

UNIVERSITE DE LIMOGES
ECOLE DOCTORALE Sciences et Ingénierie pour l'Information
FACULTE des SCIENCES et TECHNIQUES de LIMOGES
Institut de recherche XLIM – Départements MINACOM et C2S2

Thèse N° : 34 - 2010

Thèse

Pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

Spécialité : « Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes »

Présentée et soutenue le 04 Octobre 2010, par :

Bouchra FTAICH-FRIGUI

*Aide à la conception et à la caractérisation expérimentale
de composants optoélectroniques pour les interfaces RF-
Optique à très haut débit. Optimisation du packaging
associé par une approche hybride électromagnétique-circuit.*

Thèse dirigée par :

Dominique BAILLARGEAT et Christelle AUPETIT-BERTHELEMOT

JURY :

Philippe Di Bin	Professeur à l'Université de Limoges-XLIM	Président
Pascal Besnard	Professeur à l'ENSSAT de Lannion	Rapporteur
Hongwu Li	Professeur à l'Université de Nantes	Rapporteur
Jérôme Hauden	Responsable Technique à Photline Technologie	Examineur
Fabrice Blache	Ingénieur à Alcatel-Thales III-V Lab	Examineur
Christophe Kazmierski	Ingénieur à Alcatel-Thales III-V Lab	Examineur
Dominique Baillargeat	Professeur à l'Université de Limoges-XLIM	Examineur
Christelle Aupetit-Berthelemot	Professeur à l'Université de Limoges-XLIM	Examineur

A mon époux,

Mes parents,

Et ma sœur.

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit ont été effectués au sein de l'institut de Recherche XLIM au sein de l'équipe MINACOM sous la direction de Madame Valérie MADRANGEAS, professeur à l'Université de Limoges et C2S2 sous la direction de Monsieur Raymond QUERE, professeur à l'Université de Limoges. Je désire leurs exprimer ma profonde gratitude pour m'avoir accueillie dans leurs départements.

Tout d'abord, je tiens à remercier Monsieur Dominique BAILLARGEAT, Professeur à l'Université de Limoges, pour avoir encadré cette thèse, et m'avoir fait confiance. Je le remercie pour son soutien, sa disponibilité et pour les conditions de travail et d'encadrement idéales dans lesquelles ce sont déroulées ces travaux.

Je remercie également très sincèrement Madame Christelle AUPETIT-BERTHELEMOT, Professeur à l'ENSIL, qui a co-encadré cette étude, pour son soutien amical et professionnel, sa grande disponibilité et son aide permanente au cours de ce travail.

Je remercie Monsieur Philippe DI BIN, professeur à l'Université de Limoges d'avoir accepté de présider ce jury.

Mes sincères remerciements vont à Monsieur Pascal BESNARD, professeur à l'ENSSAT de Lannion, et Monsieur Hongwu LI professeur à l'Université de Nantes pour avoir accepté de rapporter sur ce manuscrit.

J'adresse également mes sincères remerciements à Monsieur Jérôme HAUDEN, Responsable Technique à Photline Technologie, Messieurs Fabrice BLACHE et Christophe KAZMIERSKI Ingénieurs à Alcatel-Thales III-V Lab, pour avoir accepté de participer à la soutenance de ma thèse, et toute mon entière reconnaissance pour les nombreux échanges que nous avons eus pendant ces trois années. Je tiens également à souligner leur disponibilité et leur gentillesse.

Je remercie Messieurs Nicolas GROSSARD, Ingénieur à Photline Technologie, et André SCAVENNEC, Ingénieur à Alcatel-Thales III-V Lab pour leur collaboration et disponibilité.

Mes remerciements vont également à Monsieur Cyril DECROZE, Maître de conférences à l'Université de Limoges, à Monsieur David CARSENAT, Enseignant-Chercheur à l'Institut d'Ingénierie et d'Informatique de Limoges (3IL) et à XLIM, pour avoir mettre à notre disposition leurs banc de mesure RF et leurs collaboration, je pense également à Moctar MOUHAMADOU et Adil BELHOUI pour leurs aide et leurs soutiens.

Plus largement, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à toutes celles et ceux qui m'ont apportée leur soutien, leur amitié ou leur expérience tout au long de ce travail de thèse.

Un grand merci à ma famille, et plus particulièrement mes parents et ma sœur pour m'avoir encouragée pendant ces nombreuses années.

Enfin, je tiens à remercier mon époux qui a toujours été là pour moi, je ne pourrais jamais le remercier assez pour son soutien, son aide et son amour.

Table des matières

Introduction générale	11
<u>Chapitre I</u> : Evolution des télécommunications et introduction aux modules optoélectroniques.....	19
I. Brève histoire des télécommunications	19
I.1. Avant les télécommunications modernes	19
I.2. Le début des télécommunications modernes	20
II. Description d'une liaison optique.....	23
II.1. Introduction	23
II.2. Les architectures utilisées pour FTTH	25
II.2.1. Le point à point passif.....	26
II.2.2. Le point-multipoint passif.....	26
II.2.3. Le point-multipoint actif	28
II.2.4. Architectures Mixtes	28
II.3. La modulation des données	29
II.3.1. La modulation directe	29
II.3.2. La modulation externe	30
II.3.3. Comparaisons entre les deux types de modulations	31
II.4. La modulation du signal optique par voie électrique	31
II.4.1. Le modulateur à électro-absorption	32
II.4.2. Le modulateur électro-optique - Interféromètre Mach Zehnder	33
II.4.2.2. Modulateur LiNbO3 en coupe X.....	35
II.4.2.3. Modulateur en LiNbO3 en coupe Z	37
II.4.2.4. Autres configurations	38
III. Les projets ANR COHDEQ 40, CELTIC 100GET	40
III.1. Le projet ANR COHDEQ 40	40

III.1.1. Introduction	40
III.1.2. Objectifs du projet	41
III.1.3. Inscription de la thèse dans le projet	41
III.2. Le projet européen CELTIC 100GET	42
III.2.1. Introduction	42
III.2.2. Objectifs du projet	42
III.2.3. Inscription de la thèse dans le projet	43
IV. L'approche hybride et la technologie flip-chip	44
IV.1. Introduction.....	44
IV.2. Approche hybride	44
IV.3. Les techniques de report et d'interconnexion des composants.....	45
IV.3.1. Le câblage filaire « <i>Wire Bonding</i> »	45
IV.3.2. Technologie flip-chip	46
V. Conclusion.....	48
Bibliographie – Chapitre I	50

Chapitre II : Analyse électromagnétique : aide à l'intégration d'un modulateur électro-optique à 40 Gbit/s..... 59

I. Introduction.....	59
II. Description du modulateur utilisé dans COHDEQ 40 - modulateur quadri-drive	60
II.1. Introduction	60
II.2. Optimisation de l'Alumine relais	63
II.2.1. Introduction.....	63
II.2.2. Les procédures d'optimisation de l'alumine relais	63
II.2.2.1. Alumine relais droite.....	64
II.2.2.2. Chaînage global avec l'approche hybride	66
II.2.2.3. Mesure de l'alumine connectée avec la puce Niobate de Lithium....	69

II.2.2.4. Identification du problème	71
a. Mise en évidence de la reprise de masse.....	71
b. Mise en évidence de l'influence de fils de bonding.....	73
c. Conclusion de l'analyse de la remontée du paramètre S_{11}	74
II.3. Compensation de l'effet des bondings	75
II.3.1. Introduction.....	75
II.3.2. Présentation des résultats	76
II.4. Conclusion.....	79
III. Etudes réalisées au cours de la deuxième phase du projet	80
III.1. Description des tapers	80
III.2. Les résultats de simulation.....	81
IV. Intégration d'un modulateur de type de Mach Zehnder par technologie flip-chip	87
IV.1. Introduction.....	87
IV.2. Description du module.....	88
IV.2.1. Première configuration	89
IV.2.2. Deuxième configuration	91
IV.2.3. Troisième configuration	92
IV.2.4. Quatrième configuration.....	93
IV.3. Etudes paramétriques de report flip-chip.....	94
IV.4. Vérification expérimentale de la fiabilité de report flip-chip	98
IV.5. Report flip-chip entre substrat de silicium à haute résistivité et substrat de niobate de lithium.....	100
IV.5.1. Description du report flip-chip	101
IV.5.2. Etude paramétrique en fonction de la hauteur des bumps.....	102
IV.6. Conclusion	102
V. Conclusion.....	103
Bibliographie – Chapitre II.....	105

<u>Chapitre III</u> : Approche hybride EM-Circuit : aide à l'intégration d'un EML à 100Gbit/s	113
I. Introduction.....	113
II. Le composant EML	114
III. Report flip-chip sur un substrat AlN	115
III.1. Description du module	116
III.2. Comparaison entre les simulations et les mesures.....	117
III.2.1. Définition du domaine passif.....	117
III.2.2. Domaine actif : le circuit équivalent du modulateur	120
III.2.3. Résultats théoriques et expérimentaux	121
III.3. Conclusion	124
IV. Report flip-chip sur substrat de silicium haute résistivité.....	125
IV.1. Etude préliminaire	125
IV.2. Nouvelle méthode d'optimisation.....	131
IV.3. Etudes paramétriques.....	138
IV.3.1. Plans de masse du modulateur.....	138
IV.3.2. Distance entre lignes de masse sur silicium	140
IV.3.3. Etudes paramétriques en fonction de la hauteur des bumps.....	142
IV.3.3.1. Réponses électrique et électro-optique issues de la simulation électromagnétique	142
IV.3.3.2. Modélisation de report flip-chip	144
IV.3.3.3. Sensibilité à la variation de la hauteur des bumps sur le modèle analytique du report flip-chip.....	148
V. Conclusion.....	152
Bibliographie – Chapitre III	153

<u>Chapitre IV</u> : Mise en place d'un banc expérimental de caractérisation de composants optoélectroniques dédiés à la convergence RF/optique. Application au RMEA-SOA	161
I. Introduction.....	161
II. Mise en place du banc de mesures.....	162
II.1. Introduction	162
II.1.1. Les mesures en statique	163
II.1.2. Les mesures en dynamique	163
II.2. Description du composant RMEA-SOA	164
II.3. Le principe de mesure et le banc de mesure.....	165
III. Caractérisation de RMEA-SOA avec une modulation NRZ.....	168
III.1. Introduction.....	168
III.2. Analyse et interprétation des performances du SOA.....	169
III.3. Analyse et interprétation des performances du RMEA-SOA	170
III.4. Conclusion	178
IV. Caractérisation de RMEA-SOA avec la modulation OFDM.....	179
IV.1. Présentation du signal OFDM	179
IV.1.1. Introduction générale sur l'OFDM.....	179
IV.1.2. Les avantages et les inconvénients	181
IV.2. Quelques modulations numériques.....	182
IV.2.1. Modulation BPSK	183
IV.2.2. Modulation QPSK	183
IV.2.3. Modulation 16QAM.....	184
IV.2.4. Modulation 64QAM.....	185
IV.3. EVM, SNR et TEB	185
IV.3.1. Calcul de l'EVM	185
IV.3.2. Calcul du rapport signal sur bruit.....	186
IV.3.3. Calcul taux d'erreur binaire (TEB)	187
IV.4. Banc de mesure.....	188
IV.5. Analyse et interprétation des performances du RMEA-SOA.....	191

IV.5.1. Mesure –test- à 2Ghz.....	191
IV.5.2. Mesures avec OFDM WiMAX à 3.5GHz.....	196
IV.5.3. Caractérisation du RMEA-SOA.....	200
IV.5.3.1. Etude en fonction du courant de polarisation du SOA (I_{SOA}).....	200
a. Puissance de réception en fonction de I_{SOA}	200
b. EVM en fonction de I_{SOA}	201
c. SNR en fonction de I_{SOA}	202
d. Diagramme de la constellation en fonction de I_{SOA}	203
IV.5.3.2. Etude en fonction de la tension de polarisation du MEA (V_{MEA})..	204
a. Puissance de réception en fonction de V_{MEA}	204
b. EVM en fonction de V_{MEA}	204
c. SNR en fonction de V_{MEA}	205
d. Diagramme de la constellation en fonction du V_{MEA}	206
IV.5.3.3. Etude en fonction de la température.....	207
a. TEB en fonction de la variation de la température.....	207
b. SNR en fonction de la variation de la température.....	208
c. TEB en fonction du SNR.....	208
d. EVM en fonction de la température.....	209
e. Diagramme de la constellation en fonction de la température.....	209
IV.5.3.4. Résultats de la constellation pour $V_{MEA} = -1,2V$ et $I_{SOA} = 140mA$	210
V. Conclusion.....	213
Bibliographie Chapitre IV.....	214
Conclusion générale et perspectives.....	221
Bibliographie personnelle.....	227

Introduction générale

Introduction générale

Ces dernières années ont vu l'émergence de l'optique dans le secteur des télécommunications, principalement par le biais des transmissions par fibre optique.

Transmettre l'information par les fibres optiques présente de multiples avantages par rapport aux autres supports de communication :

- Très faible atténuation sur une grande plage de fréquence,
- Faible coût de fabrication,
- Faible encombrement,
- Augmentation de la distance entre répéteurs (amplificateurs optique),
- Insensibilité aux perturbations électromagnétiques,
- Très grande bande passante (12THz)...

Cette évolution dans la transmission par fibre a stimulé le développement de nombreux dispositifs électro-optiques et optoélectroniques ou des circuits monolithiques. Ces dispositifs sont destinés tant à la génération qu'à la transmission ou encore au traitement du signal.

Le besoin de débits toujours plus important pour répondre aux nouveaux services, que ce soit pour les systèmes filaires ou bien hertziens augmente très rapidement. L'évolution des systèmes de télécommunication radiofréquences et optiques nécessite alors la mise au point de technologies innovantes et performantes, contribuant à la conception de nouvelles topologies de composants, de circuits, de transitions entre composants, dédiés à des fonctions spécifiques et à de nouvelles voies d'intégration de ces différents éléments dans un même module.

Ainsi le travail de thèse présenté dans ce manuscrit se situe dans ce contexte :

Le développement et l'aide à la conception de modules électro-optiques et optoélectroniques par des simulations électromagnétiques performantes et outils de conception associés ainsi que la caractérisation de modules monolithiques.

Deux projets (le projet ANR COHDEQ 40, et le projet européen CELTIC 100GET) et une collaboration avec Alcatel-Thales III-V Lab, illustrant cette évolution, ont servi de support à ce travail de thèse :

Le projet COHDEQ 40 (COHerent DEtection for QPSK 40Gb/s systems) a pour objectif de démontrer le potentiel de la détection cohérente associée avec un traitement numérique du signal pour la prochaine génération de systèmes optiques WDM (Wavelength Division Multiplexing) haute capacités, optimisés vis-à-vis des contraintes de transparence et de flexibilité. Il s'agira de concevoir et réaliser des composants optoélectroniques clés, de développer des algorithmes spécifiques et d'évaluer la performance du système. Ce projet a été labellisé en Janvier 2007. Le projet CELTIC 100GET (Cooperation for a sustained European Leadership in Telecommunications) (100 Gbit/s Carrier-Grade Ethernet Transport Technologies) a été labellisé en Octobre 2007. Son objectif est de contribuer au développement de nouvelles capacités de transmission de données sur Ethernet afin d'atteindre le débit de 100 Gbit/s.

Les derniers travaux présentés dans ce manuscrit sont issus d'une collaboration entre Xlim, en particulier l'équipe ESTE du département C2S2 (Composants Circuits Signaux et Systèmes Hautes Fréquences) et Alcatel-Thales III-V Lab. Du point de vue des réseaux filaires optiques, pour répondre à l'accroissement des débits, les technologies FTTH (Fibre To The Home) voient leur déploiement augmenter très rapidement au niveau international. Le Réseau Optique Passif (PON) est la technologie de FTTH retenue à ce jour pour le déploiement. Les objectifs proposés par les organismes de normalisation IEEE et FSAN sont de déployer à moindre coût le 10Gbps dans le réseau d'accès. Du côté hertzien (Wireless), le très haut débit (2Gbit/s) génère d'importantes activités de recherche également. Des technologies émergentes telles que le IEEE802.11n WLAN (sur quelques dizaines de mètres) ou UWB (sur quelques mètres) permettent d'atteindre des débits jusqu'à 300Mbps. Au regard de l'évolution de chacun des domaines, de nombreuses études sont menées sur la convergence RF/optique pour le réseau d'accès. Alcatel Thales III-V Lab a développé entre autre un dispositif amplificateur modulateur miroir (RMEA-SOA) que nous avons testé dans le cadre de cette thèse pour des applications radio sur fibre (RoF). Plus particulièrement, le travail

établi dans ce contexte a consisté à développer un banc expérimental pour montrer l'aptitude de ce composant à transférer un signal WiMax sur fibre.

Le premier chapitre de ce manuscrit est ainsi consacré à une brève présentation de l'histoire des télécommunications. Nous présentons aussi une description de la liaison optique en s'attardant tout particulièrement sur les types de modulation ainsi que sur les modulateurs optoélectroniques et électro-optique et le principe de leur fonctionnement. La présentation des deux projets COHDEQ 40 et CELTIC 100GET sont introduites au cours de ce chapitre.

Dans le cadre de ces projets, nous avons contribué à la conception de modules complexes en appliquant des méthodologies de conception spécifiques. Nous avons également proposé des techniques d'intégration originales pour ce type de composants. Ainsi pour conclure le premier chapitre, nous présentons l'approche de simulation hybride et les techniques de report flip-chip et d'interconnexion que nous serons amenés à utiliser.

Le deuxième chapitre présente en détail les travaux effectués dans le cadre de projet COHDEQ 40 afin d'aider à la conception et l'optimisation d'un modulateur électro-optique « QPSK de type Mach Zehnder – en coupe Z » avec son entourage. Nous traiterons ensuite des phénomènes parasites, qui permettront d'apprécier l'apport des outils électromagnétiques. Enfin nous présenterons une nouvelle approche de connexion entre le modulateur et son entourage afin de réduire l'encombrement et contribuer ainsi à une meilleure intégration de l'ensemble dans un environnement boîtier.

Dans **le troisième chapitre** nous présenterons les différentes études que nous avons effectuées dans le cadre du projet européen 100GET. Ces études concernent l'optimisation de l'intégration du composant EML (Electro-absorption Modulated Laser) par report flip-chip sur un substrat d'accueil dans une bande de fréquence allant jusqu'à 100 GHz en utilisant l'approche hybride qui couple la simulation électromagnétique au circuit, nous présenterons également des études paramétriques pour mettre en évidence l'influence de différents paramètres. Enfin, nous proposerons un modèle simplifié en éléments localisés de ce type de report pour contribuer efficacement à l'optimisation de l'ensemble des dimensions du module.

Le quatrième chapitre est consacré à la caractérisation d'un amplificateur à semi-conducteur suivi d'un modulateur à électro-absorption fonctionnant en réflexion « RMEA-SOA » avec deux signaux différents, un signal NRZ et un signal RF-OFDM. Ces travaux entrent dans le cadre d'une collaboration avec Alcatel-Thales III-V Lab.

Ce chapitre est divisé en deux parties :

Dans la première partie nous décrivons le banc de mesure qui a été intégralement développé dans le cadre de ce travail de thèse afin de caractériser le composant puis nous présenterons les résultats obtenus de la caractérisation avec une modulation NRZ.

Dans la seconde partie, nous définirons la modulation OFDM, ses avantages et ses inconvénients, quelques types de modulations numériques utilisées. Nous définirons également l'EVM (Error Vector Magnitude), SNR (Signal to Noise Ratio) et TEB (Taux d'erreur binaire), permettant d'évaluer la qualité de la transmission du signal dans un système. Puis nous présenterons le banc RF qui permet de générer le signal WiMaX-OFDM. Pour finir, nous présenterons les résultats de la caractérisation de RMEA-SOA modulé avec le signal RF-OFDM.

Enfin, la conclusion de ce manuscrit récapitulera les principaux résultats obtenus au cours de ce travail de thèse. Des perspectives de recherche seront présentées.

Chapitre I

*Evolution des télécommunications et introduction aux
modules optoélectroniques*

Table des matières

<u>Chapitre I</u>: Evolution des télécommunications et introduction aux modules optoélectroniques.....	19
I. Brève histoire des télécommunications	19
I.1. Avant les télécommunications modernes	19
I.2. Le début des télécommunications modernes	20
II. Description d'une liaison optique.....	23
II.1. Introduction	23
II.2. Les architectures utilisées pour FTTH	25
II.3. La modulation des données	29
II.4. La modulation du signal optique par voie électrique	31
III. Les projets ANR COHDEQ 40, CELTIC 100GET	40
III.1. Le projet ANR COHDEQ 40	40
III.2. Le projet européen CELTIC 100GET	42
IV. L'approche hybride et la technologie flip-chip.....	44
IV.1. Introduction.....	44
IV.2. Approche hybride	44
IV.3. Les techniques de report et d'interconnexion des composants.....	45
V. Conclusion.....	48
 Bibliographie – Chapitre I	 50

Chapitre I : Evolution des télécommunications et introduction aux modules optoélectroniques

I. Brève histoire des télécommunications [1]

L'histoire des télécommunications modernes remonte à 1792 et l'invention du premier télégraphe optique.

Le terme **télécommunications** fut inventé en 1904 par Édouard Estaunié ingénieur aux Postes et Télégraphes, directeur de 1901 à 1910 de l'école professionnelle des Postes et Télégraphes.

On entend par télécommunications toute transmission, émission et réception à distance. C'est-à-dire que le but des télécommunications est de transmettre un signal, porteur d'une information (voix, musique, images, données...), par fil électrique, radioélectricité, optique ou autres systèmes électromagnétiques d'un lieu à un autre lieu situé à distance. Autrement dit, la télécommunication est d'abord et avant tout un échange d'informations dans n'importe quel espace donné. La spécificité de la télécommunication, contrairement à une communication ordinaire, est que l'information est véhiculée à l'aide d'un support (matériel ou non), lui permettant d'être transmise sur de longues distances.

Ajoutons enfin que les télécommunications ne sont pas considérées comme une science, mais comme des technologies et techniques appliquées.

I.1. Avant les télécommunications modernes

Les premières traces d'un système de transmission des nouvelles sont relevées en Chine vers le XIII^{ème} siècle avant notre ère.

En Grèce antique, de nombreux moyens de communication ont été imaginés pour informer au plus vite les dirigeants et les citoyens des menaces ou des résultats des guerres que menaient leurs armées.

Un mode courant de communication utilisé chez les Grecs était celui de messagers, qui parcouraient parfois des dizaines de kilomètres pour faire parvenir des informations cruciales à leurs destinataires. Certaines distances pouvaient ainsi être surmontées. Cependant, le temps qu'il fallait pour transmettre l'information restait un inconvénient majeur.

Un autre moyen très répandu chez les Grecs anciens était celui des signaux de feux, décrits entre autres par Homère et Thucydide dans leurs récits. Pour annoncer la bonne nouvelle, les messagers allumaient des feux qui, dans l'obscurité, étaient repérés à des kilomètres à la ronde. Ces feux étaient petit à petit relayés par d'autres postes jusqu'au destinataire final qui en allumait un dernier pour annoncer qu'il avait bien reçu le message.

Des signaux de feux étaient également utilisés à l'époque romaine.

Les Gaulois possédaient leur télégraphe « oral ». Ainsi comme le disait César : « Quand il arrive chez eux quelque événement d'importance, les premiers qui l'apprennent le proclament à grands cris dans la campagne. Ceux qui entendent ces cris les transmettent à d'autres, et ainsi de suite, de village en village ; si bien que la nouvelle traverse la Gaule avec la vitesse de l'oiseau ».

I.2. Le début des télécommunications modernes

Les télécommunications modernes permettent de transmettre de l'image, du son et du texte dans le monde entier.

En 1794, le premier système de télécommunication moderne est apparu : le **télégraphe optique** (cf figure 1) a été conçu par l'ingénieur français Claude Chappe et ses quatre frères.



figure 1. Télégraphe optique [2]

En 1832, l'idée d'un **télégraphe électrique** vient de Samuel Morse, qui invente en parallèle un alphabet propre à son utilisation (le fameux **code Morse**). Testé pour la première fois en 1837, le télégraphe diffuse son premier télégramme public sur la ligne Washington - Baltimore en 1844.

En 1896, le physicien Russe Alexandre Popoff pense ainsi à l'utilisation des ondes hertziennes – découvertes quelques années auparavant par Heinrich Hertz - pour créer la **télégraphie sans fil**.

En 1930 le développement de la télégraphie sans fil et de la radio ont permis l'apparition d'un nouveau système de télécommunication : le **Télex**. Les avantages de ce système sont son faible coût ainsi que sa fiabilité, puisque chaque message reçu peut être confirmé par le destinataire par un mécanisme de réponse automatique. C'est en Allemagne que se développe le premier grand réseau Télex.

Parallèlement à la télégraphie, les télécommunications connaissent au XIXème siècle une autre grande voie de développement avec le **téléphone classique**.

Le **téléphone mobile** est de nos jours un objet inséparable d'une très grande majorité d'individus. Apparu dans le grand public dès les années 1990, son origine remonte pourtant aux années 1940, avec la découverte de la technologie radio. Cependant, ce n'est qu'en 1973 que l'inventeur du téléphone portable, le docteur Martin Cooper, passe son premier appel par ce biais. Le qualificatif de mobile n'apparaît qu'avec le premier téléphone réellement miniaturisé, créé par la marque Motorola, en 1983.

D'autre part, l'apparition du numérique, qui permet la transformation et la transmission de toute information visuelle sous la forme de bits, constitue un des principaux moteurs de la transformation du secteur des télécommunications.

Parallèlement, une autre technique de transmission fit également son apparition au cours des années 1950. Elle était également appuyée sur l'électronique. Il s'agissait de la technique des faisceaux hertziens, notamment les satellites. Le premier satellite (SPOUTNIK 1) a été fabriqué par l'Union Soviétique et il été mis en orbite le 4 octobre 1957 [3].

Parallèlement à l'essor des systèmes satellites, se développèrent de nouveaux supports de transmission : les fibres optiques.

En une dizaine d'années, les systèmes de télécommunications par fibres optiques sont passés du stade de l'expérimentation à celui du développement. L'idée d'utiliser la fibre

optique comme support de propagation remonte au milieu des années 1960. Depuis la fin des années 1980 les fibres optiques se sont imposées.

Nous pouvons distinguer deux types de systèmes de télécommunications : les systèmes hertziens (satellite, radio...) et les systèmes filaires (câble coaxial, fibre optique...).

La figure 2 illustre le schéma général d'un système de communication par liaison hertzienne, et la figure 3, le schéma général d'un système de communication par fibre optique.

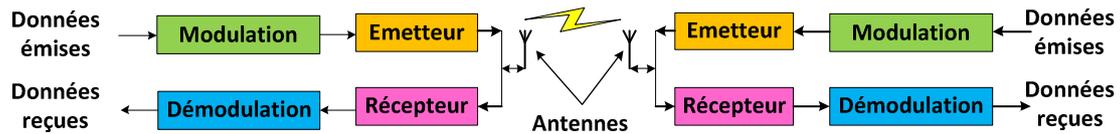


figure 2. Liaison hertzienne [4]

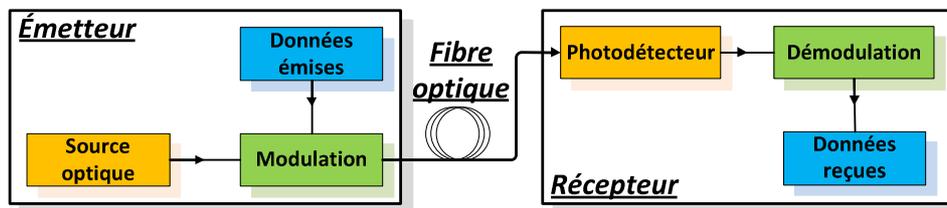


figure 3. Liaison par fibre optique [5]

Ces deux systèmes sont similaires, la différence essentielle réside dans la manière de transmettre l'information : dans le cas du système hertzien, le canal de transmission est l'air, et dans le cas d'une liaison filaire optique, le support de transmission est la fibre optique.

Ce travail de thèse se situe dans un contexte lié à l'évolution des modules RF et optiques utilisés dans la transmission par fibre optique ou pour la convergence RF/optique. Nous allons nous intéresser seulement à la liaison par fibre optique (figure 3). Deux projets ont soutenu ce travail, le projet ANR COHDEQ 40, et le projet européen CELTIC 100GET. Avant de présenter ces deux projets, nous présentons la liaison optique.

II. Description d'une liaison optique

II.1. Introduction

Pour le transport des signaux radio fréquence (RF), des câbles électriques tels que les câbles coaxiaux et les guides d'ondes sont traditionnellement employés seulement pour une distance courte. Des liens photoniques ont été proposés pour remplacer les pertes élevées des câbles coaxiaux et des guides d'ondes dans les liaisons courte distance et pour étendre la distance de transmission au-delà de la capacité des câbles électriques. La fibre optique est un support idéal pour les transmissions haut débit et longue distance compte tenu de ses faibles pertes de propagation. La fibre optique offre aussi des avantages tels que la large bande passante, la souplesse, la légèreté et l'immunité aux interférences électromagnétiques.

L'architecture d'une liaison optique, quelque soit le niveau du réseau auquel elle est destinée, est composée des mêmes briques de base : un émetteur, une fibre optique et un récepteur (cf. figure 3).

Dans une liaison optique, le signal modulé (les données) est fixé sur le support optique (fibre optique) par le processus de modulation (partie émetteur). A la réception nous trouvons un photodétecteur dont le rôle est de détecter l'information imprimée dans la voie optique afin de la convertir en signal électrique, qui est suivi par un démodulateur pour extraire les données. Nous pouvons constater que dans la liaison par fibre optique, nous trouvons des composants clés, tel que le modulateur, ce composant a fait l'objet de la première partie des travaux effectués dans cette thèse. Nous présentons la modulation et les types de modulation utilisés dans le paragraphe II.3.

Il existe plusieurs systèmes de transmission optique, parmi eux le système de transmission avec la technologie WDM (Wavelength Division Multiplexing). Cette dernière est née de l'idée d'injecter simultanément dans la même fibre optique plusieurs trains de signaux numériques à la même vitesse de modulation, mais chacun à une longueur d'onde distincte.

La figure 4 illustre le principe de cette liaison.

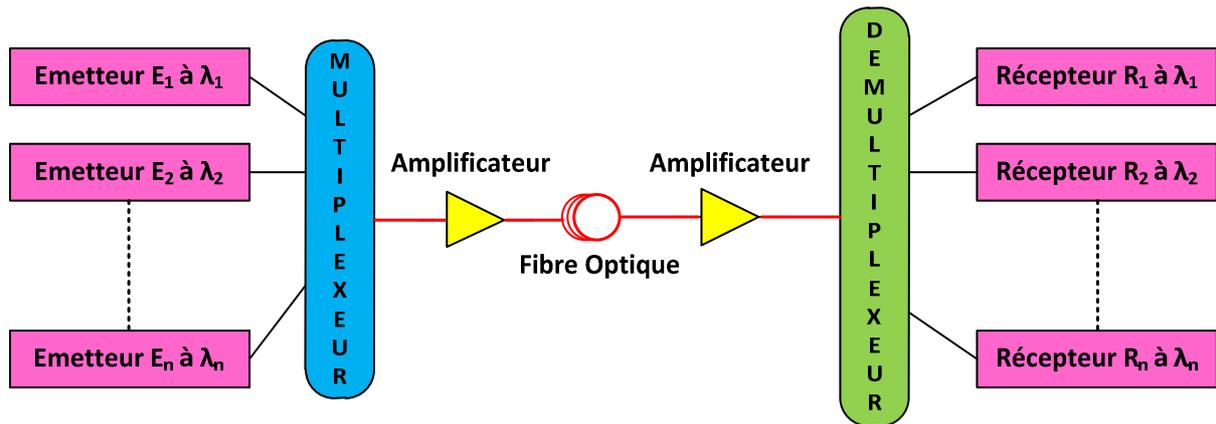


figure 4. Principe d'une liaison WDM

A l'émission, on multiplexe " n " canaux au débit nominal D , à la réception, on démultiplexe le signal global " $n \times D$ " en " n " canaux nominaux.

La technologie WDM est dite dense (DWDM « Dense Wavelength Data Multiplexing ») lorsque la séparation des canaux entre longueurs d'onde voisines est inférieure à 2 nm.

La technologie WDM / DWDM multiplie la capacité de transfert d'informations d'une fibre par le nombre de longueurs d'onde qu'elle transporte.

A chaque multiplexage ou démultiplexage de longueur d'onde, il y a des pertes appelées pertes d'insertion. Pour compenser ces pertes, on utilise un amplificateur à fibre dopée erbium, EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier). Mais il y a d'autres perturbations qui déforment le signal telles que la dispersion, la dispersion modale de polarisation (PMD). En effet, des phénomènes non linéaires qui se produisent lors de la propagation du signal dans la fibre. Il apparaît des risques de diaphonie et de mélange entre canaux. C'est pourquoi la technologie WDM nécessite des amplificateurs tous les 50 à 100 km.

Durant ces dernières années, une nouvelle structure de réseau a été développée, c'est la technologie FTTx (le « x » peut définir le quartier (FTTN pour neighborhood), le pied d'immeuble (FTTB pour building), Le bureau (FTTO pour office) ou encore le domicile (FTTH pour home). Chaque opérateur est bien sûr libre de choisir quel déploiement FTTx il veut mettre en place. Aujourd'hui il semble que la solution FTTH (jusqu'à l'abonné) soit la technologie qui sera la plus répandue (cette technologie consiste à amener la fibre optique au plus près de l'utilisateur, afin d'augmenter le débit transmis, et la distance sur laquelle se fait

cette transmission, mais c'est aussi la technologie la plus coûteuse puisqu'il faut tirer la fibre jusqu'à l'abonné.

	FTTH/B	Totale FTTx ⁽³⁾
Europe de l'ouest ⁽¹⁾	1 806 515	3 471 865
Europe de l'est et centrale ⁽¹⁾	962 165	1 221 558
Amérique du Nord ⁽²⁾	4 805 500	6 390 500
Amérique Latine	2 000	2 000
Asie	26 293 000	43 194 500
Moyen-Orient et l'Afrique	66 100	66 100
Totale du monde	33 935 280	54 346 523
<p>⁽¹⁾West, Est & les pays d'Europe centrale EU27 + Norvège+Suisse+ Islande+Andorre +Luxembourg+ Croatie+Russie</p> <p>⁽²⁾USA, Canada & Mexique</p> <p>⁽³⁾Totale FTTx = FTTH/B + VDSL + FTTLA + FTTx + LAN</p> <p><i>Source : IDATE and FTTH Council Europe</i></p>		

tableau 1. Nombre d'abonnés FTTx dans le monde en Juin 2009

II.2. Les architectures utilisées pour FTTH [6], [7]

Comme le montre le tableau 1 la technologie de FTTH est déjà utilisée en milieux urbains en Asie (80 % du nombre total d'abonnés), aux Etats-Unis (4,8 M d'abonnés FTTH/B), ainsi que dans quelques agglomérations européennes (l'Europe (Russie incluse) ne contient que 8,3% du nombre total FTTH/B du monde). La technologie FTTH définit un type d'infrastructure de communication permettant l'accès à Internet et aux services associés à des débits atteignant de 10 à 1 Gbit/s dans chaque sens, soit des débits très supérieurs à ceux permis sur le cuivre. Comparable au câble dans son installation puisqu'il nécessite la pose de fibres jusqu'à l'abonné, le FTTH est principalement utilisé dans les zones urbanisées.

Il y a des architectures dites passives ou actives, selon la présence ou l'absence d'équipements actifs entre le site central de l'opérateur et les points de desserte.

Nous présentons par la suite les types de déploiement possibles pour le FTTH.

II.2.1. Le point à point passif

Chaque habitation est reliée au central par une fibre qui lui est dédiée de bout en bout (cf. figure 5). Cette organisation est du même type que celle de la boucle téléphonique traditionnelle. Il n'y a donc aucun partage de débit ou de risque de sécurité et elle garantit la possibilité totale de la ligne. En revanche elle nécessite de déployer un nombre important de fibre. De plus, si une nouvelle maison doit être ajoutée, une nouvelle fibre doit être mise en place, donc c'est la solution la plus onéreuse et la plus complexe à mettre en place.

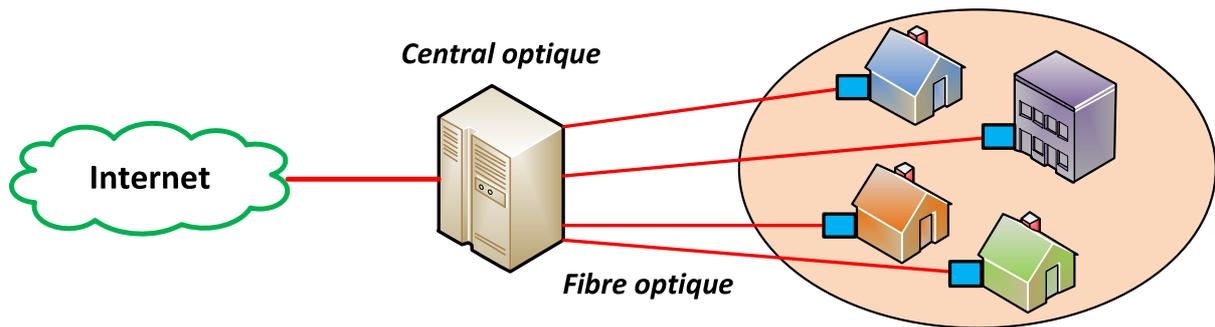


figure 5. Architecture point à point passif.

Les équipements composant l'architecture point à point passive sont :

- **OLT** (Optical Link Terminal) : Il fait le lien entre la partie centrale de l'opérateur et la fibre unique.
- **ONT** (Optical Network Terminal) : Situé chez le client, il fait l'interface entre la fibre issue du coupleur et le modem.

II.2.2. Le point-multipoint passif

Le point-multipoint passif, PON en anglais (Passive Optical Network) est une solution moins coûteuse que le point à point passif. Une fibre unique part du central, passe par un coupleur (ou splitter), et dessert plusieurs habitations. Chaque maison reçoit toutes les informations envoyées par l'équipement central (OLT) qui est filtré par l'équipement récepteur (ONT) de l'abonné (cf. figure 6). Le support physique étant partagé, les flux engendrés par les différents usagers sont dissociés par un étiquetage des données dans le sens descendant, et un partage du temps de parole dans le sens montant.

Les équipements qui composent un PON sont :

- l'OLT.

- le **Coupleur Optique** ou splitter. C'est un équipement passif qui a un fonctionnement identique à un hub. Dans le sens descendant, le coupleur réplique le signal à destination de tous les abonnés. Les données sont étiquetées en fonction du destinataire. Chaque abonné choisira en fonction de l'étiquette si l'information lui est destinée. Dans le sens montant, le coupleur combine les signaux optiques suivant un « partage du temps de parole » (TDM) tel un multiplexeur.

- l'ONT.

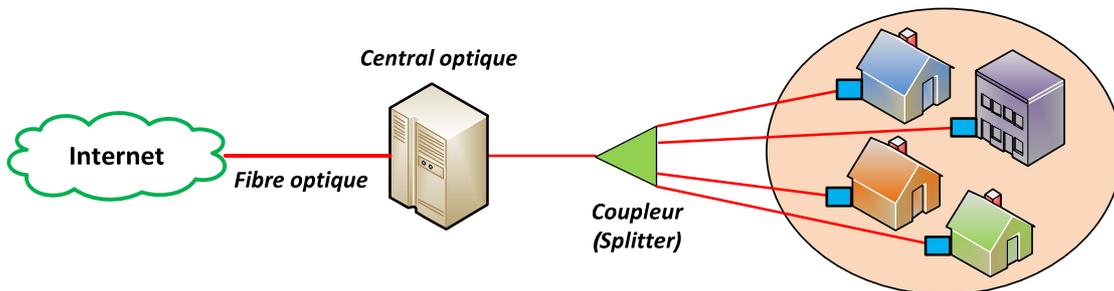


figure 6. Architecture point multipoint passif.

Le coupleur est installé de façon à obtenir un compromis entre la distance jusqu'aux clients et le nombre de clients à desservir. Cette architecture offre l'avantage de limiter le nombre de fibres à déployer mais elle est moins sécurisée.

Parmi les différents standards, l'EPON (Ethernet PON, standard proposé par ITU « International Telecommunication Union ») et le GPON (Gigabit PON, standard proposé par IEEE « Institut of Electrical and Electronics Engineers ») émergent aujourd'hui; ils permettent tous les deux des débits supérieurs au Gbit/s, EPON autorise un débit de 1,25 Gb/s maximum symétrique sur des distances d'une vingtaine de km, à partager entre les 32 utilisateurs possibles pour chaque arbre. Et GPON permet des débits descendants de 2,5 Gb/s et 64 abonnés au maximum pour chaque port OLT. Et en 2009, Alcatel-Lucent a présenté la convergence de l'accès fixe et mobile de nouvelle génération avec une plate-forme 10G GPON offrant une capacité de 10 Gbit/s en liaison descendante et de 2,5 Gbit/s en liaison ascendante (c'est la nouvelle génération de PON).

L'architecture point multipoint permet des économies sur la quantité de fibres à poser et sur le dimensionnement des équipements (par rapport au système point à point). En terme de

débit le Multipoint est plus limité que le système Point à Point, mais au vu des possibilités de la fibre, ce système est un bon compromis.

II.2.3. Le point-multipoint actif

Proche du schéma précédent (cf. figure 6), le coupleur étant remplacé par un commutateur, équipement électronique capable d'aiguiller le signal. Les informations envoyées depuis le central sont traitées par le commutateur, qui les retransmet uniquement sur la fibre de l'abonné destinataire.

II.2.4. Architectures Mixtes

Le déploiement de la fibre optique jusqu'à l'abonné peut s'avérer trop coûteux. L'opérateur peut donc proposer une architecture mixte. Le principe de ce type d'architecture est de faire venir la fibre optique proche de l'abonné (FTTN quartier, FTTB immeuble etc.) et couvrir les derniers mètres avec un réseau cuivre (DSL avec le réseau téléphonique). Cette architecture mixte permet d'étaler les coûts d'installation de la fibre tout en apportant une amélioration immédiate du débit pour l'abonné. Bien entendu on ne pourra obtenir les mêmes débits avec ce type d'architecture qu'avec une architecture FTTH point à point ou point-multipoint.

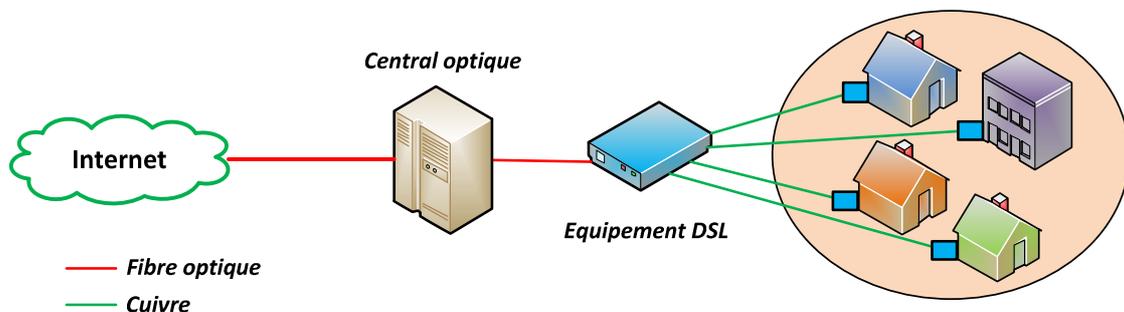


figure 7. Architectures Mixtes.

Comme nous l'avons précisé précédemment, la liaison par fibre optique nécessite des composants clés dédiés à cette liaison, parmi ces composants nous trouvons les modulateurs dits optoélectroniques ainsi que d'autres composants qui eux sont dédiés principalement à la technologie FTTH, nous citons ici les modulateurs à électro-absorption (MEA), les amplificateur à semi-conducteur (SOA), RMEA (modulateur à électro-absorption à miroir), RSOA (amplificateur à semi-conducteur à miroir) et dernièrement nous trouvons le

composant RMEA-SOA c'est-à-dire un amplificateur à semi-conducteur suivi d'un modulateur électro-absorbant fonctionnant en réflexion. L'amplificateur à semi-conducteur permettra au minimum de compenser les pertes du modulateur électro-absorbant et éventuellement d'avoir du gain.

Ce composant (RMEA-SOA) a fait l'objet des travaux que nous allons présenter au court du chapitre IV : le but est de caractériser ce composant dans le cas de deux types de modulation (NRZ et RF-OFDM).

Nous allons maintenant présenter et nous intéresser à la brique de modulation qui est une partie très importante de la liaison par fibre optique.

II.3. La modulation des données [8] - [10]

Afin de transmettre des informations dans les systèmes numériques optiques, il faut graver les données sur le signal lumineux à envoyer dans la fibre. Pour cela, il est nécessaire de réaliser une conversion des données électriques en données optiques. Il existe principalement deux techniques : la modulation directe et la modulation externe.

II.3.1. La modulation directe

La modulation directe consiste à moduler le courant d'alimentation des lasers, entraînant directement la modulation de la puissance lumineuse émise (cf. figure 8) à condition d'utiliser la partie linéaire de la caractéristique $P_{opt} = f(I)$ (cf. figure 9). Toutefois, la puissance disponible est relativement faible et l'usage d'amplificateurs à fibre dopés erbium est nécessaire dans le cas des transmissions longues distances.

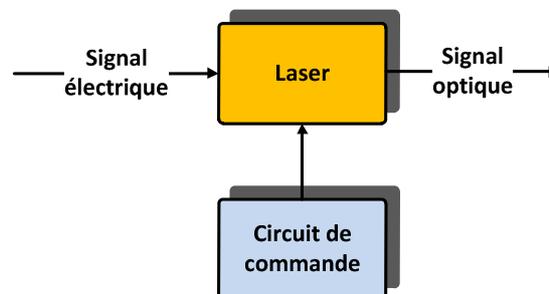


figure 8. Synoptique de la modulation directe.

La figure 9 présente la puissance du laser à moduler, cette caractéristique montre que, un courant rectangulaire (ou sinusoïdal) de modulation directe d'amplitude du courant autour d'un point de fonctionnement statique (I_0 , P_0) résulte en une variation rectangulaire (ou sinusoïdale) d'amplitude de la puissance optique : c'est la modulation d'intensité.

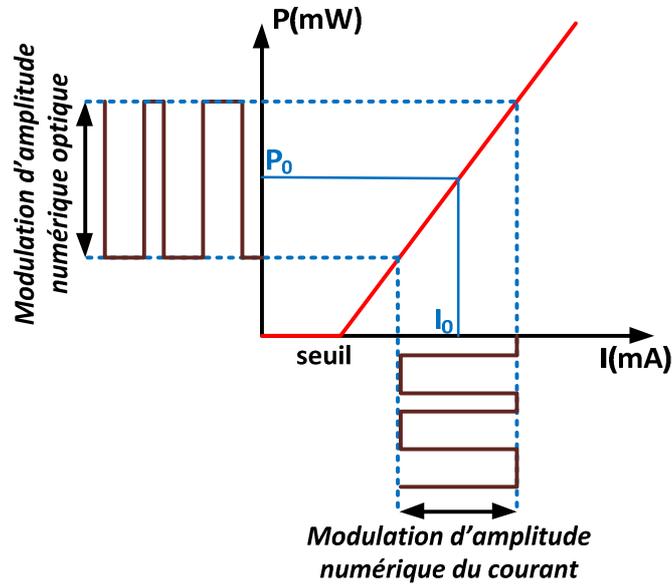


figure 9. Modulation directe d'une diode laser

Pour des débits égaux ou supérieurs à 10 Gbit/s, la modulation directe du laser dégrade la qualité du signal et un phénomène de « chirp » apparaît. Le « chirp » est un glissement en fréquence qui dépend de l'amplitude de la modulation. Si on ajoute ce phénomène de chirp à la dispersion chromatique de la fibre optique, une dégradation du signal transmis (élargissement des impulsions) est engendrée d'autant plus importante que la distance à couvrir est grande. Pour cette raison, il est préférable d'utiliser un laser émettant une puissance optique continue et un modulateur externe pour les transmissions sur de longues distances.

II.3.2. La modulation externe

Dans le cas de la modulation externe, le laser n'est plus modulé et il est suivi d'un dispositif qui réalise lui-même la modulation de la puissance optique : le **modulateur externe** (figure 10). Cela permet en particulier de s'affranchir des problèmes de modulation de fréquence qui apparaissent dans la modulation directe (chirp).

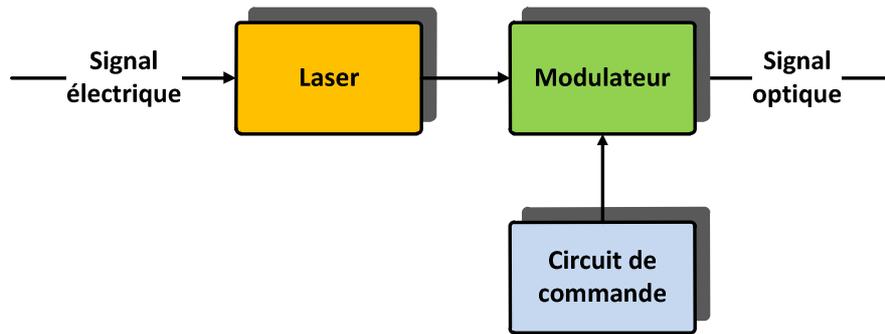


figure 10. Synoptique de la modulation externe.

II.3.3. Comparaisons entre les deux types de modulations

La modulation externe présente, par rapport à la modulation directe, une bande passante plus large et une meilleure dynamique.

Alors que la modulation directe a l'avantage d'être plus simple, puisqu'elle n'utilise que la source optique (le laser), contre une source et un modulateur pour ce qui concerne la modulation externe. Cette solution est donc moins coûteuse et sera préférée dans le cadre du réseau d'accès optique.

En ce qui concerne la modulation externe, et suivant l'application, nous pouvons distinguer deux types de modulateurs : les modulateurs électro-optiques et les modulateurs à électro-absorption.

Nous allons maintenant présenter ces deux types de modulateurs dans le paragraphe suivant.

II.4. La modulation du signal optique par voie électrique [8], [11]

Comme nous l'avons déjà précisé, le modulateur permet de transformer les données électriques en données optiques. Pour cela deux types de modulateurs sont classiquement utilisés dans les télécommunications sur fibre optique : le modulateur à électro-absorption (EAM : Electro-Absorption Modulator ou MEA en français) et le modulateur électro-optique (EOM : Electro-Optic Modulator).

II.4.1. Le modulateur à électro-absorption [8]

Le principe de fonctionnement d'un modulateur à électro-absorption est basé sur la modification du spectre d'absorption d'un semi-conducteur soumis à un champ électrique (cf.figure 11). Cet effet permet de moduler la source lumineuse et est connu sous le nom d'effet Franz-Keldysh [12] dans un matériau massif et d'effet Stark confiné dans un matériau quantique.

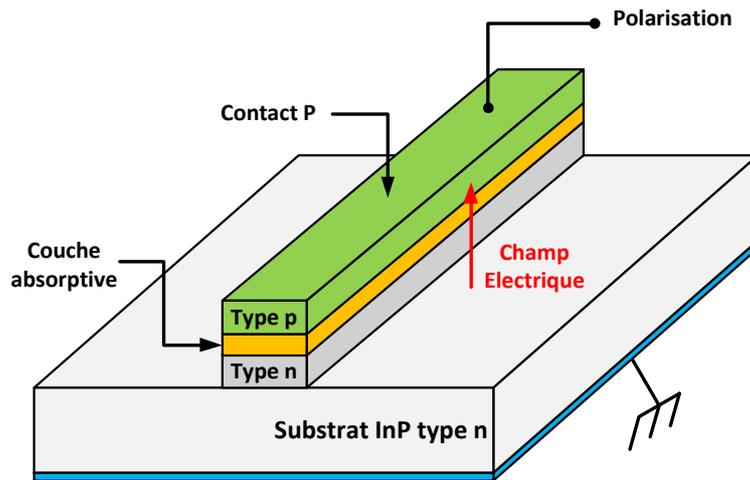


figure 11. Schéma simplifié du modulateur à électro-absorption

L'un des principaux avantages d'un modulateur à électro-absorption réside dans le fait qu'il peut être réalisé dans le même semi-conducteur que celui utilisé pour fabriquer le laser et donc de faciliter leur intégration sur la même puce (intégration monolithique). Ces ensembles sont appelés EML (Electroabsorption Modulated Laser) [13], [14] (nous présentons ce composant EML en détail dans le chapitre 3). Par ailleurs, il est possible d'intégrer la fonction « driver de modulateur » sur la puce contenant la fonction « laser » et la fonction « modulateur ».

L'application d'une tension électrique au guide d'onde qui constitue le modulateur optique permet d'obtenir l'extinction du signal optique par effet Franz-Keldysh. Cette tension de commande est typiquement de 3 V crête à crête. Elle est deux fois plus faible que celle nécessaire pour produire le même effet pour un modulateur électro-optique (cf. § II.4.2). Par conséquent ce type de modulateur nécessite un étage d'amplification électrique (circuit de commande du modulateur) beaucoup moins performant en termes de puissance de sortie que son « concurrent ».

En d'autres termes, un modulateur électro-absorbant en onde guidée est assimilable à une diode PIN dont la zone intrinsèque contient le matériau électro-absorbant. Un champ électrique est appliqué au matériau électro-absorbant en polarisant la diode PIN en inverse. En régime absorbant le modulateur se comporte comme une photodiode, avec génération de photocourant.

A l'heure actuelle, on trouve des modulateurs à électro-absorption offrant une bande passante de 40 GHz [15]. Toutefois les modulateurs électro-optiques procurent une qualité de signal optique supérieure nécessaire aux transmissions longues distances.

Le MEA est disponible commercialement pour des débits supérieurs à 40 Gbit/s ce qui est largement suffisant dans le cadre de l'accès [16]. Néanmoins ce composant est coûteux puisque les prix à l'unité atteignent 10k€ pour un 40 Gbit/s. Pour un 10 Gbit/s, le prix descend à environ 2 k€, avec une marge de baisse raisonnable pour les MEA intégrés avec d'autres composants (laser par exemple) car le couplage puce-fibre est un des points sensibles qui nécessite du temps à l'assemblage et donc augmente le prix du composant. La limite de cette technique vient des pertes d'insertion du modulateur (10 dB au minimum), or le signal doit faire un aller-retour OLT-ONU-OLT, ce qui fait un budget de liaison difficile, voire impossible à tenir. Un amplificateur à semi-conducteur est donc généralement associé au modulateur à électro-absorption pour compenser ces pertes. Des dispositifs sont en cours d'élaboration chez certains fabricants [17], [18], intégrant sur le même substrat un modulateur à électro-absorption et un amplificateur à semi-conducteur afin d'avoir un composant minimisant les pertes de couplage et pouvant donc avoir du gain optique.

Des modulateurs à électro-absorptions fonctionnant en réflexion ont été développés pour avoir des ONUs réfléchissants. L'inconvénient de ce composant est que le signal passe deux fois à travers le matériau absorbant et que les pertes sont donc très importantes. Il faut donc obligatoirement associer le modulateur à électro-absorption réfléchissant à un amplificateur à semi-conducteur (REAM-SOA) [19].

II.4.2. Le modulateur électro-optique - Interféromètre Mach Zehnder [8], [9], [20] - [24]

Le modulateur électro-optique permet le couplage entre un signal RF se propageant sur une ligne coplanaire et un signal optique se propageant dans un guide optique sous la ligne

coplanaire. Le principe de fonctionnement de ce dernier est quant à lui basé sur la modification de l'indice de réfraction du matériau sous l'effet d'un champ électrique [20].

Lorsque la variation de l'indice est proportionnelle au champ appliqué ce phénomène est appelé effet électro-optique linéaire ou encore effet Pockels et lorsque la variation de l'indice est proportionnelle au carré du champ c'est l'effet Kerr. Cet effet électro-optique dépend des orientations du champ électrique et de la polarisation du champ optique par rapport aux axes cristallographiques du matériau. Le cristal le plus utilisé pour les modulateurs en onde guidée est le Niobate de Lithium (LiNbO_3), en raison de son fort effet électro-optique, ce dernier est caractérisé par son tenseur électro-optique $[r_{ij}]$ de dimensions 6×3 :

$$[r_{ij}] = \begin{pmatrix} 0 & -r_{22} & r_{13} \\ 0 & r_{22} & r_{13} \\ 0 & 0 & r_{33} \\ 0 & r_{42} & 0 \\ r_{42} & 0 & 0 \\ -r_{22} & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Avec : $r_{33} = 30.8 \text{ pm/V}$, $r_{42} = 28 \text{ pm/V}$, $r_{13} = 8.6 \text{ pm/V}$, et $r_{22} = 3.4 \text{ pm/V}$.

La plupart des modulateurs électro-optiques exploitent l'effet Pockels à l'aide d'un interféromètre de type Mach-Zehnder (cf. figure 12), qui présente deux jonctions Y : la première permet de séparer de manière équilibrée la puissance sur les deux bras de l'interféromètre; elle se prolonge ensuite sur deux bras parallèles, non soumis au même champ électrique. Des électrodes permettent par effet électro-optique, de modifier l'indice de réfraction des deux bras. Il est alors possible de déphaser les ondes se propageant dans chacun des bras, l'une par rapport à l'autre.

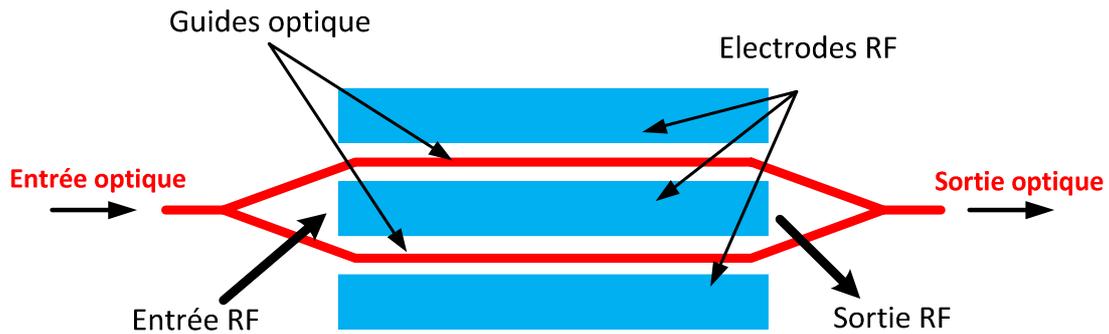


figure 12. Schéma de principe d'un modulateur externe de type Mach-Zehnder

Suivant la différence de marche (phase relative) introduite par la tension V , les deux faisceaux interfèrent de manière constructive (toute la puissance optique est disponible en sortie, équivalente à un « 1 ») ou de manière destructive (aucune lumière n'est présente en sortie du guide, équivalente à un « 0 »).

Il existe deux types de modulateurs, le modulateur en coupe X et le modulateur en coupe Z, qui diffèrent par le positionnement des guides optiques par rapport aux électrodes RF.

II.4.2.2. Modulateur LiNbO3 en coupe X [8],[25],[26]

Dans le cas d'un modulateur en coupe X, afin d'exploiter le plus grand coefficient électro-optique du Niobate de Lithium ($r_{33} = 30.8 pm/V$), il faut que les champs électriques et optiques soient polarisés suivant l'axe Z du cristal. Ceci implique que le champ électrique, tout comme le champ optique, soit parallèle au plan du modulateur en coupe X sur la zone des guides optiques. On dit que la polarisation est TE (Transverse Electrique). La direction de propagation est alors la direction Y. Ces conditions de polarisation et donc les zones de recouvrement sont obtenues en plaçant les guides optiques entre les électrodes de modulation RF.

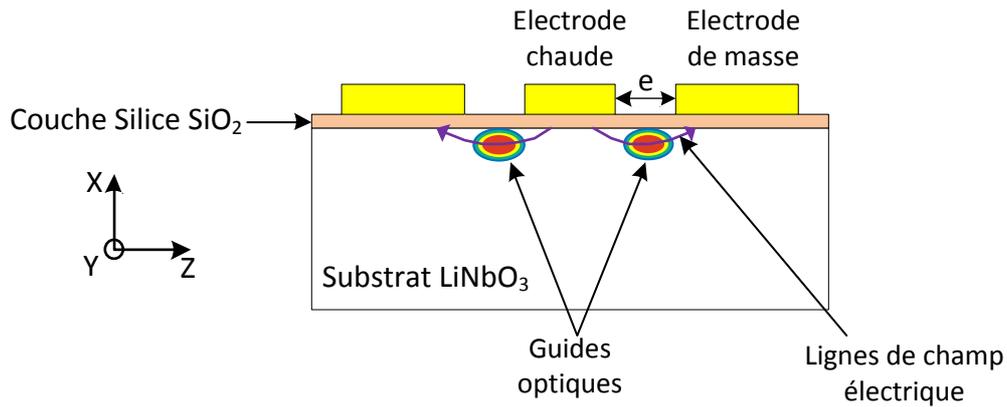


figure 13. Vue transversale d'un modulateur en coupe X, Single drive.

La tension nécessaire pour faire passer l'intensité de sortie d'un maximum à un minimum est appelée tension de commande ou tension demi-onde V_{π} . Pour un modulateur en coupe X cette tension s'écrit sous la forme suivante :

$$\text{équation 1} \quad V_{\pi} = \frac{\lambda e}{2.r_{33}.n^3.\Gamma.L}$$

Avec

r_{33} : Coefficient électro-optique.

λ : Longueur d'onde optique.

n : Indice de réfraction optique considéré.

L : Longueur de l'électrode en interaction avec le guide optique.

Γ : Coefficient de recouvrement des composants optiques et électriques.

e : Distance entre les électrodes.

L'intérêt de modulateur LiNbO₃ en coupe X est qu'il n'y a pas d'électrode en contact avec le guide optique d'où une limitation des pertes. Un des inconvénients est de maintenir e élevé, ce qui a tendance à conduire à des valeurs de V_{π} importantes.

II.4.2.3. Modulateur en LiNbO₃ en coupe Z [8] - [25]

Dans ce cas l'axe Z du cristal est perpendiculaire au plan du modulateur. Afin d'exploiter le plus grand coefficient électro-optique du niobate de lithium (r_{33}), les électrodes doivent être placées au-dessus des guides optiques (figure 13), et ainsi, le champ électrique est parallèle à l'axe Z du cristal sur la section des guides optiques. Ainsi, c'est le champ magnétique qui est parallèle au plan du modulateur : on dit que le mode de polarisation est TM (Transverse Magnétique).

Un modulateur LiNbO₃ en coupe Z est asymétrique : l'asymétrie des champs électriques appliqués, fait que les ondes se propageant sur les deux bras de l'interféromètre sont soumises à un déphasage différent. Cette asymétrie entre les deux bras optiques entraîne un phénomène non désirable, appelé phénomène de « chirp », qui est gênante pour les télécommunications à haut débit.

Les recouvrements entre les champs électriques et optiques sont différents sous l'électrode centrale et sous les plans de masse ($\Gamma_1 \neq \Gamma_2$).

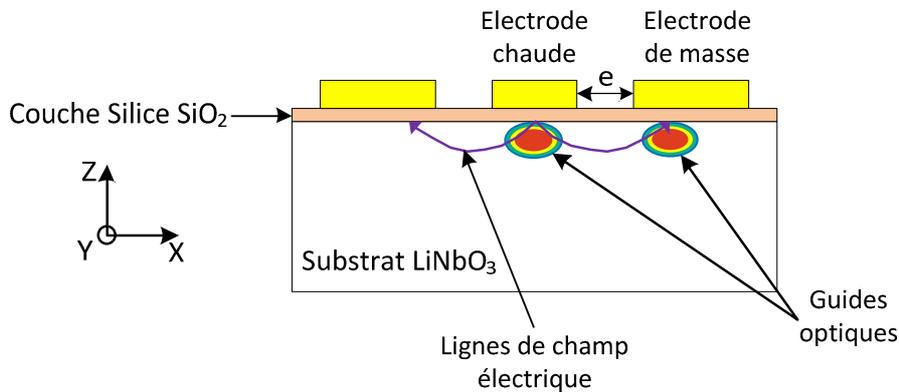


figure 14. Vue transversale d'un modulateur en coupe Z, single drive.

Pour un modulateur en coupe Z, la tension de commande s'écrit sous la forme suivante :

$$\text{équation 2} \quad V_{\pi} = \frac{\lambda e}{2.r_{33}.n^3.(\Gamma_1 + \Gamma_2).L}$$

D'après les deux équations (équation 1 et équation 2), nous remarquons que la tension de commande V_{π} du modulateur LiNbO₃ en coupe Z est inférieure à celle en coupe X

II.4.2.4. Autres configurations

Il existe d'autres configurations de modulateurs de type Mach-Zehnder sur niobate de lithium que celles que nous venons de voir (en coupe X et Z en configuration « single drive »). Nous parlons des modulateurs en coupe X et Z en configurations « dual-drive », cette configuration consiste à utiliser deux électrodes centrales.

Nous présentons sur la figure 15 le modulateur de type Mach-Zehnder sur niobate de lithium en coupe X et sur la figure 16 le modulateur Mach-Zehnder sur niobate de lithium en coupe Z, et en configuration « dual-drive ».

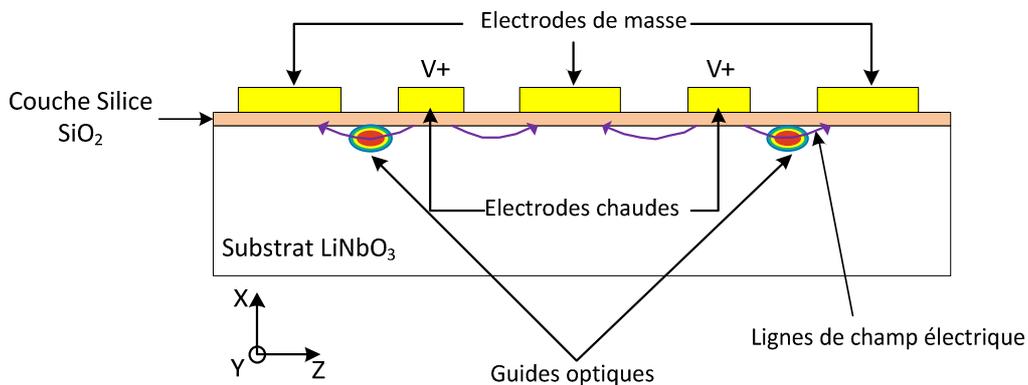


figure 15. Vue en coupe d'un modulateur Mach-Zehnder LiNbO₃ en coupe X, avec une structure à dual driver (« dual-drive »)

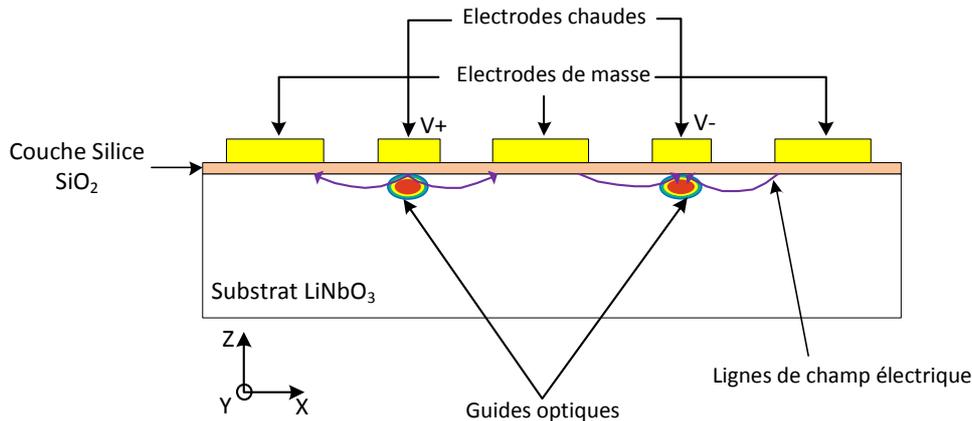


figure 16. Vue en coupe d'un modulateur Mach-Zehnder LiNbO₃ en coupe Z, avec une structure à double driver (« dual-drive »)

Dans le cas de la coupe X (figure 15), chacun des bras du Mach-Zehnder est placé dans le gap de deux lignes coplanaires différentes. Le but est toujours d'avoir un champ électrique de modulation de sens opposé dans chacun des deux bras et il est possible d'alimenter les

deux lignes coplanaires avec deux tensions en phase ou en opposition de phase. Dans chacun des cas, il suffit de placer les bras du Mach-Zehnder dans les bons gaps de manière à avoir une interaction de signe contraire dans chaque bras : avec deux signaux électriques en phase il convient de placer chaque bras du Mach-Zehnder dans les gaps opposés à la ligne chaude de chaque ligne coplaire, et avec deux signaux en opposition de phase il convient de les placer du même côté de la ligne chaude de chaque ligne coplaire. Dans le cas de la coupe X en configuration « dual-drive », la symétrie des guides optiques par rapport aux électrodes conduit à un recouvrement identique dans chacun des deux bras, et ainsi la tension de commande V_{π} est identique à celle obtenue en coupe X en configuration « single drive ».

La différence entre les deux configurations « single drive » et « dual drive », est donc seulement l'utilisation d'un ou de deux drivers, et par conséquent la structure « dual-drive » en coupe X n'a que peu d'intérêt.

Dans le cas de la coupe Z (figure 16), la configuration « dual drive » consiste à placer les deux guides optiques constituant les bras du Mach-Zehnder, sous chacune des électrodes chaudes des deux lignes coplanaires et d'exciter les lignes coplanaires avec des signaux en opposition de phase. Ainsi, dans cette configuration, on bénéficie d'un fort taux de recouvrement entre les composantes verticales des champs de modulation et le champ lumineux sous les électrodes chaudes. En effet, le positionnement des guides optiques sous les électrodes chaudes des lignes coplanaires conduit à la fois à symétriser les recouvrements optiques/électriques et à les augmenter. Les recouvrements sont donc identiques et maximisés : $\Gamma_1 = \Gamma_2 = \Gamma_{Zdual-drive}$

La tension de commande V_{π} dans la configuration coupe Z « dual-drive » est donc la suivante:

$$\text{équation 3} \quad V_{\pi} = \frac{\lambda e}{2.r.n^3.\Gamma_{Zdual-drive}.L}$$

En coupe Z, et par comparaison avec la configuration « single drive », la configuration « dual-drive », permet d'augmenter le recouvrement optique/électrique dans le deuxième bras du Mach-Zehnder, et ainsi de diminuer les tensions de commande. Il faut également noter que la symétrie des recouvrements dans les deux bras du Mach-Zehnder tend à faire chuter le chirp fréquentiel.

Nous notons aussi une nouvelle configuration qui a vu le jour ces dernières années, nous parlons des modulateurs de type Mach-Zehnder en configurations : « quadri-drive » soit en coupe X ou en coupe Z, cette dernière configuration consiste à utiliser quatre électrodes centrales. Nous pouvons observer sur la figure 17 une coupe transversale du modulateur de type Mach-Zehnder en configuration quadri-drive.

Nous allons nous intéresser à ce type de modulateur par la suite.

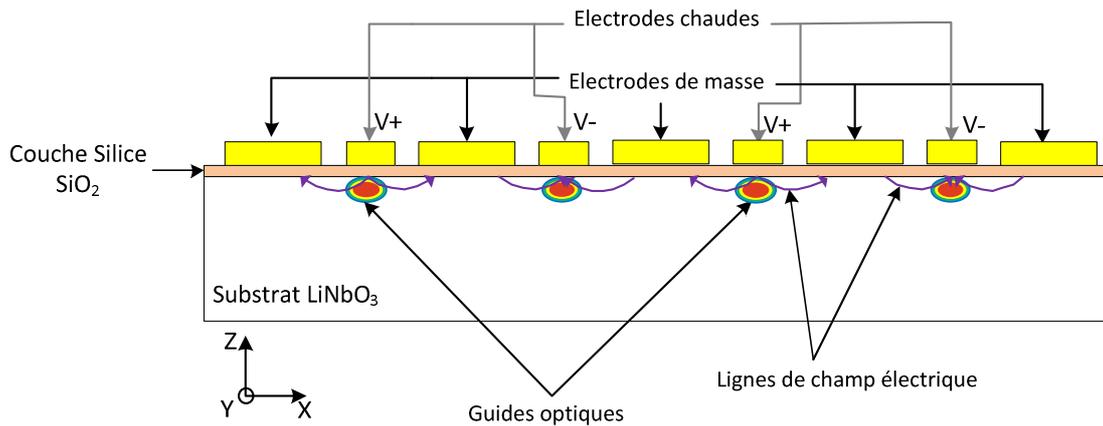


figure 17. Vue en coupe d'un modulateur Mach-Zehnder LiNbO3 en coupe Z, avec une structure à quadri-driver (« quadri-drive »)

Après avoir présenté de manière générale les différents types de modulation ainsi que les modulateurs qui peuvent être utilisés pour chaque type de modulation, nous allons nous intéresser aux deux projets qui ont, en grande partie fait l'objet de cette thèse, nous commençons par le premier COHDEQ 40 (COHERent DETECTION for QPSK 40Gb/s systems) puis nous définissons le projet européen CELTIC 100GET

III. Les projets ANR COHDEQ 40, CELTIC 100GET

III.1. Le projet ANR COHDEQ 40

III.1.1. Introduction

Le projet COHDEQ 40 est un projet développé dans le cadre de l'Agence Nationale de la Recherche (ANR), labellisé en janvier 2007.

Les partenaires impliqués dans ce projet sont les suivants : ALCATEL-LUCENT, ALCATEL-THALES III-V LAB, GET/INT Evry, INRIA, KYLIA, PHOTLINE et Université de Limoges (Département MINACOM / XLIM CNRS).

III.1.2. Objectifs du projet

Le projet COHDEQ 40 doit démontrer le potentiel de la détection cohérente associée avec un traitement numérique du signal pour la prochaine génération de systèmes optiques WDM haute capacité, optimisés vis-à-vis des contraintes de transparence et de flexibilité. Il s'agira de concevoir et de réaliser des composants optoélectroniques clés, de développer des algorithmes spécifiques et d'évaluer la performance du système. L'association de la détection cohérente avec un traitement numérique du signal permet en effet de compenser les distorsions linéaires du signal (notamment la dispersion chromatique et la dispersion modale de polarisation (PMD)). La détection cohérente rend également possible la transmission de formats de modulation complexes comme la QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) qui correspond à un codage sur 4 niveaux de phase.

Le premier objectif du projet est d'optimiser les algorithmes de traitement du signal nécessaire. Et le deuxième objectif est de réaliser des composants optoélectroniques clés pour la réalisation d'émetteur-récepteur utilisant cette technologie. L'évaluation au niveau du système de transmission optique et l'étude technico-économique constituent le troisième et le dernier objectif majeur du projet COHEDQ 40.

Nos travaux sont situés dans le cadre du développement et de l'aide à la conception du module électro-optique choisi pour ce projet. Nous détaillons ces travaux effectués dans le chapitre II.

III.1.3. Inscription de la thèse dans le projet

Le travail réalisé au cours de cette thèse dans le cadre du projet COHDEQ 40 a consisté en différentes études. Ces études ont porté essentiellement sur le modulateur électro-optique de type Mach-Zehnder à quatre bras sur substrat en niobate de lithium (LiNbO₃). Le choix des quatre bras est justifié par le fait que nous voulons une modulation QPSK à quatre phases.

Nous avons vu dans le paragraphe II.4.2 le principe de fonctionnement de l'interféromètre Mach-Zehnder. Des études ont été effectuées sur les « tapers » d'entrées du modulateur sur un substrat de niobate de lithium ainsi que sur les transitions entre les drivers

et les « tapers » de ce dernier. Pour terminer le chapitre II, nous présentons une étude de faisabilité concernant une nouvelle technologie appliquée à l'intégration du modulateur dans son fonctionnement.

Ces différentes études concernant le modulateur électro-optique, ont été effectuées en collaboration étroite avec Photline.

III.2. Le projet européen CELTIC 100GET

III.2.1. Introduction

Le projet européen 100GET (100 Gbit/s Carrier-Grade Ethernet Transport Technologies), labellisé en Octobre 2007, est un projet qui entre dans le cadre de programme de recherche de CELTIC (Cooperation for a sustained European Leadership in Telecommunications) [27] du réseau européen EUREKA qui favorise la coopération entre les entreprises et les chercheurs en Europe pour commercialiser la recherche et le développement technique.

III.2.2. Objectifs du projet

L'objectif du projet 100GET est de développer la capacité de transmission des données sur Ethernet afin d'atteindre le débit de 100 Gbit/s.

Ce projet est une coopération entre la Suède, la France et l'Allemagne. On compte une trentaine de partenaires dont Ericsson, Nokia Siemens Networks, Alcatel-Lucent Germany, Deutsche Telekom et ADVA Optical Networking. En Suède, citons aussi Acreo, SP Devices. Le projet est cofinancé par VINNOVA (agence gouvernementale suédoise dont la mission est de financer la recherche et le développement centrés sur les besoins du marché et le secteur industriel), le ministère allemand chargé de l'Éducation et de la Recherche ainsi que le ministère français de l'Économie, des Finances et de l'Industrie [28].

Le projet 100GET est découpé en cinq sous-projets qui sont présentés de la manière suivante :

Sous-projet 1 : le premier sous-projet est « *100-GET-AL* ». Il vise des architectures, des concepts, des technologies et des implémentations de prototypes pour une solution souple ainsi qu'un réseau de transport souple, efficace, fiable et des services de transmission indépendants qui remplissent les conditions et les exigences de futures générations d'Internet.

Les partenaires impliqués dans ce sous projet sont les suivants : Alcatel-Lucent Deutschland AG Germany qui est le leader de ce sous-projet, Alcatel Thales III-V Lab France, Fraunhofer Institute for Telecommunications Heinrich-Hertz-Institut Germany, IntexyS SA France, MICRAM Microelectronic GmbH Germany, u2t Photonics AG Germany et l'Université de Limoges département MINACOM XLIM/CNRS France.

Sous-projet 2 : l'objectif du deuxième sous-projet « *100-GET-E3* » est d'étudier et travailler sur le réseau optique pour Ethernet et le réseau de transport DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing) contenant les attributs classiques de la technologie de réseau Ethernet à faible coût et facile à utiliser.

Sous-projet 3 : le sous projet « *100GET-ER* » développera des solutions innovantes et avantageuses au réseau, au système et au niveau des nouveaux composants pour 100GbE.

Sous-projet-4 : l'objectif du sous-projet 4 « *100GET-Metro* » est d'étudier la technologie de transport de 100 Gb/s pour des applications de réseau métropolitain.

Sous-projet 5 : l'objectif principal du « *100GET-Es* » est de valider le transport bout en bout d'Ethernet du porteur 100GbE, d'une perspective architecturale et expérimentale.

III.2.3. Inscription de la thèse dans le projet

Après avoir donné une idée sur chaque sous projet nous allons nous intéresser maintenant au sous projet « 100GET-AL » auquel mon travail de thèse a contribué.

Le travail réalisé au cours de cette thèse dans le cadre du projet 100GET a consisté à étudier et à optimiser le montage flip-chip entre un substrat d'accueil et un composant optoélectronique intégré qui contient à la fois un modulateur à électro-absorption et un Laser (EML) montés sur le même substrat. Une méthodologie de conception basée sur des co-simulations électromagnétiques et circuit a été appliquées dans le cadre de ce travail.

Pour cette partie de thèse, nous avons travaillé en collaboration étroite avec Alcatel Thales III-V Lab.

Comme nous l'avons souligné, dans le cadre des deux projets (COHDEQ 40 et 100GET) nous avons d'une part appliqué une approche hybride (électromagnétique/circuit) de conception et d'autre part cherché à utiliser la technologie de report flip-chip.

Nous proposons maintenant de décrire de manière générale l'approche hybride et l'avantage de la technologie flip-chip par rapport à d'autres techniques de connexion.

IV. L'approche hybride et la technologie flip-chip

IV.1. Introduction

Pour satisfaire aux besoins de conception des deux projets ANR et CELTIC, nous avons appliqué une approche hybride qui couple des simulations électromagnétiques avec des mesures ou bien avec des simulations circuits.

Cette méthodologie a été appliquée à l'étude de reports flip-chip suivant différentes contraintes électriques et d'encombrement.

IV.2. Approche hybride : [8], [29] - [32]

Le but de la co-simulation EM/Circuit est de réduire la complexité de calcul d'un système complet. Cette approche consiste à coupler à l'aide d'outils appropriés, une simulation EM représentant le domaine passif, à une modélisation circuit du domaine actif.

Il faut noter ici que l'utilisation d'accès localisés est indispensable pour l'intégration du domaine actif dans l'analyse hybride. La figure 18 décrit de manière simplifiée la méthode utilisée.

Nous obtenons la réponse globale du système complet, en reliant la réponse des différents composants dans leur environnement, à la partie distribuée (domaine passif), caractérisée par la simulation électromagnétique. Le chaînage de l'ensemble des contributions est réalisé à l'aide d'un logiciel de type circuit tel que HPADS au travers d'accès localisés placés judicieusement dans la description du domaine passif. Les composants sont caractérisés par leur modèle électrique ou des fichiers de paramètres [S], issus de mesures ou de simulations diverses (électromagnétiques, de type circuit).

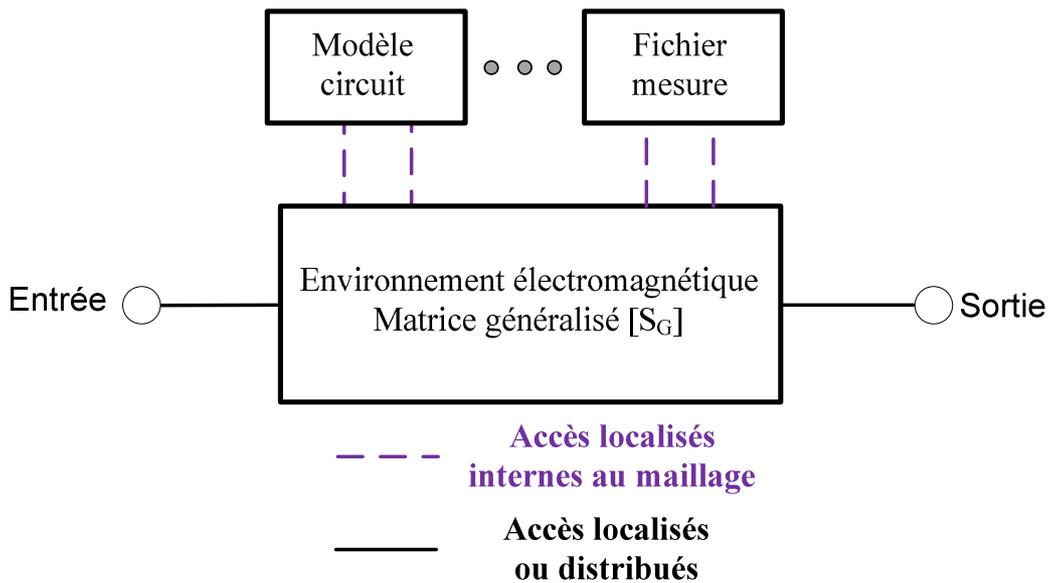


figure 18. Modèle hybride (EM/Circuit)

Cette approche est un outil d'analyse, de conception et d'optimisation efficace et rigoureux avant la phase de réalisation et fabrication. Elle contribue ainsi à une réduction des dispositifs de test par une meilleure appréhension des phénomènes physiques régissant le fonctionnement d'un dispositif donné.

IV.3. Les techniques de report et d'interconnexion des composants [11]

Afin d'assurer une solidité mécanique aux dispositifs, les puces sont en général collées ou brasées sur un substrat, lui-même collé sur le boîtier, ou sur un support métallique. Les colles utilisées ont la particularité de posséder une bonne conductivité thermique. Ensuite il est nécessaire de relier les plots d'accès radio fréquence de la puce aux lignes de transmission ou d'alimentation et d'assurer une bonne continuité en ce qui concerne la propagation du signal. Différentes techniques ont été développées et les deux les plus répandues industriellement (le câblage filaire et le montage de type flip-chip) sont présentées ci-après.

IV.3.1. Le câblage filaire « *Wire Bonding* »

Le câblage filaire est le procédé d'interconnexion le plus ancien et le plus ordinaire dans le monde de l'industrie car il est bien maîtrisé. La liaison entre les plots de la puce et les lignes est effectuée à l'aide de fils d'or ou d'aluminium de petit diamètre (typiquement 17 ou

25 μm). Suivant la connexion à réaliser, deux techniques sont possibles : le « ball bonding » et le « wedge bonding » :

Le « ball bonding » consiste à déposer sur la puce et à souder par thermo compression ou par ultrasons une boule formée à l'extrémité d'un fil, son autre extrémité étant placée sur la ligne de transmission, par exemple, pour effectuer la seconde soudure (cf. figure 19 (a)).

Dans le cas « wedge bonding », le fil est amené sur le plot à souder et la soudure est réalisée en combinant pression et vibrations ultrasonores. De la même manière on soude la seconde extrémité du fil (cf. figure 19 (b)). Cette technique peut également être utilisée pour câbler des rubans.

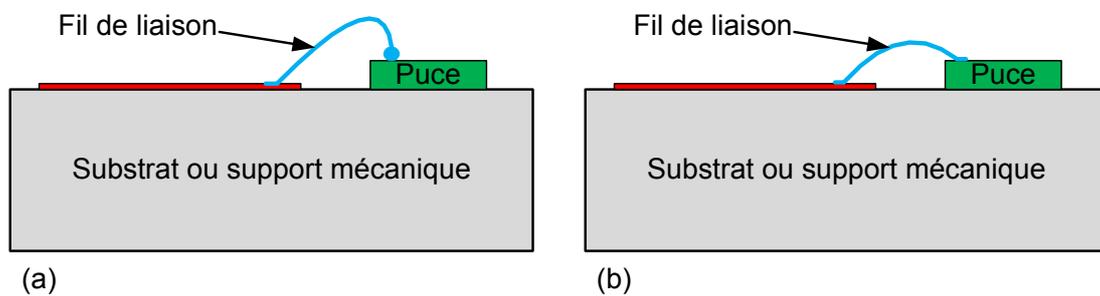


figure 19. Les deux techniques de câblage filaire – (a) le ball bonding, (b) le wedge bonding

L'ajout de ces fils introduit aux hautes fréquences un effet selfique que nous abordons au Chapitre II. Citons parmi des effets non désirables le rayonnement du fil. Une alternative souvent préférée à très hautes fréquences, au-delà de 40 GHz, est de remplacer le fil par un ruban d'or de section rectangulaire plus importante (largeur de 80 μm typiquement). Ceci permet d'obtenir une connexion moins inductive et moins rayonnante.

L'autre technique, bien que plus coûteuse, est de monter la puce en flip-chip

IV.3.2. Technologie flip-chip [33]

Avec la montée en fréquence, les méthodes de connexion de la puce jouent un rôle essentiel pour les performances d'un dispositif. C'est pourquoi, une nouvelle technique de report, appelée flip-chip, a été mise en avant. En comparaison avec le câblage filaire standard, le montage flip-chip permet d'améliorer non seulement les pertes d'insertion, mais également la dissipation de puissance. Grâce à ces performances électriques et thermiques, ce type de montage est particulièrement adapté aux applications millimétriques.

Le montage en technologie flip-chip est coûteux et n'est envisagé que dans les dispositifs dont le débit est supérieur à 40 Gbit/s et pour lesquels l'effet selfique introduit par les fils d'interconnexion (fils de liaisons) devient problématique.

La technique du report flip-chip n'est en fait pas une nouvelle technologie. Elle a été développée par IBM dans les années soixante. Elle reste néanmoins beaucoup moins utilisée que la technologie filaire, en raison d'un coût encore trop élevé, en particulier dans le cas de faibles volumes de production.

Le montage flip-chip consiste à placer le composant face active tournée vers le substrat d'accueil, les connexions électriques se faisant par l'intermédiaire de bumps (figure 20). Un tel montage permet la réduction de la self parasite présentée par la connexion grâce à la diminution de la longueur de celle-ci, la hauteur des bumps étant de quelques dizaines de microns.

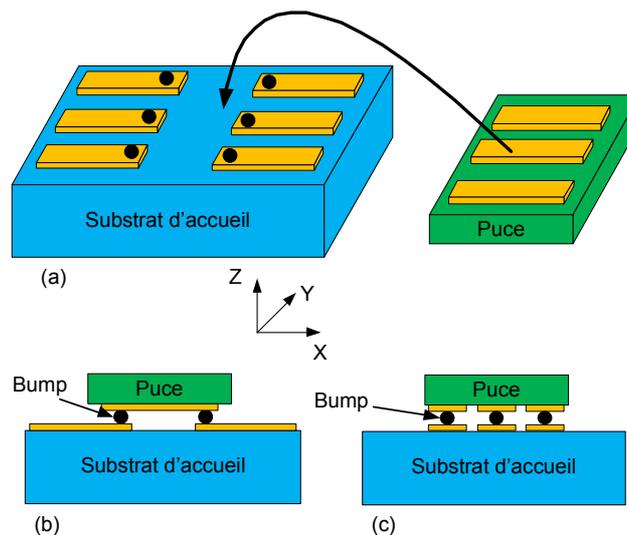


figure 20. (a) Connexion par report Flip-Chip – (b) coupe suivant X, (c) coupe suivant Y

Les principaux objectifs des études de packaging sont : la diminution des coûts de fabrication, l'augmentation de la densité d'intégration et l'amélioration des performances du dispositif tout en conservant ou améliorant la fiabilité des circuits. L'utilisation de la technologie flip-chip est une solution autorisant la réduction des dimensions du dispositif car les connexions sont réalisées sous le composant. Cette technique permet de diminuer des longueurs de connexion.

Mais ces excellentes caractéristiques électriques ne doivent pas faire oublier les principaux inconvénients du montage « flip-chip » :

- La formation de bump, nécessitant une préparation spécifique des puces ou des substrats d'accueil, rend cette technologie plus délicate et plus onéreuse à mettre en œuvre que le montage filaire.

- Le montage « flip-chip » pose le problème de reprise de la masse sur la face arrière de la puce. Dans le cas d'un montage filaire, le report de masse peut s'effectuer simplement par brasage de la puce sur le substrat récepteur ou sur une semelle métallique. La transition entre la face active et la face arrière de la puce (par trous métallisés par exemple) peut présenter des effets inductifs parasites, de nature à dégrader les qualités électriques du procédé flip-chip. Pour s'affranchir de ce problème, une solution serait d'utiliser des puces MMIC développées en technologie coplanaire. Mais à l'heure actuelle peu de puces sont disponibles dans cette technologie.

V. Conclusion

Dans ce premier chapitre nous avons présenté de manière générale un historique et l'évolution des systèmes de télécommunications. Cette évolution tend aujourd'hui à augmenter le niveau d'intégration et la fréquence de travail, tout en minimisant les coûts de production. Dans le cadre de ce travail de thèse, nous nous sommes plus particulièrement intéressés aux systèmes de télécommunications par fibre optique. Nous avons détaillé ce point en présentant les différentes architectures utilisées, les différents types de modulation ainsi que les différents modulateurs.

Le travail de ma thèse présenté dans ce manuscrit s'appuie sur deux projets : le projet ANR COHDEQ 40 et CLETIC 100GET qui ont été présentés dans ce premier chapitre.

En dernière partie de ce chapitre, nous avons défini l'approche hybride et les techniques d'interconnexion entre les composants que nous allons appliquer dans le cadre de ces deux projets.

Le deuxième chapitre est consacré aux études effectuées dans le cadre du projet ANR COHDEQ 40. Ces études portent sur l'optimisation RF d'un modulateur électro-optique de type Mach-Zehnder à quatre bras (quadri-driver), et d'autre part sur une étude de faisabilité de l'intégration de ce modulateur en montage flip-chip.

Bibliographie – Chapitre I

[1] P.A. CARRE

« Brève histoire des télécommunications : du réseau simple aux réseaux pluriels »

Conseil Scientifique de France Télécom, mémento technique n°1, Octobre 1993.

[2] Histoire de la radio

<http://postagalene.free.fr/histoire.htm>

[3] Les satellites de télécommunication

<http://www.centraphone.fr/satellite.htm>

[4] P.F. COMBES

« Micro-ondes, 1. Lignes, guides et cavités »

Editions Dunod, 1996.

[5] Govind P. Agrawal ,

« Fiber Optics Communication Systems »

Wiley Interscience, 2002.

[6] « Architectures et performances des réseaux FTTH »

<http://wapiti.telecom->

lille1.eu/commun/ens/peda/options/ST/RIO/pub/exposes/exposesrio2007/Mirgot-Sagnimorte/architectures-FTTH.html

[7] Kyeong Soo Kim

« On the evolution of PON-based FTTH solutions »

Information Sciences Volume 149, Issues 1-3, January 2003, Pages 21-30

[8] **R. Valois**

« Contribution de l'analyse électromagnétique et outils associés à la conception de modules de communications millimétriques et optoélectroniques »

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Décembre 2005.

[9] **Y.Zouine**

« Contribution par la simulation système à l'étude des contraintes des composants optoélectroniques sur la transmission optique utilisant la technique CDMA »

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Octobre 2005.

[10] **B. CABON, J. CHAZELAS et D. DOLFI**

« Optoélectronique hyperfréquence : Modulation, liaisons et commutation »

Technique de l'ingénieur <http://www.techniques-ingenieur.fr>

[11] **M. Pipec**

« Analyse d'une filière d'interconnexion adaptée aux systèmes de transmission à haute débit par fibres optique »

Thèse de doctorat de l'école polytechnique de l'université de Nantes

[12] **I. Joindot, M Joindot et al.**

« Les telecommunications par fibres optiques »

Edition Dunod et CNET-ENST, 1996

[13] **M. R. Gokhale, P. V. Studenkov, J. Ueng-McHale, J. Thomson, J. Yao and J. Van Saders**

« Uncooled, 10 Gb/s 1310 nm Electroabsorption Modulated Laser ».

Post Dead Line, OFC 2003, Atlanta, Georgia, USA, March 23-28.

[14] **T. Johansen, V. Krozer, C. Jany, and C. Jiang**

« Analysis of Hybrid-Integrated High Speed Electro- Absorption Modulated Laser Based on EM/Circuit Co-simulation »

Signal Integrity and High-Speed Interconnects, IMWS 2009. International Microwave Workshop Series on 19-20 Feb. 2009, page(s): 31-34.

[15] **D. Moodie, A. Ellis, X. Chen, F. Garcia, D. Rogers, S. Perrin, P. Cannard, R. McLaughlin, M. Robertson, S. Amos, S. Cole, C. Ford and I. Reid**

« Applications of Electroabsorption Modulators in High Bit-Rate Extended Reach Transmission Systems ».

OFC 2003, Atlanta, Georgia, USA, March 23-28.

[16] **F. Payoux**

« Etude des réseaux d'accès optiques exploitable multiplexage en longueurs d'onde »

Thèse de doctorat de l'université de Rennes, Août 2006

[17] www.ciphotonics.com

[18] Alcatel Thales III-V Lab : <http://www.3-5lab.fr/>

[19] **A. Garreau, J. Decobert, C. Kazmierski, M.-C. Cuisin, J.-G. Provost, H. Sillard, F. Blache, D. Carpentier, J. Landreau, P. Chanclou**

« 10Gbit/s Amplified Reflective Electroabsorption Modulator for Colourless Access Networks ».

Indium Phosphide and Related Materials Conference Proceedings, 2006, Issue date : 7 – 11 May 2006, pages : 168 – 170.

[20] **E. Hecht**

« Optics – Fourth Edition ».

Addison Wesley, 2002.

[21] **T.G. NGUYEN**

« Efficient Resonantly Enhanced Mach-Zehnder Optical Modulators on Lithium Niobate »

Thesis in School of Electrical and Computer Engineering RMIT University Melbourne,
Australia March 2006

[22] **S. Massy**

«Contribution à la réalisation de fonctions optiques à base de cristaux photoniques sur
LiNbO₃»

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Mars 2004

[23] **A. CARENCO**

« Effets électro-optiques »

http://www.bibsciences.org/bibsup/opt-coll/pub/3/pdf/11t3p105_I.pdf

[24] **J.P. HUIGNARD**

« Présentation de l'effet électro-optique »

<http://www.bibsciences.org/bibsup/opt-coll/pub/1/pdf/p289.pdf>

[25] **E.L. Wooten, K.M. Kissa, A. Yi-Yan, E.J. Murphy, D.A. Lafaw, P.F. Hallemeier, D. Maack,
D.V. Attanasio, D.J. Fritz, G.J. Mcbrien, D.E. Bossi**

« A review of lithium niobate modulators for fiber-optic communications systems »

IEEE Journal of selected topics in quantum electronics, vol.6, No.1, pp. 69-82,
Janvier/Février 2002

[26] **H. Porte, J. Hauden, P. Mollier, A. Sackda**

« Transmission à 10 Gbit/s avec un modulateur LiNBO₃ non chirp (X-Cut) en régime
d'asservissement de biais »

23^{ème} Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG 2004), 25 – 27 Octobre 2004, Paris

http://www.comelec.enst.fr/jnog2004/conf/articles/B15_Porte.html

[27] http://www.celtic-initiative.org/About_us/mission.asp

[28] <http://www.vinnova.se/en>

[29] **M. El. Zoghbi**

« Analyse électromagnétique et outils de modélisation couplés. Application à la conception hybride de composants et modules hyperfréquences »

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Octobre 2008

[30] **B. Thon**

« Intégration de l'analyse électromagnétique dans la mise au point de solutions d'encapsulation- Application a la conception de modules optoélectroniques a 40 Gbit/s »

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Juin 2003

[31] **F. Bodereau, D. Baillargeat, S. Verdeyme, M. Aubourg,**

« Microwave module design applying a global electromagnetic analysis »

IMS'98, IEEE MTT-S, Baltimore, Maryland, USA, June 7-12, 1998

[32] **E. Larique, E. Larique, S. Mons, D. Baillargeat, S. Verdeyme, M. Aubourg, R. Quere, P. Guillon, C. Zanchi, J. Sombrin**

« Linear and nonlinear FET modeling applying an electromagnetic and electrical hybrid software »

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol 47, Issue 6, pp 915-918, 1999

[33] **E. Byk**

« Méthodes d'analyses couplées pour la modélisation globale de composants et modules millimétriques de forte puissance »

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Décembre 2002

Chapitre II

*Analyse électromagnétique : aide à l'intégration d'un
modulateur électro-optique à 40 Gbit/s*

Table des matières

<u>Chapitre II</u> : Analyse électromagnétique : aide à l'intégration d'un modulateur électro-optique à 40 Gbit/s.....	59
I. Introduction.....	59
II. Description du modulateur utilisé dans COHDEQ 40 - modulateur quadri-drive	60
II.1. Introduction	60
II.2. Optimisation de l'Alumine relais	63
II.2.1. Introduction.....	63
II.2.2. Les procédures d'optimisation de l'alumine relais	63
II.2.2.1. Alumine relais droite.....	64
II.2.2.2. Chaînage global avec l'approche hybride	66
II.2.2.3. Mesure de l'alumine connectée avec la puce Niobate de Lithium....	69
II.2.2.4. Identification du problème	71
a. Mise en évidence de la reprise de masse.....	71
b. Mise en évidence de l'influence de fils de bonding.....	73
c. Conclusion de l'analyse de la remontée du paramètre S_{11}	74
II.3. Compensation de l'effet des bondings	75
II.3.1. Introduction.....	75
II.3.2. Présentation des résultats	76
II.4. Conclusion.....	79
III. Etudes réalisées au cours de la deuxième phase du projet	80
III.1. Description des tapers	80
III.2. Les résultats de simulation.....	81
IV. Intégration d'un modulateur de type de Mach Zehnder par technologie flip-chip	87
IV.1. Introduction.....	87
IV.2. Description du module.....	88
IV.2.1. Première configuration	89

IV.2.2. Deuxième configuration	91
IV.2.3. Troisième configuration	92
IV.2.4. Quatrième configuration.....	93
IV.3. Etudes paramétriques de report flip-chip.....	94
IV.4. Vérification expérimentale de la fiabilité de report flip-chip	98
IV.5. Report flip-chip entre substrat de silicium à haute résistivité et substrat de niobate de lithium.....	100
IV.5.1. Description du report flip-chip	101
IV.5.2. Etude paramétrique en fonction de la hauteur des bumps.....	102
IV.6. Conclusion	102
V. Conclusion.....	103
Bibliographie – Chapitre II.....	105

Chapitre II : Analyse électromagnétique : aide à l'intégration d'un modulateur électro- optique à 40 Gbit/s

I. Introduction

Comme nous l'avons évoqué dans le premier chapitre, notre travail dans le projet COHDEQ 40 concerne d'une part l'aide à l'intégration en module d'un modulateur QPSK quadri drive (Quadrature Phase Shift Keying) basé sur l'interféromètre Mach Zehnder en niobate de lithium et d'autre part se propose de contribuer à l'optimisation de son comportement purement micro-onde.

L'étude présentée dans ce chapitre concerne la conception et la modélisation du modulateur électro-optique, élément de base du projet COHDEQ 40. La conception du modulateur, basée sur la modélisation de différentes parties, optiques et microondes, doit permettre d'atteindre les performances requises. La partie modélisation optique est prise en charge par la société Photline, et la partie micro-onde par XLIM en collaboration avec Photline.

Nous allons présenter dans ce chapitre les différentes études que nous avons effectuées sur le modulateur électro-optique. Elles concernent en particulier un modulateur quadri-drive en coupe Z, pour lequel nous nous sommes intéressés à la transition driver/modulateur (géométrie et dimensionnement).

II. Description du modulateur utilisé dans COHDEQ 40 - modulateur quadri-drive

II.1. Introduction

Parmi les modulateurs électro-optiques qui sont basés sur l'interféromètre Mach Zehnder il existe les modulateurs « single drive », « dual drive » et « quadri-drive ». Ce qui nous intéresse en particulier c'est le modulateur quadri-drive qui est utilisé dans le projet COHDEQ 40. Ce modulateur assure une modulation à quatre phases (QPSK : Quadrature Phase Shift Keying).

Le modulateur QPSK basé sur l'interféromètre Mach Zehnder est constitué de trois interféromètres [1], (cf. figure 1) :

L'interféromètre principal « combineur » permet de faire le multiplexage,

Les deux sous-interféromètres codent l'information sur l'onde optique.

Chaque interféromètre présente deux jonctions Y : la première permet de séparer de manière équilibrée la puissance optique sur les deux bras de l'interféromètre et à l'extrémité des deux bras, la deuxième jonction en Y combine les deux ondes optiques [2] - [5].

L'utilisation d'un modulateur Mach Zehnder à quatre électrodes RF en coupe Z, se justifie par sa meilleure efficacité électro-optique existante.

La figure 1 illustre un schéma simplifié du modulateur utilisé dans le cadre du projet COHDEQ 40.

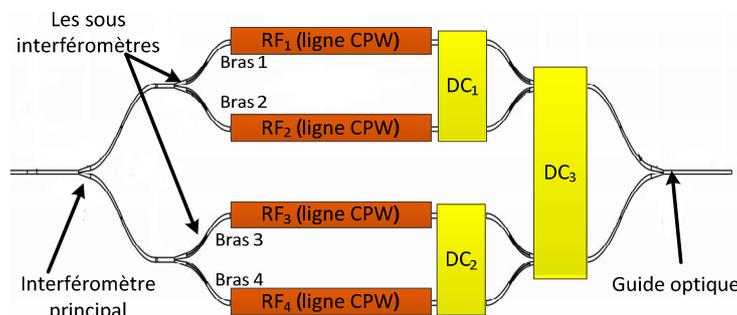


figure 1. Schéma simplifié du modulateur QPSK quadri-drive sur LiNbO₃ -coupe Z-

Chaque bras d'un sous interféromètre est modulé indépendamment par une ligne coplanaire (par exemple le 1^{er} bras est modulée par la ligne coplanaire RF₁). Ces lignes RF_{i=1..4} sont en parallèle et chaque ligne est alimentée par un driver à l'entrée et est reliée à une charge adaptée en sortie.

Le dimensionnement de ces électrodes coplanaires a été réalisé à partir de co-modélisations basées sur des simulations électromagnétiques et opto-électroniques en fonction des contraintes technologiques et physiques. Ces lignes ont été conçues lors du projet HEMERODE avec l'utilisation d'un modulateur dual drive dans les travaux de la thèse de Rosine VALOIS [6].

La figure 2 illustre une vue en 3D du modulateur QPSK, nous pouvons observer les guides optiques ainsi que les électrodes RF.

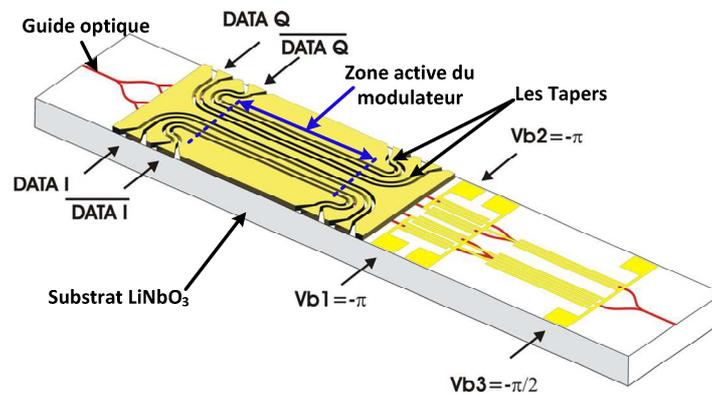


figure 2. Vue en 3D du modulateur QPSK type Mach Zehnder – coupe Z

Chaque sous interféromètre de Mach Zehnder comporte deux électrodes micro-ondes coplanaires (cf. figure 2) qui sont réalisées sur Niobate de Lithium (LiNbO₃). Ces électrodes sont reliées à des lignes coplanaires sur alumine par l'intermédiaire de bondings (fils d'or) afin d'assurer la connectique et l'adaptation entre les drivers de commande et le modulateur.

Les lignes coplanaires de la zone active du modulateur (celles réalisées sur Niobate de Lithium) ont les dimensions suivantes : largeur d'électrode chaude W= 9μm, gap G=16μm et largeur de masse M=100μm.

La figure 3 montre un schéma très simplifié de cette connexion.

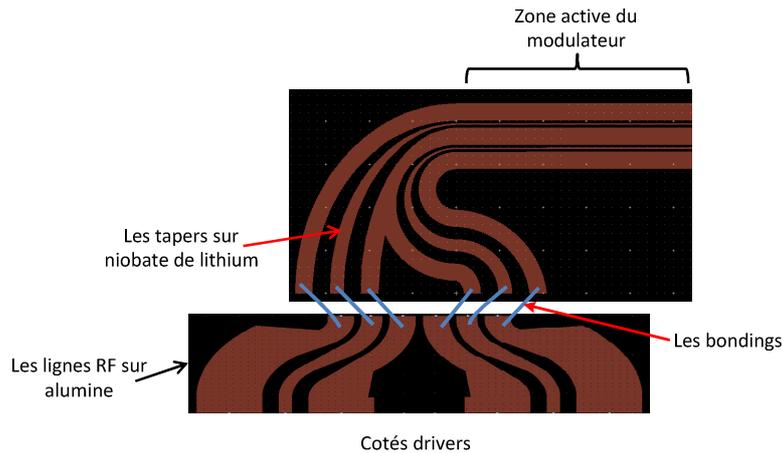


figure 3. La liaison entre le modulateur et son entourage

Comme le montre la figure 3 les deux tapers sur niobate de lithium n'ont pas les mêmes topologies, afin que les signaux micro-ondes soient dans les mêmes conditions de phase à l'entrée de la zone active du modulateur.

Les dimensions des tapers sont les suivantes:

Côté modulateur: largeur d'électrode chaude $W_m = 9\mu\text{m}$, le gap $G_m=16\mu\text{m}$, la masse $M_m=100\mu\text{m}$.

Côté alumine: largeur d'électrode chaude $W_{al} = 80\mu\text{m}$, le gap $G_{al}=100\mu\text{m}$, la masse $M_{al}=100\mu\text{m}$

La figure 4 présente une vue par microscope à balayage électronique des électrodes RF gravées sur le modulateur QSPK.

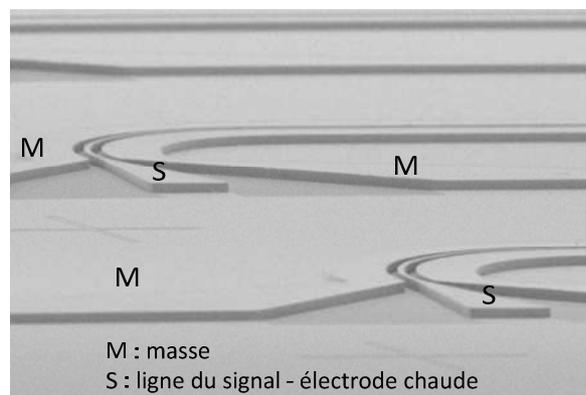


figure 4. Vue des électrodes RF du modulateur –photo Photline

Une partie de notre travail consiste à compenser l'effet en fréquence des bondings (cf. figure 3). En effet les bondings ont un comportement indésirable sur la réponse globale du

module. Afin de compenser ces effets parasites de type selfique, les dimensions des quatre lignes RF sur alumine ont été optimisées en utilisant une approche hybride qui se base sur une co-simulation. Notre objective est d'obtenir une bonne adaptation de l'ensemble : alumine plus modulateur chargé vue du driver.

II.2. Optimisation de l'Alumine relais

II.2.1. Introduction

L'optimisation des dimensions des lignes de la transition sur l'alumine est faite par une approche hybride qui couple la simulation électromagnétique et circuit (Co-simulation EM/circuit).

La simulation électromagnétique a été réalisée par le logiciel commercial Momentum. Ce logiciel utilise la méthode des moments (MoM) pour résoudre les équations de Maxwell dans le domaine fréquentiel. Cette méthode s'applique aux systèmes planaires ou quasi-planaires [7], elle est considérée comme une méthode 2,5D. Cette méthode nous semble la plus adaptée pour faire les simulations électromagnétiques des lignes coplanaires.

Intéressons-nous maintenant aux travaux effectués dans le cadre du projet COHDEQ 40 afin d'optimiser les lignes RF de l'alumine relais.

II.2.2. Les procédures d'optimisation de l'alumine relais

Deux types d'alumine relais ont été proposés dans le cadre du projet CHODEQ40, le premier sous forme d'une alumine relais droite et le deuxième est une alumine relais avec des courbures sous forme de S, la figure 5 illustre ces deux cas.

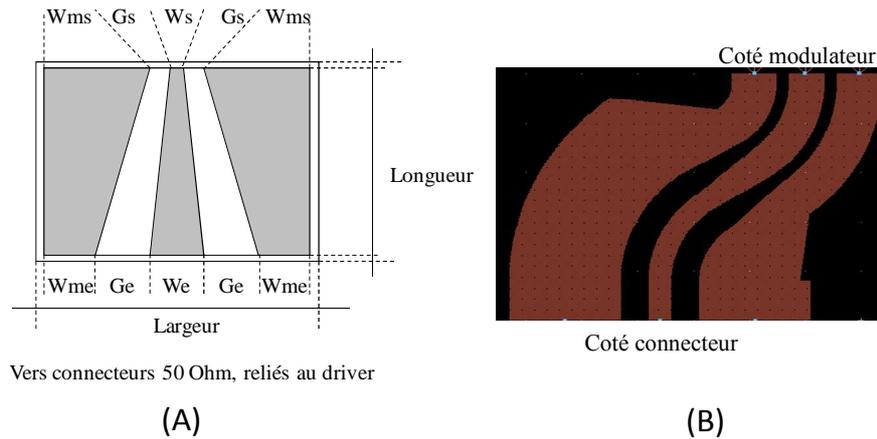


figure 5. (A)- Alumine relais droite (B)- Alumine relais avec des courbures

II.2.2.1. Alumine relais droite

Dans un premier temps nous avons travaillé sur l'optimisation de l'alumine droite, cette optimisation est obtenue en deux étapes :

La première étape consiste à faire des simulations circuit afin d'obtenir des dimensions initiales des lignes (cf. figure 6).

La deuxième étape consiste à effectuer des simulations EM en se basant sur les résultats de la première étape afin de déterminer les dimensions finales, en considérant, le comportement des électrodes RF de la zone active du modulateur décrit par ses paramètres S mesurés (fournies par Photline).

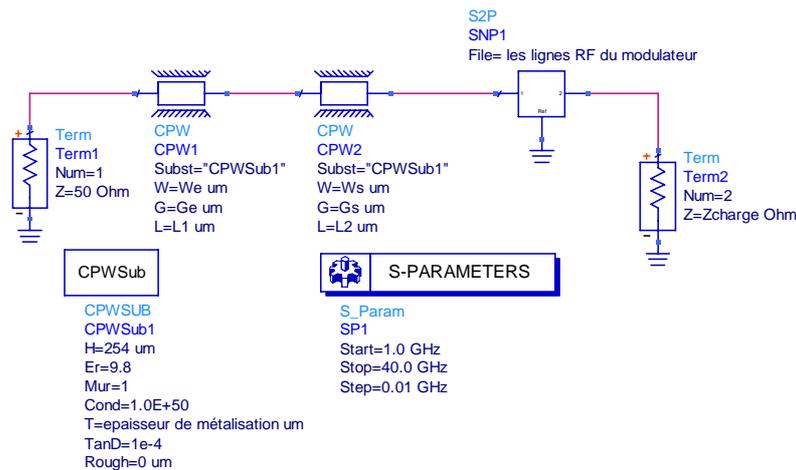


figure 6. Modèle analytique des lignes RF sur alumine connectées aux paramètres S des lignes RF sur niobate de lithium

Notons ici que lors de l'optimisation nous avons traité qu'une seule ligne coplanaire pour réduire le temps de calcul.

Les problématiques sont situées au niveau des dimensions géométriques imposées par celles des connecteurs et les contraintes d'adaptation.

Nous appliquons l'approche hybride présentée sur la figure 6 entre le modèle analytique de la ligne coplanaire (CPW) sur le substrat d'alumine et le bloc des mesures de la ligne RF du modulateur sur niobate de lithium, sachant que ce dernier contient le taper d'entrée, la ligne active du modulateur et le taper de sortie.

Le choix des deux lignes CPW sur alumine dans le modèle analytique est justifié par la variation des dimensions entrée / sortie de ces lignes.

Dans un premier temps nous avons commencé par des simulations simplifiées en ne prenant pas en compte les bondings qui assurent la liaison entre les lignes RF du modulateur et les lignes de l'alumine relais.

Comme nous l'avons précisé précédemment, lors de la première étape nous avons réalisé des simulations circuit qui nous ont permis de définir les dimensions initiales de la largeur d'électrode chaude et le gap des lignes coplanaires pour les deux côtés, côté drivers et côté modulateur afin d'obtenir une adaptation correcte de l'ensemble (un coefficient de réflexion inférieur à -10dB jusqu'à 20 GHz et -7 dB au-delà de 20 GHz). Lors de la deuxième étape et en se basant sur les résultats de la première étape, nous avons réalisé des simulations électromagnétiques à l'aide du logiciel Momentum de 2,5D pour déterminer les dimensions finales.

La figure 7 présente le schéma de l'alumine relais optimisé issu de la simulation électromagnétique et sa réponse fréquentielle.

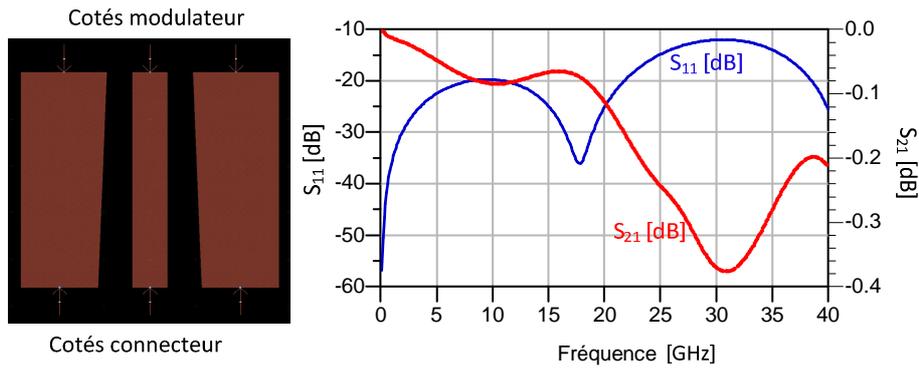


figure 7. L'alumine relais optimisée et sa réponse fréquentielle

Les dimensions avec lesquelles nous avons obtenu cette réponse sont les suivantes :

Côtés connecteur-entrée:

La largeur de la masse : $W_{me} = 837,5 \mu\text{m}$, le gap : $G_e = 372,5 \mu\text{m}$, la largeur d'électrode chaude : $W_e = 380 \mu\text{m}$.

Côtés modulateur-sortie:

La largeur de la masse : $W_{ms} = 932 \mu\text{m}$, le gap : $G_s = 276 \mu\text{m}$, la largeur d'électrode chaude $W_s = 384 \mu\text{m}$.

Nous présentons par la suite les résultats du chaînage global obtenu après optimisation.

II.2.2.2. Chaînage global avec l'approche hybride

Nous utilisons l'approche hybride afin de procéder à une simulation globale qui contient des mesures et des simulations électromagnétiques.

Avant de présenter les résultats du chaînage, nous montrons tout d'abord la réponse des mesures de la puce CPW de niobate de lithium (mesures fournies par Photline) qui contient les tapers d'entrée, ligne coplanaire du modulateur de 30mm et les tapers de sortie.

La figure 8 présente la réponse fréquentielle de cette puce sous pointe 50 Ω .

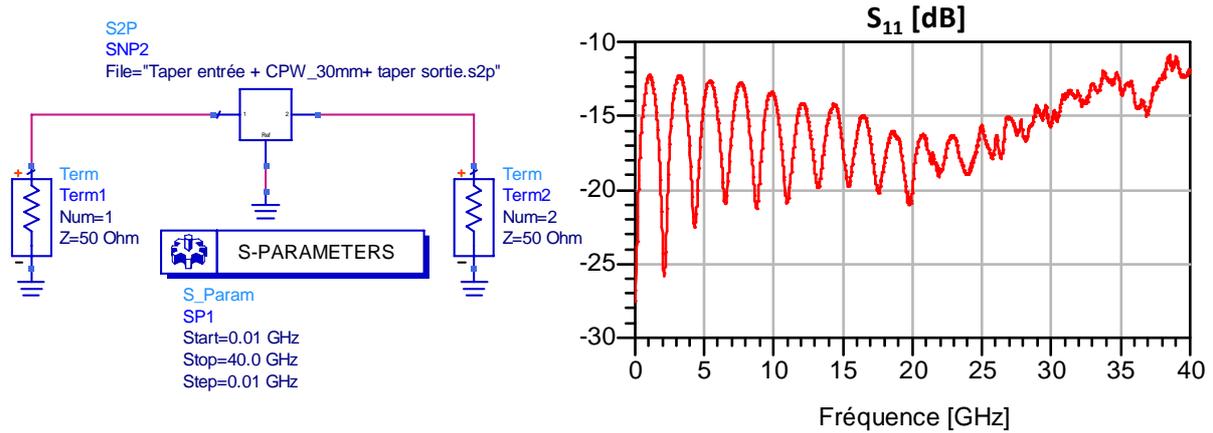


figure 8. Réponse fréquentielle de la puce niobate de lithium –mesure Photline

D'après ces mesures nous observons que la réponse de la puce est au dessous de -10dB sur toute la bande de mesure [0-40GHz].

Afin de voir l'influence de l'alumine relais sur la réponse fréquentielle de la puce, nous présentons une comparaison entre la puce CPW seule et l'alumine relais chaînée avec cette dernière.

La figure 9 présente le chaînage entre l'alumine relais et la puce CPW, sachant que l'alumine relais peut être issue soit de la mesure soit de la simulation.

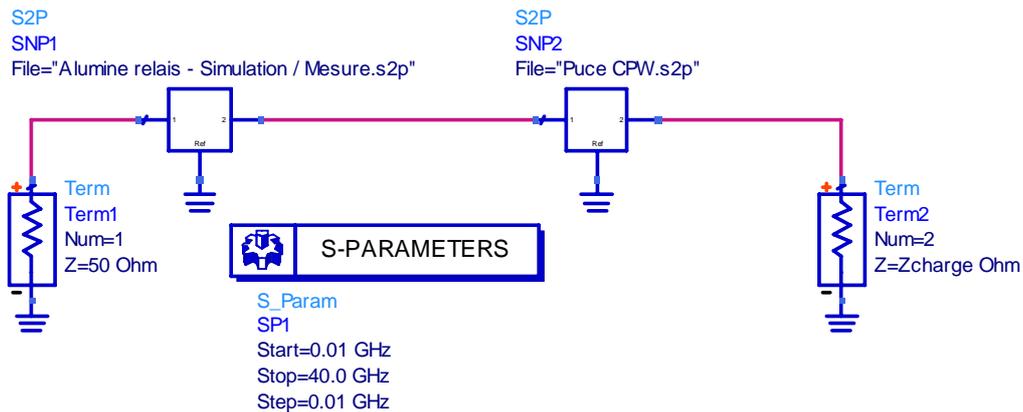


figure 9. Chaînage entre alumine relais (simulation ou mesure) et la puce CPW

La figure 10 présente une comparaison entre la réponse fréquentielle de la puce CPW issue des mesures (fournie par Photline) et le chaînage entre cette dernière et l'alumine relais issue de la simulation électromagnétique.

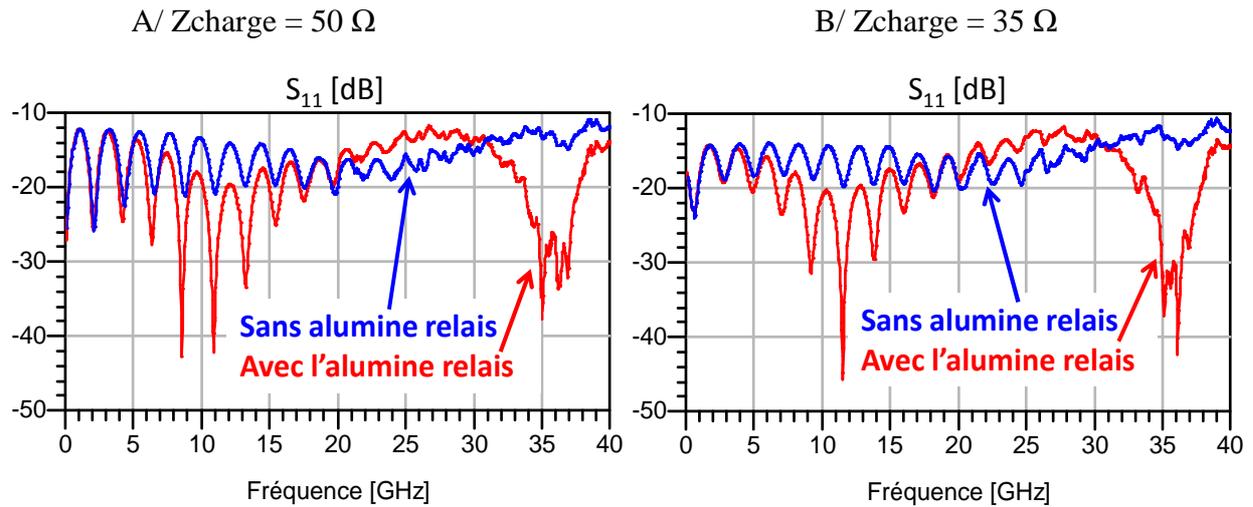


figure 10. Mise en évidence de l'influence de l'alumine relais

Nous remarquons que dans les deux cas de charge (35 et 50 Ω), l'alumine relais permet de gagner quelque dB en réflexion à l'entrée.

Dans le paragraphe qui suit, nous avons utilisé le même principe de chaînage que celui décrit sur la figure 9, en conservant les paramètres [S] de la puce CPW issus des mesures.

La figure 11 illustre une comparaison entre le cas où nous considérons le comportement de l'alumine relais mesuré et celui de l'alumine relais simulé. Notons ici que nous avons utilisé un chaînage sans tenir compte des effets des fils de bonding.

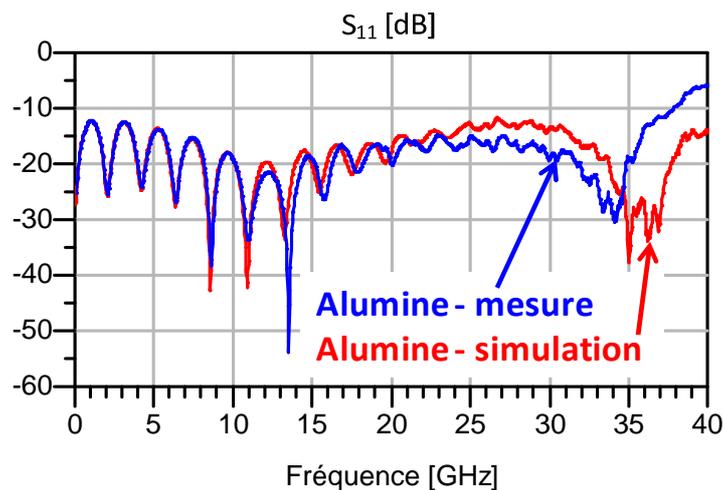


figure 11. Comparaisons entre simulation et mesure –Chaînage sans bonding

En basses fréquences, nous observons un très bon accord entre le chaînage en utilisant les mesures de l'alumine relais et le chaînage en utilisant l'alumine relais issue de la simulation électromagnétique, au-delà de 25GHz les deux réponses sont très proches.

Nous allons maintenant présenter les résultats obtenus par les mesures effectuées par Photline sur le dispositif complet (l'alumine connectée à la puce de Niobate de Lithium).

II.2.2.3. Mesure de l'alumine connectée avec la puce Niobate de Lithium

Nous présentons sur la figure 12, la structure qui a été réalisée par Micronic et mesurée par Photline.

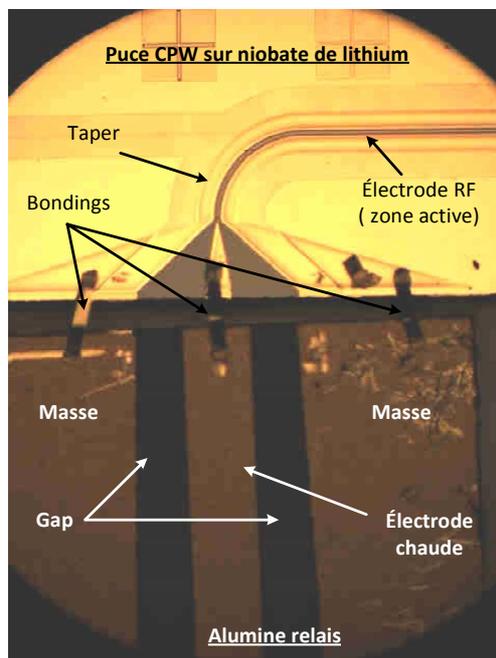


figure 12. Alumine relais et puce Niobate de Lithium connectées

Dans ce cas les fils de bonding sont des rubans en Or de section $50 \times 10 \mu\text{m}$ et leur longueur varie de 400 à 550 μm . La flèche de ces fils de bonding est estimée comprise entre 50 et 100 μm . (La flèche de bonding est la hauteur maximale de la boucle par rapport au plan supérieure de l'alumine et de la puce).

Les résultats de mesures de cette structure sont présentés sur la figure 13.

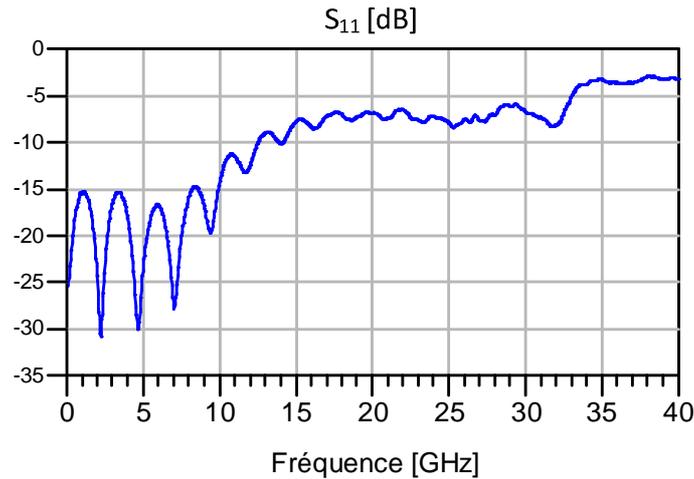


figure 13. Résultats expérimentaux de la liaison alumine et puce Niobate de Lithium connectées (mesure Photline)

Les résultats de mesures de cette liaison sont décevants, puisque au-delà de 10 GHz nous observons une remontée considérable du paramètre de réflexion S_{11} .

Il y a plusieurs hypothèses qui peuvent justifier cette remontée, : première hypothèse qui nous paraît la plus importante c'est la non prise en compte des effets des fils de bonding dans nos simulations, deuxième hypothèse c'est que lors de ces mesures il n'y avait pas de reprise de masse, car la reprise de la masse se fait lors de la mise en boîtier (la reprise de masse permet de maintenir un potentiel de masse homogène sur toute la longueur des lignes), la dernière hypothèse c'est la présence d'un gap de l'ordre de $150\mu\text{m}$ entre l'alumine relais et la puce Niobate de Lithium (cf figure 12) ajouté au gap qui existe entre la puce CPW et la charge.

Avant d'identifier le problème nous présentons sur la figure 14 une comparaison entre cette dernière mesure (alumine connectée avec la puce) et les résultats de simulation (alumine issue de la simulation chaînée avec la puce sans tenir compte de l'effet des fils de bonding).

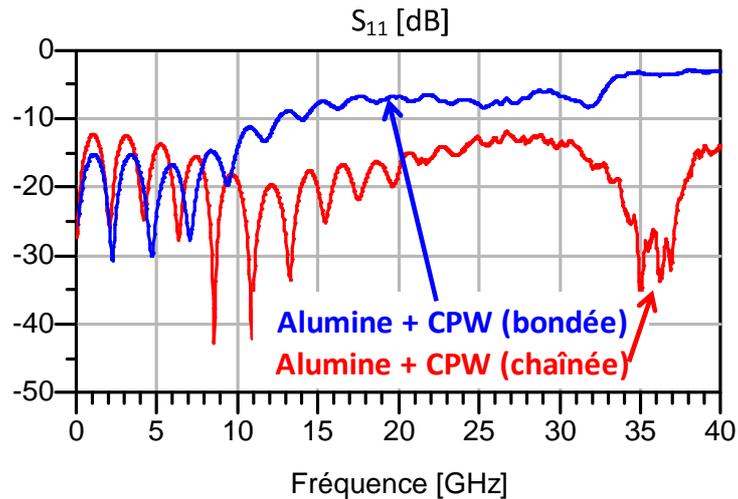


figure 14. Comparaison entre simulation et mesure

La figure 14 montre bien la différence entre les deux cas, nous passons maintenant à l'identification des causes de cette remontée.

II.2.2.4. Identification du problème

Au cours de cette dernière mesure, nous avons observé une remontée très importante de la réponse fréquentielle, nous avons proposé quelques hypothèses qui peuvent en être la cause.

a. Mise en évidence de la reprise de masse

Nous présentons les résultats de la même structure présentée par la figure 12 mais avec une mise en boîtier. La figure 15 présente l'alumine relais et la puce connectées et montées en boîtier, nous pouvons observer sur la figure la reprise de la masse.

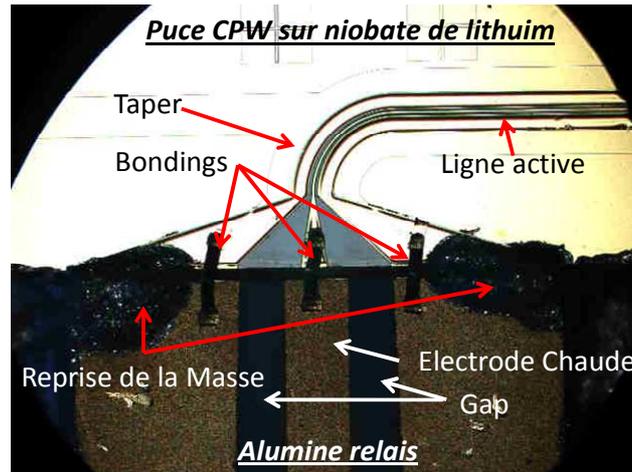


figure 15. Alumine relais et puce connectées – mise en boîtier

Nous présentons sur la figure 16 les résultats de ce boîtier. Ces mesures sont effectuées avec une charge de l'ordre de 30Ω .

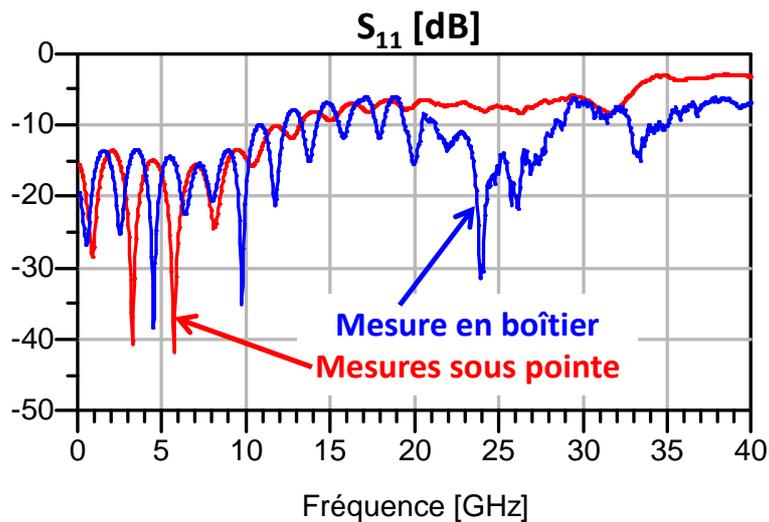


figure 16. Comparaisons entre les mesures en boîtier et sous pointes

Les résultats de mesures en boîtier sont également décevants, puisque nous observons toujours la remontée du coefficients de réflexion à partir de 10 GHz, néanmoins nous gagnons en dB autour de 25 GHz et au-delà de 33 GHz par rapport aux mesures sous pointes.

Les mesures que nous venons de présenter dans ce paragraphe, nous permettent de conclure que la non reprise de la masse joue un rôle important sur la dégradation du paramètre S_{11} , mais nous constatons également que ce n'est pas la seule cause parce que nous observons toujours la dégradation de la réponse.

Nous allons présenter dans le paragraphe qui suit les études que nous avons effectuées pour mettre en évidence l'influence des fils de bonding.

b. Mise en évidence de l'influence de fils de bonding

Afin de vérifier le rôle des bondings, nous avons effectué un chaînage global qui prend en compte les bondings, pour cela nous avons utilisé la méthode des rétro-simulations. Cette méthode permet de déterminer la cause des phénomènes parasites observés sur les réponses expérimentales et notamment l'influence des fils de bondings. Nous avons commencé par essayer de retrouver par simulation des résultats équivalents aux mesures. Nous avons donc réalisé une analyse globale de la liaison, qui couple les résultats des mesures de l'alumine relai, ceux de la puce CPW de Niobate de Lithium et au modèle analytique des bondings afin de retrouver les mesures obtenues de l'alumine relais connectée avec la puce. Cette étude nous a permis d'identifier les paramètres du modèle analytique associés aux fils de bonding utilisés lors des mesures.

La figure 17 présente le schéma du chaînage global qui prend en compte le modèle de bonding.

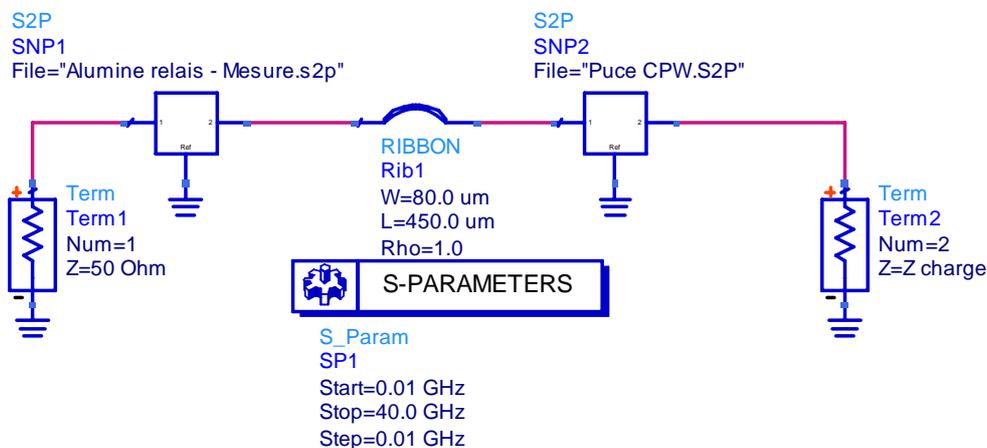


figure 17. Schéma de chaînage contient le modèle analytique de bonding

Nous avons optimisé à l'aide du logiciel circuit HP-ADS les paramètres du modèle des fils de bonding afin de trouver les résultats expérimentaux de la structure complète.

Après plusieurs calculs, nous avons obtenu un accord entre la simulation de la figure 17 et les mesures présentées par la figure 13 pour les dimensions suivantes : $w = 80\text{ }\mu\text{m}$ et $L = 450\text{ }\mu\text{m}$, avec w est la largeur du fil de bonding et L sa longueur. Rappelons-nous que dans les

mesures effectuées par Photline, les fils de bonding sont des rubans en Or de section $50 \times 10 \mu\text{m}$ et leur longueur varie de 400 à 550 μm . Le modèle des fils de connexion est donc cohérent avec la géométrie des fils réels.

La figure 18 présente la réponse fréquentielle de cette comparaison. Notons ici que la mesure globale correspond aux résultats de mesure sous pointe de l'alumine relais reliée avec la puce CPW et que la simulation hybride présente la simulation de chaînage entre les mesures de l'alumine relais, le modèle analytique de bonding et les mesures de la puce CPW (sachant que la puce CPW contient les tapers d'entrée et la ligne RF, la zone active du modulateur et les tapers de sortie).

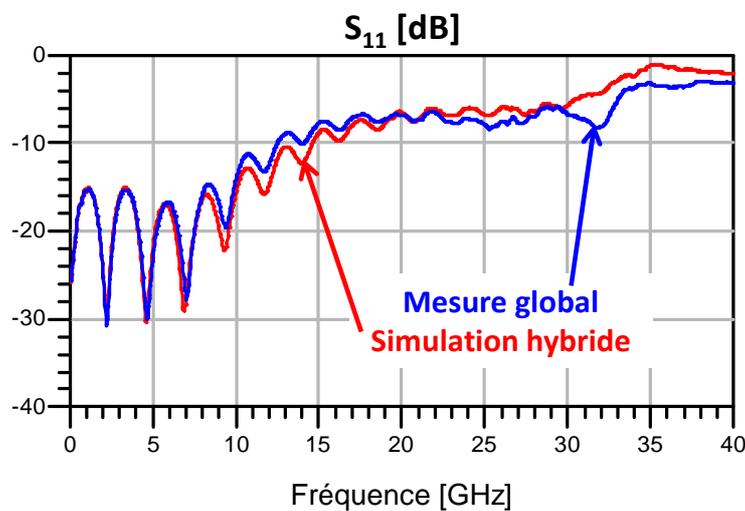


figure 18. Comparaison mesure et simulation hybride

Nous pouvons observer l'accord entre les deux cas, donc cette simulation confirme la cause de la remontée du coefficient en réflexion.

c. Conclusion de l'analyse de la remontée du paramètre S_{11}

En comparant les mesures avec boîtier et sans boîtier, nous avons montré que la reprise de masse influe sur la réponse fréquentielle, néanmoins ce n'est pas la cause principale de la remontée. Par contre les bondings ont un rôle très important dans la remontée de la réponse fréquentielle, et l'analyse globale avec l'approche hybride en tenant compte des bondings a bien mis en évidence cette hypothèse. Donc nous pouvons conclure que la différence entre la simulation et les mesures est dû principalement à l'effet des bondings. Nous avons donc redimensionner et optimiser l'alumine relais pour compenser l'effet de bonding. Pour cela, nous avons appliqué la méthode hybride décrite précédemment.

II.3. Compensation de l'effet des bondings

II.3.1. Introduction

Dans la première partie de ce chapitre nous avons optimisé l'alumine relais qui permet de relier les connecteurs RF (placés à l'entrée du module et connectés au driver), aux entrées RF des modulateurs. Dans cette optimisation nous n'avons pas pris en compte les bondings d'où la dégradation de la réponse du module.

Dans cette partie nous avons continué sur l'optimisation de la transition de l'alumine relais, mais cette fois-ci avec des courbures en forme de S afin de faciliter l'intégration du boîtier et la mise en place des connecteurs. Dans ce cas nous prenons bien sûr en compte l'effet des fils de bonding.

La structure à optimiser est décrite ci-dessous (cf figure 19):

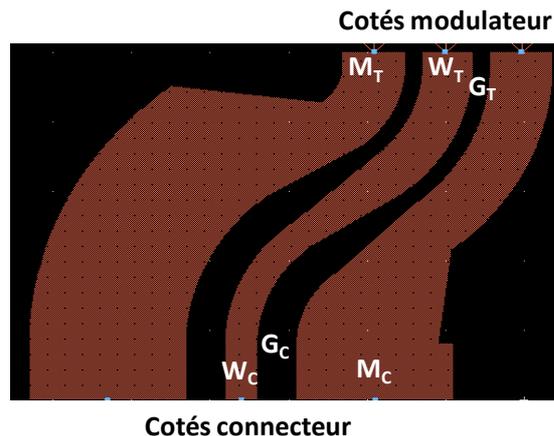


figure 19. L'alumine en courbure S

L'objectif ici est de redimensionner et optimiser cette transition afin d'assurer l'adaptation d'impédance ($S_{11} < -10$ dB) sur la bande [0 – 40 GHz].

Les paramètres à optimiser sont :

Côtés connecteur-entrée: le gap G_C , largeur du conducteur centrale W_C et la masse M_C .

Côtés modulateur-sortie: le gap G_T , largeur du conducteur central W_T et la masse M_T .

Après différentes simulations en utilisant les étapes décrites précédemment (cf figure 6) afin de déterminer les dimensions initiales, nous avons procédé à la simulation électromagnétique avec le logiciel de simulation 2D^{1/2} Momentum.

Afin de compenser l'effet des bondings et assurer la bonne adaptation d'impédance, nous avons utilisé les dimensions suivantes pour l'alumine relais:

Côtés connecteur-entrée: La largeur de la masse : $M_C = 1047 \mu\text{m}$, le gap : $G_C = 250 \mu\text{m}$, la largeur d'électrode chaude : $W_C = 205 \mu\text{m}$.

Côtés modulateur-sortie: La largeur de la masse : $M_T = 1130 \mu\text{m}$, le gap : $G_T = 110 \mu\text{m}$, la largeur d'électrode chaude $W_T = 320 \mu\text{m}$.

Rappelons-nous ici que la hauteur du substrat est de $254 \mu\text{m}$.

II.3.2. Présentation des résultats

La figure 20 illustre deux lignes RF de la transition de l'alumine relais, après optimisation.

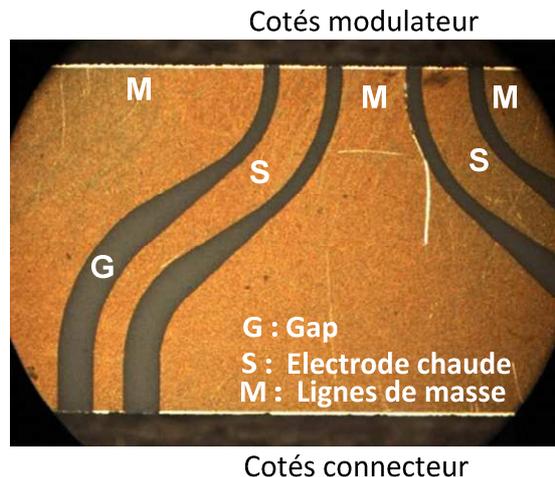


figure 20. Deux lignes RF de la transition d'alumine – alumine relais – Photo Photline

Nous présentons sur la figure 21 les réponses fréquentielles normalisées à 50 Ohm issues de la simulation et de la mesure d'une seule ligne RF de l'alumine relais en courbure S. La réponse fréquentielle est inférieure à -10 dB quasiment sur toute la bande d'étude. La présence des pics parasites est due à l'absence de reprise de masse entre les faces supérieures et inférieures de l'alumine. Cette reprise de masse étant effective lors de la mise en boîtier du modulateur, les pics seront éliminés.

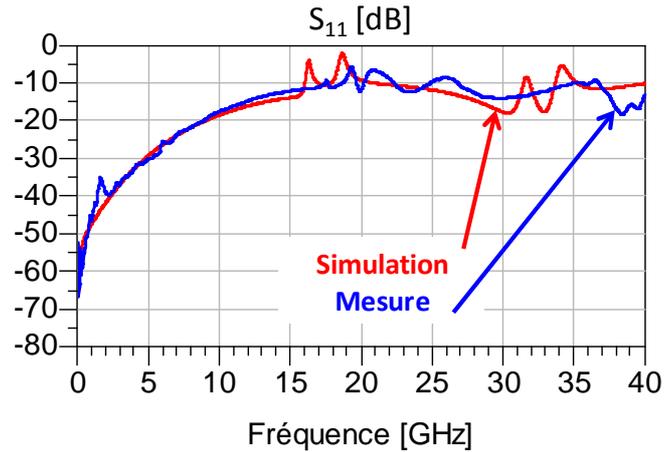


figure 21. La réponse fréquentielle d'une ligne RF de la transition d'alumine relais en courbe S (cf. figure 20) – comparaison entre simulation et mesure – mesure Photline.

Les résultats présentés sur la figure 21 montrent un accord entre la simulation et les mesures de l'alumine relais en courbure S avec les dimensions indiquées par avant.

Après optimisation et validation de nos simulations par des mesures, nous présentons sur la figure 22 le modulateur quadri-drive de type Mach Zehnder en coupe Z sous test, ce modulateur est fabriqué par la société Photline.

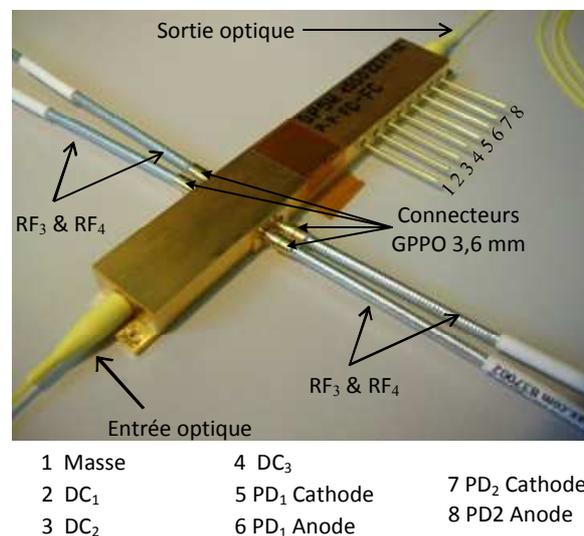


figure 22. Le packaging du modulateur sous test

Nous présentons sur la figure 23 la mesure de la réponse globale entre la transition sur Alumine et les lignes RF sur Niobate (taper d'entrée, les lignes microonde du modulateur et le taper de sortie). Dans ce cas, le modulateur est supposé chargé sur 30Ω et l'impédance de sortie du driver égale à 50Ω . Ces mesures ont été faites par Photline.

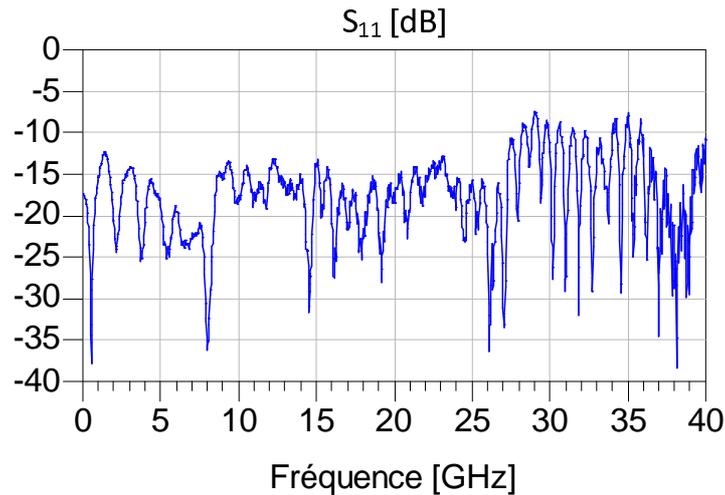


figure 23. Réponse fréquentielle d'une ligne RF du chaînage globale (Alumine + bonding + puce + charge) – mesure de Photline.

D'après la figure 23, nous remarquons que la réponse fréquentielle est inférieure à -10 dB jusqu'à 28 GHz et en moyenne inférieure à -8 dB au delà de 28 GHz. Donc notre objectif est atteint en termes d'adaptation vue du driver de commande.

Ces mesures RF ont été complétées par une caractérisation électro-optique réalisée par Photline. Pour information, nous en donnons ici les principaux résultats. Ainsi les mesures ont montré que la tension demi-onde appliquée sur les électrodes RF de chaque sous interféromètre de Mach Zehnder donne $V_{\pi RF}$ est égale à 2,4 V et les trois tensions continues qui permettent d'ajuster des points de repos $V_{DC1} = 7,63 V$, $V_{DC2} = 7,72 V$ et $V_{DC3} = 10,6 V$: ces mesures sont satisfaisant aux spécifications du projet COHDEQ 40.

Enfin, nous décrivons sur la figure 24, le diagramme de l'œil du modulateur qui est significatif d'une modulation QPSK. Ces tests de transmission back-to-back QPSK ont été réalisés à 10 GBs avec des drivers de commande AlGaAs Photline.

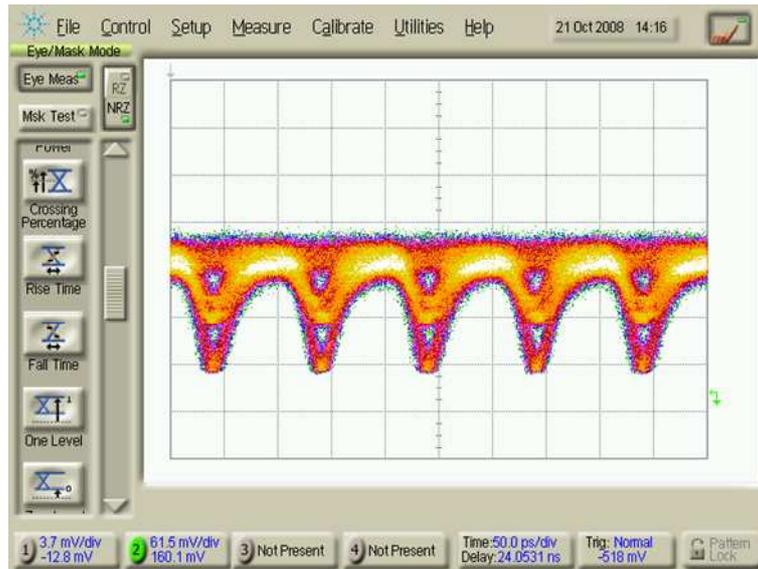


figure 24. Diagramme de l'œil du modulateur

D'après la figure 24, nous observons un diagramme de l'œil assez bruité, néanmoins nous pouvons distinguer les différents niveaux de phases qui correspondent aux différents états de phase (quatre états) représentatifs de la modulation QPSK.

II.4. Conclusion

Une analyse globale du modulateur avec son environnement basée sur une approche hybride (couplant l'électromagnétisme, les lois des circuits et les mesures), nous a permis de compenser les effets des bondings, de prendre en compte l'ensemble des phénomènes de couplage de la structure et de procéder à son optimisation en terme d'adaptation. Les résultats obtenus sont très encourageants et ils démontrent l'apport de l'approche hybride proposée.

Nous allons nous intéresser maintenant aux études effectuées sur le modulateur considéré au cours de la seconde phase du projet ANR COHDEQ 40.

III. Etudes réalisées au cours de la deuxième phase du projet

Dans la première phase du projet COHDEQ 40, nous avons optimisé la transition entre driver et tapers d'entrée (l'alumine relais), sachant que les tapers d'entrée sont répartis par paires de chaque coté du modulateur. Dans la deuxième phase nous allons vérifier par des simulations électromagnétiques si nous pouvons intégrer ces tapers sur un même coté du modulateur.

III.1. Description des tapers

Pour réaliser ces tapers, il y a deux structures possibles : dans la première, nous réalisons des tapers avec des courbures en arc de cercle et dans la seconde les courbures sont des ellipses, (ces deux structures ont été proposées et dimensionnées par Photline). Le but ici est de faire une comparaison des performances RF des deux types des tapers, et de prévoir les couplages éventuels entre les lignes RF, compte tenu de la configuration particulière des lignes entre elles. Nous cherchons la topologie qui présente le minimum de couplage entre les différentes lignes ainsi qu'un coefficient de réflexion à l'entrée de chaque ligne inférieur à -10 dB sur toute la bande de fonctionnement [0 – 40 GHz].

Nous présentons sur les figure 25 et figure 26 la topologie des deux structures des tapers : les tapers avec arc d'ellipse et les tapers avec arc de cercle:

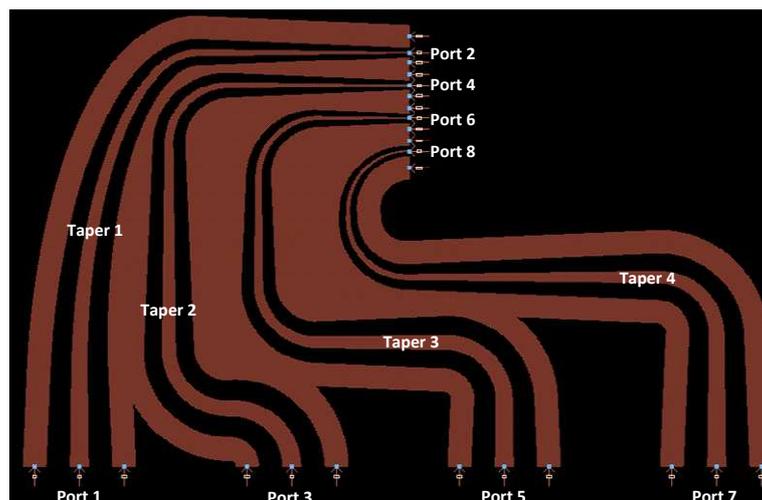


figure 25. Layout des quatre tapers avec des arcs des ellipses

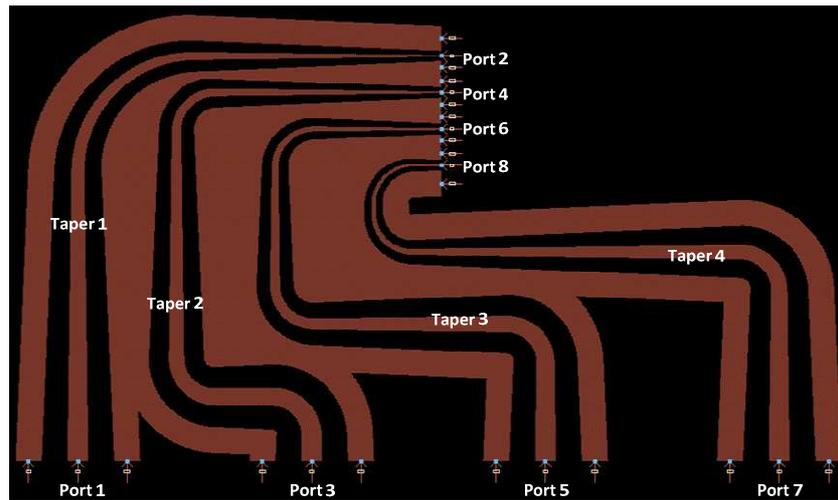


figure 26. Layout des quatre tapers avec des arcs de cercle

Nous pouvons constater que les quatre lignes ont des formes différentes afin d'égaliser leur chemin. Le but est d'imposer les mêmes conditions de phase aux quatre lignes à l'entrée de la zone active du modulateur. Sachant que :

* A l'entrée de ces tapers nous avons les dimensions suivantes pour les lignes: la largeur de l'électrode chaude est fixée à $80\ \mu\text{m}$, le gap et la largeur des lignes de masse sont fixées à $100\ \mu\text{m}$.

* A la sortie des tapers nous avons les dimensions suivantes : la largeur de l'électrode chaude est fixée à $7\ \mu\text{m}$, le gap = $17\ \mu\text{m}$ et la largeur des lignes de masse est fixée à $100\ \mu\text{m}$.

Afin d'étudier le comportement fréquentiel de ces tapers, nous avons utilisé le logiciel commercial Momentum. Nous allons présenter dans le paragraphe suivant les résultats de ces simulations.

III.2. Les résultats de simulation

Afin de comparer les deux options des tapers (arc d'ellipse et arc de cercle), nous avons choisi à chaque fois de superposer les deux cas. Nous allons commencer par les deux premiers tapers 1 et 2. La figure 27 illustre la réponse fréquentielle issue des simulations électromagnétiques.

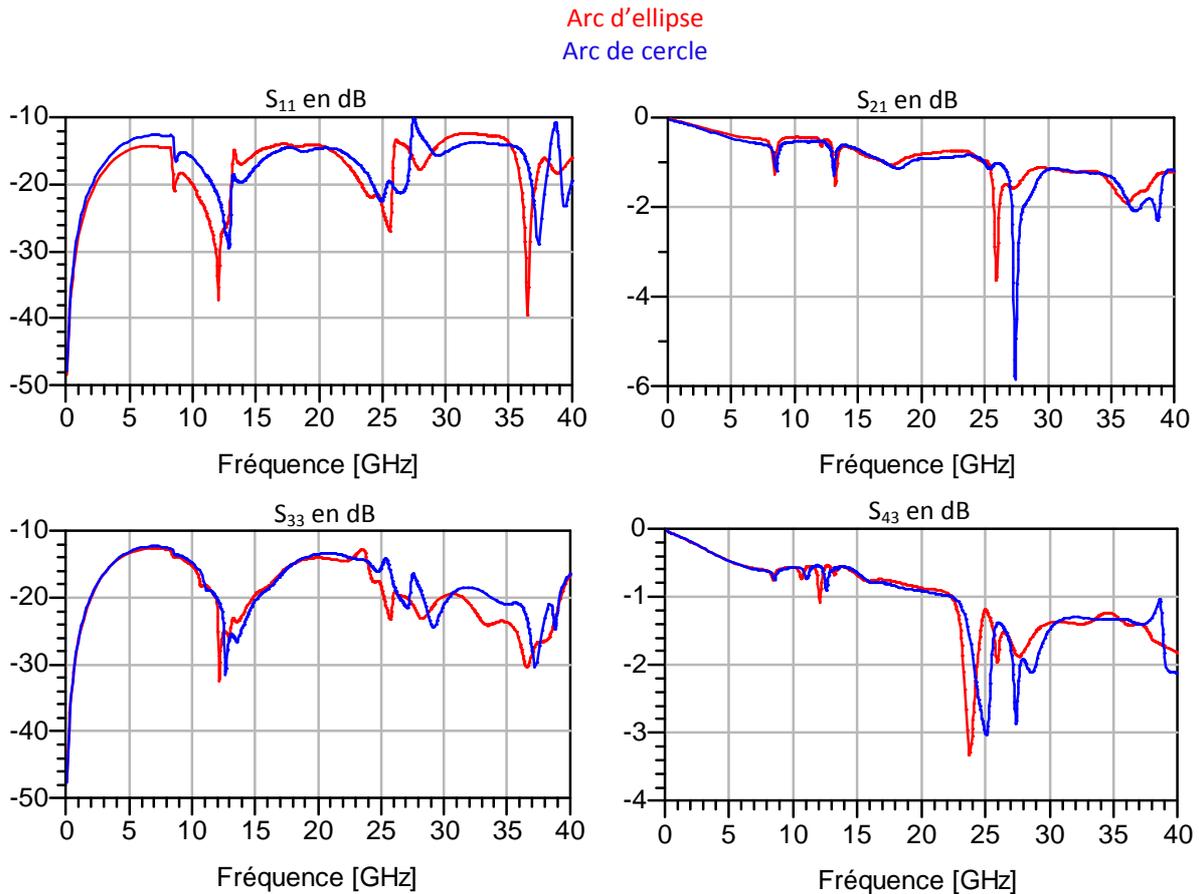


figure 27. Les coefficients de réflexion et de transmission pour les deux premiers tapers – Arc d'ellipse et arc de cercle

On remarque que les coefficients de réflexions S_{11} et S_{33} sont inférieurs à -10 dB sur toute la bande de fonctionnement. Nous pouvons noter également que le coefficient de transmission S_{21} est d'environ -1,5 dB à 40 GHz pour les deux configurations et que le coefficient de transmission S_{43} est d'environ 1,8 dB dans le cas des arcs de cercle et -2,2 dB dans le cas des arcs d'ellipse à 40 GHz.

Nous pouvons observer sur ces résultats la présence de nombreux pics qui perturbent les résultats. Ces pics sont présents seulement en simulation parce qu'il n'y a pas de reprise de masse. Comme nous l'avons vu, lors des mesures avec reprise de masse sur le boîtier, ces pics n'apparaissent pas.

Par ailleurs, la figure 28 présente le couplage entre le taper 1 et le taper 2 avec une comparaison entre les deux configurations, ce couplage est donnée par S_{14} et S_{32} , la même figure présente une comparaison entre la phase des deux tapers pour chaque topologie à part.

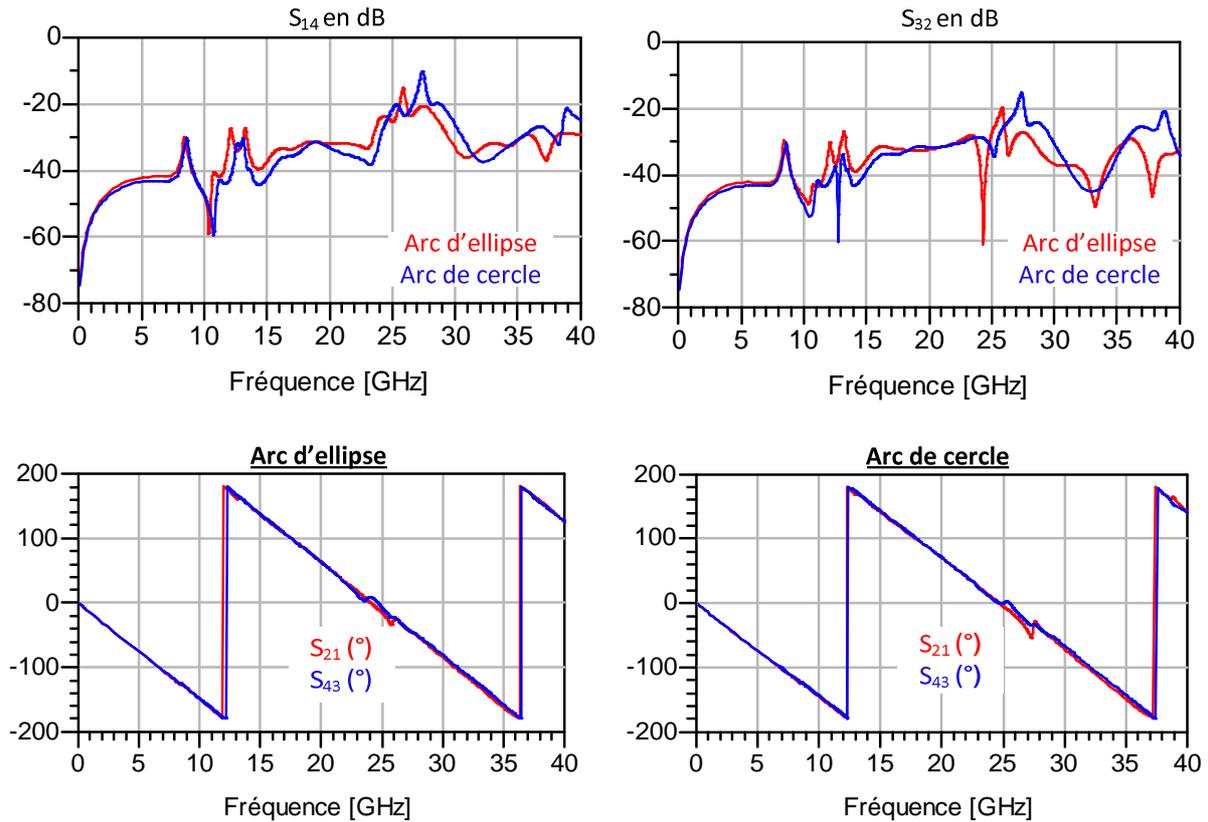


figure 28. Couplage entre taper 1 et taper 2 – comparaison de phase entre taper 1 et taper 2 pour les deux configurations

Nous constatons que les paramètres S_{14} et S_{32} sont en moyenne inférieurs à -20 dB, ce qui signifie qu'il y a un faible couplage entre les deux premiers tapers. Pour ce qui concerne la phase, nous pouvons observer le bon accord entre les deux tapers soit dans le cas d'arcs d'ellipse soit dans le cas d'arcs de cercle.

Nous allons nous intéresser maintenant aux deux derniers tapers 3 et 4. La figure 29 illustre les coefficients des réflexions S_{55} et S_{77} à l'entrée de ces deux tapers, ainsi que les coefficients de transmission S_{65} , S_{87} cela pour les deux configurations, arcs d'ellipse et arcs de cercle.

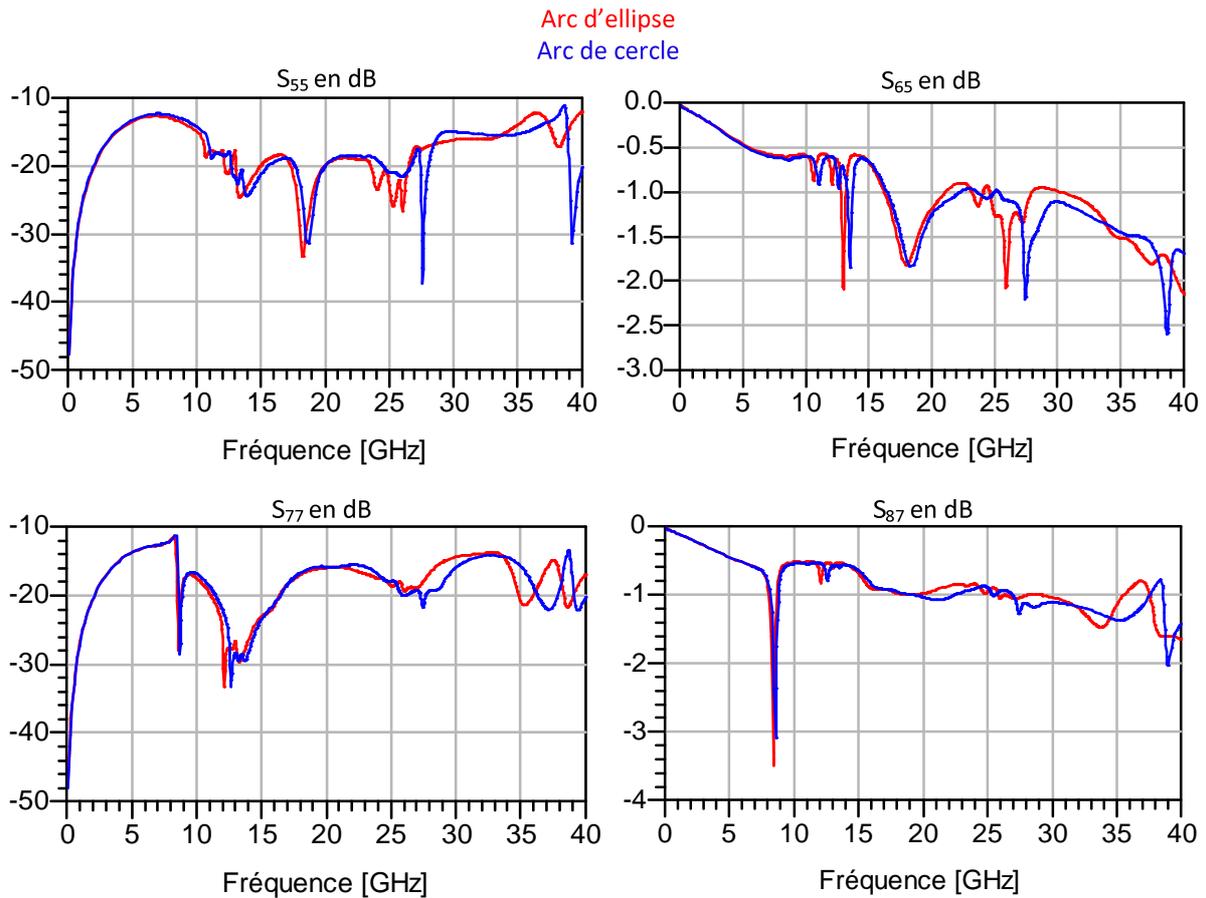


figure 29. Les coefficients de réflexion et de transmission des deux premiers tapers 3 et 5 – Arc d'ellipse et arc de cercle

D'après ces simulations électromagnétiques, nous pouvons constater que le coefficient de réflexion à l'entrée des deux tapers et pour les deux cas de configuration est inférieur à -10 dB sur toute la bande d'étude.

Nous présentons sur la figure 30 le couplage entre le taper 3 et le taper 4, ainsi qu'une comparaison de phase entre ces deux tapers pour chaque configuration.

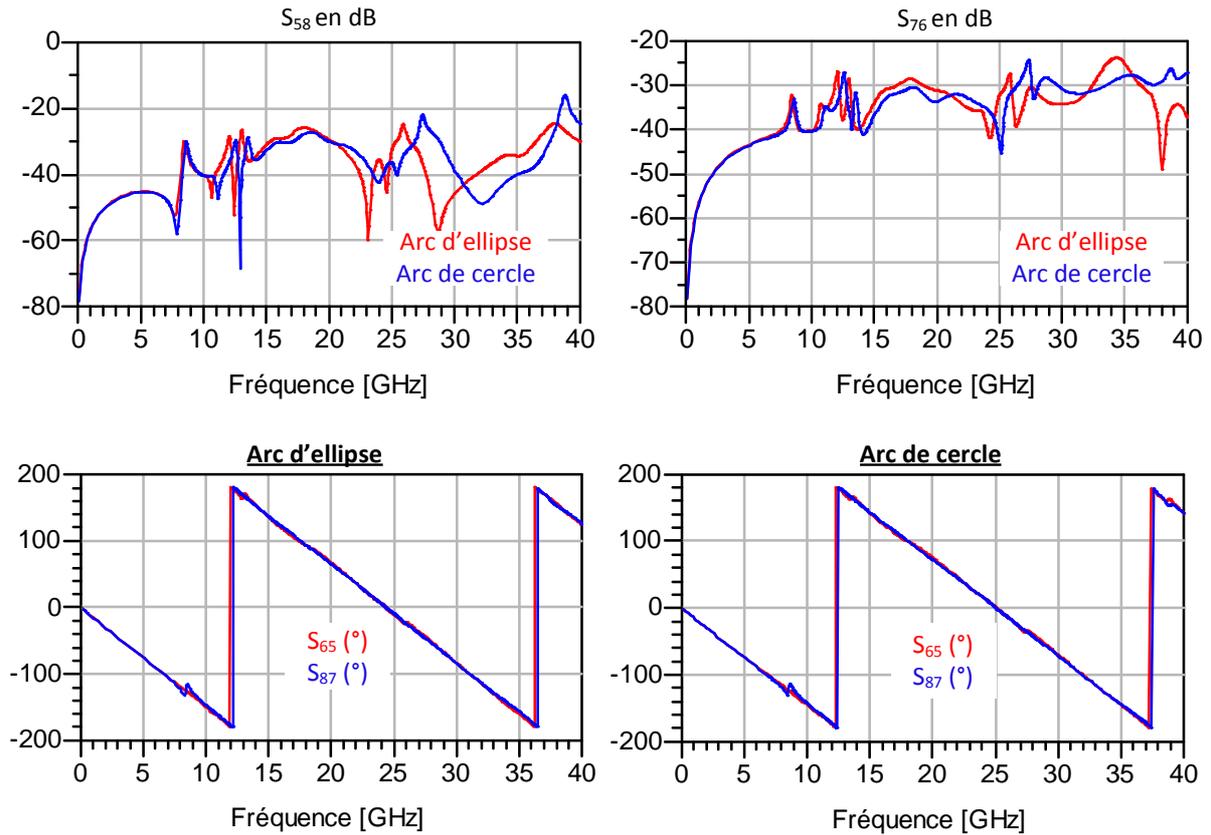


figure 30. Couplage entre taper 3 et taper 4 – comparaison de phase entre taper 1 et taper 2 pour les deux configurations

Nous considérons la valeur moyenne aux niveaux des paramètres [S]. Nous pouvons constater que les paramètres S_{58} et S_{76} sont légèrement inférieurs à -20dB. Ces paramètres témoignent ainsi que le couplage entre les deux lignes coplanaires est faible, et quasi négligeable pour les applications visées. Nous constatons sur la même figure que nous avons un bon accord de phase entre les deux tapers et pour les deux configurations.

Nous allons comparer maintenant la phase de l'ensemble des tapers et pour les deux cas de configuration (cf. figure 31).

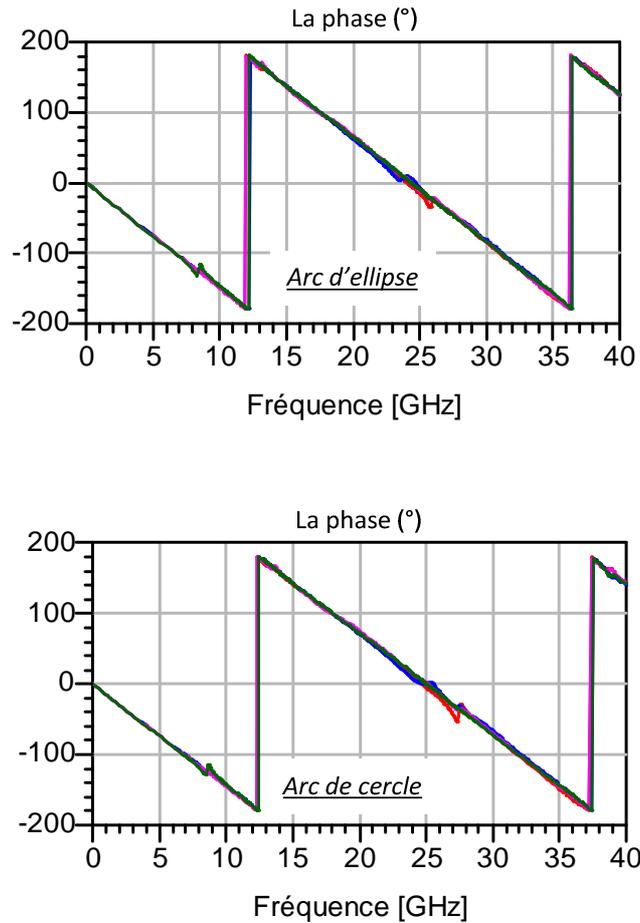


figure 31. Comparaison de la phase entre les quatre tapers dans les deux configurations

D'après les simulations présentées sur la figure 31, nous remarquons que pour les deux cas de configuration nous avons un bon accord de phase entre les quatre tapers.

Les simulations électromagnétiques que nous avons effectuées dans la phase II du projet COHDEQ 40, nous ont montré que quelque soit la configuration utilisée, nous avons toujours une bonne adaptation et un faible couplage entre les tapers. Néanmoins, il nous semble que la configuration avec des arcs d'ellipse est mieux adaptée aux besoins, car elle présente un encombrement réduit par rapport à la configuration avec les arcs de cercle.

Ce travail a été appliqué lors de la mise en boîtier du modulateur lors de la phase II. Les résultats expérimentaux du module complet ont satisfait les objectifs du projet et ont été salués par l'ANR.

En parallèle des travaux contractuels effectués dans le cadre du projet COHDEQ 40, nous avons proposés une étude exploratoire qui cherche à obtenir une meilleure intégration du

modulateur en boîtier tout en limitant les pertes d'insertion. Cette nouvelle étude se base sur la technologie flip-chip. Ce travail a été effectué en collaboration étroite avec Photline et a fait l'objet d'un projet de recherche avec l'Institut FEMTO-ST dans le cadre du réseau des grandes centrales technologiques pour la Recherche Technologique de Base (réseau RTB).

IV. Intégration d'un modulateur de type de Mach Zehnder par technologie flip-chip

IV.1. Introduction

L'objectif ici est de proposer une nouvelle approche de connexion entre l'alumine, le driver et les lignes microondes du modulateur. Cette connexion est basée sur un report flip-chip. L'idée est de s'affranchir des tapers d'entrée sur le niobate de lithium qui sont encombrants et induisent des pertes microondes. Ces tapers seraient directement introduit sur l'alumine de transition. De plus, un tel procédé permettrait à terme une meilleure intégration de l'ensemble dans un environnement boîtier.

Pour procéder à l'étude théorique nous avons utilisé le logiciel d'analyse électromagnétique EMXD, basé sur la méthode des éléments finis. Ce logiciel est développé dans le laboratoire XLIM par Michel Aubourg [8].

Le logiciel EMXD permet une analyse dans le domaine fréquentiel de structures complexes en deux ou trois dimensions, composées de milieux linéaires, avec ou sans pertes isotropes ou anisotropes par la méthodologie des éléments finis qui peut se décomposer en quatre étapes : le maillage de la structure, la mise en équation, la discrétisation et la résolution.

Le maillage s'effectue sous le logiciel libre Gmsh [9], qui permet également de décrire la géométrie de la structure et de la paramétrer. Les caractéristiques physiques des matériaux sont ajoutées lors d'une étape de préparation sous EMXD où des plans de symétrie peuvent être également utilisés afin de réduire les temps de calcul. Des calculs en oscillations libres ou forcées, avec ou sans perte sont alors effectués.

Cette technique de simulation, applicable à tous les dispositifs, peut être très lourde en terme de moyens de calcul et nécessite dans certains cas l'utilisation de clusters puissants. Des

outils numériques permettant de réduire ces temps de calcul (paramétrisation en fréquence par exemple) ont été implantés au cours de ces dernières années.

Le fonctionnement interne du logiciel EMXD est décrit dans les références suivantes [7], [8], [10], [11].

IV.2. Description du module

Comme nous l'avons précisé, le modulateur que nous étudions est un modulateur de type Mach Zehnder intégré sur un substrat de niobate de lithium qui sera le substrat d'accueil de report flip-chip. Pour éliminer les tapers d'entrées sur niobate de lithium nous faisons une liaison directe par l'intermédiaire de bumps (report flip-chip) entre les lignes RF sur l'alumine et les lignes RF de la zone active du modulateur. Pour ce faire il faut résoudre les problèmes de dimensionnement des lignes RF de la zone active.

Les contraintes majeures se posent sur le fait que la largeur de l'électrode chaude de la zone active sur Niobate de Lithium est de l'ordre de 9 μm et que le gap est de l'ordre de 16 μm , ces dimensions sont très petites par rapport aux dimensions des bumps préconisés par FEMTO-ST. Ainsi, les différentes dimensions des bumps sont les suivantes: hauteur des bumps varie entre 30 μm à 75 μm , le diamètre varie entre 35 μm et 75 μm et la distance entre les bumps (du centre à centre) est de l'ordre de 200 μm .

Nous ne pouvons pas modifier les dimensions des lignes RF de la zone active, car elles sont prédéfinies afin d'avoir un couplage optimum entre les lignes RF de la zone active et les guides optiques.

Les dimensions des bumps étant incompatibles avec les lignes RF de la zone active du modulateur, nous proposons d'allonger les lignes actives du modulateur par une petite transition RF permettant de placer les bumps. Cette transition ne devra pas modifier les caractéristiques optiques du modulateur.

Nous avons essayé plusieurs configurations afin d'adopter la meilleure. [12] - [18].

Pour toutes les configurations que nous allons présenter, nous avons utilisé les caractéristiques physiques et géométriques suivantes : La hauteur du substrat de niobate de lithium est de 500 μm , sa permittivité relative est de 35,1 et la tangente de pertes $tg \delta = 10^{-4}$. Au dessus de substrat de niobate de lithium il y a une couche de silice (SiO_2) qui permet d'isoler les électrodes du substrat en niobate de lithium, et plus exactement de l'onde optique,

qui dégénérerait par réflexion sur les électrodes métalliques. Cette couche a une épaisseur de $1,25\ \mu\text{m}$ et sa permittivité relative est de 4,35. Le substrat d'alumine est de hauteur de $245\ \mu\text{m}$, sa permittivité relative est de 9,8 et enfin, l'épaisseur et la conductivité de la métallisation ont respectivement les valeurs suivantes $23\ \mu\text{m}$ et $4,1\ \text{e}^7\ \text{S/m}$.

IV.2.1. Première configuration

Dans cette configuration, nous avons choisi de mettre les lignes de masse et l'électrode chaude des lignes RF sur niobate de lithium sur le même niveau, mais de façon à respecter les contraintes des bumps (au moins $200\ \mu\text{m}$ de centre à centre).

La première configuration est proposée sur la figure 32

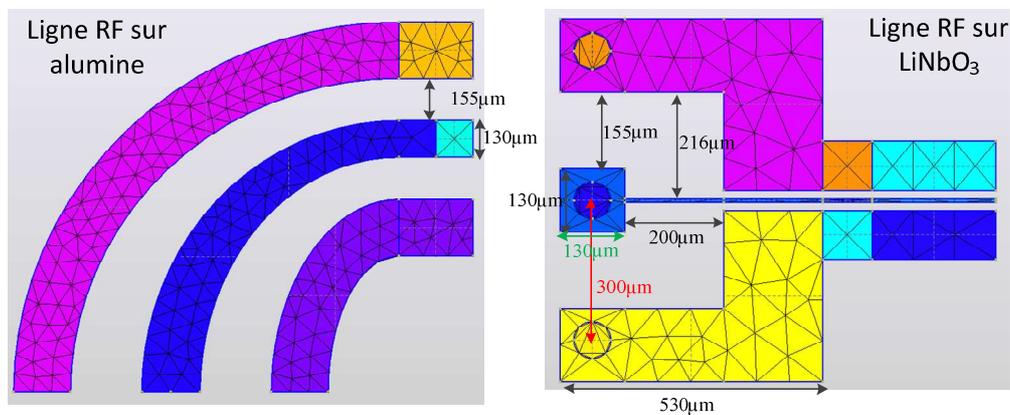


figure 32. Le maillage EM des lignes RF sur LiNbO_3 et sur l'alumine – 1^{ère} configuration

Comme nous pouvons l'observer sur la figure 32 les dimensions des lignes RF de la zone active sont réduites afin de limiter les temps de calculs, nous rappelons ici que la longueur des lignes RF de la zone active sont de l'ordre de $40\ \text{mm}$, d'où la difficulté de les prendre en compte dans nos calculs.

La figure 33 nous montre les lignes coplanaires sur niobate de lithium et les lignes coplanaires sur alumine ainsi que les bumps qui assurent la liaison entre elles.

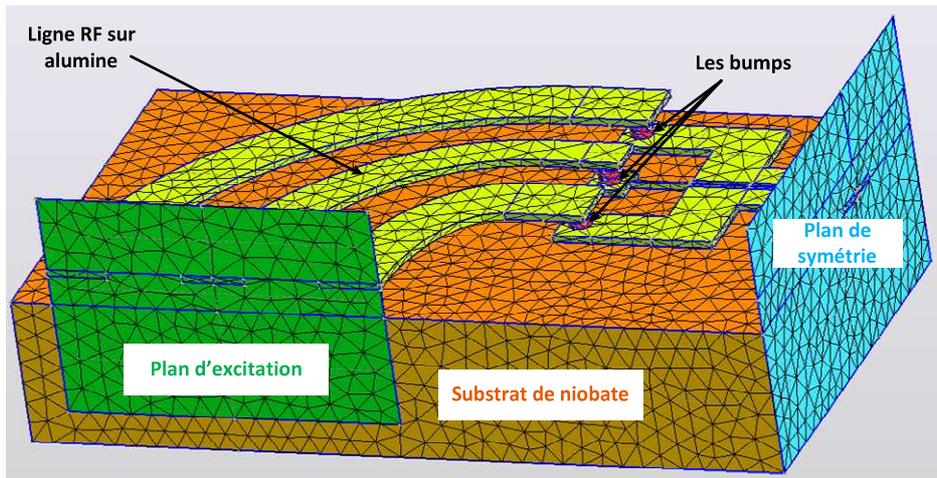


figure 33. Le maillage EM de report flip-chip – 1^{ère} configuration

Les lignes coplanaires sur le substrat d'alumine ont une forme d'arc d'ellipse afin de faciliter leurs connexions avec les connecteurs.

Pour cette configuration, nous considérons un saut de l'impédance caractéristique [12] pour les lignes RF sur niobate de lithium, et nous respectons la contrainte de la distance centre à centre entre les bumps.

Nous présentons la réponse fréquentielle de cette première configuration sur la figure 34.

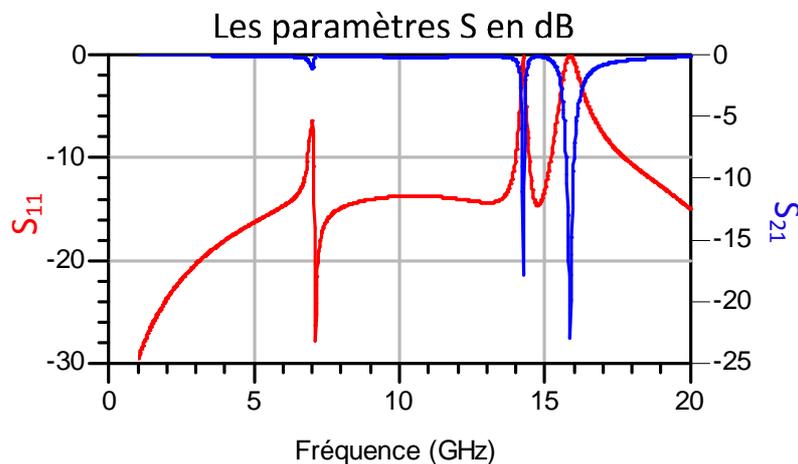


figure 34. La réponse fréquence de la 1^{ère} configuration

Sur la réponse fréquentielle de la 1^{ère} configuration (cf. figure 34), nous observons que le paramètre S_{11} est de l'ordre -14dB, mais nous observons des nombreux pics parasites qui perturbent le comportement électromagnétique du module. Nous n'allons pas chercher

l'origine de ces pics, parce que notre premier but c'est de choisir une configuration parmi quatre que nous allons proposer.

Nous présentons maintenant la deuxième configuration.

IV.2.2. Deuxième configuration

De la même manière, nous avons joué sur l'impédance caractéristique de la ligne RF sur niobate de lithium, mais cette fois ci nous avons modifié cette impédance de manière progressive au lieu de faire un saut d'impédance.

La figure 35 illustre cette configuration.

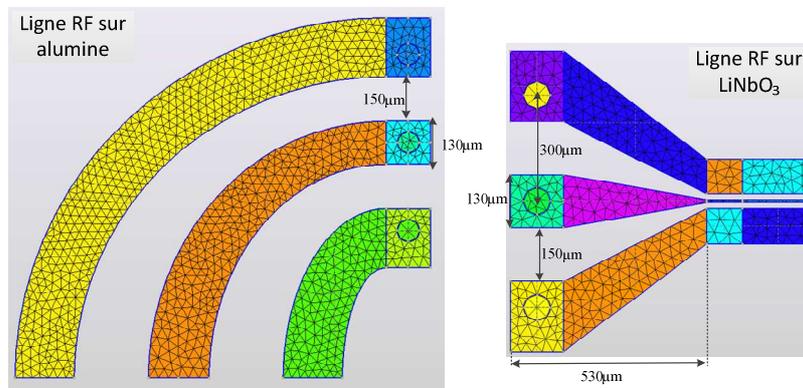


figure 35. Maillage EM des lignes RF sur LiNbO₃ et sur l'alumine - 2^{ème} configuration

Nous présentons par la suite sur la figure 36 la réponse fréquentielle de cette deuxième configuration après différents calculs électromagnétiques afin d'obtenir le meilleur résultat.

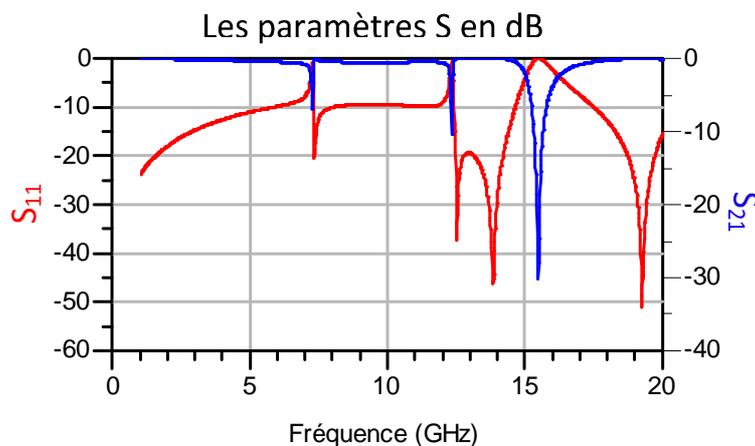


figure 36. La réponse fréquentielle de la deuxième configuration

Nous pouvons remarquer sur la réponse fréquentielle de la deuxième configuration de nombreux pics parasites. Si nous comparons les deux configurations, nous observons que le paramètre S_{11} de la première configuration est en moyenne de l'ordre de -14dB, alors que le paramètre S_{11} de la deuxième configuration est de l'ordre de -10dB.

Nous allons maintenant étudier la 3^{ème} configuration.

IV.2.3. Troisième configuration

La troisième configuration est présentée sur la figure 37.

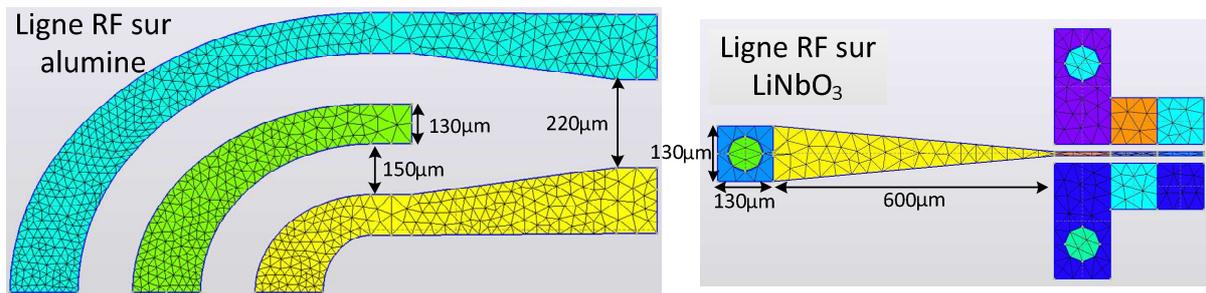


figure 37. Maillage EM des lignes RF sur LiNbO₃ et sur l'alumine - 3^{ème} configuration

Dans cette troisième configuration, nous avons proposé d'avancer l'électrode chaude par rapport aux lignes de masse de la ligne RF sur niobate de lithium afin d'avoir une distance centre à centre entre les bumps au minimum de 200 µm, et pour les lignes de masse, nous les avons élargi pour respecter la même contrainte précisée par avant.

Nous présentons sur la figure 38 la réponse fréquentielle de cette dernière configuration.

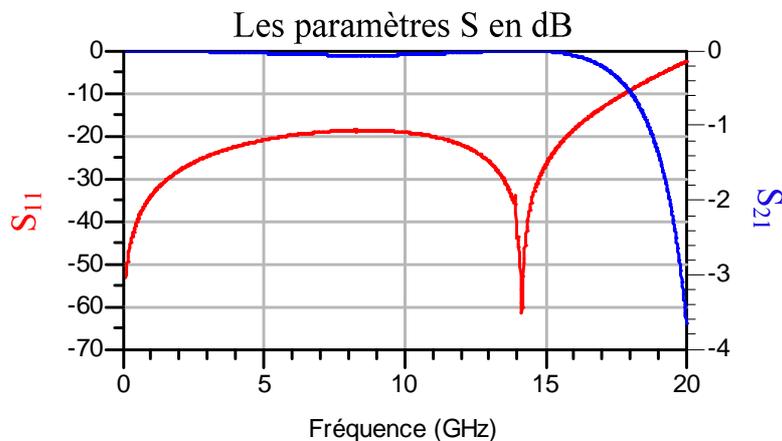


figure 38. La réponse fréquentielle de la 3^{ème} configuration

Nous pouvons remarquer d'après la figure 38 que le paramètre S_{11} est inférieur à -19 dB jusqu'à 16 GHz, et au-delà de 18GHz nous observons une montée du paramètre S_{11} .

IV.2.4. Quatrième configuration

La quatrième configuration est plus au moins comme la troisième configuration, la seule différence entre les deux c'est au niveau de la transition sur niobate de lithium, dans la 3^{ème} configuration nous avons augmenté la largeur de l'électrode chaude de manière progressive sous forme d'une taper, alors qu'ici nous avons modifié la largeur d'un seul coup.

Nous présentons sur la figure 39 la 4^{ème} configuration.

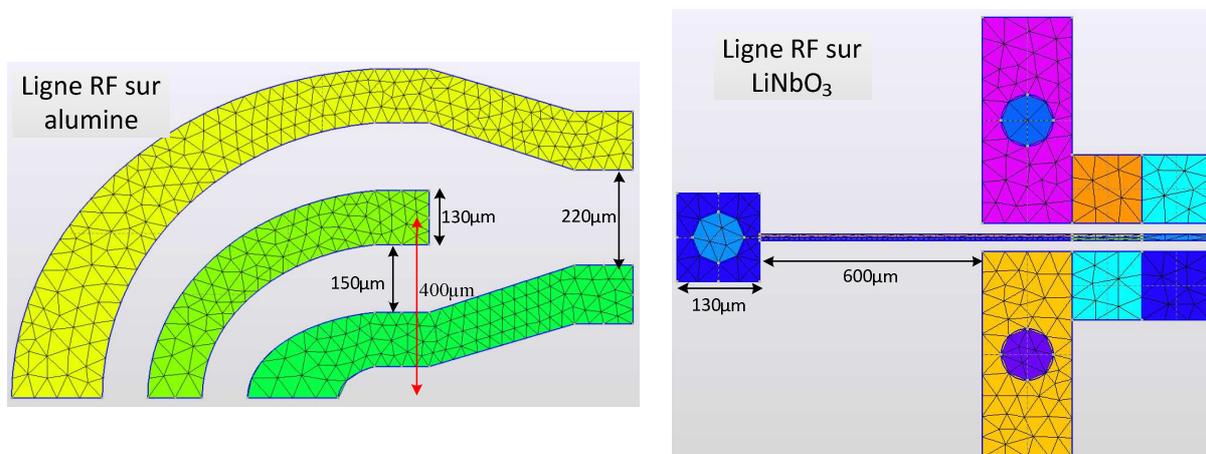


figure 39. Le maillage EM des lignes RF sur LiNbO₃ et sur l'alumine – 4^{ème} configuration

Sur la figure 40, nous présentons la réponse fréquentielle de cette configuration.

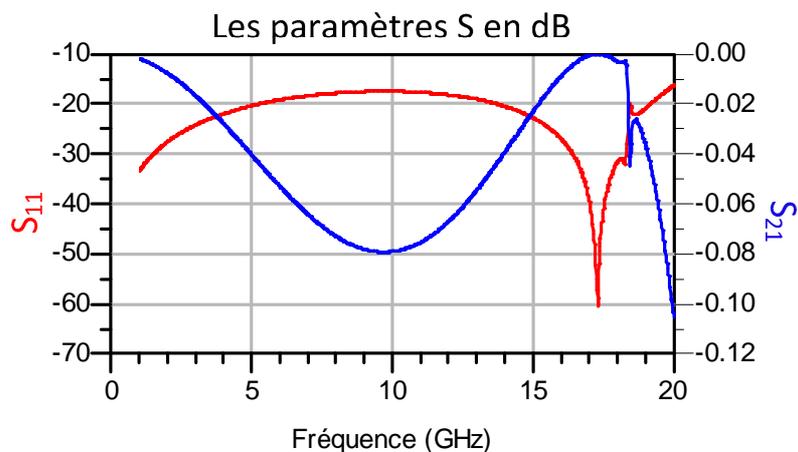


figure 40. La réponse fréquentielle de la 4^{ème} configuration

Sur cette réponse nous pouvons constater que le paramètre S_{11} est en moyenne de l'ordre de -15 dB sur toute la bande de fonctionnement.

En comparant cette configuration avec la troisième, nous remarquons que dans cette dernière nous n'avons plus la remontée du S_{11} , ainsi on a moins de pertes d'insertion dans cette configuration que dans la 3^{ème} configuration.

En conclusion, il nous semble que la dernière configuration présente un meilleur comportement comparé à ceux des autres configurations. Finalement nous avons choisi la 4^{ème} configuration pour réaliser le report flip-chip entre le modulateur Mach Zehnder sur niobate de lithium et la transition sur l'alumine.

Après le choix de la configuration, nous passons maintenant à l'étude paramétrique de ce report en fonction des différents paramètres et à son optimisation.

IV.3. Etudes paramétriques de report flip-chip

Avant de procéder aux études paramétriques, nous avons optimisé la 4^{ème} configuration afin d'obtenir des résultats meilleurs que ceux présentés sur la figure 40.

Nous présentons sur figure 41, la description géométrique de ce modèle. Nous rappelons que le maillage de la structure est réalisé avec le logiciel libre GMSH.

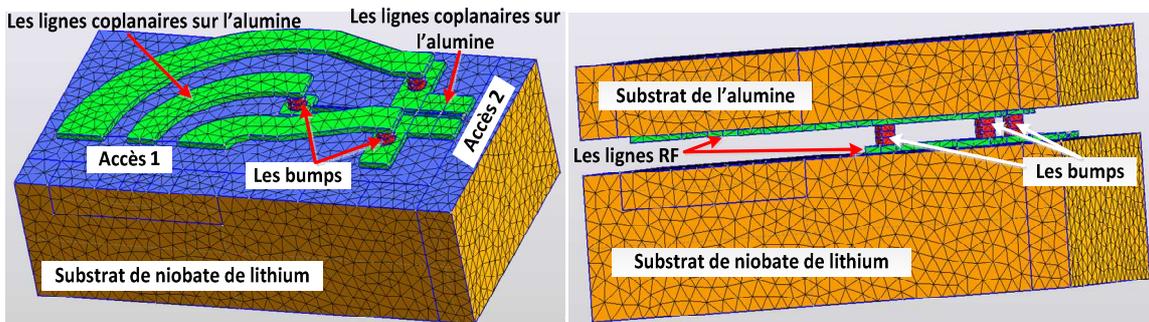


figure 41. Le maillage EM de report flip-chip décrit avec le logiciel GMSH

Sur la figure 41 nous présentons le substrat de niobate de lithium, les lignes coplanaires sur niobate de lithium et sur le substrat d'alumine ainsi que les bumps et le substrat d'alumine. Notons ici que nous n'avons pas utilisé le plan de symétrie car nous souhaitons au final effectuer un chaînage globale afin d'intégrer les lignes de la zone active du modulateur dans une simulation complète.

Les principaux paramètres qui nous permettent d'optimiser ce report flip-chip sont retranscrits sur la figure 42. Il s'agit des dimensions de la transition sur niobate de lithium ainsi que celles des lignes coplanaires sur l'alumine.

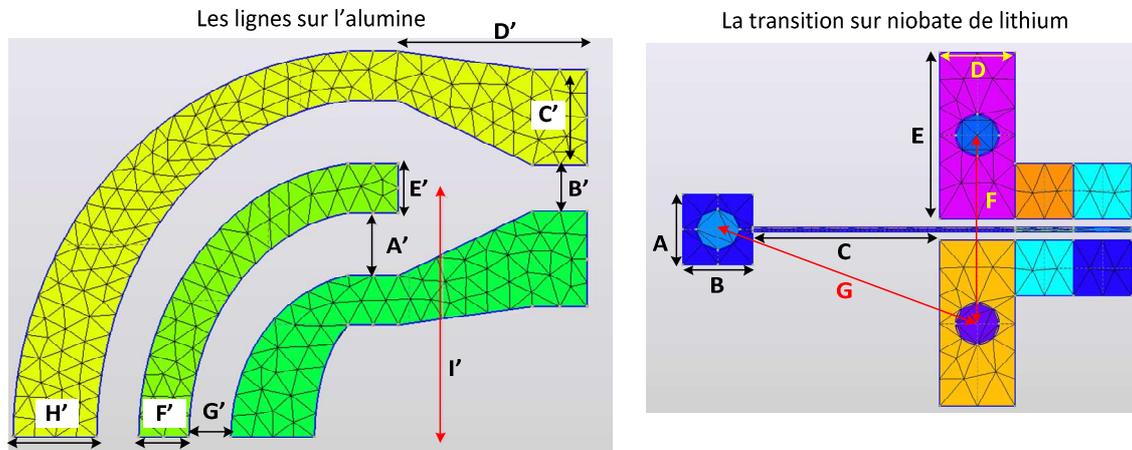


figure 42. Description des paramètres d'optimisation

Afin d'optimiser le report flip-chip, nous avons utilisé la démarche décrite sur la figure 43 : en utilisant la fonction « LineCalc » du HPADS nous déterminons les dimensions (E' , A' , F' et G') tout en fixant l'impédance caractéristique à l'entrée des lignes RF sur l'alumine ainsi que celle du côté des bumps égale à 50Ω . En se basant sur les dimensions obtenues avec « LineCalc », nous réalisons des calculs EM et nous comparons les résultats avec notre objectif. Tant que l'objectif n'est pas atteint nous faisons varier de nouveau les dimensions.

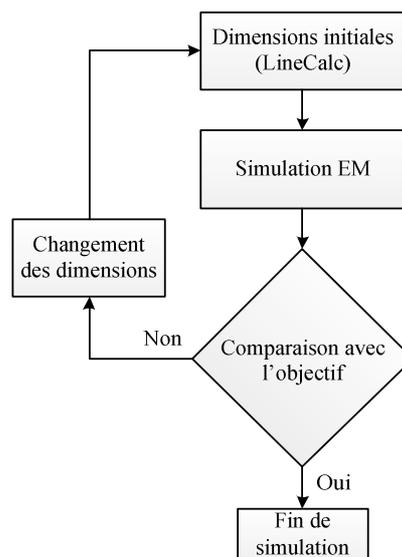


figure 43. Principe de l'optimisation de report flip-chip

Nous présentons sur la figure 44, la réponse en fréquence optimale que nous avons obtenue avec nos simulations en considérant un report flip-chip dont les principales dimensions sont retranscrites sur la figure 45.

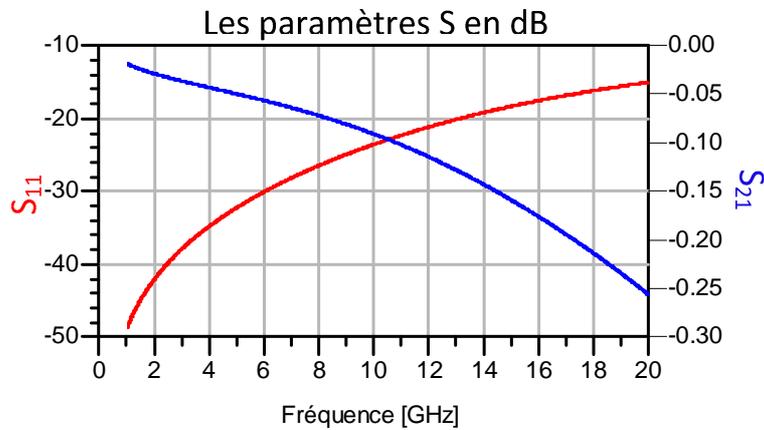


figure 44. Résultat optimum obtenu en simulation

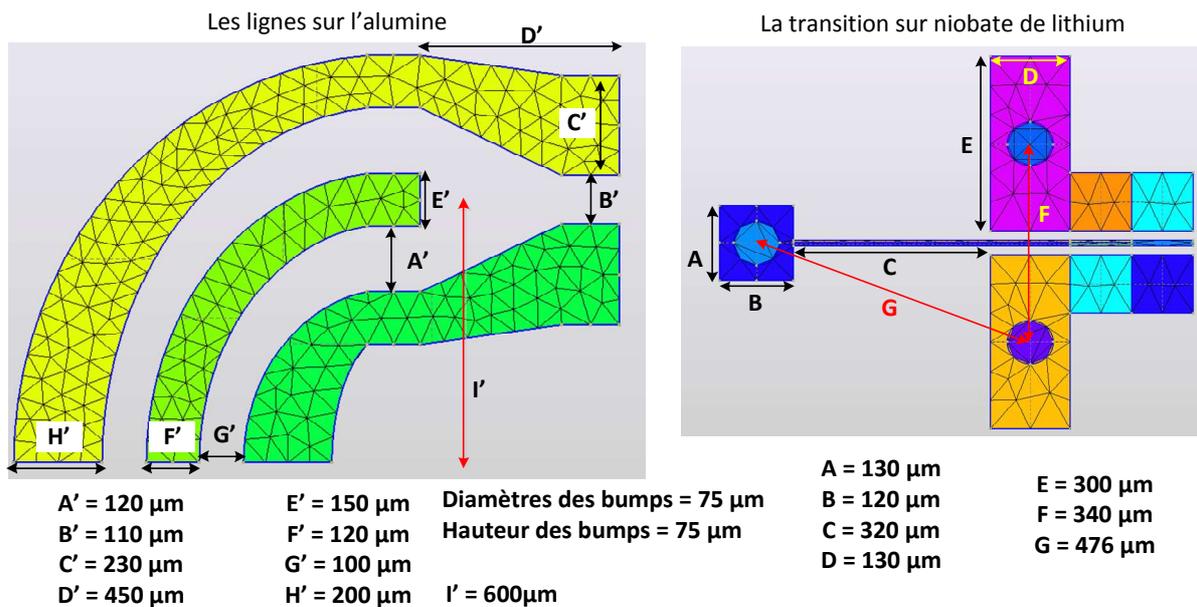


figure 45. Dimensions optimales de report flip-chip

Les principaux changements par rapport à la structure décrite sur la figure 39, sont les paramètres C, B' et I'.

Afin d'établir l'influence de la position des bumps (en changeant le paramètre « F »), et leur hauteur « H_bumps » sur le comportement du report flip-chip, nous avons réalisé une étude paramétrique en fonction de ces paramètres en faisant varier un seul paramètre à la fois

(et en conservant la valeur optimale). Nous présentons sur la figure 46, l'évolution du coefficient de réflexion à l'entrée du dispositif, en fonction de chacun des paramètres.

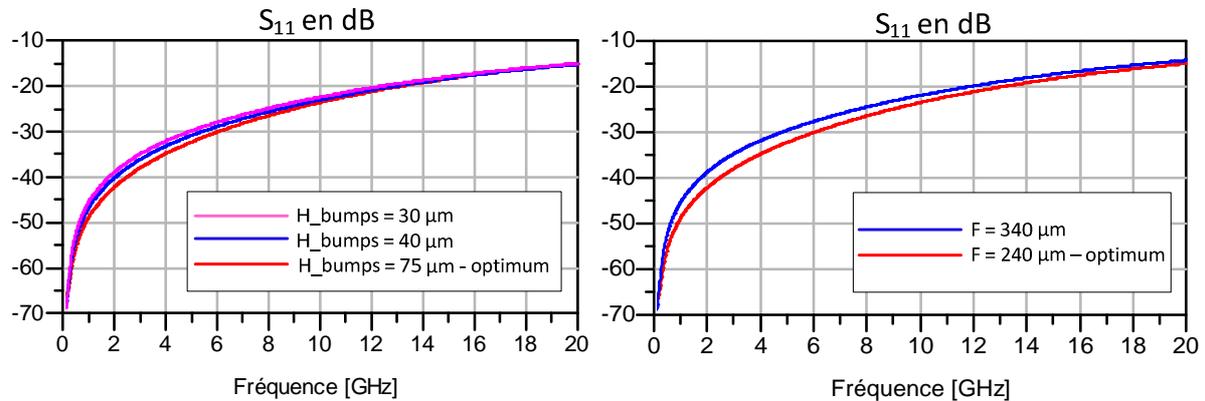


figure 46. Etudes paramétriques de report flip-chip en fonction de la hauteur des bumps et de leurs positions

Nous pouvons remarquer sur la figure 46, l'évolution de la réponse fréquentielle du report flip-chip en fonction de la position des bumps.

Nous présentons sur la figure 47 et la figure 48, les isovaleurs du champ électrique $|\vec{E}|$ à la fréquence de calcul qui vaut 10,5 GHz, nous pouvons observer sur cette figure que le champ électrique est plus important autour des électrodes chaudes de chaque ligne RF et du bump central.

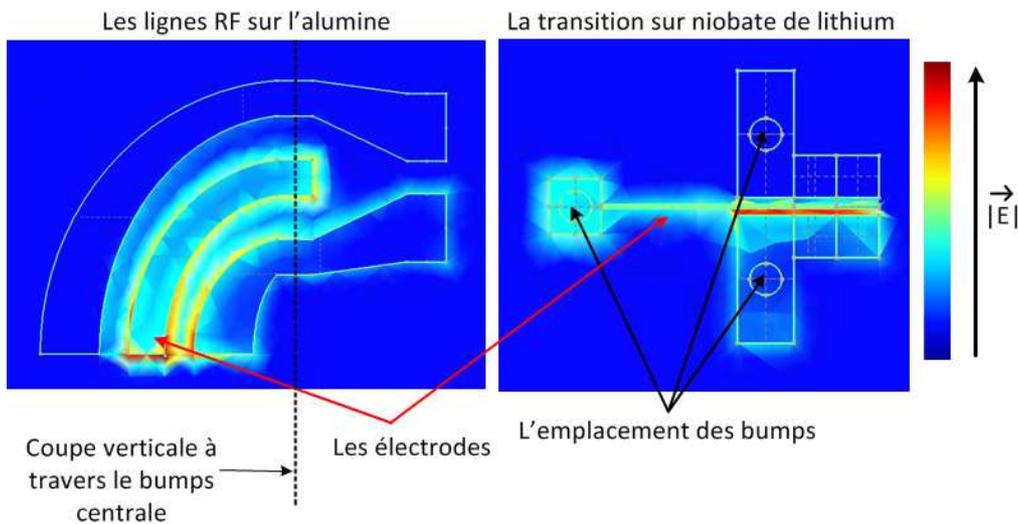


figure 47. Isovaleurs du champ E sur les lignes RF

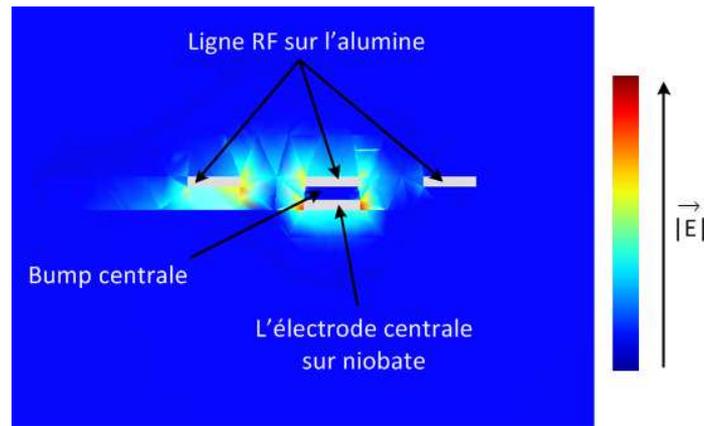


figure 48. Isovaleurs du champ E à travers le bump central

Après cette première phase de simulations, nous sommes passés à la phase de la réalisation expérimentale du report flip-chip. Cette phase a été confiée à l'Institut FEMTO-ST, nous présentons par la suite les conclusions issues de cette phase de fabrication.

IV.4. Vérification expérimentale de la fiabilité de report flip-chip

L'institut FEMTO-ST, par l'intermédiaire de la Centrale de Technologie MIMENTO qui fait partie depuis 2004 du réseau des grandes centrales technologiques pour la Recherche Technologique de Base (réseau RTB), a fait des tests de fiabilité de report flip-chip pour évaluer la faisabilité de ce dernier.

Compte tenu des contraintes mécaniques appliquées aux circuits lors de la réalisation d'un report flip-chip et des contraintes liées dues aux équipements, deux options ont été envisagées pour la fabrication de ce report : soit le substrat d'alumine est de même dimensions (largeur = 22 mm et longueur = 64 mm) que celles du modulateur, soit le substrat d'alumine est divisé en plusieurs pièces (que nous décrirons par la suite).

Durant le test, la première option a été éliminée parce que le report par flip-chip n'a pas fonctionné. En effet, malgré des bumps positionnés sur toute la longueur du modulateur pour assurer un maintien mécanique, les substrats d'alumine et de niobate de lithium se sont décollés car la puce d'alumine a flambé durant la phase de report.

Pour la deuxième option, FEMTO-ST a fait un report avec un substrat d'alumine de 0,5 cm de longueur reporté en flip-chip avec le substrat de niobate de lithium dont les dimensions sont indiquées précédemment. Cette fois-ci le report flip-chip a bien fonctionné d'un point de

vue mécanique, le tableau 1 illustre les dimensions des bumps qui ont été réalisés pour les trois tests.

	Hauteur (μm)	diamètre (μm)
Bump après report 3	33,28	79,23
Bump après report 2	34,25	74,06
Bump après report 1	33,3	81,88
Moyenne	33,61	78,39

tableau 1. Les dimensions des bumps à utiliser pour report flip-chip – tableau FEMTO-ST

Ces derniers tests ont validé la réalisation d'un report d'un substrat d'alumine par flip-chip si celui ci est de petite taille comparée à celle du substrat d'accueil (Niobate de lithium).

Nous présentons sur la figure 49 une photo de report flip-chip fournie par FEMTO-ST.

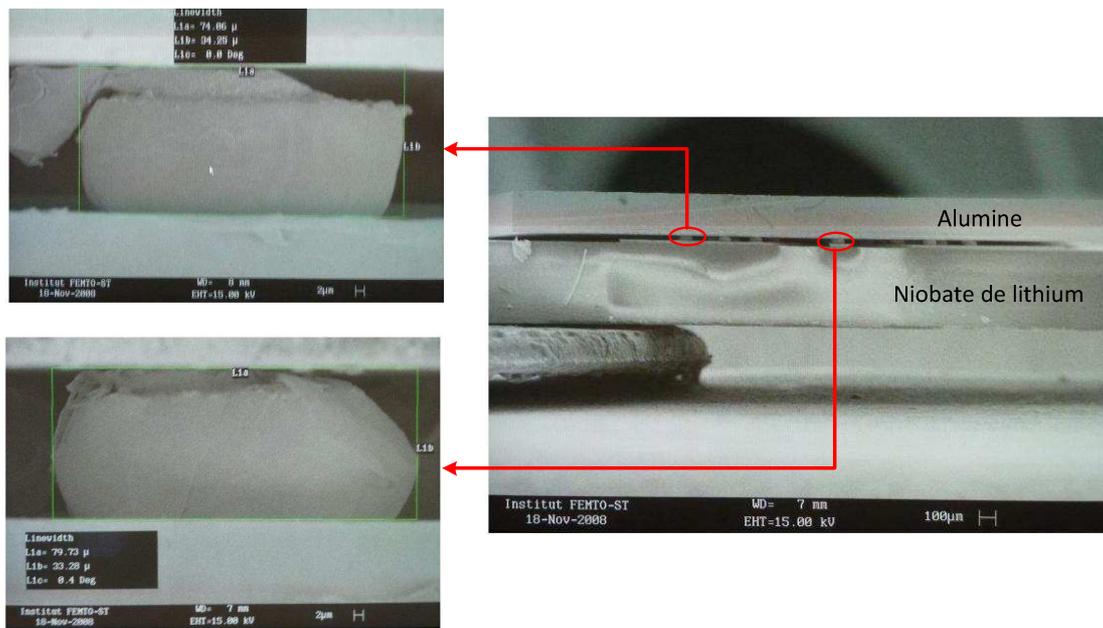


figure 49. Assemblage alumine et niobate de lithium après report flip-chip – Photo FEMTO-ST

Lors de ces tests nous nous sommes rendus compte que nous ne pouvons pas faire des bumps avec des diamètres inférieurs à $70 \mu\text{m}$, or la distance entre deux bras de chaque sous interféromètre du modulateur (cf. figure 1) est de $141 \mu\text{m}$, donc si nous conservons des bumps avec ce diamètre, il sera difficile de faire passer les deux lignes RF de chaque interféromètre du même coté, ce qui est une nécessité.

La solution que nous avons proposée pour résoudre ce problème est de changer le substrat d'alumine par un substrat de silicium à haute résistivité. Comme le substrat d'alumine n'a aucune influence sur la réponse optique du modulateur, nous pouvons utiliser le substrat de silicium à haute résistivité au lieu de l'alumine. Ce choix est justifié par la possibilité de réaliser des bumps de plus petites dimensions sur le substrat de silicium à haute résistivité par rapport à un substrat d'alumine. Ceci conduira donc à une meilleure intégration.

IV.5. Report flip-chip entre substrat de silicium à haute résistivité et substrat de niobate de lithium

Dans ce paragraphe nous allons présenter les différentes simulations que nous avons effectuées pour cette nouvelle configuration.

La question qui peut se poser : pourquoi choisir le substrat de silicium à haute résistivité ?

Le silicium présente une grande capacité d'intégration avec une technologie bien maîtrisée. Cependant les pertes importantes que présentent les circuits passifs sur silicium standard ralentissent son utilisation dans les modules de communication hyperfréquences. La responsabilité en incombe essentiellement à la basse résistivité du substrat silicium qui autorise la création de courants importants par les champs magnétiques radiofréquences.

Afin de surmonter les nuisances du silicium basse résistivité et de favoriser son utilisation pour des applications micro-ondes et millimétriques, nous avons choisi d'utiliser un substrat silicium haute résistivité (SiHR: $\rho > 2000 \Omega.cm$) pour lequel les pertes diélectriques sont négligeables à hautes fréquences. Mais cela ne résout pas le problème du courant de fuite, Pour cela, une solution consiste à ajouter une passivation à la surface du silicium, en utilisant une fine couche d'oxyde de silicium (SiO_2 , $\epsilon_r = 3,9$) ou de nitrure de silicium (Si_3N_4 , $\epsilon_r = 7,5$) entre le substrat et les conducteurs métalliques.

Grâce aux techniques d'intégration sur silicium, nous pouvons utiliser des bumps avec des diamètres beaucoup moins importants que ceux que nous pouvons utiliser sur l'alumine par exemple dans notre cas, nous passons de 75 μm à 30 μm . La figure 50 présente le nouveau report flip-chip en utilisant le substrat de silicium haute résistivité, sachant que nous avons utilisé les paramètres géométriques et physiques suivants :

La hauteur de substrat de niobate de lithium est de $500\ \mu\text{m}$, sa permittivité relative est de $\epsilon_r = 35,1$ et le $\text{tg } \delta = 10\ e^{-4}$, le substrat de silicium à une hauteur standard de $550\ \mu\text{m}$, permittivité relative $\epsilon_r = 11,9$, tangente de pertes $\text{tg } \delta = 0,018$ et de résistivité $\rho = 10\ \text{k}\Omega\text{cm}$ ($\sigma = 0,01\ \text{S.m}^{-1}$).

IV.5.1. Description du report flip-chip

Nous décrivons plus en détail les différentes dimensions géométriques des lignes RF sur la figure 51.

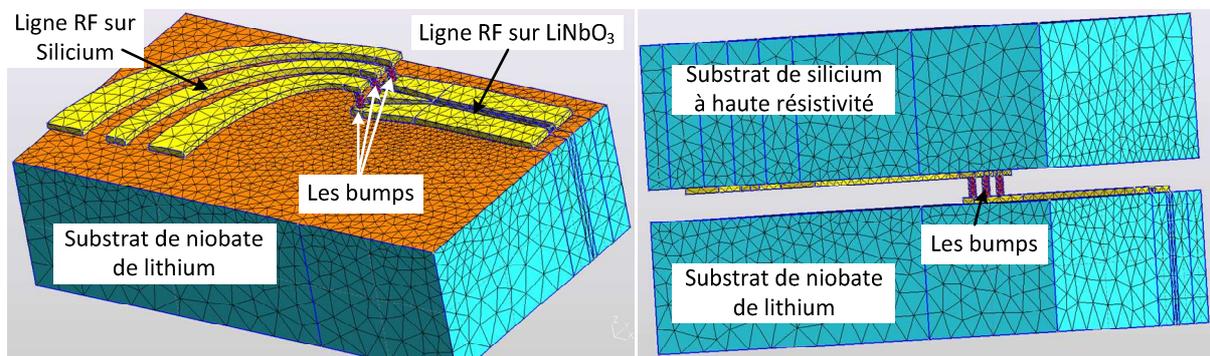


figure 50. Le maillage EM de report flip-chip avec le substrat de silicium

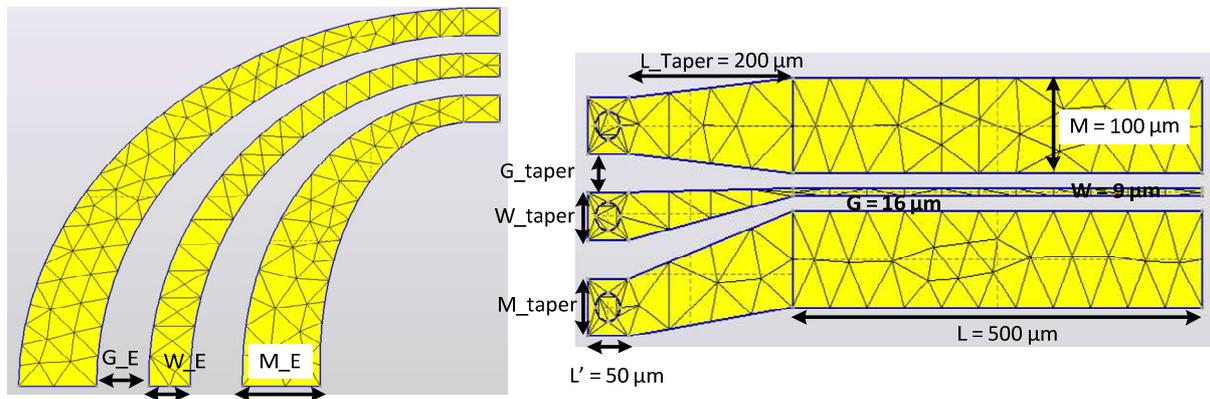


figure 51. Description des dimensions des lignes RF

Le tableau 2 complète la figure 51

Paramètres	G_E	W_E	M_E	G_taper	W_taper	M_taper
Dimensions	100 μm	80 μm	150 μm	40 μm	50 μm	60 μm

tableau 2. les dimensions des différents paramètres des lignes RF

Nous rappelons, que l'épaisseur de métallisation en or est de 23 μm .

En utilisant du substrat de silicium, il est possible de placer deux lignes RF d'un bras de l'interféromètre d'un même côté, (ce qui n'était pas le cas avec le substrat d'alumine à cause du diamètre des bumps trop important).

Dans le paragraphe suivant nous allons présenter les résultats de simulation du report flip-chip en faisant varier dans un premier temps la hauteur des bumps et ensuite la longueur de la ligne RF sur niobate de lithium de la zone active du modulateur.

IV.5.2. Etude paramétrique en fonction de la hauteur des bumps

La figure 52 illustre la réponse fréquentielle de report flip-chip présenté sur la figure 50 en fonction de la hauteur des bumps, sachant que le diamètre des bumps est de 30 μm .

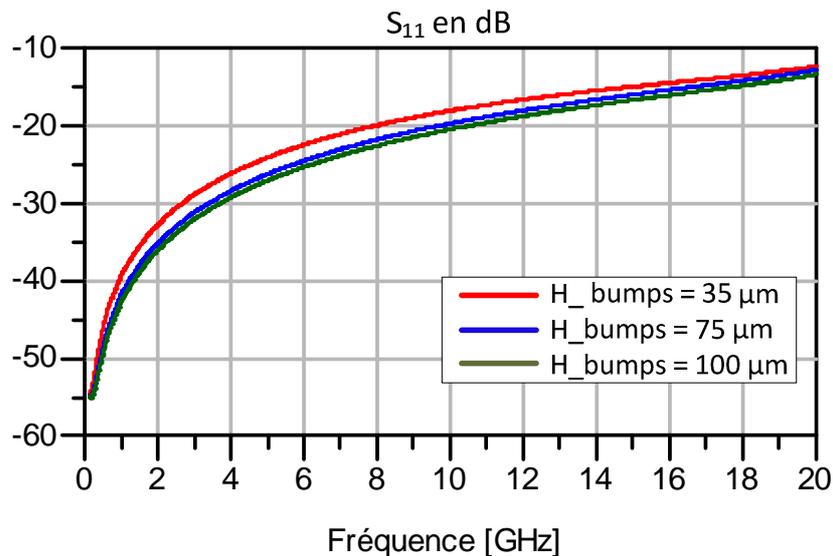


figure 52. Paramètre S_{11} de report flip-chip (silicium/niobate de lithium)

Nous constatons que nous avons une bonne transmission entre les lignes RF reportées et celles du substrat d'accueil par le report flip-chip pour les différentes hauteurs des bumps. En effet, nous obtenons un paramètre S_{11} inférieur a -10 dB sur toute la bande de fonctionnement.

IV.6. Conclusion

L'étude électromagnétique du report flip-chip nous permet de conclure qu'il est envisageable de réaliser un report flip-chip entre le modulateur électro-optique de type Mach Zehnder et le substrat de liaison en Alumine ou Silicium haute résistivité. Ce type

d'assemblage conduirait à une meilleure intégration de l'ensemble du module. Néanmoins il reste à valider expérimentalement cette approche. Un premier travail préliminaire a été initié en collaboration avec FEMTO-ST dans le cadre de la plateforme RTB. Faute de temps et de réel projet de recherche collaboratif ce travail encourageant n'a pas été approfondi.

V. Conclusion

Lors de ce chapitre nous avons présenté les travaux effectués dans le cadre du projet ANR COHDEQ 40 sur le modulateur QPSK de type Mach Zehnder à quatre bras en coupe Z. Dans la première partie de ce chapitre nous avons contribué à l'optimisation des lignes RF sur alumine « transition de l'alumine relais » afin de compenser l'effet selfique des bondings qui relie la transition de l'alumine relais avec les tapers d'entrée du modulateur. Nous avons présenté des études électromagnétiques en 2,5D et une approche hybride couplant les simulations électromagnétiques et les mesures. Nous avons ainsi mis en évidence et identifié les problèmes de non adaptation du paramètre S_{11} , pour lesquels nous avons proposé de prendre en compte l'effet des bondings dès la phase de conception. Nous avons ainsi appliqué une approche hybride qui couple la simulation électromagnétique, les mesures et le modèle analytique des fils de bonding à l'aide du logiciel commercial circuit HPADS. Notons qu'une bonne prise en compte de tous les paramètres a permis d'obtenir des résultats théoriques satisfaisants qui ont été vérifiés expérimentalement par Photline.

Puis, nous avons présenté une nouvelle étude électromagnétique en 2,5D sur une prochaine génération du modulateur QPSK de type Mach Zehnder à quatre bras afin de comparer entre deux configurations (des tapers avec des arcs d'ellipse et des tapers avec arcs de cercle). Le but dans cette nouvelle génération est de mettre les quatre tapers d'entrée du modulateur du même côté, contrairement à la génération actuelle où les tapers sont répartis en paire de chaque côté du modulateur. Les simulations électromagnétiques ont montré que quelque soit la configuration, l'adaptation des tapers est assurée, néanmoins le cas des tapers avec des arcs d'ellipse est plus avantageux pour sa forte intégration par rapport au cas des tapers avec des arcs de cercle.

Dans la deuxième partie de ce chapitre nous avons présenté les études effectuées sur un nouveau type d'interconnexion. Nous proposons ainsi d'étudier un « report flip-chip » entre la zone active du modulateur et les lignes RF sur alumine. Ces études ont été faites par des

simulations électromagnétiques en 3D avec le logiciel local EMXD. Lors de ces études nous avons dû prendre en compte des contraintes technologiques liées notamment aux diamètres des bumps et à leur espacement. Des tests technologiques ont été réalisés par FEMTO-ST dans le cadre du réseau RTB. Ces études ont montré que les diamètres des bumps doivent être de l'ordre de 35 μm pour que cette solution soit compatible avec les contraintes d'intégration en boîtier imposées par Pholine. Ainsi, en concertation avec FEMTO-ST, nous avons proposé de remplacer le substrat d'alumine par un substrat de silicium à haute résistivité. Les simulations électromagnétiques nous ont montré une bonne transmission et adaptation de report flip-chip dans ces conditions.

A travers ces études, nous avons montré que l'analyse électromagnétique est un outil devenu important pour la compréhension du fonctionnement et la conception de modules et de composants optoélectroniques complexes.

Nous allons maintenant nous intéresser au second projet support de ce travail de thèse, le projet européen CELTIC 100GET.

Bibliographie – Chapitre II

[1] **N. Grossard, J. Hauden, H. Porte**

« Jonction –Y optimisée sur modulateurs QPSK en niobate de lithium »

27^{èmes} Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG 2008), Lannion, France.

[2] **T. Kawanishi, T. Sakamoto, A. Chiba, M. Izutsu**

« Advanced LiNbO₃ modulation »

Lasers and Electro-Optics, 2007. CLEO 2007. Conference on Date: 6-11 May 2007,
Pages: 1 – 2 Digital Object Identifier 10.1109/CLEO.2007.4452538

[3] **P. S. Cho, J. B. Khurgin, I. Shpantzer**

«Closed-Loop Control of LiNbO₃ Quadrature Modulator for Coherent Communication»

Coherent Optical Technologies and Applications 2006 (COTA 2006).

[4] **S. Shimotsu, S. Oikawa, T. Saitou, N. Mitsugi, K. Kubodera, T. Kawanishi, M. Izutsu**

«Single side-band modulation performance of a LiNbO₃ integrated modulator consisting of four-phase modulator waveguides»

IEEE Photon. Tech. Letters, Vol.13, #4, pp. 364-366.

[5] **R. A. Griffin, R.I. Johnstone, R.G. Walker, J. Hall, S.D. Wadsworth, K. Berry, A.C. Carter, M.J. Wale, J. Hughes, P.A. Jerram, N.J. Parsons**

« 10 Gb/s optical differential quadrature phase shift key (DQPSK) transmission using GaAs/AlGaAs integration »

Proceedings OFC-2002, Anaheim, CA, post-deadline paper.

[6] R. Valois

« Contribution de l'analyse électromagnétique et outils associés à la conception de modules de communications millimétriques et optoélectroniques »

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Décembre 2005

[7] C. Saboureau

« Analyses électromagnétiques et méthodologies de conception associées, dédiées à l'optimisation de composants et modules millimétriques »

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Septembre 2004

[8] M. Aubourg

« Manuel EMXD »

[9] Le site web de Gmsh

<http://geuz.org/gmsh/>

[10] M. El. Zoghbi

« Analyse électromagnétique et outils de modélisation couplés. Application à la conception hybride de composants et modules hyperfréquences »

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Octobre 2008

[11] C. Thibon

« Intégrations et applications de résonateurs fort Q cryogéniques »

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges – Janvier 2009

[12] Hussein H. M. Ghouz, El-Badawy El-Sharawy

« Analysis and Modeling of Microstrip-to-Coplanar Flip Chip Package Interconnects »

International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Volume 11
Issue 4, Pages 202-211 - Juin 2001

[13] **D. Staiculescu, Joy Laskar and Manos M. Tentzeris**

« Design of experiments (DOE) technique for microwave/millimeter wave flip-chip optimization »

International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields, Volume 16 Issue 2, Pages 97 -103, Janvier 2003

[14] **Noboru Iwasaki, Fuminori Ishitsuka, Hideki Tsunetsugu, Kazutoshi Kato**

« High-Performance Flip-Chip Technique with an Optimized Coplanar Waveguide »

Volume 10 Issue 5, Pages 289 -295, Août 2000

[15] **D Staiculescu, J Laskar, Emmanouil (Manos) M. Tentzeris,**

« Design Rule Development for Microwave Flip-Chip Applications »

IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques, Vol. 48, NO. 9, Pages 1476 – 1481, September 2000

[16] **D Staiculescu, J Laskar, M Tentzeris**

« Flip chip design rule development of multiple signal and ground bump configurations »

Proc. of the 2000 Asia-Pacific

[17] **D Staiculescu, H Liang, J Laskar, J. Mather**

« Full wave analysis and development of circuit models for flip chip interconnects »

Electrical Performance of Electronic Packaging, 1998 IEEE 7th topical Meeting, Pages 241 – 244, Août 2002

[18] **A. Jentzsch**

« Elektromagnetische Eigenschaften von Flip-Chip-Übergängen im Millimeterwellenbereich » / « propriétés électromagnétiques des transitions flip-chip dans les fréquences millimétriques »

Universität Technische de Berlin, Février 2002

http://opus.kobv.de/tuberlin/volltexte/2002/387/pdf/jentzsch_andrea.pdf

Chapitre III

*Approche hybride EM-Circuit : aide à l'intégration d'un
EML à 100 Gbit/s*

Table des matières

<u>Chapitre III</u> : Approche hybride EM-Circuit : aide à l'intégration d'un EML à 100Gbit/s	113
I. Introduction.....	113
II. Le composant EML	114
III. Report flip-chip sur un substrat AlN	115
III.1. Description du module	116
III.2. Comparaison entre les simulations et les mesures	117
III.2.1. Définition du domaine passif.....	117
III.2.2. Domaine actif : le circuit équivalent du modulateur	120
III.2.3. Résultats théoriques et expérimentaux	121
III.3. Conclusion	124
IV. Report flip-chip sur substrat de silicium haute résistivité.....	125
IV.1. Etude préliminaire	125
IV.2. Nouvelle méthode d'optimisation.....	131
IV.3. Etudes paramétriques.....	138
IV.3.1. Plans de masse du modulateur.....	138
IV.3.2. Distance entre lignes de masse sur silicium	140
IV.3.3. Etudes paramétriques en fonction de la hauteur des bumps.....	142
IV.3.3.1. Réponses électrique et électro-optique issues de la simulation électromagnétique	142
IV.3.3.2. Modélisation de report flip-chip	144
IV.3.3.3. Sensibilité à la variation de la hauteur des bumps sur le modèle analytique du report flip-chip.....	148
V. Conclusion.....	152
 Bibliographie – Chapitre III	 153

Chapitre III : Approche hybride EM-Circuit : aide à l'intégration d'un EML à 100Gbit/s

I. Introduction

L'objectif du projet européen CELTIC 100GET (100 Gigabit Ethernet Transport Technologies) est de développer la capacité de transmission des données sur Ethernet afin d'atteindre le débit de 100 Gbit/s, d'un point de vue architectural et expérimental [1].

De nombreux et différents schémas de modulation ont été étudiés dans ce projet, parmi ces modulations nous trouvons OOK (On-Off Keying ou modulation pour tout ou rien) codant pour l'interface client. Ces schémas de modulation sont basés sur des composants électroniques et optoélectroniques tels que modulateur à électro-absorption, driver, diode, ...

Dans le cadre de cette thèse, nous avons contribué à l'optimisation de l'intégration du composant EML (Electro-absorption Modulated Laser) par report flip-chip sur un substrat d'accueil. Ce composant contient à la fois un modulateur à électro-absorption et un laser qui sont intégrés monolithiquement. Lors de ces études nous avons appliqué l'approche hybride (EM/circuit) décrite dans le chapitre I. Dans ce cas, cette approche est basée sur le couplage entre la simulation électromagnétique en 3D et le modèle circuit équivalent du composant EML.

Les travaux que nous allons présenter dans ce chapitre ont été menés en collaboration avec la société Alcatel-Thales III V lab.

Le but de ces travaux, est d'optimiser le comportement de l'ensemble EML reporté par flip chip sur un substrat d'accueil en silicium haute résistivité au niveau de sa réponse électrique et électro-optique pour une très large bande [0,100 GHz] [2]. Nous définissons en détail par la suite la réponse électro-optique (cf. la paragraphe III.2.2)

Le premier point de ce chapitre est consacré à la validation de notre approche hybride et de nos simulations par des mesures réalisées au sein de la société Alcatel-Thales III-V Lab. Un EML reporté sur un substrat de céramique d'AlN servira de structure de test.

Dans un second point, nous allons présenter les travaux que nous avons effectués afin d'optimiser le report flip chip en utilisant cette fois-ci le substrat de silicium à haute résistivité à la place du substrat de céramique AlN.

Mais tout d'abord nous allons présenter une description du module que nous avons étudié.

II. Le composant EML

Les Laser-Modulateur Intégrés (EML) offrent l'avantage d'assurer les deux fonctions d'émission: une diode laser DFB (Distributed Feedback Laser) et un modulateur à électro-absorbant (MEA) tous deux à multi-puits quantiques [3].

La figure 1 illustre les deux sections qui composent l'EML [4] : la section du laser et la section du modulateur.

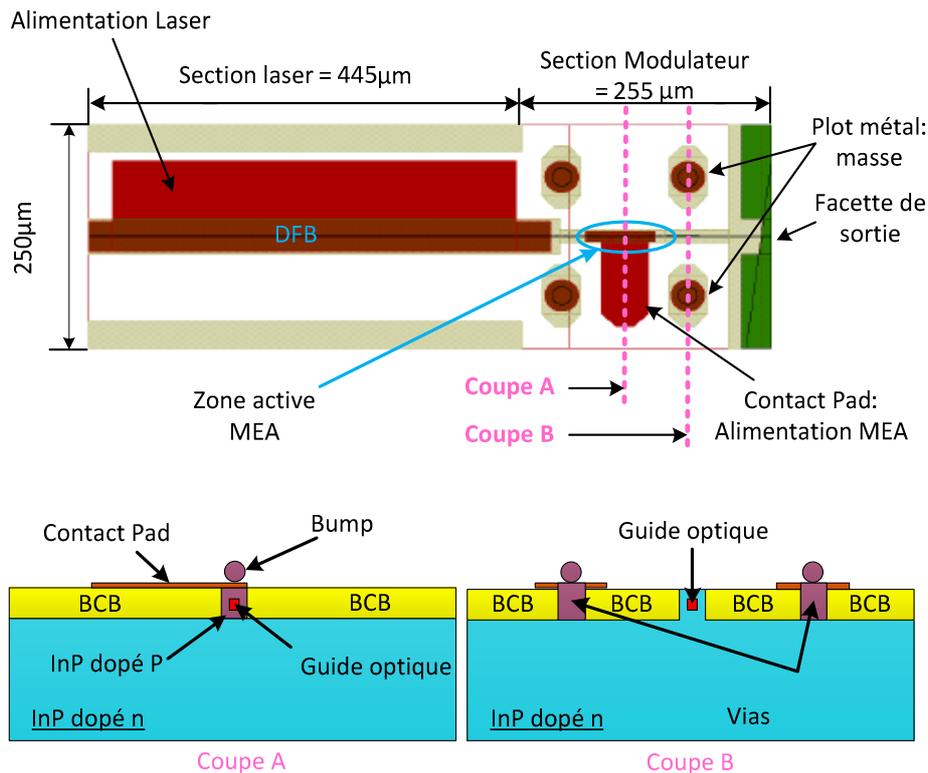


figure 1. Vue en 2D du composant EML (vue de dessus)

Sur la figure 1, nous pouvons observer le guide optique, les électrodes métalliques, ainsi que deux coupes transversales dans la section du modulateur.

La coupe A montre :

- une coupe de la puce au niveau de la section active du modulateur: ce modulateur est une jonction p-n de type "ridge" profond, polarisée en inverse,
- le guide optique,
- le substrat InP (phosphore d'indium) qu'est très fortement dopé (type n), et peut être considéré comme une masse,
- la couche BCB (Benzo Cyclo Butène).

La coupe B représente la même puce, mais avec un décalage au niveau des "reprises de masse". Il s'agit en fait de deux vias connectant la surface avec le substrat InP qui est très conducteur.

Le modulateur à électro-absorption (MEA) est sur un substrat d'InP, ce modulateur est un élément émetteur largement utilisé dans les systèmes de télécommunications optiques à 40 Gbit/s [5], [6]. Pour le débit prévu de 100 Gbit/s, le MEA offre plusieurs avantages tels que la grande variation d'absorption pour une faible tension, et son intégration avec un laser. Dans notre cas, le modulateur à électro-absorption est intégré avec le laser sur le même substrat d'InP afin de former une source modulée et adaptée aux applications à 100 Gbit/s.

La référence [7] présente des travaux qui ont été réalisés sur le composant EML afin d'optimiser son fonctionnement pour un débit de 100 Gbit/s. Nous nous appuyerons sur ces travaux lors de notre étude.

III. Report flip-chip sur un substrat AlN

Dans ce paragraphe nous allons aborder les travaux que nous avons effectués dans le cadre de report entre le substrat AlN et de la puce d'EML. Dans une première partie, nous allons commencer par une description du module et dans la seconde partie nous allons présenter les résultats de simulation et une comparaison entre la simulation et les mesures.

III.1. Description du module

La figure 2 illustre le module EML et son environnement (driver, CTN et les substrats d'accueil de l'ensemble), sachant que le CTN a pour but de mesurer la température. Nous pouvons également observer la puce EML montée en flip-chip sur son substrat d'accueil par l'intermédiaire des bumps en AuSn.

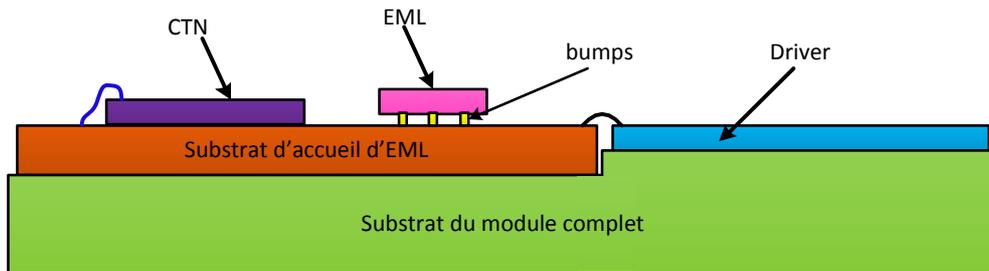


figure 2. Vue transversale de la puce EML et son environnement

Nous présentons sur la figure 3 une vue microscopique du composant EML monté en flip-chip sur le substrat AlN. (Remarque : Le driver n'est pas présenté sur la figure 3).

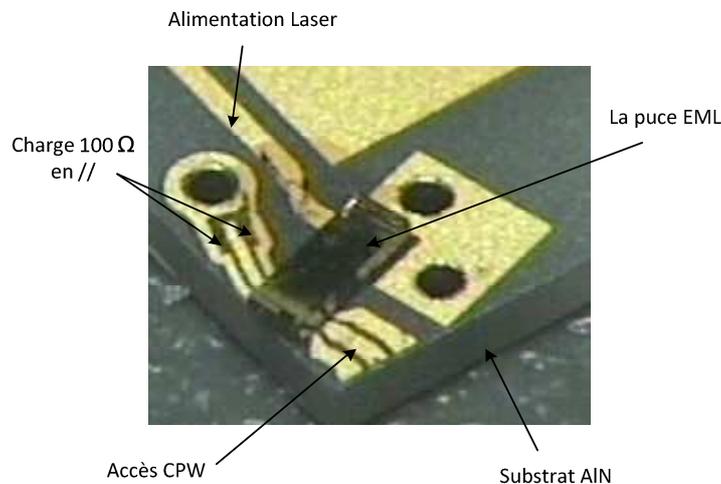


figure 3. Vue microscopique du montage flip-chip entre l'EML et le substrat AlN

Notre but est de comparer la simulation électromagnétique en 3D avec les mesures sous pointe afin de valider nos calculs, sachant que ces mesures ont été faites au sein de la société Alcatel-Thales III-V Lab.

Lors de nos calculs électromagnétiques et pour limiter les temps de calculs, le report flip-chip a été réalisé sans prendre en considération la description physique de l'EML. Ce composant est représenté par des blocs diélectriques de mêmes dimensions, affectés de la

permittivité relative correspondante. Des accès localisés sont insérés au sein du maillage au niveau de la section du modulateur afin d'y connecter son modèle circuit. Ainsi, le comportement de l'ensemble sera caractérisé en considérant l'influence de l'environnement électromagnétique sur la réponse du modulateur. Comme nous le verrons, le chaînage est réalisé sous le logiciel circuit HPADS, ce qui nous permettra par la suite d'utiliser l'ensemble des fonctionnalités de ce logiciel.

Nous allons maintenant présenter les diverses étapes de la simulation électromagnétique du report entre la section du MEA et le substrat AlN.

III.2. Comparaison entre les simulations et les mesures

III.2.1. Définition du domaine passif

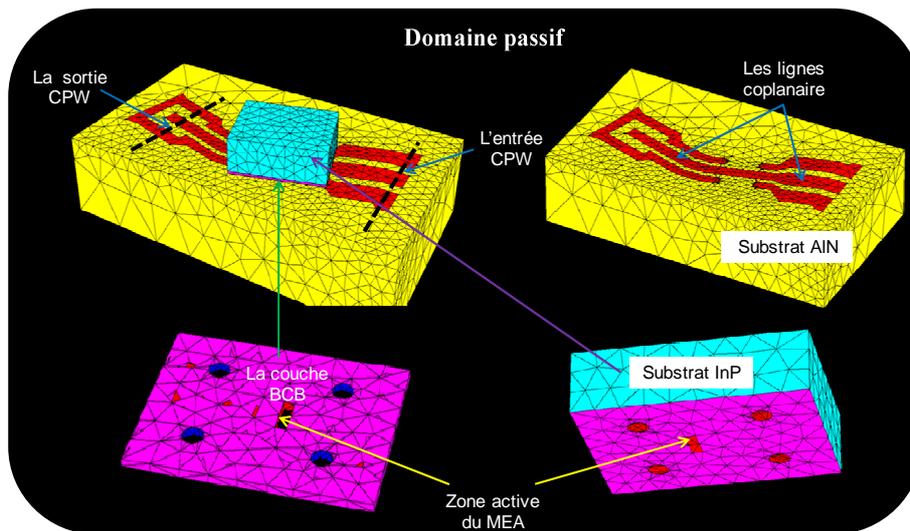


figure 4. Le maillage EM de report flip-chip –domaine passif

La figure 4 présente le maillage du module utilisé pour l'étude électromagnétique.

La topologie des lignes, ainsi que l'ensemble des dimensions de la structure ont été imposées par Alcatel-Thales III-V Lab. Nous rappelons ici, que l'objectif de cette première étude est de valider l'approche hybride EM/circuit que nous proposons. Pour cela, nous avons considéré un dispositif de test réalisé par nos partenaires en dehors de ce travail de thèse.

Les lignes d'accès sont des lignes coplanaires gravées sur le substrat d'AlN. Ce substrat présente les propriétés principales suivantes : une permittivité relative $\epsilon_r = 8,8$, une tangente de perte $tg \delta = 10^{-3}$ et une hauteur de $254\mu\text{m}$.

Les accès coplanaires sur AlN ont les dimensions suivantes :

- à l'entrée : le gap est égal à $35 \mu\text{m}$ et la largeur du conducteur centrale vaut $80 \mu\text{m}$.
- à la sortie : le gap est égal à $50 \mu\text{m}$, la largeur du conducteur centrale vaut $46 \mu\text{m}$.

Concernant la section du modulateur, le substrat InP dopé n a les caractéristiques physiques et géométrique suivantes :

- une permittivité relative égale à $\epsilon_{r \text{ InP-n}} = 12,5$,
- une tangente de pertes $tg \delta = 10^{-3}$,
- une conductivité $\sigma = 2,5 e^4 S.m^{-1}$,
- et une hauteur égale à $H_{\text{InP-n}} = 100 \mu\text{m}$,

la couche BCB a une permittivité relative égale à $\epsilon_{r \text{ BCB}} = 2,65$, une tangente de pertes de $tg \delta = 10^{-3}$ et une hauteur de $H_{\text{BCB}} = 8 \mu\text{m}$.

Les vias et les bumps ont le même diamètre $\phi_{\text{vias}} = \phi_{\text{Bumps}} = 35 \mu\text{m}$, la hauteur des bumps $H_{\text{Bumps}} = 3 \mu\text{m}$ et la hauteur des vias $H_{\text{vias}} = 8 \mu\text{m}$ qui correspond à la hauteur de la couche de BCB. Ces vias relient les plots des masses dans la section du modulateur et le substrat d'InP fortement dopé n ($\sigma = 2,5 e^4 S.m^{-1}$) qui peut être assimilé à une masse.

La figure 5 présente la section du modulateur, où nous décrivons également la zone active du modulateur qui correspond à un bloc diélectrique de InP dopé P avec une permittivité relative $\epsilon_{r \text{ InP-p}} = 12,5$ et une tangente de pertes $tg \delta = 10^{-3}$.

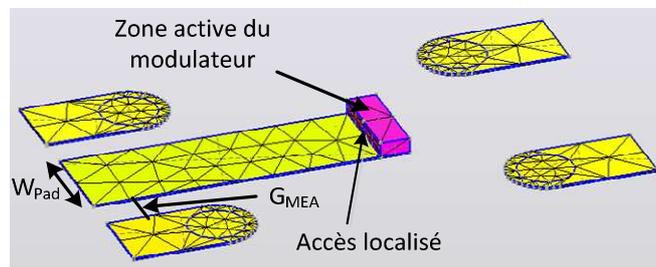


figure 5. Les lignes RF présentent dans la section du modulateur – zone active du modulateur

Les dimensions des différents paramètres présentés sur la figure 5, sont les suivantes :

Le gap est égal à $G_{MEA} = 20 \mu m$, et la largeur de la ligne active $W_{pad} = 56 \mu m$. L'épaisseur de métallisation est égale $1 \mu m$ et sa conductivité égale à $\sigma = 4,1 e^7 S.m^{-1}$.

Sur la même figure nous pouvons observer un des accès localisés qui permet par la suite de connecter le circuit équivalent du modulateur à l'environnement électromagnétique du domaine passif. Le circuit équivalent du modulateur n'est pas inclus dans le modèle électromagnétique, seul son emplacement est considéré à travers le bloc diélectrique qui lui est associé.

Nous appliquons une résolution en oscillation forcées qui nous permet de calculer et de générer une matrice généralisée $[S_G]$ représentant le comportement électromagnétique du domaine passif. La matrice $[S_G]$ est définie entre deux accès linéiques placés à l'entrée du domaine passif et deux à sa sortie, et deux autres accès localisés placés dans la zone active du modulateur. Ces derniers nous permettent de relier le circuit équivalent du modulateur à l'environnement électromagnétique. Au final on définit une matrice $[S_G]$ 6×6 . Les deux accès localisés en entrée et en sortie sont placés entre le conducteur chaud et les plans de masse latéraux des lignes coplanaires. Ils sont considérés égaux à 100Ω . Leur mise en parallèle sera donc équivalente à un accès 50Ω . Au final, lors de la procédure de chaînage sous le logiciel circuit (cf.figure 10), les ports entrée/sortie et de connexion du modèle du modulateur sont bien des accès 50Ω .

La figure 6 illustre le principe de ce chaînage.

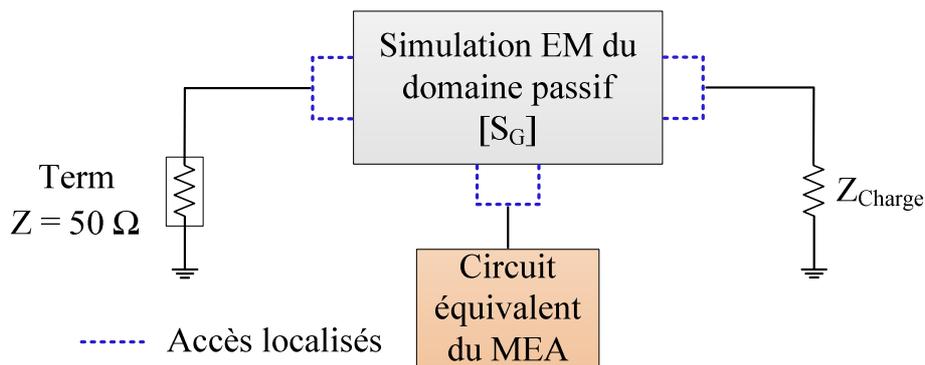


figure 6. Raccordement du circuit MEA avec son environnement électromagnétique

III.2.2. Domaine actif : le circuit équivalent du modulateur

Comme nous l'avons précisé précédemment, afin de limiter le temps de calcul nous avons utilisé le circuit équivalent de la zone active du modulateur. Cette zone est décrite par une résistance R_2 en parallèle avec une capacité C_2 et les deux sont en série avec la résistance R_1 comme il est présenté sur la figure 7. Ce circuit équivalent est issu de ces références [8] - [11].

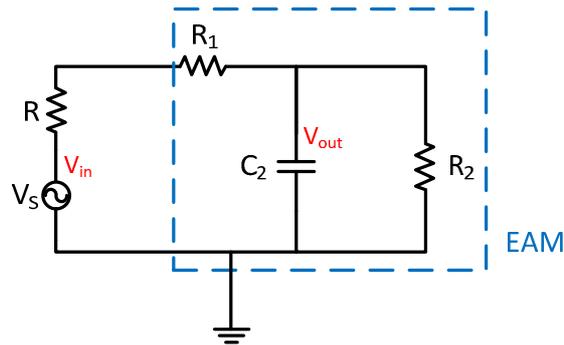


figure 7. Le circuit équivalent du MEA

Le photo-courant du modulateur est représenté par une source de tension en série avec une résistance R . R_2 présente la résistance de jonction et elle est définie par la formule suivante : $R_2 = \frac{dV}{dI}$ où I est le photo-courant DC du modulateur et V est la tension DC à travers la jonction, R_1 est la résistance série. Les valeurs des éléments localisées ont été extraites à partir de mesures de paramètres S_{11} par une modélisation circuit en s'appuyant sur les mesures [8], [9].

A partir de ce circuit équivalent, nous sommes capables d'obtenir la réponse de la transmission électro-optique (E/O) du modulateur à électro-absorption, ainsi que sa réponse électrique. La réponse de la transmission électro-optique est déterminée à partir d'une simulation AC à petit signal en faisant le rapport (V_{out}/V_{in}) entre la tension de sortie (V_{out}) observée aux bornes de la capacité du modulateur et la tension d'entrée (V_{in}).

La modélisation du modulateur a été effectuée par Alcatel-Thales III-V lab. Les valeurs des composants sont les suivantes : $R_1 = 25 \Omega$, $R_2 = 25 k\Omega$ et $C_2 = 43 fF$.

Sur la figure 8 nous présentons la réponse électrique du modulateur à partir de son circuit équivalent, et sa réponse en transmission électro-optique sur la figure 9. Les calculs

sont réalisés sur une bande de fréquence de [0.1-65GHz] afin de comparer nos simulations et les mesures qui ont été faites jusqu'à 65 GHz.

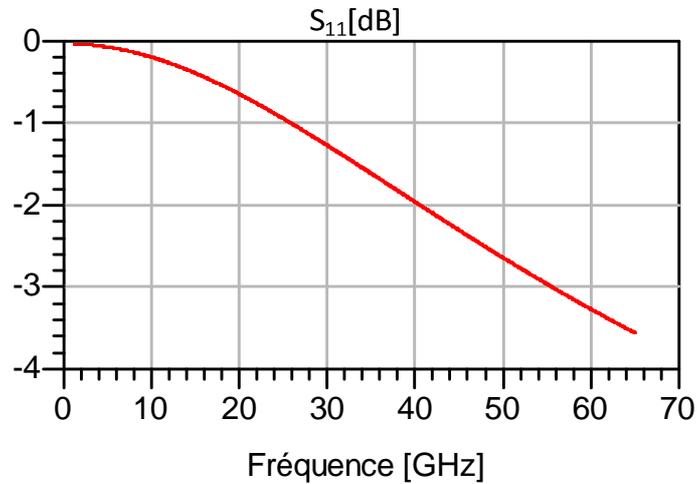


figure 8. Le paramètre S_{11} de circuit équivalent du MEA

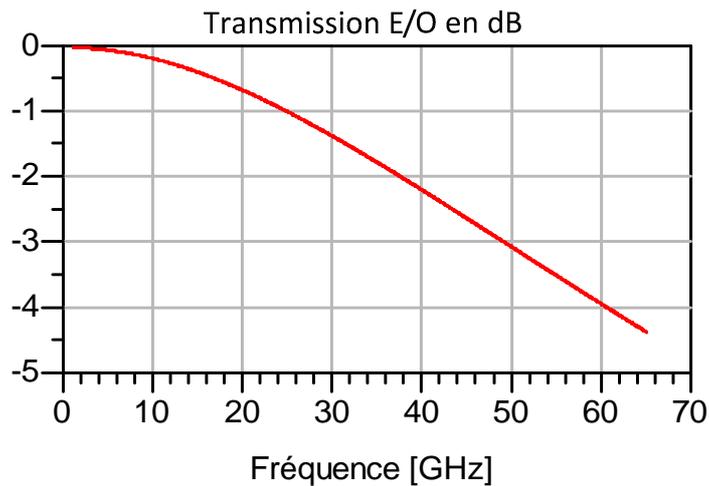


figure 9. La transmission E/O de circuit équivalent du MEA

Après avoir défini les domaines passif et actif, nous allons présenter par la suite les différentes simulations électromagnétiques du report flip-chip.

III.2.3. Résultats théoriques et expérimentaux

Nous présentons sur la figure 10 la réponse fréquentielle du domaine passif. Nous faisons à chaque fois la comparaison entre deux impédances de charge 50Ω et 35Ω .

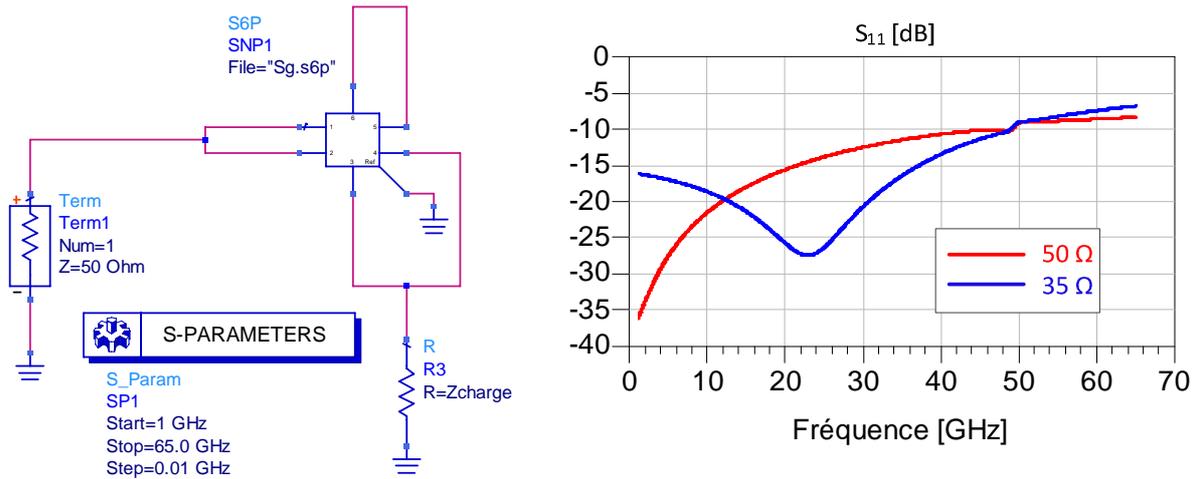


figure 10. Réponse fréquentielle du domaine passif

Nous pouvons remarquer sur la figure 10 que pour les deux cas d'impédance de charge, le paramètre S_{11} est inférieur à -10dB jusqu'à 50GHz, sachant que l'impédance du driver est égale 50 Ω .

Sur la figure 11 nous présentons la réponse du chaînage global qui contient à la fois la simulation électromagnétique du domaine passif et le circuit équivalent du modulateur (cf. figure 11).

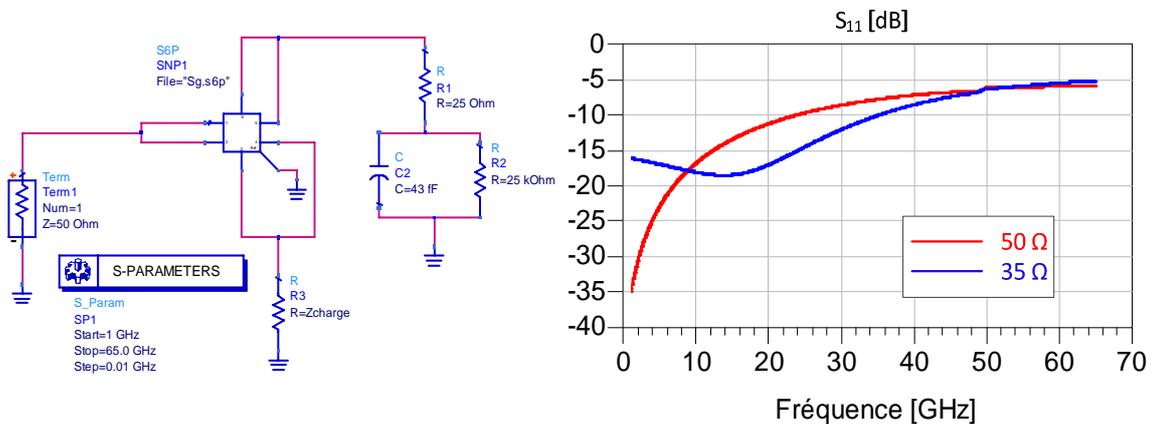


figure 11. La réponse fréquentielle de l'approche hybride

Nous remarquons d'après la figure 11 qu'en tenant compte du circuit équivalent du modulateur, la réponse fréquentielle est dégradée pour les deux impédances de charge considérées. En effet, le paramètre S_{11} est inférieur à -10 dB jusqu'à 35 GHz pour la charge de 35 Ω , alors que pour la charge de 50 Ω , S_{11} est inférieur à -10 dB jusqu'à 22 GHz. La figure

suiivante nous permet de mieux voir la différence entre les résultats de simulation du domaine passif et ceux obtenus après chaînage du domaine actif.

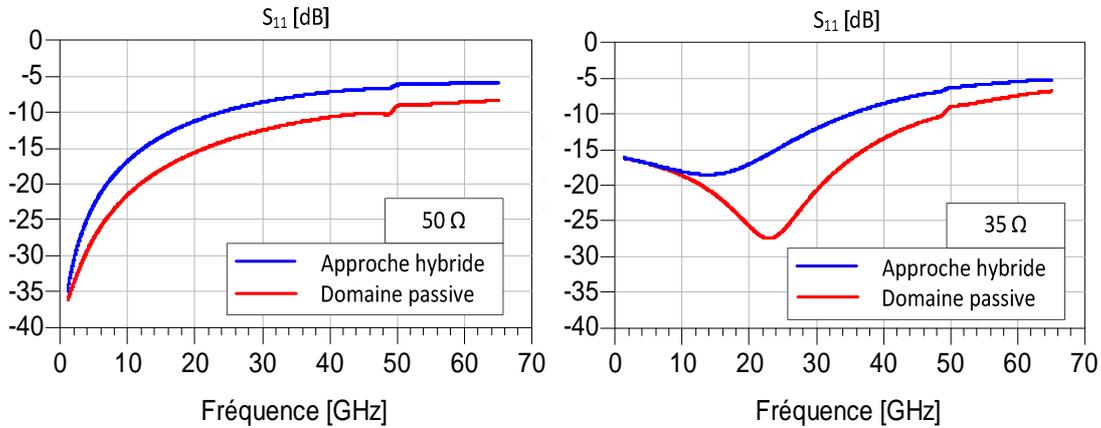


figure 12. Comparaison entre la simulation hybride et la simulation du domaine passif

La figure 12 nous confirme que la réponse du paramètre S_{11} est dégradée dès que nous chaînons le circuit équivalent du MEA au domaine passif. Par la suite, il conviendra donc de tenir compte du comportement du MEA, pour optimiser le comportement du domaine passif.

Nous comparons sur la figure 13 la réponse issue de la simulation hybride et aux mesures sous pointes 50 Ω .

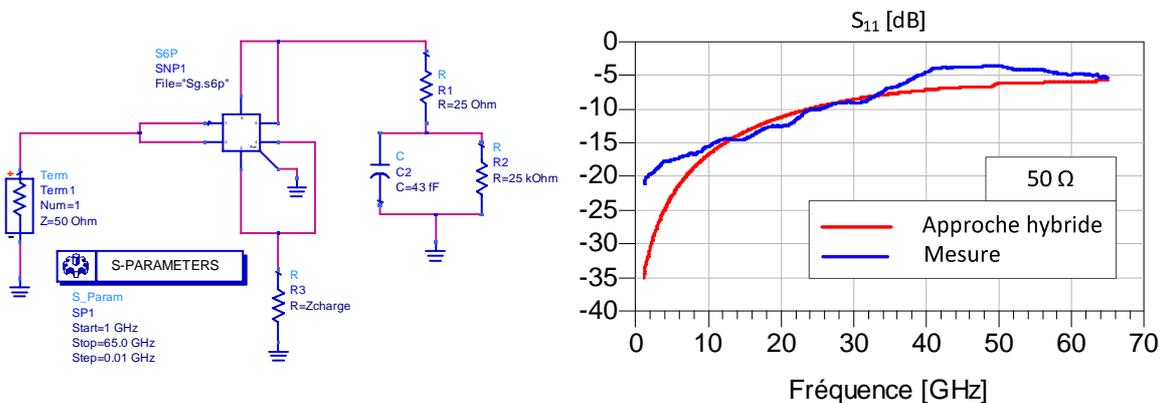


figure 13. Comparaison entre simulation hybride et les mesures du report flip-chip

Nous constatons qu'il y a un accord entre les résultats de la simulation hybride et les mesures. Cet accord nous permet de valider l'approche hybride proposée ainsi que le modèle circuit du modulateur. Cette méthodologie sera donc appliquée par la suite dans le but de concevoir une nouvelle structure constituée d'un substrat d'accueil en silicium.

Dans les résultats précédents, nous avons présenté la réponse fréquentielle en réflexion du modulateur reporté en flip-chip. Nous décrivons ci dessous la réponse de la transmission électro-optique de cette structure en utilisant l'approche hybride et les fonctionnalités du logiciel circuit HPADS. Deux cas d'impédance de charge sont considérés : 35Ω et 50Ω .

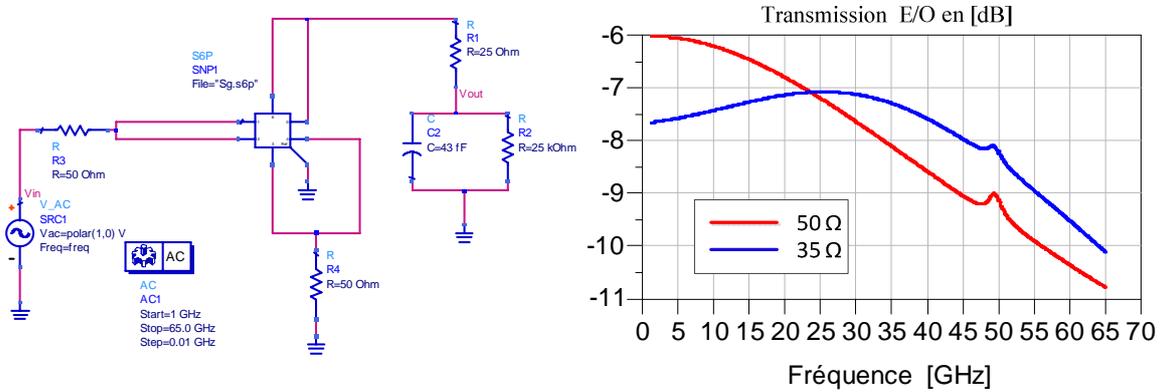


figure 14. Transmission E/O de report flip-chip pour les deux charges 35Ω et 50Ω

Sur la figure 14 nous pouvons observer que l'impédance de charge 35Ω permet d'obtenir un bande passante de la transmission E/O plus large que celle obtenue avec l'impédance de charge 50Ω (sachant que la bande passante est déterminé à -3dB du maximum de la réponse de la transmission E/O). En effet, la bande passante de la transmission E/O pour l'impédance 35Ω est égale à 65 GHz par rapport à 45 GHz dans le cas de l'impédance de 50Ω . Nous rappelons ici que l'impédance de sortie du driver est égale à 50Ω pour les deux cas de charge.

III.3. Conclusion

Comme nous l'avons mentionné précédemment, les travaux décrits dans cette première partie ont été réalisés pour valider notre approche hybride afin de considérer ces résultats comme une référence. Dans le paragraphe suivant nous allons présenter les travaux dédiés à l'optimisation des performances d'une nouvelle structure de report flip-chip qui vise à optimiser à la fois la réponse fréquentielle et la transmission E/O. Dans le cadre de cette nouvelle étude, nous avons choisi d'utiliser le substrat de silicium à haute résistivité comme substrat d'accueil au lieu du substrat de céramique AlN. Ce choix est justifié par le fait que les pertes diélectriques en haute fréquence du substrat de silicium haute résistivité sont inférieures à celle de la céramique AlN, mais aussi parce que les technologies de micro-

usinage associées au silicium permettent d'envisager dans le futur des facilités d'intégration originales et intéressantes pour ce type de composants optoélectroniques.

IV. Report flip-chip sur substrat de silicium haute résistivité

En utilisant la même approche que celle décrite précédemment, nous allons présenter de nouvelles études effectuées pour optimiser l'adaptation et la transmission électro-optique de la structure complète si possible sur une très large bande de fréquences [1-100 GHz]. De nouvelles dimensions des lignes d'accès coplanaires seront définies. Nous avons utilisé la même section du modulateur utilisé dans le report flip-chip présenté précédemment.

Lors de cette optimisation, l'objectif est d'obtenir une adaptation inférieure à -10dB au minimum jusqu'à 50 GHz, pour ce qui concerne la transmission électro-optique nous visons une bande passante au minimum de 50 GHz.

Nous allons présenter dans le paragraphe suivant, des études préliminaires du nouveau report flip-chip.

IV.1. Etude préliminaire

La figure 15 illustre le nouveau report flip-chip sur silicium haute résistivité. Dans ce cas les bumps ainsi que les vias sont en Indium avec une conductivité de $\sigma_m = 11,6 \text{ e}^6 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$.

Le substrat de silicium à haute résistivité a les caractéristiques physiques et géométrique suivantes :

- une permittivité relative égale à $\epsilon_{r \text{ InP-n}} = 11,9$,
- une tangente de pertes $\text{tg } \delta = 0,018$,
- une résistivité $\rho = 10 \text{ k } \Omega \cdot \text{cm}$, donc une conductivité égale à $\sigma = 0,01 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$
- et une hauteur égale à $H_{\text{Si}} = 550 \text{ } \mu\text{m}$,

La section du modulateur conserve les mêmes paramètres physiques et géométriques.

Le calcul électromagnétique est réalisé avec le logiciel EMXD

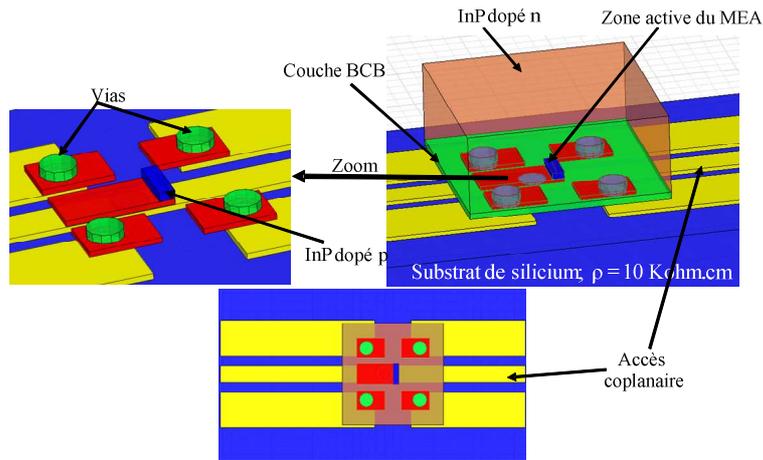


figure 15. Report flip-chip avec substrat de silicium à haute résistivité

Dans ce test préliminaire comme dans le cas du report flip-chip avec le substrat de céramique AlN, nous remarquons que les lignes de masse sur le substrat d'accueil sont interrompues contrairement à la ligne de signal. Cela permet aux lignes de champs électrique de se reboucler au substrat du modulateur (InP dopé n « considérer comme une masse ») dans cette partie de masse interrompue. L'idée ici est de privilégier l'apparition d'un champ électrique vertical dans la zone active du modulateur et donc de favoriser le couplage électro-optique dans la zone active du modulateur. Sur la figure 16 nous présentons deux cas de lignes de masse que nous avons étudiés.

Pour cette nouvelle structure, nous avons choisi les dimensions suivantes pour ce qui concerne les lignes coplanaires sur silicium :

$\text{Gap}_{\text{entrée/sortie}} = 26 \mu\text{m}$ et $50 \mu\text{m}$ pour la largeur de l'électrode centrale.

Les dimensions des bumps et les vias sont identiques au cas précédent.

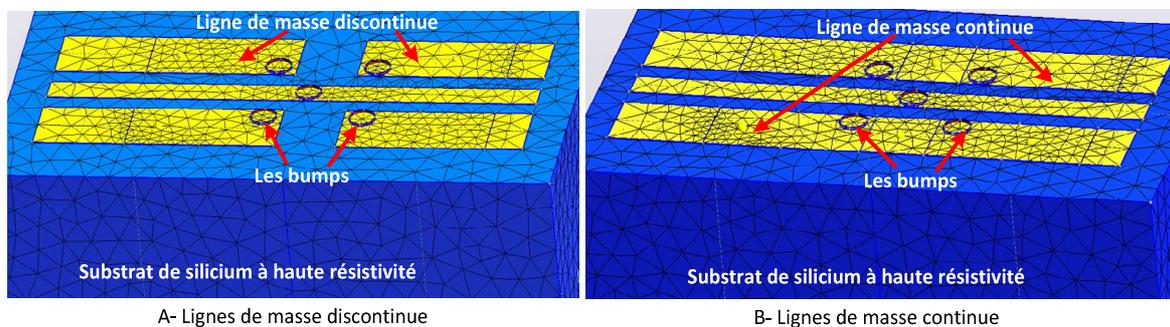


figure 16. Maillage EM des deux configurations des lignes d'accès – masse discontinue et masse continue

Nous effectuons une simulation électromagnétique en 3D de ces deux structures en appliquant l'approche hybride décrite précédemment qui couple la simulation électromagnétique du domaine passif avec le circuit équivalent du modulateur. Le chaînage entre le domaine passif et le circuit équivalent se fait à l'aide du logiciel circuit HPADS.

Sur la figure 17 nous présentons une visualisation des vecteurs champs électrique dans les deux cas de lignes de masse afin de confirmer que dans le cas de lignes de masse interrompue, le vecteur champ électrique est vertical dans la zone active du modulateur. Sur la figure 18 nous présentons une comparaison du paramètre S_{11} issu de la simulation hybride pour les deux configurations.

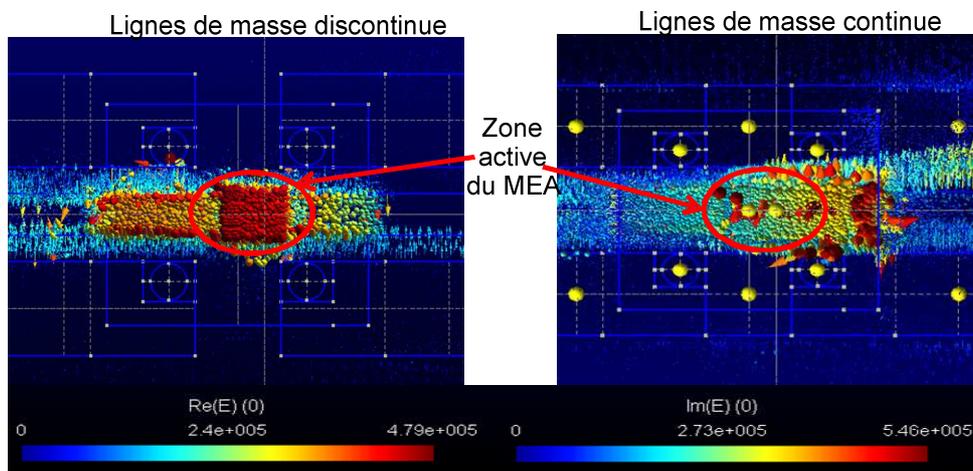


figure 17. Les vecteurs des champs électrique – lignes de masse continue et discontinue

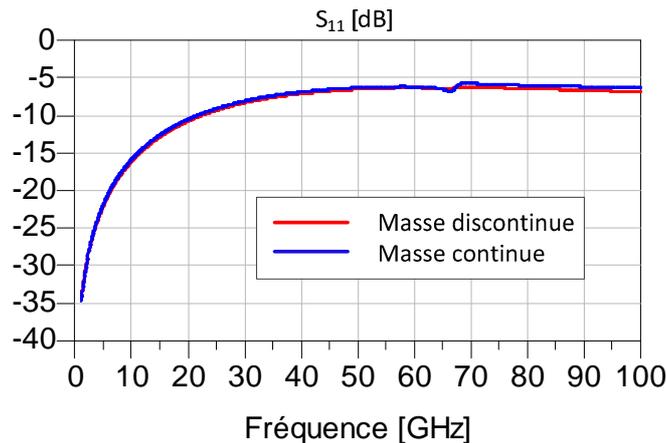


figure 18. La réponse fréquentielle – lignes de masse continue et discontinue

Sur la figure 17 nous pouvons remarquer que le vecteur de champs électrique est plus concentré et vertical dans la zone active du modulateur pour le cas des lignes de masse

discontinu. Cela permet d'optimiser le couplage entre le mode TEM des lignes coplanaires et la zone active du modulateur et donc de favoriser le couplage électro-optique.

Pour le paramètre S_{11} , nous pouvons remarquer sur la figure 18 qu'il n'existe aucune différence entre les deux cas des lignes de masse. Ceci nous permet de valider la topologie des lignes coplanaires à plans de masse discontinus. Nous pouvons procéder à l'optimisation de leurs dimensions. Pour cela une étude paramétrique a été effectuée. Une comparaison entre les différentes valeurs du gap est présentée sur la figure 19 . Sur la figure 20, nous présentons une analyse sur la largeur du conducteur central. Cette comparaison est effectuée, dans le cas des lignes coplanaires à plans de masse discontinus chargées par 50Ω . (structure décrite sur la figure 16 A)

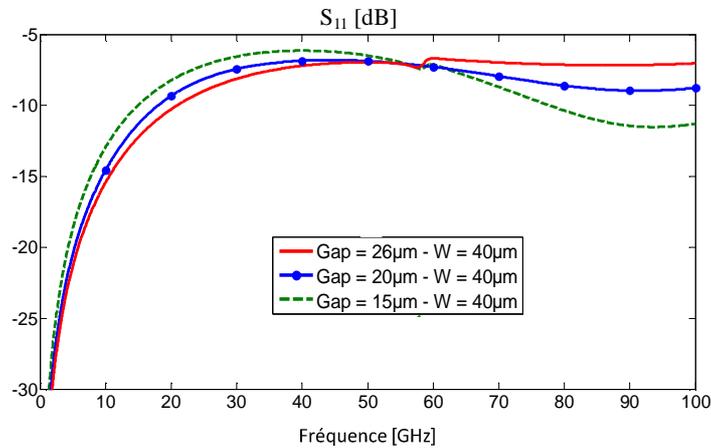


figure 19. Comparaison du paramètre S_{11} en variant le gap des lignes CPW

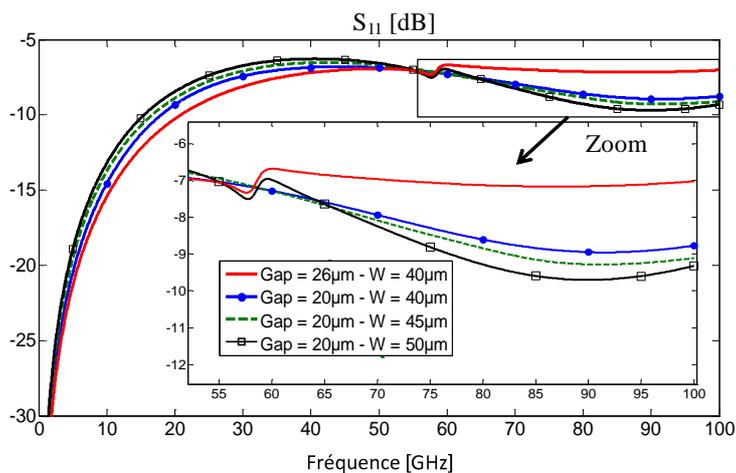


figure 20. Comparaison du paramètre S_{11} en variant la largeur du conducteur centrale des lignes CPW

D'après ces résultats présentés sur les deux figures 18 et 19, le paramètre S_{11} est optimal pour un gap de $26 \mu\text{m}$ et une largeur du conducteur central de $40 \mu\text{m}$. Pour ces dimensions, le paramètre S_{11} est inférieur à -10 dB jusqu'à 22GHz , nous sommes loin de notre objectif.

Comme nous l'avons mentionné précédemment, nous avons considéré le substrat de silicium haute résistivité afin notamment d'améliorer le comportement fréquentiel du report flip-chip par rapport au cas du substrat AlN. La figure 21 illustre une comparaison entre les deux cas de substrat, et comme nous pouvons le constater sur cette comparaison, le paramètre S_{11} est amélioré à haute fréquence en utilisant le silicium haute résistivité.

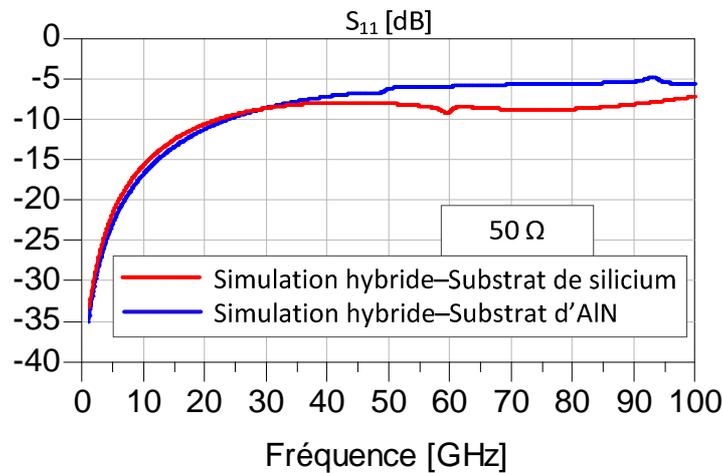


figure 21. Comparaison du paramètre S_{11} entre la simulation hybride dans le cas du substrat de silicium et le substrat AlN pour une charge de 50Ω

Après avoir présenté une comparaison entre les deux cas de reports flip-chip, nous présentons sur la figure 22 une comparaison du paramètre S_{11} du report flip-chip avec le substrat de silicium dans deux cas de charge : 50Ω et 35Ω . Sur la figure 23 nous présentons la transmission électro-optique dans les mêmes conditions.

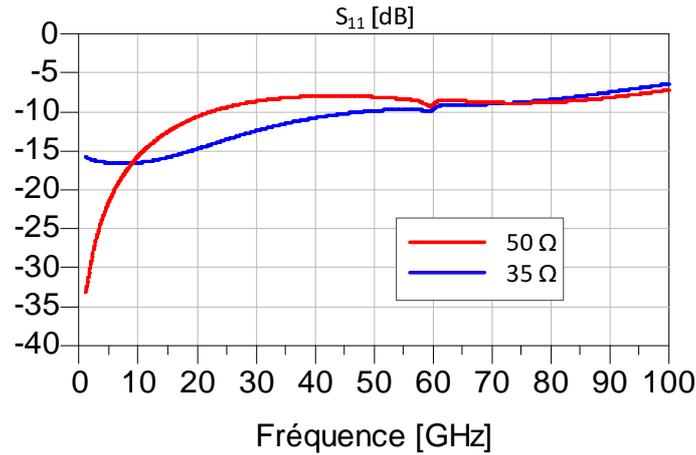


figure 22. Adaptation pour la charge de 50 Ω et 35 Ω

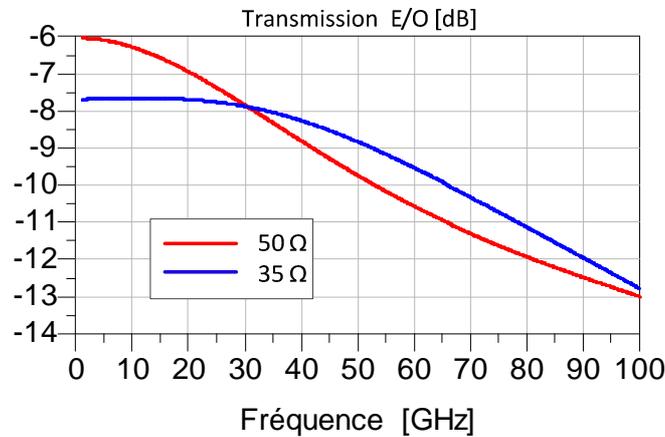


figure 23. Transmission E/O pour les charges 35 Ω et 50 Ω

La figure 22 montre l'amélioration du paramètre S_{11} pour une charge de 35 Ω par rapport à celui présenté sur la figure 11. En effet dans ce cas le paramètre S_{11} est inférieur à -10 dB jusqu'à 50 GHz.

D'après la figure 23, nous pouvons constater que pour les deux cas de charge, nous avons une amélioration de la transmission électro-optique. En effet, pour la charge de 35 Ω la bande passante électro-optique est de l'ordre de 74 GHz alors qu'elle était de l'ordre de 65 GHz dans le cas de report flip-chip avec le substrat AlN (cf. figure 14), par contre pour la charge de 50 Ω, nous avons obtenu la même bande passante pour les deux types de report. (cf. figure 14).

Les dimensions optimales de la structure avec un substrat de silicium ne nous permettent pas, d'atteindre complètement nos objectifs concernant l'adaptation dans la bande.

Néanmoins ces dimensions nous ont permis une amélioration au niveau de la bande passante électro-optique, par rapport au cas avec le substrat d'accueil d'AlN.

Jusqu'à présent nous avons essayé d'optimiser le comportement de la structure en se basant essentiellement sur la simulation électromagnétique. Mais nous avons, pour problématique, deux objectifs à atteindre difficilement compatibles : la bande passante électro-optique au minimum de 50 GHz et un paramètre S_{11} inférieur à -10 dB jusqu'à 50 GHz. Pour surpasser ce problème, nous avons modifié notre approche. Le paragraphe suivant illustre les étapes de cette nouvelle optimisation.

IV.2. Nouvelle méthode d'optimisation

Pour pouvoir optimiser en parallèle la bande passante E/O et la réponse électrique, nous avons effectué lors d'une première étape une optimisation circuit sous le logiciel HPADS, en modélisant par un schéma en éléments localisés l'ensemble de la structure. Cette étape nous permet d'obtenir les dimensions initiales. Puis, lors d'une seconde étape, nous avons réalisé des simulations électromagnétiques en se basant sur ces dimensions initiales afin de les valider et de les optimiser.

Pour procéder à l'optimisation de report flip-chip, nous avons alors utilisé la « structure complète » décrite sur la figure 24. Dans un premier temps nous avons effectué une simulation électromagnétique en 3D de la structure complète. Ensuite, nous avons fait la simulation électromagnétique en 3D de chaque partie à part (ligne d'entrée, report flip-chip et ligne de sortie).

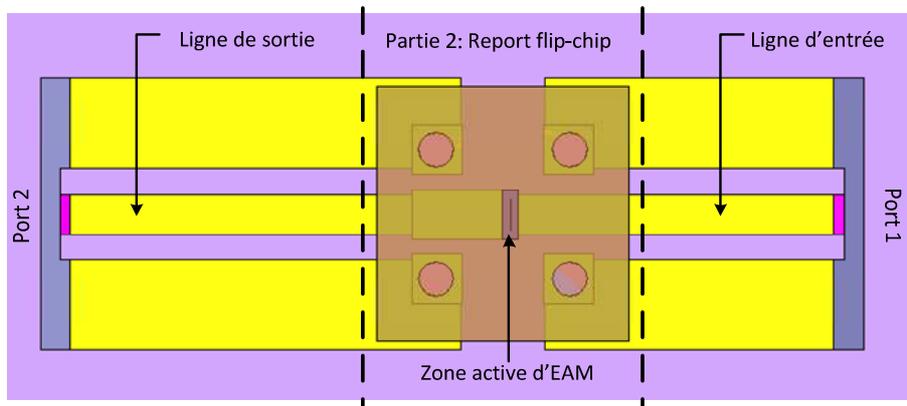


figure 24. Vue en dessus de la structure complète

La figure 25 présente le chaînage entre les trois parties de la structure complète, les deux boîtes S2P contiennent les paramètres S issus de la simulation électromagnétique des lignes coplanaires de l'entrée et de la sortie, la boîte S3P contient la simulation EM du report flip-chip.

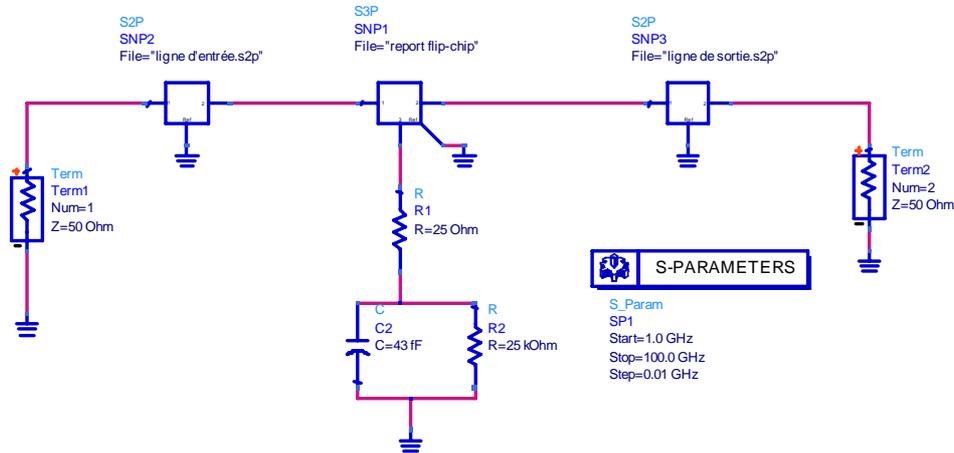


figure 25. Structure complète segmentée

Nous présentons sur la figure 26 une comparaison entre la réponse électromagnétique de la structure complète et celle issue du chaînage des trois segments de la structure.

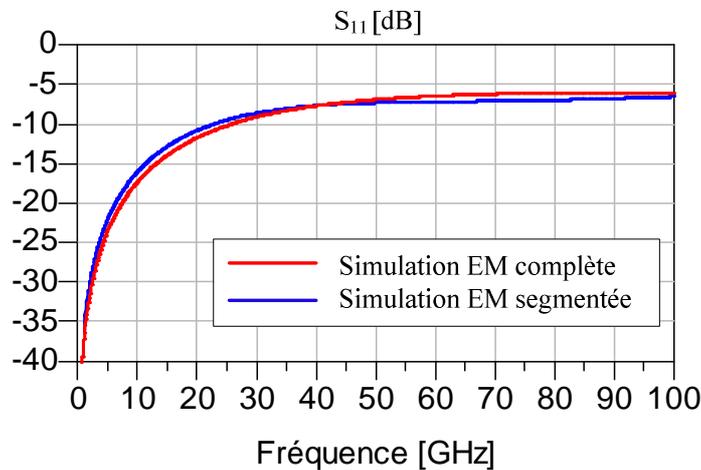


figure 26. Comparaison entre le chaînage segmentée et la structure complète de paramètre S_{11}

D'après la figure 26 nous constatons un bon accord entre les deux simulations.

Après cette étape, nous pouvons procéder à l'optimisation du modèle complet du report flip-chip afin d'atteindre notre double objectif en adaptation et en bande. Pour cela nous avons utilisé le circuit présenté sur la figure 27, ce circuit nous permet d'optimiser le paramètre S_{11}

et la bande passante électro-optique en même temps. Cette optimisation est réalisée pour une impédance de charge de 50 Ω.

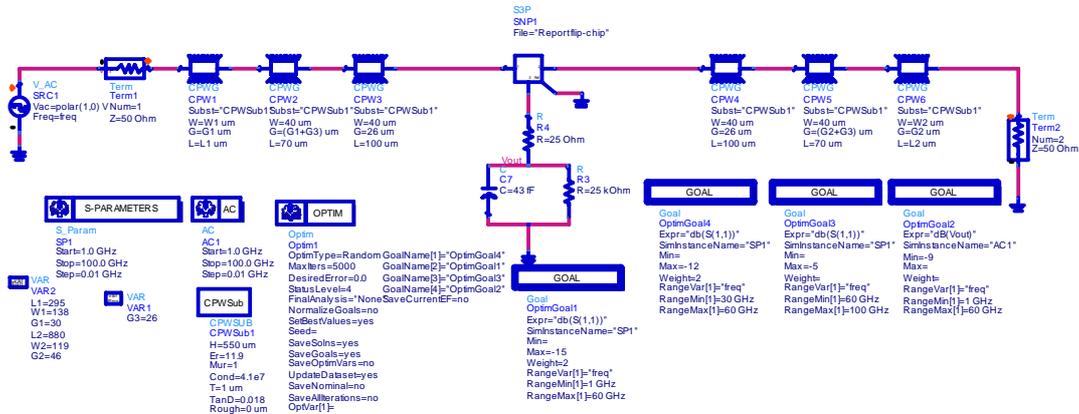


figure 27. Circuit d'optimisation du module complet

Sur la figure 27 nous considérons le modèle hybride (EM-Circuit) du modulateur reporté (validé précédemment, figure 25 et figure 26) et connecté à des modèles analytiques de lignes coplanaires sur substrat de silicium haute résistivité. Nous avons optimisé ces lignes coplanaires afin de compenser les effets introduits par le report flip-chip et le comportement du modulateur.

Lors de cette optimisation, nous faisons varier pour chaque tronçon des lignes coplanaires les dimensions suivantes : la largeur d'électrode centrale, le gap ainsi que la longueur. Les dimensions de la zone active du modulateur sont fixes pour ne pas modifier son comportement général, ainsi que les dimensions des lignes d'accueil et des bumps au voisinage immédiat du modulateur.

La figure suivante montre une vue de dessus du module complet, après optimisation.

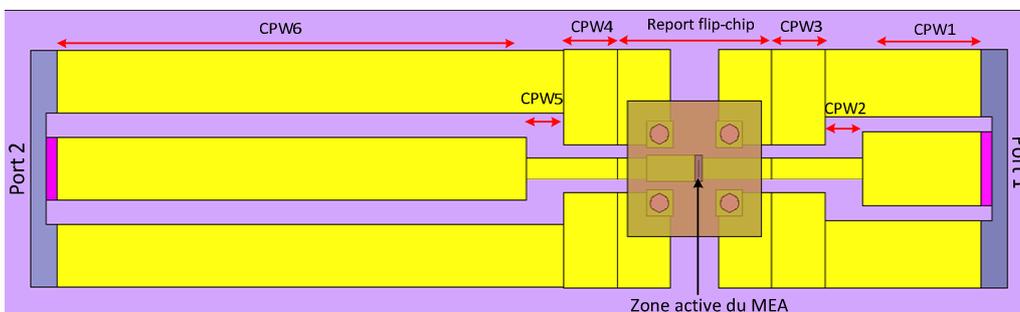


figure 28. Vue de dessus de la structure complète

Après de nombreuses simulations circuit, nous avons obtenu un meilleur compromis entre l'adaptation et la transmission électro-optique pour les dimensions présentées dans le tableau suivant :

	L (μm)	W (μm)	G (μm)
CPW1	222	138	30
CPW2	70	40	80
CPW3	100	40	26
CPW4	100	40	26
CPW5	70	40	85,5
CPW6	880	119	46

tableau 1. les dimensions obtenues par simulation circuit – charge 50 Ω

Nous présentons sur la figure 29 le coefficient de réflexion de la structure complète après optimisation et sans tenir compte du circuit équivalent du modulateur. Nous pouvons constater sur cette réponse que le paramètre S_{11} est inférieur à -10 dB jusqu'à 73 GHz.

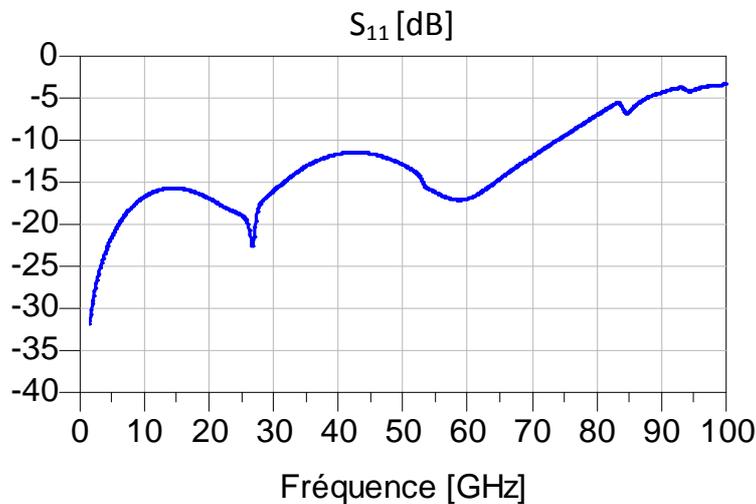


figure 29. La réponse fréquentielle du report flip-chip complet sans modulateur – charge 50 Ω

Afin de valider ces dimensions, nous présentons une comparaison entre la simulation circuit et la simulation électromagnétique en tenant compte du circuit équivalent du modulateur, la figure 30 présente la réponse électrique (S_{11}) et la figure 31 présente la transmission électro-optique.

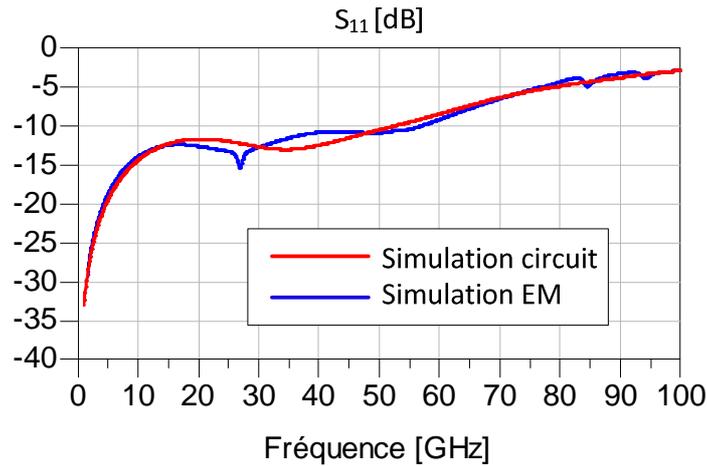


figure 30. La réponse fréquentielle du module complet – simulation circuit et électromagnétique – Charge 50 Ω

Nous observons un bon accord entre la simulation circuit et la simulation électromagnétique. D'après les résultats issus de la simulation électromagnétique nous obtenons un coefficient de réflexion à l'entrée de la structure inférieur à -10 dB jusqu'à 55 GHz : donc notre but concernant l'adaptation est atteint.

Sur la figure 31 nous présentons la réponse électro-optique du module complet pour les deux cas de simulations (circuit et électromagnétique).

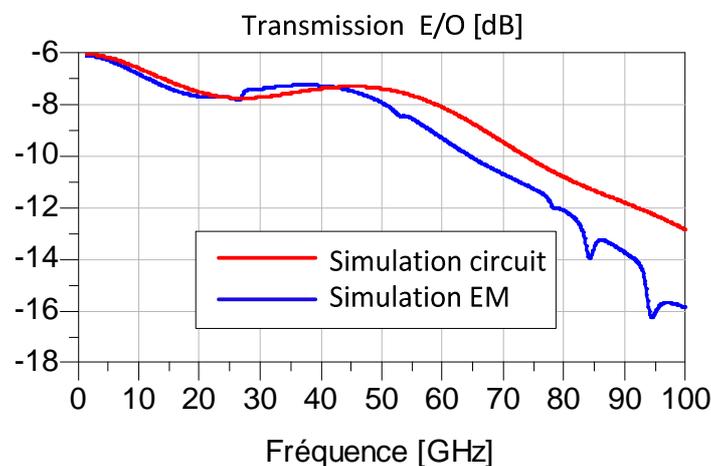


figure 31. La transmission E/O du module complet – simulation circuit et électromagnétique – Charge 50 Ω

D'après ces résultats, nous obtenons une bande passante électro-optique de l'ordre de 58 GHz pour la simulation électromagnétique : notre but électro-optique est atteint.

Après avoir optimisé le module complet pour une charge de 50 Ω , nous allons présenter les études que nous avons effectuées pour l'optimisation avec une charge de 35 Ω . En suivant

les mêmes étapes présentées par avant, nous avons obtenu les dimensions suivantes dans le cas d'une impédance de charge de 35Ω :

	L (μm)	W (μm)	G (μm)
CPW1	177	133	30
CPW2	70	40	76,5
CPW3	100	40	26
CPW4	100	40	26
CPW5	70	40	84,5
CPW6	752	149,5	30

tableau 2. les dimensions obtenues par simulation circuit – Charge 35Ω

En utilisant les dimensions indiquées sur le tableau 2, nous présentons sur la figure 32 la réponse fréquentielle du domaine passif après optimisation pour une charge de 35Ω , (sans modulateur).

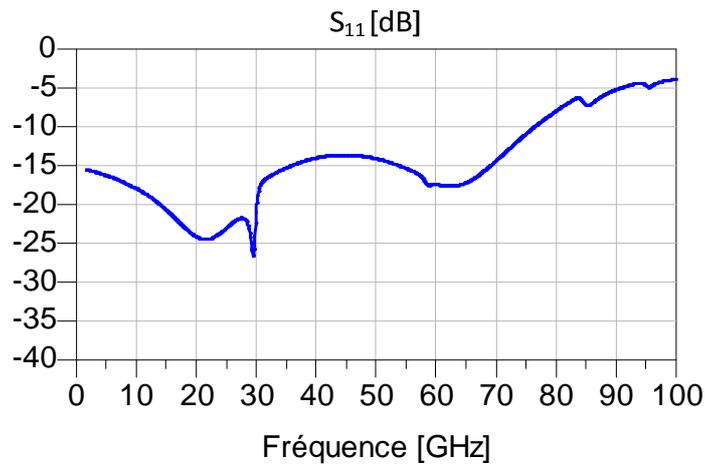


figure 32. La réponse fréquentielle du report flip-chip complet sans modulateur – Charge 35Ω

Sur la figure 32 nous constatons que le coefficient de réflexion S_{11} est inférieur à -10 dB jusqu'à 73 GHz. Alors que lorsque nous intégrons le modulateur, nous avons S_{11} inférieur à -10 dB jusqu'à 62 GHz (cf. figure 33), malgré cette différence, nous avons réussi à atteindre notre but.

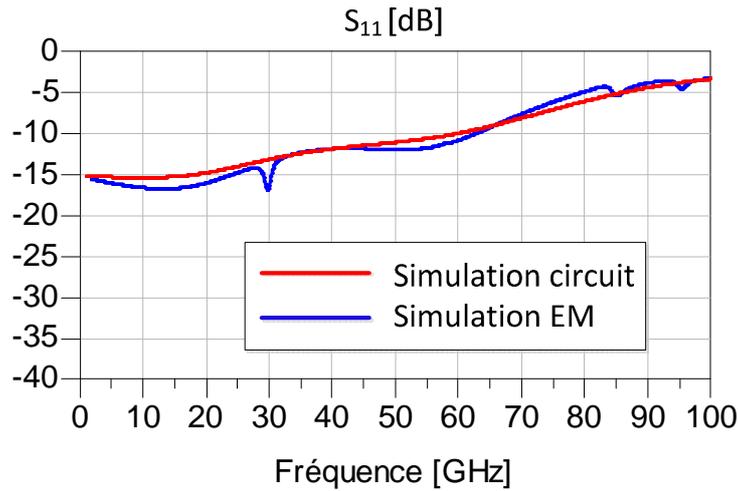


figure 33. La réponse fréquentielle du module complet – simulation circuit et électromagnétique – Charge 35 Ω

La réponse fréquentielle obtenue par la simulation électromagnétique du modèle complet pour une charge de 35 Ω est très proche de celle obtenue par la simulation circuit.

Nous présentons sur la figure 34 la réponse électro-optique après optimisation avec une charge de 35 Ω .

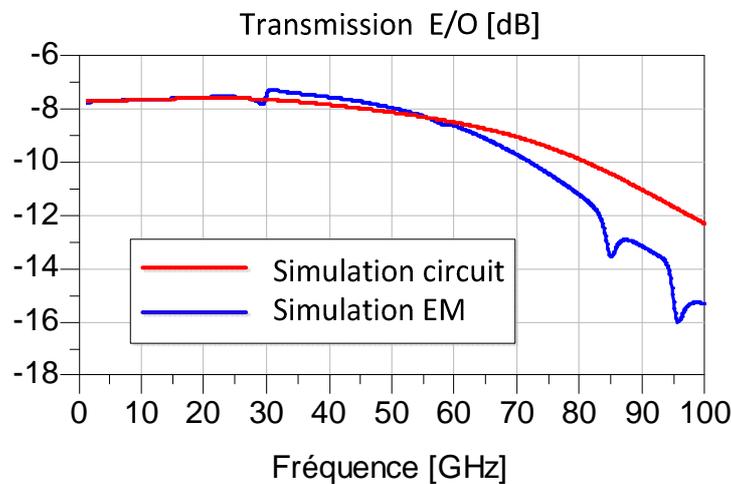


figure 34. La transmission E/O du module complet – simulation circuit et électromagnétique – Charge 35 Ω

Pour une charge de 35 Ω et en se basant sur la simulation électromagnétique, nous obtenons une bande électro-optique de l'ordre de 73 GHz.

Pour conclure, ces études nous ont permis d'optimiser une structure de test comportant un modulateur reporté par flip chip sur un substrat d'accueil de silicium pour deux impédances de charge différentes (35 Ω et 50 Ω). Un coefficient de réflexion S_{11} inférieur à -10dB jusqu'à 50 GHz et une bande passante électro-optique au minimum de l'ordre 50 GHz

ont été obtenues. Si nous comparons entre les deux charges, nous pouvons observer une meilleure performance électrique et électro-optique dans le cas de la charge de 35 Ω .

IV.3. Etudes paramétriques

IV.3.1. Plans de masse du modulateur

Dans ce paragraphe nous allons présenter quelques études paramétriques.

Premièrement nous allons vérifier l'influence sur la réponse électrique et/ou sur la réponse électro-optique des plans de masse (dans la zone active du modulateur). Deux types de configuration sont à étudier : 1^{ère} cas :

- Les plans de masse sont continus (cf. figure 35 –gauche)
- Les plans de masse sont interrompus, (cf. figure 35 - droite).

Nous allons comparer la réponse électrique et électro-optique entre les deux cas de configuration.

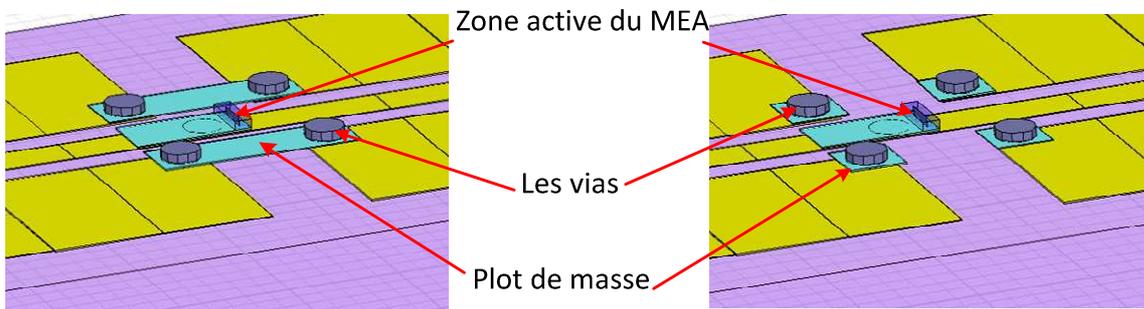


figure 35. Les plans de masse de la zone active du modulateur –interrompus / continus

Nous présentons sur la figure 36 la réponse électrique de report flip-chip optimisé en comparant entre les plans de masse continus et discontinus.

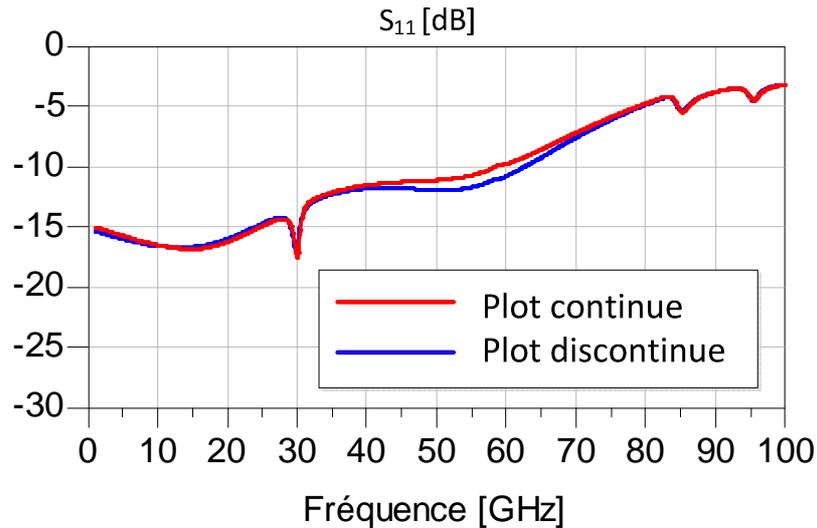


figure 36. Paramètre S_{11} de report flip-chip optimisé – plans continus et discontinus

Nous constatons que quelque soit la configuration des plans de masse, nous avons la même réponse électrique en basse comme en haute fréquence, alors qu'entre 45 GHz et 70 GHz nous observons une meilleure adaptation (de l'ordre de 2 dB) dans le cas où les plans de masse sont interrompus.

La figure 37 illustre la réponse électro-optique dans les deux cas. Nous pouvons constater qu'il n'y a aucune différence.

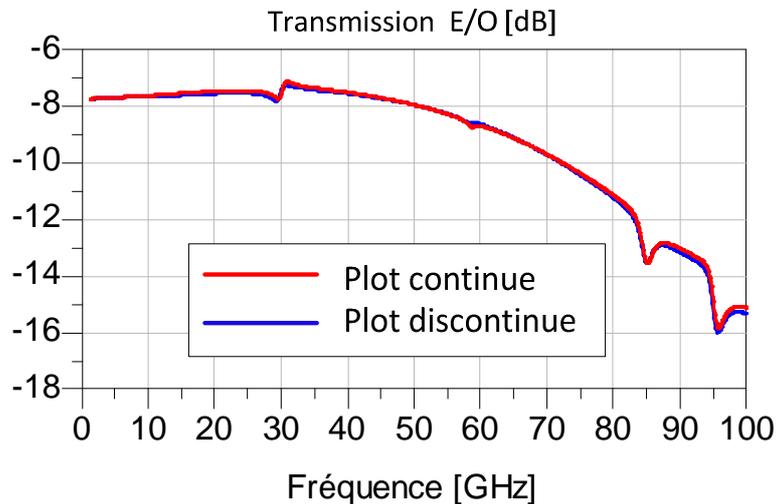


figure 37. Réponse électro-optique de report flip-chip optimisé – plans continus et discontinus

IV.3.2. Distance entre lignes de masse sur silicium

Nous avons précisé précédemment (paragraphe IV.1) que le choix de la topologie des lignes de masse est fait pour favoriser le couplage entre la zone active du modulateur et le champ électrique. Dans ce paragraphe nous allons modifier la distance entre les lignes de masse en jouant sur le paramètre X (cf. figure 38) pour voir si cette distance influence la réponse électrique et/ou la transmission électro-optique.

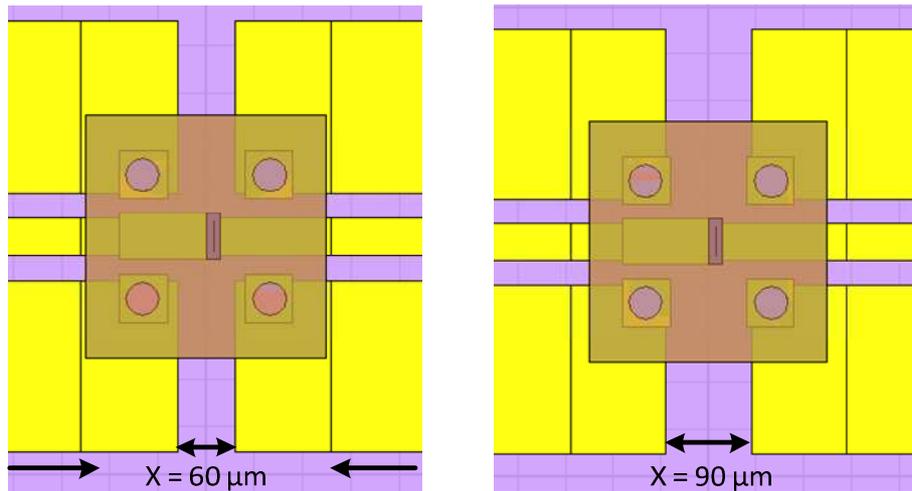


figure 38. Variation de paramètre X du report flip-chip optimisé

Comme nous le voyons sur la figure 38, nous avons choisi deux valeurs du paramètre X , l'une à $90\ \mu\text{m}$ (correspond à l'état actuel) et l'autre à $60\ \mu\text{m}$. Nous notons que, si nous passons de $90\ \mu\text{m}$ à $60\ \mu\text{m}$ il y aura un petit changement sur la longueur totale des lignes coplanaire sur silicium (réduction de $30\ \mu\text{m}$), car le paramètre X est lié à la longueur totale de ces lignes.

La figure 39 illustre la réponse fréquentielle de report flip-chip optimisé pour les deux valeurs de X .

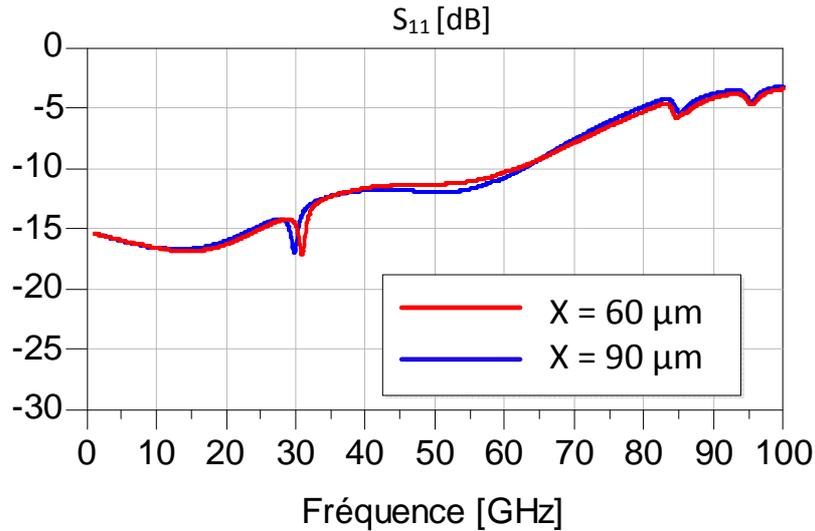


figure 39. Le paramètre S_{11} de report flip-chip optimisé pour deux valeurs de X .

D'après la figure 39 nous remarquons qu'il y a un petit décalage fréquentiel sur la réponse de report flip-chip entre les deux valeurs de X , ce décalage est dû à la diminution de la longueur totale des lignes coplanaires sur le substrat de silicium. Nous présentons sur la figure 40 la réponse de la transmission électro-optique pour les deux valeurs de X , sur cette réponse nous observons aussi un décalage fréquentiel.

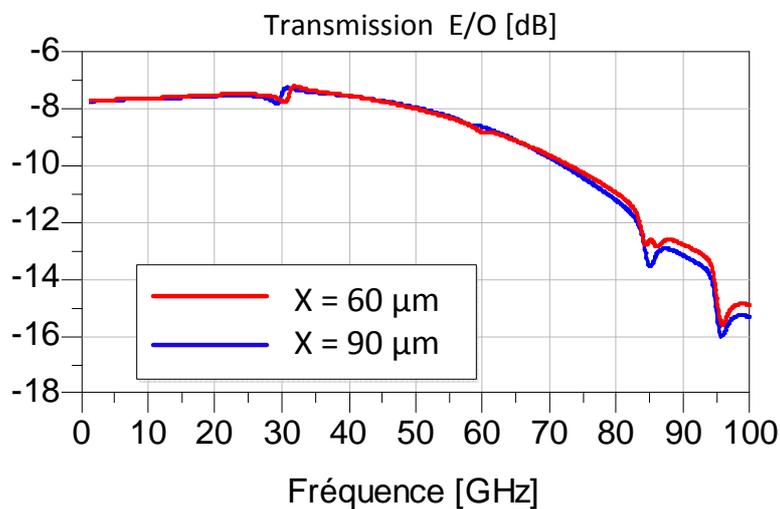


figure 40. La transmission électro-optique de report flip-chip optimisé pour deux valeurs de X .

A part le léger décalage fréquentiel, nous pouvons dire que nous obtenons les mêmes réponses (électrique et électro-optique) pour les deux valeurs de X .

IV.3.3. Etudes paramétriques en fonction de la hauteur des bumps

IV.3.3.1. Réponses électrique et électro-optique issues de la simulation électromagnétique

Nous avons utilisé jusqu'à maintenant des bumps de $3 \mu\text{m}$ de hauteur. Cette hauteur correspond à la hauteur utilisée actuellement par Alcatel-Thales III-V lab. Dans ce paragraphe nous allons présenter la sensibilité de report flip-chip en fonction de la hauteur des bumps.

Nous avons choisi de comparer les réponses électrique et électro-optique pour quatre hauteurs de bumps différentes. La figure 41 illustre la réponse fréquentielle de report flip-chip après optimisation sans intégration du circuit équivalent du modulateur.

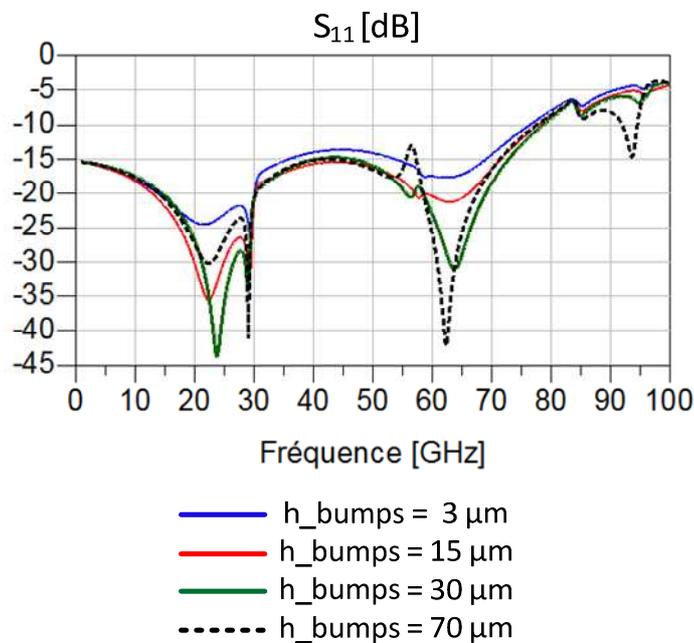


figure 41. La réponse fréquentielle du domaine passif de report flip-chip après optimisation pour différents hauteurs des bumps

Ces courbes nous permettent de dire qu'une meilleure adaptation est obtenue pour une hauteur de bumps de $15 \mu\text{m}$ et $30 \mu\text{m}$. Pour confirmer cette remarque nous avons réalisé des simulations du report flip-chip en tenant compte du circuit équivalent du modulateur.

Sur la figure 42 nous présentons la réponse en adaptation de la structure en tenant compte du circuit équivalent du modulateur.

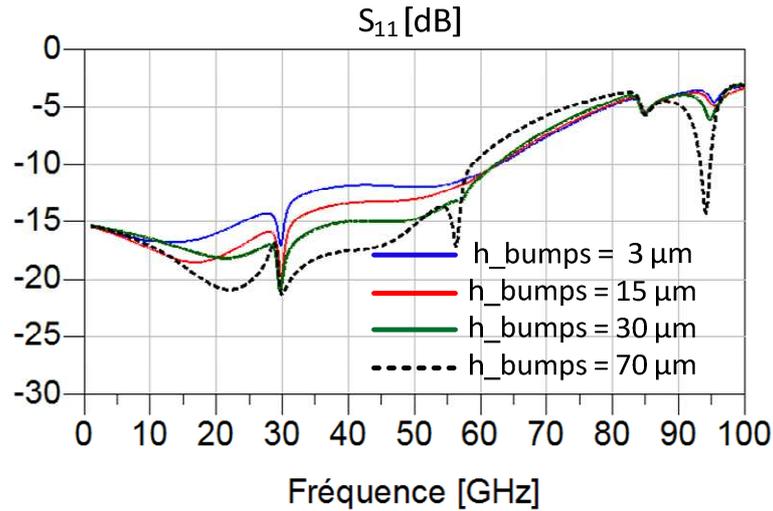


figure 42. Le paramètre S_{11} de report flip-chip optimisé en tenant compte le circuit équivalent du MEA – variation de la hauteur des bumps

D'après la figure 42 nous pouvons constater qu'avec une hauteur des bumps de 70 μm nous gagnons en dB en basse fréquence mais nous observons également une remontée en fréquence à partir de 58 GHz, alors qu'avec une hauteur de 30 μm nous gagnons en basse fréquence et surtout nous gardons un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB jusqu'à 62 GHz. Nous passons maintenant à la réponse électro-optique.

Sur la figure 43 nous présentons la réponse électro-optique pour les différentes hauteurs des bumps choisies. D'après ces courbes nous constatons qu'il y a une petite variation de la bande passante électro-optique en fonction de la hauteur des bumps puisque pour une hauteur de :

- 3 μm nous avons une bande passante de 73 GHz.
- 15 μm nous avons une bande passante de 75 GHz.
- 30 μm nous avons une faible variation de la bande passante (76 GHz)
- 70 μm nous avons une bande passante de 80 GHz.

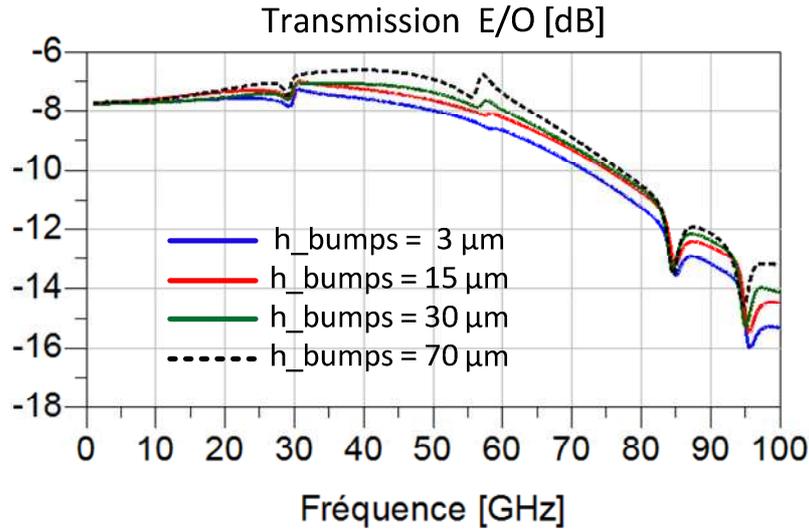


figure 43. La transmission E/O de report flip-chip optimisé en tenant compte le circuit équivalent du MEA – variation de la hauteur des bumps

Pour conclure, nous constatons que la réponse électrique et la réponse électro-optique sont sensibles à la variation de la hauteur des bumps.

Après ces études paramétriques, intéressons-nous maintenant à une nouvelle étude qui repose sur la modélisation du report flip-chip par un circuit à éléments localisés.

IV.3.3.2. Modélisation de report flip-chip

D'après la littérature [12] - [16] un report flip chip peut être représenté par le circuit équivalent suivant :

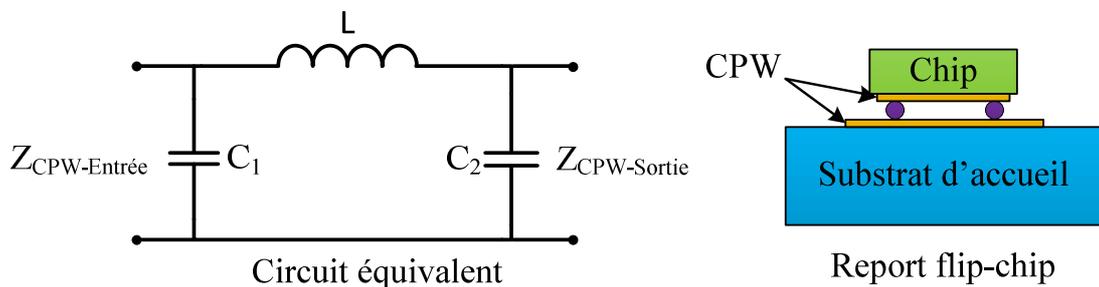


figure 44. Circuit équivalent de report flip-chip

Si nous avons une symétrie dans le report flip-chip, alors nous aurions $C_1 = C_2$, ce qui n'est pas le cas pour notre report flip-chip.

Dans notre cas :

* C_1 représente l'addition de trois capacités :

- la capacité créée par le gap des lignes coplanaire sur silicium à l'entrée.
- la capacité créée par le gap de la zone du modulateur (entre le contact pad et les plots).
- la capacité entre les lignes de masse sur silicium à l'entrée et le contact pad du modulateur.

* C_2 représente l'addition de deux capacités :

- la capacité créée par le gap des lignes coplanaire sur silicium à l'entrée.
- la capacité entre les lignes de masse sur silicium à l'entrée et le contact pad du modulateur.

* L caractérise le comportement selfique des bumps et est directement lié à leur hauteur

Pour déterminer les valeurs des éléments C_1 , C_2 et L du circuit équivalent du report nous avons utilisé le principe décrit sur la figure 45.

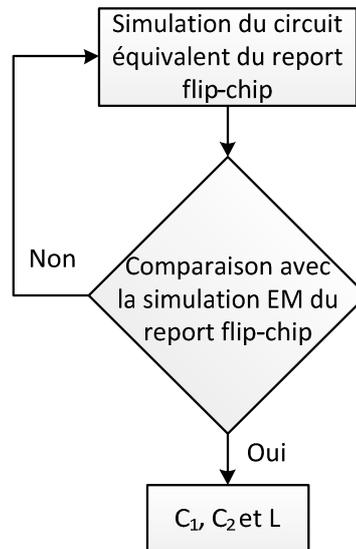


figure 45. Schéma de principe de modélisation de report flip-chip

Pour faire la modélisation de la partie 2 (cf. figure 24), nous avons utilisé le circuit présenté sur figure 46, nous avons fait des simulations circuit en modifiant les valeurs de C_1 , C_2 et L jusqu'à atteindre la réponse obtenue avec la simulation électromagnétique de la structure présentée sur la même figure.

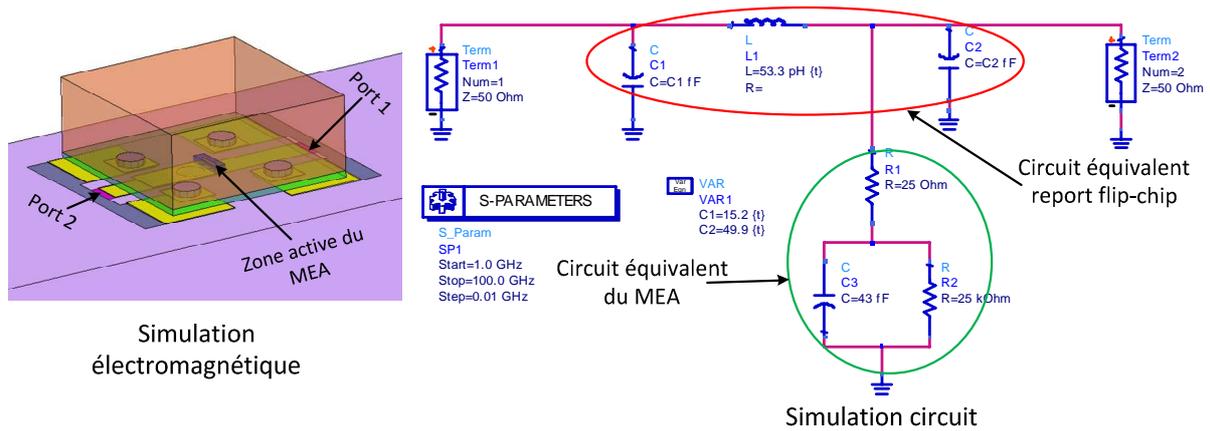


figure 46. Structure de report flip-chip et son circuit équivalent

Nous présentons sur la figure 48 une comparaison entre la simulation analytique du circuit équivalent et la simulation électromagnétique qui nous a permis de déduire les valeurs des deux capacités $C_1 = 15,2 \text{ fF}$ et $C_2 = 49,9 \text{ fF}$ ainsi que celle de la self $L_1 = 53,3 \text{ pH}$.

Nous constatons que la valeur de C_2 est supérieure à celle de C_1 , cela s'explique par le fait que le paramètre A est inférieur à B (cf. la figure 47), ce paramètre est nommé dans la littérature par « Conducteur Overlap », il joue un rôle très important sur la valeur des capacités [12], [14].

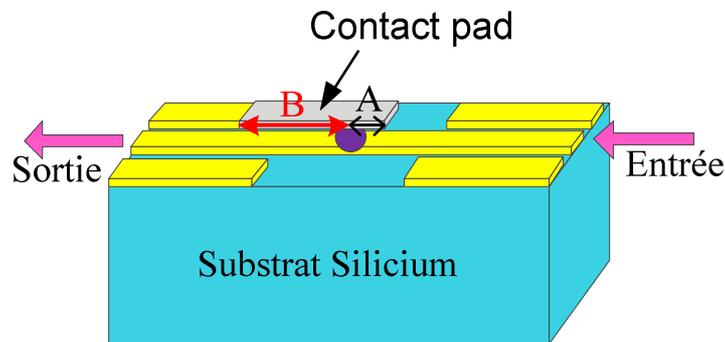


figure 47. Schéma simplifié de l'interconnexion entre contact pad et les lignes coplanaire sur silicium

Afin d'avoir plus de précision dans notre modélisation, nous avons comparé à la fois le paramètres S_{11} , S_{21} en dB et les parties réelles et imaginaires de S_{11} ainsi que la phase de S_{21} en degré. D'après les résultats obtenus, nous remarquons qu'il y a un bon accord entre la simulation circuit et la simulation électromagnétique.

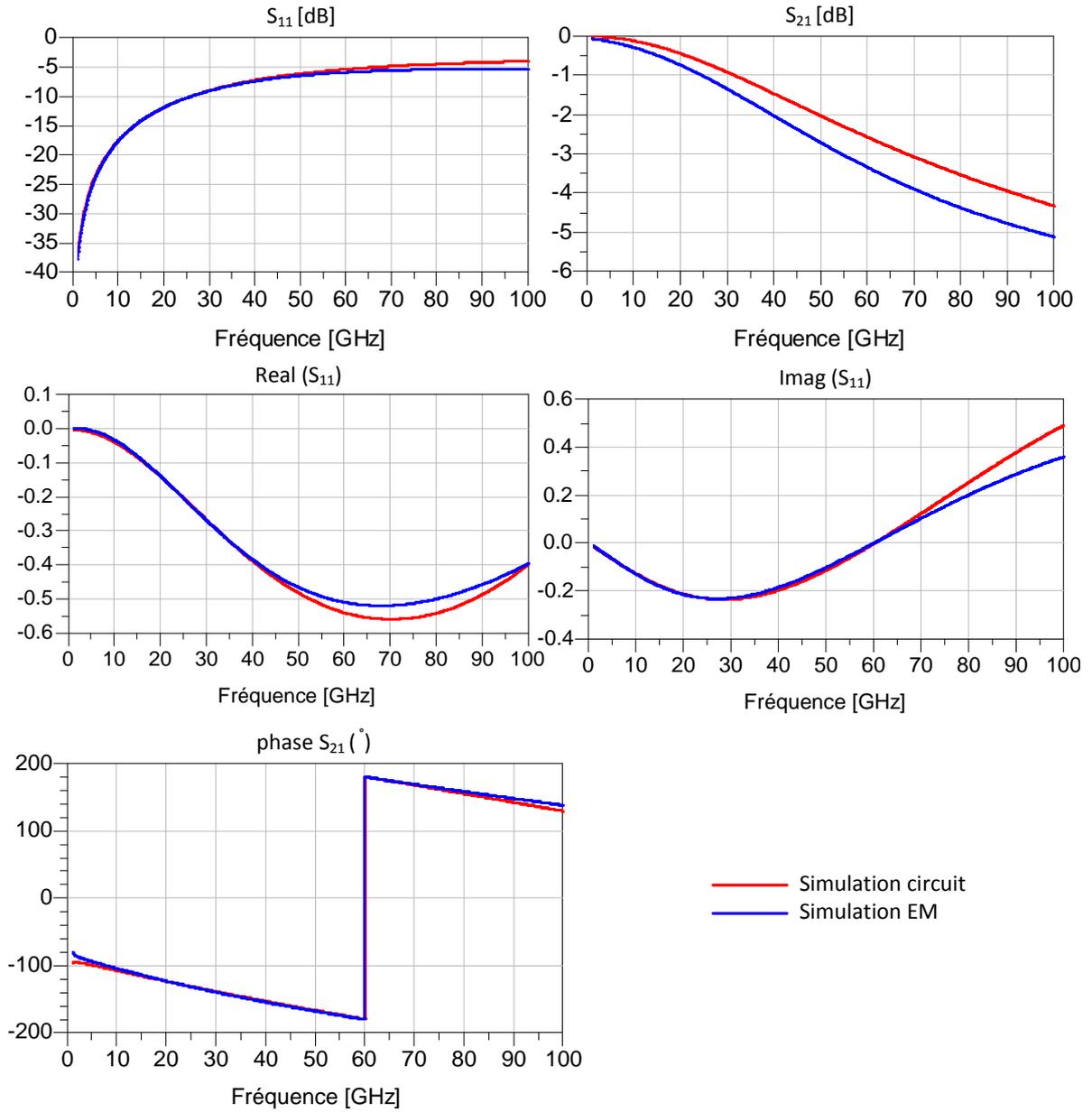


figure 48. Comparaison entre la simulation circuit et la simulation électromagnétique.

Pour confirmer les valeurs de C_1 , C_2 et L que nous avons obtenues, nous avons superposé les résultats déduits de la simulation du circuit présenté sur la figure 49 à ceux de la simulation électromagnétique de la structure complète présenté sur la figure 24.

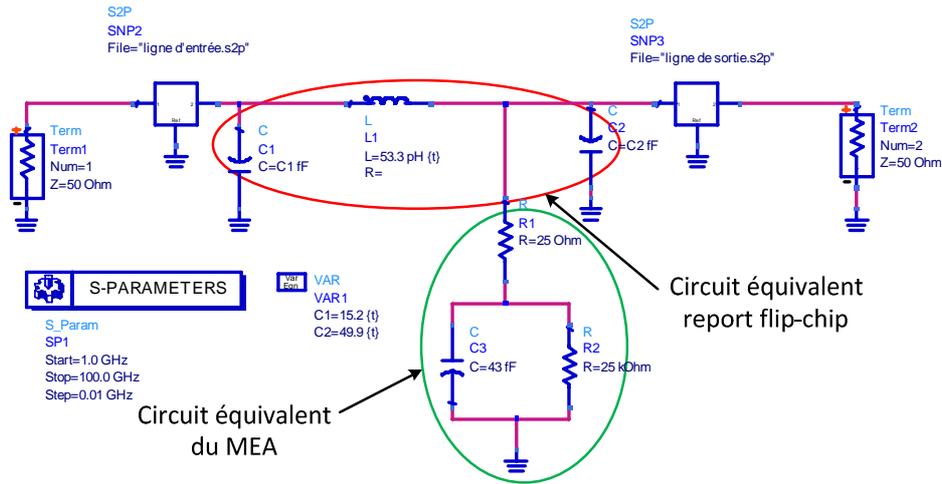


figure 49. Le circuit équivalent contient les lignes d'accès d'entrée/sortie

Nous pouvons constater sur la figure 49 que ce circuit contient les modèles des lignes coplanaires d'entrée et de sortie. Ces modèles, définis en paramètres S sont issus de la simulation électromagnétique.

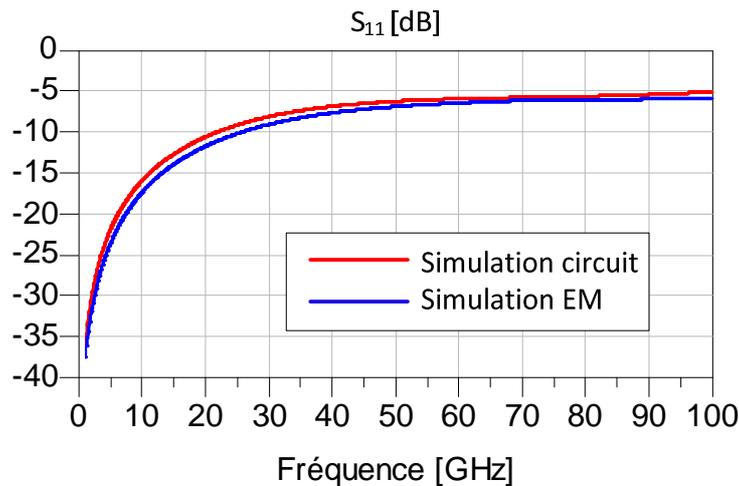


figure 50. Comparaison entre les simulations circuit et EM de la structure complet

Ce résultat nous permet de confirmer que notre modélisation de report flip-chip présenté sur la figure 46 est correcte.

IV.3.3.3. Sensibilité à la variation de la hauteur des bumps sur le modèle analytique du report flip-chip

A partir des simulations électromagnétiques du report flip-chip pour différentes hauteurs de bumps (cf. § IV.3.3.1 figure 42) nous avons utilisé le circuit équivalents en éléments localisés présenté sur la figure 51 afin de trouver les valeurs de L , C_1 et C_2 correspondantes.

Pour cela nous avons utilisé la réponse électromagnétique de report flip-chip de la structure complète après optimisation (cf. figure 42) pour chaque hauteur de bumps et nous avons modifié les valeurs de L , C_1 et C_2 jusqu'à ce que nous trouvions une réponse circuit en accord avec la réponse électromagnétique. Nous avons utilisé l'option « tuning » du logiciel circuit HPADS. Les tronçons des lignes coplanaires ont les mêmes dimensions que celles déjà présentées dans le tableau 2 (les valeurs optimales pour la charge 35 Ω)

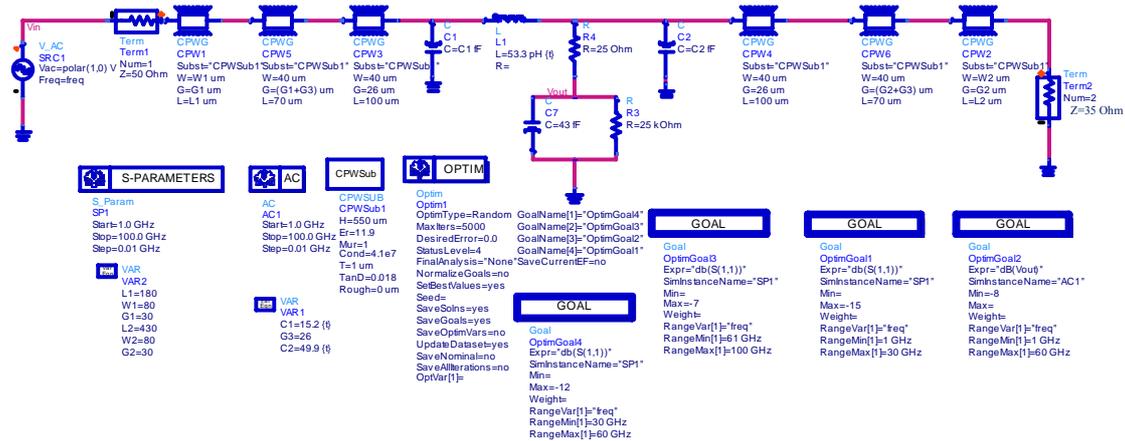


figure 51. Circuit équivalent de la structure complète de report flip-chip après optimisation – Charge 35 Ω

Le tableau 3 illustre les valeurs obtenues pour les différents composants du circuit équivalent du report flip-chip pour chaque hauteur de bumps.

h_bumps (μm)	L (pH)	C_1 (fF)	C_2 (fF)
3	53,3	15,2	49,9
15	71	15,2	49,9
30	86	15	46
50	98	13	41,6
60	103	12,5	35,7
70	105,1	12,3	34
100	105,3	12	24

tableau 3. les valeurs des composants constituant le circuit équivalent de report flip-chip en fonction de la hauteur des bumps

Pour mieux comprendre la sensibilité de chaque composant en fonction de la hauteur de bumps, nous présentons sur la figure 52 une courbe qui présente l'inductance en fonction de la hauteur des bumps.

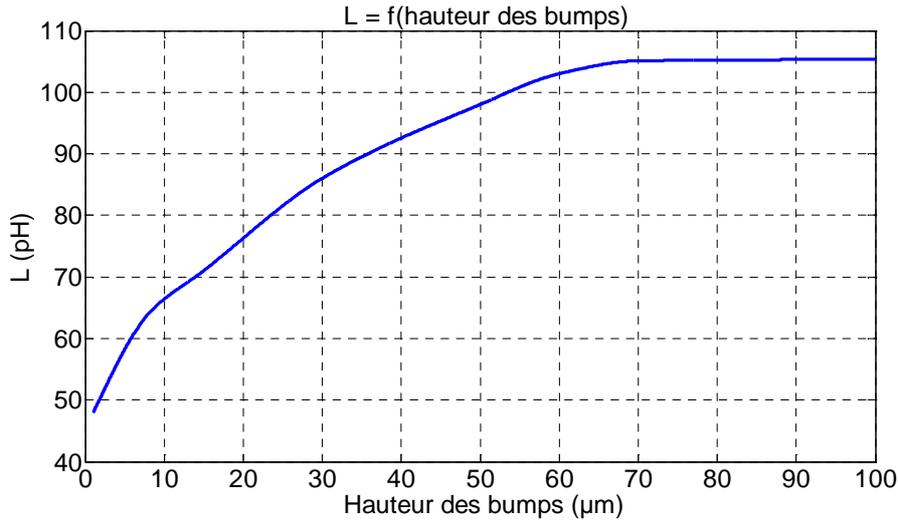


figure 52. La variation de l'inductance en fonction de la hauteur des bumps

En analysant cette courbe nous retrouvons le fait que l'inductance est proportionnelle à la hauteur des bumps. Ce comportement est connu des concepteurs de circuits radiofréquences.

Nous présentons sur la figure 53 la variation de la capacité C_1 en fonction de la hauteur des bumps.

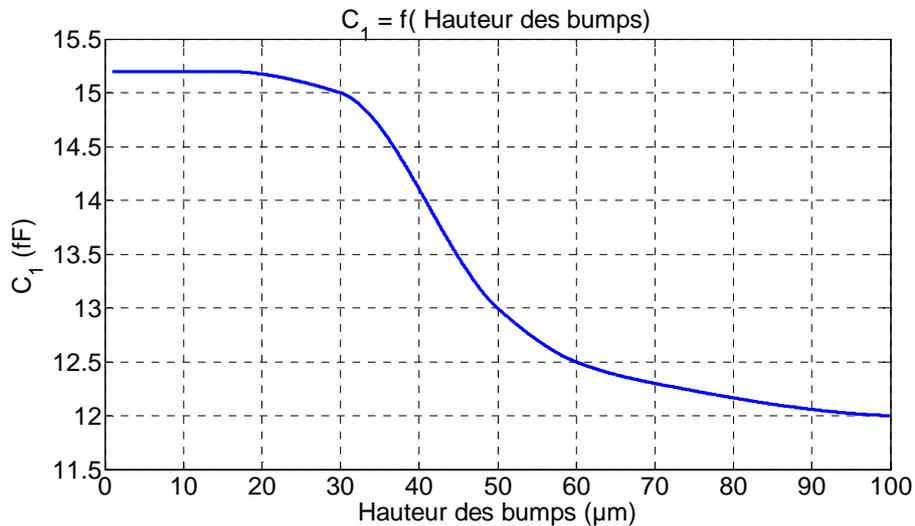


figure 53. La variation de la capacité C_1 en fonction de la hauteur des bumps

Nous observons que si nous augmentons la hauteur des bumps et donc logiquement la distance entre les plots de contact métalliques du modulateur et des lignes de masse du

substrat d'accueil alors la valeur de la capacité C_1 diminue. La variation de l'effet capacitif est cependant modérée.

Nous allons présenter par la suite la variation de la capacité C_2 par rapport à la hauteur des bumps (cf. figure 54).

Contrairement à la capacité C_1 , la capacité C_2 varie fortement en fonction de la hauteur des bumps. Cette variation, comme le cas de C_1 diminue avec l'augmentation de la hauteur des bumps.

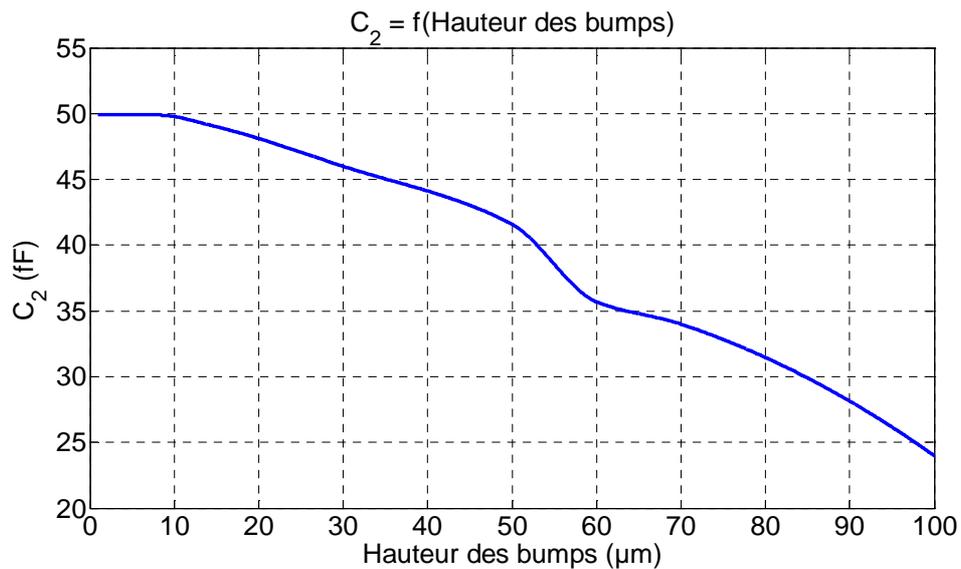


figure 54. La variation de la capacité C_2 en fonction de la hauteur des bumps

Ces comportements permettent de justifier les représentations physiques des éléments L , C_1 et C_2 données précédemment.

Pour conclure sur ces dernières études paramétriques concernant la hauteur des bumps, nous constatons que les bumps sont des paramètres très importants dans le report flip-chip et qu'ils ont une influence directe sur le comportement de l'ensemble de la structure.

V. Conclusion

L'objectif de ce chapitre était d'optimiser le report flip-chip entre le substrat de silicium à haute résistivité et le composant EML. Ces travaux entrent dans le cadre du projet européen 100 GET.

La première étape a consisté à valider notre approche hybride basée sur le couplage entre des simulations électromagnétique et circuit. Pour cela, nous avons comparé des mesures qui ont été effectuées au préalable au sein de Alcatel-Thales III-V Lab sur un dispositif test ; ce dispositif étant constitué d'un composant EML reporté en flip-chip sur un substrat d'AlN. En appliquant notre approche hybride, nous avons d'une part validé la méthodologie d'analyse mais également la modélisation par schéma équivalent en éléments localisés du modulateur reporté.

La deuxième étape de cette étude a été consacrée à l'optimisation du report flip-chip de l'EML sur un substrat d'accueil de silicium haute résistivité. Nous avions un objectif double : par rapport au cas initial, améliorer les performances en termes d'adaptation et de bande électro-optique dans une bande de fréquences allant jusqu'à 100 GHz. La méthodologie d'analyse mise en place a permis de satisfaire ces objectifs. Nous avons de plus proposé lors de cette étude un modèle simplifié en éléments localisés du report. Ce modèle, couplé aux modèles des autres parties de la structure globale, peut contribuer efficacement à l'optimisation de l'ensemble des dimensions.

Pour terminer ce chapitre nous avons présenté des études paramétriques pour mettre en évidence l'influence de différents paramètres tels que : la hauteur des bumps, la distance entre ligne de masse ...) sur les réponses électrique et électro-optique de la structure globale.

Ce chapitre met en évidence, que la simulation électromagnétique couplée à des analyses circuit peut contribuer de façon efficace à la compréhension du comportement d'un dispositif complexe mais également à une aide à la conception et à l'optimisation de ses performances. Il semble aujourd'hui évident, qu'avec la montée en débit (et en fréquence) des futurs systèmes de communication, l'utilisation de ce type d'approche hybride devienne incontournable.

Bibliographie – Chapitre III

[1] Le site web de Celtic

<http://www.celtic-initiative.org/Projects/100GET>

[2] Le site web de GIBON

<http://www.ist-gibon.eu>

[3] H. Debrégeas-Sillard, M. Le Pallec, J.-G. Provost, D. Carpentier and Ch. Kazmierski

« Low-cost coolerless integrated Laser-Modulator for 10 Gb/s Transmissions at 1.5 μm »

Electronic Letters, Vol. 40 NO. 21, December 2004.

[4] T. Johansen, V. Krozer, C. Jany, and C. Jiang

« Analysis of Hybrid-Integrated High Speed Electro- Absorption Modulated Laser Based on EM/Circuit Co-simulation »

Signal Integrity and High-Speed Interconnects, IMWS 2009. International Microwave Workshop Series on 19-20 Feb. 2009, page(s): 31-34.

[5] M. Le Pallec, J. Decobert, C. Kazmierski, A. Ramdane, N. El Dahdah and F. Blache

« 42 GHz bandwidth InGaAlAs/InP electro absorption modulator with a sub-volt modulation drive capability in a 50 nm spectral range »

In Proc. IPRM 04, 2004.

[6] H. Fukano, T. Yamanaka, M. Tamura, and Y. Kondo

« Very-low-driving-voltage electroabsorption modulators operating at 40 Gb/s »

J. Lightwave Technology, vol. 24, No 5, pp 2219-2224, 2006.

[7] **T. Johansen, C. Kazmierski, C. Jany, C. Jiang, and V. Krozer**

« Optimization of Integrated Electro-Absorption Modulated Laser Structures for 100 Gbit/s Ethernet Using Electromagnetic Simulation »,

In Proc. IMOC0, 2007, pp 526-530.

[8] **Li, G.L., Yu, P.K.L., Chang, W.S.C., Loi, K.K., Sun, C.K., Pappert, S.A.**

« Concise RF equivalent circuit model for electroabsorption modulators »

Electron. Lett., vol. 36, no. 9, pp. 818–820, 2000.

[9] **F. Deshours, C. Algani, F. Blache, G. Alquié, C. Kazmierski et C. Jany**

« Modélisation non linéaire d'un modulateur à électro-absorption intégré à haut débit »

19^{ème} colloque international Optique Hertzienne et Diélectriques, 5-8 sept 2007 - Valence – France.

[10] **S. Dellier, S Dellier, F. Blache, M. Campovecchio, D. de La Grandiere, S. Vuye, R. Quere, J.R. Burie**

« 40 GHz MMIC driver of electro-absorption modulator for high-speed optical pulse generation »

IEEE MTT-S Digest, Vol. 2, pp. 1347-1350, 8-13 June 2003

[11] **H. Arimoto, K. Watanabe, N. Kikuchi, H. Takano, M. Shirai, M. Hashimoto, H. Kudo, T. Kitatani, H. Ohta, R. Mita, R. Takeyari**

« A 40-Gbit/s electro-absorption modulator with a record modulation efficiency (50 GHz/V) enhanced by a novel technique for hybrid integration on the driver IC »

Lasers and Electro-Optics Society, 2003 (LEOS 2003), pp 646-647, Vol 2, 27-28 Octobre 2003

[12] **D. Staiculescu, A.Sutono and J. Laskar**

« Wideband Scaleable Electrical Model for Microwave/Millimeter Wave Flip Chip Interconnects »

IEEE transactions on advanced packaging, VOL. 24, N°. 3, August 2001

[13] **Khouzema B. Unchwaniwala, Michael F. Caggiano**

« Electrical Analysis of IC Packaging with Emphasis on Different Ball Grid Array Packages »

2001 Electronic Components and Technology Conference

[14] **R. J. Pratap, D. Staiculescu, S. Pinel, J. Laskar, and G. S. May**

« Modeling and Sensitivity Analysis of Circuit Parameters for Flip-Chip Interconnects Using Neural Networks »

IEEE Transactions on advanced packaging, Vol. 28. NO. 1. February 2005

[15] **H. Yue-ming, L. Yu-An, W. Che-ming, H. Wei-kuo and Y. Tsung-Jung**

« 27 GHz Flip-Chip Assembled pHEMT Oscillator »

CS MANTECH Conference, April 24-27, 2006, Vancouver, British Columbia, Canada

[16] **A. Jentsch**

« Elektromagnetische Eigenschaften von Flip-Chip-Übergängen im Millimeterwellenbereich » / « propriétés électromagnétiques des transitions flip-chip dans les fréquences millimétriques »

Universität Technique de Berlin, Février 2002

http://opus.kobv.de/tuberlin/volltexte/2002/387/pdf/jentsch_andrea.pdf

Chapitre IV

*Mise en place d'un banc expérimental de caractérisation
de composants optoélectroniques dédiés à la convergence
RF/optique. Application au RMEA-SOA*

Tables des matières

<u>Chapitre IV</u> : Mise en place d'un banc expérimental de caractérisation de composants optoélectroniques dédiés à la convergence RF/optique. Application au RMEA-SOA	161
I. Introduction.....	161
II. Mise en place du banc de mesures.....	162
II.1. Introduction	162
II.1.1. Les mesures en statique	163
II.1.2. Les mesures en dynamique	163
II.2. Description du composant RMEA-SOA	164
II.3. Le principe de mesure et le banc de mesure.....	165
III. Caractérisation de RMEA-SOA avec une modulation NRZ.....	168
III.1. Introduction.....	168
III.2. Analyse et interprétation des performances du SOA.....	169
III.3. Analyse et interprétation des performances du RMEA-SOA	170
III.4. Conclusion	178
IV. Caractérisation de RMEA-SOA avec la modulation OFDM.....	179
IV.1. Présentation du signal OFDM	179
IV.1.1. Introduction générale sur l'OFDM.....	179
IV.1.2. Les avantages et les inconvénients	181
IV.2. Quelques modulations numériques.....	182
IV.2.1. Modulation BPSK	183
IV.2.2. Modulation QPSK	183
IV.2.3. Modulation 16QAM.....	184
IV.2.4. Modulation 64QAM.....	185
IV.3. EVM, SNR et TEB	185
IV.3.1. Calcul de l'EVM	185

IV.3.2. Calcul du rapport signal sur bruit	186
IV.3.3. Calcul taux d'erreur binaire (TEB)	187
IV.4. Banc de mesure	188
IV.5. Analyse et interprétation des performances du RMEA-SOA	191
IV.5.1. Mesure –test- à 2Ghz.....	191
IV.5.2. Mesures avec OFDM WiMAX à 3.5GHz	196
IV.5.3. Caractérisation du RMEA-SOA	200
IV.5.3.1. Etude en fonction du courant de polarisation du SOA (I_{SOA}).....	200
a. Puissance de réception en fonction de I_{SOA}	200
b. EVM en fonction de I_{SOA}	201
c. SNR en fonction de I_{SOA}	202
d. Diagramme de la constellation en fonction de I_{SOA}	203
IV.5.3.2. Etude en fonction de la tension de polarisation du MEA (V_{MEA})..	204
a. Puissance de réception en fonction de V_{MEA}	204
b. EVM en fonction de V_{MEA}	204
c. SNR en fonction de V_{MEA}	205
d. Diagramme de la constellation en fonction du V_{MEA}	206
IV.5.3.3. Etude en fonction de la température	207
a. TEB en fonction de la variation de la température	207
b. SNR en fonction de la variation de la température	208
c. TEB en fonction du SNR	208
d. EVM en fonction de la température.....	209
e. Diagramme de la constellation en fonction de la température.....	209
IV.5.3.4. Résultats de la constellation pour $V_{MEA} = -1,2V$ et $I_{SOA} = 140mA$	210
V. Conclusion.....	213
Bibliographie Chapitre IV	214

Chapitre IV : Mise en place d'un banc expérimental de caractérisation de composants optoélectroniques dédiés à la convergence RF/optique. Application au RMEA-SOA

I. Introduction

Les réseaux d'accès sur fibre optique sont aujourd'hui basés sur les technologies PON (Passive Optical Network). Les futures générations de réseaux d'accès sur fibre optique s'appuieront sur l'infrastructure déjà déployée pour offrir des débits plus élevés sans augmentation significative des coûts. Ainsi les réseaux de type PON s'imposent comme des architectures tout à fait adaptées car flexibles et présentant de faibles coûts [1], [2]. Par ailleurs, pour pouvoir atteindre des débits de l'ordre de 10 Gbit/s et au-delà, les dispositifs achromatiques permettant des architectures de type WDM-PON (Wavelength Division Multiplexing - Passive Optical Network), semblent être préférés [3]. De nombreux composants dédiés à cette architecture ont été étudiés, comme les RSOA (amplificateurs optiques à semi-conducteurs réfléchissants) [4], les lasers de type Fabry-Pérot optiquement injectés ou les modulateurs à électro-absorption [5]. Parmi les plus prometteurs, puisque compatibles avec le débit de 10 Gbit/s, on trouve ceux combinant des SOA et MEA intégrés, réfléchissants [6] ou non [7]. Lors de nos travaux dans ce chapitre nous allons nous intéresser au composant RMEA-SOA qui combine un amplificateur à semi-conducteur et un modulateur électro-absorbant à miroir.

La modulation utilisée jusqu'à maintenant dans la technologie PON est de type NRZ (Non Return to Zero). L'utilisation de modulations multiporteuses de type OFDM

(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) offre une solution intéressante pour augmenter le débit et en améliorant l'efficacité spectrale des transmissions.

Des premières études ont été menées sur le RMEA-SOA [8] - [11] pour l'accès fixe basé sur des réseaux WDM optiques passifs avec modulation NRZ à 10 Gbit/s. Ayant une large bande passante 50 nm entre 20°C et 60°C back to back, ce dispositif est censé permettre la convergence fixe / mobile en s'appuyant sur un seul type de bloc optique compatible avec plusieurs longueurs d'onde dans l'architecture WDM-PON [9]. Il est donc intéressant d'étudier et de caractériser le RMEA-SOA dans le contexte de la radio sur fibre optique, d'où l'originalité des travaux que nous allons présenter dans ce chapitre concernant la caractérisation de ce module avec la modulation OFDM.

En première étape nous allons décrire le banc de mesures, développé dans le cadre de cette thèse, qui nous a permis à la fois la caractérisation du RMEA-SOA attaqué par une modulation NRZ puis par une modulation RF-OFDM. Dans une seconde partie nous allons présenter les résultats obtenus avec la modulation NRZ qui nous ont permis de valider le banc de mesures en comparaison de résultats obtenus par Alcatel-Thales III-V Lab sur leurs dispositifs. Enfin, nous présentons les modifications apportées au banc pour l'adapter à la transmission d'un signal RF type WiMax-OFDM sur fibre en utilisant le RMEA-SOA. Il est à noter que nous reportons dans ce document les mesures les plus représentatives d'un ensemble conséquent de caractérisations effectuées. Presque une dizaine de dispositifs fournis par Alcatel-Thales III-V Lab, sans qui cette étude n'aurait été permise, ont été testés.

II. Mise en place du banc de mesures

II.1. Introduction

Généralement, lorsqu'on s'intéresse à la caractérisation de composants, on distingue la caractérisation statique et la caractérisation dynamique. Nous définissons dans ce qui suit ces deux types de caractérisations dans le contexte du RMEA-SOA.

II.1.1. Les mesures en statique

La caractérisation et les mesures en statique sont simplement réalisées en appliquant un courant continu sur le SOA. Sur la figure 1 nous présentons le synoptique du montage développé pour mesurer le gain en statique.

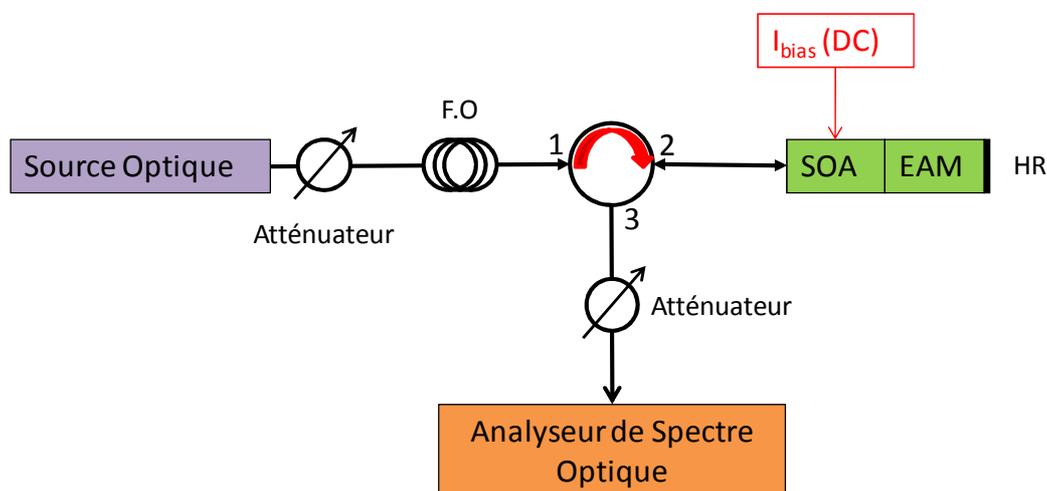


figure 1. Schéma du montage pour la mesure du gain du RMEA-SOA en statique.

La source optique est un laser accordable. Ce laser est suivi d'un atténuateur afin de régler la puissance optique délivrée. Un circulateur optique permet de séparer le signal injecté sur le RMEA-SOA de celui réfléchi par le miroir et analysé sur un analyseur de spectre optique. L'injection de lumière sur le dispositif se fait à l'aide d'une fibre microlentillée. Pour l'ensemble des caractérisations, le dispositif est maintenu à température constante à l'aide d'un module Peltier positionné au plus proche de celui-ci.

II.1.2. Les mesures en dynamique

Les mesures en dynamique sont réalisées avec une modulation qui est superposée au courant de polarisation continu, la figure 2 montre le montage utilisé pour mesurer le gain en dynamique.

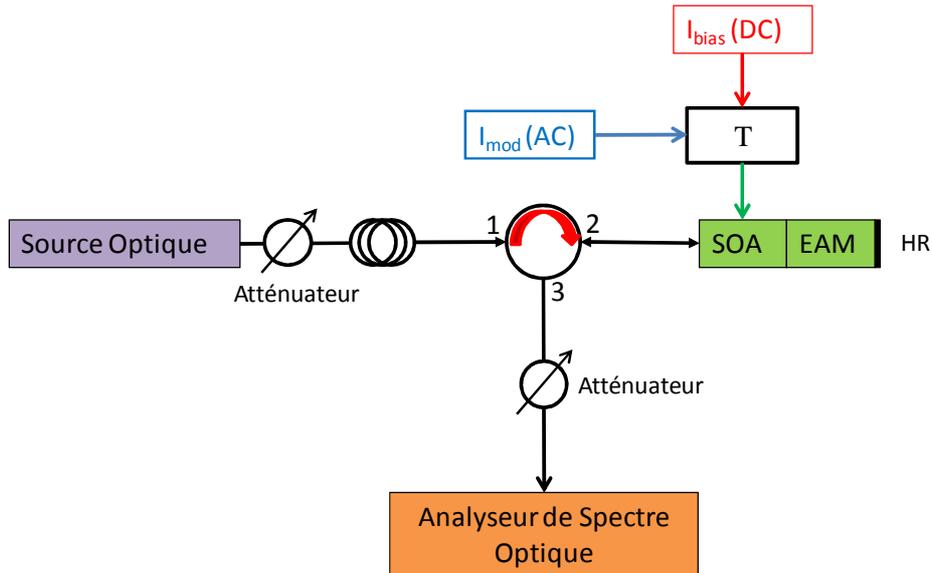


figure 2. Schéma du montage pour la mesure du gain du RMEA-SOA en dynamique.

Pour ajouter un signal modulé sur la composante continue du courant nous utilisons un Té de polarisation dont la bande passante est adaptée aux débits utilisés.

II.2. Description du composant RMEA-SOA

Le composant RMEA-SOA est un module optoélectronique, qui intègre deux composants montés monolithiquement sur le même substrat, un amplificateur à semi-conducteur (SOA) suivi d'un modulateur à électro-absorption à miroir (RMEA) fonctionnant en réflexion. Le SOA permettra au minimum de compenser les pertes du MEA et éventuellement d'avoir du gain.

Le RMEA-SOA a été fabriqué par Alcatel-Thales III-V Lab. Il est composé d'une couche de INP-n développée sur un substrat d'INP de type n et de deux couches de GaInAsP constituées d'un empilement de 10 puits quantiques GaInAs et 11 puits d'AlGaInAs (Arséniure en Aluminium d'Indium de Gallium). Il est formé de trois sections : le MEA (70 μm), le SOA (400 μm) et la section passive (150 μm). Le miroir à haute réflexion est réalisé par SiO₂/TiO₂ sur le côté arrière du MEA [12]. La figure 3 illustre le composant RMEA-SOA.

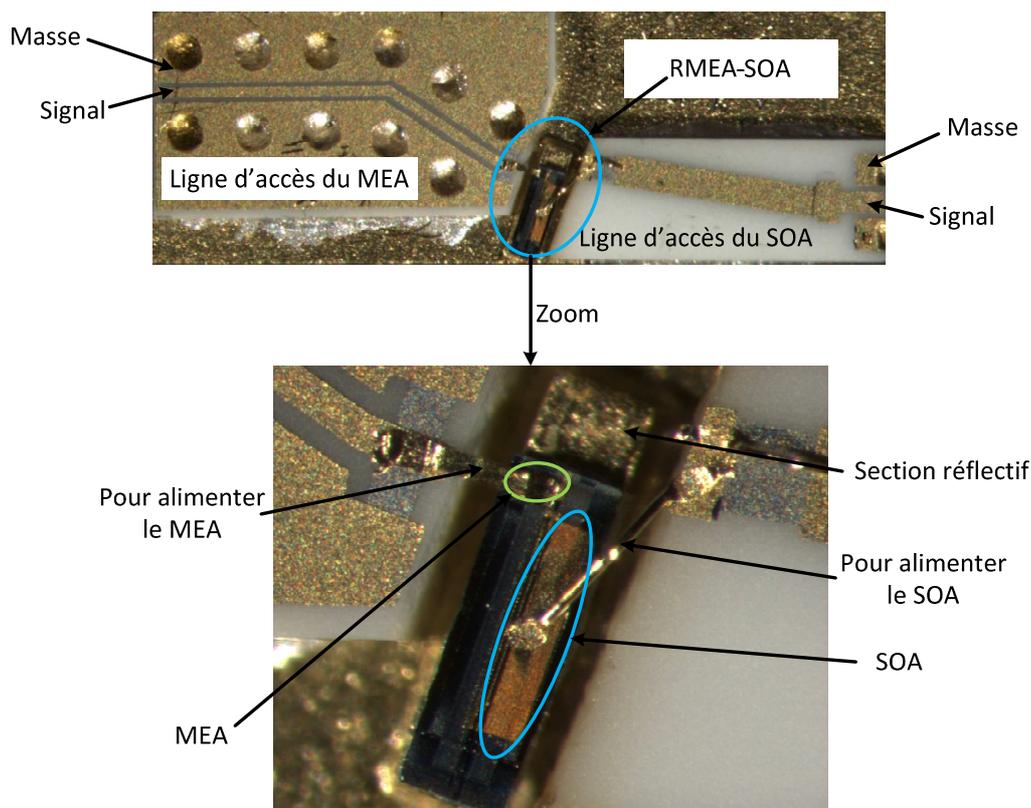


figure 3. Vue de dessus globale du composant RMEA-SOA.

Nous pouvons observer sur la figure 3 les deux accès qui permettent d'alimenter le modulateur en tension et l'amplificateur en courant.

Après cette brève description sur le composant RMEA-SOA, nous présentons maintenant la caractérisation de ce composant.

II.3. Le principe de mesure et le banc de mesure

L'étude statique du RMEA-SOA donne différentes informations sur le comportement du composant et permet d'extraire certains des paramètres importants pour le fonctionnement optimal du dispositif. Ces paramètres peuvent être le gain d'insertion, le taux d'extinction ou l'influence de la température sur le fonctionnement du composant.

Dans les travaux que nous allons présenter par la suite, nous allons caractériser le composant RMEA-SOA en fonction de la variation du courant appliqué sur le SOA, de la tension appliquée sur le modulateur et de la température.

Pour caractériser le composant RMEA-SOA en statique, nous avons utilisé le montage décrit sur la figure 4.

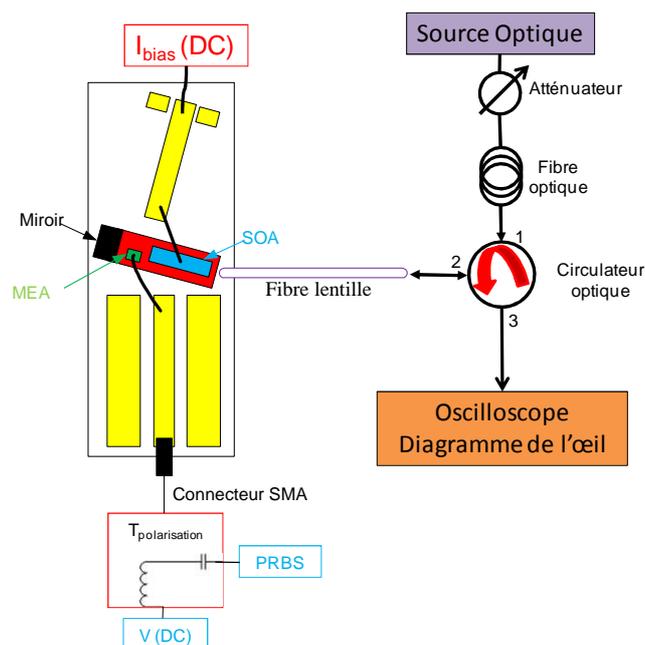


figure 4. Le schéma utilisé pour la caractérisation du RMEA-SOA

Le composant RMEA-SOA est posé sur un support métallique fixe (cf.figure 5), au-dessous duquel est positionné une cellule Peltier qui permet d'ajuster la température du composant (dans notre cas, nous faisons varier la température entre 15°C et 40°C), Ce module Peltier est commandé par un contrôleur de température (TED 420 – profile), ce dernier est connecté à un thermocouple posé juste au-dessous du composant afin de mesurer la température exacte du composant.

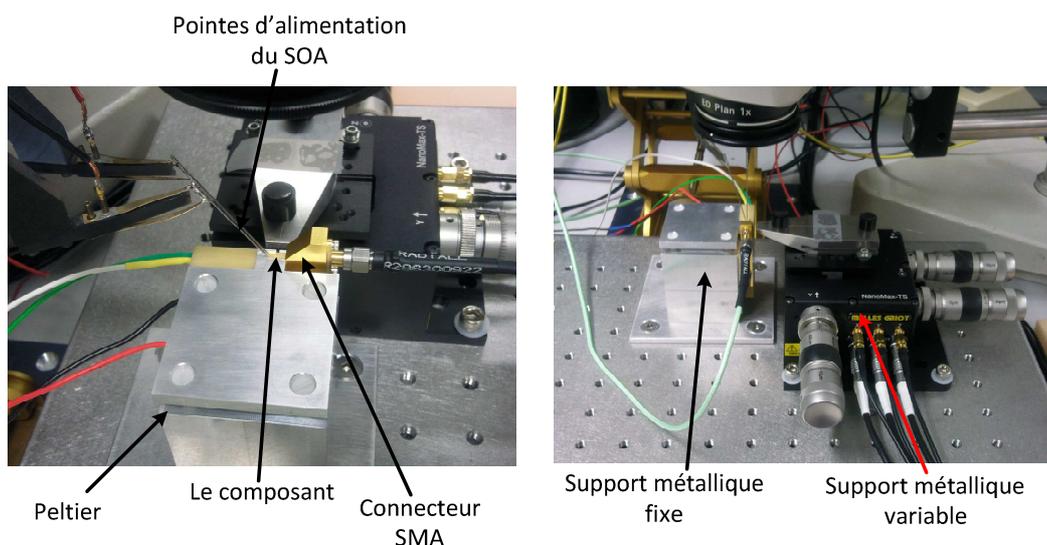


figure 5. Le support métallique du RMEA-SOA

La fibre optique lentille est montée sur un support commandé par des déplacements piézo-électrique. L'optimisation du couplage entre le RMEA-SOA et la fibre optique micro-lentillée est obtenue en maximisant la puissance de sortie du composant ainsi que le photocourant mesuré sur le MEA pour une puissance lumineuse incidente donnée. Avant le couplage, le photo-courant est de l'ordre du μA alors qu'après optimisation du couplage, le photo-courant devient de l'ordre du mA .

Nous jouons aussi sur l'état de polarisation de l'onde optique pour obtenir la meilleure puissance en sortie. Pour contrôler la polarisation nous utilisons un dispositif à **Boucles de Lefèvre** qui permet d'obtenir n'importe quel état de polarisation à partir d'un état de polarisation arbitraire. En effectuant des boucles avec la fibre, nous créons des contraintes qui donnent naissance à une anisotropie. La fibre optique est enroulée autour de trois « oreilles » pouvant tourner suivant l'axe de la fibre (cf. **Erreur ! Source du renvoi introuvable.**). Ce composant est en fait la version fibrée d'une lame quart d'onde suivie d'une lame demi-onde puis d'une seconde lame quart d'onde. Le déphasage de chaque lame est fixé par le nombre de tours que fait la fibre ainsi que par le rayon de courbure, tandis que l'orientation des lames est donnée par l'orientation des oreilles. En pratique, nous pouvons changer l'état de polarisation, mais il est très difficile d'obtenir des états de polarisation précis. La polarisation est très sensible aux variations de la température et le fait d'approcher la main pour faire varier la position des oreilles ou tourner la fibre, change déjà l'état de polarisation. Néanmoins nous savons que le maximum de puissance est obtenu pour une polarisation TM.

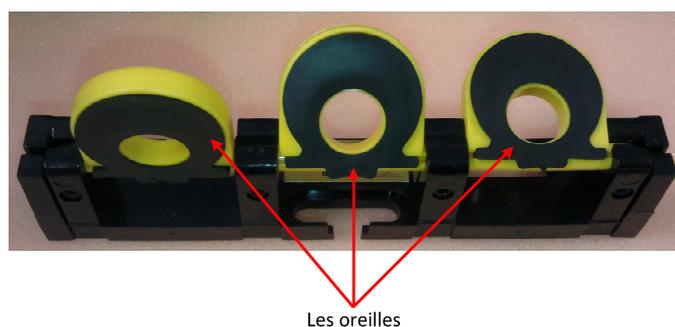


figure 6. Boucle de Lefèvre

La figure 7 illustre le banc utilisé pour la caractérisation du composant RMEA-SOA.

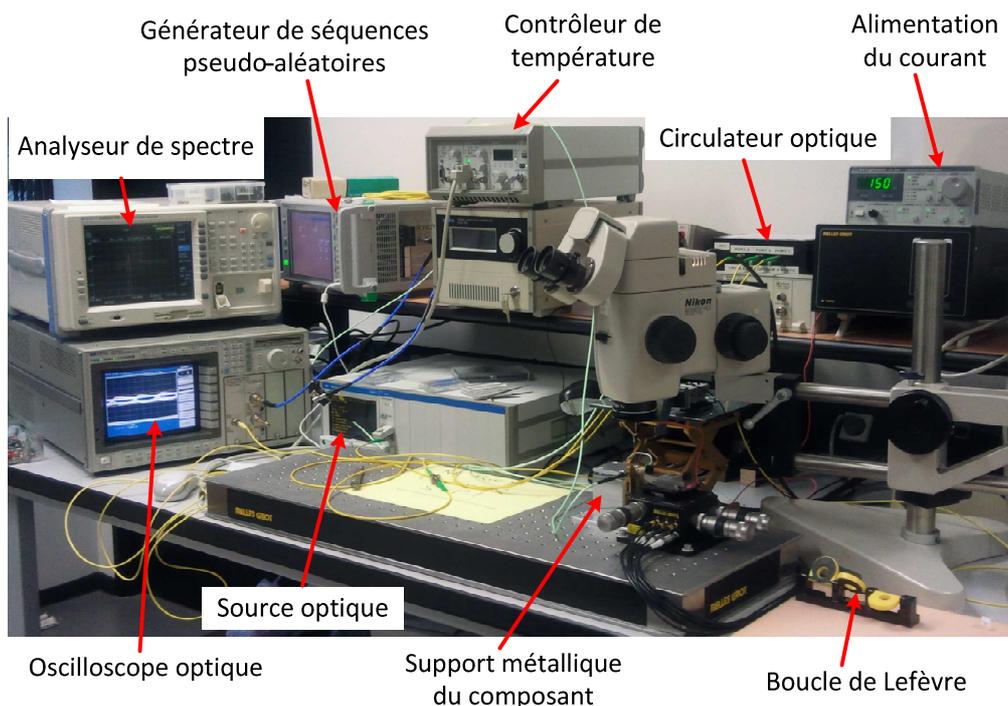


figure 7. Banc de mesure

Après avoir présenté le banc de mesure que nous avons mis en place, nous allons nous intéresser à la caractérisation du RMEA-SOA avec une modulation NRZ.

III. Caractérisation de RMEA-SOA avec une modulation NRZ

III.1. Introduction

Dans ce paragraphe nous allons présenter les résultats obtenus par la caractérisation du composant RMEA-SOA attaqué par une modulation NRZ qui nous ont permis de valider le banc de mesure en comparaison à des travaux déjà menés par Alcatel-Thales III-V Lab.

Dans une première étape nous allons étudier le comportement du SOA seul en fonction du courant de polarisation, et dans une seconde étape nous allons présenter la caractérisation du RMEA-SOA en fonction de plusieurs paramètres.

III.2. Analyse et interprétation des performances du SOA

Sans injection optique nous mesurons la puissance de sortie du SOA en fonction de la longueur d'onde et pour différentes valeurs du courant d'alimentation de ce dernier (I_{SOA}). La puissance mesurée correspond à l'émission spontanée amplifiée (ASE).

Le SOA est généralement utilisé comme amplificateur lorsqu'un signal optique lui est injecté en entrée. Mais sans injection optique en entrée, le SOA se comporte comme une source large bande par émission spontanée amplifiée (ASE). La largeur du spectre est d'environ 30 nm mais peut être centrée sur n'importe quelle longueur d'onde entre 1300 nm et 1600 nm selon la composition du SOA.

La résolution de l'analyseur de spectre optique a été fixée à 2 nm afin de se rapprocher des valeurs de puissance obtenues avec un puissance-mètre.

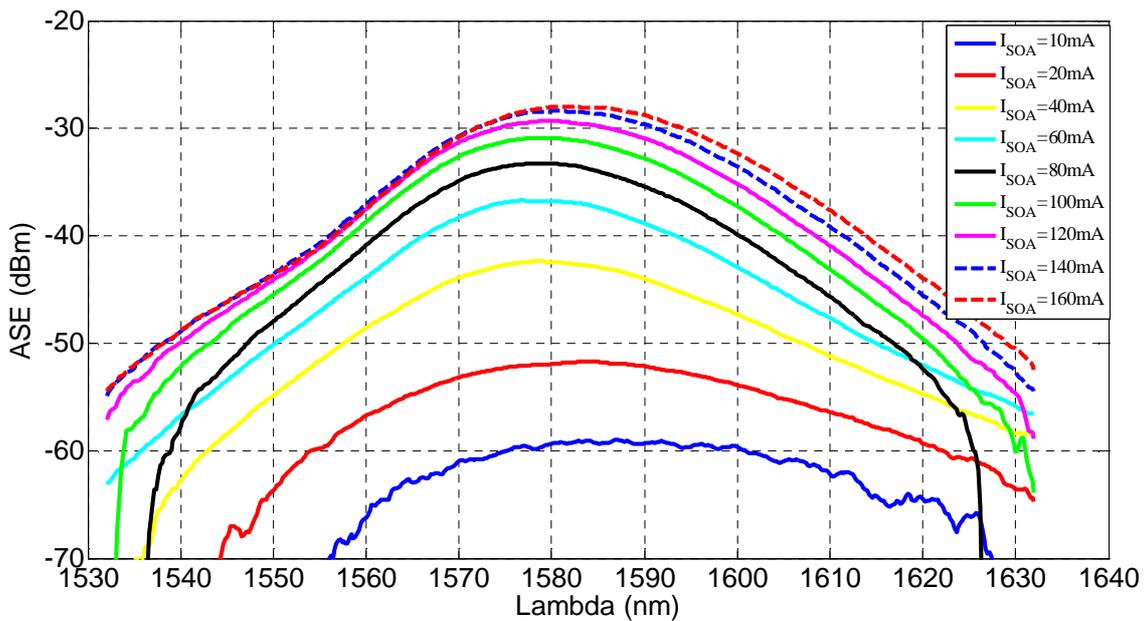


figure 8. Emission spontanée amplifiée (ASE) en fonction du courant de polarisation I_{SOA} .

La figure 8 présente l'émission spontanée du SOA pour différentes valeurs du courant appliqué en fonction de la longueur d'onde (en bande L [1565 nm – 1625 nm]). Nous observons que la puissance de l'émission spontanée augmente avec le courant et que la puissance est maximale autour de $\lambda = 1580$ nm (quelque soit la valeur de I_{SOA}), mais il y a un léger décalage du spectre d'amplification vers les basses longueurs d'onde.

L'émission spontanée amplifiée du SOA couvre une large bande optique de 100 nm qui s'étend de 1530 nm à 1630 nm pour une variation de I_{SOA} de 120 mA à 160 mA.

Nous présentons, maintenant sur la figure 9 la variation d'ASE en fonction de la température du composant, sachant qu'à chaque variation de la température nous effectuons une ré-optimisation du couplage entre le composant et la fibre micro-lentillée à l'aide du support 3 axes piézo-électriques. Le courant de polarisation est fixé à 45 mA.

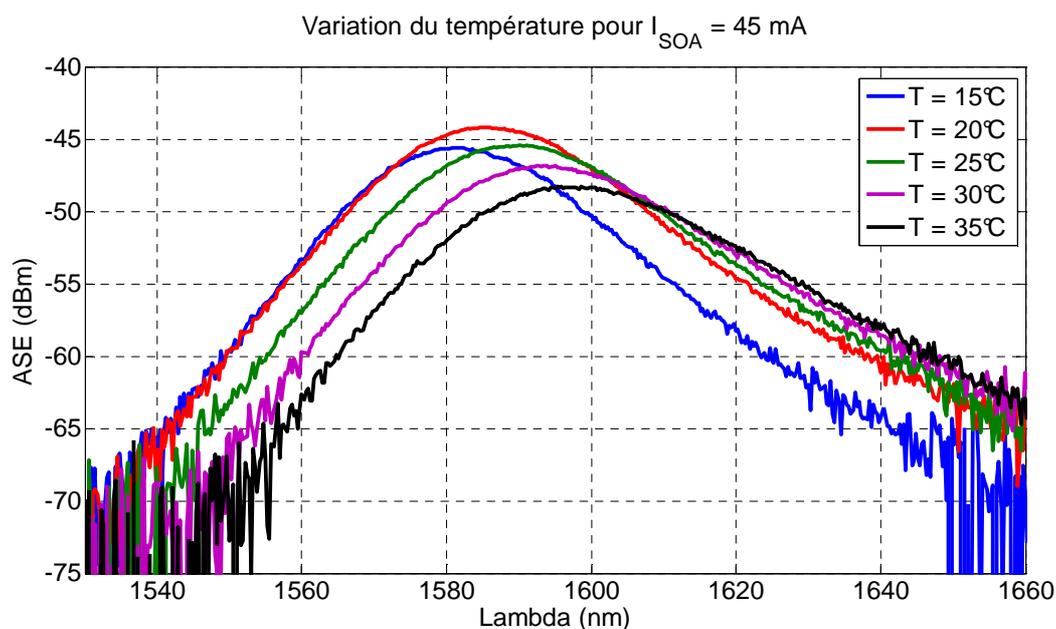


figure 9. Emission spontanée amplifiée (ASE) en fonction de la température.

Nous pouvons constater d'après cette figure que la variation de la température du composant conduit à un décalage de spectre ainsi qu'à une diminution du maximum de l'émission spontanée amplifiée de l'amplificateur. La valeur optimale de ce maximum est obtenue pour la température 20 °C, néanmoins nous gardons la même largeur spectrale quelque soit la température du composant.

III.3. Analyse et interprétation des performances du RMEA-SOA

Dans ce paragraphe nous allons caractériser la puce RMEA-SOA, pour cela nous avons réalisé le montage décrit dans la figure 4.

Dans ce cas, le modulateur MEA est polarisé par une tension continue délivrée par un générateur de tension Keithley (2400-C SourceMeter) superposée à l'aide d'un Té de polarisation avec un signal provenant d'un générateur de séquences binaires pseudo-aléatoires

(PRBS) délivrant une amplitude de tension maximale de 2,5 Volts. La longueur de la séquence PRBS est 2^7-1 car c'est celle qui se rapproche le plus du codage en ligne du Gigabit Ethernet. Le Gigabit Ethernet utilise un codage 8B/10B qui donne 28 séquences de différentes longueurs (de 10 bits). La tension crête-à-crête appliquée sur le modulateur est $V_{p-p} = 2,5\text{Volts}$.

Le signal obtenu par cette superposition est posé par un connecteur SMA sur l'accès de polarisation d'MEA (les lignes coplanaires).

Le générateur de tension Keithley (2400-C SourceMeter) nous permet également de mesurer le photo-courant sur MEA.

Nous présentons sur la figure 10 la puissance ASE du SOA en fonction de la tension de polarisation appliqué sur le modulateur V_{MEA} pour un courant $I_{SOA} = 160\text{mA}$.

Nous remarquons que l'émission spontanée amplifiée du SOA décroît avec l'augmentation de la valeur V_{MEA} . D'autre part, on observe un décalage en longueur d'onde entre les maximums d'ASE pour chaque différente tension appliquée sur le modulateur. Plus V_{MEA} augmente plus le décalage en longueur d'onde vers les grandes longueurs d'onde est important.

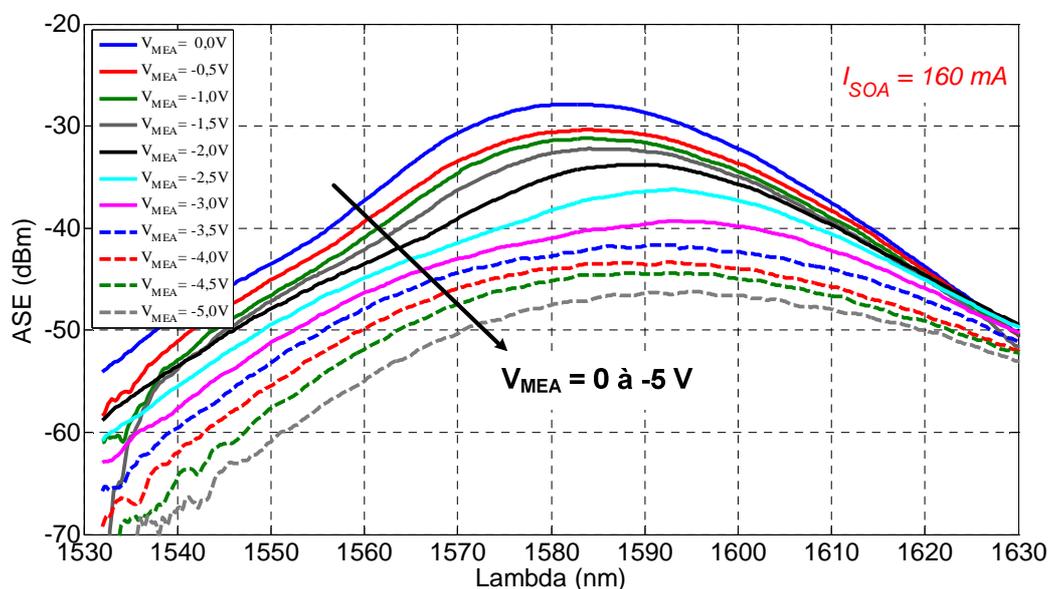


figure 10. Emission spontanée amplifiée (ASE) en fonction de V_{MEA} pour $I_{SOA} = 160\text{mA}$

Jusqu'à présent nous avons présenté l'émission spontanée amplifiée du l'amplificateur c'est-à-dire sans injection optique. Dans le paragraphe qui suit nous allons étudier le

comportement de celui-ci avec une injection optique de +3 dBm pour une longueur d'onde $\lambda = 1580nm$ et une température de 20°C.

Sur la figure 11 nous présentons la variation de la puissance de sortie du RMEA-SOA en fonction du courant d'alimentation du SOA sans polarisation du modulateur ($V_{MEA}=0V$). Ces mesures ont été effectuées à l'aide d'un mesureur de puissance optique (HP 8153A).

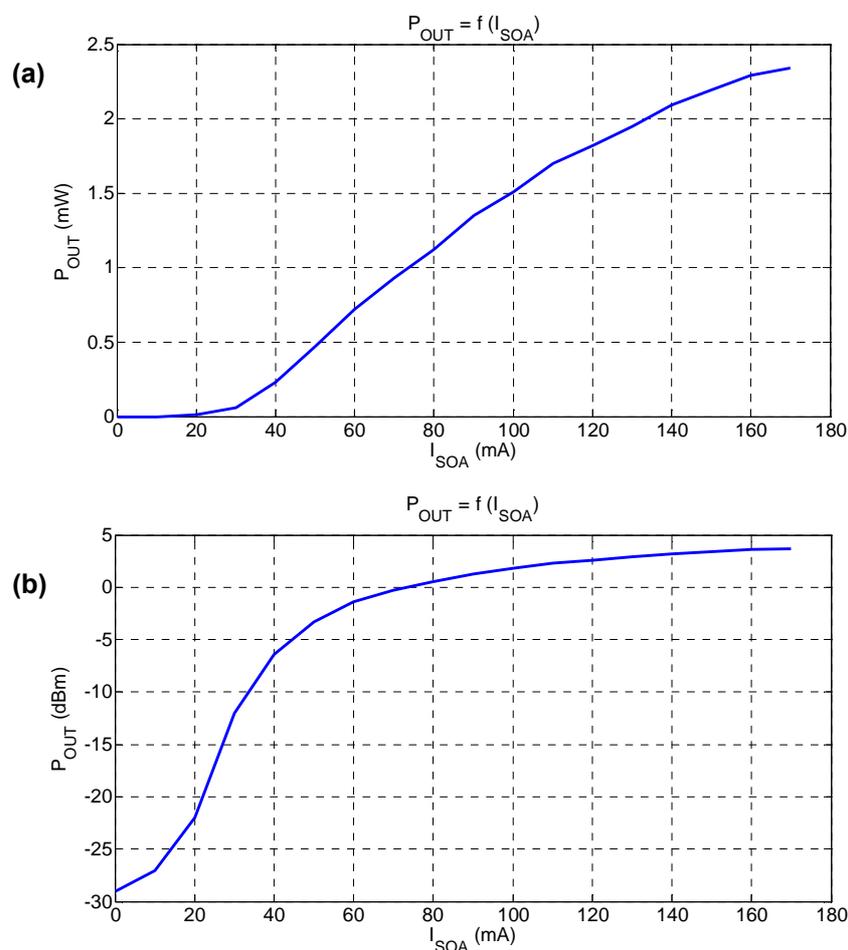


figure 11. Puissance de sortie du composant en fonction du courant de polarisation I_{SOA} . (a) : Echelle linéaire ; (b) : échelle logarithmique

Nous pouvons constater que la puissance de sortie du RMEA-SOA augmente avec le courant. L'échelle linéaire montre un seuil autour de 30 mA.

La figure 12 illustre la variation de la puissance de sortie en fonction de la tension de polarisation du MEA pour un $I_{SOA} = 160 mA$ et dans les mêmes conditions physique que précédemment.

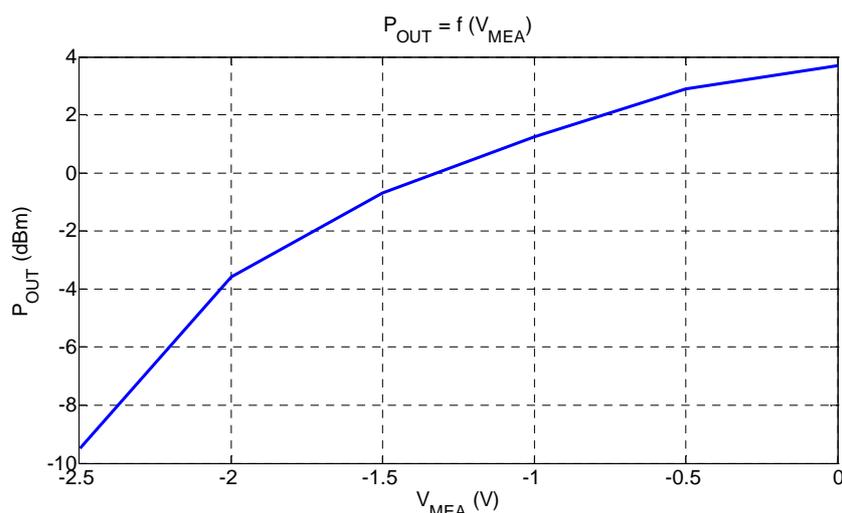


figure 12. Puissance de sortie du composant complet en fonction de la tension appliquée au MEA

Nous constatons que la zone linéaire du modulateur est entre -2V et -0,5V, donc pour passer le maximum du signal il faut que la tension de la polarisation du MEA soit environ entre -1V et -2V et il faudra ajuster l'amplitude du signal modulant si on souhaite rester dans la zone de fonctionnement linéaire du modulateur.

Pour vérifier que la valeur optimale de V_{MEA} est entre -1V et -2V nous allons présenter sur la figure 13 le diagramme de l'œil optique du signal réfléchi par le composant pour différentes valeurs de V_{MEA} avec les conditions suivantes : $\lambda = 1580 \text{ nm}$, $T = 20^\circ\text{C}$, $P_{IN} = +3\text{dBm}$, $I_{SOA} = 160\text{mA}$ et un débit (D) de 2,5 Gbit/s.

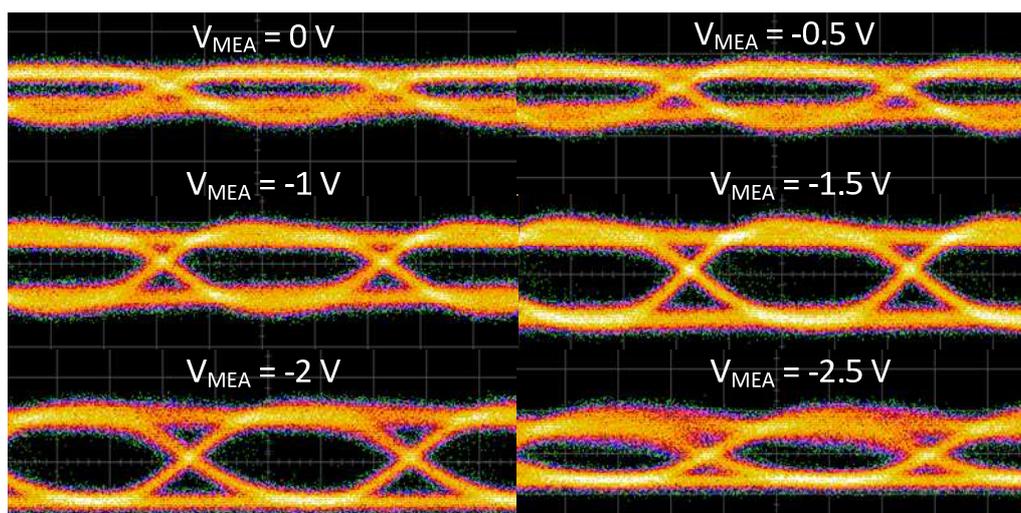


figure 13. Diagramme de l'œil optique en fonction de la polarisation du modulateur V_{MEA}

La figure 13 montre que nous avons une bonne ouverture du diagramme de l'œil pour $V_{MEA} = -1V, -1,5V$ et $-2V$, ce qui nous confirme les résultats présentés sur la figure 12.

Nous allons étudier maintenant le comportement du dispositif en fonction de la tension délivrée par le générateur de séquences binaires pseudo-aléatoires, la figure 14 illustre les résultats obtenus. A noter que ces mesures ont été effectuées pour une tension de polarisation du modulateur (V_{MEA}) égale à $-1V$, tension pour laquelle la puissance de sortie est des meilleures et qui permet d'aboutir à un diagramme de l'œil correctement ouvert.

Les résultats obtenus sur la figure 14, démontre bien la linéarité du dispositif. En effet, on a défini juste auparavant la linéarité du modulateur pour des tensions entre $-0,5$ et $-2V$. On observe sur la figure 14 que pour une excursion pic-pic de $1V$ et $1,5V$ autour d'une tension moyenne de $-1V$, l'œil est correctement ouvert et ne présente pas ou peu d'overshoot. Ces conditions correspondent à la zone linéaire définie auparavant. En revanche, pour $2V_{pp}$ et $2,5V_{pp}$ autour de $V_{MEA} = -1V$, on est en dehors de la zone linéaire et des overshoots apparaissent,

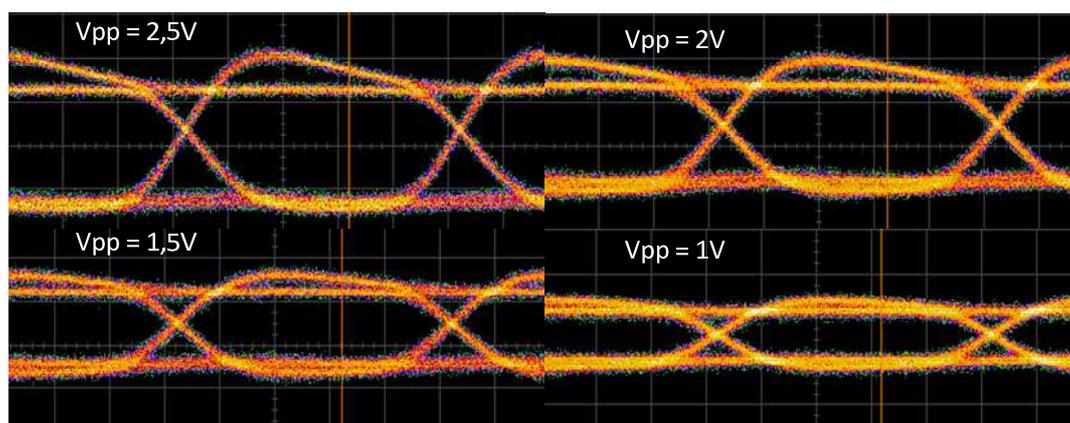


figure 14. Diagramme de l'œil optique en fonction de la tension V_{pp} .

Nous allons vérifier également l'impact de la variation de la longueur d'onde optique sur le comportement du RMEA-SOA, pour cela nous présentons sur la figure 15 le diagramme de l'œil pour cinq longueurs d'onde différentes. Ces mesures ont été effectuées avec les mêmes conditions que précédemment et pour une tension de polarisation du modulateur $V_{MEA} = -1V$.

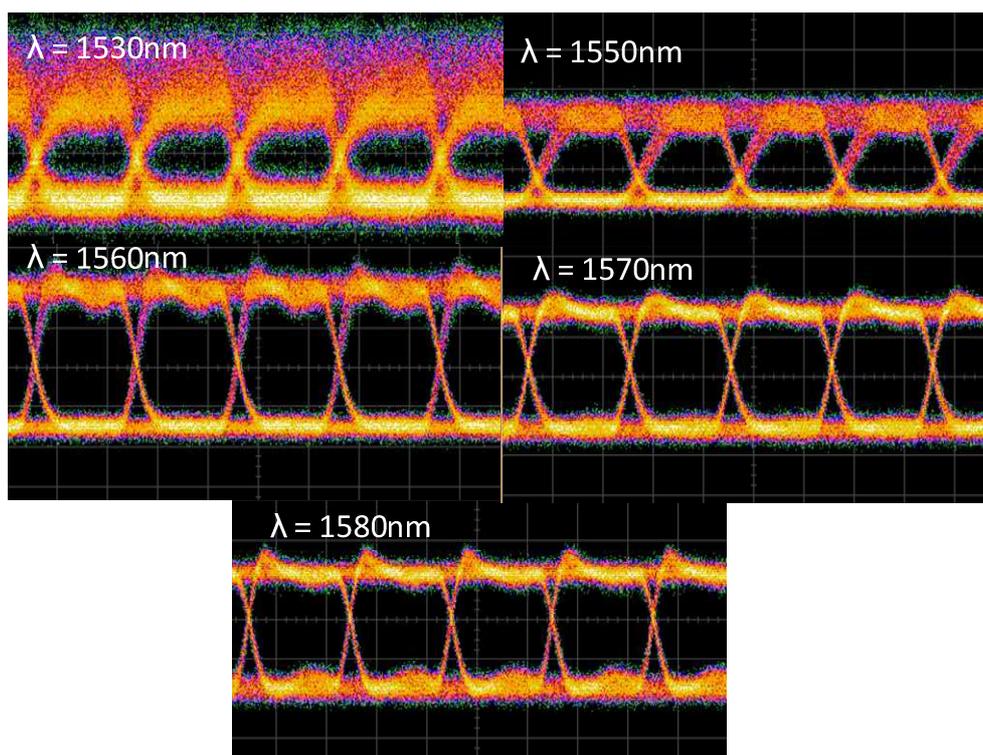


figure 15. Diagramme de l'œil optique en fonction de la longueur d'onde

Nous constatons que le composant RMEA-SOA est un dispositif achromatique car il couvre une large bande, le diagramme de l'œil est bien ouvert pour les différentes longueurs d'onde présenté sur la figure 15. On peut observer que les meilleurs résultats sont obtenus pour $\lambda=1570-1580$ nm, ce qui est cohérent avec les résultats présentés auparavant sur le SOA. Le meilleur gain était obtenu pour cette longueur d'onde et un courant de 160mA.

Sur le même principe nous présentons sur la figure 16 le diagramme de l'œil optique du signal réfléchi par le composant en fonction de sa température. Comme nous l'avons précisé précédemment, nous varions la température du composant grâce au Peltier qu'il se trouve juste en dessous du composant. Ces mesures ont été faites pour une longueur d'onde de 1580 nm avec un autre dispositif.

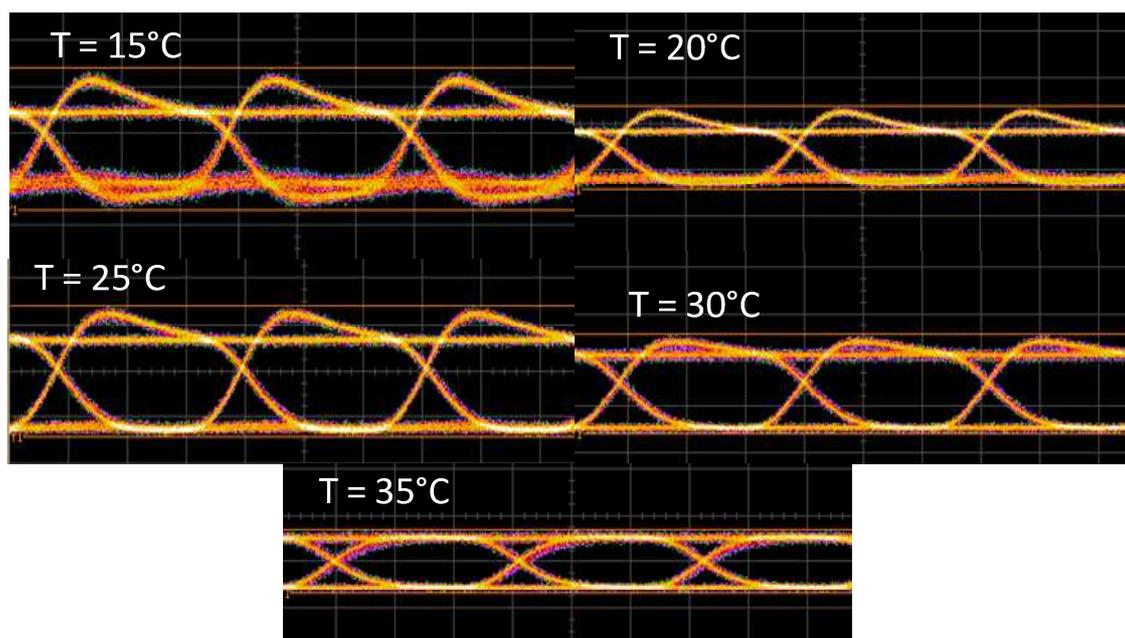


figure 16. Diagramme de l'œil optique en fonction de la température du dispositif

L'échelle verticale utilisée est de 2mV/div pour toutes les températures sauf pour 15°C (1mV/div). Aussi, on observe que l'œil est le plus ouvert pour une température maintenue à 25°C, ce qui se rapproche de ce qui a été observé pour le SOA sur la figure 9.

Pour ce dispositif nous constatons sur le diagramme de l'œil un pic de résonance sur le front montant. Deux explications peuvent être apportées pour expliquer ce phénomène :

- Soit il s'agit d'un effet laser parasite dans REAM-SOA par verrouillage optique car comme ce sont des prototypes, les traitements ne sont pas parfaits et la cavité FP n'est pas complètement supprimée. Cet effet est d'autant plus probable que les puissances d'injections sont fortes et le courant SOA élevé.
- Soit il s'agit d'un effet de saturation du SOA et on observe le déclin lent du transitoire des porteurs. Il pourrait être réduit avec plus de courant sur le SOA et une puissance optique injectée. Alcatel-Thales III-V Lab a déjà observé un œil similaire à la saturation.

Après avoir étudié le comportement du RMEA-SOA en fonction des différents paramètres statiques (tension, courant, température) dans le cas d'une modulation NRZ, nous présentons sur la figure 17 une comparaison entre des mesures effectuées au sein d'Alcatel-Thales III-V Lab et nos mesures pour valider le banc expérimental développé.

Les conditions dans lesquelles ces mesures ont été effectuées au sein d'Alcatel-Thales III-V Lab sont les suivantes :

- La source optique livre +3dBm à 1580nm.
- La tension appliquée sur le modulateur est égale -1,2V.
- Le courant de polarisation du SOA est égal à 80mA.
- La tension du générateur des séquences PRBS est égal 2,5Vpp à 11Gbit/s.

Nous avons effectué nos mesures dans les mêmes conditions. La seule différence concerne le débit de transmission qui dans notre cas est égal à 2,5 Gbit/s, cela s'explique par le fait que l'oscilloscope que nous utilisons possède une entrée optique intégrée avec une bande passante limitée à 3Gbit/s. En revanche, les études menées par Alcatel-Thales III-V lab sont faites avec une photodiode PIN de bande passante 10 GHz suivie d'un oscilloscope adéquat.

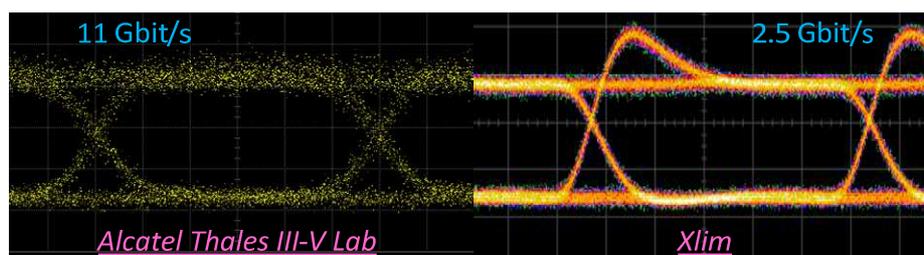


figure 17. Comparaison entre les mesures Alcatel-Thales III-V Lab et Xlim

La figure 17 montre la fiabilité de ce composant même pour un débit de 11 Gbit/s. Nous constatons que dans les deux cas (11 Gbit/s et 2,5 Gbit/s) nous avons une bonne ouverture du diagramme de l'œil. Sachant que pour 11Gbit/s l'échelle vertical est égale à 2,8 mV/div alors que pour 2,5Gbit/s l'échelle est égale à 2 mV/div. On peut déduire de cette étude qu'il est nécessaire d'améliorer encore le banc que nous avons développé pour réduire au maximum les pertes et s'affranchir des overshoot sur le front montant.

Jusqu'à présent, toutes les mesures ont été réalisées en configuration « émetteur sur récepteur » (« back-to-back »), c'est-à-dire sans introduction de fibre, avec seulement le RMEA-SOA à l'émission et le récepteur. Pour étudier l'impact de la dispersion chromatique et des pertes, nous avons inséré juste devant l'oscilloscope, c'est-à-dire à la sortie « 3 » du circulateur optique (figure 4) une fibre optique de longueur 26 km dont les caractéristiques suivantes :

- Atténuation 1310-1550 nm : 0,244 dB/km.
- Dispersion : 419 ps à 1546 nm 443 ps à 1550 nm.

La figure 18 illustre les deux cas de configurations.

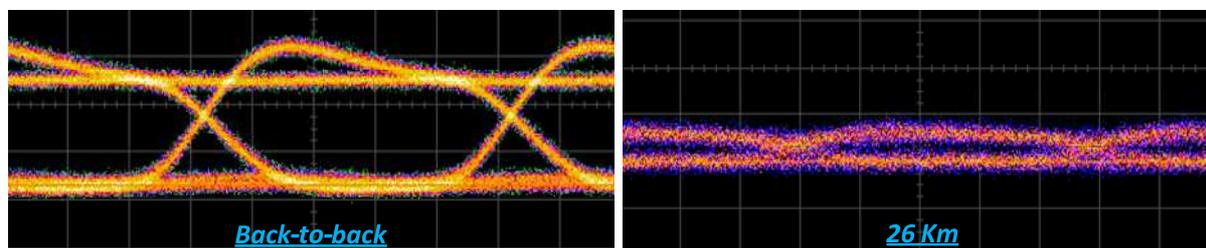


figure 18. L'impact de la dispersion chromatique

Ces diagrammes de l'œil montrent que l'introduction de 26 km de fibre optique dans la transmission engendre des pénalités qui entraînent la dégradation du diagramme de l'œil, néanmoins avec 26km on récupère le signal. L'insertion de cette fibre avait pour but dans un premier temps de montrer que le banc permettrait d'effectuer des transmissions dans les conditions du PON. Il est important de noter que le temps imparti dans cette thèse n'a pas permis de pousser plus loin les investigations en mesurant, par exemple, les performances (TEB) de la liaison en fonction de la distance parcourue, mais que ces études seront faites ultérieurement.

III.4. Conclusion

Pour conclure, dans cette partie nous avons présenté les différentes étapes que nous avons effectuées afin de mettre en place le banc de mesures. Puis nous avons présenté différentes études paramétriques pour voir le comportement du composant RMEA-SOA. Ces études nous ont confirmé que la qualité de la transmission dépend :

- De la longueur d'onde,
- De la valeur du courant de polarisation (I_{SOA}),
- De l'amplitude de la tension de polarisation (V_{MEA}).
- De l'expertise acquise sur le banc en termes de réglages

En outre, ces études nous ont confirmé que le RMEA-SOA présente une large bande de fonctionnement et qu'il est peu sensible à la température.

Certaines mesures ont permis également de mettre en avant les limitations des matériels utilisés qu'il faudra modifier pour atteindre les meilleures performances.

IV. Caractérisation de RMEA-SOA avec la modulation OFDM

La seconde étape de mon travail de thèse a consisté à montrer que le RMEA-SOA est un composant tout à fait adéquat pour assurer l'interface RF/optique lors d'une transmission d'un signal WiMax sur fibre. Avant d'exposer les différentes études que nous avons effectuées dans le cadre de la caractérisation du composant RMEA-SOA en utilisant une modulation RF-OFDM, il est nécessaire de définir le signal OFDM, ses avantages et ses inconvénients dans le cas général ainsi dans le cas de sa transmission sur fibre. Puis nous présentons quelques types de modulations numériques utilisées avec la modulation OFDM et nous définissons quelques paramètres importants qui nous permettent d'évaluer l'efficacité de la transmission.

IV.1. Présentation du signal OFDM

IV.1.1. Introduction générale sur l'OFDM

L'augmentation des débits transmis a un impact direct sur la complexité des récepteurs puisque le temps symbole a tendance à devenir beaucoup plus petit que l'étalement temporel de la réponse impulsionnelle du canal de propagation ce qui crée, en réception, le phénomène bien connu d'interférence entre symboles (IES). On parle de canaux sélectifs en fréquence. Il est alors nécessaire de concevoir un filtre numérique particulier appelé égaliseur qui supprime cette IES en réception. La réalisation d'un tel filtre peut s'avérer délicate et coûteuse en particulier pour les canaux fortement sélectifs en fréquence.

Les techniques de modulations multi-porteuses sont, donc, apparues pour remédier à ce problème en éliminant les IES et en simplifiant l'égalisation. L'information est, alors, répartie sur un grand nombre de sous-porteuses. Ainsi dans un canal de transmission avec des chemins multiples où certaines fréquences seront détruites à cause de la combinaison destructive de chemins, le système sera tout de même capable de récupérer l'information perdue sur d'autres fréquences porteuses qui n'auront pas été affectées [13].

En OFDM, les porteuses sont conçues de manière à ce qu'elles soient orthogonales entre elles [14]. Le spectre relatif à chaque porteuse voit, alors, ses zéros correspondre aux

fréquences centrales des autres porteuses. Cela leur permet d'être placées très proches les unes des autres sans interférence. De plus, chacune de ces porteuses opère sur une bande très étroite dans laquelle le canal est plat (Flat Fading) (cf. figure 19).

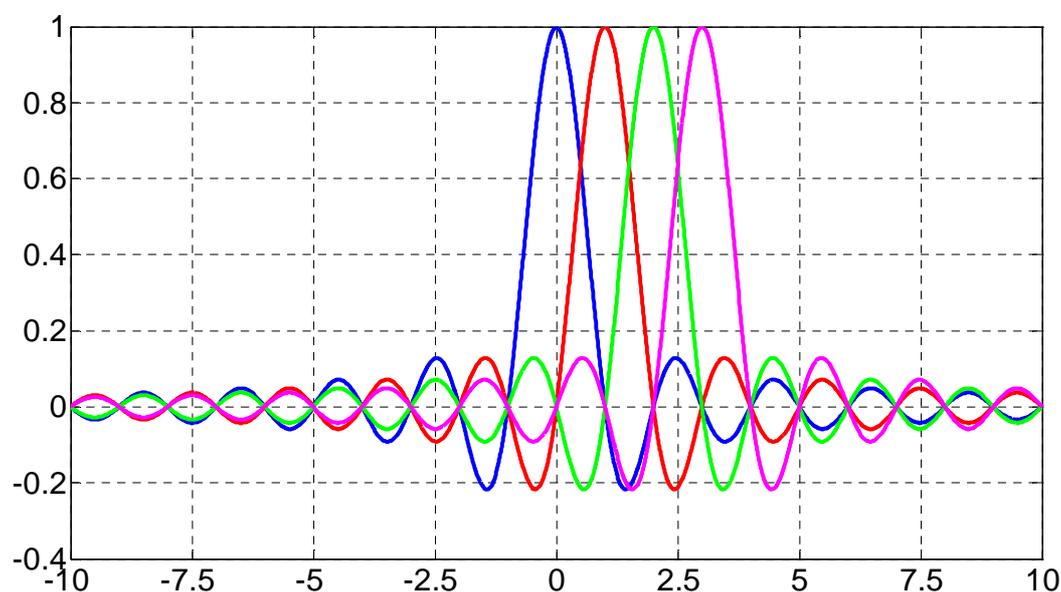


figure 19. Spectre de quatre porteuses orthogonales

L'OFDM permet, également, d'améliorer l'efficacité spectrale d'un système de communication. D'autres avantages, entre autres, qui justifient l'intérêt qu'on lui porte actuellement sont la simplicité de sa mise en œuvre (utilisation des fonctions duales IFFT (Inverse Fast Fourier transform) – FFT (Fast Fourier Transform) et l'utilisation d'un intervalle de garde (nommé également préfixe cyclique) pour lutter contre l'IES. Sachant que l'intervalle de garde, est un délai introduit entre la transmission de deux symboles OFDM consécutifs, sa durée peut être 1/32, 1/16, 1/8 ou 1/4 de la taille du symbole entier de données OFDM.

L'OFDM, comme toute modulation numérique, présente quelques défauts qui nécessitent d'être corrigés. Nous en citons la perte en termes de bande utile occupée et de débit dus à l'utilisation de cet intervalle de garde. De même, sa structure le rend très sensible aux décalages fréquentiels et au bruit de phase des équipements qui pourront causer la perte de l'orthogonalité entre les sous-porteuses et donc l'apparition d'IES.

La figure 20 présente le principe de la chaîne complète de l'émission/réception RF-OFDM.

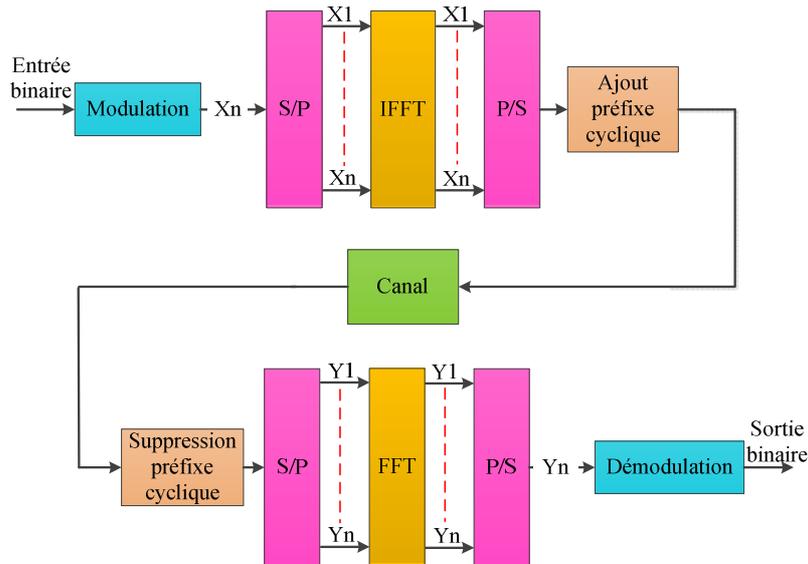


figure 20. Schéma d'un système RF-OFDM

Les données d'entrée d'un système OFDM sont sous la forme d'un flux binaire mis en série. Des symboles complexes X sont, ensuite, définis à partir de ces éléments binaires selon une constellation typiquement de modulation BPSK, QPSK ou QAM. Les données passent dans un buffer permettant de les convertir de série en parallèle. Après cela, elles sont converties au domaine temporel à l'aide d'une Transformée de Fourier Inverse Rapide (IFFT). La FFT accomplit cette transformation en préservant l'orthogonalité entre les différentes sous-porteuses. Cette étape caractérise ce qu'on appelle la modulation OFDM

IV.1.2. Les avantages et les inconvénients

La modulation OFDM est largement utilisée dans les communications radio et de cuivre (telles que les réseaux mobiles, les technologies xDSL, etc). Ce grand intérêt pour la technique de modulation OFDM est dû à ses nombreux avantages qui sont :

- En utilisant la technique de modulations multi-porteuses qui se chevauchent, nous pouvons économiser près de 50% de la bande passante et grâce à l'orthogonalité elles n'interfèrent pas entre elles.
- Due à la haute efficacité spectrale des M-QAM dans chaque sous-porteuse d'OFDM, des composants à faible bande passante peuvent fournir des données à débit élevé.
- En divisant le canal en bande étroite, l'OFDM est plus résistant à la dispersion chromatique de la fibre optique. En outre, la modulation OFDM élimine l'IES grâce à l'utilisation du préfixe cyclique.

- Une mise en œuvre efficace en utilisant la FFT et IFFT.
- Un simple égaliseur dans le domaine fréquentiel avec seulement une multiplication complexe par porteur peut effectivement atténuer l'effet d'effacement du canal en systèmes d'OFDM.
- En outre, en raison de la variation temporelle lente dans les systèmes optique OFDM, l'attribution des ressources peuvent être efficacement exploitées pour des systèmes de PON sans augmentation significative de la complexité du système.
- Enfin, la performance de transmission pourrait être améliorée à l'aide de l'utilisation de code de correction d'erreur (correcting error code « FEC ») [15], [16].

Cependant, l'OFDM présente aussi quelques inconvénients, nous citons :

- Dans le domaine temporel, le signal OFDM présente un important rapport entre la puissance maximale du signal et la puissance moyenne (PAPR), ce qui nécessite des amplificateurs et des sources optiques linéaires.
- Le Bruit de phase causé par les oscillateurs locaux (OL) de l'émetteur et du récepteur influence les performances du système. Sachant que les OL ont pour but de décaler la fréquence modulée vers la fréquence du signal RF (prédéterminé) dans l'émetteur, puis le faire redescendre de la fréquence RF à la fréquence intermédiaire ou en bande de base.
- La sensibilité aux problèmes de synchronisation dans le domaine temporel et fréquentiel.
- La perte d'efficacité spectrale due à l'insertion de préfixe cyclique.

IV.2. Quelques modulations numériques

Nous proposons dans ce paragraphe un bref rappel des formats de modulation utilisables avec l'OFDM que nous avons appliqués au RMEA-SOA.

Les modulations par déplacement de phase PSK (Phase Shift Keyin) sont dites modulations angulaires ou exponentielles dans la mesure où le module est constant et que la phase change, provoquant une rotation du vecteur complexe associable à cette porteuse. Le signal s'écrit alors sous la forme :

$$\text{équation 1} \quad S_{Mod}(t) = A(t) \cos(\omega t + \phi_p + \phi_n) = A(t) \cos(2\pi Ft + \phi_p + \phi_n)$$

$$\text{Avec } \phi_n = (2n + 1) \frac{\pi}{M}, 0 \leq n < M$$

Avec $A(t)$ l'amplitude, ω la pulsation de la porteuse et F la fréquence, ϕ_p la phase à l'origine des temps.

$M = 2^k$ (k est pair) représente le nombre de symboles. Ce sont des symboles répartis de façon uniforme sur un cercle de rayon 1.

L'équation 1 peut-être développée sous la forme :

$$\text{équation 2} \quad S_{Mod}(t) = A(t) \cos(\omega t) \cos(\phi_p + \phi_n) - A(t) \sin(\omega t) \sin(\phi_p + \phi_n)$$

L'équation 2 montre que le signal est la somme de deux porteuses en quadrature (I, Q) et modulées en amplitude.

IV.2.1. Modulation BPSK

C'est une modulation à deux états de phase ($k=1$ et $M=2$). Si la phase à l'origine est nulle, les états de phase sont représentés sur la figure 21. Les deux états de phase sont séparés de 180° et ne peuvent contenir qu'un bit par symbole. Pour des applications nécessitant un grand débit binaire, ce type de modulation n'est pas efficace.

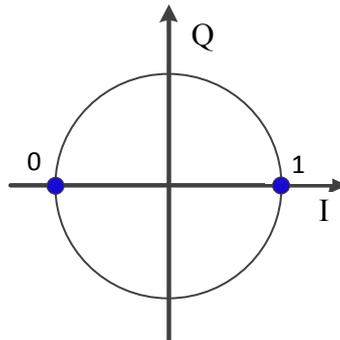


figure 21. Modulation à deux états de phase (BPSK)

IV.2.2. Modulation QPSK

La modulation QPSK est à quatre états de phase ($k=2$ et $M=4$) comme représentée sur la figure 22. Ce type de modulation permet de moduler deux bits par symbole. Pour une bande passante de signal émis identique, son débit binaire est le double de celui de la modulation

BPSK. De même pour un débit binaire identique, elle permet de réduire la bande passante par deux. Les états de phase de la modulation QPSK correspondent à :

$$\phi_n = (2n + 1)\frac{\pi}{4}, 0 \leq n < 4$$

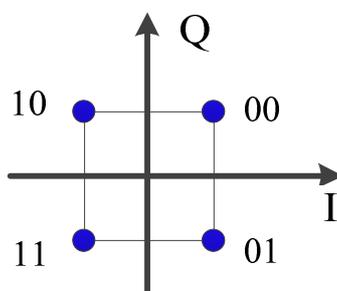


figure 22. Modulation à quatre états de phase (QPSK)

IV.2.3. Modulation 16QAM

La modulation 16QAM (Quadratic Amplitude Modulation) est une forme de modulation d'amplitude. Elle est constituée de 16 états formés à partir de 4 combinaisons de bits sur la voie I et de 4 autres combinaisons sur la voie Q. Il existe donc 16 états transitoires possibles pour ce type de modulation. Chaque symbole est composé de 4 bits : 2 sur la voie I et 2 sur la voie Q. Le diagramme de constellation d'une modulation 16QAM est représenté sur la figure 23.

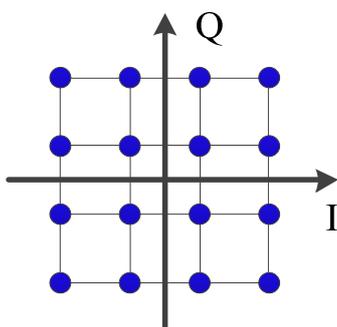


figure 23. Les constellations d'une modulation 16QAM

IV.2.4. Modulation 64QAM

La modulation 64QAM est à 64 états de phase ($k = 6$ et $M = 64$). Cette modulation permet de moduler 6 bits par symbole. Chaque symbole est composé de 6 bits : 3 sur la voie I et 3 sur la voie Q. Le diagramme de constellation d'une modulation 64QAM est représenté sur la figure 24.

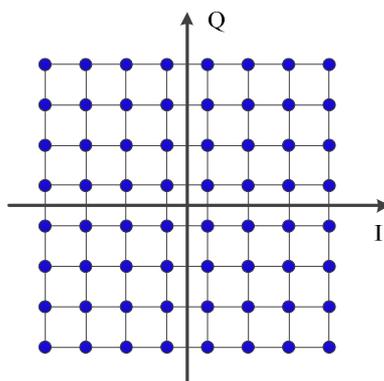


figure 24. Les constellations d'une modulation 64QAM

IV.3. EVM, SNR et TEB

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les éléments disponibles pour évaluer les performances d'une transmission dans le cadre des communications numériques.

IV.3.1. Calcul de l'EVM

L'EVM (Error Vector Magnitude [17], [18]) est la représentation des distorsions d'amplitude et de phase sur le diagramme de constellation des états caractéristiques d'une modulation numérique [19].

A cause des interactions avec le canal de propagation, des bruits des instruments de mesure et de la différence de fréquence liée aux oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur, le symbole reçu $y(k)$ peut être différent du symbole émis (de référence) $s(k)$ (cf. figure 25).

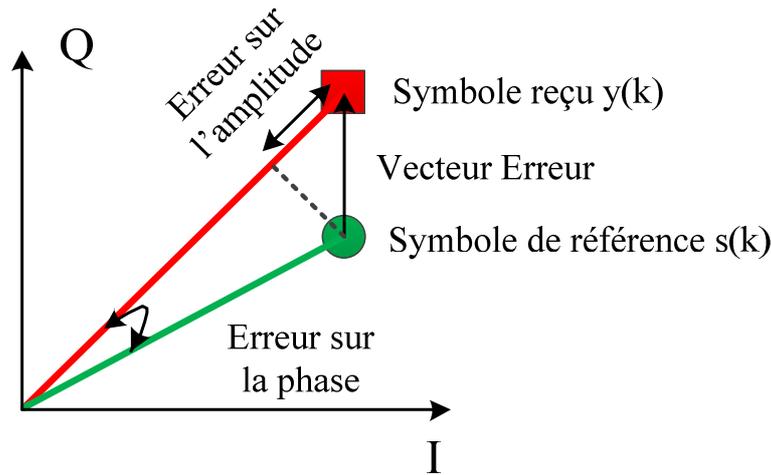


figure 25. Constellation des symboles émis et reçus et de l'erreur entre les deux

La différence entre le vecteur signal émis (symbole de référence) et le vecteur signal reçu (symbole distordu) est le vecteur-erreur. Pour un seul symbole, l'EVM du signal reçu est le module du vecteur-erreur. Si au contraire, plusieurs symboles N_s sont générés, l'EVM est donnée sous la forme suivante [20]:

$$\text{équation 3} \quad EVM = \left\{ \frac{\frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} |y(k) - s(k)|^2}{\frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} |s(k)|^2} \right\}^2$$

IV.3.2. Calcul du rapport signal sur bruit

Il existe plusieurs techniques d'estimation de SNR (Signal to Noise Ratio) parmi lesquelles la méthode des moments (M_2M_4), la méthode d'estimation par maximum de vraisemblance (ML) et le calcul de l'EVM [21].

Dans notre cas, nous retiendrons la méthode permettant l'estimation du SNR à partir de l'EVM. Ainsi, le SNR peut s'exprimer de la manière suivante :

$$\text{équation 4} \quad SNR_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{EVM} \right)$$

Théoriquement, et par rapport à l'équation 3, l'EVM varie entre 0 et 1. Par conséquent, les valeurs de SNR sont logiquement supérieures à 0.

IV.3.3. Calcul taux d'erreur binaire (TEB)

Taux d'erreur binaire (TEB) est le rapport entre le nombre de bits erronés à la réception (N_e) et le nombre total de bits transmis (N), soit:

$$\text{équation 5} \quad TEB = \frac{N_e}{N}$$

Pour pouvoir tracer les courbes $TEB = f(SNR)$, le SNR varie dans un intervalle $[SNR_{\min}, SNR_{\max}]$ défini selon le scénario simulé. En général, la puissance du signal est considérée fixe tandis que la puissance du bruit est variable de telle façon à avoir un SNR variant dans cet intervalle [22].

Néanmoins, il existe des expressions théoriques de chaque type de modulation (BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM, etc). Dans notre étude, nous nous intéressons plus particulièrement aux modulations QPSK, 16QAM et 64QAM.

La valeur théorique de TEB dans un canal classique AWGN (Additive With Gaussian noise) peut être écrite de la façon suivante :

$$TEB_{théorique_QPSK} \approx \text{erfc} \left[\sqrt{\frac{1}{2}} SNR \right] - \frac{1}{4} \text{erfc} \left[\sqrt{\frac{1}{2}} SNR \right]^2$$

$$TEB_{théorique_16QAM} \approx 2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \text{erfc} \left[\sqrt{\frac{3}{2(M-1)}} SNR \right]$$

$$TEB_{théorique_64QAM} \approx 2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \text{erfc} \left[\sqrt{\frac{3}{2(M-1)}} SNR \right] - \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right)^2 \text{erfc} \left[\sqrt{\frac{3}{2(M-1)}} SNR \right]^2$$

avec $M = 2^k$ (k est pair), dans le cas de la 16QAM, M=16 et dans le cas de la 64QAM, M=64.

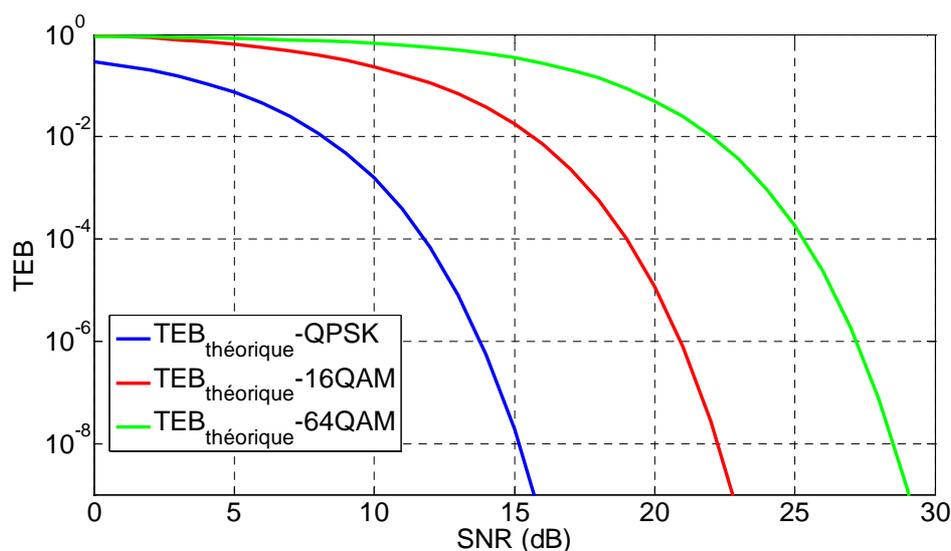


figure 26. La variation du TEB en fonction de SNR pour 3 types de modulation : QPSK, 16QAM et 64QAM

La figure 26 montre les résultats théoriques de TEB en fonction du SNR pour les trois types des modulations. De ces résultats, bien connus, nous observons que la modulation QPSK présente TEB plus faible (meilleures performances) que les deux autres modulations. Par exemple, pour un $SNR = 15dB$ nous trouvons un $TEB \approx 10^{-7.73}$ pour la QPSK, $TEB \approx 10^{-1.74}$ pour la 16QAM et $TEB \approx 10^{-4.6}$ pour la 64QAM.

Par contre les 16QAM et 64QAM ont un taux plus élevé de données. Lorsque les conditions de la chaîne de transmission sont bonnes, la valeur du SNR de la 64 QAM est plus élevée que les deux autres, donc la modulation 64QAM peut être utilisée pour fournir des débits de données plus élevés.

Après avoir illustré les définitions de quelques paramètres importants dans la transmission numérique, nous présentons dans le paragraphe suivant le banc de mesure qui nous permet de caractériser le composant dans la configuration RoF, en particulier nous présentons la méthodologie de génération du signal OFDM WiMAX.

IV.4. Banc de mesure

Afin de caractériser le composant RMEA-SOA avec une modulation OFDM, nous avons utilisé le synoptique expérimental suivant :

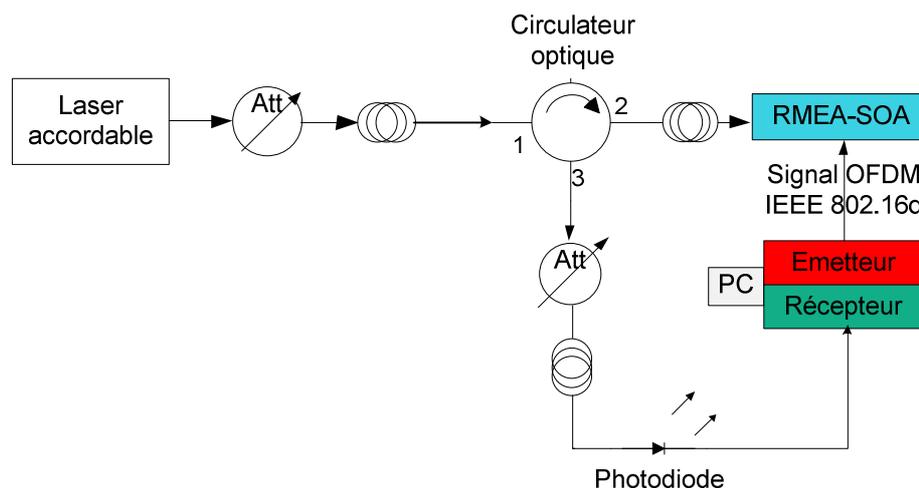


figure 27. Synoptique expérimental complet pour la configuration RoF

Une source optique délivre une puissance continue à $\lambda = 1573 \text{ nm}$, un circulateur optique est utilisé pour séparer la lumière incidente de la lumière réfléchie par le RMEA-SOA. Le signal optique continu est modulé par le signal OFDM WiMAX à 3,5 GHz par le biais du RMEA-SOA. Après réflexion sur le miroir, il est ensuite détecté par un récepteur PIN-TIA (BP > 7GHz, sensibilité de -19 dBm).

Pour générer le signal OFDM WiMAX, nous avons utilisé le banc décrit sur la figure 28. Ce banc a été développé au sein de département OSA de Xlim pour des applications RF en espace libre.

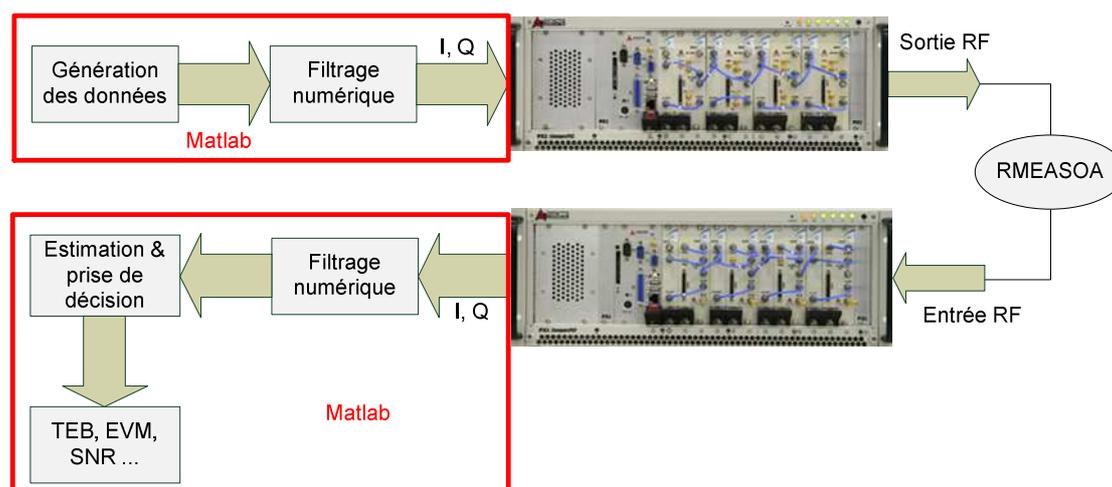


figure 28. Le banc d'émission et de réception RF – OFDM WiMAX

La plateforme de la génération du signal OFDM est basée sur une architecture PXI de la série 3000 d'Aeroflex©, elle est constituée de deux châssis PXI indépendants intégrant

chacun un PC de contrôle pour la génération de trames du côté émission et pour le traitement des données reçues côté réception. Le banc d'émission intègre deux générateurs de signaux RF large bande avec une bande passante de modulation peuvent aller jusqu'à 40 MHz et un contrôleur PXI. Quant au banc de réception, il intègre deux numériseurs RF assurant une transposition en fréquence intermédiaire (IF) en plus de la numérisation des signaux reçus en signaux IQ, et un contrôleur PXI permettant l'intégration de ceux-ci. La génération des signaux numériques se fait sur le PC de contrôle à travers un code implémenté avec Matlab.

Selon la norme d'IEEE 802.16-2004 (également appelée 802.16d), la transmission est exécutée dans le mode continu. Chaque symbole OFDM consiste en un préambule suivi de données modulées en OFDM.

Ces symboles de données se composent de :

- 192 ondes sous-porteuses utiles avec les constellations QPSK, 16-QAM ou 64-QAM : pour transmettre les données
- 8 sous-porteuses pilotes : pour obtenir les informations sur le canal.
- 55 porteuses de garde.
- 1 sous-porteuse DC mise à zéro.

Notons que chaque symbole OFDM est précédé par un préfixe cyclique (CP) pour éviter l'interférence entre-symboles (IES). Sa longueur peut être de 1/32, 1/16, 1/8 ou 1/4 de la taille du symbole entier de données d'OFDM.

La norme IEEE 802.16d (WiMAX)

Le standard IEEE 802.16 contient les spécifications relatives à la couche Physique (PHY) (transmission des données) ainsi qu'à la couche MAC₁ (le contrôle d'accès au support) pour les communications sans fil à haut débit de type WMAN [23], il permet d'émettre et de recevoir des données dans les bandes de fréquences radio de 2 à 11GHz avec un débit maximum de 70Mbits/s sur une portée de 50 km.

La première version du standard, IEEE 802.16-2001, a vu le jour en Décembre 2001. Elle a ensuite subi plusieurs modifications pour l'adapter aux nouvelles fonctionnalités et services apparues. La version IEEE 802.16-2004, a été approuvée en Septembre 2004 et réunie toutes les spécifications existantes dans les versions précédentes du standard [24].

Notons qu'en Europe, les systèmes compatibles avec cette norme fonctionnent à une fréquence de 3,5GHz, cette norme est prévue pour assurer des liaisons fixes.

Pour permettre une meilleure compréhension de la mise en place du banc de génération d'OFDM WiMAX ainsi la norme IEEE 802.16-2004, est présentée dans la référence [25].

IV.5. Analyse et interprétation des performances du RMEA-SOA

IV.5.1. Mesure -test- à 2GHz

Avant de présenter la caractérisation du composant avec un signal OFDM WiMAX à la fréquence RF 3,5GHz, tout d'abord nous présentons les résultats du premier test du composant en utilisant le signal OFDM WiMAX mais à la fréquence RF de 2GHz, en utilisant les deux bancs décrits précédemment, l'un pour la caractérisation du RMEA-SOA et l'autre pour la génération du signal OFDM.

Ce test a été fait dans les conditions suivantes :

- La source optique délivre une puissance optique continue de +3dBm à la longueur d'onde de 1573 nm.
- La température T est fixée à 20°C.
- La fréquence de signal RF est de 2 GHz et d'une bande utile de 7 MHz.
- Les ajustements des paramètres de polarisation du MEA (V_{MEA}) et du SOA (I_{SOA}) sont ajustés à chaque mesure pour obtenir les meilleurs résultats.
- L'alignement du RMEA-SOA et de la fibre microlentillée est vérifié à chaque mesure.

Nous présentons sur la figure 29 le signal RF d'OFDM à l'émission, notons que la puissance d'entrée RF est égale à -14 dBm, sur la même figure nous présentons également le signal OFDM à la réception après transport optique via le RMEA-SOA.

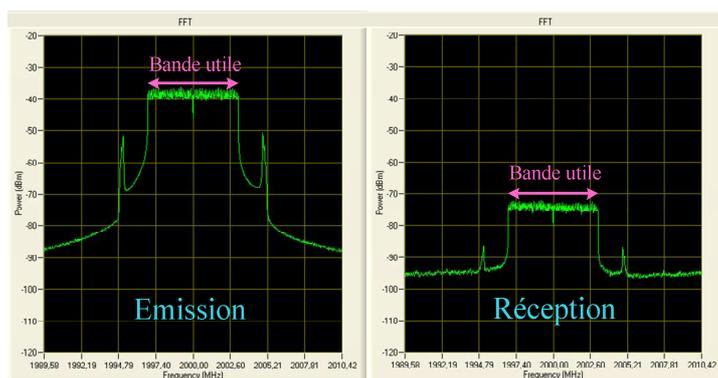


figure 29. Le spectre du signal OFDM à l'émission et à la réception

Outre les pertes générées, on peut observer que le spectre en réception est très similaire à l'émission.

- Les deux pics en dehors de la bande sont dus au filtre de mise en forme d'émission (filtre en racine de cosinus surélevé), en réception un filtre en racine de cosinus surélevé permet de les éliminer.

- Le pic qui se trouve au centre du spectre représente la porteuse nulle.

Cependant cette réponse nous ne permet pas de déduire des conclusions sur la performance du composant. Pour cela, nous présentons, sur la figure 30, la constellation obtenue pour trois types de modulation (QPSK, 16QAM et 64QAM). Pour chaque modulation nous comparons la liaison back-to-back tout électrique (pas de composant optoélectronique) et la liaison intégrant le RMEA-SOA.

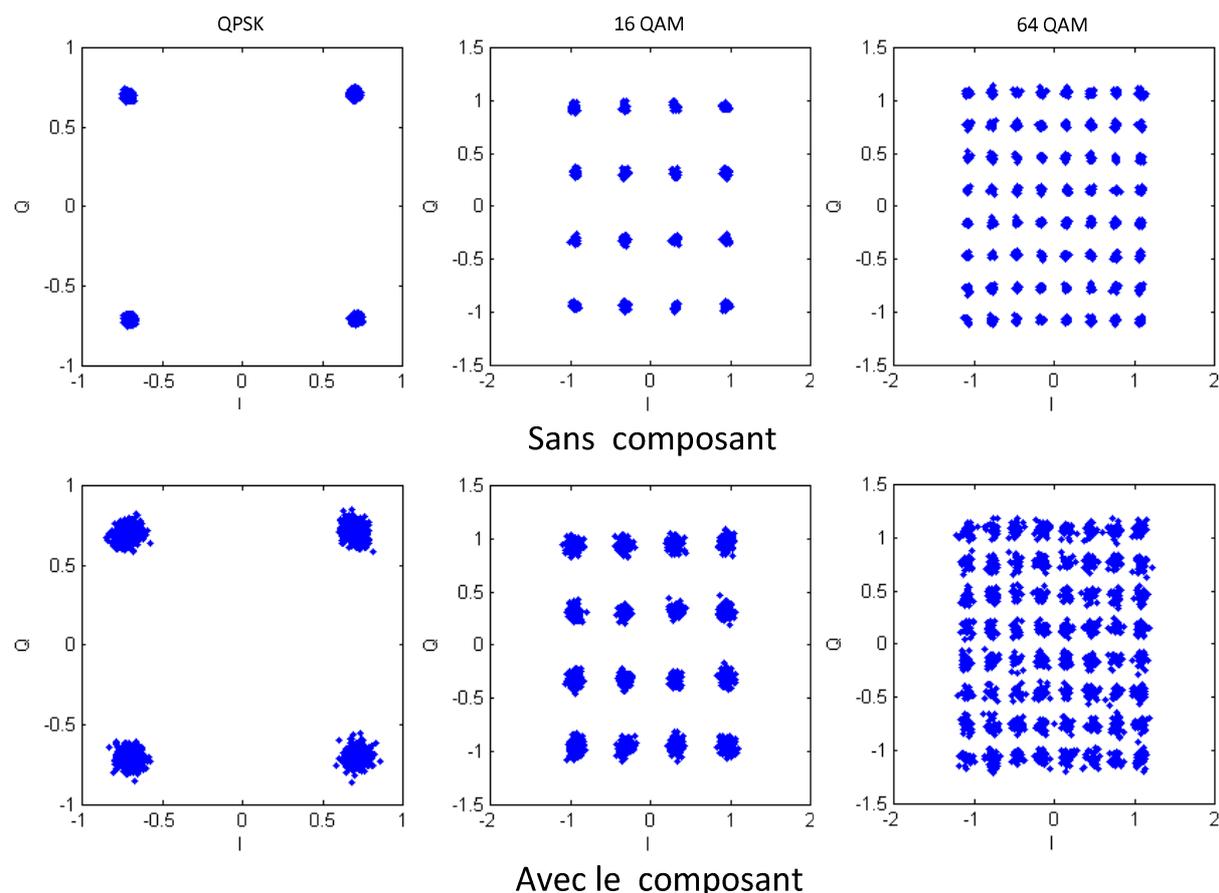


figure 30. Comparaison entre les constellations : câblage direct (émission- réception) et câblage avec liaison optique introduisant le RMEA-SOA - QPSK, 16QAM et 64QAM

La figure 30 montre bien le bon comportement du composant RMEA-SOA, malgré un ajout de bruit. Nous obtenons une bonne constellation pour les différents cas de modulation, il n'y a aucune interférence entre les symboles, cela confirme que le RMEA-SOA est bien adapté pour transcrire le signal RF-OFDM sur une porteuse optique.

Lors de ce test, il est apparu que le composant n'a pas les mêmes points de fonctionnement dans le cas du signal OFDM qu'avec un signal NRZ. En effet avec le signal NRZ, le meilleur diagramme de l'œil a été obtenu pour une tension de polarisation du modulateur (V_{MEA}) égale -1 V, alors que pour le signal RF-OFDM la meilleure constellation est obtenue pour $V_{MEA} = -1,6$ V ; dans les deux cas $I_{SOA} = 80$ mA. De plus, dans la configuration OFDM, la puissance en sortie du RMEA-SOA est égale -2,7 dBm, alors qu'elle est de -3,8 dBm dans la configuration NRZ.

Pour analyser ces différences, nous proposons une étude en fonction des points de polarisation pour les deux cas de modulation (OFDM, NRZ) et pour deux types de modulation (QPSK et 16QAM). Nous présentons sur la figure 31 le taux d'erreur binaire en fonction de la

puissance RF envoyée au dispositif. Tout d'abord, nous nous sommes placés dans les meilleures conditions de polarisation obtenues pour un signal NRZ ($V_{MEA}=-1$ V, $I_{SOA}=80$ mA) et nous injectons le signal RF-OFDM au dispositif (courbes en pointillés). Ensuite, nous avons effectué les réglages pour obtenir les conditions idéales de l'OFDM ($V_{MEA}=-1,6$ V, $I_{SOA}=80$ mA) (courbes en trait plein).

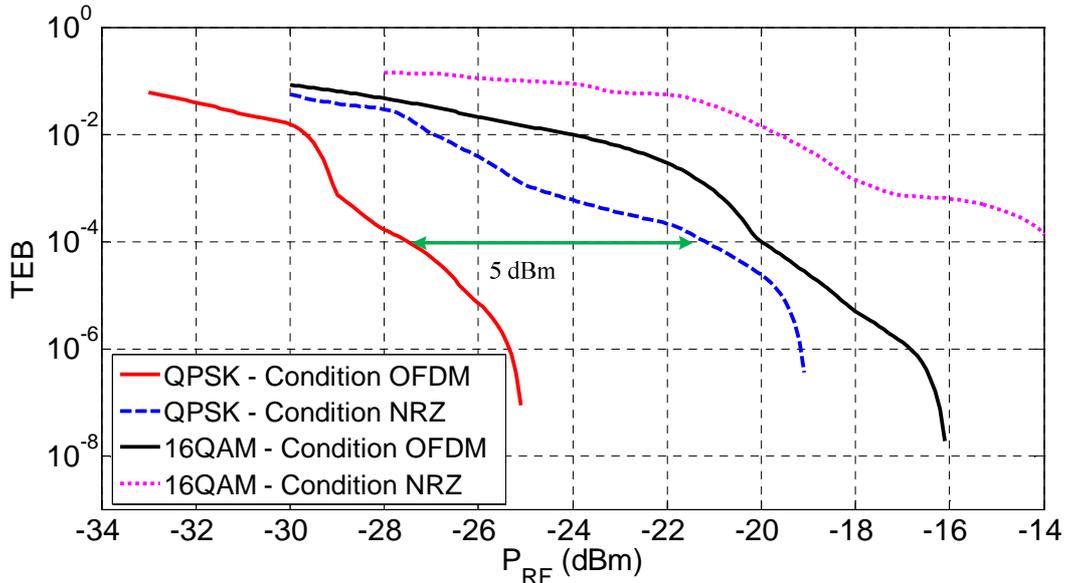


figure 31. $TEB = f(P_{RF})$ - Comparaison entre les conditions de polarisation idéales pour un signal NRZ (courbes pointillées) et pour un signal RF-OFDM (courbes en trait plein) dans le cas d'un signal RF-OFDM transmis.

Nous constatons que dans les conditions idéales pour un signal OFDM nous obtenons taux d'erreur binaire inférieur au cas de conditions idéale de polarisation pour un signal NRZ. A titre d'exemple pour maintenir un $TEB = 10^{-4}$, il apparaît une différence de puissance RF de 5 dB entre les réglages de polarisation optimaux dans la configuration NRZ et OFDM. De même, pour la modulation 16QAM, nous relevons à peu près 6 dB de décalage. Cette expérience met en avant que les conditions de polarisation du dispositif sont des éléments essentiels pour assurer une bonne transmission. De plus, on peut présager que si on souhaite utiliser le RMEA-SOA dans le cas de modulations couplées NRZ/RF-OFDM à l'interface RF/optique du réseau d'accès, un ajustement des paramètres de polarisation sera nécessaire, et pas forcément à l'optimal de chacune des modulations.

Dans les mêmes conditions que mentionnées précédemment, nous présentons sur la figure 32 la courbe qui présente le taux d'erreurs binaires en fonction du rapport signal bruit. Notez que pour faire varier le SNR, nous faisons varier la puissance RF du signal OFDM.

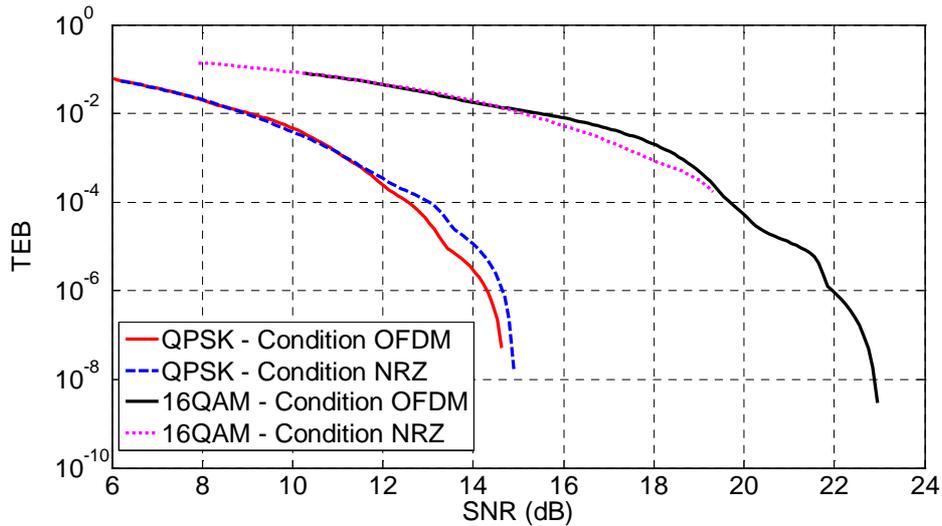


figure 32. $TEB=f(SNR)$ - Comparaison entre les deux conditions idéales de polarisation pour chaque type de signal (RF-OFDM – NRZ)

Nous observons sur la figure 32 qu'il n'y a qu'une très faible différence entre le cas où nous utilisons les conditions idéales de polarisation pour un signal OFDM où pour un signal NRZ. En effet, dans le cas de la modulation QPSK (par exemple), pour maintenir un $TEB = 10^{-6}$ cette différence n'est que de $\approx 0,35dB$ sur le SNR.

Pour finir de conforter notre analyse, nous présentons sur la figure 33 la courbe $EVM = f(P_{RF})$ dans le même cas d'étude que précédemment.

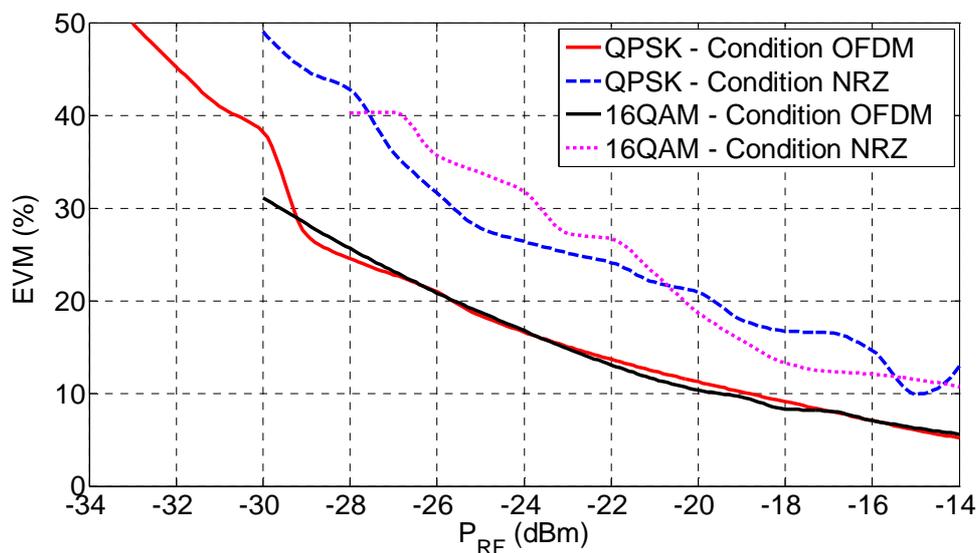


figure 33. $EVM=f(P_{RF})$ - Comparaison entre les deux conditions idéales de polarisation pour chaque type de signal (RF-OFDM et NRZ)

Ces courbes révèlent encore une fois la différence entre les deux cas de point de polarisation. Comme vu auparavant, le point de fonctionnement du signal OFDM donne des performances nettement meilleures que celles de la polarisation dans le cas du NRZ. En effet, à $P_{RF} = -18$ dBm, par exemple, pour une modulation QPSK, nous relevons 7,5% de différence de valeur de l'EVM. Nous observons également que l'EVM augmente avec la diminution de la puissance RF du signal OFDM dans les deux cas.

Pour conclure, ces études nous ont permis dans un premier temps d'assurer et vérifier le bon comportement du RMEA-SOA lorsqu'on envoie un signal RF-OFDM et dans un second temps de constater que le RMEA-SOA ne fonctionne pas de la même manière s'il est été attaqué par un signal OFDM ou par un signal NRZ. Il sera nécessaire d'adapter le point de polarisation du MEA (V_{MEA}) et du SOA (I_{SOA}).

IV.5.2. Mesures avec OFDM WiMAX à 3,5GHz

Le but de cette étape est de caractériser le RMEA-SOA en utilisant le signal OFDM WiMAX à 3,5 GHz, qui correspond à la norme utilisé en Europe ainsi de vérifier si le composant engendre des pénalités sur la transmission du signal RF.

Lors de cette caractérisation, nous polarisons le composant dans les conditions idéales pour un signal OFDM selon les résultats présentés dans le paragraphe précédent.

Nous suivons les mêmes étapes que précédemment, en effet la source optique délivre une puissance continue de +3 dBm à une longueur d'onde de 1573 nm, la température est égale 20°C. Pour le signal OFDM, la puissance RF égale -14 dBm et la bande utile du signal OFDM est égale à 7 Mhz.

Après avoir fait le couplage optimal entre la fibre microlentillée et le composant on applique les points de polarisation qui nous permettent d'obtenir le meilleur fonctionnement du composant pour un signal RF-OFDM ($V_{MEA} = -1,6$ V, $I_{SOA} = 80$ mA).

Nous présentons sur la figure 34 le taux d'erreur binaire en fonction de la puissance optique (P_{opt}) en entrée du récepteur PIN/TIA (utilisation d'un atténuateur optique).

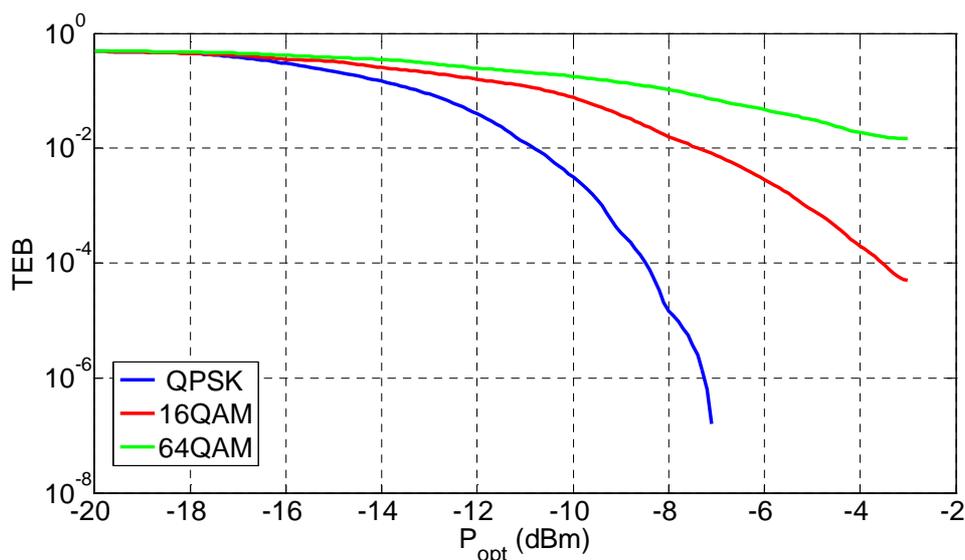


figure 34. $TEB = f(P_{opt})$ – QPSK, 16QAM et 64QAM

Ces courbes montrent qu'à faible puissance optique, le taux d'erreur est fortement perturbé, cela s'explique par la sensibilité de la photodiode « récepteur PIN-TIA » (bande passante >7 GHz, sensibilité à -19 dBm) qui est en limite. Néanmoins nous trouvons les mêmes allures que celles présentés auparavant lorsque nous avons fait varier la puissance RF.

La figure 35 illustre les courbes de performances obtenues dans le cas du signal OFDM WiMAX à 3,5 GHz en utilisant les modulations QPSK, 16QAM et 64QAM avec le RMEA-SOA.

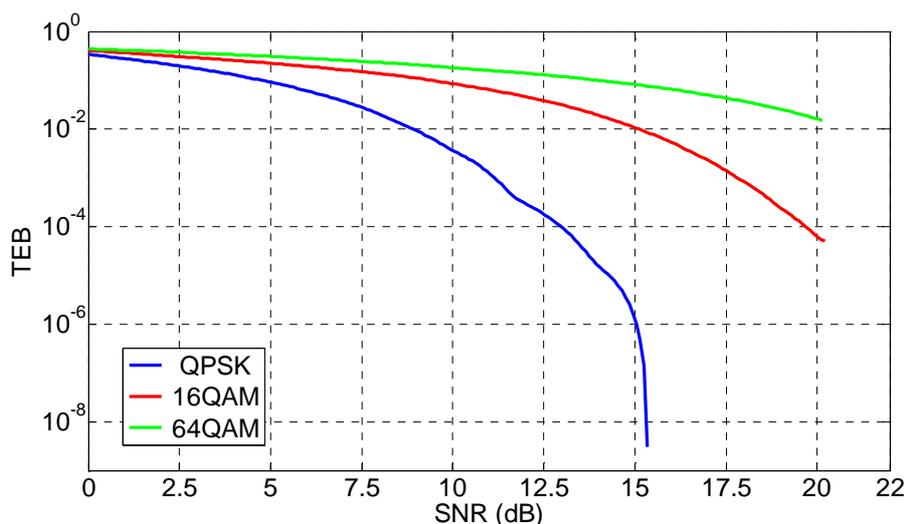


figure 35. $TEB = f(SNR)$ – QPSK, 16QAM et 64QAM

Nous constatons que les courbes du $TEB = f(SNR)$ mesurées présentent les mêmes tendances que celles obtenues dans le cas d'une fréquence RF à 2 GHz. Nous remarquons également que dans le cas de la modulation QPSK nous obtenons moins d'erreurs que dans les deux autres cas, ce qui est conforme à la théorie.

Afin d'évaluer les performances du composant, nous présentons sur la figure 36 une comparaison entre les mesures présentées sur la figure 35 et les résultats des mesures en reliant électriquement l'émetteur et le récepteur (sans liaison optique).

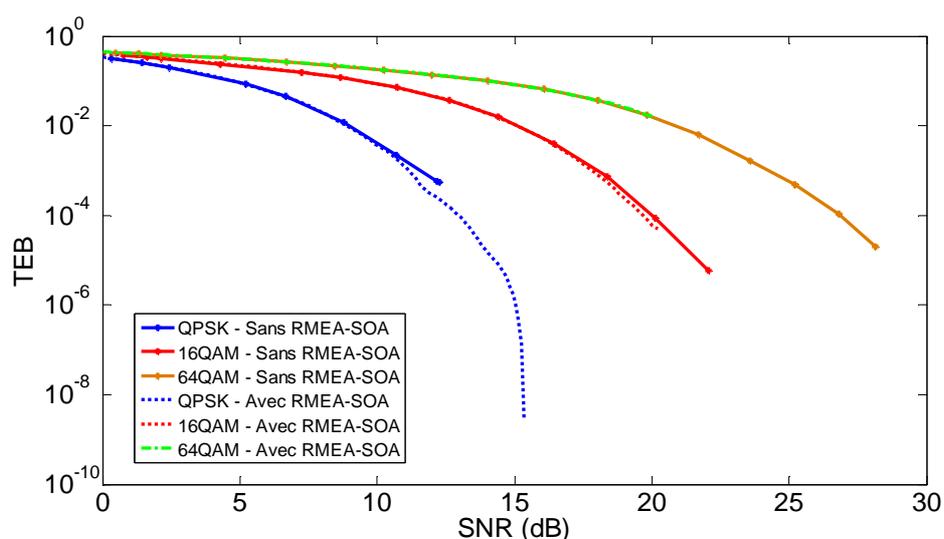


figure 36. $TEB = f(SNR)$ - Comparaison entre liaisons avec et sans RMEA-SOA

Ces courbes montrent le bon comportement du composant RMEA-SOA face à signal OFDM WiMAX à 3,5 GHz, en outre, nous constatons que la liaison optique et l'insertion du RMEA-SOA introduit très peu voire aucune perturbation. Par conséquent, le dispositif apparaît comme assez linéaire pour ne pas perturber le signal RF-OFDM.

Nous présentons sur la figure 37 l'évolution du SNR en fonction de la puissance optique à la réception dans le cas des trois modulations (QPSK, 16QAM et 64QAM).

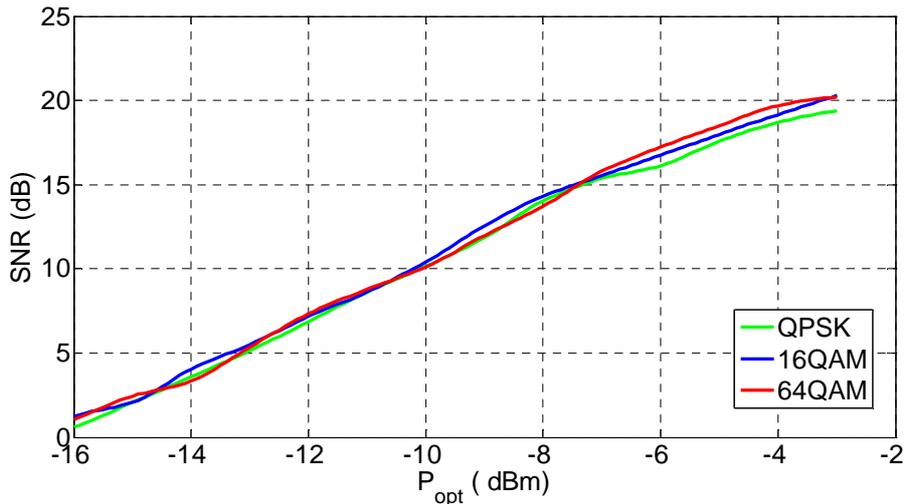


figure 37. $SNR = f(P_{opt})$ pour les trois modulations

Ces résultats montrent que les courbes du SNR en fonction de la puissance à la réception sont linéaires et identiques pour les trois types de modulation, ce qui tout à fait cohérent. En effet, au regard des deux figures (figure 34 et figure 35) nous constatons que pour les deux cas ($TEB = f(P_{opt})$ et $TEB = (SNR)$) il y a les mêmes allures des courbes. Nous remarquons également que plus la puissance à la réception est importante plus le rapport signal à bruit est élevé induisant donc moins d'erreurs dans la transmission.

Sur la figure 38 nous présentons la variation de l'EVM en fonction de la puissance optique à la réception pour les trois modulations. D'après les courbes obtenues, nous constatons que la variation d'EVM en fonction de P_{opt} présente une fonction exponentielle inverse. Cela s'explique par le fait que l'estimation du SNR se fait par l'application de l'équation 4. Nous constatons également que la réception est très sensible à la puissance optique reçue.

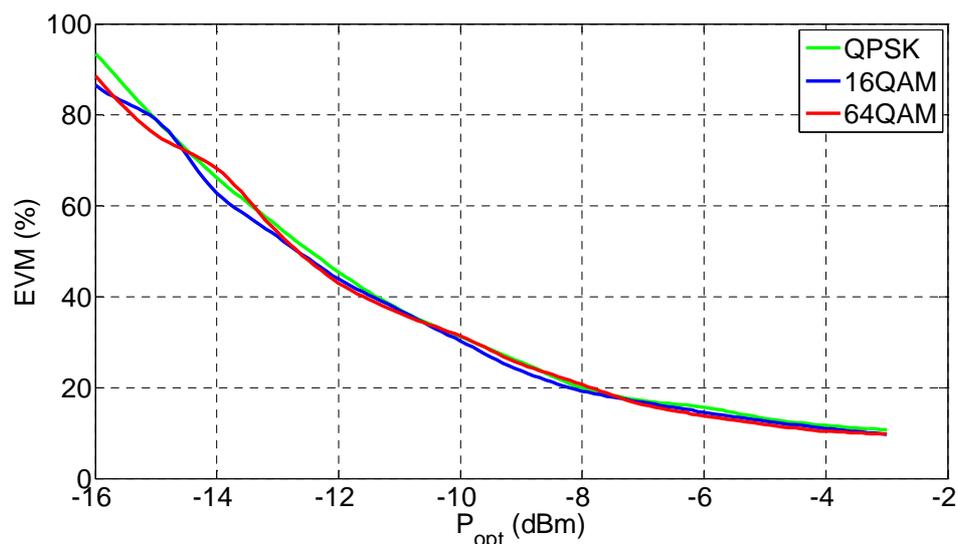


figure 38. $EVM = f(P_{opt})$ pour les trois modulations

Lors de ces dernières mesures effectuées avec un signal OFDM WiMAX à 3,5GHz, nous avons démontré expérimentalement que le dispositif RMEA-SOA est bien adapté pour la transmission d'un signal RF à 3,5 GHz, de largeur spectrale 7 Mhz, sur une porteuse optique dans la bande C parce qu'il n'induit pas ou peu de distorsion.

Maintenant nous nous intéressons à la caractérisation du RMEA-SOA en fonction de plusieurs paramètres (courant de polarisation du SOA, tension de polarisation du MEA), pour comprendre le comportement du composant dans le cadre des liaisons RoF. Notons que cette caractérisation est réalisée pour la modulation QPSK. Un changement de dispositif a été effectué pour cette étude.

IV.5.3. Caractérisation du RMEA-SOA

IV.5.3.1. Etude en fonction du courant de polarisation du SOA (I_{SOA})

a. Puissance de réception en fonction de I_{SOA}

Nous appliquons une tension de polarisation au MEA égale à -1,6V, et avec les mêmes conditions qu'utilisées auparavant (optique et RF), nous faisons varier le courant de polarisation du SOA (I_{SOA}) et nous mesurons la puissance optique à la réception. La figure 39 illustre les résultats obtenus.

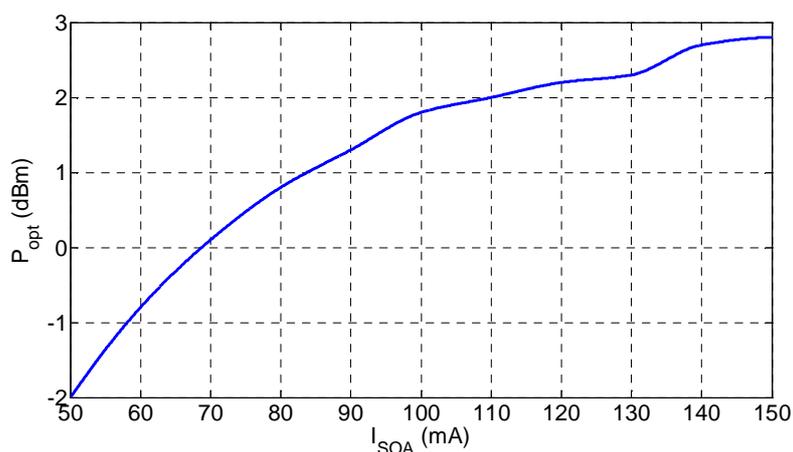


figure 39. Puissance optique à la réception en fonction de I_{SOA} - modulation QPSK

Nous constatons que la puissance optique à la réception augmente avec le courant de polarisation (I_{SOA}), cela s'explique par le fonctionnement de l'amplificateur, en effet, plus I_{SOA} augmente, plus l'amplification est efficace.

b. EVM en fonction de I_{SOA}

D'après la figure 40 nous relevons un minimum de distorsion du signal reçu autour de 80 mA et 140 mA. En effet à 80mA nous relevons un EVM égale à 6,7%, et à 140 mA nous le relevons égal à 5,36%, alors qu'autour d'un courant de polarisation de 100 mA nous observons une valeur d'EVM égale à 11,77%. Néanmoins cette valeur reste acceptable.

Cette variation peut être expliquée par le fait qu'au niveau de la courbe $P_{opt} = f(I_{SOA})$ (cf. figure 39) nous pouvons distinguer trois zones, la première $[50 \text{ mA}, 90 \text{ mA}]$, la deuxième $[90 \text{ mA}, 130 \text{ mA}]$ et la troisième $[130 \text{ mA}, 150 \text{ mA}]$. La première zone présente une réponse linéaire avec une pente importante d'où la valeur minimale de l'EVM (valable également dans la troisième zone), alors que dans la deuxième zone nous remarquons une faible pente d'où l'augmentation d'EVM.

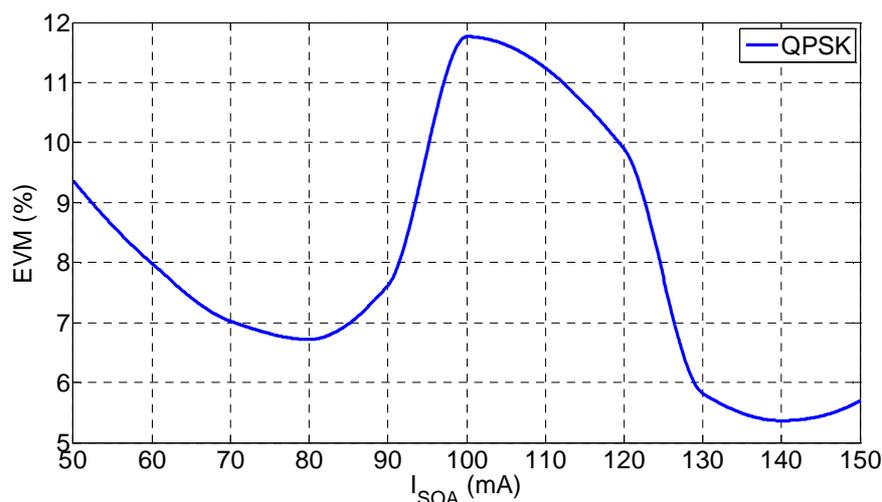


figure 40. EVM en fonction de I_{SOA} - modulation QPSK

c. SNR en fonction de I_{SOA}

Nous présentons sur la figure 41 les mesures du rapport signal à bruit (SNR) en fonction du courant de polarisation.

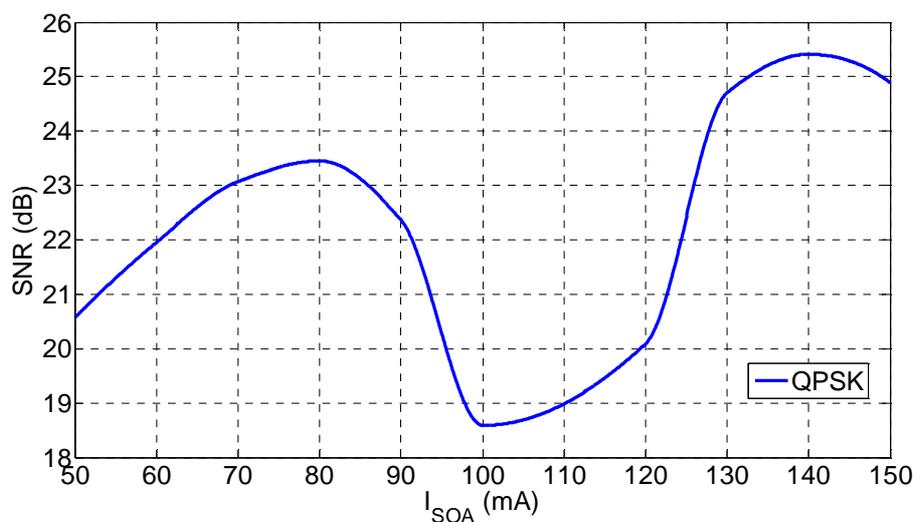


figure 41. SNR en fonction de I_{SOA} - modulation QPSK

Nous observons également qu'entre 100mA et 120mA nous avons un rapport signal à bruit faible donc plus d'erreurs dans la transmission par rapport aux deux cas de $I_{SOA} = 80mA$ et $I_{SOA} = 140mA$.

d. Diagramme de la constellation en fonction de I_{SOA}

Pour voir l'impact du point de polarisation $I_{SOA} = 100mA$ ainsi que les autres valeurs du courant I_{SOA} sur le diagramme de constellation nous présentons sur la figure 42 les résultats obtenus des constellations en faisant varier le courant de polarisant du SOA. Rappelons-nous que la tension de polarisation du MEA est égale à $-1,6V$.

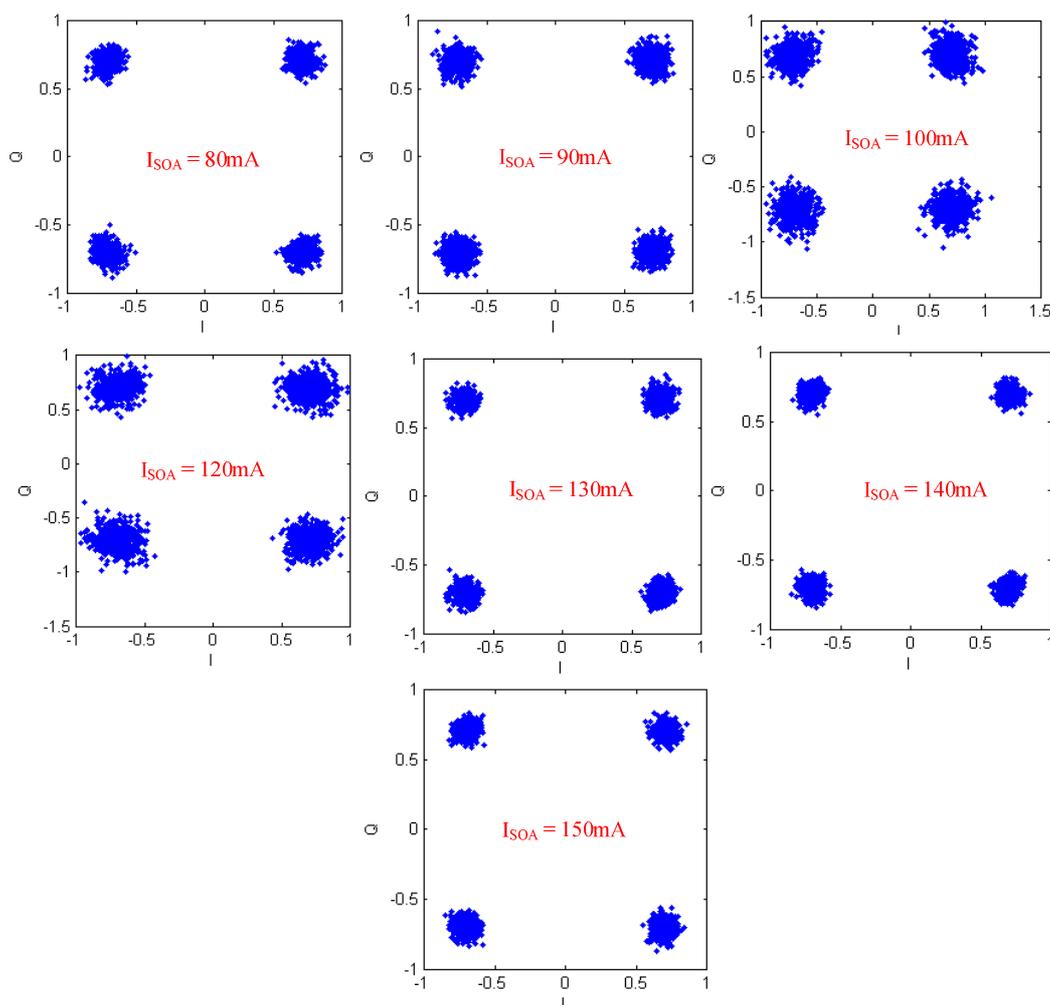


figure 42. Diagrammes de la constellation en fonction de I_{SOA} –modulation QPSK

La figure 42 confirme les remarques observées précédemment, en effet à $I_{SOA} = 100mA$ ainsi qu'à $I_{SOA} = 120mA$ une constellation bruitée contrairement au cas où I_{SOA} varie entre $130mA$ et $150mA$ ainsi qu'à $I_{SOA} = 80mA$. Toutefois dans toutes les valeurs d' I_{SOA} présentées sur la figure 42, les données sont bien détectées et démodulées au niveau du récepteur permettant l'obtention de bons TEB.

IV.5.3.2. Etude en fonction de la tension de polarisation du MEA (V_{MEA})

a. Puissance de réception en fonction de V_{MEA}

Pour ces mesures, nous imposons $I_{SOA} = 80mA$ et nous faisons varier la tension de la polarisation du MEA (V_{MEA}) dans un intervalle de $[-2 V, 0 V]$ et nous relevons la puissance optique à la réception (entrée PIN/TIA).

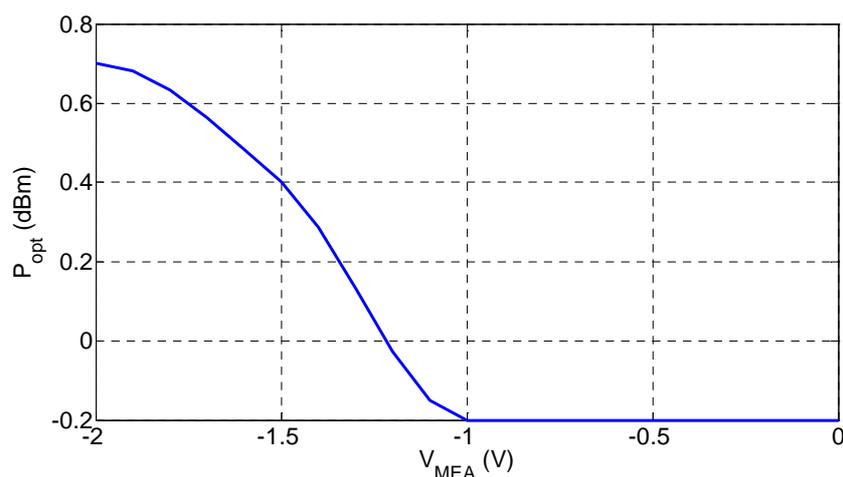


figure 43. Puissance optique à la réception en fonction de V_{MEA}

D'après la figure 43 nous constatons que la puissance optique augmente avec l'augmentation de la tension de polarisation du MEA en valeur absolue afin d'atteindre sa valeur maximale pour $V_{MEA} = -2 V$.

b. EVM en fonction de V_{MEA}

La figure 44 illustre la variation de l'EVM en fonction de la tension appliquée sur le modulateur. Nous constatons que le minimum d'EVM est relevé pour $V_{MEA} = -1,2 V$ et qu'à partir de $V_{MEA} = -2,5 V$, il apparaît une forte augmentation de la valeur de l'EVM. Cela signifie qu'à partir de $V_{MEA} = -2,5 V$ le signal reçu sera très bruité voir non démodulé à la réception (cette hypothèse va être vérifiée ci-après).

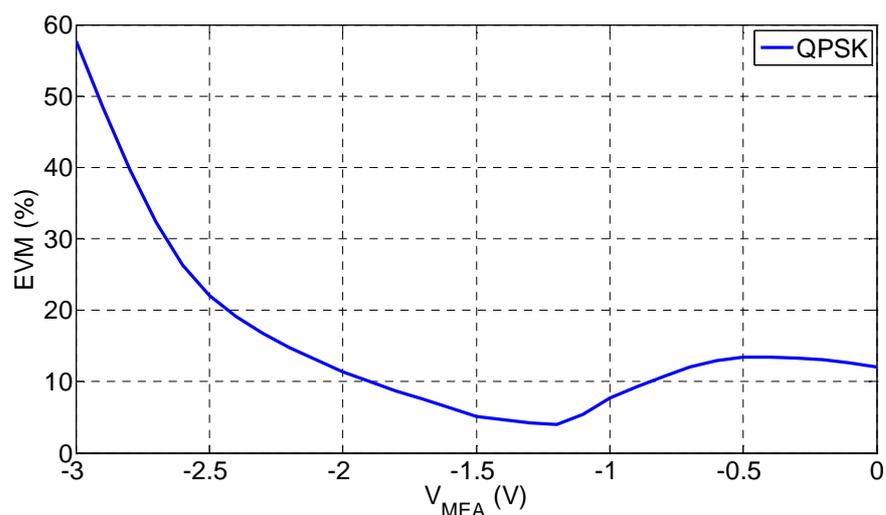


figure 44. EVM en fonction de V_{MEA} - modulation QPSK

c. SNR en fonction de V_{MEA}

La variation du SNR en fonction de la tension de polarisation du MEA est présentée sur la figure 45.

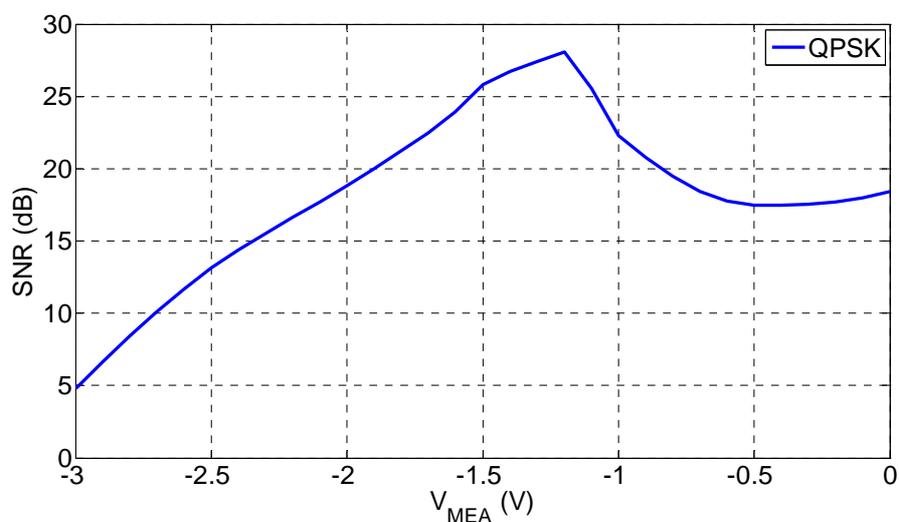


figure 45. SNR en fonction du V_{MEA} - modulation QPSK

Ce courbe présente les mêmes tendances observées dans le cas de $EVM = f(V_{MEA})$, puisque autour de $-1,2 V$ nous relevons le maximum du SNR donc moins d'erreurs à la réception.

d. Diagramme de la constellation en fonction du V_{MEA}

Afin de confirmer que nous obtenons une meilleure qualité de la transmission du signal OFDM pour $V_{MEA} = -1,2 V$ nous présentons la figure 46 une cartographie qui présente les diagrammes de constellation en fonction de la tension de polarisation du modulateur.

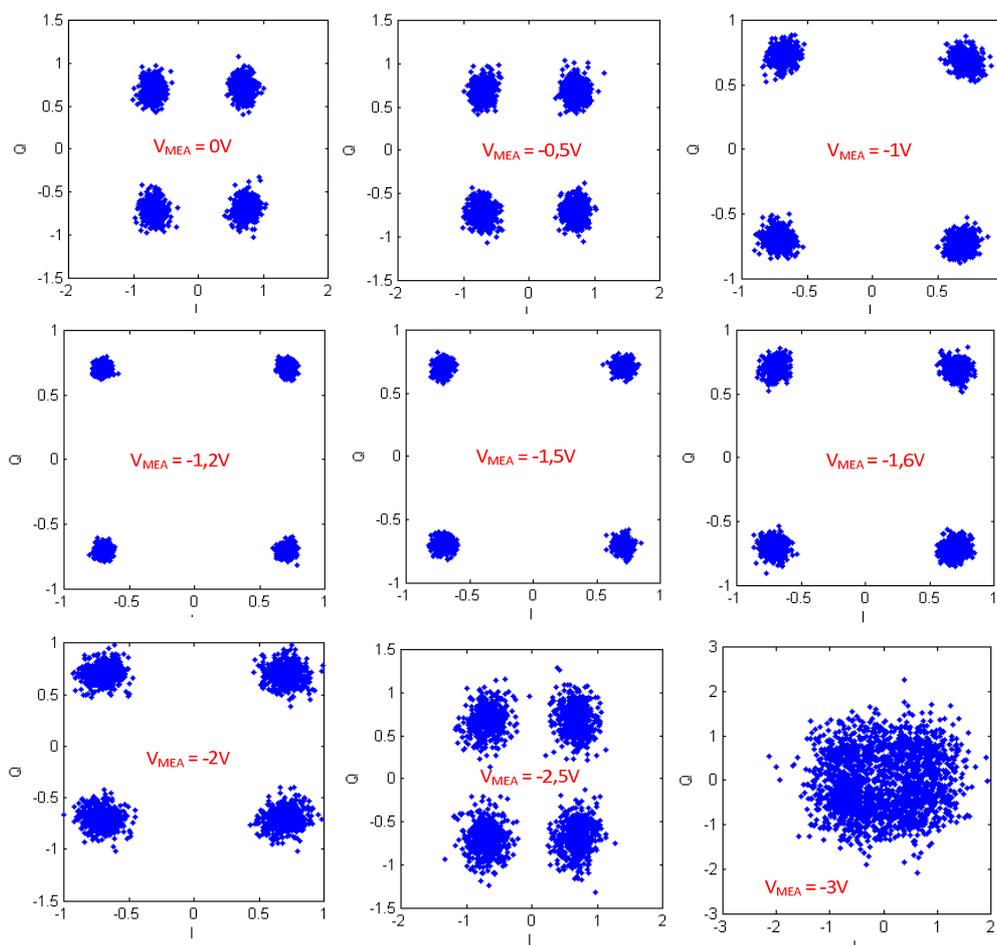


figure 46. Diagrammes de la constellation en fonction de V_{MEA} –modulation QPSK

Ces résultats valident les remarques que nous avons faites à partir des deux courbes présentées avant (cf. figure 44 et figure 45), en effet à $-2,5 V$ la constellation est très perturbée, en outre, à $-3 V$ nous perdons le signal qui n'est plus démodulé en réception. Autour de $-1,2 V$ nous obtenons la meilleure constellation.

IV.5.3.3. Etude en fonction de la température

Dans ce paragraphe nous présentons les résultats expérimentaux que nous avons effectués afin de caractériser le composant RMEA-SOA en fonction de la variation de la température du dispositif alimenté par le signal OFDM-WiMAX à 3,5 GHz.

Ces mesures ont été effectuées pour une modulation 16QAM pour un point de polarisation ($V_{MEA} = -1,6 V$ et $I_{SOA} = 80 mA$), ainsi que les mêmes conditions RF et optique que mentionnées précédemment.

a. TEB en fonction de la variation de la température

La figure 47 illustre la variation du TEB en fonction de la température. Notons que pour chaque mesure, nous attendons la stabilité complète de la température puis nous optimisons le couplage entre la fibre microlentillée et le composant.

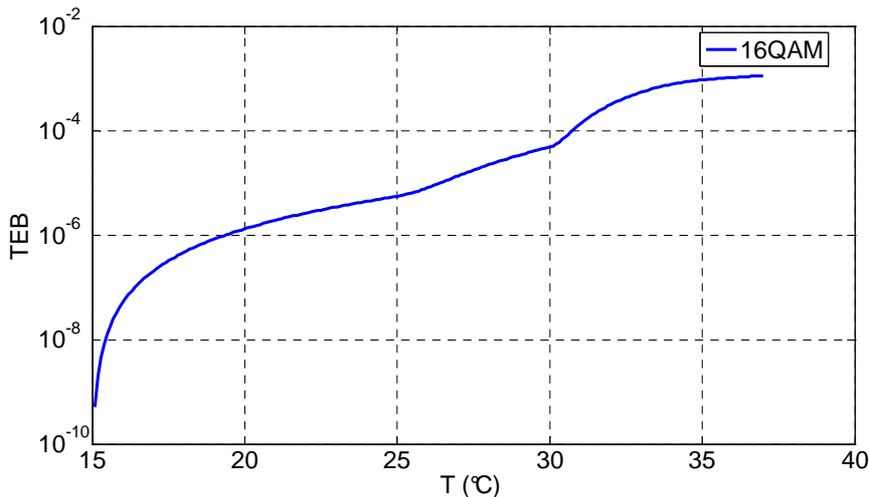


figure 47. TEB en fonction de la température - modulation 16QAM

La courbe $TEB = f(T)$ montre un $TEB < 10^{-2}$ quelle que soit la valeur de la température dans l'intervalle $[15^{\circ}C ; 37^{\circ}C]$, les performances diminuent avec l'augmentation de la température, comme observé précédemment dans le cadre d'un signal NRZ. Il sera nécessaire de maintenir en température le dispositif dans le cas d'une implémentation réelle.

b. SNR en fonction de la variation de la température

La figure 48 montre la variation du SNR en fonction de la température pour la modulation 16QAM.

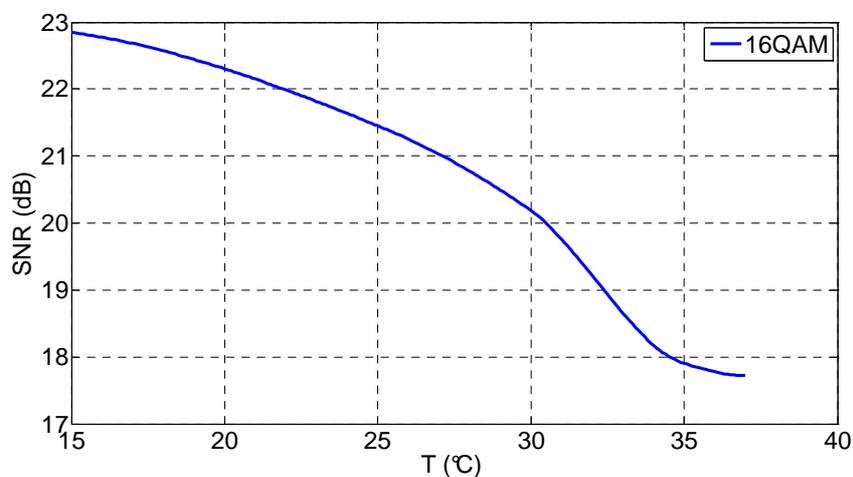


figure 48. SNR en fonction de la température - modulation 16QAM

Nous relevons que le maximum du SNR obtenu pour une température de 15°C, nous constatons d'après les figure 47 et figure 48 que les performances diminuent avec l'augmentation de la température.

c. TEB en fonction du SNR

En variant la température, on a pu observer que le SNR et le TEB varient, cela nous permet de tracer la courbe $TEB = f(SNR)$ (cf. figure 49).

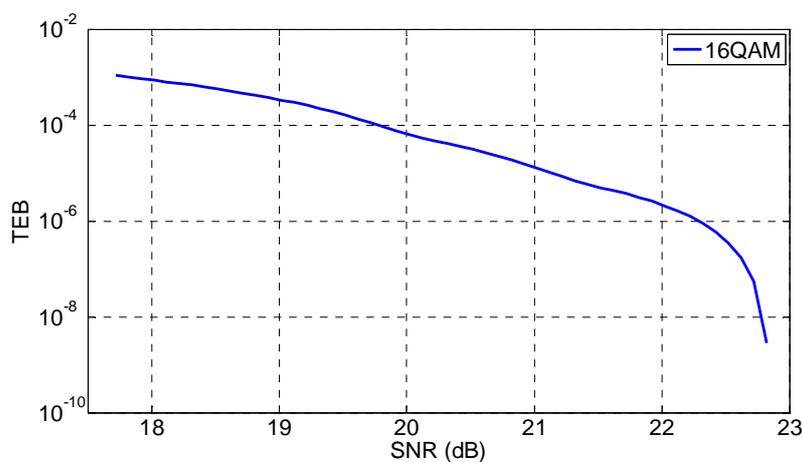


figure 49. TEB en fonction de SNR - modulation 16QAM

La courbe $TEB = f(SNR)$ montre que le taux d'erreur binaire augmente avec la diminution de la valeur de SNR, et puisque la valeur du SNR diminue avec l'augmentation de la température (cf. figure 48), donc nous pouvons conclure que le taux d'erreur binaire augmente avec l'augmentation de la température.

d. EVM en fonction de la température

Avec la variation de la température nous observons une variation sur la valeur de l'EVM, la figure 50 illustre cette variation.

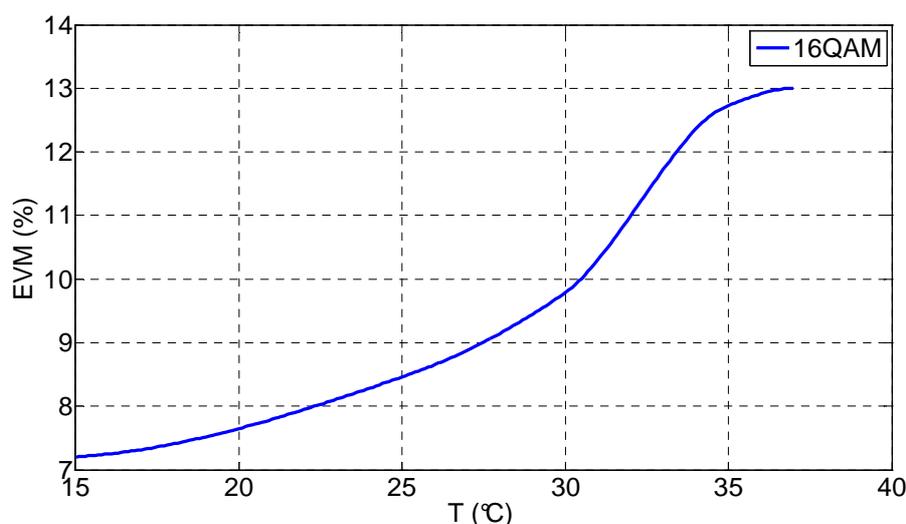


figure 50. EVM en fonction de la température - modulation 16QAM

Nous constatons que la distorsion du signal reçu augmente avec l'augmentation de la température, néanmoins les valeurs d'EVM mesurées restent acceptables et nous permettent de recevoir le signal.

e. Diagramme de la constellation en fonction de la température

Afin de confirmer nos mesures nous présentons ici les résultats expérimentaux de la constellation en fonction de la température pour la modulation 16QAM (figure 51)

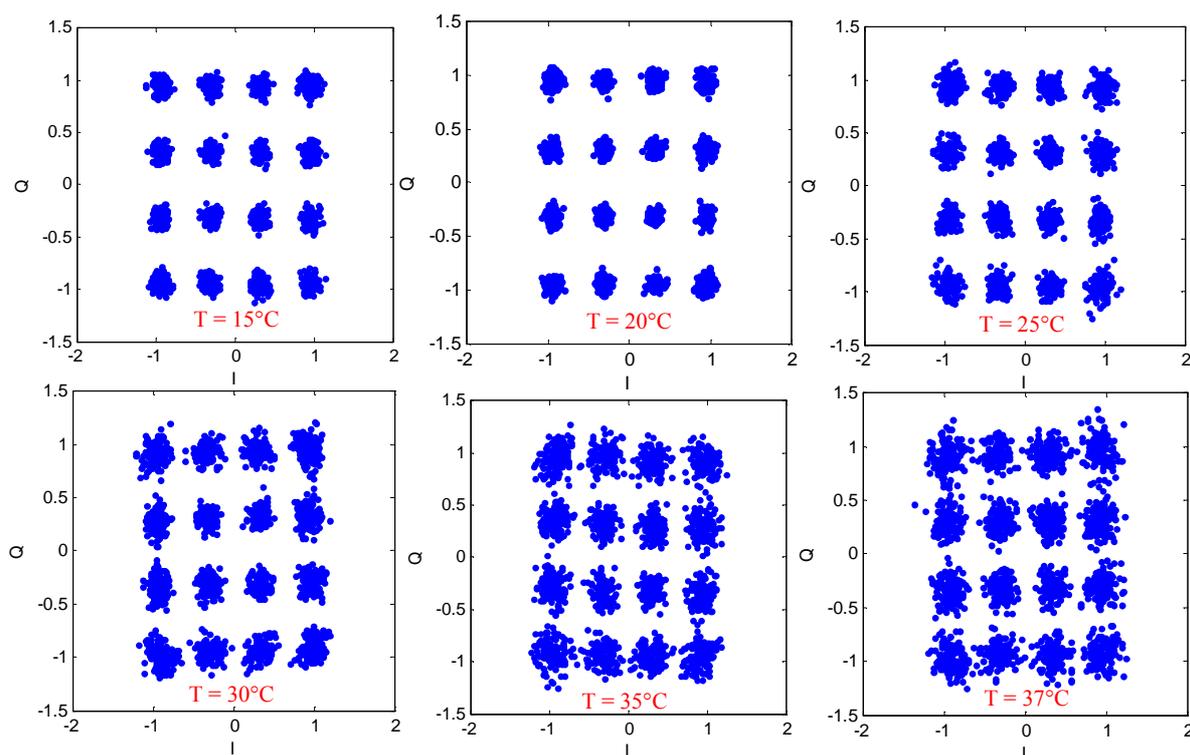


figure 51. Diagramme de la constellation en fonction de la température – 16QAM

On observe donc une dégradation des constellations d'une modulation 16QAM avec l'augmentation de la température. Mais, bien que la constellation révèle quelques bruits à partir de 30°C, nous avons pu constater que les données sont bien détectées à la réception.

IV.5.3.4. Résultats de la constellation pour $V_{MEA} = -1,2V$ et $I_{SOA} = 140mA$

Après avoir effectué des études caractéristiques en fonction du courant de polarisation de l'amplificateur, de la tension de polarisation du modulateur ainsi que de la température, nous présentons dans ce paragraphe le diagramme de constellations pour les trois types de modulations (QPSK, 16QAM et 64QAM) en appliquant les meilleures conditions au niveau de la tension appliquée sur le modulateur, du courant appliqué sur l'amplificateur ($V_{MEA} = -1,2 V$ et $I_{SOA} = 140mA$) et une température de 20°C.

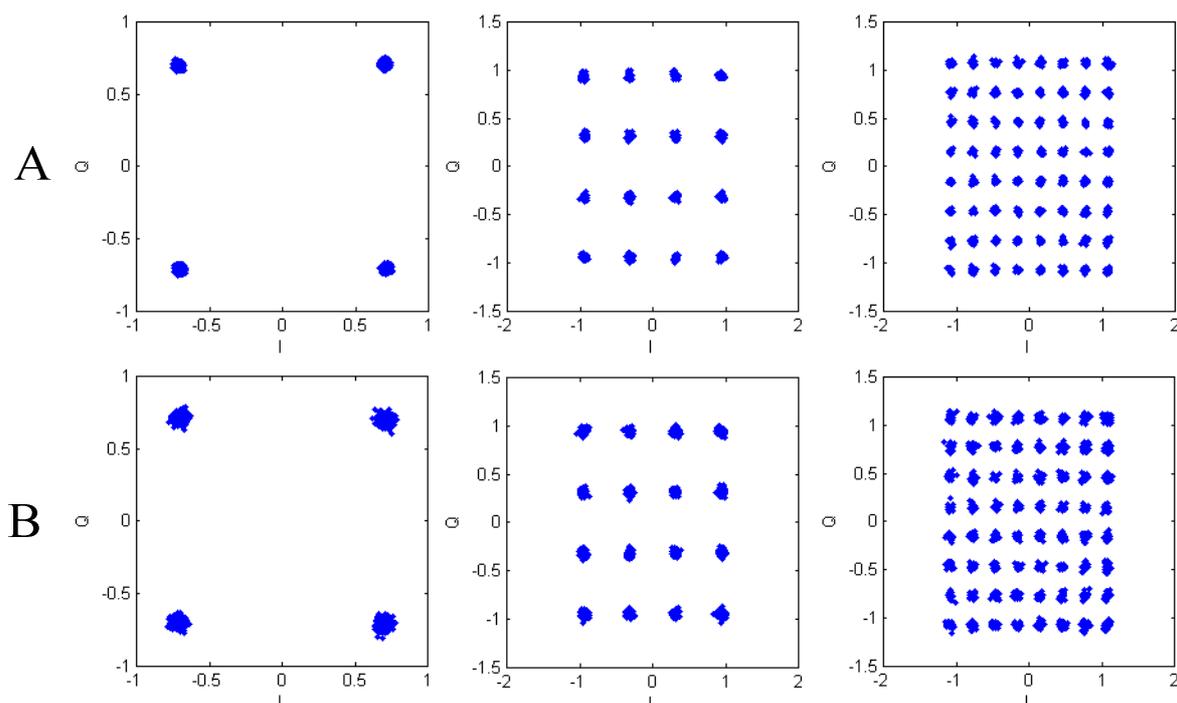


figure 52. Diagramme de constellation QPSK, 16QAM et 64QAM à 3,5 GHz – A/ Liaison électrique directe entre l'émission et la réception – B/ Liaison optique en intégrant le RMEA-SOA

Nous illustrons sur ces constellations une comparaison entre deux cas de liaison, le premier sans liaison optique (back-to-back électrique), le deuxième avec la liaison optique incluant le composant RMEA-SOA. Ces mesures, effectuées dans les meilleures conditions expérimentales, démontrent que le composant n'entraîne pas de pénalisation sur le signal, ceci est valable pour les trois modulations.

Nous avons également effectué les expérimentations pour une fréquence RF à 5 GHz avec une bande utile de 7 MHz. La figure 53 montre les résultats obtenus et la comparaison avec la fréquence à 3,5 GHz pour les trois types de modulation.

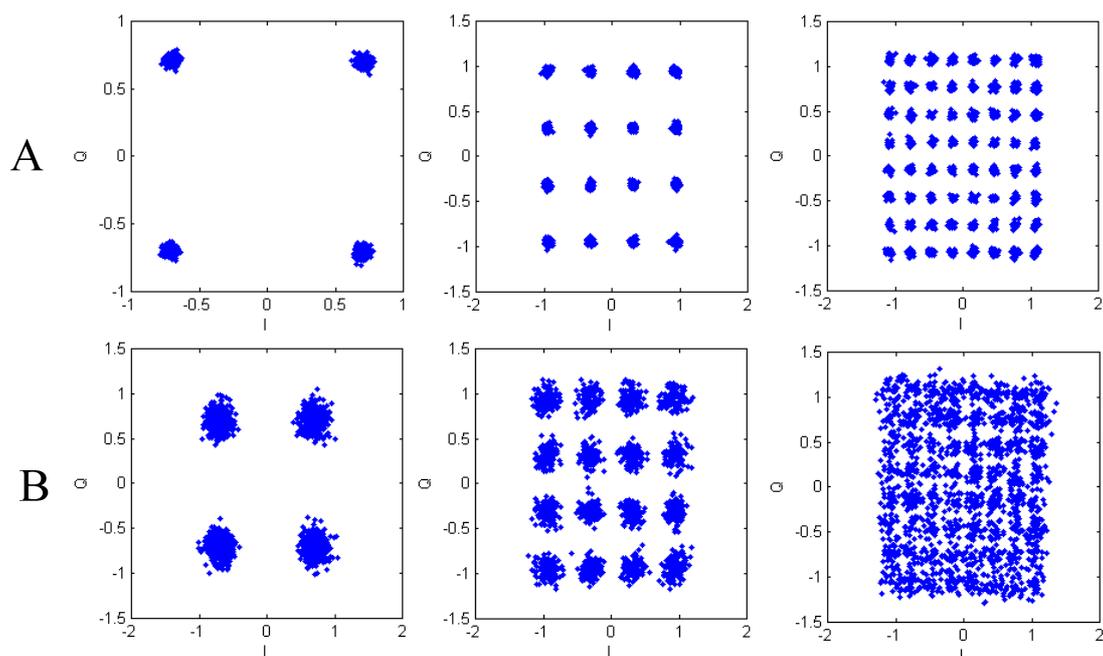


figure 53. Diagramme de constellation QPSK, 16QAM et 64QAM avec la liaison optique incluant le RMEA-SOA pour deux fréquences RF : – A/ 3,5 GHz – B/ 5 GHz

Nous pouvons observer l'impact du REAM-SOA sur le signal OFDM en particulier dans le cas de la 64QAM à 5 GHz. Toutefois, les données sont bien détectées et démodulées au niveau du récepteur.

Pour conclure cette série de caractérisation, nous avons montré que le dispositif RMEA-SOA semble être bien adapté pour la transmission OFDM-WiMAX à 3,5 GHz. Ces mesures peuvent encore être améliorées avec l'utilisation le codage correcteur d'erreurs (en anglais FEC pour Forward Error Correction) qui garantit aux abonnés une protection optimale contre les erreurs en fonction du degré de perturbations qu'amène le canal de propagation.

V. Conclusion

L'objectif de ce chapitre était d'analyser le comportement du composant RMEA-SOA dans le cadre d'une liaison de type Radio sur Fibre (RoF). Le dispositif est attaqué par un signal OFDM – WiMAX à 3,5 GHz qu'il inscrit sur une porteuse optique à 1573 nm. Pour ce faire, nous avons dû développer entièrement un banc de caractérisation expérimentale. La première étape de ce travail a consisté à mettre en place le banc de mesure en utilisant une modulation NRZ et à le valider. Pour cela, il a été nécessaire de développer des supports mécaniques spécifiques, permettant le maintien en température à l'aide d'un Peltier tout en intégrant les polarisations du SOA et du MEA et le dispositif d'alignement de la fibre avec le composant. Les premières mesures, présentées dans ce manuscrit, ont été comparées à des résultats expérimentaux fournis par Alcatel-Thales III-V Lab et ont permis d'optimiser le banc et de le valider.

En particulier, dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté les résultats des mesures qui nous ont permis d'étudier le comportement de l'amplificateur seul (l'émission spontanée amplifiée par l'amplificateur « ASE ») en fonction du courant de polarisation du SOA ainsi que en fonction de la tension de polarisation du MEA. Puis nous avons caractérisé le dispositif RMEA-SOA complet en fonction de la longueur d'onde, de la tension appliquée sur le modulateur et de la température afin de voir l'impact de ces paramètres sur le diagramme de l'œil dans le cas d'une modulation NRZ.

Une fois le validé, nous avons procédé à la caractérisation du composant RMEA-SOA avec une modulation OFDM-WiMAX dans la norme IEEE.802.16d à 3,5 GHz. Ces mesures ont démontré que le dispositif RMEA-SOA est bien adapté pour la transmission d'un signal RF à 3,5 GHz, de largeur spectrale 7 MHz, sur une porteuse optique dans la bande C parce qu'il n'induit pas ou peu de distorsion. Ces résultats confirment que le RMEA-SOA offre une bonne solution pour la prochaine génération de réseaux d'accès à l'interface RF/optique.

Bibliographie Chapitre IV

[1] **R. Lin**

« Next Generation PON in Emerging Networks »

OFC/NFOEC, paper OWH1, 2008.

[2] **R. Baca, M. Zuhdi**

« Technological challenges to G-PON operation »

OFC/NFOEC, paper NMD1, 2008.

[3] **K. Grobe, J-P. Elbers**

« PON Evolution from TDMA to WDM-PON »

OFC/NFOEC, paper NThD6, 2008

[4] **F. Payoux**

« Etude des réseaux d'accès optiques exploitant le multiplexage en longueur d'onde »

Thèse de doctorat de l'Université de Rennes1, Août 2006.

[5] **F. Payoux, P. Chanclou, N. Genay**

« WDM-PON with colorless ONUs »

OFC, paper OTuG5, 2007

[6] **G. Talli, P. Townsend**

« Hybrid DWDM-TDM Long-Reach PON for Next-Generation Optical Access »

J. Lightwave Technol. 24(7), Juillet 2006.

[7] **N. Dupuis, A. Garreau, C. Jany, J. Decobert, F. Alexandre, Ro. Brenot, J. Landreau, N. Lagay, F. Martin, D. Carpentier and C. Kazmierski**

« 10 Gbit/s Semi-Insulating Buried Heterostructure Loss-less Reflective Amplified Modulator for Wavelength Agnostic Networks »

OFC/NFOEC, paper OThC2, 2008.

[8] **N. Dupuis**

« Intégration par épitaxie sélective d'un Modulateur Electro-Absorbant et d'un Amplificateur Optique à base de puits quantiques AlGaInAs »

Thèse de doctorat de l'Université de Metz, Décembre 2008.

[9] **C. Kazmierski (invited paper)**

« Remote Amplified Modulators: Key Components for 10 Gb/s WDM PON »

In proc. Of OFC2010, paper OWN6.

[10] **Q.T. Nguyen, L. Bramerie, P. Besnard, A. Shen, A. Garreau, C. Kazmierski, G.H. Duan, J.C. Simon**

« 24 channels colorless WDM-PON with L-band 10 Gb/s downstream and C-band 2.5 Gb/s upstream using multiple-wavelengths seeding sources based on mode-locked lasers »

In proc. Of OFC2010, paper OThG6.

[11] **G. Girault, L. Bramerie, O. Vaudel, S. Lobo, P. Besnard, M. Joindot, J.C. Simon, C. Kazmierski, N. Dupuis, A. Garreau, Z. Belfqih, P. Chanclou**

« Performances en transmission bidirectionnelle de type PON à 10Gbit/s via un composant nouvelle génération : Le REAM-SOA »

27^{èmes} Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG 2008), Lannion, France

[12] **A. Garreau, J. Decobert, C. Kazmierski, M-C. Cuisin, J-G. Provost, H. Sillard, F. Blache, D. Carpentier, J. Landreau, P. Chanclou**

« 10Gbit/s Amplified Reflective Electroabsorption Modulator for Colorless Access Networks »

IEEE Proc. Indium Phosphide Rel. Mater., pp. 168–170, 2006.
doi:10.1109/ICIPRM.2006.1634139

[13] **M. Debbah**

« Introduction aux principes de l'OFDM »

<http://www.supelec.fr/d2ri/flexibleradio/cours/cours-ofdm-french.pdf>

[14] **Y. G. Li and G. Stuber,**

« Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications »

Springer Science+Business Media, Inc, 2006.

[15] **T. Mizuoichi and al,**

« Forward error correction based on block turbo code with 3-bit soft decision for 10-Gb/s optical communication systems »

IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron, Vol. 10, No. 2, pp. 817-822, May 1997

[16] **S. Keeton, S. Sridharan, and M. Jarchi**

« Enabling next generation optical networks with forward error correction »

In Proc. NFOEC, 2001, vol. 1, pp. 54–59.

[17] **Rishad Ahmed Shafik, Md. Shahrair Rahman, AHM Razibul Islam**

« On the Extended Relationships Among AVM, BER, and SNR as Performance Metrics »

In porc. Of ICECE 2006, Decemember 2006, Dhaka, Bangladesh

[18] **Michael D.McKinley et al**

« EVM calculation for broadband modulated signals »

64th ARFTG Conf. Dig., Orlando, FL, pp. 45-52, Dec. 2004

[19] C. TOUNOU

« Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts. Mesures de performances en environnement réel ».

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, Octobre 2008

[20] Z. Qijun, X. Qinghua, and Z. Wei

« A new EVM calculation method for broadband modulated signals and simulation »

In Proc. 8th International Conference on Electronic Measurement and Instruments ICEMI '07, pp. 2-661-2-665, Aug. 16 2007-July 18 2007.

[21] M. Mouhamadou

« Contribution au développement et à l'optimisation d'un démonstrateur d'antennes adaptatives, applications à un système de communications sans fil haut débit »

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, Septembre 2007.

[22] W. Tranter, K. Shanmugan, T. Rappaport, and K. Kosbar

« Principles of communication systems simulation with wireless applications »

Upper Saddle River, NJ, USA : Prentice Hall Press, 2003.

[23] M. A. Hasan

« Performance evaluation of WiMAX/IEEE 802.16 OFDM physical layer »

Master's thesis, HELSINKI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, June 2007.

[24] IEEE standard for local and metropolitan area networks part 16:

« Air interface for fixed broadband wireless access systems," 2004 »

[25] A. Belhouji

« Etudes théoriques et expérimentales de systèmes de transmissions MIMO-OFDM Mesures actives en environnements réels et maîtrisés dans un contexte WiMAX »

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, Octobre 2009

*Conclusion générale
et perspectives*

Conclusion générale et perspectives

Les travaux présentés dans ce mémoire, se situent dans le contexte de l'évolution des télécommunications optiques. Plus précisément ces travaux ont été consacrés à l'optimisation, et l'aide à la conception et la caractérisation des modules optoélectroniques, constituant des éléments de base dans les télécommunications optiques pour des liaisons hauts débits.

Le premier chapitre décrit l'histoire des télécommunications et la description de la liaison optique et quelques architectures qui peuvent être utilisées pour les liaisons optiques. Puis nous avons présentés les deux projets ANR COHDEQ 40 et CELTIC 100GET qui ont servi de support à ces travaux de thèse.

Nous avons également donné les points nécessaires à la compréhension de nos études menées dans le cadre de ces deux projets : pour le projet COHDEQ 40 nous avons présenté les modulateurs électro-optique de type Mach Zehnder sur niobate de lithium, et pour le projet 100GET le modulateur à électro-absorption. Enfin nous avons exposé l'approche hybride, les techniques de report flip-chip et d'interconnexion que nous avons utilisées au cours des travaux effectués dans le cadre des deux projets.

Le deuxième chapitre a été consacré aux différentes études effectuées sur le modulateur électro-optique de type Mach Zehnder à quatre bras conçu dans le cadre du projet COHDEQ 40. Nous avons effectué des simulations électromagnétiques afin d'optimiser des lignes RF sur alumine « transition de l'alumine relais » pour compenser l'effet selfique des fils de bonding qui relie la transition de l'alumine relais avec les « tapers » d'entrée du modulateur. Nous avons appliqué une approche hybride qui couple la simulation électromagnétique, le modèle analytique des bondings (à l'aide du logiciel commercial circuit HPADS) et des mesures de la société de Photline.

Nous avons mis en évidence et identifié les problèmes de désadaptation du paramètre S_{11} . Pour remédier à ces problèmes, nous avons proposé de prendre en compte l'effet des

« bondings ». Ceci nous a permis d'obtenir des résultats théoriques optimisés et validés expérimentalement par la société Photline.

Par la suite, nous avons présenté une étude électromagnétique en $2D^{1/2}$ sur une prochaine génération du modulateur QPSK de type Mach Zehnder à quatre bras afin de comparer entre deux configurations (des « tapers » avec des arcs d'ellipse et des « tapers » avec arc de cercle).

Enfin, nous avons présenté une étude de faisabilité portant sur l'application originale d'une interconnexion par « report flip-chip » entre la zone active du modulateur et les lignes RF sur alumine. Lors de ces études nous avons d'une part mené des analyses électromagnétiques poussées qui ont permis de valider le principe mais d'autre part rencontré, en collaboration avec l'Institut FEMTO-ST à travers sa plateforme technologique RTB, des problèmes technologiques au niveau bumps, Des solutions ont été testées et proposées. Néanmoins, il est apparu au cours de cette étude, que ce concept peut être appliqué et peut apporter d'avancées significatives en termes d'intégration et de performances.

Les études présentées dans le **troisième chapitre** concernent l'optimisation de l'intégration du composant EML par report flip-chip sur un substrat d'accueil de silicium haute résistivité dans une bande de fréquence allant jusqu'à 100 GHz, ces travaux entrent dans le cadre du projet européen 100GET. Dans un premier temps, nous avons validé l'approche hybride (EM/circuit) que nous avons utilisée au cours de cette étude en comparant les résultats issus de la simulation du composant EML reporté par flip-chip sur un substrat AlN avec des mesures réalisées au sein d'Alcatel-Thales III-V Lab pour une bande de fréquence allant jusqu'à 65 GHz.

Puis, nous avons présenté les études effectuées pour optimiser le report flip-chip avec un substrat de silicium à haute résistivité afin d'améliorer et augmenter les performances électrique et électro-optique du module dans une bande de fréquence allant jusqu'à 100 GHz.

Nous avons exposé également des études paramétriques afin de voir l'influence des différents paramètres sur les réponses électrique et électro-optique de ce module.

Enfin, nous avons proposé un modèle simplifié en éléments localisés du report qui peut contribuer efficacement à l'optimisation de l'ensemble des dimensions de la structure complète dès la phase de conception.

A travers les études effectuées au cours des chapitre II et chapitre III, nous avons montré que l'analyse électromagnétique ainsi que l'approche hybride sont des outils qui peuvent s'avérer essentiels lors de phase de conception des dispositifs complexes et des composants optiques.

En perspectives, il serait tout d'abord intéressant de valider l'ensemble des structures que nous avons étudiées et optimisées lors de ce travail de thèse. Comme cela est déjà le cas, en électronique des hautes fréquences, ces nouvelles méthodologies de conception hybride peuvent aider le concepteur à aller vers une conception globale du module et non plus segmentaire. Il pourrait être intéressant de concevoir un composant intégré dans ces conditions pour mettre en évidence l'efficacité des outils et méthodes de CAO avancés.

Le dernier chapitre de ce manuscrit se concentre sur la caractérisation d'un amplificateur à semi-conducteur suivi d'un modulateur à électro-absorption fonctionnant en réflexion « RMEA-SOA » avec deux signaux différents, un signal NRZ et un signal WiMax-OFDM.

Dans une première partie, nous avons tout d'abord présenté le banc de mesure que nous avons entièrement développé pour permettre de caractériser le RMEA-SOA. Puis nous avons présenté les résultats de cette caractérisation avec un signal NRZ. La comparaison de ces résultats avec ceux obtenus par Alcatel-Thales III-V Lab qui nous a fourni ces dispositifs, a permis de valider le banc de mesures.

Puis, nous avons présenté les résultats de la caractérisation du composant RMEA-SOA avec la modulation RF-OFDM après avoir défini la modulation OFDM, ses avantages et ses inconvénients, quelques modulations numériques, et les paramètres EVM, SNR et TEB, permettant d'évaluer la qualité de la transmission du signal dans un système.

Les travaux développés lors de ce chapitre ont été effectués dans le cadre d'une collaboration étroite avec Alcatel-Thales III-V Lab.

La caractérisation du composant RMEA-SOA avec la modulation RF-OFDM a montré ses performances dans la configuration dos-à-dos (« back-to-back »).

En perspectives à ce travail, nous envisageons des études supplémentaires, en particulier l'amélioration du banc pour :

- *permettre de tester d'autres composants optoélectroniques ou électro-optiques dédiés à la convergence RF/optique.*
- *effectuer des études avec des longueurs de fibre jusqu'à 50 km pour se mettre dans le contexte du PON,*
- *utiliser d'autres normes de signaux RF telles que le LTE,*
- *l'étendre à des signaux RF autour de 60 gigahertz. En effet le nombre d'applications de plus en plus important et la pénurie du spectre en-dessous de 10 GHz poussent les chercheurs à étudier les réseaux sans fil avec encore plus de débits binaires et aux fréquences au-dessus de 10 gigahertz.*
- *permettre la modulation d'un signal optique NRZ par un signal RF-OFDM*
- *transmettre des signaux RF-OFDM sur un réseau WDM-PON.*

Bibliographie personnelle

Bibliographie personnelle

- * Congrès Nationale avec comité de lecture
- ** Congrès Internationale avec comité de lecture
- *** Revue avec comité de lecture

*** B. Ftaich-Frigui, D. Baillargeat, C. Kazmierski, F. Blache, A. Scavennec and C. Jany, « Flip-chip assembly design of an electro-absorption modulated laser based on EM/circuit co-modeling » International Journal of RF & Microwave Computer Aided Engineering (RFMiCAE), volume 20, Issue 6, pages 672-681, November 2010.

* B. Ftaich-Frigui, C. Aupetit-Berthelemot, M. Mouhamadou, C. Kazmierski « Utilisation d'un modulateur amplificateur miroir (RMEA-SOA) pour la convergence radio sur fibre dans le réseau d'accès », 29^{ème} Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG2010), Session Orale, Besançon, 20-22 Octobre 2010.

** B. Ftaich-Frigui, C. Aupetit-Berthelemot, A. Belhouji, M. Mouhamadou, C. Kazmierski « Use of a Reflective Electro-Absorption Modulator and Semiconductor Optical Amplifier for Converged Wireless over Fiber Access Networks », 36th European Conference and Exhibition on Optical Communication, ECOC2010, Session Orale, Torino Italy, 19-23 Septembre 2010.

** B. Ftaich-Frigui, D. Baillargeat, J. Hauden, N. Grossard, « Hybrid CAD modelling dedicated to the design of a QPSK modulator on LiNbO₃ », 2009 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2009), Session Orale TU4D - Microwave Photonics, Suntec City – Singapour, 7-10 Décembre 2009.

* J. Hauden, N. Grossard, A. Mottet, E. Leclerc, H. Porte, B. Ftaich-Frigui, D. Baillargeat « Modulation DQPSK 2 X 20GB/S avec un modulateur LiNbO₃ dual électrodes (LiNbO₃ –DMZ-DE) », 28^{èmes} Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG 2009), Session Affiche, Lille, 6-9 Juillet 2009.

* B. Ftaich-Frigui, D. Baillargeat, J. Hauden, N. Grossard, « Approche hybride dédiée à l'optimisation de la réponse RF d'un modulateur QPSK sur LiNbO₃ » 16^{èmes} Journées Nationales Microondes, Session Affiche, Grenoble, 27-29 Mai, 2009.

Aide à la conception et à la caractérisation expérimentale de composants optoélectroniques pour les interfaces RF-Optique à très haut débit. Optimisation du packaging associé par une approche hybride électromagnétique-circuit.

Résumé

Ces travaux de thèse ont porté:

En première partie sur des études électromagnétiques appliquées à un modulateur électro-optique puis un dispositif Laser Modulateur Intégré. Celles-ci apportent tout d'abord une aide à la conception d'un modulateur électro-optique «QPSK de type Mach Zehnder-coupe Z» avec son entourage. Puis elles concernent l'optimisation de l'intégration du composant EML (Electro-absorption Modulated Laser) par report flip-chip sur un substrat d'accueil, dans une bande de fréquence allant jusqu'à 100GHz, en utilisant l'approche hybride qui couple la simulation électromagnétique au circuit.

En seconde partie, sur la caractérisation d'un amplificateur à semi-conducteur suivi d'un modulateur à électro-absorption fonctionnant en réflexion «RMEA-SOA» utilisé dans le contexte du réseau d'accès. Des tests ont d'abord été effectués en utilisant des signaux OOK-NRZ puis dans un contexte de convergence RF/optique au travers de l'étude d'une transmission d'un signal WiMAX sur fibre.

Help to design and experimental characterization of optoelectronic devices for the RF-Optical interfaces at very high data rate. Optimization of packaging associated with a hybrid electromagnetic-circuit.

Abstract

This work is focused:

In first part on electromagnetic studies applied to an electro-optical modulator then to an Integrated Modulating Laser device. These simulations give an help to the design of an electro-optical modulator « QPSK of the type Mach Zehnder - cut Z» with its entourage. Then they concern, the optimization of the integration of device EML (Electro-absorption Modulated Laser) by reporting flip-chip mounted onto a reception substrate of frequency band going up to 100GHz, by using the hybrid approach (by coupling the electromagnetic simulation and circuit).

In second part, on the characterization of a semiconductor optical amplifier coupled with an electro-absorption modulator functioning in reflexion (RMEA-SOA) used in the context of access network. Tests were initially carried out by using signals OOK-NRZ then in a context of RF/optique convergence through the study of a transmission of a WiMAX signal on fibre.

Mots clés

Approche hybride, électro-optique, optoélectronique, modulateur quadri-driver, QPSK, Flip-chip, EML, Silicium à haute résistivité, RMEA-SOA, OFDM, WiMax.

Index Terms

Hybrid approach, electro-optical, optoelectronic, Quadri-Drive Modulator, QPSK, Flip-chip, EML, silicon substrate carrier, REAMSOA, OFDM, WiMax.