



Modulateurs intégrés sur silicium pour la transmission de signaux à modulation d'amplitude multi-niveau

Mémoire

Keven Bédard

Maîtrise en génie électrique
Maître ès sciences (M.Sc.)

Québec, Canada

© Keven Bédard, 2016

Modulateurs intégrés sur silicium pour la transmission de signaux à modulation d'amplitude multi-niveau

Mémoire

Keven Bédard

Sous la direction de :

Sophie LaRoche, directrice de recherche

Résumé

Au cours des dernières années, la photonique intégrée sur silicium a progressé rapidement. Les modulateurs issus de cette technologie présentent des caractéristiques potentiellement intéressantes pour les systèmes de communication à courte portée. En effet, il est prévu que ces modulateurs pourront être opérés à des vitesses de transmission élevées, tout en limitant le coût de fabrication et la consommation de puissance. Parallèlement, la modulation d'amplitude multi-niveau (PAM) est prometteuse pour ce type de systèmes. Ainsi, ce travail porte sur le développement de modulateurs de silicium pour la transmission de signaux PAM.

Dans le premier chapitre, les concepts théoriques nécessaires à la conception de modulateurs de silicium sont présentés. Les modulateurs Mach-Zehnder et les modulateurs à base de réseau de Bragg sont principalement abordés. De plus, les effets électro-optiques dans le silicium, la modulation PAM, les différents types d'électrodes intégrées et la compensation des distorsions par traitement du signal sont détaillés.

Dans le deuxième chapitre, un modulateur Mach-Zehnder aux électrodes segmentées est présenté. La segmentation des électrodes permet la génération de signaux optiques PAM à partir de séquences binaires. Cette approche permet d'éliminer l'utilisation de convertisseur numérique-analogique en intégrant cette fonction dans le domaine optique, ce qui vise à réduire le coût du système de communication. Ce chapitre contient la description détaillée du modulateur, les résultats de caractérisation optique et de la caractérisation électrique, ainsi que les tests systèmes. De plus, les tests systèmes incluent l'utilisation de pré-compensation ou de post-compensation du signal sous la forme d'égalisation de la réponse en fréquence pour les formats de modulation PAM-4 et PAM-8 à différents taux binaires. Une vitesse de transmission de 30 Gb/s est démontrée dans les deux cas et ce malgré une limitation importante de la réponse en fréquence suite à l'ajout d'un assemblage des circuits radiofréquences (largeur de bande 3 dB de 8 GHz). Il s'agit de la première démonstration de modulation PAM-8 à l'aide d'un modulateur Mach-Zehnder aux électrodes segmentées. Finalement, les conclusions tirées de ce travail ont mené à la conception d'un deuxième modulateur Mach-Zehnder aux électrodes segmentées présentement en phase de test, dont les performances montrent un très grand potentiel.

Dans le troisième chapitre, un modulateur à réseau de Bragg à deux sauts de phase est présenté. L'utilisation de réseaux de Bragg est une approche encore peu développée pour la modulation. En effet, la réponse spectrale de ces structures peut être contrôlée précisément, une caractéristique intéressante pour la conception de modulateurs. Dans ces travaux, nous proposons l'ajout de deux sauts de phase à un réseau de Bragg uniforme pour obtenir un pic de transmission dans la bande de réflexion de celui-ci. Ainsi, il est possible d'altérer l'amplitude du pic de transmission à l'aide d'une jonction pn. Comme pour le deuxième chapitre, ce chapitre inclut la description détaillée du modulateur, les résultats des caractérisations optique et électrique, ainsi que les tests systèmes. De plus, la caractérisation de jonctions pn à l'aide du modulateur à réseau de Bragg est expliquée. Des vitesses de transmission PAM-4 de 60 Gb/s et OOK de 55 Gb/s sont démontrées après la compensation des distorsions des signaux. À notre connaissance, il s'agit du modulateur à réseau de Bragg le plus rapide à ce jour. De plus, pour la première fois, les performances d'un tel modulateur s'approchent de celles des modulateurs de silicium les plus rapides utilisant des microrésonateurs en anneau ou des interféromètres Mach-Zehnder.

Abstract

In recent years, silicon photonics has developed quickly. Modulators coming from this technology show potentially interesting characteristics for short reach communication systems. In fact, these modulators are expected to reach high transmission speeds, while limiting the fabrication cost and the systems power consumption. At the same time, pulse amplitude modulation (PAM) is promising for this type of systems. Thus, this work focuses on the development of silicon modulators for the transmission of PAM signals.

In the first chapter, the necessary theoretical concepts to silicon modulators designing are presented. Mach-Zehnder modulators and Bragg grating modulators are the main focus of this section. Moreover, the theory surrounding electro-optical effects in silicon, PAM modulation, integrated electrodes and digital signal processing is detailed.

In the second chapter, a segmented Mach-Zehnder modulator is presented. The electrodes segmentation enables optical PAM signals generation using binary signaling. This approach eliminates the need for an external digital-to-analog converter by integrating this function in the optical domain, in order to try to lower the communication system cost. This chapter contains a detailed modulator description, optical and electrical characterization results and system tests. Furthermore, the system tests include the application of pre-compensation and post-compensation to the signal by equalizing its frequency response for PAM-4 and PAM-8 modulation formats at different binary rates. A transmission speed of 30 Gb/s is demonstrated in both cases, despite the limited frequency response obtained after the RF circuit packaging was added (8 GHz 3 dB bandwidth). This is the first PAM-8 modulation demonstration using a segmented Mach-Zehnder modulator. Finally, the conclusions from this work have led to a second segmented Mach-Zehnder modulator design currently under test, whose performances are showing great potential.

In the third chapter, a dual phase-shift Bragg grating modulator is presented. The use of Bragg gratings for modulation is an approach still largely unexplored. Indeed, the spectral response of these structures can be precisely controlled; an interesting characteristic for modulators. In this work, we propose to add two phase-shifts to a uniform Bragg grating to create a sensitive transmission peak in its reflection band. Thus, the transmission peak amplitude can be changed with the help of a pn junction. Similarly to the second chapter, this chapter includes a detailed modulator description,

optical and electrical characterization results and system tests. Additionally, the pn junction characterization using the Bragg grating modulator is explained. Transmission speed up to 60 Gb/s PAM-4 and 55 Gb/s OOK are demonstrated after the compensation of the signal distortions. To our knowledge, this is the fastest Bragg grating modulator demonstrated to the day. Furthermore, for the first time, the performances of a Bragg grating modulator are approaching those of the typically faster micro-ring or Mach-Zehnder silicon modulators.

Table des matières

Résumé.....	iii
Abstract.....	v
Table des matières.....	vii
Liste des tableaux.....	ix
Liste des figures.....	x
Liste d'abréviations.....	xiv
Liste de symboles.....	xvi
Remerciements.....	xix
Avant-Propos.....	xx
Chapitre 1. Introduction et concepts théoriques.....	1
1.1. Photonique sur silicium.....	7
1.2. Modulation PAM.....	10
1.3. Paramètres des modulateurs.....	11
1.4. Interféromètre Mach-Zehnder.....	14
1.5. Réseaux de Bragg.....	16
1.6. Effets électro-optiques dans le silicium.....	23
1.7. Électrodes.....	29
1.8. Compensation par traitement de signal.....	33
1.9. Conclusion.....	35
Chapitre 2. Modulateurs Mach-Zehnder aux électrodes segmentées.....	37
2.1. Abstract.....	38
2.2. Introduction.....	39
2.3. Modulator Design.....	41
2.4. Modulator Characterization.....	42
2.5. PAM-4 Modulation and DSP Enhancement.....	48
2.5.1. PAM-4 Experimental Setup.....	49
2.5.2. Post-Compensation.....	50
2.5.3. Pre-Compensation.....	51
2.5.4. BER results with PAM-4.....	52
2.6. PAM-8 Modulation.....	54
2.7. Conclusion.....	56
2.8. Travaux futurs.....	57
Chapitre 3. Modulateurs à réseau de Bragg à deux sauts de phase.....	59

3.1. Article.....	60
3.1.1. Abstract	60
3.1.2. Introduction.....	61
3.1.3. Design	63
3.1.4. Fabrication and static response.....	64
3.1.5. System tests	65
3.1.6. Discussion	68
3.1.7. Conclusion.....	69
3.2. Caractérisation complémentaire	69
3.2.1. Mesures des paramètres S	69
3.2.2. Caractérisation des jonctions pn	70
3.3. Conclusion	74
Chapitre 4. Conclusion.....	75
Bibliographie	78
Annexe 1. Paramètres S.....	85
Annexe 2. Modulateur aux électrodes à éléments groupés segmentées	86
Annexe 3. Élément résistif pour l'ajustement thermique.....	91

Liste des tableaux

Tableau 1 : Relation entre bits et symboles pour la modulation PAM-4	10
Tableau 2 : Effet des différents paramètres d'un réseau de Bragg à multi-cavités sur la réponse spectrale.....	20

Liste des figures

Figure 1 : Différents dispositifs offerts par l' <i>Institute of Microelectronics (IME), Agency for Science, Technology and Research (A*STAR)</i> . De gauche à droite, on retrouve un réseau de couplage, un photodétecteur, un guide d'onde et un modulateur [32].	8
Figure 2 : Représentation schématique d'impulsions optiques avec une compression fréquentielle (de gauche à droite) : nulle, positive, négative. La fréquence porteuse n'est pas dessinée à l'échelle [3].	13
Figure 3 : Interféromètre Mach-Zehnder	14
Figure 4 : Vue de dessus des réseaux de Bragg à multi-cavités.	18
Figure 5 : Coupe transversale des guides d'onde.	19
Figure 6 : Exemple de superposition de la simulation (courbe bleue) et de la mesure (courbe verte) de la réponse spectrale d'une multi-cavité	21
Figure 7 : Exemple de superposition de la simulation (courbe bleue) et de la mesure (courbe verte) de la réponse spectrale d'un Fabry-Perot.	21
Figure 8 : Force des réseaux des cavités Fabry-Perot et multi-cavités en fonction des différentes corrugations pour les guides à ruban et à nervure.	22
Figure 9 : Indice effectif des cavités Fabry-Perot et multi-cavités en fonction des différentes corrugations pour les guides à ruban et à nervure.	22
Figure 10 : Représentation des trois types de configurations latérales les plus communes pour manipuler électriquement la concentration des porteurs de charge dans le silicium : (a) jonction p-i-n, (b) condensateur MOS (c) jonction pn.	25
Figure 11 : Schéma des jonctions latérales et verticales les plus efficaces ou les plus répandues tel que présenté dans [10] : (a) jonction latérale conventionnelle, jonctions latérales modifiées avec (b) sections fortement dopées dans le guide et (c) compensation des dopants dans les coins du guide d'onde. Jonctions verticales avec des régions minces fortement dopées avec (d) le contact fait avec du Si polycristallin ou amorphe et (e) le contact fait avec les zones fortement dopées. (f) Jonction SISCAP.	26
Figure 12 : Modélisation sous forme de circuit RC d'une jonction pn standard.	27
Figure 13 : (a) Représentation schématique d'une électrode CPW typique. (b) Distribution des champs électrique et magnétique dans une électrode CPW typique [49].	29

Figure 14 : (a) Représentation schématique d’une électrode CPS typique. (b) Distribution des champs électrique et magnétique dans une électrode CPS typique [49].	30
Figure 15 : Définition des paramètres de base des lignes de transmission à l’aide d’un modèle simple comprenant deux conducteurs séparés par un diélectrique. (a) Définition de la tension $V(z,t)$ et du courant $I(z,t)$. (b) Circuit équivalent pour un segment de ligne de transmission [50].	31
Figure 16 : Représentation sous forme canonique d’un système de communication en bande de base [53].	33
Figure 17 : Schématisation d’un filtre linéaire transversal utilisé pour l’égalisation.	34
Figure 18 : Dessin utilisé pour la fabrication du MZM aux électrodes doubles en parallèle segmentées.	37
Figure 19 : Schematic of the segmented dual-drive push-pull MZM.	41
Figure 20 : Cross section of the phase-shifters.	41
Figure 21 : Silicon chip wire-bonded to ceramic transmission lines terminated with GPPO connectors.	43
Figure 22 : Insertion loss measurement of the MZM structure (a) without any voltage applied to the electrodes. (b) with reverse bias voltage applied to the medium electrode of the short MZM arm. The arrow indicates increasing reverse bias voltage from 0 to 8 V. The 100 μm imbalance results in a 5.2 nm FSR in the transmission spectrum.	44
Figure 23 : Accumulated phase shift accumulated as a function of the applied reverse bias voltage for each phase shifter of the packaged MZM short (blue) and long (red) arm for the packaged chip. Measurements are shown for the long electrode segment (cross), the medium segment (asterix) and the short segment (dot).	45
Figure 24 : Experimental setup used to measure the modulator E/O S-parameters (blocks A connected with D), and the BER (blocks B or C connected with E).	46
Figure 25 : S_{11} measurements of the long electrode in the short MZM arm for different reverse bias voltages (0, 2, 4, 6 and 8 V), (a) before packaging and (b) after packaging. The arrow indicates increasing reverse bias voltage.	47
Figure 26 : Normalized E/O S_{21} response of the long electrode in the short MZM arm for different reverse bias voltages (0, 2, 4, 6 to 8 V), (a) before packaging and (b) after packaging. The arrow indicates increasing reverse bias voltage.	48
Figure 27 : 3-dB bandwidth of the six phase shifters as a function of the reverse bias voltage (a) before packaging and (b) after packaging. The red, blue and black curves	

refer to the long, medium and short phase shifters in the short (solid dot) and the long (open dots) MZM arms.....	48
Figure 28 : Eye diagrams of the sampled data for 10 GBd (left) and 15 GBd (right) PAM-4 signal before (top) and after (bottom) DSP enhancement using post-compensation for a received power of 0 dBm.	52
Figure 29 : PAM-4 BER vs received power without DSP and with pre/post-compensation at (a) 10 GBd (b) 15 GBd.....	53
Figure 30 : Eye diagrams of the sampled data for 5 GBd (left) and 10 GBd (right) PAM-8 signal before (top) and after (bottom) DSP enhancement using post-compensation for a received power of 0 dBm.	55
Figure 31 : PAM-8 BER vs received power before (stars) and after (open dots) DSP enhancement using post-compensation at 5 GBd (blue dashed line) and 10 GBd (red solid line).....	55
Figure 32 : Extrait du dessin utilisé pour la fabrication du modulateur à réseau de Bragg à deux sauts de phase.....	60
Figure 33 : a) Schematic of the dual π phase-shifted Bragg grating based modulator. b) Typical spectra with (red, solid) and without (blue, dashed) bias voltages applied to the phase shifters; a typical single π phase-shift spectrum is also shown (black, dotted). ...	63
Figure 34 : (a) Transmission and reflection spectra of the IBG without DC bias, (b) close up on transmission peak for different bias voltages. The legend indicates the bias voltage of the first electrode (left) and the second electrode (right).	64
Figure 35 : Experimental setup used to measure the BER (block C) and the eye diagrams (block D) with PAM-4 (block A) and OOK (block B) modulation.....	65
Figure 36 : Eye diagrams for different bit rates and modulation format with a received power of 1 dBm. The optical power is displayed on a linear scale with the height of the black boxes corresponding to an optical power difference of 3 mW. The eye ER are displayed when available.	67
Figure 37 : BER vs. received power for different bit rates: (a) OOK, (b) PAM-4. Dotted lines with equalization, solid lines without.	67
Figure 38 : Mesure des paramètres S pour des tensions DC en polarisation inverse de 0, 2, 4 et 6 V: (a) S_{11} , (b) S_{21} . La flèche indique l'augmentation de la tension DC en ordre croissant.....	70
Figure 39 : Réponse spectrale mesurée pour différentes valeurs de tension DC de polarisation inverse. Des tensions de même amplitude et de même polarité sont	

appliquées simultanément aux deux jonctions pn. La flèche indique la direction de l'augmentation des tensions DC de polarité inverse.....	71
Figure 40 : Comparaison entre une courbe mesurée et simulée de la réponse spectrale du réseau de Bragg en fonction de la longueur d'onde à une tension DC de 0 V.....	71
Figure 41 : Indice de réfraction effectif et absorption déduite à partir de comparaisons entre les réponses spectrales mesurées et simulées à différentes tension DC en polarisation inverse.....	72
Figure 42 : Comparaison de la moyenne des courbes de variation d'indice de réfraction effectif en fonction de la tension DC en polarisation inverse pour les jonctions pn du modulateur à réseau de Bragg à deux sauts de phase et celles du MZM aux électrodes segmentées du chapitre 2.....	73
Figure 43 : Schématisation d'une ligne de transmission à deux ports.....	85
Figure 44 : a) Extrait du dessin utilisé pour la fabrication du MZM avec des électrodes LE compactes. Les points de connexion avec une microsonde RF 5-pins GSGSG sont indiqués à gauche. b) Zoom sur la section dopée repliée du MZM (guide d'onde en rouge, section dopée n en bleu et dopée p en vert).....	86
Figure 45 : Extrait du dessin utilisé pour la fabrication du MZM montrant l'entièreté du modulateur PAM-4. La section du haut montre le MZI dopé entier sans les électrodes.	87
Figure 46 : Réponse spectrale du MZM sans tension appliquée	87
Figure 47 : Saut de phase du MZI en fonction de la tension DC en polarisation inverse appliquée aux différentes électrodes du modulateur.	88
Figure 48 : Paramètres S_{11} E/E et S_{21} E/O des électrodes longues pour chacun des deux bras du MZI : (a) bras long, (b) bras court. Les flèches indiquent l'augmentation des tensions en polarisation inverse (0, 2, 4, 6, et 8 V).....	88
Figure 49 : Paramètres S_{11} E/E et S_{21} E/O des électrodes courtes pour chacun des deux bras du MZI : (a) bras long, (b) bras court. Les flèches indiquent l'augmentation des tensions en polarisation inverse (0, 2, 4, 6, et 8 V).....	89
Figure 50 : Diagramme de l'œil PAM-4 à 5 GBd pour une puissance reçue de 1 dBm..	89
Figure 51 : Extrait du dessin utilisé pour la fabrication d'un élément résistif.....	92
Figure 52 : Réponse spectrale du modulateur de Bragg ayant un élément résistif et des corrugations de 30 nm.	93

Liste d'abréviations

BER	Taux d'erreur binaire (Bit error rate)
BPSK	Modulation par déplacement de phase binaire (Binary phase-shift keying)
CMOS	Semi-conducteur à oxyde de métal complémentaire (Complementary metal-oxide-semiconductor)
CPS	Bandes coplana (Coplanar stripline)
CPW	Guide d'onde coplanaire (Coplanar waveguide)
DAC	Convertisseur numérique-analogique (Digital-to-analog converter)
DC	Courant continu (Direct current)
DFB	Réaction distribuée (Distributed feedback)
DML	Laser modulé directement (Directly modulated laser)
DMT	Tonalité multiple discrète (Discrete multi-tone)
DPSK	Modulation par déplacement de phase différentiel (Differential phase-shift keying)
DSP	Traitement de signal numérique (Digital signal processing)
E/O	Électrique/optique (Electrical/optical)
EA	Électro-absorption (Electro-absorption)
EML	Laser modulé par électro-absorption (Electro-absorption modulated laser)
EO	Électro-optique (Electro-optic)
FEC	Correction d'erreur directe (Forward error correction)
FFT	Transformée de Fourier rapide (Fast Fourier transform)
FKE	Effet Franz-Keldysh (Franz-Keldysh effect)
FSR	Intervalle spectrale libre (Free spectral range)
GCPW	Guide d'onde coplanaire mis à la masse (Grounded coplanar waveguide)
LE	Éléments groupés (Lumped-element)
LSB	Bit le moins significatif (Least significant bit)
MMI	Interférence multimode (Multimode Interference)
MMSE	Erreur quadratique moyenne minimale (Minimum mean square error)
MOS	Semi-conducteur à oxyde de métal (Metal-oxide-semiconductor)
MRM	Modulateurs à microrésonateur en anneau (Micro-ring modulator)
MSB	Bit le plus significatif (Most significant bit)

MZI	Interféromètre Mach-Zehnder (Mach-Zehnder interferometer)
MZM	Modulateur Mach-Zehnder (Mach-Zehnder modulator)
OOK	Modulation tout ou rien (On-off keying)
PAM	Modulation d'intensité multi-niveau (Pulse amplitude modulation)
PRBS	Séquence binaire pseudo-aléatoire (Pseudorandom binary sequence)
QAM	Modulation d'amplitude en quadrature (Quadrature amplitude modulation)
QCSE	Effet Stark quantique confiné (Quantum-confined Stark effect)
QPSK	Modulation par déplacement de phase en quadrature (Quadrature phase-shift keying)
RF	Radiofréquence (Radio frequency)
RTO	Oscilloscope à temps réel (Real-time oscilloscope)
SiP	Photonique sur silicium (Silicon photonics)
SISCAP	Condensateur silicium-isolant-silicium (Silicon-insulator-silicon capacitive)
SMF	Fibre monomode (Single-mode fiber)
SNR	Rapport signal-à-bruit (Signal-to-noise ratio)
SOI	Silicium sur isolant (Silicon on insulator)
TW	Onde progressive (Traveling-wave)
VCSEL	Lasers à émission de surface en cavité verticale (Vertical-cavity surface-emitting lasers)
VNA	Analyseur de réseau (Vector network analyser)
ZF	Forçage à zéro (Zero forcing)

Liste de symboles

Paramètres généraux

q	Charge élémentaire
k	Constante de Boltzmann
ϵ_0	Permittivité du vide
l, w, h	Dimensions (longueur, largeur, hauteur)
x, y, z	Coordonnées spatiales cartésiennes
j	Unité imaginaire
f	Fréquence électrique
ν	Fréquence optique
λ	Longueur d'onde
T	Température
E	Champs électrique
t	Temps
α	Absorption
β	Constante de phase
γ	Constante de propagation

Optoélectronique

ER	Ratio d'extinction
$\Delta\nu(t)$	Compression fréquentielle (Chirp)
a	Paramètre de la compression fréquentielle
φ	Phase
n	Indice de réfraction
n_{eff}	Indice de réfraction effectif
P_o	Puissance optique
I_o	Intensité optique
N_e	Concentration d'électrons libres
N_t	Concentration de trous
n_i	Concentration intrinsèque de porteurs de charge

V_{bi}	Tension intrinsèque de la jonction pn
W_d	Largeur de déplétion
$V_{\pi l}$	Efficacité de modulation
ρ	Résistivité
ϵ_s	Permittivité du silicium
F_c	Fréquence de coupure
R	Résistance
C	Capacitance
L	Inductance
G	Conductance
V	Tension électrique
I	Courant électrique
Z	Impédance électrique

Traitement de signal

x_n	Séquence de symboles
$b(t)$	Forme d'impulsion
$h(t)$	Réponse impulsionnelle du canal de communication
$n(t)$	Bruit ajouté par le canal de communication
$p(t)$	Réponse impulsionnelle du récepteur
$q(t)$	Réponse d'impulsionnelle globale
$n'(t)$	Bruit après la réception
$y(t)$	Signal en sortie du système de communication
y_k	Signal échantillonné en sortie
T	Période d'échantillonnage
T_s	Période d'un symbole
c	Coefficients du filtre d'égalisation
A	Matrice de covariance du signal reçu
a	Vecteur de corrélation croisée entre le signal reçu et le transmis
N	Nombre de prises d'égalisateur

Réseaux de Bragg

λ_B	Longueur d'onde de Bragg
Λ	Période
$\theta(z)$	Profil de phase du réseau
Δn	Perturbation d'indice de réfraction
Δn_{ac}	Enveloppe de la perturbation d'indice de réfraction
Δn_{dc}	Amplitude DC de la perturbation d'indice de réfraction
A	Enveloppe du champ électrique se propageant dans le réseau de Bragg
δ	Coefficient de désyntonisation
κ	Coefficient de couplage
$\Delta\theta_\kappa(z)$	Différence entre la phase de la modulation d'indice de réfraction et la phase de la porteuse du champ électrique dans le guide d'onde
$M(\lambda)$	Matrice de transfert entre l'entrée et la sortie d'un réseau de Bragg
$R(\lambda)$	Réflexion
$T(\lambda)$	Transmission

Remerciements

Tout d'abord, j'aimerais remercier sincèrement ma directrice de recherche, Sophie LaRoche, pour son support continu depuis mon arrivée dans son groupe de recherche en 2011. Ses conseils et ses mots d'encouragement ont toujours su me motiver et me faire progresser plus rapidement que je le croyais possible. Ses connaissances, sa passion contagieuse, sa gentillesse et sa patience font d'elle une directrice de recherche idéale. Je remercie aussi les professeurs Wei Shi et Leslie A. Rusch, ainsi que Michel Poulin et Yves Painchaud pour leurs judicieux conseils, qui ont mené à de nombreuses améliorations à mon travail.

J'aimerais aussi remercier tous les gens avec qui j'ai travaillé pendant ma maîtrise. Particulièrement, je veux souligner l'aide que m'ont apportée Alexandre Delisle-Simard et Chul Soo Park. Alexandre a agi en tant que mentor tout au long de ce projet. Son travail acharné et ses nombreuses idées ont été de grandes sources d'inspiration. La vaste expérience en laboratoire de Chul Soo, ainsi que son immense volonté à aider ses collègues m'a été extrêmement bénéfique. Sans lui, je serais probablement encore dans le laboratoire au moment d'écrire ces mots. Merci à Philippe Chrétien pour son aide et sa grande disponibilité dans le laboratoire. Merci à Amin Yekani pour son assistance en ce qui concerne la portion de mon projet reliée au traitement de signal. Merci à Jean-Frédéric Gagné de TeraXion Inc. pour ses conseils liés à l'électronique RF. Merci aussi à Nicolas Ayotte, Benoît Fillion, Jonathan St-Yves et Raphaël Dubé-Demers pour les discussions intéressantes et motivantes.

Je tiens aussi à remercier le Conseil de recherches en sciences naturelles et en génie du Canada (CRSNG), ainsi que PROMPT et TeraXion Inc. pour leur support financier au projet SPEED. Je veux aussi souligner le travail accompli par Dan Deptuck, de CMC Microsystems, Lukas Chrostowski, de l'Université de Colombie-Britannique, ainsi que leurs collaborateurs, pour rendre la photonique sur silicium plus accessible par le biais du programme SiEPIC.

Sur une note plus personnelle, je veux remercier toute ma famille, particulièrement mes parents, Daniel et Louise, ainsi que ma compagne Fanny pour leur support et leur patience durant toutes ces années.

Encore une fois, merci à vous tous.

Avant-Propos

Ce mémoire inclut deux reproductions intégrales d'articles soumis. L'entièreté du chapitre 2 est une reproduction d'une soumission faite à *Photonics Journal* en 2015. La soumission porte le titre « Segmented Silicon MZM for PAM Transmission with Binary Signaling ». Les auteurs sont dans l'ordre : Keven Bédard, Chul Soo Park, Amin Yekani, Alexandre Delisle-Simard, Jean-Frédéric Gagné, Leslie A. Rusch et Sophie LaRochelle.

Pour cette soumission, j'ai effectué le design, la caractérisation et les tests systèmes PAM-8. J'ai aussi participé aux tests systèmes PAM-4 et j'ai été responsable de la rédaction de l'article. Chul Soo Park a participé de façon importante à la phase expérimentale en apportant un support technique et en développant la méthodologie. Amin Yekani a participé au développement du code utilisé pour la compensation des signaux. Il a aussi écrit la partie de l'article reliée à ce travail. Jean-Frédéric Gagné a fait la conception de l'assemblage des circuits RF essentiels pour les tests systèmes PAM-4 et PAM-8. Leslie A. Rusch a supervisé le travail portant sur le traitement de signal. Sophie LaRochelle et Alexandre Delisle-Simard ont contribué des idées sur le design et à l'analyse des résultats.

Le chapitre 3 est une reproduction d'un article publié au journal *Optics Express* en 2016. La soumission porte le titre « Transmission of 60 Gb/s with a dual phase-shift Bragg grating silicon photonic modulator ». Les auteurs sont dans l'ordre : Keven Bédard, Alexandre Delisle-Simard, Benoît Fillion, Yves Painchaud, Leslie A. Rusch et Sophie LaRochelle.

Pour cette soumission, j'ai effectué le design, la caractérisation, les tests systèmes et j'ai été responsable de l'écriture de l'article. Alexandre Delisle-Simard a aidé à la simulation des réseaux de Bragg et a contribué à l'interprétation des résultats. Benoît Fillion a participé aux tests systèmes. Yves Painchaud est à l'origine de l'idée d'utiliser des réseaux de Bragg à plusieurs sauts de phase pour la modulation. Leslie A. Rusch a fourni des conseils pour la phase expérimentale. Sophie LaRochelle a agi à titre de superviseure tout au long du projet.

Chapitre 1.

Introduction et concepts théoriques

La consommation de données par l'entremise d'Internet est en constante augmentation depuis plusieurs années et cette tendance ne fera que continuer [1]. Cette augmentation de l'échange d'information peut être attribuée entre autres à la lecture vidéo en continu, aux réseaux sociaux et à l'informatique en nuage. Ainsi, les performances des systèmes de communication à fibre optique doivent être améliorées constamment. Plusieurs méthodes permettent d'augmenter la vitesse de transmission de données de ces systèmes, comme les formats de modulation ou le multiplexage (en polarisation, en longueur d'onde, intermodale).

Parallèlement, la superficie et la consommation de puissance des centres informatiques augmentent rapidement [2], ce qui nécessite un nombre accru de liens de communications optiques courts (500 m à 2 km). Pour diminuer la consommation de puissance, il est notamment nécessaire de multiplier le taux de transmission de chaque fibre optique. Ainsi, ces systèmes de communications auront à opérer à des vitesses de transmission de 100 ou 400 Gb/s. Présentement, il n'existe pas de consensus sur le format de modulation et sur la technologie des modulateurs à implémenter dans ce type de liens. Des solutions sont déjà déterminées pour des systèmes plus courts ou plus long. En effet, des fibres optiques multimodes ont des applications dans les systèmes de moins de 100 m pour minimiser le coût, alors que des solutions plus dispendieuses peuvent être utilisées dans les systèmes de plus de 10 km. Ainsi, de nombreux efforts de recherche et développement sont présentement faits pour atteindre un consensus pour ces liens de dimensions intermédiaires.

Les différentes technologies utilisées pour la modulation peuvent être séparées en deux catégories : la modulation directe et la modulation indirecte. La façon la plus simple et intuitive d'encoder un signal est la modulation directe de la source laser. Celle-ci consiste à varier le courant électrique d'un laser afin de moduler sa sortie optique en puissance. Son avantage principal est que la source optique et le modulateur sont combinés dans un même dispositif ; une bonne façon de réduire le coût. Le principal désavantage de ce type de modulation est la variation de fréquence du laser, appelée compression fréquentielle¹. La compression fréquentielle peut augmenter la distorsion du signal suite à une transmission sur une distance donnée, surtout lorsqu'elle est jumelée à la dispersion et/ou aux non-linéarités de la fibre optique [3]. L'impact des distorsions causées par la compression fréquentielle est particulièrement important pour les systèmes de communications de longue portée. Ce type de modulateur est donc surtout utilisé pour les systèmes de courte portée, sous forme de lasers à émission de surface en cavité verticale (VCSEL) ou de lasers à réaction distribuée (DFB) opérant à 10 Gb/s [4], [5]. Le format de modulation utilisé est la modulation tout ou rien (1 ou 0), mieux connu sous l'acronyme OOK. Généralement, ces modulateurs montrent des performances limitées pour les systèmes opérant à 100 Gb/s et plus sur des longueurs supérieures à 300 m. Par contre, de nouveaux types de VCSEL opérant aux longueurs d'onde typiques de communication (1310 nm et 1550 nm) montrent des performances intéressantes pour les liens à haut débit plus longs que 300 m [6].

Les autres types de modulateurs sont externes à la source laser, c'est-à-dire que leur fonctionnement est indépendant du laser qui est opéré en continu. Généralement, ce type de modulateur est capable de performances supérieures aux modulateurs directs, en plus d'ouvrir la porte aux formats de modulation avancés (autre qu'OOK). Ces formats de modulation peuvent agir sur l'amplitude et/ou sur la phase du signal laser. De façon similaire à la modulation OOK, la modulation d'amplitude multi-niveau (PAM) est compatible avec la détection directe, nécessitant un photodétecteur. Ce format de modulation est aussi compatible avec la modulation directe de lasers, par exemple utilisant des VCSELs. D'un autre côté, les formats de modulation agissant sur l'amplitude et la phase (QAM), ou sur la phase uniquement (QPSK) nécessitent un détecteur cohérent, ce qui peut augmenter considérablement le coût. En effet, certaines modulations en phase (BPSK, DPSK) peuvent être détectées directement avec un

¹ Du terme anglais « chirp ».

démodulateur optique avant le photodétecteur convertissant le changement de phase en changement d'amplitude, mais elles n'augmentent pas l'efficacité spectrale. Ainsi, ces formats de modulation ne sont pas compétitifs pour les liens de communications plus courts. En plus de ces formats de modulation, d'autres méthodes tel que l'utilisation de tonalités multiples discrètes (DMT), consistant à séparer la largeur de bande disponible dans plusieurs sous-canaux, ou la compensation par traitement de signal peuvent être utilisées pour maximiser le taux de transmission, en échange d'une augmentation du coût et de la complexité du système.

Les modulateurs externes sont constitués d'un matériau transparent à la lumière dont les propriétés optiques peuvent être modifiées par un signal électrique provenant d'une source externe. Ces différents types de modulateurs sont donc définis par les deux éléments de base suivants : le matériau et le design du circuit photonique. Le matériau détermine la propriété optique utilisée pour créer un modulateur ; soit l'absorption, principal effet des modulateurs à électro-absorption (EA), ou l'indice de réfraction, principal effet des modulateurs électro-optique (EO).

Dans un modulateur à EA, l'absorption de la lumière d'un semi-conducteur peut être contrôlée en y appliquant un champ électrique. Plus particulièrement, les semi-conducteurs III-V sont populaires pour ce type de modulateur [3]. La compression fréquentielle de ces modulateurs est élevée comparativement aux modulateurs EOs, mais demeure plus faible que pour les lasers utilisés en modulation directe. Les performances de ces modulateurs varient avec la longueur d'onde et en général ne sont pas aussi bonnes que pour les modulateurs EOs. Cependant, ils peuvent être intégrés avec un laser, ce qui réduit grandement le coût et assure leur attrait. Récemment, des performances intéressantes dans un système à courte portée ont été démontrées avec ce type de dispositif comprenant un laser modulé par électro-absorption (EML) [7]. La création de modulateurs à EA est possible dans le silicium avec l'ajout de germanium (Ge) et différents modulateurs basés sur l'effet Franz-Keldysh (FKE) et sur l'effet Stark quantique confiné² (QCSE) ont été démontrés [8].

Les modulateurs EOs sont les modulateurs les plus répandus pour les systèmes à haut débit. Leur fonctionnement repose sur un changement d'indice de réfraction dans une structure interférométrique qui permet d'obtenir une modulation d'intensité à une longueur d'onde donnée. Les designs de modulateurs EOs peuvent être séparés en

² De l'anglais « quantum confined Stark effect ».

deux catégories : les interféromètres de type Mach-Zehnder (MZI) et les microrésonateurs en anneau. D'autres possibilités telles que des réseaux Bragg, des interféromètres Michelson ou des cavités Fabry-Perot peuvent aussi servir à moduler un signal, mais ces approches sont beaucoup moins communes.

Parmi les modulateurs EOs, les plus répandus sont les modulateurs Mach-Zehnder (MZMs) de LiNbO_3 [3], [9]. Pour ces modulateurs, le contrôle de la compression fréquentielle est bon et les pertes optiques sont faibles. Ils sont aussi fiables et capables de fonctionner dans la même plage de température pendant plusieurs années. Par contre, il est nécessaire d'utiliser un circuit externe pour le contrôler la tension de polarisation [3]. Ils sont majoritairement utilisés pour les transmissions optiques sur de grandes distances.

D'autres matériaux servent aussi à l'élaboration de modulateurs EOs, comme les semi-conducteurs III-V, principalement le phosphore d'indium (InP) et l'arséniure de gallium (GaAs), ainsi que les polymères et le silicium. Parmi ces différents types de modulateurs, les modulateurs de silicium et les modulateurs de InP montrent un potentiel intéressant pour les liens de communications courts [4], [5].

Dans le présent mémoire, les modulateurs étudiés sont faits de silicium. Ces modulateurs sont fabriqués sur une plateforme standard de photonique sur silicium (SiP). Dans le silicium, les effets Pockels et Kerr traditionnellement utilisés ne sont pas présents. Ainsi, le silicium doit être dopé pour que la densité de porteurs de charge puisse être contrôlée. Plusieurs procédés de fabrication différents ont été développés dans les dernières années pour optimiser le contrôle des porteurs de charge dans le silicium [10]. Parmi ceux-ci, les jonctions pn latérales sont généralement les plus accessibles pour la plupart des chercheurs, car ces structures font parties des offres standards des fonderies. Les modulateurs présentés ici sont basés sur ce type de jonction pn. Le silicium permet l'utilisation des longueurs d'onde de communications optiques standards (1310 nm et 1550 nm). Généralement, des longueurs d'onde autour de 1310 nm sont utilisées pour les communications courtes distances afin de mitiger la dispersion. Cependant, les modulateurs présentés dans ce mémoire sont opérés autour de 1550 nm, puisqu'au moment de concevoir les modulateurs, les composants optiques de silicium nécessaires tel que les réseaux de couplage et les jonctions en y qui étaient disponibles avaient uniquement été testés autour de cette longueur d'onde. Ainsi, la longueur d'onde de 1550 nm permettait de réduire les risques d'erreur de design et, de

plus, des équipements de caractérisation dans cette bande spectrale étaient disponibles au laboratoire.

Les modulateurs EOs de silicium à base de MZIs et de microrésonateurs en anneau ont attiré l'attention de nombreux chercheurs au cours des dernières années. Depuis les débuts de la SiP, les performances des modulateurs ont graduellement augmentées, que ce soit pour les MZMs [11]–[16] ou les modulateurs à microrésonateur en anneau (MRM) [17]–[23]. Récemment, des modulateurs à faible consommation de puissance et opérant à de hauts taux de transmission ont été démontrés dans ces deux cas [24]–[27]. De plus, il a aussi été possible d'obtenir des modulateurs ayant des pertes d'insertion faibles et un ratio d'extinction élevé [28]. Cependant, chacun de ces modulateurs possède des avantages et des inconvénients. Les MZMs ont généralement une plus grande largeur de bande optique, un meilleur contrôle de la compression fréquentielle et une plus grande résistance aux variations de température. Par contre, leur consommation de puissance et leurs dimensions sont plus élevées que pour les MRMs. Il est possible de diminuer la consommation de puissance d'un MZM en augmentant sa longueur, cependant sa largeur de bande est par le fait même diminuée. Il est donc important de faire un compromis à ce niveau. Du côté des MRMs, comme pour tous les modulateurs basés sur des résonateurs, ils sont très sensibles à la température. Ainsi, des méthodes efficaces de contrôle de température doivent être recherchées pour que ces modulateurs atteignent leur plein potentiel.

Dans ce mémoire, le premier chapitre est réservé à la description des concepts théoriques importants à la compréhension et à la modélisation des modulateurs de silicium. Ce chapitre est divisé en plusieurs sous-chapitres couvrant des sujets importants pour la compréhension de la SiP en général, ainsi que des concepts théoriques essentiels à la compréhension des modulateurs présentés aux chapitres 2 et 3. Des éléments théoriques reliés aux MZI, aux réseaux de Bragg, aux effets EOs dans le silicium, à la modulation PAM, aux électrodes et à la compensation de la distorsion par traitement de signal (DSP) sont présentés. Les paramètres importants à la caractérisation des modulateurs y sont aussi discutés. De plus, des mesures de réseaux de Bragg de silicium possédant des sauts de phase multiples et des mesures de cavités Fabry-Perot sont présentées. Ces mesures ont été utilisées pour l'évaluation des paramètres du réseau de Bragg à deux sauts de phase du modulateur du chapitre 3.

Le deuxième chapitre porte sur des MZMs aux électrodes segmentées. Les électrodes segmentées agissent comme un convertisseur numérique-analogique (DAC) permettant la combinaison de séquences binaires OOK pour former une séquence PAM. La génération et la modulation PAM sont ainsi regroupées en un seul dispositif, ce qui a comme objectif de diminuer le coût du transmetteur. Dans un premier temps, deux designs de MZMs aux électrodes segmentées ont été conçus et fabriqués. La première approche est un modulateur utilisant des électrodes à onde progressive (TW)³. Cette approche a mené à un article soumis à *Photonics Journal* qui est recopié intégralement au chapitre 2. Les paramètres de conception, ainsi que l'assemblage permettant la prise de mesures sont d'abord détaillés. Par la suite, la caractérisation du modulateur en régime continu (DC) est effectuée, ce qui permet d'obtenir le spectre en longueur d'onde lors de l'application de différentes tensions de polarisation. Puis, les paramètres S sont montrés pour les trois segments du modulateur pour obtenir la réponse en fréquence. Finalement, les tests systèmes avec et sans compensation sont présentés pour la modulation PAM-4 et PAM-8. Pour les modulations PAM-4 et PAM-8, des vitesses de transmission de 15 GBd et 10 GBd sont démontrées respectivement (30 Gb/s pour les deux cas), malgré les limitations en largeur de bande (8 GHz pour l'électrode la moins performante du modulateur). La seconde approche est un modulateur aux électrodes à éléments groupés (LE)⁴. Cette approche n'a pas fonctionné de façon satisfaisante. Cependant, les résultats sont présentés à l'annexe 2. Ces travaux ont permis d'identifier les limitations du design, pour ainsi permettre la création d'un nouveau design plus performant qui est brièvement discuté à la fin de ce chapitre.

Le troisième chapitre porte sur un modulateur à réseau de Bragg à deux sauts de phase. Jusqu'à présent, la recherche sur les modulateurs de silicium basés sur des structures résonnantes autre que les microrésonateurs en anneau est limitée. Dans ce chapitre, nous proposons une structure de Bragg comportant deux sauts de phase de π . Un réseau de Bragg de ce type permet d'obtenir un pic de transmission mince en longueur d'onde au centre de sa bande de réflexion. Plus précisément, les sauts de phase sont positionnés sur chacune des moitiés du réseau de Bragg de façon à ce que les deux pics de résonance résultants se combinent pour créer un seul pic de transmission plus large en longueur d'onde. Finalement, pour créer un modulateur, deux jonctions pn sont ajoutées à chaque moitié du réseau de Bragg. Il est donc possible de

³ De l'anglais « traveling-wave ».

⁴ De l'anglais « Lumped-element ».

déplacer les deux pics de résonance vers des longueurs d'onde différentes, pour ainsi diminuer l'amplitude de transmission à la longueur d'onde d'opération. Ce chapitre contient un article intégral soumis au journal *Optics Express*. Les paramètres de conception, la caractérisation DC sont détaillés. Ensuite, des tests systèmes sont présentés avec et sans compensation sous forme d'égalisation sur le signal reçu pour les formats de modulation OOK et PAM-4. En plus des résultats de l'article, des résultats complémentaires sont abordés : les mesures des paramètres S et la caractérisation de la jonction pn. La modulation OOK est démontrée jusqu'à 55 Gb/s après la compensation du signal. Pour la modulation PAM-4, le taux de transmission maximal atteint est de 60 Gb/s après la compensation. Dans les deux cas, un taux de transmission sans compensation de 50 Gb/s est obtenu. Il s'agit du modulateur à réseau de Bragg le plus rapide à notre connaissance et ses performances s'approchent de celles des MZMs et des MRMs les plus rapides démontrées à ce jour.

1.1. Photonique sur silicium

La SiP est une technologie en forte croissance qui se concentre sur les applications utilisant le silicium comme milieu optique. Le silicium est intéressant comme plateforme d'optique intégrée, principalement en raison de sa compatibilité avec la technologie semi-conducteur à oxyde de métal complémentaire (CMOS), qui permet la fabrication à faible coût et de sa transparence aux longueurs d'onde d'intérêt dans le domaine des communications optiques (1550 nm et 1310 nm) [28], [29]. De plus, cette technologie est maintenant bien établie et est rendue accessible par différentes fonderies qui offrent des procédés standardisés, tels que IME [30] ou IMEC [31]. Ces éléments rendent la SiP attrayante pour le développement de modulateurs à faible coût, particulièrement pour les systèmes de communications à courte portée de 100G et plus.

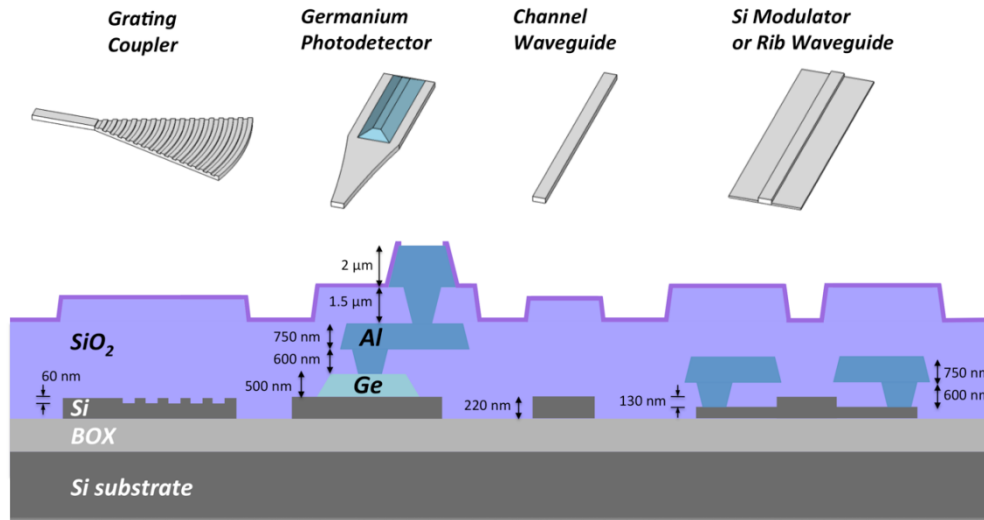


Figure 1 : Différents dispositifs offerts par l'*Institute of Microelectronics (IME), Agency for Science, Technology and Research (A*STAR)*. De gauche à droite, on retrouve un réseau de couplage, un photodétecteur, un guide d'onde et un modulateur [32].

Les différentes fonderies de SiP offrent généralement des composants de bases préalablement caractérisés. La figure 1 en montre quelques exemples et permet de visualiser les différentes couches de matériaux. Le substrat est constitué de silicium sur isolant (SOI). L'épaisseur standard de silicium est de 220 nm et l'isolant, généralement de la silice (SiO_2), est d'une épaisseur de 2 à 3 μm . Cette couche d'isolant est généralement nommée BOX, tel qu'indiqué sur la figure 1. Dans la majorité des cas, on vient ajouter une couche de silice par-dessus le silicium une fois sa gravure terminée. Toutes ces couches sont déposées sur un substrat de silicium de quelques millimètres, pour rendre la puce aisément manipulable.

Les guides d'onde optique sont construits en gravant la mince couche de silicium (le cœur du guide d'onde), qui est par la suite recouvert de silice (la gaine du guide d'onde). La gravure du silicium peut être complète ou partielle, pour former différents types de guides d'onde. Lorsque la gravure est complète, le guide d'onde se nomme guide à ruban⁵, alors que lorsque la gravure est partielle, le guide d'onde se nomme guide à nervure⁶. Le couplage optique aux entrées et sorties des composants intégrés est fait à l'aide de réseaux de diffraction (réseaux de couplage) accommodant les modes des

⁵ Communément appelé « strip waveguide » en anglais.

⁶ Communément appelé « rib waveguide » en anglais.

fibres optiques aux guides d'onde. Ces réseaux sont formés à l'aide de gravures partielles du silicium.

Pour la création de photodétecteurs, un dépôt germanium est fait sur le silicium préalablement dopé. Pour compléter, un contact est créé par l'ajout d'un métal conducteur (aluminium ou cuivre) sur le germanium. Il est alors possible d'effectuer une connexion entre le microcircuit et un appareil de test à l'aide d'une microsonde ou en soudant le circuit à un assemblage⁷. Dans les circuits conçus dans le cadre de ce mémoire, aucun photodétecteur intégré sur silicium n'a été utilisé.

Pour la fabrication de modulateurs, des porteurs de charge de types p et n sont implantés dans le guide d'onde, ce qui permet la création de jonctions pn. Différentes concentrations de porteurs de charge sont généralement disponibles, typiquement deux ou trois pour p et n. Par la suite, une ou plusieurs couches d'un métal conducteur sont ajoutées comme pour les photodétecteurs. Lors de la conception de dispositifs intégrés sur silicium, la fonderie fournit des informations importantes. Entre autres, les différentes étapes de fabrication disponibles sont spécifiées, tel que les profondeurs des différentes gravures possibles du silicium (complète et partielle) et celles des couches de métaux conducteurs. La précision de la lithographie est aussi mentionnée et permet d'estimer les dimensions minimales que peuvent avoir les formes géométriques gravées. Ces dimensions peuvent être critiques, par exemple lors de la fabrication de réseaux de Bragg, de cristaux photoniques, de microrésonateurs en anneau ou de coupleurs directionnels. De plus, les valeurs de concentration de porteurs de charge et/ou de résistance de surface du silicium dopé p ou n peuvent être fournies. Ces informations sont importantes pour la conception de jonctions pn et d'électrodes. Finalement, des composants de base, comme des réseaux de couplage ou des jonctions en y, ainsi que leurs résultats de caractérisation sont généralement donnés par les fonderies.

La figure 1 représente les procédés qui sont généralement les plus accessibles pour la plupart des chercheurs. Cependant, d'autres procédés hybrides ont été démontrés pour la création de modulateurs de silicium, incluant des semi-conducteurs III-V, du germanium, des polymères ou du graphène [8].

⁷ Communément appelé « packaging » en anglais.

1.2. Modulation PAM

Pour la modulation à haute vitesse sur de courtes distances, les formats de modulation favorisant la détection directe sont généralement favorisés afin de minimiser les coûts. Les formats de modulation OOK et PAM remplissent cette condition. La modulation OOK est présentement très répandue en raison de sa simplicité, alors que la modulation PAM représente une solution intéressante pour augmenter l'efficacité spectrale des systèmes de communication [33].

La modulation OOK consiste à transmettre deux niveaux de puissance distincts représentant les deux états binaires, 0 et 1. La séquence binaire est donc encodée directement sur l'amplitude du signal et l'information sur la phase n'est pas nécessaire. Ce type de modulation ne nécessite pas de détection cohérente, ce qui réduit le coût et la complexité du système de communication, une caractéristique fondamentale pour les communications courtes distances.

Il est aussi possible d'encoder le signal transmis sur un plus grand nombre de niveaux de puissance, on parle alors de modulation d'amplitude. Typiquement, le nombre de niveaux nécessaire est de 2^n où n est un entier supérieur à 1. Chacun de ces niveaux correspond à un symbole contenant n bits d'information.

La modulation PAM peut être vue comme une combinaison de 2, 3, ..., n séquences binaires formant une séquence PAM-4, PAM-8, ..., PAM- 2^n correspondante. Puisque n séquences binaires sont transmises simultanément, le taux binaire du signal PAM- 2^n , en Gbit/s, est multiplié par un facteur 2^{n-1} par rapport au taux de transmission des symboles exprimé en GBd/s. Cette augmentation du taux binaire requiert cependant une augmentation du rapport signal-à-bruit (SNR) pour obtenir un même taux d'erreur.

Tableau 1 : Relation entre bits et symboles pour la modulation PAM-4

MSB/LSB	Symbole
00	0
01	1
10	2
11	3

Le tableau 1 montre la conversion entre les deux bits et le symbole correspondant pour PAM-4. Les acronymes MSB⁸ et LSB⁹ sont utilisés pour différencier les deux bits. Un DAC permet de combiner deux séquences binaires (ou plus) pour obtenir une modulation PAM. Les mesures PAM présentées au chapitre 3 sont réalisées avec cette approche. Le modulateur aux électrodes segmentées discuté au chapitre 2 agit à la fois comme DAC dans le domaine optique et comme modulateur. Dans ce chapitre, la segmentation des électrodes en trois segments de différentes longueurs (4L, 2L et 1L, où L est la longueur totale de l'électrode) permet de convertir trois séquences binaires électriques en un signal PAM-8 optique.

1.3. Paramètres des modulateurs

Un grand nombre de paramètres caractérisent les modulateurs, dont la largeur de bande optique, la réponse en fréquence ou largeur de bande électrique, l'efficacité de modulation, les pertes optiques, le ratio d'extinction, les réflexions électriques et la compression fréquentielle. D'autres paramètres comme les dimensions, la consommation de puissance, la durée de vie et la stabilité en fonction de la température sont aussi à considérer pour les produits commerciaux.

La largeur de bande, généralement calculée à 3 dB, est un des principaux paramètres. La largeur de bande d'un modulateur peut être séparée en deux types : électrique et optique. La largeur de bande électrique dépend du design des électrodes et de l'accord entre l'impédance des électrodes et du système générant les séquences binaires. Cet aspect sera discuté en plus de détail à la section 1.7. Ce paramètre est très important, car il est directement relié au taux binaire qu'il sera possible d'atteindre avec le modulateur.

La largeur de bande optique est aussi un enjeu, car si elle est trop étroite il devient nécessaire de stabiliser le laser. Ce paramètre est donc un argument contre les modulateurs à cavité résonnante et pour les MZMs, qui peuvent opérer sur toute la bande C.

⁸ « Most Significant Bit », le terme anglais pour bit le plus significatif

⁹ « Least Significant Bit », le terme anglais pour bit le moins significatif

L'amplitude crête à crête du signal de tension nécessaire pour induire un changement de phase de π dans un bras du modulateur est nommée V_π . Pour comparer les MZMs, V_π est multipliée par la longueur de l'électrode, ce qui permet d'obtenir une figure de mérite indiquant l'efficacité de modulation ($V_\pi L$). Cette figure de mérite permet d'évaluer l'efficacité avec laquelle la jonction pn convertit un signal électrique modulé en un signal optique. Dans le cas des modulateurs à cavité résonnante, la courbe du changement d'indice effectif en fonction de la tension aux bornes de la jonction pn permet d'évaluer l'efficacité de modulation.

La tension du signal radiofréquence (RF) contenant la séquence binaire utilisée pour opérer le modulateur est un paramètre étroitement lié à l'efficacité de modulation. Pour alléger le texte, ce paramètre sera nommé « tension RF » dans le reste du mémoire. Pour un MZM, la tension RF est nécessairement inférieure à V_π , et est minimisée pour que la consommation de puissance soit raisonnable. Elle doit cependant être assez élevée pour assurer un ratio d'extinction suffisant.

Les pertes optiques affectent le budget de puissance du système utilisant le modulateur. Les pertes optiques peuvent provenir de réflexions, d'absorption ou du couplage à des modes diffus. Dans les modulateurs de silicium, des pertes supplémentaires sont causées par l'absorption des porteurs de charge dans la jonction pn. De plus, des pertes proviennent aussi des guides d'onde. Généralement, plus les dimensions du guide d'onde sont petites, plus les pertes seront élevées. Dans les MZMs, des jonctions en y ou des coupleurs à interférence multimode permettent le passage de 1 à 2 guides, et de 2 à 1 guide pour former l'interféromètre. Ces dispositifs ajoutent aussi des pertes supplémentaires. De plus, dans les dispositifs de SiP, il est nécessaire de coupler la lumière entre les fibres optiques et la puce optique à l'entrée et à la sortie. Ce couplage peut causer des pertes excédentaires importantes.

Le ratio d'extinction (ER), définit comme le rapport entre la puissance optique (P_o) correspondant au 1 binaire et celle correspondant au 0 binaire :

$$ER = \frac{P_{o,1}}{P_{o,0}} \quad (1)$$

Le ratio d'extinction change selon le design du modulateur et la tension RF.

La compression fréquentielle optique est un autre paramètre à considérer. Ce paramètre peut avoir des effets négatifs importants sur les performances d'un système de

communication et est généralement présent dans les modulateurs au design non-symétrique. La compression fréquentielle est définie comme $\Delta\nu(t)$, la variation de fréquence de la porteuse optique. Dans un MZM, une compression fréquentielle apparaît lorsqu'une modulation de phase est appliquée sur un bras de l'interféromètre seulement. Le paramètre a permet de quantifier la compression fréquentielle. Ce paramètre est défini comme le ratio entre la modulation de phase et la modulation d'amplitude produite par un modulateur [3], [34], [35] :

$$a = \frac{d\phi}{dt} \frac{2I_o(t)}{\frac{dI_o(t)}{dt}} = \frac{4\pi\Delta\nu(t)I_o(t)}{\frac{dI_o(t)}{dt}} \quad (2)$$

Où $I_o(t)$ est l'intensité optique.

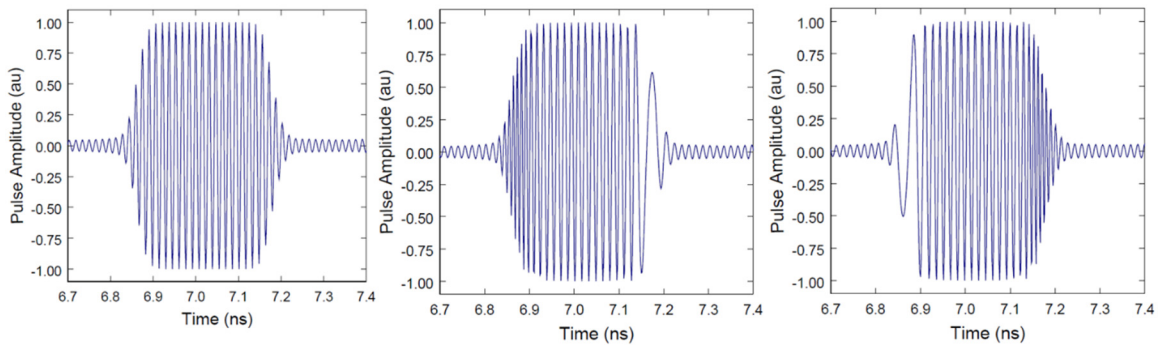


Figure 2 : Représentation schématique d'impulsions optiques avec une compression fréquentielle (de gauche à droite) : nulle, positive, négative. La fréquence porteuse n'est pas dessinée à l'échelle [3].

À partir de cette définition, une compression fréquentielle positive implique une augmentation de la fréquence porteuse à l'extrémité montante du pulse et une diminution à l'extrémité descendante. L'observation inverse peut être évoquée pour une compression fréquentielle négative, c'est-à-dire une augmentation de la fréquence porteuse à l'extrémité descendante et une diminution à l'extrémité montante. La figure 2 permet de visualiser les cas de compression fréquentielle nulle, positive et négative.

1.4. Interféromètre Mach-Zehnder

L'interféromètre le plus courant pour la conception de modulateurs EO est le MZI. Il s'agit d'un interféromètre à deux branches, pour lequel l'interférence passe de constructive à destructive pour un changement de phase relatif de π entre les deux branches. Si les deux branches reçoivent des tensions V qui produisent des changements de phase de polarité opposées, le mode d'opération est symétrique¹⁰. Un attrait important de ce mode d'opération permet de minimiser la compression fréquentielle des modulateurs.

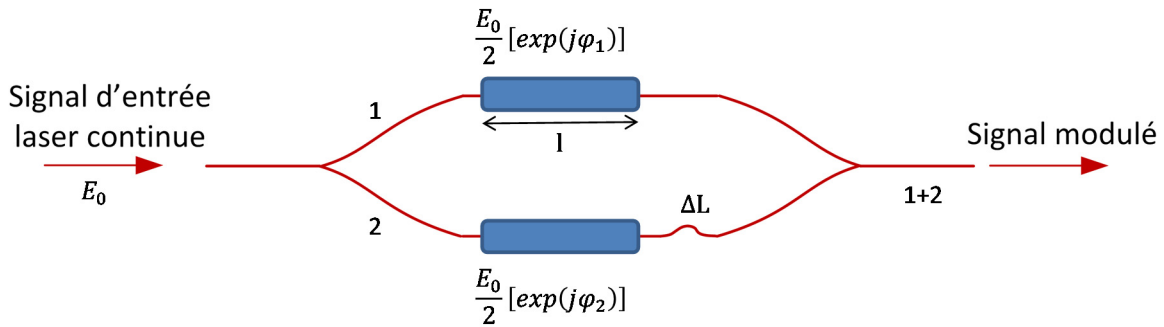


Figure 3 : Interféromètre Mach-Zehnder

Comme le montre la figure 3, un MZI sépare la puissance du signal optique également entre les deux branches. Après les deux signaux séparés sont recombinaison après leur parcours dans les branches de longueur L_1 et L_2 , et le signal optique résultant se retrouve dans un état d'interférence constructive ou destructive partielle ou complète. Généralement, la séparation et la recombinaison est effectuée à l'aide de jonctions en y ou de coupleurs à interférence multimode (MMI). De plus, lors du développement d'un modulateur basé sur un MZI, il est pratique de concevoir l'interféromètre avec une différence de longueur ΔL entre ses deux branches. Ainsi, la réponse de l'interféromètre en fonction de la longueur d'onde λ devient cyclique. Il est alors possible d'assurer son bon fonctionnement en ajustant la longueur d'onde pour choisir le point d'opération, plutôt qu'un utilisant un élément chauffant intégré pour ajuster la longueur des branches de l'interféromètre. Les équations suivantes représentent le champ électrique E à la

¹⁰ Communément appelé « push-pull » en anglais.

sortie d'un MZI parfaitement symétrique en notation phaseur (E_0 est l'amplitude du champ électrique du signal optique entrant):

$$E(V_1, V_2, n_{eff1}(\lambda), n_{eff2}(\lambda)) = \frac{E_0}{2} \begin{bmatrix} \epsilon_1 \cdot \exp(j\varphi_1) + \\ \epsilon_2 \cdot \exp(j\varphi_2) \end{bmatrix} \quad (3)$$

Où le déphasage est défini comme :

$$\varphi_{1,2} = \int_0^{L_{1,2}} \beta_{1,2}(z) dz \quad (4)$$

Avec les deux branches du MZI composées d'électrodes de longueur l (associées à la constante de propagation $\beta_{1,2}$) et de sections intrinsèque (associées à la constante de propagation β_0), les déphasages deviennent :

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= \beta_0(L_1) \pm \Delta\beta_1 l \\ \varphi_2 &= \beta_0(L_1 + \Delta L) \mp \Delta\beta_2 l \\ L_2 &= L_1 + \Delta L \\ \Delta\beta_{1,2} &= \beta_{1,2} - \beta_0 \end{aligned} \quad (5)$$

Où est ΔL la différence de longueur intrinsèque entre les deux bras du MZI. En éliminant les sections de déphasage équivalentes $\beta_0 L$ on obtient l'équation suivante :

$$E(V_1, V_2, n_{eff1}(\lambda), n_{eff2}(\lambda)) = \frac{E_0}{2} \begin{bmatrix} \epsilon_1 \cdot \exp(j\beta_1 l) + \\ \epsilon_2 \cdot \exp(j\beta_2 l) \exp(j\beta_0 \Delta L) \end{bmatrix} \quad (6)$$

Où :

$$\begin{aligned} \Delta\beta_{1,2} &= \frac{2\pi \Delta n_{eff1,2}(V_{1,2}, \lambda)}{\lambda} \\ \beta_0 &= \frac{2\pi n_{eff0}(\lambda)}{\lambda} \end{aligned} \quad (7)$$

Dans les équations précédentes, n_{eff} est l'indice effectif de réfraction et $\epsilon_{1,2}$ sont les ratios de puissance optique. Les ratios de puissance peuvent être différents si les diviseurs de puissance ne sont pas parfaits, ce qui peut diminuer le ratio d'extinction. Il est donc important d'utiliser de bons coupleurs pour faire la séparation et recombinaison des signaux.

1.5. Réseaux de Bragg

Les modulateurs présentés au chapitre 3 du mémoire sont à base de réseaux de Bragg. Ainsi, la présente section vise à survoler les notions nécessaires à la conception de ces modulateurs. Tout d'abord, les réseaux sont brièvement introduits. Ensuite, la description mathématique du réseau de Bragg, la théorie des modes couplés, ainsi que le calcul de la transmission et de la réflexion sont abordés. Cette description mathématique inclut les grandes lignes du développement montré dans [36]. Finalement, des résultats de caractérisation de réseaux de Bragg passifs utilisés pour la conception du modulateur du Chapitre 3 sont présentés.

Un réseau de Bragg est une variation périodique de l'indice de réfraction d'un milieu dans lequel se propage de la lumière. Une application importante des réseaux de Bragg est leur utilisation comme filtres réfléchissants dont la réponse spectrale est contrôlable de façon précise. Dans les travaux présentés dans ce mémoire, deux sauts de phase sont ajoutés à un réseau de Bragg pour créer une bande étroite de transmission, très sensible aux variations d'indice de réfraction, à l'intérieur de la bande interdite du réseau. Les résonances des deux sauts de phase se combinent pour créer le pic de transmission. Une modification de l'indice de réfraction sépare les deux résonances, ce qui module le signal à l'aide d'une porteuse optique se trouvant au centre de cette plage de transmission.

Dans les guides d'onde intégrés de silicium, le réseau de Bragg doit être inscrit lors de la fabrication en ajoutant des corrugations sur la section du guide. Le plus souvent, ce sont des variations de la largeur des guides d'onde rectangulaire.

La dépendance longitudinale (z) de la perturbation de l'indice effectif d'un guide d'onde contenant un réseau de Bragg de premier ordre de période Λ est décrite par l'équation suivante :

$$\Delta n(z) = \Delta n_{ac} \cos\left(\frac{2\pi}{\Lambda}z + \theta(z)\right) \quad (8)$$

Où Δn_{ac} est l'amplitude de la modulation d'indice et $\theta(z)$ est le profil de phase du réseau, permettant l'incorporation d'une période variable ou de sauts de phase discret.

Le lien entre la perturbation d'indice effectif et la perturbation du guide sera décrit à la section 1.6.

La théorie des modes couplés permet de décrire l'interaction d'une onde optique avec une structure résonnante de Bragg [37]–[39]. Une telle structure périodique peut induire une réflexion dans un guide de silicium monomode lorsque :

$$\Lambda = \frac{2\pi}{\beta_{+z} - \beta_{-z}} = \frac{\pi}{\beta} \quad (9)$$

Puisque dans ce cas $\beta_{+z} = -\beta_{-z}$, on obtient la condition de résonance de Bragg :

$$\lambda_B = 2n_{eff}\Lambda \quad (10)$$

Où λ_B est la longueur d'onde centrale réfléchie, dite longueur d'onde de Bragg.

La théorie des modes couplés mène aux deux équations différentielles couplées suivantes décrivant l'enveloppe des champs électrique A (les symboles + et – indiquent le sens de propagation selon l'axe longitudinal z) :

$$\frac{dA_+(z)}{dz} = \delta(z)A_+(z) - i\kappa(z)A_-(z) \quad (11)$$

$$-\frac{dA_-(z)}{dz} = \delta(z)A_-(z) - i\kappa^*(z)A_+(z) \quad (12)$$

Où le coefficient de désintonisation $\delta(z)$ et le coefficient de couplage $\kappa(z)$ sont :

$$\delta(z) = \frac{1}{2}\alpha(z) - i\frac{2\pi}{\lambda}(n_{eff}) + i\frac{\pi}{\Lambda} \quad (13)$$

$$\kappa(z) = \frac{\pi}{\lambda}\Delta n_{ac}(z)\exp(-i\Delta\theta_\kappa(z)) \quad (14)$$

Le terme $\Delta\theta_\kappa(z)$ est la différence entre la phase de la modulation d'indice de réfraction et la phase de la porteuse du champ électrique dans le guide d'onde tel que défini dans [36]. Ce terme permet d'assurer la continuité de la phase des segments de réseau de Bragg utilisé avec l'approche matricielle, qui sera décrite plus tard dans cette section. De plus, $\alpha(z)$ correspond aux pertes dans le guide d'onde.

Il est possible de trouver une solution aux équations des modes couplés pour un réseau de Bragg uniforme. Par la suite, en exprimant cette solution sous forme matricielle, la résolution d'un réseau de Bragg complexe peut être réduite à une série superposée de

réseaux de Bragg uniforme courts. On définit la solution matricielle d'un réseau de Bragg uniforme de longueur Δz centré à z_0 :

$$\begin{bmatrix} A_+(z_0 + \frac{1}{2}\Delta z) \\ A_-(z_0 + \frac{1}{2}\Delta z) \end{bmatrix} = \mathbf{M}(\lambda) \begin{bmatrix} A_+(z_0 - \frac{1}{2}\Delta z) \\ A_-(z_0 - \frac{1}{2}\Delta z) \end{bmatrix} \quad (15)$$

Où :

$$\mathbf{M}(\lambda) = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\tau\Delta z) + \frac{\delta}{\tau} \sinh(\tau\Delta z) & -i \frac{\kappa}{\tau} \sinh(\tau\Delta z) \\ i \frac{\kappa^*}{\tau} \sinh(\tau\Delta z) & \cosh(\tau\Delta z) - \frac{\delta}{\tau} \sinh(\tau\Delta z) \end{bmatrix} \quad (16)$$

Avec :

$$\tau^2 = \delta^2 + \kappa^2 \quad (17)$$

À partir de cette solution matricielle, la transmission et la réflexion du réseau sont déterminées à partir des équations suivantes :

$$R(\lambda) = -\frac{M_{21}}{M_{22}} \quad (18)$$

$$T(\lambda) = \frac{1}{M_{22}} \quad (19)$$

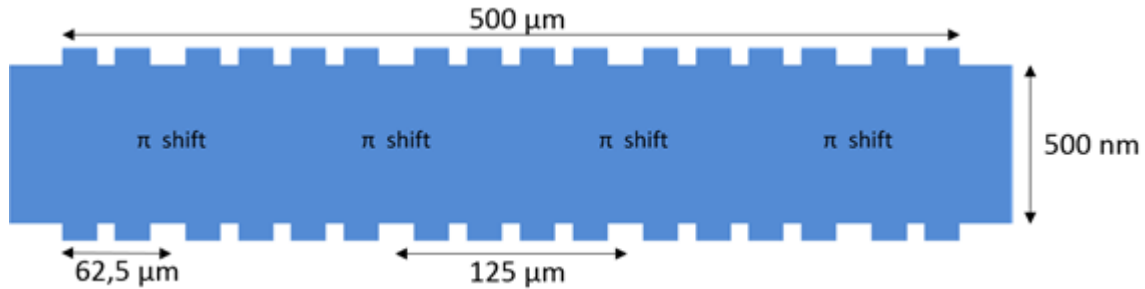


Figure 4 : Vue de dessus des réseaux de Bragg à multi-cavités.

Dans le cas des réseaux de Bragg intégrés sur SiP, il est difficile de prévoir précisément l'amplitude du coefficient de couplage à partir des dimensions d'un design donné. En effet, les dimensions des corrugations de quelques dizaines de nanomètres sont inférieures à la résolution minimale de la lithographie. Cette contrainte introduit des incertitudes sur la forme et les dimensions des corrugations, ce qui se traduit par une incertitude sur le coefficient de couplage.

Pour faire la conception du modulateur à réseau de Bragg présenté au chapitre 3, des réseaux de Bragg passifs fabriqués sur la plateforme SiP du CEA-LETI de ePIXfab [40] ont été utilisés comme point de référence. Ces réseaux de Bragg sont des multi-cavités constituées de cinq sections séparées par quatre sauts de phase de π , comme le montre la figure 4. La longueur des trois sections centrales est de 125 μm et celle des deux extrémités est de 62,5 μm . Ce type de structure permet de former une bande de transmission plate au centre du réseau.

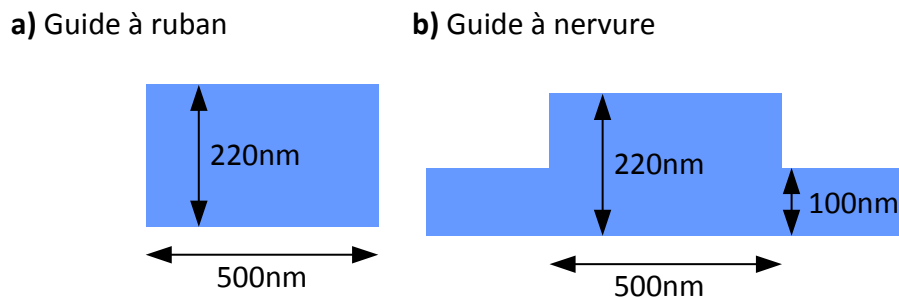


Figure 5 : Coupe transversale des guides d'onde

Deux types de guides d'onde sont utilisés, les guides à ruban et les guides à nervure. La figure 5 montre une coupe transversale de ces deux types de guides d'onde. Ces guides sont constitués d'une section centrale de 500 nm de largeur et de 220 nm de hauteur. Cependant, les guides à ruban sont délimités par la gravure complète du silicium, alors que pour les guides à nervure une couche de silicium de 100 nm est laissée de chaque côté. Les réseaux à base de guides à ruban ont une période de 315 nm, alors que ceux à base de guides à nervure ont une période de 290 nm. Il est à noter que les demi-périodes de 157,5 nm et 145 nm sont très exigeantes pour la lithographie. Ainsi, pour la fabrication de réseaux de Bragg de silicium, une fonderie utilisant une lithographie de 193 nm est généralement préférable. Ces valeurs de demi-périodes permettent d'obtenir des réseaux centrés près de 1550 nm en longueur d'onde. Pour les deux types de guide d'onde, des réseaux ayant des corrugations de 20 nm, 40 nm et 60 nm ont été caractérisés.

Tableau 2 : Effet des différents paramètres d'un réseau de Bragg à multi-cavités sur la réponse spectrale

Paramètre	Effet sur le spectre optique
Indice de réfraction effectif (n_{eff})	Position en longueur d'onde
Coefficient de couplage (κ)	Profondeur du réseau
Absorption (α)	Valeur maximale du pic de transmission
Indice de groupe (n_g)	Position des lobes secondaires
Proportion des sauts de phase de π	Forme du pic de transmission

Les différents paramètres des réseaux de Bragg à multi-cavités sont évalués à l'aide de la forme de la réponse spectrale, comme le montre le tableau 2. En plus des multi-cavités, des cavités Fabry-Perot sont aussi caractérisées pour confirmer les valeurs obtenues. Ces cavités Fabry-Perot sont formées de deux réseaux courts de 125 μm , séparés par un guide d'onde d'une longueur de 250 μm , comme celles présentées dans [41]. Les cavités Fabry-Perot permettent d'évaluer précisément l'indice de groupe à partir de l'intervalle spectral libre (FSR). Pour les guides à nervure, l'indice de groupe est de 3,8 ; alors que pour les guides à ruban, l'indice de groupe est de 4,2. De plus, des guides d'onde de longueurs multiples permettent d'évaluer précisément la valeur du coefficient des pertes.

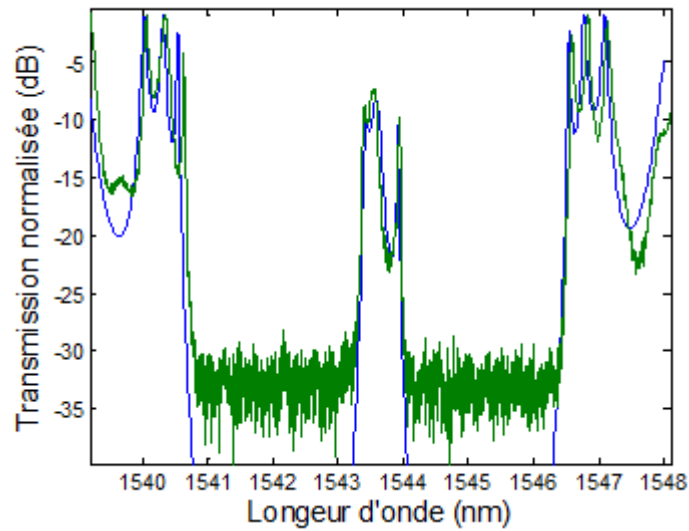


Figure 6 : Exemple de superposition de la simulation (courbe bleue) et de la mesure (courbe verte) de la réponse spectrale d'une multi-cavité

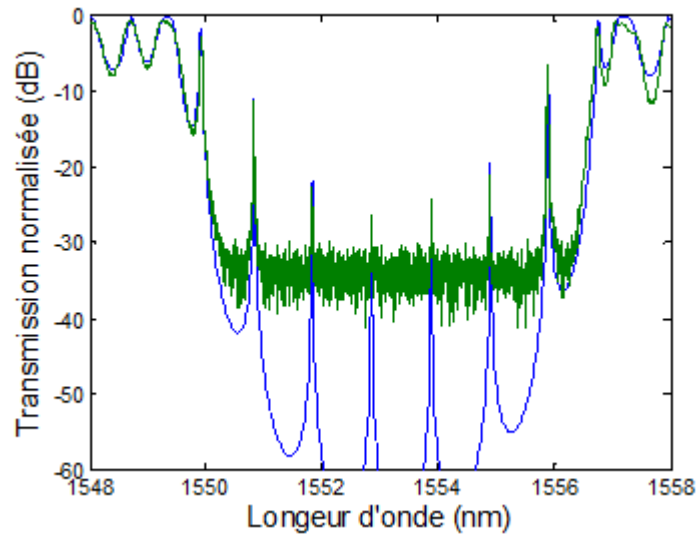


Figure 7 : Exemple de superposition de la simulation (courbe bleue) et de la mesure (courbe verte) de la réponse spectrale d'un Fabry-Perot

La figure 6 et la figure 7 montrent des exemples de simulations et de mesures pour les multi-cavités et les Fabry-Perot. La sensibilité des mesures en transmission est limitée à une valeur normalisée de -33 dB. Ces simulations sont utilisées pour déterminer les paramètres présentés aux figures suivantes :

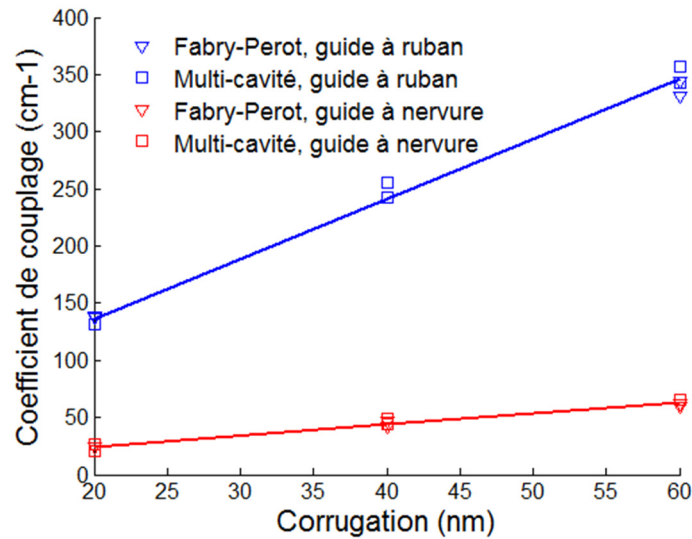


Figure 8 : Force des réseaux des cavités Fabry-Perot et multi-cavités en fonction des différentes corrugations pour les guides à ruban et à nervure.

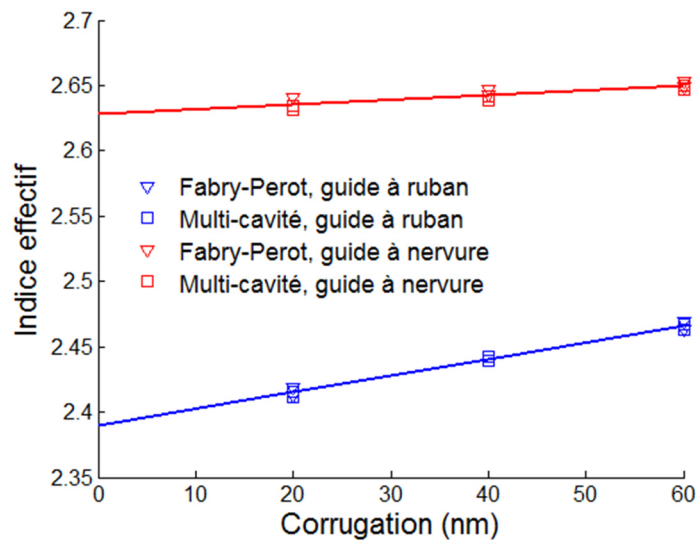


Figure 9 : Indice effectif des cavités Fabry-Perot et multi-cavités en fonction des différentes corrugations pour les guides à ruban et à nervure.

La figure 8 et la figure 9 montrent les résultats de la caractérisation des réseaux à multi-cavités et des cavités Fabry-Perot. La figure 8 montre la régression linéaire du coefficient de couplage en fonction de la corrugation, alors que la figure 9 montre la régression linéaire de l'indice effectif en fonction de la corrugation. Les réseaux multi-cavités à base de guide d'onde à ruban ont donné des pics de transmission fortement

déformés, en raison de la grande force des réseaux. Il est donc préférable de limiter la force des réseaux.

1.6. Effets électro-optiques dans le silicium

Le silicium constitue une plateforme idéale pour la fabrication de composants optiques passifs. En effet, ce matériau est transparent dans les bandes de communications traditionnelles (1310 nm et 1550 nm). Cependant, le silicium est plus limité en ce qui concerne les dispositifs EOs. Par exemple, la réalisation de lasers et de modulateurs sur silicium est beaucoup plus ardue.

Pour les lasers, la bande interdite indirecte du silicium rend l'émission de la lumière inefficace. Du côté des modulateurs, le silicium est un semi-conducteur dont la structure cristalline est centro-symétrique. Ainsi, les effets EOs traditionnellement utilisés dans les modulateurs (effet Pockels et effet Kerr) ne sont pas présents ou sont faibles. L'effet Franz-Keldysh est présent, mais est trop faible aux longueurs d'onde de communications. L'ajout de germanium permet de tirer profit de cet effet, cependant ce processus vient augmenter le coût de fabrication [3].

Ainsi, la modulation dans le silicium est généralement réalisée en variant la concentration de porteurs de charge préalablement ajoutés sous forme de dopants. Il est possible d'obtenir une modulation haute-vitesse à l'aide de cet effet, tout en demeurant compatible avec la technologie CMOS. En effet, une variation d'indice de réfraction Δn est produite lorsqu'il y a changement de la concentration des électrons (ΔN_e) et des trous (ΔN_t). Cette variation d'indice de réfraction est généralement évaluée à l'aide des expressions de Soref et Bennet [42]:

À 1550 nm :

$$\Delta n = \Delta n_e + \Delta n_t = -[8,8 \times 10^{-22} \Delta N_e + 8,5 \times 10^{-18} (\Delta N_t)^{0,8}] \quad (20)$$

À 1300 nm :

$$\Delta n = \Delta n_e + \Delta n_t = -[6,2 \times 10^{-22} \Delta N_e + 6 \times 10^{-18} (\Delta N_t)^{0,8}] \quad (21)$$

Le changement de l'absorption $\Delta \alpha$, causé par le changement de concentration des porteurs de charge, est quant à lui calculé à l'aide des équations suivantes :

À 1550 nm :

$$\Delta\alpha = \Delta\alpha_e + \Delta\alpha_t = -[8,5 \times 10^{-18}\Delta N_e + 6 \times 10^{-18}(\Delta N_t)^{0,8}] \quad (22)$$

À 1300 nm :

$$\Delta\alpha = \Delta\alpha_e + \Delta\alpha_t = -[6 \times 10^{-18}\Delta N_e + 4 \times 10^{-18}(\Delta N_t)^{0,8}] \quad (23)$$

Dans les équations (20) à (23), les indices e et t apposés au changement d'indice de réfraction et de l'absorption indique si le changement est causé par le changement de concentration des électrons ou des trous respectivement.

À l'aide des équations de (20) à (23) et des dimensions de la jonction pn, il est possible d'estimer le changement d'indice effectif et les pertes de propagation additionnelles du guide d'onde en calculant le recouvrement modal :

$$\Delta n_{eff}(V) = \frac{\iint E^*(x, y) \cdot \Delta n(x, y, V) \cdot E(x, y) dy dx}{\iint E^*(x, y) \cdot E(x, y) dy dx} \quad (24)$$

$$\alpha_{pn}(V) = \frac{\iint E^*(x, y) \cdot \Delta\alpha(x, y, V) \cdot E(x, y) dy dx}{\iint E^*(x, y) \cdot E(x, y) dy dx} \quad (25)$$

L'effet thermo-optique est aussi présent, mais est cependant un processus trop lent pour qu'il puisse être utilisé pour la modulation haute-vitesse. Pour des modulateurs basés sur un résonateur avec un grand facteur de qualité, comme un microrésonateur en anneau, le contrôle de la température est donc nécessaire pour leur application. Autour de 1550 nm, l'effet thermo-optique dans le silicium est quantifié à l'aide de l'expression suivante, où T représente la température :

$$\frac{dn}{dT} = 1.86 \times 10^{-4} \text{ par kelvin} \quad (26)$$

Pour contrôler la concentration des porteurs de charge dans le silicium, trois types de jonctions sont principalement utilisées : les jonctions p-i-n, les condensateurs semi-conducteurs à oxyde de métal (MOS) et les jonctions pn. Pour toutes les configurations, une couche de métal est déposée aux extrémités qui ont été fortement dopées (p++ et n++), ce qui permet d'avoir un contact métal/silicium à faible résistance ohmique.

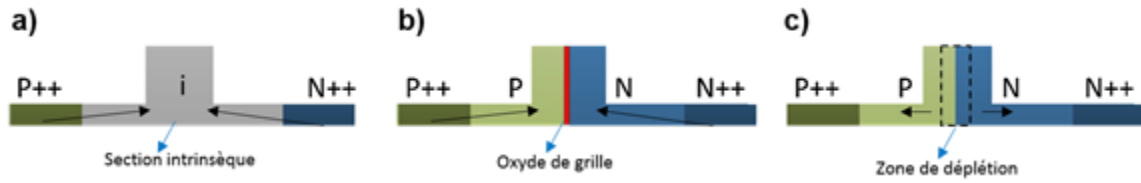


Figure 10 : Représentation des trois types de configurations latérales les plus communes pour manipuler électriquement la concentration des porteurs de charge dans le silicium : (a) jonction p-i-n, (b) condensateur MOS (c) jonction pn.

Une jonction p-i-n est composée d'une section de silicium intrinsèque normalement située au centre du guide d'onde, avec une région dopée p et une région dopée n de chaque côté. La figure 10(a) montre un exemple de configuration d'une jonction p-i-n. Lorsqu'une tension de polarisation positive¹¹ est appliquée, les porteurs de charge sont injectés dans la zone intrinsèque. L'indice effectif et l'absorption du guide d'onde sont ainsi modifiés. Parmi les différents types de jonction, la jonction p-i-n a la meilleure efficacité de modulation ($V_{\pi l}$), mais demeure la solution avec la vitesse d'opération la plus faible. En effet, la durée de vie des porteurs de charge des diodes p-i-n est relativement longue, ce qui limite la vitesse de ces dispositifs (typiquement moins que 1 GHz). Cependant, cette durée de vie dépend de la géométrie du guide d'onde et peut donc être modifiée. Plus les dimensions du guide d'onde sont faibles, plus la durée de vie est faible. Une autre approche est d'ajouter une prédistorsion dans le circuit alimentant le modulateur, ce qui permet d'obtenir de bonnes performances [43]. La prédistorsion augmente cependant la consommation de puissance.

Les condensateurs MOS sont constitués de sections modérément dopées (n et p). Ces sections sont séparées par une mince couche d'oxyde nommée oxyde de grille¹², comme le montre la figure 10(b). Lorsqu'une tension de polarisation positive est appliquée aux bornes d'un condensateur MOS, les porteurs de charge vont s'accumuler de chaque côté de l'oxyde de grille. Généralement, les condensateurs MOS vont nécessiter une concentration de porteurs de charge élevée, menant à de bonnes efficacités de modulation, mais à des pertes plus élevées par unité de longueur. Ainsi, les MZM basés sur les condensateurs MOS sont normalement conçus pour être plus compacts. Néanmoins, leur fabrication est plus complexe et donc moins accessible [3], [10].

¹¹ Communément « forward bias voltage » en anglais

¹² Communément « gate oxide » en anglais

Dans les jonctions pn, les régions dopées p et n sont en contact l'une avec l'autre, ce qui crée une zone de déplétion. Pour modifier la densité de porteurs de charge de ces jonctions, une tension de polarisation négative est appliquée. À ce moment, la zone de déplétion, i.e. sans porteurs de charge, s'étend autour du centre du guide d'onde. Les modulateurs présentés aux chapitres 2 et 3 sont basés sur ce type de jonction.

Pour ces trois types de jonctions latérales, il est important d'ajuster les dimensions du guide d'onde à nervure selon la hauteur du guide et de la plaque pour obtenir une transmission monomode. Pour les procédés standards de SiP, avec une hauteur de guide de 220 nm et une hauteur de plaque de 70 nm, une largeur de guide de 500 nm ou moins est généralement recommandée pour obtenir un seul mode. Par contre, moins un guide d'onde de ce type est large, plus les pertes seront élevées. Pour des dimensions différentes, des simulations numériques sont recommandées afin de déterminer si une configuration est bien monomode. Des logiciels commerciaux basés sur la méthode des différences finies peuvent être utilisés [44], [45].

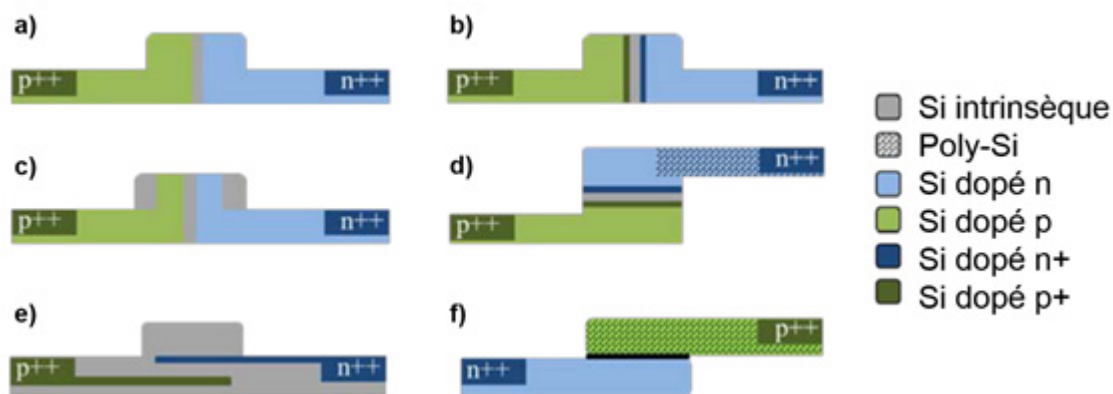


Figure 11 : Schéma des jonctions latérales et verticales les plus efficaces ou les plus répandues tel que présenté dans [10] : (a) jonction latérale conventionnelle, jonctions latérales modifiées avec (b) sections fortement dopées dans le guide et (c) compensation des dopants dans les coins du guide d'onde. Jonctions verticales avec des régions minces fortement dopées avec (d) le contact fait avec du Si polycristallin ou amorphe et (e) le contact fait avec les zones fortement dopées. (f) Jonction SISCAP¹³.

La figure 11 montre les différents types de jonctions les plus efficaces ou les plus répandues dans la littérature. Dans cette figure, le schéma (a) montre une jonction latérale conventionnelle, similaire à ce qui est utilisé ici. Les schémas (b) à (f) montrent

¹³ De l'anglais « Silicon-Insulator-Silicon Capacitor »

d'autres jonctions potentiellement plus performantes (meilleure efficacité et/ou plus faibles pertes d'insertion). Par contre, ces jonctions demandent des procédés de fabrication plus précis et/ou plus complexes, ce qui peut augmenter le coût ou diminuer l'accessibilité. Plus d'information sur ces jonctions se retrouvent dans [10]. En plus de ces jonctions latérales et verticales, des jonctions longitudinales ont aussi été démontrés [46]–[48].

Pour le reste de la présente section, les équations de base nécessaires à la modélisation de jonctions seront décrites. Comme les modulateurs étudiés dans le cadre de ce mémoire sont uniquement basés sur des jonctions pn latérales, les détails sont donnés spécifiquement pour ce type de configuration.

Pour les condensateurs MOS et les jonctions pn, la fréquence de coupure à 3 dB ($f_{c,3dB}$) peut être estimée en considérant la constante de temps du circuit RC, τ_{RC} , correspondant à la jonction. L'équation suivante représente cette relation :

$$f_{c,3dB} = \frac{1}{2\pi\tau_{RC}} \quad (27)$$

Ainsi, la résistance (R) et la capacité (C) doivent être déterminées pour estimer la vitesse de modulation. Il est généralement plus simple de calculer la résistance multipliée par unité de longueur et la capacité divisée par unité de longueur.

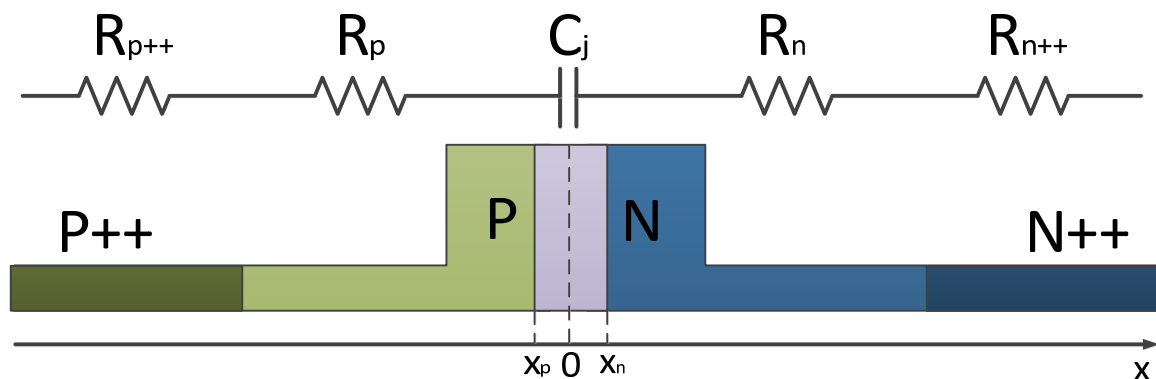


Figure 12 : Modélisation sous forme de circuit RC d'une jonction pn standard.

La figure 12 montre une modélisation sous forme de circuit RC simple d'une jonction pn standard. Les sections dopées sont remplacées par des résistances. La zone de déplétion est remplacée par une capacité. Tous les éléments sont placés en série.

La résistance provient principalement des régions dopées, puisque la résistance provenant du métal et des contacts métal/silicium est comparativement négligeable. L'équation suivante permet d'évaluer la résistance multipliée par unité de longueur :

$$R[\Omega \cdot m] = R_p + R_n + R_{p++} + R_{n++} \quad (28)$$

$$R[\Omega \cdot m] = \rho_p \frac{w_p}{h_{slab}} + \rho_n \frac{w_n}{h_{slab}} + \rho_p \frac{w_p}{h_{guide}} + \rho_n \frac{w_n}{h_{guide}} + \rho_p \frac{w_{p++}}{h_{slab}} + \rho_{n++} \frac{w_{n++}}{h_{slab}} \quad (29)$$

Où ρ est la résistivité, w est la largeur de la section dopée dans la direction x et h est la hauteur des sections du guide d'onde. Il est à noter qu'il peut être nécessaire de décomposer d'avantage les résistances si des concentrations de dopants additionnelles sont présentes ou si une section de dopant est répartie sous différentes hauteurs de guide d'onde.

De plus, pour évaluer précisément la résistance en fonction de la tension appliquée sur la jonction pn, il est nécessaire de connaître la largeur de la zone de déplétion (W_d). En assumant une séparation abrupte des sections de la jonction :

$$W_d = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0\varepsilon_s}{q} \left(\frac{1}{N_e} + \frac{1}{N_t} \right) (V_{bi} - V)} \quad (30)$$

$$V_{bi} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{N_e N_t}{n_i^2} \right) \quad (31)$$

Où V_{bi} est la tension intrinsèque de la jonction¹⁴, k est la constante de Boltzmann, q est la charge élémentaire, n_i est la concentration intrinsèque de porteurs de charge, ε_0 est la permittivité du vide, ε_s est la permittivité relative du silicium (n^2). Il est à remarquer que la tension appliquée à la jonction doit être inférieure à V_{bi} .

La zone de déplétion sera décentrée du côté possédant le plus grand nombre de porteurs de charge. Les équations suivantes permettent d'évaluer le positionnement de la zone de déplétion :

$$W_d = |x_p| + |x_n| \quad (32)$$

$$|x_p| = \frac{W_d}{1 + N_t/N_e} \quad (33)$$

¹⁴ Communément « built-in voltage » en anglais

$$|x_n| = \frac{W_d}{1 + N_e/N_t} \quad (34)$$

Finalement, la capacitance divisée par unité de longueur de la jonction pn est déterminée à l'aide de l'équation suivante :

$$C_j \left[\frac{F}{m} \right] = h_{guide} \frac{\epsilon_0 \epsilon_s}{W_d} \quad (35)$$

$$C_j \left[\frac{F}{m} \right] = h_{guide} \sqrt{\frac{\epsilon_0 \epsilon_s}{2 \left(\frac{1}{N_t} + \frac{1}{N_e} \right) (V_{bi} - V)}} \quad (36)$$

1.7. Électrodes

Pour qu'une jonction pn puisse faire la conversion d'un signal électrique en un signal optique, il faut d'abord que le signal électrique y soit transmis. Des précautions particulières doivent être prises pour que cette transmission soit efficace pour les signaux RF. La section suivante vise à présenter les types de lignes de transmission les plus populaires dans le silicium, ainsi que la théorie de base des lignes de transmission à micro-onde.

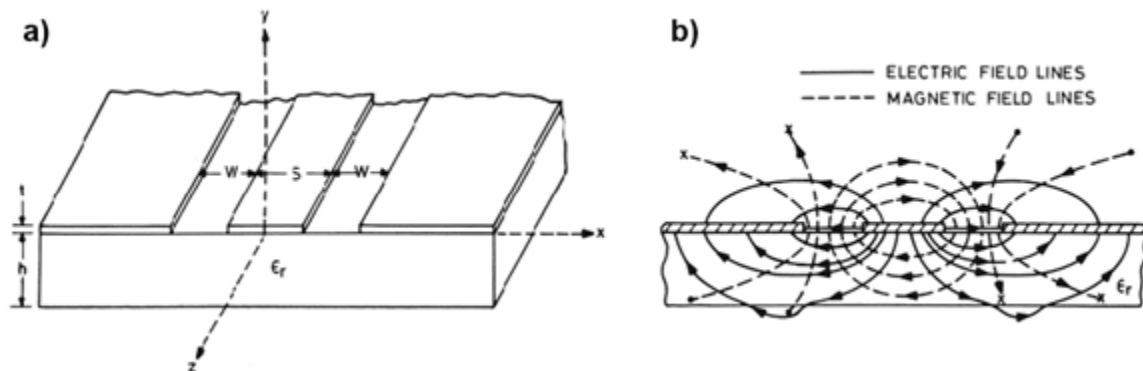


Figure 13 : (a) Représentation schématique d'une électrode CPW typique. (b) Distribution des champs électrique et magnétique dans une électrode CPW typique [49].

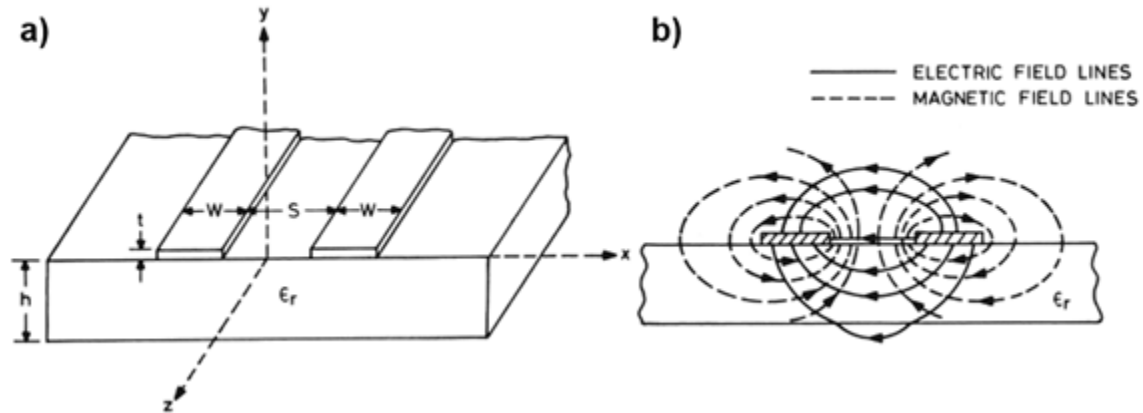


Figure 14 : (a) Représentation schématique d'une électrode CPS typique. (b) Distribution des champs électrique et magnétique dans une électrode CPS typique [49].

Deux types de lignes de transmission coplanaires sont principalement utilisés pour les modulateurs de silicium : les guides d'onde coplanaires (CPW¹⁵), représentés à la figure 13(a), ainsi que les bandes coplanaires (CPS¹⁶), représentées à la figure 14(a). Les distributions typiques des champs électriques et magnétiques pour les CPW et CPS sont montrées à la figure 13(b) et à la figure 14(b) respectivement. Les lignes de transmission coplanaires se nomment ainsi, car leurs sections conductrices sont placées sur un même plan, par-dessus le substrat (du silicium et de la silice dans le cas de la SiP). Généralement, le type de lignes coplanaires est choisi en fonction du design à réaliser. Les CPW sont utilisés pour créer des électrodes doubles en parallèle, comme pour le modulateur présenté au chapitre 2. De leur côté, les CPS sont préférées pour les électrodes doubles en séries (discuté davantage à la section 2.8) ou les électrodes simples, comme pour le modulateur présenté au chapitre 3. Les électrodes doubles sont généralement utilisées pour obtenir une modulation symétrique, ce qui nécessite qu'une séquence binaire et que sa copie de polarité opposée soient envoyées à leurs deux entrées.

La description des électrodes sera différente suivant la rapidité des signaux en cause. Si les fréquences utilisées correspondent à des longueurs d'onde beaucoup plus grande que la longueur de l'électrode, le modèle d'électrode LE sera utilisé. Cette approche consiste à réduire l'électrode à des éléments de circuits électriques conventionnels équivalents tels que des résistances, des capacitances et des inductances. Dans le

¹⁵ De l'anglais « coplanar waveguide ».

¹⁶ De l'anglais « coplanar strip ».

silicium, ces électrodes de petites tailles se retrouvent généralement dans les MRMs. Lors de mesures avec un système RF haute vitesse standard à impédance de 50Ω , ces électrodes vont agir comme des circuits ouverts et causer d'importantes réflexions. Pour éviter que ces réflexions endommagent les appareils RF, il est préférable d'utiliser des microsondes comprenant une résistance de 50Ω .

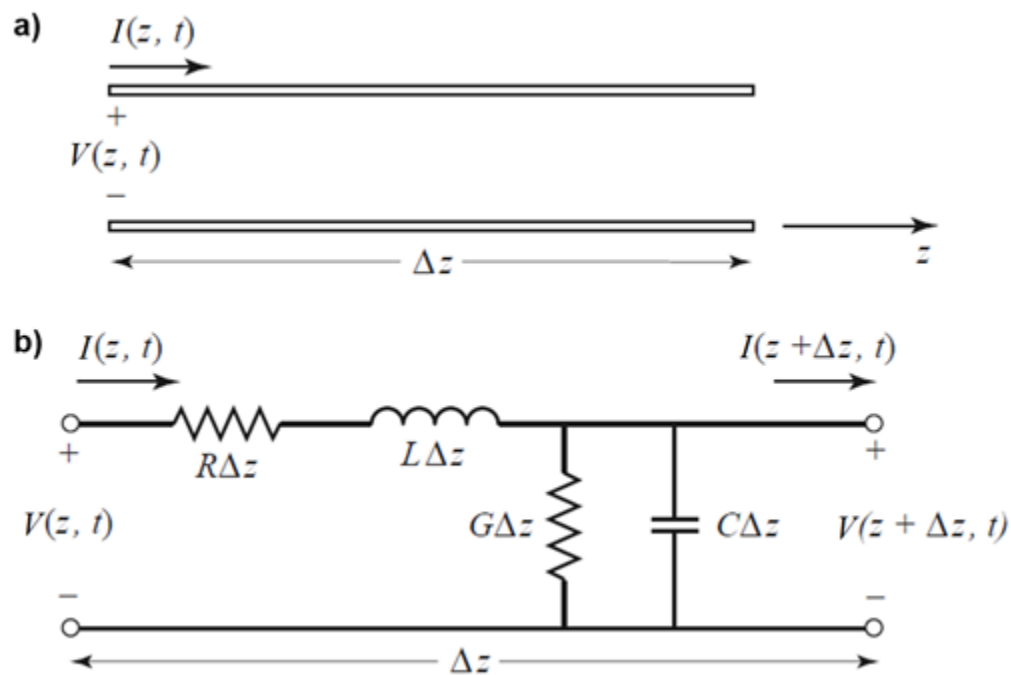


Figure 15 : Définition des paramètres de base des lignes de transmission à l'aide d'un modèle simple comprenant deux conducteurs séparés par un diélectrique. (a) Définition de la tension $V(z,t)$ et du courant $I(z,t)$. (b) Circuit équivalent pour un segment de ligne de transmission Δz de transmission [50].

Si les longueurs d'onde des signaux RF tendent vers la longueur de l'électrode, les effets de la propagation de l'onde ne peuvent plus être ignorés, et la théorie des lignes de transmission [50] doit alors être utilisée. La figure 15(a) montre la définition du voltage et du courant dans une ligne de transmission simple représentée par deux fils conducteurs séparés par un diélectrique quelconque. Cette théorie permet de décrire la propagation d'une onde dans une ligne de transmission en réduisant la ligne de transmission à une série de circuits à éléments groupés simples sur une distance Δz tel que montré à la figure 15(b). Parmi les éléments du circuit, la résistance en série R et l'inductance en série L proviennent de la portion conductrice de la ligne de transmission.

De plus, une capacitance parallèle C provient de la proximité des deux conducteurs et une conductance parallèle G provient des pertes du diélectrique.

Le circuit montré à la figure 15(b) est résolu en régime permanent à l'aide des équations de Kirchhoff pour obtenir les équations différentielles couplées suivantes [50] ($v(z,t)$ et $i(z,t)$ sont écrits en notation phaseur) :

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z) \quad (37)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z) \quad (38)$$

La résolution simultanée de ces équations mène aux équations d'onde suivantes :

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma V(z) = 0 \quad (39)$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} - \gamma I(z) = 0 \quad (40)$$

Où la constante de propagation est définie comme :

$$\gamma = \alpha + i\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (41)$$

Où α est l'atténuation et β est la constante de phase.

Ainsi, la solution des équations (39) et (41) est :

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (42)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \quad (43)$$

L'impédance est ainsi définie par :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (44)$$

L'impédance des électrodes CPW et CPS simples présentées aux figure 13 et figure 14 peut être déterminée à l'aide d'expressions mathématiques simples [49], [51]. Par contre, les électrodes de SiP sont généralement trop complexes pour être modélisées par ces modèles simples, particulièrement en considérant l'ajout d'une jonction pn à l'électrode. Une approche utilisée est de calculer les paramètres S et l'impédance des électrodes sans les jonctions pn avec un logiciel de simulation de structures RF tel qu'ANSYS HFSS [52]. Par la suite, ces paramètres calculés par simulation et les paramètres des jonctions pn peuvent être combinés en utilisant un modèle inspiré du

développement mathématique présenté ici. La démonstration d'un tel modèle plus complexe dépasse le cadre du présent mémoire.

1.8. Compensation par traitement de signal

Différentes techniques de DSP peuvent être utilisées pour améliorer les performances d'un système de communication. Ces techniques peuvent être appliquées à la transmission (pré-compensation) ou à la réception (post-compensation). Une troisième possibilité est la combinaison des deux méthodes. L'usage de DSP permet généralement d'améliorer les performances d'un système de communication, aux dépens d'une augmentation de la complexité du système. De plus, la consommation de puissance et le coût du système sont nécessairement affectés, positivement ou négativement, par l'ajout de DSP. Les travaux présentés dans ce mémoire visent à démontrer le fonctionnement de différents modulateurs. Ces démonstrations présentent des résultats avec et sans compensation par DSP, avec des paramètres menant à une complexité et une consommation de puissance raisonnable. La technique de DSP utilisée est l'erreur quadratique moyenne minimale (MMSE¹⁷).

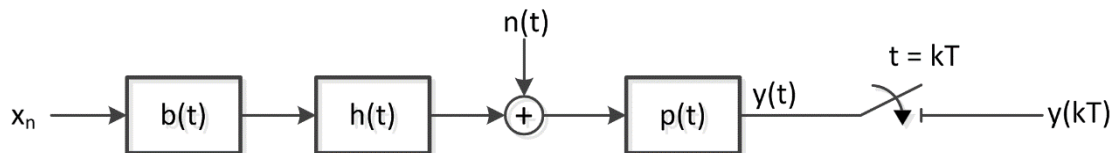


Figure 16 : Représentation sous forme canonique d'un système de communication en bande de base [53].

¹⁷ De l'anglais « minimum mean square error ».

Dans la représentation schématique de la figure 16, x_n est une séquence de symboles, $b(t)$ est la forme d'impulsion, $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du canal de communication, $n(t)$ est le bruit ajouté par le canal de communication, $p(t)$ est la réponse impulsionnelle du récepteur. Le récepteur agit comme un filtre limité en largeur de bande. Ainsi, le signal reçu échantillonné est défini par l'équation suivante [53] :

$$y_k \triangleq y(kT) = \sum_n x_n q(kT - nT_s) + n'(kT) \quad (45)$$

Avec $q(t)$ représentant la réponse d'impulsionnelle globale (incluant $b(t)$, $p(t)$ et $h(t)$) et $n'(t)$ représentant le bruit après la réception. Le taux d'échantillonnage est $1/T$, alors que le taux de transmission des symboles est $1/T_s$. La relation entre les deux taux est :

$$\frac{1}{T} = \frac{M}{KT_s} \quad (46)$$

Où M et K sont des entiers.

Un filtre linéaire transversal permettant l'estimation du signal transmis (\hat{x}_k) est donné par [54]:

$$\hat{x}_k = \sum_{j=-L}^L y_{k-j} c_j \quad (47)$$

Où c_j représente les coefficients du filtre d'égalisation. La longueur du filtre d'égalisation, $N = 2L+1$, est communément appelée le nombre de prises d'égalisateur¹⁸. La figure 17 suivante montre une représentation schématique d'un tel filtre :

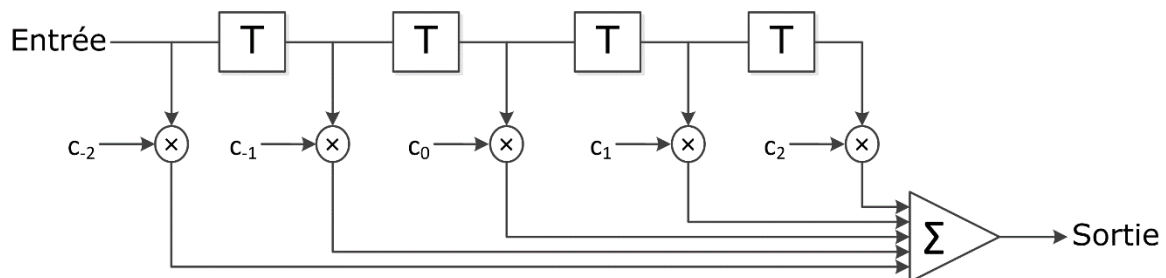


Figure 17 : Schématisation d'un filtre linéaire transversal utilisé pour l'égalisation.

De plus, pour obtenir les coefficients du filtre, il est plus simple d'exprimer les signaux sous la forme matricielle suivante¹⁹ :

¹⁸ De l'anglais « equalizer taps ».

$$\mathbf{y}_k = \begin{bmatrix} y_{k+L} \\ y_{k+L-1} \\ \dots \\ y_{k-L} \end{bmatrix} \quad (48)$$

$$\mathbf{c} = (c_{-L}, c_{-L+1}, \dots, c_L) \quad (49)$$

Il peut alors être démontré que les coefficients du filtre d'égalisation correspondent au critère MMSE sont les suivants [55] :

$$\mathbf{c}_{opt} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{a} \quad (50)$$

Où \mathbf{A} est la matrice de covariance du signal reçu et \mathbf{a} est le vecteur de corrélation croisée entre le signal reçu et le signal transmis. Puisque la connaissance du signal transmis est requise pour l'évaluation du filtre d'égalisation, il est nécessaire de réaliser une transmission avec un signal de test sur le système à égaliser afin de déterminer les coefficients. De plus, un moyennage temporel doit être effectué sur le signal de test transmis et le signal de test reçu pour obtenir une solution de longueur N [56].

1.9. Conclusion

Dans ce chapitre, les différents concepts théoriques nécessaires à la compréhension des chapitres suivants ont été présentés. Le chapitre 2 présente un MZM aux électrodes segmentées, alors que le chapitre 3 présente un modulateur à réseau de Bragg à deux sauts de phase. Dans les deux chapitres, les modulations OOK et PAM sont utilisées, ainsi que la post-compensation sous forme d'égalisation. Dans les deux cas, une jonction pn latérale utilisée en polarisation inverse sert à produire un changement de l'indice de réfraction de la couche guidante en silicium. Il est à mentionner que la jonction pn montrée au chapitre 3 utilise trois niveaux de dopants, plutôt que les deux montrés ici. Il est cependant simple d'adapter le modèle à deux niveaux présenté ici.

Avant la fabrication de ces modulateurs, un modèle adéquat pour l'optimisation des électrodes TW n'avait pas été réalisé. Dans les deux cas, les électrodes ont été fortement inspirées des électrodes proposées par les fonderies respectives. Ces modulateurs pourraient potentiellement bénéficier d'une modélisation plus exacte afin d'augmenter la largeur de bande électrique des électrodes. Dans le présent chapitre,

¹⁹ Les matrices et vecteurs sont indiqués par une notation en caractère gras.

quelques éléments théoriques nécessaires à l'utilisation de logiciels de simulation ont donc été présentés.

De façon analogue, la description du modulateur à réseau de Bragg du chapitre 3 repose sur un modèle statique calculant la réponse spectrale pour un indice de réfraction donné en faisant l'hypothèse que les champs dans la cavité résonnante ne varient pas dans le temps. Un modèle dynamique simulant la modulation en temps réel du réseau de Bragg permettrait une modélisation plus précise, ce qui pourrait améliorer les performances, surtout dans le cas de transmissions à très haut débit.

Chapitre 2.

Modulateurs Mach-Zehnder aux électrodes segmentées

Ce chapitre présente un MZM dont les électrodes sont divisées en trois segments. Les électrodes, de longueur L , $2L$ et $4L$, agissent comme un DAC permettant de générer une modulation PAM-4 en combinant deux séquences binaires ou une modulation PAM-8 en combinant trois séquences binaires. Cette approche est intéressante pour les communications optiques à courte portée, car elle permet la modulation PAM sans circuiterie externe supplémentaire, ce qui pourrait potentiellement diminuer le coût du système.

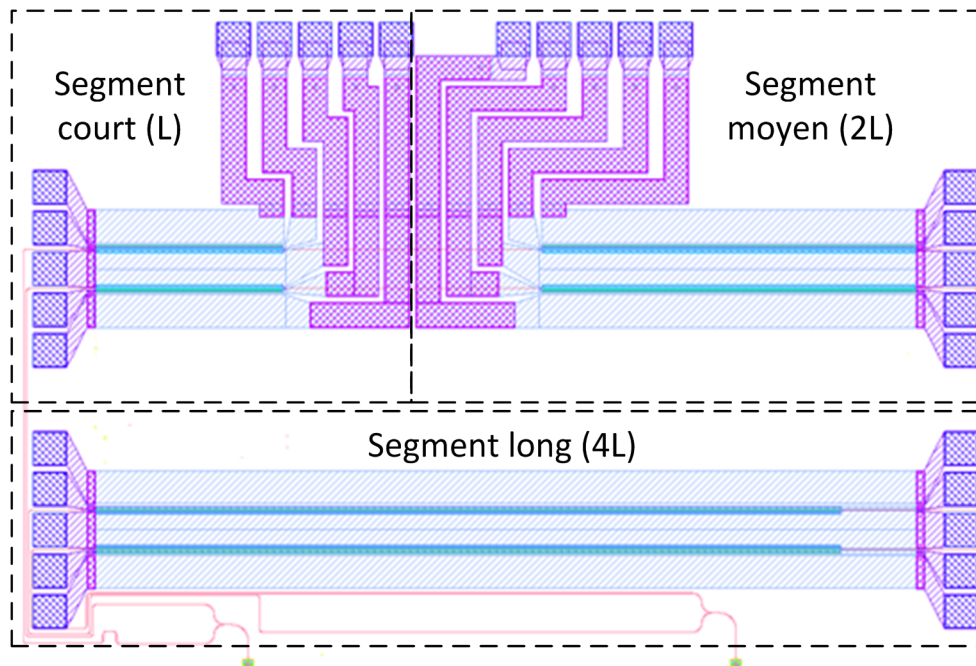


Figure 18 : Dessin utilisé pour la fabrication du MZM aux électrodes doubles en parallèle segmentées.

La configuration utilisée est de type symétrique à l'aide d'électrodes doubles en parallèle. Le dessin du dispositif est présenté à la figure 18. Puisque chaque électrode est divisée en trois segments et que celles-ci sont de type TW, six connexions sont nécessaires pour injecter les signaux RF et six autres pour relier le dispositif aux terminaisons 50 Ω . Compte tenu du grand nombre de connexions (12), le test système du modulateur a donc requis la conception de circuits RF externes dédiés. Cet assemblage a été conçu par TeraXion.

Les travaux liés à ce modulateur ont mené à un article soumis au *Photonics Journal*, qui est recopié intégralement dans le présent chapitre. Les détails liés à la conception et à la fabrication du modulateur y sont d'abord présentés. Par la suite, la caractérisation du modulateur au moyen de la réponse DC et de la mesure des paramètres S est présentée. L'assemblage fourni par TeraXion Inc. permettant les mesures PAM est aussi décrit. L'impact de l'assemblage sur les paramètres S est aussi examiné. Finalement, les tests systèmes avec et sans compensation par DSP sont présentés pour la modulation PAM-4 et PAM-8.

Ce modulateur a été fabriqué à l'IME dans le cadre de la formation SiEPIC-actives-2012²⁰ [57]. En plus de ce modulateur, un modulateur basé sur des électrodes LE segmentées a été fabriqué. Les résultats liés à ce modulateur sont présentés à l'annexe 2.

Les travaux de ce chapitre ont mené à la conception d'un nouveau MZM aux électrodes segmentées présentement en phase de test. Les conclusions tirées des présents travaux sont discutées à la fin du présent chapitre.

2.1. Abstract

We experimentally demonstrate PAM-4 and PAM-8 generation from binary signals driving a silicon Mach-Zehnder modulator with segmented electrodes and pn junctions acting as an optical DAC. Measured bit error rate (BER) in back-to-back configuration is used to evaluate signal quality. We further investigate performance improvements when

²⁰ Les données et les documents reliés à cette ronde de fabrication se retrouvent dans le répertoire suivant : \\publique.copl.ulaval.ca\publique\Si Photonics\Photonics Devices\13_PAM_Pulse amplitude modulation

implementing post-compensation. We demonstrate PAM-4 10 GBd and PAM-8 5 GBd transmissions below the forward error correction (FEC) threshold without equalization. Minimum mean square error (MMSE) equalization is needed to reach the FEC threshold at 30 Gbit/s (PAM-4 at 15 GBd or PAM-8 at 10 GBd). Despite the bandwidth limitations of this device, due to the current packaging and high insertion losses, the results show that modulators with segmented phase shifters can be advantageously used to eliminate the need for high bandwidth electronic digital to analog converters (DACs) in the generation of multi-level signals. These modulators, that can be designed and fabricated with standard CMOS compatible tools and processes, are of interest for short range high-speed data links.

2.2. Introduction

Data center bandwidth requirements are constantly increasing with the growing popularity of video streaming, cloud computing and every other data consuming applications. This growing demand is pushing the development of 100G and 400G short data links (500 m to 2 km) over single-mode fibers (SMF). The commonly used 10G technologies for these links, such as parallel vertical-cavity surface-emitting lasers (VCSEL), are considered not practical for next generation systems [5]. Different technologies are suggested as a replacement, such as silicon modulators, indium phosphide modulators, directly modulated (DML) distributed feedback (DFB) lasers or long wavelength VCSEL [4], [5], [58]. Integrated silicon photonics (SiP) is a technology with great potential for these applications due to its high level of device integration, low-power operation and cost effectiveness [58], [59]. The two main types of SiP modulator are the Mach-Zehnder modulators (MZM) and the ring modulators. Ring modulators, that show potential for low power consumption and high density, have been demonstrated at 50 Gbit/s with $1.96 V_{pp}$ driving signals [23]. However, the sensitivity to temperature and fabrication variations limit the power efficiency of these resonant structures [8]. MZMs offer a reliable alternative and high performance has been reported such as, for example, a 50 Gbit/s modulator operated with $1.5 V_{pp}$ [25].

In parallel to modulator technology development, higher-order modulation formats such as pulse-amplitude modulation (PAM) or discrete multi-tone (DMT) are also being

investigated [60], [61]. These modulation schemes are preferred due to their high spectral efficiency and compatibility with direct detection. In particular, PAM is a power efficient modulation format that is of interest for shorter interconnects in which dispersion is not an issue [62]–[64]. To generate PAM signals, segmented MZMs eliminate the need for expensive DAC and lower system complexity. Segmented MZMs to be used directly as optical DACs have been proposed as early as 1980 [65]. Following the initial demonstration that used LiNbO₃ technology, Ehrlichman et al. theoretically investigated the linearity of these optical DAC [66]. More recently, the study of segmented MZMs has found renewed interest in the context of high-capacity short reach data links using integrated silicon photonic transmitters for multi-level formats [33]. Demonstrations of PAM-4 transmissions at 10 GBd (20 Gbit/s) have thus been performed using a silicon-insulator-silicon capacitive (SISCAP) junction [67] and the same technology was applied to QAM-16 generation [68].

In this paper, we present a segmented MZM based on a silicon pn junction. We demonstrate, for the first time to our knowledge, PAM-8 generation by applying binary drive signals on three independent segments. In section 2.3, we detail the modulator design with dual-drive for push-pull operation of all three traveling wave electrode segments. In section 2.4, we present characterization results of the optical and electrical frequency responses. We investigate the analog bandwidth of all electrodes before and after modulator packaging. In section 2.5, we perform system test under PAM-4 modulation. For the first time, we investigate performance enhancement of a segmented modulator when using digital signal processing (DSP), such as filtering and MMSE equalization. With PAM-4 at 10 GBd (20 Gbit/s), BER under the FEC threshold of 2×10^{-3} (BCH code) [69] is obtained both before and after DSP, the latter case showing an improvement of 2 dB in terms of received power requirement. Increasing PAM-4 transmission rate to 15 GBd (30 Gbit/s), we found that the FEC limit is unreachable without DSP but with DSP the performance is similar to the 10 GBd results. Using PAM-4, we compare pre-compensation and post-compensation and observe no significant difference. Finally, in section 2.6, PAM-8 transmission is presented at 5 GBd (15 Gbit/s) with and without DSP and at 10 GBd (30 Gbit/s) with DSP.

2.3. Modulator Design

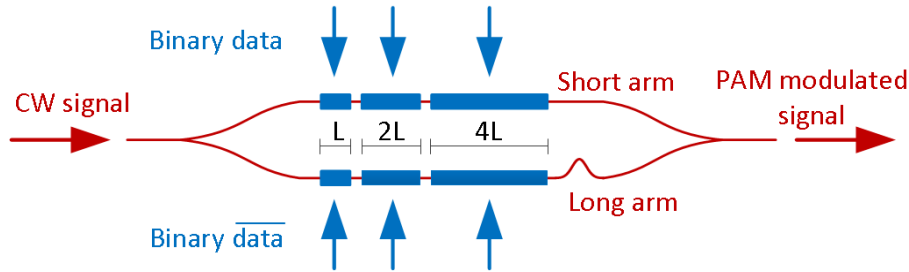


Figure 19 : Schematic of the segmented dual-drive push-pull MZM.

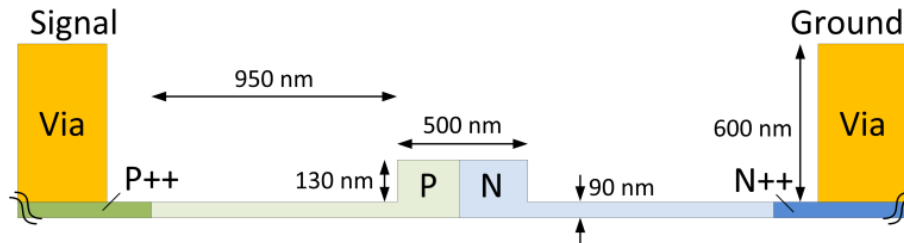


Figure 20 : Cross section of the phase-shifters.

Figure 19 shows the schematic of the MZM designed to operate in the C-band. In order to generate multi-level optical output while driving the modulator directly with binary data streams (removing the need for a DAC), the phase shifter on each arms is segmented [67]. The segmented phase shifters design simplifies considerably the generation of multi-level optical signals. To generate a PAM-8 signal, three data streams are sent to the three pairs of phase shifters operating in a push-pull configuration. Each MZM arm contains three phase shifters for a potential PAM-8 application but driving fewer sections can also allow using the modulator for PAM-4 or on-off keying modulation formats. The push-pull configuration has been chosen because it reduces the required voltage and the modulation-induced chirp. Further simplification in the operation of such modulator could be obtained by using series push-pull configuration with integrated terminations [15].

The two arms of the MZM have an intentional asymmetry of 100 μm to ease testing. This phase imbalance results in a FSR of 5.2 nm, which allows adjusting the operation point by changing the optical wavelength. The 3-dB couplers at the input and output are y-branches. The phase shifters are depletion based pn junctions. The bias signal is

combined to the binary signals with a bias tee before the signals are sent to the input side of the coplanar waveguide (CPW) electrodes while the output side is terminated with a 50Ω resistance. The three phase shifters lengths are L , $2L$ and $4L$ where L is equal to $570 \mu\text{m}$. Assuming a linear optical phase shift as a function of the phase shifter length, the choice of the segment lengths was made to generate a multi-level optical signal with similar reverse bias and RF power applied to each segment. However, due to fabrication errors and non-linearity in the phase response of the electrodes, fine tuning in RF power and bias voltage applied to each segment must be done. The shorter and longer phase shifters are used for the least and most significant bit, respectively.

The modulator structure was fabricated at IME, Singapore within the framework of the Canadian SiEPIC program [57]. The wafer had a 220 nm top-silicon layer, a BOX thickness of $2 \mu\text{m}$ and a handle Si resistivity is $\sim 750 \Omega\cdot\text{cm}$. The process used a 248 nm deep UV photolithography. The optical waveguides around the phase shifters are full-etched 500 nm wide strip waveguides. As illustrated in figure 20, the rib section of the waveguide used in the phase shifters has a width of 500 nm and the slab has a thickness of 90 nm . One half of the waveguide is p doped with a target peak concentration of $7 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ while the other half is n doped with a target peak concentration of $5 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ [70]. The impedance of the six CPWs, with phase shifters, was designed to match the 50Ω of the RF drivers. Each extremity of the six CPWs is tapered to enable external probing or wire bounding. Finally, optical coupling is made with focusing grating couplers optimized for 1550 nm .

2.4. Modulator Characterization

In this section, the electrical, optical and electrical/optical (E/O) characteristics of the modulator are investigated. The frequency responses of the individual electrodes were first measured with on-chip probes. Then the modulator was packaged by wire-bonding the silicon photonic chip to high-frequency grounded coplanar waveguides (GCPW) on a ceramic terminated with GPPO connectors. The impact of the ceramic circuit on the E/O characteristics is discussed by comparing frequency response measurements on each electrode before and after packaging.

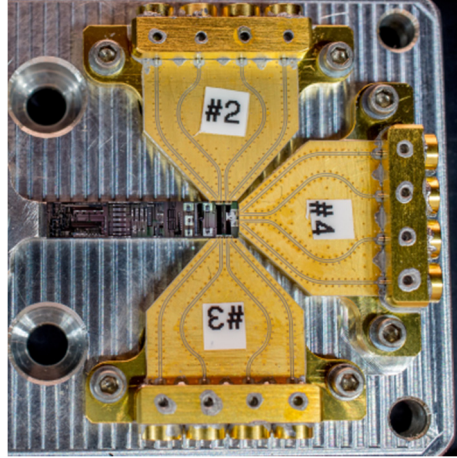


Figure 21 : Silicon chip wire-bonded to ceramic transmission lines terminated with GPPO connectors.

The package consists in three RF fan-in ceramics that allows a 4 channels coaxial interface (GPPO) for instruments to be connected to the RF electrodes of the segmented MZM. The fan-in ceramics were required due to the fine pitch between adjacent RF electrodes on the chip (200 μm). The complete packaged chip is shown in figure 21. The fan-in ceramics are fabricated using thin film technology. GCPW 50 Ω transmission lines (about 13.75 mm long) are printed on an alumina substrate which allows GPPO pin soldering on one end and wire bonding on the other while sitting on a metallic chassis. Transmission line loss, wire bounding loss, and GPPO connection loss are not calibrated out from the measurements. Their total contribution limits the operational bandwidth of this packaged modulator.

For this prototype, the current package accommodates six RF inputs for the dual-drive push-pull signals of the three electrode segments and six RF outputs for the 50 Ω termination. To simplify the packaging, the number of RF connections could be reduced to only three by using on chip terminations and using a single-drive push-pull configuration for the electrodes [71], [72]. The segmented modulator therefore lowers the requirements on the drive signal source, by allowing the direct use of binary drive signals rather than an analog signal, but at the expense of slightly more complex packaging.

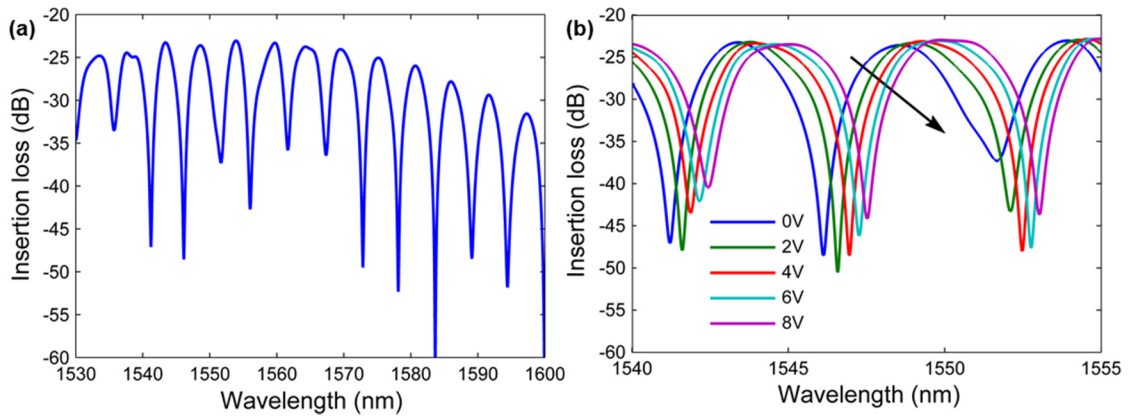


Figure 22 : Insertion loss measurement of the MZM structure (a) without any voltage applied to the electrodes. (b) with reverse bias voltage applied to the medium electrode of the short MZM arm. The arrow indicates increasing reverse bias voltage from 0 to 8 V.

The 100 μm imbalance results in a 5.2 nm FSR in the transmission spectrum.

The modulator insertion loss (spectral transmission) is measured using a commercial wavelength-swept interferometric system (OVA, Luna Technology). A typical spectral measurement is shown in figure 22a. Windowing has been applied in the time domain, i.e. to the measured impulse response, in order to suppress reflection at the input/output coupler that created spurious Fabry-Perot fringes on the measured spectrum [73]. The total losses (~ 21 dB) are detailed as follow: 9 dB loss from the two grating couplers (4.5 dB/coupler), 6 dB excess loss from the two y-branches (3-dB excess loss/y-branch), the background waveguide propagation losses and losses due to doping are evaluated to be around 2 dB and 4 dB respectively. The loss values were as expected [15], [74], [75] aside from the y-branch which could be significantly improved.

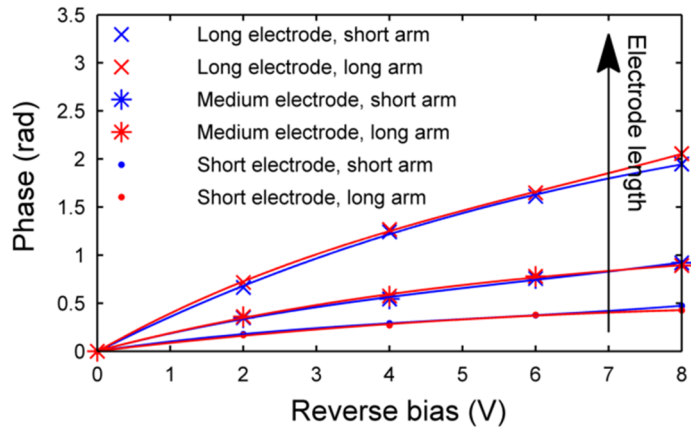


Figure 23 : Accumulated phase shift accumulated as a function of the applied reverse bias voltage for each phase shifter of the packaged MZM short (blue) and long (red) arm for the packaged chip. Measurements are shown for the long electrode segment (cross), the medium segment (asterix) and the short segment (dot).

Insertion loss spectral measurements were performed as a function of reverse bias for all electrodes. As an example, results are shown in figure 22b for the long segment of the long MZM arm. From the spectral shift, we deduce the phase shift as function of the applied voltage and estimate $V_{\pi}L$ of the phase shifters. Figure 23 shows the measured phase shifts as a function of the reverse bias voltage for the six phase shifters with saturation of the phase shift observed at higher voltages as expected. Similar measurements were also taken before packaging and were similar to the ones done after packaging shown in figure 23. The performances of identical phase shifters in both MZM arms are also quite similar.

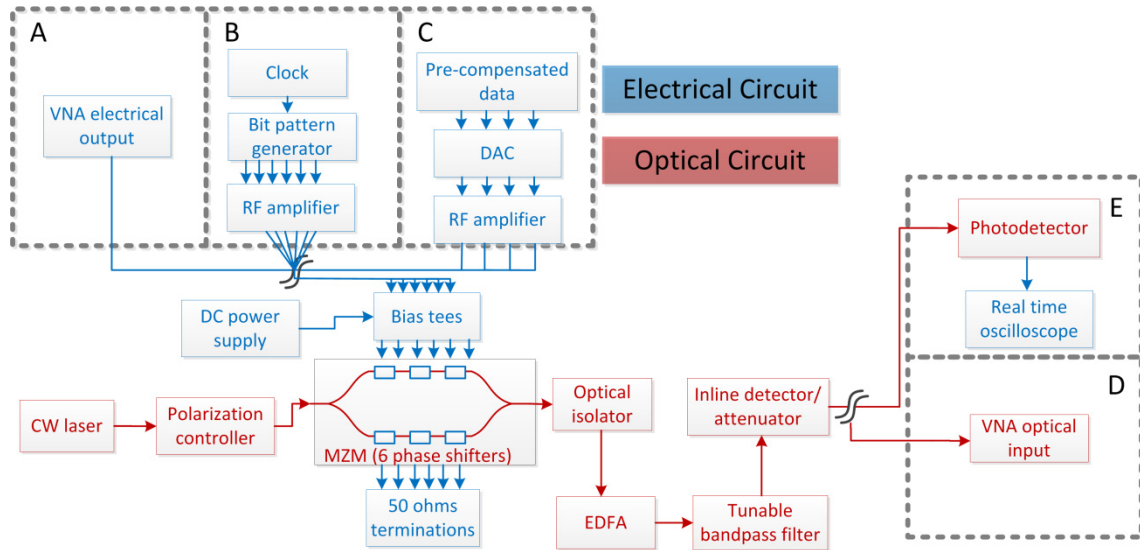


Figure 24 : Experimental setup used to measure the modulator E/O S-parameters (blocks A connected with D), and the BER (blocks B or C connected with E).

The experimental setup used to measure the modulator E/O S-parameters, the eye diagram and the BER (presented in the following sections) is shown in figure 24. The operation wavelength was set to 1542.8 nm throughout the experiments. A 20 GHz vector network analyzer (VNA) is used to characterize the one port electrical (S_{11}) and the two port E/O responses (S_{21}). The measurements were done for different reverse bias voltages with the setup shown in figure 24 where block A was used for S_{11} measurement, and blocks A and D for S_{21} measurements. The S_{11} curves of the long electrode in the short MZM arm are presented before and after packaging in figure 25(a) and figure 25(b) respectively. Results show that the reflection is maintained reasonably low (i.e. below -10 dB) over the band of interest for all bias voltages. This indicates that the line impedance is reasonably close to 50 Ω . Similar responses were obtained for the five other phase shifters.

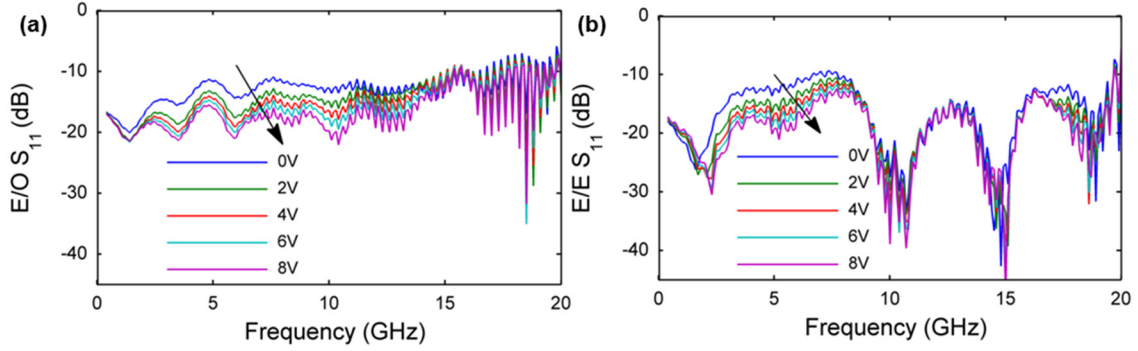


Figure 25 : S_{11} measurements of the long electrode in the short MZM arm for different reverse bias voltages (0, 2, 4, 6 and 8 V), (a) before packaging and (b) after packaging. The arrow indicates increasing reverse bias voltage.

Figure 26 shows the E/O response of the long phase shifter in the short MZM arm before and after modulator packaging. Before the packaging (Figure 26a), the E/O S_{21} roll-off is smooth for every biased voltage used. After the packaging, when a bias of 0 V is applied, the roll-off is relatively smooth up to 12 GHz, where a notch is present which limits the high-speed operation of the modulator. The peak-to-peak voltage was 1.4 V_{pp}, thus the phase shifter was operated in depletion for all cases (i.e. the built-in voltage is evaluated to be around ~ 0.8 V). Figure 27 shows the 3-dB bandwidth of the six phase shifters for an applied reverse bias voltage from 0 V to 8 V before and after packaging. In all cases, the 3-dB bandwidth increases with the reverse bias because of the reduction of the phase shifter capacitance. Furthermore, as expected, shorter phase shifters can be operated at higher speed. For example, after packaging and with a reverse bias of 4 V, the short electrodes (L) have 3-dB bandwidths of 16.3 GHz and 9.2 GHz, in the short and long MZM arms respectively, while the 3-dB bandwidths are 12.4 GHz and 8.7 GHz for the 2L electrodes, and 11.1 GHz and 8.0 GHz for the 4L electrodes. The bandwidth of the electrodes in the long MZM arm degrades more significantly after packaging leading to an 8 GHz limit on the high-speed operation at 4 V reverse bias.

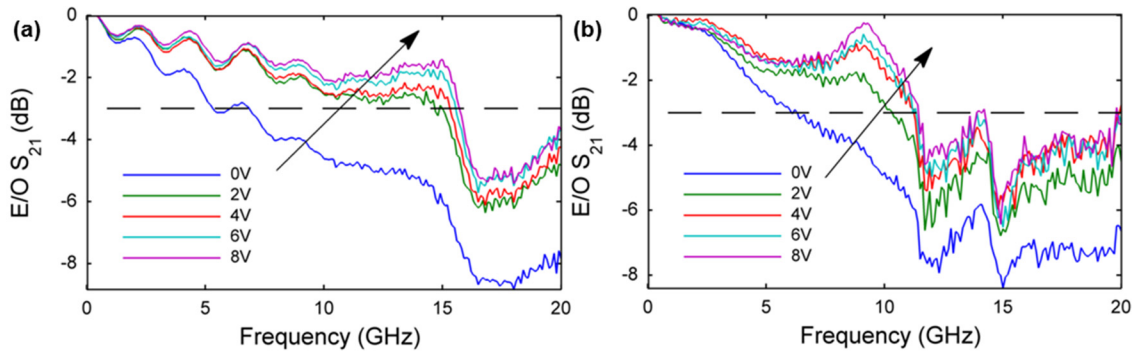


Figure 26 : Normalized E/O S_{21} response of the long electrode in the short MZM arm for different reverse bias voltages (0, 2, 4, 6 to 8 V), (a) before packaging and (b) after packaging. The arrow indicates increasing reverse bias voltage.

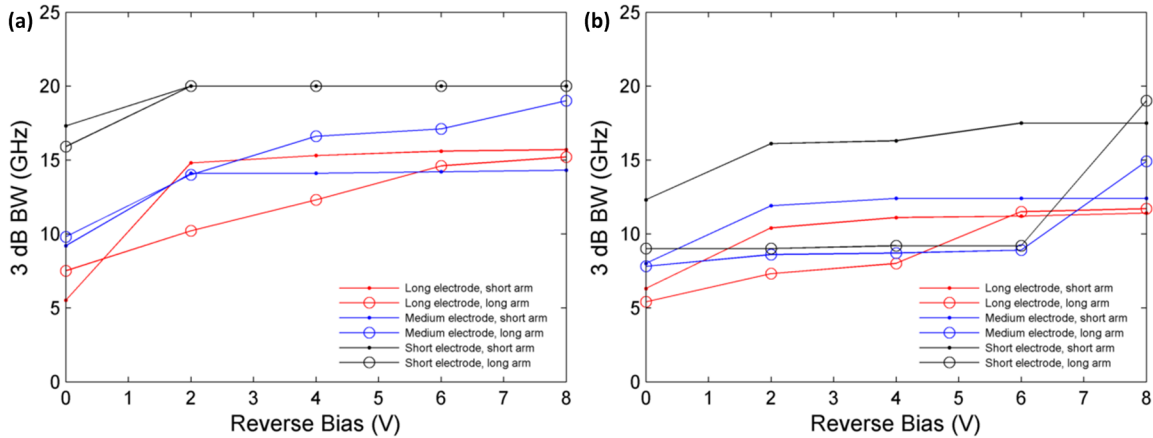


Figure 27 : 3-dB bandwidth of the six phase shifters as a function of the reverse bias voltage (a) before packaging and (b) after packaging. The red, blue and black curves refer to the long, medium and short phase shifters in the short (solid dot) and the long (open dots) MZM arms.

2.5. PAM-4 Modulation and DSP Enhancement

System evaluation of modulator devices should take into account the arsenal of DSP techniques that can be used to enhance performance. There are three typical DSP approaches used to extend achievable symbol rate for a given BER target that can be applied to PAM modulation: post-compensation, pre-compensation and a combination of these two. These compensation methods are essentially equalization techniques.

In the present case, our goal is to drive the segmented modulator with two independent streams of binary signals. This driving scheme is compatible with post-compensation techniques for multi-level modulation formats. The use of DSP presents advantages and disadvantages in terms of cost, complexity, power consumption and performance. In this section we characterize the performance of the segmented modulator with and without resorting to post-compensation to help in assessing the trade-offs between modulator and DSP complexity. Experiments are performed at symbol rates of 10 GBd and 15 GBd. As described in the previous section, the segmented modulator has an 8 GHz 3-dB bandwidth.

Standard (non-segmented) modulators using DAC to achieve multi-level modulation can include pre-compensation at the modulator input. We demonstrate that the segmented modulator relying solely on post-compensation can achieve BER on a par with that obtained when pre-compensation is used. Our examination of pre-compensation is solely to provide a baseline for optimal BER. Pre-compensation increases the complexity and cost at the transmit side and requires a high-speed DAC, which is obviated with the use of segmented modulators.

Pre-compensation uses equalization to enhance input data frequency content where the MZM has the most attenuation. A zero forcing (ZF) technique is appropriate for pre-compensation as it is essentially noiseless. Post-compensation uses MMSE equalization as it must deal with accumulated additive white Gaussian noise in the receiver electronics and in the channel if optical amplification is used. The MMSE equalizer has the advantage of compensating the frequency response of all system components, not just the modulator [53].

2.5.1. PAM-4 Experimental Setup

We test four configurations: no equalization, post-compensation only, pre-compensation only, and combined pre- and post-compensation. While a DAC is not needed at the transmit side when only post-compensation is used, a DAC is required for the last two configurations. We therefore employ a DAC for all configurations (block C on figure 24) so that operating points, connector losses, and all other relevant parameters remain unchanged. The use of the DAC for post-compensation is made solely to ensure a fair

comparison between the various DSP options that can help to achieve enhanced modulation bandwidth; our bit pattern generator outputs binary driving signal of higher quality than the DAC. BER measurements are made with the output signal routed to block E in Figure 24. Note that only two DACs were available, hence our examination of the baseline results with pre-compensation are confined to PAM-4. Results for PAM-8 with post-compensation alone are presented in the next section.

In all configurations, data is generated as a pseudorandom binary sequence pattern of $2^{20}-1$ and $2^{18}-1$ for each of two active segments (long and medium electrodes) explored for PAM-4. Bias voltages are set to 3.0 V for the two long electrodes, 3.5V for the medium electrodes and 5.0 V and 1.0 V for the short electrodes. Eye diagrams measured on a sampling oscilloscope were used to optimize biasing points. The modulation voltages are $5.6 V_{pp}$ for the medium electrode and $4.5 V_{pp}$ for the long electrode. We use a 6 bits Micram DAC with 256k memory and a 34 Gsample/s maximum sampling rate, allowing for BER characterization down to 10^{-4} , which is sufficient for examining the FEC threshold.

The EDFA, with a gain of 23.4 dB gain and a 4.5 dB noise figure, is followed by an optical tunable passband filter set at a 3-dB bandwidth of 0.2 nm. Optical power is controlled by a variable optical attenuator. The receiver uses a U2T photodetector with a 70 GHz 3-dB bandwidth and a typical responsivity of 0.6 A/W. The electrical signal is sampled at 80 Gsample/s by an Agilent oscilloscope with 30 GHz bandwidth and adequate memory depth to acquire the transmitted data frames. In all cases, a second order super-Gaussian digital low-pass filter is applied to the signal before data processing with a 3-dB bandwidth corresponding to twice the baud rate, i.e. 10 GHz for 5 GBd, 20 GHz for 10 GBd and 30 GHz for 15 GBd.

2.5.2. Post-Compensation

To drive two segments of the modulator and generate PAM-4 signals, two binary sequences with rectangular pulse shapes at 2 sample/symbol are generated in Matlab. Each of the two sequences is converted from the digital to analog domain via the Micram DAC and fed to one segment of the modulator. The received PAM-4 signal is attenuated at the receiver side to sweep eight different received powers from 0 dBm down to -7

dBm. The captured data is resampled in Matlab to 2 sample/symbol, like the generated data. This process is repeated for two DAC clock rates, 20 Gsample/s and 30 Gsample/s.

Following data acquisition, the performance of MMSE equalization will depend on the number of taps and the number of training symbols [53]. Tap number should be low to reduce processing complexity and power consumption, while training sequences present latency and power overheads. We tried several values for these parameters and settled on the smallest values offering minimal sacrifice in performance. Our MMSE equalizer had 50 taps trained over 2000 symbols. Once the MMSE tap weights were fixed, captured data beyond the training symbols were processed and the BER calculated. Decision threshold and sampling time are optimized to yield minimum BER. The MMSE filter was applied in the time domain for the case of post-compensation.

2.5.3. Pre-Compensation

As previously discussed, pre-compensation uses ZF as it is noiseless, while post compensation uses MMSE. The accurate estimate of the system frequency response (required for ZF) is problematic as the transmitter includes a high sampling rate DAC, which invariably has limited bandwidth. Since a network analyzer cannot be used to find the frequency response for the combination of DAC and modulator, we must instead use a channel frequency estimation technique using digital data transmission. At high SNR, the MMSE equalizer is equivalent to the ZF equalizer [76]. Hence we use a MMSE equalizer to implement the ZF technique.

As in the previous section, training data is generated and sent to the modulator. The signal is captured at the highest power level only (best SNR). The captured data is resampled in MATLAB to 2 sample/symbol, then the channel frequency response is estimated using a MMSE equalizer in the time domain. The ZF equalizer frequency response is found by taking the fast Fourier transform (FFT) of the MMSE taps. The process is repeated for two different baud rates, 10 GBd and 15 GBd.

Having found the pre-compensation equalizer, the data transmission experiments are made. The equalizer is applied to the binary data in Matlab in the frequency domain.

After inverse FFT, the time domain signal is transferred to the Micram DAC. The DAC signals are used to drive the two modulator segments. Our PAM-4 pre-compensation has the same data rates and received powers as the post-compensation case. The number of taps and training bits used to find the pre-compensation equalizer were the same as of the post-compensation equalizer in the previous section to ensure a fair comparison.

The advantage of pre-compensation is always mitigated by the limited dynamic range of the DAC, 6 bit resolution in our experiment. Discrete PAM-4 input levels ($\pm 1, \pm 3$) are transformed with the ZF technique to a signal with much greater peak-to-peak levels (about 70% higher in our case). Clipping the output of the pre-compensation filter leads to a compromise between signal power degradation and distortion. We found that clipping the signals 50% above the non-equalized levels provides the best trade-off as this yields a smaller, but more open signal eye. At the receiver side, the only DSP is the previously described super-Gaussian digital filter.

2.5.4. BER results with PAM-4

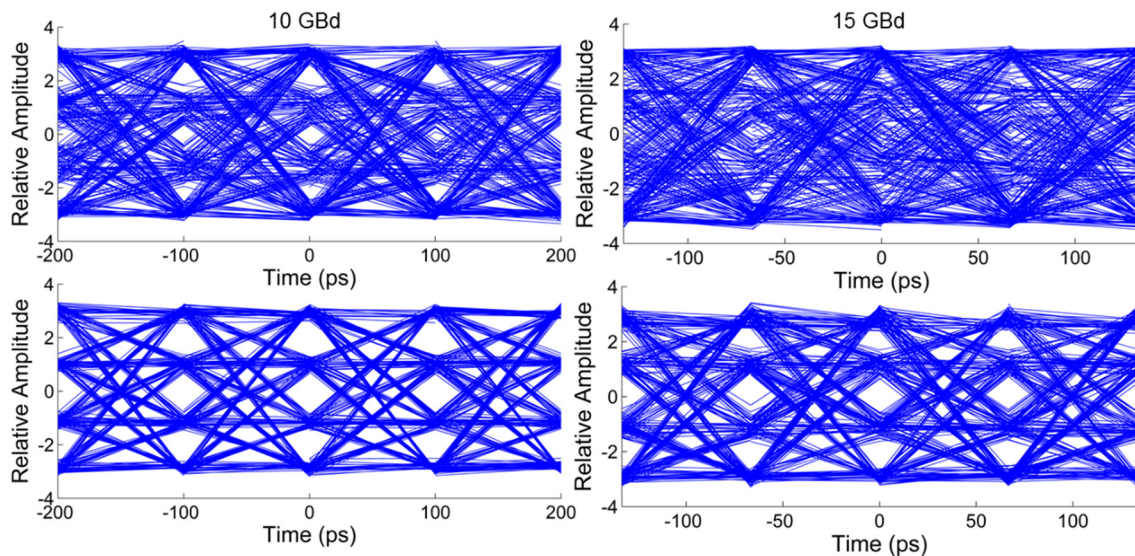


Figure 28 : Eye diagrams of the sampled data for 10 GBd (left) and 15 GBd (right) PAM-4 signal before (top) and after (bottom) DSP enhancement using post-compensation for a received power of 0 dBm.

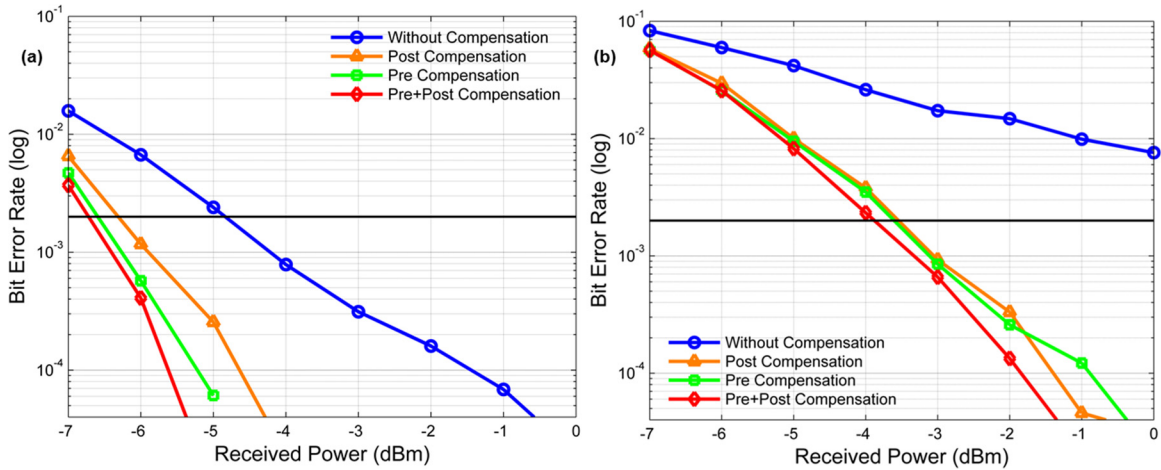


Figure 29 : PAM-4 BER vs received power without DSP and with pre/post-compensation at (a) 10 GBd (b) 15 GBd.

Figure 28 shows some examples of eye diagrams of the sampled data at 10 GBd and 15 GBd processed from the captured data before and after post-compensation at a received power of 0 dBm. Eye diagrams using pre-compensation or the combination of both techniques are similar to eye diagrams using post-compensation. Figure 29a and figure 29b show the BER as a function of received power at 10 GBd and 15 GBd respectively without and with DSP (post-compensation only, pre-compensation only, and the combination of pre- and post-compensation). A strong improvement in performance can be observed from the application of DSP, either with post-compensation, pre-compensation or both. Using FEC, a BER below 2×10^{-3} will lead to error free transmission [69]. The required received power to reach this FEC threshold is reduced by approximately 2 dB at 10 GBd. At 15 GBd, the FEC threshold is unreachable without DSP.

At both data rates pre-compensation shows only a marginal improvement in performance when compared to post-compensation alone. Hence post-compensation is sufficient when using the segmented modulator, and a high speed DAC can be avoided at the transmitter side. Also, combining pre-compensation and post-compensation does not yield a significant enhancement if we compare it to either pre-compensation or post-compensation alone.

2.6. PAM-8 Modulation

For PAM-8 measurements, we use the setup shown in figure 24 with block B at the transmitter end and block at the receiver end for BER measurements. PAM-8 requires at least 6 binary driving signals and, since our DAC is limited to 4 output channels, a bit pattern generator (SHF 12103 A, 8 subchannels) is used to drive all six phase shifters. The pseudo random bit sequence (PRBS) length is $2^{15}-1$. The timing between each data stream is controlled by the bit pattern generator. At the receiving end, the BER is calculated by processing data captured with the real time oscilloscope (RTO) described above after filtering with a second order super-Gaussian. Post-compensation with MMSE equalization is applied on the down-sampled data to 1 sample/symbol, with 50 taps, and 2000 training symbols.

With driving signals applied to all six electrodes, the modulation amplitudes have been carefully chosen to obtain optimal eye-opening. When the modulation amplitude is too large, the non-linear response of the modulation closes the outer eyes, which decreases performances. When the amplitude of the binary driving signals is too low, the PAM levels at the receiver are more closely spaced reducing the opening of the eyes, particularly the four eyes corresponding to the upper and lower levels. An optimal point was found at modulation voltages of $2.9 V_{pp}$, $2.9 V_{pp}$ and $3.9 V_{pp}$ for the long, medium and short electrodes respectively.

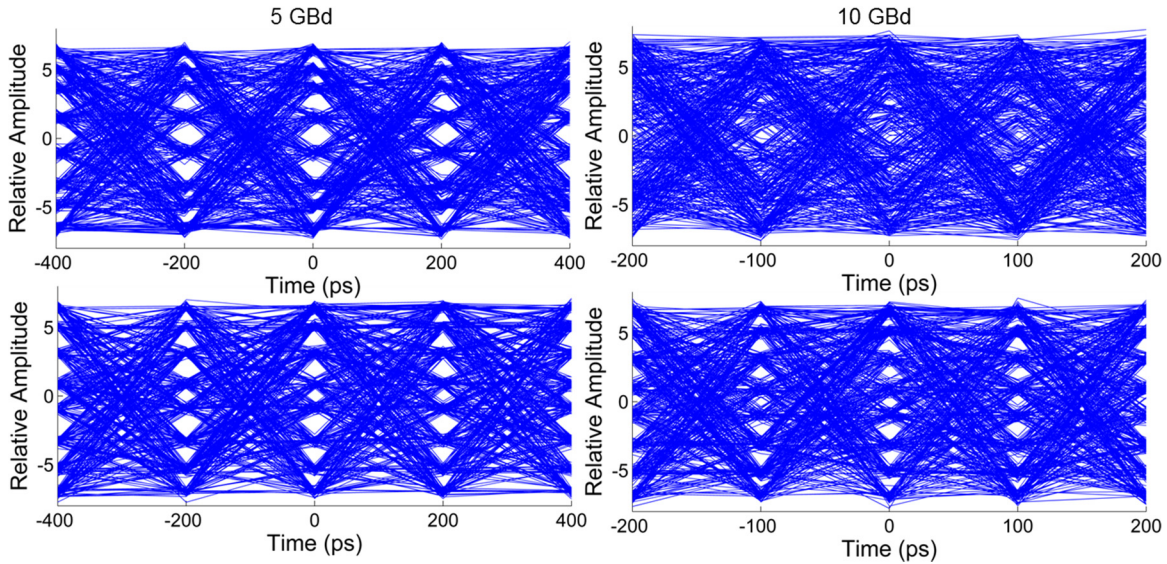


Figure 30 : Eye diagrams of the sampled data for 5 GBd (left) and 10 GBd (right) PAM-8 signal before (top) and after (bottom) DSP enhancement using post-compensation for a received power of 0 dBm.

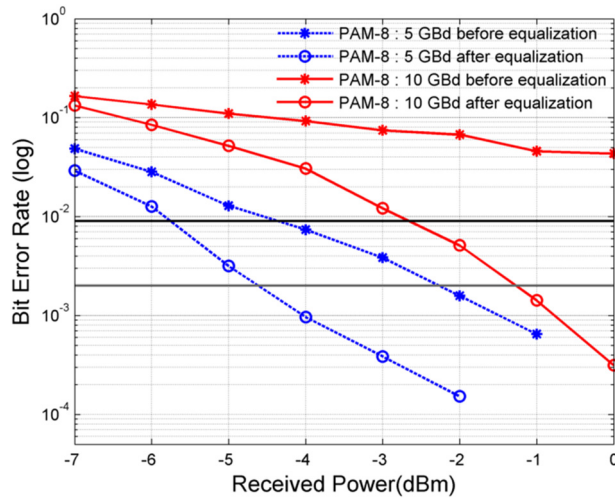


Figure 31 : PAM-8 BER vs received power before (stars) and after (open dots) DSP enhancement using post-compensation at 5 GBd (blue dashed line) and 10 GBd (red solid line).

Figure 30 shows an example of an eye diagram of the sampled data at 5 GBd and 10 GBd processed from the captured data before and after equalization at a received power of 0 dBm. Figure 31 shows the BER calculated from the measured data at 5 GBd and 10 GBd as a function of received power. Figure 30 highlights the performance improvement achieved on the received PAM-8 signals when MMSE equalization with 50 taps is

applied. After MMSE equalization, the different eyes become more opened as shown in figure 30. Assuming a PAM-8 BCH FEC threshold of 2×10^{-3} [69], error-free transmission (2×10^{-15}) could be achieved with a received power of -2.3 dBm without compensation at 5 GBd. A MMSE equalizer lowers the required power to -4.6 dBm. At 10 GBd, -1.3 dBm is required with an equalizer. With a coded modulation FEC threshold is 0.9×10^{-2} for PAM-8 signals [69], error-free transmission could be achieved with a received power of -4.3 dBm at 5 GBd without equalization. With an equalizer, the needed received power is -5.8 dBm at 5 GBd and transmission of 10 GBd PAM-8 becomes possible requiring -2.7 dBm.

2.7. Conclusion

Multi-level amplitude modulation is achieved with a segmented silicon MZM driven by binary signals removing the need for a high bandwidth DAC. This is the first demonstration of such a device using standard silicon pn junction fabricated with a CMOS compatible process widely available. Furthermore, E/O characterization shows that PAM-4 at 10 GBd and PAM-8 at 5 GBd was achieved with a packaged device that has a limited 3-dB bandwidth of approximately 8 GHz. Detailed BER results also highlight performance improvements obtained with post-compensation with the use of a MMSE equalizer enabling 15 GBd PAM-4 and 10 GBd PAM-8 below FEC threshold. Using PAM-4 modulated signals, we compared performance improvement when using post-compensation only or pre-compensation only and found no significant difference. These results indicate that performance is not compromised when using a simple driving scheme, i.e. with binary signals directly applied to the segmented MZM electrodes, rather than using a more complex scheme with a DAC as is necessary for pre-compensation. This modulator had severe limitations in terms of loss and bandwidth, and we believe that these results could be significantly improved to offer a practical solution to data center needs for 100G and 400G short links.

2.8. Travaux futurs

Malgré les limitations du présent design de MZM aux électrodes segmentées, des performances intéressantes ont été démontrées. En effet, des vitesses de transmission de 30 Gb/s ont été obtenues, alors que la largeur de bande à 3 dB de l'électrode la moins performante était de 8 GHz. Ainsi, ces travaux indiquent que de hautes vitesses de transmission pourraient être obtenues si un MZM à largeur de bande élevée était utilisé pour un futur design.

Pour le modulateur présenté ici, l'utilisation d'un assemblage RF était essentiel en raison du grand nombre de connections RF requises pour son fonctionnement. En effet, pour chacun des trois segments du MZM, quatre connections sont nécessaires, pour un total de 12 connections pour permettre une modulation PAM-8 (6 pour les tensions RF contenant les séquences binaires et 6 pour les terminaisons 50Ω). Chaque segment est composé de deux électrodes doubles en parallèle pour permettre l'opération symétrique du modulateur. Pour ce faire, une séquence binaire et sa copie de polarité opposée sont envoyées aux deux entrées des électrodes doubles. De plus, une terminaison de 50Ω est connectée aux deux sorties des électrodes doubles pour obtenir un mode d'opération TW.

Pour réduire le coût et la complexité du prototypage, il est préférable d'utiliser des microsondes RF plutôt qu'un assemblage RF. Pour ce faire, il faut réduire le nombre de connections requises au fonctionnement du modulateur. La façon la plus simple de réduire le nombre de connections est de fabriquer des résistances intégrées sur la puce optique à l'aide de silicium dopé. Ainsi, l'utilisation de résistances externes sous forme de terminaisons 50Ω est évité. De plus, les connections peuvent être encore simplifiées en remplaçant les électrodes doubles en parallèle par des électrodes doubles en série [15]. Ces électrodes doubles en série ne requièrent pas la copie de polarité inverse de la séquence binaire. Par contre, une tension de polarisation DC doit être appliquée via un contact sur la puce de silicium. Pour un modulateur aux électrodes segmentées, il est possible de combiner les connections requises pour les tensions DC à un seul endroit sur la puce. De plus, les connections des tensions RF de deux segments peuvent être

combinées en utilisant une microsonde double²¹. Ainsi, toutes les connexions peuvent être complétées à l'aide de seulement trois microsondes (1 microsonde RF double, 1 microsonde RF simple et 1 microsonde DC à trois tiges). Un tel modulateur, récemment fabriqué à l'aide d'électrodes doubles en série hautement performantes tel que décrite dans [24], est présentement en phase de test et les résultats sont jusqu'à présent très prometteurs.

²¹ Une microsonde RF simple contient trois tiges qui servent à contacter la puce (Ground-Signal-Ground), alors qu'une microsonde RF double contient cinq de ces tiges (Ground-Signal-Ground-Signal-Ground).

Chapitre 3.

Modulateurs à réseau de Bragg à deux sauts de phase

L'utilisation de réseaux de Bragg pour la modulation est une technologie qui a été peu étudiée jusqu'à présent. En effet jusqu'à ce jour, les modulateurs de silicium opérant à haut débit ont jusqu'ici principalement été des MZM et des MRMs. En général, les MZMs montrent une meilleure stabilité en température et un meilleur contrôle de la compression fréquentielle que les MRMs. Cependant, les MRMs consomment beaucoup moins de puissance. Le grand contrôle possible sur la réponse spectrale des réseaux de Bragg pourrait permettre la création d'un compromis du point de vue de la compression fréquentielle, de la stabilité en température et de la consommation de puissance. Le modulateur à réseau de Bragg à deux sauts de phase présenté ici illustre le potentiel de cette approche comme solution supplémentaire aux côtés des MRMs et les MZMs.

Dans ce chapitre, un article soumis au journal *Optics Express* est recopié dans son intégralité. Ce modulateur est la première proposition de modulateur à réseau de Bragg à deux sauts de phase et aussi le plus rapide modulateur à réseau de Bragg démontré à ce jour. Dans cet article, le design, la caractérisation optique DC et les mesures systèmes OOK et PAM-4 sont présentés.

En plus de l'article, des travaux complémentaires de caractérisation et de modélisation ont été réalisés. Les mesures des paramètres S E/E, ainsi que la méthodologie de caractérisation de la jonction pn sont présentées.

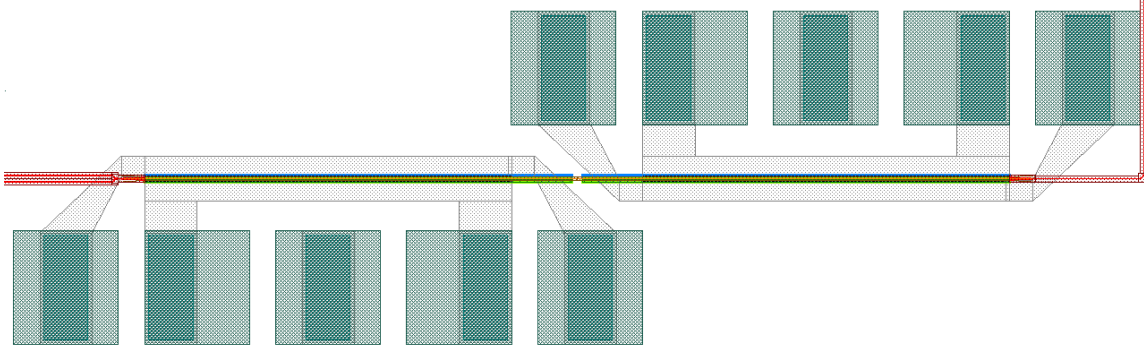


Figure 32 : Extrait du dessin utilisé pour la fabrication du modulateur à réseau de Bragg à deux sauts de phase

Ce modulateur a été fabriqué à l'IMEC à l'aide de la technologie ISiPP25G²² [31]. La figure 32 montre le dessin fourni à l'IMEC pour la fabrication du modulateur. De plus, d'autres versions de ce modulateur ont également été conçues. Une version alternative utilisant un élément thermique pour ajuster la température dans une moitié du réseau de Bragg est discutée à l'annexe 3.

3.1. Article

3.1.1. Abstract

We demonstrate PAM-4 and OOK operation of a novel silicon photonic modulator. The modulator design is based on two phase-shifts in a Bragg Grating structure driven in a push pull configuration. Back-to-back PAM-4 modulation is demonstrated below the FEC threshold at up to 60 Gb/s. OOK modulation is also shown up to 55 Gb/s with MMSE equalization and up to 50 Gb/s without equalization. Eye diagrams and BER curves at different bit rates are provided for both PAM-4 and OOK modulations. To our knowledge, this structure is the fastest silicon photonic modulator based on Bragg gratings, reaching modulation speed comparable to the fastest Mach-Zehnder modulators and micro-ring modulators.

²² Les données et les documents reliés à cette ronde de fabrication se retrouvent dans le répertoire suivant : \\publique.copl.ulaval.ca\publique\Si Photonics\Photonics Devices\16_MBG_IMEC_ISiPP25G_Modulated Bragg gratings

3.1.2. Introduction

Data center bandwidth requirements increase with the growing popularity of video streaming and cloud computing, pushing development of 100G and 400G short data links (500m to 2km) over single-mode fibers. In the absence of a clear consensus on how to reach the size and cost targets for these links, several technologies are currently being considered: directly modulated lasers (DML), such as long-wave vertical-cavity surface-emitting lasers (VCSELs) [6], electroabsorption modulated laser (EML) [7], indium phosphide modulators [77] and silicon modulators [4]. Silicon photonics (SiP) is a technology with great potential for data centers due to its high level of device integration, low-power operation and cost effectiveness [58].

Research on high performance SiP optical modulators has focused on Mach-Zehnder (MZM) and micro-ring modulators (MRM). Both types of modulator have achieved high bandwidth and low power consumption [24]–[27], with good extinction ratio and manageable insertion losses [28]. The main advantages of MZMs are typically its wide optical bandwidth, low chirp and small temperature sensitivity, while MRMs are characterized by small footprint and low power consumption. The use of higher modulation formats is an additional means to increase the capacity of high speed short data links and, recently, high speed pulse amplitude modulation (PAM) has been demonstrated using MZMs [64], [78], [79], segmented electrode MZMs [80] and MRMs [26]. PAM is of particular interest due to its high spectral efficiency and compatibility with direct detection [61].

In addition to MZMs and MRMs, other integrated SiP modulator structures, such as Michelson interferometric modulators (MIM) [81], [82], have been successfully developed to achieve efficient modulation, using a lumped-element electrode, by exploiting the fact that the light travels twice through the PN junction phase-shifter. However, until now, little effort has been devoted to develop integrated Bragg grating (IBG) modulators. The complex dependency between the grating parameters (coupling coefficient, grating length, apodisation profile, etc.) and the modulator figure-of-merits (insertion loss, modulation bandwidth, extinction ratio, driving voltage, etc.) led to modulators that, until now, are characterized by high insertion loss [83] (> 10 dB excluding the coupling loss)

and low modulation bandwidth (~ 7 - 10 GHz [83], [84] and 3.5 Gb/s NRZ [84]). Only very recently was transmission below the FEC threshold achieved at 25 Gb/s [85], but this performance is still far from MZM and MRM.

In this paper, we demonstrate an IBG modulator attaining 55 Gb/s with on-off keying (OOK). This achievement represents an important improvement over previous IBG modulator designs and these results place IBG modulators as important contenders for high speed solutions along with SiP MZMs [64] (70 Gb/s) and MRMs [26] (66 Gb/s). The tested IBG modulator reached 60 Gb/s when combining pulse amplitude modulation (PAM) with digital signal processing (DSP) at the receiver, i.e. post-compensation. This data rate approaches the 80 Gb/s recently reported for a MRM [26] using PAM and similar DSP. Faster data rates (112 Gb/s with PAM-4 and PAM-8) have been reported for a SiP MZM [64], [79]; however these demonstrations involved the use of both pre- and post-compensation. For pre-compensation, additional hardware is required (a digital-to-analog converter) that increases cost, size and power consumption.

In this paper, we describe and experimentally demonstrate a high speed IBG modulator. We also discuss further improvements to the design that would enhance their performance. In section 3.1.3, the operating principle of the modulator is first presented while section 3.1.4 shows the static spectral responses. Section 3.1.5 presents the transmission testbed and BER measurement results for OOK and PAM-4, with and without post-equalization. A short discussion follows in section 3.1.6 on the tradeoffs inherent to this kind of modulator.

3.1.3. Design

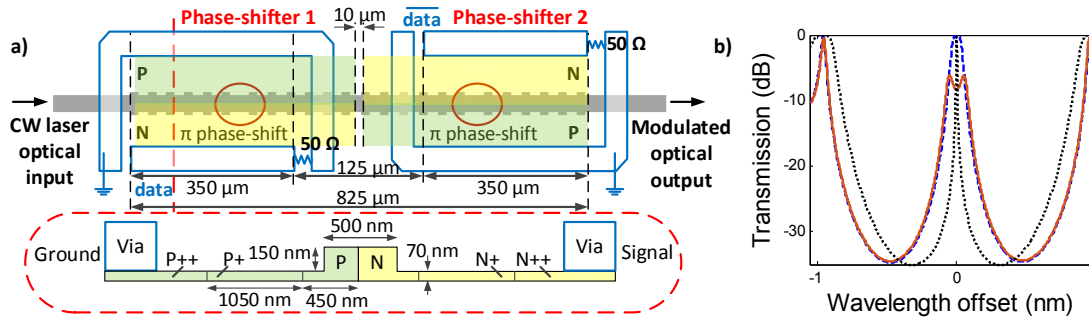


Figure 33 : a) Schematic of the dual π phase-shifted Bragg grating based modulator. b) Typical spectra with (red, solid) and without (blue, dashed) bias voltages applied to the phase shifters; a typical single π phase-shift spectrum is also shown (black, dotted).

Figure 33(a) shows the schematic of the SiP dual phase-shift Bragg grating modulator. The IBG has a uniform period profile with two π phase-shifts located at $L/4$ and $3L/4$, where L is the grating length. The passive structure of the grating is similar to the one described in [86]. The two phase shifts define two in-phase resonant cavities that provide a transmission peak at the center of its reflection band as shown by the blue line in figure 33(b). Two PN junctions are added on each side of the structure to modulate the effective index independently for each half of the grating structure. We operate the modulator in a push-pull manner around the bias point, i.e. shifting the resonance of one cavity towards shorter wavelength and the other towards higher wavelengths in the presence of a mark (binary “1”). When the cavities are no longer in phase, the transmission peak splits in two resulting in a reduced amplitude at the central wavelength as shown in the red solid line in figure 33(b). The dual phase shift design provides a wider transmission peak than its single phase-shift counterpart of the same length L and equal coupling coefficient (black dotted line in figure 33(b)) which improves the modulator thermal stability. Furthermore, the dual phase-shift configuration operates the modulator at the central wavelength of the peak, thus reducing the chirp of the output signal, which can also improve the transmission performance at very high bit rate.

The inset of figure 33(a) shows that the lateral PN junctions use three doping levels with positions that were chosen to minimize optical losses while keeping the resistance as low as possible to insure high speed operation. The PN junctions are symmetric. The electrodes are coplanar strip waveguides (CPS) designed to have a 50Ω impedance.

3.1.4. Fabrication and static response

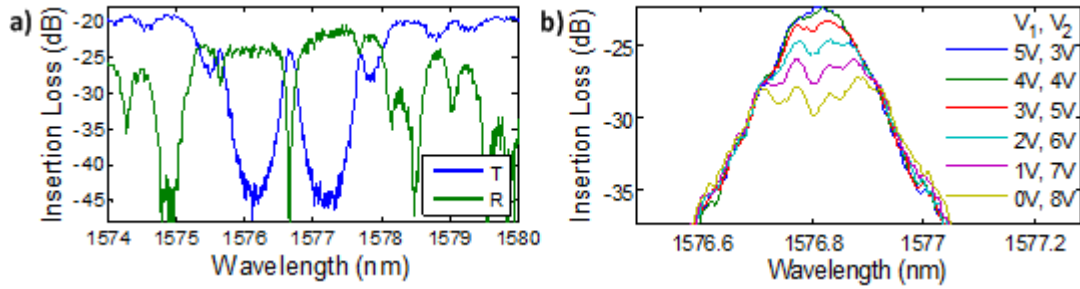


Figure 34 : (a) Transmission and reflection spectra of the IBG without DC bias, (b) close up on transmission peak for different bias voltages. The legend indicates the bias voltage of the first electrode (left) and the second electrode (right).

The modulator structure was fabricated using the IMEC ISIPP25G [31] process, which features 193 nm optical lithography, a 220 nm top-silicon layer and a $2 \mu\text{m}$ buried oxide layer. Three etch depths are used for this design: full etch for routing waveguides, deep etch for the IBG modulator (leaving a slab of $\sim 70 \text{ nm}$), and shallow etch for the focusing grating couplers used as input and output to the device [31]. The $L = 825 \mu\text{m}$ long IBG is composed of 30 nm sidewall corrugations amplitudes on both sides of the waveguide that has an average width of 530 nm. The grating has a period of 315 nm and a 50% duty cycle. The geometry of the two $350 \mu\text{m}$ long depletion-based phase-shifters, composed of three levels of p and n dopant, is shown in the inset of figure 33(a). They are located on each side of the IBG and are driven with 50Ω terminated CPS. Their length was maximized to accommodate the bent CPSs at the center of the IBG. As a result, there is a gap of $125 \mu\text{m}$ between the two CPSs. The PN-junctions are created by doping $815 \mu\text{m}$ of the $825 \mu\text{m}$ IBG, leaving an undoped section of $10 \mu\text{m}$ in its center to avoid crosstalk between the two phase-shifters.

Figure 34(a) shows the modulator static spectral response in reflection and transmission measured with a wavelength swept interferometer (OVA, Luna Technology). Figure 34(b) shows the transmission peak for different bias voltages. From

this figure, the maximum DC extinction ratio (ER) is 7.4 dB. One on-chip y-branch is placed before the modulator to simplify reflection measurements. The total loss of the system outside the IBG reflection band is 19.5 dB and can be explained as follows: 10.8 dB from the two grating couplers, typical 2.5 dB propagation loss from the 1 cm-long routing waveguide, 3.4 dB from the y-branch (3 dB splitting + 0.4 dB excess losses) and about 2.8 dB from the doped section of the Bragg modulator that cover almost all the modulator length (i.e. when no bias is applied, the propagation loss in the grating is evaluated to be 34.5 dB/cm over a length of 815 μm). At the transmission peak, the total is 22.4 dB, as can be seen in figure 34(b). The losses could be decreased significantly by using Si₃N₄ multi-rod edge couplers [87] instead of grating couplers, by implementing an IBG configuration without a y-branch [88] and by minimizing the routing waveguides length.

3.1.5. System tests

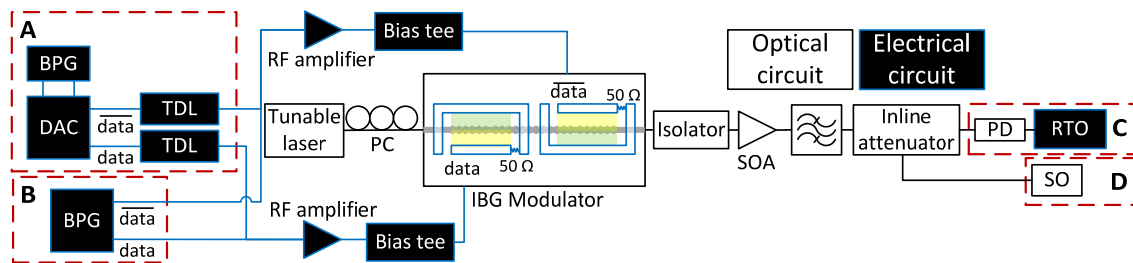


Figure 35 : Experimental setup used to measure the BER (block C) and the eye diagrams (block D) with PAM-4 (block A) and OOK (block B) modulation.

The modulator performance was characterized with OOK and PAM-4 modulation with the experimental setup shown in figure 35. Two PRBS with lengths of $2^{15}-1$ are first generated by a bit pattern generator (BPG) (SHF 12103A). The Bragg modulator requires two PRBS for PAM-4 generation and one PRBS for OOK generation. For PAM-4 experiments (block A in figure 35), a digital to analog converter DAC (SHF 611C) is used to drive the modulator: the DAC non-inverted (*data*) and inverted (\overline{data}) outputs are used to drive the modulator in a push-pull configuration. External tuneable delay lines (TDLs) are used to synchronise both RF signals for OOK experiments (block B in figure 35), *data* and \overline{data} are taken directly from the BPG outputs and the

synchronisation is done directly with the skew control of the BPG. Next, the RF signals are amplified and bias-tees are used to combine them with the DC bias voltage of each PN junction. For all experiments, the modulation peak-to-peak voltage is set to 4.5 V, while the reverse bias voltages are set to $V_1 = 1.8$ V and $V_2 = 6.4$ V. The 4.6 V difference in the bias voltage was necessary to align the two resonances at the same wavelength thus compensating fabrication imperfections. The built-in voltage of the PN junction is estimated to be around 0.8 V and consequently, even with a $V_{pp} = 4.5$ V and a reverse bias of 1.8 V, the phase shifter still operates in depletion mode. The optical wavelength is set around 1577.05 nm throughout the experiments (the laser wavelength is slightly adjusted to compensate temperature shifts). The laser output power is set to 13 dBm and a polarization controller (PC) is placed before the modulator to maximize the fiber-to-chip coupling in the fundamental TE mode.

To compensate the optical loss of the device, we inserted a semiconductor optical amplifier (SOA). The SOA is followed by a tunable optical bandpass filter set at a 3-dB bandwidth of 0.8 nm and an inline attenuator is used to sweep the received power. The eye diagrams were captured using the optical port of an 80 GHz bandwidth sampling oscilloscope (SO) (block D in figure 35). For BER measurements up to 30 Gb/s the optical signal is converted into an electrical signal via a 70 GHz U2T photodetector (PD) and then sampled by a real time oscilloscope (RTO) at 80 GSa/s with a 30 GHz electrical bandwidth (block C in figure 35). For measurements over 30 Gb/s, a RTO at 200 GSa/s with a 70 GHz electrical bandwidth was used. For all the measurements, four million samples were captured in order to yield reliable BER values. Following data acquisition, a second order Gaussian low-pass filter with a 3-dB bandwidth set to twice the bit rate is applied and resampling at 2 samples/symbol is performed. The BER is calculated with and without post-compensation. With post-compensation, a minimum mean square error (MMSE) equalizer is applied [53]. The number of taps of the MMSE equalizer should be low enough to ensure low processing complexity and power consumption since the training sequences induce latency and power overheads. We found that 50 taps trained over 2000 symbols were the smallest values that could be used without sacrificing performance. Once the MMSE tap weights are fixed, the decision threshold and sampling time are optimized to minimize the BER and the BER are calculated for all the captured symbols.

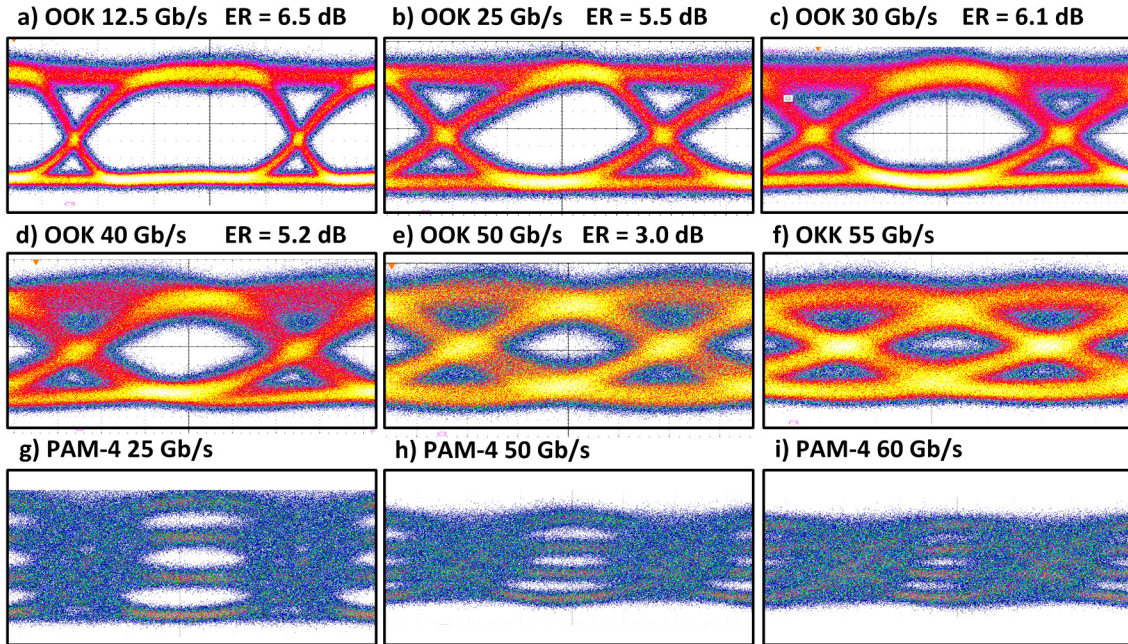


Figure 36 : Eye diagrams for different bit rates and modulation format with a received power of 1 dBm. The optical power is displayed on a linear scale with the height of the black boxes corresponding to an optical power difference of 3 mW. The eye ER are displayed when available.

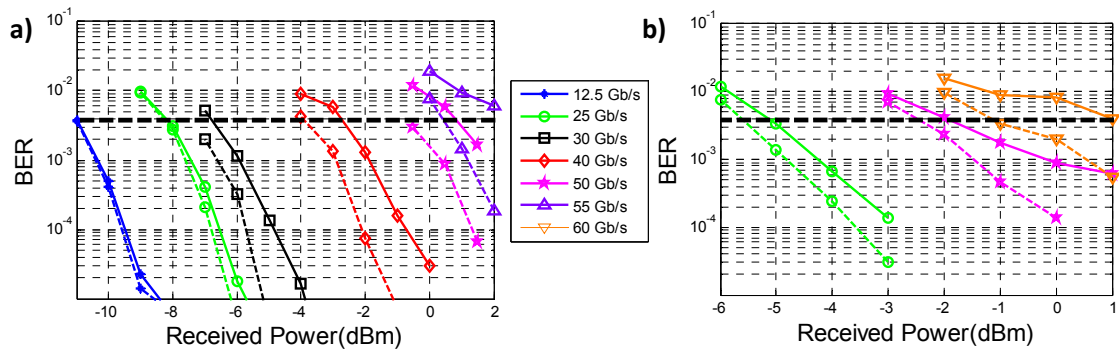


Figure 37 : BER vs. received power for different bit rates: (a) OOK, (b) PAM-4. Dotted lines with equalization, solid lines without.

Figure 36 shows sampled eye diagrams (with identical vertical scale) with a received averaged power of 1 dBm: open eye diagrams are obtained for all bit rates. The extinction ratio of the OOK signal is better than 5 dB for bit rates below 40 Gb/s. Note that for PAM-4, the full signal amplitude at 50 Gb/s and 60 Gb/s is slightly lower compared to 25 Gb/s. Figure 37 shows the BER without (solid lines) and with post-compensation (dashed lines) as a function of received power. Assuming a FEC

threshold of 3.8×10^{-3} [63 and references therein], error-free OOK transmission was obtained for rates up to 55 Gb/s and 50 Gb/s with and without post-compensation respectively. Post-compensation allowed for 1-2 dB increase in power margin at bit rates of 30 Gb/s and beyond. Overall, post-compensation marginally improves the performance. For PAM-4 experiments, BER below the FEC threshold is obtained up to 60 Gb/s with post-compensation. While the eye for 55 Gb/s OOK is more open than 60 Gb/s PAM-4, PAM-4 achieved higher bit rate at lower received power. At 50 Gb/s, PAM-4 reached the FEC threshold at lower received power.

3.1.6. Discussion

In this paper, we demonstrate that dual phase-shift Bragg grating modulators are a novel modulator structure that can provide large modulation bandwidth, in the present case allowing transmission exceeding 50 Gbit/s. Nonetheless, many aspects of Bragg modulators remain to be explored in order to fully optimize not only its operating bandwidth, but also its power consumption.

For higher bit rate operation, optimisation of the grating profile with a dynamic model will be necessary to explore trade-offs between the grating coupling coefficient, the grating length, and the fabrication tolerance of the process. These need to be studied with the goal of reaching a CMOS compatible driving scheme. Particularly, the use of gratings operated in reflection could provide faster responses. Whether a transmissive or reflective approach is used, losses should be minimized, which implies avoiding y-branches in the latter case. For these reflective modulators, an alternative is to use interferometric structures as described in [88].

Due to its short length and resonant nature of the modulator, the power consumption of IBG modulators is expected to be between values observed in MZMs and MRMs approaches. In a modulator using traveling-wave electrodes terminated with a 50Ω resistance, the power is mainly dissipated at the termination [81]. Power consumption in such modulators can be estimated by considering both the dynamic power consumption from the modulating driving voltage and the static power consumption contribution from the bias voltage. Regarding the dual phase-shift Bragg grating modulator, the calculated

OOK power consumption at 50 Gb/s is 21.7 pJ/bit. Its power consumption could be lowered by using shorter electrodes without termination and driven by an impedance-matched CMOS driver. Without terminations, the power consumption would come mainly from the PN junction capacitance [81] leading to power consumption similar to the one reported in [85]. The bias voltage could also be lowered by reducing the mismatch between the two resonant cavities through the use of Bragg grating phase noise reduction techniques [89], [90]. More efficient phase-shifters based on an interleaved PN junction [46], a SISCAP junction [67] or vertical junctions [10] could also help achieving lower driving voltages and lower bias voltages. Finally, similarly to high-Q MRM, the required driving voltage could be lowered by increasing the grating strength, which illustrates the need for future work in the codesign of the electrical and optical aspects of this modulator to achieve optimal power consumption.

3.1.7. Conclusion

A dual-phase shift Bragg grating silicon photonic modulator achieved up to 55 Gb/s transmission using OOK and up to 60 Gb/s using PAM-4 with equalization. Without equalization nor pre-compensation, BER below the FEC threshold was achieved up to 50 Gb/s for both modulation formats. All results were obtained using a SOA to overcome coupling loss, and therefore our characterizations are valid for an integrated solution using semiconductor based amplification. Further enhancement of the performance of these high speed Bragg grating modulators is expected through detailed modeling of their dynamic responses.

3.2. Caractérisation complémentaire

3.2.1. Mesures des paramètres S

Cette section présente les résultats de mesures des paramètres S E/E du modulateur de la section 3.1. Ces mesures sont réalisées à l'aide d'un analyseur de réseau (VNA)

limité à une bande passante de 20 GHz. Les deux ports électriques de l'appareil sont branchés directement à l'entrée et à la sortie d'une des deux électrodes du modulateur (la terminaison 50Ω ne peut donc pas être branchée). L'expérience est répétée pour les deux électrodes.

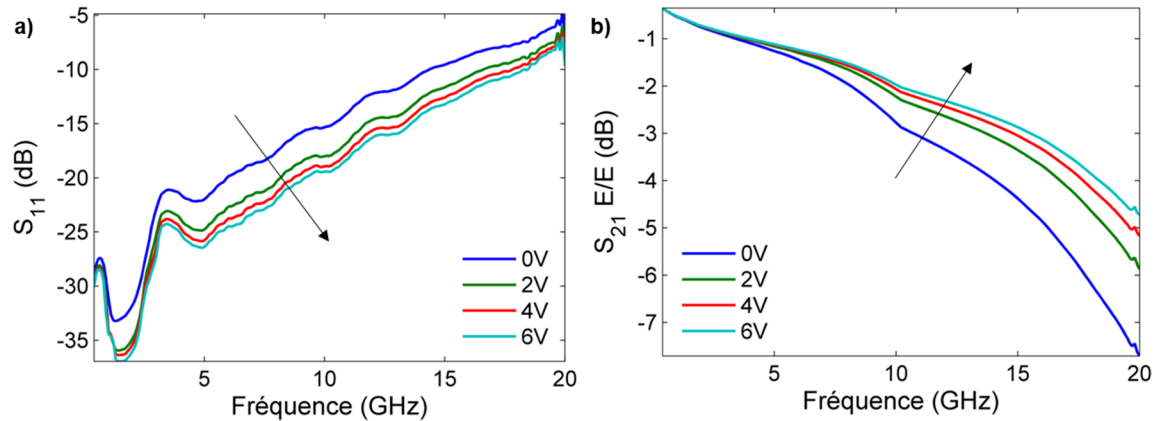


Figure 38 : Mesure des paramètres S pour des tensions DC en polarisation inverse de 0, 2, 4 et 6 V: (a) S_{11} , (b) S_{21} . La flèche indique l'augmentation de la tension DC en ordre croissant.

La figure 38 montre les mesures E/E des paramètres S d'une électrode du modulateur à réseau de Bragg. Les résultats des deux électrodes sont pratiquement identiques. Les largeurs de bande respectivement à 3 dB pour des tensions DC de 0, 2, 4 et 6 V, obtenues à partir des courbes de la figure 38b, sont de 12,1 GHz ; 15,0 GHz ; 16,1 GHz et 16,7 GHz.

Les mesures de la figure 38 proviennent d'un analyseur de réseau limité à 20 GHz. Bien que les valeurs de S_{11} augmentent rapidement et que les valeurs de S_{21} diminuent rapidement près de 20 GHz, il est difficile de tirer des conclusions quant à savoir ce qui limite la vitesse d'opération du modulateur présenté à la section 3.1, puisque la fréquence d'opération du modulateur est plus élevée que 20 GHz.

3.2.2. Caractérisation des jonctions pn

Cette section présente la caractérisation des jonctions pn du modulateur de la section 3.1. La réponse statique du réseau de Bragg est utilisée pour déterminer le changement

de l'indice effectif et l'absorption des jonctions pn en fonction de la tension. Pour mesurer la réponse statique, des tensions DC de polarisation inverse sont appliquées simultanément aux deux jonctions pn du modulateur.

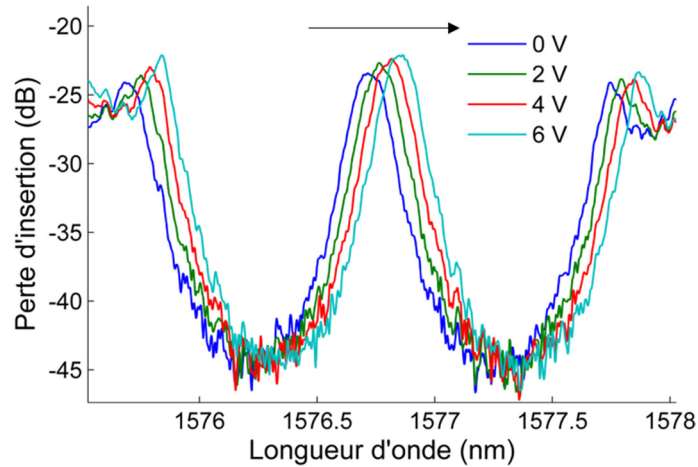


Figure 39 : Réponse spectrale mesurée pour différentes valeurs de tension DC de polarisation inverse. Des tensions de même amplitude et de même polarité sont appliquées simultanément aux deux jonctions pn. La flèche indique la direction de l'augmentation des tensions DC de polarité inverse.

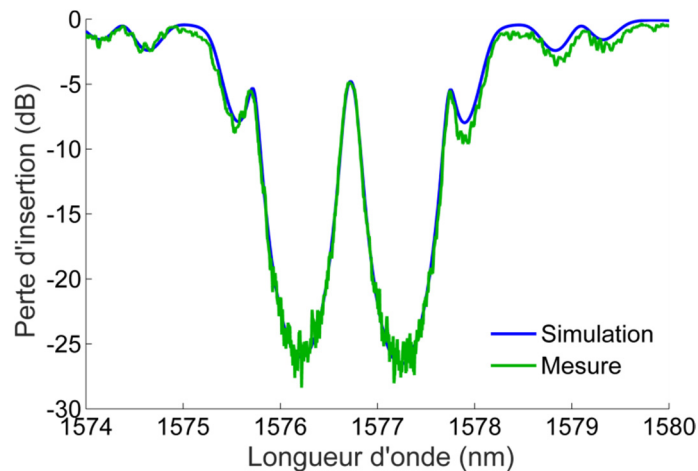


Figure 40 : Comparaison entre une courbe mesurée et simulée de la réponse spectrale du réseau de Bragg en fonction de la longueur d'onde à une tension DC de 0 V.

La figure 39 montre la réponse spectrale du dispositif mesurée en fonction de la tension de polarisation. Cette caractérisation permet d'extraire les variations d'indice effectif, Δn_{eff} , et d'absorption, α , causées par la déplétion de la jonction pn. La tension appliquée aux deux jonctions pn est la même, ce qui mène à un déplacement latéral de

la réponse spectrale permettant d'évaluer Δn_{eff} . De plus, la variation de l'amplitude du pic central de transmission permet d'évaluer α . La figure 40 montre un exemple de comparaison entre une réponse spectrale mesurée et une réponse spectrale simulée.

La simulation de réseaux de Bragg à deux sauts de phase implique de nombreux paramètres. Cependant, ces paramètres ont un impact différent sur les caractéristiques de la réponse spectrale, comme le montre le tableau 2 au chapitre 1. Il est à noter que les erreurs de fabrication sur les deux sauts de phase de π influencent spécifiquement la largeur du pic de transmission. On peut tenir compte de ces erreurs de fabrication en modifiant la valeur du saut de phase (par exemple $0,98\pi$). La force du réseau ayant des corrugations de 30 nm est de $43,5 \text{ cm}^{-1}$.

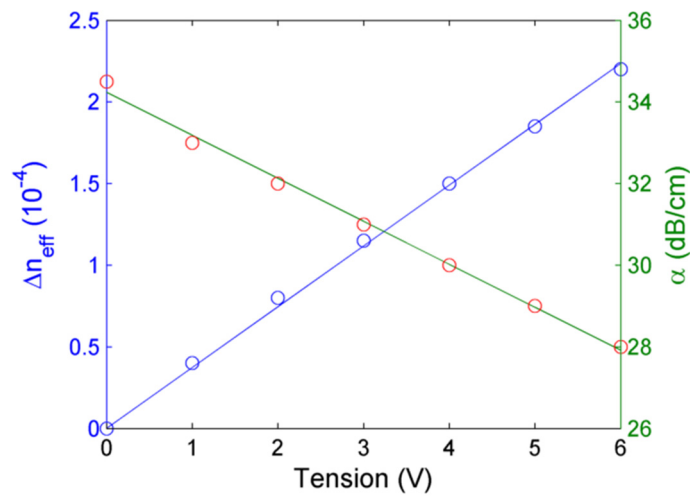


Figure 41 : Indice de réfraction effectif et absorption déduite à partir de comparaisons entre les réponses spectrales mesurées et simulées à différentes tension DC en polarisation inverse.

Ces simulations sont utilisées pour produire les courbes de l'indice de réfraction effectif et de l'absorption en fonction de la tension DC de la figure 41. L'efficacité de modulation des jonctions pn peut être évaluée en comparant la courbe de l'indice de réfraction effectif de la figure 41 à la courbe équivalente pour un autre modulateur.

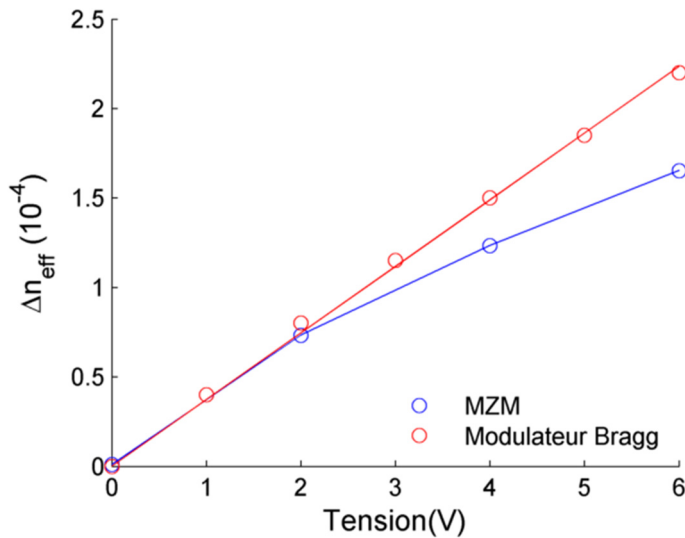


Figure 42 : Comparaison de la moyenne des courbes de variation d'indice de réfraction effectif en fonction de la tension DC en polarisation inverse pour les jonctions pn du modulateur à réseau de Bragg à deux sauts de phase et celles du MZM aux électrodes segmentées du chapitre 2.

La figure 42 montre un comparatif de l'efficacité de modulation des modulateurs du chapitre 2 et du chapitre 3 à l'aide des moyennes des courbes de variation d'indice de réfraction effectif des jonctions pn. Les jonctions pn du modulateur à réseau de Bragg produisent un plus grand saut d'indice lorsque la tension est plus grande que 2 V. Cette plus grande efficacité pourrait provenir du design des jonctions pn. En effet, celles du modulateur de Bragg ont été conçues avec trois niveaux de dopant, contre deux pour les jonctions pn du MZM aux électrodes segmentées. Les dimensions des sections dopées pour ces jonctions pn sont montrées à la figure 20 et à la figure 33. Cependant, d'autres facteurs provenant des différents processus de fabrication pourraient aussi influencer l'efficacité de modulation des deux designs. En effet, les niveaux de dopants pour les jonctions pn du modulateur de Bragg ne sont pas connus et donc pas nécessairement les mêmes que pour le MZM aux électrodes segmentées, ce qui influence sans doute l'efficacité de modulation. De plus, bien que les dimensions des guides d'onde utilisées pour la conception soient les mêmes pour les deux designs, 500mm de largeur et 220mm de hauteur, les dimensions réelles fabriquées pourraient être différentes.

3.3. Conclusion

Dans ce chapitre, un article soumis au journal *Optics Express* a d'abord été présenté. Cet article montre le modulateur à réseau de Bragg le plus rapide à ce jour. Pour la première fois, un modulateur de Bragg atteint des vitesses de modulations comparables aux MZMs et MRMs les plus rapides en SiP. Ainsi, ce travail ouvre la porte à cette nouvelle approche, qui a le potentiel d'être améliorée dans les prochaines années. La caractérisation des électrodes et des jonctions pn présentée à la fin de ce chapitre pourra être utile à cette optimisation.

Chapitre 4.

Conclusion

L'objectif des travaux présentés dans ce mémoire était d'étudier et de développer des modulateurs pouvant être intégrés dans des circuits photoniques sur silicium afin d'offrir des solutions performantes pour les futurs systèmes de communication à courte portée. L'augmentation rapide de la consommation Internet mène à des resserrements des requis de ces systèmes ; ils se doivent d'être plus rapides sur de plus grandes distances, tout en limitant la consommation de puissance. Cette situation laisse donc place à l'innovation, puisque les solutions présentement employées n'arriveront pas à satisfaire les exigences des systèmes 100G et 400G.

Ce mémoire présente les modulateurs fabriqués lors de deux rondes de fabrication en SiP, ainsi que les concepts théoriques reliés. La première ronde de fabrication a mené aux MZMs aux électrodes segmentées présentés au chapitre 2 (électrodes TW) et à l'annexe 2 (électrodes LE). Dans cette ronde de fabrication, des MZMs standards ont été modifiés en introduisant une segmentation des électrodes permettant d'appliquer des signaux indépendants sur chacun des segments. Cette segmentation des électrodes vise à permettre la modulation PAM en limitant la consommation de puissance, puisqu'un DAC externe n'est plus nécessaire. L'objectif visé était la démonstration du principe pour la modulation PAM-4 et PAM-8. Des vitesses de modulation de 30 Gb/s ont été démontrées pour la modulation PAM-4 et la modulation PAM-8, dans le cas du modulateur avec électrodes TW du chapitre 2. Ces vitesses ont été obtenues malgré la faible largeur de bande du modulateur (8 GHz) après l'ajout de l'assemblage RF. La caractérisation a été effectuée avec et sans l'utilisation de différentes méthodes de DSP : la pré-compensation et la post-compensation sous forme d'égalisation.

La seconde ronde de fabrication visait à démontrer un modulateur à réseau de Bragg. À ce moment, aucun modulateur rapide basé sur des réseaux de Bragg n'avait été

démonstré. Au chapitre 3, un modulateur à réseau de Bragg à deux sauts de phase est présenté. Pour la première fois, une modulation OOK de 55 Gb/s est obtenue dans un modulateur à réseau de Bragg incluant de la post-compensation sous forme d'égalisation. Sans égalisation, cette vitesse de modulation OOK descend à 50 Gb/s. De plus, une modulation PAM-4 est démontrée à 60 Gb/s avec et sans égalisation. Ces résultats vont au-delà de ce qui était attendu, car non seulement des vitesses de modulation OOK et PAM de l'ordre du Gb sont obtenues, mais elles sont même comparables aux meilleurs résultats des modulateurs de SiP plus conventionnels, les MZMs et les MRMs.

Dans le cas des MZM aux électrodes segmentées et des modulateurs à réseau de Bragg, des améliorations devront être apportées aux designs ou des études complémentaires devront être effectuées dans les prochaines années. Depuis les travaux présentés au chapitre 2, des MZMs rapides ont été démontrés, ce qui a aussi mené à une démonstration d'un MZM aux électrodes segmentées PAM-4 opérant à 100 Gb/s [80]. Cependant, une démonstration PAM-8 comparable n'a toujours pas été réalisée. De plus, une comparaison équitable d'un système comprenant un MZM aux électrodes segmentées PAM-4 ou PAM-8 n'a jamais été effectuée à de hautes vitesses. Une telle comparaison permettrait de mieux cibler les efforts de développement futurs en lien avec ces modulateurs. Un travail de simulation pourrait aussi être utile à cet effet. De plus, un élément manquant important aux travaux faits jusqu'à présent sur des systèmes de communication incluant ce type de modulateur est l'estimation de la consommation de puissance. Une comparaison entre différents systèmes incluant tous les éléments nécessaires à la DSP et à la génération de signaux PAM permettrait d'évaluer clairement les forces et les faiblesses de cette option. Du côté du design, la linéarité des signaux PAM pourrait être améliorée au moyen de la méthode démontrée dans [66], qui est basée sur l'optimisation de la dimension des segments. Une telle approche pourrait améliorer la qualité des signaux, particulièrement pour les signaux PAM-8, qui sont fortement affectés par les non-linéarités, comme le montre les résultats de la section 2.6.

Du côté des modulateurs à réseau de Bragg, il est possible de contrôler précisément la réponse spectrale de ceux-ci, ce qui ouvre la porte à de nombreuses possibilités d'amélioration du design proposé ici. Pour bien tirer profit de ces possibilités, un modèle numérique de la réponse dynamique d'un modulateur à réseaux de Bragg doit être

développé. Le modèle présenté à la section 1.5 ne contient pas de composante temporelle et donc ne peut pas prédire l'impact d'une séquence binaire transmise à des taux de l'ordre du Gb/s sur le réseau. Avec un modèle dynamique, les paramètres du réseau pourraient être choisis en fonction des performances à de hauts taux de transmission. De plus, d'autres possibilités comme la modification des formes d'impulsion pourraient être modélisées. Du côté des améliorations au design présenté au chapitre 3, il doit être modifié pour être compatible avec la technologie CMOS, ce qui implique de diminuer la puissance RF nécessaire. De plus, nous devons développer une méthodologie pour mesurer expérimentalement la compression fréquentielle de ces modulateurs, question de pouvoir démontrer hors de tout doute cet avantage sur les MRMs.

Bibliographie

- [1] “Cisco Visual Networking Index: Forecast and Methodology, 2014-2019 White Paper,” Cisco. [En ligne]. Disponible : http://cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/ip-ngn-ip-next-generation-network/white_paper_c11-481360.html [Accédé le 6 Mars 2016].
- [2] A. Ghiasi and R. Baca, “Overview of Largest Data Centers,” présenté à IEEE P802.3bs 400GbE Task Force, Norfolk, VA, 16 Mai 2015.
- [3] A. Chen and E. Murphy, *Broadband Optical Modulators: Science, Technology, and Applications*, CRC Press, 2011.
- [4] C. Cole, “Beyond 100G client optics,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 50, no. 2, pp. s58–s66, 2012.
- [5] C. Cole, “Next Generation 100G Client Optics,” *100G and Beyond in ITU-T and IEEE, Workshop 13, ECOC 2011, Geneva, Switzerland*, 18 Sep. 2011. [En ligne]. Disponible : http://www.finisar.com/sites/default/files/pdf/Next%20Gen%20100G%20Client%20Optics%20-%20Cole%20-%20ECOC%202011_0.pdf [Accédé le 6 Mars 2016].
- [6] R. Rodes, M. Mueller, B. Li, J. Estaran, J. B. Jensen, T. Gruendl, M. Ortsiefer, C. Neumeyr, J. Roskopf, K. J. Larsen, M. Amann, and I. T. Monroy, “High-Speed 1550 nm VCSEL Data Transmission Link Employing 25 GBd 4-PAM Modulation and Hard Decision Forward Error Correction,” *J. Light. Technol.*, vol. 31, no. 4, pp. 689–695, 2013.
- [7] K. P. Zhong, W. Chen, Q. Sui, J. Man, A. P. T. Lau, C. Lu, and L. Zeng, “Low Cost 400GE Transceiver for 2km Optical Interconnect using PAM4 and Direct Detection,” *Asia Commun. and Photonics Conf.*, 2014, p. ATh4D.2.
- [8] G. T. Reed, G. Z. Mashanovich, F. Y. Gardes, M. Nedeljkovic, Y. Hu, D. J. Thomson, K. Li, P. R. Wilson, S.-W. Chen, and S. S. Hsu, “Recent breakthroughs in carrier depletion based silicon optical modulators,” *Nanophotonics*, vol. 3, no. 4–5, pp. 229–245, 2013.
- [9] K. Noguchi, O. Mitomi, and H. Miyazawa, “Millimeter-Wave Ti:LiNbO₃ Optical Modulators,” *J. Light. Technol.*, vol. 16, no. 4, p. 615, 1998.
- [10] S. S. Azadeh, F. Merget, S. Romero-García, A. Moscoso-Mártir, N. von den Driesch, J. Müller, S. Mantl, D. Buca, and J. Witzens, “Low V_{π} Silicon photonics modulators with highly linear epitaxially grown phase shifters,” *Opt. Express*, vol. 23, no. 18, p. 23526, 2015.
- [11] D. A. Samara-Rubio, L. Liao, A. Liu, R. Jones, M. Paniccia, D. Rubin, and O. Cohen, “A gigahertz silicon-on-insulator Mach-Zehnder modulator,” *Optical Fiber Communication Conference*, 2004, p. PD15.
- [12] L. Liao, D. Samara-Rubio, M. Morse, A. Liu, D. Hodge, D. Rubin, U. D. Keil, and T. Franck, “High speed silicon Mach-Zehnder modulator,” *Opt. Express*, vol. 13, no. 8, p. 3129, 2005.

- [13] A. Liu, L. Liao, D. Rubin, H. Nguyen, B. Ciftcioglu, Y. Chetrit, N. Izhaky, and M. Paniccia, "High-speed optical modulation based on carrier depletion in a silicon waveguide," *Opt. Express*, vol. 15, no. 2, p. 660, 2007.
- [14] L. Liao, A. Liu, D. Rubin, J. Basak, Y. Chetrit, H. Nguyen, R. Cohen, N. Izhaky, and M. Paniccia, "40 Gbit/s silicon optical modulator for high-speed applications," *Electron. Lett.*, vol. 43, no. 22, p. 1196, 2007.
- [15] P. Dong, L. Chen, and Y. Chen, "High-speed low-voltage single-drive push-pull silicon Mach-Zehnder modulators," *Opt. Express*, vol. 20, no. 6, p. 6163, 2012.
- [16] D. J. Thomson, F. Y. Gardes, J.-M. Fedeli, S. Zlatanovic, Y. Hu, B. P. P. Kuo, E. Myslivets, N. Alic, S. Radic, G. Z. Mashanovich, and G. T. Reed, "50-Gb/s Silicon Optical Modulator," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 24, no. 4, pp. 234–236, Feb. 2012.
- [17] Q. Xu, B. Schmidt, S. Pradhan, and M. Lipson, "Micrometre-scale silicon electro-optic modulator," *Nature*, vol. 435, no. 7040, pp. 325–327, 2005.
- [18] Q. Xu, S. Manipatruni, B. Schmidt, J. Shakya, and M. Lipson, "12.5 Gbit/s carrier-injection-based silicon micro-ring silicon modulators," *Opt. Express*, vol. 15, no. 2, p. 430, 2007.
- [19] F. Y. Gardes, A. Brimont, P. Sanchis, G. Rasigade, D. Marris-Morini, L. O'Faolain, F. Dong, J. M. Fedeli, P. Dumon, L. Vivien, T. F. Krauss, G. T. Reed, and J. Martí, "High-speed modulation of a compact silicon ring resonator based on a reverse-biased pn diode," *Opt. Express*, vol. 17, no. 24, p. 21986, 2009.
- [20] J. C. Rosenberg, W. M. J. Green, S. Assefa, T. Barwicz, M. Yang, S. M. Shank, and Y. A. Vlasov, "Low-power 30 Gbps silicon microring modulator," *Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO)*, 2011, pp. 1–2.
- [21] G. Li, X. Zheng, H. Thacker, J. Yao, Y. Luo, I. Shubin, K. Raj, J. E. Cunningham, and A. V. Krishnamoorthy, "40 Gb/s thermally tunable CMOS ring modulator," *Proc. IEEE 9th Int. Conf. Group IV Photon.*, 2012, pp. 1–3.
- [22] X. Xiao, X. Li, H. Xu, Y. Hu, K. Xiong, Z. Li, T. Chu, J. Yu, and Y. Yu, "44-Gb/s Silicon Microring Modulators Based on Zigzag PN Junctions," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 24, no. 19, pp. 1712–1714, 2012.
- [23] T. Baba, S. Akiyama, M. Imai, N. Hirayama, H. Takahashi, Y. Noguchi, T. Horikawa, and T. Usuki, "50-Gb/s ring-resonator-based silicon modulator," *Opt. Express*, vol. 21, no. 10, pp. 11869–11876, 2013.
- [24] D. Patel, S. Ghosh, M. Chagnon, A. Samani, V. Veerasubramanian, M. Osman, and D. V. Plant, "Design, analysis, and transmission system performance of a 41 GHz silicon photonic modulator," *Opt. Express*, vol. 23, no. 11, pp. 14263–14287, 2015.
- [25] M. Streshinsky, R. Ding, Y. Liu, A. Novack, Y. Yang, Y. Ma, X. Tu, E. K. S. Chee, A. E.-J. Lim, P. G.-Q. Lo, T. Baehr-Jones, and M. Hochberg, "Low power 50 Gb/s silicon traveling wave Mach-Zehnder modulator near 1300 nm," *Opt. Express*, vol. 21, no. 25, pp. 30350–30357, 2013.

- [26] R. Dubé-Demers, S. LaRochelle, and W. Shi, "Pulse Amplitude Modulation with a Femtojoule Silicon Microring Modulator at 80-Gb/s," présenté à *12th IEEE Int. Conf. Group IV Photonics*, Vancouver, 2015.
- [27] X. Xiao, H. Xu, X. Li, Z. Li, T. Chu, J. Yu, and Y. Yu, "60 Gbit/s Silicon Modulators with Enhanced Electro-optical Efficiency," *Proc. Opt. Fiber Commun. Conf. Expo.*, pp. 1-3, 2013, p. OW4J.3.
- [28] G. T. Reed, G. Mashanovich, F. Y. Gardes, and D. J. Thomson, "Silicon optical modulators," *Nat. Photonics*, vol. 4, no. 8, pp. 518–526, 2010.
- [29] B. Jalali and S. Fathpour, "Silicon Photonics," *J. Light. Technol.*, vol. 24, no. 12, pp. 4600–4615, 2006.
- [30] A. Novack, Y. Liu, R. Ding, M. Gould, T. Baehr-Jones, Q. Li, Y. Yang, Y. Ma, Y. Zhang, K. Padmaraju, K. Bergmen, A. E.-J. Lim, G.-Q. Lo, and M. Hochberg, "A 30 GHz silicon photonic platform," *Proc. SPIE*, vol. 8781, pp. 878107–878107–4, 2013.
- [31] P. P. Absil, P. De Heyn, H. Chen, P. Verheyen, G. Lepage, M. Pantouvaki, J. De Coster, A. Khanna, Y. Drissi, D. Van Thourhout, and J. Van Campenhout, "IMEC iSiPP25G silicon photonics: a robust CMOS-based photonics technology platform," *Proc. SPIE*, vol. 9367, p. 93670V–93670V–6, 2015.
- [32] T. Baehr-Jones, R. Ding, A. Ayazi, T. Pinguet, M. Streshinsky, N. Harris, J. Li, L. He, M. Gould, Y. Zhang, A. E.-J. Lim, T.-Y. Liow, S. H.-G. Teo, G.-Q. Lo, and M. Hochberg, "A 25 Gb/s Silicon Photonics Platform," *ArXiv12030767 Phys.*, 2012.
- [33] S. Bhoja, "Study of PAM modulation for 100GE over a single laser," présenté à *IEEE 802.3 Next Generation 40 Gb/s and 100 Gb/s Optical Ethernet Study Group*, Newport Beach, CA, 19 Janv. 2012.
- [34] F. Koyama and K. Iga, "Frequency chirping in external modulators," *J. Light. Technol.*, vol. 6, no. 1, pp. 87–93, 1988.
- [35] C. Laverdiere, A. Fekecs, and M. Tetu, "A new method for measuring time-resolved frequency chirp of high bit rate sources," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 15, no. 3, pp. 446–448, 2003.
- [36] G. Brochu, "Lasers à fibre Fabry-Perot distribués multilongueurs d'onde : modélisation, fabrication et caractérisation," Thèse de doctorat, Université Laval, Québec, 2010.
- [37] G. A. Cranch and G. M. H. Flockhart, "Tools for synthesising and characterising Bragg grating structures in optical fibres and waveguides," *J. Mod. Opt.*, vol. 59, no. 6, pp. 493–526, 2012.
- [38] H. Kogelnik and C. V. Shank, "Coupled-Wave Theory of Distributed Feedback Lasers," *J. Appl. Phys.*, vol. 43, no. 5, pp. 2327–2335, 1972.
- [39] A. Yariv, "Coupled-mode theory for guided-wave optics," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 9, no. 9, pp. 919–933, 1973.

- [40] "ePIXfab - The silicon photonics platform - PIC Technologies." [En ligne]. Disponible : <http://www.epixfab.eu/technologies/> [Accédé le 6 Mars 2016].
- [41] Y. Painchaud, M. Poulin, C. Latrasse, and M. Picard, "Bragg grating based Fabry-Perot filters for characterizing silicon-on-insulator waveguides," *IEEE 9th International Conference on Group IV Photonics (GFP)*, 2012, pp. 180–182.
- [42] R. A. Soref and B. R. Bennett, "Electrooptical effects in silicon," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 123–129, 1987.
- [43] S. Akiyama, T. Baba, M. Imai, T. Akagawa, M. Noguchi, E. Saito, Y. Noguchi, N. Hirayama, T. Horikawa, and T. Usuki, "50-Gb/s silicon modulator using 250- μ m-Long phase shifter based-on forward-biased pin diodes," *2012 IEEE 9th International Conference on Group IV Photonics (GFP)*, 2012, pp. 192–194.
- [44] "Photon Design Fimmwave." [En ligne]. Disponible : <http://www.photond.com/> [Accédé le 6 Mars 2016].
- [45] "Lumerical Mode." [En ligne]. Disponible : <https://www.lumerical.com/> [Accédé le 6 Mars 2016].
- [46] H. Xu, X. Xiao, X. Li, Y. Hu, Z. Li, T. Chu, Y. Yu, and J. Yu, "High speed silicon Mach-Zehnder modulator based on interleaved PN junctions," *Opt. Express*, vol. 20, no. 14, p. 15093, 2012.
- [47] H. Xu, X. Li, X. Xiao, Z. Li, Y. Yu, and J. Yu, "Demonstration and Characterization of High-Speed Silicon Depletion-Mode Mach-Zehnder Modulators," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 23–32, 2014.
- [48] H. Yu, M. Pantouvaki, J. Van Campenhout, D. Korn, K. Komorowska, P. Dumon, Y. Li, P. Verheyen, P. Absil, L. Alloatti, D. Hillerkuss, J. Leuthold, R. Baets, and W. Bogaerts, "Performance tradeoff between lateral and interdigitated doping patterns for high speed carrier-depletion based silicon modulators," *Opt. Express*, vol. 20, no. 12, p. 12926, 2012.
- [49] R. Garg, I. Bahl, and M. Bozzi, *Microstrip Lines and Slotlines*, Third Edition. Artech House, 2013.
- [50] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th Edition. Wiley Global Education, 2011.
- [51] H. Chen, "Development of an 80 Gbit/s InP-based Mach-Zehnder Modulator, Entwicklung eines 80 Gbit/s InP Mach-Zehnder Modulators," Thèse de doctorat, Technische Universität Berlin, 2007.
- [52] "ANSYS HFSS." [En ligne]. Disponible : <http://www.ansys.com/> [Accédé le 6 Mars 2016].
- [53] E. Ip and J. M. Kahn, "Digital Equalization of Chromatic Dispersion and Polarization Mode Dispersion," *J. Light. Technol.*, vol. 25, no. 8, pp. 2033–2043, 2007.
- [54] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 2008.
- [55] S. O. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Pearson Higher Ed, 2013.

- [56] B. Sklar, *Digital communications: fundamentals and applications*, Prentice-Hall PTR, 2001.
- [57] "NSERC CREATE SiEPIC Program." [En ligne]. Disponible : www.siepic.ubc.ca [Accédé le 6 Mars 2016].
- [58] Y. Vlasov, "Silicon CMOS-integrated nano-photonics for computer and data communications beyond 100G," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 50, no. 2, pp. s67–s72, 2012.
- [59] D. Liang and J. E. Bowers, "Photonic integration: Si or InP substrates?," *Electron. Lett.*, vol. 45, no. 12, pp. 578–581, 2009.
- [60] "Proceedings - Ethernet Technology Summit," 2014. [En ligne]. Disponible : http://www.ethernetsummit.com/English/Conference/Proceedings_Chrono.html [Accédé le 6 Mars 2016].
- [61] C. Cole, I. Lyubomirsky, A. Ghiasi, and V. Telang, "Higher-order modulation for client optics," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 51, no. 3, pp. 50–57, 2013.
- [62] H. Griesser, A. Dochhan, and J.-P. Elbers, "DSP-enhanced Transmission for 100G+ DWDM Data Center Interconnects," *Advanced Photonics for Communications*, 2014, p. ST1D.4.
- [63] E. Vanin, "Performance evaluation of intensity modulated optical OFDM system with digital baseband distortion," *Opt. Express*, vol. 19, no. 5, pp. 4280–4293, 2011.
- [64] M. Chagnon, M. Osman, M. Poulin, C. Latrassé, J.-F. Gagné, Y. Painchaud, C. Paquet, S. Lessard, and D. Plant, "Experimental study of 112 Gb/s short reach transmission employing PAM formats and SiP intensity modulator at 13 μm ," *Opt. Express*, vol. 22, no. 17, p. 21018, 2014.
- [65] M. Papuchon, C. Puech, and A. Schnapper, "4-Bits digitally driven integrated amplitude modulator for data processing," *Electron. Lett.*, vol. 16, no. 4, pp. 142–144, 1980.
- [66] Y. Ehrlichman, O. Amrani, and S. Ruschin, "Improved Digital-to-Analog Conversion Using Multi-Electrode Mach-Zehnder Interferometer," *J. Light. Technol.*, vol. 26, no. 21, pp. 3567–3575, 2008.
- [67] X. Wu, B. Dama, P. Gothoskar, P. Metz, K. Shastri, S. Sunder, J. Van der Spiegel, Y. Wang, M. Webster, and W. Wilson, "A 20Gb/s NRZ/PAM-4 1V transmitter in 40nm CMOS driving a Si-photonics modulator in 0.13 μm CMOS," *Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2013 IEEE International*, 2013, pp. 128–129.
- [68] A. Shastri, C. Muzio, M. Webster, G. Jeans, P. Metz, S. Sunder, B. Chattin, B. Dama, and K. Shastri, "Ultra-Low-Power Single-Polarization QAM-16 Generation Without DAC Using a CMOS Photonics Based Segmented Modulator," *J. Light. Technol.*, vol. 33, no. 6, pp. 1255–1260, 2015.

- [69] V. Bhatt, S. Bhoja, A. Farhood, and G. Nicholl, "PAM8 & FEC Options," présenté à *IEEE P802.3bm 40 Gb/s and 100 Gb/s Fiber Optic Task Force*, San Antonio, TX, 13 Nov. 2012.
- [70] T. Baehr-Jones, R. Ding, Y. Liu, A. Ayazi, T. Pinguet, N. C. Harris, M. Streshinsky, P. Lee, Y. Zhang, A. E.-J. Lim, T.-Y. Liow, S. H.-G. Teo, G.-Q. Lo, and M. Hochberg, "Ultralow drive voltage silicon traveling-wave modulator," *Opt. Express*, vol. 20, no. 11, pp. 12014–12020, 2012.
- [71] R. G. Walker, "Broadband (6 GHz) GaAs/AlGaAs electro-optic modulator with low drive power," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 54, no. 17, pp. 1613–1615, 1989.
- [72] Y. Painchaud, M. Poulin, F. Pelletier, C. Latrasse, J.-F. Gagné, S. Savard, G. Robidoux, M.-. Picard, S. Paquet, C.-. Davidson, M. Pelletier, M. Cyr, C. Paquet, M. Guy, M. Morsy-Osman, M. Chagnon, and D. V. Plant, "Silicon-based products and solutions," *Proc. SPIE*, vol. 8988, p. 89880L–89880L–14, 2014.
- [73] A. D. Simard, Y. Painchaud, and S. LaRoche, "Characterization of Integrated Bragg Grating Profiles," *Advanced Photonics Congress*, 2012, p. BM3D.7.
- [74] R. Ding, T. Baehr-Jones, T. Pinguet, J. Li, N. C. Harris, M. Streshinsky, L. He, A. Novack, E.-J. Lim, T.-Y. Liow, H.-G. Teo, G.-Q. Lo, and M. Hochberg, "A Silicon Platform for High-Speed Photonics Systems," présenté à *Optical Fiber Communication Conference*, Los Angeles, CA, 2012, p. OM2E.6.
- [75] A. Novack, M. Streshinsky, R. Ding, Y. Liu, A. E.-J. Lim, G.-Q. Lo, T. Baehr-Jones, and M. Hochberg, "Progress in silicon platforms for integrated optics," *Nanophotonics*, vol. 3, no. 4–5, pp. 205–214, 2014.
- [76] Y. Jiang, M. K. Varanasi, and J. Li, "Performance Analysis of ZF and MMSE Equalizers for MIMO Systems: An In-Depth Study of the High SNR Regime," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 57, no. 4, pp. 2008–2026, 2011.
- [77] S. Lange, R. Kaiser, M. Gruner, M. Hamacher, K.-O. Velthaus, and M. Schell, "Low Switching Voltage InP-Based Travelling Wave Electrode Mach-Zehnder Modulator Monolithically Integrated with DFB-Laser for 60 Gb/s NRZ," *Opt. Commun. Conf.*, 2015, p. Th4E.1.
- [78] A. Samani, M. Chagnon, D. Patel, V. Veerasubramanian, S. Ghosh, M. Osman, Q. Zhong, and D. V. Plant, "A Low-Voltage 35-GHz Silicon Photonic Modulator-Enabled 112-Gb/s Transmission System," *IEEE Photonics J.*, vol. 7, no. 3, pp. 1–13, 2015.
- [79] M. Poulin, C. Latrasse, J.-F. Gagne, Y. Painchaud, M. Cyr, C. Paquet, M. Morsy-Osman, M. Chagnon, S. Lessard, and D. V. Plant, "107 Gb/s PAM-4 transmission over 10 km using a SiP series push-pull modulator at 1310 nm," *2014 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2014, pp. 1–3.
- [80] D. Patel, A. Samani, V. Veerasubramanian, S. Ghosh, and D. V. Plant, "Silicon Photonic Segmented Modulator-Based Electro-Optic DAC for 100 Gb/s PAM-4 Generation," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 27, no. 23, pp. 2433–2436, 2015.

- [81] D. Patel, V. Veerasubramanian, S. Ghosh, A. Samani, Q. Zhong, and D. V. Plant, "High-speed compact silicon photonic Michelson interferometric modulator," *Opt. Express*, vol. 22, no. 22, p. 26788, 2014.
- [82] X. Li, X. Xiao, H. Xu, Z. Li, T. Chu, J. Yu, and Y. Yu, "Highly Efficient Silicon Michelson Interferometer Modulators," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 25, no. 5, pp. 407–409, 2013.
- [83] X. Wang, M. Caverley, J. Flueckiger, Y. Wang, N. A. F. Jaeger and L. Chrostowski, "Silicon photonic Bragg grating modulators," *Photonics Conference (IPC), 2014 IEEE*, San Diego, CA, 2014, pp. 190-191.
- [84] W. Zhang, N. Ehteshami, W. Liu, and J. Yao, "Silicon-based on-chip electrically tunable sidewall Bragg grating Fabry–Perot filter," *Opt. Lett.*, vol. 40, no. 13, p. 3153, 2015.
- [85] M. Caverley, X. Wang, K. Murray, N. Jaeger, and L. Chrostowski, "Silicon-on-Insulator Modulators Using a Quarter-Wave Phase-Shifted Bragg Grating," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 27, no. 33, pp. 2331-2334, 2015
- [86] M. Burla, L. R. Cortés, M. Li, X. Wang, L. Chrostowski, and J. Azaña, "Integrated waveguide Bragg gratings for microwave photonics signal processing," *Opt. Express*, vol. 21, no. 21, p. 25120, 2013.
- [87] M.-J. Picard, Y. Painchaud, C. Latrasse, C. Larouche, F. Pelletier, and M. Poulin, "Novel Spot-Size Converter for Optical Fiber to sub-um Silicon Waveguide Coupling with Low Loss, Low Wavelength Dependence and High Tolerance to Alignment," présenté à *2015 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, 2015, vol. Mo.4.2.4.
- [88] A. D. Simard and S. LaRoche, "Complex apodized Bragg grating filters without circulators in silicon-on-insulator," *Opt. Express*, vol. 23, no. 13, p. 16662, 2015.
- [89] A. D. Simard, N. Ayotte, Y. Painchaud, S. Bédard, and S. LaRoche, "Impact of Sidewall Roughness on Integrated Bragg Gratings," *J. Light. Technol.*, vol. 29, no. 24, pp. 3693–3704, 2011.
- [90] A. D. Simard, G. Beaudin, V. Aimez, Y. Painchaud, and S. LaRoche, "Characterization and reduction of spectral distortions in Silicon-on-Insulator integrated Bragg gratings," *Opt. Express*, vol. 21, no. 20, p. 23145, 2013.
- [91] "SOLIDWORKS - Thermal Analysis." [En ligne]. Disponible : <http://www.solidworks.com/sw/products/simulation/thermal-analysis.htm> [Accédé le 6 Mars 2016].

Annexe 1.

Paramètres S

Les paramètres S sont très utilisés pour la caractérisation expérimentale de lignes de transmission. Un analyseur de réseau (VNA) est l'appareil servant à mesurer les paramètres S. La majorité des VNA comporte deux ports. Dans un tel cas, les paramètres sont définis par [50]:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (51)$$

Ce qui mène à :

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{V_1^-}{V_1^+} \\ S_{21} &= \frac{V_2^-}{V_1^+} \\ S_{12} &= \frac{V_1^-}{V_2^+} \\ S_{22} &= \frac{V_2^-}{V_2^+} \end{aligned} \quad (52)$$

Dans l'équation (51) et (52), S_{11} et S_{22} sont les coefficients de réflexion de l'amplitude de l'onde (exprimée en V) aux ports d'entrée 1 et de sortie 2 respectivement. S_{12} et S_{21} sont respectivement les gains de l'onde (en V) en contra-propagation et en propagation.

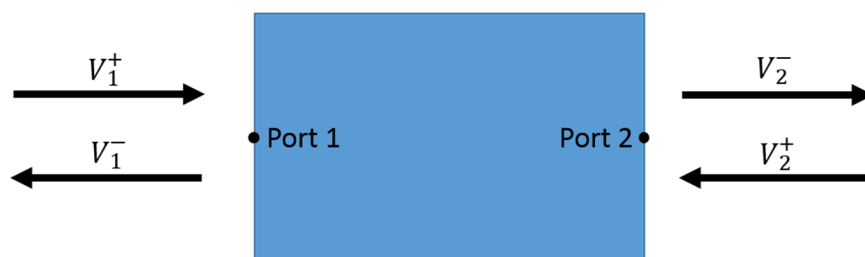


Figure 43 : Schématisation d'une ligne de transmission à deux ports.

La figure 43 montre la direction des coefficients de tension. En général, les analyseurs de réseau ont une impédance de 50 Ω .

Annexe 2.

Modulateur aux électrodes à éléments groupés segmentées

Lors de la ronde de fabrication de SiEPIC [57] à l'IME ayant mené aux résultats du chapitre 2, deux autres modulateurs ont aussi été fabriqués. Ces deux modulateurs sont basés sur un modèle de modulateur aux électrodes LE compactes fourni par SiEPIC. Les électrodes des modulateurs sont segmentées en deux pour créer un modulateur PAM-4 et en trois pour créer un modulateur PAM-8. L'objectif était d'obtenir des résultats de modulation à plus de 5 GBd avec un design plus compact que celui présenté au chapitre 2. Des mesures similaires à celles présentées au chapitre 2 ont été réalisées sur le modulateur PAM-4, sans toutefois obtenir des résultats satisfaisants. Ainsi, le modulateur PAM-8 n'a pas été mesuré. Dans cette annexe, le design du modulateur PAM-4 est présenté sommairement et les résultats de la caractérisation sont présentés.

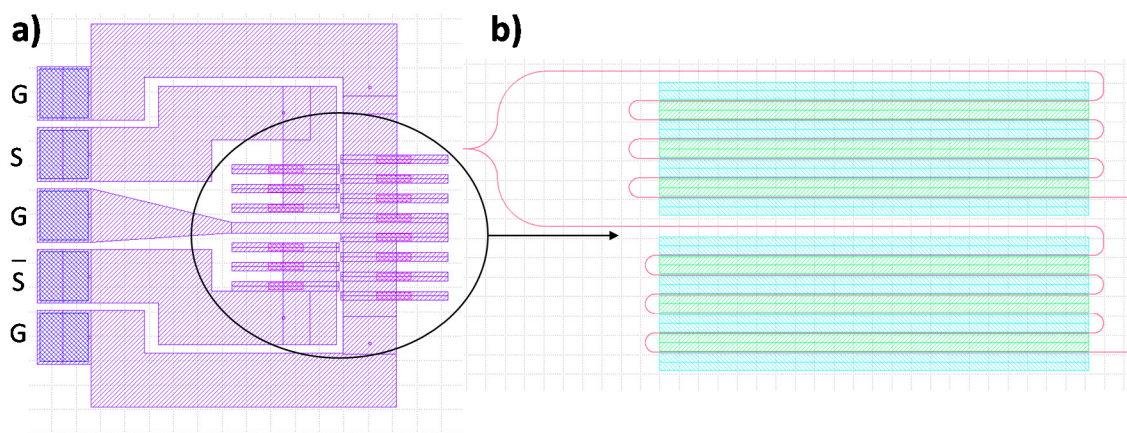


Figure 44 : a) Extrait du dessin utilisé pour la fabrication du MZM avec des électrodes LE compactes. Les points de connexion avec une microsonde RF 5-pins GSGSG sont indiqués à gauche. b) Zoom sur la section dopée repliée du MZM (guide d'onde en rouge, section dopée n en bleu et dopée p en vert).

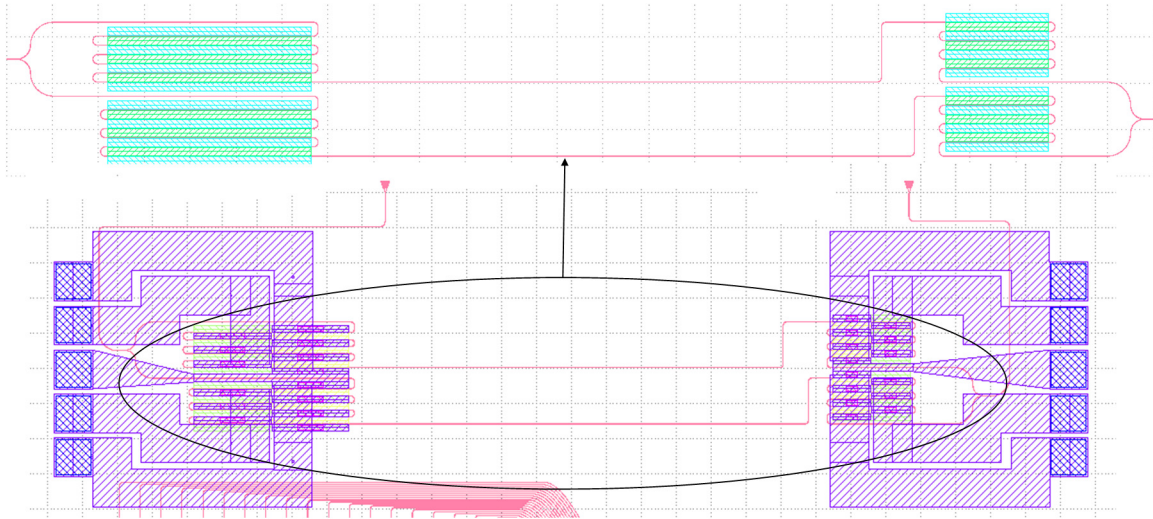


Figure 45 : Extrait du dessin utilisé pour la fabrication du MZM montrant l'entièreté du modulateur PAM-4. La section du haut montre le MZI dopé entier sans les électrodes.

Le modulateur compact est basé sur un MZI replié sur lui-même. Chaque pli du MZI contient une jonction pn, comme le montre la figure 44. Ainsi, les électrodes du modulateur sont compactes et courtes, puisqu'elles viennent alimenter plusieurs jonctions pn en parallèle. Les jonctions pn latérales à deux niveaux de dopant sont similaires à celles présentées à la figure 20. Les électrodes CPS compactes sont doubles et permettent une opération symétrique du MZI lorsqu'alimenté par une séquence binaire (S) et son inverse (\bar{S}). Pour obtenir un modulateur aux électrodes segmentées, deux sections repliées sont placées dans le même MZI, comme le montre la figure 45. La longueur totale des sections dopées est de 4 mm ($3L$), séparée en deux sous-sections de $1L$ et $2L$. De plus, dans la portion non-dopée, une différence de longueur de $100 \mu\text{m}$ est incluse entre les deux bras du MZI.

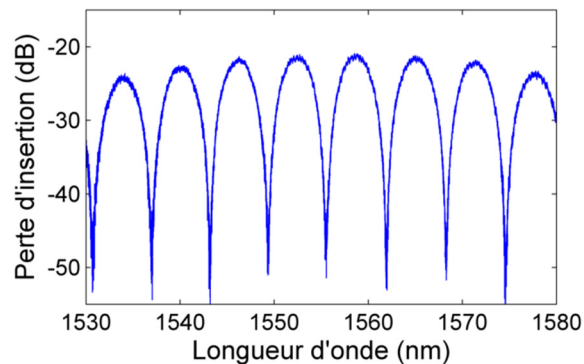


Figure 46 : Réponse spectrale du MZM sans tension appliquée

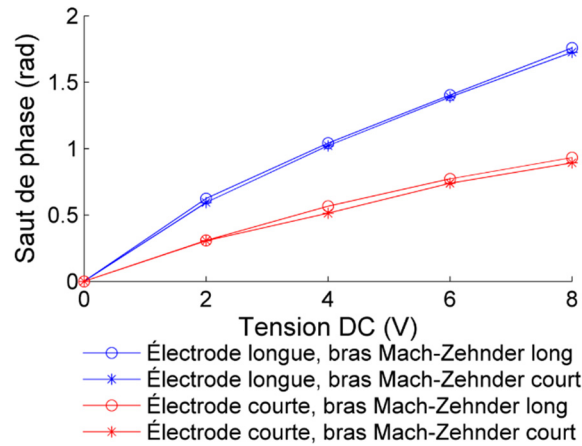


Figure 47 : Saut de phase du MZI en fonction de la tension DC en polarisation inverse appliquée aux différentes électrodes du modulateur.

La figure 46 montre la réponse spectrale du MZI pour laquelle les pertes d'insertion totales sont de 21 dB et le FSR est de 6.1 nm. Les pertes d'insertion sont moins élevées que pour le modulateur du chapitre 2 en raison des plus petites distances nécessaires pour le routage sur la puce optique. La figure 47 montre la variation de la phase en réponse à l'application d'une tension DC en polarisation inverse pour chacune des quatre électrodes du MZM.

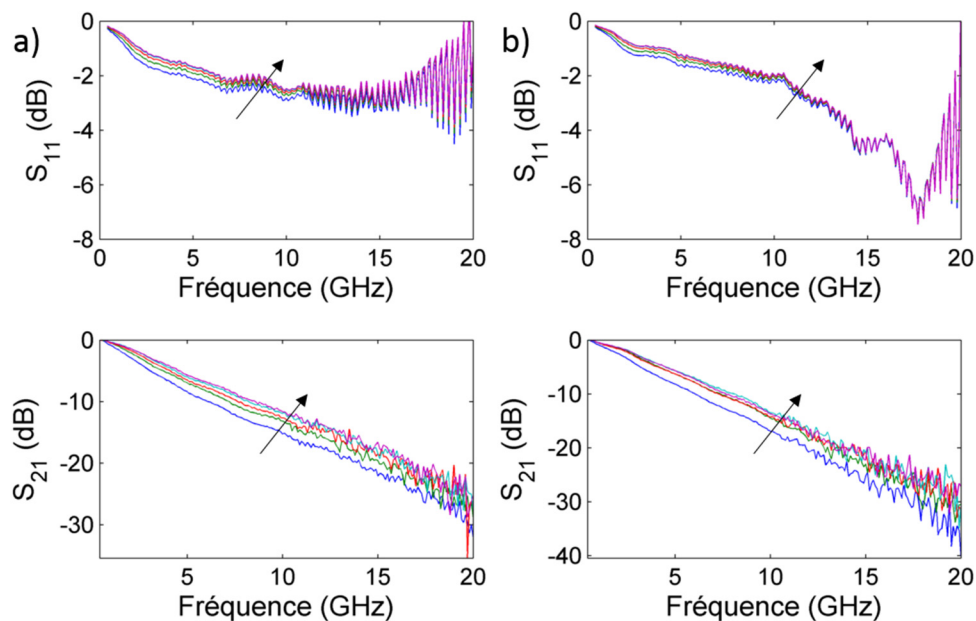


Figure 48 : Paramètres S_{11} E/E et S_{21} E/O des électrodes longues pour chacun des deux bras du MZI : (a) bras long, (b) bras court. Les flèches indiquent l'augmentation des tensions en polarisation inverse (0, 2, 4, 6, et 8 V).

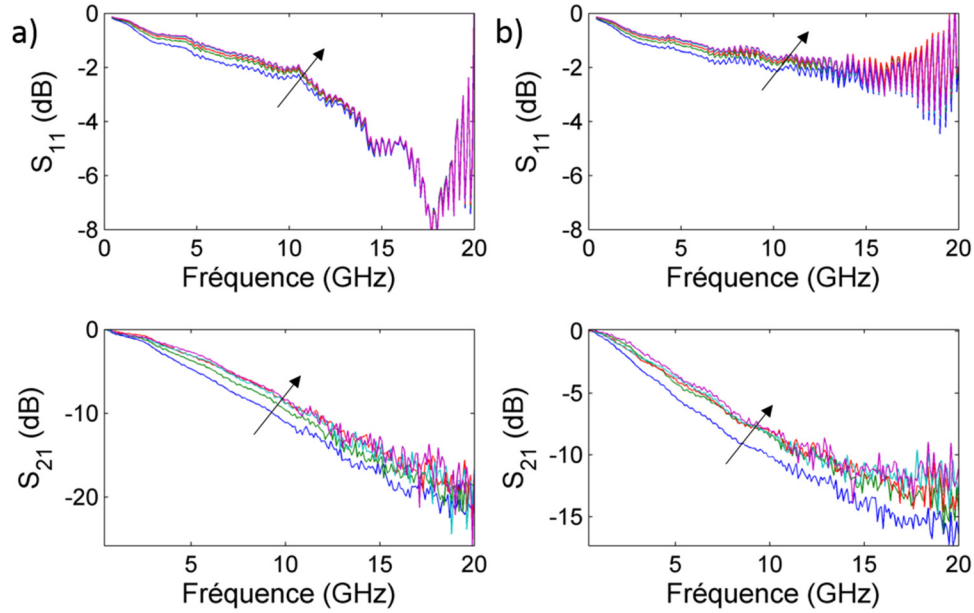


Figure 49 : Paramètres S_{11} E/E et S_{21} E/O des électrodes courtes pour chacun des deux bras du MZI : (a) bras long, (b) bras court. Les flèches indiquent l'augmentation des tensions en polarisation inverse (0, 2, 4, 6, et 8 V).

La figure 48 et la figure 49 présentent les mesures des paramètres S pour les quatre électrodes du MZM. En raison de l'absence de terminaison 50Ω , la réflexion à l'entrée indiquée par le paramètre S_{11} est importante. Pour les toutes courbes, les largeurs de bandes indiquées par les courbes S_{21} E/O varient entre 3,4 GHz et 5,1 GHz.

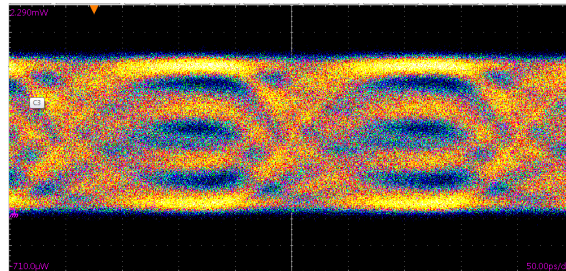


Figure 50 : Diagramme de l'œil PAM-4 à 5 GBd pour une puissance reçue de 1 dBm.

La figure 50 montre un diagramme de l'œil PAM-4 à 5 GBd pour une puissance reçue maximale de 1 dBm capturé à l'aide de l'entrée optique d'un oscilloscope à échantillonnage. Les tensions de polarisation pour les électrodes longues et courtes sont les mêmes : -4,5 V pour le bras long du MZI et -6,0 V pour le bras court du MZI. La tension RF des signaux de modulation est de 6,2 V_{pp} pour l'électrode courte et de 6,8 V_{pp} pour l'électrode longue. La puissance du laser est de 13,8 dBm à 1549,0 nm. Le

BER calculé pour cette condition est de $5,5 \times 10^{-3}$, ce qui est au-dessus de la valeur acceptée de $3,8 \times 10^{-3}$. Ainsi, en raison de ces résultats en dessous des attentes, le modulateur PAM-8 n'a pas été mesuré.

Annexe 3.

Élément résistif pour l'ajustement thermique

Cette annexe porte sur le matériel complémentaire provenant de la ronde de fabrication de l'IMEC. Cette ronde de fabrication a mené au modulateur à réseau de Bragg à deux sauts de phase présenté au chapitre 3. Des modèles de modulateurs similaires, mais avec une moitié du réseau ajustable par effet thermique ont été fabriqués. L'autre moitié est identique au modulateur du chapitre 3. Ces modulateurs ne sont donc pas conçus pour une opération symétrique, contrairement à celui présenté au chapitre 3.

Chacun des deux modèles de modulateur à réseau de Bragg, le modèle à opération symétrique et le modèle thermique, ont été fabriqués pour des valeurs de corrugations de 10 nm, 20 nm et 30 nm. Les corrugations de 10 nm et 20 nm n'ont pas produit des réseaux suffisamment forts pour obtenir un ratio d'extinction assez grand. Pour ce qui du modèle thermique, un fort saut d'indice entre la moitié ayant un élément résistif servant à ajuster la température et la moitié ayant une jonction pn ne permet pas d'utiliser le modulateur de la façon attendue. L'élément résistif devait être utilisé si les pics de transmission étaient déformés, ce qui n'a pas été nécessaire. De plus, les résultats du chapitre 3 montrent que la modulation symétrique est essentielle pour obtenir un ratio d'extinction suffisant.

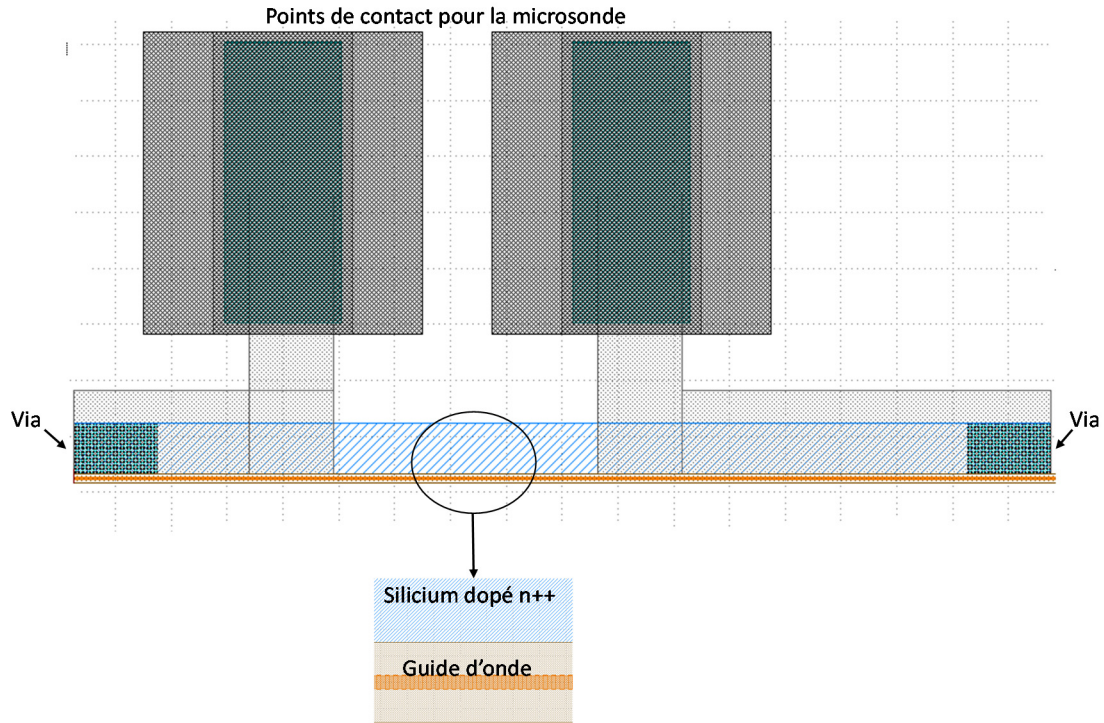


Figure 51 : Extrait du dessin utilisé pour la fabrication d'un élément résistif.

Le design d'un élément résistif est simple. La figure 51 montre un élément résistif fabriqué où une zone de silicium dopé n++ est placée d'un côté du réseau de Bragg à chauffer. À chacune des extrémités de la zone dopée, un contact métallique est fait pour qu'il soit possible d'y appliquer une tension. Pour obtenir un design plus efficace, il aurait été préférable de placer une section dopée de chaque côté du guide d'onde ou du réseau de Bragg à chauffer. La résistance de la section dopée se calcule à l'aide de l'équation suivante :

$$R = \frac{R_s L}{w} \quad (53)$$

Où R_s est la résistance de surface, L est la longueur (direction parallèle au courant) et w est la largeur (direction perpendiculaire au courant).

La longueur de l'élément résistif est de $290 \mu\text{m}$ et la largeur est de $18,2 \mu\text{m}$. La résistance mesurée est de 743Ω . Ainsi, la résistance de surface calculée est de $46,6 \Omega/\text{sq}$.

Normalement, les fonderies fournissent les valeurs de résistance de surface. Il est donc possible de prévoir le design selon la résistance désirée. La relation entre la tension DC

appliquée et le changement de température dans la structure à chauffer, peut être estimée à l'aide d'un logiciel de simulation tel que Solidworks [91]. En règle générale, positionner l'élément résistif à quelques μm de la structure à chauffer est suffisant pour assurer un bon transfert thermique sans augmenter les pertes dans la structure. Finalement, dans le Si, le changement de température est relié au changement d'indice de réfraction par l'équation (26).

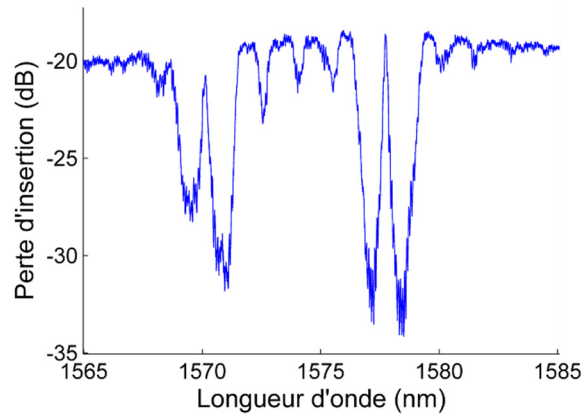


Figure 52 : Réponse spectrale du modulateur de Bragg ayant un élément résistif et des corrugations de 30 nm.

La figure 52 montre la réponse spectrale d'un modulateur à réseau de Bragg avec ajustement par effet thermique. Les pics de résonance des deux sauts de phase sont séparés par environ 7 nm. Cet espacement entre les deux résonances provient du fort saut d'indice de réfraction effectif entre les deux moitiés du réseau de Bragg, estimé de l'ordre de 0.01. Ce saut de phase est trop important pour qu'il puisse être compensé à l'aide de l'élément thermique. En effet, l'ajustement en température estimé est de l'ordre de 50°C , selon l'équation (26). Pour que ce modèle fonctionne, il aurait été nécessaire de doper le guide d'onde dans la section thermique pour minimiser la différence d'indice de réfraction effectif entre les deux moitiés du réseau de Bragg.