercie aussi par écrit ma famille, mes parents, ma tante et mes cousins, pour leur soutien sans faille et leurs encouragements.

Enfin, un immense merci pour celle(s) qui m'a avec tendresse, soutenu, supporté, corrigé, des jours et nuits durant, pour que mon rêve puisse parvenir à son achèvement.

Table des Matières

REMERCIEMENTS	3
TABLE DES MATIERES	5
TABLE DES ILLUSTRATIONS	7
PREAMBULE	13
I. LES CIRCUITS PHOTONIQUES INTEGRES A L'ERE DE L'INFORMATION NUMERIQUE	16
I.1. LES RESEAUX DE TELECOMMUNICATIONS MODERNES : DE L'ELECTRONIQUE A L'OPTIQUE	18
I.1.1. Contexte	18
I.1.2. Aperçu des réseaux de télécommunication optique	24
I.1.3. Nouvelles exigences sur les transmissions optiques	33
I.1.4. Les matériaux de la photonique	36
I.1.5. Vers l'intégration des circuits	38
I.2. L'AVENEMENT DES PIC III-V SUR SILICIUM	41
I.2.1. La photonique sur silicium : Définition et enjeux	41
I.2.2. Intégration de la source	41
I.2.3. Etat de l'art des sources lasers III-V sur InP et sur silicium.	47
I.2.4. Cadre et enjeux de la thèse	49
II. EMETTEUR III-V SUR SILICIUM A MODULATION EXTERNE INTEGREE CENTRE A 1,3μM	52
II.1. APPLICATION AUX LIENS OPTIQUES DATACOMS	54
II.1.1. Contexte : Les liens optiques pour le datacom :	54
II.1.2. Spécificités des transmissions à 1,3μm	58
II.1.3. Emetteurs WDM intégrés	59
II.2. CONCEPTION D'UN LASER HYBRIDE III-V SUR SILICIUM	62
II.2.1. Structures épitaxiales et profils de guides	62
II.2.2. Transfert modal par transition adiabatique	66
II.2.3. Réseau de Bragg pour l'émission à rétro-action distribuée :	71
II.2.4. Caractérisation des performances optiques	75
II.3. INTEGRATION DES MODULATEURS A ELECTRO-ABSORPTION III-V SUR SILICIUM	80
II.3.1. Modulation en amplitude par effet de confinement quantique Starck	80
II.3.2. Transmission optique dans un MEA	81
II.3.3. Influence du design sur les performances de modulation	85
II.4. RESULTATS EXPERIMENTAUX DE TRANSMISSION D'UN EMETTEUR EML	90
II.4.1. Banc de mesure	90
II.4.2. Puce intégrée 4x25G	91
II.4.3. Performances de la transmission	92
II.4.4. Discussions des performances globales et optimisations	95
II.4.5. Conclusion	97
III. LASER ACCORDABLE HYBRIDE MODULE DIRECTEMENT ET CENTRE A 1,55μM	98
III.1. APPLICATION AUX RESEAUX OPTIQUES PASSIFS DE NOUVELLE GENERATION	99
III.2. DESCRIPTION ET CARACTERISATION DU DISPOSITIF ETUDIE	103
III.2.1. Architecture d'un laser accordable hybride	103
III.2.2. Equipements de caractérisation et banc de mesure	106
III.2.3. Puissance de sortie et couplage	108
III.2.4. Comportement thermique des lasers hybrides III-V sur silicium	111
III.2.5. Températures caractéristiques T_0 et T_1	116
III.2.6. Résistance thermique	118
III.2.7. Résonateurs en anneaux	119
III.2.8. Point de fonctionnement et accordabilité	125
III.3. COMPORTEMENT EN MODULATION DIRECT	128
III.3.1. Modulation en amplitude	128
III.3.2. Réaction de la zone active et bande passante	129
III.3.3. Taux d'erreur Binaire	131
III.3.4. Mesure du facteur de Henry	133
III.3.5. Conséquences et exploitation du chirp	134
III.4. RESULTATS EXPERIMENTAUX DE TRANSMISSIONS EN RESEAU TELECOM	135

<i>III.4.1. Performances de la transmission</i> -----	135
<i>III.4.2. Discussion des résultats</i> -----	138
CONCLUSION GENERALE -----	139
ANNEXES -----	142
A. INTEGRATION MONOLITHIQUE GERMANIUM SUR SILICIUM -----	142
B. GAIN OPTIQUE ET AMPLIFICATION POUR L'EMISSION LASER -----	143
C. GUIDES D'ONDES OPTIQUES ET THEORIE DES MODES COUPLES -----	147
D. RESEAUX DE BRAGG POUR COUPLAGE ET RETRO-ACTION DISTRIBUEE -----	148
E. CAVITE HYBRIDE RESONNANTE -----	151
VALORISATION SCIENTIFIQUE -----	154
BIBLIOGRAPHIE -----	156
LISTE DES NOTATIONS -----	165

Table des Illustrations

FIGURE I-1 NOMBRE DE DISPOSITIFS INTERNET CONNECTES DANS LE MONDE EN 2012 ET PROJECTION POUR 2020. [7]	19
FIGURE I-2 PHASES D'ÉVOLUTION DU TRAFIC INTERNET MONDIAL DEPUIS 1970 ET PROJECTION POUR 2020 [8]	19
FIGURE I-3 ILLUSTRATION DE LA LOI DE MOORE PAR L'AUGMENTATION DE LA DENSITÉ DE TRANSISTORS PAR CIRCUITS INTÉGRÉS ET DU COUT UNITAIRE PAR TRANSISTOR INTÉGRÉ [11]	20
FIGURE I-4 ÉVOLUTION DES CIRCUITS ÉLECTRONIQUES INTÉGRÉS CES 40 DERNIÈRES ANNÉES : AUGMENTATION DU NOMBRE DE TRANSISTOR, DE LEUR FRÉQUENCE DE FONCTIONNEMENT, DE LA PERFORMANCE PAR FLUX D'INSTRUCTION, DE LA PUISSANCE ÉLECTRIQUE TYPIQUE ET DU NOMBRE DE CŒUR D'UN PROCESSEUR CMOS. [14]	21
FIGURE I-5 ATTÉNUATION D'UN SIGNAL EN FONCTION DE SA FRÉQUENCE LE LONG DES DIFFÉRENTS SUPPORTS DE TRANSMISSION ([16]).	22
FIGURE I-6 COMPARATIF DES AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS DES 3 TECHNOLOGIES DE SUPPORT DE LA TRANSMISSION.	23
FIGURE I-7 SPECTRE D'ABSORPTION D'UNE FIBRE OPTIQUE DE SILICE DANS LE PROCHE INFRAROUGE (HAUT) PAR RAPPORT À L'ÉTENDUE DU SPECTRE ÉLECTROMAGNÉTIQUE (BAS)	23
FIGURE I-8 BANDES TELECOMS USUELLES EN LONGUEUR D'ONDE.....	24
FIGURE I-9 STRUCTURE ET PROFIL D'INDICE DES TYPES DE FIBRES OPTIQUES USUELS POUR LES TELECOMMUNICATIONS	24
FIGURE I-10 ARCHITECTURE VERTICALE DES COUCHES PHYSIQUES DES RESEAUX DE TELECOMMUNICATIONS, ET LEUR EQUIVALENT ANGLOPHONE	25
FIGURE I-11 APERÇU DU RESEAU MONDIAL DES LIAISONS SOUS-MARINES PAR FIBRE OPTIQUE EN 2016 [18].....	26
FIGURE I-12 TYPE D'INTERCONNEXION POUR LE RACCORDEMENT FINAL D'UN LIEN OPTIQUE CHEZ L'USAGER.	27
FIGURE I-13 SCHEMA D'UN RESEAU DE DISTRIBUTION D'ACCES FFTH PAR UNE LIAISON OPTIQUE POINT-A-POINT (PTP) OU UN RESEAU OPTIQUE PASSIF (PON).	28
FIGURE I-14 ILLUSTRATION DES PRINCIPAUX FORMATS DE MODULATION AVEC LA CONSTELLATION ASSOCIEE	30
FIGURE I-15 REPRESENTATION DE LA CONSTELLATION DE SYMBOLES POUR UNE MODULATION QAM16	30
FIGURE I-16 SCHEMA D'UNE LIAISON WDM A PLUSIEURS CANAUX.....	31
FIGURE I-17 REPRESENTATION SCHEMATIQUE DES CANAUX CWDM ET DWDM	31
FIGURE I-18 TABLEAU COMPARATIF DES TECHNOLOGIES DE MULTIPLEXAGE CWDM ET DWDM	32
FIGURE I-19 PROGRESSION DU DEBIT DE DONNEES DANS UNE FIBRE OPTIQUE EN FONCTION DU NOMBRE DE CANAUX WDM [22] ...	32
FIGURE I-20 AUGMENTATION DE LA DEVIATION STANDARD DU DELAI DANS LES INTERCONNEXIONS ELECTRIQUES AVEC LA REDUCTION DE LA DIMENSION CRITIQUE DES TRANSISTORS CMOS AU COURS DES ANNÉES. [29]	34
FIGURE I-21 COUT UNITAIRE D'UNE INTERCONNEXION SELON SA LONGUEUR A PARTIR DU PIC. [30]	34
FIGURE I-22 ÉVOLUTION DE LA CONSOMMATION ÉNERGETIQUE DES ÉQUIPEMENTS ÉLECTROOPTIQUES DE TELECOMMUNICATIONS [27]	35
FIGURE I-23 EXTRAIT DU TABLEAU PÉRIODIQUE DES COMPOSÉS SEMI-CONDUCTEURS TYPE IV, ET III-V. [35]	36
FIGURE I-24 DIAGRAMME DE BANDE À TRANSITION INDIRECTE DU SILICIUM A-CRISTALLIN. [36]	37
FIGURE I-25 CONFIGURATION DES WAFERS SOI DISPONIBLES CHEZ SOITEC	38
FIGURE I-26 COMPOSITION D'UN LIEN OPTIQUE POUR LES TRANSMISSIONS NUMÉRIQUES [6]	38
FIGURE I-27 RÉDUCTION DE LA TAILLE CRITIQUE DES TRANSISTORS DE CIRCUITS INTÉGRÉS ÉLECTRONIQUES	39
FIGURE I-28 ÉVOLUTION DU NOMBRE DE COMPOSANTS INTÉGRÉS DANS UN CIRCUIT PHOTONIQUE AU COURS DU TEMPS POUR DEUX FILIÈRES DE COMPOSANTS OPTO-ÉLECTRONIQUES : CIRCUITS INP OU CIRCUITS HYBRIDES SUR SILICIUM. [32]	40
FIGURE I-29 COUPE SCHEMATIQUE DES APPROCHES D'INTÉGRATION DIRECTE DE LA SOURCE LASER DANS LA PLATEFORME CMOS PAR CROISSANTE OU COLLAGE DE MATÉRIAUX III-V SUR SILICIUM. [47]	42
FIGURE I-30 TABLEAU COMPARATIF DES TECHNIQUES DE COLLAGE DE MATÉRIAUX III-V SUR SILICIUM POUR L'INTÉGRATION HÉTÉROGÈNE. W2W= WAFER-TO-WAFER, OU PLEINE-PLAQUE; D2W= DIE-TO-WAFER, PUCE-SUR-PLAQUE, OU FLIP-CHIP/PICK&PLACE; BCB= BENZOCYCLOBUTÈNE.	43
FIGURE I-31 ILLUSTRATION DU PROCÉDÉ DE RÉALISATION	44
FIGURE I-32 (A) DÉFORMATION DE LA PLAQUE (FLECHE), (B) DÉFAUTS DE PLANEITÉ, (C) MICRORUGOSITÉS	45
FIGURE I-33 MICRORUGOSITÉ DES SURFACES CRISTALLINES, LES ZONES DE CONTACTS ROUGES CRÉENT DES FORCES RÉPULSIVES QUI S'OPPOSENT AU COLLAGE (GAUCHE) ET DÉFAUT DE COLLAGE DU À UNE PARTICULE CONTAMINANTE, DIAMÈTRES RESPECTIFS 2,5MM ET 0,5µM (GAUCHE).	45
FIGURE I-34 APERÇU D'UNE PLAQUE HYBRIDE APRES REPORT ET COLLAGE DE PUCES.....	46
FIGURE I-35 PROCÉDÉ GÉNÉRIQUE DE FABRICATION D'UN LASER HYBRIDE À RUBAN PAR COLLAGE MOLECULAIRE III-V SUR SILICIUM. [51]	46
FIGURE I-36 CAVITÉ LASER HYBRIDE À DIODE III-V SUR SOI, AVEC COUPLAGE DU MODE OPTIQUE DANS LE GUIDE SILICIUM. [38].....	47
FIGURE I-37 TABLEAU COMPARATIF DE L'ÉTAT DE L'ART DES SOURCES III-V/SI ET INP	48
FIGURE I-38 SCHEMA DE PRINCIPE SIMPLIFIE D'UN TRANSMETTEUR 4x25Gb/s POUR LES LIAISONS 100Gb/s.....	49
FIGURE I-39 ÉVOLUTION DES DÉBITS ET DES PROTOCOLES DANS LES RESEAUX D'ACCES [56]	50
FIGURE I-40 SCHEMA DE LA LIAISON OPTIQUE NG-PON2, ET MISE EN ÉVIDENCE DU PLACEMENT DE LA PUCE ÉMETTRICE ACCORDABLE III-V SUR SILICIUM (CADRE VERT)	50

FIGURE II-1 ARCHITECTURE CLASSIQUE DES COUCHES D'INTERCONNEXIONS DANS UN DATACENTER, ET LA NATURE DES LIENS REQUIS SELON DE TYPE D'INTERCONNEXION. <i>AOC= ACTIVE OPTICAL CABLE</i> . [58].....	55
FIGURE II-2 RELATION PORTEE DE TRANSMISSION/ DEBIT DE DONNEE POUR DIFFERENTES TECHNOLOGIES DE LIENS DATACOMS [60]	56
FIGURE II-3 TABLEAU COMPARATIF DES PORTEES ET DES BUDGETS OPTIQUES DES TRANSMISSIONS POUR LES LIENS SMF A LASER FP ET MMF A VCSELS, POUR DIFFERENTS DEBITS. [64, 66].....	57
FIGURE II-4 CONTRIBUTION DES NOUVEAUX PROTOCOLES DE TRANSMISSION DE DONNEES A TRES HAUT DEBIT (10G/40G/100G) AUX CAPACITES GLOBALES DE TRANSMISSION DES TELECOMS ET DES DATACOMS A BASE DE TRANSMETTEURS OPTIQUES SELON LE DEBIT DE DONNEE PAR LIEN. [69].....	57
FIGURE II-5 CABLE OPTIQUE ACTIF (AOC) 40G A BASE DE VCSELS ET DE FIBRES MMF AU FORMAT QSFP+, PORTEE 100M (A DROITE).....	57
FIGURE II-6 PHOTOGRAPHIE D'UN LIEN DUPLEX 100G A DOUBLE FIBRE SMF ET TRANSCEIVER WDM 4x25G A 1,3 μ M AU FORMAT CFP4, PORTEE 10KM (A GAUCHE) CFP4 WDM 4x25G	58
FIGURE II-7 COURBE DE DISPERSION D'UNE FIBRE OPTIQUE MONOMODE (SMF) A SAUT D'INDICE EN SILICE.....	58
FIGURE II-8 EVOLUTION DES FACTEURS DE FORMES, DU NOMBRE ET DU DEBIT PAR LIGNE DES MODULES DE TRANSMISSION, ET L'IMPACT SUR LA DENSITE DE TAUX DE TRANSFERT EN FACADE DES BAIES.	59
FIGURE II-9 SCHEMA D'UN LIEN OPTIQUE A 2 TRANSMETTEURS EML 4x25 Gb/S INTEGRANT LES ETAGES D'EMISSION (Tx) ET DE RECEPTION (Rx) POUR DES TRANSMISSIONS A 100Gb/S PAR MULTIPLEXAGE DE LONGUEURS D'ONDE (WDM).	60
FIGURE II-10 SCHEMA D'UN EMETTEUR Nx25 Gb/S A N LASERS DFB DIRECTEMENT MODULES (DML) INTEGRES EN III-V SUR SILICIUM ET A CHIRP CONTROLE (CML) PAR FILTRES EN ANNEAUX.	60
FIGURE II-11 SCHEMA D'UN EMETTEUR Nx25Gb/s A PEIGNE LASER INTEGRE EN III-V SUR SILICIUM ET MODULATEURS EN ANNEAUX.	61
FIGURE II-12 SCHEMA DES 2 STRUCTURES DE GUIDES SILICIUM PASSIFS REALISES SUR NOTRE PATEFORME SOI. ILS SONT SURMONTES D'UNE EPAISSEUR DE SILICE (50NM) DESTINEE AU COLLAGE MOLECULAIRE.	62
FIGURE II-13 SIMULATION DU MODE OPTIQUE FONDAMENTAL (TE0) D'UN GUIDE RIB 500/300NM ET 1 μ M DE LARGE A 1310NM. 63	63
FIGURE II-14 TABLEAU DES DIMENSIONS DES GUIDES SILICIUM ET RESEAUX DFB SELON LA PATEFORME UTILISEE DANS CHAQUE PROJET.	63
FIGURE II-15 EMPILEMENT DES COUCHES EPITAXIALES DE LA STRUCTURE ACTIVE QW DES PROJETS TRX 4x25 ET SEQUOIA	64
FIGURE II-16 EMPILEMENT DES COUCHES EPITAXIALES DE LA STRUCTURE ACTIVE QD DU PROJET SEQUOIA	64
FIGURE II-17 VUE SCHEMATIQUE EN COUPE DE L'ARCHITECTURE D'UN LASER HYBRIDE III-V SUR SILICIUM, SELON LE PROFIL « DEEP » (A GAUCHE) OU « SHALLOW » (A DROITE) DU RUBAN III-V.	65
FIGURE II-18 SIMULATION DU MODE HYBRIDE COUPLE ENTRE LE GUIDE SILICIUM RIB ET LA STRUCTURE ACTIVE MQW, POUR UN MODE CONFINE DANS UN GUIDE PUREMENT Si (A GAUCHE), ET POUR UN MODE CONFINE DANS UN GUIDE HYBRIDE III-V SANS RUBAN SILICIUM (A DROITE).....	67
FIGURE II-19 TABLEAU COMPARATIF DES INDICES EFFECTIFS DES MODES Si ET III-V POUR DIFFERENTES GEOMETRIE DE RUBAN III-V. 67	67
FIGURE II-20 VARIATION DE L'INDICE EFFECTIF DU MODE TE0 POUR DES RUBANS III-V DEEP.	68
FIGURE II-21 SIMULATION DU PROFIL DE CHAMP ELECTRIQUE D'UN SUPERMODE HYBRIDE COUPLE DU MODE OPTIQUE AU NIVEAU DE LA TRANSITION MODALE ENTRE LE GUIDE ACTIF III-V VERS LE GUIDE PASSIF SILICIUM AU TRAVERS D'UN TAPER ADIABATIQUE DE 150 μ M. (T>98%)	69
FIGURE II-22 COMPARAISON ENTRE LES PUISSANCES COUPLEES ENTRE LE GUIDE SILICIUM ET LE GUIDE III-V POUR DEUX VALEURS DE COEFFICIENT DE COUPLAGE DES GUIDES ET DEUX GEOMETRIE DE GRAVURE DU RUBAN III-V POUR UNE STRUCTURE A PUISSANCES QUANTIQUES.	69
FIGURE II-23 SCHEMA DE LA ZONE DE TRANSITION MODALE (TAPER) ENTRE LA ZONE ACTIVE III-V ET LE GUIDE PASSIF Si, AVEC TRANSFORMATION DU PROFIL DU GUIDE III-V SHALLOW/DEEP, ELARGISSEMENT DU RUBAN Si POUR LE TRANSFERT ADIABATIQUE DE LA PUISSANCE OPTIQUE, ET GUIDE A PERTE EN EXTREMITE DU RUBAN III-V. (NON A L'ECHELLE)	70
FIGURE II-24 COURBE DU PROFIL EN LARGEUR DES TAPERS EN GUIDE SILICIUM RIB 500/300NM CONÇU POUR LES STRUCTURES QUANTIQUES QD ET QW EN RUBAN DEEP DE 1,5 μ M DE LARGE.	71
FIGURE II-25 SIMULATION DU TRANSFERT MODALE DU GUIDE SILICIUM VERS LE GUIDE III-V AVEC 2 TAPERS ADIABATIQUES DE TRANSITION (FIMMWAVE).....	71
FIGURE II-26 VUE SCHEMATIQUE EN COUPE LONGITUDINALE D'UN LASER DFB III-V SUR SILICIUM A SAUT DE PHASE (NON A L'ECHELLE).	72
FIGURE II-27 ILLUSTRATION DES 3 MODES OPTIQUES POUVANT APPARAÎTRE AU SEIN D'UN LASER DFB HYBRIDE (SOURCE, T.DUPONT « REALISATION DE SOURCES LASER III-V SUR SILICIUM », 2011).	72
FIGURE II-28 VARIATION DU COEFFICIENT DE COUPLAGE κ ENTRE UN RUBAN III-V A QD ($L_{R35}=2\mu$ M, $L_{SH35}=8\mu$ M) ET UN GUIDE Si RIB ($H_{Si}=500$ NM), EN FONCTION DE LA LARGEUR L_{R5} ET DE LA PROFONDEUR DU RESEAU DE BRAGG GRAVE SUR CE GUIDE.	73
FIGURE II-29 VARIATION DU CONFINEMENT OPTIQUE SELON LA GEOMETRIE DEEP OU SHALLOW DU GUIDE III-V.	74
FIGURE II-30 VARIATION DE L'INDICE EFFECTIF DU MODE TE0 POUR DES RUBANS III-V A QDS GRAVES EN DEEP OU SHALLOW, POUR DEUX HAUTEURS DE GUIDE SILICIUM.	74
FIGURE II-31 VARIATION DU CONFINEMENT DU MODE OPTIQUE TE0 DANS LES COUCHES A BOITES QUANTIQUES POUR DES RUBANS DEEP ET SHALLOW, SELON LA HAUTEUR DU GUIDE SILICIUM.	74
FIGURE II-32 VARIATION DU COEFFICIENT DE COUPLAGE DU RESEAU DFB POUR 2 LARGEURS DE GUIDE III-V EN FONCTION DE LA LARGEUR DU GUIDE SILICIUM.....	75

FIGURE II-33 COURBE P(I) A 21°C D'UN LASER DFB MQW HYBRIDE III-V SUR SILICIUM AVEC UN RESEAU DE 350µM DE LONG ET 0,7µM DE LARGE, ET UN RUBAN III-V DE 2µM DE LARGE.	76
FIGURE II-34 COURBES DES CARACTERISTIQUES P(I) SUPERPOSEES DE 18 LASERS DFB DE 350µM DE LONG. LES NOMBRES PAIRS CORRESPONDENT A DES GUIDES III-V DE 2µM DE LARGE, ET LES IMPAIRS A DES GUIDES DE 4µM.	76
FIGURE II-35 EXEMPLE DE SPECTRE DFB AU CENTRE DE LA BANDE DE GAIN DU MATERIAU ACTIF, AVEC UN RESEAU A SAUT DE PHASE 440/220NM DE PAS 204NM ET DE LARGEUR $L_{RSI}=0,6\mu\text{m}$	77
FIGURE II-36 EVALUATION DE LA PUISSANCE OPTIQUE ISSUE D'UN LASER ACCORDABLE HYBRIDE III-V SUR SILICIUM DE 800µM DE SECTION ACTIVE (RUBAN 2µM) AU TRAVERS D'UN MEA HYBRIDE DE 125µM AVEC UN GUIDE SILICIUM DE 0,6µM DE LARGE. .	77
FIGURE II-37 VARIATION DE LA LONGUEUR D'ONDE DE LA RAIE D'EMISSION DFB EN FONCTION DU COURANT D'INJECTION.	78
FIGURE II-38 TABLEAU RECAPITULATIF DES LONGUEURS D'ONDE D'EMISSION DES LASERS DFB T4x25, ET LA VALEUR DU COEFFICIENT DE COUPLAGE K MESUREE.	78
FIGURE II-39 COMPARAISON DE LA PUISSANCE COUPLEE A PARTIR D'UN LASER FP HYBRIDE DE 600µM EN FONCTION DU TYPE DE RESEAU DU COUPLEUR VERTICAL ET DE LA LARGEUR L_{RSI} DU RUBAN SILICIUM.	79
FIGURE II-40 PRINCIPE DU MODULATEUR ELECTRO ABSORBANT. A CHAMP ELECTRIQUE NUL ($F=0$), LE MEA EST A L'ETAT OUVERT ET A CHAMP NON NUL ($F\neq 0$), LE MEA EST A L'ETAT FERME.	80
FIGURE II-41 SCHEMA D'UN LASER ACCORDABLE (TUL) ET D'UN MODULATEUR A ELECTRO-ABSORPTION (MEA) INTEGRES SUR SILICIUM.	82
FIGURE II-42 (A) SPECTRE SUPERPOSES D'UN TUL POUR 2 COURANTS D'INJECTION ($r=1$ ET $1,4$) ; (B) COURBE P(V) D'ABSORPTION DU MEA INTEGRE AUX LONGUEURS D'ONDES CORRESPONDANTES (1329NM ET 1336NM).	82
FIGURE II-43 COURBES DE TRANSMISSION D'UN MEA DE 2µM DE LARGE ET 350µM DE LONG POLARISE DE 0V A -2V.	83
FIGURE II-44 SCHEMA D'UNE PUCE DFB+MEA+SOA INTEGREE EN III-V SUR SILICIUM,	83
AVEC CHEMINEMENT DU MODE OPTIQUE.	83
FIGURE II-45 SPECTRES D'EMISSION D'UN LASER DFB HYBRIDE III-V SUR SILICIUM (600µM DE LONG, 4µM DE LARGE) INTEGRE AVEC UN MEA (150µM DE LONG, GUIDE SEPRE) ET UN SOA (400µM DE LONG).	84
FIGURE II-46 CARACTERISTIQUE P(V) D'UN MEA DE 150µM DE LONG INTEGRE AVEC UN LASER DFB HYBRIDE DE 600µM DE LONG (ET SOA DE 400µM DE LONG).	84
FIGURE II-47 SPECTRES SUPERPOSES DE LA RAIE LASER DFB ETEINTE PAR LE MEA INTEGRE POUR DIFFERENTES TENSIONS DE POLARISATION.	84
FIGURE II-48 SCHEMA DE L'ARCHITECTURE LONGITUDINALE DE 2 COUPLES DFB+MEA INTEGRES EN III-V SUR SILICIUM, SELON LE MODE DE TRANSFERT DE LA PUISSANCE OPTIQUE DE LA SOURCE VERS LE MODULATEUR : PAR REDESCENTE DANS LE SILICIUM (EN HAUT), OU PAR GUIDE III-V CONTINU (EN BAS).	86
FIGURE II-49 COURBES DE BANDES-PASSANTES EN MODULATION PETIT SIGNAL D'UN MEA DE 150µM DE LONG ET 2µM DE LARGE POUR DIFFERENTES TENSION DE POLARISATION ($r_{LASER}=1.3$).	87
FIGURE II-50 DIAGRAMME DE L'ŒIL EN BTB DU MEME MEA MODULE EN 1VPP A 2,5Gb/s (A GAUCHE) ET 10Gb/s (A DROITE). ...	87
FIGURE II-51 COUPE TRANSVERSALE SCHEMATIQUE DE LA SECTION ACTIVE HYBRIDE D'UN MEA III-V SUR SILICIUM, AVEC SUPERPOSITION DU CIRCUIT ELECTRIQUE EQUIVALENT. LA DENSITE DES POINTILLES REPRESENTA LA CONCENTRATION DE DOPANT RELATIVE ENTRE LES MATERIAUX.	88
FIGURE II-52 VUE AERIENNE D'UN MASQUE DES NIVEAUX III-V DE LA NOUVELLE GENERATION DE DFB INTEGRES AVEC DES MEA (EML) POUR LE T4x25.	88
FIGURE II-53 CARACTERISTIQUE C(V) D'UN EAM DE 350µM DE LONG INTEGRE AVEC UN DFB, AVEC UN GUIDE III-V CONTINU DE 4µM DE LARGE.	89
FIGURE II-54 COURBE DE REPONSE D'UN MODULATEUR EAM HYBRIDE III-V SUR SILICIUM (150µM) DE DERNIERE GENERATION.	89
FIGURE II-55 VUE LARGE A GAUCHE (A) ET RAPPROCHEE A DROITE (B) DE LA PLATEFORME DE CARACTERISATION SOUS POINTES (PROBER) AVEC COUPLAGE VERTICALE POUR LES COMPOSANTS SUR PLAQUE.	90
FIGURE II-56 APERÇU INFRAROUGE DE L'EMISSION LASER AU TRAVERS DES COUPLEURS VERTICAUX D'UN LASER DFB HYBRIDE.	91
FIGURE II-57 VUE AERIENNE DU MASQUE D'UNE PUCE T4x25 INTEGREE EN III-V SUR SILICIUM.	91
FIGURE II-58 SPECTRES SUPERPOSES DE 4 LASERS DFB INTEGRES ISSUS DE 2 EMETTEURS SIMILAIRES 4x25 A 20°C. LA VALEUR EFFECTIVE DU PAS DU RESEAU DFB EST LEGEREMENT DIFFERENTE ENTRE LES LASERS DE LA COURBE DE GAUCHE ET CEUX DE LA COURBE DE DROITE.	92
FIGURE II-59 SCHEMA DU BANC DE MESURE DES DEMONSTRATEURS DFB+MEA (EML) INTEGRES EN III-V SUR SILICIUM.	92
FIGURE II-60. DIAGRAMME DE L'ŒIL DES TRANSMISSIONS A 25Gb/s EN BTB D'UN LASER DFB EML HYBRIDE A 25Gb/s AVEC PRE-DISTORSION (A GAUCHE), ET SANS PRE-DISTORSION (A DROITE).	93
FIGURE II-61 DIAGRAMME DE L'ŒIL D'UN MEA INTEGRE DE 150µM DE LONG A 32Gbit/s AVEC PRE DISTORSION. (1,2VPP)	93
FIGURE II-62 MASQUE D'UN EMETTEUR INTEGRE EML+SOA EN III-V SUR SILICIUM.	94
FIGURE II-63 SCHEMA DU BANC DE MESURE D'UN DEMONSTRATEUR INTEGRE EML+SOA EN III-V SUR SILICIUM.	94
FIGURE II-64 DIAGRAMME DE L'ŒIL DE LA MODULATION A 16Gb/s EN BTB D'UN DEMONSTRATEUR EML+SOA INTEGRE EN III-V SUR SILICIUM ($I_{LASER}=150\text{mA}$; $MEA=-0,6\text{V}\pm 0,6\text{V}$; $SOA=90\text{mA}$; AVEC PRE-DISTORSION)	95
FIGURE II-65 DIAGRAMME DE L'ŒIL DE LA MODULATION A 25Gb/s EN BTB D'UN DEMONSTRATEUR EML+SOA INTEGRE EN III-V SUR SILICIUM ($I_{LASER}=150\text{mA}$; $MEA=-0,6\text{V}\pm 0,6\text{V}$; $SOA=90\text{mA}$; AVEC PRE-DISTORSION)	95
FIGURE II-66 DIAGRAMME DE L'ŒIL DE LA MODULATION A 32Gb/s EN BTB D'UN DEMONSTRATEUR EML+SOA INTEGRE EN III-V SUR SILICIUM ($I_{LASER}=150\text{mA}$; $MEA=-0,6\text{V}\pm 0,6\text{V}$; $SOA=90\text{mA}$; AVEC PRE-DISTORSION)	95

FIGURE III-1 SPECTRE DES LONGUEURS D'ONDE TELECOMS EMPLOYEES DANS LES RESEAUX OPTIQUES PASSIFS, PAR RAPPORT AUX CARACTERISTIQUES DES FIBRES ET DES AMPLIFICATEURS RAMAN. (LES BANDES DE GARDES SONT INCLUSES POUR EVITER LES INTERFERENCES; RF CORRESPOND AUX RADIOFREQUENCES DEDIEES AUX SERVICES VIDEO ; PTP SONT LES LONGUEURS D'ONDES RESERVEES AUX LIAISONS POINT-TO-POINT ; OTDR CORRESPOND A OPTICAL TIME DOMAIN REFLECTOMETER, POUR LES INSTRUMENTS DE REPERAGE SPATIAL DES DEFAUTS SUR LES LIGNES). [70].....	100
FIGURE III-2 EVOLUTION DES TECHNOLOGIES DE RESEAUX OPTIQUES PASSIFS (PON) ET SCHEMA SIMPLIFIE DE PRINCIPE.....	100
FIGURE III-3 SCHEMA D'UN RESEAU OPTIQUE PASSIF DE NOUVELLE GENERATION (NG-PON2) EN TECHNOLOGIE TWDM, AVEC UTILISATION ET RETROCOMPATIBILITE DES INFRASTRUCTURES ISSUES DU GPON/XGPON EN TDMA (LIGNE ROUGE).	101
FIGURE III-4 TABLEAU ILLUSTRATIF DE LA GRILLE ITU DES CANAUX DEDIES AU TWDM-PON (NG-PON2) AVEC GRILLE DE 100GHZ. [89]	101
FIGURE III-5 TABLEAU DES SPECIFICATIONS DU PROTOCOLE NG-PON2 POUR LE SENS MONTANT/DESCENDANT A 2,5Gb/s ET 10Gb/s. [89]	102
FIGURE III-6 SCHEMA D'UN LASER ACCORDABLE HYBRIDE EN PHOTONIQUE SUR SILICIUM.	103
FIGURE III-7 PHOTOGRAPHIE D'UN LASER ACCORDABLE HYBRIDE III-V SUR SILICIUM A DOUBLE RESONATEURS EN ANNEAUX VUE DE DESSUS.....	103
FIGURE III-8 SECTION TRANSVERSALE ET LONGITUDINALE SCHEMATIQUE DE LA STRUCTURE D'UN LASER HYBRIDE EN TECHNOLOGIE III-V SUR SILICIUM, AVEC SUPERPOSITION DU MODE OPTIQUE COUPLE (LES FLECHES JAUNES REPRESENTENT LA POSITION DU MAXIMUM DE DENSITE DE PUISSANCE DU MODE)	104
FIGURE III-9 STRUCTURE EPITAXIALE TYPIQUE DE LA ZONE ACTIVE D'UN LASER III-V SUR SILICIUM @ 1,55 μ m.....	105
FIGURE III-10 VUE LARGE (A) ET RAPPROCHEE (B) DU BANC DE MESURE DEDIE AUX COMPOSANTS PHOTONIQUES SUR SILICIUM HYBRIDES ACTIFS.....	107
FIGURE III-11 SCHEMA D'UN BANC DE MULTI-CARACTERISATIONS DE PLAQUES/COMPOSANTS III-V SUR SILICIUM.....	107
FIGURE III-12 SIMULATION DU GAIN EN PUISSANCE OPTIQUE DE SORTIE OBTENUE LORS DE LA DIMINUTION DE LA REFLECTIVITE DU MIROIR DE SORTIE PAR RAPPORT A LA PUISSANCE COUPLEE AVEC UN MIROIR DE SORTIE DE REFLECTIVITE 30%.....	109
FIGURE III-13 A) COURBE P(I) CARACTERISTIQUE DE LA PUISSANCE DE SORTIE D'UN LASER FP HYBRIDE III-V SUR SILICIUM EN FONCTION DU COURANT D'INJECTION ; B) SPECTRE TYPIQUE DE CE TYPE DE LASER, AVEC MULTI-PERIODICITE DES RAIES FABRY-PEROT SELON LES DIMENSIONS DE LA CAVITE LASER ET DES SOUS CAVITES PARASITES.	110
FIGURE III-14 VUE EN COUPE DE LA FACETTE CLIVEE AU NIVEAU DE LA ZONE ACTIVE D'UN LASER.....	110
FIGURE III-15 PHOTOGRAPHIE EN MICROSCOPIE VISIBLE (A) ET INFRAROUGE (B) D'UN LASER ACCORDABLE HYBRIDE MONTE SUR EMBASE, EN FONCTIONNEMENT A 50°C AVEC 250mW DE PUISSANCE ELECTRIQUE INJECTEE ; VUE RAPPROCHEE EN MICROSCOPIE VISIBLE (C) ET INFRAROUGE (D) DE LA ZONE ACTIVE DU LASER A 50°C ET 700mW DE PUISSANCE INJECTEE ; PROFIL DE TEMPERATURE (E) EN COUPE TRACE LE LONG DE LA FLECHE NOIRE.....	112
FIGURE III-16 SIMULATION DE L'ELEVATION DE TEMPERATURE LE LONG DU PROFIL DE LA SECTION ACTIVE D'UN LASER HYBRIDE III-V SUR SILICIUM.	113
FIGURE III-17 PUISSANCE ELECTRIQUE TOTALE CONSOMMEE PAR UN MODULE OPERATIONNEL DE LASER ACCORDABLE HYBRIDE, SELON LA TEMPERATURE DE REGULATION DU COMPOSANT ET LA PUISSANCE ELECTRIQUE INJECTEE SUR LE LASER ET LES DEUX CHAUFFERETTES.	114
FIGURE III-18 COURBES DES CARACTERISTIQUES P(I) D'UN LASER HYBRIDE FABRY-PEROT SELON LA TEMPERATURE DE REGULATION DU SUPPORT.....	115
FIGURE III-19 MODIFICATION DE LA CARACTERISTIQUE L(I) D'UN LASER FP HYBRIDE EN FONCTIONNEMENT PULSE EN FONCTION DU FACTEUR DE REMPLISSAGE DU SIGNAL PERIODIQUE D'ALIMENTATION.	115
FIGURE III-20 A) COURBES D'EVOLUTION DU COURANT DE SEUIL ET DU RENDEMENT EXTERNE AVEC LA TEMPERATURE. B) DETERMINATION DES CARACTERISTIQUES T ₀ ET T ₁ DE LA STRUCTURE LASER A PARTIR DES REGRESSIONS LINEAIRES DES DONNEES DE LA FIGURE III-18.....	117
FIGURE III-21 GRAPHIQUE COMPARATIF DES CARACTERISTIQUES T ₀ DES LASERS PRODUITS EN INDUSTRIE, SELON LE MATERIAU EPITAXIAL DE LA ZONE ACTIVE.....	118
FIGURE III-22 VARIATION DE LA LONGUEUR D'ONDE CENTRALE DE LA RAIE LASER EN FONCTION DE LA TEMPERATURE DU COMPOSANT ET DE LA PUISSANCE ELECTRIQUE INJECTEE.	119
FIGURE III-23 ILLUSTRATION DU PRINCIPE DE COUPLAGE ET DE RESONNANCE AU SEIN D'UN RESONATEUR EN ANNEAU, ET ANALOGIE AVEC UN RESONATEUR FABRY-PEROT.	120
FIGURE III-24 SUPERPOSITION DES RAIES DU SPECTRE FABRY-PEROT ET DE LA FONCTION DE FILTRAGE DES RESONATEURS EN ANNEAU.	120
FIGURE III-25 EVOLUTION DE LA LONGUEUR D'ONDE DE SORTIE D'UN LASER HYBRIDE MONO-ANNEAU EN FONCTION DE LA PUISSANCE DE CHAUFFE.....	121
FIGURE III-26 EXEMPLE D'ACCORDABILITE EN LONGUEUR D'ONDE D'UN LASER ACCORDABLE MONO-ANNEAU HYBRIDE EN III-V SUR SILICIUM, AVEC SUPERPOSITION DU TAUX D'EXTINCTION DES MODES SECONDAIRES EN FONCTION DU COURANT INJECTE DANS LES CHAUFFERETTES DES RESONATEURS EN ANNEAUX.	122
FIGURE III-27 ILLUSTRATION DU PRINCIPE DE L'EFFET VERNIER POUR L'ACCORDABILITE ET LA SELECTION EN LONGUEUR D'ONDE DE LA RAIE LASER.	123
FIGURE III-28 VARIATION DE LA FINESSE DE FILTRAGE EN FONCTION DU COEFFICIENT DE COUPLAGE ENTRE LE GUIDE D'ENTREE ET LE RESONATEUR EN ANNEAU (AUGMENTATION DE LA FINESSE).....	124

FIGURE III-29 SPECTRE D'ACCORDABILITE D'UN LASER ACCORDABLE DOUBLE ANNEAUX III-V/Si, AVEC SUPERPOSITION DE LA COURBE DE LA VALEUR DU SMSR (EN ROUGE).	125
FIGURE III-30 EXEMPLE DE COURBE P(I) ET V(I) D'UN LASER ACCORDABLE A RESONATEUR EN FONCTIONNEMENT CONTINUE.	126
FIGURE III-31 SPECTRES SUPERPOSES ISSUE D'UN LASER ACCORDABLE POUR DIFFERENTES LONGUEURS D'ONDES.	126
FIGURE III-32 EXEMPLE DE L'ETENDUE SPECTRALE D'ACCORDABILITE D'UN TUL III-V/Si A DOUBLE ANNEAUX. UN SEUL ANNEAU EST CHAUFFE PAR COURBE.	127
FIGURE III-33 SCHEMA DU PRINCIPE DE MODULATION DIRECTE D'AMPLITUDE APPLIQUEE A UN LASER.	128
FIGURE III-34 DEFORMATION DU SPECTRE OPTIQUE D'UNE RAIE LASER ACCORDABLE SELON LE DEBIT DE MODULATION APPLIQUEE.	129
FIGURE III-35 EVOLUTION DE LA FREQUENCE ET DE L'AMPLITUDE DE LA RESONANCE D'UN LASER HYBRIDE EN FONCTION DU COURANT D'INJECTION.	130
FIGURE III-36 TABLEAU RECAPITULATIF DES BANDE-PASSANTES PETIT-SIGNAL D'UN LASER ACCORDABLE TUL DML HYBRIDE EN III-V SUR SILICIUM A DOUBLE RESONATEURS EN ANNEAUX, AVEC UNE SECTION ACTIVE 400 μ M DE LONG, A 21°C	130
FIGURE III-37 DIAGRAMME DU TAUX D'ERREUR DE TRANSMISSION D'UN MODULE TUL DML A 2,5Gb/s ET 10Gb/s, EN BACK-TO-BACK ET SUR 25KM POUR DIFFERENTES TEMPERATURES.....	131
FIGURE III-38 DIAGRAMME DE TAUX D'ERREUR POUR DES TRANSMISSIONS BTB SELON LA LONGUEUR DE LA SEQUENCE PRBS INJECTEE.	132
FIGURE III-39 COURBE D'EVOLUTION DU MODULE DU FACTEUR DE HENRY EN FONCTION DE LA FREQUENCE DE MODULATION D'UN LASER HYBRIDE DML.....	133
FIGURE III-40 SCHEMA DE PRINCIPE DE L'ARCHITECTURE D'UNE SOURCE DML A MANAGEMENT DU CHIRP (CML) PAR UN RESONATEUR EN ANNEAU INTEGRE SUR SILICIUM.....	134
FIGURE III-41 PRINCIPE DE L'AUGMENTATION DU TAUX D'EXTINCTION DYNAMIQUE PAR MANGEMENT DU CHIRP FREQUENTIEL (CML) A L'AIDE D'UN RESONATEUR EN ANNEAU EXTERNE.....	134
FIGURE III-42 DIAGRAMME DU TAUX D'ERREUR DE TRANSMISSION POUR UN MODULE TUL DML A 10Gb/s POUR DES PORTEES DE 0km A 60km, AVEC ET SANS PRE-AMPLIFICATION.	135
FIGURE III-43 PHOTOGRAPHIE D'UN MODULE "BUTTERFLY" MONTE A PARTIR D'UN TUL HYBRIDE DML POUR LE NG-PON2 10Gb/s.	136
FIGURE III-44 TABLEAU RECAPITULATIF DES PERFORMANCES DE TRANSMISSIONS A 10Gb/s DES DIFFERENTS CANAUX LASERS ISSUS D'UN MODULE TUL DML POUR DES TRANSMISSIONS DE 25KM.....	137
FIGURE III-45 TABLEAU COMPARATIF DES TECHNOLOGIES DE SOURCES LASERS ACCORDABLES ET MODULEES POUR APPLICATION NG-PON2.....	138
FIGURE 0-1 DIAGRAMME DE BANDE DU GERMANIUM GE (A) ET DU SILICIUM SI (B)	142
FIGURE 0-2 DIAGRAMME DE BANDE DU GERMANIUM MASSIF (A), DU GERMANIUM INTRINSEQUE CONTRAINT EN TENSION (B), ET DU GERMANIUM CONTRAINT EN TENSION ET DOPE N (C)	142
FIGURE 0-3 SCHEMA DES TRANSITIONS ENERGETIQUES A DEUX NIVEAUX LORS DE L'EMISSION ET DE L'ABSORPTION D'UN PHOTON..	143
FIGURE 0-4 CARACTERISTIQUE P(I) D'UNE DIODE LASER A SEMICONDUCTEUR.	144
FIGURE 0-5 REPRESENTATION SCHEMATIQUE DU PRINCIPE DES OSCILLATIONS DES MODES PROPRES AU SEIN D'UNE CAVITE FABRY-PEROT SELON LEUR EXTENSION SPATIALE (EN HAUT), ET LA SELECTION DES RAIES LASERS ISSUS DE CES MODES PROPRES PAR LA SUPERPOSITION AVEC LA COURBE DE GAIN DU MATERIAU PRESENT DANS LA CAVITE.....	146
FIGURE 0-6 APERÇU DES GEOMETRIE DE GUIDES DE PROPAGATION EN SILICIUM, OU PLATEFORME	147
FIGURE 0-7 REFLEXION D'UNE ONDE PLANE INCIDENTE SUR UNE INTERFACE DIELECTRIQUE. (A) SELON UN ANGLE D'INCIDENCE INFERIEUR A L'ANGLE CRITIQUE, (B) SELON UN ANGLE D'INCIDENCE SUPERIEUR A L'ANGLE CRITIQUE.	148
FIGURE 0-8 COURBE DE DISPERSION DES MODES PROPAGATIF ET CONTRE-PROPAGATIF D'UN GUIDE NON PERTURBE (A) ET D'UN GUIDE PERTURBE PAR UN RESEAU PERIODIQUE (B) . LES COURBES EN TRAITS PLEINS REPRESENTENT LES MODES PROPAGATIFS ET CONTRE-PROPAGATIFS, ET LES TRAITS POINTILLES LES REPLIQUES GENEREES PAR LE RESEAU TOUTS LES $2\pi/\Lambda$	149

Préambule

Au cours de 2000 ans d'histoire et de dialogues entre les Hommes, la science et les technologies qui en découlent ont permis de générer et d'enregistrer une vaste quantité d'informations. L'art de la communication, d'abord orale, puis écrite, et enfin virtuelle, vise à échanger et transmettre ces informations, et ne souffre que des limites inhérentes aux ressources matérielles qui la supportent.

De nos jours, les communications modernes reposent essentiellement sur l'exploitation des possibilités offertes par l'électromagnétisme. La démocratisation des équipements informatiques à haute capacité de traitement exige de fait des technologies de « télécommunication » à même de transporter un flux sans précédent de données numériques à des échelles mondiales comme locales. Le recours aux composants électroniques à partir du silicium, puis l'avènement des technologies optiques basés sur des matériaux III-V ont permis des mutations rapides et massives de nos moyens de communications, pour aboutir à la création des réseaux de télécommunications à fibre optiques modernes.

Ainsi, d'évolutions des comportements en transitions technologiques, les circuits photoniques intégrés (PIC : photonic integrated circuits) réalisant des fonctions d'émission ou de réception à haut débit sont devenus des éléments clés dans les réseaux de télécommunications optiques. Ils regroupent des capacités de génération, d'encodage, de transport, de détection et de traitement de l'information dans des dispositifs centimétriques, à même de supporter un important débit de données numériques tout en conservant une consommation énergétique suffisamment faible pour envisager leur emploi dans de multiples applications.

Il existe actuellement deux approches développées parallèlement pour la fabrication de ces PICs : l'intégration monolithique sur InP, et l'intégration sur silicium. La première approche a atteint un certain niveau de maturité, et s'adresse principalement aux transmissions dans les réseaux métropolitains (moyennes distances : 40-300km) ou de cœur (longues distances : >300km). La deuxième approche se trouve actuellement dans une phase de développement rapide. Elle bénéficie en effet des moyens technologiques très importants déjà déployés pour l'électronique, et est de fait bien placée pour répondre aux besoins en volume de plusieurs applications, dont notamment les transmissions datacoms (très courtes distances : <2km) ou les réseaux d'accès (courtes distances : 2-40km).

Cependant, une des difficultés majeures du développement des PICs sur silicium est le manque de source lumineuse efficace, puisque le silicium ne constitue pas un émetteur efficace de lumière (voir section I.1.4.b). Bien que des progrès importants aient été rapportés récemment sur des lasers Ge sur silicium, la solution la plus prometteuse à court et moyen terme consiste à intégrer une couche active de semi-conducteurs III-V sur un substrat silicium sur isolant (SOI : Silicon On Insulator), de façon à exploiter conjointement les propriétés émettrices des hétérostructures III-V et les nombreuses possibilités offertes par le silicium.

La réalisation d'émetteur lasers efficaces est alors un élément clé pour le devenir des PICs sur silicium et fait donc l'objet d'un développement particulier, notamment par l'intégration d'InP sur un substrat SOI par collage moléculaire. Cette approche représente un cadre de recherche majeur, dans lequel viennent s'inscrire les objectifs de ce travail de thèse.

Objectifs de la thèse

Les travaux rapportés dans cette thèse se sont articulés autour de la conception, de la réalisation et de la caractérisation de plusieurs composants hybrides III-V sur silicium pour accroître leur pertinence dans le cadre de 2 types d'application :

- *Émetteur WDM T4x25Gb/s à 1,3 μ m pour les liens optiques courtes distances (datacom)*

La première de ces applications concerne les réseaux de haute densité qui s'établissent sur des distances très courtes (<2km) dans le cadre des datacoms (voir section I.2.4.a). Le composant au centre de cette application est un émetteur intégrant 4 lasers DFB hybrides émettant autour de 1,3 μ m et 4 modulateurs à électro-absorption (MEA), modulés chacun à 25Gb/s, puis multiplexés en longueur d'onde (WDM). Nous cherchons alors à optimiser les performances de ce dispositif pour atteindre des débits agrégés de 100Gb/s en sortie de puce à des niveaux de puissance optique satisfaisant et proposer ainsi une solution technologique pour la réalisation de liens optiques modulaires à très haut débit et à faible coût.

- *Source accordable directement modulée à 1,55 μ m pour les transmissions moyennes distances (accès):*

La seconde application vise les réseaux optiques passifs d'accès de nouvelle génération (NGPON2), pour le raccordement local des usagers sur des distances courtes (<40km) (voir section I.2.4.b). Le composant étudié est un laser hybride accordable en longueur d'onde autour de 1,55 μ m, intégrant des résonateurs en anneaux, et modulé directement en amplitude à des débits jusqu'à 10Gb/s. Nous visons la démonstration des performances en transmission de cette approche pour la réalisation d'émetteurs compacts, efficaces en modulation, agiles en longueur d'onde, et à faible coût.

Après cette brève introduction aux applications visées par cette thèse, nous présentons le contenu du manuscrit

Organisation du manuscrit :

Ce manuscrit vient conclure mes trois années de travail en tant que doctorant-ingénieur de recherche au sein du laboratoire III-V Lab, et présente les recherches menées sur l'optimisation des circuits photoniques intégrant des lasers hybrides pour les applications détaillées ci-dessus.

Dans le premier chapitre, nous nous emploierons à mettre en évidence les développements qui affectent les réseaux de télécommunication, depuis la multiplication des sources des données numériques, jusqu'aux architectures des réseaux modernes. Nous aborderons les challenges que doivent surmonter les équipements de réseaux à venir, et en quoi le recours aux circuits intégrés optiques est une partie de la solution. Nous développerons alors la problématique de la source optique pour ces circuits, et expliquerons l'intérêt de l'approche technologique de l'intégration hybride III-V sur silicium étudiée dans le cadre de ces travaux.

Dans le deuxième chapitre, nous nous attacherons à présenter les spécificités de l'application d'un circuit intégré hybride aux transmissions de données à 1,3 μ m sur des courtes distances dans le cadre notamment des datacenters. Nous débuterons par une introduction aux transmissions datacoms. Dans une deuxième partie, nous aborderons alors de façon spécifique les composantes de ce circuit photonique intégré sur silicium, et détaillerons la structure des lasers DFB hybrides en III-V sur silicium destinés à être intégrés dans cet émetteur. Nous décrirons le travail de simulation et de conception d'un dispositif de transition modale pour le couplage de la puissance optique de la section de gain vers le guide silicium. Les problématiques spécifiques de réalisation des réseaux de Bragg pour les sources lasers DFB ainsi que des fonctions de

modulation à des débits proches de 25Gb/s seront analysées, et les résultats obtenus sur plusieurs générations de composants seront exposés. Nous terminerons par la présentation des résultats expérimentaux de transmission à 25Gbit/s obtenus à partir des premiers émetteurs fonctionnels de notre étude, et concluons en proposant des axes d'amélioration pour les prochaines générations.

Dans le troisième chapitre, nous introduirons le concept des réseaux optiques passifs de nouvelle génération, en abordant les spécifications des normes gouvernant ces niveaux de réseaux ainsi que la configuration des derniers réseaux en date pour le déploiement d'un système de communication très haut débit accessible au plus grand nombre. Nous détaillerons ensuite l'architecture de la source accordable hybride intégrée sur silicium qui vise à répondre aux besoins spécifiques de ces réseaux. Nous présenterons alors brièvement les améliorations des moyens de caractérisation qui ont été proposées en accompagnement de ce travail . Les caractéristiques de puissance optique de ces dispositifs seront présentées, en relation avec les caractérisations de leurs propriétés thermiques. Nous présenterons également les phénomènes intervenant lors de la modulation directe en amplitude du composant. Enfin, nous rapporterons les résultats obtenus sur les dispositifs de lasers directement modulés, étudiés au cours de cette thèse pour la génération de signaux à 2,5Gb/s et 10Gb/s et les transmissions dans les réseaux d'accès (NGPON2), notamment au travers d'un module de démonstration réalisé à partir d'un des composants étudiés au cours de ce travail de thèse.

I. Les Circuits Photoniques Intégrés à l'ère de l'information numérique

REMERCIEMENTS	3
TABLE DES MATIERES	5
TABLE DES ILLUSTRATIONS	7
PREAMBULE	13
I. LES CIRCUITS PHOTONIQUES INTEGRES A L'ERE DE L'INFORMATION NUMERIQUE	16
I.1. LES RESEAUX DE TELECOMMUNICATIONS MODERNES : DE L'ELECTRONIQUE A L'OPTIQUE	18
I.1.1. <i>Contexte</i>	18
1.1.a Explosion du débit d'information	18
1.1.b Moore, responsable du « Tout connecté »	20
1.1.c Les supports de transmission :	21
I.1.2. <i>Aperçu des réseaux de télécommunication optique</i>	24
1.2.a Les réseaux longues distances (Wide Area/Long-Haul)	25
1.2.b Les réseaux métropolitains	26
1.2.c Les réseaux d'accès :	26
1.2.d Transmission de données à courtes distances (Datacom) :	28
1.2.e Formats de modulation :	29
1.2.f Multiplexage en longueur d'onde:	31
I.1.3. <i>Nouvelles exigences sur les transmissions optiques</i>	33
1.3.a Bande passante des interconnexions électro-optiques :	33
1.3.b Consommation Énergétique :	34
1.3.c Encombrement :	35
I.1.4. <i>Les matériaux de la photonique</i>	36
1.4.a La filière III-V	36
1.4.b Le silicium	37
I.1.5. <i>Vers l'intégration des circuits</i>	38
1.5.a La plateforme CMOS :	39
1.5.b Circuits Photoniques Intégrés InP et silicium	39
I.2. L'AVENEMENT DES PIC III-V SUR SILICIUM	41
I.2.1. <i>La photonique sur silicium : Définition et enjeux</i>	41
I.2.2. <i>Intégration de la source</i>	41
2.2.a Report de puces et collages	42
2.2.b Procédé de fabrication par collage moléculaire:	44
I.2.3. <i>Etat de l'art des sources lasers III-V sur InP et sur silicium.</i>	47
2.3.a Source laser InP /Si hybride :	48
I.2.4. <i>Cadre et enjeux de la thèse</i>	49
2.4.a Emetteur WDM T4x25Gb/s à 1,3µm pour les liens optiques courtes distances (datacom)	49
2.4.b Source accordable directement modulée à 1,55µm pour les transmissions moyennes distances (accès):	49

En ce début de 21^{ème} siècle, nous assistons à l'entrée de la société moderne dans une ère de défi technologique, où la mondialisation des activités humaines entrainera un besoin en disponibilité immédiate de l'information depuis tous les points du globe. En effet, nos modes de vie incorporent chaque jour de nouveaux usages de l'univers numérique, qui nécessitent l'intercommunication rapide d'une multitude d'appareils électroniques et le traitement efficient d'une quantité conséquente de données.

Au cours de ce premier chapitre, nous présenterons donc le contexte global des télécommunications et l'état actuel des technologies déployées. Nous aborderons les réseaux de télécommunication, depuis l'origine des informations numériques générées par les composants électroniques historiques, jusqu'à l'évocation des tendances sociales qui alimentent le trafic croissant de ces informations. Cette demande importante justifie alors le recours à des liens optiques de nouvelle génération. Nous donnerons un aperçu de l'architecture moderne de ces réseaux à base de fibre optique désormais en charge du transport.

Nous verrons ensuite les limitations auxquelles ces réseaux devront faire face, et pourquoi nous sommes aujourd'hui amenés à considérer les circuits intégrés optiques comme des solutions pérennes pour incarner les mutations technologiques imposées par ce trafic grandissant. La problématique de la source laser au sein de ces circuits sera abordée du point de vue des propriétés physiques des matériaux, et nous évoquerons les possibilités ainsi que les difficultés liées à son intégration.

Nous découvrirons alors de quelle façon la photonique sur silicium ouvre un nouveau de champ de développement pour la création de circuits photoniques intégrés efficients, à haute compacité et faible coût, pour la démocratisation des transmissions optiques en vue du déploiement massif des nouvelles générations d'équipements télécoms. Nous verrons que la filière historiquement mise en place pour la production de composants optoélectroniques ne peut à elle seule satisfaire toutes les demandes en installations à haute capacité de transmission qu'il est nécessaire de mettre en place à des échelles toujours plus proches des utilisateurs finaux. Nous détaillerons alors plus particulièrement le procédé technologique de réalisation de circuits photoniques intégrés incluant des lasers hybrides en matériaux III-V sur silicium à partir de la plateforme disponible au III-V Lab.

Enfin, nous terminerons ce chapitre par la présentation des deux domaines d'application pour lequel les circuits photoniques intégrés en III-V sur silicium étudiés durant cette thèse peuvent se révéler pertinents, et nous détaillerons les enjeux liés à chacune de ces applications.

I.1. Les réseaux de télécommunications modernes : De l'Électronique à l'Optique

I.1.1. Contexte

Plusieurs phénomènes se télescopent pour donner lieu aux mutations des réseaux de télécommunications qui sont à l'origine des recherches dans lesquelles s'inscrivent les travaux de cette thèse.

Les activités qui autrefois ne nécessitaient pas le recours à des terminaux électroniques, exigent aujourd'hui de vastes ressources technologiques. Le transport efficace des données numériques à travers le monde est devenu un enjeu économique et sociétal majeur. Il doit conjuguer un stockage persistant et fiable avec une distribution flexible et efficace, pour assurer une accessibilité permanente et instantanée à l'information. Les circuits électroniques classiques (processeurs CMOS...), qui ouvraient hier les portes des usages numériques et satisfaisaient à nos exigences en terme de débit de transmissions (1) (2) (3), sont désormais victimes de leur succès et doivent de plus en plus céder leur place à des nouvelles technologies de systèmes optiques intégrés, susceptibles de répondre à ces besoins croissants.

1.1.a *Explosion du débit d'information*

En tout état de cause, nos sociétés et les activités qui la caractérisent sont désormais tributaires des capacités d'interaction et de la viabilité de nos systèmes digitaux. Cet état de fait justifie d'ailleurs la dénomination « d'ère de l'information numérique » que j'ai choisi d'employer.

Les évolutions sociétales récentes sont donc l'une des origines de la démultiplication massive des échanges quasi-instantanés de données en tout genre (financières, scientifiques, personnels, culturelles). Les exemples les plus notables de ces changements sont (4) (5) (6):

- La migration progressive des services administratifs, téléphoniques et télévisuels historiques vers des supports informatiques et/ou Internet (VoIP, Télédéclaration,...)
- la généralisation des services de visionnage en ligne et en direct (streaming) de nouveaux contenus média générés à chaque instant. (Youtube, VoD...)
- la transition vers des nouveaux formats vidéo et audio plus avancés, et donc plus lourds et plus demandeurs en bande-passante (Haute et Très Haute Définition 1080p, 4K...)
- le stockage quasi-permanent d'une gigantesque quantité de données numériques sous forme de « nuage » (Cloud) virtuel, matérialisé par un réseau de « centres de données » (datacenters).
- l'accessibilité en consultation ou en téléchargement de toutes ces données (photos, musiques, vidéos, documents, meta-data) depuis n'importe quel point du globe et à chaque instant.
- la multiplication des sources de données par l'ajout dans les réseaux d'objets connectés de toute sorte (Internet des Objets : accessoires, vêtements, domotique, automobiles...)
- la délocalisation et virtualisation des capacités de calculs (cloud/crowd computing).

En parallèle, l'augmentation des débits d'entrée/sortie (I/O) des cartes électroniques, induite par la diminution du coût des composants intégrés, a suscité un fort engouement et une démocratisation massive de ces dispositifs, qui étaient, jusqu'il y a peu, inaccessibles au plus grand nombre.

Notons dans ce sens qu'au-delà de ces usages propres à une fraction de la population mondiale, l'élévation rapide des niveaux de vie et la modernisation de pays à très forte population (Chine, Inde, Brésil...) sont accompagnées d'une demande forte en objets numériques connectés.

Cette tendance se traduit aujourd'hui par un recours intensif aux nouvelles technologies et donc une explosion de la quantité de données numériques générées jour après jour à l'aide de ces appareils. La Figure I-1, qui représente l'évolution constatée et projetée de la quantité de ces objets connectés dans le monde de 2012 à 2020, montre ainsi que leur nombre a déjà doublé de 2012 à 2015, et devrait atteindre 50 milliards à l'horizon 2020.

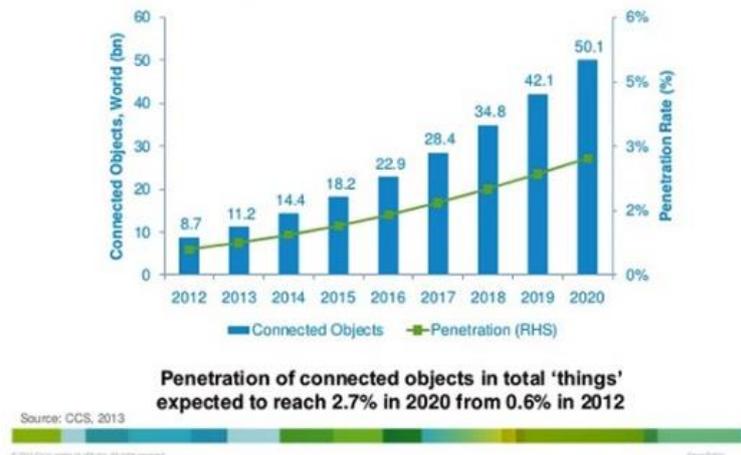


Figure I-1 Nombre de dispositifs Internet connectés dans le monde en 2012 et projection pour 2020. (7)

Le flux de données résultant de ces raccordements massifs va alors générer un trafic potentiellement 4 fois supérieur à ce qu'il est à l'heure actuelle, et exercer une pression certaine sur les infrastructures de télécommunications nationales et internationales.

De ce fait, l'accroissement exponentiel du trafic global de données est le symptôme le plus tangible de l'omniprésence de ces nouveaux usages numériques.

Le déploiement des réseaux de télécoms optiques de nouvelle génération est évidemment à mettre en lien direct avec le développement d'Internet. Ses différentes phases de croissance (« era ») sont observables sur la Figure I-2, qui retrace l'accroissement annuel du trafic Internet mondial depuis sa création, jusqu'en 2015, et donne une prévision pour 2020. Les tendances sociales motrices sous-jacentes à cette croissance y sont également superposées pour chaque phase. Nous pouvons ainsi observer que la pénétration croissante d'Internet depuis le début des années 2000 ($\approx 42\%$ de la population mondiale en 2014), a décuplé le trafic annuel mondial de données, qui a atteint le cap du zetaoctets (Zo, 10^{21} octets) en 2011, et doublera d'ici 2019. (5) (8)

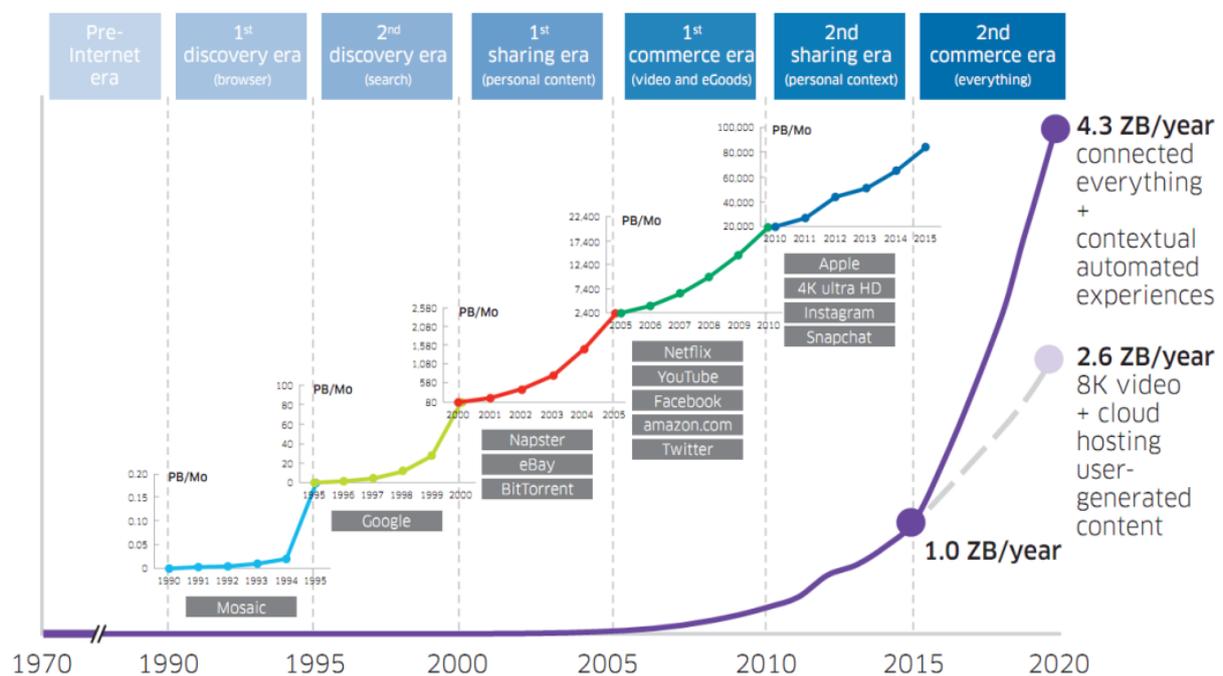


Figure I-2 Phases d'évolution du trafic internet mondial depuis 1970 et projection pour 2020 (8)

Nous entrons ainsi en 2015 dans l'ère de l'« Internet of Everything » (IoE) qui verra la démultiplication à l'extrême des liaisons numériques entre le réseau mondial et chaque aspect de la vie personnelle. Des ensembles massifs de données numériques seront ainsi échangées et stockées chaque jour, et requerront, de par leur nombre, de nouveaux équipements pour leur transfert.

Les circuits électroniques restent toutefois au centre de ces nouveaux usages numériques, et nous allons voir comment leur perfectionnement au cours des dernières années a précipité les mutations que nous venons d'évoquer. (9)

1.1.b Moore, responsable du « Tout connecté »

Les circuits micro-électroniques actuels sont majoritairement issus de la technologie CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) à base de silicium semi-conducteur, qui s'est largement développée depuis la commercialisation du premier circuit électronique intégré (10). Cette technologie est devenue aujourd'hui la plateforme dominante pour la réalisation des processeurs, capteurs, écrans, mémoires et amplificateurs qui composent l'ensemble des circuits électroniques embarqués.

Comme l'illustre la Figure I-3, l'industrie des semi-conducteurs pour la micro-électronique a connu de 1980 à nos jours une progression en accord avec les prévisions formulées en 1975 par Moore (10), en doublant tous les 2 ans le nombre de transistors (ligne continue) par puce, tout en diminuant le coût de revient de chaque transistor (ligne pointillée).

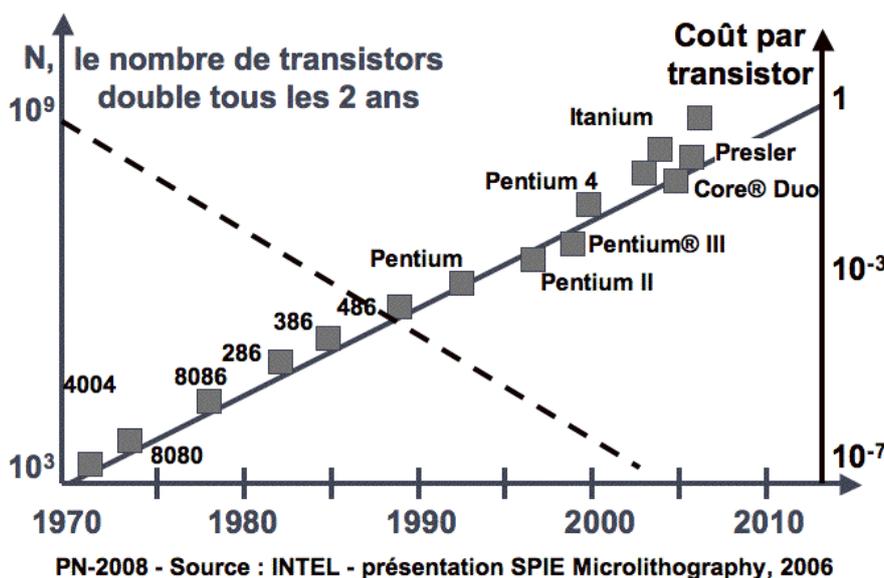


Figure I-3 Illustration de la loi de Moore par l'augmentation de la densité de transistors par circuits intégrés et du coût unitaire par transistor intégré (11)

Cette réduction des dimensions critiques de chaque transistor CMOS a rendu possible l'explosion du nombre de fonctionnalités électroniques intégrées dans un circuit, en bénéficiant de la réduction du coût unitaire réalisée à chaque bond technologique, et que seule la production de masse autorise. La fréquence de fonctionnement des circuits électroniques grand public a également été plusieurs fois multipliée, pour se stabiliser autour de 4GHz depuis 2005.

La Figure I-4 permet alors d'observer en cinq courbes l'augmentation des divers paramètres d'un processeur CMOS (nombre de transistor, fréquence de fonctionnement, consommation énergétique typique, nombre de cœurs, performance par flux d'instruction) de 1975 à 2015. Nous pouvons constater que le nombre de transistors dans chaque puce des circuits électroniques de traitement ou de mémoire (CPU, GPU, SSD...) continue de suivre la prévision de Moore, et ce jusqu'aux derniers équipements produits en 2015 (12). Le nombre d'unités logiques de traitement (core) a lui aussi été multiplié pour répartir ces transistors et paralléliser au maximum les traitements de données binaires. Ces évolutions permettent aujourd'hui de produire des unités de

calcul contenues dans moins d'1cm² avec des capacités atteignant 1 Teraflops (opération en virgule flottante par seconde) (13).

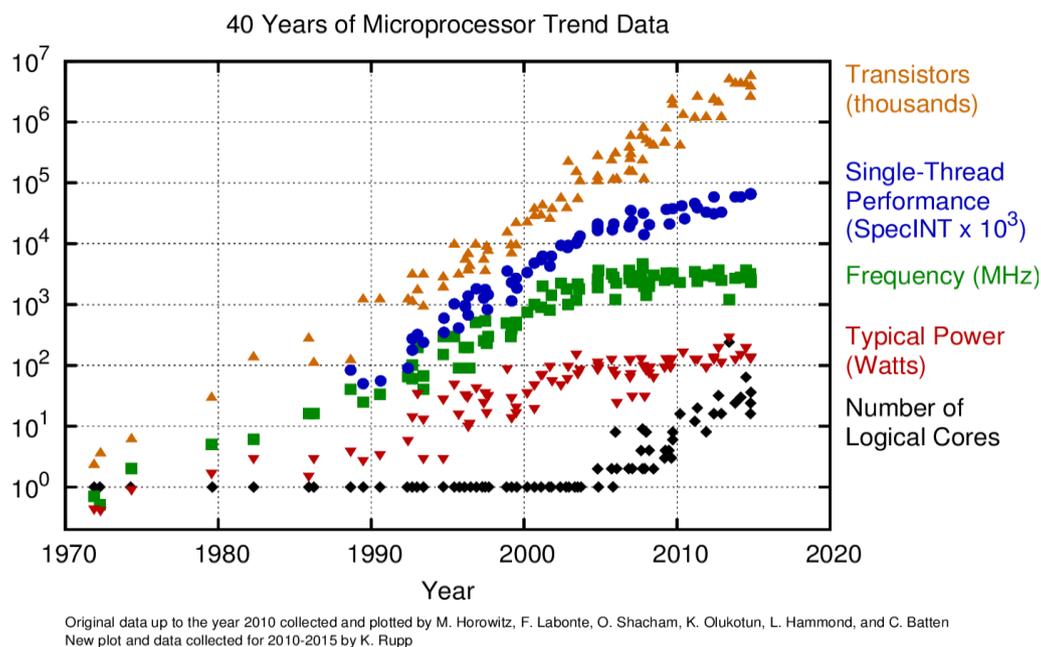


Figure I-4 Evolution des circuits électroniques intégrés ces 40 dernières années : augmentation du nombre de transistor, de leur fréquence de fonctionnement, de la performance par flux d'instruction, de la puissance électrique typique et du nombre de cœur d'un processeur CMOS. (14)

Cependant, ce processus de concentration et de diversification des fonctions au sein de micro-processeurs, de systèmes sur puces SoC (System on Chip), voire désormais de réseaux sur puces NoC (Network-on-Chip), se heurtera demain à des défis technologiques qui découlent directement des performances croissantes et de la multiplication de ces équipements. Les problématiques que devront surmonter les équipements de traitement et de communication de demain, telles que la gestion des interconnexions ou de la consommation énergétique des systèmes, seront développées en section I.1.3 de ce chapitre.

1.1.c Les supports de transmission :

Depuis les années 1980, une grande partie des réseaux de télécommunications en charge du transport des informations ont migré vers des technologies optiques, alors qu'ils étaient historiquement basés sur des technologies hertziennes et des liaisons par satellite et par câble cuivré (paire torsadé et câbles coaxiaux). Les efforts d'ingénierie déployés pour mettre au point des équipements capables de transmettre plus rapidement des données, sur de plus longues distances, à moindre coût et avec moins de consommation d'énergie, ont conduit au développement des lasers à semi-conducteurs et des fibres optiques. Les photons sont alors utilisés comme support de l'information codée. Le laser, en tant que source de photons, permet d'émettre un faisceau lumineux unidirectionnel et monochromatique à même de se propager efficacement dans un guide d'onde approprié : la fibre de verre de silice (SiO₂). L'innovation s'est donc portée sur des circuits efficaces capables d'exploiter la lumière comme vecteur de l'information, tout en réduisant au maximum les conversions électro-optiques du signal lors de son transport dans les différents supports de transmission, pour obtenir des réseaux dits « transparents ». Les capacités de transmission en bande-passante des liens optiques sont passées de 10Mb/s à leur apparition (Premier protocole Ethernet) à plus de 1Tb/s par fibre aujourd'hui. (15)

Désormais, la quasi-totalité des liaisons télécoms d'une distance supérieure à 100 km sont en fibre optique, mais la tendance est à l'implantation de ces mêmes systèmes optiques pour des liaisons de plus en plus courtes et nombreuses. La maturation des procédés de fabrication des

fibres de verre et des composants optoélectroniques tels que le laser a accru leurs performances au cours des années, rendant chaque jour leur emploi plus pertinent techniquement et économiquement.

En effet, la fibre optique présente de nombreux avantages par rapport à un câble cuivré (coaxial ou paire torsadée), dont l'utilisation est désormais réduite aux interconnexions de faibles longueurs (<100m). La fibre optique vient alors remplacer le câble coaxial qui lui-même était une avancée par rapport aux paires de fils de cuivre torsadés (réseau téléphonique historique) pour des applications à très hauts débits.

La Figure I-5 représente l'atténuation linéique d'un signal pour les différents supports de transmission. On constate que les pertes par atténuation sont beaucoup plus faibles dans une fibre optique ($\alpha \approx 0,22\text{dB/km}$ à $1,55\mu\text{m}$) que dans un câble coaxial ($\alpha \approx 5\text{dB/km}$ à 1MHz). De plus, cette atténuation de la puissance augmente avec la fréquence du signal porteur, quel que soit le support. En effet, même les fibres optiques présentent une limite en bande-passante, car à hautes fréquences, l'élargissement des pulses lumineux par l'effet de la dispersion chromatique devient important au regard de la période de modulation, ce qui entraîne une augmentation des pertes par interférence des pulses entre eux au moment de la détection (15).

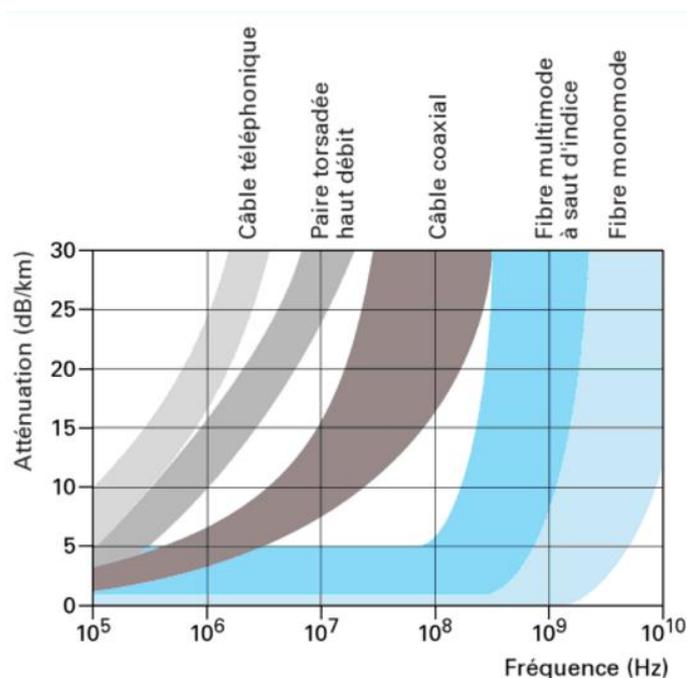


Figure I-5 Atténuation d'un signal en fonction de sa fréquence le long des différents supports de transmission (16).

Pour mieux se rendre compte de la limitation qui apparaît alors à l'utilisation de liens télécoms à base de paires torsadées ou de câbles coaxiaux, le tableau ci-dessous liste les avantages et les inconvénients des différents supports de transmission. Il en ressort que les fibres optiques sont les meilleurs candidats pour faire face à la montée en débit des réseaux mondiaux, autant d'un point de vue de la capacité en bande passante que des critères de facilité d'utilisation, de portée, et de coût. (17)

	Paires Torsadées	Câbles Coaxiaux	Fibres Optiques
Constitution	Deux brins de cuivres isolés et enroulés en spirale pour limiter les interférences sur le signal électrique.	Câble cylindrique composé d'une tige métallique (âme) pour la transmission du signal électrique, et d'une gaine de blindage métallique enroulés autour du même axe pour l'isolation électromagnétique et la protection mécanique.	Guide d'onde cylindrique en verre de silice ou en plastique. Plusieurs couches concentriques de matériaux d'indices optiques différents sont coulées ensemble pour former le cœur et la gaine d'une fibre transparente. Le signal lumineux circule dans le cœur de la fibre, pendant que la gaine le guide et le confine à l'intérieur.
Variantes	Non blindées – Blindées – Écrantées – Impédance 100/120/150 Ohms	Impédance 50/75 Ohms	Multimode (MMF) – Monomode (SMF) – à dispersion décalée
Utilisation	Transferts de signaux analogiques (3KHz pour le téléphone) à 10Kb/s sur des distances de l'ordre de 5km. Transfert de signaux numériques à 100Mb/s sur 100m au maximum	Transferts de signaux analogiques et numériques jusqu'à 150Mb/s sur 200 à 500m	Transfert de signaux numériques optiques jusqu'à 1Pb/s sur 50km, ou 38Tb/s sur 800km, ou 13Tb/s sur 2500km par WDM
Avantages	Faible coût Facilité d'installation Réutilisation des réseaux existants (téléphone)	Faible atténuation Sur de courtes distances Hauts débits Bonne protection contre les perturbations environnementales Résistance mécanique élevée Sécurité des données correcte	Très hauts débits Très faible atténuation sur de grandes distances Insensible aux perturbations environnementales Faible poids Sécurité des données élevée
Inconvénients	Forte atténuation du signal (répéteurs tous les 100/150m) Sensible aux perturbations environnementales Résistance mécanique moyenne Sécurité des données faible	Coût moyen Difficulté de manipulation (lourds et rigides)	Coût moyen Résistance mécanique faible

Figure I-6 Comparatif des avantages et inconvénients des 3 technologies de support de la transmission.

L'information numérique est donc de nos jours préférentiellement transmise par le biais de guides optiques (planaires ou fibres), dont la structure et les propriétés optiques sont particulièrement favorables au transport de certaines longueurs d'ondes de la lumière. Les gammes de fréquences lumineuses sélectionnées pour le transport de données ont alors été imposées dans le proche infrarouge par le support physique à base de verre. Le spectre d'atténuation d'une fibre optique standard (G652) est ainsi rapporté par la Figure I-7, dans lequel le profil des pertes est principalement façonné par la diffusion Rayleigh, le pic d'absorption de l'eau et l'absorption dans l'infra-rouge. Apparaissent alors deux fenêtres de transparence pour une fibre optique standard en silice, centrées autour de 1,3 μ m et 1,55 μ m, et offrant respectivement une dispersion chromatique nulle et une atténuation minimum à ces longueurs d'ondes.

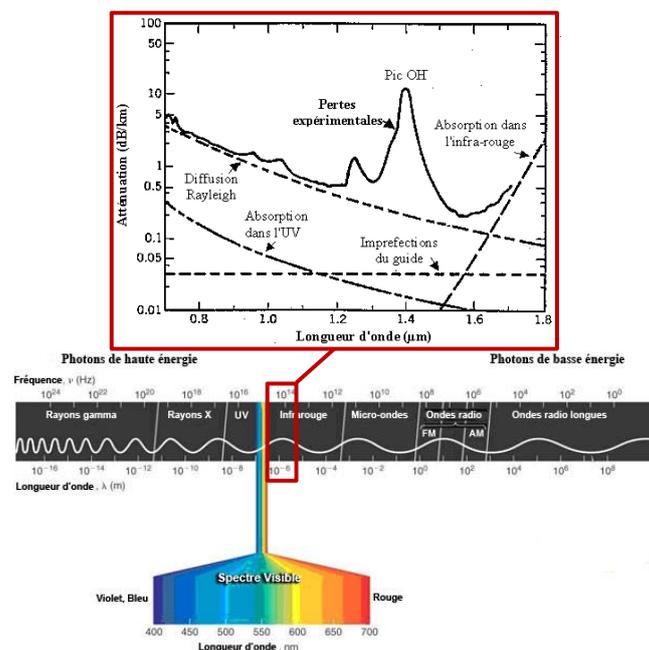


Figure I-7 Spectre d'absorption d'une fibre optique de silice dans le proche infrarouge (haut) par rapport à l'étendue du spectre électromagnétique (bas)

Les longueurs d'onde qui supportent les signaux transmis en télécommunications sont classées selon la gamme spectrale à laquelle ils appartiennent. On parle alors de bandes de longueurs d'onde télécoms.

Ces « bandes télécoms » sont alors définies par rapport aux propriétés de la fibre optique autour de 1,55µm, selon des fenêtres de longueur d'onde illustrées sur la Figure I-8. Les bandes de fréquences communément employées pour les télécommunications sont la bande C (Conventional : 1530-1565nm) et la bande O (Original : 1260-1360nm).

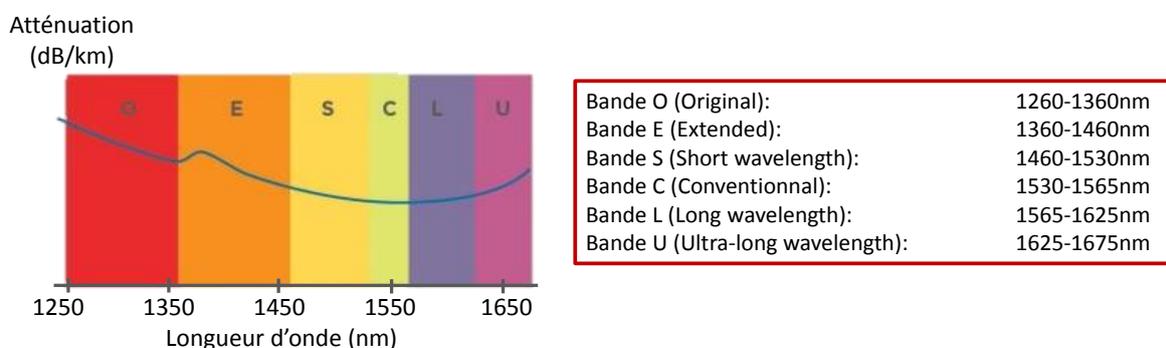


Figure I-8 Bandes télécoms usuelles en longueur d'onde.

Par ailleurs, le contraste d'indice optique Δn entre le verre du cœur et le verre de la gaine d'une fibre optique permet le confinement du signal lumineux au sein de celle-ci. Il existe pour cela plusieurs profils d'indice le long du rayon de la fibre, selon le diamètre du cœur et la variation d'indice (voir Figure I-9). Le diamètre du cœur de ces fibres peut alors avoir un impact sur la qualité du couplage de la puissance optique à l'interface avec un composant optoélectronique.

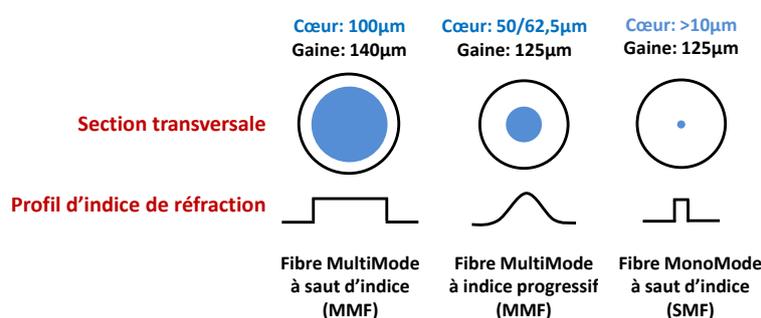


Figure I-9 Structure et profil d'indice des types de fibres optiques usuels pour les télécommunications

Ces fibres, désormais déployées en grand nombre autour de la planète sont organisées en vastes réseaux qui se complètent les uns les autres et dont l'architecture et les fonctions sont décrites ci-après.

I.1.2. Aperçu des réseaux de télécommunication optique

Un réseau est, par définition, un ensemble d'éléments de même nature reliés entre eux. Aujourd'hui, la quasi-totalité des équipements informatiques sont reliés aux moyens de liens filaires (câbles cuivrés ou fibres optiques) ou radiofréquences (sans-fil). Ainsi connectés, ils forment chacun un point de raccordement vers les réseaux de télécommunication, qui s'imbriquent sur plusieurs échelles.

Les réseaux optiques modernes permettent de transporter l'information depuis sa génération dans un circuit électronique CMOS jusqu'à sa lecture ou son stockage sur un autre dispositif électronique, parfois à l'autre bout du globe, en passant par les différentes couches physiques et virtuelles de ces réseaux.

On distingue généralement trois strates dans ces réseaux de communications terrestres, qui se différencient par leurs échelles de déploiement, le nombre et les distances séparant les nœuds de connexions :

- Les réseaux de transport étendu : Long-Haul Core Network (>1000km) et Wide Area Network (WAN, 300-1000km)
- Le réseau de collecte, ou Metropolitan Area Network (MAN, <300km)
- Le réseau de distribution locale, ou Local Access Network (LAN, <40km)

La Figure I-10 permet de se rendre compte de la superposition de ces couches, depuis le réseau Internet mondial (en haut) jusqu'aux usagers (en bas).

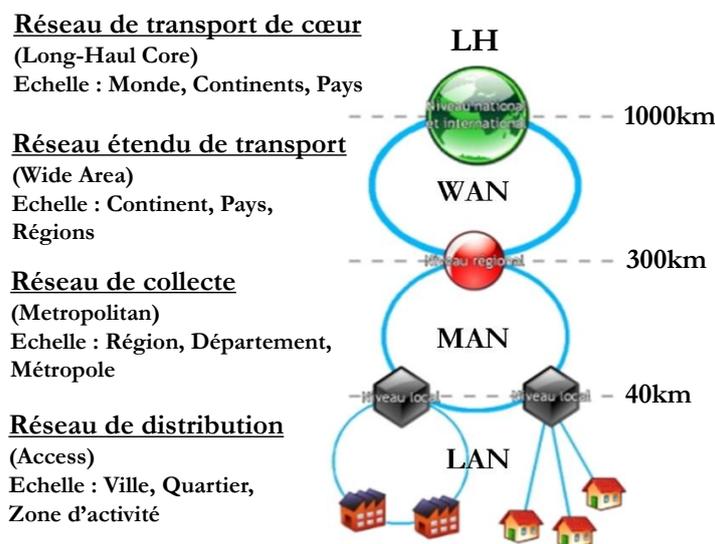


Figure I-10 Architecture verticale des couches physiques des réseaux de télécommunications, et leur équivalent anglophone

Les fonctions, l'architecture et les dimensions caractéristiques de ces différents niveaux du réseau global seront détaillées dans les sections suivantes. On considère ici l'architecture physique des réseaux au regard de la distance d'interconnexion, quelles que soient leurs topologies (étoile, maillée, anneau...).

1.2.a Les réseaux longues distances (Wide Area/Long-Haul)

Les communications à très grande échelle se font en utilisant les « autoroutes » de l'information que constituent les faisceaux de fibres terrestres et sous-marines du réseau Wide Area et Long-Haul, et dont un aperçu de la répartition mondiale est donné par la Figure I-11. Ces câbles renforcés regroupent un grand nombre de fibres optiques sous plusieurs couches de blindage mécanique qui préservent les signaux lumineux et l'intégrité de la fibre sur de très longues distances.

Ce sont les fibres optiques monomodes à saut d'indice, ou SMF (pour Single Mode Fiber), dont le cœur de silice a un diamètre d'environ 10µm pour les longueurs d'ondes télécom qui sont employées pour ces liaisons. Elles peuvent être regroupées en faisceaux de 4 à 6 paires de fibres, chacune véhiculant des signaux jusqu'à 100Gbit/s par longueur d'onde pour les dernières générations. Cependant, l'augmentation de la vitesse de modulation implique une réduction de la distance de transmission atteignable sans compensation. En effet, pour des transmissions longues distances (>100km), il devient nécessaire de compenser les effets de l'atténuation, de la dispersion chromatique, ou des déformations non linéaires, qui ont lieu au cours de la propagation. L'atténuation du signal au cours de la propagation est compensée par l'emploi de fibre de transmission à gain Raman distribué, ou d'amplificateurs à fibres dopées erbium (EDFA). Des fibres à compensation de dispersion peuvent être incluses, et pour la propagation à grande échelle des signaux optiques, des transpondeurs optoélectroniques installés en boîtier tous les 60 à 150km (voir plus selon le format et le débit de modulation) répètent le signal après l'avoir resynchronisé et remodelé. Les réseaux longues distances supportent de nombreux canaux

fréquents par fibre, et convoient ainsi une grande partie du trafic international. Ils sont devenus indispensables aux activités commerciales, aux organismes de sécurité et de recherche scientifique. Ils relèvent donc d'une importance géo-stratégique primordiale et représentent de fait des enjeux politiques internationaux, car ils forment ce qu'on nomme généralement une « dorsale Internet » (Backbone).

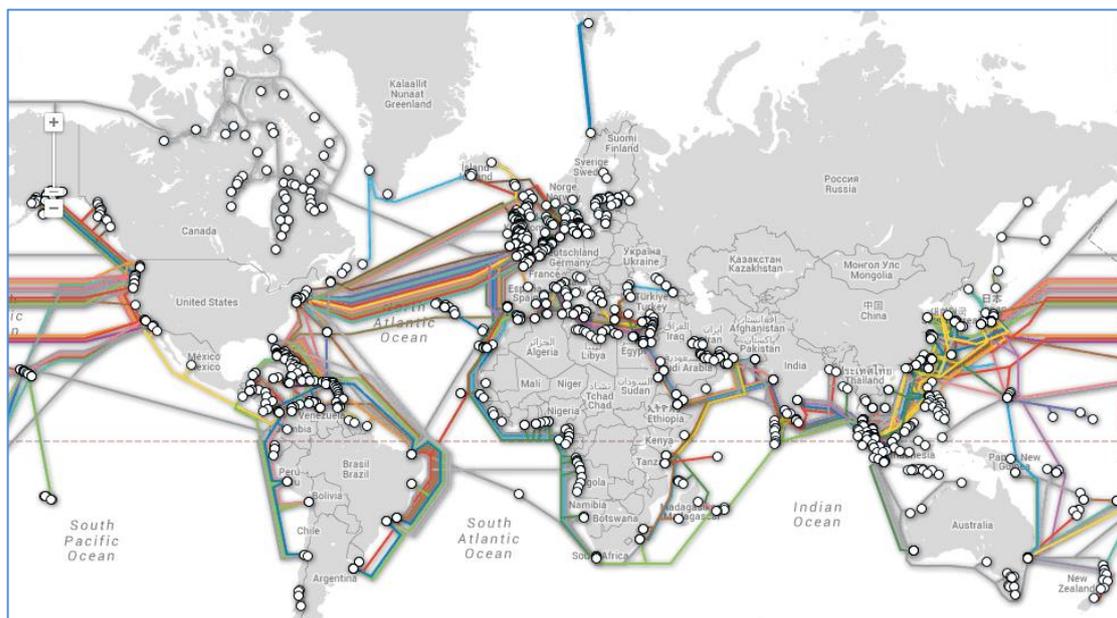


Figure I-11 Aperçu du réseau mondial des liaisons sous-marines par fibre optique en 2016 (18).

Ces liaisons longues (wide-area) et très longues distances (long-haul) relient entre eux les réseaux continentaux qui doivent couvrir des secteurs plus réduits mais de façon plus dense.

L'étage inférieur du réseau mondial de télécommunication est ainsi formé par des boucles de moyennes portées qui desservent les différentes régions d'un pays, en reliant entre eux les centres de population (métropoles).

1.2.b Les réseaux métropolitains

Les liaisons de moyennes distances (40-300km) constituent aujourd'hui le cœur du développement des réseaux numériques sur Terre, car elles assurent, partout dans le monde, la charnière entre les entités locales et les systèmes de communication internationaux ou intercontinentaux. L'échelle de ces réseaux s'étend de la ville au pays. On parle alors de réseau métropolitain (MAN : Metropolitan Area Network). Ces réseaux de cœur relient les différents réseaux locaux (LAN : Local Area Network) pour les regrouper à l'échelle d'une ville, ou d'un groupe de métropole. La densité de trafic qui est hébergé par ces niveaux de réseaux leur confère une importance stratégique majeure, comparable à celle des liens long-haul évoqués précédemment. Le déploiement de ces équipements dépend principalement de la répartition de la population d'un pays, et des choix des opérateurs nationaux.

Ils permettent de ramener à des échelles locales les nœuds de répartition de l'information numérique, au travers du niveau inférieur de réseau qui a la charge de rendre cette information accessible à chaque usager dans un secteur donné.

1.2.c Les réseaux d'accès :

Les réseaux de distribution, dits d'accès, forment les boucles les plus proches des utilisateurs. Ils permettent de relier sur des distances relativement courtes (<40km) les nœuds de communications locaux (centraux) à chaque usager. Ces liaisons connectent les réseaux métropolitains de cœur aux réseaux locaux (LAN) pour distribuer l'information à chaque objet connecté et identifié par protocole IP, dans le sens descendant (flux « down », du réseau vers

l'utilisateur) ou montant (flux « up », de l'utilisateur vers le réseau). Une information créée par l'utilisateur va alors transiter de son modem personnel vers le central du réseau d'accès qui regroupe les utilisateurs d'un secteur (quartier, ville). Elle rejoindra ensuite les axes majeurs à mesure que les liaisons convergent vers le niveau supérieur.

Cette dernière partie du réseau télécom dessert aussi bien les routeurs domestiques (ou « box ») reliés à un ordinateur personnel au domicile, avec sa boucle domestique associée (PAN : Personnel Area Network), les réseaux locaux de serveurs inter-bâtiments pour les entreprises ou les campus, que les antennes d'émission/réception de signaux radiofréquences (3G/4G, WiFi) permettant des connexions sans fil sur de vastes zones.

Ces liaisons de courtes distances (<40km) ont été réalisées jusqu'en 2000 avec des câbles de cuivre torsadés par paire qui supportaient la transmission de signaux électriques de type xDSL. Le déploiement de la fibre optique accessible au grand public concerne cette portion des réseaux de télécommunications, et tend à remplacer chacune des liaisons à cette échelle par un lien optique, ce qui représente un nombre incroyable d'interconnexions à établir et à prévoir.

En effet, la liaison optique peut soit s'étendre du nœud de raccordement optique (NRO) jusqu'au terminal de l'utilisateur, soit une portion variable de ce raccordement peut être couvert par un autre type de câble. On parle alors des déclinaisons technologiques de type FTTx (pour Fiber-To-The-x) qui vont du FTTH (Fiber-To-The-Home) pour le lien intégralement optique, au FTTN (Fiber-To-The-Neighborhood) pour lequel la liaison optique se termine à l'entrée d'un quartier. La Figure I-12 représente alors les différentes configurations pour cette dernière portion de la liaison d'accès central-usager.

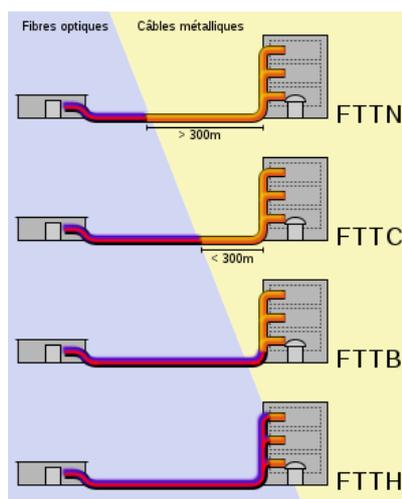


Figure I-12 Type d'interconnexion pour le raccordement final d'un lien optique chez l'utilisateur.

Afin d'optimiser l'efficacité des réseaux FTTx, et particulièrement le type FTTH, pour faciliter l'accessibilité de cette technologie au plus grand nombre, le marché s'est orienté vers une architecture des réseaux dite « point-multipoint passive », ou Passive Optical Network (PON). Le but est alors de minimiser le nombre d'éléments actifs (donc consommateur d'énergie) dans la chaîne de distribution de l'information (ODN, ou Optical Distribution Network). Ce réseau s'étend depuis le terminal de liaison optique (ou OLT, pour Optical Line Terminal), installé par un Fournisseur d'Accès Internet (FAI) dans le Nœud de Raccordement Optique (NRO) jusqu'à l'équipement chez l'utilisateur (ou ONT, pour Optical Network Termination), à l'autre extrémité du réseau. Le recours intelligent à différents nœuds de répartition des flux lumineux entre plusieurs usagers et leurs traitements au sein d'un terminal mutualisé permet de prévoir les augmentations prochaines en débit des équipements (terminaux ou chez l'utilisateur) sans avoir à modifier toutes les installations physiques de la génération précédente. Par opposition, l'approche auparavant expérimentée dite « point à point » (P2P) reliait chaque usager à un nœud de raccordement optique (ou NRO) par une fibre optique dédiée. Bien que les montées en débits possibles sur chaque fibre soient dès lors immenses, le nombre de liens à installer et à supporter au sein de chaque central optique, ainsi que les soucis de rationalité matériel et économique, ont restreint le champ d'application de cette approche.

La Figure I-13 schématise le raccordement d'un usager au nœud de raccordement optique qui lui est associé, que ce soit par le biais d'un réseau optique passif (PON), ou d'une liaison optique dédiée. Dans le cas d'un PON, la fibre principale issue du central se divise au niveau d'un répartiteur optique pour être distribuée entre les différents utilisateurs de cette boucle du réseau d'accès.

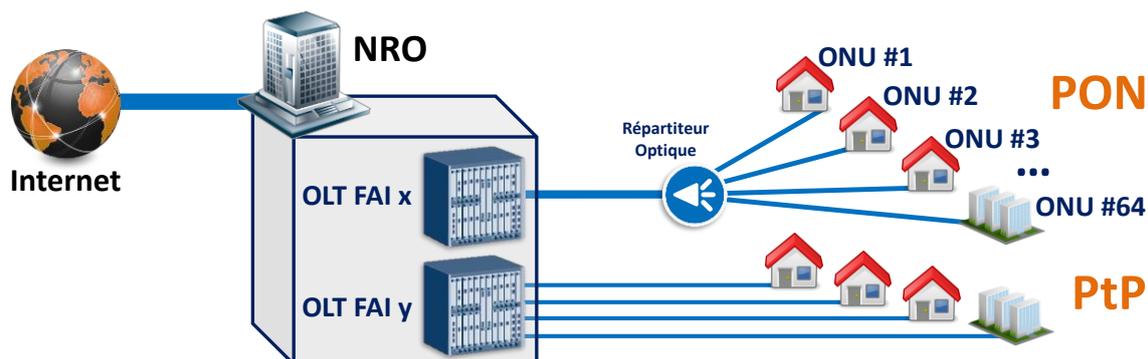


Figure I-13 Schéma d'un réseau de distribution d'accès FFTH par une liaison optique Point-à-point (PtP) ou un réseau optique passif (PON).

Aujourd'hui, le débit moyen circulant dans les lignes locales déployées est de l'ordre de 7Mb/s pour les technologies ADSL, et d'environ 300Mb/s dans le sens descendant en France pour les liaisons optiques de type FTTH chez le particulier en 2016. (19)

Cependant l'augmentation des débits requis pour la réception et l'émission d'informations depuis chaque équipement individuel oblige désormais à décupler les capacités de chaque couche du réseau, depuis la première boucle locale chez le particulier, jusqu'au réseau métropolitain de cœur. Ce besoin est le principal moteur des recherches rapportées dans cette thèse.

Enfin, l'échelon suivant concerne les liaisons télécoms les plus courtes qui se concentrent notamment au niveau des nœuds de stockages et de traitement des données, alimentant ainsi l'ensemble des usages numériques, en distillant l'information au travers de toutes les autres couches réseaux précédemment décrites.

1.2.d Transmission de données à courtes distances (Datacom) :

Le terme « Datacom » désigne les transmissions de données sur de très courtes-distances (<2km) qui interviennent au niveau le plus bas de l'architecture réseau, entre plusieurs composants, cartes ou terminaux informatiques, sans intervention d'un utilisateur. Cette appellation recouvre aussi les connexions internes au sein d'une puce électronique ou photonique, les liens entre ces puces sur une même carte, et les liens entre cartes au sein d'une salle ou d'un équipement. Il s'agit alors de transporter les données sur des échelles extrêmement réduites, avec des débits d'entrée/sortie (I/O) de plusieurs Gb/s. Cette part du marché des télécommunications est en passe de devenir un des plus gros secteurs de croissance, en volume d'équipement, car elle concerne tout particulièrement les liens intra-datacenters (centre de données) et intra-LAN, dont le nombre va croissant avec les tendances numériques actuelles. En effet, le nombre de datacenters croît en accord avec la montée en puissance du trafic mondial, et accueillent dans leurs bâtiments une quantité également croissante de serveurs de calculs et de stockage.

La densité de connexions qu'il est alors nécessaire d'établir pour relier tous ces équipements informatiques, ainsi que les différentes fonctionnalités au sein d'un même équipement, font naître de nouvelles exigences en ce qui concerne les formats des interconnexions électriques. L'agrégation d'un grand nombre de sources de données à des niveaux extrêmement localisés, est un challenge technologique investigué par la plupart des équipementiers télécom, et ce en vue d'une transmission sur de plus grandes échelles dans les couches supérieures de réseau.

Les formats d'encodage de l'information sont ainsi au cœur de cette problématique, car ils conditionnent grandement la quantité de données qu'il sera possible de transmettre à partir d'une installation donnée. Nous allons donc voir les différents axes qui gouvernent le débit effectif d'une ligne par l'intermédiaire du format de modulation employé.

1.2.e Formats de modulation :

Il existe différentes possibilités pour coder une information sur une onde électromagnétique, et qui sont offertes selon les propriétés physiques mises en jeu. On peut imprimer une variation à une des grandeurs physiques de l'onde lumineuse pour symboliser des états logiques selon différents formats de modulation, et ainsi véhiculer les données numériques. Les états numériques issus de l'électronique et qui constituent les données initiales doivent être transférés au sein du mode optique, et l'on peut pour cela exploiter l'une des caractéristiques suivantes de l'onde:

- Amplitude
- Phase
- Polarisation
- Longueur d'onde

La modulation d'amplitude est la plus simple des modulations. Elle consiste à faire varier l'amplitude du signal optique émis en accord avec le codage binaire à la source. Dans le cas d'une source laser, on peut moduler l'amplitude optique à partir de la variation du courant d'injection, qui affectera directement le nombre de porteurs disponibles, et donc le nombre de photons émis.

On code alors un bit avec un état optique haut (« on »), correspondant à l'état logique 1 et à une intensité de champ élevée, et un état optique bas (« off »), pour l'état logique 0 à une intensité de sortie faible. On parle ainsi de modulation OOK (On-Off Keying). Lors du retour à l'état « off », le laser n'est pas totalement éteint afin de ne pas trop dépleter la zone de gain et perdre en rapidité de réponse à l'arrivée de l'état « on » suivant. Le codage des bits est le plus souvent réalisé sans que les symboles ne soient marqués par un retour à zéro entre deux bits « on » successifs. Il s'agit alors de modulation NRZ (Non-Return to Zero).

On peut aussi exploiter la variation de la phase du signal en modifiant l'indice optique complexe de la structure guidante. Une modification thermique ou électronique de cet indice peut être exploitée pour générer un déphasage entre deux signaux issus de la même source. Les phénomènes d'interférence à la recombinaison des deux ondes déphasées à la sortie d'un dispositif interférentiel de type Mach-Zender (MZ) permettront d'aboutir à une modulation d'amplitude du signal (20). L'on peut également aboutir au même débit de donnée en codant l'information sur deux états de phases opposés de la lumière ($0/\pi$). On parle alors de modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying). On peut transporter deux fois plus d'information par symbole d'un pulse lumineux en combinant deux signaux BPSK orthogonaux en phase. Il est alors possible de coder des états binaires en utilisant 4 états composés de phases (45° , 135° , -45° et -135° par exemple). On parle alors de QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), et chaque état porte alors l'information de 2 bits (1 pour chaque signal BPSK). Les différents états peuvent être visualisés comme des nombres complexes sur un diagramme de constellation, dans lequel l'axe des abscisses représente la composante réel (I, « In Phase »), et l'axe des ordonnées la composante imaginaire (Q, « Quadrature »). Cette constellation est alors représentative de la modulation d'un signal.

Une des évolutions de ce format, est la modulation en quadrature de phase multiplexée en polarisation, ou PDM-QPSK (Polarisation-Division Multiplexing Quadrature Phase-Shift Keying) formée par la recombinaison de 2 signaux QPSK selon des polarisations perpendiculaires des modes TE ou TM (Transverse Electrique ou Transverse Magnétique). A la sortie d'un tel modulateur, on obtient une constellation de symbole (Baud) qui contient 4 bits d'information (2 pour chaque signal QPSK). Ainsi pour une vitesse de modulation de 25Gbaud, on obtient un débit effectif de 100Gbit/s (21).

La Figure I-14 donne pour les formats de modulation les plus courants le débit de symbole en GBaud pour un même débit numérique final, ainsi que leurs représentations respectives sous forme de constellation (22).

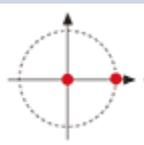
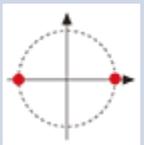
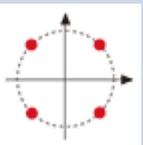
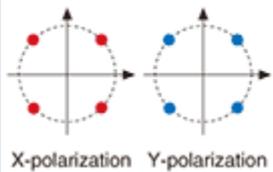
Format de Modulation	OOK	BPSK	QPSK	PDM-QPSK
Débit de Symbole (GBaud)	112	112	56	28
Constellations				

Figure I-14 Illustration des principaux formats de modulation avec la constellation associée

En combinant deux modulations orthogonales à 4 niveaux, il est possible de générer encore plus d'états binaires. La constellation obtenue comprend alors $2^4=16$ états, ce qui permet de coder 4 bits par symbole. Ce format de modulation est alors dénommé 16QAM, pour Quadrature Amplitude Modulation, mais le nombre d'états peut être porté à 32, voire 64, par exemple en multipliant les niveaux de modulation.

La Figure I-15 montre le diagramme de constellation de 16QAM.

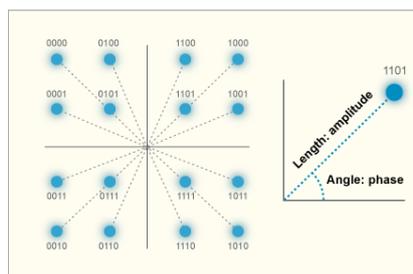


Figure I-15 Représentation de la constellation de symboles pour une modulation QAM16

La valence M de ces signaux représente le nombre n de bits nécessaires pour définir chaque état de ces formats de modulation, tel que $M=2^n$. Le débit binaire de données D_B de chaque format est alors calculé à partir du débit de symbole D_b , tel que :

$$D_B = n \times D_b \quad \text{Eq. I-1}$$

L'étendue en fréquence d'un signal intervient dans le calcul de l'efficacité spectrale d'une modulation. Cette efficacité correspond à la densité de données numériques (bits) transportées au sein de l'espace fréquentiel B occupé par une onde (bande de fréquence), et qui change selon le format de modulation choisi. Elle exprime le débit de données par unité de fréquence (bits/s/Hz), selon l'équation :

$$\eta = \frac{D_B}{B} \quad \text{Eq. I-2}$$

Les formats de modulation avancés tel que QPSK ou 16QAM permettent d'augmenter l'efficacité de modulation jusqu'à atteindre des valeurs proches de 1 bit/s/Hz (21).

1.2.f Multiplexage en longueur d'onde:

Nous venons de voir qu'à une longueur d'onde donnée (ou canal), chaque signal lumineux peut porter l'information selon un format de modulation spécifique (OOK, BPSK...), avec une étendue spectrale (quelques dizaines de GHz) et un débit numérique propre. Il est cependant possible de rassembler plusieurs de ces canaux au sein d'une même fibre, en les espaçant de façon régulière dans l'espace fréquentiel selon une grille définie par les instances régulatrices des télécommunications telles que l'UIT (International Telecommunication Union).

Cette approche, dite de multiplexage en longueur d'onde (WDM, pour Wavelength Division Multiplexing), est l'une des plus puissantes en terme d'augmentation de la bande passante. La propagation des différents canaux peut alors se faire simultanément au sein d'une même fibre sans risque d'interférence entre les modes optiques, du fait de leur écartement dans le domaine fréquentiel. La Figure I-16 illustre par un schéma une liaison WDM s'appuyant sur cette technique.

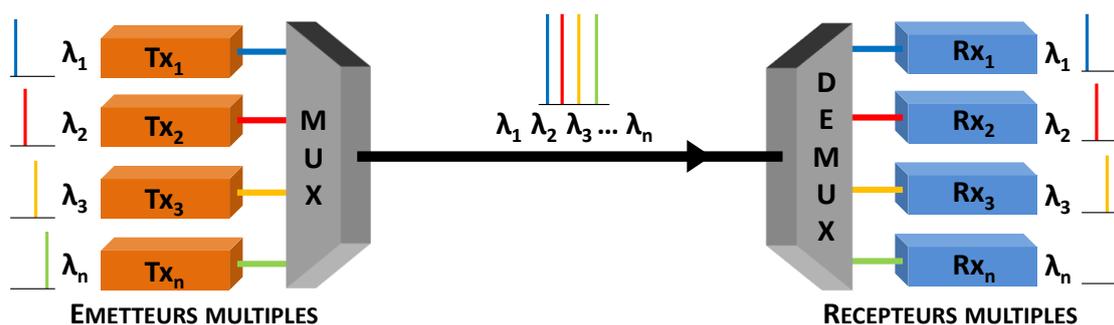


Figure I-16 Schéma d'une liaison WDM à plusieurs canaux

Les risques d'interférence entre canaux (crosstalk) sont jugulés, dès lors que cet espacement fréquentiel est suffisamment important au regard de l'étendue spectrale de chaque canal. Il a ainsi été possible de décupler le débit de données transmises en augmentant le nombre de canaux regroupés au sein d'une même fibre optique comme le montre la Figure I-19 (15).

En fonction des applications et les contraintes pesant sur la qualité requise du signal laser, plusieurs densités de canaux sont possibles, définies par l'espacement en fréquence entre chaque canal. Ainsi le multiplexage le moins dense (Coarse WDM) voit les canaux séparés de 2500 GHz (20nm) alors qu'un multiplexage serré (Dense WDM) ne les sépare que de 100GHz (0,8nm), voire 50GHz. Une représentation du principe de ces deux types de multiplexage est donnée par la Figure I-17, en illustrant la superposition des canaux et leur espacement pour les 2 types de multiplexage (23).

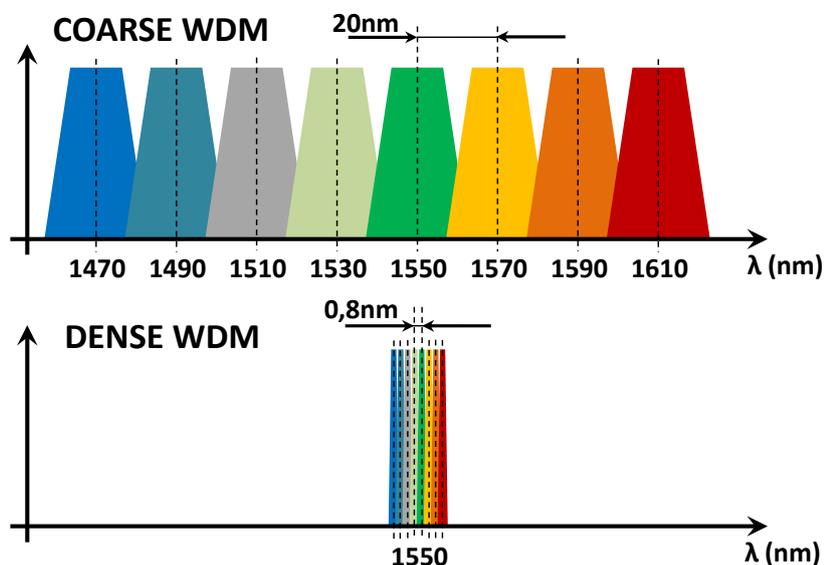


Figure I-17 Représentation schématique des canaux CWDM et DWDM

Selon les besoins en bande passante d'une installation ou d'une zone géographique, le multiplexage en longueur d'onde choisi sera différent, de la même façon que la technologie permettant de le réaliser. Le tableau de la Figure I-18 donne un aperçu des spécificités des deux techniques déployées sur les réseaux optiques actuels.

On peut noter que, plus le nombre de canaux est grand et donc leur écartement fréquentiel est réduit, plus il faut recourir à une technologie de stabilisation de la fréquence d'émission laser précise, et donc coûteuse, pour éviter toute perturbation inter-canaux (23).

PARAMETRES	CWDM	DWDM
Espacement Inter-Canal	20nm	0,8-0,2nm
Nombre de canaux disponibles	16	40-160
Portée de communication	0-80km	>100km
Agilité de la source DFB	λ fixe/accordable	λ fixe/accordable
Coût	Faible	Elevé
Marché	Méto, Accès	Long Haul, Metro

Figure I-18 Tableau comparatif des technologies de multiplexage CWDM et DWDM

Il est donc possible de multiplexer en longueur d'onde des signaux codés de façon différente au sein d'un même espace fréquentiel, en densifiant les canaux, pour augmenter les débits disponibles, mais jusqu'à une certaine limite, imposée principalement par la largeur des fenêtres de transparence de la fibre, l'étendue spectrale de la bande de gain des amplificateurs, et la qualité de l'émission des sources laser employées (largeur spectrale).

L'augmentation du débit transporté par fibre par application de cette technique de multiplication des canaux est illustrée par la Figure I-19, sur laquelle sont visibles les différentes performances de transmission obtenues aux cours de ces dernières années. Le débit agrégé est alors passé de 10Gb/s pour un canal unique en 1995 à plus de 1Tb/s au début des années 2000 avec 64 canaux à 25Gb/s.

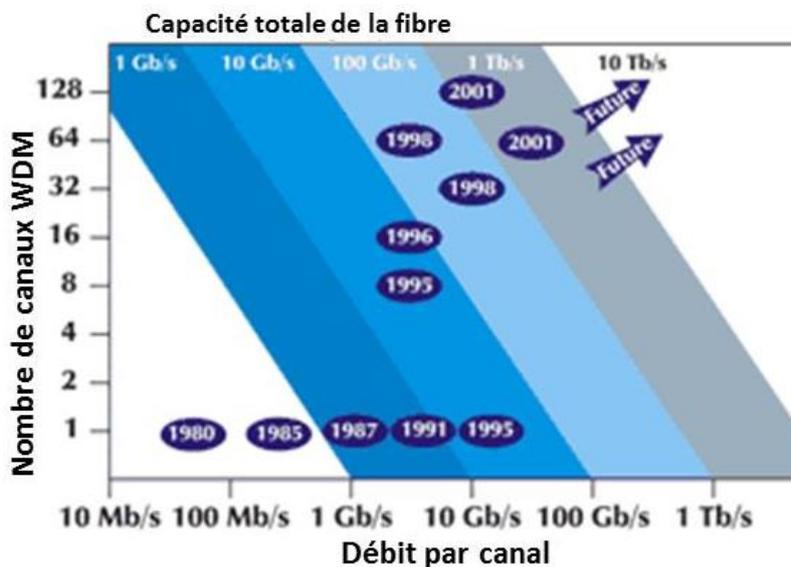


Figure I-19 Progression du débit de données dans une fibre optique en fonction du nombre de canaux WDM (24)

Cette multiplication des canaux transportés par chaque fibre ne peut à elle seule assurer la capacité de nos réseaux de télécommunications à faire face aux nouveaux défis technologiques amenés par l'explosion du trafic mondial. En effet, d'autres contraintes viennent s'ajouter à une recherche de débit pure du fait du très grand nombre d'équipements à installer dans les années à venir, et feront l'objet de la section suivante.

I.1.3. Nouvelles exigences sur les transmissions optiques

Les mutations de nos réseaux de télécommunications, à des échelles de plus en plus proches de l'utilisateur, motivent la recherche active de solutions efficaces à la problématique des nombreuses conversions électro-optiques, et la résolution des exigences énergétiques qui en découlent.

Ces contraintes aux niveaux des interconnexions électriques et optiques intra et inter composants deviendront demain un goulot d'étranglement face à la montée en débit des installations (25) (26) (27). Le développement de circuits photoniques intégrés a donc pour but à terme de favoriser la levée des trois contraintes majeures qui pèsent sur les télécommunications mondiales, à savoir l'encombrement, le coût des installations et leur consommation énergétique.

En effet les dispositifs électroniques et optiques qui hébergent et permettent ces échanges incessants de données sont désormais regroupés en différents nœuds du réseau, pour une bonne partie au sein des datacenters, mais sont également distribués dans les entreprises et chez les particuliers, aussi bien dans les équipements fixes (antennes, PC, serveurs, domotique) que dans tous les objets connectés (téléphone, tablette, ordinateur portable, GPS...)

Tous ces appareils exercent une pression forte et croissante sur les infrastructures de télécommunications existantes en termes de gestion de l'énergie et de l'espace, tout en exigeant des bandes-passantes disponibles toujours plus grandes.

Ces trois axes sont donc autant de paramètres critiques à prendre en compte dans la conception de PICs à très haut débit, et dont les principales spécificités sont détaillées dans les parties ci-dessous.

1.3.a Bande passante des interconnexions électro-optiques :

La fibre optique et les systèmes « transparents » offrent la possibilité de franchir cet obstacle physique et économique en multipliant les capacités de transmissions. Cependant, même l'approche révolutionnaire des technologies optiques installées depuis 2000 et le recours aux circuits photoniques intégrés en matériaux III-V ne peuvent prétendre satisfaire sans difficulté l'importante demande en bande-passante de nos usages.

Il semble possible de réorganiser nos réseaux, en multipliant le nombre de liens tout en augmentant le débit de transfert pour chacun d'eux. Toutefois, bien que la réduction des dimensions des composants optoélectroniques par un processus d'intégration ait permis d'améliorer le rapport encombrement/bande-passante de liaisons télécoms sur plusieurs niveaux, une difficulté nouvelle est née de cette intégration. En effet, le contrôle des composants optiques se fait toujours à l'aide de contacts et de pistes métalliques, sous la direction d'une puce électronique dédiée (27) (28). Il en découle que le nombre de ces interconnexions électriques croît avec l'augmentation de la densité des circuits photoniques intégrés.

Pourtant, la multiplication de ces lignes d'interconnexions électriques au sein d'un PIC s'accompagne d'une augmentation de la dispersion du signal, du délai de chaque ligne, et de son bruit. Cela constitue des obstacles à une augmentation de la bande-passante et représente de fait un défi important en termes de coût.

Un exemple de l'augmentation de la dispersion au sein d'une ligne électrique par rapport à une interconnexion optique est donné par la Figure I-20 pour les différentes valeurs de dimension critique (nœud technologique) d'un circuit intégré CMOS.

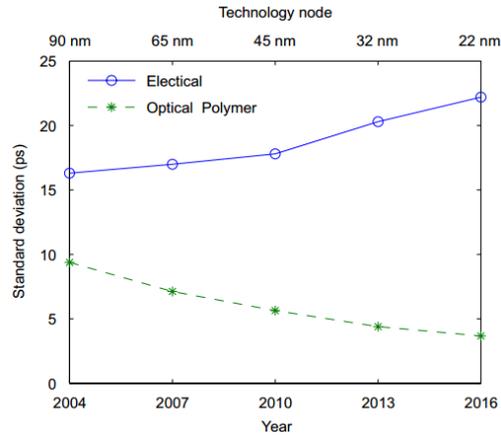


Figure I-20 Augmentation de la déviation standard du délai dans les interconnexions électriques avec la réduction de la dimension critique des transistors CMOS au cours des années. (29)

Selon le degré d'intégration de ces interconnexions, à savoir la longueur moyenne entre le centre de la puce et l'extrémité de la ligne, le coût de fabrication et de câblage se révèle très variable. Un effort en faveur d'un recours aux interconnexions intégralement optiques intra-carte ou intra-puce est alors en cours pour maximiser la densité de débit d'une puce. Ainsi, nous pouvons constater l'impact d'une réduction de la distance d'interconnexion sur le prix unitaire d'une liaison sur la Figure I-21. Celle-ci représente le coût d'une interconnexion selon sa longueur par rapport au centre de la puce électronique. De droite à gauche, nous pouvons donc constater une diminution progressive, puis par palier, du prix de chaque raccord. Selon la position de l'interface de terminaison de ces interconnexions, soit au bord de la puce, au bord du module ou au bord de la carte complète, le prix est significativement impacté. Le bénéfice des interconnexions optiques apparaît alors clairement pour des distances inférieures à 1cm (cercle rouge).

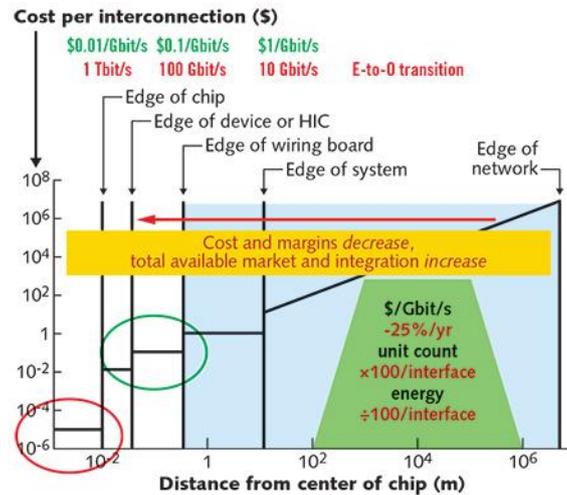


Figure I-21 Coût unitaire d'une interconnexion selon sa longueur à partir du PIC. (30)

1.3.b Consommation Énergétique :

Le développement des PICs est donc fortement motivé par une volonté de diminuer les coûts liés aux dépenses énergétiques nécessaires à la production et à l'exploitation des systèmes de télécommunications. En effet, les équipements qui étaient considérés à la marge en termes de consommation énergétique à l'échelle mondiale englobent une part de plus en plus significative des ressources énergétiques produites (1,5% en 2015) (31). Il se crée chaque jour des fermes de serveurs supplémentaires, qui viennent s'ajouter aux milliers déjà installées, chacune consommant en moyenne l'équivalent en électricité d'une ville de 50 000 habitants (32). De plus, près de 50% de l'énergie consommée par un appareil électronique est dissipée au travers des interconnexions métalliques indispensables au contrôle de son circuit intégré, et ce d'autant plus que les composants intégrés sont réduits en taille ou augmentés en débit (8) (13) (27) (33) (34).

Il faut également tenir compte de l'énergie nécessaire à la production de ces équipements, depuis l'extraction, le traitement et à la mise en forme des matières premières jusqu'à la fabrication des composants et des circuits intégrés. Cette énergie dépensée et matérialisée dans les objets finis pourrait représenter autant que la consommation propre du système mondial de télécommunication, soit plus de 500GW en 2020 (31). Il est donc primordial de développer de nouvelles approches technologiques pour minimiser le coût énergétique de chaque bit de donnée codé ainsi que les procédés de production de chaque composant.

Un tableau récapitulatif de la consommation énergétique liée à la production et au fonctionnement des équipements de télécommunications, de 2010 à 2020, est donné par la Figure I-22, en comparaison de la production énergétique mondiale. Le graphique permet de visualiser l'importance des parts respectives de l'énergie nécessaire à la production ou au fonctionnement de chaque groupe d'équipement.

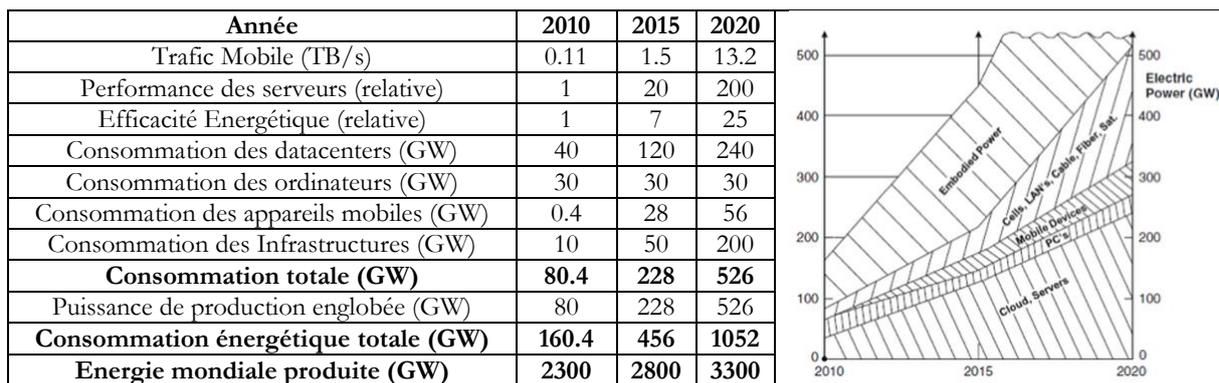


Figure I-22 Évolution de la consommation énergétique des équipements électrooptiques de télécommunications (31)

La consommation énergétique d'une installation type datacenter est aussi directement proportionnelle à sa surface, et donc, à débit égal, à l'encombrement des équipements qui la composent.

1.3.c Encombrement :

La multiplication des ressources informatiques au sein d'un datacenter ou de n'importe quel terminal du réseau de télécommunication appelle à une rationalisation de l'espace qu'elles occupent. De la même façon que l'intégration de la micro-électronique a permis de réduire drastiquement l'encombrement des ordinateurs, en passant de la taille d'une salle à celle d'une main, il est indispensable de réduire la taille critique de chaque circuit optique, pour parvenir à élaborer des équipements susceptibles d'être multipliés au sein d'un espace raisonnable, tels qu'une baie de serveur ou un objet connecté. Le coût d'exploitation de chaque installation télécom est ainsi directement proportionnel au volume de la salle d'accueil, compte tenu des besoins en refroidissement et en diverses connectiques. Ainsi, plus les capacités opératives contenues dans ce même volume seront grandes, plus la rentabilité du système sera à même d'être pertinente dans les modèles économiques mondiaux en construction. Une réflexion poussée sur la construction de chaque composant optique constitutif des systèmes de communication est donc indispensable pour réduire l'encombrement total des équipements, et ainsi espérer ne pas avoir à couvrir des surfaces déraisonnablement grandes d'installations pour atteindre les capacités de traitement adéquates.

Afin de répondre à ces trois exigences, en vue d'un développement rationnel et pérenne de nos réseaux de télécommunications pour les générations futures, nous nous sommes d'ores et déjà employés à explorer les solutions technologiques offertes par des matériaux semi-conducteurs particuliers, et qui convergent aujourd'hui vers une combinaison équilibrée de leurs atouts respectifs que la photonique tend à magnifier. Ces matériaux font ainsi l'objet de la section suivante.

I.1.4. Les matériaux de la photonique

La science de la photonique s'applique aux différents matériaux susceptibles de présenter un intérêt pour la génération, la propagation, ou la transformation d'un signal optique. Elle regroupe désormais un vaste catalogue de composés aux propriétés physiques très variables (structure atomique, conductivité et comportement électrique, énergie de cohésion et de transition, résistance thermique et mécanique, indice et réactivité optique, etc). Nous nous intéressons particulièrement à la famille des matériaux III-V, puis au silicium, qui sont associés pour former la plateforme photonique sur silicium, dans le but de concevoir un PIC répondant aux exigences évoquées précédemment.

1.4.a La filière III-V

Les matériaux III-V, des colonnes respectivement 13 (III) et 15 (V) du tableau périodique, désignent des éléments chimiques dont les propriétés semi-conductrices sont particulièrement intéressantes pour l'émission et la détection de la lumière. Ils possèdent notamment un gap direct qui autorise un taux d'émission de photons par recombinaison radiative élevé, dès lors que l'inversion de population des porteurs est réalisée. Du fait de ces qualités électro-optiques, la plupart des composants optoélectroniques ainsi que les circuits photoniques actuels sont réalisés à partir d'un au plusieurs de ces matériaux, selon l'application et les longueurs d'ondes considérées. A l'heure actuelle, les filières de fabrication à partir de matériaux semi-conducteurs de type III-V à gap direct, comme les plateformes InP et GaAs sont les plus développées, que ce soit pour la réalisation de sources lasers (lasers DFB/FP/SG-DBR) en InP ou diode VCSEL en GaAs ou les détecteurs (Ge). Cependant, les coûts de production de ces composants restent relativement élevés, et les réserves naturelles de ces matériaux sont également limitées. Il faut donc chercher à rationaliser leur utilisation, et à maximiser le bénéfice apporté par leur implantation dans un dispositif électro-optique.

D'autre part, chacun des matériaux issus des colonnes III, IV et V du tableau périodique, dont un extrait est présenté par la Figure I-23, sont caractérisés par une énergie de transition (directe ou indirecte) qui lui est propre et qui définit la longueur d'onde de la lumière que leurs alliages sont susceptibles d'émettre. Dans le même temps, des paramètres de maille respectifs particularisent leurs structures cristallines, et régissent ainsi les associations qu'il est possible de réaliser entre eux. Le graphique de la Figure I-23 représente la répartition des alliages semi-conducteurs usuels selon les valeurs de leur paramètre de maille et de leur énergie de liaison. On peut ainsi constater que les paramètres de mailles de l'alliage InP et du silicium sont sensiblement différents, ce qui interdit un accord de maille sans contrainte lors de leur association.

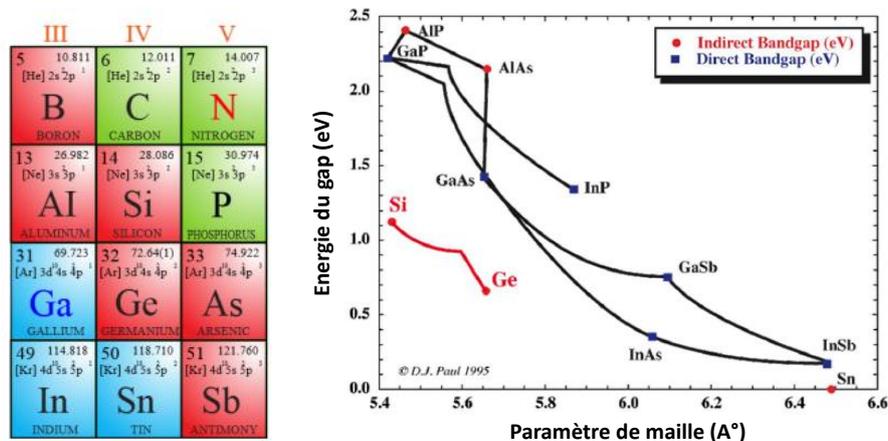


Figure I-23 Extrait du tableau périodique des composés semi-conducteurs type IV, et III-V. (35)

1.4.b Le silicium

Dans le cas des composants électroniques, le silicium historiquement employé dans l'industrie des semi-conducteurs est de loin le matériau le plus utilisé avec 97% des volumes de la production annuelle mondiale de semi-conducteurs. Deuxième élément chimique le plus abondant de la croûte terrestre (27%), couplé à l'oxygène (46%) sous forme de silices et d'oxydes (SiO_2 , SiO_3), il est de fait la ressource la plus intéressante pour une exploitation massive à bas coût. Le sable dont il est extrait est d'ores et déjà la ressource la plus utilisée du monde en volume après l'air et l'eau. Il est ainsi possible d'obtenir un large volume de silicium d'une très haute pureté et sous une forme cristalline parfaite mais moyennant des procédés de raffinement particulièrement énergivores pour parvenir à un matériau de qualité électronique. Cependant, son gap indirect ne permet pas un rendement quantique interne suffisamment élevé pour que ce matériau soit un bon émetteur de photons.

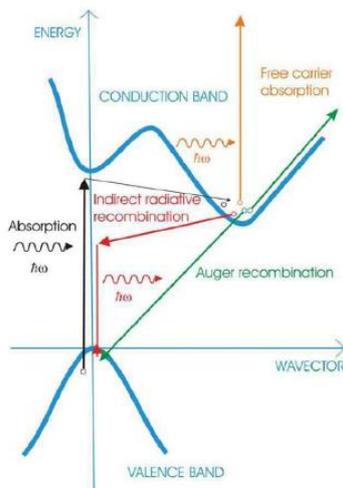


Figure I-24 Diagramme de bande à transition indirecte du silicium α -cristallin. (36)

La Figure I-24 représente à ce propos la structure de bande du silicium cristallin, où le décalage en vecteur d'onde des niveaux d'énergies minimums et maximums, respectivement de la bande de conduction et de la bande de valence, empêche un recouvrement suffisant pour engendrer des recombinaisons radiatives efficaces de porteurs.

Le substrat silicium représente depuis plusieurs années un terrain favorable pour développer des fonctionnalités optiques au sein d'un circuit sur puce. Nous verrons au cours des chapitres II et III qu'un certain nombre de fonctions dites passives et actives peuvent désormais être réalisées uniquement à partir de la mise en forme d'un ou plusieurs guides d'onde gravés dans le silicium. La bande passante offerte par ces circuits photoniques est alors à même de satisfaire les besoins du marché, en rendant les systèmes plus efficaces et performants. De plus, le contraste d'indice optique naturel entre le silicium ($n= 3.5$) et son oxyde natif SiO_2 ($n=1.4$) aux longueurs d'ondes télécom font de ces matériaux des candidats idéals pour la création de guides optiques. Ce contraste d'indice optique élevé lui confère en effet des propriétés de confinement intéressantes, qui rendent possible la réalisation de guides d'onde compacts, avec des rayons de courbure réduits, ce qui augmente d'autant plus les possibilités d'intégration et de densification d'une puce photonique en silicium.

Plus précisément les substrats de silicium employés dans le cadre des PICs sont de type SOI (Silicon on Insulator), qui est un empilement d'oxyde et de silicium au sommet d'un substrat massif de silicium. Il offre la possibilité d'utiliser la surcouche silicium comme couche guidante. La couche d'isolation électrique en silice (Box SiO_2) constitue une partie de la gaine du guide silicium. L'épaisseur de cette couche peut être adaptée pour optimiser l'efficacité de couplage du réseau vertical, par exemple. La variété des substrats selon les épaisseurs respectives de la couche guidant en Si et la Box en silice permet de s'adapter à plusieurs longueurs d'onde, et offre ainsi des propriétés adaptables selon les besoins. L'étendue de la gamme des substrats SOI disponible chez le fournisseur principal (SOITEC) est donnée par la Figure I-25. Dans les travaux de cette

thèse, la gamme Soitec Wave SOI est employée, ce qui correspond à des épaisseurs de couche silicium supérieures de $0,075\mu\text{m}$ à $1\mu\text{m}$, pour des épaisseurs de Box silice de $0,145\mu\text{m}$ à $2\mu\text{m}$.

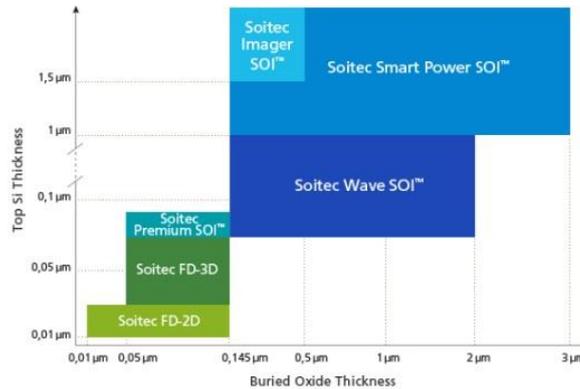


Figure I-25 Configuration des wafers SOI disponibles chez Soitec

Les matériaux évoqués sont déjà largement employés, que ce soit pour la réalisation des circuits électroniques courants avec le silicium, ou pour la fabrication des composants optoélectroniques avec les matériaux III-V au cœur des systèmes de télécommunication décrits en section I.1.2. Ils sont toutefois au cœur d'un processus d'intégration qui vise à regrouper les fonctionnalités offertes par ces matériaux distincts, au sein de composants tout à la fois plus compacts, plus versatiles, et surtout capables de trouver leur place dans le tissu industriel de production actuel, en s'appuyant sur les investissements et le savoir-faire engrangé depuis plusieurs décennies. Dans la section suivante, nous allons décrire plus précisément l'intégration des PICs à partir de ces deux matériaux.

I.1.5. Vers l'intégration des circuits

Les télécommunications optiques s'appuient sur une succession de processus qui vont de l'émission du signal à la réception, après le guidage, l'encodage, l'amplification, le filtrage, puis la détection de la lumière. Toutes ces fonctionnalités forment alors un lien optique, dont le schéma typique est donné par la Figure I-26. Pourtant nous venons de voir que toutes ces fonctions peuvent être regroupées au sein d'une même puce, et ainsi aboutir à la réalisation d'un circuit photonique intégré.

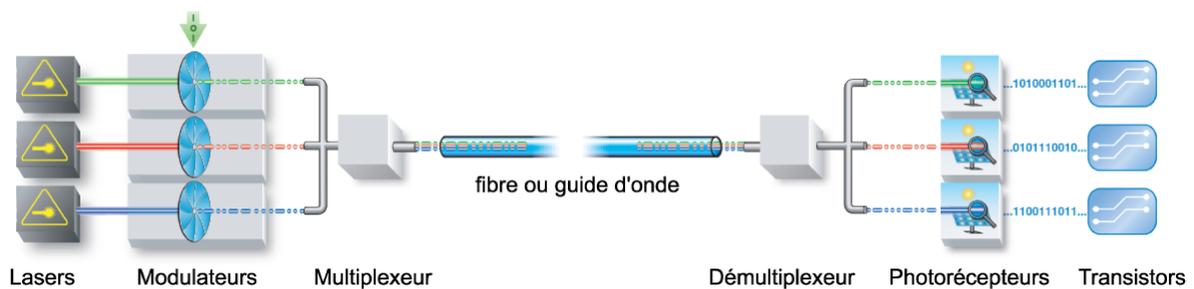


Figure I-26 Composition d'un lien optique pour les transmissions numériques (6)

L'intégration photonique est encouragée par les industriels dans le but de fournir des circuits photoniques de grande capacité, de faible consommation, et de faible coût. La dimension critique pour ces circuits est alors la longueur d'onde à laquelle le signal lumineux est transmis. Il convient alors d'explorer les solutions techniques et industrielles qui permettraient de tirer le meilleur parti de ces circuits photoniques intégrés, en étant capable de s'accommoder de ces dimensions critiques tout en s'acheminant vers des coûts de fabrication les plus faibles possibles.

1.5.a La plateforme CMOS :

Dès lors, la réduction des coûts de production par unité ne peut se faire qu'à condition de recourir à des méthodes de fabrication novatrices à grand volume, qui dans l'idéal devraient s'appuyer sur les moyens technologiques de la filière CMOS.

L'unité de base d'un circuit électronique moderne reste aujourd'hui encore le transistor en silicium en technologie CMOS (Complementary Metal-Oxide Semi-Conductor). La réduction des dimensions caractéristiques de ce transistor (largeur de la grille) lors des étapes successives d'amélioration des procédés de production a régulièrement permis d'augmenter la vitesse de commutation et la compacité de chaque micro-processeur, pour atteindre aujourd'hui 14 nm dans les derniers processeurs CMOS (10 μ m en 1965) (13).

Plusieurs plateformes technologiques à travers le monde regroupent des acteurs industriels et universitaires qui disposent de la maîtrise du savoir-faire technologique pour réaliser les différentes étapes du processus de fabrication des composants CMOS. Ces plateformes réunissent les équipements très sophistiqués nécessaires à la réalisation d'un transistor (machine de photolithographie, bâti de gravure plasma, stepper etc).

Les principaux fondeurs de circuits silicium CMOS se tournent désormais vers des architectures d'un nouveau genre, comme par exemple l'intégration de transistor en 3D (FinFET), pour incorporer plus de fonctions logiques par cm³ de circuits. De fait, les circuits électroniques intègrent un très grand nombre d'unités de calculs, regroupées au sein de la puce selon leur fonction logique (mémoire, calcul vectoriel, bus). La maturation des procédés technologiques des grands acteurs de la fonderie silicium (Intel, Global Foundries, Samsung, SK Hinx, NXP, TDSM, USM, AStar...) rend aujourd'hui disponibles des méthodes de fabrication performantes et extrêmement précises qui assurent un rendement optimal à cette plateforme.

La Figure I-27 rend d'ailleurs compte des énormes progrès qui ont été fait ces dernières années vis-à-vis de la maîtrise de procédé de fabrication pour des dimensions critiques de plus en plus réduites.

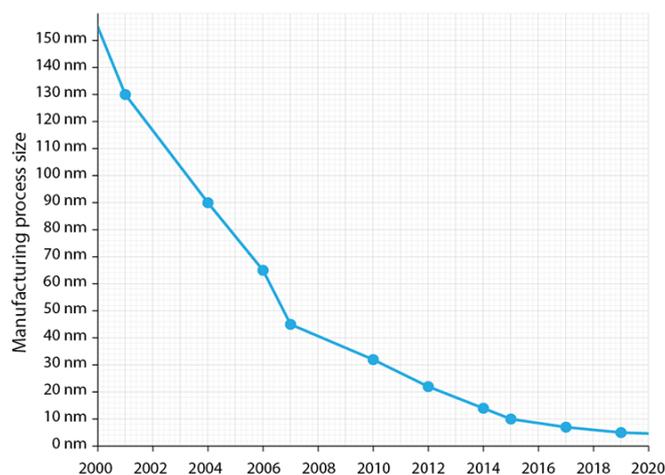


Figure I-27 Réduction de la taille critique des transistors de circuits intégrés électroniques

Cette maîtrise des procédés de production peut s'avérer pertinente pour la réalisation précise de guide optiques et représente la plate-forme de développement des PICs la plus attractive à courts termes. (37)

1.5.b Circuits Photoniques Intégrés InP et silicium

Aujourd'hui, l'intégration photonique consiste donc à réunir au sein d'une même puce, les différentes fonctions optiques qui étaient jusque-là réalisées par des composants discrets, implantés à des positions différentes sur la carte et reliés entre eux par des liens électriques. Nous disposons aujourd'hui de deux plateformes d'intégration photonique : InP et silicium.

Historiquement l'intégration a démarré sur la plateforme InP, et aujourd'hui ces deux filières sont menées en parallèle.

Nous pouvons avoir un aperçu de la progression de ces deux filières de composants optoélectroniques, que ce soit à base d'InP ou par hybridation sur silicium, à partir de la Figure I-28. Une forte tendance à la densification du nombre de composants par puce est identifiable pour ces deux filières, avec une dynamique deux fois plus rapide pour les circuits sur silicium

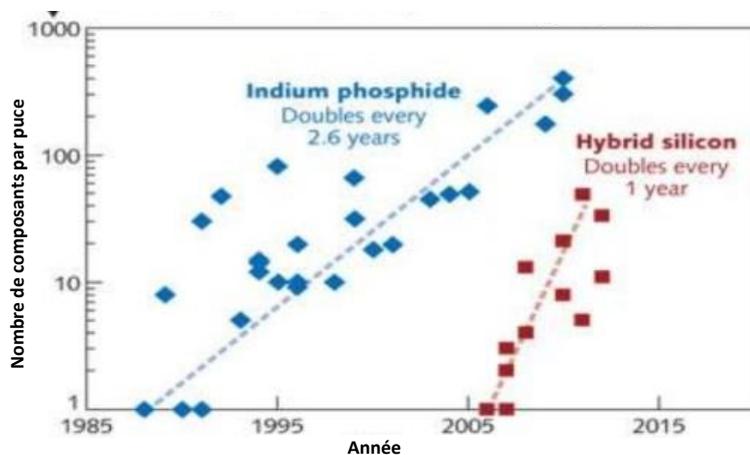


Figure I-28 Evolution du nombre de composants intégrés dans un circuit photonique au cours du temps pour deux filières de composants opto-électroniques : circuits InP ou circuits hybridés sur silicium. (38)

I.2. L'avènement des PIC III-V sur silicium

Nous avons vu dans le chapitre précédent qu'une des solutions industriellement accessible pour faire face aux besoins de télécommunications mondiales est le recours aux PICs, à base de III-V et de silicium notamment. Les capacités industrielles, la compacité, et l'efficacité énergétique de ces circuits continuent de justifier leur développement et leur utilisation croissante. Ces circuits photoniques intégrés trouvent, au-delà des télécommunications optiques, des applications dans d'autres domaines scientifiques et techniques, comme le médical, l'aéronautique, l'exploration spatiale, la météorologie.

I.2.1. La photonique sur silicium : Définition et enjeux

La photonique sur silicium consiste aujourd'hui à utiliser les moyens technologiques de l'industrie micro-électronique pour la fabrication de composants et des circuits photoniques sur silicium. Elle offre alors la possibilité de créer un nouveau genre de composants, avec un degré d'intégration jamais atteint auparavant à débit égal, grâce aux capacités de production de masse de la filière CMOS silicium.

Plusieurs soucis technologiques ont dû être solutionnés, et sont encore au cœur des recherches actuelles, pour parvenir à faire de la photonique sur silicium une plate-forme viable pour les systèmes de demain. Les connectiques optiques au sein d'un circuit photonique intégré peuvent en effet être facilitées par le recours à la plateforme silicium, qui autorise des densités de circuiteries élevées tout en offrant un certain nombre de fonctionnalités passives intéressantes (séparateur de polarisation, coupleurs directionnels, multiplexeurs, filtres, etc.). Cependant, il reste à lever les blocages qui concernent l'émission laser au sein d'un circuit photonique en silicium ainsi que la détection du signal lumineux à l'autre bout de la puce ou de la liaison.

Les travaux de cette thèse s'inscrivent ainsi dans cette démarche de recherche d'une solution efficace pour l'intégration de la source laser dans les circuits photoniques issus de cette plateforme, et dont les différentes approches sont détaillées dans les sections suivantes.

I.2.2. Intégration de la source

L'intégration de ces sources lasers représente en effet un challenge technologique et économique majeur qui justifie les efforts de recherche qui sont rapportés dans cette thèse, car la source laser, élément clé du lien optique, résistait encore jusqu'à peu (25) (39) aux tentatives d'intégration au sein de la filière photonique compatible CMOS (40) (41) (42). Dans cette section, je détaillerai les différentes options technologiques qui sont aujourd'hui investiguées pour tenter d'outrepasser un des derniers obstacles à la maturation complète de la photonique sur silicium.

L'approche la plus directe consiste à inclure une source laser discrète, sous forme de composant séparé, au sein d'un circuit photonique intégré dans un module. Cette approche bien que techniquement réalisable, présente plusieurs désavantages, comme le coût initial élevé d'achat et d'assemblage des différents dispositifs packagés, un faible degré d'intégration et donc un encombrement conséquent, ainsi que de nombreuses limitations aux niveaux des interconnexions électriques et optiques.

Enfin, la deuxième approche, vise à intégrer directement la source dans la puce. Cette approche, réalisable selon différents procédés technologiques qui sont évoqués dans les sections suivantes, semble la plus prometteuse à la fois en terme de compacité, d'efficacité énergétique, de capacité en bande-passante, de fiabilité et de réalisation en grands volumes.

Une des méthodes possibles est l'intégration directe en première partie du process de fabrication (front-end) d'une structure laser à la surface du substrat silicium. Cette technique consiste à former par croissance épitaxiale une structure d'un matériau III-V actif capable de

générer de la lumière, tout en s'adaptant au support silicium (hétéro-épitaxie). Différentes structures ont été proposées et des résultats intéressants ont été obtenus (43) (44) (45) sur Si. Le critère limitatif devient alors la différence de paramètre de maille entre les matériaux que l'on souhaite faire croître.

2.2.a Report de puces et collages

L'approche la plus directe et la plus technologiquement au point aujourd'hui est la technique de report d'une puce photonique séparée sur une carte électronique (flip-chip), retournée et collée par soudure métallique.

Cette technique repose sur une solidarisation du circuit photonique sur la carte par fusion d'une série de microbilles métalliques réparties sur la face du composant. Elles sont positionnées en vis-à-vis des contacts métalliques des pistes électroniques de la puce de contrôle. Les fondeurs d'électronique CMOS, en ayant recours à ce type d'intégration ont largement bénéficié de la diminution des interconnexions électriques entre les différents étages de plusieurs composants. Cette technique présente plusieurs avantages notables, dont notamment la flexibilité et le relatif faible coût de ce genre d'intégration.

La Figure I-29 représente un schéma des approches d'intégration directe par croissance ou par report/collage de matériaux III-V sur silicium (III-V chip bonding) (46).

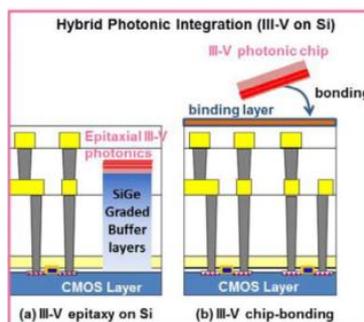


Figure I-29 Coupe schématique des approches d'intégration directe de la source laser dans la plateforme CMOS par croissance ou collage de matériaux III-V sur silicium. (47)

Ce principe peut être appliqué aux sources lasers III-V pour leur intégration au sein d'un circuit photonique (48). En effet, la taille (2", 3") des substrats de matériaux III-V épitaxiés pour la fabrication de diodes laser n'a pas atteint les dimensions record des wafers silicium en 450mm. Les contraintes mécaniques et thermodynamiques s'exerçant lors de la croissance des couches épitaxiales contenant des structures quantiques (puits, boîtes, barrières...) limitent le diamètre des plaques qu'il est possible de produire.

De fait, les volumes de production des diodes lasers issues de ces plaques sont limités. L'industrie cherche alors à rentabiliser chaque surface disponible sur les plaques III-V en réalisant des puces émettrices de petites tailles, dont ne seront sélectionnées puis collées que celles satisfaisant le cahier des charges.

Il est toutefois possible d'apporter des matériaux III-V directement au sein d'un PIC selon d'autres approches de collage. La technique repose alors sur une solidarisation et un alignement de la source III-V directement sur le circuit photonique. Pour cela, on vient insérer dans le circuit photonique, désormais couramment en silicium, une puce laser à base de matériau III-V fabriquée indépendamment. Ce transfert peut se faire à l'échelle d'une puce (Die to Wafer D2W) ou d'une plaque entière (Wafer to Wafer W2W), et selon trois types de collage : par adhésif polymère, par adhésif métallique, ou moléculaire. Le tableau de la Figure I-30 résume les principaux avantages et inconvénients de ces différentes techniques.

Méthode de collage	Description du process	Tolérances de fabrication	Evolutivité de la production	Commentaires
Collage moléculaire W2W	Collage direct assisté par plasma O ₂ avec recuit de 12h à 300°C	Faible tolérance à la présence de contaminants, requiert des surfaces de collage planes	Difficile, du fait de la disparité des tailles de wafers	Faible utilisation effective de la surface des wafers III-V ou silicium. Sensibilité à la courbure des wafers
Collage moléculaire D2W	Collage direct avec oxyde intercalaire assisté par plasma O ₂ et recuit de 3h à 250°C	Faible tolérance à la présence de contaminants, requiert des surfaces de collage lisses	Difficile, du fait de la contamination et de la désactivation de la surface au cours de la procédure de collage pour un grand nombre de puce.	Difficultés à assurer un bon rendement sur un grand nombre de puces collées
Collage adhésif D2W par BCB	Collage adhésif par BCB et durcissement de 1h à 240°C	Grande tolérance avec peu d'exigences sur la qualité de surface, mais requiert un bon contrôle du dépôt de polymère (épaisseur, planéité)	Facilement extensible à de multiples puces ou wafers de grande taille.	Problèmes de dissipation thermique du fait de la faible conductivité thermique du BCB
Collage adhésif métallique	Collage adhésif métallique avec recuit.	Grande tolérance avec peu d'exigences sur la qualité de surface, mais possible contaminations métalliques et incompatibilité de process. Eventuelles difficultés de couplage dû à l'absorption du métal.	Facilement extensible à de multiples puces ou wafers de grande taille.	Dissipation thermique renforcée du fait de l'utilisation de métal.

Figure I-30 Tableau comparatif des techniques de collage de matériaux III-V sur Silicium pour l'intégration hétérogène. W2W= Wafer-to-Wafer, ou pleine-plaque; D2W= Die-to-Wafer, puce-sur-plaque, ou flip-chip/pick&place; BCB= BenzoCycloButene.

L'approche de collage la plus simple consiste à recouvrir le substrat d'accueil d'une couche de résine polymère adhésive, de type DVS-BCB (DiVinylSiloxane-bis-BenzoCycloButène, de Dow Chemical), dont l'épaisseur peut être facilement contrôlée lors du dépôt par centrifugation. L'état de surface de cette résine après préparation ne conditionne pas de façon trop drastique la réussite du collage, la viscosité de la résine permettant de compenser les différences de planéité qui pourraient apparaître sur les plaques. Il est alors possible de coller des plaques épitaxiées dont l'état de surface interdirait tout autre type de collage.

Cette technique accessible permet de réaliser des couches de collage mince (<60nm) mais présente cependant le désavantage de ne pas créer une énergie de liaison importante entre le substrat et la plaque collée, ce qui limite son adhérence et l'intégrité du système dans le temps. La sensibilité de la résine à la lumière, à la température et à l'hygrométrie la rend sensible aux conditions environnementales, notamment les températures élevées qui sont par la suite mises en jeu lors des étapes de gravure de la plaque épitaxiée collée. La présence de solvants dans la composition de la résine rend aussi des relargages gazeux possibles au cours de la vie du composant, ce qui pourrait contribuer à un décollement prématuré de la plaque, et une destruction du composant. Les températures de dépôt, de collage et de recuit doivent donc être particulièrement bien contrôlées pour assurer un maintien pérenne de l'empilement collé tout au long du process de fabrication.

Le collage métallique consiste quant à lui à loger une source laser III-V au sein d'un circuit photonique sur SOI par l'intermédiaire de soudure métallique.

L'approche technologique d'intégration hétérogène de matériaux III-V sur SOI retenue au sein du III-V Lab depuis bientôt 6 ans, repose, en revanche, sur un collage dit moléculaire pleine plaque (W2W), qui tire son nom des multiples liaisons électroniques qui s'établissent entre les deux surfaces sans ajout de matériaux adhésifs supplémentaires. Ce procédé est détaillé dans la section suivante.

2.2.b Procédé de fabrication par collage moléculaire:

La technique d'intégration hybride consiste à apporter une portion de matériau actif III-V capable d'émettre efficacement de la lumière à un circuit « passif » gravé à la surface d'un substrat SOI. On peut alors distinguer trois étapes à la fabrication d'un circuit photonique intégré hybride, résumées dans la Figure I-31 :

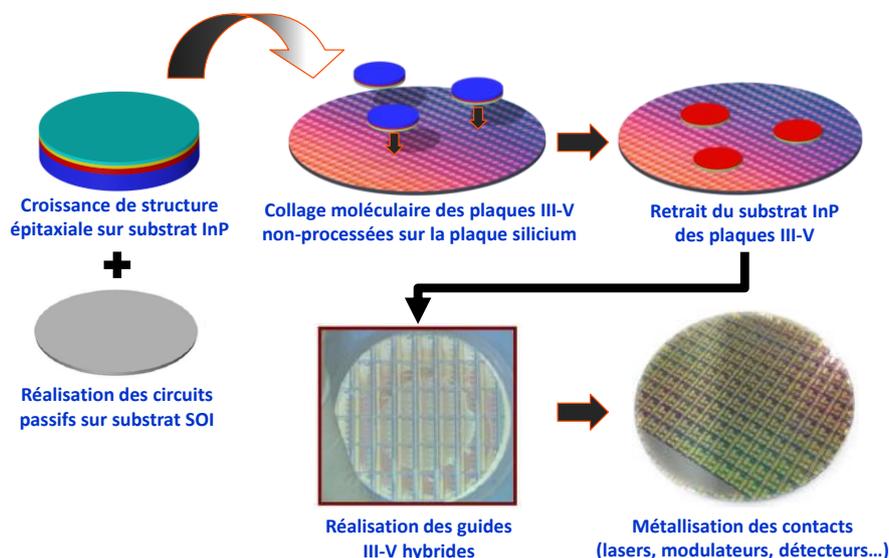


Figure I-31 Illustration du procédé de réalisation

• Préparation des plaques III-V et SOI

En premier lieu on réalise les deux plaques séparément, d'une part la plaque « passive » en silicium, et d'autre la plaque « active » en matériaux III-V.

L'ensemble de la circuiterie en guide silicium est gravé à la surface d'un substrat SOI de grand diamètre (>200mm) à partir des moyens de production de la fonderie CMOS du CEA-Leti.

Pour propager efficacement de la lumière de façon contrôlée au sein d'un circuit photonique, il faut disposer de guides d'ondes appropriés. Un des avantages majeurs de la plateforme silicium pour la photonique intégrée, est qu'elle permet la réalisation de façon précise, rapide, et à grande échelle, de structures guidantes compactes et suffisamment transparentes à la surface d'une plaque de silicium sur isolant.

Les techniques de gravure des substrats SOI mises au point par l'industrie de la micro-électronique permettent de graver la surface du silicium pour façonner des guides aux formes variées, et aux propriétés utiles (résonateurs en anneau, diviseurs de puissance, séparateurs de polarisation, coupleurs). La méthode de gravure du silicium peut influencer la qualité du résultat final, notamment la rugosité de chacune des surfaces redéfinies par la gravure qui peut augmenter les pertes de propagation du guide silicium (49).

Les procédés de gravure par plasma sont privilégiés (RIE, pour Reactive Ion Etching, ou ICP, pour Inductive coupled Plasma) avec des mélanges gazeux contenant généralement des composés chlorés ou fluorés (Cl_2, CF_4, SF_6).

Il est alors possible de graver des guides optiques avec des précisions nanométriques, qui dépendent de l'équipement et de la qualité de la salle blanche où se déroule la fabrication du circuit silicium. Les techniques de photolithographies qui sont employées pour la définition du masque de gravure déterminent également certaines limites, comme les profondeurs de gravure qu'il est possible d'obtenir pour un guide, en fonction du type de masque (dur ou résine).

En parallèle, une croissance épitaxiale de diverses couches de matériaux III-V (puits quantiques, couches de contact, couche de confinement électronique/optique...) est réalisée à partir d'un substrat InP dopé p.

La structure historiquement développée par les spécialistes en épitaxie de notre laboratoire contient 6 puits (MQW pour Multiple Quantum Wells). Chacun d'eux est entouré d'une couche de barrière, qui assure le confinement électronique des porteurs et dont le haut potentiel préserve des extractions parasites d'électrons sous l'effet du champ électrique, ce qui nuirait au rendement quantique interne. L'empilement total des puits et des barrières est pris en sandwich entre deux hétéro-couches séparées de confinement (SCH, pour Separate Confinement Heterostructure en anglais), dont la composition stœchiométrique abaisse leur indice de réfraction optique, ce qui a pour conséquence de confiner optiquement le mode dans la zone des puits quantiques de plus hauts indices.

L'ingénierie des flux et des températures lors de l'épitaxie permet de contrôler la composition chimique de chaque couche et ainsi d'influencer les fonctionnalités recherchées (longueur d'onde de photoluminescence du matériau semi-conducteur par exemple). La plaque accueillant les puits quantiques étant retournée à la fin du process pour être collée sur la plaque de silicium, la structure épitaxiale doit être inversée par rapport à une croissance standard.

- **Intégration par collage moléculaire pleine plaque :**

On assemble ensuite les deux matériaux, en collant le matériau actif par plaque entière, ou par morceaux, sur la plaque silicium. Pour cela, la qualité de l'interface entre le substrat et la plaque collée doit être optimale, de façon à minimiser la distance nanométrique qui sépare les atomes ou molécules à coller. La courbure naturelle de la plaque (flèche), les variations de relief et la présence potentielle à la surface de microrugosités sont autant d'obstacle à un collage de qualité. Ces défauts de planéité, nuisibles au collage, sont visibles sur la Figure I-32.

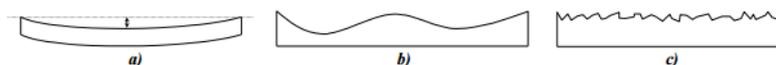


Figure I-32 (a) Déformation de la plaque (flèche), (b) Défauts de planéité, (c) Microrugosités

Si l'énergie à fournir pour déformer élastiquement des plaques courbées est supérieur à l'énergie de collage in fine, les plaques ne resteront pas collées. Les aspérités en surface ou les particules contaminantes qui se retrouveraient piégées lors du collage peuvent gravement nuire au rapprochement parfait entre les atomes des deux plaques. Les interfaces doivent aussi être soigneusement préparées chimiquement pour obtenir l'énergie de surface adéquate. Une illustration des profils de surface des plaques à l'interface de collage, ainsi que de la conséquence de la présence d'une impureté piégée dans cette interface, sont présentées par la Figure I-33.



Figure I-33 Microrugosité des surfaces cristallines, les zones de contacts rouges créent des forces répulsives qui s'opposent au collage (gauche) et défaut de collage dû à une particule contaminante, diamètres respectifs 2,5mm et 0,5µm (gauche).

Lorsque les surfaces sont proprement préparées puis mises en contact, leur rapprochement physique par une pression localisée permet l'apparition d'interactions électroniques de type Van Der Waals (à température ambiante) ou covalente (à des températures plus élevées). Ces forces attractives vont progressivement rapprocher les deux surfaces en multipliant les liaisons au fur et à mesure de l'avancée du front de collage, qui se propage telle une onde depuis le point de contact initial.

Dans notre cas, les substrats SOI sont initialement recouverts d'une couche d'oxyde de silicium (SiO_2) déposée après la dernière étape de structuration des guides de la couche silicium. Cet oxyde est aplani et aminci par un procédé mécanique et chimique de polissage, à l'aide d'un plateau rotatif et d'une solution abrasive et réactive (CMP, pour Chemical Mechanical Polishing). L'uniformité et l'efficacité de cet amincissement sur l'ensemble du substrat, qui peut atteindre 300mm de diamètre, est alors critique pour la réussite de l'étape suivante de collage. De plus,

l'épaisseur de la couche résiduelle d'oxyde de silicium, nécessaire au collage hydrophile à température ambiante, conditionne très fortement le couplage électromagnétique entre les modes optiques propres des guides silicium et la structure III-V.

Dans le cas de la technologie employée pour le collage de nos plaques au CEA-Leti, un traitement de préparation par plasma O_2 après dépôt d'un oxyde de collage est appliqué à la surface de la plaque III-V. Après collage à température ambiante, un recuit thermique de stabilisation de 2h à $300^\circ C$ permet la fermeture de l'interface de collage et le renforcement de l'énergie de liaison de la plaque hybride. A partir de $200^\circ C$, ce recuit permet l'évaporation de l'humidité piégée à l'interface et contenue dans les couches supérieures des matériaux. La plupart des liaisons des oxydes en surface sont alors de type Si-H. Au-delà de $600^\circ C$, ces liaisons se brisent et l'hydrogène piégé dans les matériaux va diffuser vers les deux matériaux, et s'évacuer pour permettre le remplacement en grand nombre des liaisons électroniques Van Der Waals par des liaisons covalentes Si-O-x beaucoup plus fortes. L'énergie de liaison entre les plaques est alors considérablement augmentée. (50)

La Figure I-34 donne un aperçu de l'aspect des plaques hybrides après un collage moléculaire de puce (à gauche) ou de plaques III-V (à droite) sur substrat SOI, avant les étapes de gravure des guides III-V.

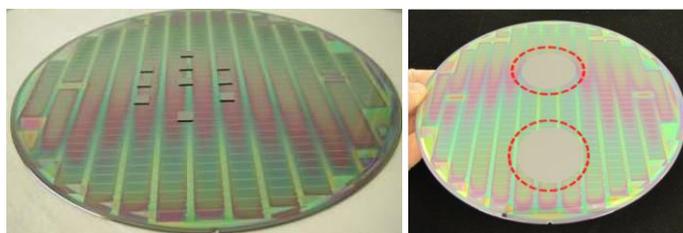


Figure I-34 Aperçu d'une plaque hybride après report et collage de puces.

- **Mise en forme des guides III-V :**

Enfin, l'ensemble hybride collé est usiné au sein d'une salle blanche dédiée pour mettre en forme les couches supérieures en matériaux III-V et les différents contacts métalliques sur le silicium. Un schéma résumant les différentes étapes technologiques de réalisation d'un Pic hybride III-V sur silicium, depuis la réalisation de la plaque SOI jusqu'à la mise en forme des structures actives III-V, est proposé par la Figure I-35.

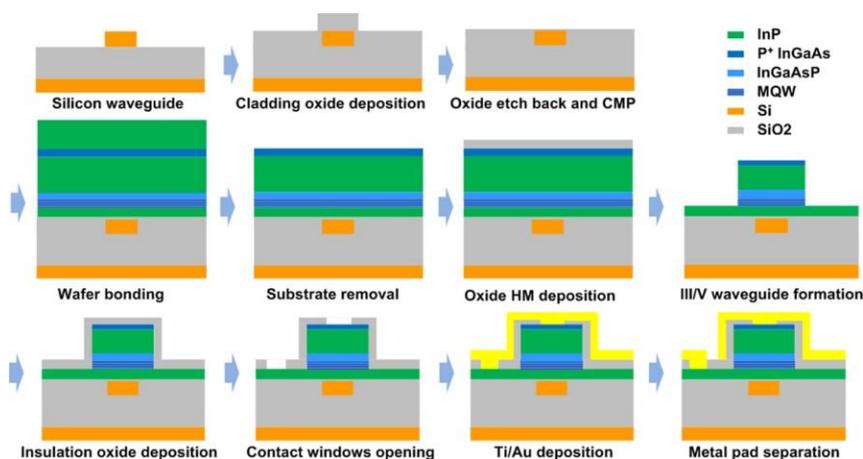


Figure I-35 Procédé générique de fabrication d'un laser hybride à ruban par collage moléculaire III-V sur silicium. (51)

Le fait de coller des portions (vignettes ou plaques) vierges de toute mise en forme au-dessus des guides silicium, puis de procéder ultérieurement aux étapes d'usinage et de façonnage de la structure laser, permet de s'affranchir des difficultés liées à l'alignement de deux guides

préexistants. En effet, cette technique offre l'avantage de permettre l'auto alignement des structures guidantes et émettrices au moment où l'opérateur réalise le masquage pour la photolithographie de la partie III-V.

Ainsi, nous obtenons un composant optoélectronique hybride III-V sur silicium à section active (Laser, SOA, MEA), dont une vue de la structure générique est visible sur la Figure I-36.

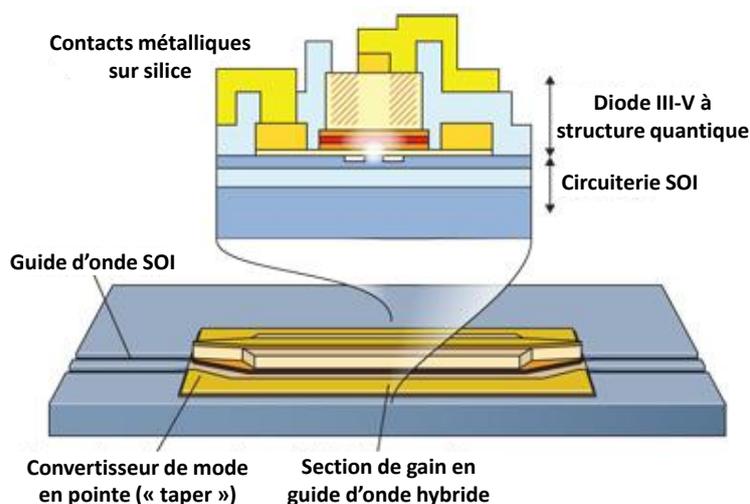


Figure I-36 Cavité laser hybride à diode III-V sur SOI, avec couplage du mode optique dans le guide silicium. (38)

Sans se vouloir exhaustif, la section suivante propose un état de l'art des performances des sources lasers III-V sur substrat InP ou silicium pour la réalisation des étages d'émission laser.

I.2.3. Etat de l'art des sources lasers III-V sur InP et sur silicium.

. Des lasers de différentes sortes sont développés et utilisés en fonction de leurs rôles au sein du système de réseaux et de la distance à couvrir. Les premières sources lasers à être installées pour les télécommunications par fibres optiques furent les diodes à hétérojonction, en ruban ou enterrés. L'amélioration des procédés d'usinage et de structuration des matériaux III-V a alors permis de développer les lasers à contre-réaction distribuée (DFB, pour Distributed FeedBack), en intégrant le long de la cavité les corrugations d'un réseau de Bragg. Les sources DFB présentent ainsi une très bonne stabilité en longueur d'onde ainsi qu'une raie d'émission très fine (<100KHz), ce qui autorise une plus grande densité spectrale de canaux au sein d'une même fenêtre de bande-passante (52; 53; 54; 55; 56; 57) .

Les transmissions moyennes et longues distances (>100km) sont alors supportées par des diodes lasers DFB, à base de puits quantiques en alliages quaternaires (InGaAlAs, InGaAsP) à partir de substrat d'InP. L'amélioration des performances de ce type de source laser, que ce soit par la qualité des structures épitaxiées, les procédés de fabrication à des échelles submicroniques et les méthodes de packaging, font de ces composants un des piliers des réseaux optiques actuels. Les puissances de sortie dépassent désormais les 18dBm avec des rendements à la prise proches de 10%, ce qui constitue un progrès particulièrement intéressant au regard de la consommation énergétique totale des nouveaux équipements à installer (58). Certains rendements rapportés dans la littérature ne prennent pas en compte les coûts énergétiques liés au refroidissement du composant et des cartes électroniques de contrôle associées. Toutefois, l'augmentation du rendement interne d'un composant, toutes choses égales par ailleurs, contribue à l'accroissement de la capacité de traitement des réseaux en augmentant leur efficacité, avec plus de puissance disponible, moins de consommation électrique, et moins d'équipements annexes pour refroidir.

Pour les communications courtes et moyennes distances, le coût de revient d'une diode DFB en module serait bien trop élevé au regard du nombre d'interconnexions à effectuer à ce niveau des couches réseaux.

En parallèle, d'autres types de laser ont conquis le marché des liaisons courtes distances (datacom), intégrant pour partie des diodes lasers à émission verticale. (59) (60) (61) Ces VCSEL, pour Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser, sont construits avec un axe optique perpendiculaire à la surface du substrat de croissance, généralement en GaAs 3". Cette technique de croissance des cavités lasers permet un gain de place considérable sur des substrats GaAs de taille réduite (3") en réduisant l'empreinte de chaque composant.

2.3.a Source laser InP /Si hybride :

Les sources lasers hybrides sur silicium sont au cœur des recherches menées par les principaux acteurs de la photonique sur silicium, ce qui a permis de démontrer plusieurs avancées significatives au cours des dernières années (62) (63) (64). Le tableau ci-dessous présente un bref état de l'art pour les sources hybrides III-V sur silicium selon le type de source laser (DFB, DBR, AWG) rapportées par deux laboratoires notables et en comparaison avec les composants InP monolithiques.

Type	III-V Lab/CEA Leti			UCSB/Aurion			Lasers InP Monolithiques	
	DFB	DFB	AWG	DFB	DFB	AWG	DFB	SGDBR
Épaisseur du guide silicium	440	440	440	500	500	500	/	/
I_{Th} (mA) @20°C	30	30	39	45	25	110	<20	<20
η (mW/mA) @ 20°C	0.15	0.15	0.01	0.1	0.05	<0.01	>0.25	>0.25
P_{max} (mW) @ 20°C	20	20	1.5	30	5.4	<0.3	30	20
SMSR (dB)	40	45	30	/	40	35	40	35
T_{MAX} de fonctionnement	60°C	60°C	60°C	90°C	50°C	45°C	90°C	90°C
Matériau actif de gain (MQW)	InGaAsP	InGaAsP	InGaAsAl	InGaAsAl	InGaAsP	InGaAsP	InGaAsP /InGaAsAl	InGaAsP /InGaAsAl
Longueur d'onde (μ m)	1.3	1.55	1.55	1.3	1.55	1.55	1.3-1.55	1.55

Figure I-37 Tableau comparatif de l'état de l'art des sources III-V/Si et InP

Nous pouvons constater que les puissances optiques de sorties des sources hybrides atteignent désormais entre 20 et 30mW, ce qui est tout à fait comparable avec les lasers InP. Le taux d'extinction des modes secondaires de ces structures hybrides est également suffisamment élevé pour permettre une utilisation efficace en transmission. Les seuils d'émission lasers restent encore supérieurs aux références en InP de quelques dizaines de mA dans le pire des cas. Les circuits hybrides sont aussi capables de fonctionner à des températures proches des standards fixés par les composants InP (90°C), avec des fonctionnements corrects démontrés jusqu'à 60°C voir 90°C.

Les performances des sources lasers sur silicium dont nous venons d'avoir un aperçu, nous permet aujourd'hui de considérer la plateforme silicium comme un excellent compromis entre flexibilité de la fabrication, compacité et complexité des fonctionnalités intégrables, et performances physiques brutes des circuits intégrés. Nous allons voir dans la section suivante de quelle façon ce travail de thèse se propose d'exploiter ces avantages pour servir les besoins pressants des réseaux de télécommunications et exprimés au travers de la section I.1

I.2.4. Cadre et enjeux de la thèse

2.4.a Emetteur WDM T4x25Gb/s à 1,3 μ m pour les liens optiques courtes distances (datacom)

Comme nous l'avons vu, le besoin est grand en interconnexions optiques de moyennes ou courtes distances à très haute capacité de transmission. Une des solutions technologiques explorées au sein du III-V lab et par d'autres industriels (Intel, Luxtera...) est le 4x25 Gb/s à court terme, et 16x25 Gb/s à moyen terme. Il consiste en la combinaison sur une même puce des fonctionnalités d'émission et de multiplexage en longueur d'onde d'une part (trans-émetteur), et d'autre part d'une puce destinée à la réception et au décodage du signal (récepteur). Les organismes régisseurs des télécommunications mondiales (ITU, FSAN) ont établi de nouvelles recommandations en ce qui concerne l'architecture et les performances des futurs réseaux optiques haut-débit, en annonçant le recours à des débits de 100Gb/s pour les liens télécoms courts, voir 400Gb/s avant 2020. Pour atteindre un tel débit, nous cherchons à étudier un système à 4 longueurs d'onde autour de 1,3 μ m, générées par 4 lasers DFB hybrides III-V sur silicium, modulées au format OOK-NRZ à 25Gb/s, et multiplexées en longueur d'onde (WDM) au sein d'un guide silicium de sortie, puis couplées dans une fibre optique pour la transmission. Le circuit destiné à la réception est quant à lui composé d'un démultiplexeur, chargé de séparer chacune des longueurs d'onde et de les rediriger vers 4 photodiodes Ge sur Si distinctes, qui vont retranscrire la modulation optique en données analogiques. Un convertisseur analogique-numérique (CAN) termine la liaison en recréant les données numériques électroniques. Un schéma de la ligne de transmission complète TRx 4x25 est représenté par la Figure I-38.

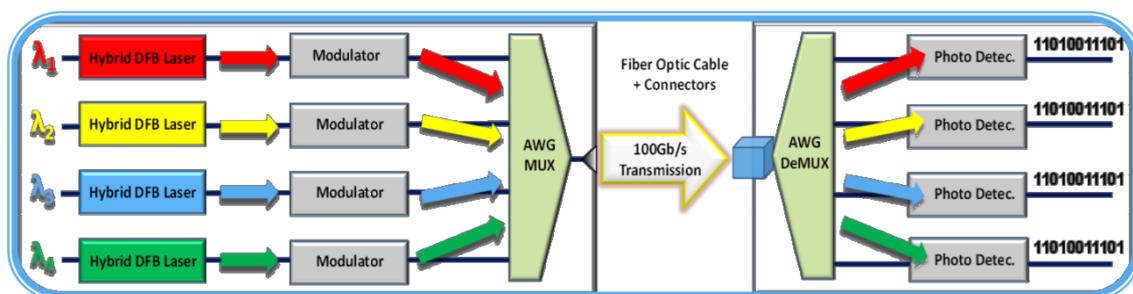


Figure I-38 Schéma de principe simplifié d'un transmetteur 4x25Gb/s pour les liaisons 100Gb/s

La technique de multiplexage en longueur d'onde permet d'augmenter considérablement la quantité de données transportées à chaque instant dans une fibre, chaque canal pouvant véhiculer des données à un débit élevé en fonction du format de modulation choisi.

Ce type de circuit photonique intégré peut être monté sur un câble optique actif (AOC, pour Active Optical Cable), les fonctions d'émission et de réception étant alors regroupées à chaque extrémité. Toutes les fonctions actives nécessaires au transport de données numériques depuis un terminal informatique (typiquement un rack dans une ferme de serveur) sont contenues dans un boîtier enfichable directement en façade des équipements électroniques. Les dimensions de ce boîtier et donc son encombrement en façade doivent être réduites au maximum, pour permettre de brancher un plus grand nombre de liaisons, avec dans le même temps le plus de débit possible dans chaque lien, pour une plus grande rentabilité de la transmission.

2.4.b Source accordable directement modulée à 1,55 μ m pour les transmissions moyennes distances (accès):

La mise au point depuis quelques années de formats adaptés aux transmissions à très hauts débits et basés sur des technologies WDM ou TDM a conduit aux développements parallèles de technologies qui sont d'ores et déjà en déploiement (G-PON, XG-PON), alors que se prépare déjà la mise en place d'une nouvelle architecture, le NG-PON2 (pour Next Generation Passive

Optical Network 2). Cette nouvelle spécification pour les réseaux d'accès prévoit des débits montant et descendant 4 fois supérieurs à la génération précédente, pour atteindre respectivement 10Gb/s et 40Gb/s par ligne. Le format de modulation employé reste le OOK-NRZ, avec des techniques de multiplexage à la fois en temps et en longueurs d'ondes (TWDM) [1] [2]. La flexibilité et la capacité de transfert des réseaux sont les principaux arguments de cette nouvelle norme, tout en assurant la compatibilité de ces nouveaux réseaux avec les installations existantes (point à point). Toutefois, une phase de coexistence des architectures perdurera encore quelques années, compte-tenu des investissements consentis par les opérateurs pour s'équiper en accord avec les normes G-PON puis XG-PON. La Figure I-39 représente d'ailleurs les différentes phases de déploiement des réseaux optiques passifs, selon les débits qui les caractérisent et les années de mise en place, pour les normes précédemment évoquées.

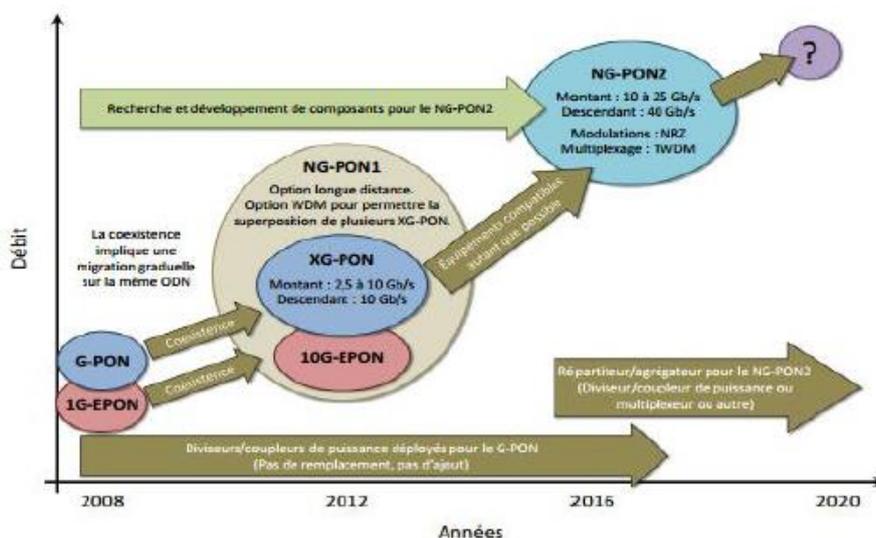


Figure I-39 Évolution des débits et des protocoles dans les réseaux d'accès (65)

L'intégration d'une source largement accordable en III-V sur silicium au niveau du boîtier ONU permettrait alors de s'accommoder des exigences de gestion du réseau, en réadaptant la longueur d'onde d'émission de chaque dispositif en temps réel pour sélectionner une des 8 (ou plus) canaux définis par la grille ITU alloués aux 64 (ou 128) usagers d'une boucle locale, selon les disponibilités et la congestion de ce réseau. L'architecture d'un lien basé sur cette technologie est présentée par Figure I-40, où sont représentés les terminaux d'un réseau NGPON2 et les flux descendants et montants, ainsi que la source accordable installée chez l'utilisateur.

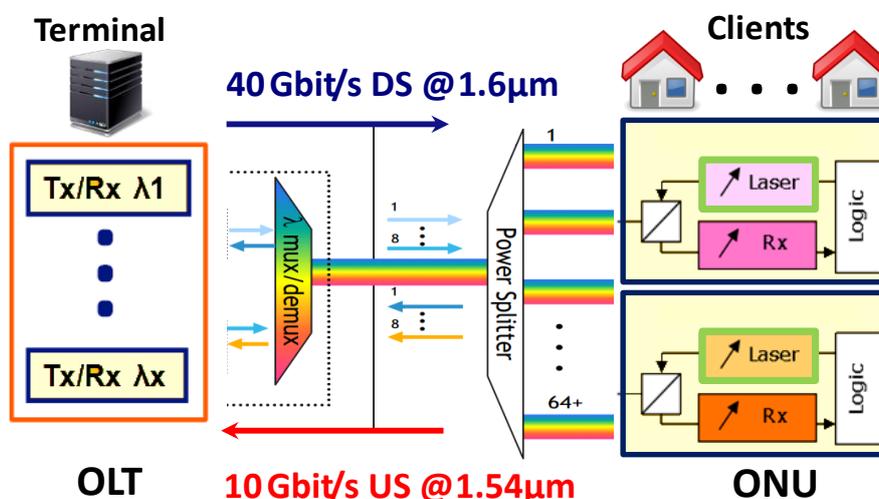


Figure I-40 Schéma de la liaison optique NG-PON2, et mise en évidence du placement de la puce émettrice accordable III-V sur silicium (cadre vert)

Cette flexibilité rendrait obsolète l'installation d'un émetteur à longueur d'onde fixe, qui empêche toute adaptabilité du réseau, et limite le nombre d'utilisateurs qu'il est possible d'intégrer dans une boucle sans recourir à des techniques plus puissantes tel que le DWDM, mais au coût particulièrement élevé pour le nombre d'installation à prévoir. Les autres types d'émetteur accordable, tel les DFB, présentent en effet cette caractéristique d'adaptabilité, mais sur des plages d'accordabilité trop réduite (3-4nm) et avec des temps de commutation trop élevés ($\approx 200\mu\text{s}$). En ce qui concerne les SG-DBR (Sampled Grating Distributed Reflector) et GCSR (Grating-assisted coupler with Sampling reflector), ils permettent une accordabilité continue capable d'adresser l'ensemble des canaux ITU de la plage, mais leur capacité de modulation directe à 10 Gb/s reste encore à démontrer.

Pour ces raisons, le recours à un laser accordable intégrant des résonateurs en anneaux (RR-TuL) nous apparait comme une solution intéressante dès lors que celui-ci est réalisé en bénéficiant des avantages apportés par la plateforme III-V sur silicium (faibles pertes et rayons de courbures des guides de propagation, grande finesse de filtrage, puissance de sortie, faibles coûts...). Nous verrons en détail les spécificités de ce composant dans le chapitre III qui lui est dédié.

II. Emetteur III-V sur silicium à Modulation Externe Intégrée centré à 1,3 μ m

II.	EMETTEUR III-V SUR SILICIUM A MODULATION EXTERNE INTEGREE CENTRE A 1,3μM	52
II.1.	APPLICATION AUX LIENS OPTIQUES DATACOMS	54
II.1.1.	<i>Contexte : Les liens optiques pour le datacom :</i>	54
II.1.2.	<i>Spécificités des transmissions à 1,3μm</i>	58
II.1.3.	<i>Emetteurs WDM intégrés</i>	59
II.2.	CONCEPTION D'UN LASER HYBRIDE III-V SUR SILICIUM	62
II.2.1.	<i>Structures épitaxiales et profils de guides</i>	62
II.2.2.	<i>Transfert modal par transition adiabatique</i>	66
II.2.3.	<i>Réseau de Bragg pour l'émission à rétro-action distribuée :</i>	71
II.2.4.	<i>Caractérisation des performances optiques</i>	75
II.3.	INTEGRATION DES MODULATEURS A ELECTRO-ABSORPTION III-V SUR SILICIUM	80
II.3.1.	<i>Modulation en amplitude par effet de confinement quantique Starck</i>	80
II.3.2.	<i>Transmission optique dans un MEA</i>	81
II.3.3.	<i>Influence du design sur les performances de modulation</i>	85
II.4.	RESULTATS EXPERIMENTAUX DE TRANSMISSION D'UN EMETTEUR EML	90
II.4.1.	<i>Banc de mesure</i>	90
II.4.2.	<i>Puce intégrée 4x25G</i>	91
II.4.3.	<i>Performances de la transmission</i>	92
II.4.4.	<i>Discussions des performances globales et optimisations</i>	95
II.4.5.	<i>Conclusion</i>	97

Le premier type de circuit photonique intégré hybride III-V sur silicium que j'ai pu investiguer dans ma thèse adresse les transmissions de données à courtes distances (« datacom »). Il s'agit d'un émetteur WDM émettant à $1,3\mu\text{m}$ intégrant plusieurs sources laser DFB et EAM au sein d'une même puce hybride III-V sur silicium.

Après une introduction à la notion de datacom, nous aborderons dans ce chapitre la notion de lien optique appliquée à la transmission de données à $1,3\mu\text{m}$ (datacom), en précisant la place de notre composant le long du processus d'évolution de ces liens. Cette démarche s'inscrit dans 2 projets distincts mais aux objectifs similaires, qui sont présentés en première partie.

Dans ce deuxième chapitre, je présenterai donc l'architecture de la section active de ce dispositif hybride d'émission intégré sur silicium. Cet émetteur peut être intégré au sein d'une même puce à d'autres composants chargés de la réception, pour former alors un émetteur-récepteur, (Transmitter-Receiver, soit Transceiver). La conception d'un dispositif similaire visant les mêmes objectifs d'émission mais à plus grande bande-passante sera également décrit.

Une étude sur la conception des composants laser DFB, EAM et tapers de couplage intégrés dans ce type de dispositif est ensuite proposée, pour des structures actives à puits quantiques ou à boîtes quantiques. Je détaillerai au travers des simulations numériques le couplage de puissance entre la couche active et le guide passif silicium, et adresserai les problématiques liées à la détermination du coefficient de couplage du réseau DFB.

Par la suite, un paragraphe abordera le principe de modulation externe intégrée en III-V sur silicium par un modulateur à électro-absorption, ainsi que les performances mesurées sur certains composants de notre étude.

Je discuterai ainsi des différentes améliorations que j'ai apportées à la conception des modulateurs à électro-absorption (MEA), en abordant les points techniques étudiés et les propositions qui en ont découlé.

Enfin, l'accroissement des performances expérimentales de modulation d'un laser DFB intégré avec son modulateur auxquelles ces améliorations ont contribué seront rapportées en dernière partie de ce chapitre.

En conclusion, plusieurs axes supplémentaires d'améliorations de ces composants seront discutés pour accroître la qualité de cette transmission et augmenter la viabilité industrielle de cette approche.

II.1. Application aux liens optiques datacoms

Les télécommunications regroupent une très grande variété de concepts et de technologies, qui originellement visaient à permettre la communication entre utilisateur distants, par l'écrit (télégraphe) ou la voix (téléphone). Nous avons désormais à notre disposition un vaste réseau de génération et de transport de l'information numérique, mais dont les circuits de transmissions par fibre optique terrestre ou sous-marine ne représentent qu'une fraction des arcanes.

En effet, les terminaux informatiques, briques élémentaires de la construction de notre univers numérique, nécessitent depuis leur création de pouvoir échanger des informations, en communiquant entre eux pour former la première maille d'un réseau à proprement parler.

Ces transmissions de données sur des distances courtes d'une puce à une autre, d'une carte à une autre, ou d'un rack à un autre, constituent à eux seul un important domaine des télécommunications, et sont regroupées sous l'appellation de « datacom »

Avec la complexification et la multiplication de nos moyens technologiques, ces réseaux inter-équipements à courtes distances sont aujourd'hui bien plus nombreux que les utilisateurs humains capables de communiquer par la voix ou d'interpréter ces données.

Le fonctionnement d'Internet en est un des plus tangibles, vastes et dynamiques exemples. La dématérialisation qui fait aujourd'hui l'essence même d'Internet et semble faire persister autour de nous une bibliothèque virtuelle en constante expansion, est ainsi totalement tributaire d'installations physiques d'une très haute technicité.

En effet, l'immense majorité des informations numériques auxquelles nous accédons à chaque instant sont stockées matériellement dans l'une ou l'autre de ces installations. Elles y sont rassemblées au sein de bâtiments qui abritent des fermes de serveurs, dotés d'un grand nombre d'unités de stockage sur disque dur, et qui délivrent en permanence telle ou telle information au travers des réseaux de télécommunication.

Les usages que nous faisons de ces informations, la diversification de la nature de ces données, ainsi que le volume de données générées et transmises, augmentent chaque jour. Pour permettre un développement de ces activités, le regroupement de capacité de stockage au sein d'un lien clos, sécurisé, et à même de fournir un débit d'entrée et de sortie de ces données suffisant, est indispensable.

De cette notion sont nés les datacenters, ou centres de données, qui sont de fait devenus aujourd'hui les cœurs battants des réseaux de télécommunication, en concentrant, conservant et redistribuant les données au travers des différentes couches des réseaux de télécommunication, jusqu'à nos ordinateurs personnels et autres terminaux mobiles. De cet art du transport et du traitement de la « donnée numérique », à des échelles confinées du centimètre au kilomètre, est née la notion de « datacom », pour désigner les communications protocolaires vectrices d'une grande quantité d'information, d'un émetteur à un récepteur, à travers un maillage local extrêmement dense de liaisons haut débit.

II.1.1. Contexte : Les liens optiques pour le datacom :

L'architecture interne de ces datacenters relève de principes de conception à cheval entre l'ingénierie optoélectronique, et l'informatique. Cette architecture repose sur la capacité de chacun des serveurs qui la constitue à émettre et recevoir des signaux optiques traduisant les requêtes qui lui sont envoyées et les données stockées qu'il souhaite renvoyer. Dans le cadre de ce chapitre, nous ne nous intéressons qu'aux transmissions qui prennent place à l'échelle d'un datacenter, et qui par convention entre dans le champ des datacoms.

Au sein d'un datacenter, les serveurs sont organisés en baies, elles même divisées en racks, ou tiroirs, qui accueillent l'équivalent d'un ordinateur tel que nous en utilisons tous. Chacun de

ces tiroirs peuvent abriter plusieurs serveurs, et la surface accessible en façade de ce tiroir constitue l'interface d'entrée-sortie obligatoire pour toutes les informations qui doivent y circuler. L'interopérabilité des serveurs impose donc de recevoir l'ensemble des données d'entrée par la face avant (front panel) où sont regroupées les connectiques électro-optiques. Les données sont alors transmises aux switch de redistribution au sommet de chaque baie, par les cartes électroniques en face arrière (backplane). D'autres liaisons fibrées relient enfin le switch aux autres îlots de baies et secteurs du datacenter, pour assurer mutualisation et flexibilité des capacités de calculs et de stockages, en plus des besoins en redondance. Pour cela, les serveurs doivent bénéficier de moyens de communications permettant des transmissions à des débits très élevés (>10Gb/s par lien) [(66)], et qui combinent des qualités telles que facilité d'installation et d'entretien, faible consommation énergétique, faible coût de production, et encombrement minimal.

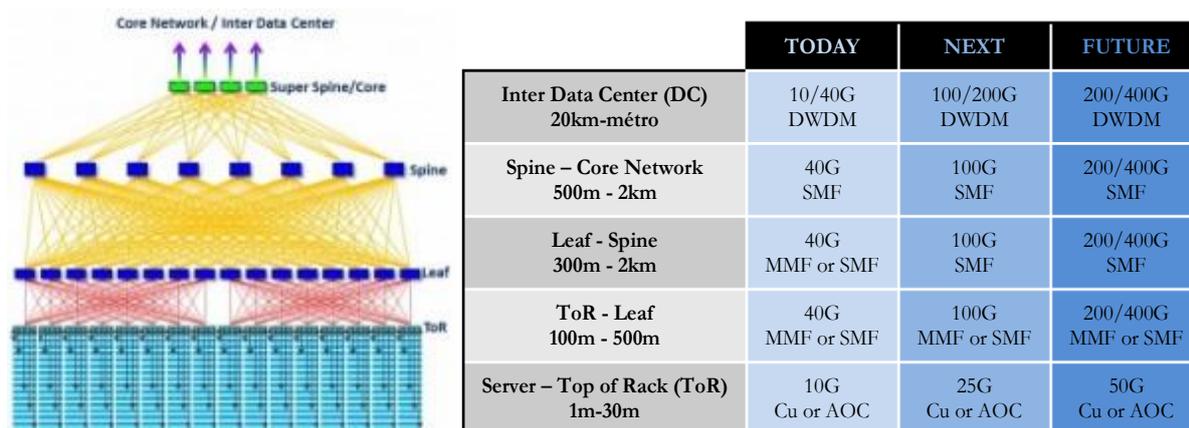


Figure II-1 Architecture classique des couches d'interconnexions dans un datacenter, et la nature des liens requis selon de type d'interconnexion. AOC= Active Optical Cable. (67)

Cependant, les débits d'entrée et de sortie qui sont attendus de chaque rack nécessitent des interconnexions particulières, qui sont nécessairement de plus en plus souvent assurées par les liens optiques. Ainsi, les communications entre serveurs au sein d'un datacenter, imposées par l'architecture de celui-ci, requièrent l'installation de milliers de liens optiques entre chacun de ces racks et baies, et éventuellement les autres salles du bâtiment, avant de finalement injecter ces flux dans les niveaux de réseaux desservants le monde entier. Le recours à des dispositifs optoélectroniques extrêmement compacts et véloce est donc primordial pour permettre une densification de ces liens à partir des surfaces de connexions accessibles en façade des serveurs. [(68)]

La Figure II-1 donne un aperçu de la stratification des interconnexions au sein d'un datacenter ainsi qu'un tableau récapitulatif concernant les liens optiques (ou cuivre) déployés pour chacun de ces niveaux. Ce tableau renseigne sur les débits typiques de chaque portion de liaison optique (ou Cu) pour ces différents niveaux d'interconnexions, à l'heure actuelle, puis les évolutions dans un futur plus ou moins proche. Nous remarquons ainsi qu'à la génération prochaine (Next), le débit de base de la majorité des liaisons au sein d'un datacenter (30m-2km) passera à 100Gb/s, contre 40Gb/s aujourd'hui.

Comme pour les télécommunications à plus grande échelle, les liens optiques constituent donc aujourd'hui une alternative de plus en plus intéressante par rapport aux câbles cuivrés pour les installations de type datacenter. Ce n'est pas tant les faibles pertes linéiques de ces fibres qui peuvent changer la donne sur des distances aussi courtes, mais le grand rapport « débit de transmission*portée de transmission/consommation électrique » que cette approche propose. Le potentiel en bande-passante*distance de ces transmissions est identifiable sur la Figure II-2, qui représente les performances débit/distance de plusieurs liens commerciaux selon leur technologie. Cette courbe confirme que les transmissions optiques au travers d'une fibre optique MMF ou SMF possèdent le meilleur produit « débit x portée », et sont seules capables d'atteindre des débits de 1Tb/s.mètre.

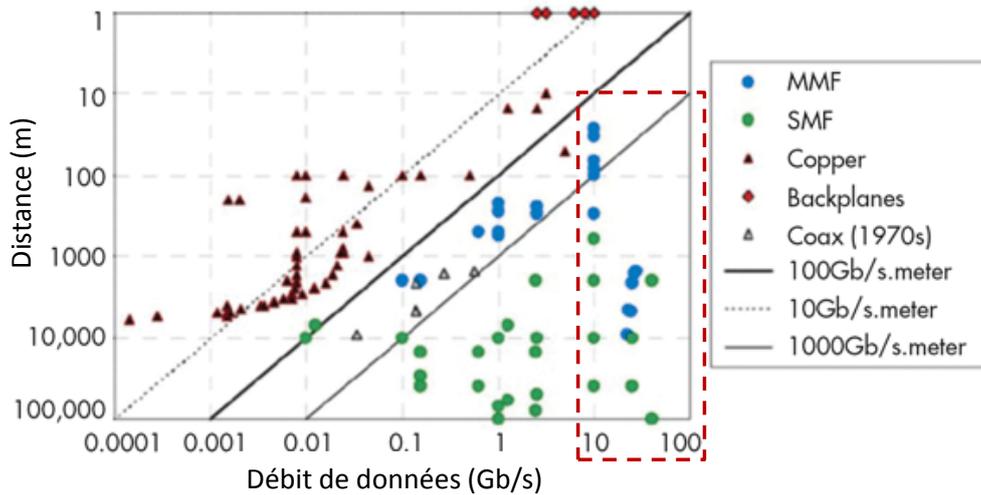


Figure II-2 Relation Portée de transmission/ débit de donnée pour différentes technologies de liens datacoms (69)

En effet, la densité des équipements contenus dans un datacenter, ainsi que les contraintes liées à son entretien et à ses perspectives d'évolution selon les demandes du marché, imposent le recours à un système efficace de conversion et de transport des données. Les déperditions par effet joule sur chaque composant électronique, dont les câbles cuivrés font parties, entraînent de par leur nombre une élévation de température qui s'avérerait rapidement néfaste au bon fonctionnement des serveurs, sans le recours indispensable à une ingénierie de gestion de l'atmosphère des plus complexes et dispendieuses en énergie. A cela s'ajoute des problématiques physiques d'encombrement des câbles, de flexibilité des raccords réduite du fait des blindages contre les interférences électromagnétiques, et qui jours après jours diminuent l'intérêt de câbles d'ores et déjà restreints en portée et en débits. (70)

Ainsi, coût à l'installation, consommation énergétique, flexibilité d'évolution et commodité d'entretien sont les principaux leviers d'une redirection de l'intérêt des gérants de datacenters vers les liens optiques.

De fait, ces liens optiques sont depuis plusieurs années largement déployés au sein des datacenters, et permettent de démultiplier le nombre de connexions, et donc la quantité d'information qu'il est possible d'échanger au travers d'une même surface de bâtiment. Les premiers composants électro-optiques à être employés pour générer les signaux lumineux en façades des tiroirs furent les VCSELS (Vertical Cavity Surface-Emitting Lasers), qui émettent autour de 850nm avec une qualité spectrale moyenne mais jusqu'alors suffisante, en combinaison d'un coût de fabrication et de connexion attractif. (71; 66; 72)

Cependant, l'usage de ces composants impose le recours à des fibres multimodes, pour faciliter le couplage entre les vastes modes issus des VCSELS et le lien optique, et les propager par la suite. De plus ces fibres multimodes présentaient hier encore un intérêt économique certain par rapport aux coûts de production d'une fibre monomode (73). Malgré cela, leur large diamètre de cœur impose une limite en bande-passante du fait de la dispersion modale importante, ce qui nuit désormais aux ambitions d'accroissement des capacités de chaque centre (limitation en bande passante modale). Face à l'augmentation de la demande mondiale à venir, les constructeurs ont donc recherché des sources lasers capables de meilleures performances de transmissions, de part une très haute bande-passante, une efficacité spectrale accrue, et disposant de capacités d'interconnexions supérieures, grâce aux fibres monomodes dont le coût est désormais similaire à celui des MMF (74). Ajoutons que le nombre d'interconnexions nécessaires à une installation de grandes dimensions est inversement proportionnel à la portée effective de chaque lien. Un bref comparatif des portées respectives des liens SMF à laser Fabry-Pérot et des liens MMF à VCSELS est donné par la Figure II-3. A l'heure actuelle, pour des raisons de coûts, d'exigence réduite en débit et de pertes d'insertion aux raccords de chaque lien, les liaisons de très courtes distances (<30-100m), qui représentent la grande majorité des interconnexions déployés dans un datacenter (75 à 90%), restent préférentiellement formées à partir de câble coaxiaux, voire de Câble Actifs Optiques (AOC).

Performance	Interface	FP (SMF)	VCSEL (MMF)
Budget Optique (dB)	--	4 à 6	2
Portée (m)	10GbE	10000	300
	40GbE	10000	150
	100GbE	10000	<100

Figure II-3 Tableau comparatif des portées et des budgets optiques des transmissions pour les liens SMF à laser FP et MMF à VCSELs, pour différents débits. (73; 75)

Ainsi, pour atteindre les nouveaux standards de débits au sein d'un datacenter, qui débutent à 10Gb/s, 40Gb/s pour atteindre 100Gb/s, voir bientôt 400Gb/s par lien (76; 77), il devient pertinent de recourir à des sources lasers aux performances plus proches de celles implémentées des années auparavant dans les réseaux de télécommunication métropolitains et long-haul, tout en visant des objectifs de taille et de coût les plus réduits possibles pour rendre leur utilisation en très grand nombre viable. Une prévision de croissance des besoins en trafic de données par transmetteur optique pour ces nouveaux débits de transmission est annoncée par la Figure II-4.

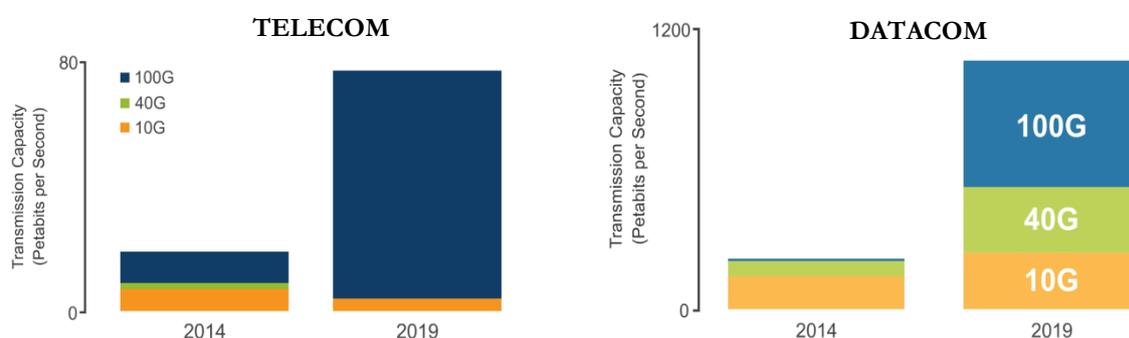


Figure II-4 Contribution des nouveaux protocoles de transmission de données à très haut débit (10G/40G/100G) aux capacités globales de transmission des télécoms et des datacoms à base de transmetteurs optiques selon le débit de donnée par lien. (78)

Ce type de lien viendrait compléter la gamme de câble optique, dit câble actif (AOC, pour Active Optical Cable), et qui sont déjà disponibles avec des composants GaAs et des fibres MMF. Ce type de câble est visible sur la Figure II-5.



Figure II-5 Câble Optique Actif (AOC) 40G à base de VCSELs et de fibres MMF au format QSFP+, portée 100m (à droite).

L'objectif d'un tel développement est de réussir l'intégration de ces deux fonctions (émission/réception) au sein d'une même puce photonique, ou même module, ce qui autoriserait un déploiement sur chaque serveur de façon pratique et avec une consommation énergétique réduite.

La photonique sur silicium nous permettrait alors de proposer une solution intégrant plusieurs sources lasers modulées séparément et multiplexées au sein d'une seule fibre SM (WDM) pour atteindre ces nouveaux standards de débit agrégés. Elle autoriserait également le regroupement des fonctions d'émission et de réception de chaque signal lumineux au travers d'une seule puce aux 2 extrémités d'un lien optique formé par 2 fibres SMF en duplex. Un exemple de ce type de configuration dans un dispositif commercial est donnée par la photographie de la Figure II-6.



Figure II-6 Photographie d'un lien duplex 100G à double fibre SMF et transceiver WDM 4x25G à 1,3µm au format CFP4, portée 10km (à gauche) CFP4 WDM 4x25G

Intéressons-nous maintenant à certaines caractéristiques des transmissions optiques capables de supporter ces nouveaux formats très haut débit (40GbE (56)/100GbE).

II.1.2. Spécificités des transmissions à 1,3µm

Il est important de noter que dans le cadre des transmissions courtes distances très haut débit qui sont ici visées (<2km/40-100Gb/s) (79), la longueur d'onde de référence retenue est 1,3µm, notamment en raison des bonnes performances des lasers émettant dans cette gamme (ex : GaAs, InP). De plus, les fibres optiques standards présentent une dispersion chromatique quasiment nulle dans cette même fenêtre de longueur d'onde, contre 20 ps/nm/km autour de 1,5µm (55), ce qui la rend particulièrement intéressante pour les transmissions à débits élevés. Cette spécificité appréciable est reconnaissable sur la courbe de dispersion d'une fibre optique standard en silice donnée par la Figure II-7.

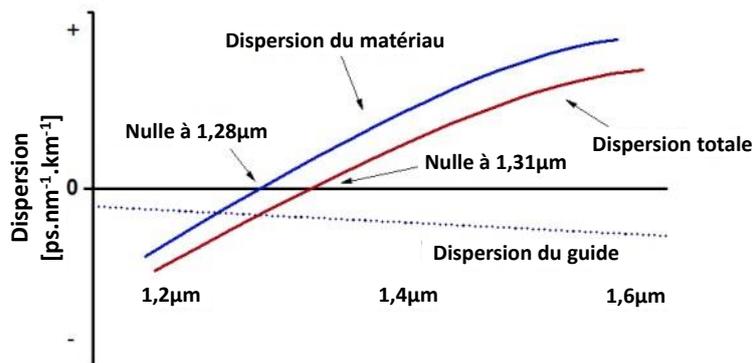


Figure II-7 Courbe de dispersion d'une fibre optique monomode (SMF) à saut d'indice en silice

A cela s'ajoute que l'utilisation de cette longueur d'onde en préférence par rapport au 1,55µm ne souffre pas des conséquences d'une atténuation linéique légèrement accrue, puisque l'effet sur les pertes totales d'un lien de courte portée reste faible par rapport à son importance pour un lien de grande longueur (<40km) (80).

Par ailleurs, il existe aujourd'hui une grande variété de fibres optiques disposant de spécificités propres à leurs applications et qui exploitent pour certaines ces effets de dispersion selon les besoins. Précisons que la catégorie de fibre monomode standard G.652 est la plus couramment déployée dans les transmissions standards courtes et moyennes distances évoquées dans ce chapitre.

Les évolutions des techniques d'intégration des composants permettent notamment génération après génération de réduire le facteur de forme de ces modules, et donc la surface qu'ils occupent en façade des serveurs, à débit égal voir supérieur. L'augmentation de cette densité permet d'accroître considérablement le débit échangeable à partir de chaque panneau de baie, comme le montre la Figure II-8, en multipliant par 8 le nombre d'interconnexion possibles avec des modules CFP2 par rapport au format CFP, et par 16 pour le format CFP4 et 28 pour le QSFP28.

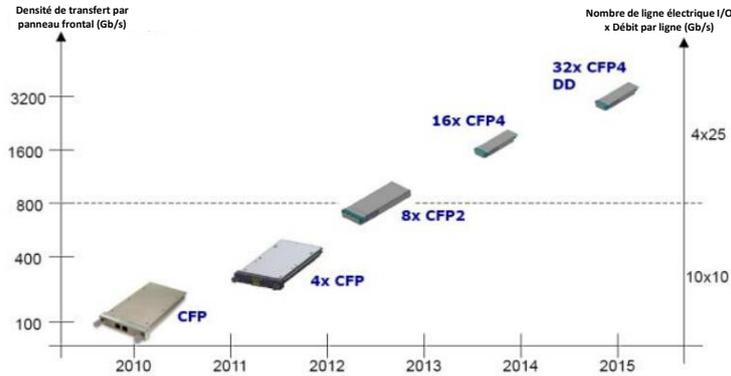


Figure II-8 Evolution des facteurs de formes, du nombre et du débit par ligne des modules de transmission, et l'impact sur la densité de taux de transfert en facade des baies.

Dans ce travail, les dispositifs étudiés visent à concevoir des solutions technologiques nouvelles, particulièrement pour les protocoles 100Gbase-LR4 de type 100GE WDM-NRZ aux formats de boîtier CFP2/CFP4. [(17; 81)]

II.1.3. Emetteurs WDM intégrés

Le dispositif concerné par ce chapitre est au centre des recherches visant les applications décrites dans la section II.1.1 et consiste en un émetteur intégré en III-V sur silicium incluant 4 lasers DFB et 4 modulateurs à Electro-Absorption (EAM), et capable d'émettre à des débits de modulation par ligne de 25Gb/s. Ces 4 lasers électro-modulés (EML) intégrés sont également multiplexés en longueur d'onde (WDM) par l'intermédiaire d'un multiplexeur à réseau sélectif planaire (ou AWG, pour Arrayed Waveguide Grating), ou un autre type de multiplexeur/combiner, pour fournir un débit agrégé total de 100Gb/s à la sortie de la puce (notée Tx 4x25 dans le reste de cette étude). Une partie réception (Rx) a elle aussi vocation à être intégrée sur la même puce à partir de 4 photodiodes en Germanium sur silicium. L'ensemble formerait alors un transceiver TRx (TRANSMitter-reCEIVER). Nous ne nous intéresserons cependant dans ce manuscrit qu'à l'étage d'émission de cette puce (Tx).

Les 4 longueurs d'ondes ($\lambda_{1-4} \approx 1295\text{nm}, 1300\text{nm}, 1305\text{nm}, 1310\text{nm}$) sont émises simultanément par 4 lasers hybrides intégrés, puis modulées à 25Gb/s, et sont ensuite multiplexées au travers d'un AWG pour être couplées au sein d'une fibre optique et transmises sur des distances jusqu'à 10km [(82) (76)]. A l'autre bout du lien, dans un second transceiver identique, un deuxième AWG permet de démultiplexer chaque signal et de les diriger vers une photodiode dédiée qui reconvertera l'information pour les autres composants électroniques de la carte. La transmission peut se faire dans le sens contraire à partir des 2 mêmes dispositifs intégrés et d'une seconde fibre. La Figure II-9 donne un schéma complet de l'architecture d'un lien optique duplex, formé par deux circuits photoniques intégrés sur silicium mis en module dans deux transceivers (au format CFP4 par exemple), et de 2 fibres optiques SMF.

Ce principe peut être appliqué à une très large gamme de lien optique, du plus court (<1m), au plus long (>10km, voir Chap.III). Ce type de composant est d'ores et déjà commercialisé par plusieurs sociétés, (par exemple Finisar, Kotura, Lumentum...) mais pour la plupart sans recourir à l'intégration III-V sur silicium (composants InP), ou alors selon une approche différente de l'intégration hétérogène pleine plaque (flip-chip par exemple) [(83) (84)].

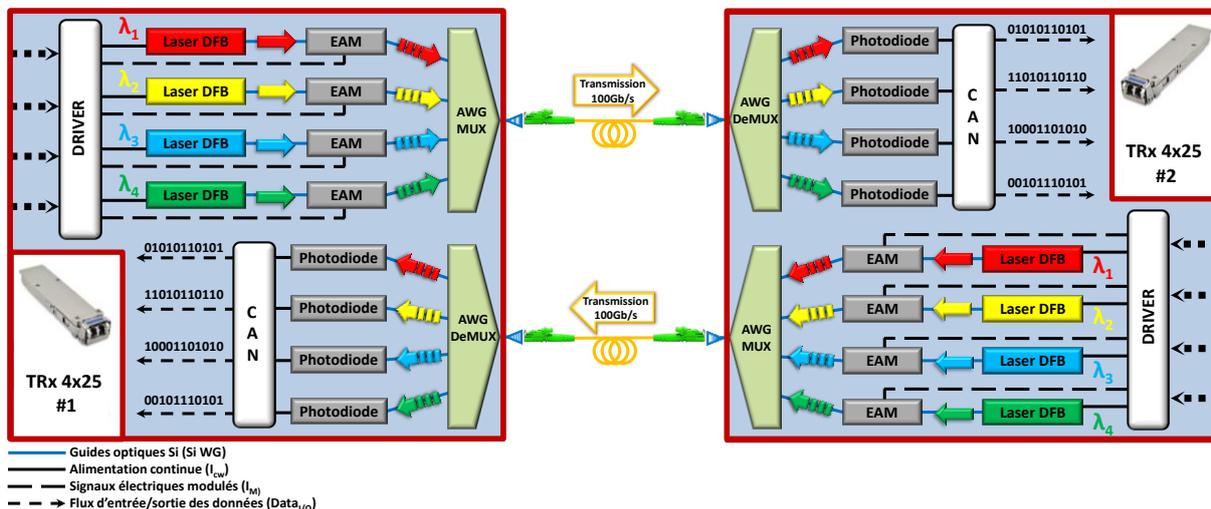


Figure II-9 Schéma d'un lien optique à 2 transmetteurs EML 4x25 Gb/s intégrant les étages d'émission (Tx) et de réception (Rx) pour des transmissions à 100Gb/s par multiplexage de longueurs d'onde (WDM).

D'autre part, les travaux de conception rapportés en sections II.2 concernent également un émetteur sur silicium efficace en énergie par intégration hétérogène de boîtes quantiques en matériaux III-V, étudié dans le cadre du projet européen SEQUOIA (« Energy efficient Silicon transmittEr using heterogeneous integration of III-V QUantum dOt and quantum dash materials »). L'objectif est alors d'explorer les solutions offertes par des matériaux actifs présentant des propriétés quantiques intéressantes pour la réalisation de source laser (85; 86).

Les structures actives à boîtes quantiques permettent en effet d'apporter le gain optique nécessaire aux EMLs hybrides III-V sur silicium intégrés dans ces émetteurs, tout en bénéficiant d'avantages supplémentaires. Ces matériaux à boîtes quantiques sont connus pour présenter de façon générale un meilleur comportement thermique (ils sont moins sensibles aux variations de température (85), ce qui permettrait de réduire la consommation énergétique du dispositif (faible courant de seuil, pas ou peu de régulation thermique). Les bandes-passantes de modulation atteignables sont également plus élevées que pour les puits quantiques, ce qui autorise plus facilement des débits de transmission jusqu'à 25Gb/s.

L'emploi de ce type de structure a également été étudié pour des dispositifs émetteurs de conception différente. L'un de ces emplois est détaillé par le schéma de la Figure II-10, qui présente un circuit intégrant N sources lasers DFB hybrides, chacune couplée à un résonateur en anneau en silicium en charge du filtrage du spectre d'émission résultante de la modulation directe appliquée à chaque source. On parle alors de « gestion du chirp » par l'ajout de cet anneau en sus de la source DFB DML. Les raies lasers issues de ces N sources sont ensuite multiplexées dans une fibre SMF par l'intermédiaire d'un réseau sélectif planaire (AWG) également en silicium, de la même façon que dans l'émetteur 4x25G.

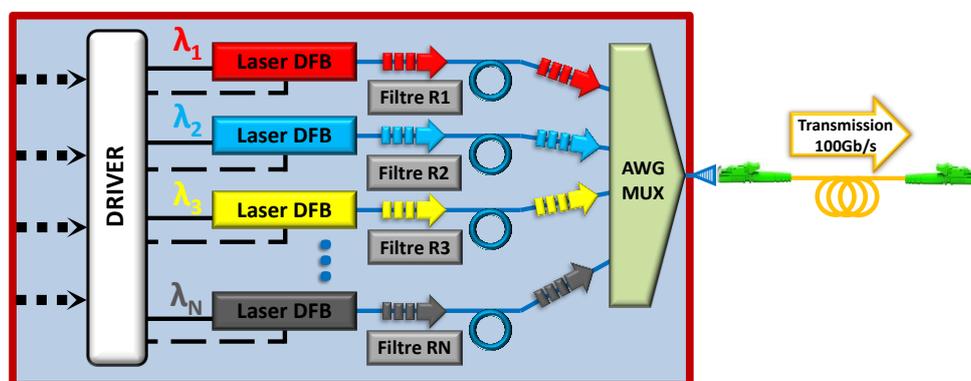


Figure II-10 Schéma d'un émetteur Nx25 Gb/s à N lasers DFB directement modulés (DML) intégrés en III-V sur silicium et à chirp contrôlé (CML) par filtres en anneaux.

Un autre de ces emplois consiste à générer des peignes de fréquences lasers regroupant un grand nombre de raies lasers espacées en fréquence de 100GHz, par exemple à partir d'un laser

FP hybride. Le large spectre fourni par les structures QD assure un bon équilibre en puissance (spectre plat) entre chaque canal fréquentiel. L'ensemble de ce peigne de fréquence se propage ensuite dans un guide silicium qui est jalonné d'un nombre de modulateurs en anneaux égal au nombre de raies que l'on souhaite moduler. Chaque anneau est conçu pour ne coupler spécifiquement qu'une seule longueur d'onde, ce qui permet alors de coder indépendamment des informations sur l'un ou l'autre canal. La totalité des canaux est ensuite couplée dans une fibre SMF à partir de ce guide silicium commun. La configuration d'un tel dispositif est visible sur le schéma de la Figure II-11.

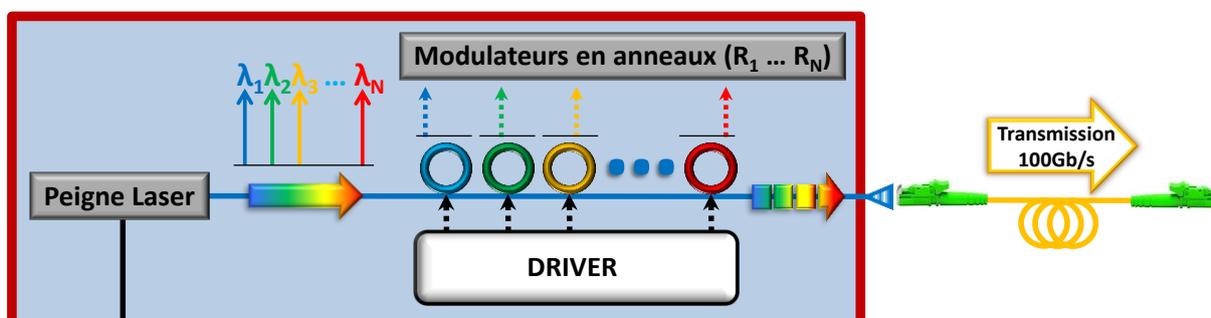


Figure II-11 Schéma d'un émetteur Nx25Gb/s à peigne laser intégré en III-V sur silicium et modulateurs en anneaux.

Dans l'optique de satisfaire les objectifs visés par ces 2 dispositifs, j'ai donc proposé des conceptions portant à la fois sur l'émetteur T4x25 et Sequoia.

L'élément majeur de ces dispositifs étant les sources lasers DFB centrées autour de 1300nm, la partie suivante II.2 détaille l'approche de leur conception, en appliquant le principe général d'un laser DFB à une structure combinant un guide III-V actif avec un guide Silicium passif.

II.2. Conception d'un laser hybride III-V sur silicium

Le principe des lasers à rétroaction distribuée (Distributed FeedBack) étant rappelé en annexe D, cette partie s'attache à préciser les spécificités liées à la conception de ce type de composant sur une plateforme III-V/SOI hybride. Conservons à l'esprit qu'une cavité laser hybride intégrée en III-V sur silicium, qu'il soit FP, DFB ou accordable, repose sur une zone de gain hybride formée par la combinaison d'un guide actif III-V placé au-dessus d'un guide passif SOI. Le reste de la cavité peut s'étendre au-delà de cette zone hybride après redescende du mode optique vers une forme purement guidée par un guide silicium.

Dans cette section, nous verrons tout d'abord les structures épitaxiales étudiées pour la réalisation des rubans actifs en III-V, ainsi que les différents profils que peuvent adopter ces guides ainsi que ceux en silicium.

Nous présenterons ensuite mes travaux de conception portant sur les structures de transfert de la puissance modale depuis la section active hybride vers le guide purement Si, au travers d'une mise en forme progressive de la largeur de ce dernier.

Nous nous intéresserons ensuite à la conception de la zone active en charge de l'émission optique, et notamment du réseau de Bragg en silicium situé sous le guide actif III-V et en charge de l'effet de rétroaction distribuée.

II.2.1. Structures épitaxiales et profils de guides

En premier lieu, rappelons qu'il existe plusieurs structures typiques de guide Silicium, dont les deux principales variantes Strip (Nu) et Rib (Ruban) sont illustrées par la Figure II-12. Les épaisseurs de chaque couche sont déterminées par la plateforme silicium retenue pour chaque projet. Le tableau de la Figure II-14 donne les épaisseurs respectives de chaque niveau des guides silicium (Ruban/Guide/Slab) pour les plateformes technologiques intervenant dans cette thèse. Dans le schéma de la Figure II-12, comme pour le reste du manuscrit, la valeur L_{RSi} fait référence à la largeur de la partie supérieure du ruban dans le cas des guides Rib, alors que la valeur L_{GSi} fait référence à la largeur du guide. La valeur E_{Si} désigne respectivement la hauteur de la couche intermédiaire (Guidante) des guides Rib, et la hauteur du guide lui-même dans le type Strip. L'épaisseur totale des guides Rib est notée comme une hauteur H_{Si} . Le tableau des dimensions indique également les hauteurs des guides au niveau des dents hautes ($H_{HSi}=H_{Si}$) et basses ($H_{BSi}=H_{Si} - P_{réseau}$) des réseaux de Bragg sous les lasers DFB, selon la profondeur de gravure du réseau $P_{réseau}$. Les guides sont identifiés selon leur plateforme de fabrication, sous la forme « Type H_{Si}/E_{Si} », soit par exemple Rib 440/220 nm.

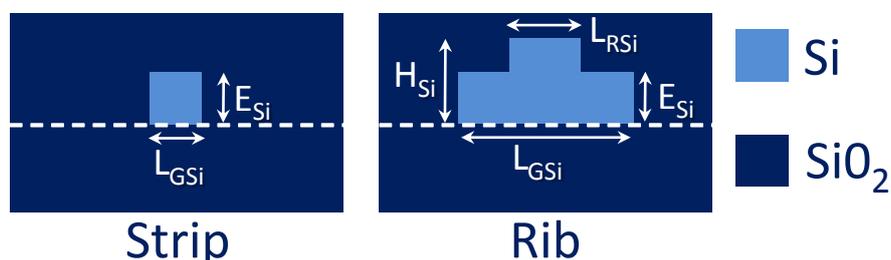


Figure II-12 Schéma des 2 structures de guides silicium passifs réalisés sur notre plateforme SOI. Ils sont surmontés d'une épaisseur de silice (50nm) destinée au collage moléculaire.

Les largeurs du guide silicium dépendent des designs locaux de chaque section des guides siliciums, La largeur L_{RSi} du ruban Si d'un guide Rib s'étend ainsi généralement de $0,35\mu\text{m}$ à $1\mu\text{m}$ sous la zone active, et de $0,35$ à $2\mu\text{m}$ pour la zone de transition. La largeur L_{GSi} du guide Si reste autour de $10\mu\text{m}$ dans ces conceptions.

Le confinement du mode optique au sein de ce guide silicium dépend alors de la longueur d'onde (encombrement spatial) et des dimensions de ce dernier. Ainsi, selon la géométrie retenue et le recouvrement du mode avec les arêtes du guide, les pertes peuvent être plus ou moins élevées, mais elles restent principalement déterminées par la qualité de la réalisation

technologique des parois du guide (état de surface/rugosité) et souvent inférieures à 2dB/cm. Un aperçu de l'étendue du mode optique fondamental d'un guide Rib est donné à titre d'illustration par la Figure II-13 pour un guide Rib 500/300nm ($L_{GSi}=4\mu\text{m}$; $L_{RSi}=1\mu\text{m}$) à $1,3\mu\text{m}$.

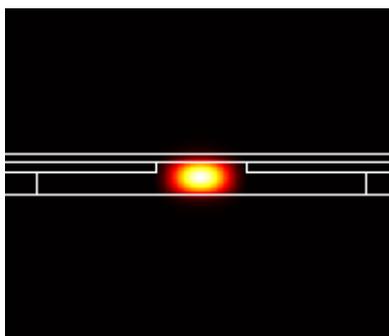


Figure II-13 Simulation du mode optique fondamental (TE0) d'un guide Rib 500/300nm et 1µm de large à 1310nm.

Les 2 projets dans lesquels s'inscrivent les travaux de cette thèse reposent sur des plateformes technologiques qui imposent les épaisseurs de gravure des guides silicium accessibles pour nos conceptions. Elles sont rappelées pour le projet Sequoia et TRx 4x25 au sein du tableau de la Figure II-14. À noter que lors de mon arrivée en thèse, les masques et les plaques de silicium relatives au projet 4x25 avait déjà été fabriqués, ce qui interdisait toute modification de ces niveaux. Le principe de conception des tapers de transition présenté en section IV.2.2 et celui des lasers DFB de la section IV.2.3 ne sont donc rapportés que pour des guides 500/300nm, même si la méthode est applicable à la plateforme 440/220nm.

Projet		Structure quantique	Guide Silicium	Épaisseurs des niveaux Si (nm) ($H_{Si}/E_{Si}/E_{SSi}$)	Hauteur des dents du réseau Bragg (nm) (H_{HSi}/H_{BSi})
	SEQUOIA	10QW /QD	RIB+Slab /STRIP	500/300/150	500/470
	TRx 4x25	10QW	RIB	440/220/150	440/220

Figure II-14 Tableau des dimensions des guides silicium et réseaux DFB selon la plateforme utilisée dans chaque projet.

D'autre part, nous souhaitons recourir à des matériaux actifs dont la structure épitaxiale assurera un gain modal adéquat une fois mis en forme à la surface de nos substrats SOI. Pour cela, plusieurs empilement de couches d'alliages de matériaux III-V ont été développés par nos équipes du III-V Lab, ou nos partenaires au sein de ces projets (notamment Innolume pour les matériaux à boîtes quantiques). Les Figure II-15 et Figure II-16 présentent respectivement les structures retenues pour les matériaux à puits quantiques et pour les matériaux à boîtes quantiques dédiés. Les valeurs des indices de réfraction à $1,3\mu\text{m}$ de chacune des couches impliquées dans le comportement optique du composant sont également rapportées. Ces valeurs revêtent une importance primordiale quant à la simulation des performances optiques des composants hybrides, leur détermination exacte est alors de première importance. La mesure de ces valeurs à partir d'étalon de références fabriquées à cet effet peut s'avérer délicate, mais j'ai pu bénéficier dans ce cas de l'expérience des équipes de notre laboratoire, et de l'expertise de l'entreprise en charge de la production des QDs, pour obtenir des valeurs relativement fiables de ces indices. Les valeurs sont données pour une température de 20°C .

Structure verticale : épitaxiale QW III-V @ 1,3µm + SOI (TRx 4x25/SEQUOIA)					
Couche (de)	Composition	Type de dopage	Epaisseur (nm)	Indice de réfraction @ 1,3µm	Sens de croissance et collage
Substrat	InP	N	X	X	Substrat III-V
Tampon (buffer)	InP	Nid	200	X	
Arrêt de gravure (stop etch)	InGaAs	Nid	300	X	
Sacrificiel P1	InP	P (Zn)	300	X	
Contact	InGaAs	P (Zn)	200	X	
Accord	InGaAsP	P (Zn)	20	X	
Injection	InP	P (Zn)	2000	3.21	
Confinement optique (SCH/cladding)	InGaAsAl	Nid	30	3.33	
Barrière	GaAs	Nid	9 (*11)	3.36	
Puits quantiques (QW)	InGaAs	Nid	5 (*10)	3.55	
Confinement optique (SCH/cladding)	AlGaAs	N (Si)	80	3.33	
Super-réseau	InGaAsP	N (Si)	15	3.21	
Contact N	InP	N (Si)	225	3.21	
Collage	SiO2	Nid	50-100	1.44	
Guides d'onde	Si	Nid	500	3.508	
Box	SiO2	Nid	2000	1.44	
Substrat	Si	Nid	X	3.508	

Figure II-15 Empilement des couches épitaxiales de la structure active QW des projets TRx 4x25 et Sequoia

Structure verticale : épitaxiale QD III-V @ 1,3µm + SOI (SEQUOIA)					
Couche (de)	Composition	Type de dopage	Epaisseur (nm)	Indice de réfraction @ 1,3µm	Sens de croissance et collage
Substrat	GaAs			X	Substrat III-V
Tampon (buffer)	GaAs	nid	100	X	
Arrêt de gravure (stop etch)	InGaP	Nid	500	X	
Sacrificiel P2	GaAs	Nid	300	X	
Sacrificiel P1	InGaP	Nid	300	3.411	
Contact	GaAs	P (C)	200	3.32	
Injection	AlGaAs	P (C)	1520	3.32	
Confinement optique (SCH/cladding)	AlGaAs	P (C)	500	3.228	
Barrière	GaAs	Nid	35 (*10)	3.228	
Boîtes quantiques (QD)	InGaAs	Nid	5 (*10)	3.411	
Repliection	InAs	Nid	0.8 (*10)	3.411	
Barrière	GaAs	Nid	35	3.411	
Confinement optique (SCH/cladding)	AlGaAs	N (Si)	100	3.228	
Contact N	AlGaAs	N (Si)	200	3.32	
Collage	SiO2	Nid	50-100	1.44	
Guides d'onde	Si	Nid	500	3.508	
Box	SiO2	Nid	2000	1.44	
Substrat	Si	Nid	X	3.508	

Figure II-16 Empilement des couches épitaxiales de la structure active QD du projet Sequoia

Retenons que l'empilement actif QW initialement choisi pour fournir le gain d'amplification au mode optique des lasers du transmetteur 4x25G est formée par 10 puits quantiques en alliage d'InAlGaAs, dont la photoluminescence est souhaitée autour de 1270nm. Le maximum de la bande de gain devrait donc se situer autour de 1310nm.

En ce qui concerne la structure QD, la couche active repose sur 10 couches de boîtes quantiques en InGaAs qui doivent elles aussi présenter un maximum de gain autour de 1310nm.

Ces structures épitaxiales interviennent dans la simulation des indices effectifs des modes amenés à se propager à la fois dans le ruban III-V et à la fois dans le guide silicium. Les épaisseurs et les dimensions de chaque couche et section du laser vont donc influencer cet indice effectif pour l'ensemble des modes propres du composant selon le profil de guide III-V en question. J'ai ainsi étudié 2 profils de ruban III-V pour la conception et la réalisation de composants actifs sur silicium.

Le premier profil est communément référencé comme « deep », par allusion à la gravure profonde des couches III-V, jusqu'au travers des couches actives à proprement parler (QW ou QD). Il conserve théoriquement la même largeur depuis sa tête jusqu'au pied du ruban au niveau de la couche d'InP n. La gravure (plasma, parfois chimique) de ces couches actives présente pourtant quelques difficultés technologiques et peut mener à une dégradation du rendement quantique interne de ces matériaux, due à l'apparition de niveaux de recombinaisons parasites (radiatives ou non) par l'introduction de défauts aux niveaux des flancs des couches gravées. De plus, des effets de rétrécissement peuvent apparaître en pied de ruban consécutivement à des étapes de gravures non parfaitement anisotropes et/ou sélectives. Nous verrons d'ailleurs dans la section II.2.2 que la réduction de la largeur de ces couches à haut indice optique à proximité de la zone de circulation des modes hybrides couplés peut avoir un impact notable sur les phénomènes de couplage de puissance.

Le deuxième profil, quant à lui, est dit « shallow », car « peu profond » par opposition au « deep ». Il présente alors un épaulement à sa base, la gravure du ruban s'arrêtant à la couche de confinement optique supérieure (SCH côté p). Outre un plus grand volume de matériaux actifs disponibles (et donc potentiellement plus de puissance optique), et une meilleure résistance à l'échauffement, ce profil présente généralement moins de défauts latéraux suffisamment proche du mode optique pour avoir un effet néfaste sensible. Les dimensions latérales de cet épaulement (L_{SH35}), de l'ordre de $7/8\mu\text{m}$, peuvent toutefois contribuer à l'augmentation de la capacitance de la diode laser par l'extension de sa surface. A l'inverse, et de façon logique, la présence de matériaux plus volumineux à haut indice optique aura tendance à attirer le mode hybride fondamental de la structure vers cette zone active.

Pour ces deux profils, les largeurs typiquement retenues dans nos designs sont $2\mu\text{m}$ et $4\mu\text{m}$ en tête de ruban (L_{R35}), au niveau de la section active. Elle peut être réduite à $1,5\mu\text{m}$ pour les besoins de transitions optiques qui sont explicités dans la section II.2.2. Une représentation schématique de la section de ces 2 types de profil au niveau de la zone active est donnée par la Figure II-17.

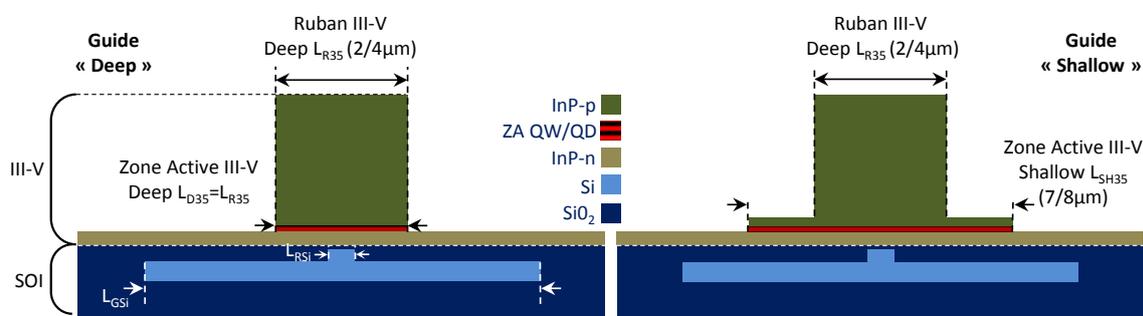


Figure II-17 Vue schématique en coupe de l'architecture d'un laser hybride III-V sur silicium, selon le profil « deep » (à gauche) ou « shallow » (à droite) du ruban III-V.

La largeur d'un guide shallow en pied de ruban est de $7\mu\text{m}$, contre $1,5\mu\text{m}$, $2\mu\text{m}$ ou $4\mu\text{m}$ en gravure profonde (deep). La robustesse au désalignement entre deux guides est donc plus grande dans le cas d'un ruban shallow pour des largeurs de guides silicium de 0 à $2\mu\text{m}$ (87). Ainsi, pour minimiser les pertes éventuelles de gain optique consécutives à un désalignement lors de la fabrication des guides III-V ($<0,5\mu\text{m}$), la section active de la plupart des lasers continus est formée selon ce profil « shallow ».

Enfin, dans les composants optoélectroniques abordés dans cette section, et en vue de leur intégration dans des émetteurs compacts, les dimensions des sections actives sont contenues, et vont de $400\mu\text{m}$ à $800\mu\text{m}$ de long pour les lasers accordables et les DFB. Dans la section II.3.3, nous verrons que les sections actives des EAMs et autre DMLs sont conçues plus courtes, soit typiquement de $150\mu\text{m}$, $250\mu\text{m}$, voire $400\mu\text{m}$ de long.

La section suivante II.2.2 détaille les conceptions que j'ai proposées pour les zones de transition entre la section active hybride III-V/Silicium et les zones de propagations purement en silicium.

II.2.2. Transfert modal par transition adiabatique

Le mode propagatif du signal lumineux doit être couplé depuis la zone d'émission en III-V vers le mode propre du guide silicium passif en traversant des zones d'adaptation (tapers). Ce mode devient un mode hybride couplé qui se propage en partie dans le guide silicium et en partie dans le guide formé par la structure III-V, en bénéficiant ainsi de l'amplification par émission stimulée. La section III-V doit alors être pompée électriquement pour maintenir le gain optique nécessaire à l'obtention de l'effet laser.

Une des difficultés d'intégration de ce genre de composant concerne le couplage entre les modes propres de chaque structure. Le transfert de puissance optique entre le mode optique se propageant dans le guide silicium à l'approche de la section amplificatrice et le mode hybride couplé avec la section de puits quantiques doit être le plus efficace possible. Une variation trop brutale de l'indice effectif le long du parcours du mode optique peut mener à des réflexions partielles de l'onde lumineuse à l'interface avec le ruban III-V. Les réflexions à chaque changement de milieu effectif (taper d'entrée et de sortie du SOA) peuvent se révéler critiques pour le bon fonctionnement des composants dans lesquels se trouvent ces interfaces.

Par ailleurs, le couplage total ou partiel de l'onde lumineuse dans le matériau à gain est déterminé par la structure du guide d'onde silicium sous-jacente ainsi que celle du guide III-V. Le gain en puissance optique que l'on peut attendre du composant dépend en grande partie du confinement optique, ou recouvrement, du mode optique sur la zone des puits quantiques. Ainsi, le profil du mode couplé peut être ajusté afin de trouver le meilleur compromis entre un bon recouvrement synonyme de gain élevé, et les pertes par absorption que pourrait subir le mode s'il traverse une trop grande partie de matériau dopé p, au sommet du guide III-V. En effet, les pertes par absorptions dans l'InP dopé p constituent une part importante dans les pertes subies par le mode optique.

Une approche rapportée par l'université de Santa Barbara (UCSB) et Intel [(70) consiste à bénéficier d'un couplage évanescent entre un guide silicium large ($2\mu\text{m}$) et un guide III-V encore plus large ($10\text{-}15\mu\text{m}$). La très faible épaisseur de la couche de collage (5nm) séparant le guide silicium et le guide III-V autorise un recouvrement de la partie évanescente du mode confiné dans le guide silicium avec le guide III-V actif, pour un confinement optique dans les puits quantiques de l'ordre de 1%. Ce confinement est suffisant pour obtenir le gain interne nécessaire à l'effet laser, et des courants de seuils de l'ordre de 30 à 60mA sont rapportés, pour des puissances optiques de quelques milliwatts (88; 89). Cependant cette approche souffre de certaines difficultés, comme l'obtention d'une couche de collage fine et uniforme, et le faible confinement optique implique des courants de seuils relativement élevés.

L'approche retenue par le III-V Lab consiste plutôt à recourir à un guide III-V qui confine le mode optique pour obtenir l'amplification optique. Un taper est alors nécessaire pour transférer ce mode du guide III-V vers le guide silicium. Dans cette zone de « tapers », la proximité verticale des guides III-V et silicium entraîne l'apparition, au niveau de la section active de gain du laser d'un mode hybride optique couplé, issu de l'hybridation entre les modes propres fondamentaux de chacun de ces guides (recouvrement des fonctions d'ondes).

Nous pouvons ainsi concevoir une zone de transition dans la forme du guide silicium en vue du couplage de la puissance optique depuis le mode hybride fondamental du guide composite III-V/Si vers le guide silicium. Nous privilégions les variations de géométrie des guides silicium, car les variations de largeur du guide III-V sont technologiquement plus difficiles à maîtriser.

Il convient donc en premier lieu de déterminer l'indice effectif de chacun des modes propres, d'une part pour un guide purement silicium (sans ruban III-V), et d'autre part pour un guide « purement » III-V (sans guide silicium). Un aperçu de la simulation de ces modes fondamentaux (TE_{si}^0 et TE_{35}^0) est donné par la Figure II-18, gauche et droite.

Les indices effectifs à $1,3\mu\text{m}$ de ces deux cas opposés (pas de III-V ou pas de ruban dans le guide silicium) sont donnés pour les 2 structures épitaxiales (QW et QD) par la Figure II-19.



Figure II-18 Simulation du mode hybride couplé entre le guide silicium rib et la structure active MQW, pour un mode confiné dans un guide purement Si (à gauche), et pour un mode confiné dans un guide hybride III-V sans ruban silicium (à droite).

Structure	Mode TE0 Silicium	Mode TE0 III-V (ruban deep 2µm)	Mode TE0 III-V (ruban deep 4µm)	Mode TE0 III-V (ruban shallow 2µm)	Mode TE0 III-V (ruban shallow 4µm)
QD	3.34	3.309	3.321	3.316	3.322
QW	3.34	3.235	3.247	3.239	3.248

Figure II-19 Tableau comparatif des indices effectifs des modes Si et III-V pour différentes géométries de ruban III-V.

Nous pouvons ensuite faire varier la forme du guide silicium de façon à parvenir à une adaptation des indices effectifs des modes propres permettant le transfert de la puissance optique d'un mode vers l'autre. La lumière se propagera alors préférentiellement dans le guide de plus haut indice modal (20).

Dans les sections actives hybrides, le guide III-V présente un indice effectif plus élevé que celui du guide silicium, tant que ce dernier n'est pas trop large. Comme le montre la Figure II-20, un élargissement du ruban d'un guide silicium Rib 500/300nm entraîne une augmentation notable de l'indice effectif du mode qui s'y propage. En élargissant suffisamment ce guide selon un profil adéquat [(90)], il est possible de descendre le mode optique initialement généré dans la zone active du guide III-V vers le guide silicium passif. Cette transition, si elle suit une courbe progressive douce et correctement définie, est dite adiabatique car le mode couplé ne souffrira que de pertes de conversion vers des modes d'ordre supérieurs ou radiatifs minimales (91).

Le calcul de cette transition repose donc sur la différence d'indices effectifs entre les deux guides, tel que : [(87) (36) (6)]

$$\Delta n = \frac{\kappa \lambda u}{\pi \sqrt{1 - u^2}}$$

Eq. II-1

Avec u la position normalisée le long du taper et κ le coefficient de couplage entre les deux guides. Il est alors possible de déterminer la variation de la largeur L_{RSi} du guide silicium en accord avec cette règle à partir de la courbe de variation de l'indice effectif du guide silicium en fonction de sa largeur, avec :

$$n_{Si} = \Delta n + n_{III-V}$$

Eq. II-2

La variation de l'indice effectif du guide silicium est également observable sur la Figure II-20 (courbe noire).

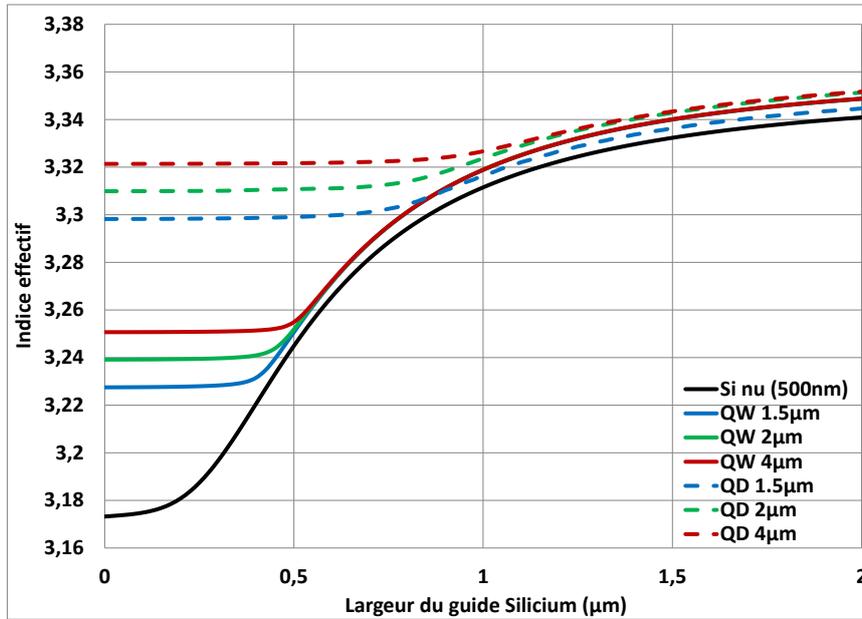


Figure II-20 Variation de l'indice effectif du mode TE0 pour des rubans III-V deep.

La valeur du coefficient de couplage dépend également de la largeur du guide III-V, dont l'indice effectif du mode propre varie selon la structure épitaxiale et sa forme, comme nous pouvons bien l'observer sur la Figure II-20.

Une structure épitaxiale à base de puits quantiques en InGaAsAl émettant autour de 1310nm présente alors un indice effectif plus faible, de l'ordre de 3,24, qui autorise des couplages relativement aisés avec le guide silicium dont l'indice effectif varie de 3,18 à 3,34 pour une largeur de 0 à 2µm.

A l'inverse, on remarque de fait que la largeur de silicium nécessaire pour élever l'indice effectif du guide silicium au niveau de celui des rubans à base de QDs est sensiblement plus grande que pour les rubans QWs (lignes rouges, soit 0,75µm contre 0,45µm). En effet, l'indice effectif de la structure épitaxiale à base de boîtes quantiques est nettement plus élevé (autour de 3,31). Cet état de fait implique une faible différence entre le maximum d'indice effectif vers lequel tend le mode du silicium au-delà d'une certaine largeur (3,35 pour un guide rib 500/300nm de 2µm de large). Nous avons donc dû proposer un nouveau design de ruban III-V de façon à réduire au maximum son indice effectif et se rapprocher des valeurs du mode couplé dans le silicium, et augmenter ainsi le taux maximal de puissance couplée entre les guides. La puissance résiduelle P_r dans le guide III-V est alors réduite par l'usage d'un ruban III-V plus étroit, et s'exprime selon (92) :

$$P_r = 1 - P_{max} = 1 - \frac{\kappa^2}{\delta^2 + \kappa^2} = \frac{\delta^2}{\delta^2 + \kappa^2} = \frac{1}{1 + \left(\frac{\kappa}{\delta}\right)^2}$$

Eq. II-3

En premier lieu nous avons donc décidé de réduire la largeur de ce ruban à la largeur minimale raisonnablement réalisable avec notre plateforme de mise en forme du III-V, soit 1,5µm en tête du ruban. En deçà, la sensibilité au désalignement entre les deux guides serait importante, et les rubans III-V pourraient présenter des risques de rupture. Un aperçu simulé de la répartition de puissance entre un guide silicium de 0,4µm de large et un ruban III-V à boîte quantique de 1,5µm est donnée par la Figure II-21.

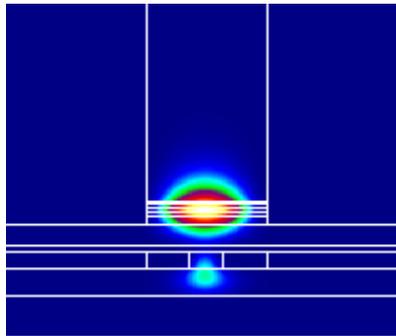


Figure II-21 Simulation du profil de champ électrique d'un supermode hybride couplé du mode optique au niveau de la transition modale entre le guide actif III-V vers le guide passif silicium au travers d'un taper adiabatique de 150µm. ($T > 98\%$)

Le confinement du mode optique fondamental depuis le guide III-V vers le guide silicium est illustré pour l'exemple de la structure à QDs par la Figure II-21. Nous remarquons que la variation n'est pas linéaire avec l'élargissement du guide silicium, et dépend grandement de la géométrie du guide. Ainsi, un guide Rib de 450nm de hauteur aura moins d'influence, car un indice effectif plus bas, qu'un guide Rib de 500nm. Nous reviendrons sur l'intérêt que peut revêtir le choix de la hauteur du guide dans le calcul des coefficients de couplage d'un réseau DFB dans la section II.2.3.

La largeur minimale du taper est imposée par la largeur minimale du ruban silicium Rib s'étendant sous la structure active et permettant un comportement monomode avec des pertes minimales, dans la limite des possibilités technologiques. Nous devons veiller à ce que le guide silicium ne soit pas trop large dans cette section, ce qui en plus a pour effet de diminuer le confinement dans la zone active et donc le gain.

A noter que l'épaisseur de la couche de collage se situant précisément à l'interface entre ces deux guides est choisie à 50nm, qui correspond à l'épaisseur moyenne constatée après collage des plaques par notre plateforme. L'influence importante de l'épaisseur de cette couche de collage a été démontrée lors d'études précédentes [(87)], et représente la principale variable in fine de ce genre de conception. Malheureusement, il ne nous est pas possible de la garantir du fait des procédés technologiques mis en place au CEA-Leti, et nous optons donc pour une valeur intermédiaire, bien que des fluctuations entre 30nm et 120nm aient été constatées sur certaines plaques collées.

Les simulations de la puissance transmise par ces conceptions de tapers sont données en puissance normalisée pour les 2 structures étudiées (QW/QD) et pour les deux profils de guide III-V (Deep/shallow) par la figure Figure II-22.

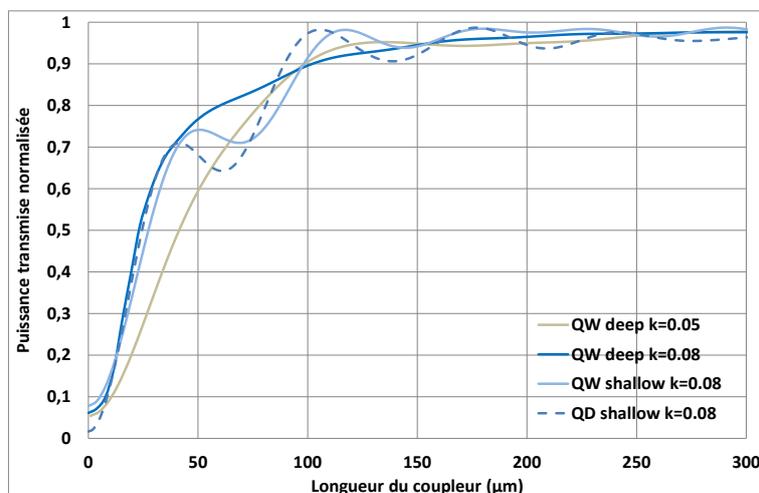


Figure II-22 Comparaison entre les puissances couplées entre le guide Silicium et le guide III-V pour deux valeurs de coefficient de couplage des guides et deux géométrie de gravure du ruban III-V pour une structure à puits quantiques.

Nous remarquons que des fluctuations, liées à l'échange de puissance persistant entre le guide III-V et le guide Si, apparaissent dans le cas d'un profil de guide III-V « shallow ». Nous notons également que pour un taper de 150 μm de long, la puissance couplée est comparable entre les 2 profils de guide III-V (deep/shallow), soit $\approx 95\%$.

En ce qui concerne la longueur du coupleur, il s'agit de la choisir suffisamment courte pour minimiser l'encombrement tout en trouvant un compromis en ce qui concerne la puissance transmise $P_t = 1 - \epsilon$. Nous nous accordons une tolérance ϵ de 5 à 8%, pour les valeurs de κ étudiées (de 0.02 à 1 cm^{-1}). De plus, une réduction de la longueur de couplage en deçà de 150 μm entraînerait une variation trop rapide de l'indice effectif du guide Si par rapport au guide III-V, et donc une perte en efficacité de couplage.

Toutefois, la part résiduelle de puissance optique maintenue au sein du ruban III-V doté d'un profil « shallow » au niveau des tapers peut entraîner des réflexions parasites si l'extrémité du ruban III-V n'est pas formée de façon à éliminer ou à forcer la redescende vers le guide silicium de cette part résiduelle du mode optique. Cette part est d'autant plus grande pour ces profils shallow, car même si l'indice effectif des modes III-V deep et shallow sont similaires (voir Figure II-19), la répartition du champ électrique au sein de ce mode est affectée, avec un confinement dans la zone active plus grand dans le cas des guides shallow (voir Figure II-29). Ainsi, selon la précision des procédés technologiques à disposition, il peut être préférable de s'orienter vers des rubans III-V en gravure profonde (deep) au niveau de la zone de transition vers le taper silicium.

Nous avons ainsi décidé d'opter pour un profil « deep » au-dessus de la zone de transition du guide Silicium, pour limiter les risques de fluctuations de l'efficacité de couplage, en diminuant la part résiduelle du mode hybride confinée dans le guide III-V à la fin de la zone de transition et en réduisant la sensibilité à la longueur effective de couplage après fabrication.

Les conceptions choisies pour chaque structure active ont ensuite été codées sur les masques destinés à la définition de ces niveaux par lithographie en UV-Profond.

Enfin, même le recours à un profil « deep » ne peut garantir l'absence totale de puissance résiduelle dans le guide III-V à la fin de la transition, lorsque le ruban III-V se termine. Pour remédier à cela, nous avons décidé de prolonger les rubans III-V par une structure de guide à perte courbée, dont la forme évoque une corne. Ces « cornes » ne sont pas recouvertes par le ruban de contact métallique et ne sont donc pas directement alimentées électriquement, ce qui a pour effet d'absorber la puissance optique qui pourrait circuler dans cette portion du guide III-V. De plus, le profil non-symétrique de la facette à l'extrémité du ruban III-V permet de diminuer les réflexions parasites qui viendraient perturber le fonctionnement du laser par rétro-injection.

Une vue schématique de la zone de transition entre les guides III-V et silicium est donnée par la Figure II-23, dans laquelle le taper de transition est représenté par la section courbe en silicium (bleu) dans la portion centrale, sous le guide III-V figuré en vert.

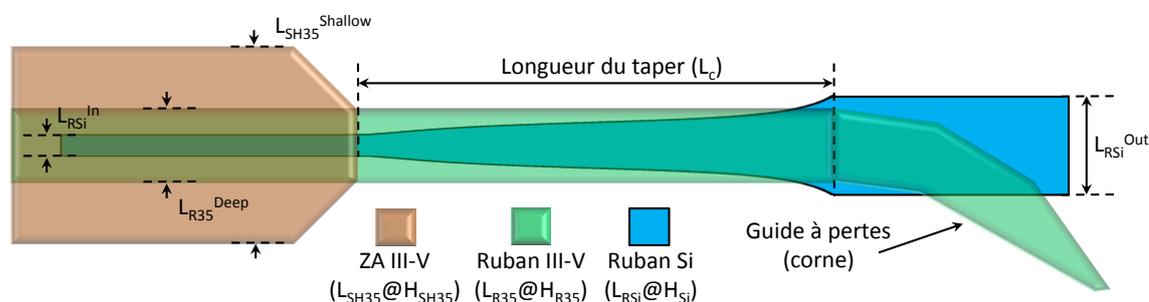


Figure II-23 Schéma de la zone de transition modale (taper) entre la zone active III-V et le guide passif Si, avec transformation du profil du guide III-V shallow/deep, élargissement du ruban Si pour le transfert adiabatique de la puissance optique, et guide à perte en extrémité du ruban III-V. (non à l'échelle)

Le profil particulier de l'élargissement du ruban Si est représenté sur la Figure II-24 pour les 2 structures étudiées (QW/QD) pour une longueur normalisée, ce qui permet d'adapter le profil quelle que soit la longueur effective de couplage choisie.

Une illustration de la simulation du transfert modal à partir de la section active du laser III-V+Si au travers de 2 tapers de transition vers un guide purement Si de part et d'autre, est donnée par la Figure II-25 (structure QW).

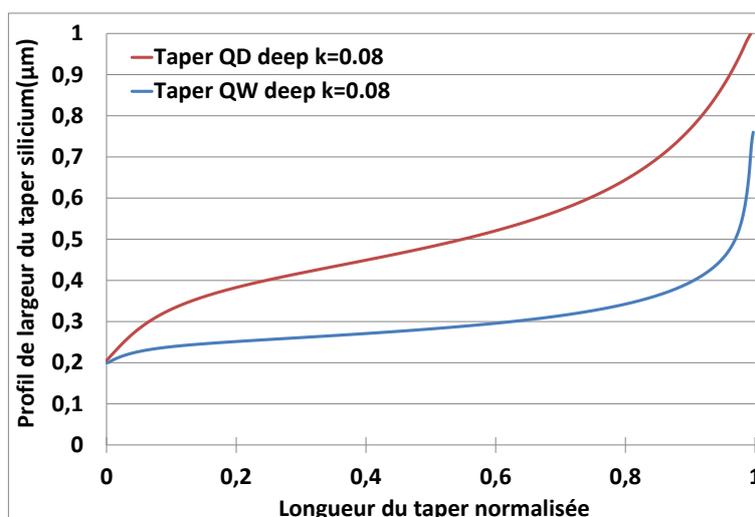


Figure II-24 Courbe du profil en largeur des tapers en guide silicium Rib 500/300nm conçu pour les structures quantiques QD et QW en ruban deep de 1,5µm de large.

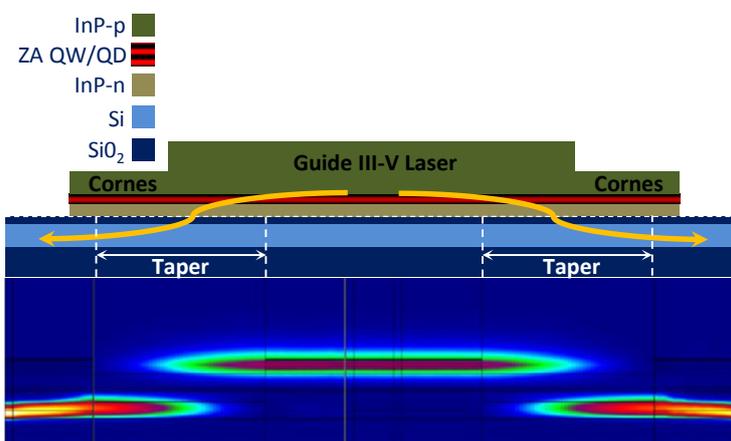


Figure II-25 Simulation du transfert modal du guide silicium vers le guide III-V avec 2 tapers adiabatiques de transition (Fimmwave).

En conclusion, nous avons pu constater que les profils proposés pour ces tapers permettent d'obtenir un bon couplage pour les 2 types de structures actives qui seront collées sur ces plaques SOI. Une bonne performance de couplage permettra ainsi de réduire les pertes internes de la cavité, et donc d'améliorer la puissance de sortie des lasers reposant sur ces conceptions, tout en minimisant les risques de réflexion parasite.

Après cette étude sur le transfert de la puissance optique depuis le milieu à gain vers les guides passifs en silicium, nous nous intéresserons dans la section suivante à la source de cette puissance lumineuse au niveau de la cavité hybride, c'est-à-dire la section active du laser couplée au réseau de Bragg responsable de l'effet de rétroaction distribuée caractéristique d'un laser DFB.

II.2.3. Réseau de Bragg pour l'émission à rétro-action distribuée :

En premier lieu rappelons l'architecture d'un guide hybride, formé par la superposition d'un guide III-V et d'un guide silicium. Le réseau de Bragg est alors gravé dans le guide silicium qui court le long de la partie sous-jacente à la zone active, comme le montre la Figure II-26. Ce réseau comprenant un saut de phase en son milieu assure aux lasers DFB une émission monomode longitudinale stable. La position du mode hybride est représentée par la flèche orange

sur le schéma de la Figure II-25, qui montre également un exemple de collecte de la puissance de sortie par une facette clivée et traitée anti-reflet. Il est également possible d'utiliser des coupleurs verticaux gravés dans le guide Si pour mesurer les composants sur plaque, avant clivage.

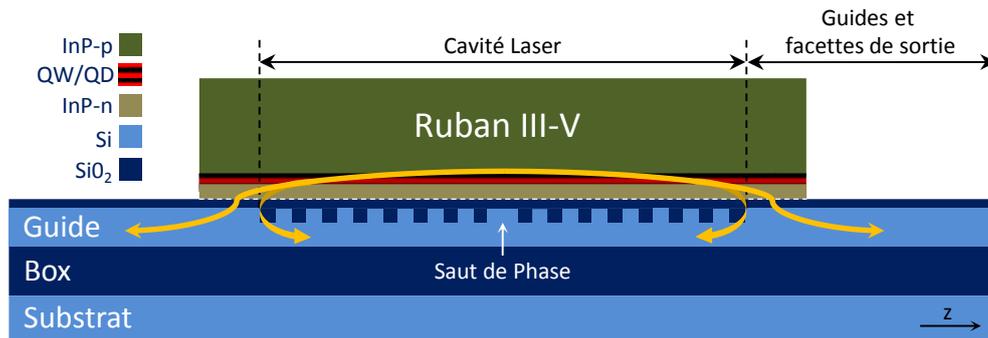


Figure II-26 Vue schématique en coupe longitudinale d'un laser DFB III-V sur silicium à saut de phase (non à l'échelle).

La Figure II-27 illustre les courbes de dispersion des modes couplés III-V et silicium, ainsi que leur intersection.

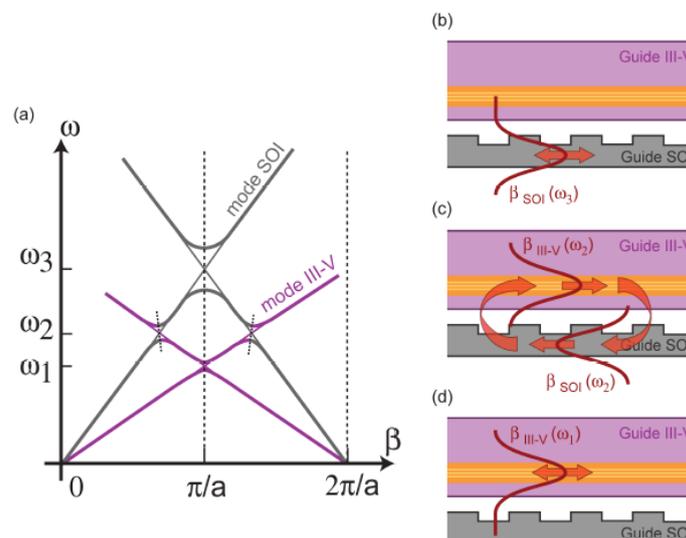


Figure II-27 Illustration des 3 modes optiques pouvant apparaître au sein d'un laser DFB hybride (Source, T.Dupont « Réalisation de sources laser III-V sur silicium », 2011).

Nous pouvons donc considérer trois modes de fonctionnement DFB, selon que l'on considère un fonctionnement majoritaire sur le mode III-V ou sur le mode silicium, ou sur une combinaison de ces deux modes hybrides (DFB exchange).

Dans notre cas, comme dans celui des lasers de type InP, nous souhaitons privilégier le mode optique majoritairement confiné dans le guide III-V, au niveau de la couche de puits quantiques, afin qu'il bénéficie du plus grand gain modal possible. Pourtant, contrairement aux lasers de type InP, le réseau de Bragg à l'origine de la rétro-action distribuée n'est pas gravé dans le guide III-V, mais formé sur le guide silicium sous-jacent à celui-ci. De par leur expansion spatiale, les modes optiques seront soumis aux variations d'indices optiques locaux au niveau des dents du réseau. De façon logique, le mode le plus affecté par cette variation d'indice est le mode se propageant préférentiellement dans le guide silicium lui-même, et sera le premier à exhiber un spectre fréquentiel typique d'un fonctionnement DFB (93). Cependant, le recouvrement de ce mode optique avec la zone de gain est faible. A l'opposé, le mode parcourant préférentiellement le guide III-V bénéficie d'un gain maximal, et d'un coefficient de couplage plus faible vis-à-vis du mode SOI.

Pour concevoir un laser DFB hybride, il convient donc de veiller à ce que la configuration du réseau de Bragg porté par le guide silicium soit telle que la variation d'indice effectif induite sur le mode III-V soit suffisamment grande pour obtenir un coefficient de couplage suffisamment élevé pour l'effet DFB apparaisse.

De façon logique, plus le guide silicium sera large, pour une même profondeur de gravure du réseau, plus la variation d'indice effectif sera importante car le mode III-V se propagera plus près du guide silicium lui-même, au dépens de son confinement dans les puits quantiques et donc du gain modal. D'une autre manière, à largeur constante de guide silicium, l'influence du réseau sera plus grande, si la profondeur de gravure du réseau est augmentée. Cet effet est particulièrement mis en évidence par la Figure II-28, qui rapporte la variation du facteur κ entre un guide III-V et le réseau silicium pour différentes profondeurs de gravure des dents basses du réseau à partir d'un guide Rib de 500nm de hauteur initiale (H_{Si}). La profondeur de gravure $P_{réseau}$ variant de 10nm à 50nm, la hauteur H_{BSi} de la dent basse après gravure du guide Si est comprise entre 490nm et 450nm. L'effet DFB pour le mode hybride III-V étant recherché pour des valeurs κL entre 1 et 3, voire plus, l'on cherchera à obtenir un bon coefficient de couplage (de 20 à 100 cm^{-1}), avec une amplitude de variation suffisamment grande pour s'accommoder de longueur de réseau très variable (de 800 à 150 μm). La puissance de sortie du laser DFB est cependant conditionnée par l'importance de ce couplage, et une valeur trop élevée de ce coefficient de couplage diminuerait la puissance de sortie.

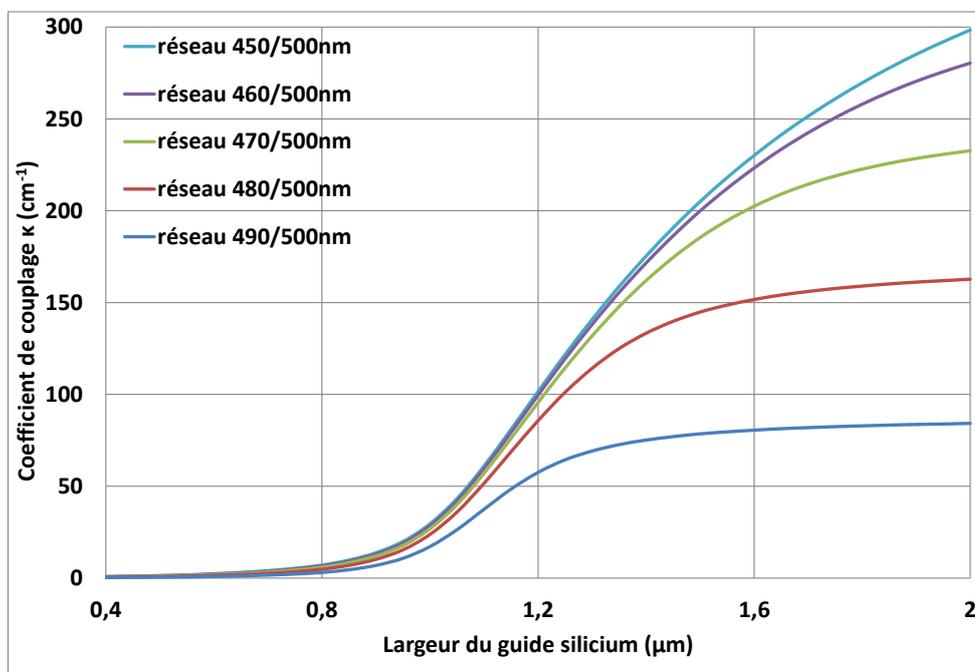


Figure II-28 Variation du coefficient de couplage κ entre un ruban III-V à QD ($L_{R35}=2\mu m$, $L_{SH35}=8\mu m$) et un guide Si rib ($H_{Si}=500nm$), en fonction de la largeur L_{RSi} et de la profondeur du réseau de Bragg gravé sur ce guide.

Nous avons donc décidé d'opter pour une profondeur de gravure de 50nm, soit une hauteur de guide H_{BSi} de 450nm pour les dents basses du réseau DFB, ce qui autorise une plus grande latitude de conception pour les valeurs du coefficient de couplage souhaitées en fonction de la largeur du guide silicium.

Pour s'assurer d'un bon confinement optique dans la zone active, et donc d'une puissance totale suffisante, une géométrie de ruban de type shallow est préférable, car le confinement dans la zone active y sera largement supérieur du fait de la largeur de la zone à ce niveau (7 μm). Le confinement optique est alors jusqu'à 2,5 fois plus important dans la zone active d'un ruban shallow que dans un ruban deep 2 μm par exemple, comme l'illustre la Figure II-29 pour la structure QD.

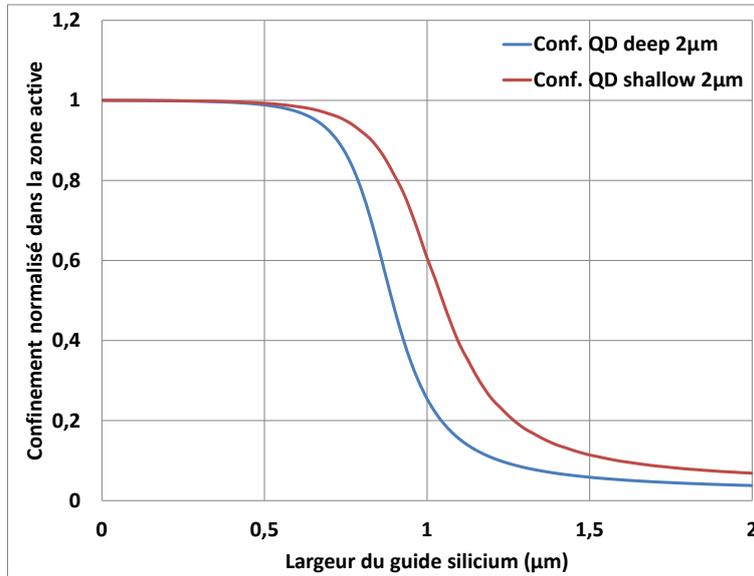


Figure II-29 Variation du confinement optique selon la géométrie deep ou shallow du guide III-V.

De plus, la variation d'indice effectif du mode hybride III-V en fonction de la largeur du silicium observable sur la Figure II-30 est relativement semblable pour la géométrie « deep » et la géométrie « shallow », à partir d'une certaine largeur de guide, qui dépend notamment de la structure épitaxiale considérée. Cela permet d'assurer une variation de l'indice suffisante pour obtenir des coefficients de couplage efficace même avec une géométrie de ruban « shallow ».

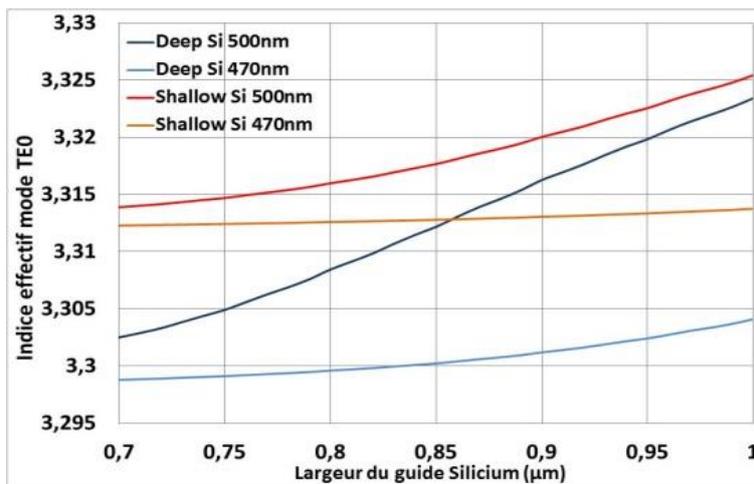


Figure II-30 Variation de l'indice effectif du mode TE0 pour des rubans III-V à QDs gravés en deep ou shallow, pour deux hauteurs de guide silicium.

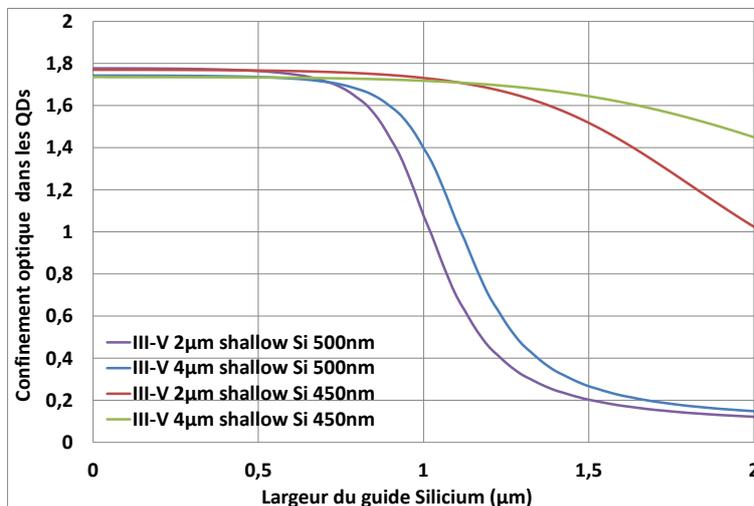


Figure II-31 Variation du confinement du mode optique TE0 dans les couches à boîtes quantiques pour des rubans deep et shallow, selon la hauteur du guide silicium.

Enfin, l'influence de la largeur de la tête de ruban III-V devient faible si l'on a recours à une géométrie « shallow », ce qui se traduit par des valeurs du coefficient de couplage proches pour des rubans de $2\mu\text{m}$ ou de $4\mu\text{m}$. Cette faible différence, visible sur la Figure II-32 et bien que plus marquée pour la structure QD, nous autorise à exploiter les mêmes designs de guide silicium pour les deux largeurs de rubans implémentés sur nos masques, tout en conservant une variation négligeable sur le coefficient de couplage, et donc l'effet DFB de nos lasers in fine.

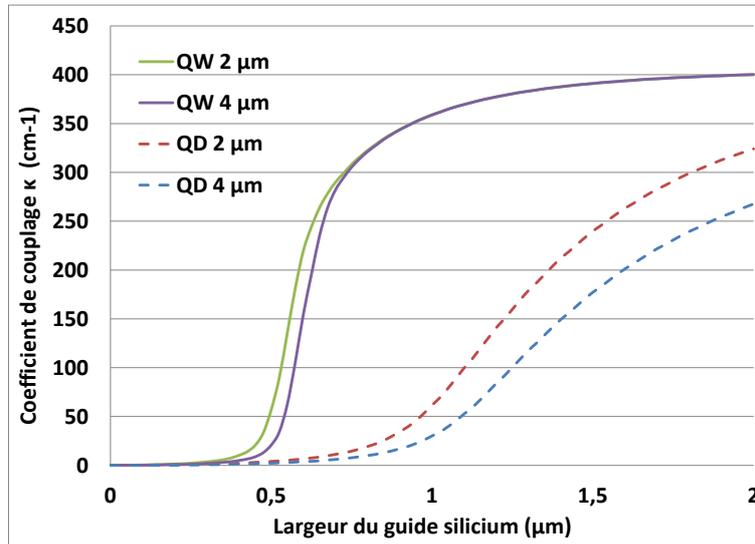


Figure II-32 Variation du coefficient de couplage du réseau DFB pour 2 largeurs de guide III-V en fonction de la largeur du guide silicium.

Les largeurs de silicium ont donc finalement été choisies pour obtenir un facteur κL entre 2 et 5, soit pour des structures QW de $150\mu\text{m}$, $400\mu\text{m}$ et $800\mu\text{m}$ respectivement $1.8\mu\text{m}$, $1\mu\text{m}$ et $0.9\mu\text{m}$, et pour des structures QD de mêmes longueurs, respectivement $0.85\mu\text{m}$, $0.55\mu\text{m}$ et $0.45\mu\text{m}$.

Enfin, le pas du réseau est l'élément déterminant la longueur d'onde d'émission du laser DFB hybride pour une structure de guide hybride donnée (voir Annexe D).

II.2.4. Caractérisation des performances optiques

Après fabrication et réception d'un lot de lasers DFB émettant à $1,3\mu\text{m}$, issus des générations précédentes de masques SOI et III-V, il m'a été possible de caractériser le fonctionnement de certains d'entre eux. Le principal objectif était de localiser des lasers fonctionnels présentant une puissance de sortie élevée, soit une puissance couplée dans la fibre $>1\text{mW}$. Malgré un faible rendement lié à des défauts de réalisation des guides et coupleurs verticaux en SOI, certains lasers présentaient des comportements statiques corrects, tels que rapporté par la caractéristique $P(I)$ de la Figure II-33. Il s'agit d'un échantillon d'une série de lasers DFB hybrides à 10 couches de puits quantiques, présentant un réseau $440/220\text{nm}$ de $350\mu\text{m}$ de long sur un guide silicium de $0,7\mu\text{m}$ de large, recouvert par un ruban III-V de $2\mu\text{m}$ de large, mesuré sur plaque à 21°C . Les pas de réseau silicium initialement préalablement inscrits dans les guides SOI varient entre 198nm , 200nm , 202nm et 204nm , respectivement pour des émissions autour 1295nm , 1300nm , 1305nm et 1310nm .

Le seuil d'émission laser est de 60mA , et le rendement externe est de $0.03\text{mW}/\text{mA}$. Cependant, le coupleur introduit une perte minimale de 6dB , ce qui implique que le rendement du laser est plutôt de l'ordre de $0,12\text{mW}/\text{mA}$. Par ailleurs, les fluctuations de puissance qui peuvent être observées à fort courant proviennent de réflexions parasites en provenance de la cavité ou de ces coupleurs verticaux.

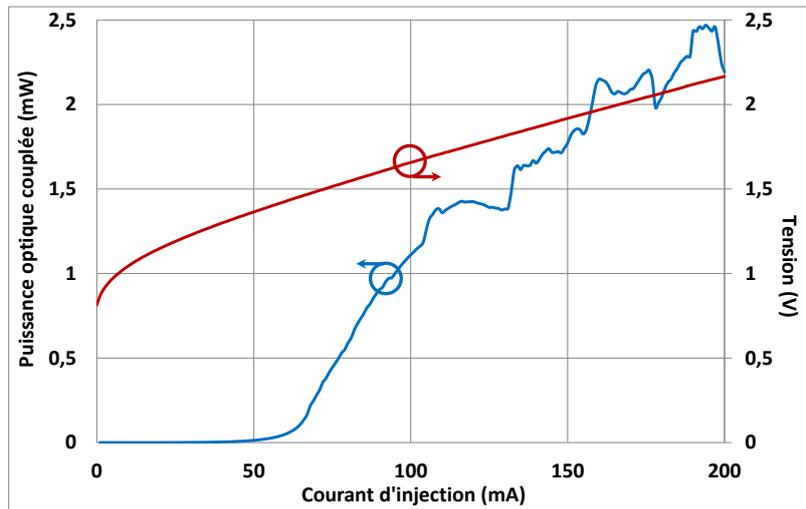


Figure II-33 Courbe P(I) à 21°C d'un laser DFB MQW hybride III-V sur silicium avec un réseau de 350 μ m de long et 0,7 μ m de large, et un ruban III-V de 2 μ m de large.

De plus, même 2 lasers présentant une structure interne identique peuvent ne pas émettre à la même longueur d'onde compte tenu des variations dimensionnelles et/ou structurales affichées par les différents composants, et qui résultent de la variabilité des étapes technologiques lors de la fabrication.

Dans le cas de nos lasers DFB à 1,3 μ m, les puissances récoltées varient notablement d'une plaque à l'autre, mais un rendement correct a pu être constaté sur certains lots, comme l'illustre la Figure II-34. Ainsi, malgré des variations de puissances inhérentes aux différentes configurations des lasers DFB étudiés dans cette courbe (largeur de ruban III-V, pas du réseau silicium, type de taper), nous pouvons apprécier un nombre satisfaisant de lasers fonctionnels (19 sur une barrette de 20) ainsi qu'un comportement correct pour chacun d'eux.

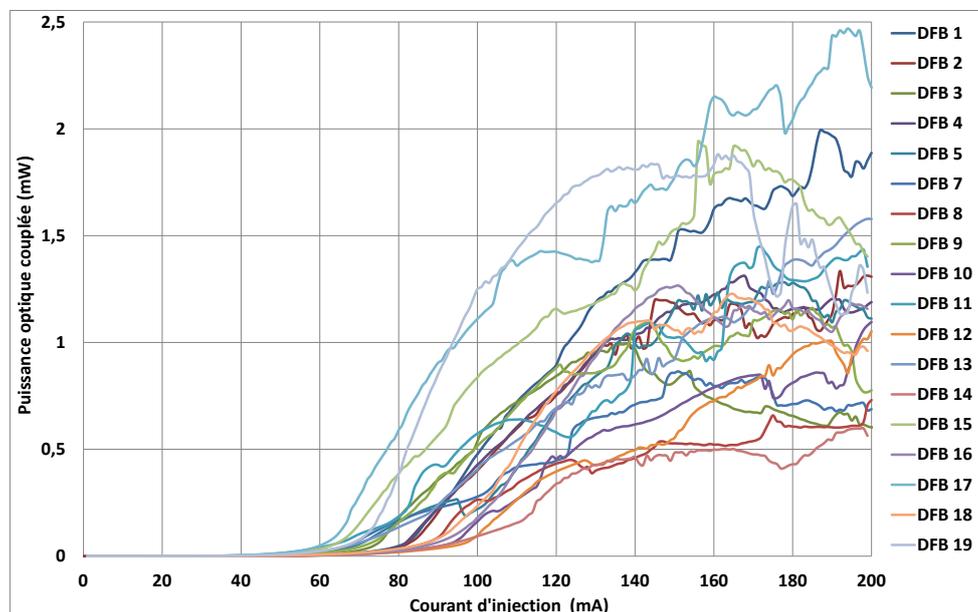


Figure II-34 Courbes des caractéristiques P(I) superposées de 18 lasers DFB de 350 μ m de long. Les nombres pairs correspondent à des guides III-V de 2 μ m de large, et les impairs à des guides de 4 μ m.

Nous cherchons dans le même temps à identifier les structures qui présentent un comportement électrique satisfaisant, c'est-à-dire une résistance interne la plus faible possible, soit typiquement entre 15 et 25 Ω pour un laser de 400 μ m de long et un ruban de 2 ou 4 μ m de large. Cette faible résistance permet de réduire la tension de contrôle à un courant d'injection donné, et s'inscrit dans la recherche courante du meilleur rendement à la prise possible.

Quoi qu'il en soit, il m'a été possible d'observer le comportement spectral statique des plus puissants d'entre eux, dont un exemple satisfaisant est donné par la Figure II-35.

On y observe une émission DFB monomode à 1307nm, parfaitement centrée sur le maximum de la bande de gain, et avec une extinction des modes secondaires (SMSR) de 37dB.

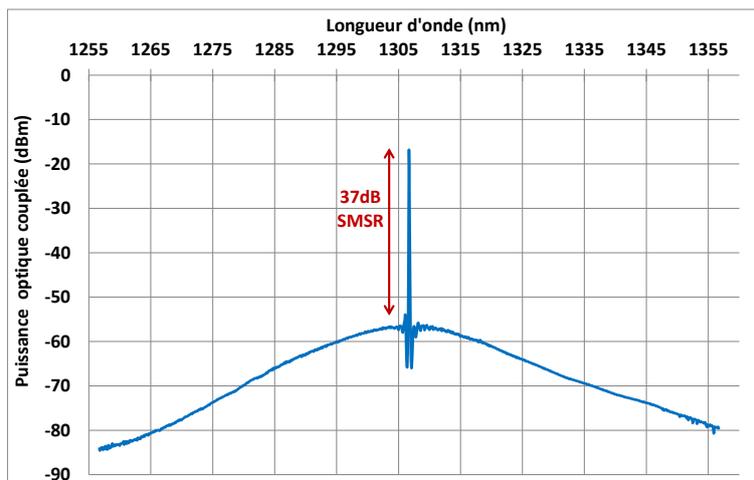


Figure II-35 Exemple de spectre DFB au centre de la bande de gain du matériau actif, avec un réseau à saut de phase 440/220nm de pas 204nm et de largeur $L_{RSI}=0,6\mu\text{m}$.

Pour évaluer de façon sûre la puissance optique circulant dans le guide actif hybride avant clivage, nous pouvons recourir à la mesure du photocourant généré par la circulation de cette puissance optique au sein d'un MEA. En prenant comme convention un taux de conversion quantique interne de 1,24A/W, nous obtenons la courbe présentée par la Figure II-36, qui nous permet d'évaluer la puissance interne à environ 7mW au sein du guide hybride à 200mA de courant d'injection.

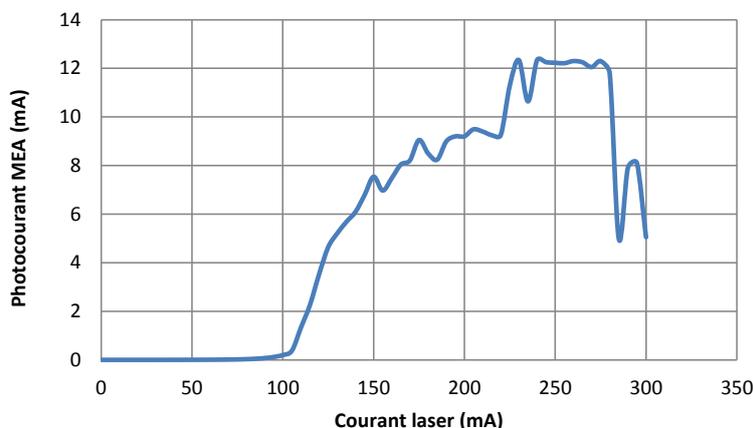


Figure II-36 Evaluation de la puissance optique issue d'un laser accordable hybride III-V sur silicium de 800µm de section active (ruban 2µm) au travers d'un MEA hybride de 125µm avec un guide silicium de 0,6µm de large.

Pour garantir la stabilité de l'émission laser au cours de son fonctionnement, nous devons veiller à ce que son comportement spectral présente une émission monomode stable, quel que soit le courant d'injection. Un décalage fréquentiel de la longueur d'onde d'émission est également attendu du fait de l'effet thermique de la puissance injectée. Nous pouvons confirmer ce comportement à partir de la Figure II-37 qui représente les spectres superposés d'un laser DFB hybride intégré en III-V sur silicium de 350µm de long, pour des courants d'injection inférieurs et supérieurs au seuil ($\approx 100\text{mA}$).

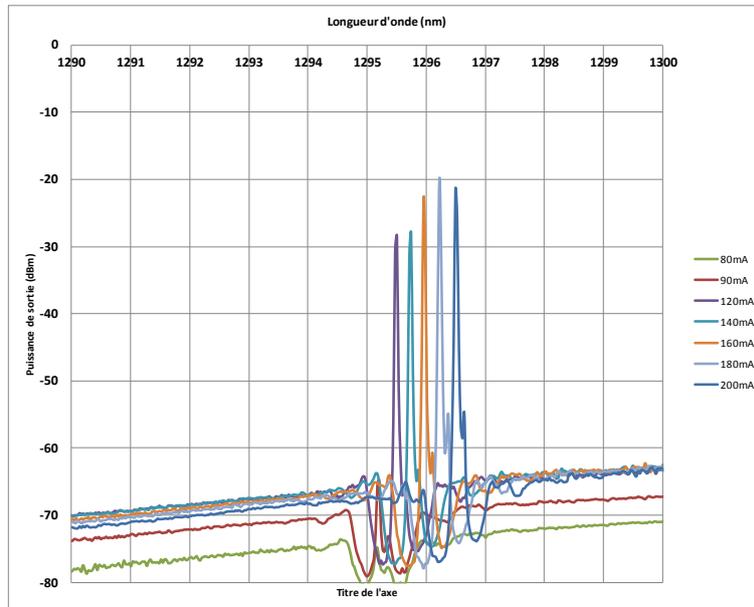


Figure II-37 Variation de la longueur d'onde de la raie d'émission DFB en fonction du courant d'injection.

Pour un laser DFB avec une section active de $600\mu\text{m}$ de long, un ruban III-V de $4\mu\text{m}$ de large et un guide silicium de $0.4\mu\text{m}$ de large, une résistance thermique de 66K/W a ainsi pu être mesurée, selon la méthode exposée au chapitre III.

Le relevé de la largeur de la stop band, particulièrement visible pour les DFB intégrant un réseau à saut de phase, nous permet d'évaluer la valeur du coefficient de couplage interne de la structure, dont le tableau de la Figure II-38 donne un extrait des valeurs relevées sur plusieurs composants d'une même série. Les valeurs du coefficient de couplage extraites des mesures de stop-band sont bien supérieures aux prévisions, estimées à 12cm^{-1} et 29cm^{-1} , respectivement pour des guide silicium de largeur $0,6\mu\text{m}$ et $0,7\mu\text{m}$. La variabilité inattendue en fonction du pas de réseau est explicable par les variations technologique qui impacte différemment deux composants même proches. Des fluctuations de l'épaisseur de collage, des dimensions ou de l'alignement du guide Si ou III-V, peuvent en effet modifier la valeur effective de ce couplage.

T4x25	600um	ng=3,75		FSP_FP(nm)	0,373		
Si width (μm)	Grating pitch (nm)	wavelength Bragg (nm)	n_mode InP	Stop band (nm)	Stop band normalise	kappa L	kappa (cm^{-1})
C1							
0,6	202	1295,2	3,205940594	1,24	3,33	3,27	54
0,6	204	1306,2	3,201470588	1,53	4,10	5,09	85
0,7	202	1299,7	3,217079208	1,36	3,65	4,02	67
0,7	204	1310,3	3,211519608	1,3	3,49	3,65	61
C2							
0,6	202	1295,4	3,206435644	1,43	3,84	4,46	74

Figure II-38 Tableau récapitulatif des longueurs d'onde d'émission des lasers DFB T4x25, et la valeur du coefficient de couplage k mesurée.

Enfin, il est à noter que la puissance optique qu'il est possible de coupler au travers des coupleurs verticaux, formés par des réseaux $440/220\text{nm}$ ou $220/150\text{nm}$ varie d'une plaque à l'autre, notamment en raison de la qualité des réseaux gravés. Typiquement des pertes de 6dB et plus ont été relevés, pour des puissances optiques couplées dans une fibre SMF de l'ordre de quelques μW à quelques mW . Il est possible de comparer la puissance récoltée selon le type de réseau du coupleur vertical ($440/220\text{nm}$ ou $220/150\text{nm}$) pour différentes largeurs de guide silicium. La Figure II-39 représente la puissance maximale couplée dans une fibre SMF pour ces différentes configurations, à partir des composants issus de deux exemplaires de puces identiques (cellules) répétées sur une même plaque.

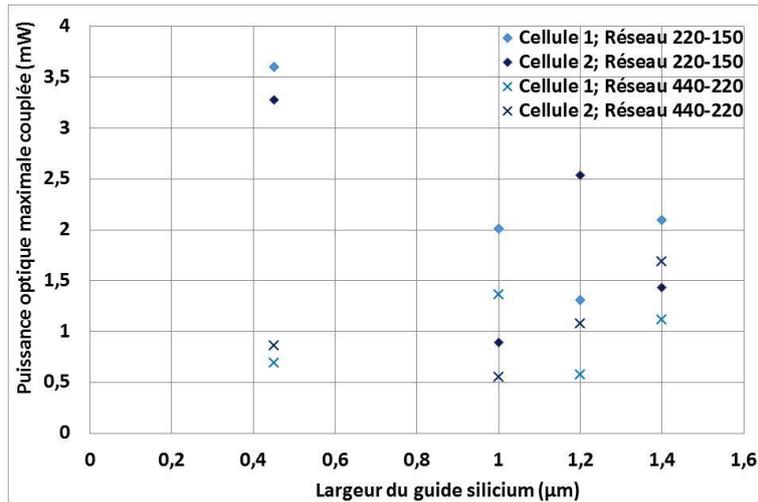


Figure II-39 Comparaison de la puissance couplée à partir d'un laser FP hybride de $600\mu\text{m}$ en fonction du type de réseau du coupleur vertical et de la largeur L_{RSi} du ruban silicium.

Il ne nous a cependant pas été possible de conclure de façon définitive sur la largeur de ruban silicium autorisant la plus grande puissance optique en sortie, compte tenu de la faible étendue statistique à notre disposition. Nous pouvons cependant noter que les réseaux 220/150nm semblent permettre un meilleur couplage, avec une puissance moyenne environ 2 fois supérieure à celle récoltée au travers d'un réseau 440/220nm.

En résumé, nous avons conçu des lasers hybrides III-V sur silicium de type FP et DFB aussi bien pour des structures actives à puits quantiques qu'à boîtes quantiques. Nous avons ainsi pu démontrer des lasers DFB émettant à $1,3\mu\text{m}$ avec un bon SMSR ($>30\text{dB}$) et une puissance émise supérieures à quelques mW.

II.3. Intégration des modulateurs à électro-absorption III-V sur silicium

II.3.1. Modulation en amplitude par effet de confinement quantique Starck

Dans les systèmes de télécommunication, l'information est transmise numériquement dans des formats NRZ (*non return to zero*) ou RZ (*return to zero*). La modulation du signal optique peut se faire en modulant directement la densité de photons du laser par l'injection de courant. Cependant, cette méthode ne peut s'appliquer que pour des courtes longueurs de transmission à des débits limités. En effet, la modulation de la densité de porteurs dans la cavité induit une variation du gain matériau et donc une variation de l'indice de réfraction. Cette variation décale la longueur d'onde d'émission et entraîne un élargissement dynamique de la raie laser (*chirp* en anglais) qui s'associe à la dispersion chromatique des fibres optiques et pénalise largement le système pour les transmissions longues distances.

La modulation externe présente de nombreux avantages par rapport à la modulation directe du laser. Ces avantages sont un faible chirp (ou alors un facteur de chirp négatif), un grand taux d'extinction et une grande bande passante.

La modulation d'amplitude de signaux lumineux émis par les sources lasers peut être réalisée par l'ajout d'un modulateur « externe » à électro-absorption (MEA), mais intégré le long du guide silicium issu de la source. Son principe de fonctionnement réside à la fois sur les mêmes effets de couplage de puissance entre les modes propres se propageant dans le guide silicium et celui du guide III-V au-dessus. Il est ainsi possible de moduler les pertes au niveau du matériau III-V qui joue habituellement le rôle de milieu amplificateur. Pour cela, nous exploitons l'effet quantique dit « Starck confiné », ou Quantum-Confined Starck Effect (QSCE). Une courbe représentative du fonctionnement de ce type de composant est donnée par la Figure II-40.

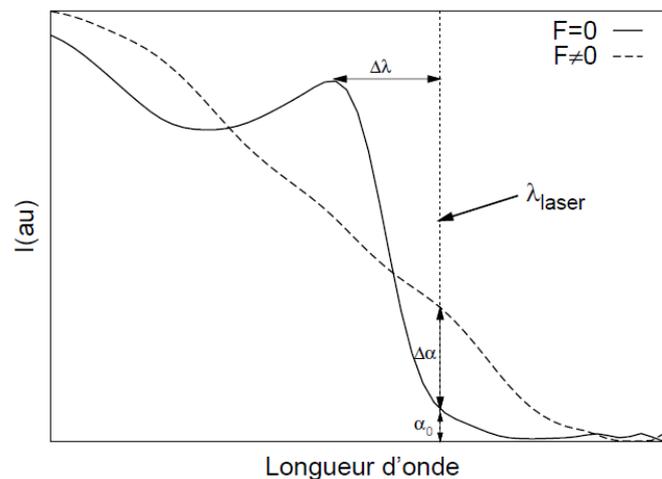


Figure II-40 Principe du modulateur électro absorbant. A champ électrique nul ($F=0$), le MEA est à l'état ouvert et à champ non nul ($F\neq 0$), le MEA est à l'état fermé

Le rôle du modulateur est alors d'absorber ou de laisser passer la lumière incidente émise par le laser. A champ électrique nul ($F = 0$), la longueur d'onde λ_{laser} n'est pas absorbée, le modulateur est à l'état ouvert (transparent). A champ électrique non nul ($F \neq 0$), la longueur d'onde λ_{laser} est absorbée, le modulateur est à l'état fermé. Le dispositif fonctionne donc par simple modulation de l'amplitude de l'onde lumineuse incidente. Ceci facilite grandement la réception du signal lumineux à l'autre bout de la chaîne de transmission car la photodiode peut travailler en détection directe.

Afin d'obtenir un bon contraste entre l'état ouvert et l'état fermé, il est nécessaire d'avoir un décalage entre la longueur d'onde incidente et le pic d'absorption du matériau à champ électrique nul. Pour cela, on définit, pour une longueur d'onde donnée, deux paramètres qui

sont : la variation d'absorption $\Delta\alpha$ et l'absorption en mode passant α_0 . $\Delta\alpha$ doit être le plus grand possible afin d'éviter les erreurs de détection à la réception du signal optique modulé. α_0 doit au contraire être le plus faible possible afin de limiter les pertes du composant. D'après la Figure II-40, on observe que lorsque le décalage en longueur d'onde est trop faible, $\Delta\alpha$ augmente mais l'atténuation en mode passant est trop grande. Au contraire, lorsque le décalage est trop grand, α_0 est nul mais le taux d'extinction devient très faible. Il y a donc un compromis à trouver sur ce décalage en longueur d'onde.

Dans la conception du matériau pour la fabrication d'un EAM à QSCE, il est nécessaire d'optimiser différents paramètres afin d'obtenir une bonne efficacité de modulation et une large bande passante. Du fait que le laser et l'EAM utilisent la même structure de couche, il faut en plus veiller à ce que le matériau présente de bonnes performances laser.

II.3.2. Transmission optique dans un MEA

Comme nous venons de le voir, l'absorption au sein d'un MEA est déterminée par la position en longueur d'onde de ce pic d'absorption. A partir de la position initiale de ce pic déterminée par la structure épitaxiale employée, un décalage du front d'absorption est donc commandable à partir du champ électrique interne de la diode, i.e la tension de polarisation appliquée. Nous procédons donc pour l'évaluation de ces capacités d'absorption à des mesures des caractéristiques de transmission en puissance en fonction de la tension appliquée sur le MEA, avec :

$$P_t = 1 - P_a$$

Eq. II-4

où P_t représente la puissance transmise, et P_a la puissance absorbée.

Comme les plaques porteuses des composants du projet Sequoia que j'ai conçues au cours de ma thèse ne sont toujours pas disponibles au moment de la rédaction de ce manuscrit, les résultats ne portent que sur les composants des plaques du projet TRx 4x25 qui ont abouti à des composants fonctionnels. Certaines des modifications que j'ai pu apporter au design des niveaux III-V de ces derniers modulateurs sont abordées dans cette section.

Pour caractériser la transmission de ces modulateurs, nous devons disposer d'une source laser appropriée. Dans le cas des composants TRx 4x25, aucun motif de modulateurs ne prévoit l'injection à partir d'une source laser externe autre que les lasers intégrés avec ces modulateurs. La caractérisation est donc limitée aux longueurs d'ondes émises par le laser auxquels les MEAs sont intégrés.

Dans un premier temps, nous avons donc eu recours à des dispositifs qui présentaient une puissance de sortie suffisante pour permettre une mesure (>-20 dBm en sortie du coupleur vertical), mais surtout un comportement spectral correct (fonctionnement monomode avec SMSR >25 dB). Les premières données ont donc été obtenues à partir de lasers accordables (TuL : Tunable Laser) + MEA intégrés. L'architecture et le fonctionnement de ce type de laser est identique à celle décrite en section III.2, pour une émission à $1,55\mu\text{m}$. La structure active de ce composant est cependant identique à celle des lasers DFB à $1,3\mu\text{m}$ introduit depuis la section II.2.1. L'émission laser fournie est alors, dans le cas de l'étude du modulateur intégré, équivalente pour les deux sources laser, et permet de disposer d'une source laser intégrée pour les mesures des caractéristiques du modulateur.

Un MEA hybride III-V sur silicium est dans ce cas intégré avec la structure d'un laser accordable hybride III-V sur silicium (voir section III.2.1) par mise en commun de leurs guides de propagation silicium. Un réseau de Bragg de basse réflectivité (BR, $\approx 10\%$) sépare la cavité laser de la portion modulatrice. Un schéma de cette architecture est donné par la Figure II-41, sur

lequel sont également visible les coupleurs verticaux de sortie, le miroir de Bragg à haute réflectivité (HR) qui termine la cavité laser, ainsi que les résonateurs en anneaux surmontés de leur chaufferettes métalliques.

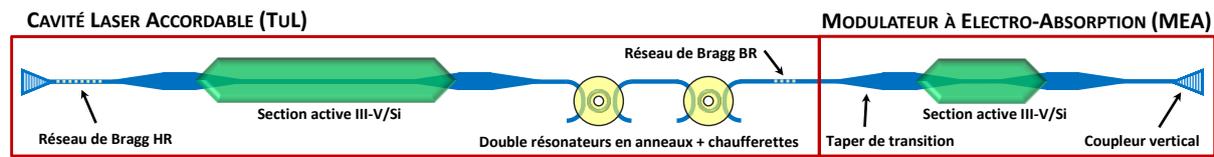


Figure II-41 Schéma d'un laser accordable (TuL) et d'un modulateur à électro-absorption (MEA) intégrés sur silicium.

Les courbes superposées de 2 spectres, issus d'un de ces TuL intégré de 800 μm de long, sont présentées dans la Figure II-42(a). Les filtres en anneaux intégrés à la cavité ne pouvant pas être contrôlés en raison d'un défaut de fabrication des chaufferettes qui leurs sont accolées, la longueur d'onde d'émission est alors choisie en ajustant le courant d'injection du laser, tout en recherchant un optimum en qualité spectrale par le déplacement des modes FP de la cavité au travers de ces filtres. Quoiqu'il en soit, pour des courants d'injection de 100mA et 140mA (soit respectivement $r=I/I_{\text{th}}=1$ et $r=1,4$, avec I_{th} le courant de seuil), nous observons des émissions lasers respectivement à 1329nm (λ_1) et 1336nm (λ_2). Cette puissance optique ($\approx 0,1\text{mW}$) est ensuite transmise par l'intermédiaire du guide silicium au MEA adjacent. Pour cette première génération, le MEA mesurait 150 μm de long (d'un taper de transition à l'autre) avec un ruban de 2 μm de large, et une largeur de guide shallow (L_{SH35}) de 8 μm . Le spectre de référence est celui transmis à partir du laser au travers du guide silicium et du MEA, lorsque celui est dans un état flottant (aucune polarisation). En fonctionnement saturé, il n'est cependant pas toujours parfaitement transparent à la longueur d'onde considérée.

Nous pouvons observer sur la Figure II-42(b) les courbes d'absorption $P_{\text{absorption}}(\text{V})$ pour les 2 longueurs d'ondes issues du TuL. En premier lieu, notons que l'efficacité de modulation atteint 8dB/V (soit 0,053 dB.V⁻¹. μm^{-1}) et 10dB/V (0,067 dB.V⁻¹. μm^{-1}) respectivement pour 100mA et 140mA. Ces valeurs d'efficacité de modulation sont tout à fait correctes, et permettent d'espérer des profondeurs de modulation appréciables. Notons également que le décalage entre les 2 courbes traduit le déplacement du front d'absorption lui-même, car la transparence du MEA n'est atteinte pour λ_1 qu'à une tension de polarisation positive de 0,5V, par rapport à la référence choisie sur la longueur d'onde la plus puissante λ_2 . A cette dernière longueur d'onde, la référence 0dB est portée à 0V, ce qui dénote une majoration de l'absorption d'environ 3dB pour un décalage de 7nm. Enfin, la transparence totale du MEA n'est pas identifiable sur cette courbe, car aucun « plateau » représentatif d'une stabilisation de l'absorption à une valeur presque nulle de tension n'est présent dans la gamme de tension explorée. Les longueurs d'onde émises par le composant intégré sont donc trop proches du pic d'absorption du MEA, du fait de la structure épitaxiale commune entre ces 2 composants.

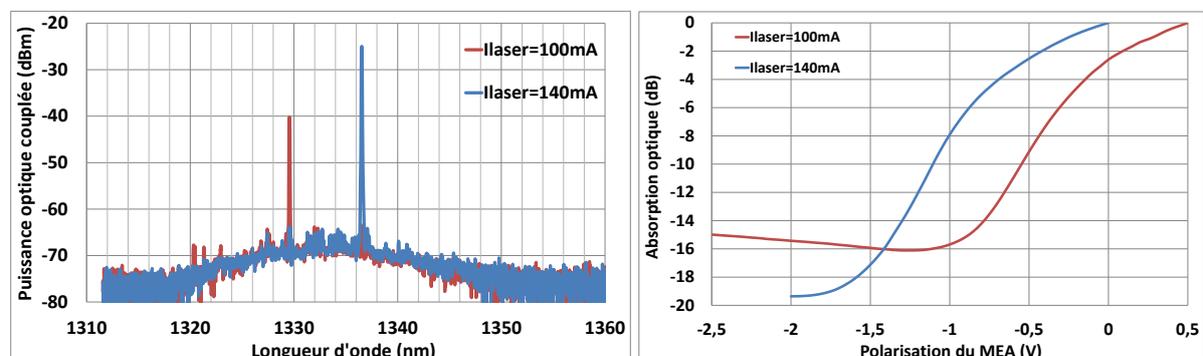


Figure II-42 (a) Spectre superposés d'un TuL pour 2 courants d'injection ($r=1$ et $1,4$) ; (b) Courbe $P(\text{V})$ d'absorption du MEA intégré aux longueurs d'ondes correspondantes (1329nm et 1336nm).

Nous avons pu évaluer la sensibilité de la première génération de MEA à la tension de commande, à partir des profils d'absorption de la puissance optique traversant ces modulateurs,

comme le présente la Figure II-43. Elle montre les courbes de transmission d'un MEA, mesurées à partir du spectre d'émission spontanée amplifié du laser. Le décalage du maximum d'absorption vers le rouge pour des tensions de commande plus élevées traduit la modification du gap au sein des matériaux quantiques, alors que l'atténuation du pic issu de l'absorption par le couple excitonique marque l'affaiblissement de son énergie de liaison à mesure de la diminution du recouvrement de leurs fonctions d'onde respectives.

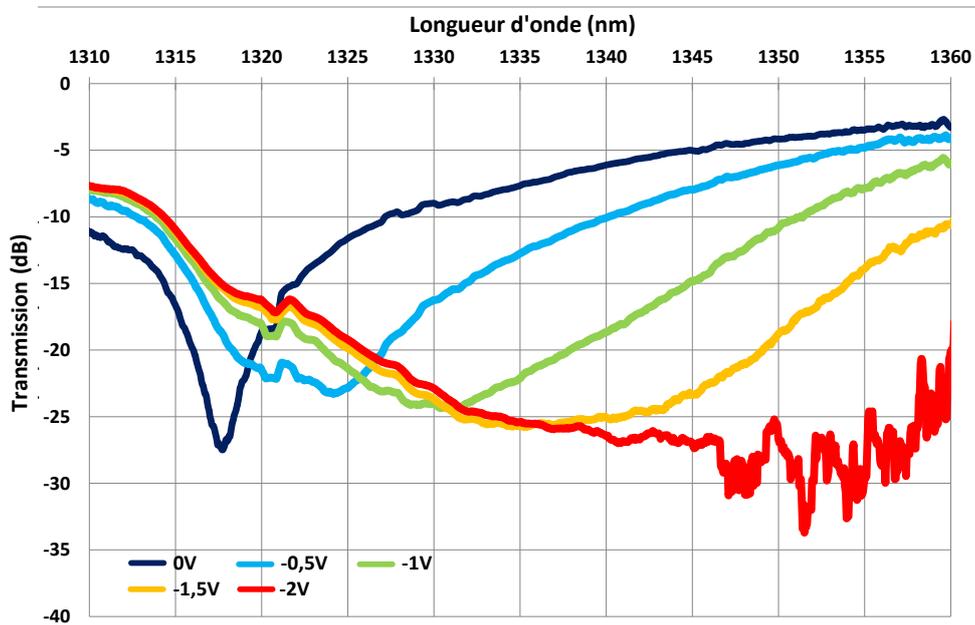


Figure II-43 Courbes de transmission d'un MEA de 2µm de large et 350µm de long polarisé de 0V à -2V

Avec l'arrivée d'un nouveau lot de composant, il nous a été de nouveau possible de mesurer l'absorption d'un MEA à partir de l'émission d'un laser DFB intégré, avec de plus un SOA également intégré sur la puce III-V sur silicium en sortie du modulateur. Une telle puce intégrée est détaillée par le schéma de la Figure II-44, dans lequel les trois sections actives hybrides III-V sur silicium, respectivement du laser DFB, du MEA et de l'amplificateur SOA, sont reliées par un guide de propagation Si commun. Le mode optique émis par le laser DFB est alors modulé par le MEA, puis traverse le SOA pour être amplifié, avant d'être couplé en sortie de la puce.

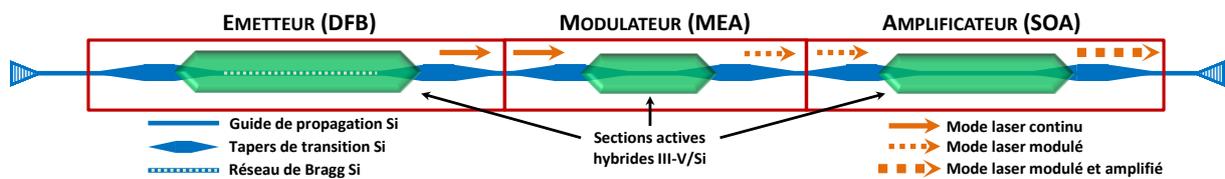


Figure II-44 Schéma d'une puce DFB+MEA+SOA intégrée en III-V sur silicium, avec cheminement du mode optique

Premièrement, nous pouvons observer l'émission laser monomode à 20°C pour un courant d'injection du SOA de 100mA et un courant laser de 150mA. En faisant varier la tension de commande du MEA de 1V à -4V, aucune déviation ou déformation du spectre n'est observable sur les spectres superposés rapportés par la Figure II-45 (à gauche). Cette stabilité traduit un bon comportement des structures hybrides formées à partir des conceptions que j'ai proposées. Les courbes de la Figure II-45 (à droite) présentent la caractéristique P(I) issu de ce dispositif intégré dans les mêmes conditions, pour plusieurs tensions de polarisation du MEA et un courant dans le SOA constant. La faible variation de la puissance de sortie entre une polarisation de 1V et 0V indique que la raie d'émission laser est correctement positionnée dans la fenêtre de transparence des matériaux III-V du MEA. De plus, l'absorption de puissance pour des tensions de polarisation négative indique une efficacité d'absorption de l'ordre de 10dB/V entre 0V et -1V (fenêtre de commande pratique du MEA).

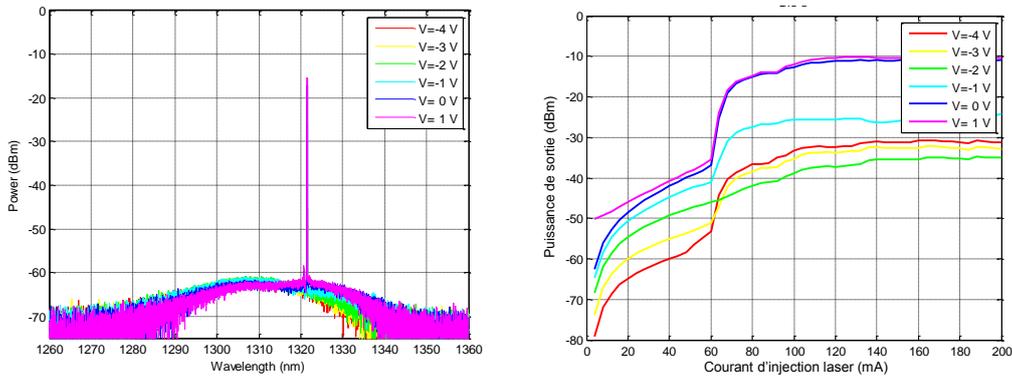


Figure II-45 Spectres d'émission d'un laser DFB hybride III-V sur silicium (600 μm de long, 4 μm de large) intégré avec un MEA (150 μm de long, guide séparé) et un SOA (400 μm de long).

La stabilité de l'émission du laser DFB intégré peut également être confirmée en même temps que l'efficacité du MEA à partir de la caractéristique $P(V)$ du modulateur, pour 2 courants d'injection du laser. Cette caractéristique est observable sur la Figure II-46 pour un courant d'injection appliqué au laser de 150mA et 200mA (soit $r \approx 1,5$ et 2). Nous relevons une efficacité d'absorption d'environ 10db/V, soit $0,067\text{dB}\cdot\text{V}^{-1}\cdot\mu\text{m}^{-1}$, et une très faible sensibilité aux conditions d'émission du laser.

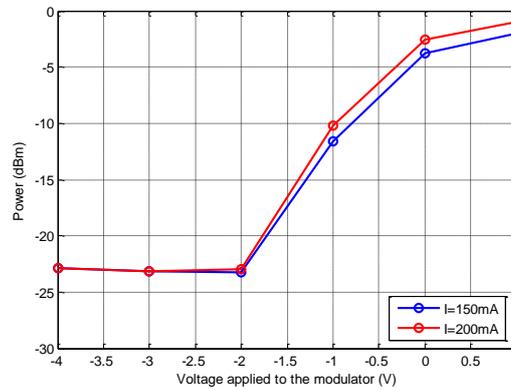


Figure II-46 Caractéristique $P(V)$ d'un MEA de 150 μm de long intégré avec un laser DFB hybride de 600 μm de long (et SOA de 400 μm de long)

Enfin, l'observation précise de la Figure II-47, qui montre l'absorption progressive de la raie d'émission laser pour plusieurs tensions de polarisation du MEA, permet de s'assurer de l'absence de déformation ou de déviation de cette raie DFB pour un bon fonctionnement de l'émetteur. Cela signifie que l'effet de rétro-action optique souvent observée dans ce type de composant est négligeable.

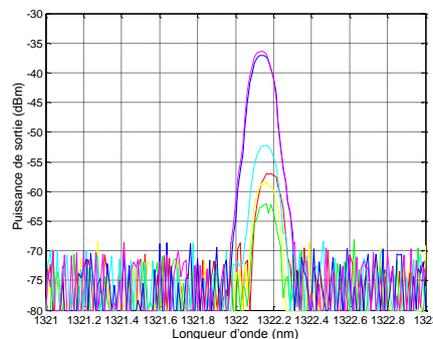


Figure II-47 Spectres superposés de la raie laser DFB éteinte par le MEA intégré pour différentes tensions de polarisation.

II.3.3. Influence du design sur les performances de modulation

Nous avons vu dans la section II.2.1 les différents profils que peuvent avoir les guides actifs en III-V, et qui vont potentiellement influencer le confinement optique dans la zone de gain et le guide en silicium en modifiant la position du mode dans le plan de la section transversale (x,y).

Pourtant, comme nous souhaitons intégrer ces composants (DFB+MEA) au sein d'une même puce, il nous faut réfléchir aux différentes possibilités pour les relier entre eux. Bien que l'essence même de la plateforme photonique sur silicium avec collage de matériaux III-V soit de tirer pleinement parti de la possibilité de couplage de la puissance émise vers une circuiterie passive à faible perte, il peut s'avérer intéressant d'explorer une solution intermédiaire.

A cet effet, deux configurations ont été conçues sur ces masques. La première, représentée en haut de la Figure II-48, consiste à faire redescendre le mode optique hybride se propageant dans le laser vers un guide purement silicium par l'intermédiaire d'une transition adiabatique formée dans le guide silicium, comme décrite dans la section II.2.2. Le mode circule alors brièvement de la source vers le modulateur dans une section de guide Rib silicium courte (50-100 μm), avant de rencontrer un nouveau taper qui fera « remonter » le mode en augmentant son confinement dans le guide III-V du MEA. En dessous du schéma de la structure, un aperçu de la position du mode est donné le long du parcours de l'onde, les flèches rouges représentant les transitions de couplage d'un niveau vers un autre.

Cette configuration séparée a l'avantage d'assurer une isolation électrique parfaite entre les sections actives du DFB et du MEA, avec l'inconvénient de multiplier les pertes de propagation liées aux transitions (soit environ 2x0,5dB), tout en ajoutant de potentiels réflexions parasites induites par ces mêmes transitions.

La deuxième configuration, illustrée en bas de la Figure II-48, consiste alors à ne recourir qu'à un unique ruban III-V continu et commun du laser au modulateur, sans transition vers un guide purement silicium. Le mode se propage alors intégralement dans un guide hybride III-V sur silicium, avec une légère variation de la largeur du guide silicium sous-jacent entre le laser et le MEA.

En effet, nous avons vu dans la section II.3.1 que pour obtenir la plus grande absorption possible depuis une section MEA courte, nous cherchons à maximiser le recouvrement du mode optique avec la structure quantique (confinement dans le guide III-V). Le guide silicium est alors plus étroit sous la section MEA que sous la section laser DFB, sous laquelle la largeur du guide silicium est fixée selon le coefficient de couplage souhaité. Il convient alors dans cette configuration de s'assurer d'une isolation électrique suffisante entre les deux sections du ruban III-V. Pour cela, une implantation ionique localisée est effectuée. Elle est représentée sur le schéma de la Figure II-48 par des barres obliques rouges et blanches le long du guide III-V continu.

Le profil non-perpendiculaire de cette zone d'implantation par rapport à l'axe de propagation permet de limiter les réflexions parasites qui pourraient survenir à l'interface. La partie supérieure du guide III-V est également gravée localement pour supprimer la couche de contact ternaire et le contact métallique p, pour ne pas alimenter inutilement cette section du ruban. J'ai ainsi proposé de nouvelles configurations de masques pour la mise en forme des niveaux relatifs aux guides III-V, en me basant sur les circuits silicium déjà fabriqués. La présence de cette section intermédiaire non-injectée peut cependant induire un léger affaiblissement de la puissance optique transmise, par absorption de la part de puissance optique confinée dans ce guide laissé flottant. Cet affaiblissement est évalué à $\approx 70\text{dB/cm}$, soit une perte d'environ 0,7dB pour une section de 100 μm .

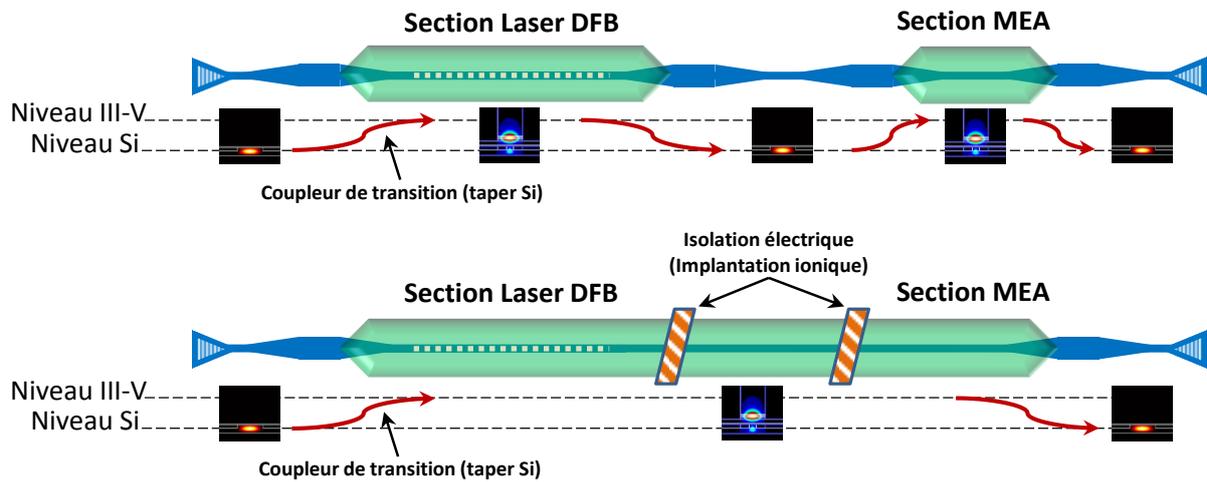


Figure II-48 Schéma de l'architecture longitudinale de 2 couples DFB+MEA intégrés en III-V sur silicium, selon le mode de transfert de la puissance optique de la source vers le modulateur : par redescente dans le silicium (en haut), ou par guide III-V continu (en bas).

Par ailleurs, les mesures sur la première génération de composants 4x25 à ma disposition ont mise en évidence une bande-passante en petit signal incompatible avec les objectifs de modulation à 25Gbit/s. Les courbes du paramètre S21 mesurées en modulation petit-signal pour un MEA à guide séparé de 150µm de long, en profil shallow avec un ruban III-V de 2µm de large sont rapportées par la Figure II-49. La puissance optique est issue du laser DFB intégré à ses côtés et alimenté à $r=1,3$.

Nous constatons que la fréquence de coupure électrique n'excède pas 2 GHz, ce qui est beaucoup trop faible pour espérer une modulation rapide.

En première approche, la fréquence de coupure du modèle électrique équivalent de ce type de composant à diode peut être calculée en ramenant de façon simplifiée le circuit à un dipôle RC, selon l'équation :

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

Eq. II-5

où C représente alors la somme des capacités des différentes parties du modulateur et R sa résistance interne. La valeur de la capacité C est quant à elle donnée par l'équation

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{e}$$

Eq. II-6

Avec ϵ_0 la permittivité électrique du vide, ϵ_r la permittivité électrique relative du matériau, S la surface la jonction du condensateur, et e l'épaisseur qui sépare les deux faces du condensateur.

Ainsi, l'épaisseur de la zone intrinsèque de la jonction va définir la fréquence de coupure pour une largeur et une longueur données.

Ainsi une zone intrinsèque plus épaisse va favoriser une fréquence de coupure plus élevée. De plus un nombre de puits important favorise une absorption importante. Cependant un nombre de puits trop important peut empêcher que le champ électrique soit homogène dans la zone absorbante. Il est donc possible que la zone intrinsèque "vue" par le champ soit plus fine. Ensuite une zone intrinsèque plus grande va aller dans le sens d'une tension de commande plus grande.

La mesure étant réalisée avec une impédance de charge de 50Ω adaptée en bout de ligne, nous pouvons évaluer la capacitance totale de notre dispositif à 1,6pF à 0V.

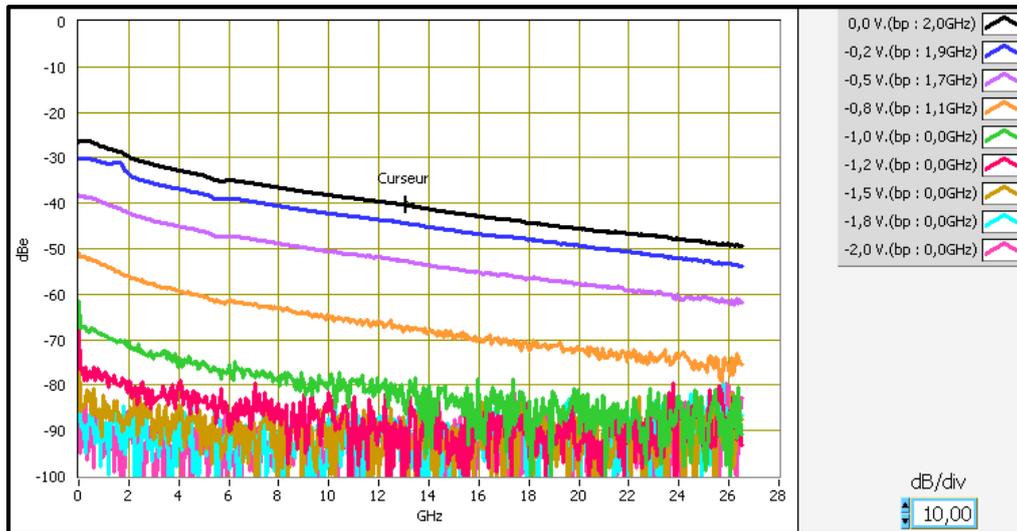


Figure II-49 Courbes de bandes-passantes en modulation petit signal d'un MEA de 150 μ m de long et 2 μ m de large pour différentes tension de polarisation (rlaser=1.3)

La Figure II-50 montre le diagramme de l'œil de l'EML à 2,5Gb/s et 10Gb/s. On y observe une ouverture de l'œil très faible en back to back (BtB), et un œil complètement brouillé dès lors que l'on le module à 10Gb/s. Ce comportement est la conséquence logique de la faible bande-passante imposée par la valeur de RC.

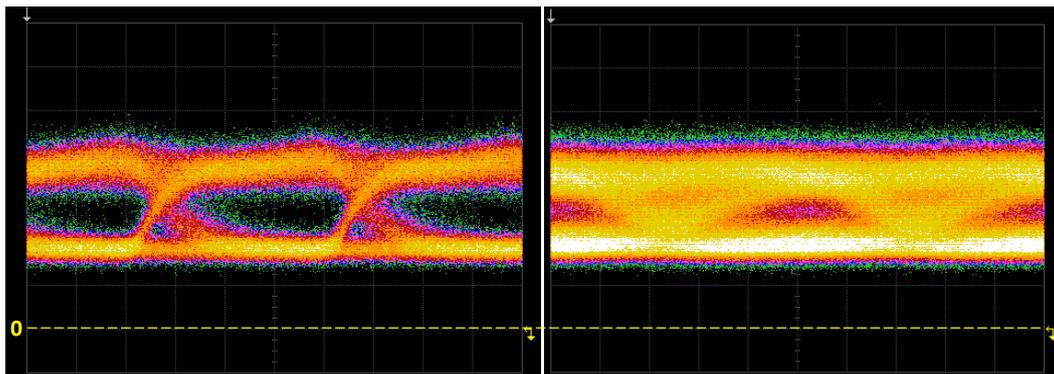


Figure II-50 Diagramme de l'œil en BtB du même MEA modulé en 1Vpp à 2,5Gb/s (à gauche) et 10Gb/s (à droite).

Des mesures supplémentaires sur les différentes configurations de contacts ont abouti à la mise en évidence d'une capacitance élevée originaire du contact P redescendu jusqu'au niveau de l'oxyde de collage. En effet, pour des raisons d'adhérence, le contact métallique P était, à cette génération, déposé en partie sur l'oxyde de collage, au niveau de l'interface de collage entre les plaques SOI et III-V. De plus, nous avons pu constater que le guide silicium n'est pas complètement isolant. Une résistivité non nulle (autour de 1000 Ω .cm) a ainsi été mesurée par l'intermédiaire de plots de tests TLM, et dont nous expliquons l'origine par un dopage parasite engendré par l'extension spatiale du profil vertical de l'implantation ionique qui intervient au cours du process de fabrication des substrats SOI selon le procédé SmartCut. Il en découle que le guide silicium agit comme une plaque métallique de condensateur séparée du contact métallique P par une fine épaisseur d'oxyde d'environ 50nm au niveau du contact, car le niveau de guide silicium 440nm n'est pas gravé sous ce contact et s'étend sous l'ensemble du laser et du modulateur. Des mesures supplémentaires sur des motifs de contacts de tests sur ce niveau de silice ont évalué à 0,43 pF la capacitance parasite induite par un contact de 135 μ m \times 125 μ m ($\approx 25,5 \cdot 10^{-3}$ fF/ μ m²).

La Figure II-51 présente un schéma de la coupe transversale du guide hybride du MEA, sur laquelle les surfaces pointillées représentent les matériaux dopés, intentionnellement ou non, en figurant à titre indicatif la concentration de dopant par la densité des points. Le schéma équivalent du circuit électrique formé par la structure est superposé au schéma en blanc.

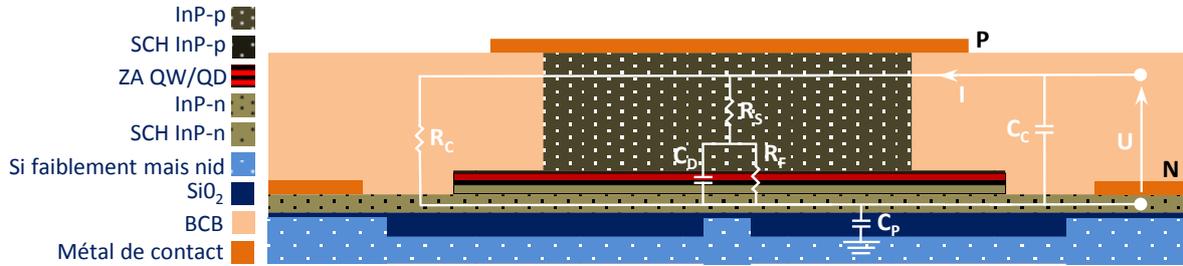


Figure II-51 Coupe transversale schématique de la section active hybride d'un MEA III-V sur silicium, avec superposition du circuit électrique équivalent. La densité des pointillés représente la concentration de dopant relative entre les matériaux.

Après des mesures de la capacitance du MEA, j'ai pu identifier plusieurs origines probables de capacitance parasite et donc, dans le but d'atteindre une fréquence de modulation de 25Gb/s et au-delà, le design des plots de contacts a été revu par rapport aux générations précédentes. En effet, la forme, la disposition et les dimensions des pads métalliques des contacts N et P des lasers DML ou des MEA intégrés ne pouvaient permettre une montée en fréquence suffisante. J'ai donc proposé de nouvelles conceptions en vue d'améliorer les caractéristiques dynamiques de ces sections actives.

Ces modifications ont consisté premièrement en une uniformisation de la disposition des contacts métalliques pour permettre une modulation directe par griffe RF, en ramenant le pad de contact P entre les 2 contacts N dans un triptyque visible sur la Figure II-52. La diminution de la longueur des fils de câblage devrait permettre de supprimer une partie de l'inductance induite par ceux-ci, notamment pour le contact P qui se trouvait originellement de l'autre côté du ruban par rapport aux contacts N, comme cela est encore visible sur le laser situé à gauche de la Figure II-52. Le rapprochement de ces contacts et l'espacement normalisé à 150 μ m entre eux permettra également un test de la bande-passante des modulateurs directement sur plaque par l'intermédiaire d'une griffe RF.

De plus, les profils des guides III-V ont été ramenés au format Deep pour éliminer la capacité induite par l'épaulement du shallow. Les longueurs actives ont été réduites pour diminuer la longueur effective du modulateur, par un raccourcissement du ruban métallique d'injection et une isolation par implantation ionique de part et d'autre de cette zone active, pour s'adapter à la longueur des guides silicium et la position des transitions initialement fabriquées sur les plaques SOI. Enfin, le contact P n'est plus accompagné de l'ouverture d'une fenêtre dans la couche d'encapsulation en BCB qui permettait son dépôt sur la couche de silice de collage. Le pad de contact P est désormais déposé à la surface de cette couche d'encapsulation, à une distance comprise entre 3 et 5 μ m de l'interface de collage, ce qui devrait diminuer la valeur de la capacitance liée à ce contact par un facteur 100.

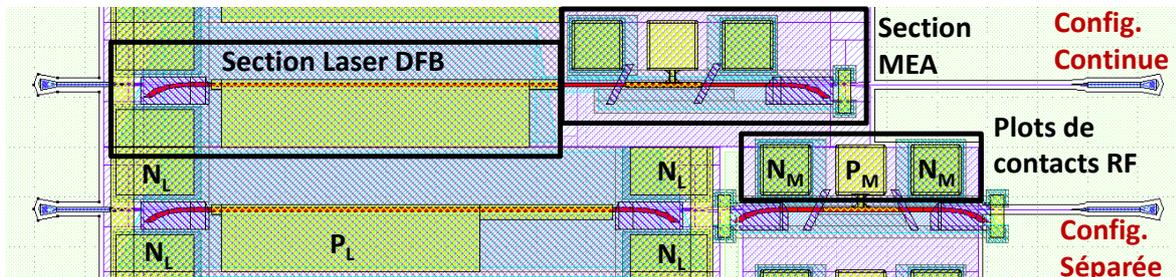


Figure II-52 Vue aérienne d'un masque des niveaux III-V de la nouvelle génération de DFB intégrés avec des MEA (EML) pour le T4x25.

Cette nouvelle génération a pu être réalisée sur des plaques 4" à la toute fin de ma thèse. Les résultats suivants et présentés dans la section II.4 sont donc issus de ces nouveaux composants, ce qui nous a permis de vérifier l'augmentation significative des performances des EML.

La Figure II-53 présente les courbes des caractéristiques $C(V)$ des MEAs de 150 μ m de long avec des guides III-V continus de 4 μ m de large. Nous pouvons y relever une capacitance entre

475fF et 575fF respectivement à -1V et 0V. Soit une capacité d'environ 0,525 pF au point de fonctionnement moyen du MEA.

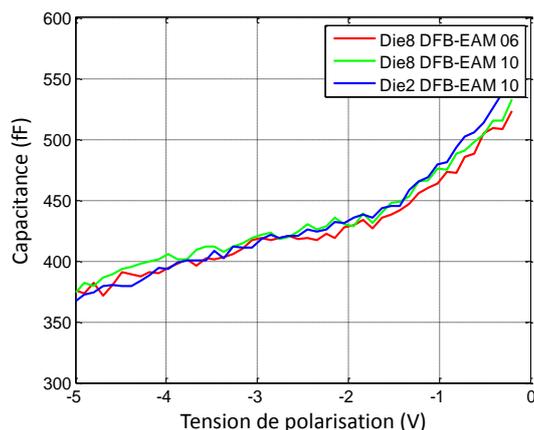


Figure II-53 Caractéristique C(V) d'un EAM de 350 μ m de long intégré avec un DFB, avec un guide III-V continu de 4 μ m de large.

La Figure II-54 représente la réponse S21 d'un MEA de nouvelle génération. Nous pouvons relever une fréquence de coupure électrique à -6dB de 6,5GHz. Des fréquences de coupures jusqu'à 7,7GHz ont également pu être mesurée sur des composants similaires, soit environ 3 fois supérieure à la génération précédente pour un MEA de longueur équivalente.

Cette valeur théorique de bande-passante est confirmée par la mesure en petit-signal dont la courbe est rapportée à 0V par la Figure II-54.

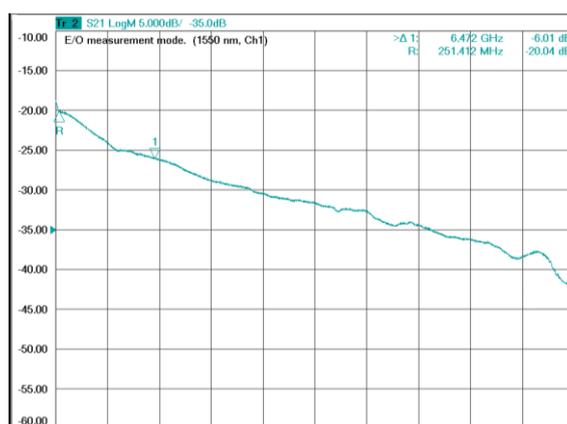


Figure II-54 Courbe de réponse d'un modulateur EAM hybride III-V sur silicium (150 μ m) de dernière génération.

Ces mesures confirment donc notre hypothèse sur l'origine de la limitation de la bande-passante de la première génération. Nous pensons que la bande-passante peut encore être améliorée en optimisant la structure épitaxiale III-V.

II.4. Résultats expérimentaux de transmission d'un émetteur EML

II.4.1. Banc de mesure

La caractérisation de plusieurs composants intégrés au sein d'une puce impose de pouvoir les tester simultanément en les rendant accessibles à la mesure. Pour cela, de nouveaux moyens de caractérisations ont été ajoutés à ceux originellement déployés pour la mesure des lasers DML à $1,55\mu\text{m}$ (voir section III.2.2).

Un nouveau banc de caractérisation a donc été développé, et de nouveaux équipements adaptés à cette gamme fréquentielle ont été installés. La nouvelle plate-forme mécanique qui est issue d'un châssis métallique de test manuel Karl-Suss PM5, visible sur la Figure II-55(a), a pu être inaugurée après un long travail d'aménagement consécutif aux déménagements de notre site. Le nombre de pointes statiques de mesures électriques qu'il est désormais possible de configurer de part et d'autre de la plaque de composants est porté à 6 et plus. Un dispositif permettant une approche précise de la fibre de couplage, soit en position verticale, soit en position horizontale, a été conçu. Le support de fibre verticale est usiné avec un bras de couplage à angle fixe de 10° , et avec une terminaison réduite pour ne pas occulter la vision des composants à travers la loupe binoculaire. Un exemple de disposition à 6 pointes et 1 fibre verticale est visible sur Figure II-55(b).



Figure II-55 Vue large à gauche (a) et rapprochée à droite (b) de la plateforme de caractérisation sous pointes (prober) avec couplage verticale pour les composants sur plaque.

Plusieurs autres avantages techniques sont apportés par cette plateforme. A présent, nous pouvons mesurer des plaques de 4" de diamètre sur un support adapté en taille, réglé en température et doté d'un maintien par aspiration. Un déplacement vertical rapide et répétable d'environ 1 mm est également rendu possible par ce nouveau banc. Pour une configuration de composant donnée, il n'est donc plus nécessaire de déplacer les pointes pour renouveler la prise de contact à chaque mesure. Avec une utilisation conjointe des platines de déplacements XY, il est ainsi possible de décupler le nombre de composants testés par heure. De plus, la répétabilité des mesures est augmentée par ce maintien d'une pression égale des pointes sur les contacts métalliques d'une mesure à l'autre. De fait, une légère variabilité sur les tensions réellement appliquées aux composants a pu être écartée.

Enfin, il est maintenant possible de mesurer verticalement sur plaque l'émission de composants non clivés au travers d'une photodiode large. Un aperçu de cette émission verticale est donné par la photographie infrarouge de la Figure II-56. La différence d'intensité observable entre les deux spots lumineux de la photographie est représentative de la différentiation entre les réflectivités des deux miroirs de sortie (HR à gauche, BR à droite).

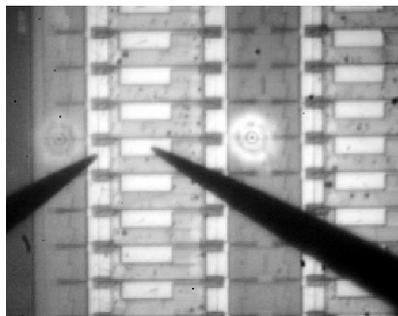


Figure II-56 Aperçu infrarouge de l'émission laser au travers des coupleurs verticaux d'un laser DFB hybride.

La nouvelle platine permet de surcroit la mesure de composants montés sur embase avec une reproductibilité inatteignable auparavant. Un masque circulaire souple de positionnement disposant d'une découpe adaptée à chaque format d'embase peut être installé sur la platine, et maintenu précisément en place par aspiration après un positionnement par graduation angulaire. Ainsi la position de la puce ne dépend plus de l'opérateur, ce qui offre de fait de nouvelles possibilités de caractérisations en terme de fiabilité et de comparaison d'un design par rapport à un autre.

Enfin, plusieurs critères ont été pris en compte pour la définition des besoins en équipements électroniques de caractérisation, dont notamment la finesse des raies lasers potentiellement émises par des lasers DFB, ainsi que la gamme de longueur d'onde étudiée, ici autour de $1,3\mu\text{m}$. Un nouvel analyseur de spectre a été récemment acheté pour équiper cette plateforme. Il présente un des meilleurs rapports résolution/rapidité de balayage du marché ($20\text{pm}/2000\text{nm/s}$) et permettra d'analyser un grand nombre de composants avec une précision constante dans un temps réduit. Il est également capable de mesurer les longueurs d'ondes pour des modes d'émission de type « burst » pour les études des lasers en mode de fonctionnement « par paquet ». Une source optique à base de SOA émettant un spectre large centré à $1,3\mu\text{m}$ permettra également la caractérisation des circuits passifs en silicium des composants de ce projet. Fort de ces nouveaux équipements, nous pouvons nous intéresser à la démonstration des performances d'un dispositif 4×25 intégré.

II.4.2. Puce intégrée $4\times 25\text{G}$

Un aperçu de la puce émettrice $T4\times 25$ est donné par la Figure II-57. Nous pouvons y voir 4 lasers DFB suivis de 4 MEAs intégrés. Les 4 lasers DFB sont réalisés à partir de guide hybride III-V sur silicium orientés selon des angles différents, de façon à obtenir 4 longueurs d'onde espacées d'environ $4,5\text{nm}$ (800GHz).

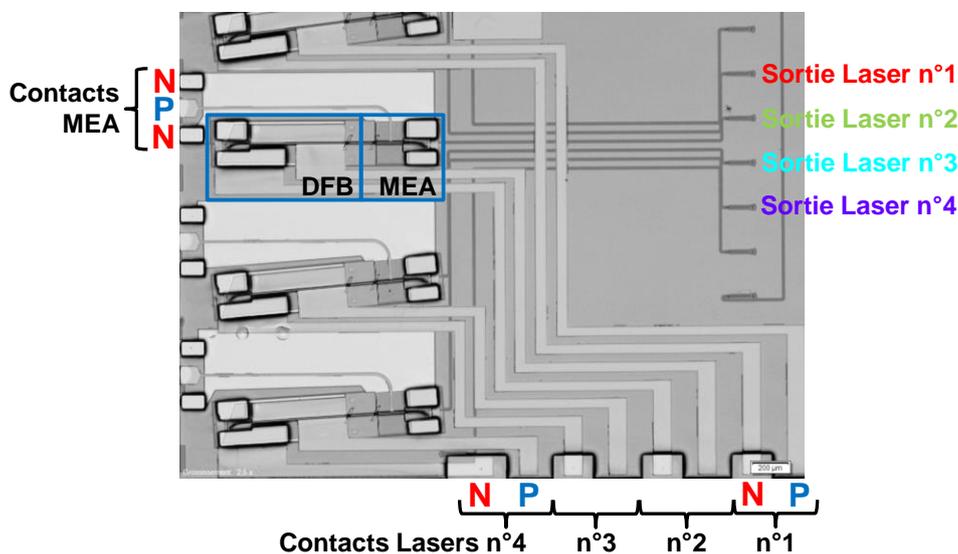


Figure II-57 Vue aérienne du masque d'une puce $T4\times 25$ intégrée en III-V sur silicium.

Une statistique d'occurrence suffisamment élevée de lasers DFB fonctionnels nous a permis d'obtenir des démonstrateurs T4x25 opérationnels. Ceux-ci doivent regrouper 4 lasers DFB fonctionnant en simultanément, puis multiplexés soit par un MMI, soit à l'extérieur de la puce après couplage vertical. Cependant, peu de design de ce type ont été mesurables, notamment en raison de la difficulté de fabrication. Nous pouvons toutefois apprécier les spectres superposés issus de 2 démonstrateurs T4x25 différents sur les courbes de la Figure II-58.

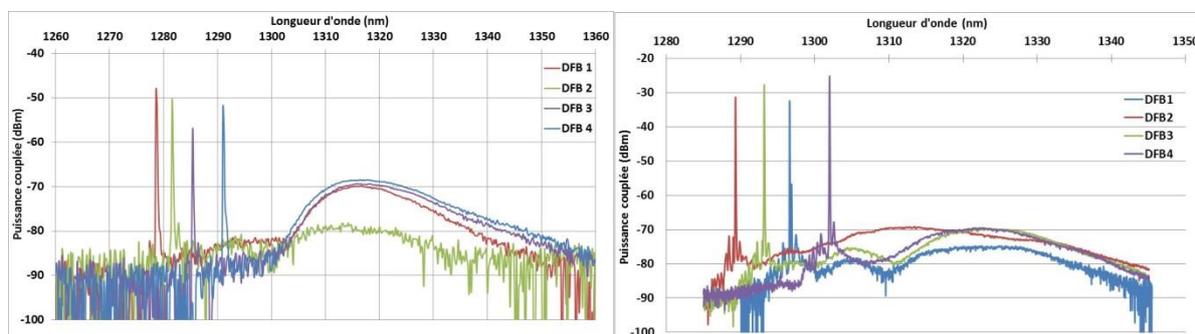


Figure II-58 Spectres superposés de 4 lasers DFB intégrés issus de 2 émetteurs similaires 4x25 à 20°C. La valeur effective du pas du réseau DFB est légèrement différente entre les lasers de la courbe de gauche et ceux de la courbe de droite.

Les quatre longueurs d'onde des quatre lasers DFB sont bien visibles, avec un écartement moyen de 4,2nm ($\approx 740\text{GHz}$), ce qui est proche de la valeur de conception. La valeur de l'indice effectif du mode optique calculée à partir de la valeur des pas des réseaux est d'environ 3,225. Les quatre lasers de 450 μm de long sont tous alimentés à 100mA ($r \approx 1,7$), et les puissances de sorties varient au maximum de 7dB. Cette inégalité est en partie attribuable à la variabilité de transmission des coupleurs verticaux ou au positionnement de la fibre optique de couplage.

II.4.3. Performances de la transmission

Les transmissions issues de ce type de composant doivent satisfaire à des critères de performances légèrement supérieurs à ceux retenus pour les transmissions longues distances, du fait de l'impossibilité économique d'équiper chaque terminal de réception avec un dispositif de correction d'erreur (FEC), ce qui permettrait de s'accommoder de taux d'erreur supérieur à 10^{-15} à la réception. Nous avons pu réaliser des expériences préalables de transmission à partir des composants EML de la nouvelle génération. Tout d'abord le schéma de la Figure II-59 présente le dispositif expérimental permettant la mesure du diagramme de l'œil. Il comprend un générateur PRBS d'un débit de 32Gb/s, et est doté d'un système de pré-distorsion du signal (pré-emphasis). Une modulation d'amplitude d'une profondeur de 1,2Vpp est ainsi appliquée au MEA par l'intermédiaire d'un T de polarisation (bias-tee), autour d'un point de fonctionnement fixé à -0,4V à 20°C. Le DFB intégré est quant à lui alimenté à 150mA. Un amplificateur SOA externe à maintien de polarisation est ajouté à la sortie de la puce pour porter la puissance à -3dBm.

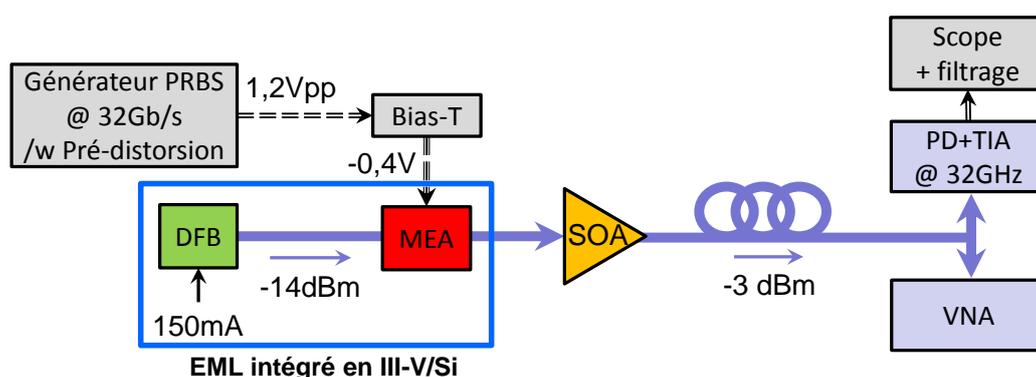


Figure II-59 Schéma du banc de mesure des démonstrateurs DFB+MEA (EML) intégrés en III-V sur silicium

Nous avons ainsi pu obtenir les diagrammes de modulation présentés sur la Figure II-60, et qui semblent tout à fait compatibles avec des transmissions haut-débit jusqu'à 2km, voire plus (94).

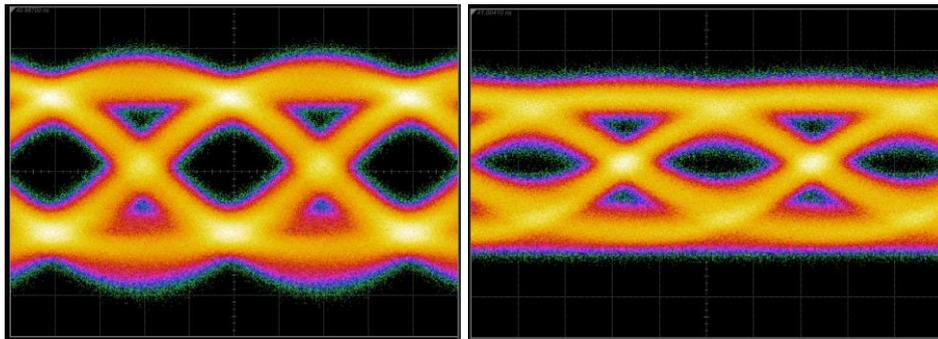


Figure II-60. Diagramme de l'œil des transmissions à 25Gb/s en BtB d'un laser DFB EML hybride à 25Gb/s avec pré-distorsion (à gauche), et sans pré-distorsion (à droite)

La Figure II-61 donne également un aperçu du diagramme de l'œil d'une transmission en BtB pour des débits encore plus élevés, autour de 32Gb/s.

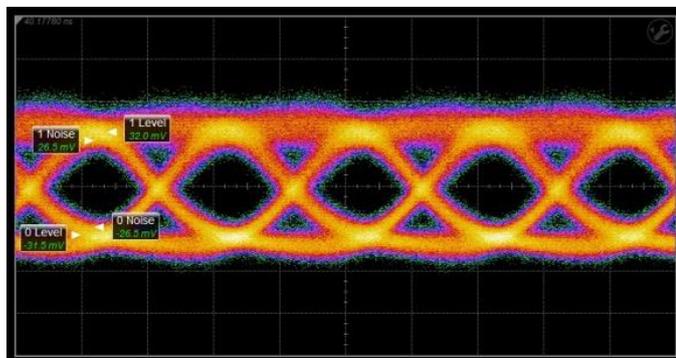


Figure II-61 Diagramme de l'œil d'un MEA intégré de 150µm de long à 32Gbit/s avec pré distorsion. (1,2Vpp)

Des résultats supplémentaires ont pu être obtenus à partir de la puce émettrice 4x25 intégrant un amplificateur SOA en sus des sources DFB et des MEAs, tel que montré dans la Figure II-44 (section II.3.2). Un aperçu du masque du dispositif est donné par la Figure II-62.

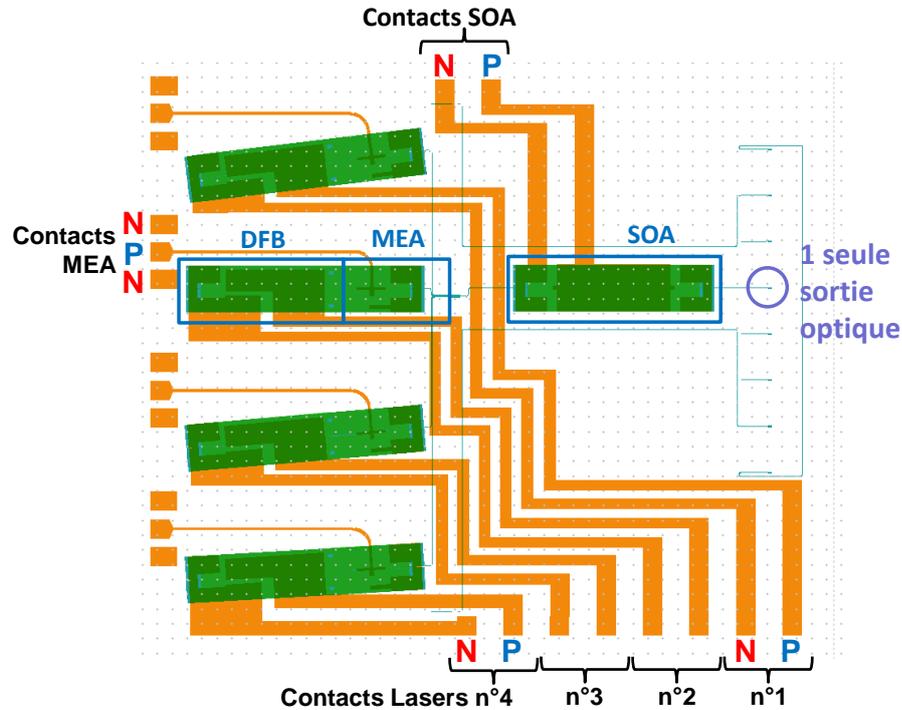


Figure II-62 Masque d'un émetteur intégré EML+SOA en III-V sur silicium

La Figure II-63 fait état de la modification de l'architecture du banc de test de ces démonstrateurs EML+SOA, par la suppression de l'amplificateur SOA externe à la puce. La section hybride SOA de 450 μm de long (et ruban de 4 μm de large) intégrée dans la puce III-V sur silicium est alors alimentée à 90mA. La puissance extraite du démonstrateur est alors de -6dBm.

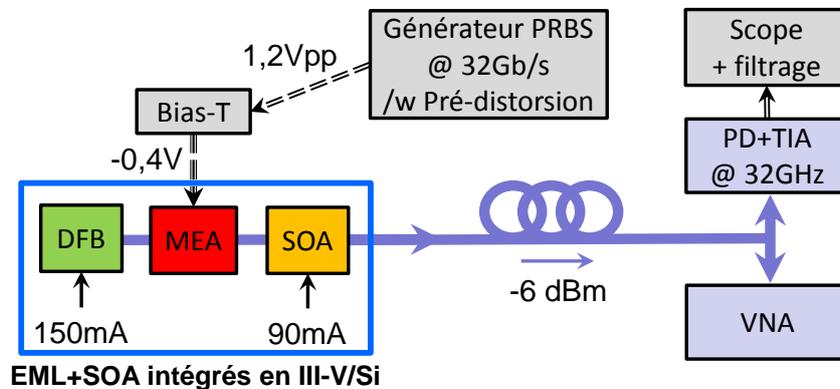


Figure II-63 Schéma du banc de mesure d'un démonstrateur intégré EML+SOA en III-V sur silicium

Nous pouvons visualiser les diagrammes de l'œil en transmission BtB issu d'un de ces dispositifs sur les Figure II-64, Figure II-65, et Figure II-66, respectivement pour des débits binaires de 16Gb/s, 25Gb/s et 32Gb/s. Le laser DFB, le MEA et le SOA sont respectivement alimentés à 150mA, -0,6V \pm 0,6V et 90mA. Une valeur de taux d'extinction de 6,7 dB a ainsi pu être relevée à 16Gb/s, et de 4dB à 32Gb/s. Un taux d'erreur (BER) inférieur à 10^{-9} a pu être atteint à 25Gb/s

Il est également possible d'atteindre 9dB d'extinction à cette même fréquence de modulation en portant les tensions de commandes du MEA à -0,9V \pm 0,9V, mais au prix de pertes de puissance importantes.

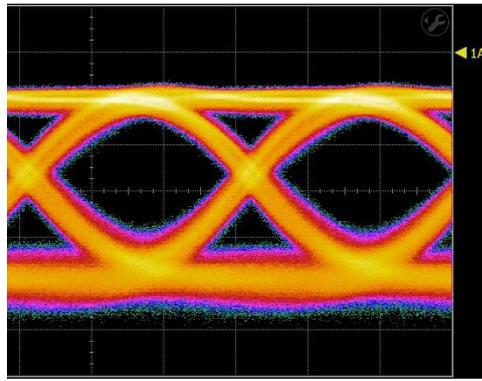


Figure II-64 Diagramme de l'œil de la modulation à 16Gb/s en BtB d'un démonstrateur EML+SOA intégré en III-V sur silicium (Ilaser=150mA ; MEA=-0,6V±0,6V ; SOA=90mA ; avec pré-distorsion)

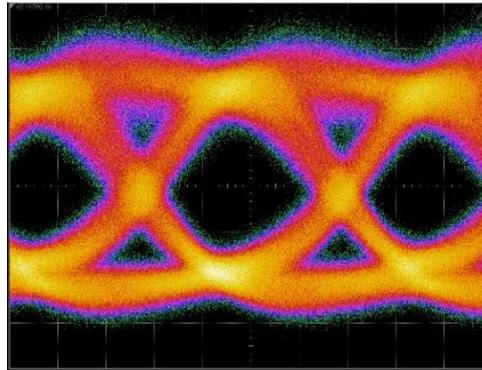


Figure II-65 Diagramme de l'œil de la modulation à 25Gb/s en BtB d'un démonstrateur EML+SOA intégré en III-V sur silicium (Ilaser=150mA ; MEA=-0,6V±0,6V ; SOA=90mA ; avec pré-distorsion)

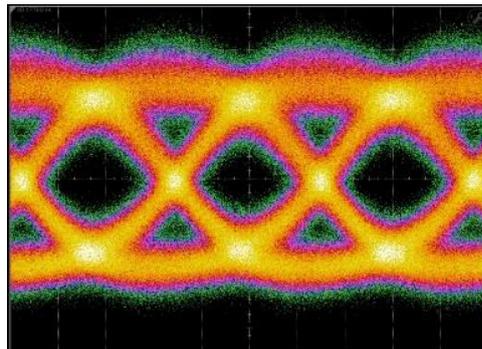


Figure II-66 Diagramme de l'œil de la modulation à 32Gb/s en BtB d'un démonstrateur EML+SOA intégré en III-V sur silicium (Ilaser=150mA ; MEA=-0,6V±0,6V ; SOA=90mA ; avec pré-distorsion)

II.4.4. Discussions des performances globales et optimisations

Nous avons vu, d'une part, que la longueur d'onde d'émission d'un laser DFB dépend de la conception du réseau de Bragg. Sa longueur et la profondeur de gravure des dents déterminant la force du réseau en fonction de l'indice optique des matériaux actifs associés. Cet indice doit donc avant tout être évalué de façon rigoureuse par simulation avant la conception du réseau, en tenant compte des dimensions des différents guides. Par ailleurs, un compromis entre la puissance de sortie souhaitée et la finesse de raie laser nécessaire doit être décidé. En effet, une forte valeur de κL permet de confiner les photons à l'intérieur de la cavité DFB rendant la raie d'émission très fine. En contrepartie, la puissance de sortie sera pénalisée par ce confinement.

Une optimisation de la distribution de puissance entre le guide active et le silicium, en minimisant les pertes par IVBA dans l'InP-p, permettrait d'obtenir une plus grande puissance optique en sortie. Selon la longueur d'onde souhaitée, le réseau doit aussi être gravé avec une précision suffisante pour que le pas prévu lors de la conception soit effectivement reporté dans le guide silicium. Cette longueur d'onde imposée par le réseau doit se positionner correctement par rapport au maximum de la bande de gain du matériau actif retenu, ce qui implique un bon

contrôle sur la photoluminescence initiale des structures épitaxiées. De la même façon, le réseau du coupleur vertical en silicium doit être conçu de façon à maximiser la transmission de ces longueurs d'ondes, et fabriqué avec la même qualité que le réseau de Bragg DFB, pour réduire les pertes par diffraction ou les effets de réinjection par réflexion vers le laser.

Pour permettre une utilisation simultanée de l'ensemble des lasers de la puce et ainsi atteindre un débit maximal agrégé, il faut assurer une bonne dissipation thermique au dispositif. Une amélioration de la résistance thermique intrinsèque à chaque laser, ainsi que l'ajout de ponts thermiques vers le substrat silicium permettrait de minimiser l'élévation de température locale. Sinon, l'implémentation d'un système de régulation de la température locale précis et compact, par exemple à l'aide de TEC dédié à chaque laser, assurerait un contrôle rapide et fiable de la longueur d'onde d'émission de chaque source.

Dans le cas d'un couplage avec un MEA, les transitions entre le laser et le modulateur doivent être optimisées de façon à réduire les rétro-injections vers la source. Nous avons vu que deux configurations étaient possibles, soit avec un guide III-V continu et commun entre le laser et le MEA, soit avec une transition vers un guide silicium intermédiaire entre les deux composants. Dans le premier cas, le procédé d'implantation ionique doit être suffisamment étudié pour permettre une isolation profonde, précise et efficace entre les deux sections actives de ce même ruban. Un défaut d'isolation électrique pouvant mener à des baisses de performances dans le taux d'extinction du modulateur, ou des variations de la longueur d'onde d'émission laser au cours de la modulation. Une variation parasite de la puissance transmise au travers du modulateur est aussi susceptible d'apparaître si la tension appliquée au laser n'est pas neutralisée au niveau du ruban du MEA.

Dans le cas d'une redescende du mode optique dans un guide silicium intermédiaire, les pertes occasionnées par les transitions successives peuvent dégrader la puissance totale accessible en sortie, tout en formant une cavité parasite susceptible de résonner si la puissance optique est suffisamment importante. Dans le cas d'une intégration hétérogène par collage moléculaire pleine plaque, une difficulté supplémentaire émerge quant au choix de la structure active. En effet, dans un EML ayant la même structure pour les deux composants, il existe une absorption passive naturelle du matériau au niveau du MEA qui diminue la puissance transmise lorsqu'il n'est pas polarisé positivement. La position de modulation haute pour un état 1 correspondant à une polarisation proche de 0V voit son niveau de sortie écrêté, ce qui nuit au taux d'extinction final après modulation.

Enfin, la longueur et la largeur du ruban et la forme des contacts d'alimentation du MEA peuvent limiter la bande-passante du composant par l'ajout de capacités superflues. Un choix adéquat des caractéristiques (dopage, épaisseur) des substrats SOI peut également améliorer la bande-passante des composants fabriqués à sa surface, par le même effet de diminution des capacités parasites. Un compromis entre la bande-passante accessible et le taux d'extinction du modulateur étant inévitable, la longueur du composant et le confinement dans la zone active deviennent les principaux facteurs d'ajustement. Il est envisageable d'augmenter les débits de transmission au sein d'un modulateur dès lors que le contrôle électronique autorise la définition de niveaux de modulation supplémentaires de façon précise et reproductible. Pour cela, la robustesse technologique et les tensions de contrôle du modulateur doivent pouvoir être assurées, par une optimisation des procédés de dépôt des contacts.

II.4.5. Conclusion

En vue de permettre la création d'une nouvelle génération de liens optiques à haute capacité de transmission et d'intégration, nous avons démontré un émetteur intégrant des lasers et des MEAs hybrides en III-V sur silicium supportant des débits jusqu'à 25Gb/s, avec des puissances de sortie proches de 0dBm.

Les travaux d'optimisation que j'ai mené sur la structure III-V des modulateurs ont ainsi permis de tripler leur bande-passante en portant leur fréquence de coupure électrique à 6GHz. Les résultats récents de transmission ont démontré une possible utilisation efficace jusqu'à 32Gb/s en Back-to-back, ce qui laisse présager un comportement correct pour des transmissions courtes à 25Gb/s visées dans le cadre des datacoms (<2km).

Des développements à finalité industrielle devront également recouvrir les aspects de rendement par plaque pour assurer un nombre de dispositifs fonctionnels suffisant, dès lors que ceux-ci intègrent plusieurs composants et que la défaillance d'un seul d'entre eux compromet la totalité de la puce. D'ores et déjà des modifications supplémentaires quant au procédé de fabrication ont amélioré le rendement qualitatif par plaque et l'homogénéité des résultats. Le recours à un process compatible avec des plaques 4" et les équipements associés a ainsi montré des résultats encourageants dans ce sens.

Une bonne maîtrise des procédés de fabrication rendra la fabrication d'un grand nombre de dispositifs fonctionnels accessible, avec des dimensions compatibles à une intégration en boîtier aux normes CFP2 et CFP4. Enfin, les paramètres variés de conception des sources lasers autorise l'exploration vers des optimums de fonctionnement qui rendraient leur performances comparables, voir supérieurs à ceux des composants InP.

III. Laser Accordable Hybride Modulé Directement et centré à 1,55µm

III. LASER ACCORDABLE HYBRIDE MODULE DIRECTEMENT ET CENTRE A 1,55µM	98
III.1. APPLICATION AUX RESEAUX OPTIQUES PASSIFS DE NOUVELLE GENERATION	99
III.2. DESCRIPTION ET CARACTERISATION DU DISPOSITIF ETUDIE	103
III.2.1. Architecture d'un laser accordable hybride	103
III.2.2. Equipements de caractérisation et banc de mesure	106
III.2.3. Puissance de sortie et couplage	108
III.2.4. Comportement thermique des lasers hybrides III-V sur silicium	111
III.2.5. Températures caractéristiques T_0 et T_1	116
III.2.6. Résistance thermique	118
III.2.7. Résonateurs en anneaux	119
III.2.8. Point de fonctionnement et accordabilité	125
III.3. COMPORTEMENT EN MODULATION DIRECT	128
III.3.1. Modulation en amplitude	128
III.3.2. Réaction de la zone active et bande passante	129
III.3.3. Taux d'erreur Binaire	131
III.3.4. Mesure du facteur de Henry	133
III.3.5. Conséquences et exploitation du chirp	134
III.4. RESULTATS EXPERIMENTAUX DE TRANSMISSIONS EN RESEAU TELECOM	135
III.4.1. Performances de la transmission	135
III.4.2. Discussion des résultats	138
CONCLUSION GENERALE	139
ANNEXES	142
A. INTEGRATION MONOLITHIQUE GERMANIUM SUR SILICIUM	142
B. GAIN OPTIQUE ET AMPLIFICATION POUR L'EMISSION LASER	143
C. GUIDES D'ONDES OPTIQUES ET THEORIE DES MODES COUPLES	147
D. RESEAUX DE BRAGG POUR COUPLAGE ET RETRO-ACTION DISTRIBUEE	148
E. CAVITE HYBRIDE RESONNANTE	151
VALORISATION SCIENTIFIQUE	154
BIBLIOGRAPHIE	156
Liste des NOTATIONS	165

III.1. Application aux Réseaux Optiques Passifs de Nouvelle Génération

Comme nous l'avons vu au chapitre I, l'avenir proche va voir le déploiement d'une nouvelle technologie pour la distribution de l'information numérique transmise par voie optique jusqu'à l'abonné, au travers des réseaux métropolitains et surtout d'accès. Dans ce chapitre sont rapportés les spécifications et les travaux de cette thèse portant sur les dispositifs III-V sur silicium susceptibles d'être exploités lors du déploiement de ces nouvelles formes de réseaux de proximité.

Deux générations de réseaux optiques passifs cohabitent d'ores et déjà dans nos centres urbains et industriels, et ont été construits de façon à être évolutifs et rétro-compatibles techniquement, afin de mutualiser au maximum les installations et prévenir de nouveaux investissements coûteux en infrastructure à chaque mise à niveau.

Les protocoles de communication pour les transmissions optiques sont en constante évolution, de nouvelles normes et indications pour les constructeurs étant dévoilées régulièrement par les organismes de normalisation des télécoms (ITU, FSAN). Ainsi, la première génération GPON (Gigabite-capable Passive Optical Network) a permis l'installation des réseaux de fibre selon un schéma point-multipoint, permettant de distribuer un débit élevé à plusieurs utilisateurs à partir d'une seule longueur d'onde principale portée par une unique fibre optique. Le débit initial porté par cette fibre provenant de l'OLT (Optical Line Terminal) est alors divisé jusqu'à 64 fois en puissance (diviseur passif/splitter) au niveau de l'ODN (Optical Distribution Network) pour alimenter une fibre dédiée à chaque unité local (ONU, Optical Network Unit). Le signal y est alors réparti temporellement (TDMA, pour Time Division Multiple Access), pour délivrer un débit utile autour de 100Mb/s à chaque box chez le client (ONT, pour Optical Network Terminal). Cette approche a permis de démocratiser l'accès à des débits Internet dit « très haut débit » (haut delà de 20Mb/s) pour chaque foyer raccordé à un ODN.

Les données numériques sont alors regroupées en paquets, et les signaux porteurs (pulses lumineux) multiplexés en temps, en formant des trains de paquets de données successifs. On parle alors de multiplexage en temps (TDM, pour Time Division Multiplexing). Les destinataires peuvent varier d'un paquet à l'autre, selon la fenêtre temporelle qui est accordée à chacun. La limite vient alors du nombre de paquets que l'on peut envoyer successivement en fonction de la durée (ou longueur de phrase) du cycle de multiplexage total et du nombre d'utilisateurs. (95)

En se basant sur ce réseau de fibres et de répartiteurs, la génération suivante NG-PON1 (Next Generation-PON) s'est fait connaître sous le nom de XG-PON (10-Gigabit-capable PON), et est déjà déployée dans de nombreuses zones du globe, dont la France. L'augmentation des performances des composants électro-optiques a permis d'élever le débit transporté par la longueur d'onde porteuse à 10Gb/s dans le sens descendant (DS, pour DownStream) issu de l'OLT, portant le débit reçu par chaque ONU à 1Gb/s, selon le nombre de foyer desservis par la fibre principale. A noter que cette technologie cohabite avec l'ancienne génération (GPON) par un choix judicieux des longueurs d'ondes porteuses, pour éviter toutes interférences. Le débit montant (US, pour UpStream) est, quant à lui, fixé à 2,5Gbit/s (débit asymétrique), la technologie prévoyant de l'élever également à 10Gb/s (débit symétrique) n'ayant finalement pas été commercialement déployée.

A l'opposé, une autre approche a consisté à dédier une longueur d'onde à chaque usager, (voir une fibre entière selon le principe du point-à-point retenu par certains opérateurs), en les regroupant au sein d'une même fibre optique. Cette technique de multiplexage en longueur d'onde (WDM, pour Wavelength Division Multiplexing) permet d'augmenter considérablement le débit circulant dans chaque fibre, au prix d'équipements d'émission et de réception dédiés à chaque longueur d'onde précise, dans le central et chez l'usager. Des filtres actifs au niveau de

chaque ONU permettent alors de sélectionner la longueur d'onde destinée à l'utilisateur parmi toutes celles lui parvenant par la fibre.

Bien que coûteuse, cette technologie permet d'assurer un débit constant et élevé à des centres industriels ou publics (campus, administrations, serveurs), et autorise également la cohabitation des protocoles GPON et XGPON au sein d'un même ODN.

Ainsi, le spectre des longueurs d'ondes télécoms est de plus en plus exploité par des bandes dédiées aux différentes générations de réseaux optiques passifs, comme nous pouvons le constater sur le spectre des bandes télécoms de la Figure III-1 (96).

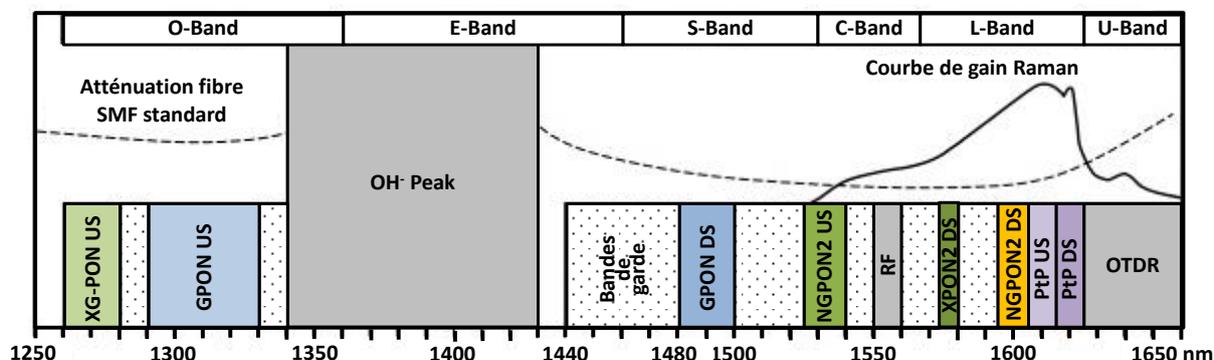


Figure III-1 Spectre des longueurs d'onde télécoms employées dans les réseaux optiques passifs, par rapport aux caractéristiques des fibres et des amplificateurs Raman. (Les bandes de gardes sont incluses pour éviter les interférences; RF correspond aux Radiofréquences dédiées aux services vidéo ; PtP sont les longueurs d'ondes réservées aux liaisons Point-to-Point ; OTDR correspond à Optical Time Domain Reflectometer, pour les instruments de repérage spatial des défauts sur les lignes). (79)

Les fenêtres retenues par les exploitants pour la définition des longueurs d'ondes utiles sont ainsi choisies selon les propriétés physiques de la fibre support, dont notamment l'atténuation, mais également selon la gamme spectrale dans laquelle peut avoir lieu l'amplification par effet Raman de la silice. Cette technique d'amplification distribuée permet ainsi de s'affranchir de dispositifs d'amplification électro-optique discrets, puisque le gain appliqué aux ondes lumineuses autour de 1550nm circulant dans la fibre est directement issu de la silice qui la constitue, pour peu qu'un faisceau de pompe adéquat soit également injecté (autour de 1450nm) (15; 79).

Désormais, pour augmenter les débits et répondre aux nouvelles demandes des usagers, il est devenu nécessaire de combiner la plateforme TDM-PON existante avec la technologie WDM. Cette nouvelle norme porte ainsi l'appellation NG-PON2 (Next Generation Passive Optical Network 2), et a pour particularité primordiale le recours à la technologie d'encodage de l'information de type TWDM (Time and Wavelength Division Multiplexing).

Le NG-PON2, dernier protocole en date, s'appuie sur les bandes spectrales présentées dans la Figure III-1, qui sont centrées à 1,54µm pour le flux montant (US) et 1,6µm pour le flux descendant (DS), tout en ajoutant une propriété d'agilité en longueur d'onde pour les émetteurs installés dans les terminaux ONT/ONU.

Un schéma récapitulatif de l'évolution des technologies des réseaux optiques passifs d'accès, avec leurs débits respectifs, est proposé par la Figure III-2.

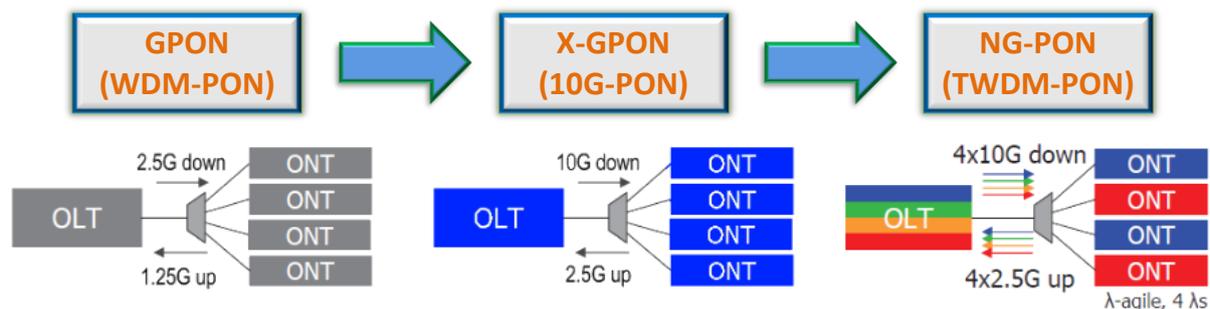


Figure III-2 Evolution des technologies de réseaux optiques passifs (PON) et schéma simplifié de principe.

En complément, la Figure III-3 fournit une illustration schématique détaillée d'un lien optique au sein d'un réseau d'accès, qui combine les trois approches précédemment décrites.

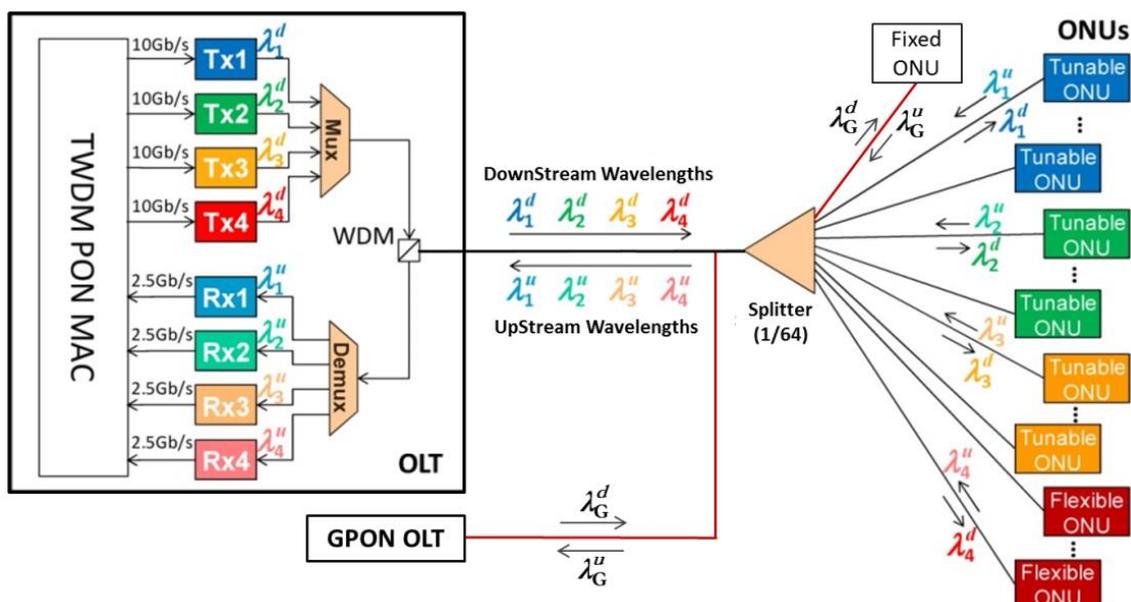


Figure III-3 Schéma d'un Réseau Optique Passif de Nouvelle Génération (NG-PON2) en technologie TWDM, avec utilisation et rétrocompatibilité des infrastructures issues du GPON/XGPON en TDMA (ligne rouge).

L'office international en charge de la normalisation des télécommunications ITU (International Telecommunication Union), en partenariat avec le groupe de travail FSAN rassemblant les opérateurs mondiaux de ce secteur (Full Service Access Network), ont d'ores et déjà communiqué certaines des spécifications de cette nouvelle architecture, ainsi que les critères que devront satisfaire les équipements commerciaux à installer.

Les fréquences allouées à chaque signal sont incluses dans les bandes représentées dans la Figure III-1 et sont précisément définies à partir de la grille proposée par la norme G.989.2 éditée par ITU. De nombreuses variantes sont possibles, mais la grille « classique » est composée par des canaux fréquentiels séparés de 100GHz chacun, et regroupés par groupes de 4 ou 8 selon la flexibilité souhaitée de l'installation. Un extrait de cette grille est rapporté à titre d'exemple dans la Figure III-4. Ces bandes télécoms servent alors de support pour les transmissions bidirectionnelles entre le terminal d'accès (OLT) et le terminal de l'utilisateur (ONU).

Canaux	Fréquence centrale DS (THz)	Longueur d'onde DS (nm)	Fréquence centrale US (GHz)	Longueur d'onde US (nm)
1	187.8	1596.34	195.9	1530.33
2	187.7	1597.19	196.0	1529.55
3	187.6	1598.04	196.1	1528.77
4	187.5	1598.89	196.2	1527.99
5	187.4	1599.75	196.3	1527.22
6	187.3	1600.60	196.4	1526.44
7	187.2	1601.46	196.5	1525.66
8	187.1	1602.31	196.6	1524.88

Figure III-4 Tableau illustratif de la grille ITU des canaux dédiés au TWDM-PON (NG-PON2) avec grille de 100GHz. (97)

Le tableau de la Figure III-5 ci-dessous donne un bref récapitulatif des principales spécifications du protocole NG-PON2 évoquées dans ce chapitre, et sujettes à variation selon la classe de la liaison retenue.

Spécification de l'émetteur	DS	US	DS	US
Débit nominal par liaison (Gb/s)	2.48	2.48	9.95	9.95
Plage de longueurs d'ondes (nm)	1596-1603	1524-1544 1528-1540 1532-1540	1596.1603	1524-1544 1528-1540 1532-1540
Espacement des canaux (CS, Channel Spacing) (GHz)	100	50 100 200	100	50 100 200
Plage d'accordabilité minimale (nm)	NA	(N+1)* CS	NA	(N+1)* CS
Vitesse d'accordabilité (ms)	NA	<0.01 0.01 à 25 25 à 1000	NA	<0.01 0.01 à 25 25 à 1000
Pas d'accordabilité maximal (nm)	NA	CS/20	NA	CS/20
Excursion spectrale maximale (GHz)	+/- 20	+/- 12.5 +/- 20 +/- 25	+/- 20	+/- 12.5 +/- 20 +/- 25
Pertes différentielles maximales par liaison (dB)	15	15	15	15
Puissance couplée minimale (dBm)	0 à +6	0 à +4	+3 à +9	+2 à +4
Puissance couplée maximale (dBm)	+4 à +10	+5 à +9	+7 à +11	+7 à +9
Taux d'extinction minimum (dB)	8.2	8.2	8.2	6
Tolérance à la puissance optique réfléchie (dB)	-15	-15	-15	-15
Taux minimal d'extinction des modes secondaires (dB)	30	30	30	30
Densité spectrale de puissance maximale hors canal (OOC-SPD, dBm/15GHz)	-38.7	-45.7	-38.7	-45.7
Distance maximale de transmission (km)	(20) 40	(20) 40	(20) 40	(20) 40

Figure III-5 Tableau des spécifications du protocole NG-PON2 pour le sens montant/descendant à 2,5Gb/s et 10Gb/s. (97)

De fait, cette nouvelle architecture prévoit l'emploi d'un émetteur accordable dans chaque ONU (colonnes rouges Figure III-5). Ces lasers visent à servir la fonction d'émission en permettant la génération du signal montant (US), à partir des informations envoyées par l'utilisateur, à des débits fixés à 2,5Gb/s ou 10Gb/s.

Ces lasers sont donc accordables en longueur d'onde (λ), pour satisfaire aux exigences de flexibilité imposées par cette norme, en permettant de sélectionner rapidement une longueur d'onde porteuse à même de garantir un débit montant suffisant en fonction de l'intensité du trafic sur cette portion du réseau (ODN). De son côté, le récepteur est formé par un filtre actif également accordable, de façon à sélectionner la longueur à décoder dédiée à l'utilisateur depuis le signal descendant.

Plusieurs possibilités techniques sont accessibles pour réaliser à la fois la fonction d'émission, puis de modulation, tout en conservant cette adaptabilité en longueur d'onde. La plateforme photonique sur silicium permet notamment l'intégration sur une même puce d'une source laser couplée à un modulateur (MEA, MMZ (98)), mais la solution la plus simple consiste à moduler directement le laser source. La fonction d'émission optique du côté du client (ONU) bénéficierait directement de cette approche, en exploitant les avantages de la technologie photonique sur silicium à hétéro intégration par plaque (grands volumes de production, disponibilité, flexibilité de conception), tout en réduisant également la complexité et le coût des équipements annexes nécessaires au bon fonctionnement et au contrôle de ces dispositifs chez l'utilisateur.

De nombreux critères sont à prendre alors en compte en vue de concevoir une source laser hybride à même de présenter un intérêt économique réel face aux composants électro-optiques à base d'InP, tel que les DFBs ou les SG-DBRs. Les avantages de l'une ou l'autre de ces approches seront discutés en section III.2.8.

III.2. Description et Caractérisation du dispositif étudié

III.2.1. Architecture d'un laser accordable hybride

Le dispositif d'émission laser étudié dans ce chapitre est donc un laser accordable hybride issu de la plateforme photonique sur silicium développée par notre équipe. Ces TuLs ont été initialement conçus au cours des années précédant mon arrivée en thèse, mais les délais de fabrication ont entraîné un étalement des dates de disponibilité des plaques pour moi-même et notre équipe de caractérisation. Le jeu de masque à l'origine de la fabrication de ces composants fait partie intégrante du projet « Ultimate » et portent l'appellation « LZ15 », pour « Lasers à 1,5 μm ». Les générations suivantes ont de ce fait reçu la dénomination de « LZ16 », pour mettre en évidence la génération des composants étudiés.

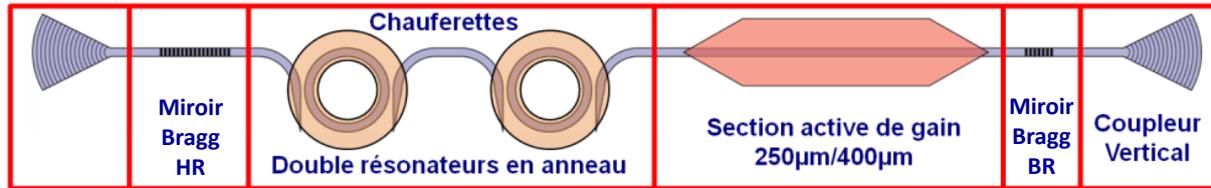


Figure III-6 Schéma d'un laser accordable hybride en photonique sur silicium.

La cavité inclut une section active de gain en III-V sur silicium (partie hybride), plusieurs sections de propagation en guide silicium droit comprenant des zones de transitions (taper de couplage avec la zone III-V), ainsi que deux résonateurs en anneaux formés par le guide silicium. La cavité est délimitée par deux réseaux de Bragg gravés dans le même guide silicium, et le dispositif est complété par deux coupleurs verticaux également formés par des réseaux de Bragg dans le niveau silicium. Une vue schématique de la cavité hybride d'un laser accordable est visible sur la Figure III-6, accompagnée d'une photographie de ce même composant en vue de dessus sur la Figure III-7. La section de phase permet d'ajuster finement la position des modes Fabry-Pérot par rapport au filtre en anneaux. Un résonateur externe à la cavité (racetrack) ajoute dans certaines configurations une fonctionnalité de filtrage de la déviation en fréquence de la raie d'émission laser (CML), et sera abordée en section III.3.5.

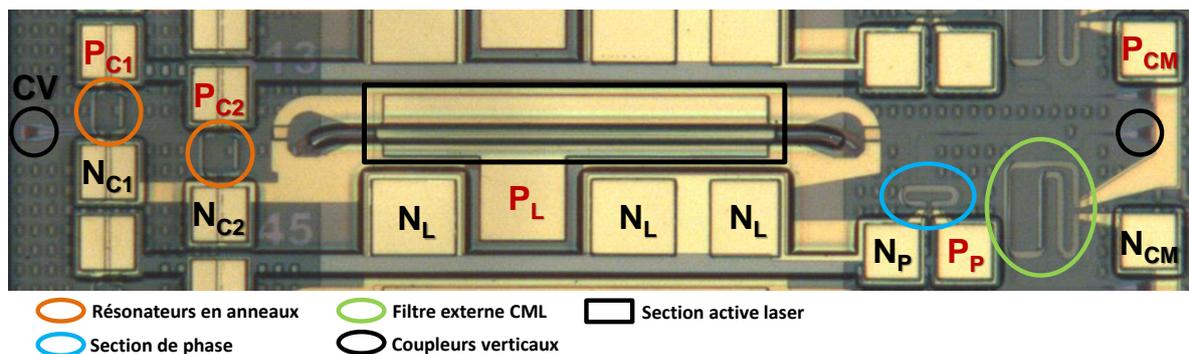


Figure III-7 Photographie d'un laser accordable hybride III-V sur silicium à double résonateurs en anneaux vue de dessus.

Les miroirs de Bragg à chaque extrémité de la cavité n'ont pas la même réflectivité (respectivement 100% et 30%), définissant ainsi pour partie le seuil d'émission laser ainsi que la sortie présentant le maximum de puissance, du côté du miroir le moins réfléchissant. Sur la dernière génération de composant, cette sortie se situe par convention à gauche (à l'inverse de la Figure III-6), de façon à faciliter la manipulation des pointes électriques de caractérisation par un opérateur majoritairement droitier. Le coupleur vertical (CV) de sortie, en forme de triangle, est visible également sur la Figure III-7.

L'indication « 45 » visible sur la photographie est un indicateur de la largeur du guide silicium sous-jacent à la zone active, ici $L_{\text{RSi}}=0,45\mu\text{m}$. Cette valeur est un élément déterminant du

couplage vertical entre le guide III-V et le guide silicium, et influence notamment le confinement du mode dans les puits quantiques, et donc la puissance optique générée.

Le mode optique circule alors tout à la fois dans le guide silicium et dans le guide III-V (voir Figure III-8). Aux extrémités de la section active, le guide silicium est formé selon un profil particulier permettant un couplage adiabatique de la puissance optique depuis la couche supérieure III-V vers le guide silicium, comme vu à la section II.2.2. Le guide III-V en lui-même est de forme « shallow » le long de la section active, puis se change en « deep » en préparation de la zone de transition formée par le guide silicium. Au-delà, le guide III-V n'est plus alimenté par les couches de contacts P, et il forme alors des sections à pertes pour limiter les effets de rétroaction issus d'une éventuelle puissance résiduelle non couplée dans le guide silicium. Ces structures en forme de corne courbées sont visibles sur la Figure III-7 (et Figure II-23).

La plateforme technologique retenue pour ce projet impose l'utilisation de guide silicium de 440nm d'épaisseur, et des épaisseurs intermédiaires de guides $E_{Si}=220\text{nm}$ pour les rubans silicium (RIB) et $E_{SSi}=150\text{nm}$ pour leur semelle (SLAB). Une vue en coupe de la section transversale de la structure composite du laser est donnée par la Figure III-8, sur laquelle est superposée un aperçu de l'étendue du mode optique couplé.

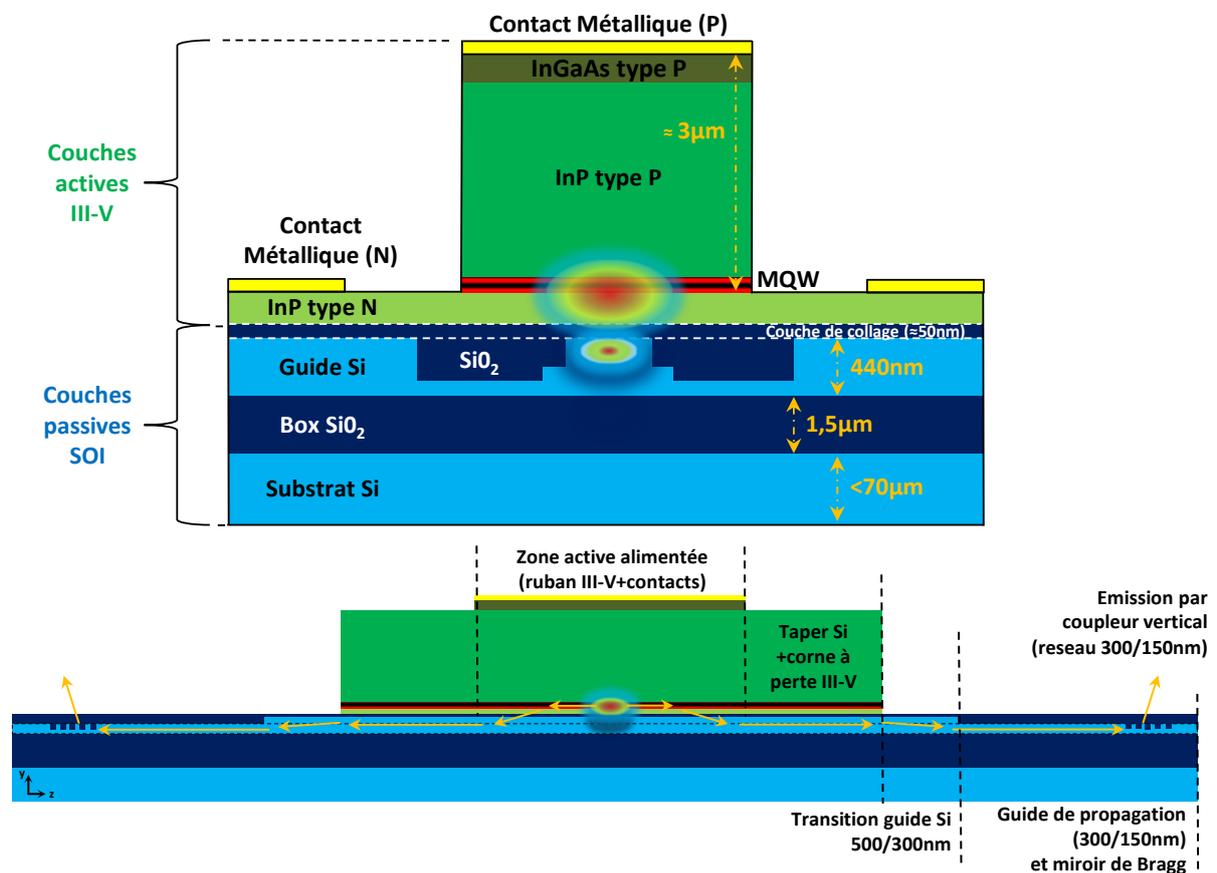


Figure III-8 Section transversale et longitudinale schématique de la structure d'un laser hybride en technologie III-V sur silicium, avec superposition du mode optique couplé (les flèches jaunes représentent la position du maximum de densité de puissance du mode)

La couche active est dans ce cas composée de 6 puits quantiques en InAlGaAs, et le détail de la structure épitaxiale est donné par la Figure III-9.

Structure verticale épitaxiale QW III-V @1,55µm + SOI (LZ15/LZ16)					
Couche (de)	Composition	Type de dopage	Épaisseur (nm)	Sens de croissance et collage	
Substrat	InP	N	X	Substrat III-V	
Tampon (buffer)	InP	Nid	50		
Arrêt de gravure (stop etch)	InGaAs	Nid	300	Couches retirées par gravure lors des étapes de mise en forme du ruban III-V	
Sacrificiel P	InP	P	300		
Contact P	InGaAs	P	200		
Transition	InGaAsP	P	20		
Injection	InP	P	2000		
Confinement optique (SCH)	InGaAsP	Nid	50		
Barrière	InGaAsAl	Nid	10		
Puits quantiques (MQW)	InGaAsAl	Nid	8 (*8)		
Barrières	InGaAsAl	Nid	10 (*8)		
Confinement optique (SCH)	InGaAsP	N	50		
Contact N	InP	N	200	Couches III-V résiduelles après collage et process	
Super-réseau	InGaAsP	N	7,5 (*2)		
Super-réseau	InP	N	7,5 (*2)		
Contact N	InP	N	10		
Collage	SiO ₂	Nid	50-100		
Guides d'onde	Si	Nid	500		
Box	SiO ₂	Nid	2000		
Substrat	Si	Nid	X		
					Substrat SOI

Figure III-9 Structure épitaxiale typique de la zone active d'un laser III-V sur silicium @ 1,55µm

Le contrôle électrique du composant se fait par l'intermédiaire de trois pads de contact métalliques, identifiés sur la Figure III-7. Le type de contact électrique relié à chaque pad est indiqué en surimpression de la vue aérienne (P_L et N_L) et permet de polariser le composant dans le sens souhaité. Les contacts ohmiques sont réalisés par dépôt d'une couche d'alliage métallique à la surface des couches de contacts P et N, qui sont elles-mêmes fabriquées de façon à obtenir une résistance de contact la plus faible possible.

De la même façon, les pads métalliques de contrôle des chaufferettes apposées sur les résonateurs sont annotés (P_{C1} , N_{C1} et P_{C2} , N_{C2}). On peut remarquer que des lignes de contact métalliques (jaunes pâle sur l'image) relient les plots N_{C1} et N_{C2} des chaufferettes à ceux du laser N_L , dans le but de réduire le nombre de pointes électriques nécessaires à la caractérisation du dispositif et d'assurer une mise à la masse commune par l'intermédiaire du contrôleur laser.

Cependant, les dernières générations de composants ont été débarrassées de ce pont électrique, car des phénomènes de parasitage du fonctionnement du laser ont été observés lors de la mise en tension des chaufferettes pour accorder la longueur d'onde. Malgré le circuit électrique supposément indépendant, un contrôleur électrique étant dédié au résonateur en anneau et un autre au laser, la modification de la tension appliquée sur la chaufferette entraînait une variation du potentiel de la masse commune, et donc une variation sur la tension aux bornes du laser, ce qui modifiait légèrement son point de fonctionnement. En réalité, la semelle d'InP type N qui reliait les deux contacts N, respectivement du laser et des chaufferettes, et formait la masse commune flottante, ne présentait pas une résistance de ligne suffisante ($R_{\text{ligne}} \approx 400\text{k}\Omega \ll 1\text{ M}\Omega$) pour prévenir un cross-talk électrique. Cette effet a été supprimé en laissant la masse « flottante » pour chaque plot N_C des chaufferettes en supprimant la ligne InP N commune, et en recourant à mise à la masse commune à l'extérieur du composant, par l'intermédiaire de la borne terre du contrôleur en courant du laser.

L'encombrement du composant est variable selon la longueur de zone active (entre 400 et 1200µm), les dimensions des anneaux (diamètre 10 à 60µm) et la taille des pads de contact (50 à 100µm de côté). L'empreinte S_{Tul} de chaque laser accordable est alors comprise entre 1 et 2mm de long, pour 350 à 500µm de large, soit $0.0035\text{cm}^2 < S_{\text{Tul}} < 0.01\text{cm}^2$.

De nouvelles générations de masques ont été lancées en fabrication au cours de ma thèse, en parallèle d'un processus de maturation des procédés de fabrication en salle blanche, notamment pour ce qui concerne la partie III-V. Ce processus itératif et de longue haleine a permis d'obtenir des performances des lasers en progression, malgré une disparité dans la qualité des plaques produites.

Il est important de noter que chaque cellule du masque renferme un grand nombre de composants (≈ 100), de natures diverses, et souvent sujets à de légères variations de conception

de façon à explorer les différentes approches et optimisations à favoriser dans le cadre d'un travail de recherche et d'innovation permanent. La mesure exhaustive de l'ensemble de ces dispositifs et l'analyse des résultats extractibles, dès lors qu'une étendue statistique satisfaisante est atteignable, requiert de fait un temps souvent supérieur à ce qu'un ingénieur de recherche peut consacrer à cette pratique. Il existe évidemment des équipements mécaniques de haute technicité qui permettraient d'automatiser ce processus, en vue de dégager des volumes de données conséquents et à même de servir les étapes de conception qui sont menées en parallèles de ces mesures. Notre équipe ne disposant malheureusement pas de ce type d'équipement, identifié sous l'appellation générique de « prober », une partie non négligeable de ce travail de thèse a porté sur les techniques et les améliorations de conception et d'ergonomie qu'il était possible d'apporter à nos moyens de caractérisation, afin de rechercher la manière la plus intelligente, efficace et productive de caractériser ces composants.

III.2.2. Equipements de caractérisation et banc de mesure

Une fois le procédé de fabrication des plaques terminé, les plaques issues de notre filière photonique sur silicium se présentent sous la forme de plaques de silicium non amincies, dont la surface est recouverte localement de matériaux III-V actifs et usinés de façon à former les composants souhaités. Selon la génération et le lieu de fabrication, les plaques de silicium ont des diamètres après découpe de 3" ($\approx 7,6\text{cm}$) ou 4" ($\approx 10,2\text{cm}$), et ont accueilli après collage des plaques de substrat InP épitaxiées respectivement de 2" ($\approx 5\text{cm}$) ou 3". Un des avantages majeurs de cette technologie est de permettre la production de large volume de composants, chaque plaque pouvant contenir jusqu'à une dizaine de cellule de 1 ou 2cm^2 . Cet avantage se matérialise particulièrement lors des étapes de caractérisation, en autorisant une étude statistique des performances des composants par une collecte verticale de la puissance optique directement à partir de la plaque issue de la salle blanche.

Il convient alors de disposer d'un banc de mesure à même de permettre ce type de mesure, sur une vaste étendue de plaque, et avec la plus grande rigueur et reproductibilité possible. Nous verrons que cela représente à l'échelle d'un laboratoire comme le nôtre une tâche accessible, mais non dénuée de difficultés.

Un de mes premiers travaux en démarrant cette thèse a donc été de concevoir un nouveau banc de mesure, afin de permettre des mesures sur plaque en plus grand nombre, avec une meilleure précision et un temps de mise en place réduit par composant.

Cette première génération de banc a ainsi été dotée d'une surface d'accueil carrée, de 5cm de coté, en cuivre massif, montée sur une table à élévation (Z) ainsi qu'une platine de positionnement manuel XY. Cette surface est régulable en température par l'intermédiaire d'un module thermoélectrique Peltier et de son régulateur thermique. Il était dès lors possible de déplacer la plaque dans son intégralité sous les pointes de mesures, et non l'inverse. Cette innovation a permis de décupler le nombre de composant que notre équipe, et moi-même, étions en mesure de caractériser.

Une plateforme à hauteur réglable accueille quant à elle une plaque de support ferreuse, en arc de cercle, de façon à pouvoir disposer autour de la plaque un grand nombre de pointe de mesure. Tout particulièrement, les lasers accordables dont il est question dans ce chapitre requièrent à minima 3, voir 4 pointes indépendantes.

De plus, il est intéressant de préciser les deux grandes familles de mesures optiques réalisées sur ce banc, qui sont les mesures dites verticales à partir des coupleurs silicium, et les mesures dites horizontales à partir d'une facette clivée ou tranchée du composant.

En effet, une fois les mesures préliminaires sur plaques réalisées, certains composants ont été clivés ou découpés de façon à s'affranchir des pertes induites par les coupleurs verticaux en silicium et ainsi collecter une puissance lumineuse plus importante en sortie par la tranche. Le développement du mode optique issu de cette tranche est tel que le couplage de la puissance optique est optimale en recourant à une fibre lentillée d'une ouverture numérique comprise entre 3 et 4, pour une distance de travail de $70\mu\text{m}$.

Dans cette optique, une platine de positionnement de précision montée sur rail a été ajoutée à gauche de la platine d'accueil de la plaque, pour porter un dispositif de couplage adaptable. Ce dispositif permet le changement de fibre optique selon le type de caractérisations verticales souhaitées (fibres à terminaison clivée monomodes ou multimodes, avec des ouvertures numériques variables, et traitée ou non antireflet...). Il autorise donc également le couplage horizontale au travers d'une fibre lentillée ou d'une photodiode large.

Enfin, l'observation visuelle du composant in situ se fait par le biais d'une loupe binoculaire à grande profondeur de champs, et dotée d'une caméra numérique à haute résolution pour affichage en temps réel sur un écran déporté.

Les photographies de la Figure III-10 donnent un aperçu large (a) et rapproché (b) du banc et de la platine de mesure décrite précédemment.



Figure III-10 Vue large (a) et rapprochée (b) du banc de mesure dédié aux composants photoniques sur silicium hybrides actifs.

Ce banc est également équipé d'un analyseur de spectre optique et d'un puissance-mètre optique, tous les deux reliés à la fibre de couplage par l'intermédiaire d'un séparateur de puissance optique. L'alimentation du laser est réalisée par une source de courant et de tension qui autorise des signaux de commande continus ou pulsés. Dans ce dernier cas, un dispositif de synchronisation couplé à une photodiode large, permet de réaliser l'intégration temporelle nécessaire à l'obtention d'une valeur correcte de puissance optique globale en sortie. Les chaufferettes des résonateurs en anneaux sont quant à elles contrôlées précisément en courant par l'intermédiaire de sources digitales. Un schéma du montage de ce banc de caractérisation est fourni par la Figure III-11.

A noter que dans le cas spécifiques des chaufferettes, qui agissent comme des résistances métalliques chauffantes, il est important de disposer d'un équipement numérique fiable et précis, de surcroît indiquant la tension et/ou la résistance du dispositif testé à chaque instant, pour prévenir au maximum tout accident de détérioration par fusion de la ligne métallique si une trop grande densité de courant est injectée.

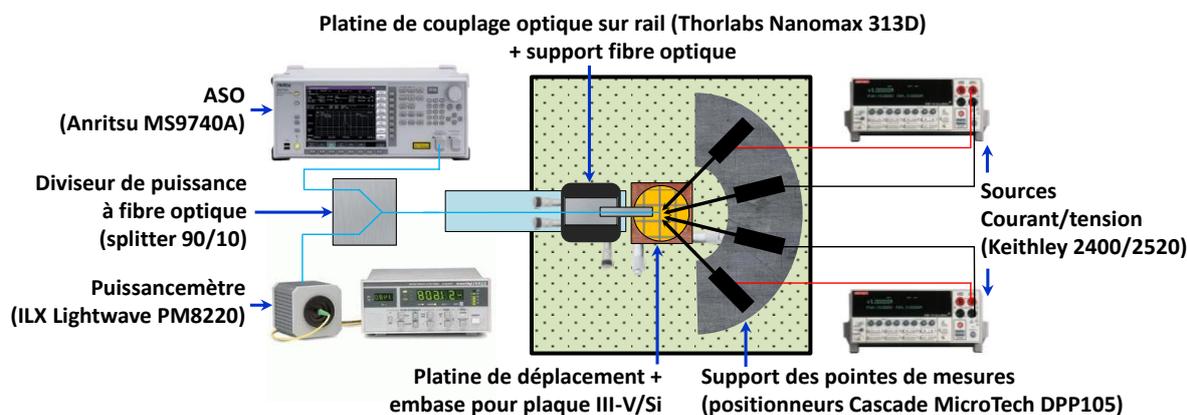


Figure III-11 Schéma d'un banc de multi-caractérisations de plaques/composants III-V sur silicium

Ce qui a première vue peut constituer un assemblage satisfaisant pour l'obtention de résultats exploitables, a cependant montré certaines limites en ce qui concerne la reproductibilité des mesures.

En effet, le positionnement manuel des pointes sur les contacts peut donner lieu à de nombreuses variations d'une mesure à l'autre sur un même composant, et a fortiori, d'un composant à l'autre, selon la pression exercée par la pointe sur la surface métallique du contact, ou selon le type de pointe utilisée (diamètre, matériaux).

Par ailleurs, le positionnement précis de la fibre au-dessus du coupleur vertical, selon un angle fixé et en accord avec le déploiement spatiale du mode à la sortie du coupleur, est sujet à autant de variation qu'il y a de mesure et d'opérateur, sans même tenir compte des variabilités propres à la réalisation technologique des coupleurs. La puissance couplée est alors sujette à caution, selon la qualité du couplage manuel effectué, ce qui induit une très grande incertitude quant aux éventuels bénéfices de tel ou tel design.

En effet, la platine d'accueil est également employée pour les mesures sur les plaques III-V/Si amincies, entières ou divisées (barrettes visible sur la Figure III-10b), et pour les composants montés sur embase. Aucun mécanisme de rétention des composants par aspiration n'ayant pu être implémenté au sein de cette platine, le positionnement relatif de ces divers objets varie d'une mesure à l'autre, à chaque mouvement des pointes de mesures. Il apparait alors clairement qu'un tel dispositif s'avère indispensable à des mesures des plus rigoureuses et avec un degré de reproductibilité en accord avec les protocoles de validation qu'appellent de leur vœux les acteurs industriels intéressés par cette technologie.

Précisons que la jonction d'une structure laser sera mise en fonctionnement dans le sens direct, en considérant les contacts reliés aux couches dopées P et N respectivement comme les bornes positives et négatives. Un fonctionnement en inverse sur ce type de structure peut dans une certaine limite ne pas avoir pas d'effets néfastes, tant que la tension de commande n'excède la valeur de la tension d'avalanche de la jonction, auquel cas la traversée forcée d'un courant important au travers des couches actives pourrait détériorer le composant jusqu'au claquage.

De façon générale, le comportement spectral des lasers accordables à résonateurs en anneaux est particulièrement sensible à la température de fonctionnement, qui influe directement sur les propriétés d'émission de la couche active ainsi que sur les indices optiques de chacun des guides, dont ceux formant les résonateurs. Il convient donc de réaliser les mesures comparatives à des températures et dans des conditions comparables pour pouvoir juger de la valeur absolue de courant de seuil du composant, ainsi que les différents aspects de son spectre d'émission.

A cela vient s'ajouter plusieurs mesures essentielles pour la mise en évidence des performances d'un laser donné, dont notamment ses caractéristiques $P(I)$ et $V(I)$ à des températures différentes. L'ensemble des mesures doit donc être réalisées sous contrôle thermique de la platine, en veillant à un bon contact thermique entre la plaque de cuivre et la plaque silicium, la barrette ou l'embase.

III.2.3. Puissance de sortie et couplage

La puissance de sortie P_{out} qu'il est possible de coupler à une fibre est directement proportionnelle à la puissance optique extraite de la cavité optique. Cette puissance optique est issue de l'émission stimulée de photon au-delà du seuil.

Le seuil se définit comme l'état des populations de porteurs à partir duquel le gain modal $\Gamma_{g_{th}}$ compense l'ensemble des pertes de la cavité. Ces pertes incluent les pertes internes α_{in} propres à l'absorption du matériau et à la structure, notées α_a , ainsi que les pertes issues des miroirs α_m . Ces pertes au niveau des miroirs déterminent alors la puissance que l'on cherche à récupérer.

En considérant d'une part le gain g_{th} comme constant au sein de la zone active, et d'autre part les pertes locales induites par les transitions III-V/Si comme constante quelque soit la longueur de la cavité, nous pouvons exprimer la valeur du gain au seuil à partir de l'équation III-1 :

$$g_{th} = \alpha_{in} + \frac{1}{2L} \ln\left(\frac{1}{R_1 R_2 C}\right)$$

Eq. III-1

où L représente la longueur de la cavité, R_1 et R_2 les coefficients de réflectivité en intensité respectifs des deux miroirs, et C l'efficacité de la transition III-V /Si.

Ainsi, la valeur de courant de seuil I_{th} à partir de laquelle l'effet laser se produit dépend du rapport entre le gain optique généré par cette longueur de section active et les pertes induites par les résonateurs en anneaux et les miroirs réflecteurs de part et d'autre de la cavité. Ainsi, plus les miroirs de Braggs ont une réflectivité élevée, plus le courant de seuil sera faible.

Le coefficient de réflexion des miroirs de sortie est un paramètre important à optimiser pour extraire un maximum de puissance optique. La simulation de la Figure III-12 montre le gain en puissance de sortie obtenue en modifiant la réflectivité du miroir de sortie, par rapport à la puissance obtenue avec un miroir 30% des générations précédentes. Nous pouvons alors constater qu'un coefficient de réflexion faible permet d'augmenter le rendement externe. D'après le modèle de Coldren, la puissance de sortie d'un laser peut s'écrire [(99) (92)] :

$$P_{out} = \frac{\frac{1}{2L} \ln\left(\frac{1}{R}\right)}{\alpha_i + \frac{1}{2L} \ln\left(\frac{1}{R}\right)} \cdot P_{gen} \text{ avec } P_{gen} = \frac{h\nu\eta_i}{q} (I - I_{th})$$

Eq. III-2

où α_i représente les pertes internes de la zone active, L la longueur de la cavité, R le coefficient combiné des réflectivités en intensité des miroirs, η_i le rendement quantique interne. P_{gen} correspond à la puissance optique générée à l'intérieur du laser, qui est directement proportionnelle au courant injecté et au rendement quantique interne de la structure, et I_{th} au courant de seuil au-delà duquel l'équation Eq. III-1 est vérifiée.

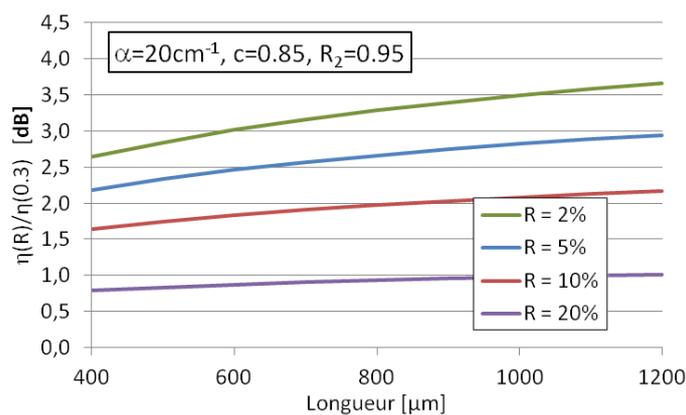
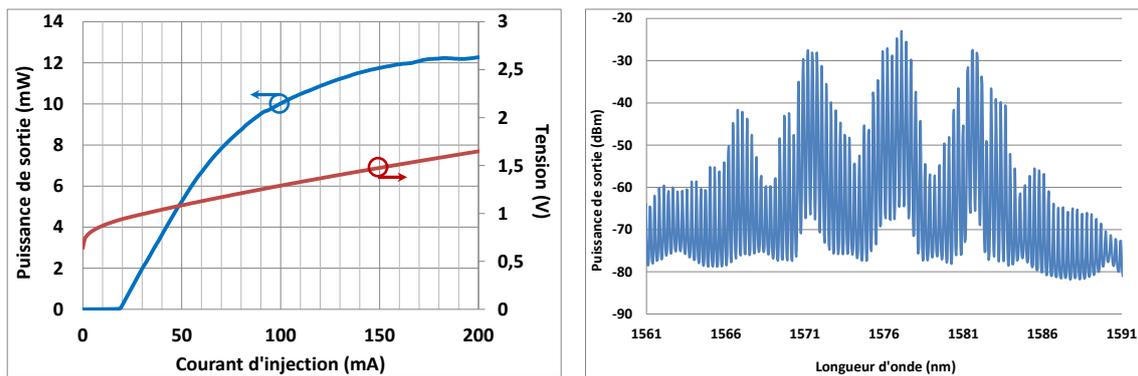


Figure III-12 Simulation du gain en puissance optique de sortie obtenue lors de la diminution de la réflectivité du miroir de sortie par rapport à la puissance couplée avec un miroir de sortie de réflectivité 30%.

Dans la pratique, nos applications appellent à rechercher les composants présentant le plus faible courant de seuil possible, pour réduire la consommation énergétique du dispositif. De plus, le rendement externe (pente de la courbe $P(I)$ au-dessus du seuil), se doit d'être le plus grande possible, pour parvenir à des puissances optiques exploitables pour des transmissions tout en conservant une consommation électrique à la prise contenue (WPE, pour Wall-Plug Efficiency). Un coefficient de réflexion en sortie de l'ordre de 10% constitue alors le meilleur compromis pour nos composants.

Un exemple de caractéristique P(I) d'un laser Fabry-Pérot hybride est donné par la Figure III-13.



En ce qui concerne le couplage, il se fait le plus souvent par l'intermédiaire des coupleurs verticaux, qui sont formés par des corrugations du guide silicium aux extrémités du composant et agissent comme des réseaux de Bragg du 2nd ordre. Il est dès lors possible, en tenant compte de la différence d'indice effectif entre les deux profils de dents du réseau, en fonction du format du guide silicium, de concevoir les coupleurs de façon à réfléchir le mode optique selon un angle autre que 180° par rapport à la direction de propagation de l'onde incidente. Ainsi, le faisceau sort du coupleur avec un angle choisi historiquement à 10° par rapport à la normale de la surface de la plaque, selon les conceptions proposées par le CEA-Leti (100). Cet angle diffère d'une réflexion strictement verticale, avec pour objectif de supprimer les éventuels phénomènes de réflexions parasites et de résonance potentiellement induits par l'approche de la facette de la fibre de couplage au-dessus du coupleur.

Une autre approche possible pour la mesure de la puissance de chaque composant consiste à cliver le composant au niveau de la partie active formée par la superposition du ruban III-V à la verticale du guide silicium. Cette pratique permet de s'affranchir d'une partie (la moitié) des pertes éventuellement liées au transfert de la puissance lumineuse depuis cette zone vers le guide de silicium seul pour la propagation dans le reste de la cavité.

La photographie de la Figure III-14 est une observation au microscope électronique à balayage (MEB) de la facette générée par ce clivage perpendiculaire à la section active hybride. Nous pouvons y observer le profil du ruban III-V, ainsi que l'alignement latéral avec le ruban du guide silicium sous-jacent.

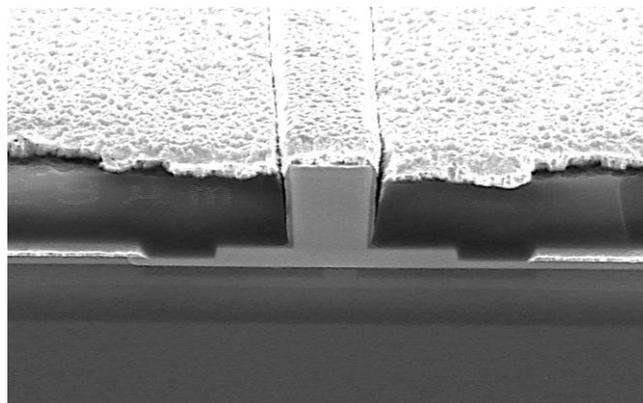


Figure III-14 Vue en coupe de la facette clivée au niveau de la zone active d'un laser

III.2.4. Comportement thermique des lasers hybrides III-V sur silicium

Il convient d'étudier attentivement le comportement thermique de ce type de composant pour comprendre les éventuelles limitations de nos modèles de compréhension. En effet, tous les composants électroniques sont sujet à l'échauffement de par leur résistivité intrinsèque et l'intervention de l'effet Joule, qui rappelons-le est la conséquence de la puissance dissipée proportionnellement à la résistivité ρ des matériaux et à l'intensité I du courant électrique qui le traverse, selon l'équation :

$$P_{diss} = RI^2 = \rho \frac{L}{S} I^2,$$

Eq. III-3

ce qui donne la densité volumique de puissance dissipée :

$$p_{diss} = \frac{P_{diss}}{V} = \rho \cdot j^2 \text{ avec } j = \frac{I}{S}$$

Eq. III-4

où R est la résistance de la couche de matériau traversé, ρ la résistivité du matériau, L la longueur de la couche, S sa section, V son volume, j la densité de courant traversant la section et p_{diss} la puissance dissipée par unité de volume.

Dans notre cas, la puissance électrique injectée traverse les différentes couches de matériaux III-V depuis le contact métallique N situé à la surface de la couche InP dopée N, juste au-dessus de la couche de collage avec le substrat silicium, jusqu'au contact P au sommet du ruban (voir Figure III-8, section III.2.1). La grande majorité de la chaleur générée au passage du courant est localisée au niveau de cette zone de contact entre le plot métallique N et la semelle InP N car c'est là que la structure présente la plus grande résistance locale compte tenu de la faible épaisseur de cette couche de conduction et de la densité de courant dans cette section. Le dépôt de la couche métallique ($\approx 250\text{nm}$) par évaporation entraîne parfois des amincissements localisés de cette couche par effet d'ombrage. Cet amincissement peut entraîner une augmentation importante de la densité volumique de puissance dissipée au niveau de ce contact métallique, et provoquer son échauffement, notamment au niveau des flancs du contact N ou des flancs du ruban III-V.

Dans le cas des lasers InP classiques, la semelle de contact InP N est commune avec le substrat InP massif, ce qui de fait diminue la densité volumique de puissance dissipée dans cette couche plus épaisse. De plus, pour ces lasers, la plus grande partie de la chaleur générée au passage du courant peut être évacuée directement dans le substrat InP massif qui possède une bonne conductivité thermique ($0,68 \text{ W}\cdot\text{cm}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$), contrairement à nos lasers hybrides III-V sur silicium, pour lesquels la couche de collage en oxyde de silicium forme un écran à la diffusion de cette chaleur vers le substrat SOI.

Des observations en caméra infrarouge comme celle présentée par la Figure III-15 nous permettent de vérifier cette hypothèse et d'estimer la température atteinte aux alentours directs du composant.

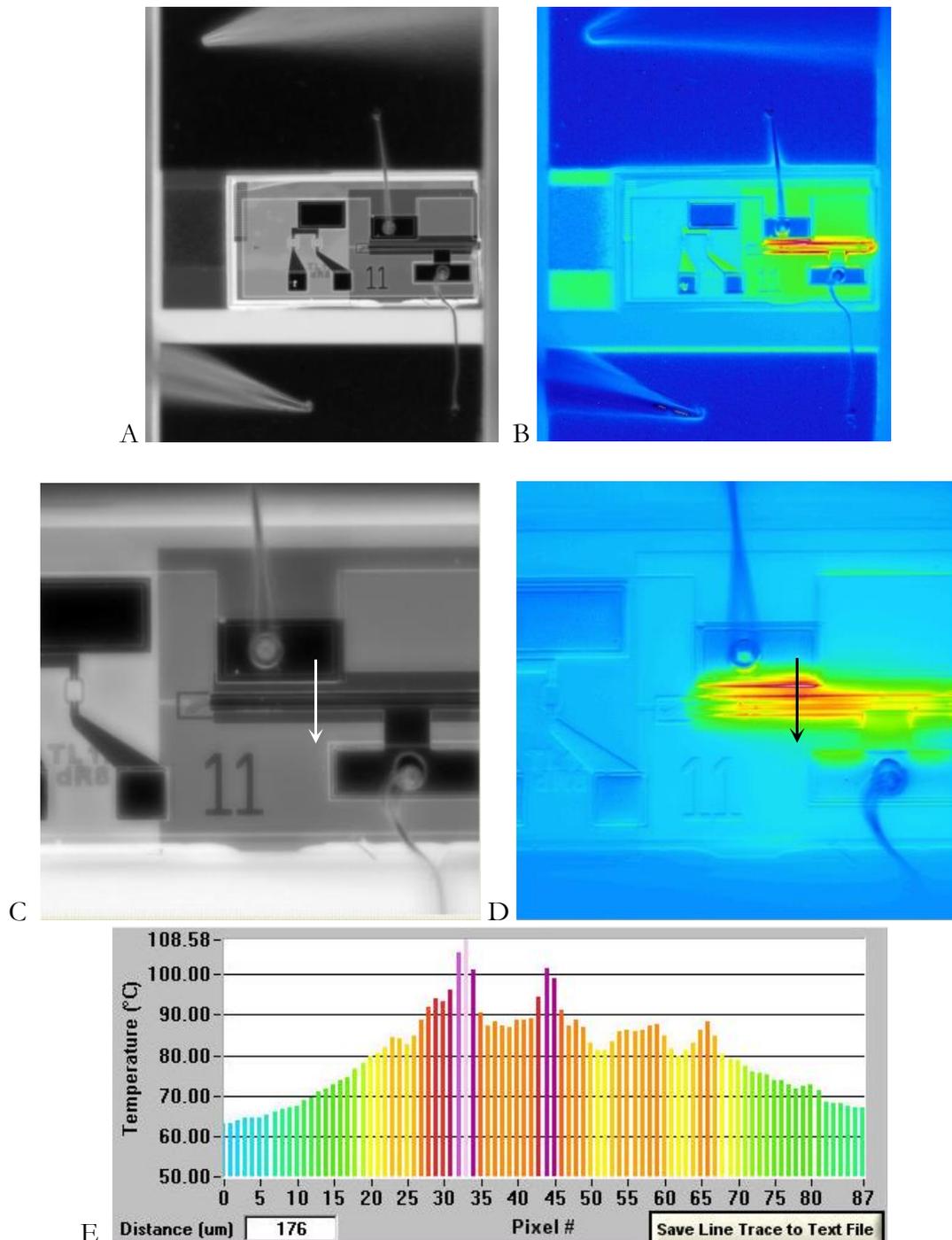


Figure III-15 Photographie en microscopie visible (A) et infrarouge (B) d'un laser accordable hybride monté sur embase, en fonctionnement à 50°C avec 250mW de puissance électrique injectée ; Vue rapprochée en microscopie visible (C) et infrarouge (D) de la zone active du laser à 50°C et 700mW de puissance injectée ; Profil de température (E) en coupe tracé le long de la flèche noire.

Ces observations confirment la localisation de l'échauffement au niveau du contact N, avec une élévation de 50°C par rapport à la température de l'embase (50°C), pour atteindre 100°C.

Par ailleurs, un modèle de simulation thermique a été développé par nos partenaires de Bell Labs Irlande à partir des caractérisations de nos lasers, en utilisant le modèle de la source de chaleur (150mW) localisée au niveau des puits quantiques et la conductivité thermique des différents matériaux. Ce modèle ne tient pas compte de l'échauffement par effet Joule provoqué par la résistance de ces matériaux. Nous pouvons alors observer la Figure III-16 qui représente le profil thermique de la coupe transversale d'un guide hybride III-V sur Si, calculé à partir de ce modèle. Sans paramètres résistifs, la valeur absolue de l'élévation de température n'est pas fiable, mais le profil de diffusion de cette énergie est correct, et nous indique que la chaleur générée au niveau des puits quantiques franchit difficilement la couche d'oxyde de collage, et aucune

élévation de température ne dépasse la couche d'oxyde enterrée (Box) pour atteindre le substrat SOI.

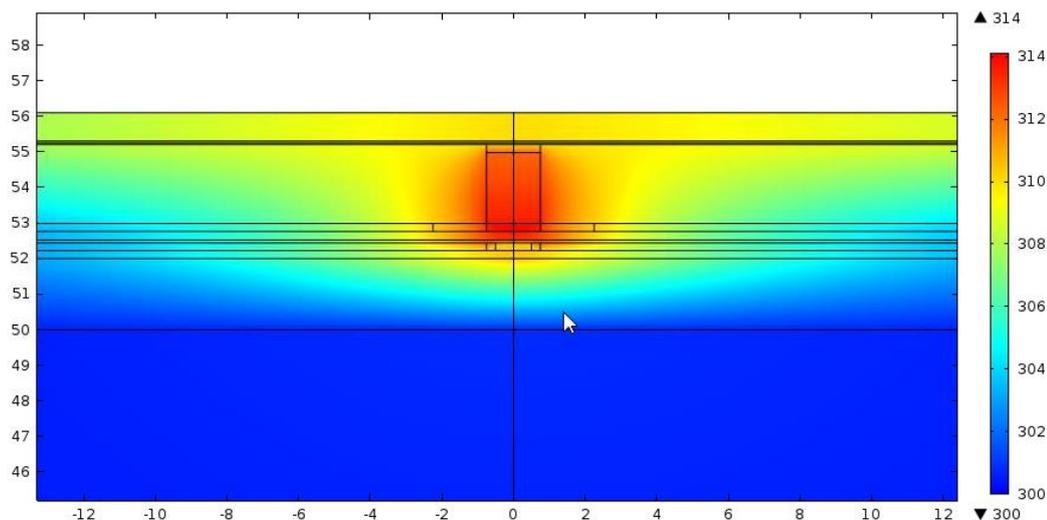


Figure III-16 Simulation de l'élévation de température le long du profil de la section active d'un laser hybride III-V sur silicium.

Cette quantité importante d'énergie thermique doit alors être évacuée au maximum afin de prévenir tout phénomène de dégradation de la structure, soit par déformation/décollement des couches d'encapsulation, soit par fusion de l'une ou l'autre des pistes métalliques d'alimentation, qui mèneraient inévitablement à la destruction du composant.

Le silicium cristallin dispose d'une très bonne conductivité thermique ($1,3 \text{ W.cm}^{-1}.\text{K}^{-1}$) qui le rendrait à même d'évacuer efficacement la chaleur générée par nos composants. Cependant, comme nous venons de le voir, la couche de collage en oxyde de silicium située entre ces deux zones ainsi que la couche d'oxyde enterrée (Box) font écran à la diffusion de cette chaleur vers le silicium massif.

Cet écrantage vient s'ajouter à celui induit par la présence d'un super réseau de couche épitaxiale en InGaAsP/InP type N au niveau du buffer de croissance de la plaque III-V. Ce réseau a pour objectif de canaliser les tensions mécaniques résiduelles consécutives au collage en évitant la relaxation de ces contraintes au niveau de l'interface de collage, ce qui conduirait à une dégradation du composant et compromettrait sa durée de vie (101). Il a cependant été montré que ce type de super-réseau présente une résistance thermique nettement plus élevée que celle du matériau massif (102).

Quoi qu'il en soit, l'élévation de température subie par le composant au cours de son fonctionnement n'est pas évitable en l'état actuel de la structure. C'est donc la qualité des matériaux et de la réalisation de la zone active qui doit permettre au composant de fonctionner durant une longue période sans voir ses caractéristiques dégradées. Certaines améliorations au niveau des matériaux d'encapsulation ou de la configuration des pistes métalliques peuvent être envisagées en vue de favoriser la circulation du courant (épaissement des pistes métalliques), la dissipation thermique à proximité du ruban (matériau d'encapsulation à grande conductivité thermique type AlN (103; 104), ou pont thermique vers le silicium (105)), et enfin l'échange thermique avec l'environnement direct du composant, comme par exemple son embase lors d'un montage en module.

Cette embase est le plus souvent régulée en température par l'intermédiaire d'un refroidisseur thermoélectrique à effet Peltier (TEC), mais le fonctionnement du composant est dès lors considéré comme de type « refroidi » en permanence, ce qui pour certaines applications au sein des réseaux télécoms peut poser des problèmes de consommation électrique au niveau du module.

Dans l'absolu, les composants destinés à équiper les terminaux clients en sources accordables ou les datacenters devraient dans l'idéal pouvoir fonctionner de manière « non refroidi » (uncooled) pour minimiser la consommation énergétique totale (C) d'une installation.

Cependant, pour ce qui concerne les lasers accordables, une régulation en température précise et localisée à proximité du composant est particulièrement nécessaire si l'on souhaite conserver une bonne précision au niveau de la longueur d'onde d'émission du dispositif. Le maintien du composant à une température proche de 20°C (air ambiant) requerrait une puissance électrique de régulation trop importante pour être compatible avec les objectifs de faible consommation voulus par les acteurs du marché. Dès lors, un consensus semble se dessiner pour établir la température de fonctionnement des lasers accordables autour de 40°C, ce qui constituerait un compromis acceptable entre consommation du refroidissement et durée de vie totale du composant. La Figure III-17 rapporte la consommation totale à la prise du module d'un laser accordable hybride III-V sur silicium à double résonateurs en anneaux, pour trois valeurs de température de régulation. Quatre configurations de fonctionnement sont explorées, soit de gauche à droite sans alimenter ni le laser ni les chaufferettes des résonateurs (heaters)(1), en alimentant uniquement le laser (2), en alimentant le laser et une seule chaufferette (3), et enfin en alimentant la totalité des composants du circuits (laser + 2 chaufferettes) (4). Dans le cas n°4, soit un module intégralement alimenté, nous pouvons remarquer que la puissance totale nécessaire à ce mode de fonctionnement est drastiquement réduite dès lors que l'on fixe la température de régulation imposée par le TEC intégré au module à 45°C au lieu de 25°C (respectivement 1,25mW contre 4,5mW, soit une réduction de 70%).

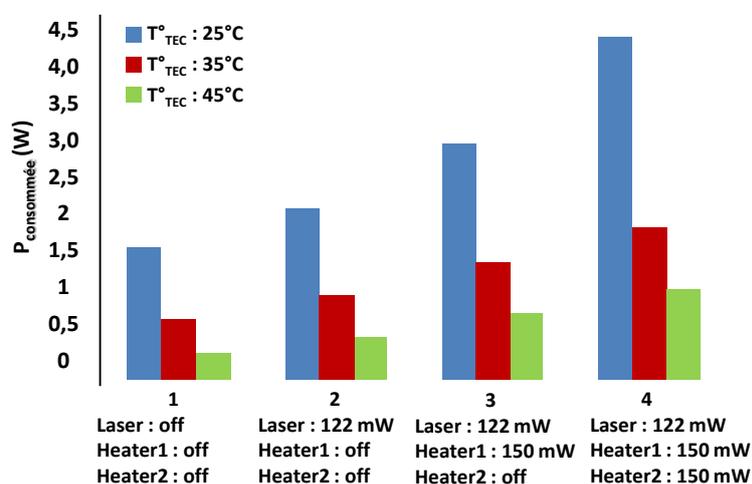


Figure III-17 Puissance électrique totale consommée par un module opérationnel de laser accordable hybride, selon la température de régulation du composant et la puissance électrique injectée sur le laser et les deux chaufferettes.

Bien que l'élévation de la température de fonctionnement permette de réduire la consommation électrique, il nous faut quand même vérifier que nos composants hybrides sont capables de supporter une température de régulation plus élevée. Les mesures suivantes du comportement P(I) courant-puissance d'un laser Fabry-Pérot selon la température de la platine de test vont dans le sens d'une bonne robustesse de ces composants. Le fonctionnement sous des courants continus (CW) est illustré par la courbe P(I) de la vignette gauche de la Figure III-18 pour des températures jusqu'à 80°C. Cette température correspond à celle relevée par la sonde incluse dans la platine de test, et diffère donc de la température locale réellement atteinte au cœur du composant. Le montage d'une sonde à proximité immédiate du composant nous permettra à l'avenir d'évaluer plus précisément la température qui règne au niveau de la structure active.

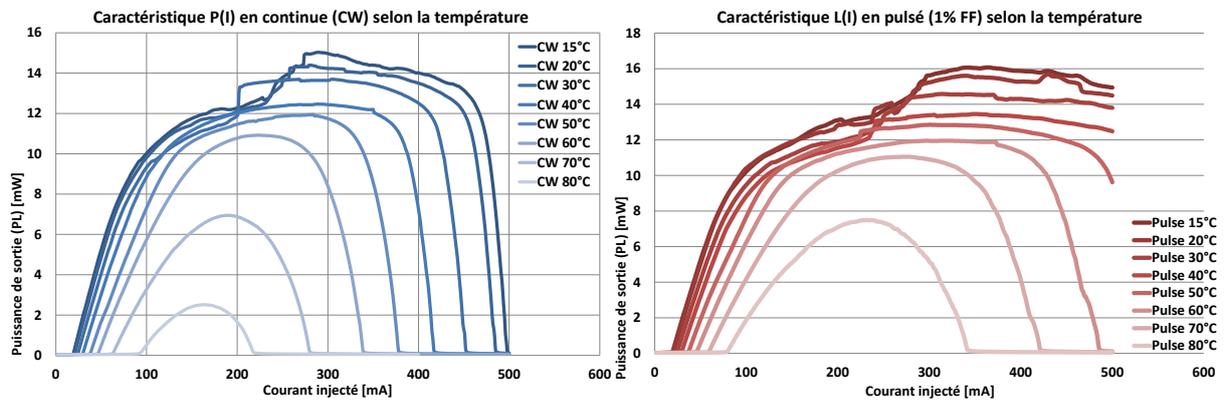


Figure III-18 Courbes des caractéristiques P(I) d'un laser hybride Fabry-Pérot selon la température de régulation du support.

On peut ainsi remarquer en premier que le composant présente la même forme de caractéristique de 15°C à 80°C, ce qui indique qu'aucun mécanisme parasite ne vient perturber son fonctionnement, en dehors de la variation attendue des paramètres physiques tels que son courant de seuil et la puissance maximale en sortie. En effet, l'élévation de température suscitée par le phénomène d'auto échauffement de la diode entraîne une diminution de l'efficacité de l'émission laser de celle-ci (rendement différentiel externe), ce qui s'observe notamment par un affaiblissement de la pente des courbes P(I) en régime linéaire au-dessus du seuil, ainsi que par une saturation de la puissance de sortie (roll-over thermique) qui intervient pour des courants d'autant plus faibles que la température initiale est élevée. D'autre part, on observe que la diminution de la puissance émise n'est que d'1 dB pour une élévation de la température de 20°C à 50°C, ce qui est tout à fait acceptable pour nombre d'applications.

La vignette droite de la Figure III-18 présente les mêmes caractéristiques de fonctionnement du laser jusqu'à 80°C, mais en régime d'alimentation pulsée. Le facteur de remplissage (FF, pour Filling Factor) est alors de 1%, ce qui correspond à des créneaux de courants de 10µs séparés de 1ms. Cette valeur satisfaisante du facteur de remplissage a été expérimentalement déterminée, comme le montrent les courbes de la Figure III-19. Les courbes pointillées représentent les caractéristiques P(I) du laser à température fixe (20°C) pour différents facteurs de remplissage du signal d'alimentation pulsé. Nous remarquons alors que le comportement le plus stable au-delà du seuil, et dénué de saturation par effet thermique, est obtenu pour un facteur de remplissage de 1% (10µs/1ms).

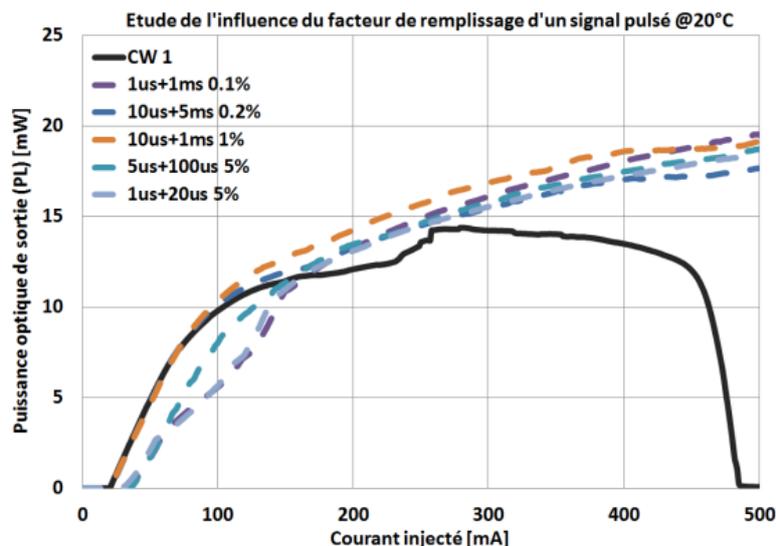


Figure III-19 Modification de la caractéristique L(I) d'un laser FP hybride en fonctionnement pulsé en fonction du facteur de remplissage du signal périodique d'alimentation.

Le fonctionnement en régime impulsif permet de limiter les phénomènes d'auto échauffement de la diode et de limiter la température maximale atteinte au niveau de la zone

active. Nous pouvons ainsi constater que la puissance maximale atteignable en sortie a augmenté d'environ 2mW par rapport au régime continu, pour un même courant injecté. D'autre part, en régime impulsif, la saturation en puissance intervient également pour des puissances injectées plus élevées. La mesure des paramètres intrinsèques des matériaux de la zone active est donc favorisée lors des mesures en régime pulsé. A noter qu'il n'est pas possible de mesurer la puissance optique de sortie en régime pulsé en utilisant un puissance-mètre conventionnel, du fait de l'intégration temporelle de sa mesure par rapport à la durée effective des pulses lumineux émis. Ainsi le dispositif employé est une photodiode large couplée à un boîtier synchronisé avec la source de courant pour ne tenir compte de la puissance reçue que pour les temps où un pulse électrique est effectivement injecté.

D'autre part la sonde thermique n'est pas localisée à proximité directe du composant, ce qui induit une erreur quant à la valeur absolue de la température atteinte réellement au niveau du composant en fonctionnement. La mise en évidence de cette erreur n'est possible qu'en recourant à un laser étalon ainsi qu'un banc spécifique à cet usage. Cependant le comportement relatif en fonction de l'accroissement de la température est toujours valide. Par ailleurs, une diminution de la résistance du composant, à la fois au niveau des contacts d'injection ainsi que de la zone active permettrait d'augmenter la puissance de sortie sans échauffement supplémentaire, et ainsi accroître la durée de vie potentielle des composants.

En effet, si la résistance est diminuée, une même densité de courant injectée ne provoquera alors qu'un échauffement réduit, ce qui ralentira le processus de vieillissement de la jonction et du dispositif, augmentant ainsi la durée moyenne avant dégradation (MTBF, pour Mean Time Before Failure). Cette conséquence du comportement thermique de ces composants s'appuie sur le modèle communément employé dans l'industrie pour le calcul des durées de vie de composants, basé sur la loi d'Arrhenius, tel que :

$$t_f = A \exp\left(\frac{e_A}{kT}\right)$$

Eq. III-5

où t_f correspond au temps avant apparition d'un défaut de fonctionnement (time to failure) en heures, A est un facteur d'échelle, e_A représente l'énergie d'activation du mécanisme responsable de la dégradation du composant, k est la constante de Boltzmann et T la température de fonctionnement. Une diminution de la température de fonctionnement est donc extrêmement favorable pour accroître la durée de vie des lasers hybrides III-V/Si. (106)

III.2.5. Températures caractéristiques T_0 et T_1

La température caractéristique T_0 traduit l'élévation du courant de seuil d'un laser en fonction de sa température $I_{th}(T)$ selon un modèle empirique à partir de I_0 le courant de seuil extrapolé à T_0 , tel que :

$$I_{th}(T) = I_0 \exp\left(\frac{T}{T_0}\right)$$

Eq. III-6

Cette variation du courant de seuil peut s'expliquer par le fait que les pertes internes ainsi que le taux de recombinaison augmentent avec la température, alors que le gain différentiel diminue avec celle-ci. De plus, la température T_1 caractérise la variation du rendement différentiel externe, tel que (107) :

$$\eta_{ext} = \eta_0 \exp\left(-\frac{T}{T_1}\right)$$

Eq. III-7

Il est ainsi possible de déterminer les valeurs caractéristiques T_0 et T_1 pour nos composants hybrides, à ceci près que la structure épitaxiale de chaque plaque diffère soit par sa composition (Puits InAlGaP ou InAlGaAs), sa méthode de croissance (MBE ou MOVPE) et la longueur d'onde de sa photoluminescence (centrage de la bande de gain). Cependant sur une même plaque, seule la résistance électrique du ruban ou l'épaisseur de l'oxyde de collage peut varier d'une zone à l'autre, que ce soit pour les lasers, SOAs ou MEAs.

La détermination expérimentale ici rapportée concerne une structure quantique produite par MBE incluant 6 puits quantiques à base d'InGaAsP. Les courbes de la Figure III-20a sont tracées à partir des résultats extraits de la Figure III-18. Elles représentent l'évolution du courant de seuil du laser et du rendement externe en fonction de la température en régime de fonctionnement continu. Les courbe de droite (b) figurent les régressions linéaires issues de ces mêmes résultats.

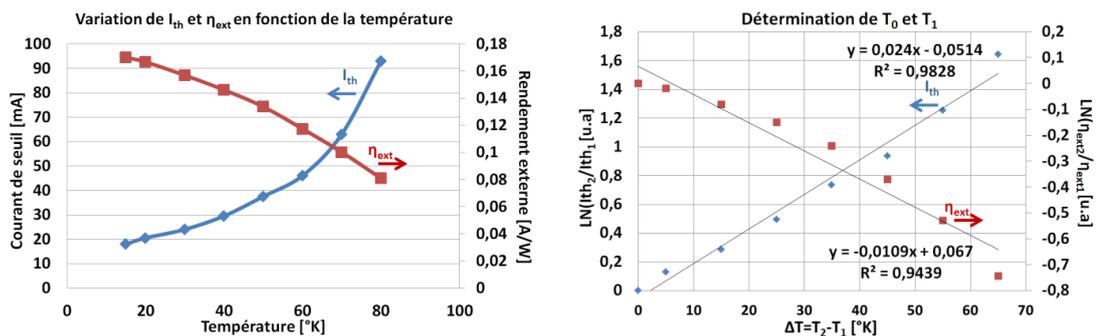


Figure III-20 a) Courbes d'évolution du courant de seuil et du rendement externe avec la température. b) Détermination des caractéristiques T_0 et T_1 de la structure laser à partir des régressions linéaires des données de la Figure III-18.

Dans un premier temps nous pouvons vérifier la variation exponentielle du courant de seuil avec l'augmentation de la température. La décroissance du rendement différentiel externe est quant à elle plus faible, ce qui pourrait indiquer que la structure quantique en présence dans nos composants est faiblement affectée par l'élévation du champ électrique interne (peu de pertes supplémentaires). La Figure III-20b représente les variations linéaires respectivement de $\ln \frac{I_{th2}}{I_{th1}}$ et de $\ln \frac{\eta_{ext2}}{\eta_{ext1}}$, dont l'inverse des pentes nous permet d'obtenir respectivement les valeurs de T_0 et T_1 . (108)

Pour cette structure nous obtenons, pour deux composants strictement identiques de la même plaque, une valeur de 41,6°K et 55,5°K pour T_0 , soit une valeur moyenne de 48,5°K. Cette valeur est très correcte pour un laser hybride III-V, et ne semble pas rédhibitoire à un bon comportement du composant lors de l'élévation de la température, bien qu'elle traduise une certaine propension de la structure à élever son courant de seuil laser avec la température.

En ce qui concerne T_1 , nous calculons respectivement 91,8°K et 133,6°K pour ces mêmes deux structures, pour une moyenne de 113°K, très proche des 100°K typiquement retenue comme satisfaisant pour ce type de composant.

La structure épitaxiale employé pour la réalisation de nos lasers accordables est donc d'une qualité très appréciable d'un point de vue thermique. D'autre part, l'hybridation III-V sur silicium de façon significative le comportement thermique des lasers utilisant ce type de structure

D'autre part, pour nos lasers accordables hybrides basés sur des structures épitaxiales à puits quantiques InGaAsAl (voir Figure III-9, section III.2.1), nous avons calculé une température caractéristique T_0 d'une valeur d'environ 90°K à partir des composants qui ont servis à la création des modules de démonstration évoqués en section III.4.1.

L'histogramme de la Figure III-21 répertorie les résultats de T_0 rapportés ou extrapolés à partir des publications des différents laboratoires ou entreprises travaillant sur l'intégration III-V sur silicium et sur lasers III-V classiques. Cette figure nous permet de comparer nos résultats avec

les autres valeurs T_0 obtenues pour des structures de laser à ruban basés sur des matériaux épitaxiaux différents et produits par d'autres acteurs sur des substrats InP ou Si. [(109; 110)]

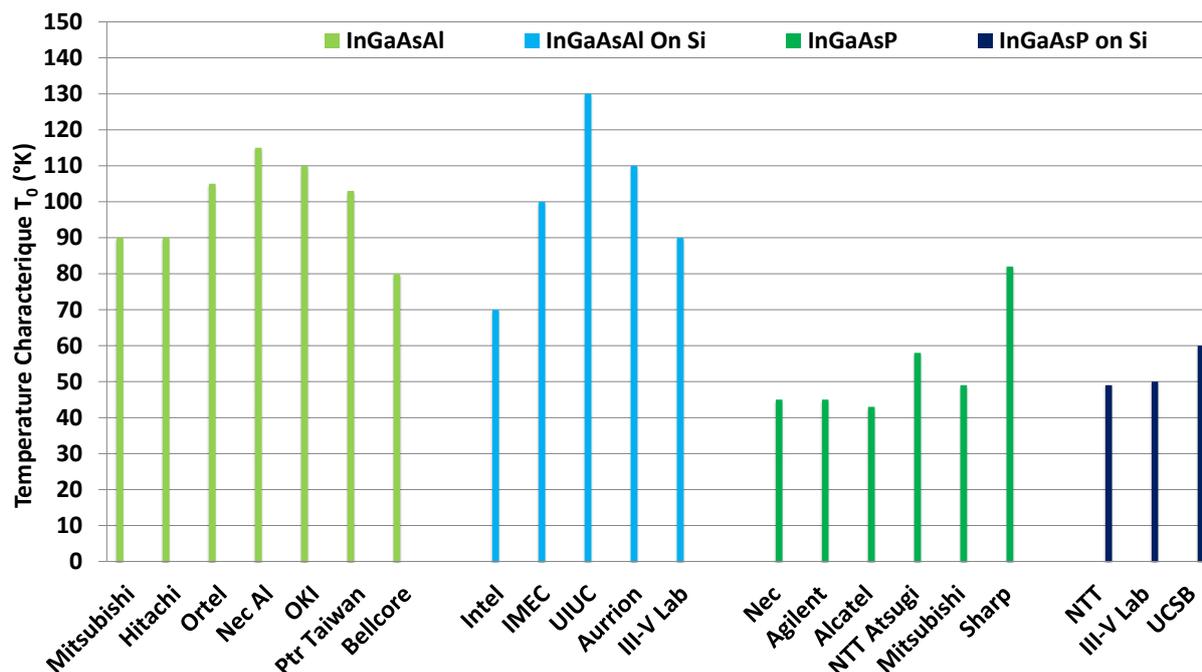


Figure III-21 Graphique comparatif des caractéristiques T_0 des lasers produits en industrie, selon le matériau épitaxial de la zone active.

Nous pouvons constater que les valeurs de températures caractéristiques obtenues pour nos deux types de structures hybrides (InGaAsAl/Si et InGaAsP/Si) se positionnent bien au regard des autres performances relevées dans ce domaine.

III.2.6. Résistance thermique

Par ailleurs, la structure active du laser présente une résistance thermique qui traduit sa propension à s'échauffer sous l'action du courant injecté. Pour déterminer l'élévation de température consécutive à l'injection d'une puissance électrique, nous prenons comme indicateur la longueur d'onde, qui est directement influencée par la température de la zone active. D'une part, la déviation en longueur d'onde est mesurée en fonction de la température de la platine de test, dans l'hypothèse où cette température correspond bien à celle effective au niveau de la zone active. Pour cela, le laser est mis en marche en mode pulsé, de façon à ce que l'espacement des pulses de puissance injectés nous permette de considérer l'auto-échauffement global de la zone active comme négligeable par rapport à la température du support. Le taux de remplissage du signal injecté au laser est pour cela choisi le plus faible possible, pour que cette hypothèse soit validée expérimentalement. Nous obtenons ainsi la variation de la longueur d'onde de sortie du laser uniquement en fonction de la température du montage $\frac{\Delta\lambda_{pulsé}}{\Delta T_{pulsé}}$. D'autre part, nous fixons la température de la platine et injectons en mode continu de la puissance au laser. Nous mesurons ensuite la déviation en longueur d'onde consécutive à cette injection de puissance et l'échauffement qui en découle $\left(\frac{\Delta\lambda_{CW}}{\Delta P_{CW}}\right)$ pour cette température de départ donnée. Il est dès lors possible de déterminer la résistance thermique de la structure en $^{\circ}\text{K}/\text{W}$ de puissance injectée, à partir des pentes des régressions linéaires issues de ces deux mesures, respectivement présentées par les Figure III-22a et Figure III-22b, à partir de l'équation (105) :

$$R_{th} = \frac{\Delta\lambda_{CW}}{\Delta P_{CW}} / \frac{\Delta\lambda_{pulsé}}{\Delta T_{pulsé}}$$

Eq. III-8

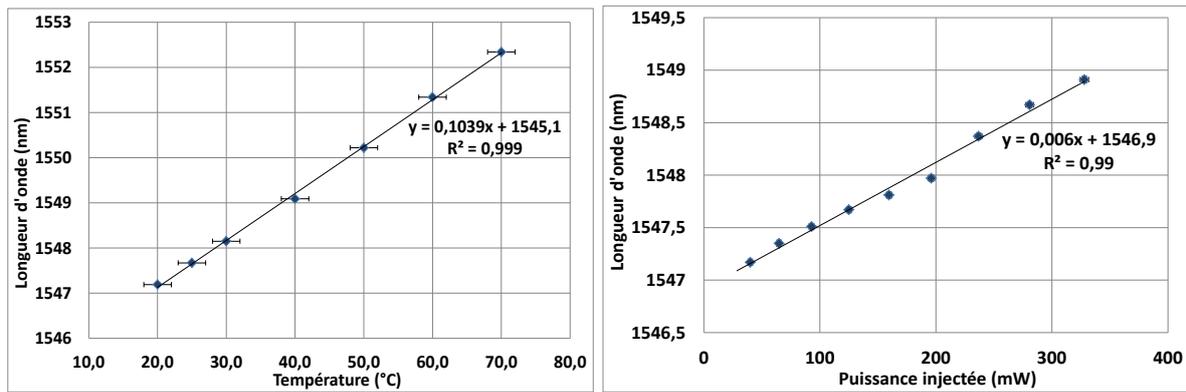


Figure III-22 Variation de la longueur d'onde centrale de la raie laser en fonction de la température du composant et de la puissance électrique injectée.

Précisons que dans ce cas la mesure a été réalisée à partir d'un laser DFB hybride, de façon à pouvoir mesurer précisément l'évolution de la longueur d'onde du mode laser en fonction de la température à partir du déplacement de la raie laser. En effet dans le cas d'un laser DFB, le spectre ne présente qu'une raie principale bien définie, contrairement au laser FP dans lequel se trouve un grand nombre de raies laser. La mesure peut toutefois être réalisée de la même façon en suivant l'évolution d'un de ces modes FP en particulier. Au contraire, dans le cas d'un laser accordable, le suivi rigoureux de l'évolution de la raie d'émission laser risque d'être affecté par les effets de filtrage ajoutés par les résonateurs en anneaux.

La valeur expérimentale de résistance thermique pour un composant à structure épitaxiale de 6 puits quantiques InAlGaAs, un ruban de 2µm de large et une longueur de section active de 400µm est de 60,8 °K/W sur la moyenne des mesures, avec un écart-type de 3,6 °K/W.

Une autre mesure réalisée sur le même type de composant mais issue d'une cellule située en bords de plaque, a aboutie à une valeur de résistance thermique de 87,6 °K/W avec un écart-type de 4,1 °K/W. L'importance de cet écart est à mettre en relation avec la variabilité connue de l'épaisseur de la couche d'oxyde de collage entre la plaque III-V et le substrat SOI. Cette épaisseur, en plus des autres variations technologiques non mesurables, est particulièrement importante dans le processus de diffusion de la chaleur générée au niveau de la couche active et des contacts électriques (voir section III.2.4), ce qui peut expliquer une inhomogénéité de la résistance thermique globale des composants en fonction de leur localisation sur la plaque.

III.2.7. Résonateurs en anneaux

Les résonateurs en anneaux sont des structures passives contrôlables en température formées par les guides silicium de propagation au sein de la cavité laser. Le couplage de la puissance incidente vers l'intérieur de la cavité résonante se fait par l'intermédiaire d'un coupleur directionnel dont le coefficient de couplage conditionne directement les caractéristiques de la fonction de transfert périodique du résonateur. Il se comporte en effet comme un filtre passe-bande, de la même façon qu'un résonateur Fabry-Pérot. L'analogie avec un résonateur FP est illustrée par la Figure III-23. Le coefficient de couplage du coupleur directionnel d'entrée vers le résonateur peut être assimilé au coefficient de réflexion d'un miroir d'une cavité FP.

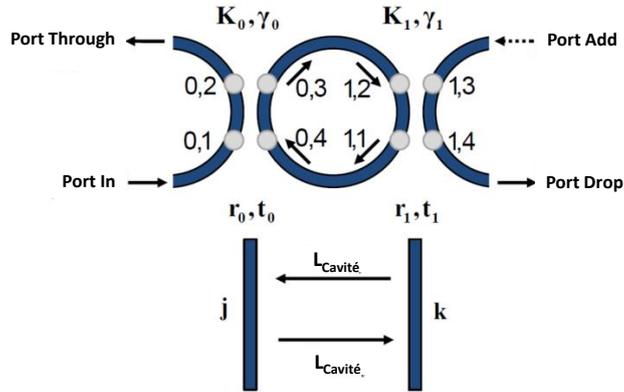


Figure III-23 Illustration du principe de couplage et de résonance au sein d'un résonateur en anneau, et analogie avec un résonateur Fabry-Pérot.

La fonction de transfert de chaque résonateur en anneau étant périodique, il n'y a pas véritablement de longueur d'onde « centrale », mais plutôt une longueur d'onde de résonance « centrée » dans notre fenêtre d'intérêt. La superposition de cette fonction au spectre Fabry-Pérot issue d'une cavité laser résonante classique a pour effet de filtrer le spectre, pour n'autoriser une transparence périodique que vis-à-vis de certaines raies FP. L'espacement des raies FP est évidemment fixé par les conditions de rebouclage en phase imposées par la longueur de la cavité (voir Annexe E). Ce phénomène de filtrage est illustré par la Figure III-24.

Ainsi, la différence de gain expérimentée par deux raies FP, qui ne seraient pas positionnées de la même façon par rapport au centre de la fenêtre de transparence du filtre ($\lambda_{R(0)}$, $\lambda_{R(1)}$), induit une sélection des raies qui peuvent effectivement persister dans la cavité. Cet effet n'est possible que lorsque ce filtre est directement implanté dans la cavité laser, les allers-retours successifs des modes se chargeant d'exacerber une différence de gain même faible, pour ne permettre l'établissement in-fine que d'un seul mode par fenêtre de transparence et un fonctionnement monomode à la longueur d'onde λ_L .

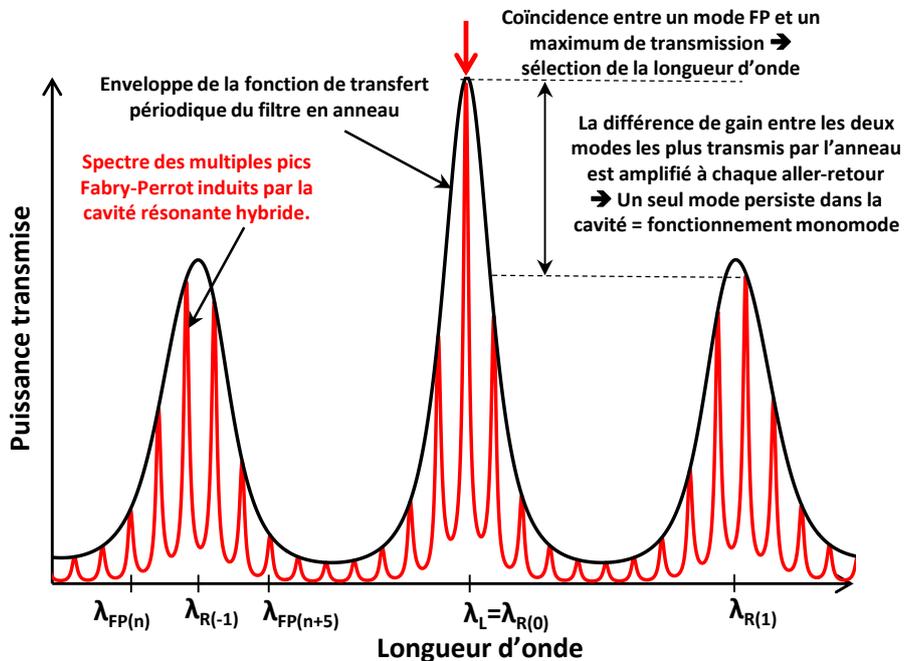


Figure III-24 Superposition des raies du spectre Fabry-Pérot et de la fonction de filtrage des résonateurs en anneaux.

Dans le cas de nos lasers accordables, une résistance chauffante est ajoutée à proximité directe de l'anneau résonateur à partir de deux contacts métalliques et d'une ligne plane métallique qui suit le tracé du guide silicium sous-jacent. Cette chaufferette autorise une légère variation par effet thermique de l'indice optique effectif n_{eff} au sein de l'anneau. Il devient alors possible de modifier la longueur d'onde de résonance centrale de l'anneau, et décaler sa fonction

de transfert par rapport à l'ensemble des modes Fabry-Pérot. Cette variabilité est exprimée selon l'équation :

$$\frac{\delta\lambda}{\lambda_0} = \frac{\Delta n_{eff}}{n_{eff}}$$

Eq. III-9

Avec $\delta\lambda$ qui représente l'accordabilité en longueur d'onde par rapport à la longueur de résonance λ_0 pour une variation de l'indice optique effectif Δn_{eff} avec

$$\lambda = \frac{n_{eff}L}{q}$$

Eq. III-10

q étant un nombre entier traduisant la périodicité de la fonction de transfert, et L la longueur du résonateur. La variation de l'indice optique effectif en fonction de la température est quant à elle donnée par l'équation

$$\Delta n_{eff} = \Gamma_{Si} \frac{\delta n_{Si}}{\delta T} \Delta T + \Gamma_{SiO2} \frac{\delta n_{SiO2}}{\delta T} \Delta T$$

Eq. III-11

Où Γ_{Si} et Γ_{SiO2} représentent le confinement du mode respectivement dans la couche silicium et dans la couche d'oxyde. Il est ainsi possible d'accorder finement la longueur d'onde de sortie dans une plage restreinte (environ 10nm), et cette variation est linéaire avec la puissance électrique injectée sur la chaufferette, comme l'illustre la Figure III-25.

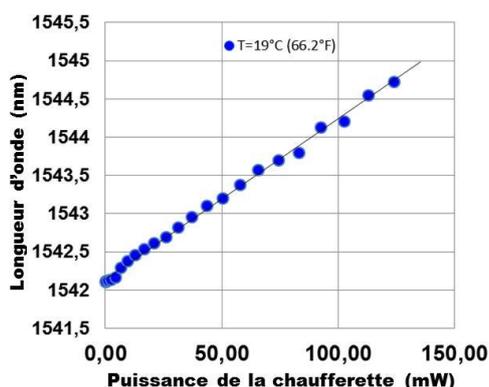


Figure III-25 Evolution de la longueur d'onde de sortie d'un laser hybride mono-anneau en fonction de la puissance de chauffe.

Par ailleurs, comme pour un résonateur Fabry-Pérot, la période entre les fréquences lasers qui peuvent exister au sein de la cavité du laser accordable hybride est imposée par les dimensions de celle-ci, selon l'équation :

$$\nu_q = q \cdot \frac{c}{nL}$$

Eq. III-12

qui nous donne l'écartement fréquentiel des modes Fabry-Pérot longitudinaux d'ordre n . De plus, la périodicité en longueur d'onde de la fonction de transfert d'un résonateur en anneau, ou intervalle spectral libre (ISL), s'écrit de la façon suivante à partir de l'indice de groupe du mode (n_g) :

$$ISL_\lambda = \frac{\lambda^2}{n_g L}$$

Eq. III-13

Il est alors possible d'exploiter une fenêtre de transparence située à un intervalle spectral libre de distance de la longueur d'onde de résonance initiale, en décalant légèrement l'ensemble des raies FP du laser de façon à les faire concorder avec le centre de cet autre fenêtre de transparence. Une étendue d'accordabilité en longueur d'onde $\approx 15\text{nm}$ est ainsi atteignable. Ce fonctionnement est illustré par la Figure III-26, qui rapporte les longueurs d'ondes d'émission d'un laser accordable à simple anneau, selon la puissance électrique appliquée à la chaufferette. Le décalage progressif de la longueur d'onde se fait par paliers discrets, séparés de 3nm , ce qui correspond à l'intervalle spectral libre du résonateur.

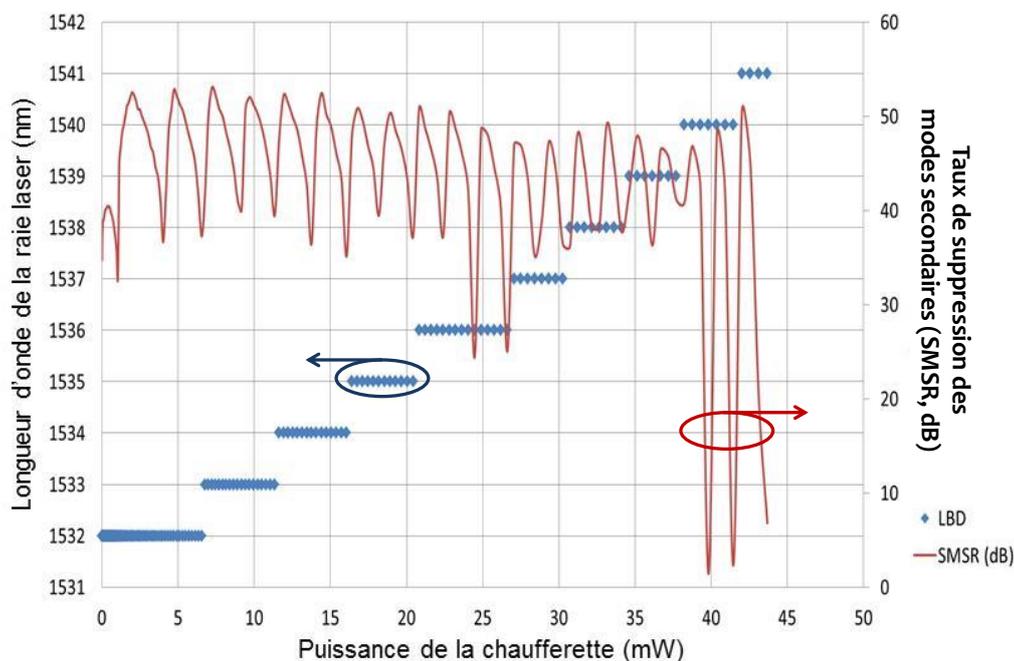


Figure III-26 Exemple d'accordabilité en longueur d'onde d'un laser accordable mono-anneau hybride en III-V sur silicium, avec superposition du taux d'extinction des modes secondaires en fonction du courant injecté dans les chaufferettes des résonateurs en anneaux.

Bien que cette technique permette effectivement d'accorder la longueur d'onde émise à la sortie du laser, dans la limite de la périodicité fréquentielle du filtre imposée par ses dimensions et la capacité de chauffe de la chaufferette, cette plage d'accordabilité reste relativement réduite car limitée par les possibilités technologiques de fabrication de ces guides silicium et de ces chaufferettes à notre disposition.

Pourtant il est possible d'atteindre des accordabilités bien plus étendues, en ayant recours au principe de sélection des longueurs d'onde basé sur l'effet Vernier. Ainsi, en intégrant deux résonateurs en anneaux de dimensions légèrement différentes au sein de la cavité laser, nous combinons deux fonctions de transfert périodique, similaires mais non-identiques, ce qui permet de tirer avantage des concordances qui s'établissent entre elles sur des intervalles spectraux libres plus grands. En contrôlant thermiquement chaque anneau, les pics de transmission des deux fonctions de transfert sont ajustés pour coïncider à une longueur d'onde voulue, en fixant la fenêtre de transmission pour l'émission laser. La légère différence d'intervalle spectral libre entre les deux fonctions reporte leur prochaine coïncidence à plusieurs périodes de part et d'autre de la longueur d'onde sélectionnée. La différence de gain avec les modes atténués transmis au travers des autres fenêtres, formées par les pics de transmission non parfaitement superposés, est suffisante pour favoriser l'émission d'un unique mode après plusieurs aller-retour. Ces mécanismes sont illustrés par la Figure III-27, en présentant le détail de la superposition des fonctions de transfert des résonateurs en anneaux (en haut), ainsi que le décalage de la longueur d'onde transmise par action thermique sur un des anneaux. L'amplitude de la gamme spectrale est ainsi de plusieurs fois l'ISL de chaque résonateur.

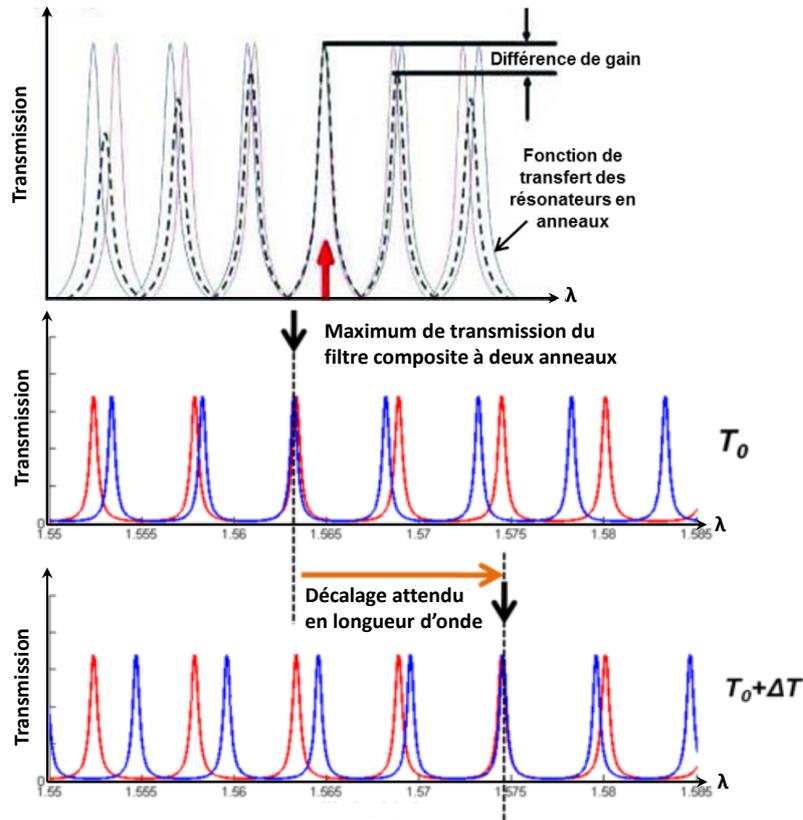


Figure III-27 Illustration du principe de l'effet Vernier pour l'accordabilité et la sélection en longueur d'onde de la raie laser.

Il est alors possible de calculer, à partir de l'équation Eq. III-14, l'intervalle fréquentiel composite du filtre à double anneaux qui correspond à l'étendue d'accordabilité maximale atteignable.

$$\Delta\nu_{\text{Filtre}} = ISL_{RR}[\text{Hz}] = \frac{(ISL_{R1}ISL_{R2})}{(ISL_{R2} - ISL_{R1})}$$

Eq. III-14

ISL_{R1} et ISL_{R2} correspondent à l'intervalle fréquentiel libre en fréquence respectivement des résonateurs 1 et 2. L'étendue spectrale exploitable pour accorder la longueur d'onde du laser est alors donnée par :

$$\Delta\lambda_{\text{Filtre}} = ISL_{RR}[\text{m}] = \frac{c\Delta\nu_{\text{Filtre}}}{\lambda^2}$$

Eq. III-15

On s'attache à construire les résonateurs en anneaux selon un compromis entre la précision du pas du vernier que l'on souhaite obtenir au sein de notre fenêtre d'intérêt, la largeur de la plage d'accordabilité totale voulue, tout en veillant à ce que les concordances multiples ne puissent pas intervenir au sein de cette même fenêtre. Un filtrage précis est alors conçu de façon à ce qu'une seule et unique concordance parfaite entre les deux filtres ne puisse intervenir dans la bande de gain de la structure III-V ($\Delta\lambda_{\text{Filtre}} < \Delta\lambda_{\text{GainIII-V}}$). Pour s'assurer une bonne sélectivité de la longueur d'onde et un bon taux de suppression des modes secondaires, il faut veiller à éloigner les autres coïncidences des fonctions de transfert au-delà de la bande d'amplification, en élargissant la période du filtre composite. La différence entre les ISLs respectifs des deux résonateurs est alors le paramètre qui détermine l'intervalle spectral entre deux concordances de transparence, qui peut atteindre 100nm et plus.

On peut également définir les paramètres S et T du coupleur directionnel de chaque côté du résonateur en anneau (hypothèse des coupleurs/miroirs symétriques) :

$$s = \sqrt{1 - t^2} \text{ en amplitude, soit } S = 1 - T \text{ en intensité,}$$

Eq. III-16

où s est le coefficient de couplage de la puissance optique du guide d'entrée vers le résonateur, et t le coefficient de transmission du coupleur. La largeur à mi-hauteur des pics de transmission lorentziens de ce type de filtre est calculable à partir de l'équation :

$$\Delta\lambda_{FWHM} = \frac{\lambda^2}{n_g L} \frac{(1 - T) \exp(-\frac{\alpha_0 L}{2})}{\pi \sqrt{T} \cdot \exp(-\frac{\alpha_0 L}{4})}$$

Eq. III-17

On peut également écrire la finesse du filtre tel que :

$$F = \frac{ISL_\lambda}{\Delta\lambda_{FWHM}} = \frac{\pi \sqrt{T} \cdot \exp(-\frac{\alpha_0 L}{4})}{(1 - T) \exp(-\frac{\alpha_0 L}{2})}$$

Eq. III-18

Il en découle que plus le coefficient T est élevé, plus la finesse du filtre sera grande, comme l'illustre la Figure III-28 qui retrace le profil du filtre pour différentes valeurs du coefficient T .

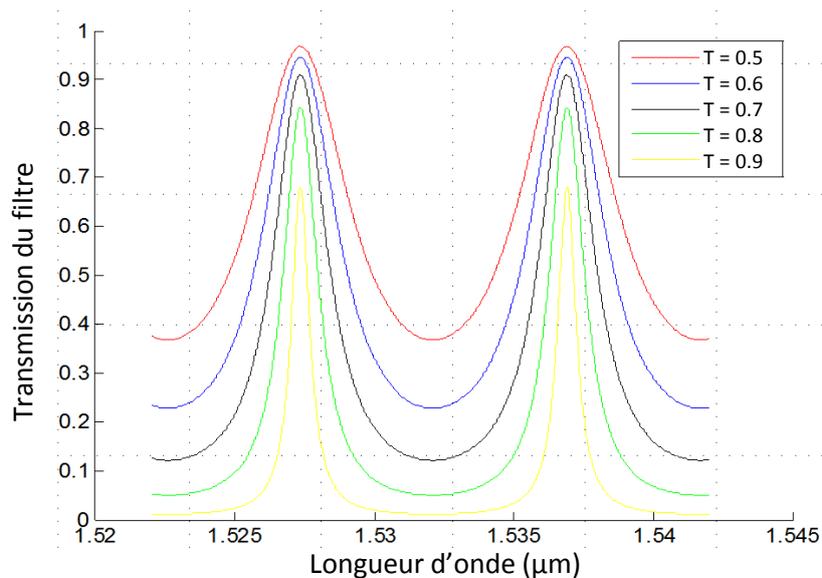


Figure III-28 Variation de la finesse de filtrage en fonction du coefficient de couplage entre le guide d'entrée et le résonateur en anneau (augmentation de la finesse).

Dans notre cas, nous avons démontré le bon fonctionnement d'un laser à double résonateurs en anneaux sur une plage d'accordabilité en longueur d'onde de 45nm en exploitant ce principe (111). Deux anneaux d'ISL respectifs 400GHz et 440GHz ne voient effectivement leurs concordances que tous les 45nm, sans intervention de l'opérateur (chauffage). Les dimensions typiques de nos anneaux sont ainsi de 55μm par 45μm (0.025mm²) pour une longueur totale de 200μm environ, avec des rayons de courbures de 10 à 30μm, pour un intervalle spectral libre (ISL) de 400GHz.

La Figure III-29 donne un aperçu de l'accordabilité d'un laser accordable hybride de 400μm de zone active, pour un ruban de 2μm de large, et des résonateurs en anneaux de 400GHz et 440GHz couplés à des chaufferettes de 105Ω de résistance. La puissance de sortie à 100mA est en moyenne de 1,6mW couplée dans une fibre SMF. Une seule chaufferette située à l'aplomb d'un des résonateurs est ici alimentée, pour parcourir cycliquement les longueurs d'ondes parmi

l'étendue de 45nm du filtre composite. Le pas d'accordabilité entre deux longueurs d'ondes proches au sein de cette plage est dans ce cas d'environ $3\pm 0,3\text{nm}$, ce qui correspond à la période de la fonction de transfert de ces anneaux à plus ou moins leur différence d'ISL près. Les sauts de 3nm entre chaque longueur d'onde sont clairement visibles par palier, tant que la puissance de chauffe n'entraîne pas un décalage suffisant pour basculer sur la longueur d'onde suivante.

L'emploi conjoint des deux anneaux permet de sélectionner à volonté la longueur d'onde voulue avec précision.

Le taux de suppression des modes secondaires (SMSR) est en moyenne de 45dB, avec une variation périodique qui traduit le déplacement de la fonction de transfert de l'anneau et le passage par un minimum de sélectivité avant que la raie laser ne bascule à la longueur d'onde suivante.

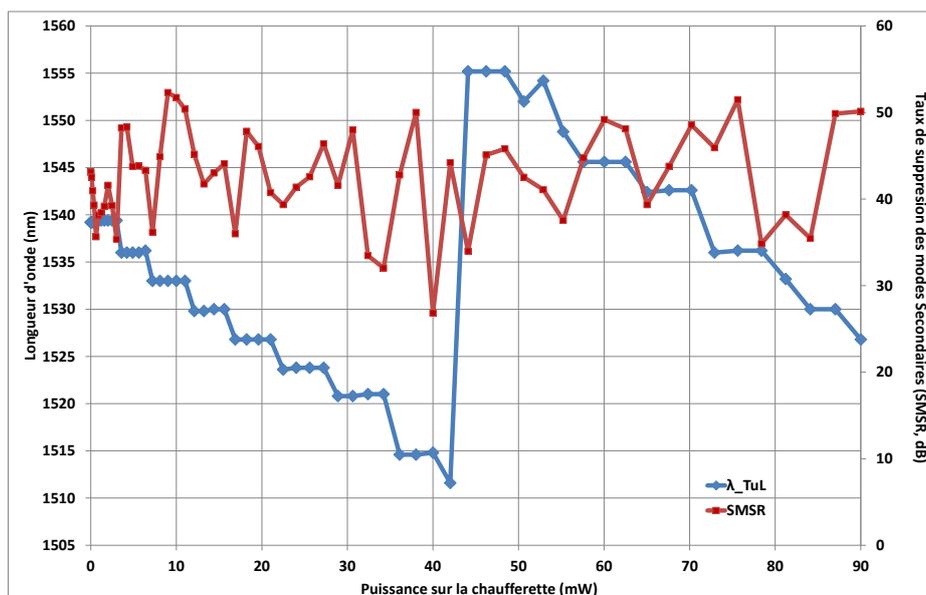


Figure III-29 Spectre d'accordabilité d'un laser accordable double anneaux III-V/Si, avec superposition de la courbe de la valeur du SMSR (en rouge).

III.2.8. Point de fonctionnement et accordabilité

Comme nous venons de le voir, les résonateurs en anneau permettent de sélectionner la longueur d'ond, selon les canaux ITu apr exemple, en assurant une extinction des modes secondaires à même de satisfaire les exigences des systèmes de communication (environ 35dB minimum). Il faut toutefois ajouter que la sélection la plus précise de cette longueur d'onde n'est possible que par un choix judicieux du point de fonctionnement du laser. Ainsi, en contrôlant le courant injecté au sein d'une certaine plage, il est possible d'ajuster fréquemment le spectre d'émission du laser avec une très grande précision (112). Nous avons vu que la température pouvait également remplir cet office. Cependant une modification de la température de régulation du composant va également affecter le comportement spectral des résonateurs, et peut mener à un décalage de la longueur d'onde à l'inverse de l'objectif visé. En outre, l'ajustement du courant injecté, et donc le choix du point de fonctionnement du laser, est sujet à certaines limitations. En premier lieu, la puissance de sortie que l'on souhaite obtenir est conditionnée par la concordance quasi parfaite entre un mode laser imposé par la cavité Fabry-Pérot et le filtre formé par un ou deux anneaux.

Il est de fait crucial de contrôler le courant injecté dans le laser, pour maintenir un niveau de puissance optique en sortie satisfaisant, tout en adressant avec finesse la longueur d'onde souhaitée. Le déplacement du peigne Fabry-Pérot induit par la cavité résonante du laser puis soumis au filtrage des anneaux, est mis en évidence par la courbe P(I) CW de la Figure III-30. Bien que l'aspect global de la caractéristique courant-puissance d'un laser FP soit respecté, des fluctuations visibles sur la courbe traduisent des sauts de mode au travers des filtres au fur et à mesure que le peigne se décale. Ainsi l'on comprend aisément qu'il faille se placer au sommet

d'une de ces bosses, qui marque la concordance optimale entre une raie Fabry-Pérot du peigne et le maximum de transmission du filtre composé par les anneaux.

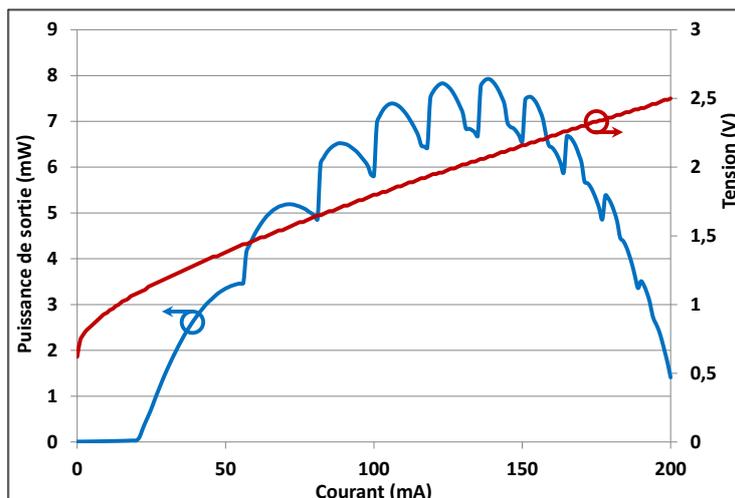


Figure III-30 Exemple de courbe P(I) et V(I) d'un laser accordable à résonateur en fonctionnement continu.

De fait, les lasers accordables à double anneaux permettent de réaliser une accordabilité rapide ($<50\mu\text{s}$) entre des longueurs d'ondes choisies, notamment par l'emploi d'une table d'allocation électronique préétablie. Celle-ci conservera en mémoire les puissances de chauffe à appliquer sur l'un et l'autre des anneaux, et éventuellement la section active, pour parvenir de façon répétable et précise à l'émission de la longueur d'onde désirée à chaque instant.

La Figure III-31 donne un exemple de spectres lasers superposés issus d'un laser hybride, avec une plage d'accordabilité restreinte à 18,2nm dans cet exemple, mais en conservant une puissance optique couplée dans la fibre autour de -1dBm, avec une variation de 3,8 dB au maximum entre les différentes longueurs d'ondes de sortie. Le taux de suppression des modes secondaires est quant à lui particulièrement élevé ($>50\text{dB}$), ce qui traduit de la grande efficacité de filtrage du système à double résonateur et de la finesse respective de chaque filtre.

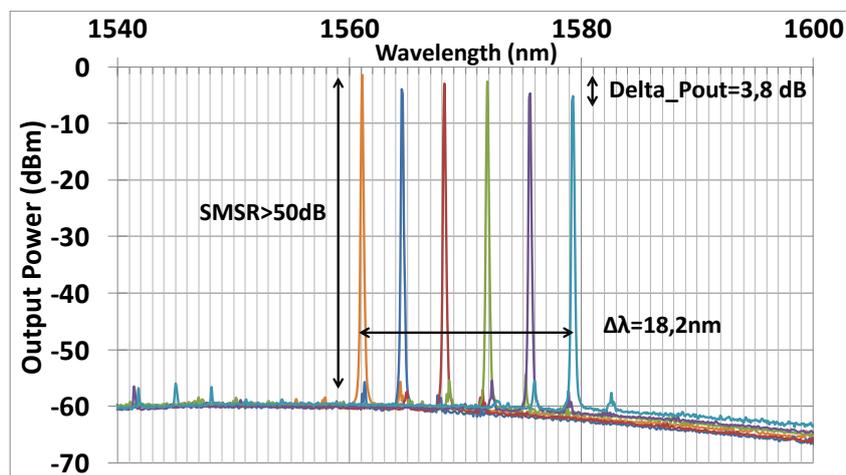


Figure III-31 Spectres superposés issue d'un laser accordable pour différentes longueurs d'ondes.

La Figure III-32 superpose les spectres d'émission d'un laser accordable hybride III-V/Si de configuration similaire, en utilisant successivement la chaufferette 1 ou la chaufferette 2 (heater). On observe qu'il est possible de déplacer la longueur d'onde d'émission dans un sens ou dans l'autre par rapport à la longueur d'onde nominale au repos, avec une amplitude de 35nm, un pas d'environ 3nm et jusqu'à 140mW de puissance injectée par anneau.

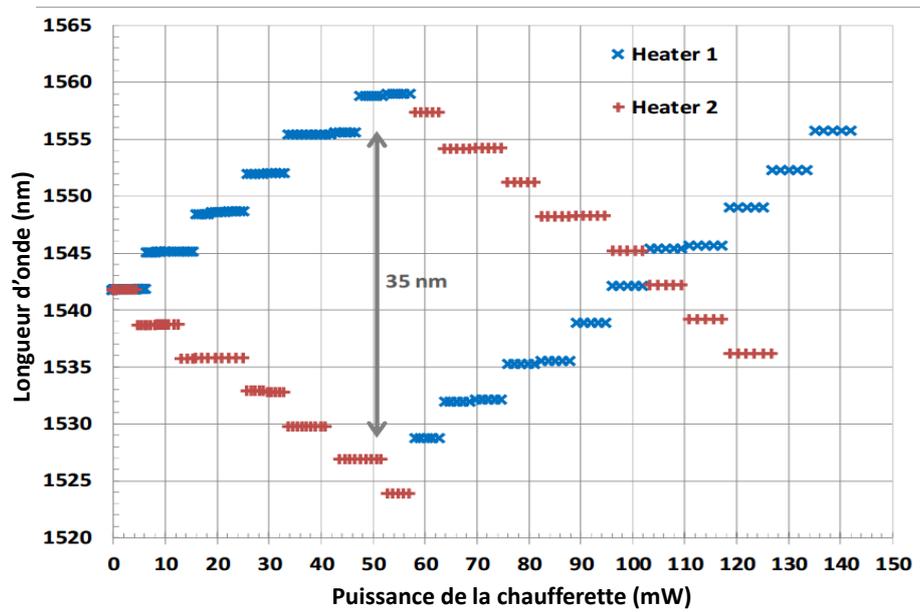


Figure III-32 Exemple de l'étendue spectrale d'accordabilité d'un TuL III-V/Si à double anneaux. Un seul anneau est chauffé par courbe.

L'agilité en longueur d'onde de nos lasers hybrides étant démontrée pour l'application au sein d'un réseau NG-PON2, nous pouvons nous intéresser à la fonctionnalité de codage de l'information par modulation directe d'amplitude appliquée à ce dispositif.

III.3. Comportement en Modulation direct

III.3.1. Modulation en amplitude

Nous l'avons vu au chapitre 1, la modulation d'amplitude par application d'un signal binaire en sus de la puissance de commande du laser permet d'aboutir à un codage de l'information numérique efficace et simple à mettre en œuvre.

Une représentation de principe est proposée par la Figure III-31, où est représentée la modulation de tension appliquée à un laser, autour d'un point de fonctionnement le long de sa caractéristique $P(I)$, ce qui entraîne une variation de la puissance optique en sortie en accord avec les données électriques qui codent ces variations de tension. Cette modulation directe en amplitude de type OOK-NRZ implique une variation périodique rapide de la quantité de courant qui parcourt le laser, avec un minimum induit par un état logique 0 codé par une valeur basse de tension, et un état logique 1 codé par une valeur de tension haute. La densité de porteurs électroniques présents au niveau de la zone active varie donc en accord avec le schéma de modulation, et génère des variations de puissance lumineuse qui reflèteront ces états hauts ou bas. La puissance optique minimale en sortie est ainsi atteinte pour les bits 0, et les puissances maximales pour les bits, et le signal est alors codé optiquement en sortie.

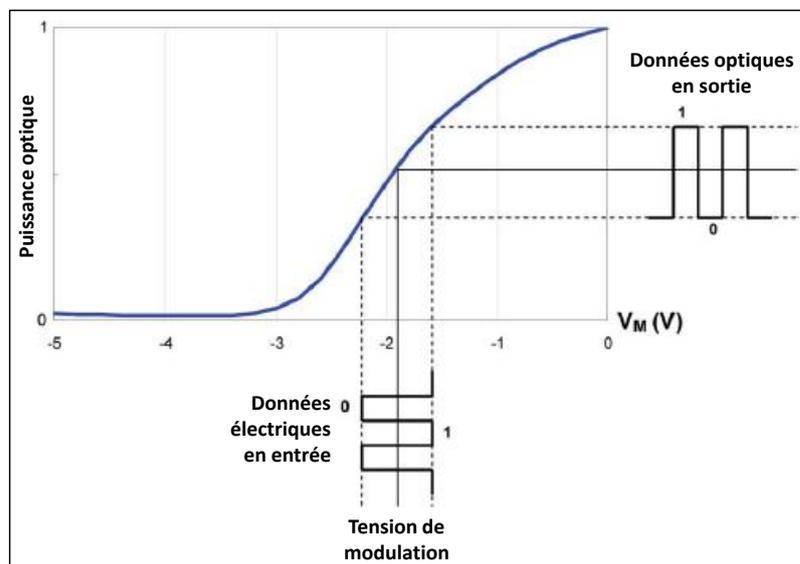


Figure III-33 Schéma du principe de modulation directe d'amplitude appliquée à un laser.

Toutefois, cette modification de la puissance instantanée injectée dans le laser a certaines conséquences. En particulier, l'élévation momentanée de la densité des porteurs au sein de la structure active entraîne une déviation de la longueur d'onde laser instantanée (chirp) par rapport à la raie émise sans modulation, ce qui peut avoir des conséquences néfastes sur la qualité du signal émis. Une illustration de ce phénomène est donnée par la Figure III-34, dans laquelle le spectre d'un laser accordable à double anneau non-modulé est superposé à celui issu du même laser mais soumis à une modulation d'amplitude de $\pm 2V$ autour de son point de fonctionnement à 120mA. Il apparaît alors un élargissement de la raie laser, visible à l'analyseur de spectre, en même temps qu'une augmentation de la puissance optique moyenne détectée par le puissancemètre lorsque le laser est soumis à la modulation. Ces deux aspects sont explicables par le déplacement instantané du spectre Fabry-Pérot issue de la cavité laser principale lors de l'élévation ou de la diminution de la tension de commande, en plus de l'élargissement de la raie laser elle-même d'un facteur $(1+\alpha_H^2)$ (voir section III.3.4). De fait, la modification du point de fonctionnement instantané du laser va entraîner une déviation de sa longueur d'onde d'émission. A cela s'ajoute une intégration temporelle du spectre opérée par l'analyseur de spectre du fait de sa très faible vitesse d'acquisition par rapport à la vitesse de la modulation, ce qui se traduit par la « fusion » des raies lasers émises à un temps « on » et à un temps « off » très rapprochés (exemple à 2,5Gb/s). Si la modulation est encore plus rapide (exemple à 10Gb/s), on observe seulement

un élargissement de la raie laser « moyennée », sans pouvoir distinguer de pic d'émission correspondant à un état « on » ou à un « état » off. De plus, une augmentation de la puissance moyenne de sortie est constatée si la puissance de sortie instantanée du laser au point de modulation « haut » est nettement supérieure à celle du point de fonctionnement moyen sans modulation (en accord avec la courbe P(I)). Le puissance-mètre intègre alors cette élévation de puissance sur une fenêtre de temps plus grande que la période de modulation. A noter que cette augmentation de puissance compense généralement la perte de niveau de sortie subis lors du passage au point de modulation bas. L'augmentation de la puissance électrique instantanée injectée dans le laser peut également conduire à une élévation de la température du composant par auto-échauffement. Cette hausse de température n'est pas compensée lors d'un retour à un niveau bas de modulation, du fait de l'inertie thermique de la structure. Cet échauffement contribue donc aussi à un élargissement de la raie d'émission laser.

Enfin, une raie Fabry-Pérot initialement centrée dans le filtre des résonateurs peut se déplacer vers le rouge sous l'action d'un créneau de modulation « haut » et rencontrer les bords de la fenêtre de transparence (et inversement), ce qui peut conduire à une coupure momentanée de certaines longueurs d'onde au cours de la modulation, et affaiblir le niveau de puissance d'une partie de la raie visible à l'analyseur de spectre (à droite sur la courbe de modulation à 2,5Gb/s).

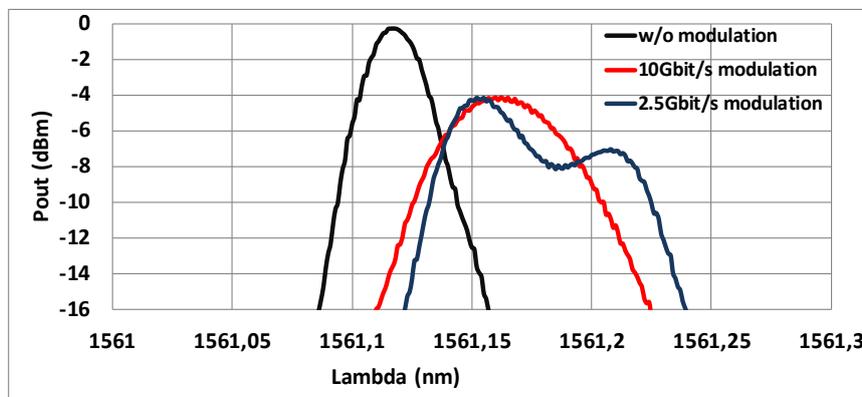


Figure III-34 Déformation du spectre optique d'une raie laser accordable selon le débit de modulation appliquée.

III.3.2. Réaction de la zone active et bande passante

La modification rapide de l'état électronique du système, en accord avec les créneaux de tension appliqués, est gouvernée par la dynamique des porteurs et des photons au sein du laser. Il est primordial de mesurer la réponse fréquentielle de notre dispositif pour évaluer sa capacité à supporter des débits de modulations élevés. Cette mesure est réalisée tout d'abord « en petit signal », c'est-à-dire qu'une très faible variation de tension est appliquée aux bornes du composant avec une fréquence croissante, de 100MHz à plusieurs dizaines de GHz. La mesure de la réponse électrique du laser, au travers notamment du paramètre S_{21} , qui correspond au coefficient de transmission de l'onde électrique au travers du quadripôle que forme notre laser, une fois sa sortie adaptée en impédance avec la ligne de mesure et calibrée. Ce paramètre nous permet de tracer sa réponse fréquentielle et d'en déterminer la fréquence de résonance du système, ainsi que sa bande passante maximale.

La bande-passante atteignable augmente avec le courant d'injection. La fréquence de ces oscillations de relaxation caractérise une structure à semiconducteur comme nos lasers en mettant en évidence la dynamique du système, et donc, selon l'équation : (113)

$$\Delta f_{3dB} \approx \left[\frac{3G_N(I_b - I_{th})}{4\pi^2 e} \right]^{1/2}$$

Eq. III-19

Avec G_N représente la dépendance du taux d'émission stimulée avec le nombre de porteurs, I_b le courant d'injection du laser (bias), I_{th} le courant de seuil (threshold) et e la charge électronique.

La courbe de la Figure III-35 montre l'augmentation de cette fréquence de résonance avec l'élévation du courant de commande du laser, passant de 25mA à 50mA, puis 125mA. Une différence d'amplitude du pic de résonance est observable pour certaines valeurs du courant de commande (75mA, 100mA et 150mA), qui bien qu'ils suivent la même évolution que l'autre série de point de fonctionnement, traduisent le basculement du laser sur un autre mode optique en sortie, du fait des résonateurs en anneau au sein de la cavité. Sur la courbe de transmission du paramètre S_{21} , nous pouvons également évaluer la bande-passante électrique du système à partir de la fréquence de coupure pour laquelle la transmission est diminuée de 3dB.

Dans ce cas d'un laser accordable à double anneau de 400 μ m de section active (ruban 2 μ m), la bande passante maximale atteignable est d'environ 6GHz à 150mA à 20°C.

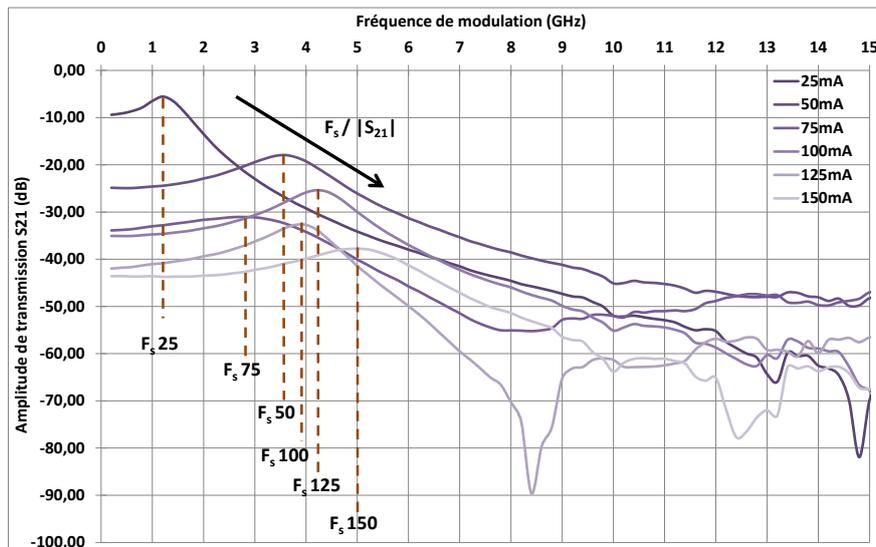


Figure III-35 Evolution de la fréquence et de l'amplitude de la résonance d'un laser hybride en fonction du courant d'injection.

La détermination de cette bande-passante électrique est primordiale pour l'évaluation de la qualité d'un composant en vue de son utilisation en modulation directe à des débits compris entre 2,5Gbit/s et 10Gb/s.

Il m'a été possible d'identifier un composant TuL de 400 μ m de section active (2 μ m de large) présentant des fréquences de coupure supérieures à 10GHz à 21°C. Le tableau récapitulatif de la Figure III-36 donne les bandes passantes en petit signal mesurée sur ce composant.

Courant (mA)	Fr (GHz)	BP Mesurée (GHz)	BP Théorique (GHz)	BP Electrique (GHz)
25	1,1	1,4	1,5	6,8
27	1,5	2,1	2,2	7,3
30	2,0	2,9	2,9	7,3
35	2,7	3,8	4,0	7,5
42	3,5	4,9	5,2	7,6
52	3,3	4,7	4,4	7,0
67	5,0	7,4	7,5	9,2
87	5,4	7,8	7,8	9,8
100	6,0	9,3	7,5	10,9
120	6,6	9,3	7,4	10,9
140	9,0	13,5	12,7	19,9
160	8,7	12,4	12,2	17,5
180	9,2	13,0	12,1	24,2

Figure III-36 Tableau récapitulatif des bande-passantes petit-signal d'un laser accordable TuL DML hybride en III-V sur silicium à double résonateurs en anneaux, avec une section active 400 μ m de long, à 21°C

Celui-ci nous permet d'atteindre des débits effectifs de 10Gb/s avec des taux d'extinction satisfaisant (>6dB), la dynamique de son système étant assez rapide.

III.3.3. Taux d'erreur Binaire

Nous pouvons dès lors mesurer le taux d'erreur binaire qui résulte d'une mauvaise différenciation d'un bit 0 et d'un bit 1 par la photodiode d'un récepteur à partir des niveaux de puissances optiques qu'il reçoit après modulation et transmission. La superposition de ces niveaux optiques de modulations est observable sur le diagramme de l'œil d'une transmission, qui correspond à la superposition des courbes électriques retranscrites par une photodiode réceptrice sur un oscilloscope à partir du signal optique modulé reçu. Pour mettre en évidence la qualité d'une modulation puis d'une transmission, il convient donc d'observer à la fois le diagramme de l'œil, mais aussi le taux d'erreur binaire résultant de cette transmission. Ainsi selon la sensibilité de la photodiode ou la puissance optique transmise par le signal, le taux d'erreur généré par le récepteur peut varier. Typiquement, une faible différenciation entre les niveaux de puissance optique codant pour le 0 et pour le 1 se traduit par un faible taux d'extinction sur le diagramme de l'œil, et amène le récepteur à formuler plus d'erreurs d'interprétation. De la même façon, si la puissance optique du signal est faible, la photodiode peut ne pas être assez sensible pour distinguer les données numériques.

Des mesures de ce type ont été réalisées en utilisant un laser accordable hybride III-V sur silicium directement modulé en amplitude. Nous avons pu obtenir les courbes présentées sur la Figure III-37 qui correspondent aux taux d'erreurs binaires détectés après des transmissions à 2,5Gb/s et à 10Gb/s, pour différentes températures de fonctionnement du laser, et pour des distances de distances de 0km (BtB) et 25km.

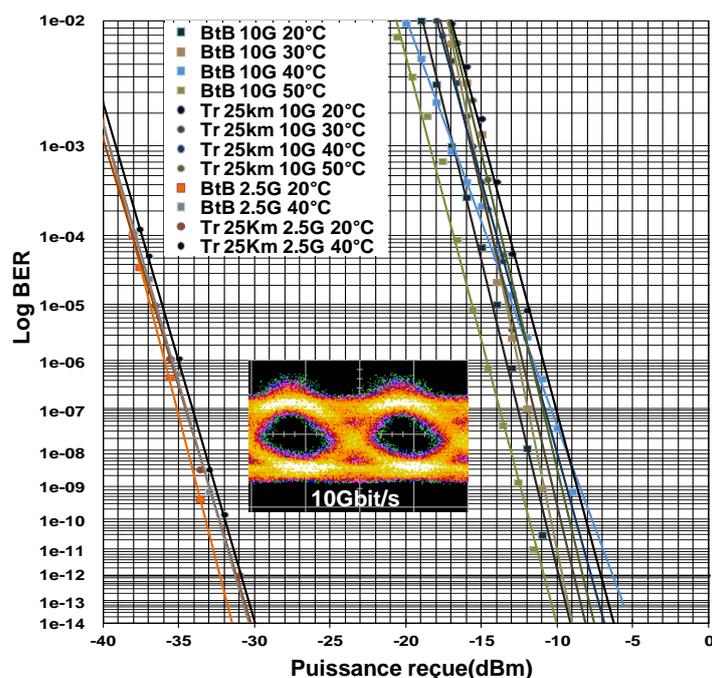


Figure III-37 Diagramme du taux d'erreur de transmission d'un module TuL DML à 2,5Gb/s et 10Gb/s, en Back-to-Back et sur 25Km pour différentes températures.

Nous pouvons alors constater que le taux d'erreur des transmissions à 2,5Gb/s est inférieur à 10^{-10} , même à 25km, avec une puissance reçue -32dBm sur une photodiode à avalanche (APD, sensibilité -28dBm à 10^{-13}). La puissance couplée dans la fibre est supérieure à 3dBm, pour des taux d'extinction entre 7 et 9dB. Une pénalité de moins de 1dB est observable pour une transmission de 25km. En ce qui concerne les transmissions à 10Gb/s, nous atteignons un taux d'erreur de 10^{-11} à -11dBm en BtB à 20°C, avec une pénalité <2dB sur 25km. Les taux d'extinctions sont alors compris entre 4 et 6dB.

Au cours des expérimentations sur les lasers accordables, nous avons également pu mettre en évidence l'influence de la longueur de la séquence de modulation. En effet, le signal binaire pseudo-aléatoire utilisé comme référence par les opérateurs télécom pour simuler des données à coder possède un format normalisé, dont notamment la longueur en nombre de bit de la

séquence injectée cycliquement sur le composant. Cette longueur s'exprime de fait en puissance de 2, selon des valeurs communément admises comme représentatives. Ainsi il existe des séquences de longueur 2^7-1 , $2^{15}-1$, et $2^{31}-1$, etc. Cette séquence peut donc selon sa longueur inclure une plus grande variété de combinaisons dans sa constitution en bits, et inclure des séquences plus ou moins longues de 1 ou de 0 successifs. Une influence notable de la longueur de la séquence appliquée au composant sur les performances de modulation a pu être constatée, comme le montre la Figure III-38. Plus précisément, une dégradation de la qualité de la transmission semble être provoquée par l'allongement de la séquence de modulation. Une des hypothèses avancées pour expliquer ce phénomène est la présence au sein de ces séquences plus longues, d'une succession de symboles 0 ; en effet, à un débit de modulation de 10Gb/s, la dynamique du composant, que ce soit interne au niveau des porteurs ou électrique au niveau des contacts est mise à contribution. Ainsi le système nécessite un certain temps pour que s'établisse son régime stationnaire pour un état logique ou pour l'autre, par stabilisation de la densité de porteur injecté et convertis (puissance de sortie). Cependant, pour des séquences de modulation courtes, la redescente du système à un point d'équilibre codant pour un 0 ne semble pas se faire suffisamment rapidement pour permettre au laser de retomber totalement dans un état de faible inversion. Ainsi le niveau minimal de puissance atteint pour coder un 0 ne souffre pas de variations au cours de la séquence de modulation, ce qui contribue à l'ouverture de l'œil du diagramme et à un bon décodage des informations transmises. A contrario une séquence longue peut statistiquement contenir des mots binaires avec plusieurs 0 successifs, ce qui permet au système d'atteindre un niveau minimal de puissance inférieur à celui évoqué pour les séquences courtes. De par la répartition pseudo aléatoires de la longueur de ces mots, deux niveaux de puissances codant pour un 0 vont se superposer au cours d'une séquence, relevant ainsi le niveau de puissance détectée pour cet état, et conduire à un refermement de l'œil du diagramme, en ajoutant du bruit sur ce niveau. La qualité de la transmission BtB s'en ressent alors à la fin de la transmission, comme l'illustre la Figure III-38, sur laquelle un plancher de taux d'erreur apparaît pour les séquences de modulation plus longues (PRBS $2^{31}-1$). La puissance nécessaire pour un obtenir un taux d'erreur donné (par exemple 10^{-10}) est alors beaucoup plus grande que pour une séquence courte (PRBS 2^7-1).

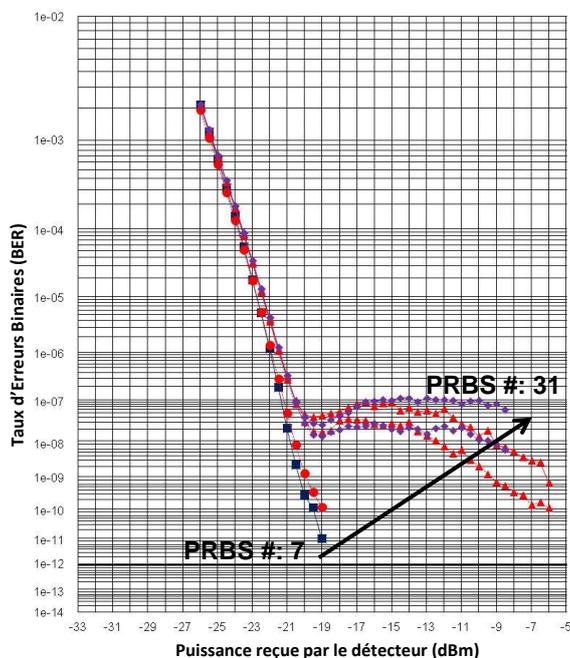


Figure III-38 Diagramme de taux d'erreur pour des transmissions BtB selon la longueur de la séquence PRBS injectée.

A cet effet s'ajoute les variations de fréquence instantanée de la raie d'émission laser consécutivement au chirp propre à la structure, et qui est lié à la valeur du facteur de Henry, dont la mesure est abordée dans la section suivante.

III.3.4. Mesure du facteur de Henry

Le facteur de Henry α_H est un paramètre qui représente le couplage entre la modulation d'amplitude appliquée au laser et la modulation de sa fréquence instantanée qui en découle. Il représente la variation de l'indice effectif selon le courant de modulation (densité de porteur), et dépend donc directement du gain différentiel de la structure quantique émettrice, et s'exprime au travers de l'équation suivante : (114)

$$\alpha_H = -\frac{4\pi \, dn/dN}{\lambda \, dg/dN}$$

Eq. III-20

Avec dn/dN la variation de l'indice effectif en fonction de la densité de porteurs, et dg/dN le gain différentiel. Il est lié au rapport entre le taux de modulation de la puissance instantanée et le taux de modulation fréquentielle subie par la raie laser, et peut être déterminé expérimentalement à partir de l'expression :

$$\alpha_H = \frac{2\beta}{m} / \sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f_m}\right)^2}$$

Eq. III-21

Avec β le taux de modulation FM sur la porteuse optique, m le taux de modulation en puissance, f_c la fréquence de coupure du composant, et f_m la fréquence de modulation électrique (115).

Nous pouvons alors relever la variation $2\beta/m$ en appliquant une modulation électrique petit signal au composant et en relevant la variation de la fréquence d'émission laser par rapport à la fréquence centrale de la porteuse à l'aide d'un interféromètre Mach-Zender à fibre. A partir de là, α_H correspond à la valeur de l'asymptote horizontale de la courbe de la valeur du module $|2\beta/m|$ atteinte pour des fréquences de modulations élevées. La valeur du facteur α_H se situe pour notre dispositif autour de 5 et 10 pour des courants d'alimentation laser respectivement de 55mA et 112mA.

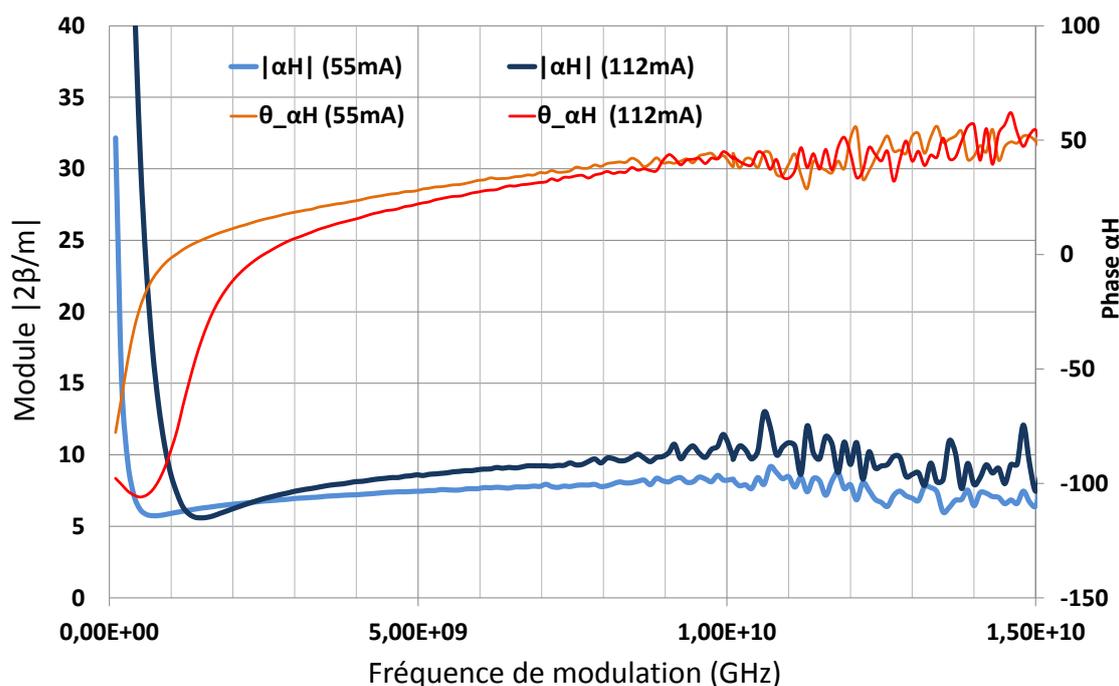


Figure III-39 Courbe d'évolution du module du facteur de Henry en fonction de la fréquence de modulation d'un laser hybride DML.

Bien que cette valeur soit correcte, voire légèrement plus élevée comparativement aux valeurs usuelles de ce paramètre d'élargissement de la raie laser (linewidth enhancement factor) pour des structures quantiques à puits quantiques InGaAlAs (environ 3-5), il existe une solution technique rendue aisée par la photonique sur silicium pour exploiter cette déviation en fréquence afin d'augmenter le taux de modulation des signaux transmis.

III.3.5. Conséquences et exploitation du chirp

En raison du facteur α_H non nul de la structure active de nos lasers, la fréquence de la raie laser émise à chaque instant au cours de la modulation est soumise à une dérive autour d'une valeur moyenne. L'augmentation de la puissance électrique moyenne reçue par le composant du fait de la modulation détermine la valeur centrale de la fréquence, autour de laquelle ces variations temporelles vont s'effectuer. La transmission de ces signaux fréquentiellement étendus peut dégrader la qualité de l'œil reçu par le détecteur, et conduire à des erreurs d'interprétation. Cependant, il est possible de tirer bénéfice de cet élargissement fréquentiel pour augmenter le taux de contraste entre les raies lasers codant les 1 et celles codant les 0. Pour cela, nous intégrons un résonateur en anneau supplémentaire, à l'extérieur de la cavité laser, dont la fonction de filtrage est choisie en adéquation de la fréquence d'émission laser. L'architecture d'un émetteur à N sources lasers (DFB, TuL) exploitant cette technique de filtrage intégré par résonateur en anneau est donnée par la Figure II-10 (section II.1.3). La Figure III-40 ci-dessous illustre quant à elle de façon simplifiée le principe de cette technique, en donnant un aperçu de la fonction de transfert de l'anneau. La fonction de transfert périodique du filtre intégré à l'extérieur de la cavité laser va se superposer au spectre d'émission du laser modulé. Avec un placement judicieux de la fréquence de résonance de ce filtre externe par le biais d'une chaufferette, il est possible d'accroître le taux d'extinction du signal modulé en atténuant la puissance optique aux fréquences proches du flanc de la raie laser élargie par la modulation, tel qu'illustré par la Figure III-41. Le contraste de modulation est alors amélioré par un abaissement du niveau de puissance optique codant pour le niveau 0, sans dégrader la puissance des niveaux hauts.

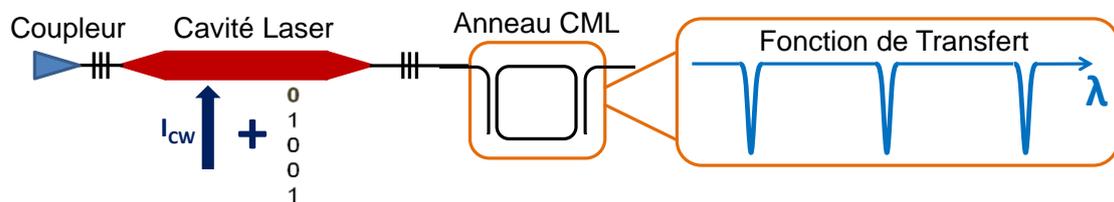


Figure III-40 Schéma de principe de l'architecture d'une source DML à management du chirp (CML) par un résonateur en anneau intégré sur silicium

Nous avons pu démontrer une amélioration de 3dB ce contraste de modulation par l'ajout de ce filtre externe, et ainsi obtenir des transmissions sans erreurs sur 50km à 10Gb/s (116). Les diagrammes de l'œil obtenus après cette transmission sont visibles sur la Figure III-41.

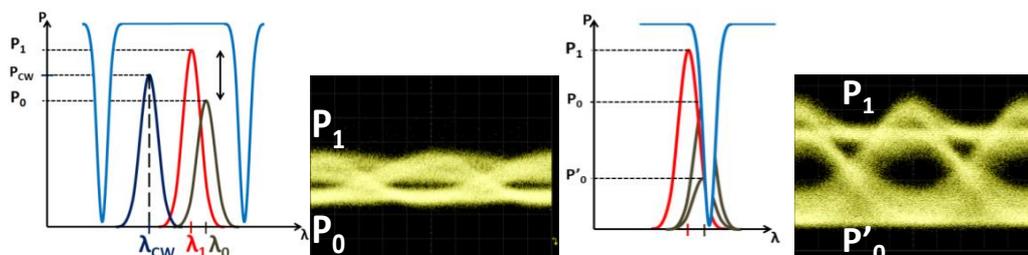


Figure III-41 Principe de l'augmentation du taux d'extinction dynamique par management du chirp fréquentiel (CML) à l'aide d'un résonateur en anneau externe.

III.4. Résultats expérimentaux de transmissions en réseau télécom

A partir de ces circuits photoniques intégrés, nous avons procédé à des montages sur embase et en module, afin de tester les performances en transmissions pour des liaisons d'accès (<40km) et pour différents canaux fréquentiels (117).

III.4.1. Performances de la transmission

Les travaux de recherche et de caractérisation des composants TuL hybrides parmi les plaques produites au cours de ma thèse m'ont ainsi permis de sélectionner un certain nombre de composants dont les propriétés étaient à même de satisfaire les prérequis imposés par l'application au sein d'un réseau NG-PON2.

Comme le rapporte la Figure III-42, des transmissions jusqu'à 40km, voire 60km ont pu être démontrées à partir d'un laser TuL DML à 1,55 μ m monté sur embase, en recourant pour les plus longues distances à une prédistorion du signal (Signal Pre Emphasis). Des taux d'extinction >4dB ont été observés pour des transmissions à 10Gb/s à 20°C, avec une sensibilité de -25dBm à un taux d'erreur de 10^{-3} . Ces taux sont compatibles avec l'emploi d'un correcteur d'erreur de dernière génération installé au sein de l'OLT et mutualisé entre plusieurs utilisateurs. Une faible pénalité de 2dB est relevée pour ce composant entre une transmission de 0km et celle de 40km, tout en conservant un budget optique >25dB à 10^{-3} .

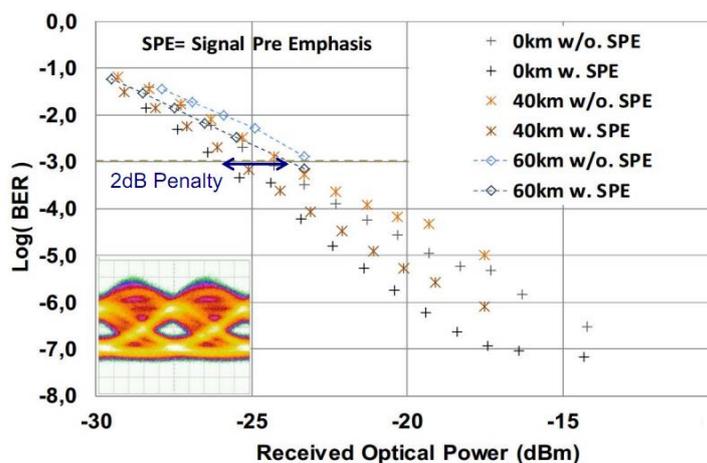


Figure III-42 Diagramme du taux d'erreur de transmission pour un module TuL DML à 10Gb/s pour des portées de 0km à 60km, avec et sans pré-amplification.

Après la comparaison de plusieurs dizaines de dispositifs, je suis parvenu à identifier les configurations dont les performances justifiaient un montage de la puce au sein d'un boîtier de contrôle, ou module. Avec l'aide de l'équipe spécialisée dans le montage de ces dispositifs, nous avons pu réaliser deux modules fonctionnels, visible sur la Figure III-43, et qui ont depuis été largement exploités pour des démonstrations scientifiques formelles en salon (ECOC, OFC,...) et informelles lors de visites de partenaires industriels au laboratoire. Les performances particulièrement satisfaisantes de ces modules nous ont permis de développer un programme de contrôle électronique de la longueur d'onde à partir de la puissance de chauffe de chaque composant de la puce (laser, anneaux, TEC) et d'adresser une grande partie des canaux définie par la norme ITU.

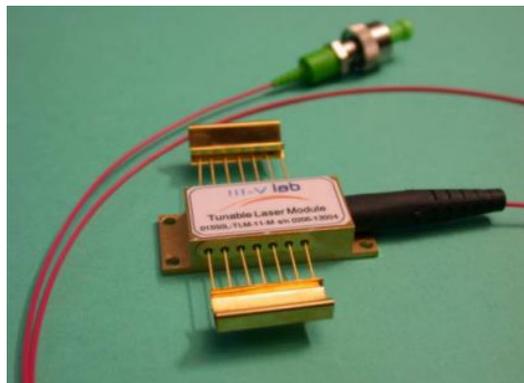


Figure III-43 Photographie d'un module "Butterfly" monté à partir d'un TuL hybride DML pour le NG-PON2 10Gb/s.

Le tableau de la Figure III-44 présente une synthèse des mesures de modulation directe et de transmission réalisées à partir du laser accordable monté en module (visible sur la photographie) et employé pour les tests de validation de la technologie hybride TuL DML pour le TWDM-PON. Huit longueurs d'ondes choisies pour correspondre avec la grille ITU de pas 100GHz ont été mesurées pour vérifier leur compatibilité avec les spécifications de la norme. Une séquence de modulation OOK-NRZ d'amplitude $\pm 2V$ de longueur PRBS 2^7-1 à un débit de 10,3Gb/s est appliquée au laser. Un point de fonctionnement optimal est ensuite déterminé pour chacune de ces longueurs d'ondes, en veillant à déterminer le compromis acceptable entre le maintien d'une puissance de sortie suffisamment grande (augmentation du courant d'injection), et le taux d'ouverture du diagramme de l'œil. Un ajustement fin de la longueur d'onde est réalisé en recourant aux deux résonateurs en anneaux.

Des puissances optiques couplées dans la fibre jusqu'à 5,5 dBm ont ainsi été obtenues, avec des sensibilités satisfaisant le critère de -26,5 dBm minimum à un taux d'erreur de 10^{-3} . Les pénalités sont toutes inférieures à 1,5dB pour 25km de transmission. Les diagrammes de l'œil sont bien ouverts pour chacun des canaux explorés au cours de la mesure, et affichent des taux d'extinction dynamiques compris entre 5,2 et 7dBm, ce qui convient pour les transmissions courtes à détection directe visées dans le cadre de l'accès. De façon générale, les valeurs des paramètres de la transmission qui satisfont les critères du NG-PON sont marquées en vert dans le tableau. 0 l'inverse, ceux en deçà de la valeur recommandée sont inscrits en rouge.

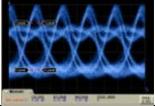
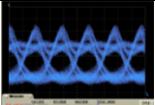
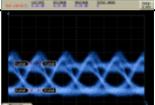
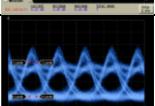
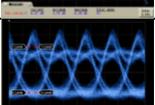
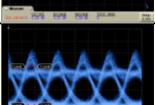
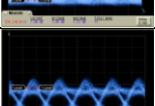
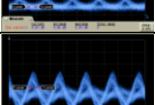
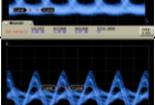
Fréquence (THz)	λ (nm)	DER (dB)	P_{fibre} (dBm)	Largeur Spectrale (GHz@-15dB)	Sensibilité @ 10^{-3} (dBm)	Pénalité à 25km (dB)	OOC-SPD (dBm /15GHz)	Diagramme de l'œil (BtB)
Grille ITU		>6	>4 (A) >2 (B)	<20 <40	< -26.5 (A) < -25.5 (B)	< 1.5	< -45.7	
193	1553.4	5.6	5.5	19	-25.5	0.7	-46.9	
192.9	1554.1	5.7	4	20	-26	1	-45	
192.8	1554.9	6	3	19	-26	1.2	-46	
192.7	1555.7	5.2	1.3	18	-26	1.5	-46.5	
192.6	1556.6	6.4	4.6	20	-27	0.5	-48.4	
192.5	1557.3	5.6	5	19	26.7	1.3	-49.7	
192.4	1558.1	7	2.3	19	-28	1	-48	
192.3	1559.0	6	1	19	-27.3	1.3	-49.4	
192.2	1559.8	5.9	4.6	19	-25.5	0	-44.7	
192.1	1560.6	6	4	20	-25.7	0.7	-47.5	

Figure III-44 Tableau récapitulatif des performances de transmissions à 10Gb/s des différents canaux lasers issus d'un module TuL DML pour des transmissions de 25km.

Nous obtenons des transmissions dont les performances satisfont tout ou partie des critères de qualité d'une liaison NG-PON2 (97; 118; 119), et avons pu démontrer des transmissions sans erreur à 10Gbit/s jusqu'à 50km. Les puissances de sorties supérieures à 4dBm sont dans la gamme de puissance couplée recommandées (97), et les sensibilités de détection suffisantes à 10^{-3} erreurs (<-25,5dBm). Les taux de modulation sont quasiment tous au-dessus de la recommandation de 6dB à 10Gb/s. Certains canaux sont atténués lorsque la transparence des filtres à la longueur d'onde souhaitée est faible.

III.4.2. Discussion des résultats

Nous avons pu démontrer lors de ces mesures que les lasers accordables hybrides III-V sur silicium pouvaient répondre à tout ou partie des spécifications techniques imposées par la norme NG-PON2. Tout d'abord, l'accordabilité précise et rapide en longueur d'onde le long des canaux ITU a été démontrée, avec une reproductibilité très satisfaisante puisque le module de démonstration principal a fonctionné, et continue de fonctionner, durant de longues heures en démonstration de balayage cyclique. Aucune dérive de la puissance de sortie ni des fréquences d'émission n'a pour le moment été constatée. D'autres lasers accordables hybrides ont également démontré leur potentialité dans des transmissions d'accès. (117)

Une amélioration du taux d'extinction dynamique pourrait être apporté par l'intégration d'un résonateur en anneau en silicium à l'extérieur de la cavité DML, comme expliqué dans la section III.3.5. Les puissances de sorties peuvent également être accentuées, pour augmenter le budget optique disponible sur la ligne, et donc potentiellement sa portée ou le nombre d'utilisateur qu'elle pourra desservir. Une régulation précise du composant est cependant requise pour parvenir à une bonne fiabilité et reproductibilité des longueurs d'onde d'émission à partir de la table d'allocation des longueurs d'onde.

De plus, nous pourrions objecter le caractère novateur de ce type d'accordabilité en opposant à nos composants les performances affichées par d'autres sources lasers déjà présentes sur le marché, et qui possèdent dans une certaine mesure cette flexibilité en longueur d'onde. Le tableau de la Figure III-45 nous donne un aperçu des avantages et des inconvénients de deux de ces technologies par rapport à un laser accordable hybride à double anneaux (RR TuL), respectivement le laser DFB et le laser SG-DBR à modulation externe (120; 121). L'accordabilité thermique d'un laser DFB est en effet possible, mais sur une plage de longueur d'onde extrêmement restreinte, de l'ordre de 4nm. Le laser EML peut quant à lui subir une accordabilité thermique via son réseau distribué sur près de 40nm, mais au détriment de sa stabilité lors d'une modulation directe, ce qui impose l'intégration d'un modulateur externe à la sortie du laser pour espérer coder des informations sur ces raies lasers.

Propriété	DFB	RR TuL	EML
Modulation @10Gbit/s	Directe	Directe	Externe
Accordabilité	Thermique	Thermique	Thermique
Plage d'accord	4nm	45nm	40nm
Vitesse d'accord	<1s	<100µs	<1s
Dispersion à compenser	oui	non	non
Maturité Technologique	***	**	***
Coûts en grands volumes	↗	↘	→

Figure III-45 Tableau comparatif des technologies de sources lasers accordables et modulées pour application NG-PON2

Conclusion Générale

L'objectif de ce travail de thèse était de contribuer au développement des circuits photoniques intégrés incorporant des lasers à cavité hybrides issus de la plateforme photonique III-V sur silicium.

Dans cette optique, nous avons exploré plusieurs aspects des caractéristiques physiques de sources lasers III-V/Si intégrées et destinées à deux applications dans le cadre des télécommunications très haut débit à fibre optique. Ce type de circuit viendrait répondre à un besoin pressant de solutions techniques performantes et économiquement viables pour un déploiement en grand volume, que ce soit d'une part au niveau des liens optiques datacom, et d'autre part au sein des réseaux d'accès de nouvelle génération. Nous avons pour cela cherché à réduire l'encombrement de ces circuits ainsi que leur consommation énergétique, tout en augmentant le nombre de fonctionnalités et en maintenant une compatibilité avec les processus de fabrication de masse, liés aux techniques de production de l'électronique CMOS en silicium. Le potentiel industriel de cette approche s'est accru chaque jour, au travers des travaux d'optimisation des interconnexions électriques pour des fonctionnements à hautes fréquences ainsi qu'une attention particulière portée au comportement thermique et à la fiabilité de ces circuits.

La pertinence de l'approche retenue pour le développement de circuits photoniques intégrés à partir de la plateforme photonique sur silicium a tout d'abord été validée au regard de la situation actuelle des réseaux et des possibilités technologiques disponibles.

Nous avons ensuite étudié, par un travail de caractérisation portant sur un grand nombre de composants, le comportement d'un certain nombre de dispositifs à même de participer à l'accomplissement des objectifs de performances poursuivis pour cette thèse, et cela pour les deux gammes de composants étudiés, respectivement à $1,3\mu\text{m}$ et à $1,55\mu\text{m}$. Une amélioration des dispositifs de test a également été proposée pour avoir une meilleure précision et une meilleure répétabilité. Une étude des caractéristiques thermoélectriques a également été conduite, pour une gamme de température de fonctionnement étendue, et dans des conditions d'alimentation variable du continu à différentes densités de signaux pulsés. Nous avons ainsi mis en lumière plusieurs limitations thermiques auxquelles ces structures étaient confrontées, notamment en raison de la faible conductivité thermique du matériau d'encapsulation et de la réduction de l'effet de pont thermique qui existe généralement entre la zone active d'un laser III-V et son substrat.

Emetteur WDM à modulation externe (EML) 4x25 Gb/s à $1,3\mu\text{m}$

En ce qui concerne les dispositifs d'émission à modulation externe (EML) à $1,3\mu\text{m}$ pour la création de liens optiques 100Gb/s, des travaux de simulation et de conception portant sur une nouvelle génération de lasers hybrides basés sur cette plateforme III-V/Si ont été menés, à partir d'une recherche des paramètres de simulation numérique susceptible de garantir la fiabilité des résultats obtenus. Ces efforts ont conduit à des propositions d'optimisation des profils des zones de transitions pour des lasers basés sur des structures à puits quantiques ou à boîtes quantiques, notamment par une adaptation de la mise en forme des rubans III-V visant à assurer un fonctionnement dépourvu de phénomènes de rétro-injection parasites autant qu'une puissance de sortie élevée.

En complément, nous avons conçu des structures hybrides de type DFB en vue d'obtenir un fonctionnement monomode. Ces lasers ont de plus été intégrés avec des modulateurs à électro-absorption (MEA) et des amplificateurs optiques (SOA) (122) pour la transmission à très haut débit. La fabrication prochaine de ces composants nous permet d'espérer une validation de la pertinence de ces designs.

Enfin, la présence de capacité parasite au sein de la structure des modulateurs à électro-absorption, limitant de fait la bande-passante de modulation du composant, a pu être mise en évidence, et confirmée par des travaux récents sur des composants basés sur des structures quantiques similaires. De ce fait, des modifications ont été apportées à la conception des MEAs, telles que la disposition des plots de contacts électriques à proximité directe du ruban actif, ainsi que le report du contact d'injection sur des niveaux éloignés de la couche silicium. Ces modifications ont permis de tripler la bande-passante électrique de ces composants par rapport aux premières générations, autorisant désormais des modulations efficaces de 10Gb/s jusqu'à 32Gb/s ($ER > 5\text{dB}$), et donc potentiellement des transmissions satisfaisant les objectifs de débit du protocole 100Gb/s Ethernet, pour le déploiement prochain de liens optiques au sein des centres de données. Dès lors, nous avons pu démontrer la faisabilité d'une intégration hétérogène par collage moléculaire pour la réalisation d'un émetteur EML 4x25Gb/s à $1,3\mu\text{m}$. Nous obtenons aujourd'hui des puissances de sortie de -6dBm à 0dBm sans amplificateur, et supérieures à 0dBm par l'intégration au sein de la même puce d'un amplificateur SOA. Cela constitue un résultat encourageant pour la poursuite de ces recherches.

Emetteur accordable directement modulé (Tu-DML) à $1,55\mu\text{m}$

L'autre axe de travail de cette thèse a été centré sur la démonstration des performances des lasers hybrides accordables sur une large plage de longueurs d'onde (30-45nm) et capables de transmissions moyennes distances par modulation directe jusqu'à 10Gb/s. Nous avons donc effectué une étude préalable de recherche et de sélection des configurations présentant la plus grande puissance de sortie ($>0\text{dBm}$), ainsi qu'une qualité et une stabilité spectrale optimales ($\text{SMSR} > 45\text{dB}$). Cette étude a été suivie d'un processus de montage des composants selon un assemblage permettant un contrôle fiable de la longueur d'onde par le biais des résistances thermiques associées aux résonateurs en anneaux intégrés dans ces cavités lasers. Nous avons dans le même temps identifié différents phénomènes dont la maîtrise est nécessaire pour une validation expérimentale correcte des caractéristiques du composant, tel que la variabilité de la tension de contrôle selon le dispositif d'injection du courant (composition des pointes de mesures, type d'accroche des liens métalliques) ou la bi-stabilité occasionnelle en fréquence inhérente à la sélection du mode optique d'émission par les résonateurs en anneaux. L'identification de ces besoins nous a conduits à la création d'un banc et d'un protocole de mesure de ces dispositifs.

Grâce à cela, différentes configurations de laser accordable à modulation directe ont pu être mesurées. Il en ressort la confirmation que la cavité laser courte avec deux anneaux résonants intégrés permet d'obtenir des performances compatibles à 2,5 Gb/s, et quasiment compatibles à 10Gb/s avec les spécifications de la norme NG-PON2. Cela constitue un résultat probant, et un des tous premiers exemples de laser hybride III-V sur silicium opérationnel pour une application immédiate.

Nous avons par ailleurs participé à la valorisation des résultats obtenus à partir des composants étudiés au cours de cette thèse, au travers de plusieurs projets nationaux et européens.

Perspectives

Une analyse des éléments encourageant ou limitant le développement massif de cette technologie a été conduite tout au long de ce travail, et de nombreuses interventions sur les moyens de conception et caractérisation ont permis d'affiner les recherches à venir sur ces dispositifs. Ainsi, deux axes principaux de recherche se dégagent désormais des travaux menés durant cette thèse.

Un premier axe concerne la poursuite de l'amélioration des performances des lasers et MEAs hybrides III-V/Si. En effet, une différence sensible persiste entre les performances de ces composants, et celles affichées par leurs homologues purement III-V. Ces améliorations devront

nourrir un travail conjoint, à la fois sur la conception des dispositifs et sur les procédés de fabrication, aussi bien de la partie III-V que de la partie SOI.

Un second portera sur l'augmentation des capacités en transmission des PICs intégrant ces deux types de composants avec d'autres éléments passifs et actifs. En effet, le besoin en liaison 400Gb/s pour les datacenters se fait de plus en plus pressant. Ce débit peut être atteint par une augmentation du nombre de canaux (de 4 à 16) (123), ou par un accroissement du débit de modulation (de 25Gb/s à 100Gb/s par longueur d'onde), ou alors par une combinaison de ces deux approches. La photonique sur silicium semble donc plus que jamais la plateforme appropriée pour relever ces défis.

Nous pouvons également penser à des solutions d'une grande efficacité énergétique, telles que des modulateurs en anneaux silicium, pour une modulation rapide et dédiée à la longueur d'onde de résonance de l'anneau, qui représentent une solution technologique intéressante en ce qui concerne la compacité, la faible consommation et l'efficacité d'un émetteur WDM très haut-débit intégré en III-V sur silicium.

L'intérêt manifesté par plusieurs acteurs industriels pour ces technologies nous autorise d'ailleurs à penser qu'un processus de développement à grande échelle pourra prochainement s'enclencher, processus qui verra l'aboutissement des travaux de maturation de l'ensemble de la filière photonique sur silicium, à laquelle ce travail de thèse ne fait que contribuer modestement.

Annexes

A. Intégration Monolithique Germanium sur silicium

Un des candidats favorables à une hétéro-épitaxie sur silicium est le germanium, avec une différence de paramètre de maille de 4,2% (20). Ce matériau est d'ores et déjà employé dans la fabrication d'alliage $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$ pour la réalisation de transistors avec des fréquences de fonctionnement de plus en plus élevées. La mobilité électronique du germanium ($\mu_e(\text{Ge}@300\text{K})=3,9 \cdot 10^3 \text{ cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$) est certes supérieure à celle du silicium ($\mu_e(\text{Si}@300\text{K})=1,45 \cdot 10^3 \text{ cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$), mais son gap indirect n'en fait pas un matériau naturellement émetteur de lumière.

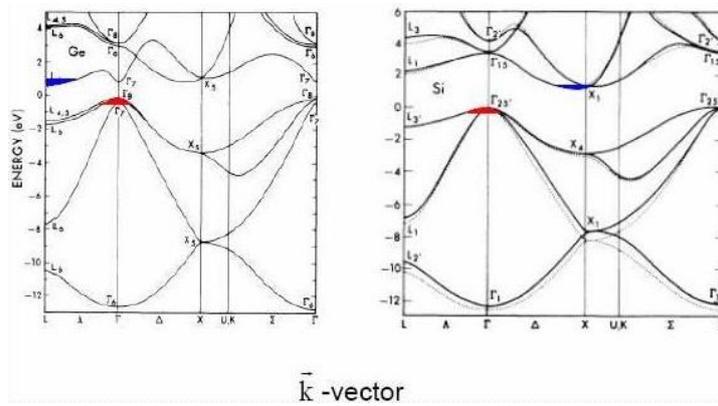


Figure 0-1 Diagramme de bande du germanium Ge (a) et du silicium Si (b)

Cependant, il a été le premier matériau semi-conducteur employé pour la création de diodes et les récentes avancées ont permis de mettre au jour ses propriétés optoélectroniques intéressantes lorsqu'il est soumis à des contraintes mécaniques. Le dépôt des couches actives d'alliage à base de germanium peut se faire selon des conditions qui mèneront à la persistance de contraintes au sein du cristal semi-conducteur formé. Ces contraintes mécaniques redessinent le diagramme de bande électronique du matériau et lui confèrent des propriétés proches d'un semi-conducteur à gap direct. Il est alors possible de faire croître ces structures Ge au sein d'une fonderie silicium, pour intégrer aux circuits électroniques certaines fonctionnalités de détection de la lumière (photodiode (124)).

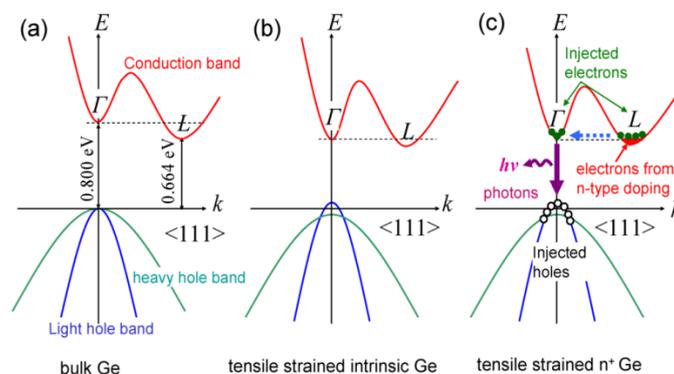


Figure 0-2 Diagramme de bande du Germanium massif (a), du germanium intrinsèque contraint en tension (b), et du germanium contraint en tension et dopé n (c)

B. Gain optique et amplification pour l'émission laser

Une source de rayonnement laser (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation) est un dispositif physique composé de deux éléments essentiels : une cavité résonante (résonateur optique) et un milieu actif à gain optique.

Leur comportement face à une sollicitation électromagnétique peut être modélisé à partir d'un schéma des niveaux d'énergie accessibles sur l'ensemble des atomes constitutifs du matériau, appelé diagramme de bande. De façon générale, un semi-conducteur est un matériau isolant, qui a la possibilité sous certaines conditions de laisser passer un courant électrique.

Sous l'effet d'un champ électrique appliqué sur le matériau, les électrons peuvent franchir la bande interdite ($\approx 1\text{eV}$) pour migrer de la bande de valence (E_v) à la bande de conduction (E_c), laissant à leur place un trou dans la bande de valence. C'est le mouvement de ces électrons et de ces trous qui constituent alors le courant électrique.

Selon la théorie de quantification des niveaux d'énergie des atomes, un rayonnement électromagnétique (photon) est émis lors du phénomène de désexcitation énergétique d'un atome d'un état excité E_2 vers un état stable E_1 . Les électrons présents sur un niveau d'énergie élevés opèrent alors une transition radiative vers un niveau de plus basse énergie, par émission d'un photon d'énergie équivalente à la différence entre ces deux niveaux. Le phénomène inverse est possible, l'énergie d'un photon incident est alors absorbée et alimente la transition énergétique d'un électron vers un état excité (Figure 0-3)

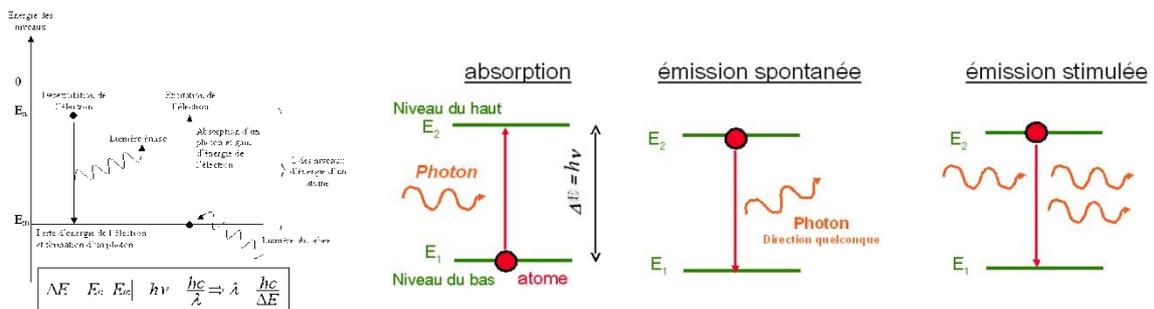


Figure 0-3 Schéma des transitions énergétiques à deux niveaux lors de l'émission et de l'absorption d'un photon.

Dans le cas des semi-conducteurs, les porteurs issus d'états excités peuplent les niveaux de la bande de conduction, et peuvent revenir à un état stable sur un niveau de la bande de valence en franchissant la bande interdite. Cette transition peut se réaliser aléatoirement dans le temps, avec une fréquence d'occurrence proportionnelle à la température. On parle alors d'émission spontanée, mais les photons ainsi produits ont tous une phase et une direction différente, ce qui rend la cohérence naturelle du faisceau impossible.

Pour parvenir à une monochromaticité du rayonnement électromagnétique, les transitions radiatives doivent se faire de façon contrôlée, et déclenchée par la stimulation d'un autre signal électromagnétique. Si l'énergie de ce signal est proche de l'énergie de résonance atomique correspondante à la transition voulue, les atomes vont émettre de façon stimulée des photons possédant une phase identique et une énergie très proche du signal initial. Ce signal est alors amplifié par ajout de photons en cohérence avec ceux déjà présents.

Si l'on veut entretenir le phénomène d'émission stimulée, et donc d'amplification, il faut maintenir les atomes dans un état excité, susceptibles de donner lieu à des recombinaisons radiatives, tout en les stimulant avec le signal voulu. On cherche donc à obtenir l'inversion de population des porteurs électriques et le remplissage des niveaux d'énergies de la bande de conduction.

Il est possible de parvenir à cette inversion selon deux méthodes.

Soit par pompage optique, qui consiste à exciter les atomes du matériau en l'exposant à un signal électromagnétique approprié qui sera absorbé et permettra la transition des porteurs des niveaux bas aux niveaux élevés.

Soit par pompage électrique, pour lequel on impose l'excitation des atomes par l'injection d'un signal électrique, dont l'énergie permettra l'inversion de population.

Les paramètres typiques pour caractériser une diode laser sont :

- Le courant de seuil, correspond à la puissance électrique nécessaire à l'inversion de population dans la structure et l'apparition de l'émission stimulée et de l'effet laser (voir Figure 0-4). Au-delà de ce seuil, la puissance optique créée devient supérieure aux pertes intrinsèques à la cavité laser, et le milieu devient donc amplificateur. Sa valeur est donnée par l'équation

$$I_{th} = q \frac{VN_{th}}{\tau\eta_i}$$

Eq. 0-1

avec q la charge électronique, V le volume de la zone active, N_{th} la population d'électron dans la zone active au seuil, τ la durée de vie des porteurs et η_i le rendement quantique interne correspondant à la fraction de porteurs injectées qui atteignent la zone active.

- Le rendement quantique externe η_d , parfois rapporté comme l'efficacité à la prise (WPE, pour Wall-Plug Efficiency), correspond au taux de conversion de la puissance électrique injectée en puissance optique extraite de la diode, au-delà du seuil d'émission laser. On recherche généralement la plus grande efficacité possible, pour obtenir le plus de puissance optique possible avec une même consommation énergétique. Sa valeur correspond expérimentalement à la pente de la caractéristique $P(I)$ de la diode (Figure 0-4), et s'exprime donc selon l'équation

$$\eta_d = \frac{q}{hv} \left(\frac{\Delta P}{\Delta I} \right)$$

Eq. 0-2

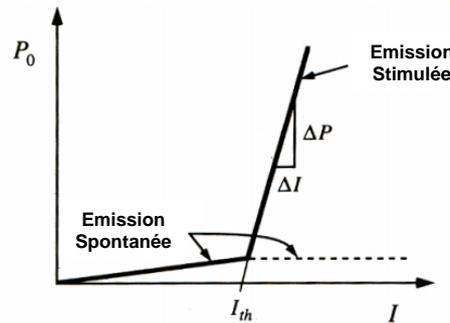


Figure 0-4 Caractéristique $P(I)$ d'une diode laser à semiconducteur.

$$\eta_d = \frac{q}{hv} \left(\frac{\Delta P}{\Delta I} \right)$$

Eq. 0-3

avec h la constante de Planck, ν la fréquence optique du rayonnement, et ΔP et ΔI respectivement les variations de puissance optique de sortie et de courant électrique injecté.

On peut montrer que

$$\eta_d = \eta_i \left(\frac{\alpha_{FP}}{\alpha_i + \alpha_{FP}} \right)$$

Eq. 0-4

en fonction des pertes intrinsèque du matériau α_i et des pertes liées à la réflectivité R_1 et R_2 de miroirs de la cavité Fabry-Pérot, tel que :

$$\alpha_{FP} = \frac{1}{2L} \ln \frac{1}{R_1 R_2}$$

Eq. 0-5

De sorte que :

$$\frac{1}{\eta_d} = \frac{\alpha_i}{\eta_i \ln\left(\frac{1}{R_1 R_2}\right)} L + \frac{1}{\eta_i}$$

Eq. 0-6

Il est donc possible de remonter à la valeur des pertes intrinsèques à partir de la pente des caractéristique P(I) de plusieurs cavités de longueurs différentes, ainsi qu'au rendement quantique interne (ordonnée à l'origine)

On définit également le gain interne du matériau dans le cas d'un semiconducteur brut, comme :

Gain en amplitude :

$$\gamma = \sigma(\omega) \times \Delta n$$

Eq. 0-7

- La longueur d'onde d'émission λ_0 est déterminée par la nature de l'alliage de matériaux semi-conducteurs choisis pour réaliser la structure active. La bande d'énergie interdite (gap) propre à chaque composition impose les énergies de transitions radiatives possibles, et donc les longueurs d'ondes émises.
- La largeur de raie est liée à la précision et à la stabilité du phénomène d'émission. Elle indique l'étendue en fréquence des radiations lumineuses produite autour de la fréquence voulue et transmises dans le faisceau laser. Les niveaux énergétiques parasites présents dans la structure quantique, ainsi que les bruits électroniques et thermiques viennent notamment élargir le spectre fréquentielle du faisceau laser, et diminuer sa pureté spectrale.
- La puissance optique, dépend notamment des dimensions de la diode et des dopages électroniques impliqués. Les limitations thermiques par échauffement (roll-over) ou électriques par claquages sont les principaux obstacles à une augmentation de la puissance de sortie proportionnellement avec le courant injecté.
- Le faisceau laser émis possède plusieurs caractéristiques physiques propres, qui sont déterminantes dans ses applications, notamment pour le couplage dans un guide d'onde.
- L'angle d'émission du faisceau, ainsi que sa divergence
- Son ouverture numérique

Le principe de l'émission laser réside sur la cohérence entre les photons émis de façon stimulée par un milieu émetteur (gaz, cristaux, colorants, fibres). Dans le cadre des applications télécoms, la source lumineuse la plus couramment employé est la diode laser à semiconducteurs (SC). Depuis la première démonstration en 1962 par R.Hall d'une émission laser à partir d'une structure à base de semiconducteurs (AsGa) émettant dans le proche infrarouge à 850 nm, la diode n'a eu de cesse de se diversifier et de se répandre dans nos appareils.

La diode laser à semi-conducteur est la traduction en dispositif micro optoélectronique du principe du laser à état solide. Elle est devenue la clé de voûte des télécommunications optiques

modernes, en permettant l'émission d'un faisceau laser d'une qualité correcte, à partir d'un composant de petite taille, robuste, économique à produire et à alimenter, et relativement simple à contrôler. Les possibilités offertes par cette structure semi-conductrice sont aussi diversifiées que les solutions techniques désormais accessibles pour sa réalisation.

La diode laser repose sur le principe d'émission stimulée de lumière à partir d'une structure semiconductrice pompée électriquement. La structure la plus simple étant la jonction P-I-N, dans laquelle deux couches de confinement en matériaux dopés avec des charges opposées entourent une troisième couche intrinsèque, dite active. Si la diode formée par cette interface est polarisée en direct, c'est-à-dire en provoquant le peuplement des bandes de conduction des matériaux semiconducteurs par injection de courant. Des recombinaisons radiatives forcées entre les porteurs ont alors lieu dans la zone active à l'interface et vont conduire à l'émission d'un faisceau lumineux. Il est possible de

A noter que dans un laser à semi-conducteur classique, à diode ou à puits quantiques, le gain total dont pourra bénéficier un mode optique dépend de la longueur du milieu actif, qui le plus souvent correspond à la longueur totale de la cavité. Les miroirs de la cavité laser sont en effet directement formés par gravure de la facette au travers de la structure active. Un traitement approprié de la surface de la facette vient ajuster le coefficient de réflexion de chaque miroir à la valeur voulue. Dès lors, si la réduction de la longueur de cavité est trop importante, le gain différentiel obtenu pour chaque aller-retour de l'onde peut ne plus être suffisant pour obtenir la puissance de sortie souhaitée. Dans le pire des cas, les pertes internes de la cavité peuvent ne plus être compensées, ce qui mènerait à la perte de l'effet laser.

L'indice effectif du mode optique lors de sa traversée du milieu à gain dépend des matériaux du guide, ainsi que de son architecture. L'introduction des couches de confinement optique séparées (SCH, pour Separate Confinement Heterostructure) de part et d'autre de la structure à trois couches de la diode laser à puits quantiques (P-MQW-N) a permis de concentrer la puissance du mode optique au niveau de la zone active centrale. Le guidage de l'onde est alors assuré par la différence d'indice optique entre les matériaux de la couche active et ceux de la SCH.

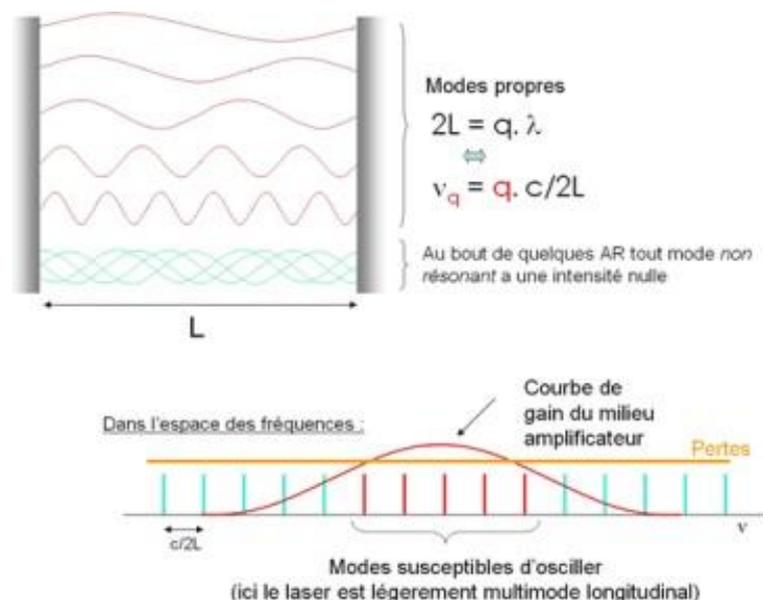


Figure 0-5 représentation schématique du principe des oscillations des modes propres au sein d'une cavité Fabry-Pérot selon leur extension spatiale (en haut), et la sélection des raies lasers issus de ces modes propres par la superposition avec la courbe de gain du matériau présent dans la cavité.

C. Guides d'ondes optiques et théorie des modes couplés

Il existe différents profils de guides, qui influencent la propagation du mode optique qui le traverse, et permettent de profiter de certaines propriétés électromagnétique tels que le couplage avec un autre guide optique. La figure II.2.1 représente la coupe transversale de guides optiques gravés à la surface d'un substrat SOI. Il s'agit de la variété des guides dits rectangulaires qui confinent le mode optique sur sa largeur (x) et sa hauteur (y), celui-ci se propageant par convention dans la direction z. La section présentée est donc normale à la direction de propagation.

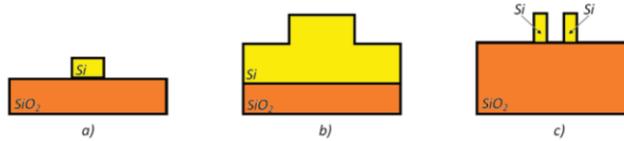


Figure 0-6 Aperçu des géométries de guides de propagation en silicium, ou plateforme

L'efficacité d'un circuit photonique intégré repose en partie sur sa capacité à faire circuler la lumière. Pour cela, on utilise des guides d'ondes formés à partir du matériau choisi, que ce soit InP ou silicium. Le guidage du signal lumineux repose sur les propriétés de propagation d'une onde électromagnétique au sein d'un guide d'onde diélectrique. Les champs électriques et magnétiques qui composent cette onde peuvent être respectivement décrits à partir des équations Eq. 0-8 et Eq. 0-9 lors de sa propagation dans un milieu homogène :

$$E = E_0 \exp[j(kz \pm \omega t)] \quad \text{Eq. 0-8}$$

$$H = H_0 \exp[j(kz \pm \omega t)] \quad \text{Eq. 0-9}$$

où E_0 et H_0 sont les amplitudes du champ électrique et magnétique, z la direction de propagation de l'onde, ω sa pulsation et t le temps. On note également k la norme du vecteur d'onde dans le milieu, défini par l'équation Eq. 0-10:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi}{\lambda_0} n \quad \text{Eq. 0-10}$$

avec λ la longueur d'onde dans le milieu, $\lambda_0 = \frac{2\pi c}{\omega}$ la longueur d'onde dans le vide, et n l'indice optique du milieu. La relation de Snell-Descartes (Eq. 0-11) permet de modéliser le comportement géométrique de cette onde à l'interface de deux milieux d'indices optiques n_1 et n_2 différents ($n_1 > n_2$), en déterminant les angles d'incidence et de réfraction θ_1 et θ_2 :

$$k_1 \sin \theta_1 = k_2 \sin \theta_2 \quad \text{Eq. 0-11}$$

$k_1 = k_0 n_1$ représente la norme du vecteur d'onde de l'onde incidente, et $k_2 = k_0 n_2$ celle de l'onde transmise.

Il existe une valeur critique de cet angle d'incidence à l'interface au-dessus de laquelle on obtient la condition de réflexion totale de l'onde, comme décrit dans la Figure 0-7.

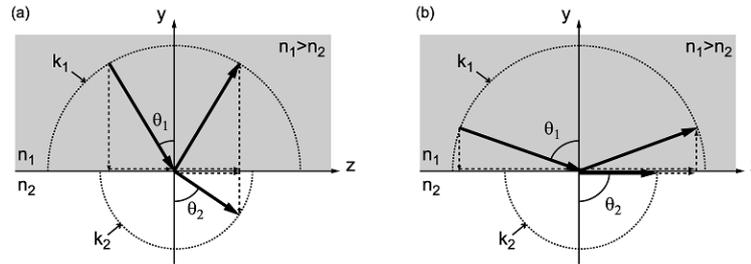


Figure 0-7 Réflexion d'une onde plane incidente sur une interface diélectrique. (a) selon un angle d'incidence inférieur à l'angle critique, (b) selon un angle d'incidence supérieur à l'angle critique.

Selon la théorie des modes couplés, la puissance qu'il est possible de transférer d'un guide à l'autre est donnée par l'équation :

$$P_{max} = \frac{\kappa^2}{\delta^2 + \kappa^2}$$

Eq. 0-12

avec Δn représentant la différence d'indices effectifs des deux super modes couplés, κ représente l'efficacité de couplage entre les deux guides, et δ le désaccord de phase entre le supermode couplé symétrique et le supermode couplé antisymétrique, issu de la différence entre leur constante de propagation, respectivement β_s et β_a , selon :

$$\beta_s = \frac{\beta_A + \beta_B}{2} - \sqrt{\delta^2 + \kappa^2}$$

Eq. 0-13

$$\beta_a = \frac{\beta_A + \beta_B}{2} + \sqrt{\delta^2 + \kappa^2}$$

Eq. 0-14

avec β_A et β_B les constantes de propagation respectives des guides couplés A et B (silicium et III-V) pris séparément.

D. Réseaux de Bragg pour couplage et rétro-action distribuée

Un des avantages majeurs de la photonique sur silicium est la possibilité de tester les dispositifs directement sur la plaque processée, sans avoir à découper et monter la puce au préalable. Ce gain de temps et de ressources pour la caractérisation ne peut se faire que si le signal lumineux circulant au sein du CPI est correctement transféré depuis le guide d'onde en silicium vers une fibre optique pour le transport ou la détection. Pour cela, le mode optique transverse électrique circulant dans la puce doit être dévié à l'aide d'un réseau de Bragg gravé dans le guide silicium. La formation de dents, ou corrugations, selon l'une des dimensions du guide d'onde, induit une variation périodique de l'indice optique du milieu, qui agissent comme autant d'interfaces de réfraction. La loi de Bragg (équation Eq. 0-15) nous permet de calculer l'angle de réfraction du réseau en fonction de l'espacement d entre chaque dent (pas du réseau).

$$2d \sin \theta = n \lambda$$

Eq. 0-15

Le laser à réflecteurs Bragg distribué (Distributed Bragg Reflector en anglais) correspond à un type de cavité laser classique, et dont les miroirs à chaque extrémité sont formés par un réseau de Bragg gravé dans le guide optique. Le réseau de Bragg consiste en une série de variations périodiques de l'indice effective du guide optique induite par des changements de hauteur

Nous avons vu dans la section C la théorie du couplage directionnel permettant l'échange de puissance d'un guide vers un autre. Dans le cas d'un couplage avec réseau de Bragg, il s'agit d'un couplage contre directionnel. En effet, 2 modes couplés se propagent au sein d'un réseau de Bragg, l'un propagatif de constante de propagation β^+ et d'amplitude E^+ , et le second contre-propagatif de constante de propagation β^- et d'amplitude E^- . pour décrire ce modèle dans notre cas, nous faisons abstraction du profil du champ en x et en y. Les champs $E^+(z,t)$ et $E^-(z,t)$ se propageant dans les directions $-z$ et $+z$ peuvent donc s'écrire sous la forme suivante :

$$E^+(z, t) = E^+(z)e^{i(\beta^+z - \omega_0 t)} \quad \text{Eq. 0-16}$$

$$E^-(z, t) = E^-(z)e^{i(\beta^-z - \omega_0 t)} \quad \text{Eq. 0-17}$$

Avec ω_0 la pulsation de l'onde issue de l'émission laser. Le couplage entre le mode propagatif et contre-propagatif n'intervient que dans le cas d'un guide perturbé par les corrugations d'un réseau. Si le guide n'est pas perturbé, les deux modes n'interagissent pas, comme le montre la Figure 0-8a. Si une perturbation périodique est implémentée dans le guide, des répliques de ces modes sont créés avec une période de $2\pi/a$, avec a le pas du réseau. Il peut alors y avoir interaction et couplage entre les modes propagatif et contre-propagatif aux intersections des courbes de dispersion, comme le montre la Figure 0-8b.

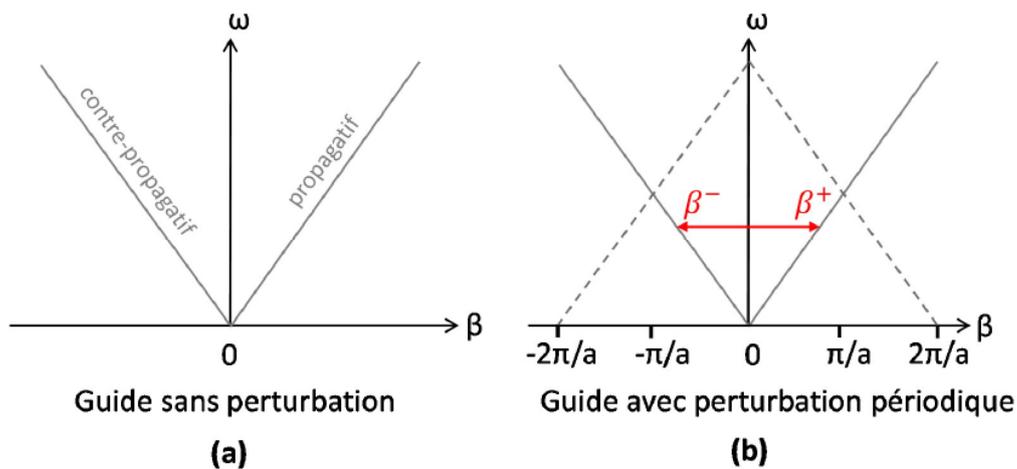


Figure 0-8 Courbe de dispersion des modes propagatif et contre-propagatif d'un guide non perturbé (a) et d'un guide perturbé par un réseau périodique (b) . Les courbes en traits pleins représentent les modes propagatifs et contre-propagatifs, et les traits pointillés les répliques générées par le réseau tous les $2\pi/a$.

Au niveau de ces intersections, un transfert d'énergie peut survenir d'un mode se propageant dans un sens vers le mode se propageant dans l'autre sens, à la condition que le réseau permette de compenser le désaccord entre les vecteurs d'onde. Il s'agit de la condition de Bragg qui implique que le désaccord de vecteur d'onde soit un multiple entier de $2\pi/a$, tel que :

$$\beta_{Bragg}^+ + \beta_{Bragg}^- = l \frac{2\pi}{a}, \quad \text{Eq. 0-18}$$

avec $l=1,2,3...N$

Dans le cadre des études rapportées par ce manuscrit, les réseaux sont d'ordre 1 ($l=1$), et pour des modes identiques au sein d'un même guide d'onde, la condition de Bragg s'exprime alors par :

$$\beta_B = \frac{n\omega}{c} = \frac{2\pi n}{\lambda_B} = \frac{\pi}{a}$$

Eq. 0-19

La dépendance en z de l'amplitude des champs électriques a été démontrée comme satisfaisant aux équations :

$$\frac{dE^+}{dz} = -i\kappa E^- e^{(2i\delta z)}$$

Eq. 0-20

$$\frac{dE^-}{dz} = -i\kappa E^+ e^{(2i\delta z)}$$

Eq. 0-21

dans lesquelles δ correspond à la déviation de la condition de Bragg (désaccord de phase), et κ représente la constante de couplage, tel que [(125)]:

$$\delta = \frac{(\beta^+ + \beta^-)}{2} - \beta_{Bragg}$$

Eq. 0-22

$$\kappa = \frac{\pi|n_1 - n_2|}{\lambda_B}$$

Eq. 0-23

avec n_1 et n_2 les indices effectifs du guide respectivement avec et sans perturbation, et Δn_B correspondant à la différence d'indices effectifs $n_1 - n_2$ entre le guide silicium non gravé formant la dent haute (n_1) et le section gravée formant la dent basse (n_2).

De plus, le pas du réseau de Bragg Ω est imposé par la longueur d'onde d'émission et par l'indice des modes perturbé et non-perturbé.

$$\Omega = \frac{\lambda_B}{(n_1 + n_2)}$$

Eq. 0-24

La largeur de sa fenêtre spectrale $\Delta\lambda$ dépend quant à elle du coefficient de couplage κ du réseau et de sa longueur. (92)

$$\Delta\lambda = \frac{\lambda_B^2}{n\pi g} \sqrt{\kappa^2 + \frac{\pi^2}{L}}$$

Eq. 0-25

Nous obtenons l'équation 2.4 pour un mode se propageant longitudinalement dans la diode.

$$\eta_{ext} \approx \frac{(1 - R)}{\alpha_0 L} \eta_i \exp\left(-\frac{\alpha L}{E_0}\right)$$

Eq. 0-26

$\frac{\alpha}{E_0}$ est alors équivalent à $\frac{1}{T_1}$, la caractéristique propre au matériau de la zone active.

E. Cavité hybride résonnante

La cavité résonnante indispensable à l'établissement de l'effet laser est dite hybride lorsqu'elle est constituée par portion de milieux propagatifs différents.

Au cours d'un aller-retour, le mode optique traverse le milieu composite d'où il est généré, formé par l'empilement d'une diode III-V collée sur un guide SOI. Puis le mode optique est guidé et adapté pour se coupler dans une portion de la cavité hybride uniquement faites d'un guide silicium sur SOI. La cavité est alors terminée par une structure réfléchive formée à partir du guide silicium (miroir de Bragg, miroir de Sagnac).

De fait, cette cavité hybride, quel que soit le détail de sa structure interne, se comporte comme une cavité résonatrice de type Fabry-Pérot, comme il est possible d'en fabriquer en de multiples matériaux différents. La figure présente un spectre fréquentiel des modes longitudinaux qui s'établissent dans une cavité hybride III-V sur silicium, où l'on retrouve l'aspect classique des modes optiques séparés par une distance fréquentielle imposée par la longueur du chemin optique dans la cavité.

Au cours de la thèse j'ai eu l'opportunité de concevoir des cavités hybrides pour le projet dit « Sequoia ». J'ai donc étudié certains paramètres qui conditionnent la qualité de la cavité. Ainsi, il est primordial de veiller à optimiser certains points spécifiques de la structure :

Les pertes par absorption de la cavité doivent être minimisées, afin que la puissance optique portée par le mode optique qui nous intéresse soit conservées au maximum lors de la propagation du mode dans la structure. Ces pertes peuvent provenir de plusieurs points de la cavité hybride.

- La cavité hybride, de par sa structure qui est un mélange entre une structure purement silicium et une structure typique des composants III-V, inclue des zones de transition entre ces structures. Une des sources de pertes, autre que l'absorption linéaire des matériaux de chaque section, sont ces transitions qui servent à transférer la puissance optique du mode d'une section à une autre, dans un plan vertical.

La figure ci-dessus représente une vue en coupe de la section centrale d'une cavité hybride typique d'un laser ou d'un modulateur à électro-absorption

Pour obtenir la cohésion spatiale de la lumière émise, et donc un faisceau laser, la diode est structurée de façon à créer une cavité résonante rectangulaire (ruban) dont les facettes à l'interface semiconducteur-air forment les miroirs réfléchissants. La différence d'indice entre le milieu actif, le plus souvent constitué de puits quantiques à base de matériaux GaAs ou InP ($n_{\text{eff}} \approx 3,5$), et l'air ($n=1$), conduit à une réflexion naturelle des facettes de l'ordre de 30% pour une onde transverse électrique.

Il existe désormais une grande variété de diodes, que ce soit au niveau du type de jonction émettrice (homojonction de matériaux bulk, double hétérojonctions, puits quantiques), de l'alliage de matériau actif selon la longueur d'onde souhaitée, de l'orientation des couches épitaxiées, et enfin de l'architecture de la diode elle-même (planaire, verticale, à ruban, enterrée).

Le transfert de la puissance du mode optique hybride issue du couplage entre le guide silicium et le guide III-V se fait à l'aide d'un « taper » dit adiabatique.

Le résonateur optique définit la fréquence des ondes stationnaires qui peuvent s'établir dans la cavité, et donne ainsi les profils spatiaux des modes propres longitudinaux du laser, selon la condition de résonance dans le cas d'une cavité droite simple :

De plus, la longueur de cavité définit lors du dessin de la structure influe sur l'espace fréquentiel entre les modes, selon le modèle de la cavité Fabry-Pérot. Pour un même indice effectif du milieu, les modes seront alors plus espacés si la cavité est courte.

. Les modes propres qui s'établissent sont les solutions de l'équation de dispersion de l'onde, selon les composantes électriques et magnétiques du champ dans le plan transversal par rapport à la direction de propagation (respectivement TE pour Transverse Electrique et TM pour Transverse Magnétique).

Pour parvenir à un fonctionnement monomode, on cherchera alors à écarter autant que possible les modes périodiques supplémentaires de la fréquence fondamentale souhaitée, de façon à les exclure de la gamme spectrale d'amplification du matériau. Ainsi, ne bénéficiant plus du gain apporté par la structure active, ces modes ne peuvent perdurer et laisse place au mode fondamental unique. Une autre façon de parvenir à supprimer, ou tout du moins diminuer, l'intensité de ces modes supplémentaires, est d'intégrer une fonction de filtrage spectrale au sein même de la cavité. Cette fonction peut être réalisée, par exemple, à l'aide d'un résonateur.

$$2 \times L = m \times \lambda \quad \text{Eq. 0-27}$$

$$\nu = \frac{m \times c}{2 \times L} \quad \text{Eq. 0-28}$$

Avec L la distance entre les deux miroirs de la cavité, m l'ordre du mode longitudinal, λ la longueur d'onde des photons, ν la fréquence de l'onde optique, et c la célérité de la lumière dans le vide.

Pour que l'effet laser puisse s'établir, il faut que les conditions d'amplitude et de phase sur l'onde optique soient respectées au sein de la cavité,

La condition totale pour l'établissement d'une onde stationnaire au sein de la cavité :

$$E_0 e^{i\omega t} \cdot e^{(\gamma - \alpha_p)L} \cdot e^{2ikL} \cdot r_1 \cdot r_2 = E_0 e^{i\omega t} \quad \text{Eq. 0-29}$$

Soit :

$$e^{(2ik + \gamma - \alpha_p)L} \cdot r_1 \cdot r_2 = 1 \quad \text{Eq. 0-30}$$

En premier lieu, le gain interne γ doit compenser les pertes de propagation α_p et de réflexion sur les miroirs α_m lors d'un aller-retour ($\alpha = \alpha_p + \alpha_m$)

Tel qu'au-dessus du seuil laser, [...]

$$\gamma_s = \alpha = \alpha_p + \alpha_m = \alpha_p + \frac{1}{L} \ln \left(\frac{1}{|r_1 \cdot r_2|} \right) = \alpha_p + \frac{1}{2L} \ln \left(\frac{1}{R_1 \cdot R_2} \right) \quad \text{Eq. 0-31}$$

De plus, la condition de rebouclage de la phase s'exprime par :

$$e^{2ikL} = 1, \text{ soit } 2kL = m \cdot 2\pi \quad \text{Eq. 0-32}$$

Les fréquences des modes longitudinaux qui peuvent exister dans la cavité sont alors

$$\nu_m = m \times \frac{c}{2L \cdot n_{eff}} = m \cdot \Lambda_\nu \quad \text{Eq. 0-33}$$

avec Λ_ν l'intervalle spectrale libre entre chaque mode longitudinal en fréquence, soit en longueur d'onde :

$$\Lambda_\lambda = \frac{\lambda^2}{2L \cdot n_{eff}}$$

Eq. 0-34

avec $\sigma(\omega)$ la section efficace à la fréquence considérée, et $\Delta n = n_b - n_a$ la différence de densité volumique d'atomes dans les états d'énergie supérieure (n_b) et inférieure (n_a). Le gain dépend donc de l'inversion de population obtenue au sein du matériau.

Valorisation Scientifique

➤ Présentations en congrès Internationaux : 1

1. G. Levaufre; A. Le Liepvre; A. Accard; P. Kaspar; R. Brenot; D. Make; F. Lelarge; G.-H. Duan ; S. Olivier; S. Malhouitre; C. Kopp; G. Simon; F. Saliou and P. Chanclou; "Hybrid III-V/silicon tunable laser directly modulated at 10Gbit/s for short reach/access networks," in Optical Communication (ECOC), European Conference on ; vol.; no.; pp.1;3; 21-25 Sept. 2014
doi: 10.1109/ECOC.2014.6964066

➤ Publications Internationales : 4

2. G.-H. Duan; C. Jany; A. Le Liepvre; A. Accard; M. Lamponi; D. Make; P. Kaspar; G. Levaufre; N. Girard; F. Lelarge; J.-M. Fedeli; A. Descos; B. Ben Bakir; S. Messaoudene; D. Bordel; S. Menezo; G. de Valicourt; S. Keyvaninia; G. Roelkens; D. Van Thourhout; D.J Thomson; F.Y Gardes and G.T Reed, "Hybrid III-V on Silicon Lasers for Photonic Integrated Circuits on Silicon," in Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of , vol.20, no.4, pp.158-170, July.2014
doi: 10.1109/JSTQE.2013.2296752
3. G-H Duan, Senior Member, IEEE; S. Olivier; S. Malhouitre; A. Accard; P. Kaspar; G. de Valicourt; G. Levaufre; N. Girard; A. Le Liepvre; A. Shen; D. Make; F. Lelarge; C. Jany; K. Ribaud; F. Mallecot; P. Charbonnier; H. Gariah; C. Kopp and J-L Gentner, "New Advances on Heterogeneous Integration of III-V on Silicon," in Lightwave Technology, Journal of , vol.33, no.5, pp.976-983, March 1, 2015.
doi: 10.1109/JLT.2014.2376174
4. G. de Valicourt; G. Levaufre; Y. Pointurier; A. Le Liepvre; J.-C. Antona; C. Jany; A. Accard; F. Lelarge; D. Make and G.-H. Duan, "Direct Modulation of Hybrid-Integrated InP/Si Transmitters for Short and Long Reach Access Network," in Lightwave Technology, Journal of , vol.33, no.8, pp.1608-1616, April 15, 2015.
doi: 10.1109/JLT.2015.2396297
5. R. Enright; L. Shenghui; K. Nolan; I. Mathews; A. Shen; G. Levaufre; R. Frizzell; G.-H. Duan and D. Herson, "A Vision for Thermally Integrated Photonics Systems," in Bell Labs Technical Journal , vol.19, no., pp.31-45, 2014.
doi: 10.15325/BLTJ.2014.2364431

➤ En cours d'acceptation pour publication : 2

6. G.-H. Duan, Senior Member, IEEE; S. Olivier; C. Jany; S. Malhouitre; A. Le Liepvre; A. Shen; X. Pommarede; G. Levaufre; N. Girard; D. Make; G. Glastre; J. Decobert; F. Lelarge; R. Brenot and B. Charbonnier, "Hybrid III-V Silicon Photonic Integrated Circuits for Optical Communication Applications," in Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of, Invited Paper, 2016.
7. A. Gallet; D. Make; A. Shen; G. Levaufre; N. Girard; S. Olivier and G.-H. Duan, "50 Error Free Transmission at 10Gb/s with an Integrated Hybrid III-V on Silicon Directly Modulated DFB Laser Ring Resonator," in Optical Communication (ECOC), European Conference on, 2016.

➤ Actes de colloques internationaux : 9

8. P.Kaspar; C.Jany; A.Le Liepvre; A.Accard; M.Lamponi; D.Make; G.Levaufre; N.Girard; F.Lelarge; A.Shen; P.Charbonnier; F.Mallecot; G.Duan; J.Gentner; J.Fédéli; S.Olivier; A.Descos; B.Ben-Bakir; S. Messaoudène; D.Bordel; S.Malhouitre; C.Kopp and S.Menezo; "Hybrid III-V/silicon lasers," in Proc. SPIE 9133, Silicon Photonics and Photonic Integrated Circuits IV; 913302, May 1, 2014.
doi:10.1117/12.2052999
9. G.-H. Duan; C. Jany; A. Le Liepvre; A. Accard; M. Lamponi; D. Make; P. Kaspar; G. Levaufre; N. Girard; F. Lelarge; J.-M. Fedeli; S. Messaoudene; D. Bordel and S. Olivier, "Hybrid III-V on silicon lasers for

photonic integrated circuits on silicon," in Proc. SPIE 9002, Novel In-Plane Semiconductor Lasers XIII; 90020X, February 27, 2014.

doi:10.1117/12.2044258

10. G-H Duan, Senior Member, IEEE; S. Olivier; S. Malhouitre; A. Accard; P. Kaspar; G. de Valicourt; G. Levaufre; N. Girard; A. Le Liepvre; A. Shen; D. Make; F. Lelarge; C. Jany; K. Ribaud; F. Mallecot; P. Charbonnier; H. Gariah; C. Kopp and J-L Gentner, "New Advances on Heterogeneous Integration of III-V on Silicon," in Proc. ECOC, Invited Paper, Cannes, Sept. 2014
doi: 10.1109/ECOC.2014.6964234
11. P. Kaspar; R. Brenot; A. Le Liepvre; A. Accard; D. Make; G. Levaufre; N. Girard; F. Lelarge; G.-H. Duan; S. Olivier; C. Jany; C. Kopp and S. Menezo, "Hybrid III-V/Silicon SOA for Photonic Integrated Circuits," in Proc. SPIE 9277, Nanophotonics and Micro/Nano Optics II, 927708, Nov. 13, 2014.
doi:10.1117/12.2074617
12. P. Kaspar; R. Brenot; A. Le Liepvre; A. Accard; D. Make; G. Levaufre; N. Girard; F. Lelarge; G.-H. Duan; N. Pavarelli; M. Rensing; C. Eason; G. Talli; P. O'Brien; S. Olivier; S. Malhouitre; C. Kopp; C. Jany and S. Menezo, "Packaged hybrid III-V/silicon SOA," in Optical Communication (ECOC), 2014 European Conference on ; vol.; no.; pp.1-3; 21-25 Sept. 2014.
doi: 10.1109/ECOC.2014.6964055
13. I. Mathews; S. Lei; K. Nolan; G. Levaufre; A. Shen; G.-H. Duan; B. Corbett; R. Enright; "Towards AlN optical cladding layers for thermal management in hybrid lasers," in Proc. SPIE 9520, Integrated Photonics: Materials; Devices; and Applications III; 95200J, June 1, 2015.
doi:10.1117/12.2178924
14. X. Pommarede; N. Girard; S. Olivier; S. Malhouitre; A. Accard; G. Levaufre; A. Shen; D. Make; R. Brenot; F. Lelarge; J.-G. Provost and G.-H. Duan "Transmission over 50km at 10Gbs/s with a hybrid III-V on silicon electro-absorption modulator with integrated tunable laser," in Optical Fiber Communication Conference, OSA Technical Digest (Optical Society of America), paper M2C.7, 2016.
doi:10.1364/OFC.2016.M2C.7
15. A. Shen; G. Levaufre; A. Accard; J. Decobert; N. Lagay; J. Provost; D. Make and G-H Duan "50km Error Free Transmission of Fully Integrated Chirp-Managed 10Gb/s Directly Modulated C-band Tunable III-V/SOI Hybrid Lasers," in Optical Fiber Communication Conference, OSA Technical Digest (Optical Society of America), paper M2C.5, 2016.
doi:10.1364/OFC.2016.M2C.5
16. A. Shen; G. Levaufre; J.G Provost; D. Make; A. Accard; J. Decobert; N. Lagay and G.H Duan "Validation by 25km Error Free Transmission of 10Gb/s Directly Modulated III-V/SOI hybrid DFB laser," in Group IV Photonics (GFP), IEEE 12th International Conference on, Vancouver, BC, 2015, pp. 129-130, 2015.
doi: 10.1109/Group4.2015.7305984

➤ **Présentations Poster en colloques: 3**

1. Poster 1 : G.H.Duan & G.Levaufre, "SILVER: 10Gbit/s SILicon based integrated optical transceiVER for local access networks". ANR-009-VERS-009
2. Poster 2 : G.H.Duan & G.Levaufre, "Silicon Photonic Integrated Circuits including III-V lasers for high speed telecommunications". iNOW 2013
3. Poster 3: G.Levaufre, "Hybrid Lasers III-V on silicon for high speed telecommunications"; Summer School Silicon Photonics Ghent; Belgium; July 2014

Bibliographie

1. *Lithography and the future of Moore's law*, 1995. **G.E.Moore**. 1995, Proc. SPIE Optical/Laser Microlithography VIII, Vol. 2240.
2. *Optical interconnects to electronic chips*. **D.A.B Miller**. 25, 2010, Applied Optics, Vol. 49, pp. 59-70.
3. *International Technology Working Groups International Technology Roadmap for Semiconductors*. **ITRS**. 2010.
4. **Cisco**. *Visual Networking Index: Forecast and Methodology, 2014-2019 White Paper*. 2015.
5. —. *Cisco white paper: The Zettabyte Era—Trends and Analysis*. 2014.
6. *Réalisation de sources lasers III-V sur silicium*, Thèse. **T.Dupont**. s.l. : Ecole Centrale de Lyon, 2011.
7. **20th Conference on Computer and Communications Security**. 2013.
8. **M. K. Weldon**. *The Future X Network: A Bell Labs Perspective*. s.l. : CRC Press, 2016.
9. *The Internet of Things in Motion*. **Cisco**. Berlin : s.n., 2013, 20th Conference on Computer and Communications Security.
10. *Progress in digital integrated electronics*. **G.E.Moore**. 1975, International Electron Devices Meeting, Vol. 21, pp. 11-13.
11. **Intel**. s.l. : SPIE Microlithography, 2006.
12. *Data processing in exascale-class computer systems*. **C. Moore**. 2011, The Salishan Conference on High Speed Computing.
13. *Moore's law: the future of Si microelectronics*. **S. E. Thompson and S. Parthasarathy**. 6, 2006, Materials Today, Vol. 9, pp. 20-25.
14. **K. Rupp**. 40 years of Microprocessor Trend Data. [En ligne] 25 Juin 2015. <https://www.karlrupp.net/2015/06/40-years-of-microprocessor-trend-data/>.
15. *Optical Fiber Communications*. **G. Keiser**. s.l. : McGraw-Hill Education, 2010.
16. **K. S. Schneider**. Primer on Fiber Optic Data Communications for the Premises Environment. s.l. : Sincor Corporation.
17. *Ethernet 100G and Beyond*. **S. Jones (Huber Suhner)**. March 2016, Netnod Spring Meeting, Stockholm.
18. **TeleGeography's Global Bandwidth Research Service**. TeleGeography Submarine cable map. [En ligne] 2015. <http://www.submarinemap.com/>.
19. **nperf**. Baromètre des connexions Internet fixes en France métropolitaine, Deuxième trimestre 2016. [En ligne] 09 septembre 2016. https://media.nperf.com/files/publications/FR/2016-09-15_Barometre-connexions-fixes-metropole-nPerf-2016-T2.pdf.
20. **L. Vivien and L. Pavesi**. *Handbook of Silicon Photonics*. s.l. : CRC Press, 2013.
21. **K. Petermann**. *Laser Diode Modulation and Noise*. s.l. : Springer Netherlands, 1988.
22. *Étude et réalisation de sources photoniques*, Thèse. **D. Carrara**. 2012.
23. **ITU** . G.694 : Grilles spectrales pour les applications de multiplexage par répartition en longueur d'onde. 2014.
24. **D. R. Goff**. 2003, Fiber Optic Video transmission.
25. *Proc. SPIE 6133, Novel In-Plane Semiconductor Lasers V*. **A. W. Fang, H. Park, R. Jones, O. Cohen, M. J. Paniccia, and J. E. Bowers**. 2006, Proc. of SPIE 6133, (Photonics West 2006), Vol. 61330W.
26. *Light Sensitivity*. **Scientific Committee on Emerging and Newly Identified Health Risks (SCENIHR)**. 2008.
27. *Large data centers interconnect bottlenecks*. **Ali Ghiasi**. 3, 2015, Optics Express, Vol. 23, pp. 2085-2090.
28. **Bettoti, Paolo**. *Nanodevices for Photonics and Electronics : Advances and Applications*. s.l. : CRC Press, 2015.
29. *Predictions of CMOS compatible on-chip optical interconnect*. **G. Chen, H. Chen, M. Haurylau, N.A. Nelson, D. H. Albonese, P.M. Fauchet, E.G. Friedman**. 4, 2007, Integration, the VSLI Journal, Vol. 40, pp. 434–446.

30. **L. Kimerling, MIT.** Datacenters: OIDA report reveals disaggregated datacenter roadmap for photonics. [En ligne] 08 06 2015. <http://www.laserfocusworld.com/articles/print/volume-51/issue-08/world-news/datacenters-oida-report-reveals-disaggregated-datacenter-roadmap-for-photonics.html>.
31. **B. Hoeflinger.** *Chips 2020: A Guide to the Future of Nanoelectronics*. s.l. : Springer Science & Business Media, 2011.
32. Etat et criticité des data-center, livre blanc. *rentaload.com*. [En ligne] Mars 2014.
33. *Device Requirements for Optical Interconnects to Silicon Chips*. **D. A. B. Miller.** 7, 2009, Proceedings of the IEEE, Vol. 97, pp. 1166-1185.
34. *Smaller, Faster, Cheaper, Over: The Future of Computer Chips*. **J. Markoff.** 2015, New York Times.
35. **D. J. Paul, University of Glasgow.** Silicon and Germanium Lattice Constants versus Bandgap. [En ligne] 1995. <http://userweb.eng.gla.ac.uk/douglas.paul/SiGe/lattice.html>.
36. *Routes toward silicon-based lasers*. **L. Pavesi.** 1, 2009, Materials today, Vol. 8.
37. **G. T. Reed.** *Silicon Photonics : The State of the Art*. s.l. : Wiley, 2008.
38. *Progress in hybrid-silicon photonic integrated circuit technology*. **M. J. R. Heck, M. L. Davenport, and J. E. Bowers.** 2013, SPIE Newsroom.
39. *A CMOS-compatible approach to fabricate an ultra-thin germanium-on-insulator with large tensile strain for Si-based light emission*. **S. Huang, W. Lu, C. Li, W. Huang, H. Lai, and S. Chen.** 11, 2013, Optics Express, Vol. 21, pp. 640-646.
40. *Large-Scale InP Photonic Integrated Circuits:Enabling Efficient Scaling of*. **D. F. Welch, et al.** 1, 2007, IEEE J. of Selected Topics on Quantum Electronics, Vol. 13, pp. 22-31.
41. *Silicon Photonic Integrated Devices For Optical Interconnects*. **D. Liang, G. Kurczveil, C-H. Chen, M. Fiorentino, Z. Peng, R. G. Beausoleil (HP Labs).** 2013, Asia Communications and Photonics Conference, pp. 1-4.
42. *Silicon photonics integration : Telecom and datacom optical links enabled by silicon photonics*. **P. Absil.** 2014, SPIE Professional .
43. *III-V/Si hybrid photonic devices by direct fusion bonding*. **K. Tanabe et al.** 2012, Scientific Reports 2, Vol. 349.
44. *Hybrid III-V Silicon Quantum Dot and Quantum Well Lasers*. **J. E. Bowers et al.** 2014, ECOC.
45. *Quantum Dot Lasers on Silicon*. **A. Y. Liu, C. Zhang, A. C. Gossarda, J. E. Bowers.** 2014, IEEE International Conference on Group IV Photonics.
46. *On-Chip Copper-Based vs. Optical Interconnects: Delay Uncertainty, Latency, Power, and Bandwidth Density Comparative Predictions*. **G. Chen, H. Chen, M. Haurylau, N.A. Nelson, D.H. Albonesi, P.M. Fauchet, and E.G. Friedman.** 2006, International Interconnect Technology Conference, pp. 39-41.
47. *Monolithically Integrated Ge-on-Si Active Photonics*. **J. Liu.** 2014, Photonics, Vol. 1(3), pp. 162-197.
48. *3D integrated hybrid silicon laser*. **B. Song, C. Stagarescu, S. Ristic, A. Behfar, and J. Klamkin.** 10, 2016, Optics Express, Vol. 24, pp. 10435-10444.
49. *Size influence on the propagation loss induced by sidewall roughness in ultrasmall SOI waveguides*. **F. Grillot, L. Vivien, S. Laval, D. Pascal and E. Cassan.** 7, s.l. : IEEE Photonics Technology Letters, 2004, Vol. 16. 1661-1663.
50. *Collage de silicium et d'oxyde de silicium : mécanismes mis en jeu, Thèse*. **C. Rauer.** 2014.
51. *High-throughput multiple dies-to-wafer bonding technology and III/V-on-Si hybrid lasers for heterogeneous integration of optoelectronic integrated circuits,»* . **X. Luo, Y. Cao, J. Song, X. Hu, Y. Cheng, C. Li, C. Liu, T-Y. Liow, M. Yu, H. Wang, Q-J. Wang and PG-Q. Lo.** 28, 2015, Front. Mater., Vol. 2.
52. *Next Gen 100G Interconnect Technical Feasibility Using Silicon Photonics*. **Palkert, Luxtera.** 2011.
53. *Single-Wavelength Silicon Evanescent Lasers*. **A. W. Fang, M. N. Sysak, B. R. Koch, R. Jones, E. Lively, Y-H. Kuo, D. Liang, O. Raday, and J. E. Bowers.** 3, 2009, IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, Vol. 15, pp. 535-544.
54. *Power-efficient III-V/Silicon external cavity DBR lasers*. **A.J. Zilkie, P. Seddighian, B.J. Bijlani, W. Qian, D.C. Lee, S. Fatholouloumi, J. Fong, R. Shafiiha, D. Feng, B.J. Luff, X.**

- Zheng, J.E. Cunningham, A.V. Krishnamoorthy, and M. Asghari.** 21, 2012, Optics Express, Vol. 20, pp. 23456-23462.
55. *Integrated Silicon Photonic Laser Sources for Telecom and Datacom*. **B. R. Koch, E. J. Norberg, B. Kim, J. Hutchinson, J. Shin, G. Fish, A. Fang**. Anaheim, CA : IEEE, 2013, Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), pp. 1 - 3.
56. *Demonstration of a High Speed 4-Channel Integrated Silicon Photonics WDM Link with Hybrid Silicon Lasers*. **A. Alduino, et al.** 2010, Integrated Photonics Research, Silicon and Nanophotonics (IPRSN), Monterey, CA, Postdeadline Session (IWI).
57. *10 Channel, 45.6Gb/s per Channel, Polarization Multiplexed DQPSK InP receiver photonic integrated circuit*. **R. Nagarajan, et al.** 2010, OFC 2010 Post-deadline paper, San Diego.
58. *Silicon and hybrid silicon photonic devices for intra-datacenter applications: state of the art and perspectives [Invited]*. **Y. Li, Y.Zhang, L. Zhang and A. W. Poon.** 2015, Photon. Res. 3, B10-B27 (2015), pp. B10-B27.
59. *Heterogeneously integrated long-wavelength VCSEL using silicon high contrast grating on an SOI substrate*. **J. Ferrara, W. Yang, L. Zhu, P. Qiao and C. J. Chang-Hasnain,** 3, 2015, Optics Express, Vol. 23, pp. 2512-2523.
60. **R. Antony.** *Photonic Integrated Circuit Technology*. 2015.
61. *Ultra-Low-Loss Planar Silica Waveguide*. 2011, IEEE Photonics Society Newsletter.
62. *Hybrid silicon evanescent laser fabricated with a silicon waveguide and III-V offset quantum wells*. **H. Park, A. W. Fang, S. Kodamaa, and J. E. Bowers.** 23, 2005, Optics Express, Vol. 13, pp. 9460-9464.
63. *Low threshold and high speed short cavity distributed feedback hybrid silicon lasers*. **C. Zhang, S. Srinivasan, Y. Tang, M. J. R. Heck, M. L. Davenport, and J. E. Bowers.** 9, 2014, Optics Express, Vol. 22, pp. 10202-10209.
64. *Recent progress in lasers on silicon*. **D. Liang and J. E. Bowers.** 2010, Nature photonics, Vol. 4, pp. 511-517.
65. *Progress in Optical Access Standards*. **F. Effenberger.** 2012, IEEE Workshop on Ethernet - Emerging Applications and Technologies, Genève.
66. *Fiber Optic Communication Technologies: What's Needed for Datacenter Network Operations*. **C.F. Lam, H. Liu, B. Koley, X. Zhao, V. Kamalov, and V. Gill, Google Inc.** 2010, IEEE Communications Magazine, pp. 32-39.
67. **K. Tamura, Oclaro Japan's Engineering and Marketing Department.** Optical Modules Evolving for Tomorrow's Data Centers. [En ligne] 2015. http://www.novuslight.com/optical-modules-evolving-for-tomorrow-s-data-centers_N4531.html.
68. *Scaling Optoelectronic-VLSI Circuits into the 21st Century: A Technology Roadmap*. **A. V. Krishnamoorthy, D.A B. Miller.** 1, 1996, Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE J. of, Vol. 2.
69. *Optical interconnects for high-performance computing*. **M. A. Taubenblatt.** 2015, IEEE Journal of Lightwave Technology.
70. *Intel Unveils New Technologies for Efficient Cloud Datacenters*. **Intel.** 2013.
71. **D. Coleman, Corning Cable Systems.** Optical Trends in the Data Center. s.l. : BICSI.
72. *Techno-economic Comparison of Silicon Photonics and Multimode VCSELs*. **D. Mahgerefteh, C. Thompson, C. Cole, G. Denoyer, T. Nguyen, I. Lyubomirsky, C. Kocot, J. Tatum.** 2015, Journal of Lightwave Technology.
73. **C. Roberts, R. Ellis, Corning**. *Fiber Selection and Standards Guide for Premise Networks*. 2013.
74. **Fiberstore.** SMF or MMF? Which Is the Right Choice for Data Center Cabling? [En ligne] 2015.
75. **Cisco.** Fiber Types in Gigabit Optical Communications, White Paper. [En ligne] 2008.
76. *10-Channel x 40Gb/s per Channel DQPSK Monolithically Integrated InP-Based Transmitter PIC*. **S. Corzine, et al.** 2008, OFC Post-deadline paper 18, San Diego.

77. *Scaling optical interconnects in datacenter networks, opportunities and challenges for WDM*. **H. Liu, C. F. Lam, C. Johnson, Google Inc.** 2010, IEEE Symposium on high performance interconnects, pp. 113-116.
78. **Infonetics Research.** *10G/40G/100G Telecom Optics Binannual Market Size and Forecasts*. Avril 2015.
79. **K. Grobe, ADVA Optical Networking SE.** Next-Generation Access/Backhaul based on ITU G.989, NG-PON2. s.l. : ITG, Mai 2014.
80. *Single-crystal silicon: a new material for 1.3 and 1.6 μm integrated-optical components*. **R. Soref and J. Lorenzo.** 1985, Electron. Lett., Vol. 21.
81. *Next Generation 100G CFP Modules – CFP2 & CFP4*. **Fiberstore.** 2015.
82. *Flexible TWDM PON system with pluggable optical transceiver modules*. **N. Cheng, J. Gao, C. Xu, B. Gao, D. Liu, L. Wang, X. Wu, X. Zhou, H. Lin and F. Effenberger.** 2014, Optics Express, Vol. 22, pp. 2078-2091.
83. *4-Wavelength 25.8-Gbps Directly Modulated Laser Array of 1.3- μm AlGaInAs Distributed-Reflector Lasers*. **T. Simoyama, M. Matsuda, S. Okumura, A. Uetake, M. Ekawa, and T. Yamamoto**. 2012, International Semiconductor Laser Conference (ISLC), pp. 54-55.
84. *Highly efficient chip-scale III-V/silicon hybrid optical amplifiers*. **S. Cheung, Y. Kawakita, Kuanping Shang, and S. J. Ben Yoo.** 17, 2015, Optics Express, Vol. 23, pp. 22431-22443.
85. *High-speed directly modulated 1.5 μm quantum dot lasers*. **S. Banyoudeh, A. Abdollahinia, O. Eyal, F. Schnabel, V. Sichkovskiy, G. Eisenstein, J. P. Reithmaier.** 2016, Proc. SPIE 9767, Novel In-Plane Semiconductor Lasers XV, Vol. 97670L.
86. *Quantum dot lasers on silicon*. **A. Y. Liu, C. Zhang, A. C. Gossard, J. E. Bowers.** 2014, Group for Photonics.
87. *Lasers InP sur circuits silicium pour applications en telecommunications, Thèse*. **M. Lamponi.** 2012.
88. *4- λ InGaAsP-Si distributed feedback evanescent lasers with varying silicon waveguide width*. **L. Tao, L. Yuan, Y. Li, H. Yu, B. Wang, Q. Kan, W. Chen, J. Pan, G. Ran, and W. Wang.** 15, 2014, Optics Express, Vol. 22, pp. 5448-5454.
89. *Integrated Hybrid Silicon Transmitter*. **S. R. Jain, Y. Tang, Hui-W. Chen, M. N. Sysak, and J. E. Bowers.** 1, 2012, Journal of Lightwave Technology, Vol. 30, pp. 1-8.
90. *Low-threshold heterogeneously integrated InP/SOI lasers with a double adiabatic taper coupler*. **M. Lamponi, Shahram Keyvaninia, C Jany, F Poingt, F Lelarge, G De Valicourt, Günther Roelkens, Dries Van Thourhout, S Messaoudene, J-M Fedeli, GH Duan.** 1, 2012, IEEE photonics technology letters, Vol. 24, pp. 76-78.
91. *Optical waveguide parabolic coupling horns*. **W. K. Burns, A. F. Milton, and A. B. Lee.** 1977, Appl. Phys. Lett., Vol. 30, pp. 28-30.
92. *Diode Lasers and Photonic Integrated Circuits, 2nd Edition*. **L.A. Coldren, S.W. Corzine, M.L. Mashanovitch.** s.l. : WILEY, 2012.
93. *A III-V on silicon distributed-feedback laser based on exchange-Bragg coupling*. **T. Dupont, L. Grenouillet, A. Chelnokov, S. Messaoudene, J. Harduin, D. Bordel, J.-M. Fedeli, C. Seassal, P. Regreny and P. Viktorovitch,** 2010, Proc. Group IV Photonics.
94. *Transmission over 50km at 10Gbs/s with a hybrid III-V on silicon electro-absorption modulator with integrated tunable laser*. **X. Pommarede; N. Girard; S. Olivier; S. Malhouitre; A. Accard; G. Levaufre; A. Shen; D. Make; R. Brenot; F. Lelarge; J.-G. Provost and G.-H. Duan.** M2C.7, 2016, Optical Fiber Communication Conference, OSA Technical Digest (Optical Society of America).
95. **J. Kunstler (OVUM).** *TWDM PON Is on the Horizon*. 2015.
96. **Prat, Joseph, [éd.].** *Next-Generation FTTH Passive Optical Networks*. s.l. : Springer Netherlands, 2008.
97. **ITU.** G.989 40-Gigabit-capable passive optical networks (NG-PON2). 14.
98. *10 Gb/s Integrated Tunable Hybrid III-V/Si Laser and Silicon Mach-Zehnder Modulator*. **G.-H. Duan, C. Jany, A. Le Liepvre, J.-G. Provost, D. Make, F. Lelarge, M. Lamponi, F. Poingt, J.-M. Fedeli, S. Messaoudene, D. Bordel, S. Brisson, S. Keyvaninia, G.**

- Roelkens, D. Van Thourhout, D.J. Thomson, F. Y. Gardes and G. T. Reed. paper Tu.4.E.2, 2012, in European Conference and Exhibition on Optical Communication.
99. *Characterization of Insertion Loss and Back Reflection in Passive Hybrid Silicon Tapers.* **G. Kurczveil, P. Pintus, M. J. R. Heck, J. D. Peters, J. E. Bowers.** 2, 2013, IEEE Photonics Journal, Vol. 5.
 100. *New Advances on Heterogeneous Integration of III-V on Silicon.* **G-H Duan, Senior Member, IEEE; S. Olivier; S. Malhouitre; A. Accard; P. Kaspar; G. de Valicourt; G. Levaufre; N. Girard; A. Le Liepvre; A. Shen; D. Make; F. Lelarge; C. Jany; K. Ribaud; F. Mallecot; P. Charbonnier; H. Gariah; C. Kopp and J-L Gentner.** 15, 2015, Journal of Lightwave Technology, Vol. 33, pp. 976-983.
 101. *Reliability of hybrid III-V on Si distributed feedback lasers .* **S. Srinivasa, J. E. Bowers.** 2012, ISLC 2012 International Semiconductor Laser Conference, pp. 10-11.
 102. *Thermal resistance of GaAs/AlAs superlattices used in modern.* **D. Žak ; W. Nakwaski.** 2, 2014, Opto-Electronics Review, Vol. 22, pp. 86-91.
 103. *Towards AlN optical cladding layers for thermal management in hybrid lasers.* **I. Mathews; S. Lei; K. Nolan; G. Levaufre; A. Shen; G.-H. Duan; B. Corbett; R. Enright.** 95200J, 2015, Proc. SPIE 9520, Integrated Photonics: Materials; Devices; and Applications III.
 104. —. **I. Mathews, S. Lei, K. Nolan, G. Levaufre, A. Shen, G-H. Duan, B. Corbett, and R. Enright.** 95200J, 2015, Integrated Photonics: Materials, Devices, and Applications III, Proc. of SPIE, Vol. 9520, pp. 1-10.
 105. *Hybrid Silicon Laser Technology: A Thermal Perspective.* **M. N. Sysak, D. Liang, R. Jones, G. Kurczveil, M. Piels, M. Fiorentino, R. G. Beausoleil, and J. E. Bower.** 6, 2011, IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics , Vol. 17, pp. 1490-1498.
 106. *Estimating Laser Diode Lifetimes and Activation Energy.* **ILX Lightwave.** Vol. Application note #33.
 107. *Temperature Dependence of Emission Efficiency and Lasing Threshold in Laser Diodes.* **J.I Pankove.** 4, 1968, IEEE J. of Quantum Electronics, Vol. QE-4.
 108. *A Vision for Thermally Integrated Photonics Systems.* **R. Enright; L. Shenghui; K. Nolan; I. Mathews; A. Shen; G. Levaufre; R. Frizzell; G.-H. Duan and D. Hernon.** 2014, Bell Labs Technical Journal, Vol. 19, pp. 31-45.
 109. *Photonic Integrated Circuits as Key Enablers for Datacom, Telecom and Sensor Systems.* **J. Bowers, C. Doerr, F. Kish, A. Krishnamoorthy, P. Winzer, T. Koch.** s.l. : UCSB, CLEO 2014.
 110. *Silicon and Hybrid silicon photonic devices for intra-datacenter applications: state of the art and perspectives.* **Y. Li et al.** 5, 2015, Photon Res., Vol. 3.
 111. *Widely Wavelength Tunable Hybrid III-V/Silicon Laser with 45 nm Tuning Range Fabricated Using a Wafer Bonding Technique.* **A. Le Liepvre, C. Jany, A. Accard, M. Lamponi, F. Poingt, D. Make, F. Lelarge, J.-M. Fedeli, S. Messaoudene, D. Bordel, and G.-H. Duan.** 2012 : s.n., 9th International Conference on Group IV Photonics (GFP), pp. 54-56.
 112. *Demonstration of a heterogeneously integrated III-V/SOI single wavelength tunable laser.* **S. Keyvaninia, G. Roelkens, D. Van Thourhout, C. Jany, M. Lamponi, A. Le Liepvre, F. Lelarge, D. Make, G.-H. Duan, D. Bordel and J-M. Fedeli.** 13, 2013, Optics Express, Vol. 21, pp. 3784-3792.
 113. *Direct and External Modulation of Light.* **C. Peucheret.** 2009, DTU Fotonik, Experimental Course in Optical Communication, Vol. 34129.
 114. *Gain Compression and Above-Threshold Linewidth.* **F. Grillot, B. Dagens, J.-G. Provost, H. Su, L. F. Lester.** 10, 2008, IEEE Quantum Electronics, Journal of, Vol. 44, pp. 946-951.
 115. *Measuring the Chirp and the Linewidth Enhancement Factor of Optoelectronic Devices with a Mach-Zehnder Interferometer.* **J-G. Provost, F. Grillot.** 3, s.l. : IEEE, 2011, Photonics Journal, Vol. 3, pp. 476-488.
 116. *50km Error Free Transmission of Fully Integrated Chirp-Managed 10Gb/s Directly Modulated C-band Tunable III-V/SOI Hybrid Lasers.* **A. Shen; G. Levaufre; A. Accard; J. Decobert; N. Lagay; J. Provost; D. Make and G-H Duan.** M2C.5, 2016, Optical Fiber Communication Conference, OSA Technical Digest (Optical Society of America).

117. *Direct Modulation of Hybrid-Integrated InP/Si Transmitters for Short and Long Reach Access Network.* **G. de Valicourt; G. Levaufre; Y. Pointurier; A. Le Liepvre; J.-C. Antona; C. Jany; A. Accard; F. Lelarge; D. Make and G.-H. Duan.** 8, 2015, Journal of Lightwave Technology, Vol. 33, pp. 1608-1616.
118. *Validation by 25km Error Free Transmission of 10Gb/s Directly Modulated III-V/SOI hybrid DFB laser.* **A. Shen; G. Levaufre; J.G Provost; D. Make; A. Accard; J. Decobert; N. Lagay and G.H Duan.** 2015, IEEE 12th International Conference on Group IV Photonics (GFP), Vancouver, pp. 129,130.
119. *Hybrid III-V/silicon tunable laser directly modulated at 10Gbit/s for short reach/access networks.* **G. Levaufre; A. Le Liepvre; A. Accard; P. Kaspar; R.Brenot; D. Make; F.Lelarge; G.-H. Duan ; S. Olivier; S. Malhouitre; C. Kopp; G.Simon; F.Saliou and P.Chanclou.** 21-25 Sept 2014, European Conference on Optical Communication (ECOC), , pp. 1-3.
120. *Widely tunable sampled grating DBR laser with integrated electroabsorption modulator.* **B. Mason, G.A. Fish, S.P. DenBaars, L. Coldren.** 16, 1999, Photonics Technology Letters, IEEE, Vol. 11, pp. 638-640.
121. *Narrow linewidth high power thermally tuned sampled-grating distributed Bragg reflector laser.* **M.C. Larson et al.** 2012, OFC Proc.
122. *Hybrid III-V/Silicon SOA for Photonic Integrated Circuits.* **P. Kaspar; R. Brenot; A. Le Liepvre; A. Accard; D. Make; G. Levaufre; N. Girard; F. Lelarge; G.-H. Duan; S. Olivier; C. Jany; C. Kopp and S. Menezo.** 927708, 2014, Proc. SPIE 9277, Nanophotonics and Micro/Nano Optics II.
123. *Sixteen-Wavelength Hybrid AlGaInAs/Si Microdisk Laser Array.* **S. Sui, M.-Y. Tang, Y. de Yang, J.-L. Xiao, Y. Du.** 4, 2015, IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. 51.
124. *42 GHz p.i.n Germanium photodetector integrated in a silicon-on-insulator waveguide.* **L. Vivien, J. Osmond J., J.-M. Fedeli, D. Marris-Morini, P. Crozat, J-F. Damlencourt, E. Cassan, S. Lecunff, Y. Laval.** 2009, Optics Express, Vol. 17, p. 6252.
125. *CoupledWave Theory of Distributed Feedback Lasers.* **H. Kogelnik and C. V. Shank.** 5, 1972, Journal of Applied Physics, Vol. 43, pp. 2327-2335.
126. *Room-temperature InP distributed feedback laser array directly grown on silicon.* **Z. Wang, B. Tian, M. Pantouvaki, W. Guo, P. Absil, J. Van Campenhout, C. Merckling and D. Thourhout.** 2015, Nature Photonics, Vol. 9, pp. 837-842.
127. *A review of hybrid manufacturing processes - state of the art and future perspectives.* **Z. Zhu, V.G. Dhokia, A. Nassehi, A. and Newman.** 7, 2013, International Journal of Computer Integrated Manufacturing, Vol. 26, pp. 596-615.
128. *Hybrid III-V semiconductor/silicon nanolaser.* **Y. Halioua, A. Bazin, P. Monnier, T. J. Karle, G. Roelkens, I. Sagnes, R. Raj, and F. Raineri.** 10, 2011, Optics Express, Vol. 19, pp. 9221-9231.
129. *Efficient adiabatic silicon-on-insulator waveguide taper.* **Y. Fu, T. Ye, W. Tang, and T. Chu.** 3, 2014, Photon Res., Vol. 2, pp. A41-A44.
130. *InP PICs Enable High-Efficiency Optical Transceivers.* **Y. Akulova, J. Gheorma and M. Larson.** 2012, Photonics Spectra.
131. exfo.com. [En ligne]
132. *Lasing in direct-bandgap GeSn alloy grown on Si.* **Wirths, S. et al.** 2015, Nature Photon, Vol. 9, pp. 88-92.
133. *High-spectral-efficiency optical modulation formats.* **Winzer, P.J.** 24, 2012, Journal of Lightwave Technology, Vol. 30, pp. 3824-3835.
134. *Electrically pumped InP-based microdisk lasers integrated with a nanophotonic silicon-on-insulator waveguide circuit.* **Van Campenhout, J. et al.** 2007, Optics Express, Vol. 15, pp. 6744-6749.
135. *A. 1.3- μ m InAs/GaAs quantum-dot lasers monolithically grown on Si substrates.* **T Wang, H. Liu, A. Lee, F. Pozzi and Seeds.** 2011, Optics Express, Vol. 19, pp. 11381-11386.
136. *Sixteen-Wavelength Hybrid AlGaInAs/Si Microdisk Laser Array.* **S-S. Sui et al.** 4, 2015, IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. 51.

137. *Integrated Hybrid Silicon Transmitter*. **S. R. Jain, Y. Tang, H-W. Chen, M. N. Sysak, and J. E. Bowers**. 1, 2012, Journal of Lightwave Technology, Vol. 30, pp. 671 - 678.
138. *On-Silicon Integration of Compact Energy-Efficient DFB Laser with 40-Gbit/s Direct Modulation*. **S. Matsuo, T. Fujii, K. Takeda, H. Nishi, K. Hasebe, T. Kakitsuka**. 2015, IEEE 12th International Conference on Group IV Photonics (GFP), pp. 23-24.
139. *Directly modulated buried heterostructure DFB laser on SiO₂/Si substrate fabricated by regrowth of InP using bonded active layer*. **S. Matsuo, T. Fujii, K. Hasebe, K. Takeda, T. Sato, and T. Kakitsuka**. 9, 2014, Optics Express, Vol. 22, pp. 12139-12147.
140. *III-V-on-silicon multi-frequency lasers*. **S. Keyvaninia, S. Verstuyft, S. Pathak, F. Lelarge, G.-H. Duan, D. Bordel, J.-M. Fedeli, T. De Vries, B. Smalbrugge, E. J. Geluk, J. Bolk, M. Smit, G. Roelkens, and D. Van Thourhout**. 1, 2013, Optics Express, Vol. 21, pp. 13675-13683.
141. *Thermal Conductivity of Indium Phosphide Based Superlattices*. **S. Huxtable, A. Shakouri, P. Abraham, Y-J. Chiu, X. Fan, J.E. Bowers, A? Majumdar**. 1999, 18th International Conference of Thermoelectrics, pp. 594-597.
142. *A 90nm CMOS Intergated Nanophotonics Technology for 25Gbps WDM Optical Communications Applications*. **S. Assefa, S. Shank, W. Green, M. Khater, E. Kiewra, C. Reinholm, S. Kamlapurkar, A. Rylyakov, C. Schow, F. Horst, H. Pan, T. Topuria, P. Rice, D. M. Gill, J. Rosenberg, T. Barwicz, M. Yang, J. Proesel, J. Hofrichter, B. Offrein, X. Gu, W. Haensch, J. Ell**. 2012, International Electron Devices Meeting, pp. 33.8.1-33.8.3.
143. *Lattice thermal conductivity of group-IV and III-V semiconductor alloys*. **Sadao Adachi**. 063502, Applied Physics, journal of : s.n., 2007, Vol. 102.
144. *The past, present, and future of silicon photonics*. **Soref, R.** 2006, IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron, Vol. 12, pp. 1678-1687.
145. *Increasing data traffic requires full spectral window usage in optical single-mode fibre cables,» EE publishers, 2015*. **R. Chappell and D. Daems**. May 2015, EE Publishers.
146. *Subwavelength semiconductor lasers for dense chip-scale integration*. **Q. Gu, J. S. T. Smalley, M. P. Nezhad, A. Simic, J. H. Lee, M. Katz, O. Bondarenko, B. Slutsky, A. Mizrahi, V. Lomakin, and Y. Fainman**. 11, 2014, Adv. Opt. Photonics, Vol. 6.
147. *Packaged hybrid III-V/silicon SOA*. **P. Kaspar; R. Brenot; A. Le Liepvre; A. Accard; D. Make; G. Levaufre; N. Girard; F. Lelarge; G.-H. Duan; N. Pavarelli; M. Rensing; C. Eason; G. Talli; P. O'Brien; S. Olivier; S. Malhouitre; C. Kopp; C. Jany and S. Menezo**. 2014, European Conference on Optical Communication (ECOC), pp. 1-3.
148. *Hybrid III-V/silicon lasers*. **P.Kaspar; C.Jany; A.Le Liepvre; A.Accard; M.Lamponi; D.Make; G.Levaufre; N.Girard; F.Lelarge; A.Shen; P.Charbonnier; F.Mallecot; G.Duan; J.Gentner; J.Fédéli; S.Olivier; A.Descos; B.Ben-Bakir; S. Messaoudène; D.Bordel; S.Malhouitre; C.Kopp and S.Menezo**. 913302, 2014, Proc. SPIE 9133, Silicon Photonics and Photonic Integrated Circuits IV.
149. **Organisation des Nations-Unies (ONU)**. *Situation de la population mondiale*. 2014.
150. *Extremely compact hybrid III-V/SOI lasers: design and fabrication approaches*. **Olesya Bondarenko, Cheng-Yi Fang, Felipe Vallini, Joseph S. T. Smalley, and Yeshaiahu Fainman**. 3, Optics Express : s.n., 2015, Vol. 23, pp. 2696-2712.
151. *Wafer Bonded Subwavelength Metallo-Dielectric Laser*. **O. Bondarenko, A. Simic, Q. Gu, J. H. Lee, B. Slutsky, M. P. Nezhad, and Y. Fainman**. 13, 2011, IEEE Journal of Photonics, Vol. 3, pp. 608-616.
152. *Extremely compact hybrid III-V/SOI lasers: design and fabrication approaches*. **O. Bondarenko, C-Y. Fang, F. Vallini, J. S. T. Smalley and Y. Fainman**. 3, 2015, Optics Express, Vol. 23, pp. 2696-2712.
153. *Integration of hybrid silicon lasers and electroabsorption modulators*. **M. N. Sysak, J. O. Anthes, J. E. Bowers, O. Rada and Richard Jones**. 17, 2008, Optics Express, Vol. 16, pp. 12478-12486.
154. *Ultra-low loss waveguide platform and its integration with silicon photonics*. **M. J. R. Heck, J. F. Bauters, M. L. Davenport, D. T. Spencer, and J. E. Bowers**. 8, 2014, Laser Photonics Review, pp. 667-686.

155. *Optimization of the Hybrid Silicon Photonic Integrated Circuit Platform*. **M. J. R. Heck, M. L. Davenport, S. Srinivasan, J. Hulme and J. E. Bowers**. 2013, International Society for Optics and Photonics (SPIE OPTO).
156. *Hybrid Silicon Photonic Integrated Circuit Technology*. **M. J. R. Heck, J. F. Bauters, M. L. Davenport, J. K. Doylend, Siddharth Jain, G. Kurczveil, S. Srinivasan, Y. Tang and J. E. Bowers**. 4, IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, Vol. 19.
157. *Scaling Limits for Copper Interconnects*. **MIT Microphotonics Center**. 2011.
158. *Silicon Photonics*. **L. Pavesi and D.J. Lockwood**. 2004, Berlin: Springer-Verlag.
159. *An ultra-small, low-power, all-optical flip-flop memory on a silicon chip*. **L. Liu et al**. 2010, Nature Photon, Vol. 4, pp. 182-187.
160. *Monolithically Integrated 40-Wavelength Demultiplexer and Photodetector Array on Silicon*. **L. Chen, C. R. Doerr, L. Buhl, Y. Baeyens, and R. A. Aroca**. 13, 2011, IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 23, pp. 869-871.
161. *Hybrid III/V silicon photonic source with integrated 1D free-space beam steering*. **J. K. Doylend,* M. J. R. Heck, J. T. Bovington, J. D. Peters, M. L. Davenport, L. A. Coldren, and J. E. Bowers**. 20, 2012, Optics Letters, Vol. 37, pp. 4257-4259.
162. *Temperature Dependence of Emission Efficiency and Lasing Threshold in Laser Diodes*. **J. I. Pankove**. 4, 1968, IEEE J. of Quantum Electronics, Vol. QE-4.
163. *High power and widely tunable Si hybrid external-cavity laser for power efficient Si photonics WDM links*. **J. H. Lee, I. Shubin, J. Yao, J. Bickford, Y. Luo, S. Lin, S. S. Djordjevic, H. D. Thacker, J. E. Cunningham, K. Raj, X. Zheng and A. V. Krishnamoorthy**. 7, 2014, Optics Express, Vol. 22, pp. 7678-7685.
164. *Silicon on ultra-low-loss waveguide photonic integration platform*. **J. F. Bauters, M. L. Davenport, M. J. R. Heck, J. K. Doylend, A. Chen, A. W. Fang and J. E. Bowers**. 21, 2013, Optics Express, Vol. 1, pp. 544-555.
165. *Recent Advances in Silicon Photonic Integrated Circuits*. **J. E. Bowers, T. Komljenovic, M. Davenport, J. Hulme, A. Y. Liu, C.T. Santis, A. Spott, S. Srinivasan, E. J. Stanton, C. Zhang**. 2016, Proc. of SPIE, Vol. 9774.
166. *Widely tunable Vernier ring laser on hybrid silicon*. **J. C. Hulme, J. K. Doylend, and J. E. Bowers**. 17, 2013, Optics Express, Vol. 21, pp. 19718-19722.
167. *Integrated Silicon Photonic Laser Sources for Telecom and Datacom*. 2013, chez Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference OSA.
168. *Infinaera white paper: Photonic Integration*. **Infinaera**. 2005.
169. **IEEE**. 802.3bm Standard. 2015.
170. —. 802.3 standard. 2012.
171. *Device and Integration Technology for Silicon Photonic Transmitter*. **H. Park, M. N. Sysak, H.-W. Chen, A. W. Fang, D. Liang, L. Liao, B. R. Koch, J. Bovington, Y. Tang, K. Wong, M. Jacob-Mitos, R. Jones, and J. E. Bowers**. 3, 2011, IEEE J. of Selected Topics on Quantum Electronics, Vol. 17, pp. 671-688.
172. *Hybrid III-V on silicon laterally-coupled distributed feedback laser operating in the O-band*. **H. Duprez, A. Descos, C. Jany, C. Seassal and B. Ben Bakir**. 2016, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 28, pp. 1920-1923. 1041-1135.
173. *III-V/silicon photonics for on-chip and intra-chip optical interconnects*. **G. Roelkens, L. Liu, D. Liang, R. Jones, A. Fang, B. Koch and J. Bowers**. 2010, Laser & Photonic Reviews, pp. 1-29.
174. *New Advances on Heterogeneous Integration of III-V on Silicon*. **G.-H. Duan, S. Olivier; S. Malhouitre; A. Accard; P. Kaspar; G. de Valicourt; G. Levaufre; N. Girard; A. Le Liepvre; A. Shen; D. Make; F. Lelarge; C. Jany; K. Ribaud; F. Mallecot; P. Charbonnier; H. Gariah; C. Kopp and J-L Gentner**. 2014, Proc. ECOC, Invited Paper, Cannes.
175. *Hybrid III-V on silicon lasers for photonic integrated circuits on silicon*. **G.-H. Duan; C. Jany; A. Le Liepvre; A. Accard; M. Lamponi; D. Make; P. Kaspar; G. Levaufre; N. Girard; F.**

- Lelarge; J.-M. Fedeli; S. Messaoudene; D. Bordel and S. Olivier.** 90020X, 2014, Proc. SPIE 9002, Novel In-Plane Semiconductor Lasers XIII.
176. *Hybrid III-V on Silicon Lasers for Photonic Integrated Circuits on Silicon.* **G.-H. Duan, C. Jany, A. Lelievre, A. Accard, M. Lamponi, D. Make, P. Kaspar, G. Levaufre, N. Girard, F.Lelarge, J.-M. Fedeli, A. Descos, B. Ben Bakir, S. Messaoudene, S. Menezo, G. de Valicourt, S.Keyvaninia, G. Roelkens, D. V. Thourhout, G.T. Reed.** 4, 2014, Top. Quantum Electron. , Vol. 20, p. 158.
177. *Heterogeneous Integration: Extending the Functionality of Silicon Photonics with III-V Materials.* **G. Fish, A. Fang.** 2015, European Conference on Optical Communication (ECOC, Valencia), pp. 1-3.
178. *The Role of Fairchild in Silicon Technology.* **G.E.Moore.** 11, 1988, Proceedings of the IEEE, Vol. 86, pp. 53-62.
179. **fs.com.** SMF or MMF? Which Is the Right Choice for Data Center Cabling? 2015.
180. *Cascaded Mach-Zehnder wavelength filters in silicon photonics for low loss and flat pass-band WDM (de-)multiplexing.* **F. Horst, W. M. J. Green, S. Assefa, S. M. Shank, Y. A. Vlasov, and B. J. Offrein.** 10, 2013, Optics Express, Vol. 21, pp. 11652-11658.
181. *Electrically pumped hybrid AlGaInAs-silicon evanescent laser.* **Fang, A. W. et al.** 2006, Optics Express, Vol. 14, pp. 9203-9210.
182. *Integrated Tunable CMOS Laser for Si Photonics.* **E. Marchena, T. Creazzo, S. B. Krasulick, P. Yu, D. Van Orden, J. Y. Spann, C. C. Blivin, J. M. Dallesasse, P. Varangis, R. J. Stone, and A. Mizrahi.** 2013, Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference.
183. *Low loss and high speed silicon optical modulator based on a lateral carrier depletion structure.* **D. Marris-Morini, et al.** 1, 2008, Optics Express, Vol. 16, pp. 334-339.
184. *Hybrid Integrated Platforms for Silicon Photonics.* **D. Liang, G. Roelkens, R. Baets and J. E. Bowers.** 3, 2010, Materials, pp. 1782-1802.
185. *Heterogeneously integrated 2.0 μm CW hybrid silicon lasers at room temperature.* **A. Spott, M. Davenport, J. Peters, J. Bovington, M. J. R. Heck, E. J. Stanton, I. Vurgaftman, J. Meyer and J. Bowers.** 7, 2015, Optics Letters, Vol. 40, pp. 1480-1483.
186. *A CW Mid-infrared Hybrid Silicon Laser at Room Temperature.* **A. Spott, M. L. Davenport, J. Peters, J. T. Bovington, M. J. Heck and J. E. Bowers.** 2014, IEEE Photonics Conference, pp. 1-2.
187. *Demonstration of a High Speed 4-Channel Integrated Silicon Photonics WDM Link with Hybrid Silicon Lasers.* **A. Alduino et al.** . paper PDIWI5, s.l. : Optical Society of America, 2010, Integrated Photonics Research, Silicon and Nanophotonics and Photonics in Switching, OSA Technical Digest.
188. *Si Photonic WDM in the Datacenter.* **Finisar.** 2015, Design Con.
189. *Routes toward silicon-based lasers.* **L. Pavesi.** Janvier 2005, Materials Today.

Liste des Notations

1. AWG : Arrayed Waveguide Grating / Réseau Sélectif Planaire
2. Bias-Tee : Té de polarisation
3. Bit : Binary Digit / Element binaire (0/1) de codage des données numériques
4. BOX : Buried Oxyde / Couche d'Oxyde de silicium enterrée
5. BPSK : Binary Phase Shift Keying / Modulation Binaire à Changement de Phase
6. BtB : Back to Back / Transmission émetteur-récepteur Dos-à-Dos (sans longueur de fibre)
7. Burst : Rafale de Paquets de données numériques
8. c : célérité de la lumière dans le vide = $2,99792458.10^8$ m.s⁻¹
9. CFP (2/4/8) : C Form-factor Pluggable / Facteur de Forme C à Enficher (2/4/8)
10. CML : Chirp Managed Laser / Laser à Chirp Controlé
11. CMOS : Complementary Metal-Oxyde Semiconductor / Semiconducteur Complémentaire Metal-Oxyde
12. CPU : Central Processing Unit / Processeur, ou Unité Centrale de Traitement (UCT)
13. CTN : Coefficient de Température Négatif
14. CWDM : Coarse WDM / Multiplexage Lâche en Longueur d'onde
15. DFB : Distributed FeedBack / (Laser à) Rétro-action Distribuée
16. DML : Directly Modulated Laser / Laser Directement Modulé
17. DWDM : Dense WDM / Multiplexage Dense en Longueur d'onde
18. EDFA : Erbium-Doped Fiber Amplificator / Amplificateur à Fibre Dopée Erbium
19. EML : Electro Modulated Laser / Laser Electro-Modulé
20. E_{Si} : Epaisseur de la couche guidante Silicium
21. E_{SSi} : Epaisseur de la Semelle Silicium
22. FAI : Fournisseur d'Accès à Internet
23. FEC : Forward Error Correction / Code Correcteur d'Erreur avant Réception
24. FP : Fabry-Pérot
25. FSAN : Full Service Access Network / Réseau d'Accès à Service Complet
26. FTTB : Fiber To The Building / Fibre jusqu'au Bâtiment
27. FTTC : Fiber To The Curb / Fibre jusqu'au point de Concentration
28. FTTH : Fiber To The Home / Fibre jusqu'au Domicile
29. FTTN : Fiber To The Neighborhood / Fibre jusqu'au Quartier
30. GaAs : Arséniure de Gallium
31. Ge : Germanium
32. GPON : PON de 1ère Génération
33. GPU : Graphics Processing Unit / Processeur graphique
34. HR/BR : Haute Réflectivité/Basse Réflectivité
35. H_{Si} : Epaisseur totale du ruban Silicium
36. I/O : In/Out
37. III-V : Matériaux semi-conducteurs des colonnes 13 et 15 du tableau périodique
38. InP : Phosphure d'Indium
39. IoE: Internet of Everything / "L'Internet du Tout (connecté)"
40. ITU : International Telecommunication Union / Union Internationale des Télécommunications
41. IVBA : Inter-Valence Band Absorption / Absorption Inter-Bandes de Balence
42. k_B : Constante de Boltzmann = $8,61733.10^{-5}$ eV.K⁻¹
43. L_{GSi} : Largeur du Guide Silicium
44. L_{R35} : Largeur du Ruban III-V
45. L_{RSi} : Largeur du Ruban Silicium
46. LZ15/LZ16 : Laser à 1,55 μ m/Laser à 1,55 μ m de nouvelle génération

47. MAC : Media Access Control / Contrôle d'Accès au support
48. Mb/s : Megabit par seconde
49. MB/s : Megabyte per seconde / Mega octet par seconde
50. MEA : Modulateur à Electro-Absorption
51. MMI : Multi-Mode Interferometer / Interféromètre Multi-Modes
52. MMZ : Modulateur Mach-Zender
53. Mux/Demux : MultipleXeur/DEMultipleXeur
54. n : indice de refraction optique
55. n_{eff} : indice optique effectif
56. n_g : indice optique de groupe
57. NGPON : Next Generation PON
58. Nid : Non Intentionnellement Dopé
59. NoC : Network on Chip / Réseau sur Puce
60. NRO: Noeud de Raccordement Optique (ou Central Optique)
61. NRZ : Non-return to Zero / Sans retour à Zero
62. Octet : Séquence de 8 bits
63. ODN : Optical Distribution Network / Réseau Optique de Distribution
64. OLT : Optical Line Terminal / Terminaison de Ligne optique
65. ONU (ONT) : Optical Network Unit (Terminal) / Unité De Réseau Optique
66. OOK : On-Off Keying / Codage « Marche-Arret »
67. OTDR : Optical Time Domain Reflectometer / Réflectomètre Optique Temporel
68. P2P : Point-to-Point / (Liaison) Point-à-Point
69. PD : PhotoDiode
70. PDM : Polarisation Division Multiplexing / Multiplexage par Répartition en Phase
71. PIC : Photonic Integrated Circuit / Circuit Photonique Intégré
72. PON : Passive Optical Network / Réseau Optique Passif
73. PRBS : Pseudo Random Binary Sequence / Séquence Binaire Pseudo-Aléatoire
74. QAM : Quadrature Amplitude Modulation / Modulation d'Amplitude en Quadrature
75. QD : Quantum Dot / Boîte Quantique
76. QPSK : Quadrature Phase Shift Keying / Modulation par Déplacement de Phase en Quadrature
77. QW : Quantum Well / Puits Quantique
78. SCH : Secondary Confinement Heterostructure / Heterostructure de Confinement Secondaire
79. SEQUOIA : energy efficient Silicon Emitter using heterogeneous integration of III-V QUantum dOt and quantum dash materIAls / Emetteur sur Silicium efficace en énergie par intégration hétérogène de boîtes quantiques ou grains QUantiques en matérIAux III-V
80. SG-DBR : Sampled Grating Distributed Bragg Reflector / Réflecteur Bragg Réparti à Réseau Echantillonné
81. SMF : Single Mode Fiber / Fibre Mono-Mode
82. SMSR : Side Mode Suppression Ratio / Taux de Suppression des Modes Secondaires
83. SoC : System on Chip / Système sur Puce
84. SOI : Silicon On Insulator / Silicium sur Isolant
85. SPE : Signal Pré-Emphasis / Pré-Distorsion du Signal
86. SSD : Solid State Disk / Disque à Etat Solide
87. TDMA : Time Division Multiple Access / Accès Multiples Répartis en temps
88. TEC : Thermo-Electric Cooler / Refroidisseur ThermoElectrique
89. TIA : Trans-Impedance Amplifier / Amplificateur Trans-Impédance
90. TRx 4x25 : Transceiver 4x25 / Emetteur-Récepteur 4x25
91. TuL : Tunable Laser / Laser Accordable
92. TWDM : Time-WDM / Multiplexage Temporelle par répartition en Longueur d'onde
93. US (DS) : Upstream/Downstream / Flux Montant (Descendant)
94. VCSEL : Vertical Cavity Surface Emitting Laser/ Laser à Cavité Verticale à Emission par la Surface

95. v_g : vitesse de groupe
96. VNA : Vectoriel Network Analyser / Analyseur de Réseau Vectoriel
97. WDM : Wavelength Division Multiplexing = Multiplexage en longueur d'onde
98. XGPON : 10G capable GPON
99. ϵ_0 : Permittivité Electrique du Vide = $8,854187817620... \times 10^{-12} \text{ A}^2 \cdot \text{s}^4 \cdot \text{kg}^{-1} \cdot \text{m}^{-3}$
100. τ_e : durée de vie des électrons
101. τ_p : durée de vies des photons

Titre : Circuits Photoniques Intégrés incluant des lasers hybrides III-V sur silicium pour applications en télécommunication très haut débit

Mots clés : Circuits Photoniques Intégrés, lasers hybrides, III-V sur silicium, NGPON2, transmetteur WDM,

Résumé : Les travaux de cette thèse portent sur le développement des Circuits Photoniques Intégrés issus de la plateforme d'intégration hétérogène de matériaux III-V sur silicium. Les avantages proposés par cette approche, dans laquelle le gain optique des matériaux III-V se marie aux faibles pertes de propagation des guides d'onde silicium, sont notamment les coûts réduits de fabrication, un haut degré de compacité, et une grande flexibilité dans les fonctionnalités réalisables. Dès lors, notre approche est basée sur l'exploitation de cette technologie pour la réalisation de dispositifs hybrides d'émission laser adressant les objectifs de performance à débits élevés des nouveaux réseaux de télécommunication à fibres optiques. Nous rappelons tout d'abord les transformations récentes amorcées dans les réseaux de télécommunication en vue de répondre à l'accroissement du trafic mondial de données, et présentons alors deux solutions techniques étudiées durant cette thèse. En premier lieu, nous détaillons l'architecture et les éléments de conception d'un émetteur à multiplexage en longueur d'onde (WDM) à 4 longueurs d'onde DFB et 4 Modulateurs à Electro-absorption intégrés dans un circuit photonique hybride III-V sur silicium. Ce circuit est destiné aux transmissions courtes distances (<2km) à 100Gb/s au sein des centres de données (datacenter). Nous avons plus particulièrement étudié l'optimisation de la transition modale entre la section de gain III-V de la cavité laser et le circuit passif de propagation en silicium, que ce soit pour des structures à base de puits ou de boîtes quantiques. L'emploi de ces architectures pour la conception de dispositif à N sources DFB, directement modulées, et à gestion du chirp intégrée, a également été abordé. Nous présentons alors les résultats des caractérisations statiques et dynamiques de ces sources lasers à 1,3 μ m ainsi que des modulateurs à électro-absorption (MEA) modulés jusqu'à 32Gb/s, et discutons des améliorations structurales que nous avons apportées en vue de renforcer les performances globales du dispositif. La seconde solution approfondie durant cette thèse porte sur les sources lasers accordables intégrant des résonateurs en anneaux, centrées à 1,55 μ m et directement modulables, en vue d'un déploiement au sein de la nouvelle génération de réseaux optiques passifs d'accès (NG-PON2). Après l'étude de la structure de ces composants, nos travaux sur les problématiques du comportement thermique, ainsi que sur la caractérisation des fonctionnalités d'accord en longueur d'onde et du comportement dynamique de ces cavités hybrides, sont développés. Ainsi, nous rapportons les performances d'un dispositif en boîtier de démonstration que ces travaux ont permis de réaliser, pour des transmissions à 10Gbit/s en modulation directe jusqu'à 40km. Enfin, cette thèse s'achève par une conclusion générale et propose un aperçu des possibilités, à court et moyen termes, ouvertes par ces recherches.

Title : Photonic Integrated Circuits including hybrid III-V on silicon lasers for very high-speed telecommunication applications.

Keywords : Photonic Integrated Circuits, hybrid lasers, III-V on silicon, NGPON2, WDM transceiver

Abstract : The work conducted in this thesis focuses on the development of Photonic Integrated Circuits based on the technological platform of heterogeneous integration of III-V materials on silicon. The benefits brought by this approach, in which the optical gain from III-V materials is coupled with the low propagation losses of silicon waveguide, are in particular a low manufacturing cost, high compacity and scalability, and a wide range of achievable functionalities. In this way, we aim to exploit this technology to develop hybrid laser devices which meet the performance objectives of high-bit-rate optical fiber transmission networks. From the recent transformations initiated in transmission networks to face the data global traffic increase, two technical solutions have been investigated during this thesis. First, we detail the architecture and the design elements of a WDM emitter with 4 DFB lasers and 4 Electro-Absorption Modulators integrated in a III-V on silicon hybrid Photonic Circuit. This circuit addresses short-distances 100Gb/s transmissions challenges (<2km) in datacenters applications. We specifically studied the optimization of modal transition from the III-V on silicon optical gain section of the laser cavity to the passive silicon circuit, for both quantum wells and quantum dots structure. The use of this architecture for the design of devices including N directly modulated DFB sources with integrated chirp management is also introduced. Static and dynamic characterization results of this laser source emitting at 1,3 μ m as well as the electro-absorption behavior at modulation rate up to 32Gb/s is reported. The improvement routes of the structure are also discussed to enhance device global performances. The second solution studied in this thesis is a directly modulated tunable laser source, emitting around 1.55 μ m with integrated ring resonators, for the deployment in the Next-Generation Passive Optical access Networks (NG-PON2). After the description of the structure, thermal problematic, wavelength tunability, and dynamic behavior of these hybrid cavities are presented. Finally, we report the performances of a packaged device for direct modulation transmissions at 10Gb/s over 40km. The thesis ends up with general conclusions, and provides an overview of the short and medium terms possibilities offered by this research.