



HAL
open science

Etude de systèmes radio sur fibre pour des applications de réseaux domestiques en bande millimétrique

Ali Kabalan

► **To cite this version:**

Ali Kabalan. Etude de systèmes radio sur fibre pour des applications de réseaux domestiques en bande millimétrique. Electronique. Université Paris-Est, 2016. Français. NNT : 2016PESC1013 . tel-01482022

HAL Id: tel-01482022

<https://theses.hal.science/tel-01482022>

Submitted on 3 Mar 2017

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

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



Université Paris-Est

**ECOLE DOCTORALE MSTIC
MATHÉMATIQUES, SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE
L'INFORMATION ET DE LA COMMUNICATION**

Thèse de doctorat

Electronique, Optronique et Systèmes

Ali Kabalan

**Etude de systèmes radio sur fibre pour des applications
de réseaux domestiques en bande millimétrique**

Soutenue le 8 juillet 2016

Devant le jury composé de :

Rapporteurs

Hong wu Li Professeur des universités, Université de Nantes - IETR
Emmanuelle Bourdel Maître de conférences HDR, ENSEA - ETIS

Examineurs

Laurent Cirio Professeur des universités, UPEM - ESYCOM
Souhil Megherbi Professeur des universités, IUT de Cachan – IEF
Frédérique Deshours Maître de conférences, UPMC - L2E

Directrice de thèse

Catherine Algani Professeur des universités, Le Cnam - ESYCOM

Encadrants

Anne-Laure Billabert Maître de conférences HDR, Le Cnam - ESYCOM
Salim Faci Maître de conférences, Le Cnam - ESYCOM

Invité

Fabrice Blache Ingénieur, Alcatel-Thales III-V Lab

Sommaire

Remerciements	7
Glossaire des acronymes	9
Résumé	13
Introduction	15
Chapitre 1 Technologie Radio sur Fibre pour les applications sans fil.....	19
1.1. Principe de la modulation multi-porteuse	19
1.2. Normes de signaux ultra large bande	21
1.2.1. Bande centimétrique 3.1 – 10.6 GHz.....	22
1.2.2. Bande millimétrique 57 – 66 GHz	23
1.3. Principe de la technologie Radio sur Fibre	24
1.3.1. Avantages des systèmes RoF	26
1.3.2. Limitations des systèmes RoF	26
1.3.3. Applications des systèmes RoF	27
1.3.4. Modulation d'intensité optique-détection directe IM-DD	28
1.3.5. Génération photonique des signaux millimétriques.....	30
1.4. Modélisation par circuit équivalent.....	33
1.5. Diode laser.....	35
1.5.1. Caractéristique des diodes lasers	36
1.5.2. Circuit électrique équivalent	37
1.6. Modulateur Mach-Zehnder (MZM)	40
1.6.1. Principe de fonctionnement	40
1.6.2. Modèle électrique.....	42
1.7. Modulateur à électro absorption (MEA)	42
1.7.1. Principe de fonctionnement	43
1.7.2. Modèle électrique.....	44
1.8. Fibre optique	45
1.8.1. Caractéristiques de la fibre.....	45
1.8.2. Modèle électrique.....	46
1.9. Photodiode.....	48
1.9.1. Principe de fonctionnement	48
1.9.2. Modèle électrique.....	50
1.10. Conclusion	50
Chapitre 2 Caractérisation analogique des composants optoélectroniques et analyse dynamique de la liaison RoF	53
2.1. Caractéristiques des composants optoélectroniques modélisés pour les liaisons RoF.....	53

2.1.1.	Diode laser DFB	53
2.1.2.	Modulateur externe à électro-absorption	63
2.1.3.	Modulateur Mach-Zehnder	66
2.1.4.	Fibre optique	68
2.1.5.	Photodiode	68
2.1.6.	Module TOSA-ROSA.....	69
2.2.	Etude en régime petit signal de la liaison RoF.....	72
2.2.1.	Description des circuits équivalents.....	72
2.2.2.	Gain des liaisons RoF	74
2.2.3.	Puissance de bruit de la liaison RoF	78
2.2.3.2.	<i>Bruit du laser</i>	79
2.2.4.	Facteur de bruit	84
2.3.	Etude de la liaison RoF en régime grand signal.....	89
2.3.1.	Point de compression de gain à 1 dB	89
2.3.2.	Point d'interception d'ordre 3 et SFDR (Spurious-Free Dynamic Range). 91	
2.3.3.	Discussion du SFDR en fonction du gain	95
2.4.	Comparaison entre l'approche de simulation électrique sur ADS avec la simulation basée sur des logiciels commerciaux.....	97
2.5.	Conclusion.....	100
Chapitre 3	Transmission de signaux complexes sur les liaisons RoF.....	103
3.1.	Critères de performance	103
3.2.	Etude en bande centimétrique	107
3.2.1.	Liaison Back-to-Back pour un fonctionnement optimal.....	107
3.2.2.	Liaison back-to-back et l'effet de la puissance du signal OFDM.....	109
3.2.3.	Banc de mesure et configuration de simulation	111
3.2.4.	Mesures et simulations de la qualité de la liaison RoF en modulation directe 112	
3.2.5.	Mesures et simulations de l'EVM de la liaison RoF avec l'EML	120
3.2.6.	Résumé des analyses entre les deux configurations RoF.....	124
3.3.	Etude en bande millimétrique	125
3.3.1.	Implémentation de la liaison directe et caractérisation du signal OFDM. 127	
3.3.2.	Liaison RoF à modulation externe avec EML	130
3.3.3.	Liaison RoF à modulation externe avec MZM	132
3.3.4.	Liaison RoF à modulation directe (TOSA - ROSA).....	136
3.3.5.	Liaison RoF à modulation directe (TOSA - PD New Focus)	138
3.4.	Intégration de la liaison sans fil à 60 GHz	139
3.5.	Conclusion.....	142

Conclusion et perspectives	145
Annexes	149
Publications	153
Références	155

Remerciements

Ce mémoire est l'aboutissement des travaux de recherche effectués au sein de l'équipe Systèmes RF, mm et optiques au laboratoire ESYCOM. Je tiens à remercier tous ceux qui m'ont accompagné durant ces années inoubliables.

Tout d'abord, je tiens à remercier chaleureusement Mme Catherine Algani, ma directrice de thèse, de m'avoir accueilli au sein de son laboratoire d'une part et d'autre part pour ses conseils, ses remarques et ses lectures enrichissantes de ce manuscrit de thèse.

Je remercie tout particulièrement mes encadrants de thèse Mme. Anne-Laure Billabert et Mr Salim Faci pour leur soutien tout au long de ces années, leurs disponibilités, leurs précieux conseils et remarques, leurs amitiés et leurs bonnes humeurs.

Je tiens à remercier Mme. Emmanuelle Bourdel de l'ENSEA de l'université de Cergy-Pontoise et Mr Hong Wu Li de l'université de Nantes d'avoir accepté de rapporter sur mes travaux et de leurs remarques pour l'amélioration de la qualité du manuscrit. Je remercie également tous les autres membres de jury de leur participation et pour nos différents et intéressants échanges.

Un grand merci à Mme Frédérique Deshours pour sa collaboration et pour les multitudes compagnes de mesure réalisées dans son laboratoire et aussi d'avoir accepté de faire partie du jury de thèse. De la même façon, je remercie Mr Jean-Luc Polleux d'avoir mis à ma disposition le banc de caractérisation photonique-microondes situé à l'Esiee-Paris.

Des remerciements très particuliers vont à Mr Wosen Kassa et Mr Carlos Viana pour les discussions utiles et diverses ainsi que les longues journées passées ensemble aux caractérisations des composants et systèmes RoF.

Je remercie beaucoup mes amis du CNAM, de la très belle ambiance régnée au bureau et en dehors, pour les beaux échanges autour de la table lors de nos quotidiennes discussions. Merci à Wosen, Marwa, Yannick, Juwendo, Rémi, Sonja, Krishna, Salma, Hanen, Rostom et Yahia. Mes remerciements vont aussi à tous les doctorants et personnels du Cnam et d'Esycom pour leur sympathie.

Je n'oublie pas Rozenn et Alain Prat, France et Nicolas Morane, les deux familles françaises les plus agréables que je n'ai jamais rencontrées. Merci de votre confiance, votre gentillesse et votre amitié.

Je remercie chaleureusement mes agréables amis Syriens en France de leur encouragement permanent et présence dans les moments difficiles. Merci à Aladdin, Elias, Hazem (Abou Remi), Mohamad Aljasem (Jassoum), Muaweah (Abou Abdo), Osama, Ali Alhamwi, Ahmad Hamadi, Abdulhafiz, Mussab (Mr difficile), Maram, Abdulsamee, Fares, Abdulmouine. Merci à mes amis et collègues qui sont en Syrie et à tous les autres amis que j'ai croisé là ou ailleurs sur le chemin de l'amitié et de la fraternité.

Toute ma gratitude et mes remerciements sont pour ceux qui ont toujours été présents malgré la distance, ceux qui m'ont fait confiance et grâce à eux j'ai gardé confiance en moi, ceux qui me donnaient l'espoir, l'encouragement et l'enthousiasme. Je remercie du fond du cœur mes bien aimés parents maman et papa, ma chère sœur Kinda, mon cher frère Aladdin, ma chère femme Ola et tous mes chers proches en Syrie.

Glossaire des acronymes

ACPR	Adjacent Channel Power Ratio
ADS	Advanced Design System
APD	Avalanche PhotoDiode
ASE	Analyseur de Spectre Electrique
AWG	Arbitrary Wave Generator
B2B	Liaison back-to-back
BBoF	BaseBand over Fiber
BC	Bande de Conduction
BER	Bit Error Rate
BS	Base Station
BV	Bande de Valence
CCCS	Current Controlled Current Source
Comsis	COMmunication Systems Interactive Software
CP	Cyclic Prefix
CS	Central Station
CW	Continuous Wave
DCF	Dispersion Compensating Fibers
DF	Data Flow controller
DFB	Distributed Feedback Laser
DSB	Double SideBand
DSO	Digital Storage Oscilloscope
EML	Electroabsorption Modulated Laser
ER	Extinction Ratio
EVM	Error Vector Magnitude
E/O	électro-optique
FBMC	Filter Bank Multi-Carrier
FCC	Federal Communications Commission
FDM	Frequency Division Multiplexing
FFT	Fast Fourier Transform

FTTH	Fiber To The Home
FWM	Four-Wave Mixing
GCPW	Grounded Coplanar Waveguide
HAN	Home Area Network
HB	Harmonic Balance
IF	Intermediate Frequency
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IFoF	Intermediate Frequency over Fiber
IM-DD	Intensity Modulation – Direct Detection
IP3	Produit d'intermodulation d'ordre 3
ISI	Inter Symbols Interference
Laser	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation
LNA	Low Noise Amplifier
LOS	Line Of Sight
MB-OFDM	Multi-bands Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
MEA	Modulateur à électro absorption
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MMF	Multi-Mode Fiber
MZM	Modulateur Mach-Zehnder
NEP	Noise Equivalent Power
NF	Noise Figure
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OPLL	Optical Phase-Locked Loop
ORIGIN	Optical-Radio Interface for Gigabit Indoor Networks
O/E	optoélectrique
P_{1dB}	Point de compression de gain à 1dB
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PD	PhotoDiode
PSD	Power Spectrum Density
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RIN	Relative Intensity Noise

RFoF	Radio Frequency over Fiber
RoF	Radio over Fiber
ROSA	Receiver Optical Sub-Assembly
SBS	Stimulated Brillouin Scattering
SFDR	Spurious-Free Dynamic Range
SMF	Single Mode Fiber
SNR	Signal to Noise Ratio
SOA	Semiconductor Optical Amplifier
SOA-MZI	Semiconductor Optical Amplifier - Mach-Zehnder Interferometer
SRS	Stimulated Raman Scattering
SSB	Single SideBand
TIA	TransImpedance Amplifier
TFC	Time-Frequency Codes
TOSA	Transmitter Optical Sub-Assembly
ULB	Ultra-Large Bande
UTC	Uni-Travelling Carrier
VCSEL	Vertical Cavity Surface Emitted Laser
VSA	Vector Signal Analysis
WDM	Wavelength Division Multiplexing
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WPANs	wireless personal area networks

Résumé

La demande continuelle de débits élevés durant ces dernières décennies, soutenue par le déploiement des réseaux optiques offrant un débit de plusieurs Gbit/s a conduit naturellement vers l'intérêt de développement des applications à 60 GHz dans les réseaux locaux. Des normes telles que l'IEEE 802.15.3c et IEEE 802.11ad pour la transmission sans fil en bande millimétrique ont été proposées. A de telles fréquences, les pertes en espace libre sont très élevées et les ondes radios ne traversent pas les murs. Les liaisons radio sur fibre (RoF), utilisées comme déport optique d'une pièce vers une autre, permettent ainsi la distribution des signaux très haut débit dans toute la maison ou dans l'ensemble du bâtiment, en palliant le défaut de faible distance de propagation en espace libre. L'accès, par la modélisation des circuits électriques équivalents de chacun des composants du système considéré, à la simulation de ces systèmes RoF permet leur optimisation en termes de qualité de transmission. Ainsi, les caractéristiques optiques et électriques des composants constituant les systèmes RoF sont étudiées et analysées conjointement ce qui offre la possibilité de la conception de circuits intégrés photonique-RF.

Cette thèse concerne l'étude et simulation des liaisons RoF à l'aide de circuits électriques équivalents de composants photoniques. Cette étude est destinée aux applications sans fil à 60 GHz de grande bande passante permettant un très haut débit de transmission. La technique de modulation d'intensité directe ou externe et détection directe est privilégiée à une fréquence intermédiaire afin d'assurer la simplicité et le bas coût du système. Le signal radio est ensuite transposé sur une porteuse dans la bande 60 GHz. Dans un premier temps, pour valider les modèles développés, les caractéristiques mesurées des composants optoélectroniques sont comparées aux résultats de simulation. Ensuite, l'étude de caractérisation est menée à l'échelle système par analyse des paramètres analogiques comme le gain, le bruit et non-linéarité. La dynamique de différentes liaisons RoF peut ainsi être déterminée.

La transmission des signaux numériques complexes de type OFDM est finalement réalisée par une méthode de co-simulation numérique/analogique. La qualité de transmission est étudiée par évaluation de l'amplitude du vecteur d'erreur (EVM) des constellations des signaux numériques. L'étude est effectuée et validée dans un premier temps conformément à la norme ECMA-368 dédiée à la bande centimétrique et ensuite étendue à la bande millimétrique conformément à la norme IEEE 802.15.3c. Pour finir, l'effet du canal en espace libre à 60 GHz est considéré afin d'analyser la transmission de bout en bout de la chaîne.

Introduction

La demande croissante pour des débits plus élevés dans les liaisons de communication n'a cessé d'augmenter au cours de ces dernières décennies. La technologie sans fil (Wireless) a été mise au point pour remplacer les câbles installés dans les réseaux personnels (WPANs, wireless personal area networks). L'une des interfaces la plus réussie est la norme IEEE 802.11, également connue sous le nom Wi-Fi (Wireless Fidelity). Les normes Ultra-Large Bande (ULB), occupant la bande fréquentielle dite centimétrique allant de 3,1 à 10,6 GHz, ont été proposées afin d'offrir le haut débit aux applications WPANs. L'objectif de l'ULB est basé sur l'idée de transmettre les données sur une très grande largeur de bande passante d'au moins 500 MHz avec une faible densité spectrale de puissance. La technologie Wi-Fi exploite les bandes 2,4 ou 5 GHz sans licence. Comme ces fréquences connaissent un énorme succès, elles ont tendance à devenir très saturées. En plus, il n'y a pas un accord mondial sur les bandes sans licence commune dans cette bande centimétrique.

Pour surmonter ces obstacles et augmenter la vitesse de connexion, les industriels se dirigent vers la bande d'onde millimétrique sans licence de 57 à 66 GHz. Cette bande est largement disponible à l'échelle mondiale mais elle n'est pas encore massivement utilisée. Elle offre des canaux de largeur de bande de 2,16 GHz avec des débits de transmission très élevés allant jusqu'à plusieurs Gb/s. Ainsi, des applications à très haut débit sont envisageables comme par exemple la transmission de la vidéo non-compressée nécessitant un débit de données d'au moins 3 Gbit/s. Cependant, il y a quelques inconvénients majeurs qui sont associés à la bande autour de 60 GHz liés aux grandes pertes en espace libre et l'opacité des murs à ces fréquences [1]. Plusieurs points d'accès sont nécessaires pour connecter un utilisateur au réseau afin de garantir une couverture radio.

Une solution prometteuse pour le déploiement des ondes millimétriques entre les multiples points d'accès est offerte par la technologie radio sur fibre (RoF, Radio over Fiber). Cette technologie exploite les avantages de l'optique pour la transmission de signaux radio par le biais d'une liaison optique [2]. Dans une liaison RoF, le signal radio est transposé sur l'amplitude ou la phase d'une porteuse optique par des transducteurs électro-optique (E/O) et ensuite récupéré à l'extrémité de la liaison par des transducteurs optoélectrique (O/E) correspondants. Cette combinaison entre ces deux domaines permet l'extension de la couverture radio et offre des débits de plus en plus élevés par l'association des performances de la fibre optique (faibles pertes, très grande largeur de bande passante et immunité aux interférences électromagnétiques) avec le principal avantage d'un système sans fil qui est la mobilité. Bien qu'un système RoF offre de multiples avantages, des distorsions sur le signal RF transmis sur cette liaison optique peuvent exister et affecter la qualité de la transmission. Ces distorsions sont liées à plusieurs facteurs : le bruit d'intensité relatif et bruit de phase du laser, le bruit de grenaille de la photodiode, le bruit thermique des étages électroniques, la dispersion de la fibre optique, les non-linéarités des différents composants optoélectroniques et le gain négatif de la liaison RoF. Ces facteurs limitant doivent être considérés dans l'étude et l'analyse de la transmission des signaux radio sur des liaisons RoF.

Le dimensionnement d'un système RoF est réalisé pour respecter un cahier des charges spécifique. Dans le cas d'une transmission d'un signal complexe, un rapport signal à bruit minimum doit être garanti afin de ne pas dégrader la qualité des données transmises. Le bilan

de liaison, le point de compression et la linéarité au travers du SFDR (Spurious Free-Dynamic Range) peuvent être déterminés par des calculs théoriques afin de quantifier la transmission dans le cas d'une modulation d'intensité ou de phase. Il existe aussi une variété de logiciels commerciaux, dédiés initialement aux applications de télécommunication numérique, qui offrent des outils optoélectroniques pour analyser une liaison RoF.

Cependant, une liaison RoF n'est pas uniquement limitée aux transducteurs E/O-O/E et fibre optique mais englobe les circuits électroniques de commande/réception et des étages de conversion de fréquence. Pour les architectures les plus complexes intégrant la technique de l'hétérodynage optique ou exploitant le peigne de fréquence pour la génération du signal radio, l'information sur les phases électrique et optique sont nécessaires afin d'évaluer de telles liaisons. Les solutions analytiques et celles offertes par les logiciels commerciaux ne permettent pas d'étudier efficacement les différentes topologies des architectures RoF. Pour pallier ce manque, nous développons des modèles de composants optoélectroniques et optiques à l'aide de circuits électriques équivalents qui sont intégrés dans un logiciel de conception/simulation de circuits hyperfréquences. Ainsi, le logiciel ADS (Advanced Design System) [3] offre une large variété d'outils permettant de répondre à une telle problématique. Des modèles équivalents de sources lasers, de fibre optique et photodiode ont été développés dans des précédents travaux [4] - [5] et que nous avons enrichi dans ce travail par d'autres modèles. L'objectif de cette approche de modélisation est de pouvoir simuler/dimensionner un système RoF pour les applications sans fil à 60 GHz et d'envisager une conception conjointe de circuits hyperfréquences intégrés aux composants photoniques pour les applications ultra-rapides.

Plusieurs travaux de recherche ont porté sur l'étude expérimentale de la transmission de signaux ULB dans la bande 60 GHz. L'exemple d'un récent projet national ORIGIN (Optical-Radio Interface for Gigabit Indoor Networks) a permis de réaliser un démonstrateur transmettant de la vidéo non compressée avec des modules TOSA/ROSA (Transmitter/Receiver Optical Sub-Assembly) bas coûts [6]. Ces liaisons RoF permettent ainsi d'étendre le réseau de transmission FTTH (Fiber To The Home) afin de couvrir l'ensemble d'un bâtiment ou d'une maison. En revanche, peu de travaux de recherche ont été entrepris en termes de modélisation ou simulation en bande millimétrique. Par conséquent, l'étude réalisée dans cette thèse porte sur cet aspect de modélisation et d'analyse des liaisons RoF à 60 GHz dédiées aux applications sans fil nécessitant une grande bande passante et offrant du très haut débit de transmission.

Les liaisons RoF étudiées sont à modulation d'intensité optique et détection directe (IM-DD), soit à modulation directe de diodes lasers ou à modulation externe, par l'intermédiaire d'un modulateur Mach-Zehnder (MZM) ou un modulateur à électro-absorption (MEA). Le signal radio à transmettre est centré sur une fréquence intermédiaire (IF) et ensuite transposé après photodétection sur une porteuse millimétrique pour l'émission dans la bande désirée. Pour la liaison montante, le signal millimétrique est transposé à la fréquence intermédiaire avant modulation de la diode laser ou du modulateur. L'implémentation des liaisons IM-DD à fréquence intermédiaire est beaucoup plus simple par rapport à d'autres techniques transmettant directement le signal RF mais conservant des performances similaires.

Ce manuscrit est divisé en trois chapitres :

Le Chapitre 1 sera consacré dans un premier temps à la description du signal OFDM défini dans les normes propres aux bandes ULB centimétriques et millimétriques. Ensuite, les différentes architectures de la technologie RoF de type IM-DD seront brièvement décrites en considérant aussi des systèmes qui permettent également la génération des signaux

millimétriques. La fin de ce chapitre sera consacrée aux caractéristiques des composants optoélectroniques et une description de leurs différents modèles électriques équivalents.

Le Chapitre 2 portera sur la modélisation des composants photoniques et l'analyse des systèmes RoF. La simulation et caractérisation des différents composants constituant ces liaisons seront présentées. Une attention particulière sera apportée au modèle électrique du laser DFB (Distributed Feedback Laser) en explicitant la méthode d'extraction des paramètres physiques du laser développé qui est basée sur la connaissance des paramètres systèmes extraits à partir des caractéristiques statiques et dynamiques mesurées et de paramètres intrinsèques à la structure du laser.

La caractérisation analogique en régimes petit-signal et large-signal à l'échelle système sera ensuite détaillée pour trois types de liaison RoF IM-DD à modulation directe et externe. Le gain intrinsèque, le facteur de bruit (NF, Noise Figure), le point de compression de gain à 1dB (P_{1dB}), le produit d'intermodulation d'ordre 3 (IP3) et la dynamique de la liaison SFDR seront définis et évalués par simulation. Ces analyses fournissent des informations essentielles sur les performances de chacune des liaisons concernées. Nous comparerons à la fin du chapitre notre approche de modélisation électrique avec des solutions basées sur des logiciels optiques tels que VPIphotonics.

Le Chapitre 3 concernera l'étude de la qualité de transmission des signaux numériques complexes de type OFDM sur les différentes liaisons RoF. La qualité du signal reçu évaluée en termes d'EVM (Error Vector Magnitude) sera déterminée par des mesures et des simulations pour différents points de fonctionnement. L'étude sera effectuée dans un premier temps en bande centimétrique pour une liaison dite directe (liaison back-to-back) afin d'isoler les effets des étages électroniques du banc expérimental. Puis, l'analyse sera poursuivie pour les EVMs mesurés et simulés de la transmission de signaux OFDM multi-bandes (MB-OFDM) selon la norme ECMA-368 avec deux liaisons à modulation directe et externe.

Ensuite, l'étude sera étendue à la transmission des signaux OFDM selon la norme IEEE 802.15.3c dédiée aux applications en bande millimétrique. L'analyse de performances sera réalisée pour trois liaisons RoF : liaison à modulation directe avec des modules bas coûts TOSA/ROSA de Finisar, liaisons à modulation externe avec le MZM et le MEA. Trois formats de modulation QPSK, 16 QAM et 64 QAM correspondant à des débits de transmission variant de 3 à 9 Gb/s seront exploités. La fin de ce chapitre sera consacrée à l'implémentation de la liaison sans fil à 60 GHz entre l'étage de photodétection en sortie de la liaison RoF et l'étage de réception de l'utilisateur afin d'analyser la transmission de bout en bout.

Une conclusion générale clôturera ce document et quelques perspectives à ces travaux seront ensuite données.

Chapitre 1

Technologie Radio sur Fibre pour les applications sans fil

La croissance accélérée de la demande de services sans fil à haut débit par les utilisateurs et la limitation de la bande centimétrique en termes de bande passante et de bandes non-licenciées, a conduit naturellement au passage à la bande millimétrique centrée autour de 60 GHz, offrant une très large bande passante à très haut débit. En outre, la miniaturisation des antennes aux fréquences millimétriques ouvre la porte aux développements des circuits permettant l'intégration des antennes dans les récepteurs radio. Cependant, la couverture radio pour de telles fréquences est très limitée d'où le besoin d'intégrer des liaisons optiques analogiques permettant d'étendre le réseau sans fil avec fiabilité et efficacité.

Nous présenterons, tout d'abord, le principe du signal multi-porteuse OFDM et les deux bandes centimétriques et millimétriques dédiées à la transmission sans fil large bande. Nous présenterons ensuite la technologie radio sur fibre tout en spécifiant ses avantages et limitations. L'état de l'art des différentes techniques de génération de signaux millimétriques réalisées par le biais de systèmes RoF sera ensuite décrit. Finalement, l'aspect modélisation et les modèles électriques équivalents des différents composants, utilisés ou développés dans ce travail, sont décrits.

1.1. Principe de la modulation multi-porteuse

Avec l'augmentation des débits, les formats de modulation classiques (NRZ, RZ, SC, ...) ont atteint leurs limites. Par conséquent, il a été nécessaire de trouver un format de modulation complexe pour communiquer efficacement à haut débit. Afin d'être robuste aux multiples trajets des liaisons sans fil causés par les réflexions des ondes sur les murs et objets, des solutions basées sur le multiplexage par répartition orthogonale de fréquence telle que l'OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) et le FBMC (Filter Bank Multi-Carrier) sont proposées.

L'OFDM est largement utilisé dans les systèmes de communication à ultra large bande (ULB) sans fil parce qu'il présente une solution efficace contre les interférences intersymboles (ISI, Inter Symbols Interference) causée par un canal dispersif. Dans la plupart des implémentations OFDM, tout ISI résiduel est éliminé en utilisant une forme d'intervalle de garde appelé un préfixe cyclique. Un second avantage majeur de l'OFDM est le transfert de la complexité des émetteurs et des récepteurs de l'analogique vers le domaine numérique. Il est à noter que la technique OFDM a également été mise en œuvre dans le domaine de l'optique en utilisant des fréquences optiques et le traitement optique [7].

En OFDM, les données numériques sont transmises à un taux élevé en les répartissant sur un grand nombre de sous-porteuses, chacune d'entre elles étant modulée à des débits faibles. L'OFDM est un cas particulier de la FDM (Frequency Division Multiplexing) où l'espacement

spectral entre sous-porteuses adjacentes est minimisé. Les fréquences des sous-porteuses sont choisies de telle sorte que les signaux sont mathématiquement orthogonaux sur une période de symbole OFDM. Ainsi, même si les sous-porteuses se recouvrent dans le domaine fréquentiel, ils peuvent toujours être séparés à la réception.

La Figure 1-1 montre les spectres pour un signal FDM/WDM et un signal OFDM. En FDM/WDM, il y a des bandes de garde de fréquences entre les sous-porteuses. En revanche, en OFDM, les spectres de sous-porteuses individuelles se chevauchent. Toutefois, en raison de la propriété d'orthogonalité, les sous-porteuses peuvent être démodulées sans interférence. En émission, la modulation et le multiplexage sont réalisés numériquement en utilisant une transformée de Fourier inverse rapide (IFFT) et, par conséquent, les signaux orthogonaux nécessaires peuvent être générés avec précision. En réception, la démodulation et le démultiplexage sont réalisés par une transformée de Fourier rapide (FFT). Il est clair que la technique OFDM garantit l'efficacité de la bande passante.

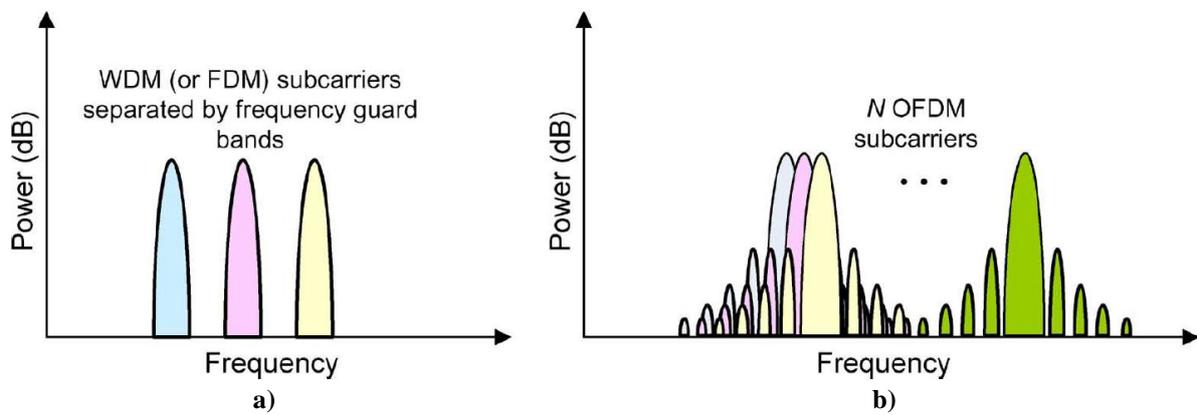


Figure 1-1 : Spectre d'un signal de type : a) FDM et b) OFDM [8].

Lorsque plusieurs sous-porteuses se combinent d'une manière constructive dans un système OFDM, des pics apparaissent sur le signal dans le domaine temporel comme illustré sur la Figure 1-2. Ces pics peuvent induire des non-linéarités dues aux phénomènes d'écrêtage ou de saturation du signal transmis à travers un système donné limitant ainsi sa dynamique. Si la différence entre la puissance du pic et la puissance moyenne est supérieure à 3 dB, on utilise le PAPR (Peak to Average Power Ratio), qui représente le rapport entre ces deux niveaux de puissance pour décrire cette différence de valeur.

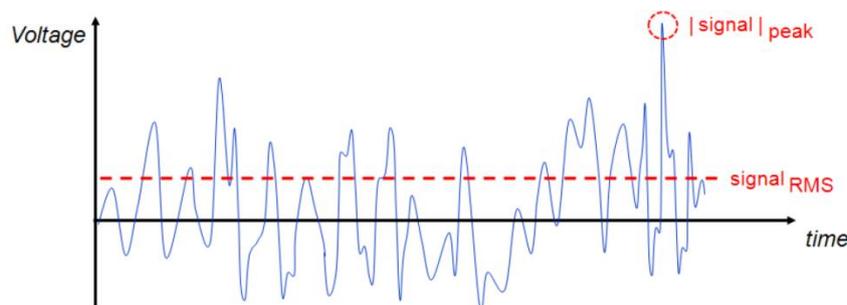


Figure 1-2 : Trame temporelle d'un signal OFDM [6].

Le PAPR représente un facteur très important dans tous les systèmes de télécommunication dans lesquels les composants et circuits atteindront la saturation plus vite qu'avec un signal mono-porteuse. Le PAPR dépend du nombre de sous-porteuses et augmente avec l'augmentation du nombre de sous-porteuses mais est indépendant du format de modulation.

Le schéma bloc de la transmission et réception du signal OFDM est donné sur la Figure 1-3 :

- En transmission, la séquence de bits de données est modulée par un modulateur QAM/PSK et forme une constellation complexe. Chaque symbole de cette constellation est ensuite porté par une sous-porteuse du signal OFDM formé par le bloc IFFT.
- Le préfixe cyclique (CP) est rajouté au signal OFDM après la conversion parallèle vers série de ce signal.
- Une transposition en fréquence est réalisée avant l'émission.
- En réception, une transposition de fréquence vers la bande de base est effectuée.
- L'opération inverse à celle de la transmission est ensuite employée afin de démoduler le signal OFDM et extraire la séquence de données transmises.

Le signal OFDM transmis peut être donné par :

$$S_{RF} = Re \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} S_n(t - nT_{sys}) e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (1-1)$$

où :

- N est le nombre de symboles OFDM.
- $S_n(t)$ est le signal complexe en bande de base pour le $n^{\text{ième}}$ symbole.
- T_{sys} est la longueur du symbole.
- f_c est la fréquence porteuse (fréquence centrale).

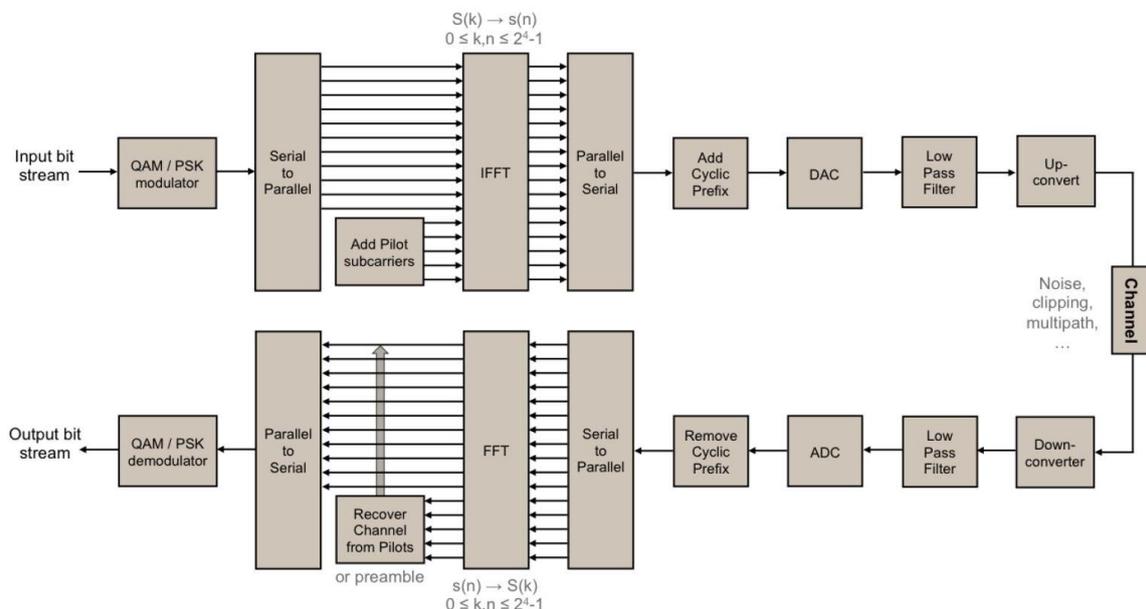


Figure 1-3 : Diagramme bloc d'un système de transmission-réception OFDM.

1.2. Normes de signaux ultra large bande

Les systèmes ultra large bande ULB ou UWB (Ultra Wide Bande) et leurs exigences sont définis par la Commission Fédérale des Communications (FCC) [9]. Un signal est considéré

ULB si sa bande passante à -10 dB est plus large que 500 MHz ou si sa bande passante fractionnaire est au moins égale à 0,2. Cette bande passante fractionnaire est donnée par :

$$B_f = \frac{\text{Bande passante}(10\text{dB})}{\text{fréquence centrale}} = \frac{2(f_H - f_L)}{(f_H + f_L)} \quad (1-2)$$

où f_H et f_L sont les fréquences haute et basse à -10dB de la densité spectrale de puissance PSD (Power Spectrum Density). Les caractéristiques des deux bandes centimétrique et millimétrique dédiés à la transmission sans fil large bande sont présentées dans la suite de cette section.

1.2.1. Bande centimétrique 3.1 – 10.6 GHz

Le spectre ULB dans la bande [3.1 à 10.6] GHz est décrit sur la Figure 1-4. Il est divisé en 14 sous-bandes de 525 MHz chacune. Les 12 premières sous-bandes sont regroupées en 4 groupes composées de 3 sous-bandes. Les deux dernières sous-bandes sont regroupées dans un cinquième groupe de bandes. Un sixième groupe est également défini dans le spectre des quatre premières bandes représentant la seule bande permise disponible dans le monde entier parce que le masque du spectre n'est pas harmonisé [10].

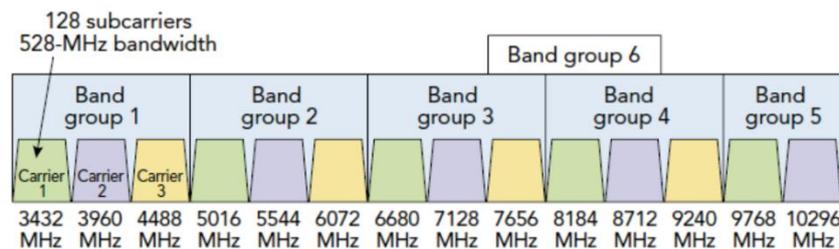
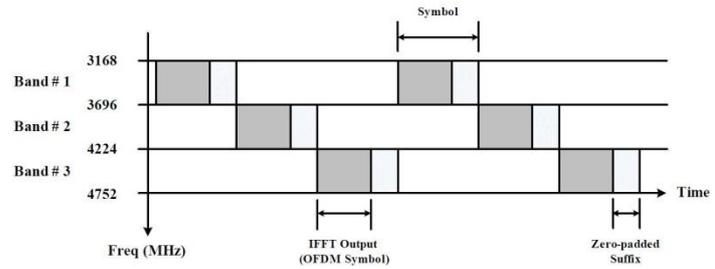


Figure 1-4 : Spectre ULB de la bande centimétrique entre 3.1 et 10.6 GHz.

Une des normes occupant la bande d'onde centimétrique est le ECMA-368 [11]. Cette norme supporte la transmission OFDM multi-bandes (MB-OFDM) qui consiste à transmettre les symboles OFDM successivement sur plusieurs bandes RF afin de réduire l'ISI et exploiter la diversité spectrale. Cette norme permet un débit de transmission de donnée maximum de 480 Mbit/s.

La transmission multi-bandes se détermine selon un code temps-fréquence TFC (Time-Frequency Codes) spécifique pour chaque groupe. Les TFCs du groupe 1 sont donnés sur le tableau de la Figure 1-5(a), le saut de fréquence entre sous-bandes se précise selon une séquence "Band ID" correspondant au TFC choisi. La Figure 1-5(b) donne un exemple d'une transmission RF multi-bandes en utilisant les premières sous-bandes fréquentielles selon le code TFC1. Le premier symbole est transmis en bande centrée à 3.432 GHz, le second symbole est transmis en bande centrée à 3.960 GHz, le troisième symbole est transmis en bande centrée à 4.488 GHz, le quatrième est transmis en bande centrée à 3.432 et ainsi de suite. Il est indiqué sur cette figure que le symbole est créé en ajoutant un suffixe nul (ZPS : Zero-padded Suffix) à la sortie de l'étage IFFT (après le symbole OFDM). Le suffixe nul possède un double intérêt : il fournit un mécanisme pour réduire les effets de trajets multiples et fournit aussi une fenêtre temporelle (un intervalle de garde) permettant un temps suffisant pour l'émetteur et le récepteur de commuter entre les différentes fréquences centrales.

TFC number	Band ID					
1	1	2	3	1	2	3
2	1	3	2	1	3	2
3	1	1	2	2	3	3
4	1	1	3	3	2	2
5	1	1	1	1	1	1
6	2	2	2	2	2	2
7	3	3	3	3	3	3
8	1	2	1	2	1	2
9	1	3	1	3	1	3
10	2	3	2	3	2	3



a) Codes TFC et les séquences Band-ID correspondant et b) exemple d'une transmission multi-bande réalisée selon TFC1 [11].

Les différents paramètres de synchronisation associés à la couche physique selon le standard ECMA-368 sont donnés dans le Tableau 1-1 :

Tableau 1-1 : Paramètres de configuration de la norme ECMA-368.

Paramètres	Description	Valeur
f_s	Fréquence d'échantillonnage	528 MHz
N_{FFT}	Nombre total de sous-porteuses (FFT size)	128
N_D	Nombre de sous-porteuses de données	100
N_P	Nombre de sous-porteuses pilotes	12
N_G	Nombre de sous-porteuses de garde	10
N_T	Nombre total de sous-porteuses utilisées	122
D_f	Espacement fréquentiel entre sous-porteuses	4,125 MHz
T_{FFT}	Durée de l'IFFT ou FFT	242,42 ns
N_{ZPS}	Nombre d'échantillons en suffixe de Zero-padding	37
T_{ZPS}	Durée de suffixe de Zero-padding	70,08 ns
T_{SYM}	Intervalle entre symbole	312,5 ns
F_{SYM}	Débit de symboles	3,2 MHz
N_{SYM}	Nombre total d'échantillons par symbole	165

Dans notre étude, nous réaliserons les différentes analyses avec la norme ECMA-368 avant de l'étendre pour la bande millimétrique. La bande de travail choisie est la première bande située entre les fréquences 3.168 et 4.752 GHz, la transmission multi-bandes se fait pour les trois premières sous-bandes centrées à 3.432, 3.96 et 4.488 GHz, respectivement. Des formats de modulation QPSK et 16 QAM seront utilisés.

1.2.2. Bande millimétrique 57 – 66 GHz

Les systèmes à ondes millimétriques offrent plusieurs avantages par rapport aux systèmes de communication existants grâce à une large bande sans licence. De plus, comme la largeur de bande est supérieure à celle de la bande centimétrique, la bande millimétrique est plus attrayante car elle est largement disponible dans le monde et n'est pas encore massivement

utilisée. Son spectre, représenté sur la Figure 1-6, a été divisé en 4 canaux de largeur de 2,16 GHz contre 528 MHz pour le signal ULB en bande centimétrique.

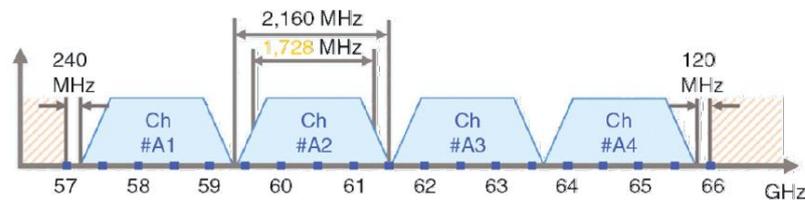


Figure 1-6 : Spectre ULB pour la bande millimétrique entre 57 et 66 GHz.

Les paramètres des trois principales normes occupant la bande millimétrique sont donnés dans le Tableau 1-2.

Tableau 1-2 : Paramètre de configuration des standards de la bande millimétrique.

Paramètres	IEEE 802.15.3c HSI mode	ECMA-387 Type A	IEEE 802.11ad OFDM PHY
Largeur de bande occupée	1.815 GHz	~1.904 GHz	1.815 GHz
Taux d'échantillonnage	2.640 GSa/s	2.592 GSa/s	2.640 GSa/s
Nombre de sous-porteuses	512	512	512
Durée de la FFT/IFFT	193.9 ns	197.53 ns	193.9 ns
Durée de préfixe cyclique	24.24 ns	24.70 ns	48.5 ns
Longueur de préfixe cyclique	64	64	128
Durée du symbole OFDM	218.18 ns	222.23 ns	242.4 ns
Nombre de sous-porteuses de données	336	360	336
Nombre de sous-porteuses pilotes	16	16	16
Nombre de sous-porteuses DC	3	3	3
Nombre de sous-porteuses nulles	141	133	0
Nombre de sous-porteuses inutilisées	16	0	157
Type de modulation	QPSK, 16-QAM, 64-QAM	QPSK, 16-QAM	SQPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM

1.3. Principe de la technologie Radio sur Fibre

Pour étendre la couverture géographique des signaux radio fréquences et afin de répondre à l'augmentation en permanence de la demande de fort débit et de bande passante élevée, la solution proposée a été de réaliser des systèmes hybrides combinant les technologies de fibres optiques et radio communément "système radio sur fibre" (RoF) [2], [12]. Par définition, la RoF est consacrée à la transmission optique de signaux analogiques micro-ondes. Par conséquent, la liaison RoF exploite l'efficacité des fibres optiques pour la distribution des signaux radio vers plusieurs points d'accès sans fil qui offrent l'avantage de la mobilité. En effet, au lieu de distribuer des signaux numériques tels que l'Ethernet (IEEE 802.11ad) ou HDMI (WirelessHD) pour communiquer entre chaque point d'accès, ce qui nécessite des processus de traitement du signal tel que des conversions de signaux analogique/numérique et numérique/analogique, les systèmes RoF distribuent les signaux radio dans leur format

analogique initial. Les signaux radio sont transposés sur une porteuse optique par modulation de l'intensité ou phase de la lumière d'une source laser sans changer le format de modulation. Ceci est possible par l'utilisation de fibres optiques en silice qui offrent une large bande passante et une faible atténuation.

La Figure 1-7 représente le cas le plus simple d'une liaison RoF où deux cellules radio sont placées à chaque extrémité d'une fibre optique nécessitant l'existence d'un transducteur E/O à l'émission qui transpose le signal radio en optique et un transducteur O/E à la réception qui transpose le signal optique en signal radio. Les composants utilisés pour ces transpositions sont, respectivement, un laser ou modulateur et un photo-détecteur.

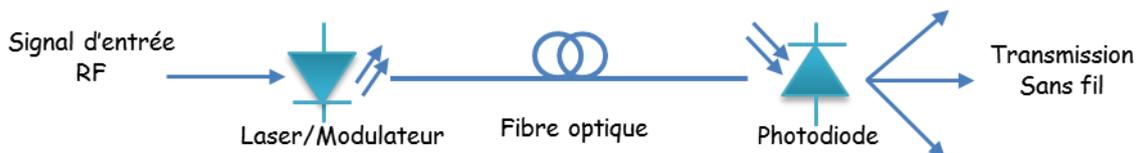


Figure 1-7: Schéma synoptique d'une liaison RoF.

Nous pouvons distinguer trois types de transmission de signaux à travers la liaison optique pour les applications sans fil comme illustré sur la Figure 1-8 :

- transmission du signal en bande de base (BBoF, BaseBand over Fiber) et une transposition en fréquence après photodétection
- transmission du signal à une fréquence intermédiaire (IFoF, Intermediate Frequency over Fiber) et une transposition en fréquence après photodétection
- transposition directe du signal micro-onde à une fréquence radio (RFoF, Radio Frequency over Fiber) et émission directe après photodétection

La liaison RFoF permet de transporter sur la fibre optique le signal RF dédié aux applications en bande millimétriques mais cela nécessite une bande passante élevée des transducteurs E/O et O/E. En outre, la dispersion chromatique de la fibre optique a des effets plus prononcés pour la transmission RFoF à fréquence RF élevée. Le terme RoF est utilisé pour ces trois types de liaisons.

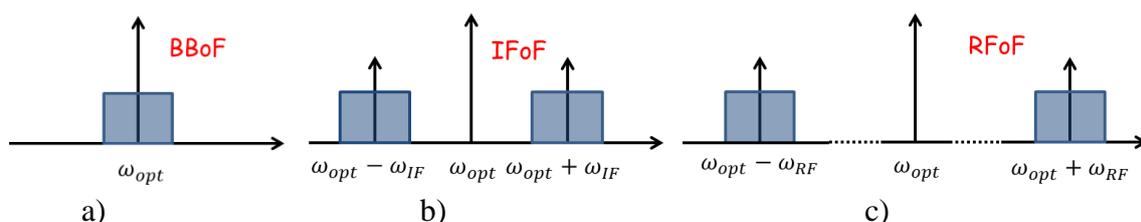


Figure 1-8 : Les trois types de transmission de signaux à travers une liaison RoF : a) en bande de base – b) en fréquence intermédiaire IF et c) en fréquence RF.

La transmission sur fibre consiste, dans notre cas, à transposer le signal radio à une fréquence intermédiaire (IF) avant la transmission optique. Ainsi, les exigences sur les composants optoélectroniques en termes de largeurs de bande passante sont réduites et la transposition en fréquence vers la fréquence RF est effectuée, avec un oscillateur local, à l'étage de réception électronique.

1.3.1. Avantages des systèmes RoF

La solution RoF représente une technique hybride, car elle peut reposer sur la communication par voies optique et sans fil. L'avantage d'un système RoF est sa capacité à regrouper les hautes performances de ces deux domaines de communication [13]. On peut citer :

- Faible atténuation de la fibre optique : 0.2-0.3 dB/km pour les longueurs d'ondes télécom dans le cas de la fibre en silice ce qui permettant ainsi d'améliorer la zone de couverture de transmission sans fil.
- Le poids des fibres est considérablement inférieur à celui des câbles coaxiaux classiques.
- Bande passante très élevée de la fibre optique et la possibilité d'atteindre des débits de transmission supérieurs au Gbit/s.
- La liaison RoF est transparente vis-à-vis des protocoles de transmission, ce qui permet d'envisager la transmission des signaux RF configurés selon les standards dédiés à la bande millimétrique à 60 GHz avec des formats de modulation complexes.
- Des systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output) efficaces peuvent être réalisés à l'aide d'un réseau RoF [14].
- Immunité aux interférences électromagnétiques.
- Efficacité d'énergie : le réseau RoF permet le déploiement de cellules radio plus petites fournissant des liens sans fil en liaison directe (LOS, Line Of Sight) plus performants diminuant le niveau de puissance de transmission nécessaire dans la station de base. A ceci s'ajoute, la faible consommation d'énergie des transducteurs E/O et O/E.
- Faible coût d'installation : l'utilisation des systèmes RoF a l'avantage de centraliser les différentes fonctions de traitement du signal dans la station centrale (CS, Central Station) ce qui simplifie la structure des stations de bases (BS, Base Station), et donc le coût du système.

1.3.2. Limitations des systèmes RoF

En dépit des nombreux avantages que présentent les systèmes RoF, ceux-ci font face à certaines limitations. Ces limitations sont liées à la nature analogique du signal micro-onde transmis par la liaison RoF. Ainsi, le rapport signal à bruit (SNR, Signal to Noise Ratio) peut être limité entraînant une dynamique de la liaison plus faible. Ceci peut être relié :

- au bruit additif de la liaison RoF qui affecte le SNR pour de faibles puissances d'entrée RF du système RoF, c'est principalement le bruit d'intensité relatif du laser qui a le plus d'impact sur la qualité de transmission. Le bruit de grenaille de la photodiode peut également être dominant sous certaines conditions de polarisation et certains niveaux de puissances optiques émises.
- à la non-linéarité due aux différents composants de la liaison RoF pour les fortes puissances d'entrée RF, notamment, la non-linéarité provenant du transducteur

E/O. Ces non-linéarités provoquent des distorsions du signal transmis et limitent ainsi la dynamique de la liaison.

- à l'impact de la dispersion chromatique de la fibre optique qui représente un coefficient de distorsion limitant le produit distance-bande passante qui varie avec la fréquence de modulation du signal RF et la longueur de la fibre. Il s'ajoute à ceci la dispersion modale dans les systèmes RoF basés sur des fibres optiques multimodes (MMF, Multi-Mode Fiber).

1.3.3. Applications des systèmes RoF

La technologie RoF peut être exploitée dans différents systèmes de télécommunication pour des applications à courte ou longue distance [15], combinant ainsi les avantages des systèmes optiques et sans fil. La Figure 1-9 donne quelques exemples d'applications les plus communes des systèmes RoF. Des liaisons optiques analogiques sont utilisées pour transmettre des signaux analogiques dans les systèmes radar (Figure 1-9(a)) pour des applications militaires [16] (radar de sol, systèmes navals et radar aéroporté). L'utilité de la RoF dans ces systèmes provient de la possibilité de l'intégration des composants optiques, la large bande passante, l'immunité aux perturbations électromagnétiques et le faible poids, néanmoins, il faut assurer de très faibles niveaux de bruit pour de telles applications.

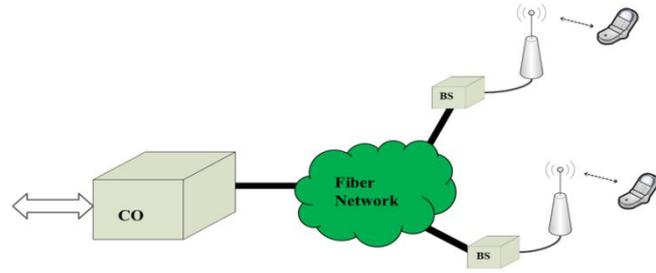
Le réseau central (Figure 1-9(b)) formé par un système RoF [17] permet d'interconnecter plusieurs stations de base avec la station centrale. Cela représente une solution idéale pour transporter efficacement les signaux radio de la station centrale vers les sites d'antennes éloignés. Ici, la complexité associée à des fonctions de traitement du signal et des étages électroniques est ramenée à la CS, ce qui conduit à la simplification des BSs.

Les auteurs dans [18] proposent un système pico-cellulaire (Figure 1-9(c)) pour la communication sans fil à l'intérieur des bâtiments (universités, hôpitaux, aéroports, etc.) où une forte densité de terminaux a besoin d'être prise en charge. La taille réduite de cellules limite le nombre d'utilisateurs par cellule et, par conséquent, augmentera le débit par utilisateur.

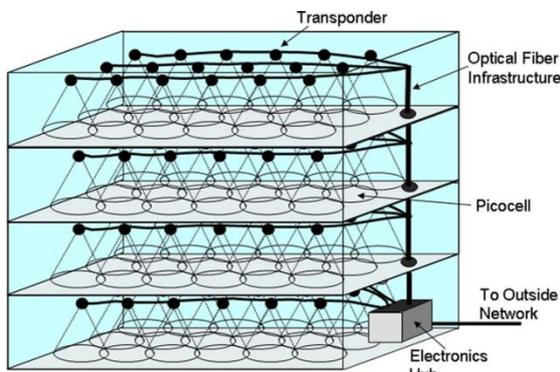
Les applications de réseaux domestiques (HAN, Home Area Network) en bande millimétrique centrée autour de 60 GHz (Figure 1-9(d)) fournissent une très large bande passante avec un très haut débit. Cependant, la transmission radio à ces fréquences est particulièrement limitée en distance à cause du pic d'absorption par les molécules d'oxygène. De plus, les murs, les obstacles fixes ou mobiles comme les humains dégradent également la propagation des ondes millimétriques [19]. La couverture radio pour ces applications est alors limitée à la taille d'une pièce d'où l'intérêt d'utiliser des liaisons RoF afin d'étendre la couverture radio aux autres pièces. La transparence des systèmes RoF aux standards de transmission sans fil fait de cette technologie une solution prometteuse et efficace. Les fibres multi-modes sont souvent utilisées pour ces applications qui nécessitent de courtes distances pour lesquelles la dispersion modale est négligeable.



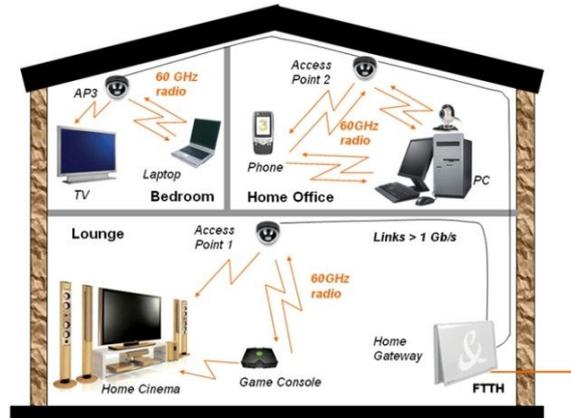
a)



b)



c)



d)

Figure 1-9 : Exemples d'applications de la technologie RoF : a) radar – b) réseau RoF central - c) système RoF pico cellulaire et d) réseau domestique à 60 GHz.

Les liaisons RoF envisagées dans cette étude sont basées sur la technique appelée modulation d'intensité-détection directe (IM-DD, Intensity Modulation – Direct Detection) consistant en une modulation d'amplitude d'une porteuse optique délivrée par le laser et une détection directe par la photodiode. La modulation d'amplitude peut être obtenue soit par une modulation directe de la source laser ou soit par une modulation externe par le biais d'un modulateur. En revanche, la transmission du signal RF à travers la liaison RoF peut être aussi réalisée par la modulation de la fréquence/phase du signal optique généré par le laser et une détection directe ou cohérente à la réception [20].

1.3.4. Modulation d'intensité optique-détection directe IM-DD

La liaison IM-DD repose sur la modulation de l'enveloppe du signal optique transmis dans la fibre. Le signal optique est modulé en intensité par le signal de modulation RF, la détection directe de cette intensité optique est réalisée à l'aide d'une photodiode placée en sortie de la liaison avec une détection quadratique du champ électrique optique. Le courant généré est proportionnel à la puissance du signal optique ou à l'amplitude du champ optique (équation (1-3)). Par conséquent, l'influence de la modulation de fréquence/phase (chirp) accompagnant une modulation d'intensité peut être négligée pour l'étude d'une liaison IM-DD.

$$P_{out}(t) = E(t)E(t)^* = |E_0(t)|^2 \text{ avec } E(t) = E_0(t) e^{j(\omega_{opt}t + \theta)} \quad (1-3)$$

où $E_0(t)$ est l'amplitude du champ électrique du signal optique généré par la source laser qui peut être modulée par un signal complexe, $\omega_{opt} = 2\pi\nu$ est la pulsation du signal optique et ϕ est la phase optique.

Nous pouvons distinguer deux principaux types de modulation d'intensité optique. La Figure 1-10 décrit la première liaison appelée "liaison à modulation directe" où l'enveloppe du signal optique généré par une diode laser est modulée par le signal RF portant les données à transmettre, ce signal RF est appliqué sur le courant de polarisation du laser.

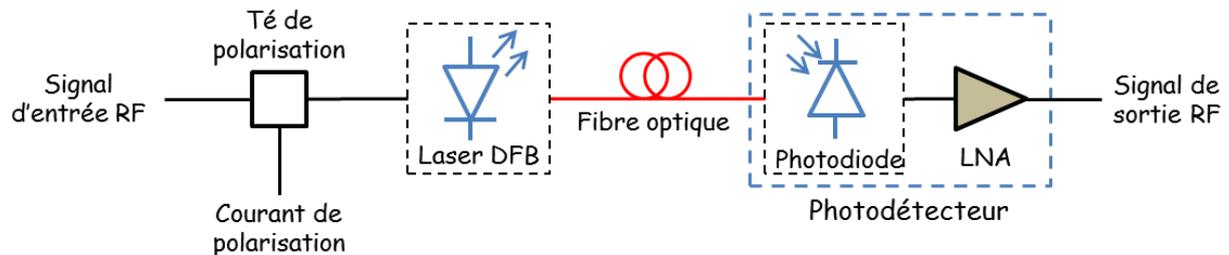


Figure 1-10 : Liaison à modulation directe.

Pour une liaison à modulation directe, la caractéristique statique du laser permet de choisir le point de polarisation pour des conditions de fonctionnement optimales. En plus, le laser doit avoir une bande passante large et une grande dynamique. La source optique utilisée dans cette liaison peut être un laser DFB ou un VCSEL (Vertical Cavity Surface Emitted Laser). Dans cette étude, c'est le laser DFB qui sera particulièrement utilisé pour la bande centimétrique et le VCSEL pour la bande millimétrique.

La seconde manière de moduler l'intensité optique est "la liaison à modulation externe" comme cela est décrit sur la Figure 1-11. Le laser délivre un signal continu (CW, Continuous Wave) et son enveloppe est modulée par le signal RF en faisant varier la tension de polarisation d'un modulateur externe disposé en sortie de la source laser.

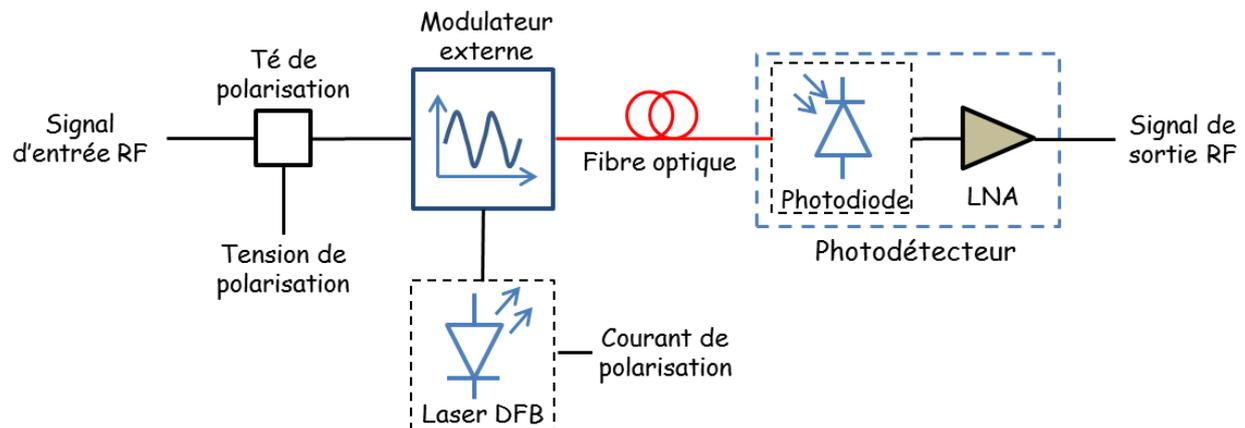


Figure 1-11 : Liaison à modulation externe.

En modulation externe, nous choisissons le point de fonctionnement à partir de la réponse électrooptique du modulateur externe. Les exigences en terme de bande passante et linéarité, dans ce cas de modulation, sont imposées par le modulateur. Les caractéristiques recherchées pour le laser sont ainsi réduites à un faible bruit et une forte puissance optique émise. Deux types de modulateurs peuvent être exploités pour la liaison RoF à modulation externe : le modulateur à électro-absorption (MEA) et le modulateur Mach-Zehnder (MZM).

Dans ces deux liaisons, le signal transmis est détecté en sortie de la fibre optique par une photodiode suivie par un amplificateur LNA (Low Noise Amplifier) permettant d'augmenter le niveau du courant photo-détecté en sortie de la photodiode.

1.3.5. Génération photonique des signaux millimétriques

La bande de fréquences millimétriques avec des largeurs de bande de canal de plusieurs GHz est devenue le centre d'intérêt de beaucoup de travaux de recherche. Différentes approches sont proposées et réalisées pour la génération et l'exploitation des signaux millimétriques dans les systèmes RoF.

Avec une liaison IM-DD, présentée dans le paragraphe précédent, la conversion vers les fréquences millimétriques se fait par transposition de fréquence avec des circuits électroniques par le biais d'oscillateurs locaux et de mélangeurs disposés en aval du système avant la transmission sans fil vers les terminaux utilisateurs [21]. Il est possible de transmettre un signal RF à 60 GHz, modulant la porteuse optique, à travers une liaison RoF IM-DD [22] mais cela fait appel à des transducteurs E/O ayant une bande passante élevée. Cela nécessite souvent un amplificateur optique pour combler les performances des transducteurs E/O commerciaux disposant d'une bande passante en dessous de celle désirée.

Plusieurs méthodes dédiées à la transposition de fréquence à travers des systèmes RoF ont été menées dans la littérature. La conversion de fréquence peut être réalisée en effectuant des fonctions tout-optiques simplifiant ainsi la complexité des systèmes de transmission RF. Cela permet de réaliser la conversion de fréquences RF vers IF comme a été effectué par la modulation croisée du gain du SOA (Semiconductor Optical Amplifier) dans [23] ou la conversion de fréquences IF à 2.5 GHz transportant des données DPSK avec un débit de transmission de 155 Mbps vers une fréquence RF de 26.5 GHz par une opération tout-optique basée sur le mélange à quatre-ondes FWM (Four-Wave Mixing) dans un SOA [24]. Une méthode d'échantillonnage tout-optique exploitant un SOA-MZI (Mach-Zehnder Interferometer) avec un débit de transmission de 1 Mbps a été démontrée expérimentalement dans [25] où une source optique impulsionnelle avec une fréquence de répétition de 7.8 GHz a été utilisée afin d'effectuer l'échantillonnage. Une transposition d'un signal IF à 1 GHz vers une fréquence maximale de 40 GHz est atteinte. La conversion de fréquence IF vers RF est alors réalisable par ces fonctions tout-optiques, toutefois, la fréquence RF à 60 GHz n'a pas été atteinte par ces approches.

Des techniques attractives de générations photoniques de signaux millimétriques sont basées sur des configurations RoF hétérodynes telle que la technique de battement de lasers présentée sur la Figure 1-12. Lorsque deux signaux optiques à des fréquences différentes sont injectés à l'entrée d'une photodiode fonctionnant ainsi comme un mélangeur par détection quadratique, un signal RF est généré à une fréquence correspondant à la différence spectrale de ces deux signaux optiques. A la station centrale, l'un de ces deux lasers (Master laser ou laser maître) est modulé par le signal radio à transmettre par modulation directe ou externe tandis qu'une puissance optique continue est émise par l'autre laser (Slave laser ou laser esclave). Ces deux signaux sont combinés par un coupleur optique dans une fibre optique. A la station de base, la conversion O/E est effectuée par une photodiode et le signal millimétrique est envoyé directement après amplification par une antenne de transmission, l'opération est alors simplifiée en station de base vue qu'un oscillateur local électrique n'est plus nécessaire. Etant donné qu'une modulation d'intensité est appliquée, des bandes latérales (DSB, Double SideBand) sont générées et le signal transmis peut être exposé à des dégradations provoquées par l'effet de la dispersion chromatique de la fibre optique pour une

fréquence de modulation donnée à des longueurs de fibre précises. Afin de s'affranchir de la dispersion chromatique de la fibre, la génération d'une seule bande latérale (SSB, Single SideBand) est proposée [26].

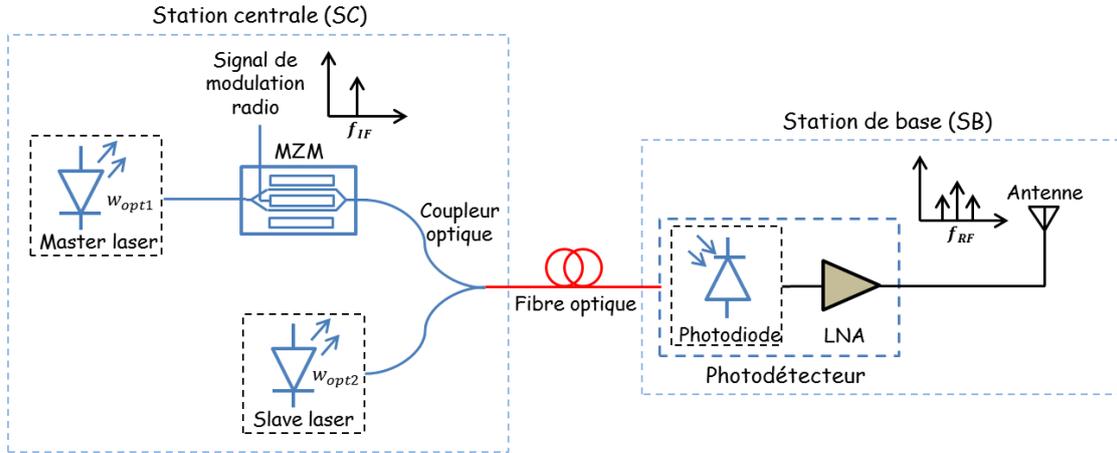


Figure 1-12 : Système RoF hétérodyne dédié à la génération d'un signal RF millimétrique.

Si deux signaux optiques sont couplés à l'entrée de la photodiode, le signal résultant après photo-détection est proportionnel au carré de leur champ. La photodiode filtre les fréquences de la somme des fréquences et la composante alternative du photocourant détecté est donné par :

$$i_{PD,RF} = r_{PD} E_1 E_2 \cos(\omega_{RF}t + \phi_{RF}) \quad (1-4)$$

$$\omega_{RF} = \omega_{opt2} - \omega_{opt1} \text{ et } \phi_{RF} = \phi_{opt2} - \phi_{opt1} \quad (1-5)$$

où r_{PD} est la responsivité de la photodiode, E_i amplitude du champ, ω_{opti} fréquence angulaire, ϕ_{opti} phase optique et $i = 1, 2$.

Cette méthode, ne nécessite pas de transducteurs E/O avec une bande passante élevée hormis celle de la photodiode. Cependant le bruit de phase du signal optique introduit par les deux lasers est transposé sur le signal RF généré en sortie de la photodiode, ce bruit de phase peut effectivement dégrader la qualité du signal transmis. Si les deux sources lasers sont non-corrélées, le spectre du bruit de phase du signal RF généré par battement de lasers vaut la somme des spectres de bruit de phase des deux lasers et un élargissement de la largeur de la raie du signal RF est introduit puisqu'elle correspond également à la somme des largeurs de raie des deux lasers non corrélés [27]. Afin de réduire ou annuler l'impact du bruit de phase optique, une corrélation entre les phases des deux lasers peut être une solution.

Plusieurs solutions sont proposées pour diminuer l'effet du bruit de phase du signal millimétrique généré par hétérodynage des deux lasers. La méthode exploitant la boucle à verrouillage de phase optique (OPLL, Optical Phase-Locked Loop) [28], qui est composée d'un détecteur de phase (mélangeur), d'un oscillateur local de référence et d'un filtre (Figure 1-13). Le signal RF généré en sortie de liaison RoF est comparé au signal de l'oscillateur de référence par le détecteur de phase, le signal d'erreur de phase résultant est envoyé au laser esclave qui est forcé de suivre le laser maître avec un décalage de fréquence correspondant à la fréquence de l'oscillateur local. Ceci entraîne une réduction significative du bruit de phase sur le signal RF généré en sortie du système hétérodyne.

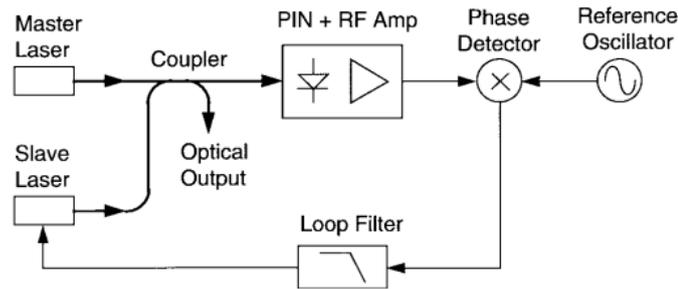


Figure 1-13 : Illustration schématique de l'OPLL [28].

Les systèmes basés sur deux lasers verrouillés par injection optique (injection locking lasers) [29] dont le signal optique issu d'un laser maître est injecté à un modulateur afin de créer deux bandes latérales et qui est ensuite injecté aux deux lasers esclaves par l'intermédiaire d'un coupleur (Figure 1-14). Les deux bandes latérales correspondent aux longueurs d'onde de chaque laser qui deviennent ainsi corrélés pour la détection hétérodyne. Par conséquent, le bruit de phase du signal généré est largement réduit.

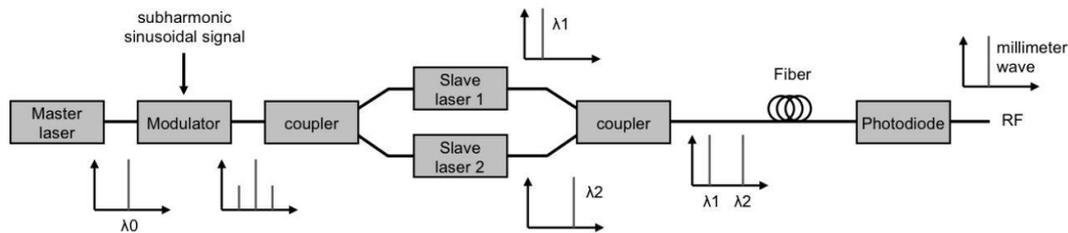


Figure 1-14 : Système à deux longueur d'onde avec la technique de verrouillage par injection [6].

Une autre solution utilisant un laser bi-mode (dual mode laser) [30] obtenu par un réseau de Bragg particulier au niveau de la cavité laser, le battement entre ces deux harmoniques permet d'avoir un bruit de phase corrélé puisqu'ils sont issus de la même cavité. Cette méthode est attractive pour certains domaines tels que les applications radar [31] vue la compacité et l'accordabilité du laser bi-mode.

Système auto-hétérodyne par mise en cascade de deux modulateurs MZM [32]. Le premier MZM est utilisé pour effectuer la modulation d'intensité du signal en fréquence intermédiaire IF et le deuxième MZM est exploité pour la transposition vers les fréquences millimétriques par création des bandes latérales dont la largeur spectrale est égale à la fréquence désirée. Par conséquent, le signal RF est obtenu après photo-détection par battement entre ces bandes latérales. Vu que le battement est induit par des harmoniques corrélées, le signal RF résultant possède un faible bruit de phase.

Dans le but de simplifier le schéma du système de génération par mélange, des lasers non corrélés sont utilisés et le bruit de phase est atténué après la photoréception. La complexité est donc décalée vers l'unité de l'utilisateur. Deux techniques sont proposées : la première est le récepteur auto-homodyne [33] dans lequel le signal RF généré après photo-détection est séparé en deux signaux par un diviseur à -3dB pour être injectés ensuite dans un mélangeur après une adaptation de phase effectuée par un contrôleur de phase, le signal est transposé ensuite en bande de base (Figure 1-15(a)). La seconde technique est basée sur l'utilisation d'un détecteur d'enveloppe large bande couvrant la bande autour de 60 GHz [34]. L'enveloppe du signal RF est détectée et le signal utile est transposé en bande de base (Figure 1-15(b)), cette technique est prometteuse vu sa simplicité et la possibilité d'intégrer le détecteur d'enveloppe dans l'unité terminale de l'utilisateur. Une étude comparative entre ces

deux approches [35] montre que la technique du détecteur d'enveloppe présente de meilleures performances en termes de sensibilité et de coût.

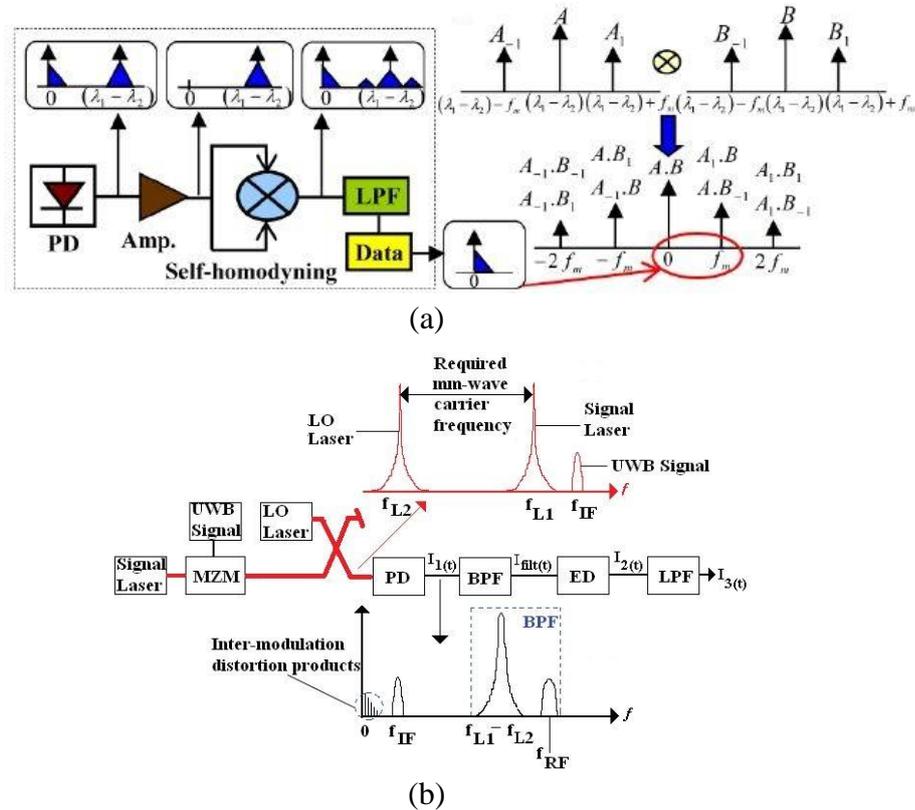


Figure 1-15 : Réduction du bruit de phase du signal généré par battement avec la technique (a) auto-homodyne [33] et b) détecteur d'enveloppe [34].

A l'issue de la présentation de ces différents systèmes RoF, le compromis reste entre les performances et le coût du système. L'application principale visée dans cette étude est le déploiement d'un système RoF dans les réseaux domestiques à 60 GHz. Pour de telles applications, la simplicité du système de distribution RoF est une exigence à cause de la multitude des points d'accès. Cependant, il a été démontré que la distribution du signal utile sur une fréquence intermédiaire IF suivi d'un étage de transposition de fréquence donne des résultats comparables à une distribution directe sur la fréquence RF [36]. Il est à noter que la dispersion chromatique de la fibre est souvent négligeable vue les courtes longueurs des fibres optiques déployées entre les différentes pièces (<100m). Par conséquent, dans ce contexte la transmission de données centrées à une fréquence intermédiaire IF est réalisée à travers des liaisons IM-DD simples permettant ainsi d'une part de faire une analyse comparative de ces systèmes et d'autre part de valider nos modèles et méthode de simulation. En outre, les mélangeurs et oscillateurs nécessaires pour la transposition de l'IF vers RF et réciproquement deviennent plus accessible commercialement avec la technologie CMOS et ils seraient potentiellement intégrés dans les produits destinés aux applications à 60 GHz.

1.4. Modélisation par circuit équivalent

Des logiciels commerciaux contenant des bibliothèques de modules optiques sont disponibles : VPIsystems, Optisystem, RSoft et d'autres. Nous avons fait le choix au sein de l'ESYCOM d'utiliser un logiciel purement électrique ADS (Advanced Design System), de Keysight Technologies [37] afin de développer des modèles des composants photoniques. Cependant, une comparaison de notre méthode de simulation avec celle réalisée avec un

logiciel dédié aux applications de télécommunication optique sera présentée dans le chapitre suivant afin de relever les avantages et les inconvénients de chacune de ces approches.

Notre approche de modélisation consiste à représenter les composants d'une liaison RoF (diode laser, modulateur externe, fibre optique et photodiode) par un circuit électrique équivalent [38]. Les effets non-linéaires et le bruit des composants photoniques ont été considérés dans ces modèles équivalents. Cette représentation est liée au fait que le signal transmis est de type analogique et que l'électronique associée à la liaison RoF est aussi intégrée. Ainsi, le logiciel commercial ADS permet de simuler et concevoir des circuits électroniques analogiques et numériques et dispose de divers outils de simulation et d'analyse de circuits et systèmes microondes dans le domaine linéaire et non-linéaire : simulateur DC pour le point de fonctionnement, les simulateurs AC et paramètres S pour les simulations en régime petit signal, les simulateurs d'équilibrage harmonique HB (Harmonic Balance) dans le domaine fréquentiel et d'enveloppe pour des simulations non-linéaires dans les domaines temporel et fréquentiel. La simulation du bruit peut être également effectuée en linéaire et non-linéaire pour l'étude de la conversion de bruit lors d'un mélange par exemple.

Les circuits équivalents sont développés à partir des équations décrivant le processus physique des composants ou à partir de leur fonction de transfert. Le modèle grand signal du laser est défini à partir des équations de continuité des électrons et photons ainsi que leur fluctuation par l'introduction du bruit correspondant. Etant donné que les entités électriques sont soit la tension ou le courant, l'information optique doit être représentée par l'une d'elle. L'analogie entre l'enveloppe de la puissance optique et le courant électrique a été choisie pour une liaison à détection directe. Pour une détection cohérente, ou hétérodyne, l'information de la phase optique est nécessaire amenant ainsi à une représentation en champ électrique optique par un courant électrique afin de modéliser la sortie optique des sources lasers [39], [40].

Le circuit équivalent du modulateur à électro-absorption (MEA) a été élaboré au L2E (Laboratoire d'Electronique et Electromagnétisme) [41]. Une collaboration entre le L2E et l'ESYCOM a permis l'utilisation conjointe des modèles du MEA et du laser afin de représenter l'EML (Electroabsorption Modulated Laser). Le circuit équivalent du MZM a été développé à partir de sa fonction de transfert en puissance. Le circuit équivalent de la fibre optique tient compte de la dispersion chromatique et de l'atténuation. Les photodiodes étudiées sont de type PIN et leur circuit équivalent est simplement de type passe bas et les non-linéarités ne sont pas considérées.

Pour la simulation système, chaque circuit électrique de ces composants est représenté par son modèle équivalent et les différentes caractéristiques systèmes (bande passante, compression de gain à 1dB, etc.) sont déterminées en régimes petit signal et en grand signal. Pour les applications visées, le signal à transmettre sur une liaison RoF est de type OFDM correspondant aux normes ULB centimétrique et millimétrique. La figure suivante montre un schéma synoptique de la simulation des systèmes RoF à modulation directe ou externe pour lequel les signaux sont analogique et numérique. ADS offre la possibilité de relier les deux environnements avec l'outil de co-simulation Ptolemy. Le contrôleur de débit de données (DF, data flow controller) permet de gérer les fonctions numériques telles que la modulation QAM, la transformée de Fourier ou le filtrage à partir des séquences numériques et fait le lien par le biais de composants spécifiques avec l'environnement analogique géré par un simulateur d'enveloppe.

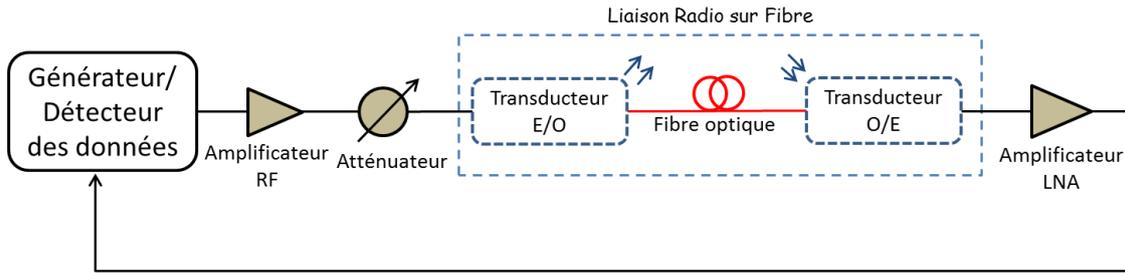


Figure 1-16 : Schéma synoptique du circuit de simulation sur ADS.

Sur cet aspect modélisation par circuit équivalent de composants photoniques et optique avec un logiciel dédié au dispositif et circuit électroniques, divers travaux de recherche ont été menés. Un modèle de photodiode non-linéaire a été développé en intégrant une capacité variable avec la tension de polarisation dans [42] et [43]. Un modèle équivalent du MZM avec un laser considéré comme une simple source sinusoïdale bruitée est présenté dans [44]. Un amplificateur à semi-conducteur a été développé à partir de sa fonction de transfert dans [45]. Un modèle large signal du laser à semi-conducteur a été établi dans [46]. Le travail effectué ces dernières années au sein d'ESYCOM sur cet aspect de modélisation a abouti à un panel de nombreux composants photoniques permettant l'analyse et le dimensionnement des systèmes opto-microondes simples ou complexes. D'autre part, l'étude et l'optimisation de circuits intégrés opto-microondes à l'aide de ces modèles représentent une solution attractive. L'étude dans cette thèse concerne principalement l'analyse de la performance des systèmes RoF IM-DD en bruit et non-linéarité.

1.5. Diode laser

La diode laser est la source optique utilisée dans les systèmes de télécommunications optiques. La longueur d'onde d'émission dépend du gap du matériau semi-conducteur de la couche active et couvre une large gamme allant de 0,8 à 1,6 μm . Deux principaux types de structure laser sont largement considérées dans les liaisons RoF (Figure 1-17) qui sont le laser DFB et le VCSEL. Le laser DFB dispose d'un réseau de Bragg gravé longitudinalement dans la cavité résonante lui donnant ainsi un spectre monomode. Le processus technologique de fabrication est maîtrisé mais la difficulté réside dans le processus de couplage dans une fibre optique et dans la découpe afin de délimiter la longueur de la cavité et la réalisation des miroirs [47]. Le VCSEL est un dispositif bas coût grâce à la disposition verticale de la cavité résonante et les miroirs réfléchissant sauf que son spectre est multimode. Il existe des VCSELs monomode mais ils sont moins performants que les DFBs. Le VCSEL est souvent utilisé dans les systèmes RoF basés sur des fibres multimodes (MMF).

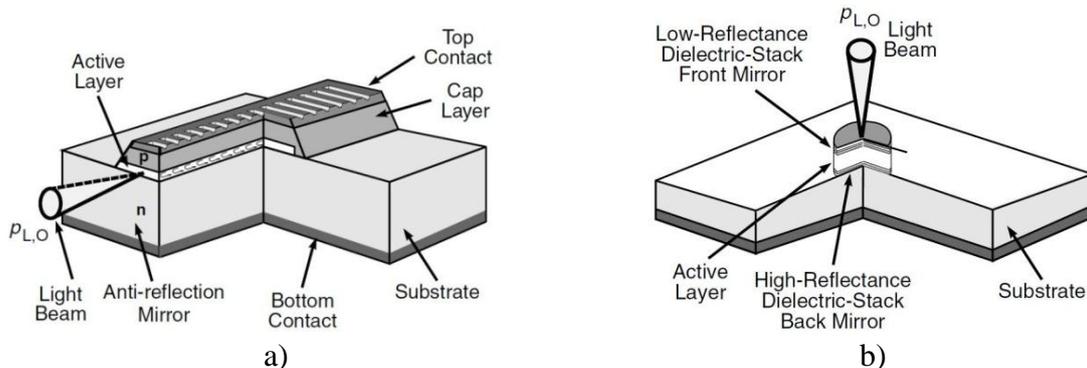


Figure 1-17: Structures des deux principaux types des lasers à semi-conducteur : a) DFB et b) VCSEL [47].

1.5.1. Caractéristique des diodes lasers

Les interactions entre photons et électrons mises en jeu dans les diodes lasers à semi-conducteur sont schématisées sur la Figure 1-18. Le processus d'absorption d'un photon incident qui cède son énergie à un électron de la bande de valence (niveau 1) qui bascule à la bande de conduction (niveau 2) créant ainsi une paire électron-trou. Le processus d'émission spontanée apparaît lors du retour de l'électron à un état libre de la bande de valence en libérant un photon, on parle d'une recombinaison radiative. Le processus d'émission stimulée intervient lorsqu'un photon incident induit la recombinaison radiative d'une paire électron-trou. Le photon émis possède la même information quantique que le photon incident : énergie, phase optique et polarisation et se propage aussi dans la même direction.

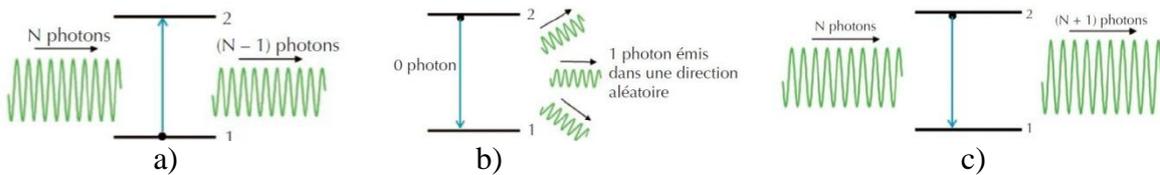


Figure 1-18 : Principaux phénomènes radiatifs entre photon-électron: a) absorption – b) émission spontanée – c) émission stimulée [48].

Une diode laser est constituée d'un milieu amplificateur (matériau semi-conducteur) et d'une cavité déterminée par deux miroirs placés aux deux extrémités du milieu amplificateur assurant ainsi l'oscillation des photons. L'ensemble forme la cavité optique du laser, on parle de cavité "Fabry-Perot". Un des deux miroirs peut réfléchir totalement les photons et l'autre transmet une fraction à l'extérieur de la cavité afin de constituer le faisceau laser. Pour obtenir le processus de l'émission stimulée, des paires électron-trou (niveaux 2 et 1 de la figure ci-dessus) doivent être présents en permanence ce qui est aisément obtenu par un pompage électrique. Le gain dans la cavité doit être ainsi supérieur aux pertes totales englobant les pertes intrinsèque et par les miroirs. Le spectre de l'émission est ainsi large à cause de la forte densité de porteurs dans les bandes de conduction et valence. La longueur de la cavité résonante permet de sélectionner que les longueurs d'onde satisfaisant à la condition d'onde stationnaire obtenue lorsqu'un chemin optique correspondant à un aller-retour est multiple d'un nombre entier p de la demi-longueur d'onde (équation (1-6)). Les modes associés aux différentes valeurs de p pour une valeur fixe de L sont appelés modes longitudinaux de la cavité. Une sélection du mode principal obtenu au maximum du spectre de gain se fait par un réseau de Bragg afin d'établir le profil monomode à la diode laser.

$$2 L = p \lambda \text{ soit } L = \frac{p \lambda}{2} \quad (1-6)$$

où L est la distance séparant les deux miroirs.

La puissance de sortie de la diode laser dépend du courant de polarisation suivant la caractéristique représentée sur la Figure 1-19. Le courant de seuil I_{th} renseigne sur la frontière entre l'émission spontanée et l'effet laser par émission stimulée. La modulation du courant de polarisation produit une modulation identique sur la puissance optique dont la fréquence maximale est déterminée par la dynamique des porteurs.

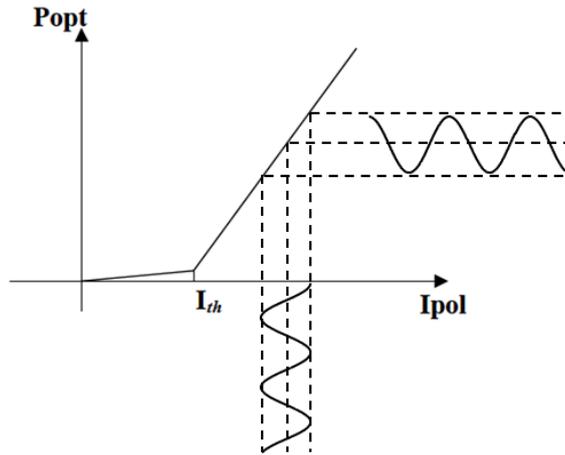


Figure 1-19 : Caractéristique statique P-I d'une diode laser.

La pente de la courbe statique représente le rendement de la diode laser. Il renseigne aussi sur le rendement quantique externe de la diode laser à partir de la relation suivante :

$$P_{opt} = \eta_{LI}(I_{pol} - I_{th}) = \eta \frac{h\nu}{q} (I_{pol} - I_{th}) \quad (1-7)$$

où η est le rendement quantique externe, q est la charge de l'électron, $h\nu$ est l'énergie du photon de fréquence ν , h est la constante de Planck.

A un courant donné, la puissance optique fluctue à cause de la nature aléatoire des phénomènes de génération spontanée et recombinaison des paires électrons-trous. Cette fluctuation est gênante dans le cas d'une détection directe lorsque le taux de modulation du laser est faible comme représenté sur la Figure 1-20. Ce bruit d'amplitude des diodes lasers est caractérisé par le bruit d'intensité relatif (RIN, Relative Intensity Noise) défini par l'équation (1-8) comme le rapport entre la densité spectrale des fluctuations quadratiques de la puissance optique $\delta p(t)$ et le carré de la puissance optique moyenne P_0 . Le RIN est souvent décrit en dB dans une bande fréquentielle de mesure Δf . Les méthodes de mesures de RIN sont exposées ultérieurement dans cette étude.

$$RIN(f) = \frac{\langle \delta P(t)^2 \rangle}{P_0^2} \quad (1-8)$$

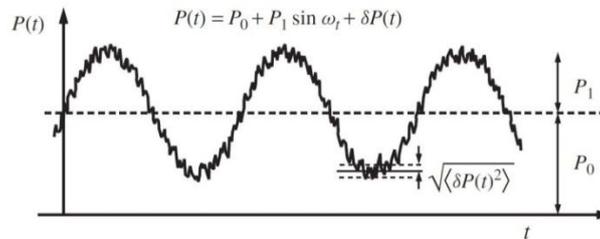


Figure 1-20 : Courbe illustrative de l'enveloppe du signal optique avec le bruit d'amplitude [49].

1.5.2. Circuit électrique équivalent

Le modèle petit signal du laser DFB a fait l'objet de plusieurs travaux de recherche comme dans [50]. Ces études sont basées sur les équations de continué du laser. En régime petit signal, le courant de polarisation du laser est modulé avec des signaux de faibles amplitudes. Le circuit électrique équivalent est constitué de composants RLC permettant de

simuler la réponse dynamique petit signal du laser. Le modèle a été également développé avec les différentes sources de bruit [51]. D'une manière similaire, un modèle petit signal a été développé pour le VCSEL [52]. Le modèle grand signal d'une diode laser a été présenté pour la première fois dans [53] par une diode Shockley, suivi ensuite par plusieurs travaux de recherche pour l'améliorer et introduire le bruit [54], [46], [38]. Un modèle électrique grand signal a également été proposé pour un VCSEL [55] en considérant l'effet de l'interaction entre modes longitudinaux sur sa réponse dynamique.

Le modèle grand signal du laser a été développé à partir des deux équations de continuité qui décrivent la dynamique des porteurs et photons en fonction du courant injecté, de gain et des propriétés des matériaux semi-conducteurs. Ces deux équations de continuité sont données par (1-9) et (1-10).

La variation temporelle du nombre de photon P dans la zone active du laser décrite par (1-9) est liée directement aux phénomènes d'absorption et de recombinaison radiative. Le premier terme de cette équation concerne la génération de photons par émission stimulée, qui dépend du coefficient de gain différentiel a , du nombre de porteurs N , du nombre de photons P et du facteur de compression de gain ε . Le second terme concerne la génération des photons par émission spontanée, une partie des photons générés spontanément contribue au processus d'amplification du mode oscillant dans la couche active qui est quantifiée par le facteur d'émission spontanée β . Le dernier terme est lié aux photons absorbés dans la cavité du laser et perdue par les miroirs qui sont décrits par la durée de vie des photons τ_p .

La variation temporelle du nombre des électrons N dans la cavité décrite par (1-10) est la différence entre le taux d'injection des électrons et le taux des recombinaisons. Le premier terme reflète l'injection des électrons par le courant appliqué I_{pol} . Le second terme concerne le taux de recombinaison spontanée et non radiative des électrons qui dépend de la durée de vie des électrons τ_N . Le troisième terme est lié à la recombinaison des électrons par émission stimulée qui est proportionnelle au coefficient de gain et l'inversion de population.

Les termes $F_n(t)$, $F_p(t)$ représentent les forces de Langevin modélisant le bruit additif du laser.

$$\frac{dP}{dt} = \frac{\Gamma a v_g}{V_{OL}} (N - N_0) P \left(1 - \varepsilon \frac{\Gamma P}{V_{OL}} \right) + \beta \frac{N}{\tau_N} - \frac{P}{\tau_p} + F_p(t) \quad (1-9)$$

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I_{pol}}{q} - \frac{N}{\tau_N} - \frac{\Gamma a v_g}{V_{OL}} (N - N_0) P \left(1 - \varepsilon \frac{\Gamma P}{V_{OL}} \right) + F_n(t) \quad (1-10)$$

avec N_0 le nombre des électrons à la transparence, v_g la vitesse de groupe des photons dans la cavité, Γ le facteur de confinement optique et V_{OL} le volume de la couche active.

Ces deux équations ont été réarrangées en multipliant par la charge électrique en deux équations de maille en courant. Il est ensuite aisé de décrire les différents éléments du modèle électrique équivalent par des sources de courant, capacité et résistance. Le circuit électrique large signal équivalent du laser intrinsèque dérivé de ces équations est donné sur la Figure 1-21. Les densités spectrales de bruit liées aux variations de porteurs et photons dans la cavité du laser sont rajoutées à ces deux équations de continuité [49] et prise en compte dans notre modèle par des sources de courant en bruit i_n et i_p modélisées par les forces de Langevin. Il sera associé à ce modèle équivalent les circuits électriques correspondant aux effets liés au contact électrique et au boîtier du laser. Les différents éléments illustrés sur la Figure 1-21 sont donnés par :

$$I_{ST} = q V_{OL} a v_g (N - N_0) \Gamma S_n V_P (1 - \varepsilon \Gamma S_n V_P) \quad (1-11)$$

$$I_{sp} = q \frac{N}{\tau_n} \quad (1-12)$$

$$R_P = \frac{\tau_p}{q V_{OL} S_n} \quad (1-13)$$

$$C_P = q V_{OL} S_n \quad (1-14)$$

où $V_p = \frac{P}{V_{OL} S_n}$ est une tension représentant le nombre de photons et S_n est un terme de conditionnement pour stabiliser le calcul numérique.

La puissance optique P_{opt} délivrée par la source laser est proportionnelle au nombre des photons exprimé dans le modèle par la tension V_p . L'enveloppe de la puissance optique est ainsi représentée par un courant électrique I_{env} en fonction de cette tension et l'énergie des photons E_g et qui est donnée par la relation suivante :

$$I_{env} = P_{opt} = \eta q V_{OL} S_n \frac{E_g}{\tau_p} V_P \quad (1-15)$$

Le bruit du laser est modélisé et associé à sa modèle large signal par les sources de bruit blanc de Langevin. Les densités spectrales de sources de bruit en courant de Langevin, dépendant des paramètres de la cavité laser, sont données par [49] :

$$\langle i_n^2 \rangle = q^2 V_{ol}^2 \langle F_n^2(f) \rangle = q^2 V_{ol}^2 \left(\frac{\langle n \rangle}{V_{OL} \tau_n} + 2 \beta \frac{\langle n \rangle}{\tau_n} \frac{\langle p \rangle}{\Gamma} \right) \quad (1-16)$$

$$\langle i_p^2 \rangle = q^2 V_{ol}^2 \langle F_p^2(f) \rangle = q^2 V_{ol}^2 2 \beta \frac{\langle n \rangle}{\tau_n} \frac{\langle p \rangle}{\Gamma} \quad (1-17)$$

où $\langle n \rangle$ et $\langle p \rangle$ sont les valeurs moyennes des densités des électrons et de photons respectivement pour un courant de polarisation donné.

Ce modèle équivalent possède les caractéristiques électriques et optiques d'un transducteur E/O. Les caractéristiques électriques sont déterminées au nœud A où la jonction de la diode laser est représentée par une simple diode permettant ainsi de modéliser sa caractéristique V-I. Les caractéristiques optiques sont déterminées au nœud B par les courants stimulés I_{ST} et βI_{sp} , l'effet de pertes optiques est montré au travers la résistance R_P et le processus de stockage des photons dans la cavité du laser par le biais de la capacité C_P .

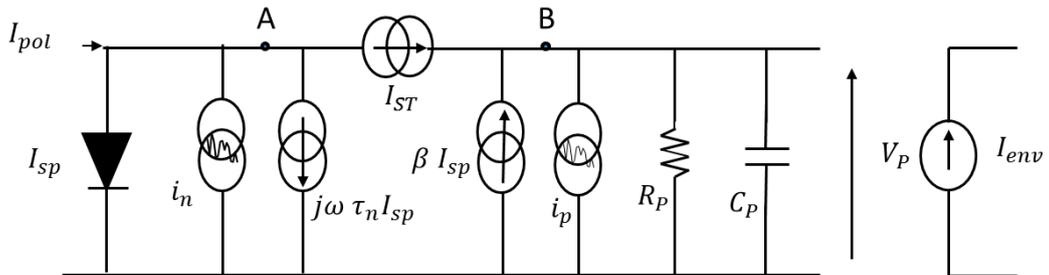


Figure 1-21 : Schéma électrique équivalent du laser.

Le modèle équivalent présenté ici est développé pour un laser ayant un seul mode longitudinal tel que le DFB. Ce dernier peut être étendu pour un laser multi-modes comme le VCSEL en modélisant l'ensemble des modes longitudinaux par un mode effectif de longueur d'onde du mode principale et de puissance optique moyenne des modes. La modélisation de l'ensemble des modes est aussi une possibilité en explicitant le gain associé à chaque mode comme cela est décrit dans [55] pour un VCSEL et validé par mesure de la réponse dynamique pour trois modes longitudinaux. Le schéma synoptique du modèle large signal multi-modes est présenté sur la Figure 1-22. Trois courants (I_0, I_1 et I_{-1}) correspondant à l'émission stimulée des trois modes sont décrits et l'enveloppe de la puissance de chaque mode est représentée par les paramètres S_i (P_i dans notre cas) correspondants.

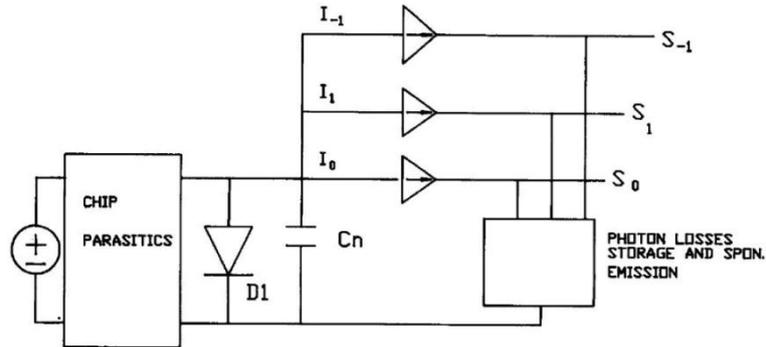


Figure 1-22 : Modèle du circuit équivalent du laser semi-conducteur multi-modes [55].

1.6. Modulateur Mach-Zehnder (MZM)

La modulation du signal optique par un modulateur externe présente en général une bande passante plus large que celle fournie par la diode laser. D'autre part, l'effet du chirp du laser est supprimé hormis celui lié au modulateur. Le MZM est un interféromètre optique ayant deux branches de longueur équivalente comme illustré sur la Figure 1-23. Le contrôle de déphasage entre ces deux branches permet ainsi la modulation de l'intensité du signal optique appliqué à son entrée. L'intégration de la diode laser avec le MZM est difficile à cause de ses dimensions. En effet, le déphasage entre les deux branches dépend de leur longueur. Nous avons utilisé un MZM avec un guide optique en Niobate de Lithium (LiNbO_3) de chez iXBlue (anciennement PHOTLINE) [56].

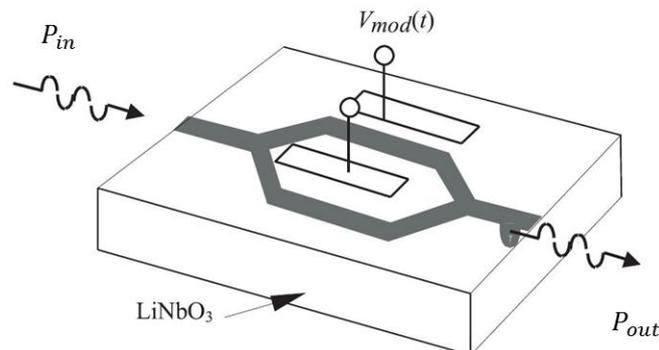


Figure 1-23 : Configuration d'un MZM modulé sur un seul bras [57].

1.6.1. Principe de fonctionnement

Une onde optique incidente d'intensité optique P_{in} est divisée en deux faisceaux par un coupleur 50/50 et sont guidés dans les deux bras de l'interféromètre. L'application d'un

champ électrique sur un des deux bras introduit une variation de la phase du signal optique par effet électro-optique "Pockels". A la sortie du MZM, un second coupleur permet la combinaison des deux ondes qui interfèrent mutuellement. La différence de phase entre les deux ondes permet d'avoir des interférences constructives ou destructives en fonction de sa valeur. Par conséquent, le signal optique est modulé en intensité en sortie du MZM et sa puissance optique est donnée par [57] :

$$P_{out}(t) = A \frac{P_{in}}{2} (1 + \cos(\varphi(t))) \quad (1-18)$$

avec A les pertes de couplage optique entre le laser et le MZM et $\varphi(t)$ la différence de phase entre les ondes propageant dans les deux branches du MZM.

La caractéristique DC du MZM idéal en fonction de la tension est représentée sur la Figure 1-24. La tension V_π représente la valeur nécessaire pour obtenir un déphasage de π entre les deux faisceaux. Les points de polarisation donnant une transmission minimale ou maximale de la puissance optique sont ainsi relevés. La modulation de la tension de polarisation permet de moduler le déphasage entre les deux bras et ainsi l'intensité du signal recombinaison. Le gain maximum est obtenu pour le point de polarisation situé au milieu de la zone linéaire de cette caractéristique correspondant à une tension de polarisation de $V_\pi/2$ sur la figure. Par contre, le choix du point de la transmission minimale permet l'utilisation de la technique de suppression de la porteuse optique. Le MZM peut contenir deux électrodes (dual-drive MZM) ou plus afin d'améliorer ses performances et aussi d'envisager la technique de modulation à bande latérale unique (SSB, Single SideBand) afin de s'affranchir de la dispersion dans la fibre optique [26].

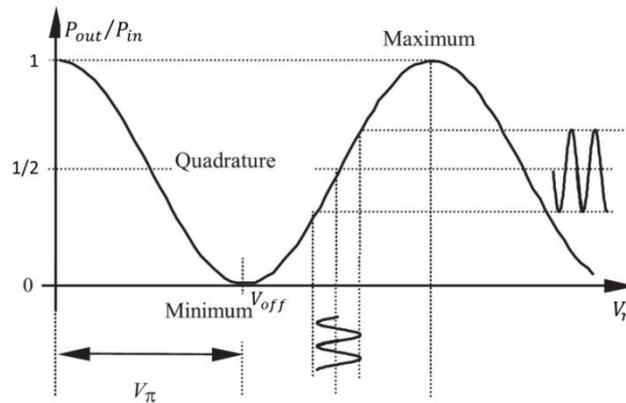


Figure 1-24 : Caractéristique DC du modulateur MZM.

L'efficacité de modulation du MZM est obtenue à partir du rapport du carré de la puissance optique modulée et la puissance électrique injectée. Cette dernière est exprimée comme le cas de la diode laser par W/A et dépend du point de polarisation. Son expression pour une faible amplitude de modulation à un point de polarisation situé au milieu de la zone linéaire de la réponse statique $V_{DC} = \frac{V_\pi}{2}$ est donnée par [58] :

$$\eta_{MZM} = \frac{A P_{in} \pi R_s}{2 V_\pi} \quad (1-19)$$

où R_s est la résistance interne de la source de modulation RF.

1.6.2. Modèle électrique

Après reformulation de l'équation (1-18) et l'introduction du taux d'extinction (TE) décrivant la transmission minimale, la réponse en puissance du MZM en fonction de sa tension de polarisation V_D est donnée par l'équation (1-20) :

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} = A \left\{ \sin^2 \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{V_D - V_{off}}{V_\pi} \right) \right] + \frac{1}{TE} \cos^2 \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{V_D - V_{off}}{V_\pi} \right) \right] \right\} \quad (1-20)$$

$$\text{où} \quad V_D(t) = V_{DC} + V_{RF} \cos(\omega_{RF}(t) + \phi) \quad (1-21)$$

avec V_{off} la première valeur de V_{DC} entraînant des interférences destructives.

Le modèle électrique équivalent du MZM se résume à l'illustration de la Figure 1-25. La réponse décrite par l'équation (1-20) est implémentée sur ADS par le module (SDD, Symbolically Defined Device), ce qui permet de prendre en considération la non-linéarité du MZM. L'information à son entrée est un courant représentant la puissance optique et pareil pour le signal de sortie. Ce modèle est compatible avec le circuit équivalent du laser. Les éléments RLC du circuit parasite sont déterminés à partir du coefficient de réflexion mesuré ou paramétrés afin de respecter un gabarit particulier. Les pertes de couplage optique et d'insertion électrique sont également prises en compte.

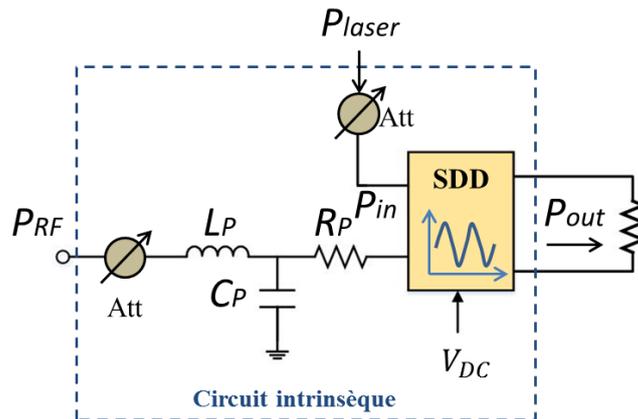


Figure 1-25 : Modèle électrique équivalent du circuit intrinsèque comportementale du modulateur MZM.

1.7. Modulateur à électro absorption (MEA)

Le MEA est un dispositif qui module l'intensité optique d'un faisceau laser en fonction de sa tension électrique. Ce modulateur peut être intégré monolithiquement à un laser DFB pour former un circuit intégré photonique EML. Nous avons utilisé un EML conçu et réalisé en technologie AlGaInAs de chez "Alcatel-Thales III-V Lab" [59]. La Figure 1-26 montre la configuration du substrat de l'EML considéré. La puce est montée sur un bloc CuW (cuivre-tungstène) permettant une meilleure dissipation de la chaleur.

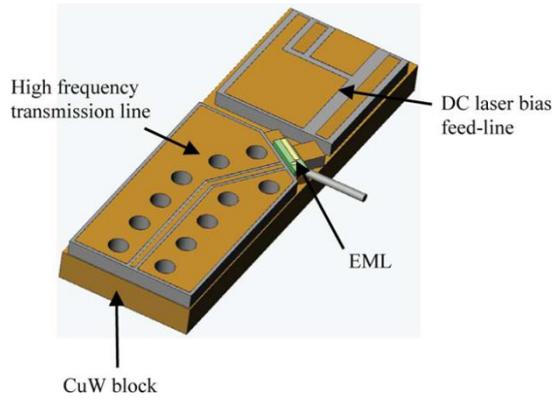


Figure 1-26 : Configuration du substrat du modulateur EML utilisé [41].

1.7.1. Principe de fonctionnement

Ce modulateur repose sur la modification de l'absorption d'un matériau semi-conducteur lorsqu'un champ électrique est appliqué. Ce phénomène est bien connu par l'effet Franz-Keldysh. La largeur effective de la bande interdite E_g du matériau semiconducteur diminue lorsqu'une tension externe est appliquée. Par conséquent, si la fréquence ν d'une onde lumineuse entrante est choisie de telle sorte que son énergie $E = h\nu$ est plus petite que la largeur de la bande interdite lorsqu'aucune tension n'est pas appliquée, le matériau sera transparent. En revanche, quand une tension externe est appliquée, la bande interdite effective sera réduite, ce qui signifie que l'onde lumineuse est absorbée par le matériau lorsque $E > E_g$.

Le fonctionnement d'un MEA est caractérisé par sa caractéristique du rapport d'extinction statique (ER , Extinction Ratio). Cette caractéristique montre la puissance optique transmise à la sortie du modulateur par rapport à sa valeur maximale obtenue à une polarisation nulle ($V_M = 0$) (équation (1-22)) en fonction de la tension de polarisation inverse V_M . La Figure 1-27 montre l'ER d'un MEA typique à base d'InP en fonction de sa tension inverse avec une description d'une modulation numérique. Le signal optique est d'autant plus atténué que la tension V_M diminue.

$$ER(V_M) = \frac{P_{opt}(V_M)}{P_{opt}(V_M = 0)} \quad (1-22)$$

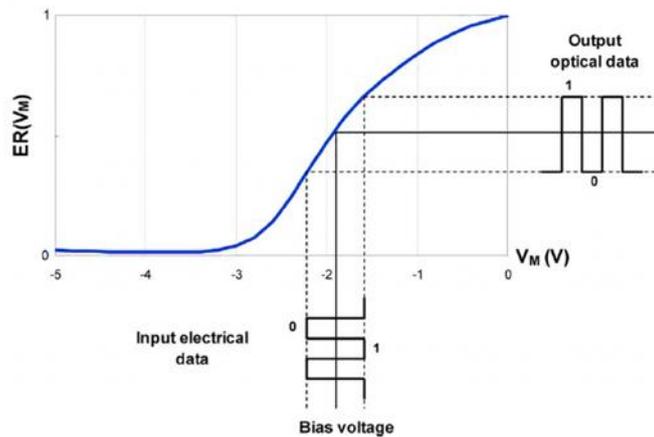


Figure 1-27 : Caractéristique statique normalisée d'un MEA en fonction de sa tension de polarisation.

L'efficacité du MEA est donnée par [60] :

$$\eta_{MEA} = \frac{A P_{in} T_N(V_M) R_S}{V_\alpha(V_M)} \quad (1-23)$$

avec A les pertes de couplage optique entre le laser DFB et le MEA, P_{in} la puissance optique en sortie du laser DFB intégré au MEA, $T_N(V_M)$ représentant l'absorption due à la tension de polarisation V_M , R_S la résistance interne de la source de modulation RF et $V_\alpha(V_M)$ une tension décrivant la variation de l'absorption donnée par $e^{-\Gamma L \alpha(V_M)}$ en fonction de la tension de modulation. $V_\alpha(V_M)$ est donné par :

$$V_\alpha = \frac{-1}{\Gamma L \left(\frac{d\Delta\alpha(v_m)}{dv_m} \Big|_{V_M} \right)} \quad (1-24)$$

où Γ est le facteur de confinement optique et L est la longueur de la guide d'onde.

1.7.2. Modèle électrique

Le modèle grand signal du MEA utilisé pour cette étude est celui développé au laboratoire L2E sur ADS [41]. Ce dernier est intégré au modèle du laser DFB afin de construire le circuit électrique équivalent de l'EML [61].

Le modèle électrique est représenté sur la Figure 1-28. Ce modèle est composé des modèles extrinsèque et intrinsèque comportemental du MEA. Le modèle extrinsèque possède les paramètres S de la ligne de transmission RF qui est un guide d'onde coplanaire avec une masse inférieure GCPW (Grounded Coplanar Waveguide), ces paramètres S sont implémentés sur ADS grâce à un fichier S2P. Une inductance L_{bond} est ajoutée afin de tenir compte de la connexion entre le GCPW et le MEA. Le modèle intrinsèque comportemental constitue la réponse non-linéaire du MEA. Les composants RLC modélisent la réponse petit-signal du modulateur et les effets parasites. Un polynôme rationnel (équation (1-25)) de la réponse statique normalisée du MEA est ensuite établi afin de considérer la non-linéarité du modulateur et donner la relation entre la puissance optique et la tension V_M appliquée. Ce polynôme est intégré sur ADS par un composant SDD à trois ports qui définit les relations entre les courants (puissances optiques) et la tension de modulation.

$$F_{NL}(V_M) = \frac{A_0 + \sum_{k=1}^4 A_k * V_M^k}{B_0 + \sum_{k=1}^4 B_k * V_M^k} \quad (1-25)$$

où les constantes A_k et B_k sont extraites à partir de la courbe $ER(V_M)$.

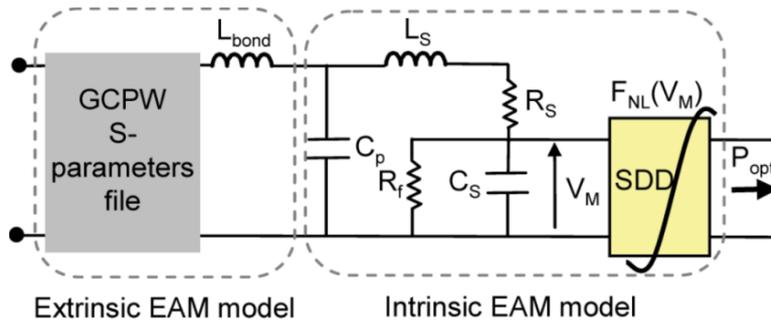


Figure 1-28 : Modèle électrique équivalent du MEA [41].

1.8.Fibre optique

La fibre optique représente le canal idéal pour transmettre les signaux utiles sous forme de lumière sur des grandes distances grâce à ses faibles pertes (près de 0,2 dB/km aux longueurs d'onde télécom autour de 1,55 μm pour des fibres en silice). L'atténuation de la fibre optique dépend de la longueur d'onde du signal à transmettre comme cela est représenté sur la Figure 1-29 dans le cas de la fibre en silice. En plus de ces faibles atténuations et de la robustesse de la fibre optique contre les interférences électromagnétiques, la fibre a une bande passante élevée permettant des débits de transmission très grands. Néanmoins, des effets non-linéaires et des effets de dispersion de la fibre impactent les performances et sont à prendre en considération dans les liaisons RoF.

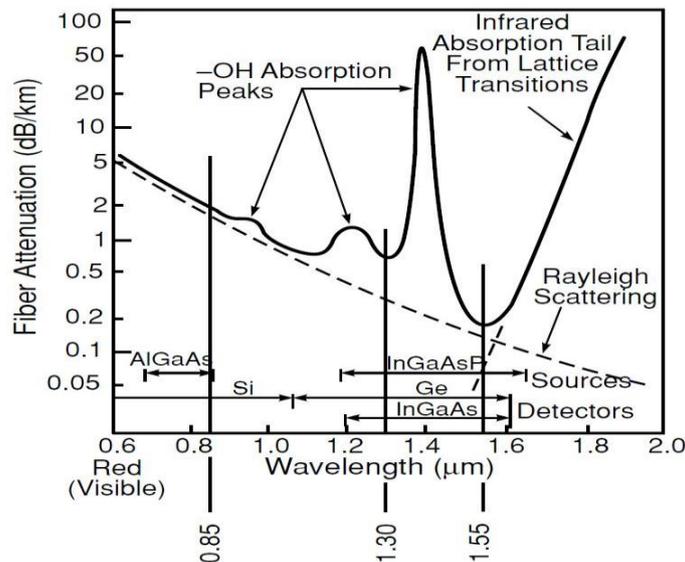


Figure 1-29 : Atténuation de la fibre optique en fonction de la longueur d'onde [47].

1.8.1. Caractéristiques de la fibre

Une fibre optique est constituée d'un cœur cylindrique d'indice de réfraction n_1 entouré d'une gaine d'indice de réfraction n_2 inférieur. La lumière se propage dans le cœur par réflexion totale à l'interface cœur-gaine (Figure 1-30). Cette réflexion totale se produit pour les rayons lumineux incidents à l'interface avec un angle θ_i par rapport à la normale supérieure à un angle critique θ_c où $\sin \theta_c = n_2/n_1$.

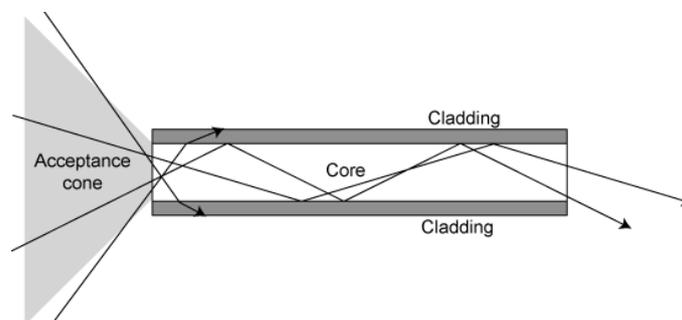


Figure 1-30 : Réflexion totale de la fibre optique [62].

La nature guide d'onde des fibres optiques leur confère un certain nombre de mode de propagation limité par le diamètre de la fibre, la différence d'indice du cœur et de la gaine et

la longueur d'onde du signal optique qui se propage. Il est possible d'avoir un mode unique de propagation dans une fibre nommée monomode (SMF, Single Mode Fiber) ou en plusieurs modes dans une fibre multimodes (MMF). La dimension du cœur de la fibre multi-modes est supérieure à celle de la fibre monomode. Le coût de la fibre multi-modes était généralement inférieur à celui d'une fibre monomode sauf que le déploiement massif des fibres monomodes a réduit considérablement leur coût. En revanche, la dispersion entre modes (inter-modes) est absente dans une fibre monomode ce qui lui attribue une utilisation très large. Cependant, la dispersion chromatique liée à la dépendance fréquentielle de l'indice de réfraction de la fibre et la dispersion du guide sont présents dans les deux types de fibres. La conséquence est l'élargissement spectral d'une impulsion qui s'y propage parce que les différentes composantes spectrales de l'impulsion se dispersent lors de la propagation et n'arrivent pas simultanément au bout de la fibre. Cette dispersion est quantifiée par le coefficient de dispersion chromatique D . Cependant, l'effet de la dispersion chromatique de la fibre peut être contrebalancé par différentes techniques :

- Insertion d'une fibre à dispersion négative (DCF, Dispersion Compensating Fibers) afin de compenser la dispersion positive des fibres standards [63].
- La suppression d'une bande latérale en utilisant un filtre à réseau de Bragg gravé dans la fibre FBG [64].

Des effets non-linéaires dans la fibre apparaissent pour les niveaux élevés d'intensité optique [65], comme la diffusion stimulée de Raman (SRS, Stimulated Raman Scattering) et la diffusion stimulée de Brillouin (SBS, Stimulated Brillouin Scattering) qui se manifestent par une perte de la puissance optique à la fréquence incidente. Le changement de l'indice de réfraction avec la puissance incidente peut conduire à des effets non-linéaires comme l'auto modulation de la phase ou la modulation croisée de phase [65]. L'interaction non-linéaire de multiples signaux optiques dans une fibre optique conduit à la génération de signaux optiques à de nouvelles fréquences, ce phénomène est appelé le mélange à quatre ondes (FWM, Four-Wave Mixing).

Etant donné les courtes longueurs de fibres optiques exploitées que nous avons utilisées, le modèle électrique équivalent n'englobe que l'atténuation linéique et la dispersion chromatique de la fibre. Les effets non-linéaires de la fibre restent à développer.

1.8.2. Modèle électrique

Comme la transmission est effectuée par une modulation d'intensité, le spectre du signal optique modulé est à double bande latérale. A cause de la dispersion chromatique, les bandes de modulation latérales et la porteuse optique vont se propager à des vitesses légèrement différentes à travers la fibre optique et chaque composante fréquentielle du signal va subir une variation de phase. Par conséquent, pour certaines fréquences à des longueurs de fibre particulières, la dispersion chromatique entraîne un évanouissement de l'amplitude des deux bandes latérales en opposition de phase. Pour illustrer ce point, on considère une source optique représentée par une diode laser monomode modulée en amplitude et centrée à $\omega_{opt} = 2\pi\nu$, le champ optique complexe à l'entrée de la fibre s'écrit par :

$$E_{in}(t) = \sqrt{S_{in}(t)}e^{j\omega_{opt}t + j\phi_{in}(t)} \quad (1-26)$$

où $S_{in}(t)$ est l'intensité optique et $\phi_{in}(t)$ est la phase de l'onde optique.

En négligeant la non-linéarité de la fibre et son atténuation et après propagation sur une longueur L , le signal en sortie de la fibre peut être exprimé dans le domaine fréquentiel par :

$$E_{out}(\omega) = E_{in}(\omega)e^{-j\beta(\omega)L} \quad (1-27)$$

où $e^{-j\beta(\omega)L}$ est le terme de propagation dans la fibre, β est la constante de phase ou la constante de propagation qui peut être exprimée en série de Taylor par :

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_{opt}) + \frac{\beta_2}{2}(\omega - \omega_{opt})^2 \quad (1-28)$$

avec β_0 et β_1 liées respectivement au retard de phase et de groupe du champ électrique modulé. β_2 est un facteur lié à la distorsion correspondant à la dispersion chromatique.

Les deux termes β_0 et β_1 ne produisent qu'un retard en phase et en temps du signal de modulation et n'apportent pas de distorsion. Le coefficient de dispersion chromatique D [ps/(nm.km)] est lié à β_2 par :

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (1-29)$$

où λ est la longueur d'onde optique.

En régime petit signal à la fréquence de modulation f_m , la matrice de transfert dans le domaine fréquentiel faisant le lien entre l'intensité S_{in} et la phase ϕ_{in} du signal optique en entrée de la fibre avec l'intensité S_{out} et la phase ϕ_{out} du signal optique en sortie de la fibre est donnée par (1-30) [66]. Cette matrice renseigne ainsi sur les coefficients de conversion de bruits PM-AM et AM-PM provoqués après la transmission et donc à la photodétection.

$$\begin{pmatrix} S_{out} \\ \phi_{out} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\left(\frac{\pi \lambda^2 D L f_m^2}{c}\right) & -\sin\left(\frac{\pi \lambda^2 D L f_m^2}{c}\right) \\ \sin\left(\frac{\pi \lambda^2 D L f_m^2}{c}\right) & \cos\left(\frac{\pi \lambda^2 D L f_m^2}{c}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{in} \\ \phi_{in} \end{pmatrix} \quad (1-30)$$

Dans le cas de la modulation d'intensité et en supposant qu'il n'y a pas de modulation de fréquence (chirp), la fonction de transfert de la fibre se résume au premier terme de la matrice (équation (1-31)). Par conséquent, la longueur de la fibre et la fréquence de modulation RF doivent être choisies de telle sorte que les points d'évanouissement de puissance soient évités. En présence de chirp, la conversion PM-AM et le rapport entre les réponses de modulation d'intensité et de fréquence sont considérés dans la fonction de transfert de la fibre comme cela est détaillé dans [67].

$$H_{FO} = \frac{S_{out}(t)}{S_{in}(t)} = \cos\left(\frac{\pi \lambda^2 D L f_m^2}{c}\right) \quad (1-31)$$

La fonction de transfert de la fibre est implémentée sur ADS (Figure 1-31) par une source de courant CCCS (Current Controlled Current Source), le coefficient de cette source correspond à la fonction de transfert de la fibre en incluant aussi l'atténuation dans la fibre.

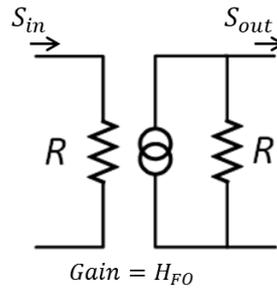


Figure 1-31 : Modèle électrique équivalent de la fibre optique.

1.9. Photodiode

Un récepteur optique ou photodétecteur convertit le signal optique reçu à l'extrémité de la fibre optique en un signal électrique. Cet étage de photodétection peut être suivi par un étage d'amplification qui peut lui être intégré comme le cas d'un amplificateur transimpédance (TIA, TransImpedance Amplifier). La photodiode PIN et la photodiode à avalanche APD (Avalanche PhotoDiode) sont les photodiodes les plus communes pour la conversion optique-électrique à la réception. Les photodiodes à transport unipolaire (UTC, Uni-Travelling Carrier) sont des composants très large bande et peuvent avoir une puissance de saturation élevée [68]. Leur modèle électrique est néanmoins plus complexe qu'une simple jonction PN. Nous nous sommes limités aux photodiodes commerciales de type PIN de chez "EMCORE" et "New Focus". Le modèle équivalent de la photodiode utilisé lors de cette étude est un modèle simplifié linéaire.

1.9.1. Principe de fonctionnement

La photodiode PIN est composée d'une zone intrinsèque intercalée entre deux régions fortement dopées P et N d'un autre matériau d'énergie de gap plus élevé (Figure 1-32). L'absorption d'un photon d'énergie suffisante entraîne une transition électronique d'un niveau permis de la bande de valence (BV) vers un niveau permis de la bande de conduction (BC) générant donc une paire électron-trou. La paire électron-trou ainsi créée par ce processus d'absorption, est séparée sous l'effet d'un champ électrique (tension inverse appliquée à la jonction de la photodiode). Les électrons migrent alors vers la zone dopée N et sont collectés au niveau de l'électrode N, tandis que les trous sont collectés au niveau de l'électrode P. Ce déplacement de charges donne ainsi naissance à un courant appelé photocourant.

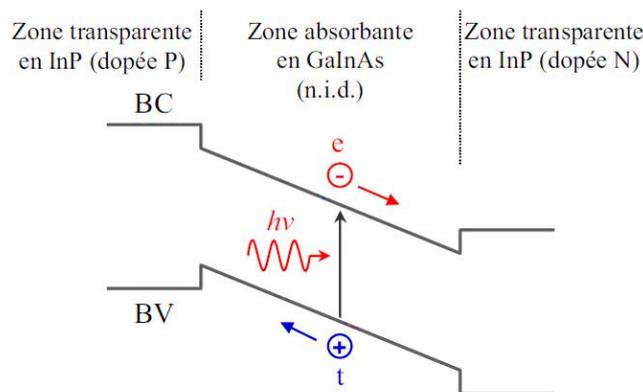


Figure 1-32 : Principe de la photodétection illustré sur le diagramme de bande d'une photodiode de type PIN (en GaInAs sur InP) [69].

Les photons d'énergie $h\nu$ sont absorbés si leur énergie est supérieure à l'énergie de la bande interdite E_g du matériau intrinsèque. Les longueurs d'ondes λ absorbées dans un semiconducteur d'énergie de gap E_g doivent donc satisfaire la condition suivante :

$$\lambda \leq 1,24/E_g \quad (1-32)$$

où λ est en μm et E_g en eV. L'énergie de gap d'un matériau GaInAs est de 0,75 eV, donc, une longueur d'onde λ de 1.55 μm est absorbée.

La photodiode PIN est utilisée en polarisation inverse à cause de la dynamique présentée par rapport au courant d'obscurité. La caractéristique statique courant-tension est celle d'une diode qui suit idéalement la loi de Shockley comme illustré sur la Figure 1-33. Sous éclairage, le photocourant généré vient modifier cette caractéristique et le courant total délivré par la photodiode est la somme du courant d'obscurité I_{obs} et du photocourant I_{ph} . Le courant I_{obs} est de l'ordre de quelque nA et pourrait être négligé devant le photocourant.

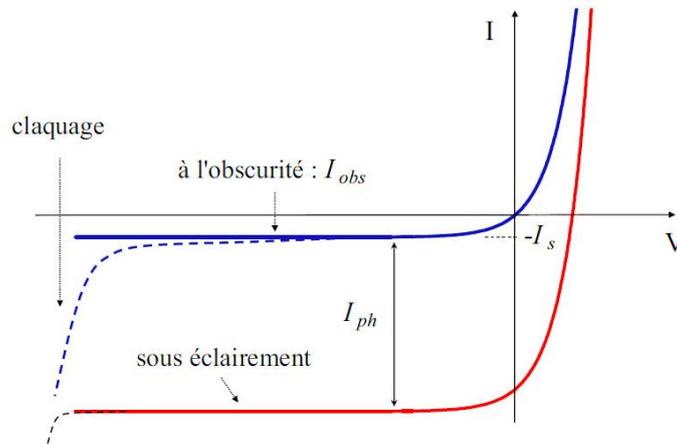


Figure 1-33 : Caractéristique statique I-V d'une photodiode à l'obscurité et sous éclairage [69].

Le photocourant détecté I_{ph} est le produit de l'intensité lumineuse incidente P_{opt} par la responsivité (ou la sensibilité) de la photodiode r_{PD} (équation (1-33)). Le rendement quantique externe η est lié à la responsivité r_{PD} par l'équation (1-34), ce rendement est défini comme le rapport entre le flux de charges délivrées et le flux de photons incidents. Une responsivité maximale est obtenue pour un rendement $\eta = 1$.

$$I_{ph} = r_{PD} P_{opt} \quad (1-33)$$

$$r_{PD} = \frac{I_{ph}}{P_{opt}} = \eta \frac{q}{h\nu} \quad (1-34)$$

La nature discontinue de l'énergie des photons induisent une fluctuation du photocourant selon une distribution de Poisson. Cette fluctuation est représentée par le bruit de grenaille qui est proportionnel à la puissance optique reçue. La puissance de bruit de grenaille dans une bande de fréquence Δf est donnée par :

$$n_{Gr} = 2 q R_L I_{ph} \Delta f \quad (1-35)$$

avec R_L la résistance de charge en sortie de la photodiode et Δf la bande passante d'analyse de bruit.

1.9.2. Modèle électrique

Le modèle électrique linéaire a également été proposé pour les photodiodes [70] [71]. Des modèles non-linéaires qui considèrent la saturation de la puissance sont présentés dans [43], [72]. Dans notre cas, le niveau des puissances optiques reste inférieur au niveau de saturation des photodiodes utilisées, le modèle électrique utilisé est donc linéaire (Figure 1-34). Il est représenté par un simple filtre passe bas et un générateur de courant. L'entrée du modèle est le courant électrique incident I_{opt} représentant la puissance optique P_{opt} qui est convertie par l'intermédiaire de la responsivité de la photodiode en courant électrique équivalent au courant photodétecté I_{ph} . Le bruit de grenaille de la photodiode est représenté par sa densité spectrale avec une source de bruit en courant. C_J et R_D sont la capacité de transition et la résistance dynamique de la jonction. R_S est la résistance associée au contact électrique des électrodes de sortie qui est suivie par un circuit LC. Un circuit parasite, modélisant l'effet du boîtier, est aussi considéré. Les valeurs des éléments du circuit parasite sont extraites des mesures du coefficient de réflexion. R_{MPD} est la résistance d'adaptation de la sortie avec la charge présentée par R_L . Ce modèle est aussi implémenté par le composant SDD reliant l'entrée optique à la sortie électrique décrivant le photocourant.

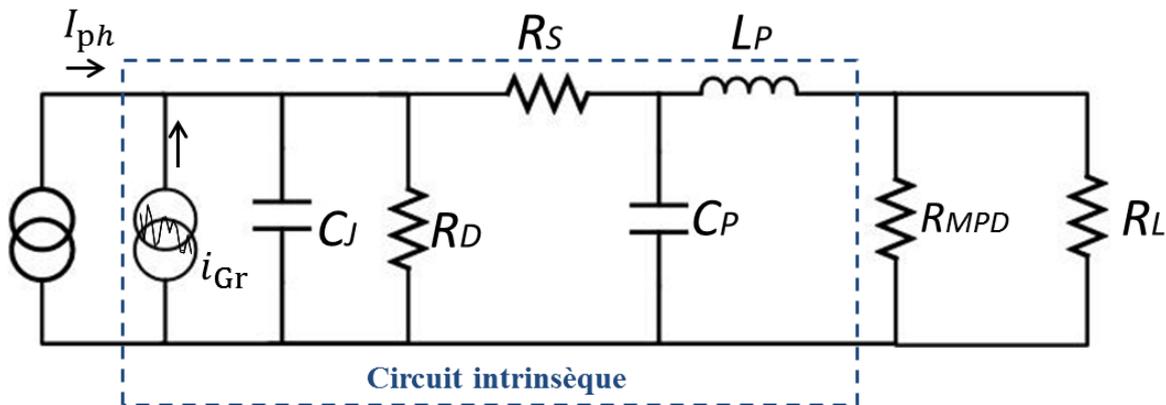


Figure 1-34 : Schéma du circuit électrique équivalent de la photodiode.

1.10. Conclusion

Les standards sans fil dédiés aux applications ultra large bande dans la bande centimétrique et millimétrique ont été brièvement décrits afin de situer le contexte de cette étude. Le principe de la modulation multi-porteuse employée dans ces standards a été aussi présenté. L'intérêt de la technologie RoF et son apport aux applications sans fils ont été discutés. En effet, cette technologie présente une solution efficace pour la distribution et le déport de signaux analogiques en bande étroite ou large. L'avantage apporté par l'optique rend la RoF compétitive par rapport aux solutions existantes et une solution pérenne avec l'avancée technologique apportée sur les composants photoniques et leur possible intégrabilité monolithique ou hybride. La méthode de dimensionnement et simulation par circuit équivalent des composants photoniques a été présentée.

La liaison RoF à modulation d'intensité – détection directe (IM-DD) transportant un spectre RF à une fréquence intermédiaire IF a été sélectionnée principalement à la simplicité de la solution mais aussi parce qu'elle est la plus adaptée aux applications de réseau domestique à 60 GHz où une multitude de points d'accès sont nécessaires. Pour ces applications, des courtes longueurs de fibres optiques, typiquement inférieures à 100 m, sont déployées entre différentes pièces ou pour la couverture d'un site particulier. La distorsion

apportée par la fibre est alors inexistante ce qui laisse envisager d'utiliser les composants bas coût pour les applications à très haut débit.

Trois types de liaisons IM-DD à modulation directe et externe seront caractérisés et analysés dans les chapitres suivants par le biais de simulations et de mesures.

Chapitre 2

Caractérisation analogique des composants optoélectroniques et analyse dynamique de la liaison RoF

Dans l'objectif d'étudier et dimensionner des liaisons RoF, les différents composants optoélectroniques ainsi que la fibre optique seront modélisés et leurs caractéristiques seront spécifiées dans un environnement électrique à l'aide des outils de simulation disponibles sur le logiciel ADS. Ces caractéristiques simulées seront ensuite comparées avec les caractéristiques mesurées pour validation. Une fois ces modèles électriques équivalents validés, nous présenterons les performances en petit signal des liaisons RoF. Puis, nous présenterons les différents types de sources de bruit et leurs influences sur le système RoF lorsque le rapport signal à bruit est faible. La contribution en bruit de chaque élément de la liaison sur la performance totale sera ainsi déterminée.

Nous nous intéresserons ensuite aux performances en grand signal des liaisons RoF [73] en déterminant l'impact des non-linéarités des composants optoélectroniques. Pour ce faire, des critères et paramètres de performance en large signal sont considérés comme le point de compression de gain à 1dB (P_{1dB}), le point d'interception d'ordre 3 (IP3) et le SFDR (Spurious-Free Dynamic Range).

Finalement, une comparaison entre notre approche de simulation réalisée sous ADS et d'autres techniques s'appuyant sur des logiciels optiques sera menée afin de déterminer les points faibles et forts de chaque méthode ainsi que leurs limites.

2.1. Caractéristiques des composants optoélectroniques modélisés pour les liaisons RoF

Nous présenterons dans la suite les caractéristiques statiques et dynamiques des éléments constituant différents types de liaisons RoF. Ce sont les transducteurs E/O et O/E et le canal de transmission optique (fibre optique).

2.1.1. Diode laser DFB

Le modèle équivalent de la diode laser a été développé et implémenté sous ADS dans le cadre des précédentes thèses soutenues au laboratoire ESYCOM [74], [75]. Cependant, l'optimisation de l'extraction précise des paramètres physiques des diodes lasers n'a pas été considérée jusqu'alors. Or, le choix des paramètres est extrêmement important pour modéliser les caractéristiques réelles du laser et ainsi pouvoir analyser et optimiser les performances du laser au sein d'un système complexe.

Deux lasers DFB (référéncés par laser 1 et laser 2) monomodes de la société "3S Photonics" seront exploités pour cette étude. Les deux lasers émettent à la longueur d'onde $1.55 \mu\text{m}$ et possèdent une bande passante supérieure à 16 GHz. La Figure 2-1 montre un exemple de ce type de laser DFB fabriqué par le groupe "3S Photonics". Un té de polarisation est nécessaire afin d'assurer la combinaison en entrée du laser du signal de polarisation au signal de modulation microonde. Un contrôleur de température est également utile pour la stabilité du courant de seuil et de l'efficacité du laser.



Figure 2-1 : Exemple d'un laser DFB de 3S Photonics.

2.1.1.1.Extraction des paramètres physiques du laser DFB

Les différentes valeurs des paramètres physiques constituant les données des équations de base du modèle de la cavité du laser (les équations de continuité des porteurs et des photons) doivent être déterminées avec précision. La troisième équation de continuité du laser relative à sa phase optique n'est pas exploitée dans cette étude puisque cette dernière porte sur les liaisons à détection quadratique.

La modulation directe de l'intensité optique du laser par un signal microonde est amenée à l'entrée du laser à travers une ligne de transmission entraînant des effets parasites, le boîtier du laser engendre également des effets parasites. Ces éléments parasites ont un impact sur les réponses du laser dans cet environnement qui doivent être pris en compte en simulation. Il est donc nécessaire de modéliser ces éléments externes au laser afin d'extraire les valeurs de ses paramètres.

Plusieurs techniques d'optimisation numériques ont été introduites dans le but d'extraire les paramètres présentés dans les équations de continuité du laser pour des lasers DFB [76] et VCSEL [77], ces techniques sont basées sur la soustraction des paramètres polynomiaux après ajustement avec des courbes de mesures de réponses fréquentielles du laser. Une méthode d'extraction des paramètres physiques, basée sur des simulations systèmes effectuées à l'aide d'un logiciel commercial "Comsis" (COMMunication Systems Interactive Software) [78], a été exploitée dans un premier temps au laboratoire ESYCOM et l'estimation des valeurs des paramètres a été menée de manière semi-automatique [79]. Dans notre étude, l'extraction des paramètres physiques de la cavité du laser est réalisée avec une méthode numérique similaire basée sur l'optimisation du modèle à partir des mesures statiques (spectre optique du laser et sa réponse statique L-I), mesures en bruit (RIN du laser) en exploitant les différentes expressions liant les différents paramètres physiques. L'extraction des paramètres du circuit parasite est réalisée à partir de la mesure du coefficient de réflexion à l'entrée du laser. Une fois les valeurs des différents paramètres estimées, certains paramètres d'ajustement seront modifiés jusqu'à obtenir la concordance désirée entre les caractéristiques mesurées et simulées. Les principaux paramètres systèmes (efficacité du laser, courant de seuil, longueur de la cavité optique du laser, fréquences d'oscillation de relaxation, ...) et physiques (durée de vie des photons, durée de vie des électrons, coefficient du gain différentiel, facteur d'émission spontanée...) utilisés sont présentés dans la suite.

Une des premières mesures exploitée est le spectre optique du laser (Figure 2-2) mesuré directement en sortie du laser par un analyseur de spectre optique au-delà du courant de seuil. Le spectre optique nous permet de déterminer la longueur de la couche active à partir de l'intervalle spectral libre qui est donné par :

$$\Delta\nu = \frac{c}{2n_g L} = \frac{c}{\lambda^2} \Delta\lambda \quad (2-1)$$

où :

- c est la célérité de la lumière.
- $n_g = 3.5$ est l'indice de réfraction ou indice optique de groupe du matériau.
- L [m] est la longueur de la couche active.

D'après les mesures, l'écart en longueur d'onde entre les modes est égal à 1.1 nm pour les deux lasers. La longueur de la cavité est calculée donc par :

$$L = \frac{\lambda^2}{2n_g \Delta\lambda} = 309 \mu\text{m} \quad (2-2)$$

Les valeurs de la largeur et la hauteur de la cavité serviront comme des paramètres d'ajustement permettant l'optimisation de la procédure d'extraction et l'estimation du volume de la cavité V_{OL} .

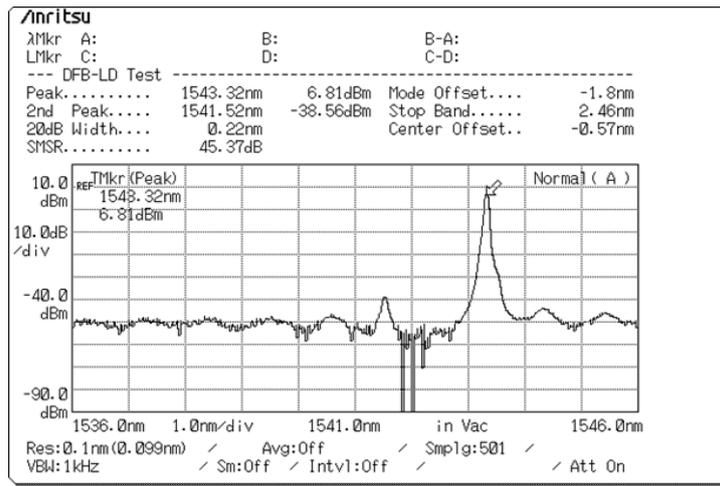


Figure 2-2 : Spectre optique du laser 1 de 3S Photonics ($I_{bias} = 80 \text{ mA}$).

La caractéristique statique L-I du laser permet d'utiliser les valeurs des paramètres systèmes nécessaires pour l'approche d'extraction des paramètres physiques. Cette caractéristique L-I est mesurée directement en sortie du laser par un puissance-mètre ou sur l'analyseur de spectre optique. La pente de la courbe de la caractéristique statique du laser, représentant le gain statique ou le rendement (η_{EO} ou η_{LI}) du laser, est un facteur essentiel pour calculer la durée de vie des photons, la valeur de ce paramètre peut être déterminée par la formule ci-dessous (voir Annexe A.1) :

$$\tau_p = \frac{\eta_{LI}}{\eta_i v_g \alpha_m} \frac{q}{h\nu} \quad (2-3)$$

avec :

- $\alpha_m [m^{-1}]$ représente les pertes des miroirs.
- $v_g = c/n_g = 0,86 \cdot 10^8 [m \cdot s^{-1}]$ est la vitesse de groupe des photons dans la cavité.

- η_i est le rendement quantique interne de recombinaison radiatif (il est voisin de 100% pour les matériaux bien purifiés).

Les pertes des miroirs sont données par :

$$\alpha_m = -\frac{1}{L} \ln(R_{eff}) \quad (2-4)$$

$R_{eff} = \sqrt{R_1 \cdot R_2}$ est le facteur de réflexion où R_1 et R_2 représentent les facteurs de réflexion pour les deux miroirs.

La durée de vie des électrons peut se calculer à partir du courant de seuil I_{th} obtenu de la caractéristique statique L-I du laser et de la densité des porteurs au seuil n_{th} . Elle est donnée par la formule suivante (voir Annexe A.1) :

$$\tau_n = \frac{qV_{OL}n_{th}}{I_{th}} \quad (2-5)$$

n_{th} est donnée par :

$$n_{th} = \frac{n_0}{1 - \frac{1}{n_{sp}}} \quad (2-6)$$

où :

- n_0 [m^{-3}] est la densité des porteurs à la transparence.
- n_{sp} est le facteur d'inversion de population compris entre 1 et 2 [80].

Le facteur d'émission spontanée utilisé dans les équations de continuité peut être évalué par sa valeur au seuil selon l'équation (2-7) [81]. La valeur du terme entre crochets est estimée typiquement entre 1.5 et 2 pour les matériaux de courtes longueurs d'onde.

$$\beta \approx \beta_{th} = \frac{q}{\tau_p I_{th}} \left[\frac{n_{sp}}{\eta_i \eta_r} \right]_{th} \quad (2-7)$$

avec η_r est l'efficacité radiative liée à la puissance optique générée par la recombinaison spontanée.

Les courbes de RIN du laser donnent une image claire de la réponse dynamique et permettent d'extraire les valeurs approximatives de certains paramètres comme le taux d'amortissement et les fréquences d'oscillation de relaxation correspondantes aux différents courants de polarisation. Les techniques de mesures de RIN sont présentées dans le paragraphe suivant.

Le coefficient de gain différentiel a lié au gain linéaire peut être déterminé à partir de la fréquence d'oscillation de relaxation du laser pour un courant de polarisation donné (a_1) (équation (2-8)). Il est aussi possible de le calculer à partir de la durée de vie des photons au-delà du seuil (a_2) (équation (2-9)). Afin d'avoir plus de précision, la valeur de ce coefficient sera estimée à la valeur moyenne résultant de ces deux calculs qui doivent avoir des valeurs proches (équation (2-10)). Le développement des formules suivantes est explicité en Annexe A.2.

$$a_1 = \frac{qV_{OL}\omega_R^2}{\Gamma v_g \eta_i (I_{bias} - I_{th})} \quad (2-8)$$

$$a_2 = \frac{1}{\Gamma v_g \tau_p (n_{th} - n_0)} \quad (2-9)$$

$$a = \frac{a_1 + a_2}{2} = \frac{1}{2\Gamma v_g} \left(\frac{qV_{OL}\omega_R^2}{\eta_i(I_{bias} - I_{th})} + \frac{1}{\tau_p(n_{th} - n_0)} \right) \quad (2-10)$$

avec :

- $\omega_R = 2\pi f_R$; f_R [Hz] est la fréquence d'oscillation de relaxation pour un courant de polarisation donné I_{bias} .
- Γ est le facteur de confinement optique.

Le facteur de compression de gain ε peut se calculer à partir du taux d'amortissement γ par l'équation approximée suivante :

$$\varepsilon = 2\pi\gamma \frac{qV_{OL}}{\Gamma(I_{bias} - I_{th})} \quad (2-11)$$

L'application de cette approche d'extraction et l'optimisation effectuée par l'ajustement de certains paramètres (volume de la couche active, facteur d'amortissement, facteur de réflexion, ...) nous a permis d'obtenir les valeurs des différents paramètres physiques constituant les équations de continuité modélisant la cavité du laser.

Le Tableau 2-1 résume les principales valeurs obtenues des paramètres systèmes et physiques des lasers DFB. Le laser 1 sera exploité pour la suite de notre étude.

Tableau 2-1 : Valeurs des paramètres physiques des lasers 1 et 2.

Paramètres systèmes		Laser 1	Laser 2
I_{th}	Courant de seuil	26 mA	19 mA
η_{LI}	Sensibilité (rendement) du laser	0.0872 W/A	0.0595 W/A
η	Rendement quantique externe	0.109	0.074
Vol	Volume de la couche active	$7.24 * 10^{-17} m^3$	$6.8 * 10^{-17} m^3$
Paramètres physiques			
Γ	Facteur de confinement optique	0.45	0.135
n_0	Densité des porteurs à la transparence	$1.4 * 10^{24} m^{-3}$	$1.4 * 10^{24} m^{-3}$
n_{sp}	facteur d'inversion de population	2	2
τ_p	Durée de vie des photons	0.56 ps	0.4 ps
τ_n	Durée de vie des porteurs	1.25 ns	1.6 ns
a	Coefficient du gain différentiel	$3.36 * 10^{-20} m^2$	$0.15 * 10^{-20} m^2$
ε	Facteur de compression de gain	$1.86 * 10^{-23} m^3$	$9.7 * 10^{-23} m^3$
β	Facteur d'émission spontanée	$2.18 * 10^{-5}$	$4.24 * 10^{-5}$

Les résultats de simulation de la caractéristique statique L-I et du RIN des lasers sont représentés sur la Figure 2-3 et montrent une bonne concordance avec les mesures pour les deux lasers DFB utilisés. Cette méthode a également été appliquée pour la caractérisation d'un laser DFB de puissance, un laser commercial de technologie EM4 [82]. Sa modélisation a donné des résultats analogues que ceux obtenus pour les deux lasers DFB de 3S Photonics.

Les courbes de RIN représentent les simulations/mesures pour trois courants de polarisation de 30, 50 et 80 mA. Nous pouvons observer que ce bruit d'intensité diminue avec l'augmentation du courant de polarisation et présente une valeur maximale autour de la fréquence d'oscillation de relaxation. Il subsiste néanmoins un écart, relativement faible, pour un courant de polarisation de 30 mA, ce qui est dû à une variation potentielle des paramètres physiques en fonction du courant de polarisation.

Sur la courbe L-I du laser, le maximum du courant de polarisation sera limité à 80 mA pour le laser 1 à cause de la saturation de la puissance optique qui apparaît au-delà. La compression de la réponse statique à des courants de polarisation élevés (plus de 80 mA) se superpose plus difficilement avec les courbes mesurées malgré la prise en compte du facteur de compression du gain ϵ . Cela pourrait être expliqué par la dépendance de l'efficacité de l'injection électrique à la température qui n'est pas modélisée dans ce modèle. L'efficacité d'injection est définie comme étant le pourcentage du courant injecté au-delà du seuil par rapport au courant qui aurait été généré sans effet de recombinaison non-radiative. [83]. Cette réponse statique du laser permet néanmoins de déterminer les points de fonctionnement pour lesquels l'étude et l'analyse de la qualité de transmission du système seront effectuées en fonction de la puissance d'entrée RF.

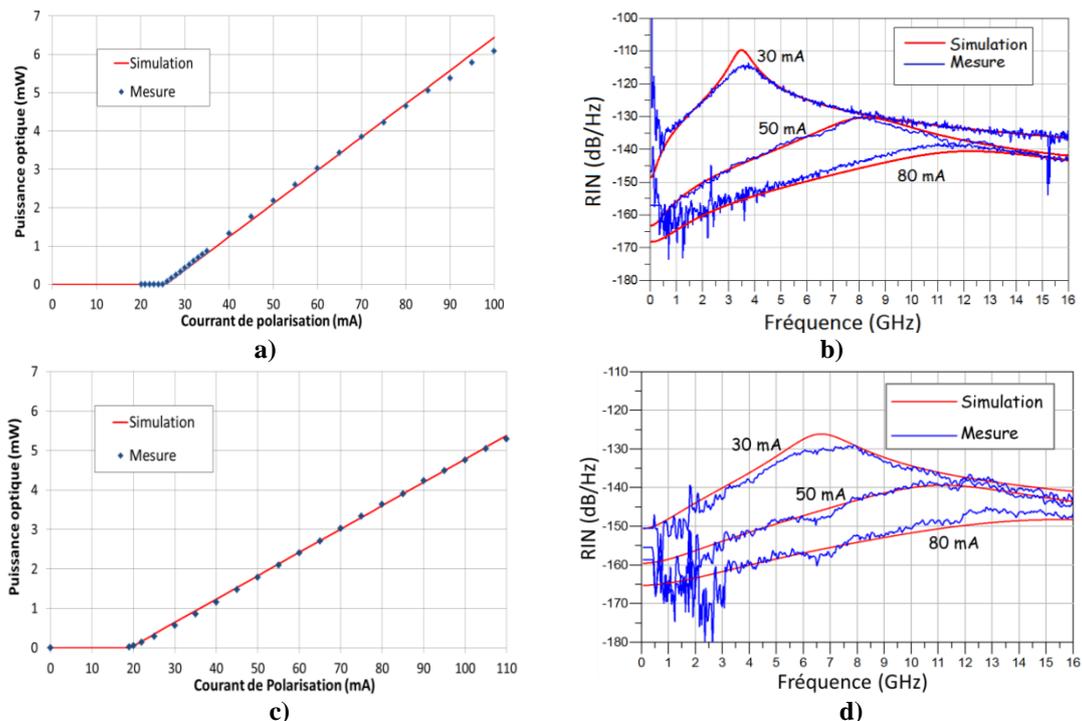


Figure 2-3 : Caractéristiques des deux lasers DFB de 3S Photonics : a) réponse statique et b) RIN du laser 1 - c) réponse statique et d) RIN du laser 2.

Le circuit équivalent des électrodes d'accès ainsi que les éléments parasites liés au boîtier sont également ajoutés à l'entrée du modèle. Ces circuits ont été optimisés à partir du paramètre de réflexion S_{11} mesuré par un analyseur de réseaux vectoriel dans la gamme de fréquence 0.5 à 20 GHz pour plusieurs points de polarisation. Le paramètre S_{11} mesuré et simulé est illustré sur la Figure 2-4(a) et présente des valeurs inférieures à -10 dB jusqu'à 15 GHz. L'impédance d'entrée de ce laser est d'environ 61,5 Ω dans la plage fréquentielle 2 – 5 GHz.

La réponse électro/optique simulée du laser est représentée sur la Figure 2-4(b) pour plusieurs courants de polarisation du laser variant de 30 à 80 mA. Comme dans le cas des

courbes de RIN, la réponse E/O fréquentielle augmente et présente une valeur maximale à la fréquence particulière d'oscillation de relaxation, spécifique pour chaque point de polarisation et indiquant ainsi les fréquences maximales d'utilisation dans des systèmes de transmission de signaux complexes.

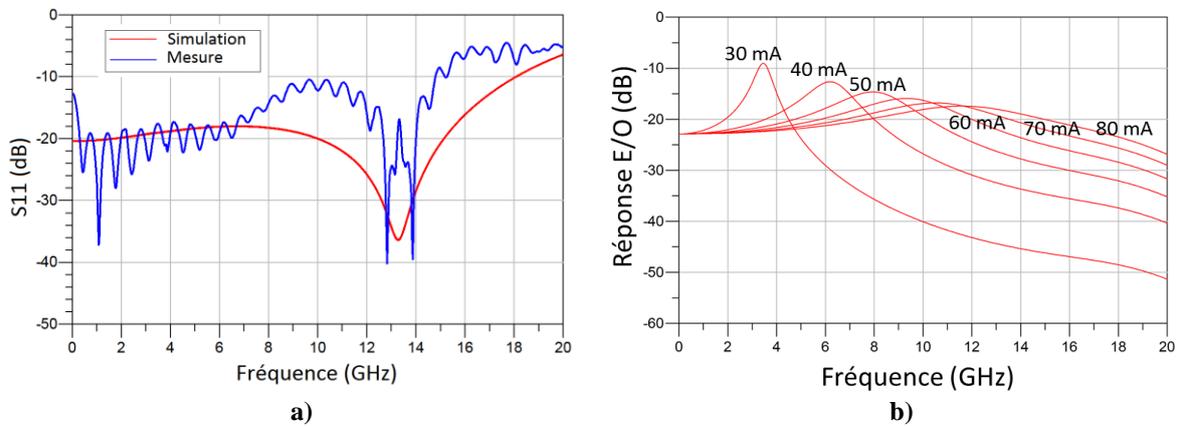


Figure 2-4 : a) paramètre S_{11} et b) réponse E/O du laser 1.

2.1.1.2. Techniques de mesure de RIN du laser DFB

Lors d'une transmission d'un signal radio à travers une liaison sur fibre, plusieurs sources de bruit contribuent au bruit total après détection : la fluctuation d'intensité optique délivrée par la source optique, le bruit de grenaille généré après photodétection et le bruit thermique associé aux différents composants électroniques et à la charge du récepteur. Nous nous intéressons ici à l'extraction des courbes de RIN nécessaires pour l'optimisation des paramètres de modélisation de la cavité du laser présentés dans le paragraphe précédent.

La Figure 2-5 donne le schéma synoptique du banc de mesures de RIN. Ce banc est constitué du laser sous test, un atténuateur optique variable placé en sortie du laser afin de ne pas saturer la photodiode, une photodiode avec une puissance optique de saturation élevée, un amplificateur électrique LNA associé à un faible facteur de bruit (< 3 dB) et un fort gain pour ramener la puissance électrique mesurée au-dessus du plancher de bruit de l'analyseur de spectre électrique. La mesure du RIN est effectuée sur une large bande de fréquence allant jusqu'à 20 GHz dans notre cas ce qui nécessite une bande passante équivalente pour chacun des composants du banc de mesure. Le laser est utilisé en régime d'émission continue (CW, Continuous Wave) pour cette analyse. La valeur du photocourant détectée aboutit à une contribution du bruit de grenaille plus faible que celle du RIN afin d'avoir une dynamique de mesure plus importante, ceci est possible par l'ajustement de l'atténuation optique.

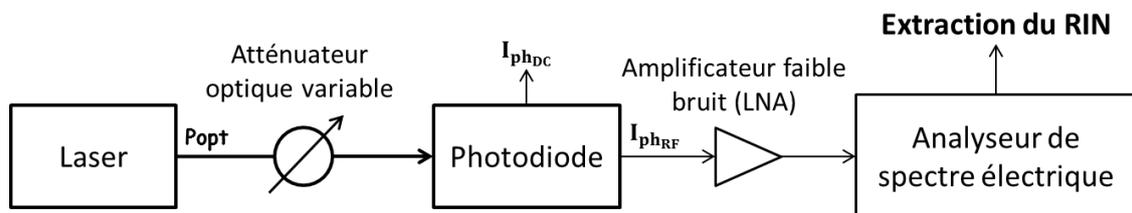


Figure 2-5 : Schéma du banc de mesure de RIN.

La densité spectrale de puissance de bruit est mesurée à l'analyseur de spectre électrique. Il est en effet nécessaire de soustraire la contribution des bruits thermique et de grenaille pour l'extraction du RIN. Plusieurs techniques de mesure de RIN peuvent être envisagées, nous présentons ici deux méthodes utilisées lors de cette étude.

a. Méthode avec une étape de calibration

Cette méthode de mesure exige une calibration de l'ensemble : photodiode, amplificateur et analyseur de spectre. La puissance de bruit totale mesurée à l'analyseur de spectre électrique (dans une bande de fréquence de 1 Hz) est exprimée par l'équation suivante [84]:

$$P_{Total} = K_{calib}(f) \left[\frac{k_B T}{R_{ph}} + 2q \langle I_{ph} \rangle + RIN(f) \langle I_{ph} \rangle^2 \right] \quad (2-12)$$

où :

- k_B est la constante de Boltzmann [$1.38 \cdot 10^{-23} \text{ m}^2 \text{kg s}^{-2} \text{K}^{-1}$].
- T est la température en Kelvin.
- R_{ph} est la résistance de charge de la photodiode.
- $\langle I_{ph} \rangle$ est le photocourant moyen détecté.
- $K_{calib}(f)$ est le coefficient de calibration qui dépend de :
 - la réponse fréquentielle de la photodiode.
 - La désadaptation électrique entre les composants électriques en sortie de la photodiode.
 - les caractéristiques du LNA.
 - le niveau de la puissance optique détectée.

La calibration du banc de mesure passe par l'utilisation d'un laser de référence dont le RIN est négligeable devant le bruit de grenaille dans la bande spectrale souhaitée [85], soit jusqu'à 20 GHz dans notre cas. La référence est un laser à état solide (Nd:YAG) (Neodymium-doped Yttrium Aluminum Garnet) dont les maximum de RIN corrélés aux fréquences de relaxation sont à des fréquences inférieures à 100 MHz. Ainsi entre 100MHz et 20 GHz, la puissance de bruit totale est alors la somme du bruit thermique et du bruit de grenaille. Afin de conserver les conditions de mesures identiques, la puissance optique délivrée par le laser de référence doit être égale à celle émise par le laser à tester. La puissance de bruit totale mesurée avec le laser de référence, où le RIN est considéré négligeable, est donnée par :

$$P_{ref}(f) = K_{calib}(f) \left[\frac{k_B T}{R_{ph}} + 2q \langle I_{ph} \rangle \right] \quad (2-13)$$

Le coefficient de calibration $K_{calib}(f)$ est déterminé par la mesure de la puissance de bruit en l'absence de signal optique sur la photodiode (photocourant moyen nul), ainsi la puissance de bruit mesurée correspond alors au bruit thermique, le bruit de grenaille dû au courant d'obscurité étant négligé :

$$P_{th}(f) = K_{calib}(f) \left[\frac{k_B T}{R_{ph}} \right] \quad (2-14)$$

Ces deux équations permettent de déduire le coefficient de calibration par l'équation (2-15). Pour que cette équation reste valide, il faut s'assurer que, pour un laser de référence donné, la contribution du bruit de grenaille reste supérieure à celle du bruit thermique pour la mesure de P_{ref} , ce qui nécessite un photocourant moyen détecté approprié non-négligeable (de l'ordre du mA) et un faible facteur de bruit de l'amplificateur (d'environ 3 dB).

$$K_{calib}(f) = \frac{P_{ref}(f) - P_{therm}(f)}{2q\langle I_{ph} \rangle} \quad (2-15)$$

Nous avons effectué cette mesure au III-V labs uniquement avec le laser à état solide (Nd:YAG) pour la plage fréquentielle [100MHz – 20 GHz]. Afin de couvrir la plage spectrale des basses fréquences entre 10 kHz et 100 MHz, une source blanche, dont le bruit est limité au bruit de grenaille, pourrait être proposée.

Finalement, à partir des mesures de puissance totale du laser sous test (équation (2-12)), de la puissance de bruit P_{th} (équation (2-14)) et du coefficient de calibration calculé (équation (2-15)), le RIN peut être déterminé par:

$$RIN(f) = \frac{\frac{P_{Total}(f) - P_{th}(f)}{K_{calib}(f)} - 2q\langle I_{ph} \rangle}{\langle I_{ph} \rangle^2} \quad (2-16)$$

La qualité de cette mesure dépend essentiellement de la précision de la procédure de calcul du coefficient de calibration $K_{calib}(f)$.

b. Méthode d'extraction directe

En utilisant le banc de test de la Figure 2-5, selon la méthode suivante, l'extraction du RIN ne nécessite pas l'utilisation d'une source optique de référence :

- Une première mesure est effectuée avec le laser à caractériser polarisé à un courant donné, la puissance de bruit mesurée est la puissance totale électrique, notée « $P_{bruit-laser-on}$ ».
- Une seconde mesure consiste à mesurer la puissance de bruit lorsque le laser est éteint. La puissance de bruit mesurée notée « $P_{bruit-laser-off}$ » est limitée à la contribution de bruit thermique due aux différents composants électroniques du circuit (photodiode, amplificateur RF et l'impédance de l'analyseur de spectre électrique). Le bruit de grenaille dû au courant d'obscurité étant négligé.
- Le bruit de grenaille peut être simplement calculé à partir des photocourants mesurés, dans une bande de 1Hz, selon l'équation :

$$P_{Gr} = 2 q I_{ph} R_{ph} \quad (2-17)$$

Le RIN est obtenu après soustraction des deux puissances de bruit de grenaille et de bruit thermique à la puissance de bruit totale comme le montre l'équation suivante :

$$RIN(f) = 10 \log \left(\frac{P_{bruit-laser-on} - P_{bruit-laser-off} - P_{Gr}}{\langle I_{ph} \rangle^2 R_{ph}} \right) \quad (2-18)$$

La Figure 2-6 donne les résultats de mesures de RIN selon les deux méthodes de mesures, pour le laser 1 et à différents courants de polarisation. Une bonne concordance est constatée validant ainsi les courbes de RIN. La méthode d'extraction directe a été réalisée à ESYCOM. Cette dernière n'est pas valide pour des fréquences inférieures à 100 MHz, fréquence de coupure basse de l'amplificateur utilisé dans le banc de test, ni au-delà de 18 GHz puisque le gain de l'amplificateur utilisé n'est plus suffisant pour rendre le facteur de bruit de l'ESA négligeable.

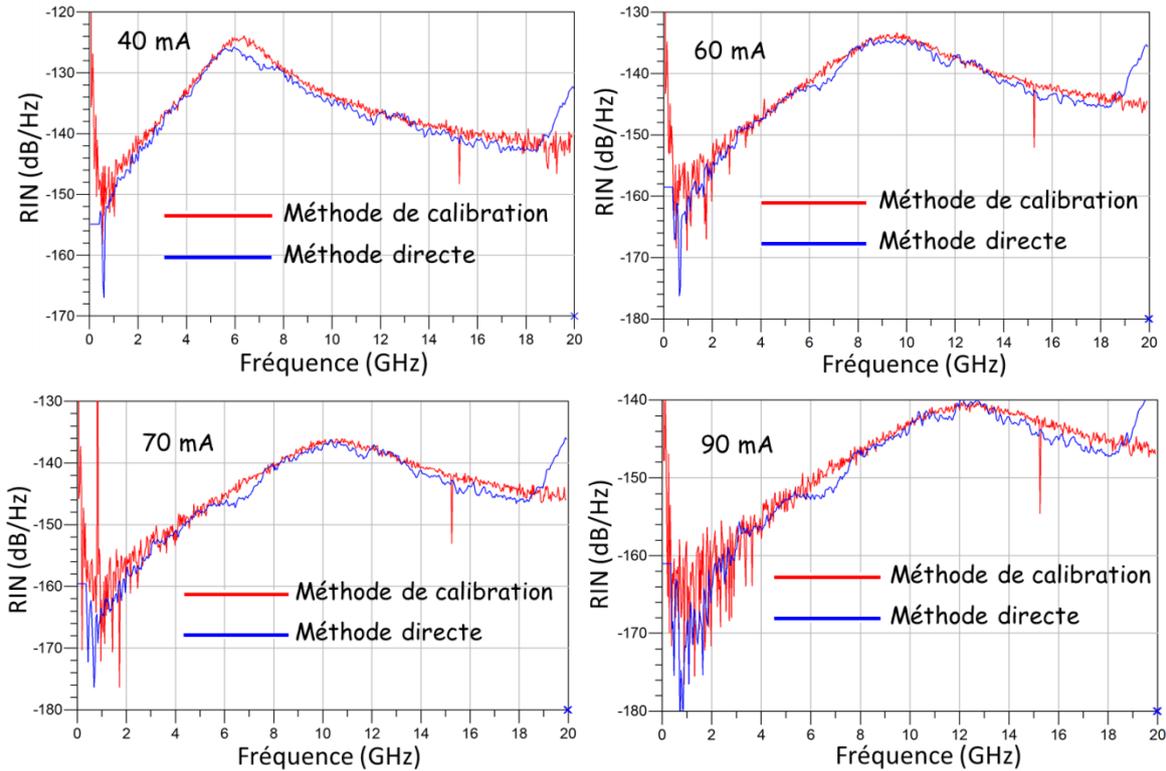


Figure 2-6 : Résultats de mesures de RIN du laser 1 effectuées pour plusieurs courants de polarisation avec les deux méthodes de mesures : méthode de calibration utilisé au III-V lab (courbes en rouge) et méthode de mesure directe utilisée à ESYCOM (courbes en bleu).

2.1.1.3. Simulation du RIN

Le bruit d'intensité du laser est modélisé par deux sources de Langevin et représenté par des sources de courant de bruit équivalentes dans le modèle du laser sur ADS (Chapitre 1). Le RIN est exprimé par le rapport du carré des fluctuations de puissance optique en sortie du laser et le carré de la puissance optique DC correspondante. Le simulateur AC sur ADS donne la possibilité de calculer le bruit en tension dans chaque branche du circuit simulé. Nous rappelons que la puissance optique de sortie est exprimée par un courant électrique dans le circuit équivalent ($I_{out} = P_{opt}$). Le RIN simulé en fonction de la fréquence pour un courant de polarisation donné est exprimé par l'équation (2-19), des courbes de RIN simulées pour les deux lasers sont présentées sur les Figure 2-3 (b) et (d).

$$RIN_{simulé} = 10 \log((V_{out_{noise}}/50)^2 / (I_{out_{DC}})^2)_{I_{bias}} \quad (2-19)$$

La Figure 2-7 est une illustration du schéma électrique réalisé sur ADS et dédié à la simulation de la caractéristique DC du laser, la réponse dynamique et le RIN. Ce schéma permet de faire le lien avec l'expression (2-19) pour lequel $I_{out_{DC}}$ est le courant mesuré par le probe "I_Probe".

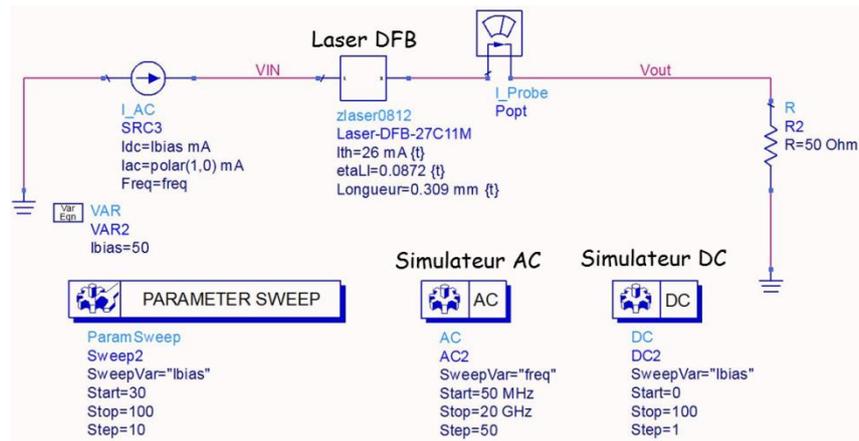


Figure 2-7 : Schéma de simulation des caractéristiques statique et dynamique du laser DFB sur ADS.

2.1.2. Modulateur externe à électro-absorption

Deux modulateurs à électro-absorption (MEA) conçus en technologie AlGaInAs de chez "Alcatel-Thales III-V Lab" [59] et qui offrent un débit jusqu'à 43 Gbit/s sont utilisés pour la suite de cette étude. Un laser DFB est intégré avec chacun de ces modulateurs formant le module EML (Electroabsorption-Modulated Laser). Le premier EML possède une bande passante à -3 dB supérieure à 26 GHz et intègre un laser DFB avec une efficacité de 0.18 W/A et un niveau du RIN d'environ -144 dB/Hz à une fréquence de 4 GHz pour un courant de polarisation de 50 mA. Le second EML possède respectivement plus de 36 GHz de bande passante, une efficacité du DFB de 0.41 W/A et un RIN d'environ -145 dB/Hz, les deux lasers émettant à une longueur d'onde autour de 1530 nm. Un peltier intégré permet le contrôle de la température du module EML.

La Figure 2-8 montre un de ces deux modules EML exploités pour l'étude de transmission des signaux numériques complexes à travers des liaisons RoF à modulation externe, cette transmission complexe a été étudiée en bande centimétrique ainsi qu'en bande millimétrique (**Chapitre 3**).



Figure 2-8 : EML intégrant un modulateur à électro-absorption et un laser DFB de chez III-V lab.

La configuration du circuit équivalent de l'EML développée pour cette étude est représentée sur la Figure 2-9. Celle-ci est composée des modèles électriques équivalents du modulateur MEA (présenté au paragraphe 1.7.2) et du laser DFB. Les pertes d'insertion optique d'environ 7 dB ont été estimées et rajoutées à ce circuit. Par ailleurs, les pertes de transmission de la ligne d'accès RF ont été estimées à 4 dB par simulation électromagnétique avec HFSS et validées par des mesures [86]. Les différentes caractéristiques du module EML en fonction de la tension de polarisation du MEA et le courant de polarisation du laser DFB sont obtenues par les simulateurs DC et AC.

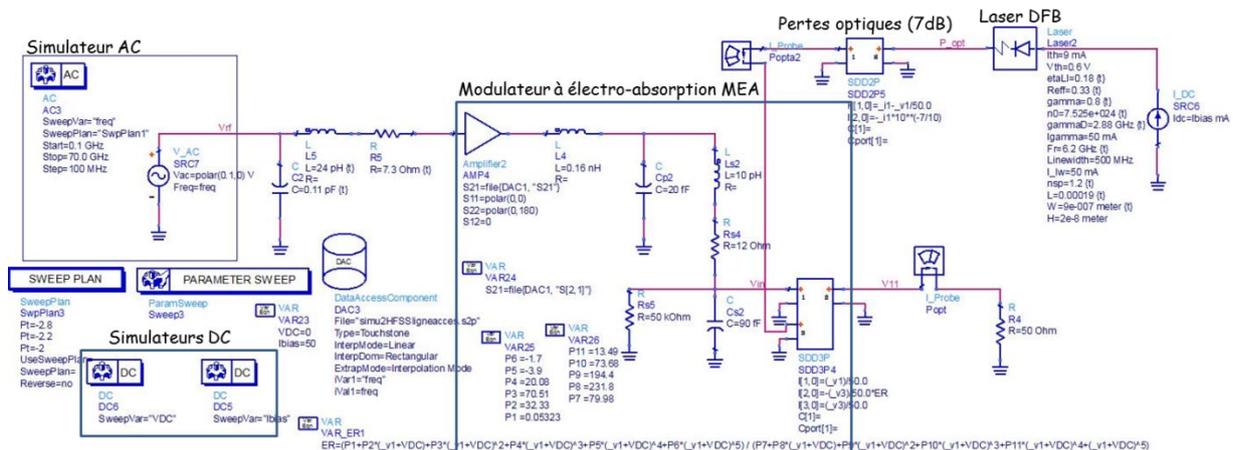


Figure 2-9 : Schéma de simulation des caractéristiques du module EML sur ADS.

La puissance optique, mesurée et simulée, en sortie de l'EML en fonction du courant de polarisation du laser pour une tension de polarisation du MEA (V_{bias}) de 0 V est représentée sur la Figure 2-10. Les courants de seuil sont de 10 et 12 mA pour les deux lasers respectivement. La puissance optique est plus élevée avec le second EML (figure de droite) conformément à l'efficacité de conversion. Les courbes simulées et mesurées ne se superposent pas au-delà de 50 mA pour les deux EML. Cet effet a été observé dans la modélisation des lasers DFB de 3S Photonics. Cependant, un point de polarisation correspondant à un courant de 50 mA peut être considéré puisque le laser n'est pas modulé directement et sa non-linéarité n'a pas d'impact sur la performance de la liaison.

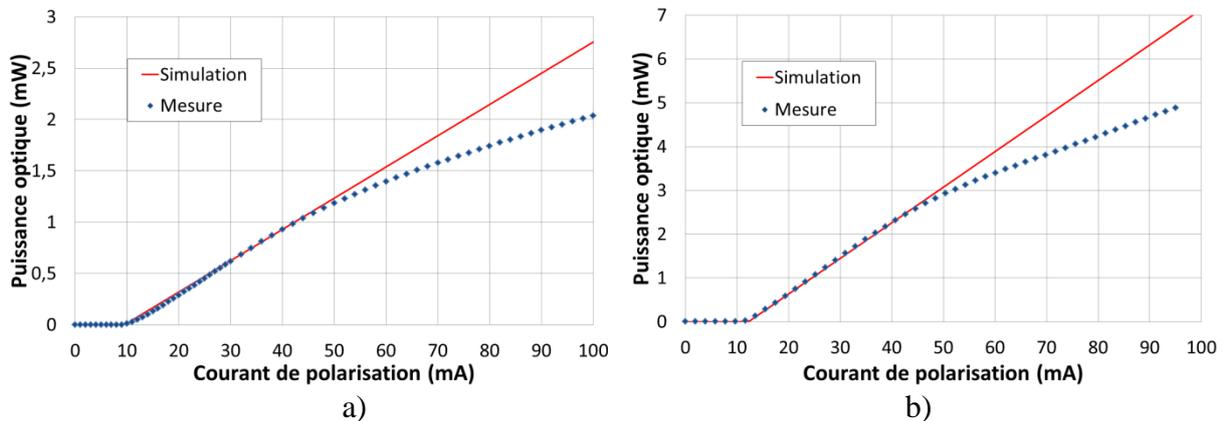


Figure 2-10 : Mesures et simulations de la puissance optique en sortie de l'EML a) 1 et b) 2 en fonction du courant de polarisation du laser DFB pour les deux modulateurs utilisés – $V_{\text{bias}} = 0$ V.

Les mesures et simulations du RIN pour les deux lasers DFB de l'EML sont présentées sur la Figure 2-11 pour un courant de polarisation du laser de 50 mA. Une bonne concordance est obtenue entre la simulation et les mesures. Les deux lasers présentent des niveaux de RIN équivalents malgré une puissance optique de sortie différente.

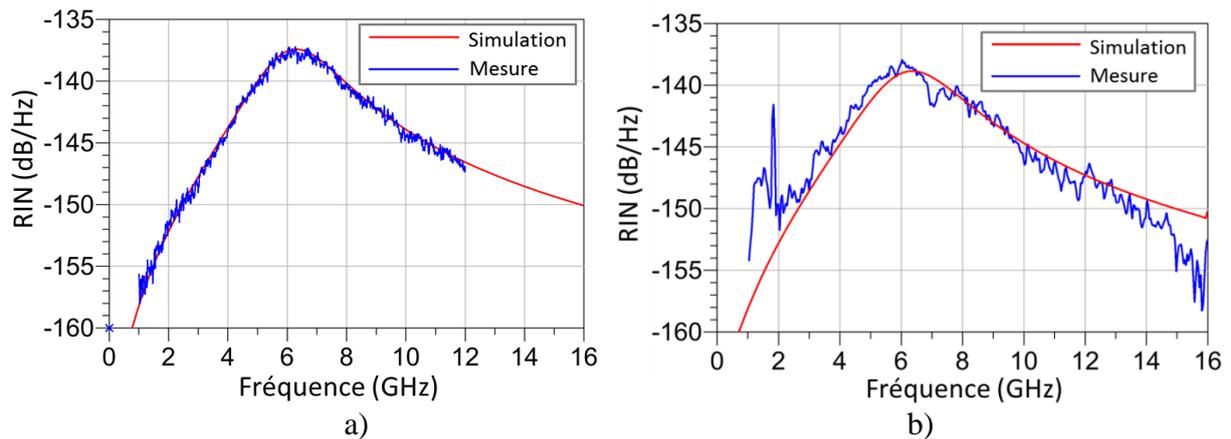


Figure 2-11 : Mesures et simulations du RIN du laser DFB intégré avec les MEAs a) 1 et b) 2 pour un courant de polarisation de 50 mA.

La Figure 2-12 représente la caractéristique statique des EMLs en fonction de la tension de polarisation inverse du modulateur et ce pour plusieurs valeurs de courant de polarisation du laser (de 20 à 60 mA). Le choix du point de polarisation optimal est fait à partir de cette caractéristique. Le MEA joue simplement le rôle d'un atténuateur optique variable non-linéaire disposé derrière la diode laser.

Pour un courant de polarisation de 50 mA, la zone linéaire sur la courbe statique est constatée autour d'un point de polarisation de -2.1 V (maximum gain petit signal) pour le premier EML (Figure 2-12 (a)) tandis que cette zone linéaire se trouve autour d'une tension de polarisation de -1.9 V pour le second EML (Figure 2-12 (b)). Le premier EML sera exploité pour l'étude de transmission des signaux complexes effectués en bande centimétrique alors que le second sera exploité pour l'étude de transmission en bande millimétrique (Chapitre 3).

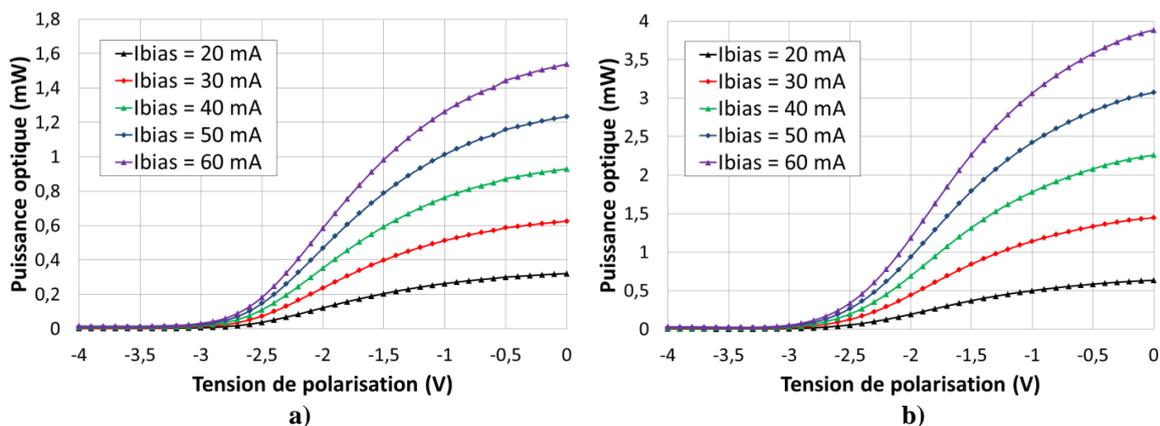


Figure 2-12 : Simulations de la caractéristique statique des MEAs a) 1 et b) 2 en fonction de la tension de polarisation inverse du modulateur pour différentes valeurs de courant de polarisation du laser DFB.

La Figure 2-13 montre les simulations et mesures de la réponse normalisée, exprimée en dB, du taux d'extinction ER (Extinction Ratio) des MEAs en fonction de la tension de polarisation. Un taux d'extinction d'environ 20 dB est constaté pour ces deux modulateurs. Un polynôme de chaque réponse a été établi et utilisé dans le modèle, ce qui permet de considérer les non-linéarités réelles du composant.

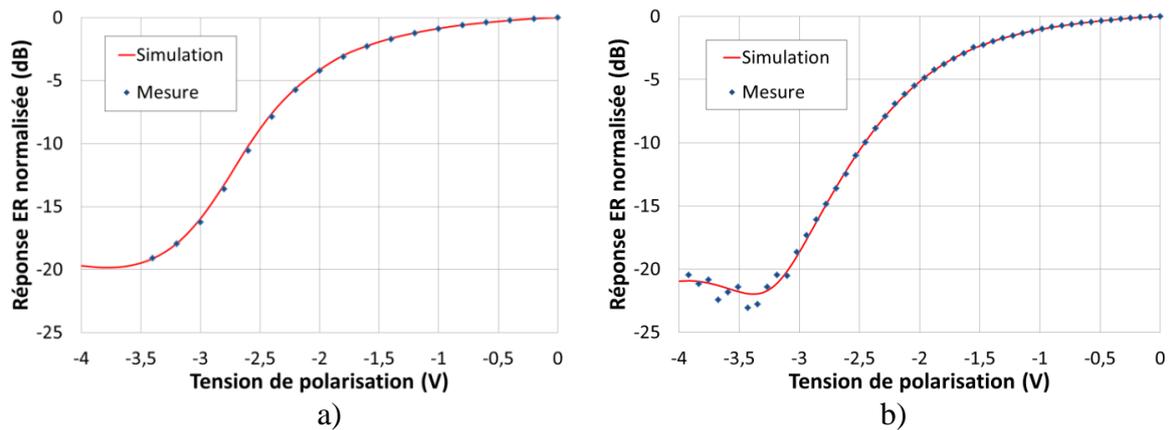


Figure 2-13 : Mesures et simulations du taux d’extinction normalisé des MEAs a) 1 et b) 2 pour un courant de polarisation du laser DFB intégré de 50 mA.

2.1.3. Modulateur Mach-Zehnder

Un modulateur Mach-Zehnder (MZM) avec un guide optique en Niobate de Lithium (LiNbO_3) de la société "PHOTLINE iXBlue" est utilisé pour l’étude d’une liaison RoF à modulation externe [56]. Ce modulateur possède une bande passante supérieure à 28 GHz et une tension $V_{\pi_{DC}}$ de l’ordre de 6.3 V pour une longueur d’onde de transmission de 1550 nm.

La Figure 2-14 montre le MZM exploité dans cette étude de transmission des signaux numériques complexes en bande millimétrique.

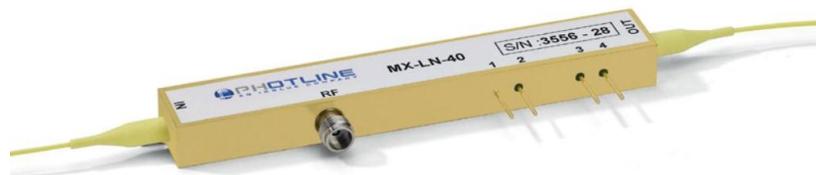


Figure 2-14 : Le modulateur MZM de chez PHOTLINE Technologies-iXblue.

Un autre laser DFB délivrant une puissance optique fixe plus forte de 10 mW a été utilisé pour la liaison RoF avec le MZM, un modèle électrique équivalent de ce laser, incluant son RIN, a également été réalisé.

La configuration du circuit équivalent du MZM utilisée pour la simulation de ses caractéristiques est donnée sur la Figure 2-15. Cette configuration contient le modèle électrique équivalent du MZM (paragraphe 1.6.2) et le modèle électrique du laser DFB utilisé. Des pertes d’insertion optiques de 3.2 dB sont considérées et des pertes d’insertion électriques d’environ 4 dB sont également rajoutées à l’entrée RF. Les simulateurs DC et AC permettent d’obtenir les différentes caractéristiques du modulateur.

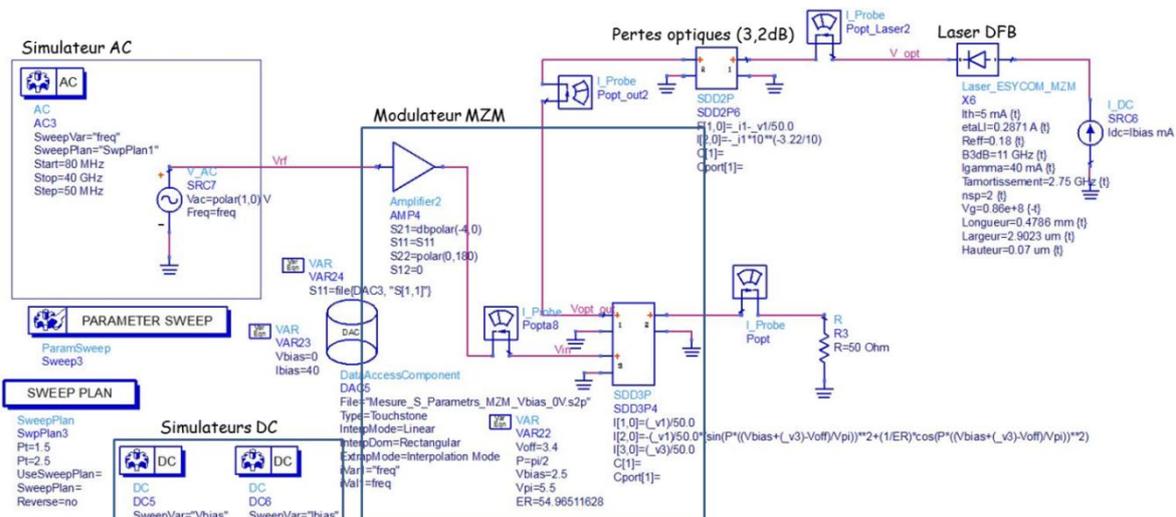


Figure 2-15 : Schéma de simulation des caractéristiques du modulateur MZM sur ADS.

La courbe du RIN du laser DFB, utilisée avec le MZM, est représentée sur la Figure 2-16.

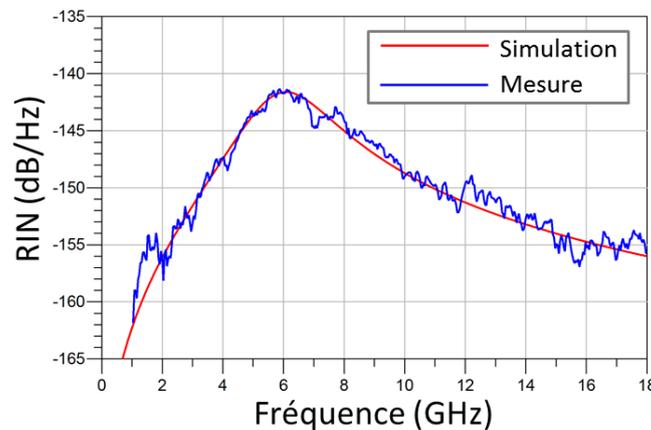


Figure 2-16 : Mesures et simulations du RIN du laser DFB utilisé avec le modulateur MZM.

La caractéristique statique du MZM, normalisée par rapport à la puissance optique à son entrée, est présentée sur la Figure 2-17. La zone linéaire se situe autour de 0 ou 6 V, pour laquelle le gain est maximum (efficacité maximale du MZM). La tension V_{π} , pour laquelle le déphasage entre l'entrée et la sortie est de 180° , est d'environ 6 V. La modulation externe à électro-absorption du fait que la réponse DC du MZM possède une zone linéaire plus large que celle du MEA.

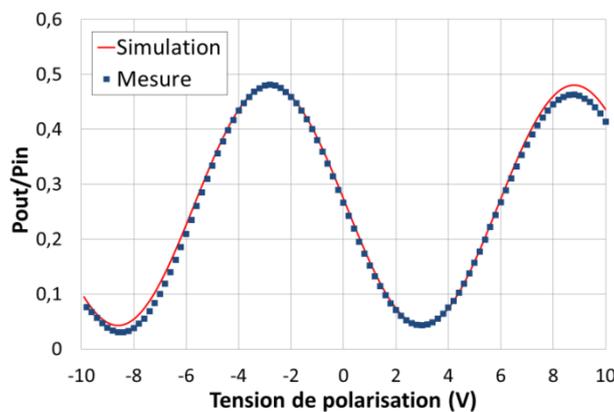


Figure 2-17 : Mesure et simulation de la caractéristique statique normalisée du modulateur MZM en fonction de sa tension de polarisation.

2.1.4. Fibre optique

La fibre optique utilisée durant cette étude est une fibre monomode. L'atténuation linéique de 0.2 dB/km et la dispersion chromatique sont prises en compte dans le modèle électrique équivalent. La Figure 2-18 donne la simulation de la fonction de transfert de la fibre en fonction de sa longueur pour deux fréquences de modulation RF à 30 et 60 GHz. Des évanouissements d'amplitudes apparaissent à des longueurs de fibre caractéristiques qui sont dus à la dispersion chromatique incluse dans la fonction du transfert de la fibre (équation (1-31)).

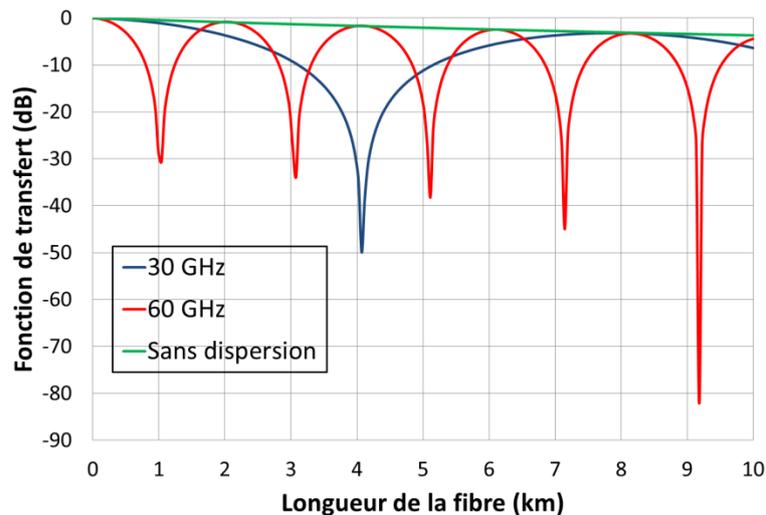


Figure 2-18 : Simulation de la dispersion chromatique de la fibre optique modélisée sur ADS.

Etant donné les longueurs des fibres considérées qui ne dépassent pas 100 m, l'effet de la dispersion chromatique est effectivement négligeable.

2.1.5. Photodiode

Deux photodétecteurs rapides ont été utilisés dans les différents systèmes RoF. Le Tableau 2-2 résume les valeurs typiques des principales caractéristiques de ces deux photodétecteurs.

Tableau 2-2 : Principales caractéristiques des deux photodiodes utilisées dans cette étude.

	modèle 2522 "EMCORE"	modèle 1414 "New Focus"
Type	PIN	PIN
Bande passante à -3 dB	20 GHz	25 GHz
Responsivité à 1550 nm	0,83 A/W	0,66 A/W
Puissance optique de saturation	10 dBm	9 dBm
Longueur d'onde	[1280-1580] nm	[500-1630] nm
Courant d'obscurité	5 nA	3 nA

La Figure 2-19 montre ces deux modèles de photodiodes exploitées qui possèdent toutes les deux un connecteur optique de type FC.



Figure 2-19 : Photodétecteurs exploités dans cette étude : a) modèle 2522 EMCORE [87] – b) modèle 1414 de New Focus [88].

D'une manière similaire à la modélisation de la diode laser, l'effet du boîtier est considéré par mesure du coefficient de réflexion. Ceci est réalisé par mesure du paramètre S22 du système incluant la diode laser, la fibre optique et la photodiode, cela permet d'extraire les éléments des circuits d'adaptation et parasite en sortie de la photodiode. Les mesures et simulations du coefficient de réflexion (paramètre S22) sont présentées sur la Figure 2-20 pour les deux photodiodes.

Bien qu'ayant des caractéristiques voisines, nous constatons que la photodiode EMCORE présente une meilleure adaptation (<-10 dB) jusqu'à 20 GHz et relativement constante sur toute la bande. En revanche, la photodiode New Focus présente une meilleure adaptation pour les fréquences basses et est limitée à partir de 14 GHz.

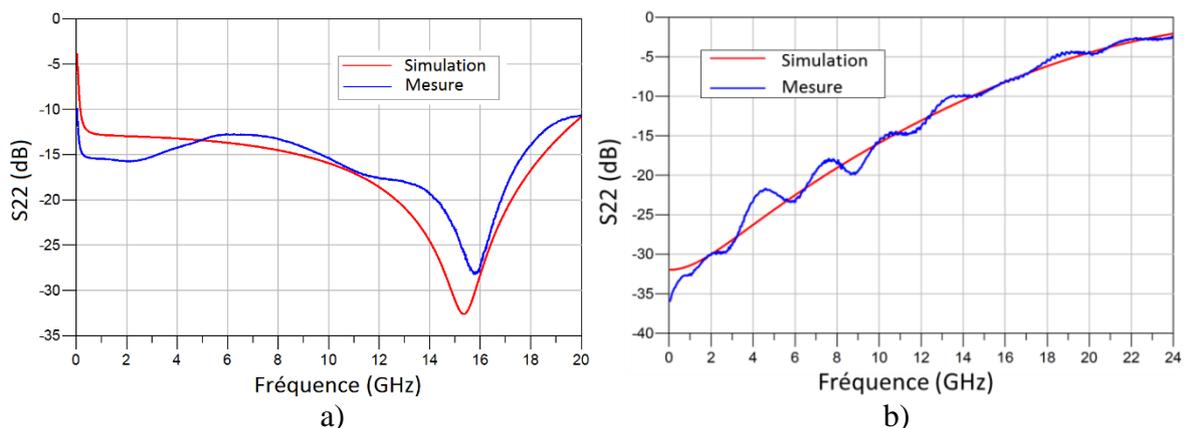


Figure 2-20 : Coefficient de réflexion (paramètre S22) de la photodiode : a) EMCORE (modèle 2522) et b) New Focus (modèle 1414).

2.1.6. Module TOSA-ROSA

Des modules TOSA (Transmitter Optical Sub-Assembly) et ROSA (Receiver Optical Sub-Assembly) sont également modélisés sous ADS, ces composants sont dédiés à la conception et l'intégration de système complexe grâce à leur faible volume et leur faible consommation. Des composants commerciaux de "Finisar" ont été utilisés (Figure 2-22). Le module TOSA (référence HFE6x92-761) [89] contient un laser VCSEL en GaAs émettant à la longueur d'onde de 850 nm, de sensibilité égale à 0.08 W/A et un courant de seuil de 0.9 mA. Le module ROSA (référence HFD6180-421) [90] contient une photodiode PIN en GaAs, de responsivité égale à 0.5 A/W et de largeur de bande de 9.9 GHz, suivi d'un amplificateur transimpédance (TIA) de gain de 2000 V/A. Une fibre optique multimode de courte longueur

est utilisée pour cette liaison. Ces modèles électriques équivalents seront exploités pour l'étude de transmission en bande millimétrique présentée au chapitre suivant.



Figure 2-21 : Module TOSA/ROSA de Finisar.

Le laser VCSEL (module TOSA) a été développé sur la base du modèle du laser DFB. L'aspect multimode est considéré par un mode effectif de puissance optique émise égale à la moyenne des puissances de l'ensemble des modes. La même méthode d'extraction des paramètres physiques a été appliquée en se basant sur des mesures statique et dynamique réalisées auparavant lors du projet "ORIGIN" [6] et refaite au laboratoire. La Figure 2-22 montre la réponse statique mesurée et simulée du TOSA.

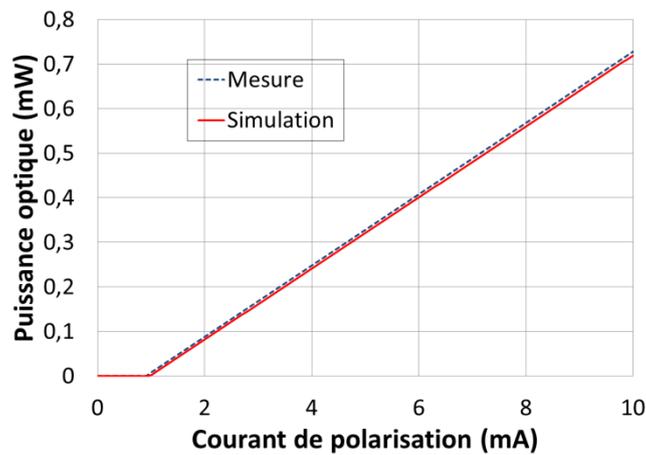


Figure 2-22 : Réponse statique mesurée et simulée du TOSA.

La désadaptation en entrée du VCSEL est prise en compte dans le modèle équivalent par des éléments RLC implémentés à l'entrée du circuit dont les valeurs sont estimées à partir des mesures du paramètre S11 (Figure 2-23).

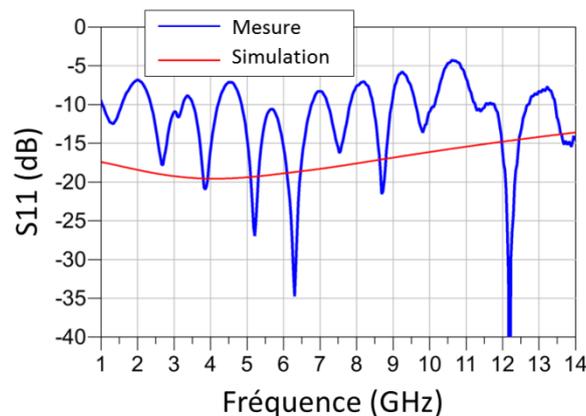


Figure 2-23 : Module du paramètre S11 mesuré et simulé du TOSA – I_{bias} = 6.5 mA.

Le RIN du VCSEL est caractérisé et pris en compte dans le modèle équivalent sous ADS. La Figure 2-24 montre les simulations du RIN superposées aux mesures pour trois courants de polarisation du VCSEL de 3, 4 et 6.5 mA. Nous remarquons une bonne similitude du RIN

entre les mesures et simulations pour les trois courants. Nous remarquons aussi les résonances des différentes fréquences de modes du VCSEL sur la courbe obtenue à une polarisation de 6.5 mA.

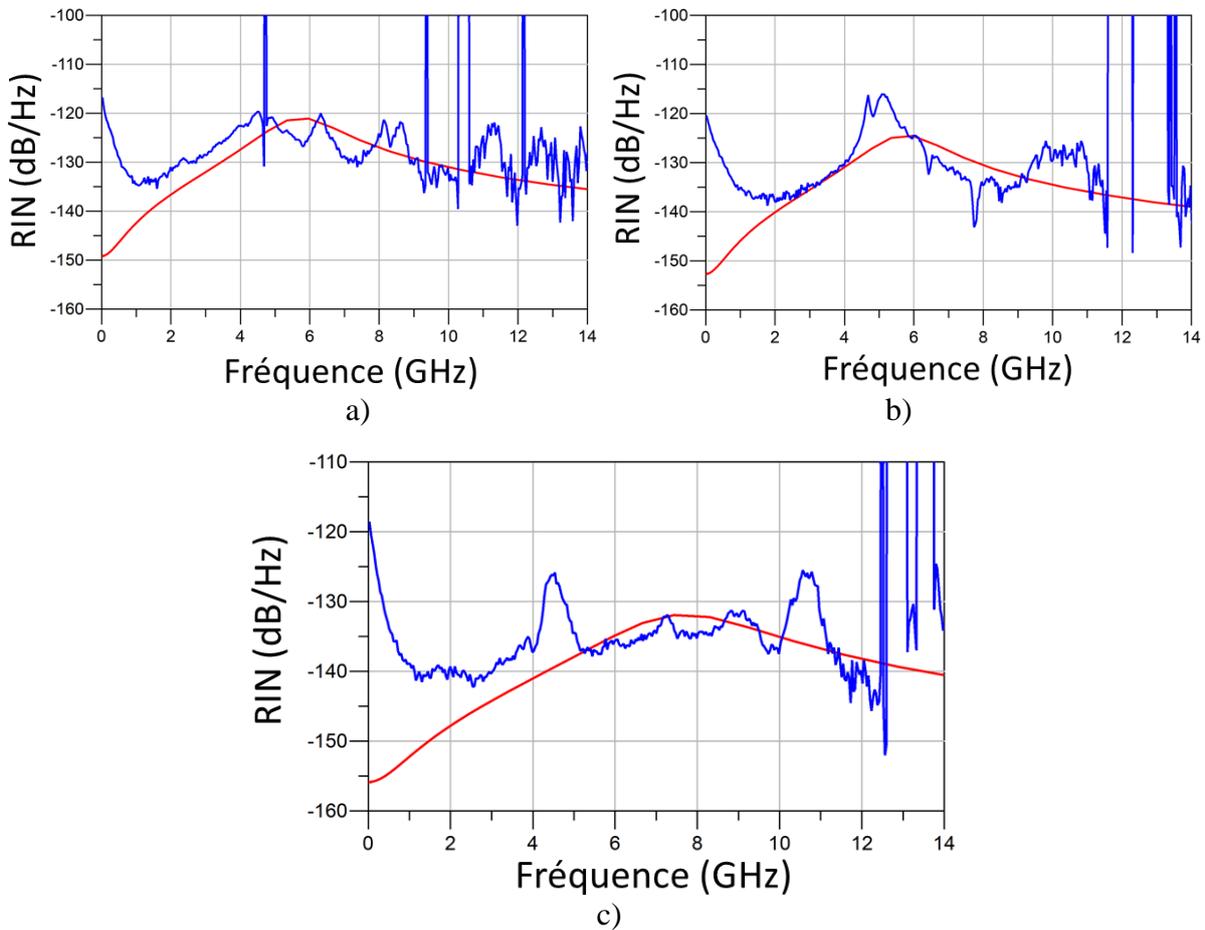


Figure 2-24 : RIN du TOSA mesuré et simulé pour trois courants de polarisation : a) 3mA – b) 4mA et c) 6.5mA.

Le bruit thermique du bloc détecteur (PD+TIA) est caractérisé par une puissance optique équivalente (NEP, Noise Equivalent Power). A la base, le NEP en (W/\sqrt{Hz}) est défini comme la puissance optique minimale requise en entrée de la photodiode pour laquelle le courant d'intensité détecté est égal à celui du bruit. Dans notre cas, le NEP fait référence au bruit thermique équivalent de l'étage de photodétECTION dont la puissance de bruit est donnée par :

$$P_{NEP}[W/Hz] = \frac{(Z_{TIA} r_{PD} NEP)^2}{R_L} \quad (2-20)$$

où Z_{TIA} est le gain transimpédance et r_{PD} est la responsivité de la photodiode.

Une source de bruit en courant est introduite dans le modèle de la photodiode afin de prendre en compte l'effet du NEP. La réponse fréquentielle mesurée du NEP est présentée sur la Figure 2-25.

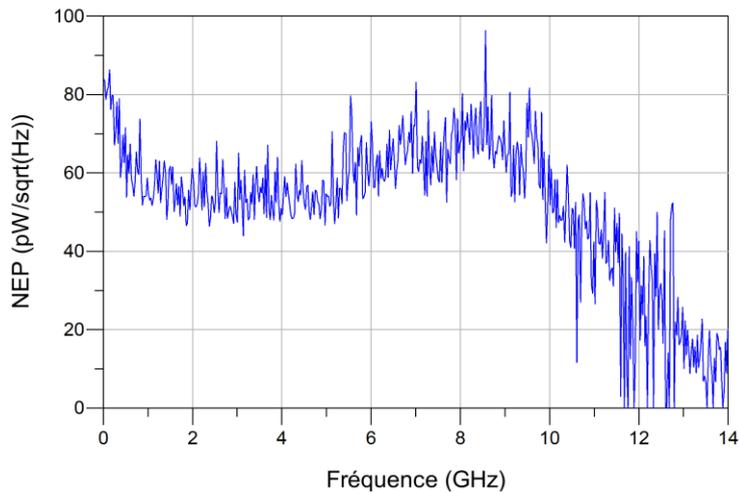


Figure 2-25 : Réponse fréquentielle du NEP mesurée du ROSA.

2.2. Etude en régime petit signal de la liaison RoF

La performance des liaisons RoF dépend fortement du bruit à faible niveau de signal RF, c'est pourquoi, les différentes sources de bruit ont été introduites dans les modèles électriques sur ADS. Mais dans un premier lieu, le modèle équivalent du circuit petit signal et ces différentes grandeurs sont décrits. Ensuite, le gain petit signal de la liaison RoF est discuté et exposé en mesures et simulations. Puis, les calculs et simulations des puissances de bruit, leur impact sur le rapport signal sur bruit (RSB ou SNR, Signal to Noise Ratio), ainsi que le facteur de bruit NF pour les deux types de liaisons RoF à modulation directe et externe sont présentés.

2.2.1. Description des circuits équivalents

L'étude de performance des liaisons RoF est réalisée dans un premier temps en régime de transmission petit signal. La liaison RoF agit en effet comme un transducteur micro-onde du point de vue du signal radiofréquence transmis par une telle liaison. Les différentes analyses de performance du système RoF peuvent être simplifiées et étudiées plus facilement par l'analyse en circuit micro-onde en s'appuyant sur les principes et fonctions de traitement électrique, d'où l'intérêt de modéliser cette liaison dans un environnement micro-onde. Les différentes propriétés de notre système seront traitées en prenant en considération les définitions données dans [47].

Le gain intrinsèque de la liaison RoF représente un paramètre indispensable dans tous systèmes de communication, le calcul du gain statique ou à fréquence basse de la liaison RoF est développé dans ce paragraphe en régime petit signal afin d'éviter l'effet de compression de gain. Cette analyse nous permettra de comprendre et d'envisager les moyens possibles destinés à améliorer le budget du système RoF basé sur la liaison à modulation d'intensité directe ou externe.

Sur la Figure 2-26 est représenté le schéma simplifié d'une liaison optique micro-onde à modulation directe. Ce schéma est représenté d'un point de vue d'un circuit micro-onde et il est composé d'une mise en cascade des schémas simplifiés de chaque composant photonique et optique. Seule l'enveloppe du signal optique est considérée et la puissance optique est

représentée par un courant électrique équivalent $i_{ENV,in}$. Dans la suite, les caractères en majuscule I représentent les composantes continues.

L'adaptation résistive est considérée en entrée et en sortie de la liaison RoF par une résistance R_{MLS} mise en série à l'entrée du laser et R_{MPD} en parallèle en sortie de la photodiode. Cette adaptation simple a pour objectif d'assurer un maximum de puissance transmise et un minimum de réflexion. Le laser est représenté par sa résistance interne R_{LS} et la photodiode est représentée par une résistance R_D . Comme la puissance optique est représentée par un courant, les transitions entre les différents éléments sont assurées par des sources de courant commandées en courant. La sortie du laser est ainsi munie d'une source de courant $2i_{ENV,in}$ en parallèle avec une charge de 50Ω . Le circuit équivalent de la fibre optique est une source de courant intégrant les effets de la fibre optique sur le signal optique. L'entrée de la photodiode est aussi une charge de 50Ω , le photocourant i_{ph} est proportionnel à $i_{ENV,out}$ qui est équivalent à la puissance de l'enveloppe optique.

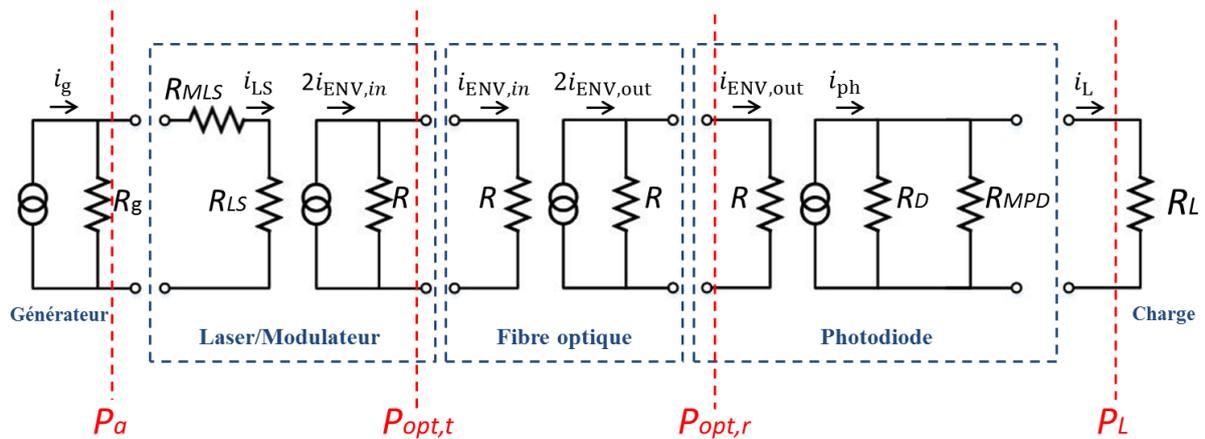


Figure 2-26 : Schéma électrique simplifié d'une liaison RoF à modulation directe-détection directe (IM-DD).

Ci-après sont données les relations liant les différents courants mentionnés sur le schéma électrique précédent :

$$i_{LS} = i_g \frac{R_g}{R_g + R_{MLS} + R_{LS}} \quad (2-21)$$

$$i_{ENV,in} = \eta_{LI} i_{LS} \quad (2-22)$$

$$i_{ENV,out} = e^{-2\alpha L} i_{ENV,in} \quad (2-23)$$

$$i_{ph} = r_{PD} i_{ENV,out} \quad (2-24)$$

$$i_L = i_{ph} \frac{R_{MPD}}{R_{MPD} + R_L} \quad \text{où } R_D \gg R_{MPD} \quad (2-25)$$

où :

- R_g résistance intrinsèque du générateur de signaux RF.
- R_L résistance de charge en sortie de la liaison.
- i_{LS} courant de modulation à l'entrée du laser (signal RF).
- i_{ph} photocourant en sortie de la photodiode.
- L longueur de la fibre optique.

2.2.2. Gain des liaisons RoF

Après avoir déterminé les caractéristiques des différents dispositifs optoélectroniques, le gain de la liaison RoF complète sera étudié. La connaissance du gain de la liaison RoF est essentielle pour le choix des niveaux d'amplification utiles le long du lien optique pour améliorer la dynamique du système. Dans ce qui suit, nous présentons d'une manière analytique le gain statique intrinsèque de la liaison RoF composée des transducteur électrique/optique, fibre optique et transducteur optique/électrique.

Le calcul est fait à partir du schéma électrique simplifié présenté sur la Figure 2-26, il est important de noter que ce gain intrinsèque est calculé en régime petit signal aux basses fréquences de modulation (réponse fréquentielle des composants E/O et O/E plate). Le gain de la liaison correspond au rapport entre la puissance P_L du signal RF délivrée sur la charge R_L et la puissance maximale disponible du signal RF au générateur P_a :

$$G_i = \frac{P_L}{P_a} \quad (2-26)$$

Etant donné que cette liaison est composée d'une cascade de composants optoélectroniques, le gain de la liaison peut être déduit par la multiplication des gains intrinsèques de ces différents composants : gain du laser G_{LS} , gain de la fibre optique G_{FO} et le gain de la photodiode G_{PD} . L'expression du gain donnée dans l'équation (2-26) est alors étendue :

$$G_i = G_{LS} G_{OF} G_{PD} \quad (2-27)$$

$$G_i = \frac{P_{opt,t}^2}{P_a} \frac{1}{l_{opt}^2} \frac{P_L}{P_{opt,r}^2} \quad (2-28)$$

où l_{opt} représente les pertes optiques du canal de transmission optique, $P_{opt,t}$ et $P_{opt,r}$ sont respectivement les puissances optiques transmises par le laser et reçues par la photodiode.

Les termes élevés au carré dans l'équation (2-28) proviennent du fait que la puissance optique est transformée en courant (photocourant) après photo-détection, donc, la puissance électrique délivrée sur la charge dépend du carré de la puissance optique.

Le gain de chaque composant peut être obtenu à partir des relations liant les entrées et sorties du circuit électrique équivalent. La puissance disponible délivrée par le générateur P_a est donnée par :

$$P_a = \frac{i_g^2 R_g}{4} \quad (2-29)$$

Rappelons que la puissance de l'enveloppe du signal optique modulé est modélisée par le courant en sortie du laser ($P_{opt,t} = i_{ENV,in}^2$ et $P_{opt,r} = i_{ENV,out}^2$). La puissance optique en sortie du laser est liée au courant de modulation à son entrée par l'équation (2-22), ce courant de modulation est lié au courant du générateur RF par l'équation (2-21). Le gain du laser G_{LS} devient :

$$G_{LS} = \frac{P_{opt,t}^2}{P_a} = \frac{i_{ENV,in}^2}{P_a} = \frac{4 \eta_{LI}^2 R_g}{(R_g + R_{MLS} + R_{LS})^2} \quad (2-30)$$

Dans le cas d'une adaptation résistive réalisée en entrée de la liaison ($R_g = R_{MLS} + R_{LS}$) le gain intrinsèque du laser se résume par :

$$G_{LS} = \frac{\eta_{LI}^2}{R_{MLS} + R_{LS}} \quad (2-31)$$

Les pertes optiques de la fibre optique sont données par :

$$G_{FO} = \frac{1}{l_{opt}^2} = \left(\frac{i_{ENV,out}}{i_{ENV,in}} \right)^2 = \exp(-2\alpha L) \quad (2-32)$$

À l'extrémité de la fibre optique, la puissance optique reçue par la photodiode $P_{opt,r}$ est transformée en photocourant à sa sortie (équation (2-24)). Ce photocourant est lié au courant i_L de la résistance de charge par l'équation (2-25). Le gain intrinsèque de la photodiode G_{PD} est donné ainsi par :

$$G_{PD} = \frac{P_L}{P_{opt,r}^2} = \frac{R_L i_L^2}{i_{ENV,out}^2} = \frac{r_{PD}^2 R_L R_{MPD}^2}{(R_{MPD} + R_L)^2} \quad (2-33)$$

En considérant une adaptation résistive réalisée en sortie de la liaison ($R_{MPD} = R_L$) le gain intrinsèque simplifié de la photodiode se résume à :

$$G_{PD} = \frac{r_{PD}^2 R_L}{4} \quad (2-34)$$

En substituant les équations (2-31), (2-32) et (2-33) dans (2-27) et, le gain intrinsèque petit-signal de la liaison RoF à modulation directe devient :

$$G_i = \frac{\eta_{LI}^2 r_{PD}^2 R_L R_{MPD}^2}{(R_{MLS} + R_{LS})(R_{MPD} + R_L)^2} \exp(-2\alpha L) \quad (2-35)$$

A partir de cette formule de gain du système RoF, nous pouvons constater que celui-ci peut être maximisé en diminuant la valeur de la résistance d'adaptation R_{MLS} placée entre le laser et le générateur RF. Une fraction de la puissance sera alors réfléchi vers la source RF, cette approche est intéressante si la source électrique peut tolérer cette désadaptation.

Pour une résistance de charge $R_L = 50 \Omega$, ($R_{MLS} + R_{LS} = 50 \Omega$), ($R_{MPD} = R_L$) et en négligeant les pertes optiques dans la fibre optique (équation (2-32)) vue la courte longueur des fibres optiques utilisées, l'expression du gain devient :

$$G_i = \frac{\eta_{LI}^2 r_{PD}^2}{4} \quad (2-36)$$

Le gain intrinsèque de la liaison RoF à modulation directe est inférieur à 1 avec une adaptation résistive. Cependant, ce gain peut être supérieur à l'unité comme cela a été présenté dans [91] où des transducteurs E/O et O/E très performants (laser et photodiode à haute puissance) ont été utilisés avec un réseau d'adaptation réactif dans une bande passante supérieure à 10 MHz dans la bande S.

Le gain basse fréquence de la liaison RoF avec le laser 1 de "3SPhotonics" et la photodiode PIN de "EMCORE" se calcule à partir de l'équation (2-35). Les pertes de la fibre

optique sont négligées par rapport à sa courte longueur, $R_{MLS} + R_{LS} = 60\Omega$, $R_{MPD} = 32\Omega$ et une résistance de charge de 50Ω . Le gain intrinsèque est calculé en dB comme suit :

$$G_i = 20 \log(\eta_{LI}) + 20 \log(r_{PD}) + 10 \log\left(\frac{R_L}{R_{MLS} + R_{LS}}\right) + 20 \log\left(\frac{R_{MPD}}{R_{MPD} + R_L}\right) \quad (2-37)$$

$$G_i = 20 \log(0.0872) + 20 \log(0.83) + 10 \log\left(\frac{50}{60}\right) + 20 \log\left(\frac{32}{82}\right) \quad (2-38)$$

$$G_i = -31.77 \text{ dB}$$

Ce résultat est en accord avec la valeur du gain intrinsèque basse fréquence simulé et mesuré comme illustré sur la Figure 2-27(a).

Quant à l'expression de gain de la liaison RoF à modulation externe, il suffit de remplacer l'efficacité η_{LI} du laser, dans les équations précédentes, par l'efficacité du modulateur externe : η_{MZM} pour le MZM (équation (1-19)) ou η_{MEA} pour un modulateur à électro-absorption (équation (1-23)). Le gain dans ces deux cas de modulation externe est donné successivement par :

$$G_i = \frac{\eta_{MZM}^2 r_{PD}^2}{4} = \frac{A^2 P_{in}^2 \pi^2 r_{PD}^2}{16 V_\pi^2} ; V_M = \frac{V_\pi}{2} \quad (2-39)$$

$$G_i = \frac{\eta_{MEA}^2 r_{PD}^2}{4} = \frac{A^2 P_{in}^2 T_N^2(V_M) R_s^2 r_{PD}^2}{4 V_\alpha^2(V_M)} \quad (2-40)$$

En revanche, dans le cas de la modulation externe, le gain peut effectivement être supérieur à l'unité puisque l'efficacité du modulateur dépend de la puissance optique DC injectée à son entrée.

Les formules de gain présentées ci-dessus (issus du modèle électrique simplifié) correspondent au gain en basse fréquence. Afin de prendre en compte la fréquence de relaxation du laser et la bande passante du gain, les modèles électriques plus complexes des composants optoélectroniques sont utilisés et le gain peut être déterminé par le paramètre S21. Les résultats de mesure et simulation du gain sont présentés sur la Figure 2-27 pour la liaison RoF à modulation directe avec le laser DFB et le module TOSA d'une part et les deux liaisons RoF à modulation externe d'autre part. Ces relevés montrent une bonne convergence entre le gain mesuré et simulé ce qui valide cette approche de modélisation jusque des fréquences RF élevées. Le gain obtenu avec les modules TOSA-ROSA est meilleur à cause de l'amplificateur transimpédance intégré dans le module de photodétection.

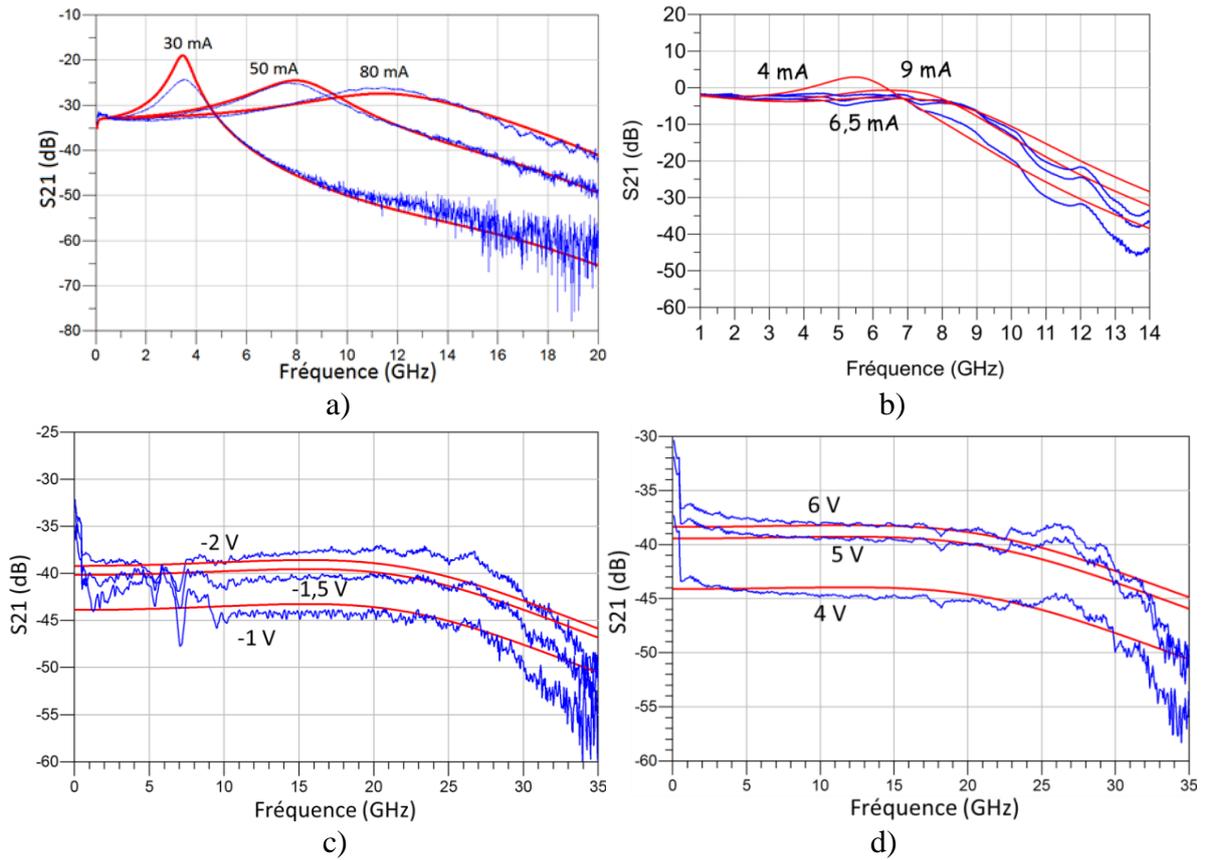
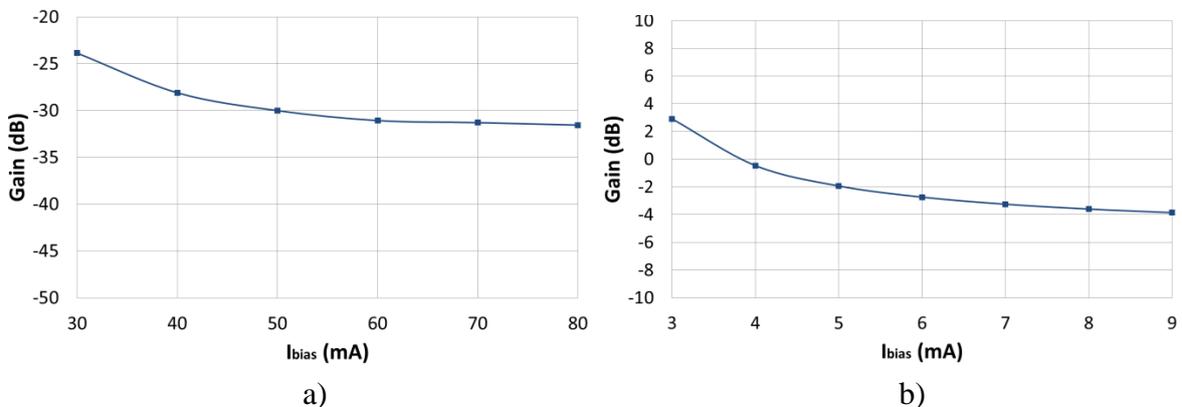


Figure 2-27 : Gain (paramètre S21) mesuré et simulé de la liaison RoF pour plusieurs points de polarisation : a) modulation directe - b) modules TOSA-ROSA de Finisar - c) modulation externe avec EML 2 ($I_{\text{bias}} = 50 \text{ mA}$) et d) modulation externe avec le MZM.

La Figure 2-28 donne le gain simulé des trois liaisons RoF à une fréquence de modulation de 4 GHz en fonction du courant de polarisation des lasers ou de la tension de polarisation du modulateur externe. Pour la liaison RoF à modulation directe, le gain reste relativement constant lorsque nous travaillons à une fréquence de modulation en dessous de la fréquence de relaxation du laser. Le gain dépend ainsi de la fréquence et du courant de polarisation. Pour la liaison RoF à modulation externe, le gain maximum est obtenu au point de polarisation situé au milieu de la zone linéaire de la caractéristique statique du modulateur.



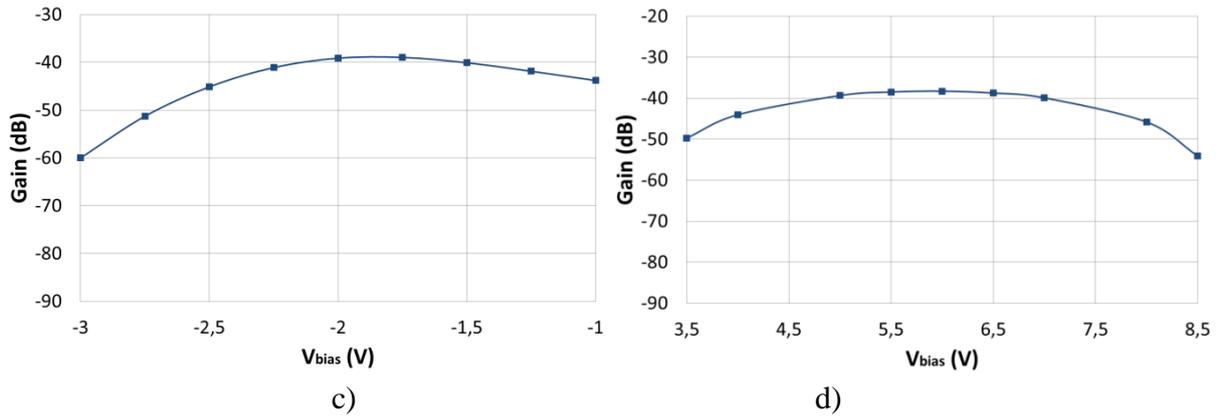


Figure 2-28 : Gain simulé de la liaison RoF en fonction des points de polarisation à une fréquence de modulation de 4 GHz : modulation directe avec a) DFB et b) modules TOSA-ROSA et modulation externe avec c) l'EML ($I_{\text{bias}} = 50 \text{ mA}$ et d) le MZM.

2.2.3. Puissance de bruit de la liaison RoF

Dans un système RoF, les bruits additifs dus aux différents composants peuvent réduire considérablement la dynamique de la liaison. Autrement dit, cela peut réduire le rapport signal à bruit (SNR) et dégrader la qualité du signal reçu.

Le schéma de la Figure 2-29 montre la liaison RoF simple, suivie d'un amplificateur faible bruit et d'une résistance de charge R_L , avec les termes des différents types de bruits limitant ses performances. Le bruit thermique provenant de la source électrique en amont de la liaison est pris en compte dans cette étude et le bruit d'obscurité de la photodiode est négligé à cause de sa faible contribution.

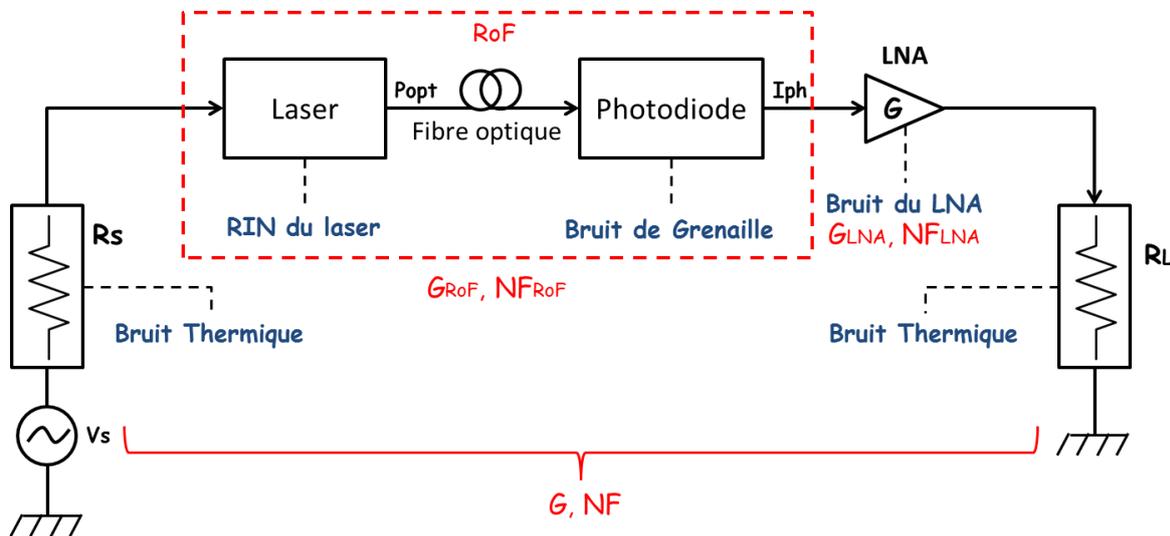


Figure 2-29 : Termes de bruit dans une liaison RoF.

Nous présentons par la suite les trois principales sources de bruit mais également les simulations des niveaux de puissance de bruit pour une fréquence RF de 4 GHz qui correspond à la fréquence d'analyse de signaux OFDM dans le chapitre 3.

2.2.3.1. Bruit thermique

Le bruit thermique est provoqué par les différents étages électroniques de la liaison. Il est lié à la fluctuation thermique de la vitesse des porteurs et sa puissance est équivalente à un bruit blanc.

La puissance de bruit thermique dans une bande de fréquence Δf est donnée par :

$$n_{Th} = k_B T \Delta f \quad (2-41)$$

avec k_B constante de Boltzmann et $T = 290$ K est la température standard.

Cette puissance de bruit peut être ramenée en sortie de la liaison en la multipliant par le gain de la liaison G_{ROF} . A l'extrémité de la liaison, un autre terme de bruit thermique lié à la résistance de charge R_L en sortie de la liaison s'ajoute à ce bruit. D'autre part, si la photodiode est adaptée avec une résistance R_{MPD} , la puissance de bruit thermique s'exprime par :

$$n_{Th} = k_B T G_{ROF} \Delta f + 4 k_B T \left(\frac{R_{MPD} R_L}{(R_{MPD} + R_L)^2} \right) \Delta f + k_B T \Delta f \quad (2-42)$$

Dans le cas d'une adaptation résistive parfaite ($R_{MPD} = R_L = 50 \Omega$), la puissance de bruit thermique est donnée par :

$$n_{Th} = k_B T G_{ROF} \Delta f + 2 k_B T \Delta f \quad (2-43)$$

Le bruit thermique est indépendant du niveau du photocourant détecté et par conséquent de la puissance optique reçue par la photodiode. Il permet de fixer la limite du plancher de bruit et pourrait être considéré comme un bruit de référence estimé à environ -174 dBm/Hz correspondant à $k_B T \Delta f$ dans une bande de 1Hz. Afin de réduire l'impact du bruit thermique du récepteur, des amplificateurs à très faible bruit sont ajoutés derrière la photodiode.

Si le bruit thermique est le bruit dominant de la liaison, lorsque les pertes optiques augmentent de 1 dB pour une puissance RF donnée en entrée, le niveau de puissance du signal utile en sortie de la liaison diminue de 2 dB (la puissance RF est proportionnelle à I_{ph}^2). Par contre, le niveau de puissance de bruit reste inchangé, ce qui induit une diminution du SNR de 2dB. Autrement dit, la dynamique de la liaison en dB diminue du double de l'atténuation optique en dB.

2.2.3.2. Bruit du laser

Les fluctuations de l'intensité optique générée par la diode laser représentent une des principales sources contribuant au bruit total de la liaison. L'équation (2-44) donne la définition du RIN comme le rapport entre la densité spectrale des fluctuations de la puissance optique élevée au carré et le carré de la puissance optique continue. Le RIN du laser ne représente pas un bruit blanc mais il est fortement dépendant de sa réponse dynamique qui possède un maximum à la fréquence d'oscillation de relaxation.

$$RIN = \frac{\langle \Delta P_{opt}^2 \rangle}{P_{opt}^2} \quad (2-44)$$

La puissance de bruit d'intensité relatif du laser générée en sortie après la photo-détection dans une bande de fréquence Δf est donnée par :

$$n_{RIN} = R_L RIN I_L^2 \Delta f = R_L RIN \left(I_{ph} \frac{R_{MPD}}{R_L + R_{MPD}} \right)^2 \Delta f \quad (2-45)$$

où I_L est le courant qui traverse la résistance de charge.

Dans le cas d'une adaptation résistive parfaite ($R_{MPD} = R_L = 50 \Omega$), la puissance de bruit d'intensité relatif du laser est donnée par :

$$n_{RIN} = \frac{1}{4} R_L RIN I_{ph}^2 \Delta f = \frac{1}{4} R_L RIN P_{opt,r}^2 r_{PD}^2 \Delta f \quad (2-46)$$

La puissance de bruit d'intensité du laser n_{RIN} est donc proportionnelle au carré de la puissance optique, autrement dit, elle est inversement proportionnelle aux pertes optiques. Par conséquent, si le RIN est le bruit dominant de la liaison alors sa puissance de bruit décroît de 2 dB pour une augmentation de 1dB des pertes optiques. Comme la puissance RF en sortie diminue avec la même valeur, le SNR de la liaison reste constant et indépendant des pertes optiques.

2.2.3.3. Bruit de la photodiode

La puissance de bruit de grenaille ou "shot noise" est proportionnelle au photocourant en sortie de la photodiode. Elle est donnée pour une adaptation résistive de la photodiode et dans une bande de fréquence Δf , par :

$$n_{Gr} = 2 q R_L I_{ph} \left(\frac{R_{MPD}}{R_{MPD} + R_L} \right)^2 \Delta f \quad (2-47)$$

Le courant d'obscurité I_{obs} de la photodiode peut être négligé devant le photocourant détecté. Cependant, il pourrait être influent devant de faibles niveaux de photocourant I_{ph} .

Dans le cas d'une adaptation résistive parfaite ($R_{MPD} = R_L = 50 \Omega$), la puissance de bruit de grenaille de la photodiode est donnée par :

$$n_{Gr} = \frac{1}{2} q R_L I_{ph} \Delta f = \frac{1}{2} q R_L P_{opt,r} r_{PD} \Delta f \quad (2-48)$$

Si le bruit de grenaille est dominant dans le système, sa puissance diminue de 1dB lorsque les pertes optiques augmentent de 1dB alors que le niveau du signal RF diminue de 2 dB. Par conséquent, le SNR décroît de 1 dB proportionnellement aux pertes optiques.

Un exemple de l'évolution du SNR par rapport aux puissances de bruit est donné sur la Figure 2-30. Les courbes théoriques de la variation des puissances de bruit et de la puissance du signal RF sont tracées en fonction des pertes optiques en dB et en fonction du photocourant détecté en supposant une responsivité maximale ($r_{PD} = 1 \text{ A/W}$), un niveau de RIN de -165 dB/Hz et un photocourant maximum de 100 mA (correspondant à 0 dB d'atténuation optique). Un SNR maximum et constant est constaté pour de faibles pertes optiques correspondant au bruit RIN prédominant. Ce rapport commence à diminuer lorsque le bruit de grenaille devient prédominant. Le SNR est fortement limité et diminue plus rapidement avec l'augmentation de l'atténuation optique quand le bruit thermique devient prédominant (aux faibles photocourants détectés).

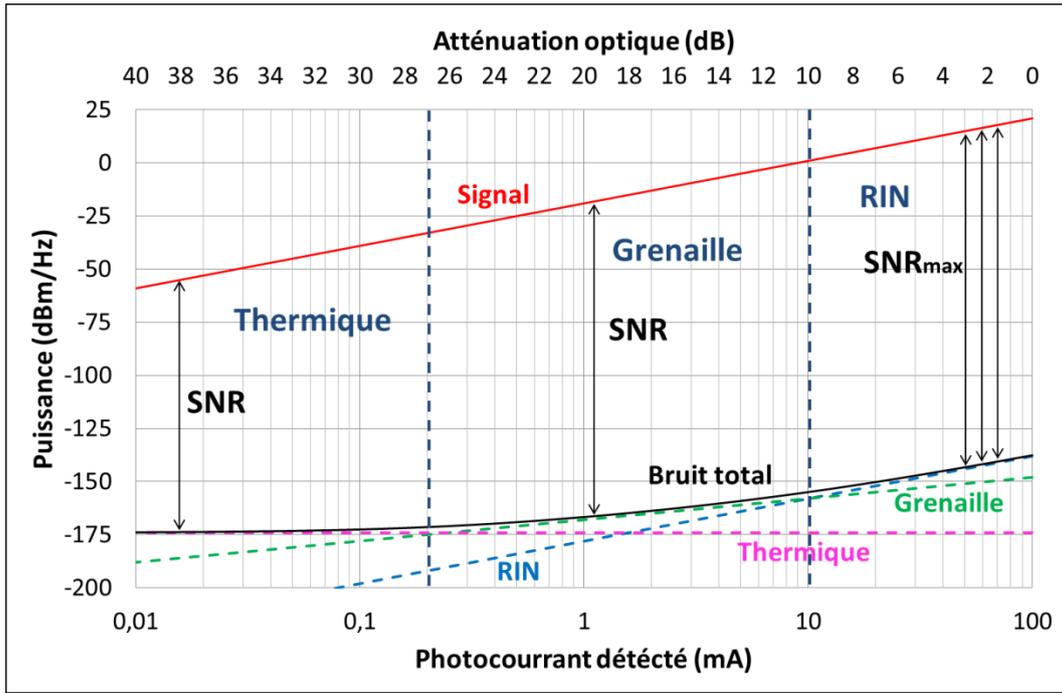


Figure 2-30 : Exemple de l'évolution du SNR par rapport aux puissances de bruit de la liaison RoF en fonction des pertes optiques et de photocourant détecté.

2.2.3.4. Bruit total de la liaison RoF

La puissance de bruit de la liaison RoF définie en sortie de celle-ci est la somme des différentes composantes de bruit de la liaison :

$$n_{RoF} = n_{Th} + n_{RIN} + n_{Gr} \quad (2-49)$$

$$n_{RoF} = \left((k_B T G_{RoF} + 2 k_B T)_{th} + \left(\frac{1}{4} R_L RIN P_{opt,r}^2 r_{PD}^2 \right)_{RIN} + \left(\frac{1}{2} q R_L P_{opt,r} r_{PD} \right)_{Gr} \right) \Delta f \quad (2-50)$$

Un amplificateur électrique RF faible bruit est souvent nécessaire en sortie de la liaison RoF afin d'amplifier le signal RF et s'affranchir du plancher de bruit du récepteur ou de l'instrument de mesure lors de la caractérisation.

La puissance de bruit supplémentaire ramenée par le LNA en sortie de la liaison RoF est donnée par :

$$n_{LNA} = k_B T \Delta f (NF_{LNA} - 1) G_{LNA} \quad (2-51)$$

avec NF_{LNA} le facteur de bruit du LNA et G_{LNA} son gain.

Les puissances de bruit déterminées à partir des formules précédentes pour la liaison RoF à modulation directe (laser 1) sont représentées sur la Figure 2-31. Les différentes contributions de bruit sont estimées en sortie du LNA pour $\Delta f = 1 \text{ Hz}$, une fréquence de modulation de 4 GHz et pour des courants de polarisation variant entre 30 et 80 mA. Nous constatons que la puissance de bruit d'intensité du laser représente la source de bruit prédominante pour toute la plage de variation du courant de polarisation. Cette puissance de

bruit diminue en fonction du courant de polarisation conformément à la caractéristique du RIN de la source laser (Figure 2-3 (b), (d)). La puissance de bruit de grenaille augmente avec l'augmentation du courant de polarisation du laser, autrement dit, avec l'augmentation du photocourant détecté par la photodiode. Cette puissance de bruit de grenaille a une contribution plus importante que le bruit thermique de la liaison RoF et de celui ajouté par le LNA pour les courants de polarisation les plus élevés.

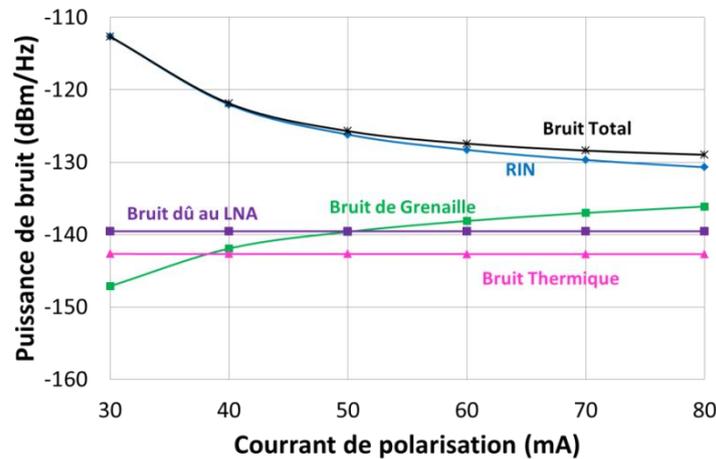


Figure 2-31 : Calcul des densités de puissance de bruits de la liaison à modulation directe à $f_{RF} = 4$ GHz en fonction du courant de polarisation du laser 1.

Pour la liaison à modulation externe avec l'EML, les densités spectrales de puissance de bruit sont calculées pour différentes tensions de polarisation du MEA à une fréquence de modulation de 4 GHz et sont tracées sur la Figure 2-32. Ceci est réalisé pour les deux modulateurs du III-V Lab utilisés. Les calculs correspondants à la liaison avec le EML 1 (laser DFB avec η_{LI} de 0.18 W/A) sont représentés sur la Figure 2-32(a) et ceux correspondants à l'EML 2 (laser DFB avec η_{LI} de 0.41 W/A) sont représentés sur la Figure 2-32(b).

Dans ces systèmes, le laser émet une puissance optique continue à un courant de polarisation de 50 mA, le MEA joue le rôle d'un atténuateur optique non-linéaire. Nous pouvons noter que le RIN est la source de bruit dominante pour un faible niveau d'absorption. Ensuite, c'est le bruit du LNA qui devient prédominant lorsque l'absorption du MEA augmente. Les contributions du RIN et du bruit de grenaille sont légèrement plus élevées pour le second EML qui délivre une puissance optique plus élevée et donc des photocourants détectés plus élevés (1.2 mW et 3 mW pour une tension de polarisation $V_{bias} = 0$ V). On peut noter des résultats très proches pour ces deux composants, issus d'une technologie similaire. Notamment que la transition RIN > bruit de grenaille apparaît pour $V_{bias} = -2.5$ V et la transition RIN > bruit du LNA apparaît pour $V_{bias} \cong -2$ V ou -1.8 V. Les niveaux de puissance de bruit sont quasi-identiques pour les deux composants.

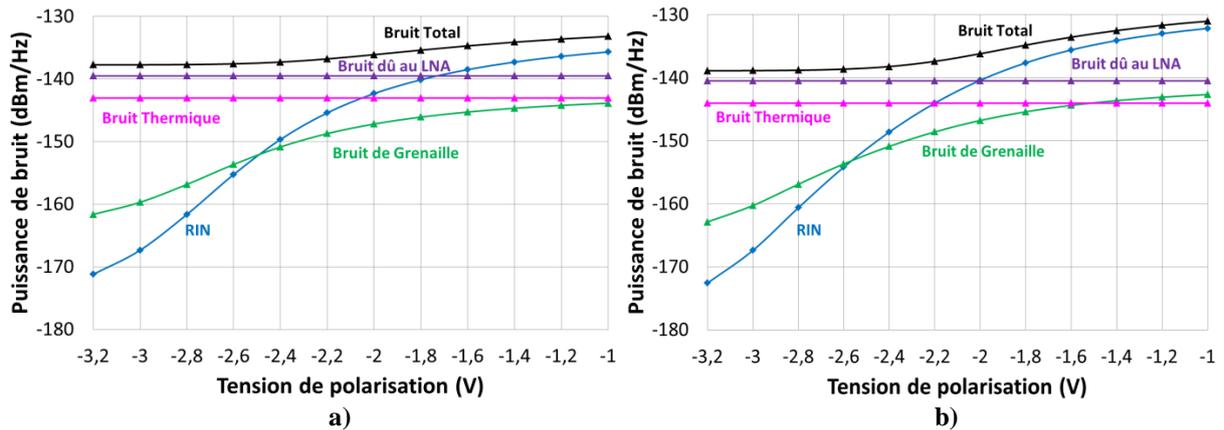


Figure 2-32 : Calcul des densités de puissance de bruit de la liaison à modulation externe avec les deux EMLs a) 1 et b) 2 en fonction de la tension de polarisation du MEA pour un courant de polarisation du laser de 50 mA et $f_{RF} = 4$ GHz.

Pour la liaison RoF basée sur le MZM, les densités spectrales de bruit calculées en fonction de la tension de polarisation sont illustrées sur la Figure 2-33. Nous rappelons que pour cette liaison, la puissance optique délivrée par le laser DFB utilisé est fixe et la valeur du RIN est de -147 dB/Hz. Le calcul des contributions des bruits montre une croissance de la densité spectrale de puissance de bruit du laser en fonction de la tension de polarisation à cause de la variation de la puissance optique en sortie du modulateur pour les différentes tensions de polarisation. L'atténuation optique est d'environ 2.5 dB entre le point de polarisation au milieu de la caractéristique statique du MZM (6 V) et le point de polarisation à 8 V de la caractéristique crête. Ceci fait augmenter la densité spectrale de puissance de bruit d'intensité du laser de 5 dB comme cela a été décrit dans le paragraphe 2.2.3.2. Le point de fonctionnement optimal est obtenu à une polarisation du MZM au milieu de sa caractéristique ($\frac{V_{\pi}}{2}$), correspondant à un RIN dominant. Une puissance optique moins élevée en entrée du MZM permet de diminuer cette contribution mais fait aussi diminuer le gain de la liaison.

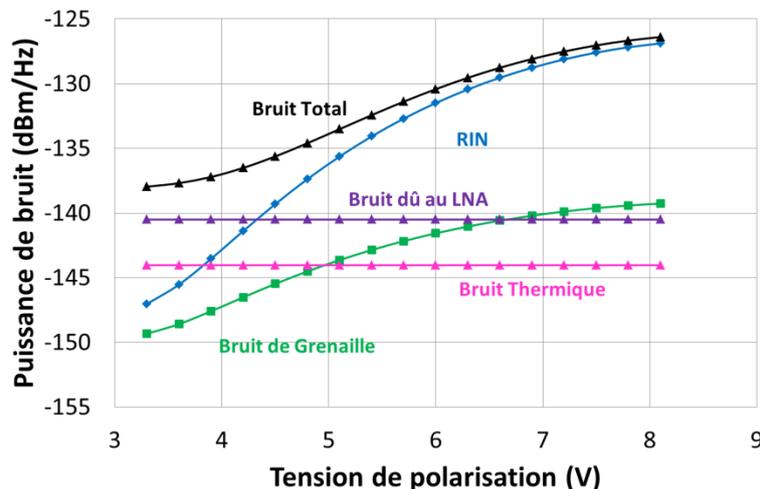


Figure 2-33 : Calcul de la densité spectrale de puissance de bruits de la liaison à modulation externe avec le MZM à $f_{RF} = 4$ GHz.

Pour la liaison RoF avec les modules TOSA-ROSA, un bruit supplémentaire lié à l'amplificateur transimpédance de gain 2000 V/A intégré avec la photodiode se rajoute au bruit total de la liaison. La puissance de bruit du TIA est définie par le NEP et s'additionne au bruit thermique ramené sur la charge. Ainsi, les puissances de bruit en sortie de la liaison sont déterminées en fonction du gain transimpédance du TIA. Les puissances de bruit thermique, de RIN et de grenaille sont données par :

$$n_{Th} = k_B T G_{RoF} \Delta f + \frac{(Z_{TIA} r_{PD} NEP)^2}{R_L} + k_B T \Delta f \quad (2-52)$$

$$n_{RIN} = \frac{RIN I_{ph}^2 Z_{TIA}^2 \Delta f}{R_L} \quad (2-53)$$

$$n_{Gr} = \frac{2 q I_{ph} Z_{TIA}^2 \Delta f}{R_L} \quad (2-54)$$

Le calcul de la densité de puissances de bruit de cette liaison RoF est représenté sur la Figure 2-34. Le bruit prédominant dans ce cas est le bruit thermique provenant principalement du TIA.

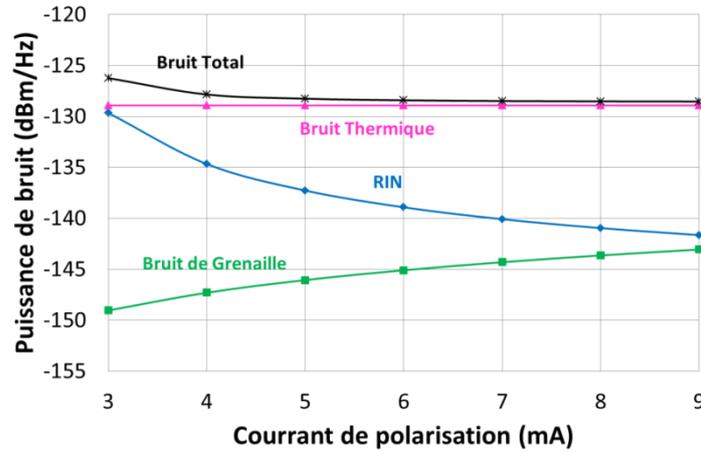


Figure 2-34 : Calcul des densités de puissance de bruit de la liaison à modulation directe à $f_{RF} = 4$ GHz en fonction du courant de polarisation du VCSEL.

Cette analyse de puissance de bruit est indispensable pour la compréhension de leur influence et leur contribution lors de la transmission des signaux complexes par le biais des différentes liaisons qui sera traitée au chapitre suivant.

2.2.4. Facteur de bruit

Le facteur de bruit (NF) est utilisé pour quantifier la dégradation relative du SNR. Il est exprimé comme le rapport du signal à bruit en entrée par le signal à bruit en sortie d'un système :

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{s_{in}/n_{in}}{s_{out}/n_{out}} \quad (2-55)$$

$$NF(dB) = 10 \log \left(\frac{s_{in}/n_{in}}{s_{out}/n_{out}} \right) \quad (2-56)$$

où :

- s_{in} est la puissance du signal en entrée.
- $n_{in} = k_B T \Delta f$ est la puissance de bruit thermique à l'entrée.
- s_{out} est la puissance du signal à la sortie.
- n_{out} est la puissance de bruit à la sortie.

Ces puissances sont liées entre elles par le gain G_i du circuit étudié :

$$s_{out} = G_i s_{in} \quad (2-57)$$

$$n_{out} = G_i n_{in} + n_{add} \quad (2-58)$$

avec n_{add} la puissance de bruit additif du circuit, dispositif ou de la liaison.

En substituant les équations (2-57), (2-58) dans (2-55), le facteur de bruit s'écrit en fonction du bruit :

$$NF = 1 + \frac{n_{add}}{G_i n_{in}} \quad (2-59)$$

Nous constatons que le facteur de bruit est indépendant du niveau du signal à l'entrée de la liaison, en revanche, sa valeur dépend du gain. En fonction du point de polarisation et de la fréquence de modulation, la liaison peut présenter un gain différent ainsi qu'un niveau de bruit additif ou total spécifique. C'est pourquoi, ce facteur de bruit sera analysé en fonction des différents points de polarisation.

La puissance de bruit en sortie peut être exprimée en fonction du facteur de bruit, à partir de l'équation (2-55), nous pouvons écrire :

$$n_{out} = \frac{s_{out}}{s_{in}} n_{in} NF \quad (2-60)$$

d'où :

$$n_{out} = G_i n_{in} NF \quad (2-61)$$

Dans la mesure où la puissance de bruit en entrée de chacun des éléments est définie de manière identique, le facteur de bruit d'un système constitué d'un nombre de dispositifs cascades peut être calculé avec la formule de Friis :

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{NF_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots + \frac{NF_n - 1}{G_1 G_2 G_3 \dots G_{n-1}} \quad (2-62)$$

où :

- NF_k est le facteur de bruit, pour le k ième dispositif.
- G_k est le gain, pour le k ième dispositif.

En se basant sur cette dernière formule, le facteur de bruit de la liaison RoF simple suivie d'un LNA, devient :

$$NF = NF_{RoF} + \frac{NF_{LNA} - 1}{G_{RoF}} \quad (2-63)$$

avec NF_{RoF} le facteur de bruit de la liaison et G_{RoF} son gain électrique petit signal.

La puissance de bruit totale n_{out} en sortie du LNA peut être exprimée, en se basant sur l'équation (2-61), par :

$$n_{out} = G_{RoF} G_{LNA} n_{in} NF = G_{RoF} G_{LNA} k_B T \Delta f NF \quad (2-64)$$

La puissance de bruit en sortie de la liaison RoF (n_{RoF}) peut être donnée de la même façon :

$$n_{RoF} = G_{RoF} n_{in} NF_{RoF} \quad (2-65)$$

A partir de ces deux dernières équations, nous avons :

$$NF = \frac{n_{out}}{G_{RoF} G_{LNA} k_B T \Delta f} \quad (2-66)$$

$$NF_{RoF} = \frac{n_{RoF}}{G_{RoF} n_{in}} = \frac{n_{RoF}}{G_{RoF} k_B T \Delta f} \quad (2-67)$$

En appliquant les équations (2-66), (2-67) dans l'expression (2-63) on obtient :

$$\frac{n_{out}}{G_{RoF} G_{LNA} k_B T \Delta f} = \frac{n_{RoF}}{G_{RoF} k_B T \Delta f} + \frac{NF_{LNA} - 1}{G_{RoF}} \quad (2-68)$$

D'où, la puissance de bruit totale de la liaison RoF (y compris le LNA) devient :

$$n_{out} = n_{RoF} G_{LNA} + k_B T \Delta f (NF_{LNA} - 1) G_{LNA} \quad (2-69)$$

Le premier terme de cette équation représente le bruit de la liaison RoF ramené en sortie du LNA et le second terme donne la puissance de bruit n_{LNA} rajoutée par le LNA.

En substituant (2-69) dans (2-66), le facteur de bruit de la liaison RoF avec l'amplificateur peut être calculé par :

$$NF = \frac{n_{RoF} G_{LNA} + k_B T \Delta f (NF_{LNA} - 1) G_{LNA}}{G_{RoF} G_{LNA} k_B T \Delta f} \quad (2-70)$$

En simplifiant par le terme de gain du LNA (G_{LNA}) et en substituant la puissance de bruit n_{RoF} (équation (2-50)) dans l'équation précédente, le facteur de bruit de la liaison totale devient :

$$NF = 1 + \frac{2}{G_{RoF}} + \frac{R_L RIN P_{opt,r}^2 r_{PD}^2}{4 G_{RoF} k_B T} + \frac{q R_L P_{opt,r} r_{PD}}{2 G_{RoF} k_B T} + \frac{NF_{LNA} - 1}{G_{RoF}} \quad (2-71)$$

La Figure 2-35 représente le facteur de bruit calculé (à partir de cette dernière équation) et simulé pour la liaison RoF à modulation directe en fonction du courant de polarisation du laser et pour une fréquence de modulation de 4 GHz. Le facteur de bruit diminue avec le courant de polarisation suivant l'évolution de la puissance de RIN (Figure 2-31). Il est évident que le facteur de bruit est l'image de la puissance de bruit. Les simulations ont été effectuées avec l'outil « S_Parameters ».

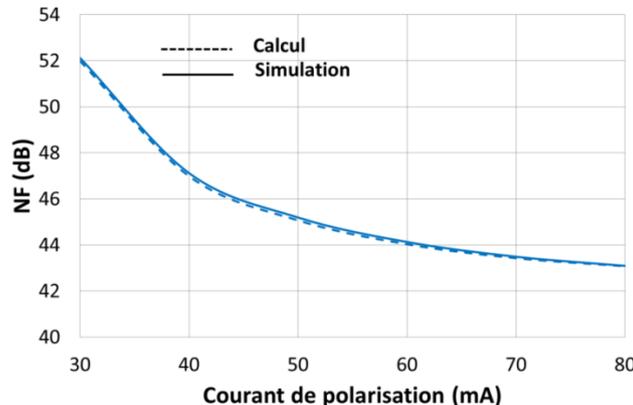


Figure 2-35 : Facteur de bruit calculé et simulé de la liaison RoF à modulation directe, $f_{RF} = 4$ GHz.

Le facteur de bruit de la liaison RoF avec les modules TOSA-ROSA, calculé et simulé, est donné sur la Figure 2-36. Ses valeurs dépendent essentiellement du gain de la liaison puisque le bruit prédominant ici est le bruit thermique.

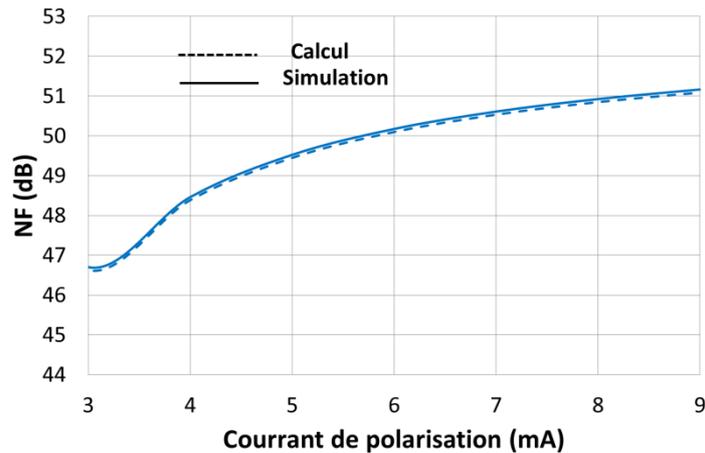


Figure 2-36 : Facteur de bruit calculé et simulé de la liaison RoF à modulation directe avec le module TOSA-ROSA de Finisar en fonction du courant de polarisation du VCSEL (module TOSA).

Les facteurs de bruit calculé et simulé pour la liaison RoF à modulation externe, avec les deux modulateurs à électro-absorption sont tracés sur la Figure 2-37 en fonction de la tension de polarisation du MEA pour une fréquence de modulation de 4 GHz. Le facteur de bruit est minimum pour une tension de polarisation proche de la partie linéaire de la caractéristique statique du MEA. Ceci s'explique par la valeur du gain qui est maximale dans cette partie linéaire. Une différence d'environ 6 dB est constatée entre le facteur de bruit obtenu avec les deux EMLs qui est due à la différence du niveau de la puissance optique. Le rapport de puissance, d'après la Figure 2-12, est de 2 à un point de polarisation donné, ce qui correspond à une différence de gain électrique de 6 dB.

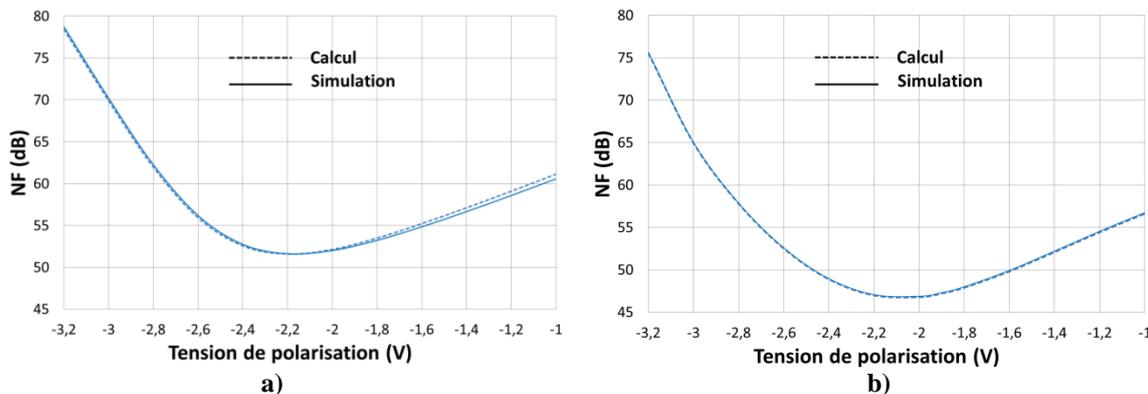


Figure 2-37 : Facteur de bruit calculé et simulé de la liaison à modulation externe avec les EMLs a) 1 et b) 2 en fonction de la tension de polarisation - $f_{RF} = 4$ GHz.

Les courbes de la Figure 2-38 donnent le facteur de bruit de la liaison RoF à modulation externe avec le MZM en fonction de sa tension de polarisation pour une fréquence de modulation de 4 GHz. Une valeur optimale est obtenue autour de 5V correspondant, comme dans le cas précédent avec l'EML, pour une zone proche du gain maximal.

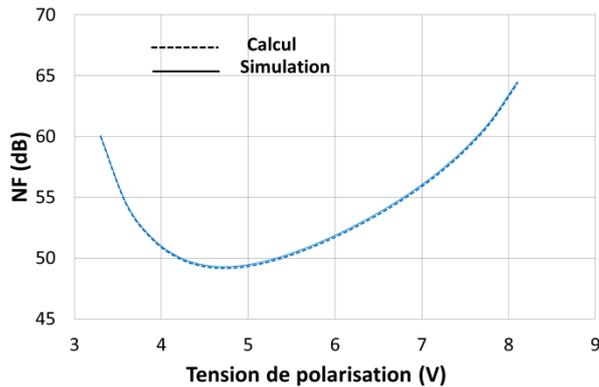


Figure 2-38 : Facteur de bruit calculé et simulé de la liaison à modulation externe avec le MZM, $f_{RF} = 4$ GHz.

La performance des liaisons à modulation externe en terme de gain et de facteur de bruit peut tout-à-fait être améliorée en augmentant la puissance optique continue délivrée en sortie du laser DFB relié au modulateur externe.

La Figure 2-39 donne un exemple concernant la liaison RoF avec le modulateur MZM : Un courant de polarisation plus élevé est appliqué au laser DFB, par simulation. Une puissance optique DC de 21.5 mW est émise au lieu de 10 mW appliquée en mesure, l'efficacité du MZM a alors augmenté et un gain intrinsèque de -31.7 dB est obtenu. Un RIN du laser de -159.4 dB/Hz est estimé au lieu de -147.8 dB/Hz dans le cas précédent, alors, la densité spectrale du RIN diminue (Figure 2-39(a)). La densité spectrale du bruit de grenaille augmente avec l'augmentation de photocourant mais reste au-dessous du niveau du RIN et de bruit du LNA, par conséquent, le bruit total diminue. Etant donné la croissance du gain de la liaison et la diminution du bruit total, le facteur de bruit de la liaison est amélioré (Figure 2-39(b)). Un facteur de bruit optimal de 41 dB est obtenu au lieu de 49 dB constaté dans le cas précédent (Figure 2-38).

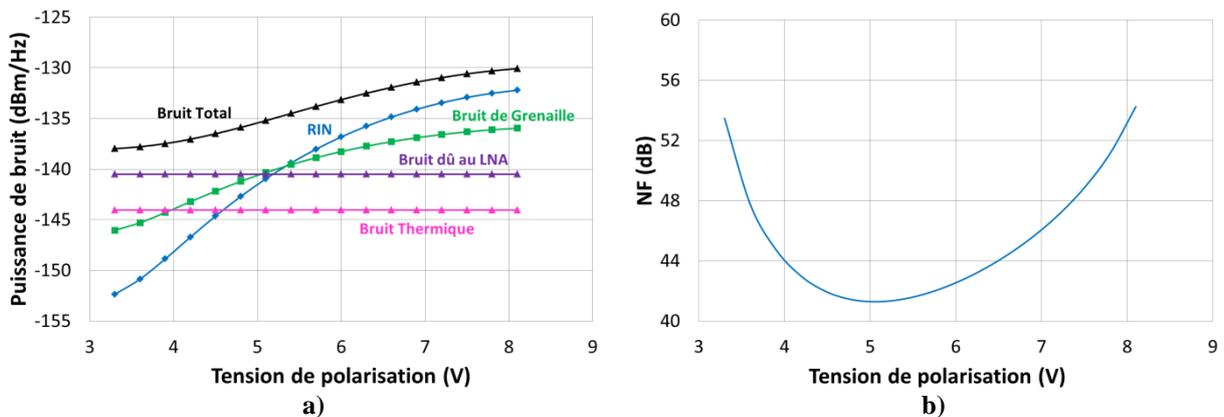


Figure 2-39 : Simulation de la liaison RoF avec le MZM pour une puissance optique délivrée par la diode laser de 21.5 mW : a) densité spectral des bruits et b) facteur de bruit de la liaison.

Les résultats de simulation convergent parfaitement avec les calculs validant ainsi mutuellement l'un et l'autre. Cette analyse du facteur de bruit sera utile pour l'étude des performances des différents liens optiques pour la transmission des signaux complexes. Le point de polarisation des transducteurs et sources optiques est un degré de liberté important pour cette étude. L'influence du bruit pour les faibles niveaux de puissance du signal en fonction de ce paramètre sera interprétée par l'intermédiaire du facteur de bruit.

2.3. Etude de la liaison RoF en régime grand signal

L'application de puissances RF élevées à l'entrée des systèmes non-linéaires provoque une diminution du gain intrinsèque obtenu en régime petit signal, ce qui est connu par la compression du gain. Cette compression conduit à une limitation de la dynamique du système. Dans le but d'analyser les non-linéarités des liaisons RoF, l'étude en régime grand signal est réalisée et les différents facteurs qualitatifs associés sont présentés dans la suite de ce paragraphe.

La non-linéarité du système RoF provient de ses principaux éléments : transducteur E/O, fibre optique et transducteur O/E. Dans cette étude, les non-linéarités se manifestent par celles venant du transducteur E/O (laser ou modulateur externe) ayant les effets les plus affectants sur la performance. La dispersion chromatique de la fibre optique est prise en compte dans son modèle équivalent, cependant, son influence peut être négligée vue la courte longueur de la fibre déployée dans les applications visées (de l'ordre de 100 m). Quant au transducteur O/E (photodiode), celui-ci présente également des non-linéarités [92] mais les effets non-linéaires de la photodiode ne sont pas considérés parce que les niveaux de puissance optique incidents ne dépassent pas le niveau de saturation dans nos différentes configurations.

2.3.1. Point de compression de gain à 1 dB

Le point de compression de gain à 1 dB (P_{1dB}) est le niveau de puissance pour lequel le gain diminue de 1 dB de sa valeur linéaire. Le P_{1dB} peut être donné en entrée (IP_{1dB}) ou en sortie (OP_{1dB}) du lien optique microonde comme illustré sur la Figure 2-40.

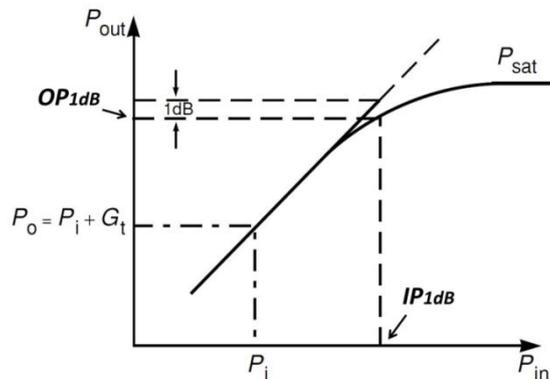


Figure 2-40 : Représentation graphique du P_{1dB} référencé à l'entrée (IP_{1dB}) et à la sortie (OP_{1dB}) d'un dispositif ou système.

Le P_{1dB} des liaisons RoF dépend des conditions de polarisation des transducteurs E/O comme représenté sur la Figure 2-41 pour un signal ayant une fréquence RF de 4 GHz. L'amplificateur LNA placé en sortie de la liaison à modulation directe a été supprimé afin de s'affranchir de son effet de saturation. Le niveau de puissance d'entrée a été limité en mesures pour les deux liaisons RoF à modulation directe et externe afin d'éviter les dégradations des composants. Le P_{1dB} a été déterminé en simulation par l'outil "équilibre harmonique".

Le choix des points de polarisation a été basé sur la caractéristique statique du transducteur E/O, soit la réponse DC du laser DFB de la liaison RoF à modulation directe et la réponse DC du modulateur MEA de la liaison à modulation externe. Le IP_{1dB} de la liaison à modulation directe (Figure 2-41(a)) augmente avec le courant de polarisation et possède une

valeur de -13, 12 et 21 dBm pour des courants de 30, 50 et 80 mA, respectivement. Ainsi, la plage dynamique est limitée à faible courant de polarisation. Pour la modulation externe, le IP_{1dB} simulé (Figure 2-41(b)) est de 11.7, 10, 10.2 dBm pour les tensions de polarisation de -2, -2.2 et -2.4 V, respectivement. Ces valeurs sont relativement proches et le IP_{1dB} est meilleur dans la zone linéaire de la caractéristique DC.

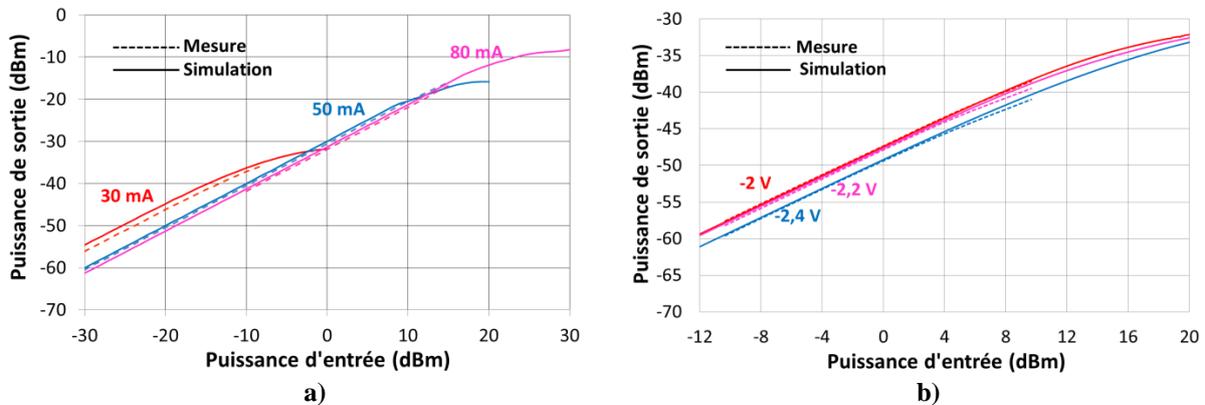


Figure 2-41 : Puissance RF en sortie de la liaison RoF en fonction de la puissance RF à l'entrée : a) modulation directe pour trois courants de polarisations du laser 1 et b) modulation externe avec EML 1 pour trois valeurs de tension de polarisation du MEA – $f_{RF} = 4$ GHz.

La Figure 2-42 montre les mesures et simulations des IP_{1dB} de la liaison RoF avec l'EML 2 en fonction de la fréquence de modulation RF pour deux valeurs de tension de polarisation du MEA de -1,5 et -2 V. Un meilleur IP_{1dB} est constaté, comme prévu, pour un point de polarisation défini au milieu de la caractéristique DC (-1.5 V, Figure 2-12(b)), permettant d'atteindre une dynamique plus large de puissance d'entrée RF. En simulation, les IP_{1dB} sont indépendants de la fréquence de modulation puisque la réponse fréquentielle du module EML est constante dans cet intervalle. Par contre, les valeurs mesurées des IP_{1dB} varient d'environ 2 dB à cause des fluctuations de gain en fonction de la fréquence (Figure 2-27).

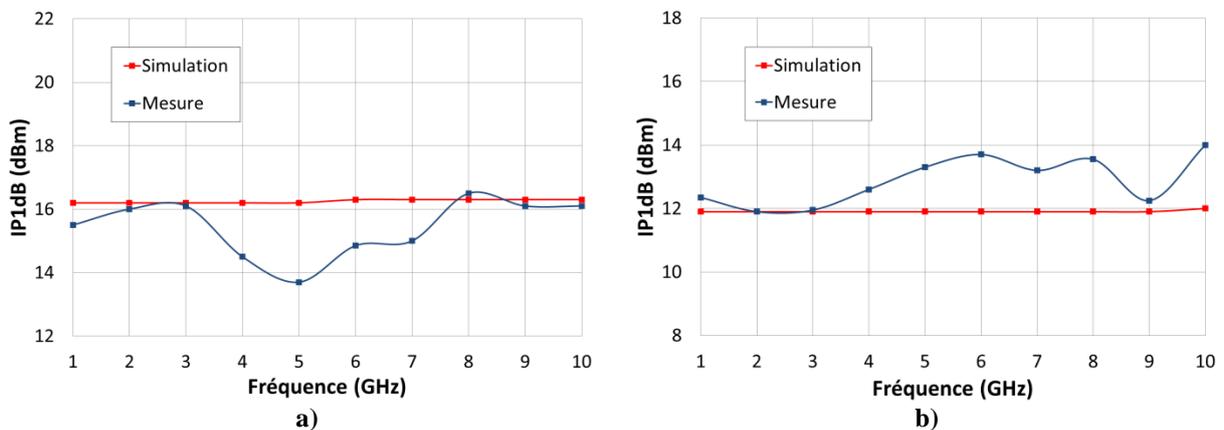


Figure 2-42 : Mesures et simulations du IP_{1dB} de la liaison RoF avec l'EML 2 en fonction de la fréquence pour une tension de polarisation du MEA de a) -1.5 V et b) -2 V.

Le P_{1dB} de la liaison RoF avec le MZM n'a pas pu être estimé en mesure avec notre banc de mesure ce qui s'explique par sa linéarité élevée. En revanche, la valeur simulée correspond à environ 19.5 dBm pour un point de polarisation de 6 V, située au milieu de la réponse DC.

2.3.2. Point d'interception d'ordre 3 et SFDR (Spurious-Free Dynamic Range)

Lorsque deux fréquences proches f_1 et f_2 sont appliquées à l'entrée d'un système non-linéaire, de nouvelles fréquences apparaissent qui sont appelées produits d'intermodulation. Les plus gênants sont ceux d'ordre 3 (IM3) correspondants aux fréquences $2f_1-f_2$ et $2f_2-f_1$ puisqu'ils sont situés autour des deux porteuses. En particulier pour un signal complexe de type OFDM et large bande, ces produits d'intermodulation se retrouvent autour de son spectre et leur filtrage est limité. Pour les faibles puissances d'entrée, la puissance de ces raies d'intermodulations d'ordre 3, notée P_{IM3} , varie avec une pente de 3/1 en dB. La puissance du signal utile notée P_{utile} suit une loi linéaire en fonction de la puissance d'entrée avec une pente de 1 comme illustré sur la Figure 2-43. L'IP3 est l'intersection des extrapolations linéaires de la puissance P_{IM3} et de la puissance P_{utile} et peut être référencée à l'entrée (IIP3) ou à la sortie (OIP3). Plus le point d'interception d'ordre 3 est élevé, meilleure est la linéarité du système vis-à-vis du signal d'entrée et plus grande est sa dynamique.

La valeur de l'IIP3 peut être estimée à partir de la valeur du point de compression de gain à 1dB référée en entrée (IP_{1dB}) comme la valeur d' IP_{1dB} augmentée de 10 dB. Cela a été constaté empiriquement et par simulation.

Différents critères sont définis dans le but de déterminer la dynamique du système [93], à savoir, la plage de puissance RF que le système peut transmettre sans dégradation. Un premier critère est le CDR (Compression Dynamic Range). Il est défini par la différence de puissance entre le point de compression de gain à 1 dB défini en sortie et le niveau de puissance de bruit en sortie dans une bande de 1 Hz (comme indiqué sur la Figure 2-43), cette plage dynamique est mentionnée également comme la plage dynamique maximum utilisable [94]. Le CDR est alors donné, en décibel, par :

$$CDR [dB.Hz] = OP_{1dB}[dBm] - n_{out}[dBm/Hz] \quad (2-72)$$

où n_{out} est la densité spectrale de puissance de bruit total en sortie de la liaison.

Un autre critère pour analyser la dynamique des systèmes RoF est le SFDR (Spurious-Free Dynamic Range). C'est un paramètre important qui précise la gamme des puissances appliquées au système sans distorsion du signal. Autrement dit, il indique le rapport signal à bruit lorsque le niveau de distorsion d'intermodulation d'ordre 3 est égal au niveau de bruit comme illustré sur la Figure 2-43. Il est limité par le niveau de la densité spectrale de puissance de bruit total dans une bande de 1 Hz en sortie et la linéarité du système. Il peut être référé aux puissances d'entrée ou de sortie et peut s'exprimer soit en fonction de l'IIP3 et du NF ou de l'OIP3 et le niveau de bruit total n_{out} dans une bande de 1 Hz selon [95], [96] :

$$SFDR = \frac{2}{3}(IIP3 - NF - (-174)) \quad (2-73)$$

$$SFDR = \frac{2}{3}(OIP3 - n_{out}) \quad (2-74)$$

L'état de l'art donnant la meilleure dynamique d'ordre 1 (CDR) d'un système RoF est de 160 dB.Hz et avec un SFDR d'environ 120 dB.Hz^{2/3} [73], [91], [97].

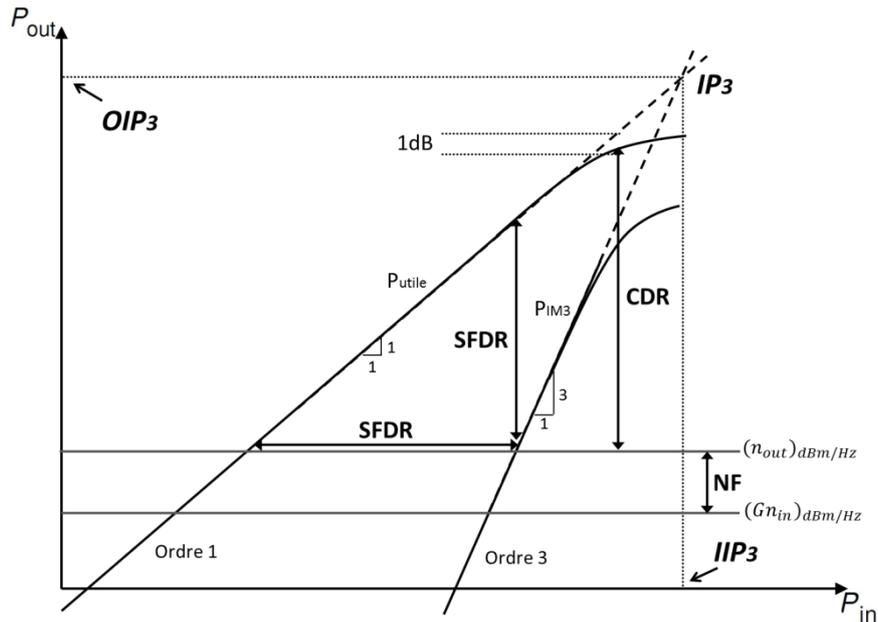


Figure 2-43 : Définition graphique du point d'interception d'ordre 3 référencé à l'entrée (IIP3) et à la sortie (OIP3) et de différents paramètres liés à la dynamique de la liaison étudiée.

La Figure 2-44 montre le schéma synoptique du banc de mesure du point de compression de gain à 1 dB et également du point d'interception d'ordre 3. Une seule porteuse est appliquée à l'entrée de la liaison RoF pour la mesure de l' IP_{1dB} et deux porteurs de fréquences proches sont nécessaires pour l'étude de l' IP_3 . Pour cette dernière mesure, un combineur de puissance à deux entrées est nécessaire afin de composer les deux signaux RF à l'entrée du système RoF. Les deux porteurs possèdent des amplitudes identiques et sont espacés de 10 MHz. Les puissances du signal utile d'ordre 1 et celles des produits d'intermodulation d'ordre 3 sont mesurées sur l'analyseur de spectre électrique judicieusement étalonné.

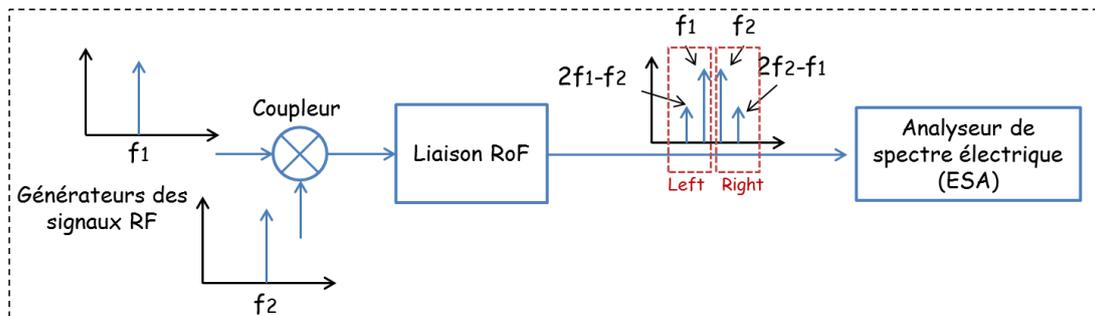


Figure 2-44 : Illustration du schéma de banc de mesure du point d'interception d'ordre 3 d'une liaison RoF.

La Figure 2-45 représente les résultats de mesure et simulation de la puissance à la sortie de la liaison RoF à modulation directe d'une des deux porteurs et la puissance du signal du produit d'intermodulation d'ordre 3 en fonction de la puissance d'entrée de deux harmoniques espacées de 10 MHz ($f_1 = 4.995$ GHz et $f_2 = 5.005$ GHz) et ce pour un courant de polarisation du laser de 50 mA. Les différents paramètres obtenus sont un IIP3 d'environ 17 dBm, un CDR de 133 dB.Hz et un SFDR de $97 \text{ dB.Hz}^{2/3}$, déterminés par rapport à une densité spectrale de puissance de bruit en sortie de -155 dBm/Hz.

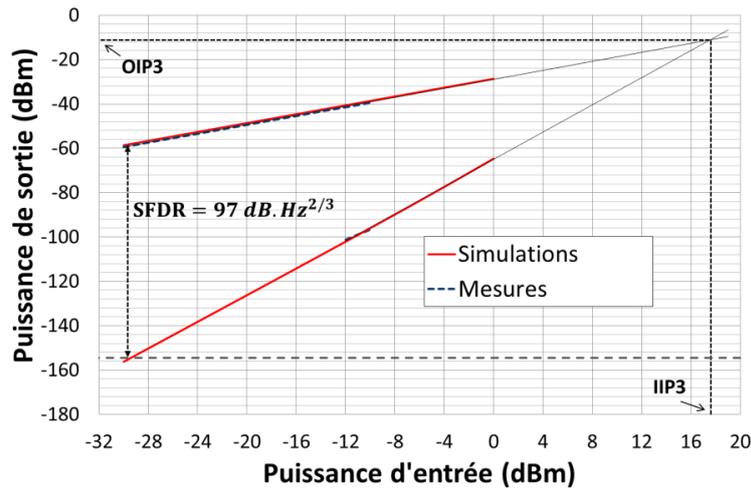


Figure 2-45 : Mesure et simulation du point d'interception d'ordre 3 et du SFDR de la liaison RoF à modulation directe pour deux harmoniques autour de 5 GHz et un courant de polarisation de 50 mA.

La Figure 2-46 montre le résultat de simulation du point d'interception d'ordre 3 et du SFDR de la liaison RoF avec les modules TOSA-ROSA pour deux harmoniques d'entrée RF espacées de 10 MHz ($f_1 = 3.995$ GHz et $f_2 = 4.005$ GHz) et un courant de polarisation de 6.5 mA. Un IIP3 de 3 dBm, un CDR de 122 dB.Hz et un SFDR de $85 \text{ dB.Hz}^{2/3}$ sont obtenus, ils sont déterminés par rapport à une densité spectrale de puissance de bruit en sortie de -126 dBm/Hz. La linéarité de la liaison est limitée par la compression du TIA intégré avec le détecteur.

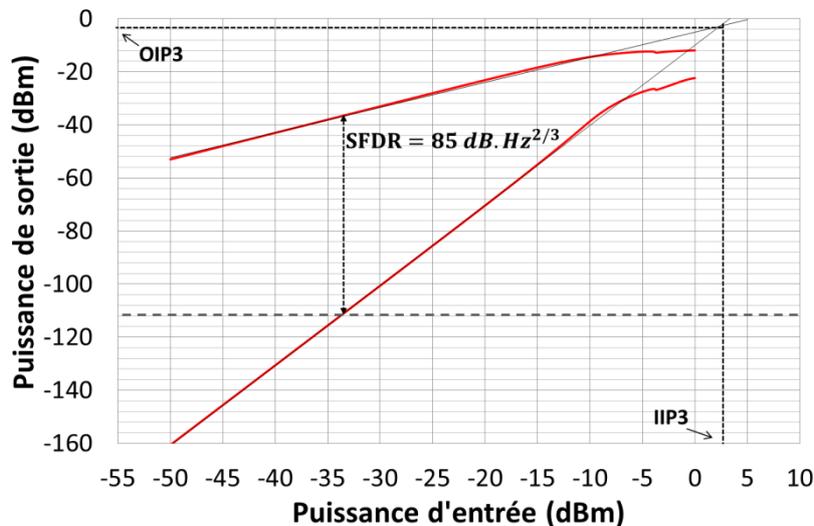


Figure 2-46 : Simulation du point d'interception d'ordre 3 et du SFDR de la liaison RoF avec les modules TOSA-ROSA pour deux harmoniques autour de 4 GHz et un courant de polarisation de 6.5 mA.

Les puissances de sortie aux fréquences fondamentales et d'ordre 3 de la liaison RoF à modulation externe avec l'EML-2 sont tracées sur la Figure 2-47 en fonction de la puissance RF d'entrée pour les tensions de polarisation du MEA de -1.5 et -2 V. Les fréquences des deux harmoniques sont $f_1 = 2.995$ GHz et $f_2 = 3.005$ GHz. Les valeurs de l'IIP3 sont de l'ordre de 27 et 21.5 dBm pour les tensions de -1.5 et -2 V, respectivement. La densité spectrale de puissance de bruit dans une bande de 1 Hz est estimée à -166 dBm/Hz pour une tension de polarisation de -1.5 V, ce qui permet d'obtenir un CDR de 137 dB.Hz et un SFDR de $102.5 \text{ dB.Hz}^{2/3}$. Pour une tension de polarisation de -2 V, un CDR de 137 dB.Hz et un SFDR de $100.8 \text{ dB.Hz}^{2/3}$ sont obtenus avec une densité spectrale de puissance de bruit moins élevée et estimé à -170 dBm/Hz. Ce résultat implique une meilleure dynamique avec une tension de

polarisation du MEA à -1.5 V qui est située dans la zone linéaire de la caractéristique DC conformément aux mesures et simulations d' IP_{1dB} discutées précédemment.

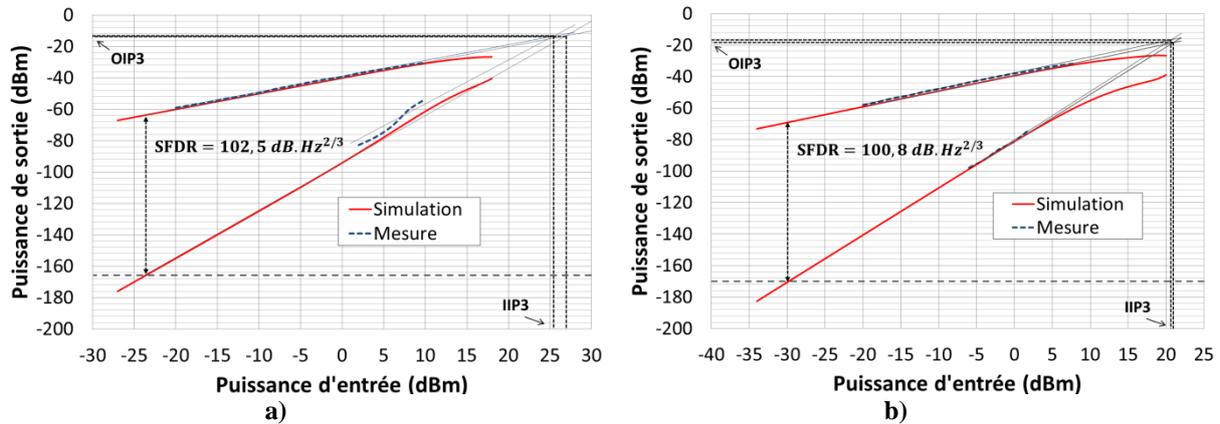


Figure 2-47 : Résultats de mesure et simulation du point d'interception d'ordre 3 et du SFDR de la liaison RoF à modulation externe avec l'EML-2 pour deux harmoniques autour d'une fréquence de 3 GHz, un courant de polarisation de 50 mA et deux tensions de polarisation du MEA de a) -1.5 V et b) -2 V.

La Figure 2-48 donne les valeurs d'IIP3 mesurées de la liaison RoF à modulation externe avec l'EML-1 en fonction de la fréquence pour les harmoniques fréquentielles f_1 , $2f_1-f_2$ (gauche) et f_2 , $2f_2-f_1$ (droite) pour deux tensions de polarisation du MEA à -1.5 et -2V. Ces valeurs de l'IIP3 fluctuent en fréquence suivant la dépendance du gain de la liaison. De meilleures valeurs sont obtenues pour une tension de polarisation de -1.5 V par rapport aux valeurs obtenues pour une tension de polarisation de -2 V, ce qui démontre encore une fois la zone linéaire de ce modulateur autour du premier point de polarisation.

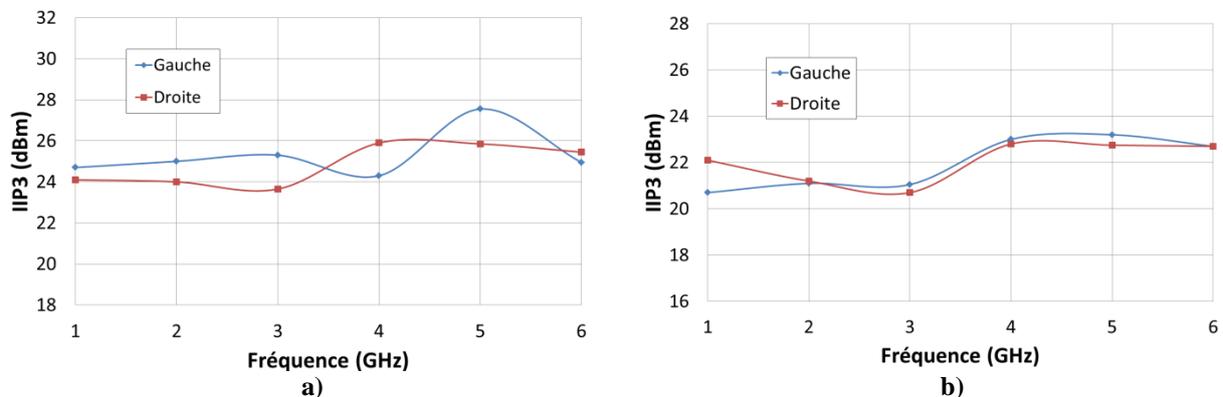


Figure 2-48 : Mesures des IIP3 de la liaison RoF à modulation externe avec l'EML-1 en fonction de la fréquence de l'harmonique RF à l'entrée du système RoF pour deux tensions de polarisation du MEA a) -1.5 V et b) -2 V.

De la même façon, ces paramètres qualitatifs sont obtenus par simulation pour la liaison RoF à modulation externe avec le MZM et le résultat est illustré sur la Figure 2-49 pour deux harmoniques ($f_1= 2.995$ GHz et $f_2= 3.005$ GHz) et une tension de polarisation du MZM de 6 V (au milieu de sa caractéristique DC). Un IIP3 d'environ 28 dBm est estimé par simulation. Un CDR de 138.5 dB.Hz et un SFDR de 102.4 dB.Hz^{2/3} sont obtenus pour une densité spectrale de puissance de bruit de -163.5 dBm/Hz. Ces performances sont assez proches de celles obtenues en modulation externe avec l'EML mais en modifiant la puissance optique à l'entrée du MZM ces valeurs seront améliorées, c'est-à-dire, un gain plus élevé sera obtenu.

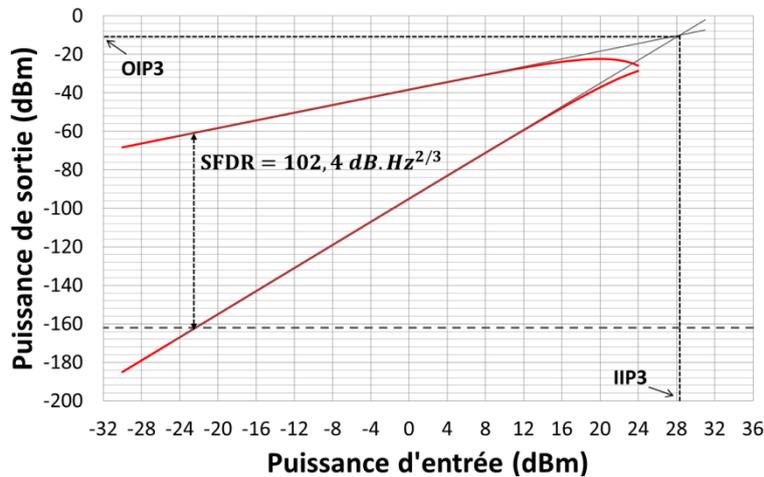
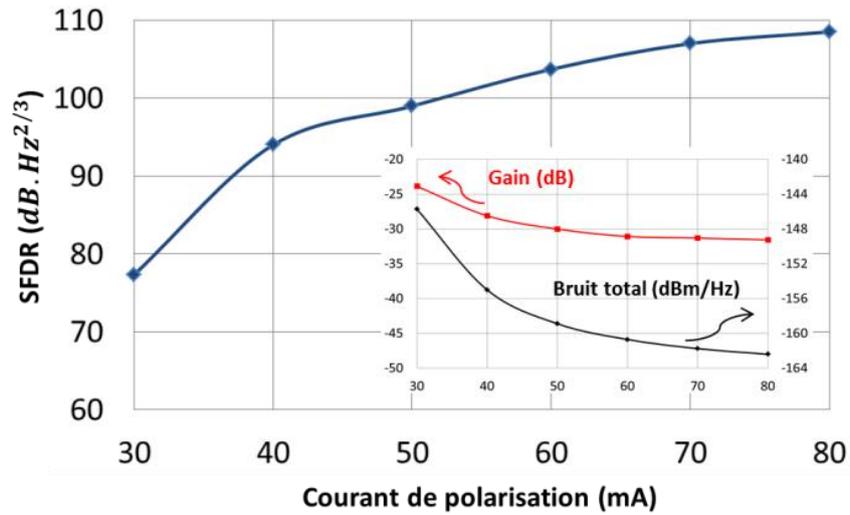


Figure 2-49 : Simulation des points de compression de gain et d'interception d'ordre 3 de la liaison RoF à modulation externe avec le MZM pour une tension de polarisation de 6V - harmoniques à 3 GHz±25 MHz.

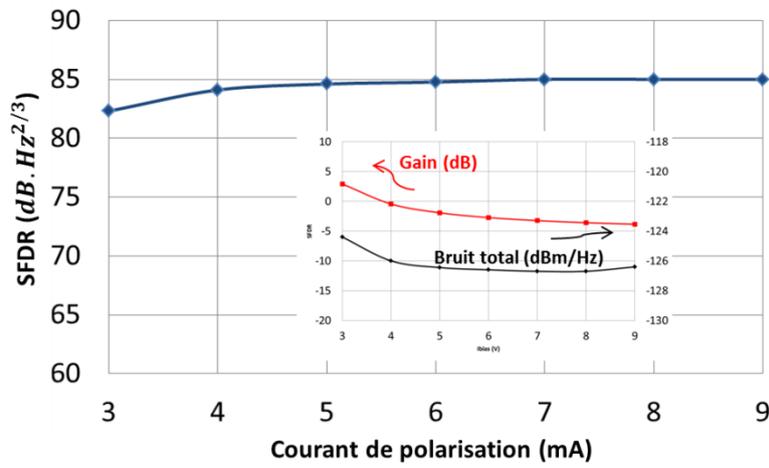
2.3.3. Discussion du SFDR en fonction du gain

Le SFDR dépend du gain et du niveau de bruit total en sortie de la liaison RoF. Sur la Figure 2-50 sont représentés les résultats de simulation du SFDR en fonction du point de polarisation des trois liaisons RoF pour une fréquence de modulation de 4 GHz. Le gain et la densité spectrale de puissance sont rappelés pour une meilleure compréhension. Nous remarquons les points suivants :

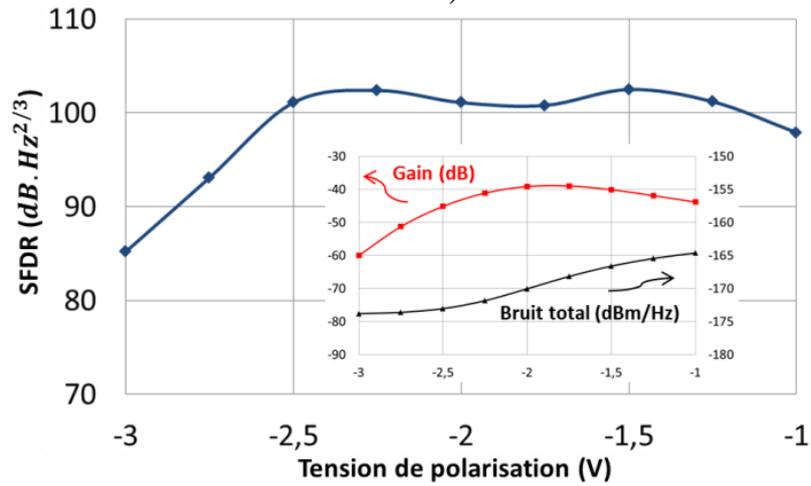
- a) Pour la liaison à modulation directe, le gain diminue de 5 dB lorsque le courant de polarisation I_{bias} varie de 30 à 80 mA, variation qui est due à la fréquence d'oscillation de relaxation. La densité spectrale de puissance de bruit diminue aussi avec l'augmentation du courant proportionnellement à la diminution du RIN. Par conséquent, le SFDR augmente avec le courant de polarisation et donc avec la puissance optique.
- b) Pour la liaison RoF avec les modules TOSA-ROSA, le niveau de bruit total varie peu étant donné que le bruit thermique présente le bruit prédominant de la liaison. Le gain diminue avec le courant lié aux fréquences de relaxation. Une dynamique SFDR de 85 dB.Hz^{2/3} est obtenue et la linéarité de cette liaison et sa dynamique sont limitées par le TIA intégré avec la photodiode.
- c) Pour la liaison RoF à modulation externe avec l'EML, le gain en petit signal dépend de la pente de la réponse statique du MEA et possède une valeur maximale aux alentours de -1.75 V. La densité spectrale de puissance de bruit dépend du niveau de photocourant détecté en sortie. Deux SFDR maximums d'environ 102.5 dB.Hz^{2/3} sont obtenus à des tensions V_{bias} autour de -2.5 et -1.5 V, l'un correspondant à un bruit minimum avec un gain élevé (-2.5 V) et l'autre est obtenu à la tension offrant une meilleure linéarité (-1.5 V).
- d) Pour la liaison RoF à modulation externe avec le MZM, le gain dépend aussi de la pente de la caractéristique statique. Le maximum du SFDR de 103.7 dB.Hz^{2/3} est obtenu pour une tension de polarisation de 5 V.



a)



b)



c)

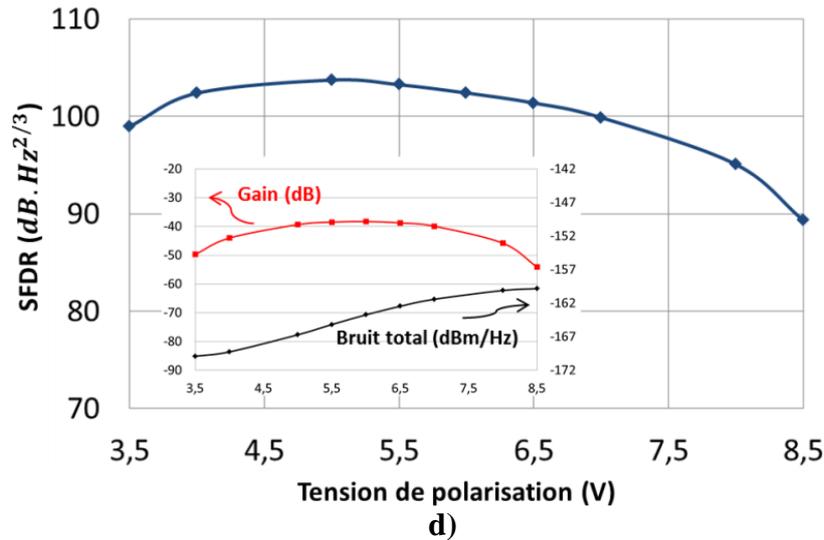


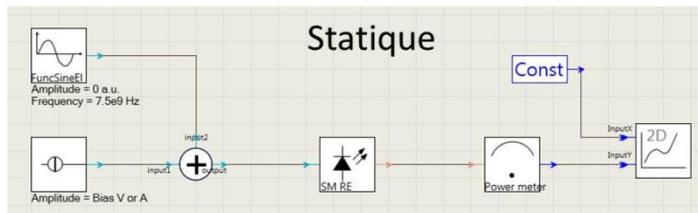
Figure 2-50 : SFDR des trois liaisons RoF à la fréquence de 4 GHz : a) modulation directe (laser 1) en fonction de I_{bias} , - b) modulation directe avec les modules TOSA-ROSA en fonction de I_{bias} - c) modulation externe avec l'EML-1 en fonction de V_{bias} et d) modulation externe avec le MZM en fonction de V_{bias} .

2.4. Comparaison entre l'approche de simulation électrique sur ADS avec la simulation basée sur des logiciels commerciaux

Un système photonique microondes est constitué de composants optoélectroniques et électriques associés. Les performances d'un tel système peuvent être affectées directement par la réponse, les limitations de ces composants et leurs interactions. Par conséquent, la conception et le dimensionnement de ces systèmes nécessitent des outils de développement et d'analyse adaptés. C'est pourquoi, différents logiciels optiques commerciaux coexistent comme par exemple VPIphotonics de la société VPIsystems [98], OptiSystem de la société Optiwave [99], OptSim de la société RSoft [100]. Dans l'objectif de comparer notre approche de simulation avec d'autres méthodes utilisant différents logiciels et dans le cadre d'un projet bilatéral d'échange scientifique avec le département "Broadband Infocommunications and Electromagnetic Theory" de l'université de Technologie et Economie de Budapest (Hongrie), nous avons choisi d'étudier une liaison RoF à l'aide du logiciel VPIphotonics, exploité par cette équipe, afin d'analyser et déterminer les points forts de chaque outil par rapport à l'autre. Ce dernier logiciel contient des bibliothèques de modules optiques (différents types de lasers et de fibres optiques), des modules des composants passifs optiques, des composants électriques et des outils d'analyse et de mesure optique et électrique. Le signal optique est représenté par son champ électrique dans cet environnement.

La Figure 2-51 montre un exemple de schémas de simulation d'une liaison RoF simple à modulation directe réalisé sur VPIphotonics permettant de simuler les caractéristiques statique et dynamique du laser et le gain de la liaison. Une méthode numérique d'extraction des paramètres physiques pour le laser DFB basée sur les équations de continuité est considéré sur VPIphotonics [76], cette procédure est possible avec un module d'extraction basé sur les différents paramètres systèmes du laser. Il y a également la possibilité d'insérer les valeurs des paramètres physiques et systèmes du laser directement dans un tableau de réglage de paramètre comme cela est illustré sur la même figure. Le modèle de photodiode disponible sur ce logiciel est linéaire. Un module linéaire de fibre optique monomode est utilisé également pour cette configuration. Des outils permettant d'obtenir les spectres électrique et optique sont également disponibles.

Réglage de paramètres



Name	Value
Physical	
f EmissionFrequency	193.1e12
f SampleRate	SampleRateDefault
f ReferencePower	3e-3
f LaserChipLength	300e-6
f ActiveRegionWidth	2.52e-6
f ActiveRegionThickness	0.091e-6
f OpticalCouplingEfficiency	1.0
f LinearMaterialGainCoefficient	3.3488e-20
f TransparencyCarrierDensity	1.4e+24
f ConfinementFactor	0.45
f GroupEffectiveIndex	3.5
ChapModel	LineWidthFactor
f MaterialLineWidthEnhancementFactor	4.0
FaceLossModel	MirrorLoss
f EndLoss	4900
f PhotonLifetimeModel	Lifetime
f PhotonLifetime	5.65e-13
RecombinationModel	Lifetime
f CarrierLifetime	1.25e-09
SpontaneousModel	CouplingFactor
f SpontaneousEmissionFactor	2.19e-5
NonlinearGainModel	Tucker
f NonlinearGainCoefficient	1.86e-23
Numerical	
f InitialCarrierDensity	0.0
i MaxStepNumber	100000
f RelativeAccuracy	1e-6
f InitialStepWidth	10e-12
f MinimumStepWidth	0.0
f BuildUpTime	2*TimeWindow
Enhanced	
DeterministicOutput	Off
f NoiseBandwidth	0
f NoiseCenterFrequency	193.1e12
f NoiseSpacing	100e9
i RandomNumberSeed	0
OutputDataType	Blocks
i ChannelIndex	-1
LoadLocalInfo	On

Figure 2-51 : Schémas de simulation d'une liaison RoF simple à modulation directe sur VPIphotonics.

L'introduction dans le modèle du laser sur VPIphotonics des valeurs des différents paramètres du laser DFB que nous avons modélisé sur ADS et évalué par notre méthode d'extraction a conduit à des résultats comparables en RIN et réponses dynamique et statique confirmant ainsi la validité de notre approche de simulation basée sur des circuits électriques équivalents des composants photoniques sur ADS.

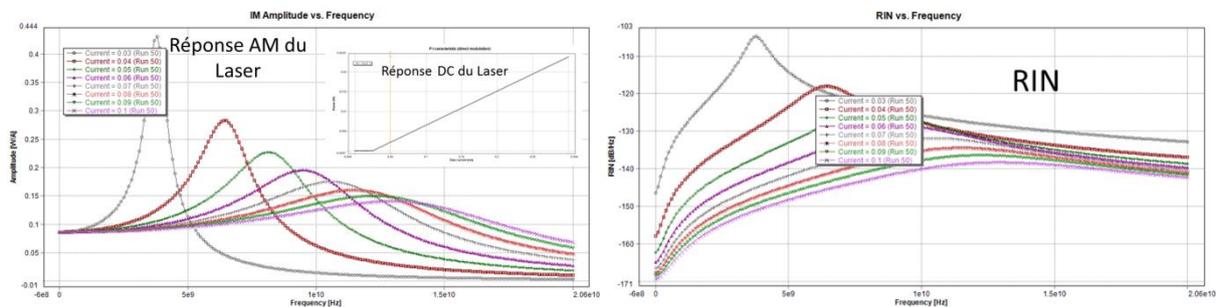


Figure 2-52 : Résultats de simulation des caractéristiques statique et dynamique ainsi que le RIN du laser DFB 1 sur VPIphotonics.

Le logiciel VPIphotonics permet avec une bibliothèque riche en modules optiques d'étudier des liaisons RoF pour de large gamme d'applications. Cependant, un principal inconvénient de VPI provient du fait que les circuits électriques sont linéaires et pour un système RoF complet, l'impact de certains étages électriques est important sur la performance du système global. A titre d'exemple, un système RoF à modulations directe et externe est simulé sous VPIphotonics dans [101] avec des signaux complexes pour des formats de modulation MQAM-OFDM, la performance est analysée en termes d'EVM. Les caractéristiques des composants photoniques sont prises en compte mais l'absence des étages électriques indispensables pour tout système de transmission nécessitait le passage par ADS via une interface dédiée. Ainsi, afin de prendre en compte les effets non-linéaires d'un amplificateur placé en sortie de la photodiode, un pont entre les signaux de VPI-TC (VPItransmissionMaker™ / VPIcomponentMaker™) et les circuits de ADS se fait par l'environnement de traitement du signal de Agilent Ptolemy.

La Figure 2-53 illustre le principe de co-simulation ADS/VPI-TC où les modèles des composants photoniques sont conçus sur VPI tandis que les parties purement électriques sont conçues sur ADS. Les simulations sur ADS et sur VPI sont réalisées simultanément par un contrôleur sur VPI à travers un module d'interface avec ADS et les différentes analyses sont réalisées finalement par des outils dédiés à cet effet sur VPI.

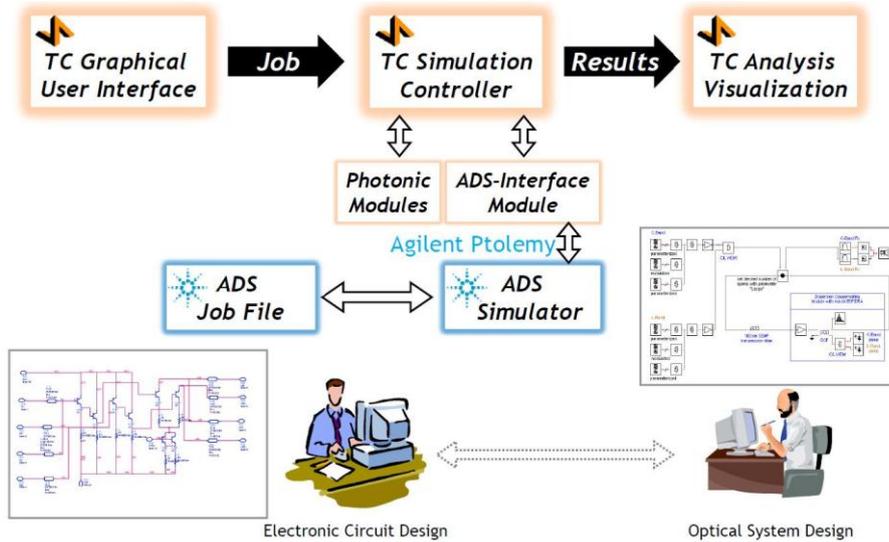


Figure 2-53 : Schéma bloc de principe d'interface de VPI photonics avec ADS [102].

Le schéma de simulation d'un système RoF plus complet incluant les circuits électriques d'entrée et de sortie (éléments parasites, amplificateurs RF, ...) est configuré comme l'illustration de la Figure 2-54. A titre d'exemple, une chaîne d'amplification de signaux optiques OFDM a été réalisée avec cette technique de co-simulation dans [103], un système de transmission RoF possédant un lien Wi-Fi a été aussi réalisé par cette méthode de co-simulation ADS-VPI dans [104].

Pour conclure, la bibliothèque de VPI est riche en modèles de composants photoniques permettant d'étudier différentes architectures d'une liaison RoF ou optique mais l'étude d'un système entier nécessite l'interface avec un logiciel électrique complémentaire. Par conséquent, le principal avantage de notre approche est de pouvoir concevoir un système complet sur ADS dans un environnement purement électrique en assurant des résultats équivalents avec moins de complexité.

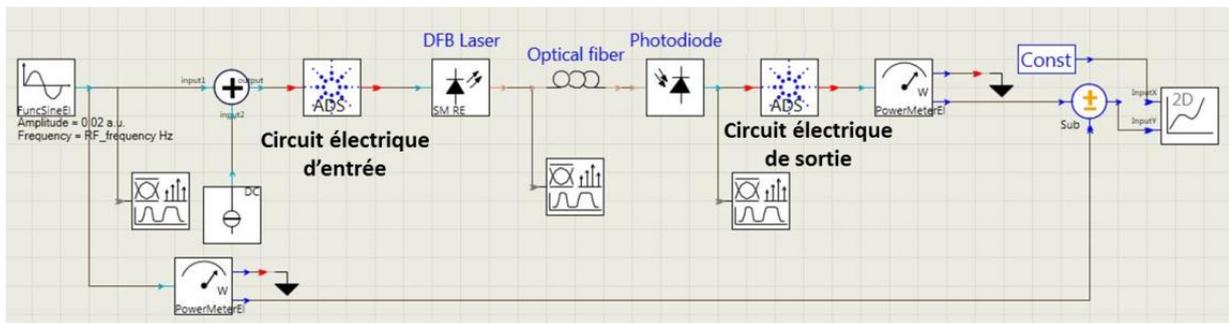


Figure 2-54: Schéma de simulation d'un système RoF complet à modulation directe sur VPI photonics avec les modules d'interfaces avec ADS.

2.5. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la caractérisation des composants optoélectroniques (transducteurs E/O et O/E) et l'analyse analogique des performances des liaisons RoF IM-DD. Les différents composants et systèmes RoF sont validés en comparant les résultats de simulation statiques et dynamiques aux mesures correspondantes.

Dans un premier temps, l'extraction des paramètres physiques des deux lasers DFB de 3Sphotonics a été réalisée. Ce processus est basé sur des paramètres systèmes obtenus par des mesures de la caractéristique DC, du spectre et du RIN du laser. Certains paramètres d'ajustement sont optimisés afin d'obtenir les valeurs optimales des paramètres physiques du laser testé. Afin d'évaluer le RIN, deux techniques de mesure ont été appliquées : la technique de mesure avec calibration et la technique d'extraction directe. Les deux méthodes ont abouti aux mêmes résultats ce qui confirme leur précision. La simulation du RIN sous ADS donne des résultats convergeant avec les mesures. Ensuite, les paramètres des modèles équivalents des modulateurs MEA et MZM sont déterminés à partir de leurs réponses DC mesurées. Deux photodiodes rapides ont été caractérisées et modélisées. L'effet de la dispersion chromatique de la fibre optique a été considéré et évalué par simulation. Enfin, les modèles équivalents des différents composant peuvent être cascades afin de former la liaison RoF IM-DD. La liaison RoF avec des modules TOSA-ROSA est également performée, le laser VCSEL est développé en se basant sur le principe d'un mode effectif.

Dans un deuxième temps, des liaisons RoF à modulation directe et externe ont été étudiées en régime petit signal. Le gain intrinsèque de la liaison RoF est un paramètre essentiel pour l'estimation du bilan de la liaison et le choix des amplificateurs associés. Ce gain a été étudié par un circuit équivalent petit signal et mesuré par le paramètre S21. Lorsque le niveau du SNR est relativement faible, l'impact des différentes sources de bruit devient non-négligeable et affecte considérablement la qualité de transmission. La contribution de chacune des sources de bruit dans le bruit total a été calculée et simulée. Le facteur de bruit a été ensuite déterminé.

Le dernier point concerne l'étude en régime grand signal lors de l'introduction des signaux RF à forte amplitude. La distorsion liée aux non-linéarités, principalement provoquées par les transducteurs E/O, a été analysée par le point de compression de gain à 1 dB et le point d'intermodulation d'ordre 3. La plage dynamique des liaisons RoF a été déterminée par le paramètre SFDR (Spurious-Free Dynamic Range).

Les principaux résultats de caractérisation de performances des trois liaisons RoF IM-DD en termes de bruit et non-linéarité sont résumés dans le Tableau récapitulatif suivant :

Tableau 2-3 : Résultats de caractérisation des principaux paramètres de performances des liaisons RoF à une fréquence de modulation de 4 GHz.

	Liaison RoF Laser DFB	Liaison RoF TOSA-ROSA	Liaison RoF EML₂	Liaison RoF MZM
$G_{RoF_{max}}$ (dB)	-31	3	-38.9	-38
NF_{min} (dB)	45	48	46.9	49
IP_{1dB} (dBm)	12	-11	12.5	19.5
$IIP3_{max}$ (dBm)	22	3	23	29
SFDR (dB. Hz^{2/3})	97	85	100.8	103.7

Ce tableau résume les valeurs des principaux paramètres de performance :

- e) La liaison à modulation directe est polarisée à un courant de 50 mA se trouvant au milieu de la réponse DC du laser. Cette liaison montre une bonne performance en termes de gain intrinsèque et de bruit. Toutefois, elle est limitée pour les fortes puissances d'entrée RF par la non-linéarité provenant de l'écrêtage du signal près du seuil ou de la compression du gain du laser.
- f) La liaison à modulation directe avec les modules TOSA-ROSA est polarisée à un courant de polarisation de 6.5 mA se trouvant au milieu de la réponse DC du VCSEL. Cette liaison présente un gain plus élevé par rapport aux autres liaisons puisqu'un amplificateur transimpédance est intégré avec la photodiode. Cette liaison se distingue par son intégrabilité et son bas coût, cependant, elle est limitée par le bruit thermique du détecteur et la compression du TIA et donc une faible dynamique en termes de puissance d'entrée RF.
- g) La liaison avec l'EML est polarisée à une tension de polarisation de -2 V et un courant de polarisation du laser DFB à 50 mA. Cette liaison donne des résultats comparables à celle de la liaison à modulation directe en termes de non-linéarités. La performance en régime petit signal peut être améliorée par l'introduction d'une puissance optique plus élevée à l'entrée du MEA, ce qui correspondra à une efficacité supérieure du MEA et un facteur de bruit meilleur de la liaison.
- h) La liaison avec le MZM est polarisée à une tension de 5 V pour une puissance optique à son entrée de 5 mW. Le MZM représente le transducteur E/O le plus linéaire parmi ces trois liaisons RoF. Afin d'améliorer le gain de cette liaison et la performance en bruit, il a été montré par simulation, que l'augmentation du courant de polarisation de la source laser (donc la puissance optique continue) peut être la solution. En effet, le RIN reste prédominant mais la densité spectrale du RIN diminue considérablement. En parallèle, l'efficacité du MZM augmente et alors la performance de la liaison MZM en régime petit signal peut être significativement améliorée.

Une étude de comparaison supplémentaire a été menée dans le cadre de cette thèse. Cette étude avait pour objectif de comparer notre approche de modélisation électrique sous ADS avec une méthode de simulation réalisable par un des logiciels commerciaux tel que VPIphotonic dédié aux simulations des systèmes télécoms optiques. Des éléments électriques non-linéaires indispensables pour l'établissement d'un système RoF complet sont absents sur la plateforme du VPIphotonic mais ceci est résolu par l'interfaçage avec le logiciel ADS intégrant des composants purement électriques. Par conséquent, la modélisation électrique des composants optoélectroniques sous ADS, permet une réalisation plus simple et aussi fiable des systèmes RoF.

Dans le chapitre suivant, la transmission des signaux complexes, sur ces trois liaisons RoF, sera étudiée et analysée par moyen de co-simulation analogique/numérique sous ADS.

Chapitre 3

Transmission de signaux complexes sur les liaisons RoF

Après avoir analysé les liaisons RoF en régime petit signal et grand signal, nous traiterons dans ce chapitre la transmission de données numériques en modulation complexe à travers différentes liaisons RoF. Nous nous intéresserons à la transmission de signaux large bande pour les applications à très haut débit en bande millimétriques comme les réseaux locaux sans fil.

Les signaux complexes exploités dans cette étude sont de format OFDM. Un tel signal est une technique de modulation multi-porteuse très efficace pour les systèmes de communication sans fil par sa gestion des interférences inter-symboles et celle liées aux multi-trajets. Ce signal multi-porteuse est traité comme un signal analogique qui sera transposé sur l'enveloppe de l'intensité optique transmise dans la fibre optique. La performance et la qualité de transmission de ce signal sont évaluées par l'EVM en s'appuyant sur les analyses analogiques présentées au chapitre précédent. Cette analyse s'effectue sur deux points essentiels : les distorsions dues aux bruits et celles provenant de la non-linéarité du système.

En premier lieu, nous commencerons par une présentation théorique des critères de performance numériques en précisant leurs avantages et limites et puis nous décrirons le choix apporté sur l'EVM. Ensuite, l'étude de performance sera abordée par la transmission en bande centimétrique conformément à la norme ISO/IEC 26907 (ECMA-368) [11], puis, cette étude sera poursuivie par l'analyse de transmission de signaux OFDM en bande millimétrique selon la norme IEEE 802.15.3c [105]. Grâce aux modèles électriques des composants optoélectroniques développés, nous avons la possibilité d'étudier plus précisément l'influence et l'intérêt des différents facteurs sur la performance et la dynamique de la liaison RoF ce qui n'est pas trivial de faire en mesure. A la fin du chapitre, nous introduirons le canal de propagation sans fil à 60 GHz afin d'étudier la liaison de transmission complète jusqu'à l'utilisateur.

3.1. Critères de performance

L'amplitude du vecteur d'erreur (EVM), le taux d'erreur binaire (TEB ou BER pour Bit Error Rate) et le rapport signal à bruit (SNR) sont trois facteurs de qualité essentiels pour quantifier les performances d'un système de transmission [106].

Le BER décrit une probabilité d'erreur qui est définie comme le nombre de bits erronés reçus sur le nombre total de bits transmis. Le BER est un critère de qualité précis et offre un moyen simple pour comparer les systèmes de communication entre eux. Le BER donne l'information si un système donné a atteint ou non une limite de performance spécifiée propre à chaque standard, si cette limite n'est pas atteinte, le BER ne nous permet pas de comprendre la nature des distorsions sur le signal reçu. Alors ce facteur de qualité n'est pas suffisant pour l'analyse de performance, en plus, il n'est pas toujours commode à mesurer car il nécessite de connaître simultanément les bits reçus et émis.

Le SNR définit la qualité du signal par rapport au bruit dans un récepteur. Comme ce paramètre peut être simplement mesuré avec un analyseur de spectre électrique (ASE), le SNR est un paramètre couramment utilisé pour ajuster une configuration et optimiser ses performances. Cependant, ce facteur ne donne pas une précision exacte lorsque le spectre fréquentiel du signal RF est large bande.

L'EVM est un discriminateur de qualité pour les signaux numériques modulés M-aire. Ce format de modulation avancé tel que M-QAM code les données numériques en les présentant sous forme de constellation suivant le code Gray. Ces points de constellation ou symboles sont décrits dans un plan complexe comme ceux représentés sur la Figure 3-1 pour un format de modulation 16 QAM. Ces symboles modulent ensuite l'amplitude d'une porteuse [107]. Au niveau du récepteur et avec la présence du bruit d'amplitude et de phase, les points de la constellation initiale sont modifiés. L'EVM est ainsi défini pour mesurer la distance euclidienne entre les symboles reçus et les symboles idéaux les plus proches de la constellation. Une des meilleures façons de caractériser un signal OFDM consiste à étudier la constellation et mesurer les valeurs d'EVM. Ce facteur de qualité permet d'avoir des informations sur l'origine des erreurs et un temps de mesure réduit vu que nous n'avons pas besoin de comparer avec les symboles émis. Ce facteur peut être défini par :

$$EVM_{lin} = \sqrt{\frac{P_{err}}{P_{réf}}} \quad (3-1)$$

où P_{err} est l'amplitude du vecteur d'erreur et $P_{réf}$ est l'amplitude du vecteur du symbole idéale (Figure 3-1).

Afin de simplifier le calcul de l'EVM et de permettre une comparaison directe entre les différents schémas de modulation (QPSK, 16 QAM, 64 QAM...) [108], ces derniers sont normalisés par rapport au vecteur du point de constellation idéal le plus long [107] ou par rapport à la valeur moyenne de tous les symboles de la constellation [106], [108]. Pour une constellation normalisée, l'amplitude du vecteur d'erreur de chaque symbole est égale à l'EVM du symbole. La Figure 3-1 montre une constellation 16 QAM et une représentation de la mesure de l'EVM sur un symbole reçu.

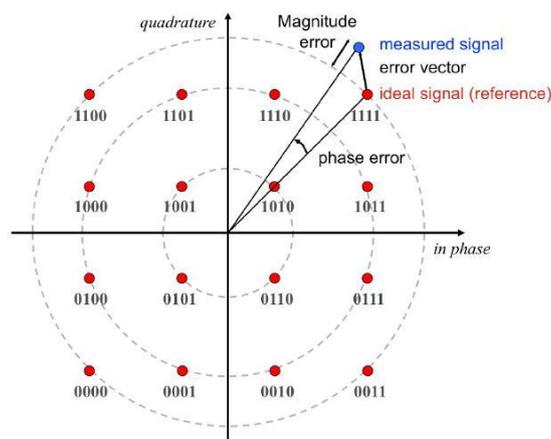


Figure 3-1: Diagramme de constellation d'un format de modulation 16 QAM et démonstration de l'EVM.

Pour un signal multi-porteuses, l'EVM est mesuré à partir des différentes sous-porteuses conformément à [109] par l'équation suivante :

$$EVM_{lin} = \frac{1}{N_p} \left(\sum_{i=1}^{N_p} \sqrt{\frac{1}{P_{avg} N_s N_{dsc}} \sum_{j=1}^{N_s} \left(\sum_{k=1}^{N_{dsc}} ((I_{ijk} - I_{ijk}^*)^2 + (Q_{ijk} - Q_{ijk}^*)^2) \right)} \right) \quad (3-2)$$

où :

- N_p est le nombre de trames capturées.
- N_s est le nombre de symboles OFDM par trame.
- N_{dsc} est le nombre de sous-porteuses de données par symbole OFDM.
- P_{avg} est la puissance moyenne de la constellation.
- (I_{ijk}^*, Q_{ijk}^*) sont les coordonnées complexes du symbole mesuré j sur la sous-porteuse k de la trame i .
- (I_{ijk}, Q_{ijk}) sont les coordonnées complexes du point de la constellation la plus proche du symbole mesuré j sur la sous-porteuse k de la trame i .

Le calcul de l'EVM en comparant les symboles reçus avec les symboles les plus proches d'une constellation idéale peut induire à des valeurs d'EVM plus faibles que celles attendues comme l'illustration de la Figure 3-2. L'EVM mesuré pour un symbole reçu pourrait être plus près d'un point idéal de la constellation que sa position d'origine. Par conséquent, l'erreur entre l'EVM réel et l'EVM estimé (mesuré) augmente avec la valeur réelle de l'EVM mais aussi avec la dimension du diagramme de constellation comme est décrit sur la Figure 3-3. L'EVM mesuré s'éloigne de l'EVM réel à partir de 12, 23 et 43 % pour une modulation 64, 16 et 4-QAM, respectivement. Par conséquent, nous nous limiterons pour le calcul du BER à une valeur d'EVM de 12 % pour une modulation de 64-QAM afin d'avoir une bonne estimation.

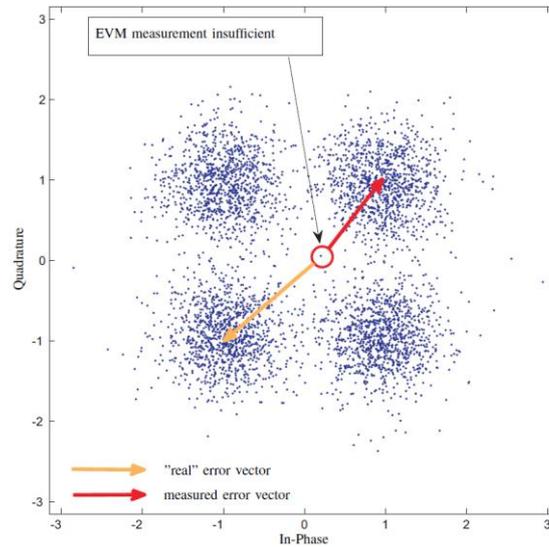


Figure 3-2 : Démonstration de l'erreur possible pour l'estimation d'EVM [110].

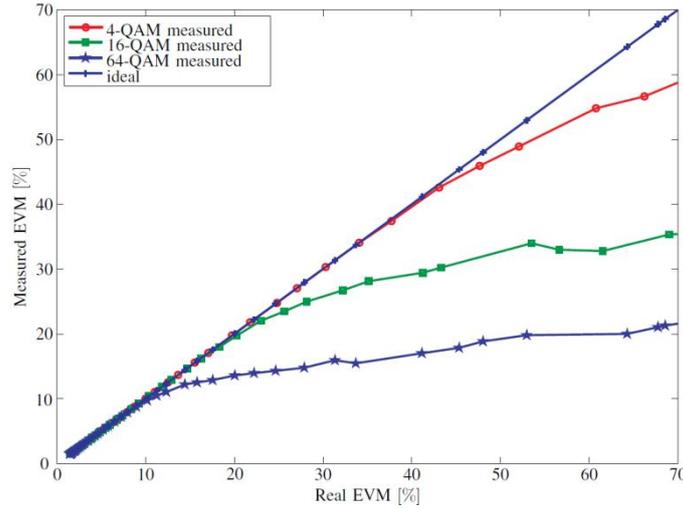


Figure 3-3 : EVM mesuré par rapport à l'EVM réel [110].

Le calcul du BER est assez complexe, car il est nécessaire de synchroniser la séquence binaire initialement envoyée avec le signal reçu. Pour calculer avec précision un BER de 10^{-8} , au moins 1 milliard de bits doivent être comparés un par un. Par conséquent, il est préférable d'estimer le BER à partir de l'EVM au lieu de le mesurer [6].

Le BER est lié à l'EVM et peut être simplement calculé pour une constellation rectangulaire avec une représentation binaire en code de Gray. La probabilité d'erreur sur les bits P_b , c'est à dire le BER, est égale à [106]:

$$P_b = BER \approx \frac{2(1 - L^{-1})}{\log_2 L} Q \left[\sqrt{\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1} \frac{2}{EVM_{lin}^2 \cdot \log_2 M}} \right] \quad (3-3)$$

où M représente le nombre d'états (nombre de points) de la constellation et L est le nombre de niveaux dans chaque dimension du diagramme de constellation (par exemple : $M = 2^1$ et $L = 2$ pour BPSK, $M = 2^2$ et $L = 2$ pour QPSK, $M = 2^4$ et $L = 4$ pour 16 QAM).

La fonction $Q(x)$ est la fonction d'erreur de Gauss complémentaire définie comme étant la probabilité qu'une variable aléatoire distribuée soit comprise dans l'intervalle $[x, +\infty[$:

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2} dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(x/\sqrt{2}) \quad (3-4)$$

La fonction d'erreur de Gauss complémentaire dans (3-3) est remplacée par la fonction d'erreur erfc et qui devient :

$$BER \approx \frac{(1 - L^{-1})}{\log_2 L} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{3 \log_2 L}{(L^2 - 1) EVM_{lin}^2 \log_2 M}} \right] \quad (3-5)$$

Cependant, cette formule liant le BER et l'EVM a été vérifiée seulement pour l'hypothèse d'un canal de bruit gaussien et doit être utilisée avec précaution dès lors que l'augmentation de l'EVM est liée à des effets non-linéaires.

L'EVM peut être également calculé à partir des valeurs du SNR et vice-versa, sous l'hypothèse d'un canal de transmission Gaussien et si le bruit représente la seule ou la dominante force de distorsion. Cette dépendance s'écrit :

$$EVM_{lin} \cong \frac{1}{\sqrt{SNR_{lin}}} \quad (3-6)$$

La Figure 3-4 représente la relation théorique entre le BER et l'EVM où le BER est calculé selon l'équation (3-5) en fonction des valeurs d'EVM exprimé en % :

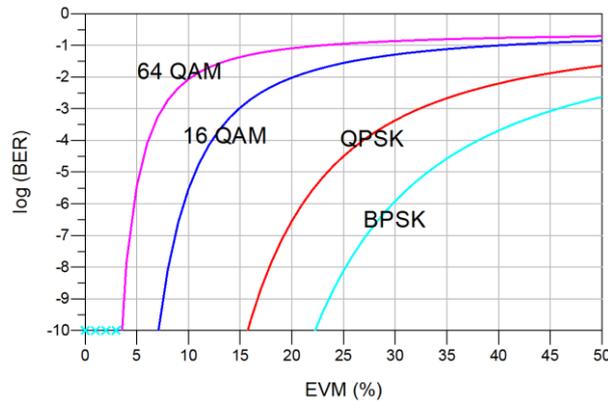


Figure 3-4 : BER en fonction de l'EVM pour différents formats de modulation [106].

3.2. Etude en bande centimétrique

L'étude de la transmission des signaux OFDM a été menée dans un premier temps en bande centimétrique et en collaboration avec le laboratoire L2E où les mesures ont été effectuées. Deux liaisons RoF à modulations directe et externe ont été envisagées : le laser-1 de 3SPhotonic pour la modulation directe et l'EML-1 de III-V Lab pour la modulation externe.

3.2.1. Liaison Back-to-Back pour un fonctionnement optimal

Le signal complexe MB-OFDM a été généré par le logiciel ADS suivant la spécification du standard ECMA-368, qui occupe la plage fréquentielle de 3.1 à 10.6 GHz (paragraphe 1.2.1). Des outils dédiés à ce standard sont disponibles dans la bibliothèque du logiciel ADS. Dans notre étude, le premier groupe de la bande ULB occupant la plage fréquentielle entre 3.1 et 4.6 GHz a été sélectionnée afin de ne pas dépasser la fréquence maximale du générateur arbitraire et donc de s'affranchir de l'utilisation de mélangeurs dans le banc. Cette première bande ULB est divisée en trois sous bandes ayant chacune une bande de 528 MHz et composée de 128 sous-porteuses orthogonales qui sont espacées de 4,125 MHz. Le code temps-fréquence a été fixé à TFC1 pour assurer la fonction de saut de fréquence afin de réaliser la transmission multi bandes entre les trois sous bandes. La fréquence centrale est alors de 3,96 GHz. Trois débits de données correspondant à deux formats de modulation QPSK et 16 QAM ont été envisagés: 53.3, 200 et 480 Mb/s.

Pour caractériser la transmission du signal OFDM sur le diagramme de constellation et analyser les valeurs d'EVM obtenues, le banc de mesure représenté sur la Figure 3-5 a été utilisé dans un premier temps sans liaison RoF. Cette étape permet d'évaluer l'influence de la configuration en connexion directe, la liaison est nommée "liaison back-to-back ou liaison

B2B". Le signal OFDM généré sur ADS est chargé dans un générateur de signaux arbitraires (AWG, Arbitrary Wave Generator) de "Tektronix" ayant une vitesse d'échantillonnage de 12 GSa/s. L'AWG est relié à des atténuateurs variables et un amplificateur large bande à faible bruit de chez "Transcom" pour contrôler l'amplitude du signal OFDM en entrée de la liaison RoF. Un oscilloscope numérique (DSO : Digital Storage Oscilloscope) ayant une bande passante de 12 GHz, une vitesse d'échantillonnage de 40 GSa/s et est doté d'une solution d'analyse vectoriel (VSA : Vector Signal Analysis) de "Agilent Technologies" ce qui permet de mesurer l'EVM.

Le choix d'utiliser des atténuateurs avec un amplificateur a été pris pour avoir un EVM (ou un SNR) constant dans une gamme de puissance RF. Les autres solutions possibles ne permettaient pas d'obtenir un plancher d'EVM constant :

- Variation du gain de l'AWG (via son amplificateur interne) en modifiant ainsi quelques paramètres.
- L'utilisation de plusieurs fichiers du signal OFDM ayant des amplitudes différentes, générés sur ADS et échantillonnés correctement en fonction des paramètres de l'AWG.

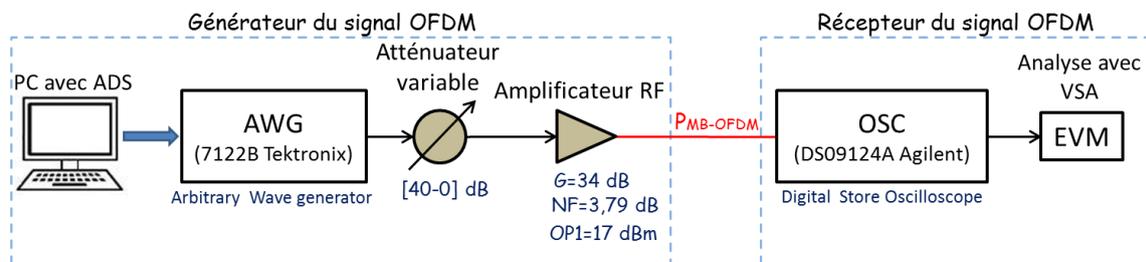


Figure 3-5 : Schéma du banc de mesure utilisé pour caractériser la liaison directe (back to back) en EVM.

La Figure 3-6 montre le spectre électrique mesuré et simulé du signal OFDM transmis en liaison back-to-back avec un débit de 480 Mb/s et un format de modulation 16 QAM. Le signal OFDM est composé de trois sous-bandes du groupe 1 centrées chacune à des fréquences de 3.432, 3.96 et 4.488 GHz et qui sont transmises successivement afin de minimiser l'interférence entre symbole. Une atténuation de 22dB avant l'amplificateur est nécessaire afin d'éviter les non-linéarités de l'amplificateur et ainsi obtenir un spectre en liaison directe avec un SNR optimal. La puissance moyenne totale en sortie de l'AWG sur les trois sous-bandes est estimée à -12.7 dBm. Cette puissance moyenne totale se calcule par :

$$P = DSP \left(\frac{dBm}{MHz} \right) + 10 \log(B) \quad (3-7)$$

où $DSP \left(\frac{dBm}{MHz} \right)$ représente la densité spectrale de puissance dans une bande de 1 MHz paramétrée sur l'oscilloscope.

Les résultats de simulation, en introduisant les dispositifs et conditions expérimentaux, sont reproductibles avec les spectres mesurés. Dans ce cas, les pertes intrinsèques liées au banc sont considérées.

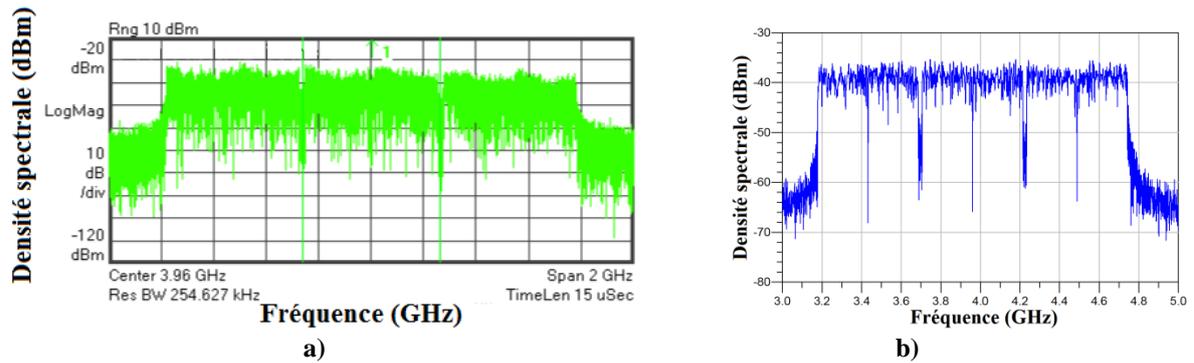


Figure 3-6 : Spectre du signal OFDM du groupe 1 en liaison directe : a) mesure et b) simulation.

Après démodulation du signal MB-OFDM au niveau du DSO, le diagramme de constellation est obtenu (Figure 3-7) avec une valeur d'EVM mesurée de 2.85% et simulée de 2.6% (pour trois trames) pour une puissance moyenne de -2.7 dBm. Cette valeur d'EVM correspond donc à la valeur minimale qui peut être obtenue par le banc. Cette valeur est relativement élevée pour une liaison directe sachant que la valeur obtenue initialement par simulation était quasi-nulle. Pour se superposer avec les mesures, une source de bruit blanc a été ajoutée au niveau du générateur des signaux OFDM. Cette source de bruit a permis ainsi de modéliser le bruit apporté par l'AWG.

Ces valeurs d'EVM mesurées et simulées sont les valeurs moyennes obtenues pour les trois sous-bandes fréquentielles de la première bande ULB. Il est bien sûr tout à fait possible d'obtenir l'EVM de chaque sous-bande seule mais l'écart n'était pas conséquent.

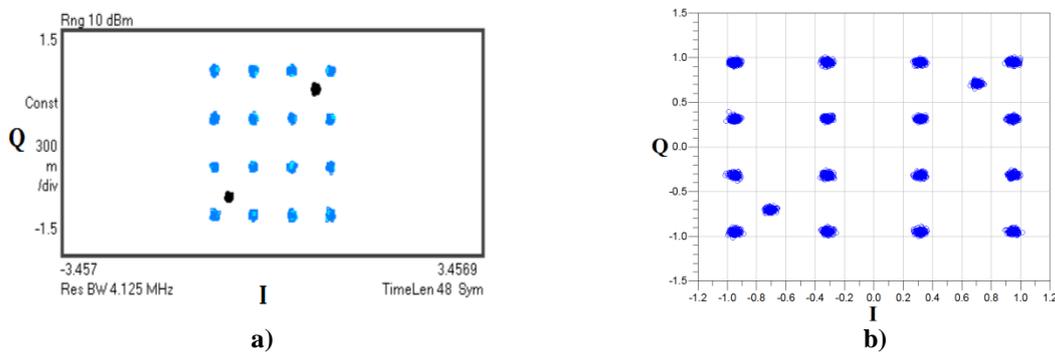


Figure 3-7 : Diagramme de constellation du signal OFDM reçu en liaison back-to-back : a) mesure et b) simulation.

3.2.2. Liaison back-to-back et l'effet de la puissance du signal OFDM

Une fois les paramètres optimaux fixés pour la liaison B2B, la puissance du signal OFDM a été variée afin d'étudier la dynamique de la liaison. Cette variation a été réalisée par l'intermédiaire de deux atténuateurs. Sur la Figure 3-8 sont représentés les résultats de mesure et simulation de l'EVM en fonction de la puissance du signal OFDM en sortie de l'amplificateur ($P_{MB-OFDM}$ sur la Figure 3-5). Ces mesures et simulations ont été effectuées pour les trois débits de transmission. L'EVM varie en fonction de la puissance moyenne du signal OFDM en sortie de la liaison mais il est indépendant du format de modulation [111]. Il est inférieur à 5% dans l'intervalle de puissance allant de -21 à 10 dBm (dynamique de 31 dB) et augmente considérablement au-delà de la puissance de 10 dBm à cause de la compression du gain de l'amplificateur. Ces mesures ont permis ainsi d'identifier le point de compression de l'amplificateur pour les simulations et sont considérées comme des références pour les EVMs à mesurer avec les liaisons RoF.

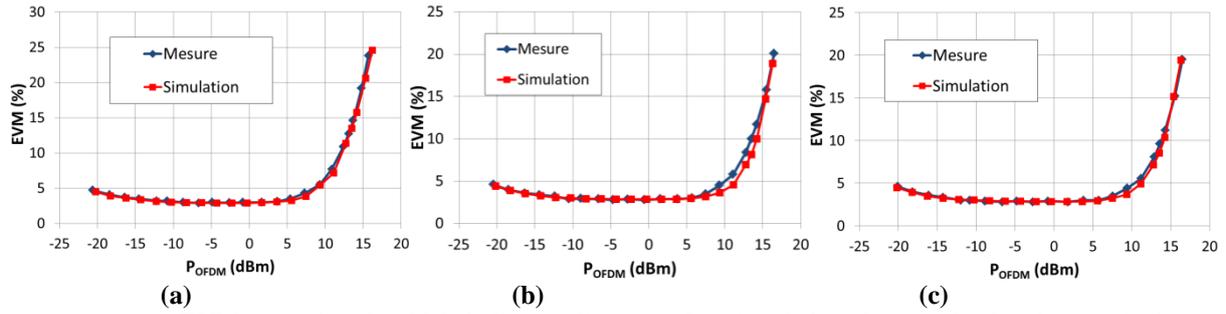


Figure 3-8 : EVM mesuré et simulé de la liaison directe en fonction de la puissance du signal en sortie de l'amplificateur (a) 53.3 Mb/s, (b) 200 Mb/s and (c) 480 Mb/s.

L'amplificateur utilisé dans cette liaison possède un point de compression à 1dB en sortie de 17 dBm. Par contre, les valeurs d'EVM commencent à croître pour des puissances d'entrée nettement inférieures à la puissance de compression. Cette différence s'explique par le rapport entre les puissances crête et moyenne (PAPR) des signaux OFDM. Le point de compression de 17 dBm de l'amplificateur a été caractérisé avec un signal sinusoïdal ayant un PAPR de 3 dB alors que ce rapport est plus élevé pour un signal multi-porteuses.

Pour les signaux OFDM, la puissance moyenne et le PAPR peuvent être déterminés à partir de la trame temporelle avec les équations (3-8) et (3-9) [112]. Le PAPR est indépendant du format de modulation et il varie avec le nombre de sous-porteuses du symbole OFDM. Pour avoir la bonne valeur du PAPR, le rapport de puissance doit être calculé à partir des symboles en utilisant la fonction de distribution cumulative.

$$P_{moyenne}[dBm] = 10. \log \left(\frac{\text{mean}(\text{voltage}^2)}{Z_0} \right) \quad (3-8)$$

$$PAPR [dB] = 10. \log \left(\frac{\text{power}_{peak}}{\text{power}_{RMS}} \right) = 10. \log \left(\frac{\max(|\text{voltage}|^2)}{\text{mean}(|\text{voltage}|^2)} \right) \quad (3-9)$$

Pour le standard ECMA-368 en bande ULB centimétrique, le PAPR estimé à partir des trames OFDM est d'environ 10 dB.

La Figure 3-9 montre le gain de l'amplificateur extrait à partir des mesures effectuées en liaison back-to-back avec un signal OFDM, la courbe de gain mesurée avec un signal sinusoïdal est superposée sur la même figure afin de comparer les deux réponses. La compression de l'amplificateur avec un signal sinusoïdal et un signal OFDM est donc différente. La compression de l'amplificateur est obtenue au point de compression en sortie (OP_{1dB}) d'environ 8.5 dBm (IP_{1dB} de -24,5 dBm pour un gain compressé de 33dB) ce qui signifie qu'il y a un recul de puissance de "back-off" de l'ordre de 8.6 dB. Par conséquent, cette différence de 8.6 dB apparaît sur les courbes d'EVM par rapport à la valeur de compression de gain de l'amplificateur (Figure 3-8).

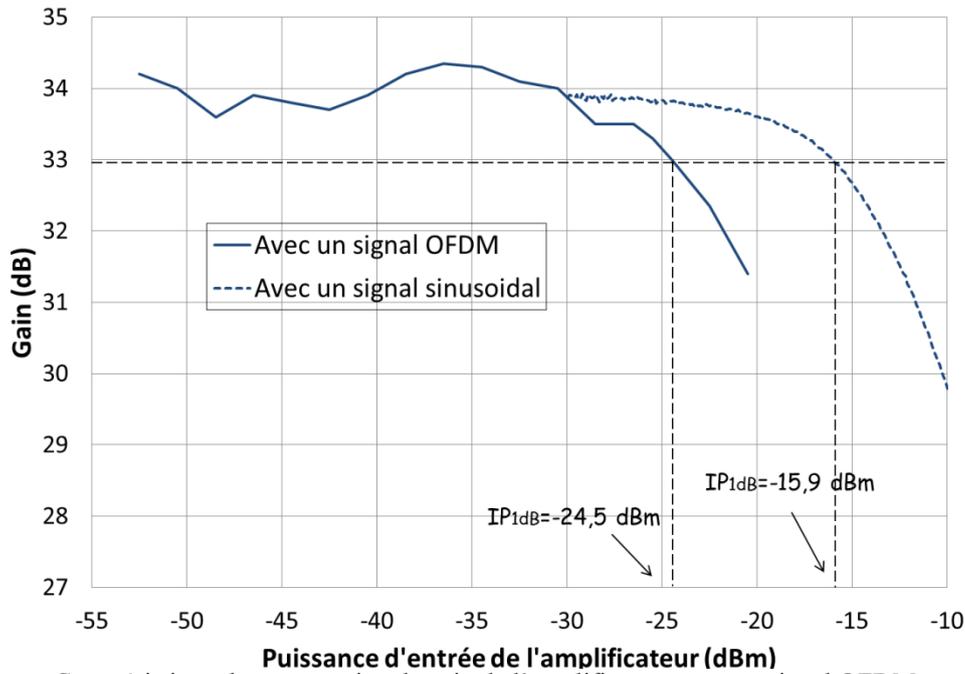


Figure 3-9 : Caractéristique de compression de gain de l'amplificateur avec un signal OFDM et un signal sinusoïdal.

3.2.3. Banc de mesure et configuration de simulation

Après la caractérisation de la liaison B2B, les liaisons RoF à modulation directe ou à modulation externe ont été introduites après l'amplificateur comme représenté sur le schéma de la Figure 3-10. Un amplificateur faible bruit et large bande a été placé après la photodiode pour pouvoir détecter les signaux faibles par le DSO. Les principaux paramètres utilisés pour analyser les liaisons sont le courant de polarisation du laser, la tension de polarisation du MEA et la puissance du signal OFDM repérée en sortie de l'amplificateur RF et attaquant l'entrée de la liaison RoF. La puissance indiquée en sortie de la liaison RoF est celle considérée en sortie du LNA. Les distorsions des liaisons RoF sont analysées par l'évaluation d'EVM directement à l'oscilloscope numérique grâce à la solution VSA.

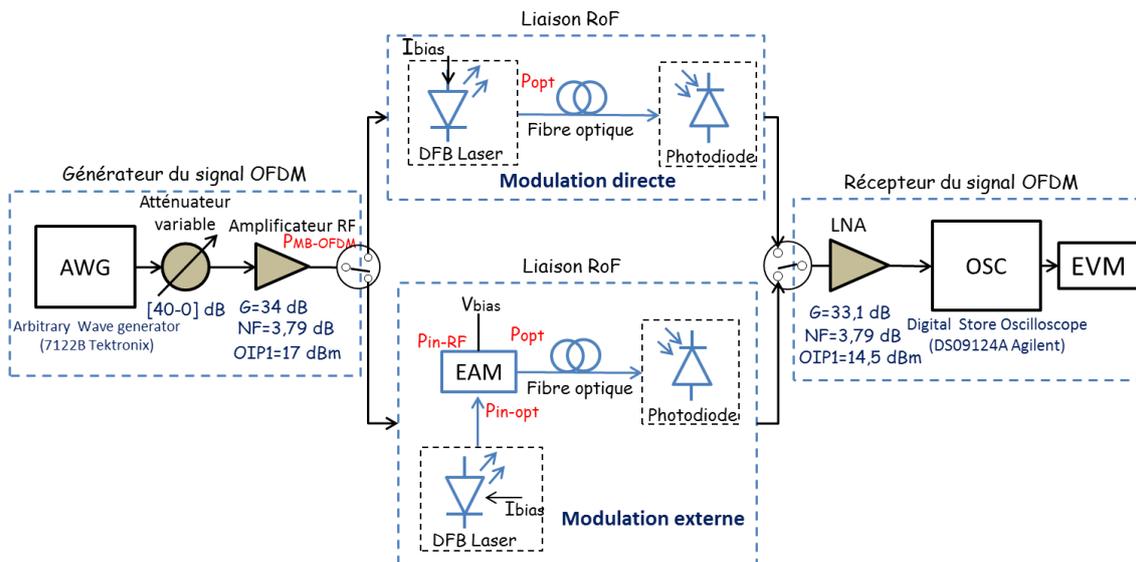


Figure 3-10 : Schéma du banc de mesure pour la transmission du signal MB-OFDM par les liaisons RoF.

L'EVM est également évalué par co-simulation en utilisant les différents outils et modèles développés sous ADS. La configuration de la simulation correspondante au banc de mesures est montrée sur la Figure 3-11 où un simulateur d'enveloppe qui se trouve dans la liaison RoF et un contrôleur numérique DF (Data Flow controller) sont utilisés pour réaliser la co-simulation du système.

Grâce aux modèles électriques équivalents des composants optoélectroniques (présentés en chapitre 1), leur impact sur les liaisons RoF en termes de bruit et non-linéarité peuvent être considérés d'une manière isolée. Le choix de modéliser le laser à semi-conducteur par un modèle en enveloppe répond parfaitement à cette problématique. L'enveloppe de la porteuse optique est directement proportionnelle au signal OFDM. Par contre, cette enveloppe est noyée dans le bruit pour les faibles niveaux et devient dégradée avec l'impact des non-linéarités qui dominent lorsque les signaux sont de forte amplitude. Dans un premier temps, l'étude est effectuée pour la liaison RoF à modulation d'intensité directe en se focalisant sur l'influence des différentes sources de bruit sur la qualité de réception, ensuite, la même approche est considérée pour une liaison RoF à modulation d'intensité externe avant de passer à l'étude en bande millimétrique destinée à des applications dans la bande de 60 GHz.

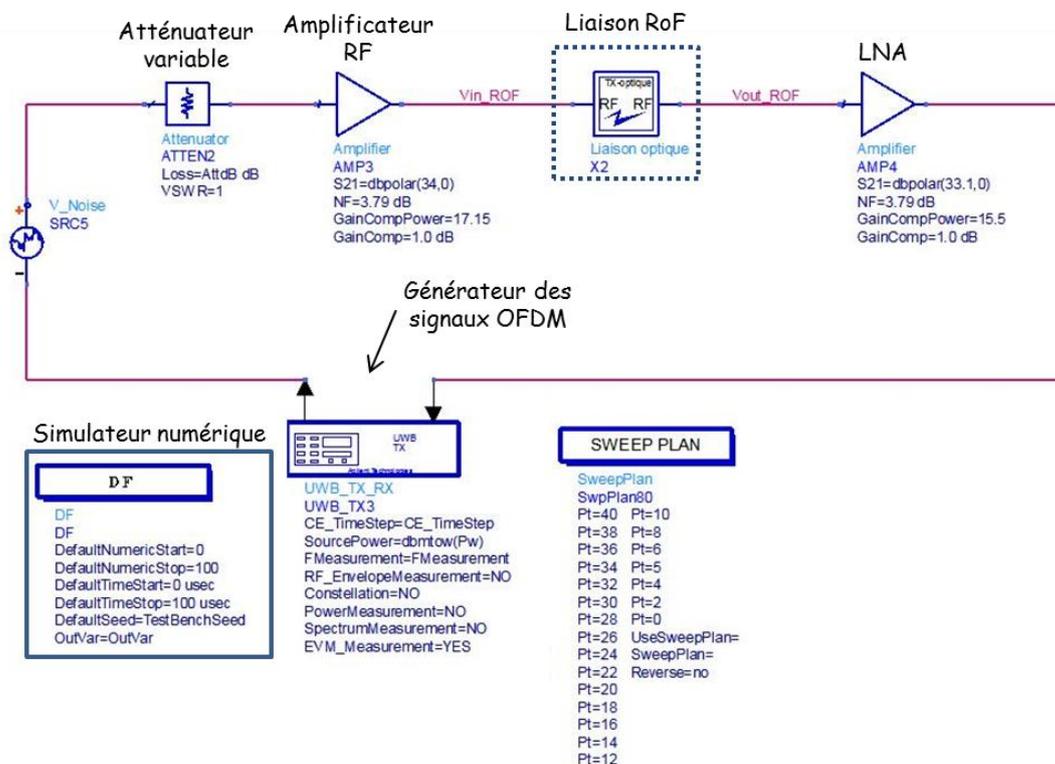


Figure 3-11 : Configuration de la simulation pour la transmission MB-OFDM à travers des liaisons RoF.

3.2.4. Mesures et simulations de la qualité de la liaison RoF en modulation directe

La Figure 3-12 représente la variation de l'EVM en fonction de la puissance moyenne du signal OFDM injecté en entrée de la liaison RoF pour un débit de transmission de 480 Mb/s correspondant à un format de modulation 16 QAM et trois courants de polarisation du laser de 30, 50 et 80 mA. Les mesures appuyées par des simulations montrent une forte dépendance de l'EVM au courant de polarisation du laser. La courbe de l'EVM de la liaison B2B est superposée pour référence.

Pour un courant de polarisation de 30 mA, un minimum d'EVM de 17 % est obtenu à une puissance d'entrée de -13 dBm en mesure et en simulation. L'EVM augmente rapidement avec l'augmentation de la puissance d'entrée à cause des non-linéarités du laser polarisé proche du seuil. Le signal optique est donc fortement écrêté. Cette valeur du courant a peu d'intérêt d'utilisation mais néanmoins cela a permis de valider le modèle développé.

Pour un courant de polarisation de 50 mA, des valeurs d'EVM de 3% sont obtenues pour une dynamique des puissances d'entrée d'environ 10 dB (entre -10 et 0 dBm). Pour des puissances supérieures à 0 dBm, l'EVM commence à augmenter plus vite que les EVM obtenus en liaison B2B et la qualité du signal reçu commence à se dégrader rapidement. Ceci s'explique par une réponse dynamique plus étroite de la liaison RoF dont le point de compression P_{1dB} en entrée est de l'ordre de 12 dBm (Figure 2-41(a)). Autrement dit, l'écrêtage du signal RF au niveau du courant de seuil est atteint plus vite que la compression de l'amplificateur en entrée de la liaison. Avec un signal OFDM ayant un "back-off" d'environ 10 dB, le phénomène de compression du laser est plus impactant.

Pour un courant de polarisation de 80 mA, nous obtenons une dynamique plus large de la puissance RF en entrée de la liaison RoF et la qualité du signal reçu est meilleure pour des puissances d'entrée plus élevées puisque nous avons un point de compression P_{1dB} en entrée de la liaison RoF plus élevé que celui d'un courant de polarisation de 50 mA (décalage plus important par rapport au courant de seuil). L'augmentation de l'EVM pour les fortes puissances d'entrée en comparaison avec la liaison B2B est liée aussi à la compression de la diode laser.

Pour les faibles niveaux de puissance d'entrée, nous constatons une croissance des valeurs d'EVM en dessous de -13 dBm pour les trois courants de polarisation. Cette augmentation est liée aux différents bruits de la liaison RoF qui affectent le SNR et ainsi dégradent la qualité de la transmission. Cependant, cette influence est plus importante pour un courant de polarisation de 30 mA puisque le RIN correspondant est plus élevé et la puissance de bruit totale en réception est donc plus élevée pour de faibles courants de polarisation (Figure 2-31), de même la puissance optique délivrée est plus faible.

Pour le format de modulation 16 QAM, un EVM de 11% correspond à un BER de l'ordre de 10^{-5} . L'utilisation d'un code correcteur d'erreur permet de diminuer cette valeur à 10^{-9} rendant la transmission sans erreur. La plage de variation de la puissance d'entrée permettant une telle transmission est délimitée sur les courbes de mesure d'EVM et cela donne une plage dynamique d'environ 24 dB pour un courant de polarisation de 50 mA et supérieur à 32 dB pour un courant de polarisation de 80 mA.

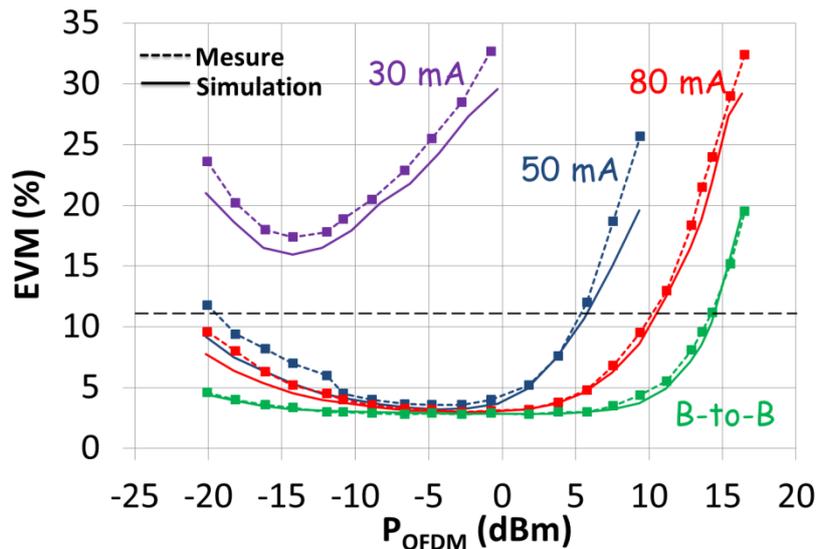


Figure 3-12: Mesures et simulation d'EVM de la liaison RoF en modulation directe pour un débit de 480 Mb/s et trois courants de polarisation du laser de 30, 50 et 80 mA.

Le débit binaire a une faible influence sur les valeurs d'EVM comme illustré sur la Figure 3-13. Cependant, de meilleurs EVMs sont obtenus pour des niveaux élevés de puissance d'entrée avec le débit le plus élevé.

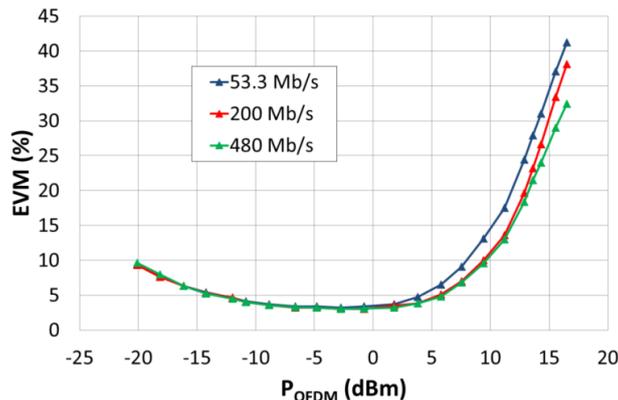


Figure 3-13 : Mesure d'EVM de la liaison RoF en modulation directe pour un courant de polarisation du laser de 80 mA et débits de : 53.3, 200 Mb/s (QPSK) et 480 Mb/s (16 QAM).

La Figure 3-14 montre le diagramme de constellation obtenu pour un courant de polarisation de 30 mA, un format de modulation 16 QAM avec un débit de transmission de données de 480 Mb/s et une puissance d'entrée RF de -8.5 dBm pour laquelle l'influence du bruit est négligeable. Nous remarquons que la constellation du signal reçu est considérablement détériorée. Des EVM de 20.5% et 19% sont obtenus en mesure et simulation, respectivement. Ces valeurs démontrent les effets des non-linéarités élevés provoqués aux faibles courants de polarisation par le phénomène d'écroulement du signal au courant de seuil (clipping). Le spectre en réception est également illustré sur cette figure montrant les trois sous-bandes de fréquence de la première bande. A une fréquence de 4 GHz, on se trouve dans la zone de la fréquence d'oscillation du laser et l'allure du spectre OFDM reçu suit la décroissance du gain de la liaison (Figure 2-27(a)) d'environ 10 dB entre la fréquence minimale et la fréquence maximale.

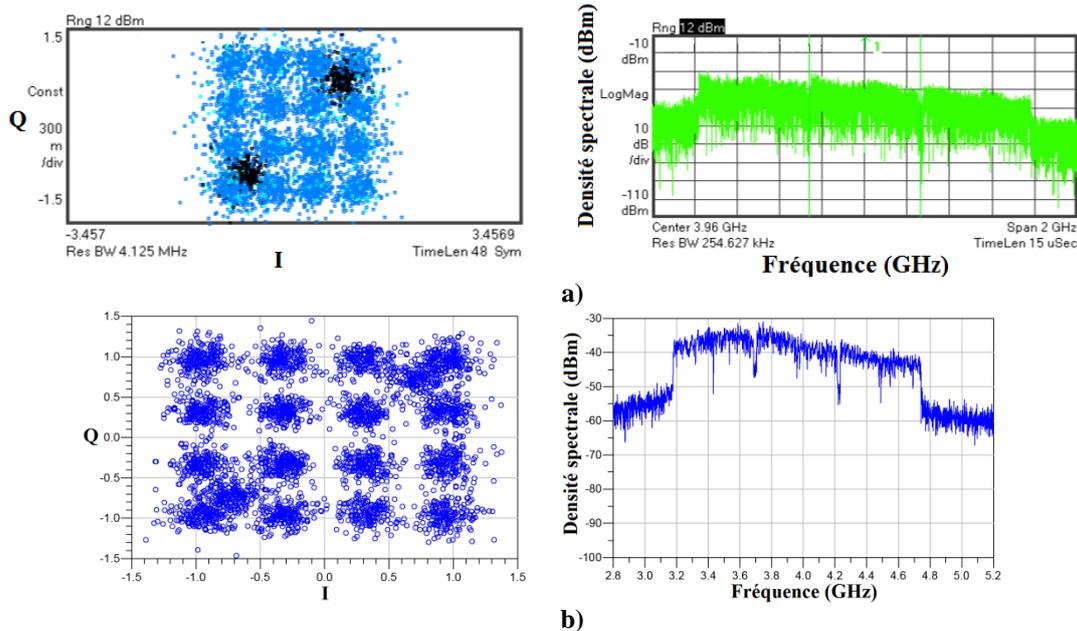


Figure 3-14: Constellation et spectre du signal MB-OFDM photodétecté pour un courant de polarisation du laser de 30 mA, une puissance moyenne d'entrée de -8.5 dBm et un débit de transmission de 480 Mb/s : a) mesure (EVM =20.5 %) et b) simulation (EVM=19 %).

Les résultats de mesure et simulation de la constellation et le spectre du signal reçu sont illustrés également sur la Figure 3-15 pour les mêmes conditions mais avec un courant de polarisation du laser de 80 mA. Nous constatons une meilleure qualité en réception grâce à une polarisation optimale du laser pour laquelle le point de compression de la liaison est plus élevé. Les EVM mesurés et simulés sont respectivement de 3.55 et 3.93%. Ici on voit une légère augmentation de la puissance sur le spectre OFDM, qui suit la courbe du gain de la liaison (Figure 2-27(a)).

Des résultats similaires sont obtenus pour des débits de 53.3 et 200 Mb/s avec un format de modulation QPSK.

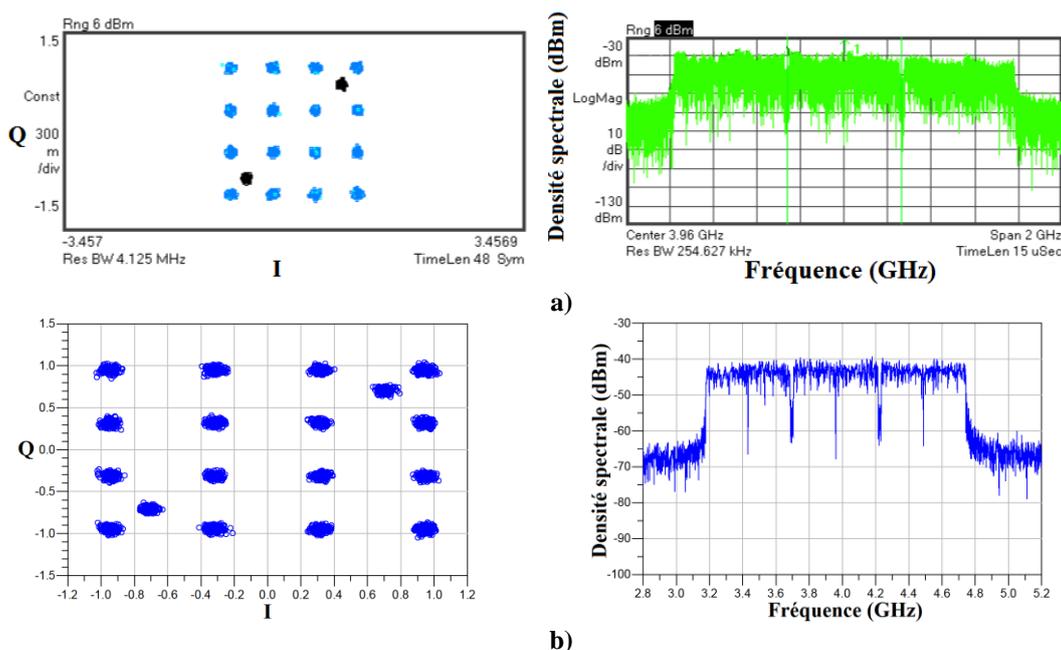


Figure 3-15 : Constellation et spectre du signal MB-OFDM reçu pour un courant de polarisation du laser de 80 mA, une puissance moyenne d'entrée de -8.5 dBm et un débit de transmission de 480 Mb/s en : a) mesure (EVM=3.55 %) et b) simulation (EVM=3.93%).

3.2.4.1. Influence du bruit pour les faibles puissances d'entrée

Une étude analytique plus détaillée de l'EVM est nécessaire afin de comprendre au mieux l'évolution de ce paramètre en fonction de la variation de la puissance du signal OFDM à l'entrée de la liaison RoF. Pour de faibles puissances du signal, l'influence du bruit domine et l'EVM peut être exprimé à partir de l'équation (3-6) en fonction du signal d'entrée :

$$EVM = \sqrt{\frac{1}{SNR_{out}}} = \sqrt{\frac{n_{out}}{G_{RoF}S_{in}}} = \sqrt{\frac{G_{RoF}n_{in} + n_{add}}{G_{RoF}S_{in}}} \quad (3-10)$$

Après simplification, l'EVM s'écrit :

$$EVM = \sqrt{\frac{n_{in}}{S_{in}} + \frac{n_{add}}{G_{RoF}S_{in}}} \quad (3-11)$$

Au regard de cette expression, lorsque la fréquence de modulation et le courant de polarisation du laser sont fixes alors le gain de la liaison et les puissances de RIN et de bruit de grenaille sont aussi fixes. Dans ce cas, l'EVM est inversement proportionnel au niveau du signal d'entrée s_{in} ce qui est clairement observé sur les courbes d'EVM représentées sur la Figure 3-12 pour chacun des courants de polarisation aux faibles puissances d'entrée où l'EVM augmente rapidement avec la diminution de la puissance à l'entrée de la liaison RoF.

La relation entre le facteur de bruit de la liaison RoF et l'EVM représente un élément important à analyser. Étant donné que le facteur de bruit ne dépend pas du niveau du signal d'entrée, nous nous intéressons à la relation entre les rapports d'EVM et le facteur de bruit entre deux courants de polarisation différents à une fréquence de modulation. En considérant les deux courants de polarisation du laser 30 et 80 mA, correspondant aux rapports signal à bruit SNR_{out1} et SNR_{out2} respectivement, l'EVM pour ces deux courants de polarisation aux faibles puissances d'entrée est donné par (3-6). Le rapport entre ces deux valeurs d'EVM élevé au carré est égal à :

$$\left(\frac{EVM_{30mA}}{EVM_{80mA}}\right)^2 = \frac{SNR_{out2}}{SNR_{out1}} = \frac{\frac{s_{in2} \cdot G_{RoF2}}{n_{out2}}}{\frac{s_{in1} \cdot G_{RoF1}}{n_{out1}}} = \frac{n_{out1}}{n_{out2}} \cdot \frac{G_{i2}}{G_{i1}} \quad (3-12)$$

obtenu pour $s_{in1} = s_{in2} = s_{in}$. En l'exprimant en décibel :

$$EVM_{30mA}(dB) - EVM_{80mA}(dB) = 10 \log \left(\frac{n_{out1}}{n_{out2}} \cdot \frac{G_{RoF2}}{G_{RoF1}} \right) \quad (3-13)$$

Le rapport des facteurs de bruit pour ces deux courants de polarisation du laser peut être donné aussi par :

$$\frac{NF_{30mA}}{NF_{80mA}} = \frac{SNR_{in1}}{SNR_{out1}} \cdot \frac{SNR_{out2}}{SNR_{in2}} \quad (3-14)$$

Le rapport signal à bruit à l'entrée de la liaison RoF correspond au rapport signal à bruit en sortie de la liaison B2B, d'où :

$$SNR_{in1} = SNR_{in2} = SNR_{in} = \frac{S_{in}}{n_{in}} = \frac{S_{in}}{KTB} \quad (3-15)$$

$$\frac{NF_{30mA}}{NF_{80mA}} = \frac{SNR_{out2}}{SNR_{out1}} = \frac{n_{out1}}{n_{out2}} \cdot \frac{G_{RoF2}}{G_{RoF1}} \quad (3-16)$$

La formulation en décibel donne :

$$NF_{30mA}(dB) - NF_{80mA}(dB) = 10 \log \left(\frac{n_{out1}}{n_{out2}} \cdot \frac{G_{RoF2}}{G_{RoF1}} \right) \quad (3-17)$$

En comparant les deux équations (3-13) et (3-17) ci-dessus, les deux rapports aboutissent à la même expression. Ce qui indique que l'analyse du facteur de bruit de la liaison RoF donne une image directe de l'analyse des performances menées en termes d'EVM pour les différentes conditions de polarisation et pour de faibles puissances d'entrée.

Le tableau ci-dessous résume les valeurs calculées des rapports du facteur de bruit et de l'EVM pour trois courants de polarisation du laser à 30, 50 et 80 mA. Nous constatons des valeurs approximativement proches entre ces deux rapports ce qui met en évidence la relation entre EVM et NF et permet d'avoir à partir des valeurs de NF une estimation correcte de la différence de qualité de réception entre deux conditions de polarisation. Pour rappel le facteur de bruit peut être obtenu tout simplement par simulation avec l'outil "S-paramètres".

Tableau 3-1 : Rapports entre NF, EVM pour trois courants de polarisation du laser DFB à 30, 50 et 80 mA et un débit de transmission de 480 Mb/s.

	$I_{bias1} = 30$ $I_{bias2} = 80$	$I_{bias1} = 30$ $I_{bias2} = 50$	$I_{bias1} = 50$ $I_{bias2} = 80$
$NF_{I_{bias1}} - NF_{I_{bias2}} (dB)$	9.02	6.93	2.09
$EVM_{I_{bias1}} - EVM_{I_{bias2}} (dB)$	9.2	7.5	1.5

Grâce aux modèles électriques développés sous ADS, l'influence des différentes sources de bruit sur l'EVM peut être étudiée individuellement en activant ou désactivant les autres sources de bruit. Sur la Figure 3-16 est illustré cet aspect où l'effet de chaque source de bruit sur l'EVM est discuté pour un débit de 480 Mb/s et deux courants de polarisation de 30 et 80 mA. Le RIN du laser a été identifié comme le bruit prédominant pour les faibles niveaux de puissances d'entrée. Lorsque le RIN est désactivé (cas : All-On_RIN-Off), l'EVM diminue d'une manière significative pour un courant de polarisation de 30 mA. L'effet des autres bruits sur l'EVM est négligeable devant le RIN lorsque chacune de ces sources de bruit est désactivée et ceci dans l'intervalle de puissance indiquée. Avec un courant de polarisation de 80 mA, la contribution du RIN est moins importante qu'avec un courant de 30 mA mais ce bruit reste le bruit prédominant. Les autres bruits ont peu d'influence sur l'EVM dans l'intervalle de la puissance d'entrée jusqu'à -20 dBm. Ces résultats sont en accord avec les calculs et simulations de la densité spectrale de puissance totale présentés au chapitre 2 (Figure 2-31).

Pour conclure, le bruit provenant du laser représente la source de bruit la plus gênante dans le cas de la liaison RoF à modulation directe. La réduction du RIN en utilisant un autre laser ou en augmentant le courant de polarisation donnera de meilleurs EVMS pour les faibles puissance RF. De même, il faut éviter d'utiliser des signaux RF se trouvant vers la fréquence d'oscillation du laser pour laquelle le RIN est plus élevé.

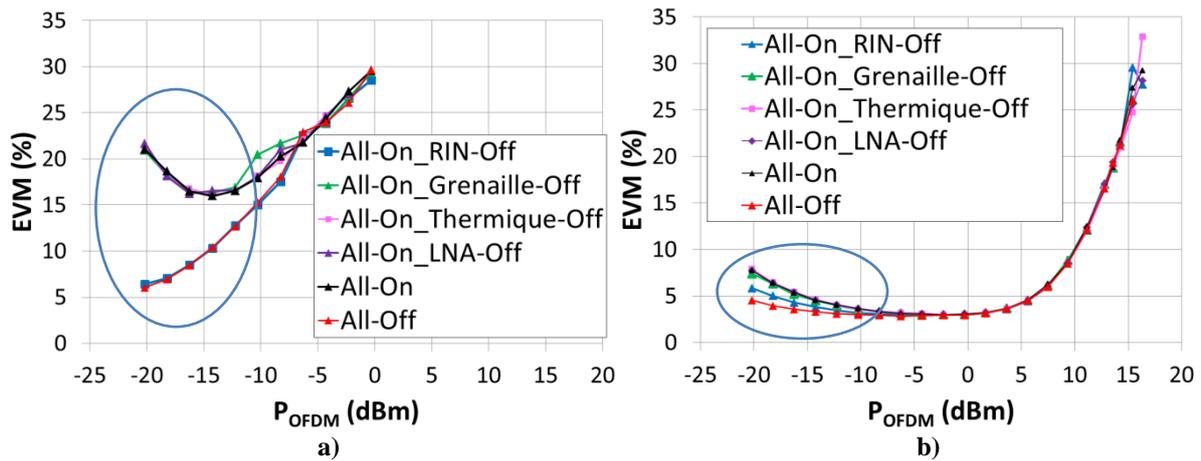


Figure 3-16 : Influence des différents bruits sur l'EVM en modulation directe pour un débit de 480 Mb/s et deux courants de polarisation : a) 30 mA et b) 80 mA.

3.2.4.2. Influence des non-linéarités pour les fortes puissances d'entrée

Dès lors que le niveau de la puissance moyenne ULB-OFDM est suffisamment fort, l'effet des non-linéarités des différents composants de la liaison RoF et circuits associés devient indésirable et l'effet de bruit devient insignifiant.

La densité spectrale de puissance est simulée pour les courants de polarisation de 50 et 80 mA et est représentée sur la Figure 3-17 pour une puissance moyenne ULB-OFDM en entrée de liaison RoF égale à 9.3 dBm. Il apparaît sur le spectre obtenu avec un courant de polarisation de 50 mA une remontée du niveau de bruit au niveau de la bande utile. Pour évaluer cet effet, on définit un paramètre appelé ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) qui est le rapport entre le niveau de puissance du signal utile et celui des canaux adjacents. La remontée des canaux adjacents observée de part et d'autre du spectre du signal a un effet plus prononcé pour le canal adjacent supérieur, ces remontées étant asymétriques. Cette asymétrie s'explique par la fonction de transfert du laser qui n'est pas uniforme sur toute la largeur de bande. Les effets dus aux non-linéarités, qui se traduisent par un ACPR plus élevé, apparaissent plus rapidement pour un courant de 50 mA pour lequel le point de compression en entrée est moins élevé que celui obtenu avec un courant de 80 mA. Un ACPR d'environ 14 et >20 dB est estimé respectivement pour les deux courants de polarisation.

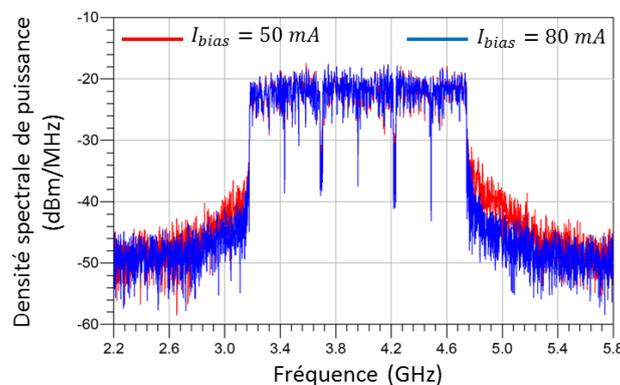


Figure 3-17 : Densité spectrale de puissance en sortie de la liaison RoF à modulation directe pour une puissance moyenne d'entrée de 9.3 dBm et deux courants de polarisation à 50 et 80 mA.

Les constellations correspondantes avec ces deux courants de polarisation et les EVM associés (Figure 3-18) illustrent ces effets non linéaires qui sont plus importants avec un

courant du laser de 50 mA. L'EVM pour ce courant est d'environ 19% ce qui limite sa validité pour une telle constellation.

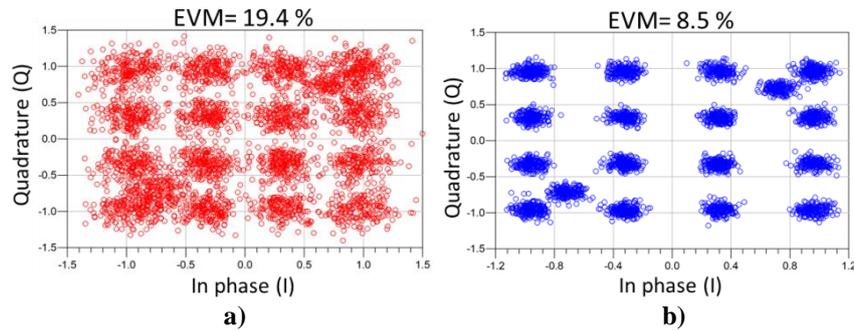


Figure 3-18 : Constellations en sortie de la liaison RoF à modulation directe pour une puissance moyenne d'entrée de 9.3 dBm pour un courant de polarisation de : a) 50 mA et b) 80 mA.

La valeur élevée du PAPR du signal OFDM multi-porteuses induit une compression des différents composants et circuits de la liaison plus rapide qu'avec un signal mono-porteuse. Une des limitations majeure de la performance des systèmes de transmission en format M-QAM-OFDM est la distorsion provenant de la non-linéarité de l'amplificateur de puissance placée en sortie des émetteurs [113]. Il est aussi possible que l'amplificateur après la photodiode comprime le signal. A travers les modèles de dispositifs optoélectroniques développés et la possibilité d'associer des circuits purement microondes, nous pouvons analyser ces non-linéarités efficacement et déterminer leur impact sur la dynamique du système.

Comme nous avons constaté sur la Figure 3-12 pour un courant de 80 mA, l'EVM commencent à se dégrader plus vite avec l'augmentation de la puissance RF que dans le cas de la liaison directe (B2B). En sachant que l' IP_{1dB} de la liaison est de 21 dBm ce qui est supérieur à l' OP_{1dB} de 17 dBm de l'amplificateur RF de la liaison B2B, cette augmentation est liée donc à la compression de l'amplificateur faible bruit en sortie de la photodiode qui possède un IP_{1dB} de -17.5 dBm. Pour un gain de la liaison RoF de l'ordre de -32 dB et en considérant un "Back off" de 10 dB, le LNA commence à comprimer pour une puissance d'entrée $P_{in-OFDM}$ d'environ 5 dBm ($P_{out-OFDM} = P_{in-OFDM} + G_{RoF} - P_{Back-off} = -17$ dBm pour $P_{in-OFDM}$ de 5 dBm) comme illustré sur le schéma de la Figure 3-19.

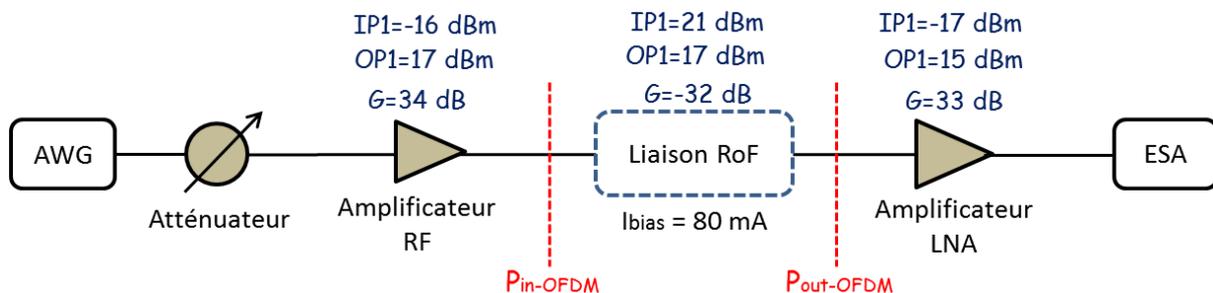


Figure 3-19 : Schéma illustratif du système RoF avec les valeurs du point de compression du gain des principaux étages du circuit.

L'influence du point de compression du LNA sur l'EVM a été analysée par simulation et les résultats sont illustrés sur la Figure 3-20 (a) pour un courant de polarisation de 80 mA et un débit de 480 Mb/s. La simulation a été effectuée avec un amplificateur ayant un point de compression IP_{1dB} au-dessus de 0 dBm et le résultat montre clairement que la dynamique de la liaison RoF est améliorée. Les valeurs d'EVM pour ce courant se superposent avec celles de la liaison B2B. Ainsi pour la modulation directe, un amplificateur faible bruit en sortie de la

liaison ayant un meilleur point de compression améliore la dynamique du système. Par contre, cet amplificateur pourrait être supprimé si le récepteur possède une grande sensibilité.

En procédant d'une manière similaire pour l'amplificateur, en entrée de la liaison RoF, utilisé dans le banc expérimental (amplificateur RF en sortie de la liaison B2B) où son point de compression IP_{1dB} ainsi que celui du LNA sont reportés à des valeurs plus élevées (au-dessus de 0 dBm), nous obtenons les résultats représentés sur la Figure 3-20 (b) pour les courants de polarisation de 50 et 80 mA. L'effet de compression des amplificateurs sur l'EVM est nettement observé et uniquement les non-linéarités de la diode laser dégradent l'EVM pour les fortes puissances d'entrée. En conséquence, une dynamique supérieure à 40 dB est obtenue pour un courant de polarisation de 80 mA au lieu de 33 dB obtenu initialement. Ceci indique aussi les limitations d'une telle liaison ramenées par les étages électriques.

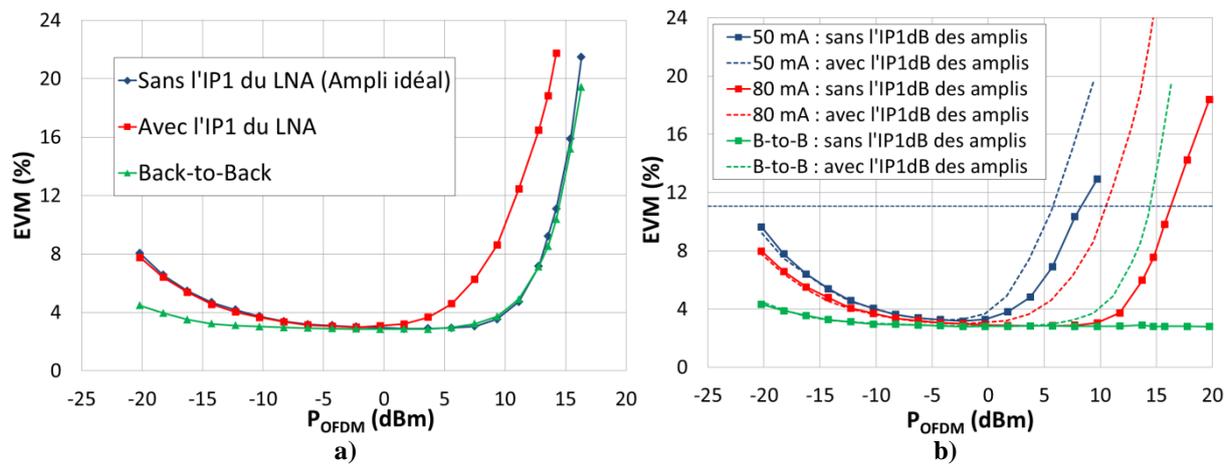


Figure 3-20: Résultats de simulation d'EVM en modulation directe pour un débit de 480 Mb/s : a) sans et avec le point de compression de l'amplificateur en sortie de la liaison pour un courant de polarisation de 80 mA et b) sans l' IP_{1dB} des deux amplificateurs en entrée et en sortie de la liaison pour deux courants de polarisation de 50 et 80 mA.

3.2.5. Mesures et simulations de l'EVM de la liaison RoF avec l'EML

L'EVM de la liaison à modulation externe avec l'EML a été déterminé pour un débit de 480 Mb/s, un courant de polarisation de 50 mA et différentes tensions de polarisation V_{bias} . Les résultats de mesure en fonction de la puissance d'entrée du MEA sont représentés sur la Figure 3-21 en fonction de la puissance d'entrée pour V_{bias} de -2, -2.6 et -2.8 V. Le minimum de l'EVM est de 4 % pour V_{bias} de -2 et -2.8 V obtenu à des puissances d'entrée différentes. Pour V_{bias} de -2.8 V, l'EVM est fortement dégradé pour les faibles puissances d'entrée à cause d'une forte absorption du MEA. Pour des puissances supérieures à 6 dBm, l'EVM augmente essentiellement à cause des non-linéarités du MEA. Le point de compression de l'amplificateur à l'entrée de la liaison est au-dessus de celui du MEA. Les non-linéarités avec des tensions de polarisation de -2 et -2.6 V sont sensiblement identiques et surviennent avant la courbe précédente (V_{bias} de -2.8 V).

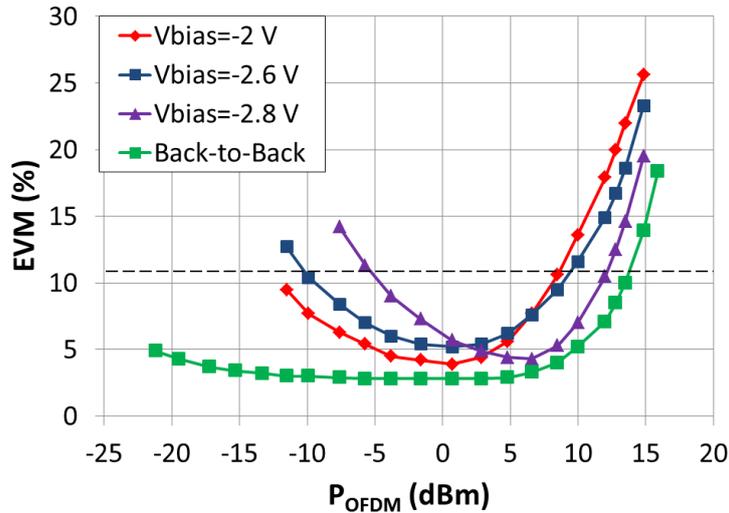


Figure 3-21 : Mesures de l'EVM en fonction de la puissance moyenne d'entrée pour différentes tensions de polarisation de MEA, un courant de polarisation du laser de 50 mA et un débit de 480 Mb/s.

La Figure 3-22 donne les résultats de mesure de l'EVM pour V_{bias} de -2.6 V pour les trois débits de transmission. Nous pouvons constater que le débit de transmission a peu d'influence sur les valeurs de l'EVM mesurées avec une tendance identique au cas de la modulation directe. L'EVM est dans ce cas légèrement sous-estimé pour les fortes valeurs selon le format de modulation 16-QAM expliquant un meilleur résultat.

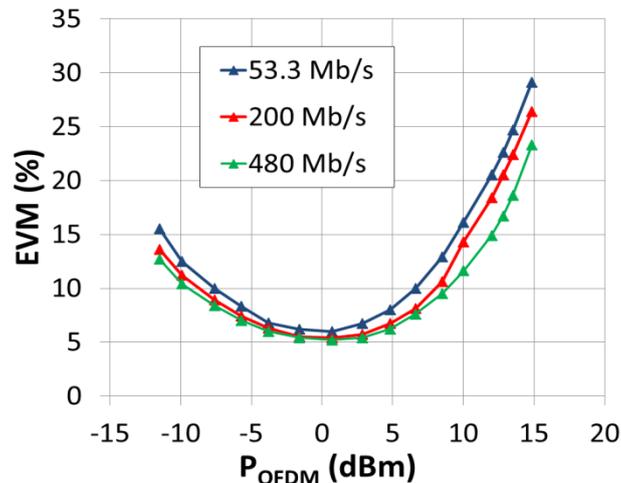


Figure 3-22 : Mesure de l'EVM en fonction de la puissance moyenne d'entrée pour V_{bias} de -2.6 V, courant de polarisation de 50 mA et débits de 53.3, 200 Mb/s et 480 Mb/s.

La Figure 3-23 montre les résultats de l'EVM simulés et mesurés en fonction de la puissance moyenne du signal OFDM pour deux tensions de polarisation de -2 et -2.4 V avec un débit de 480 Mb/s. En considérant une limite d'EVM de 11% correspondant à une transmission sans erreur, une dynamique de puissance d'entrée d'environ 22 dB est estimée. Une sous-estimation des non-linéarités est observée en simulation malgré que les courbes statique et dynamique correspondent parfaitement avec les mesures. Comme les pertes électrique et optique ont été judicieusement déterminées à partir de ces données, cet effet peut être lié à l'interaction de la composante RF avec la zone de modulation.

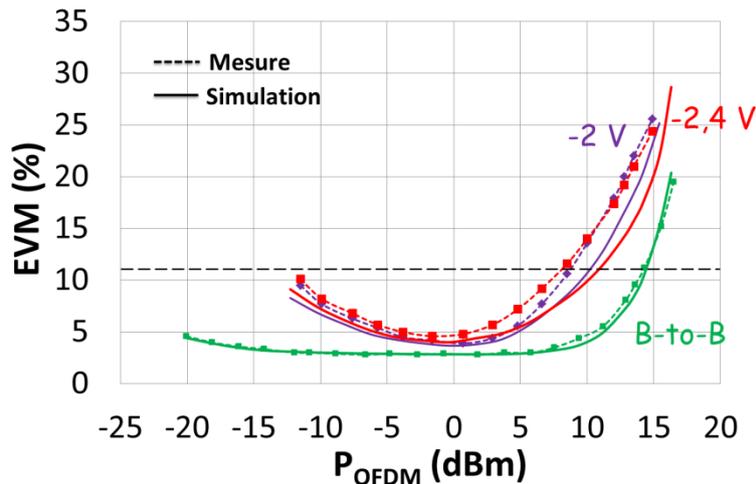


Figure 3-23 : Mesure et simulation de l'EVM en fonction de la puissance d'entrée pour V_{bias} de -2 et -2.4 V.

Contrairement à la liaison à modulation directe, le courant de polarisation du laser n'a pas d'incidence sur les non-linéarités de la liaison. La variation de la puissance optique du laser modifie le gain de la liaison et contribue par contre au bruit total après photodétection. En effet, le RIN diminue lorsque la puissance optique augmente ce qui est accompagné d'une augmentation du gain de la liaison. Ceci affecte le rapport signal à bruit (ou le facteur de bruit) et donc l'EVM. La Figure 3-24 montre une diminution de l'EVM pour les faibles puissances du signal lorsque le courant de polarisation de l'EML est porté à 100 mA. Le décalage de l'EVM pour les fortes puissances s'explique par la compression de l'amplificateur faible bruit en sortie de la liaison.

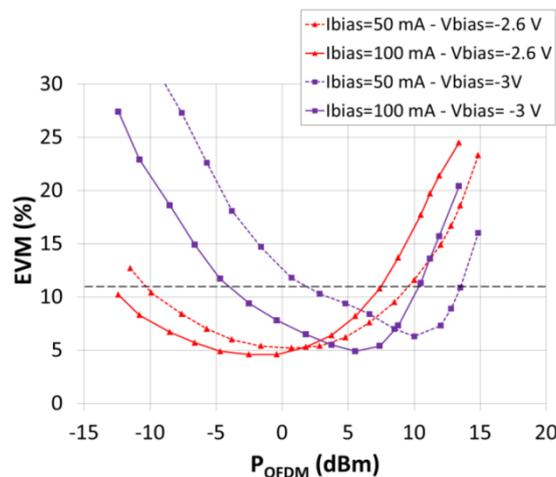


Figure 3-24: Mesures de l'EVM en fonction de la puissance moyenne d'entrée pour deux courants de polarisation du laser et deux tensions de polarisation du MEA.

3.2.5.1. Influence du bruit en fonction de la tension de polarisation

La relation entre l'EVM et le facteur de bruit présentée au paragraphe 3.2.4.1 pour les faibles puissances d'entrée est valable pour la liaison RoF à modulation externe mais est exprimée en fonction de la tension de polarisation. Le Tableau 3-2 donne les valeurs du rapport des EVMs et les facteurs de bruit pour trois tensions de polarisation (courant du laser de 50 mA). Nous constatons des valeurs proches entre les deux rapports.

Tableau 3-2 : Rapports de NF et EVM obtenus entre deux tensions de polarisation.

V_{bias1} V_{bias2}	-2 V -2.4 V	-2.4 V -2.8 V	-2 V -2.8 V
$NF_{V_{bias1}} - NF_{V_{bias2}}$ (dB)	0.725	9.3	10.2
$EVM_{V_{bias1}} - EVM_{V_{bias2}}$ (dB)	0.713	8.6	9.4

L'apport des différents bruits sur l'EVM peut être simulé en désactivant successivement une seule source de bruit. Les résultats obtenus sont représentés sur la Figure 3-25 pour une tension de polarisation de -2.4 V. Nous constatons que le bruit du LNA est dominant et les autres sources de bruit ont sensiblement la même influence avec une tendance pour le bruit thermique, le RIN et enfin le bruit de grenaille. Ceci est en adéquation avec le calcul et la simulation des densités spectrales de puissance de bruit.

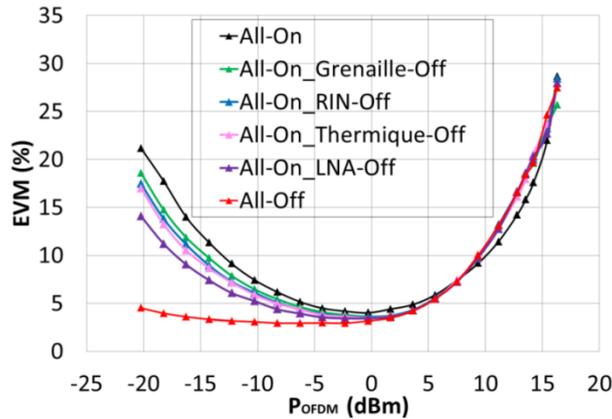


Figure 3-25 : Influence des différentes sources de bruit sur l'EVM en modulation externe pour V_{bias} de -2.4 V.

Dans le cas de la liaison à modulation externe, c'est l'amplificateur faible bruit en sortie de la liaison RoF qui dégrade la qualité de la transmission lorsque nous sommes dans la zone linéaire. Cependant, cet amplificateur est indispensable pour ce genre de liaison à modulation externe puisque le gain de la liaison est faible à cause de l'absorption du MEA. L'ajout d'un autre amplificateur après le LNA permet d'améliorer le bruit et donc l'EVM.

3.2.5.2. Influence des non-linéarités en fonction de la tension de polarisation

Pour cette liaison RoF, les non-linéarités sont engendrées par le modulateur à électro-absorption et leur apport dépend de sa tension de polarisation [114]. Sur la Figure 3-26 est représenté le résultat de simulation du spectre du signal en sortie de la liaison pour deux tensions de polarisation du MEA de -2 et -2.4 V et ceci pour une puissance moyenne en entrée de 13.5 dBm. Un ACPR d'environ 10 et 13 dB est respectivement relevé pour ces tensions de polarisation. Cette différence de valeurs s'explique par la différence de l' IP_{1dB} entre les deux points de polarisation du modulateur, c'est-à-dire, une linéarité meilleure de l'un par rapport à l'autre.

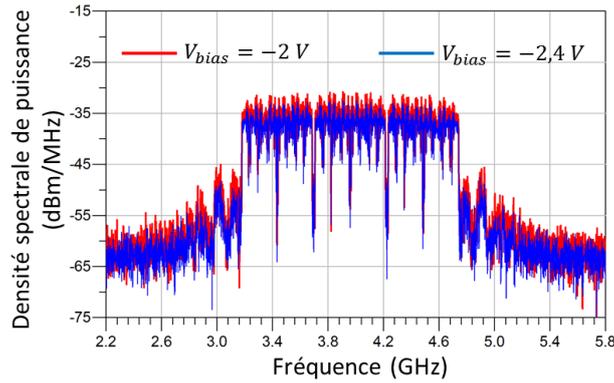


Figure 3-26 : Densité spectrale de puissance en sortie de la liaison RoF à modulation externe pour deux tensions de polarisation du MEA à -2, -2.4 V – puissance d’entrée de 13.5 dBm.

Les constellations obtenues par simulation pour ces tensions de polarisation et les EVMs associés sont illustrés sur la Figure 3-27. La constellation obtenue pour la tension de -2.4 V est relativement moins étalée par rapport à l’autre, ce qui est en accord avec les rapports d’ACPR.

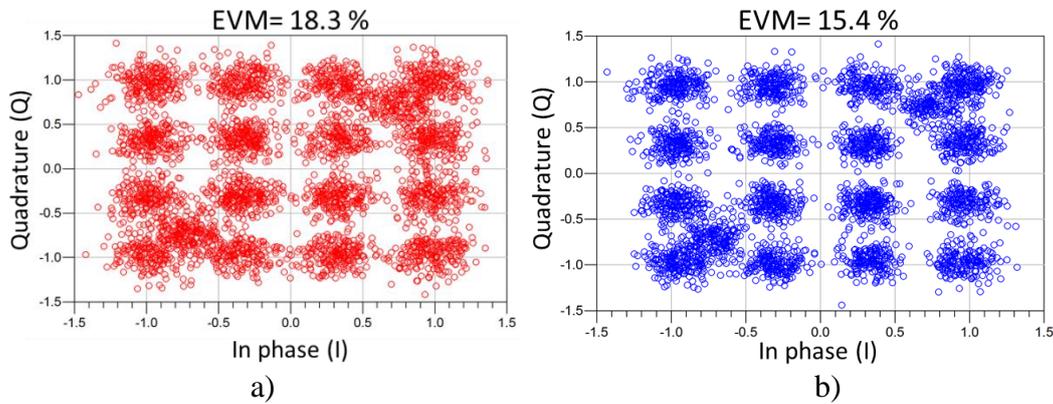


Figure 3-27 : Diagramme de constellation 16 QAM en sortie de la liaison RoF V_{bias} : a) -2 V et b) -2.4 V.

3.2.6. Résumé des analyses entre les deux configurations RoF

Pour les deux liaisons RoF, le point de polarisation conditionne une transmission du signal sans dégradation. Les meilleurs résultats ont été obtenus naturellement lorsque le point de polarisation est choisi dans la partie linéaire de la caractéristique des composants E/O. Un EVM inférieur de 11%, considéré idéal pour un format de modulation 16 QAM, est obtenu pour la gamme de puissance du signal OFDM de -20 à 10 dBm pour la liaison à modulation directe et de -12 à 10 dBm pour la liaison à modulation externe.

Pour une faible puissance d’entrée, les sources de bruit des composants E/O ou O/E affectent l’EVM. Le niveau des puissances de bruit et en conséquence son influence dépend du niveau de la puissance optique arrivant sur la photodiode. Ce niveau est considérablement différent entre les deux liaisons en raison du coefficient d’absorption du MEA. En considérant par exemple un courant de polarisation des lasers DFB de 50 mA, pour une tension de polarisation du MEA de -2,6 V la puissance incidente sur la photodiode est de 2.175 mW en modulation directe et 0.64 mW en modulation externe. La contribution du RIN est prédominante pour la liaison à modulation directe, malgré le fait que le RIN soit sensiblement identique pour les deux liaisons, tandis que le bruit dominant de la liaison à modulation externe dépend de la tension de polarisation du MEA. Par conséquent, pour un fonctionnement en zone linéaire des composants E/O, le bruit prépondérant l’est

essentiellement en réception pour la liaison à modulation externe alors que c'est en émission pour la liaison à modulation directe. Il est important de mentionner que les lasers DFB de chaque liaison possèdent un courant de seuil différent et une efficacité différente.

Pour les fortes puissances d'entrée, la variation de l'EVM est due à des non-linéarités des composants de la liaison accentuées par le point de compression IP_{1dB} des amplificateurs. En raison de la différence du niveau de puissance photo-détectée des deux liaisons, l'utilisation d'un amplificateur après la photodiode est nécessaire pour la liaison à modulation externe mais limite la plage dynamique de la liaison à modulation directe. La non-linéarité de la liaison RoF, représentée par son IP_{1dB} , dépend fortement du courant de polarisation du laser dans le cas de modulation directe et de la tension de polarisation du MEA dans le cas de modulation externe.

3.3. Etude en bande millimétrique

Maintenant, nous nous intéressons à la transmission des signaux OFDM générés conformément à la norme IEEE 802.15.3c consacré aux applications sans fil dans la bande 60 GHz. Les outils nécessaires pour la génération et le traitement de ces signaux selon cette norme ne sont pas disponibles sous ADS ce qui nous a amené à le réaliser sous Matlab. Le signal généré en bande de base est importé sous ADS et le résultat de simulation est traité ensuite sous Matlab. Le signal I-Q en bande de base importé sous ADS est transposé sur une fréquence intermédiaire de 4 GHz. Le choix de cette fréquence est lié à la limitation de la bande passante de la diode laser, des modulateurs externes et les photodiodes de la liaison RoF. Ainsi, la transmission d'un signal millimétrique radio centré sur 60 GHz ne peut pas être envisagée avec les composants étudiés et disponibles. Toutefois, la distribution optique directe du signal millimétrique et la distribution sur une fréquence intermédiaire (transmission FI-RoF) mènent à des résultats de performances comparables [36] et le coût du système est significativement réduit avec la seconde solution.

Le schéma de simulation est illustré sur la Figure 3-28. L'interfaçage avec Matlab est simplement établi par un échange commun de fichiers. Le banc de mesure est donc identique avec celui utilisé pour la transmission du signal en bande centimétrique, en revanche la largeur de bande du signal modulant est plus grande.

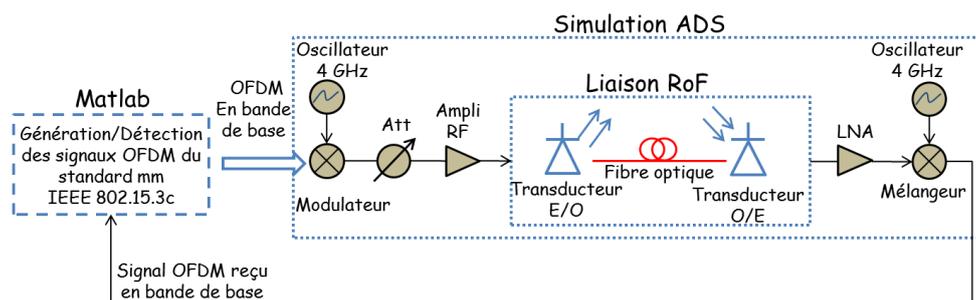


Figure 3-28 : Schéma de simulation de la liaison RoF pour la transmission du signal OFDM suivant la norme IEEE 802.15.3c.

La limite d'EVM requise en sortie de l'émetteur (en sortie de la liaison RoF dans notre cas) est déterminée dans le standard de IEEE 802.15.3c [105] selon le débit de transmission. Cette valeur minimum requise d'EVM, pour les débits de transmission maximum, correspond à 20% avec le format de modulation QPSK, 9% avec le format de modulation 16 QAM et 7% avec le format de modulation 64 QAM.

La Figure 3-29 rapporte les valeurs d'EVM obtenues par simulation pour les deux liaisons RoF à modulations directe et externe pour différentes conditions de polarisation. Les simulations sont effectuées avec les mêmes modèles validés précédemment et le signal OFDM transmis est à la norme IEEE 802.15.3c. Le format de modulation est 16 QAM ayant une bande passante de 1.815 GHz et un débit de transmission de 6,16 Gb/s. Les résultats de simulation sont similaires à ceux obtenus avec la norme ECMA-368. Etant donné que le bruit ramené par le banc expérimental n'est pas considéré dans ces simulations, le minimum d'EVM obtenu est plus faible. En se référant sur une valeur d'EVM de 9%, l'augmentation de la largeur de bande du signal et le débit n'a pas un impact important sur la dynamique. Cela est dû d'une part à la réponse fréquentielle plate de la fonction de transfert de la liaison. D'autre part, à des valeurs de PAPR proches qui sont de 10 dB pour la norme centimétrique et 13 dB pour la norme millimétrique. Par conséquent, les non-linéarités apparaissent à des niveaux équivalents de puissance d'entrée. Ainsi, ces résultats montrent que la liaison RoF est transparente au débit et à la bande passante du signal.

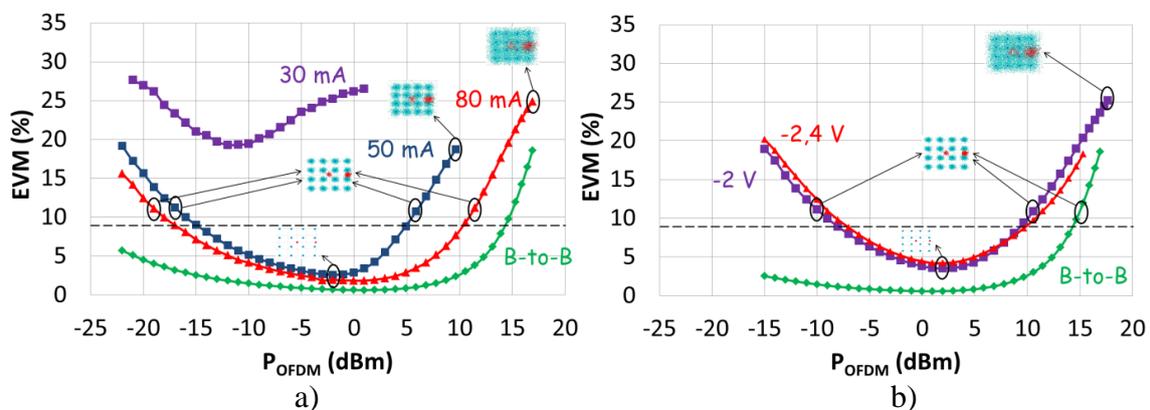


Figure 3-29 : Constellations et résultats de simulation de l'EVM conformément à la norme IEEE 802.15.3c pour un format de modulation 16 QAM pour la liaison : a) à modulation directe avec le laser 1 et b) à modulation externe avec l'EML1.

Une campagne de mesures de l'EVM a été réalisée sur la plateforme photonique-microonde du laboratoire ESYCOM dans l'objectif d'étudier la transmission des signaux dans la bande millimétrique sur les différentes liaisons RoF et de valider l'approche de simulation développée. Les mesures d'EVM ont été effectuées pour trois liaisons RoF :

- Une liaison à modulation externe avec l'EML-2
- Une liaison à modulation externe avec un MZM
- Une liaison à modulation directe avec des modules TOSA-ROSA basée sur une solution multimode avec un laser VCSEL et une fibre multimode.

La transmission du signal OFDM a été analysée pour trois formats de modulation disponible de la norme :

- QPSK avec un débit de transmission maximum de 3.08 Gb/s
- 16 QAM avec un débit de transmission maximum de 6.16 Gb/s
- 64 QAM avec un débit de transmission maximum de 9.24 Gb/s

Le débit de transmission est le produit de trois nombres : le nombre de bits par symbole de constellation (2, 4 et 6 pour QPSK, 16 QAM et 64 QAM respectivement), le nombre de sous-porteuses par symbole OFDM (336 pour IEEE.802.15.3c, mode HSI) et le nombre de symbole OFDM par seconde de 218.18 ns (l'inverse de la durée d'un symbole OFDM). Un

symbole OFDM est formé de 512 sous-porteuses dont 336 sont exploitées par les données et 16 sont des sous-porteuses pilotes. La Figure 3-30 représente le spectre et la trame temporelle de ce signal OFDM qui sera généré en sortie de l'AWG. Le signal est centré sur une fréquence de 3 GHz et les 16 sous-porteuses sont nettement visibles sur le spectre.

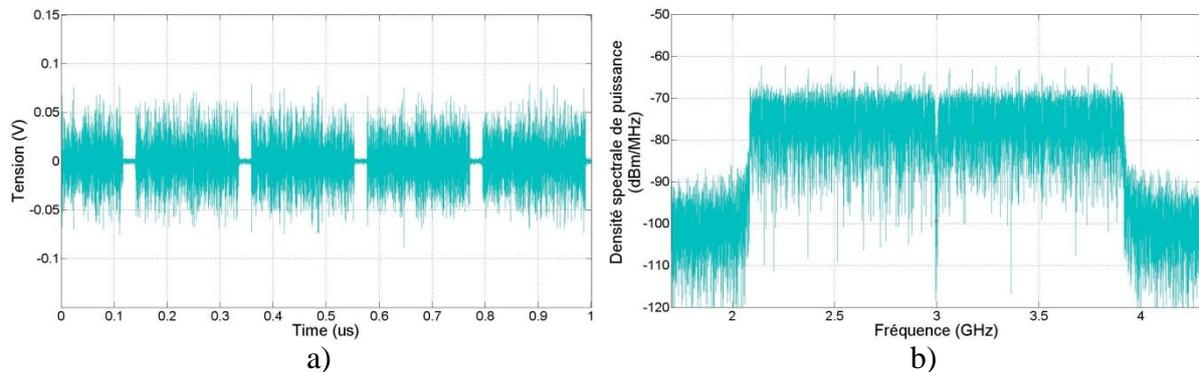


Figure 3-30 : Signal OFDM généré en sortie de l'AWG selon la norme IEEE 802.15.3c : a) trame temporelle et b) spectre.

3.3.1. Implémentation de la liaison directe et caractérisation du signal OFDM

L'influence des éléments du banc expérimental a été analysée par l'évaluation de l'EVM en liaison directe qui sera considérée comme une liaison de référence. La Figure 3-31 montre le schéma de configuration pour cette liaison directe avec la transposition externe en fréquence intermédiaire. Le signal OFDM généré en bande de base sur Matlab selon la norme IEEE 802.15.3c est chargé dans le générateur de signaux arbitraire AWG. Les sorties I (In-phase) et Q (Quadrature-phase) du générateur sont ensuite transposées en fréquence intermédiaire par mélange avec un signal RF déphasé de 90° entre les deux voies et qui sont ensuite combinées pour former le signal IF-OFDM suivant l'équation suivante :

$$s(t) = I \cos(2\pi f_{IF}t) + Q \sin(2\pi f_{IF}t) \quad (3-18)$$

Le niveau de la puissance du signal OFDM est contrôlé par un amplificateur et atténuateur placés après le combineur de puissance. L'atténuateur électrique possède un facteur de bruit égal à son atténuation. Or, selon la formule de Friis, le facteur de bruit du premier étage a un impact important sur le facteur de bruit total de la liaison. C'est pourquoi, l'amplificateur faible bruit est placé en amont de l'atténuateur afin d'optimiser le facteur de bruit de la liaison totale. Il est possible de modifier la puissance en contrôlant directement le gain de l'AWG sauf que le rapport signal à bruit est dégradé. L'acquisition du signal est effectuée sur un oscilloscope piloté par un ordinateur afin d'extraire le signal temporel et calculer l'EVM correspondant. La bande passante analogique de l'oscilloscope (Modèle Agilent infinium DSO81004B) est largement supérieure à la fréquence du signal transposé.

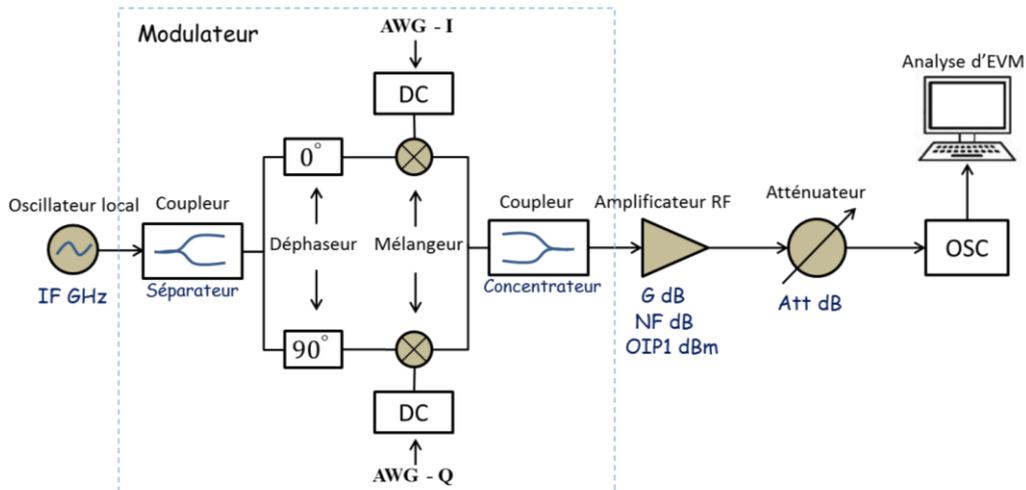


Figure 3-31 : Schéma de configuration de mesure de la liaison directe avec une transposition externe de la fréquence IF.

En se basant sur le schéma précédent, le signal est exposé à des distorsions et bruits additionnels provenant du système de transposition en fréquence comme dans le cas de [115] qu'il faut considérer dans nos simulations. C'est pour cette raison que nous avons préféré nous affranchir de ces perturbations en utilisant directement la sortie RF de l'AWG et ainsi limiter la fréquence intermédiaire à la tolérance de sa bande passante qui est de 5 GHz pour le modèle Agilent M8190A. Sachant que la bande passante du signal OFDM à transmettre est de 1.815 GHz, nous avons choisi une fréquence centrale de 3 GHz pour le spectre du signal OFDM. Le schéma précédent se simplifie à celui de la Figure 3-32. Un EVM minimum autour de 4.5 % est obtenu pour une puissance moyenne du signal de -20 dBm lorsque l'AWG a été connecté directement à l'oscilloscope.

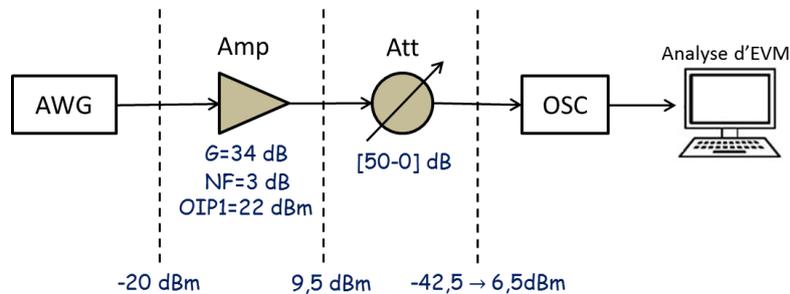


Figure 3-32 : Schéma de configuration de mesure de la liaison directe pour un signal centré à la fréquence IF.

La Figure 3-33 présente la courbe d'EVM obtenue pour la liaison directe en fonction de la puissance du signal OFDM en sortie de l'atténuateur pour deux formats de modulation (QPSK et 64 QAM). Un EVM de 6 % est atteint pour une plage de puissance entre -30 dBm et 6.5 dBm référencée en sortie de l'atténuateur. Cette limite de l'EVM est due à la compression de l'amplificateur caractérisé par un gain de 34 dB, un facteur de bruit de 3 dB et un IP_{1dB} de -11dBm (modèle AFS4-02000800-30-22P-4 de Miteq). Sachant que le signal OFDM généré par l'AWG a une puissance moyenne de -20 dBm et un PAPR de 13 dB, la puissance à l'entrée de l'amplificateur est de 4 dB supérieure à son IP_{1dB} . La puissance maximale qui peut être obtenue est de l'ordre de 6 dBm en prenant en compte les pertes des câbles de transmission, la compression de l'amplificateur et les pertes intrinsèques de l'atténuateur.

Lorsque la puissance de sortie devient inférieure à -32 dBm, l'oscilloscope atteint sa limite en sensibilité et les valeurs d'EVM augmentent en conséquence. Ainsi, la dynamique exploitable pour la puissance du signal est entre -30 et 6 dBm. Cette valeur optimale de

l'EVM obtenue pour la liaison B2B est une référence optimale en vue de l'étude de la liaison RoF avec les deux types de modulation d'intensité optique.

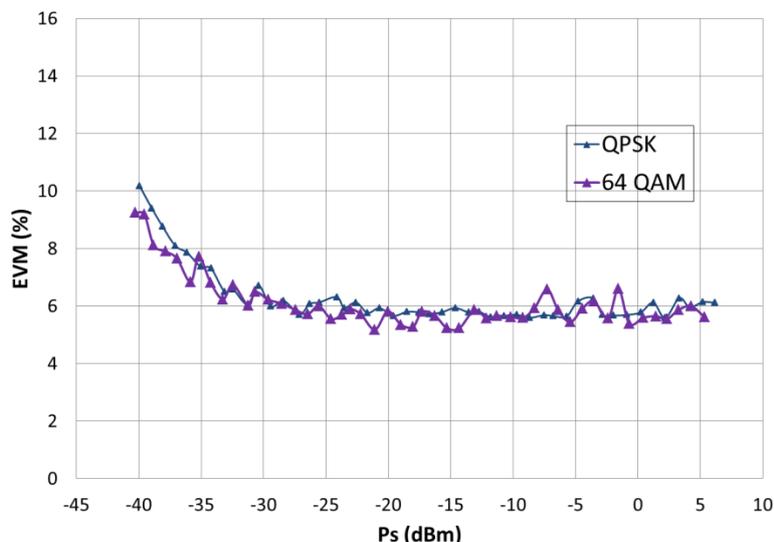


Figure 3-33 : Mesures de l'EVM de la liaison B2B en fonction de la puissance en sortie de l'atténuateur électrique pour deux formats de modulation QPSK et 64 QAM.

Les constellations correspondant aux trois formats de modulation envisagés pour cette étude (QPSK, 16-QAM et 64-QAM) sont représentées sur la Figure 3-34, l'EVM correspondant est de 6%.

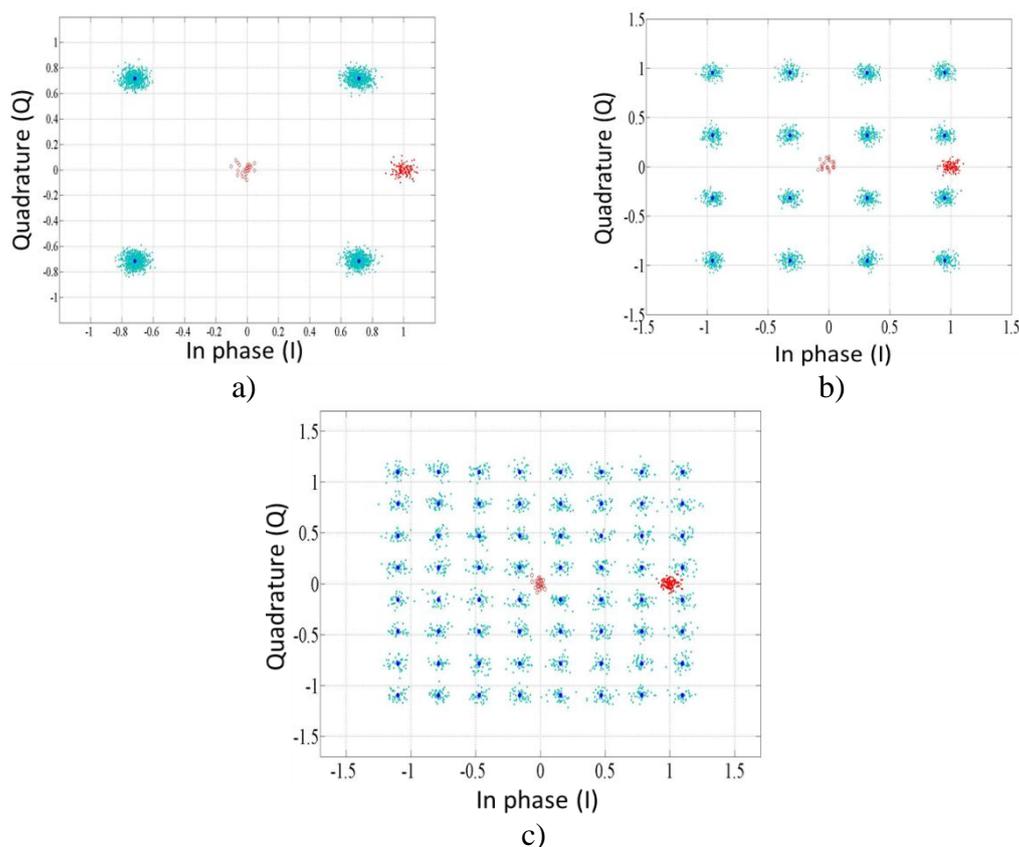


Figure 3-34 : Schémas de constellation pour trois formats de modulation en liaison B2B correspondant à un EVM de 6% : a) QPSK, b) 16 QAM et c) 64 QAM.

La configuration du schéma de simulation correspondante sur ADS est montrée sur la Figure 3-35. La co-simulation analogique/numérique est réalisée par le contrôleur de débit de

données (DF) et le simulateur d'enveloppe qui se trouve dans l'interface analogique du système RoF. Le signal OFDM à transmettre est généré sous Matlab en bande de base en fonction des formats de modulation QPSK, 16 QAM et 64 QAM. Les composantes I et Q du signal OFDM sont importées sur ADS et transposées sur une porteuse par l'intermédiaire du composant "QAM_Mod". L'amplitude du signal transposé est calibré par le modulateur afin d'obtenir une puissance moyenne de -20 dBm à l'entrée de l'amplificateur RF qui constitue avec l'atténuateur variable la liaison directe.

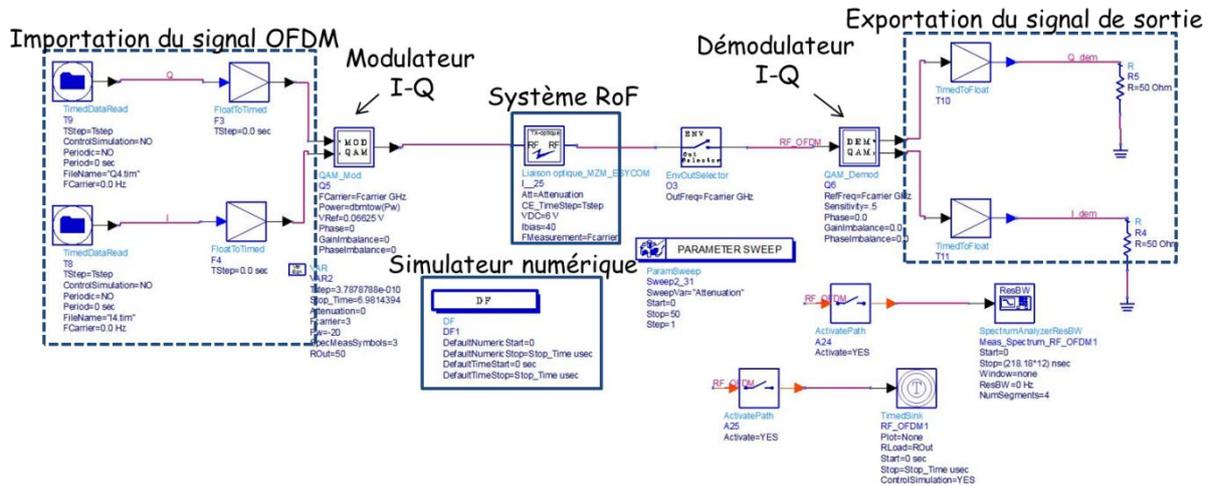


Figure 3-35 : Configuration de la simulation pour la transmission du signal OFDM en bande millimétrique.

Les résultats de simulation de l'EVM sont représentés sur la Figure 3-36 et montrent une bonne concordance avec les résultats de mesure jusqu'à une puissance de -30 dBm. En dessous de cette puissance, la valeur d'EVM reste constante contrairement aux mesures ce qui démontre l'influence de l'oscilloscope pour ces puissances. La puissance du signal OFDM est ainsi limitée à -32 dBm dans la suite de l'étude.

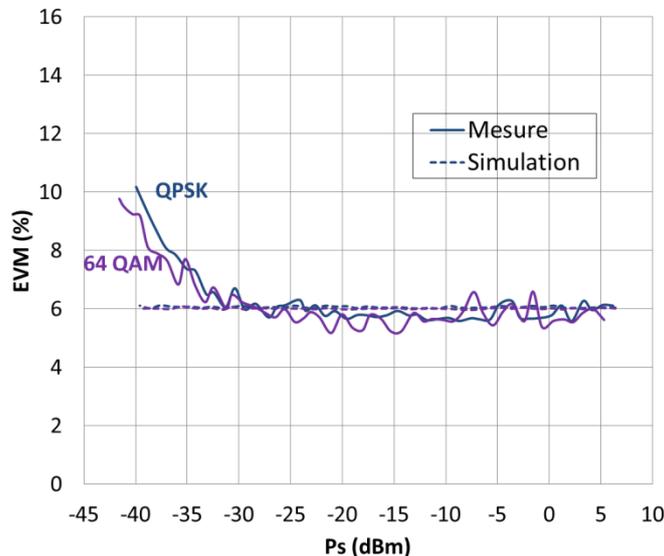


Figure 3-36 : Simulation et mesures de l'EVM de la liaison B2B pour deux formats de modulation : QPSK et 64 QAM.

3.3.2. Liaison RoF à modulation externe avec EML

La liaison à modulation externe avec l'EML est étudiée avec l'EML-2 de III-V Lab et une photodiode rapide (modèle 1414) de "New Focus". Le gain de cette liaison suivie d'un

amplificateur de 30 dB de gain (modèle DR-AN-20-MO de Photline), varie de -38 dB (point de polarisation situé en zone linéaire) à -49 dB (point de polarisation situé en zone non-linéaire). Ainsi, nous sommes limités en marge de puissance en sortie de la liaison RoF. Comme la puissance minimale au niveau de l'oscilloscope donnant un EVM optimal est égale à -30 dBm, la plage dynamique de puissance à l'entrée de la liaison RoF est encore plus limitée que pour la liaison B2B. Par conséquent, la puissance à l'entrée n'est pas une constante et varie en fonction du point de polarisation de l'EML de -20 à -10 dBm pour la valeur minimale à 6 dBm pour la valeur maximale. La Figure 3-37 montre le schéma synoptique de cette liaison RoF en indiquant la plage de puissance à considérer à l'entrée de la liaison RoF.

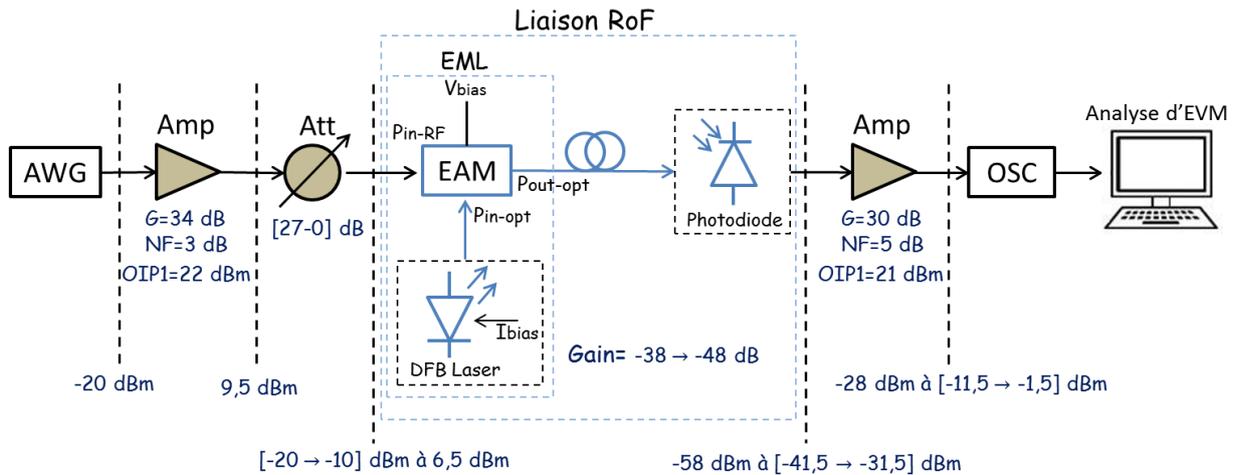


Figure 3-37 : Schéma synoptique de la liaison RoF avec l'EML.

La Figure 3-38(a) montre les mesures d'EVM avec le format de modulation QPSK et un débit de l'ordre de 3.08 Gb/s pour un courant de polarisation de 50 mA et pour plusieurs tensions de polarisation du MEA variant de -0.1 à -2.3 V. La Figure 3-38(b) montre des résultats de simulation correspondant à 3 points de polarisation de -1.7 V, -1 V et -0.1 V. Nous constatons que pour de faibles niveaux de puissance d'entrée, les valeurs de l'EVM augmentent avec l'augmentation de la tension de polarisation du MEA. Les densités spectrales de puissance de RIN et de bruit de grenaille sont alors plus importantes pour les fortes tensions. Le bruit RIN est inchangé pour un courant de polarisation donné mais sa densité spectrale de puissance augmente proportionnellement au carré de la puissance optique incidente sur la photodiode. En plus, le gain de la liaison devient faible en dehors de la zone linéaire, ce qui contribue également à augmenter l'EVM qui, rappelons-le, est inversement proportionnel au gain.

Pour de fortes puissances RF d'entrée, des valeurs d'EVM optimales sont obtenues pour des points de polarisation situés dans la zone linéaire de la caractéristique statique du MEA pour lesquels de meilleurs IP_{1dB} sont relevés (tensions de polarisation situées entre -1.5 et -2.1 V). Un point de polarisation optimal du MEA est considéré à -2.1 V, ce qui permet d'avoir l'impact minimal du bruit et des non-linéarités du modulateur.

Pour le format de modulation QPSK, un EVM de 20% est considéré selon les critères du standard IEEE 802.15.3c. La plage de puissance à l'entrée permettant une qualité de transmission telle que l'EVM soit inférieur à 20% est délimitée sur les courbes de mesure de l'EVM et donne une valeur supérieure à 20 dB pour les points de polarisation situés en zone linéaire.

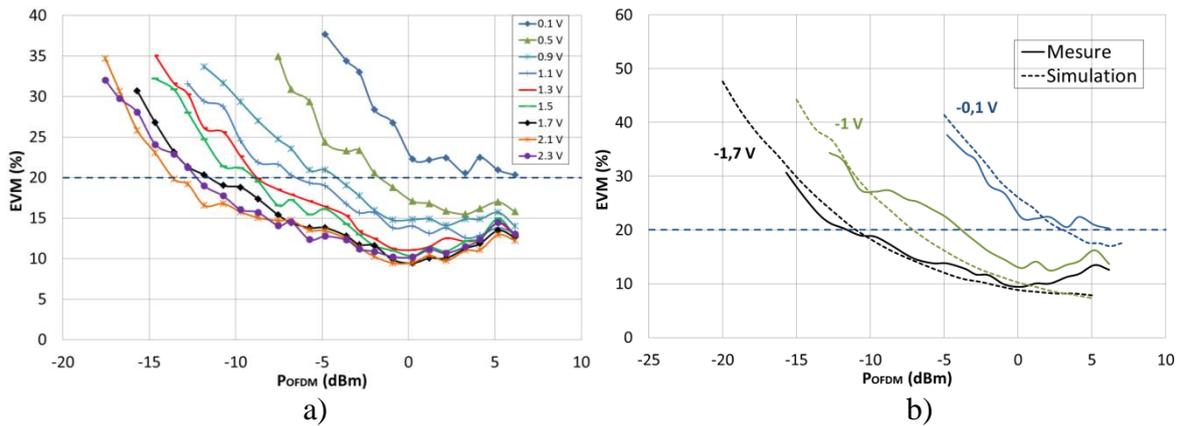


Figure 3-38 : Mesures de l'EVM en fonction de la puissance de l'entrée du signal OFDM avec un format de modulation QPSK transmis sur la liaison RoF avec l'EML-2 : a) Mesure et b) Simulation.

De telles valeurs d'EVM permettent d'envisager la transmission avec des formats de codage plus complexes et des débits plus élevés. La Figure 3-39 montre des mesures de l'EVM effectuées avec un format de modulation 16 QAM et un débit de 6.16 Gb/s. Pour ce format de modulation, les valeurs d'EVM supérieures à 24 % peuvent être considérées erronées puisque les symboles de constellation reçue pourront être associés aux mauvais symboles vu leur comparaison aux symboles idéaux les plus proches. La plage de puissance est dans ce cas plus étroite qu'avec une modulation QPSK et varie entre -14 à 6 dBm. Pour un format de modulation 16-QAM, un EVM limite de 9% est considéré. La dynamique obtenue est d'environ 4 dB pour le point de polarisation de -2.1 V.

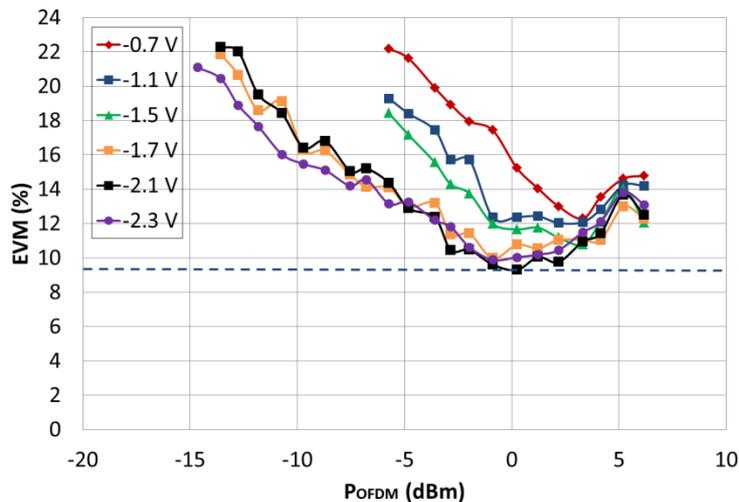


Figure 3-39 : Mesures de l'EVM en fonction de la puissance d'entrée du signal OFDM avec un format de modulation 16-QAM transmis sur la liaison RoF avec l'EML-2.

3.3.3. Liaison RoF à modulation externe avec MZM

Comme le cas de la liaison avec l'EML, la liaison avec le MZM présente un gain faible variant de -43 dB (polarisation située en zone linéaire) à -49 dB (polarisation située en zone non-linéaire). En conséquence, la plage dynamique de puissance à l'entrée de la liaison RoF est limitée et varie en fonction du point de polarisation du MZM entre -20 → -14 dBm et 6.5 dBm de puissance maximum. La Figure 3-40 montre le schéma synoptique de cette liaison RoF en indiquant la plage de puissance à chaque niveau. La puissance optique délivrée à l'entrée du MZM est de 10 mW.

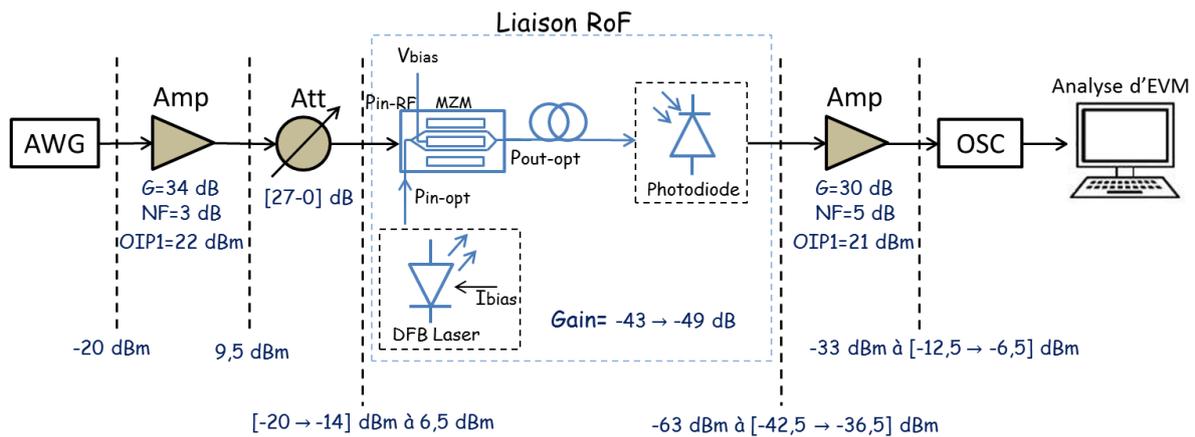


Figure 3-40 : Schéma synoptique de la liaison RoF avec le modulateur externe MZM.

La Figure 3-41 montre les résultats de mesure de l'EVM pour le format de modulation QPSK (débit de 3.08 Gb/s). Ces mesures sont effectuées pour plusieurs tensions de polarisation du MZM entre 4 (vallée de la caractéristique statique) et 9 V (sommet de la caractéristique statique).

Pour une tension de polarisation de 9 V, le gain est très faible et la réponse est fortement non-linéaire ce qui donne un EVM assez important qui ne peut être mesuré sans erreur. Pour une tension de 4 V, le gain de la liaison est également assez faible ce qui rend l'EVM difficilement détectable pour de faibles puissances d'entrée. D'ailleurs, nous pouvons remarquer l'influence des non-linéarités aux fortes puissances d'entrée puisque la valeur minimale est supérieure à celle obtenue avec les autres polarisations.

En partant d'une tension de polarisation de 5 V et pour de faibles puissances d'entrée, la qualité de réception du signal OFDM se dégrade (l'EVM augmente) en augmentant la tension de polarisation du MZM. En effet, dans ce sens de polarisation, la puissance optique en sortie du MZM augmente ce qui fait croître le bruit total à la réception contribuant ainsi à la croissance de l'EVM. Pour des puissances d'entrée autour de 0 dBm, la compression due à la non-linéarité du MZM n'est pas encore atteinte et l'EVM continue à diminuer avec l'augmentation du rapport signal à bruit. Cela s'explique par une bonne linéarité du MZM pour les différentes tensions de polarisation où les valeurs d' IP_{1dB} mesurées précédemment n'avaient pas pu être atteintes. Un point de polarisation optimal est considéré pour une tension de 6 V qui se situe au milieu de la zone linéaire de la caractéristique statique du MZM. Pour une limite de l'EVM de 20%, une dynamique de puissance d'entrée supérieure à 22 dB est constatée pour les points de polarisation du MZM se situant au niveau de la zone linéaire.

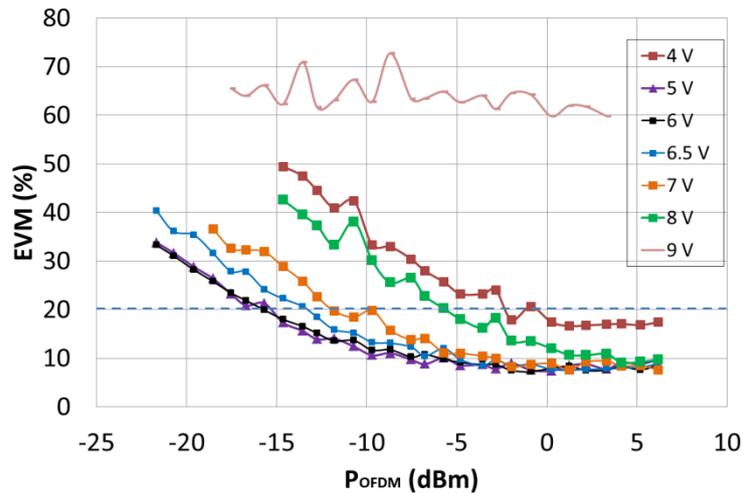


Figure 3-41 : Mesures de l'EVM de la liaison RoF à modulation externe avec le MZM pour un format de modulation QPSK et plusieurs tensions de polarisation en fonction de la puissance moyenne à l'entrée.

Les mesures de l'EVM ont été également effectuées pour un format de modulation 16 QAM offrant un débit de l'ordre de 6.16 Gb/s (Figure 3-42(a)). Une plage de puissance de 14 dB, pour laquelle la transmission est acceptable (EVM de 9%), est obtenue pour des tensions de polarisation de 5 et 6 V.

Les valeurs de l'EVM constatées pour cette modulation externe avec le MZM prévoyaient une transmission avec un format de modulation plus complexe comme le 64 QAM. La Figure 3-42(b) présente les résultats de mesure de l'EVM pour ce format de modulation offrant un débit de 9.24 Gb/s. Des tensions de polarisation optimales ont été choisies à 5, 6 et 7 V. Pour ce format de modulation, les valeurs de l'EVM supérieures à 12 % peuvent être considérées comme erronées. Pour cette raison, nous avons limité cette analyse à une bande de puissance d'entrée étroite variant de -13 à 6 dBm. La valeur de l'EVM limite pour ce format de modulation est considérée à 7% selon les critères du standard IEEE 802.15.3c [105], nous constatons qu'une transmission optimale pourrait être considérée pour une plage dynamique de puissances d'entrée de l'ordre de 6 dB ce qui permet d'envisager une transmission à très haut débit.

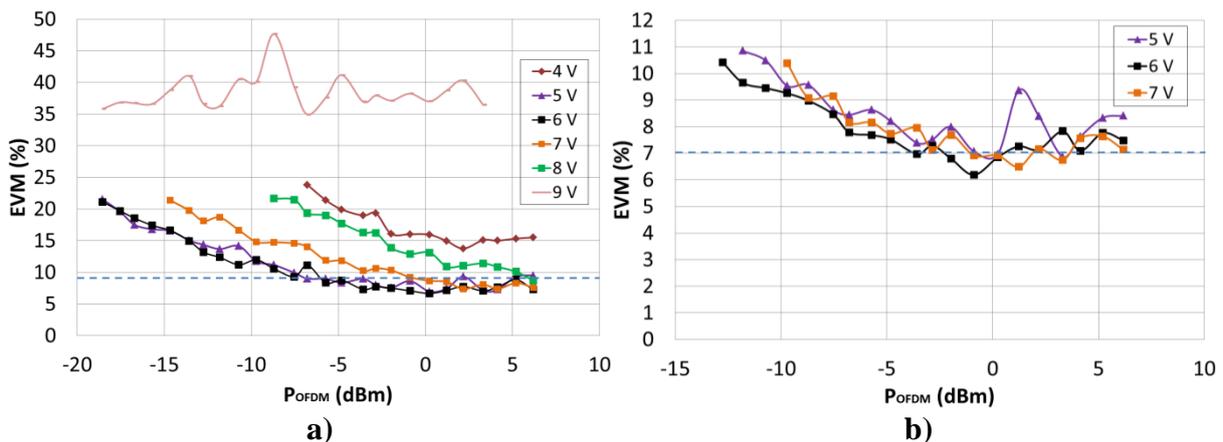


Figure 3-42 : Mesures de l'EVM de la liaison RoF à modulation externe avec le MZM en fonction de la puissance d'entrée de la liaison RoF pour plusieurs tensions de polarisation et deux formats de modulation : a) 16 QAM et b) 64 QAM.

Le schéma de simulation correspondant au système mesuré (l'interface analogique du système RoF) est représenté sur la Figure 3-43. Il se compose des étages électriques simulés en liaison directe et de la liaison RoF avec le modulateur MZM, du laser DFB délivrant une

puissance fixe de 10 mW, d'une fibre optique monomode de longueur 100 m, de la photodiode et l'amplificateur faible bruit placé en sortie. Des pertes électriques supplémentaires représentant les pertes de connecteurs sont rajoutées au schéma et une source de bruit en tension est également incluse à l'entrée de la liaison afin de prendre en compte le bruit intrinsèque du générateur AWG, ce bruit est calibré de telle sorte d'avoir un EVM de 4.5% lorsque l'AWG a été connecté directement à l'oscilloscope. Cette valeur d'EVM passe à 6% après l'ajout de l'amplificateur RF et l'atténuateur de la liaison B2B ce qui est dû à la compression de l'amplificateur RF. Le RIN du laser DFB et les caractéristiques statiques et dynamiques du MZM ont été présentés au chapitre précédent (paragraphe 2.1.3). L'approche de co-simulation numérique/analogique est appliquée pour ces simulations.

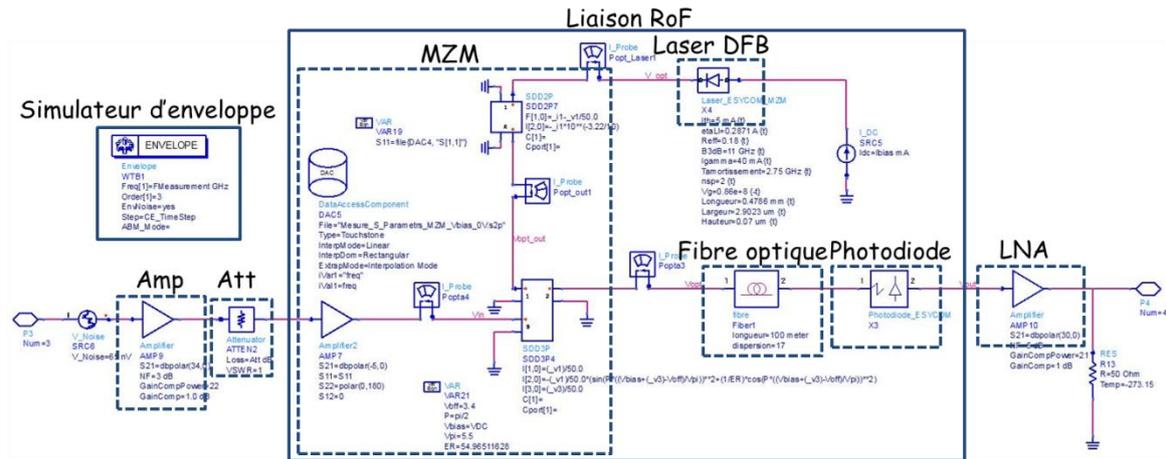
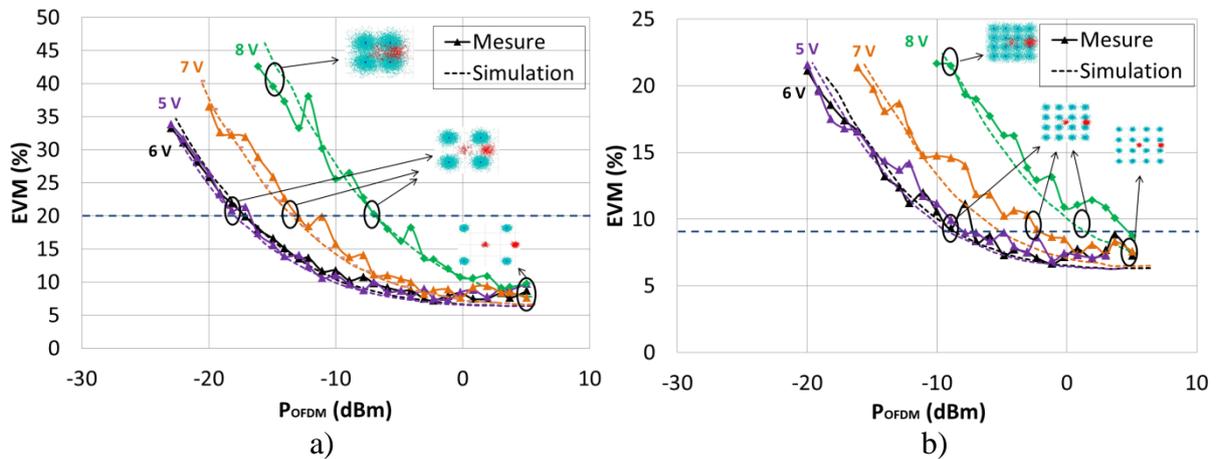


Figure 3-43 : Schéma de simulation de la liaison RoF avec le modulateur externe MZM.

Les résultats de simulation de l'EVM représentés sur la Figure 3-44 montrent une bonne concordance avec les mesures pour les trois formats de modulation, ce qui valide par conséquent cette approche de modélisation et simulation système.



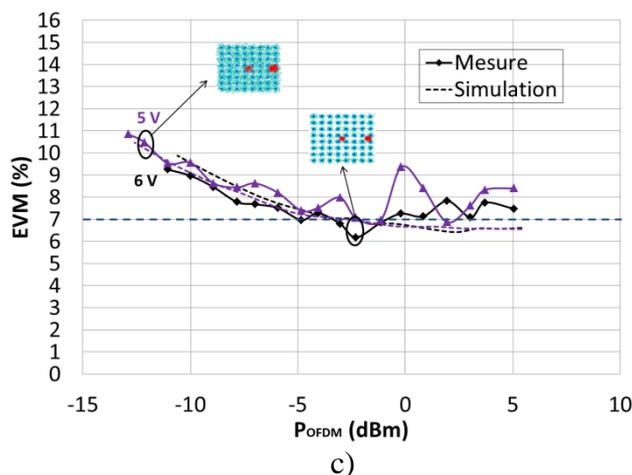


Figure 3-44 : Simulation et mesure de l'EVM de la liaison RoF à modulation externe avec le MZM en fonction de la puissance d'entrée pour plusieurs format de modulation : a) QPSK, b)16 QAM et c) 64 QAM.

L'effet des différents bruits contribuant à la liaison RoF peut être analysé avec plus de précision avec nos outils de simulation. Nous pouvons ainsi visualiser sur la Figure 3-45 la contribution de chacun des bruits sur l'EVM, de la liaison RoF à modulation externe avec le MZM. Ces simulations sont effectuées pour un point de polarisation de 6 V se trouvant au milieu de la zone linéaire. La contribution du RIN est dans ce cas la composante la plus dominante de la liaison RoF ce qui est en conformité avec l'analyse du bruit discutée au chapitre précédent.

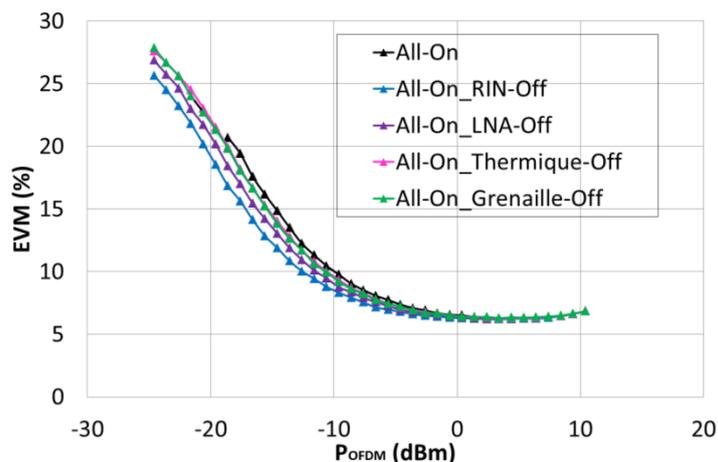


Figure 3-45 : Effets du bruit sur l'EVM pour une tension de polarisation du modulateur MZM de 6 V.

3.3.4. Liaison RoF à modulation directe (TOSA - ROSA)

La Figure 3-46 représente le schéma synoptique de la liaison RoF à modulation directe avec des modules TOSA (modèle HFE6x92-761) et ROSA (modèle HFD6180-421) de "Finisar" dédiés aux applications haut débit à 10 Gb/s à la longueur d'onde de 850nm.

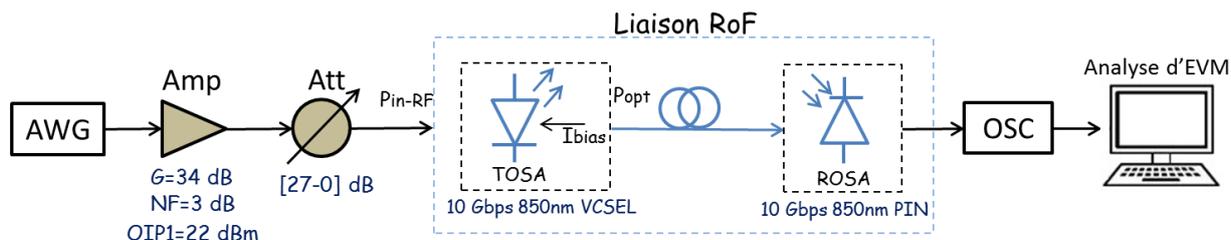


Figure 3-46 : Schéma synoptique de la liaison RoF avec les modules TOSA-ROSA de Finisar.

Les mesures de l'EVM pour un format de modulation QPSK sont représentées sur la Figure 3-47 pour trois courants de polarisation. L'EVM est sensiblement affecté par le bruit pour les faibles puissances d'entrée et la non-linéarité pour les puissances au-delà de -13 dBm. La non-linéarité apparaît à cause de la compression du module ROSA qui intègre un amplificateur transimpédance (TIA). La dynamique en puissance RF pour avoir un EVM inférieur à 20% est très inférieure aux précédentes liaisons.

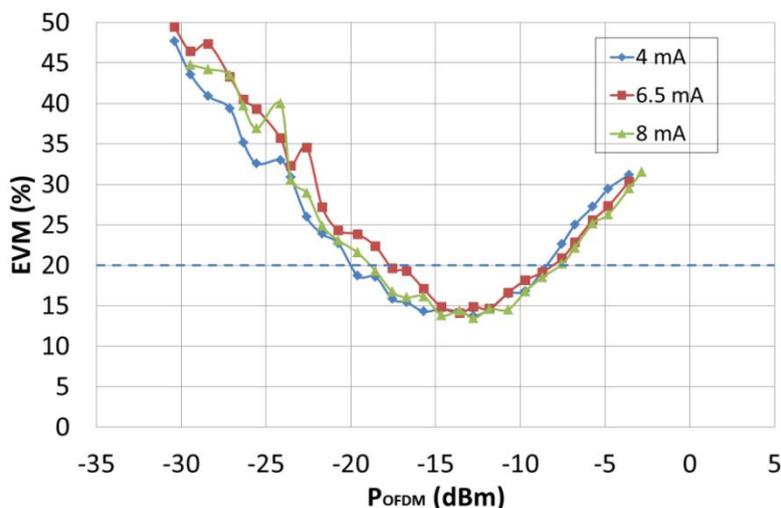


Figure 3-47 : Mesures de l'EVM de la liaison à modulation directe avec les modules TOSA/ROSA pour trois courants de polarisation du VCSEL de 4, 6.5 et 8mA et un format de modulation QPSK.

Les résultats de simulation de l'EVM sont représentés sur la Figure 3-48 pour deux courant de polarisation du laser de 6.5 et 8 mA et un format de modulation QPSK. Une bonne concordance est obtenue entre mesure et simulation ce qui confirme par conséquent la précision du modèle équivalent du laser VCSEL développé sur le principe d'un seul mode effectif.

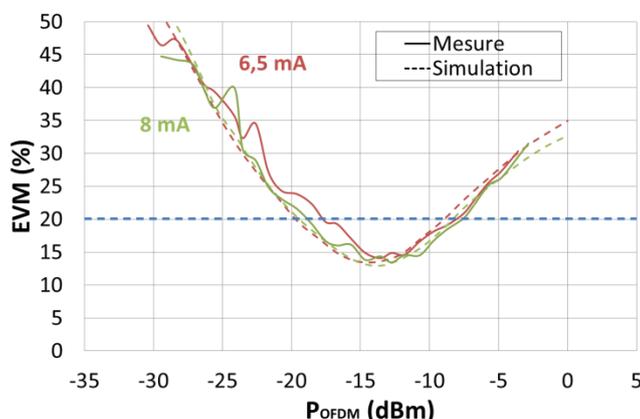


Figure 3-48 : Simulations et mesures de l'EVM de la liaison à modulation directe avec les modules TOSA/ROSA pour deux courants de polarisation du VCSEL de 6.5 et 8mA et un format de modulation QPSK.

Pour illustrer la compression du TIA, nous avons ajouté des pertes optiques entre le TOSA et le ROSA. Les mesures de l'EVM ont été effectuées pour deux atténuations optiques de 5 et 10 dB (Figure 3-49) et pour deux courants de polarisation du laser de 6.5 et 8 mA. Nous constatons un décalage des courbes en fonction de la puissance du signal RF résultant de la diminution du rapport signal à bruit liée à l'ajout des pertes optiques dans la liaison. Pour une puissance moyenne d'entrée plus élevée, l'effet de la compression commence à apparaître pour des puissances les plus élevées par rapport au cas sans pertes optiques, ce qui confirme que la compression provient du récepteur.

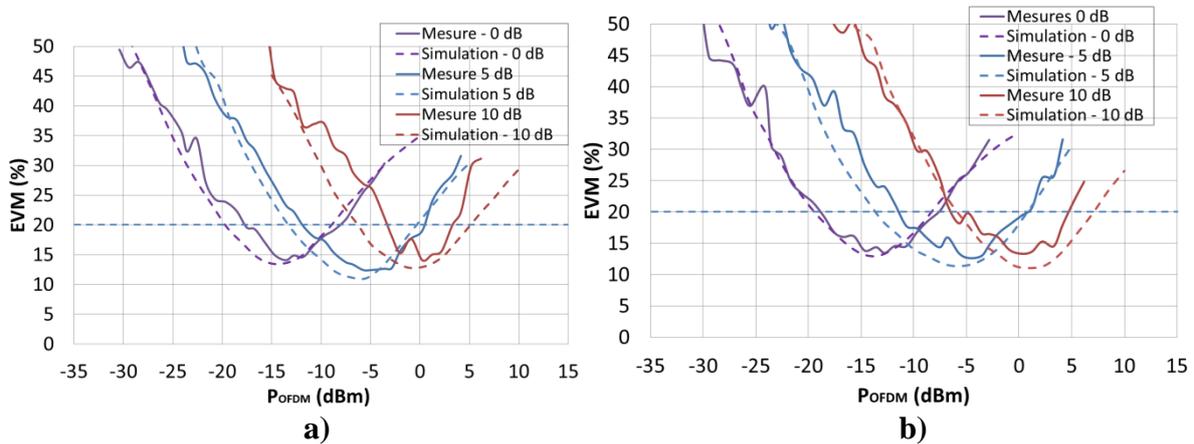


Figure 3-49 : Mesures et simulations de l'EVM en fonction de la puissance d'entrée de la liaison RoF avec les modules TOSA et ROSA de Finisar pour deux atténuations optiques entre le laser et la photodiode de 5 et 10 dB, un format QPSK et deux courants de polarisation : a) 6.5 mA, b) 8 mA.

3.3.5. Liaison RoF à modulation directe (TOSA - PD New Focus)

Nous avons remplacé le module ROSA par la photodiode New Focus utilisée avec les deux liaisons à modulation externe. La photodiode est suivie par l'amplificateur afin de rester sur le même schéma de mesure précédent. Comme le VCSEL émet à une longueur d'onde de 850nm, la responsivité de la photodiode qui dépend de la longueur d'onde (Figure 3-50) n'est pas la même pour les liaisons à modulation directe et externe. Une faible responsivité de la photodiode d'environ 0.3 A/W est constatée à cette longueur d'onde au lieu de la valeur de 0.67 A/W pour une longueur d'onde de 1550nm.

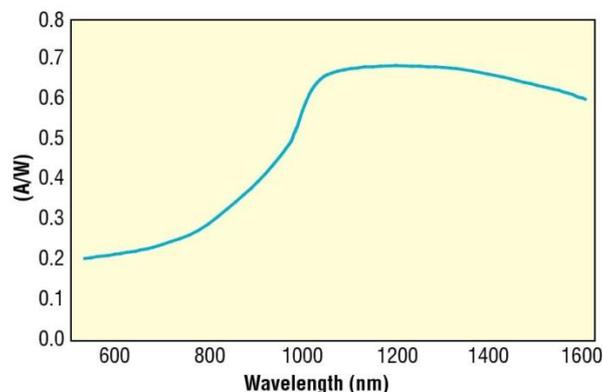


Figure 3-50 : Responsivité de la photodiode en fonction de la longueur d'onde incidente (relevé du fabriquant).

Les courbes de l'EVM pour cette liaison sont représentées sur la Figure 3-51 pour trois courants de polarisation du laser VCSEL et deux formats de modulation. Pour une faible puissance d'entrée, c'est le bruit qui affecte la qualité du signal reçu. La valeur de RIN est

relativement la même pour ces trois courants de polarisation autour de 3 GHz, l'influence du bruit de grenaille est légèrement inférieure pour un courant de 4 mA comparée aux courants de 6.5 et 8 mA. Comme le gain de cette liaison est inférieur à celui obtenu avec le module ROSA (PD+TIA) à cause de la faible responsivité de la photodiode de New Focus à la longueur d'onde du signal optique émis, par conséquent l'influence du bruit est plus visible vue les rapports signal à bruit moins importants.

Pour de fortes puissances d'entrée, la photodiode n'est pas saturée puisque la puissance délivrée en sortie du laser est assez faible (0.58 mW pour un courant de 8 mA). Étant donné un meilleur point de compression de l'amplificateur en sortie par rapport au TIA utilisé avec le module ROSA, la compression de notre liaison RoF intervient pour des puissances d'entrée plus élevées et nous pouvons constater que les EVMs diminuent avec l'augmentation du courant de polarisation du laser puisque nous nous éloignons du courant de seuil de 1mA du VCSEL.

Une dynamique de 8 dB de puissance d'entrée peut être atteinte avec un format de modulation QPSK tandis que celle-ci diminue pour un format de modulation 16 QAM où nous sommes au-dessus de la valeur optimale d'EVM (9 %).

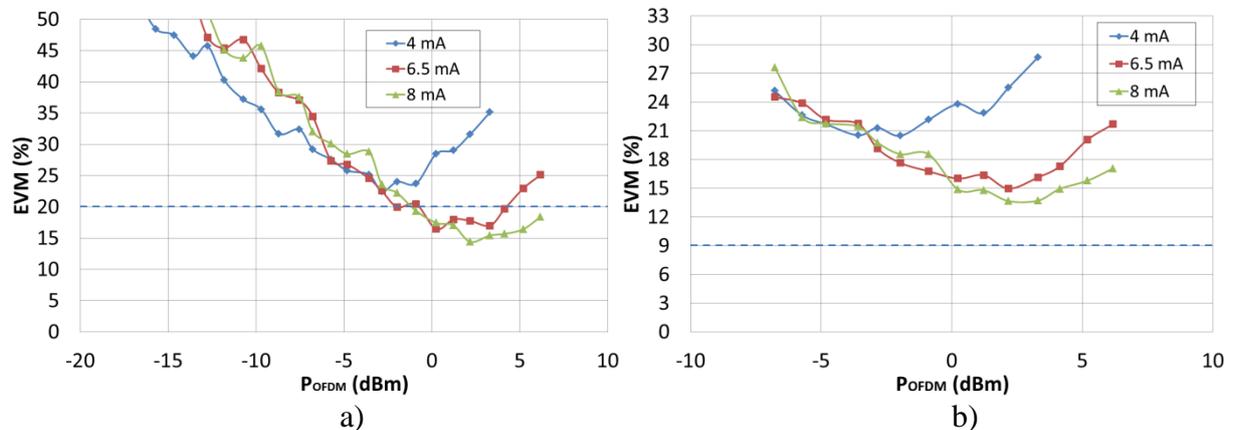


Figure 3-51 : Mesures de l'EVM de la liaison à modulation directe avec le TOSA et la photodiode New Focus pour trois courants de polarisation du VCSEL à 4, 6.5 et 8 mA : a) QPSK et b) 16 QAM.

3.4. Intégration de la liaison sans fil à 60 GHz

Les applications visées dans cette étude sont principalement celles dédiées aux réseaux domestiques sans fil à 60 GHz [21]. Étant donné que la couverture radio pour de telles applications est limitée à la taille d'une pièce, la liaison RoF intervient pour faire le lien et transporter les signaux radio d'une pièce à l'autre par exemple ou d'un point d'accès aux autres pièces. C'est pour cette raison que nous avons intégré le canal sans fil dans nos simulations afin d'estimer l'EVM au niveau de l'utilisateur final. La configuration de la liaison RoF simulée a été complétée par le canal radio à 60 GHz. Le schéma de principe d'une telle liaison est représenté sur la Figure 3-52. Le principal avantage de la liaison RoF provient du fait qu'elle est transparente aux standards radio et au format de modulation. Des oscillateurs locaux à 60 GHz sont nécessaires afin d'assurer la transposition en fréquence entre la fréquence intermédiaire IF et la fréquence radio en bande millimétrique.

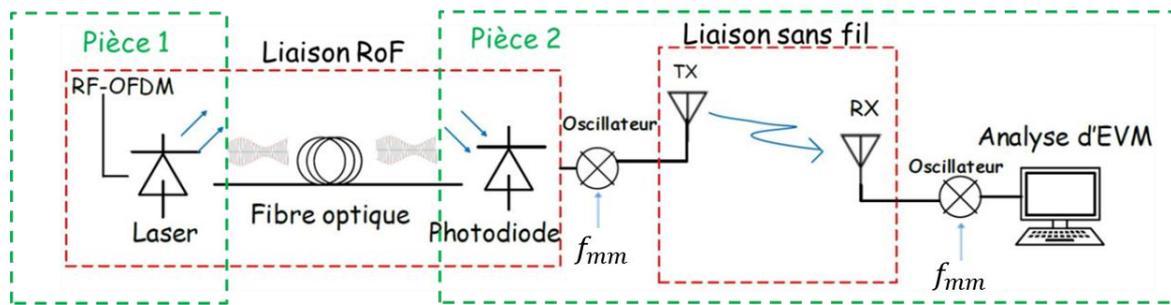


Figure 3-52 : Schéma synoptique de la liaison RoF avec la liaison sans fil.

Les caractéristiques de propagation dans la bande millimétrique de 60 GHz sont significativement différentes de celles pour les bandes WPAN / WLAN de 2 à 5 GHz. En effet, la propagation à 60 GHz a une nature quasi-optique [116] et les principales différences entre la propagation sans fil des deux bandes centimétrique et millimétrique sont :

- La perte électrique liée à la propagation (Path loss) à 60 GHz est de 20 à 30 dB plus élevée que pour les bandes de 2 à 5 GHz.
- Les effets de diffraction (Shadowing fading) lors de propagation du champ électromagnétique derrière les obstacles sont nettement moins importants en comparaison avec la bande 2 - 5 GHz.
- Les pertes de pénétration dans le mur pour la bande de 60 GHz sont également plus élevées que pour la bande 2 - 5 GHz.

En raison de ces propriétés spécifiques de la propagation sans fil à 60 GHz, la structure du canal de propagation est composée de quelques rayons provenant du parcours direct "LOS" (Line of Sight) et de plusieurs réflexions du premier et seconde ordres comme illustré sur la Figure 3-53 avec l'exemple d'une salle de conférence (dimensions de $3 \times 3 \times 4.5 \text{ m}^3$).

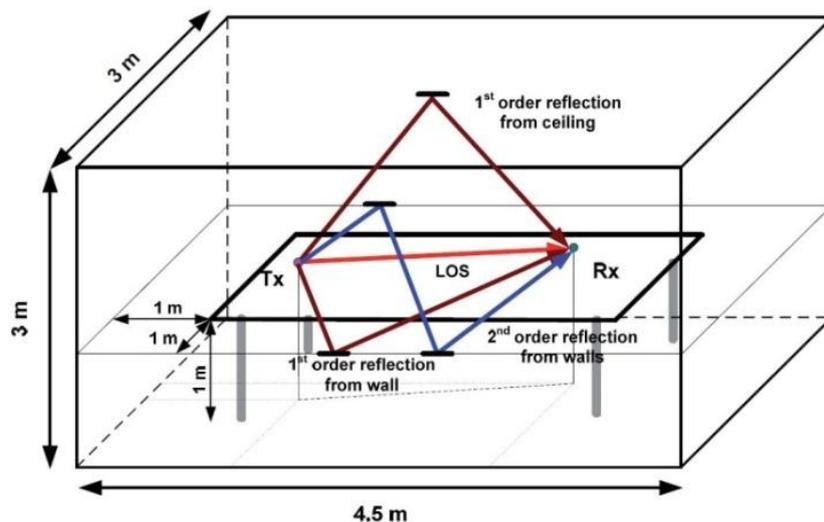


Figure 3-53 : Illustration des trajets multiples possibles lors de la propagation d'un signal à une fréquence autour de 60 GHz dans la bande millimétrique (exemple d'une salle de conférence) [116].

Le modèle choisi pour la transmission à 60 GHz, dans le cadre d'une pièce, est connue par le modèle du canal de Saleh-Valenzuela (S-V model) [117] supposant que les signaux reçus arrivent en groupes (nommés "Clusters") dus aux multiples trajets provoqués par les différents obstacles et réflexions entre émetteur-récepteur. La Figure 3-54 montre la réponse impulsionnelle d'un tel canal où chaque cluster est constitué de plusieurs raies représentant des multiples trajets.

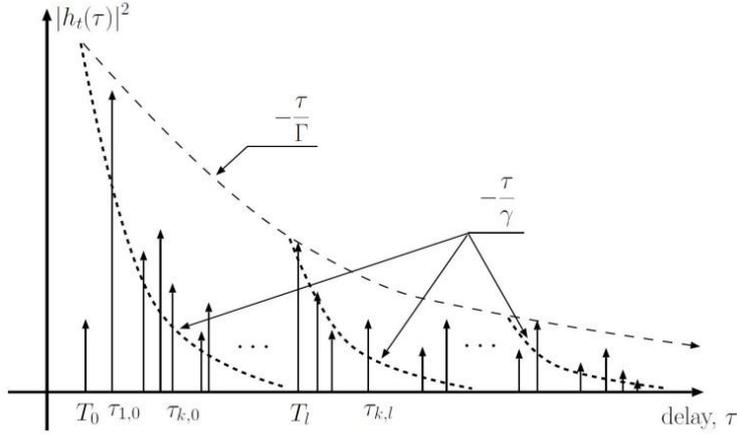


Figure 3-54 : Réponse impulsionnelle du canal avec les "Cluster" selon le modèle de Saleh-Valenzuela [118].

La réponse du canal selon le modèle de Saleh-Valenzuela peut être exprimée par l'équation (3-19) [119] :

$$h(\tau, \theta) = \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^{K_l} \alpha_{k,l} \cdot \delta(\tau - T_l - \tau_{k,l}) \cdot \delta(\theta - \Psi_l - \psi_{k,l}) \quad (3-19)$$

où :

- L : nombre de "clusters"
- K_l : nombre de trajets (nombre de raies) dans le cluster l .
- $\alpha_{k,l}$: coefficient du gain multi-trajet de la raie k dans le cluster l .
- T_l : temps d'arrivée de la première raie du cluster l .
- $\tau_{k,l}$: délai de la raie k dans le cluster l relative à T_l .
- Ψ_l : angle moyen d'arrivée du cluster l .
- $\psi_{k,l}$: angle d'arrivée de la raie k dans le cluster l .

Des mesures de propagation à 60 GHz menées en 2007, par le sous-comité travaillant sur la modélisation du canal de propagation selon la norme IEEE 802.15.3c [120], ont prouvé la présence d'une composante (trajet) LOS dominante en plus du phénomène de "clustering", un terme supplémentaire se rajoute à l'équation (3-19) et la réponse du canal est donnée par :

$$h(\tau, \theta) = \beta \cdot \delta(\tau) + \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^{K_l} \alpha_{k,l} \cdot \delta(\tau - T_l - \tau_{k,l}) \cdot \delta(\theta - \Psi_l - \psi_{k,l}) \quad (3-20)$$

Un code Matlab a été développé afin de modéliser la réponse du canal sans fil basé sur des mesures de transmission réelle à 60 GHz. L'interfaçage avec ADS se fait de la même manière que pour le cas de la génération/traitement du signal OFDM à travers un échange de fichiers communs. Après transmission (par simulation) à travers la liaison RoF, le signal de sortie est exporté sur Matlab afin de réaliser la transmission sans fil conformément aux conditions de mesures à 60 GHz, des mélangeurs idéaux sont implémentés et le récepteur est considéré idéal (sensibilité infinie), et, l'affaiblissement dû aux pertes de propagation n'est pas pris en compte. D'ailleurs c'est l'influence des trajets multiples (le modèle du canal) qui est pris en considération.

La Figure 3-55 montre des résultats de simulation d'EVM pour deux scénarios du canal sans fil correspondant à un environnement d'une transmission dans un bureau [119]. La différence entre ces deux scénarios est l'orientation des antennes Tx / Rx qui est de $15^\circ/15^\circ$ pour le "canal sans fil 1" et $30^\circ/30^\circ$ pour le "canal sans fil 2". Le paramétrage du canal pour ces deux montages est exposé en Annexes A.3. Ces simulations sont réalisées pour un format de modulation QPSK avec un débit de 3.08 Gb/s. Des résultats d'EVM acceptables sont obtenues pour le canal sans fil 1 avec les angles $15^\circ/15^\circ$. Un EVM de 23% est considéré correspondant à un TEB de l'ordre de 10^{-5} ce qui peut être réduit à 10^{-9} avec l'utilisation d'un code correcteur d'erreur rendant ainsi la transmission sans erreur [6]. Une plage dynamique exploitable de l'ordre de 33 dB est obtenu pour la liaison à modulation directe et de l'ordre de 25 dB pour la liaison à modulation externe. Ces résultats sont optimistes mais restent à valider par des mesures de transmission à effectuer en temps réel.

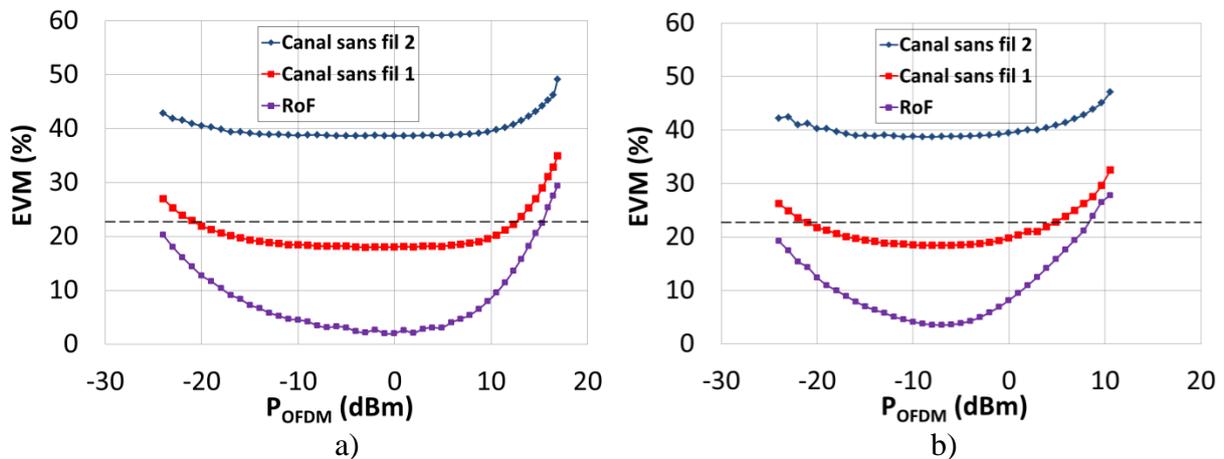


Figure 3-55 : Simulation de la liaison complète incluant la liaison RoF et la liaison sans fil à 60 GHz pour un format de modulation QPSK : a) la liaison RoF à modulation directe pour I_{bias} de 80 mA et b) la liaison RoF à modulation externe avec le modulateur à électro-absorption pour V_{bias} de -2 V et I_{bias} du laser DFB de 50 mA.

3.5. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude de la qualité de transmission des signaux numériques complexes sur des liaisons RoF IM-DD. Ceux-ci forment le signal multi-porteuses OFDM qui module l'enveloppe du signal optique après transposition sur une fréquence intermédiaire IF. Le paramètre de qualité choisi est l'EVM. Cette étude est réalisée pour des normes de signaux ULB en bande centimétrique et millimétrique par mesures et simulations. Une méthode de co-simulation numérique/analogique est exploitée sous ADS qui combine un simulateur d'enveloppe et un simulateur des données numériques.

Dans un premier temps, l'étude est concentrée en bande centimétrique. Le signal OFDM à transmettre est généré sous ADS conformément au standard ECMA-368, ce signal est généré physiquement par le générateur des données arbitraires AWG. Une transmission multi-bandes MB-OFDM est effectuée selon le code de saut de fréquence TFC1. Tout d'abord, la configuration de la liaison back-to-back est établie, les simulations et mesures d'EVM sont effectuées. Cette configuration a pour but de déterminer les limitations des étages électriques du système qui sont dues principalement au PAPR du signal OFDM transmis. Ensuite, le banc de mesures des systèmes RoF est établi pour la liaison à modulation directe avec le laser DFB de 3Sphonic (référéncé "laser 1", paragraphe 2.1.1.1) et la liaison à modulation externe avec le modulateur à électro-absorption EML (référéncé "EML1", paragraphe 2.1.2). La transmission est effectuée pour deux formats de modulation QPSK et 16QAM et un débit

maximum de 480 Mb/s. La qualité du système est analysée en termes d'EVM en mesure et simulation.

Une relation directe simplifiée entre le facteur de bruit et l'EVM a été mise en évidence, validant ainsi les calculs et simulations du NF étudiés au Chapitre 2 (paragraphe 2.2.4). Cela montre que le rapport NF entre deux conditions de polarisation peut donner une image de rapport d'EVM entre ces deux conditions lorsque nous travaillons en régime petit signal. La contribution de chacune des sources de bruit de la liaison RoF est aussi analysée en termes d'EVM, ceci est également conforme aux calculs des densités spectrales de bruit étudiés au Chapitre 2 (paragraphe 2.2.3). En régime grand signal, les effets non-linéaires des liaisons RoF sont montrés par mesures et simulations d'EVM.

Dans un deuxième temps, l'étude de la qualité de transmission de signaux ULB s'est poursuivie pour la norme millimétrique dédiée aux applications à 60 GHz. Le signal OFDM est généré sous Matlab conformément à la norme IEEE 802.15.3c. D'abord, les mêmes configurations étudiées en bandes centimétriques sont exploitées pour la transmission en bande millimétrique et réalisées en simulation. Puis, le banc de mesure de trois configurations RoF est mis en œuvre : liaison RoF à modulation directe avec les modules TOSA-ROSA (paragraphe 2.1.6), liaison RoF à modulation externe avec l'EML (référéncé "EML2", paragraphe 2.1.2) et liaison RoF avec le MZM (paragraphe 2.1.3). La performance de ces trois liaisons RoF est analysée en termes d'EVM et la dynamique en puissance d'entrée RF est déterminée pour chacune de ces liaisons. Des résultats d'EVM similaires auraient été obtenus avec d'autres normes millimétriques, comme la norme IEEE 802.11ad.

Les principaux résultats de qualité de transmission de signaux en bande millimétrique des trois liaisons RoF IM-DD en termes d'EVM et dynamique de liaison sont résumés dans le Tableau suivant :

Tableau 3-3 : Résultats de performance des trois liaisons RoF exploités pour la transmission des signaux complexes en bande millimétrique.

	Liaison RoF à modulation directe (TOSA-ROSA)	Liaison RoF EML		Liaison RoF MZM		
Formats de modulation disponibles	QPSK	QPSK	16QAM	QPSK	16QAM	64QAM
EVM_{min}	14 %	9 %	9 %	7 %	7 %	7 %
Plage dynamique maximale	12 dB	> 20 dB	4 dB	> 22 dB	>14 dB	≈ 6 dB
Débit de transmission maximal (Gb/s)	3.08	3.08	6.16	3.08	6.16	9.24

La liaison RoF à modulation directe est plus avantageuse par rapport aux autres liaisons, en termes de coût et de facilité d'installation dans les réseaux locaux grâce à la taille optimum des transducteurs E/O et O/E (TOSA-ROSA) et du fait d'utiliser une fibre optique multi-modes. Cependant, un meilleur EVM et une dynamique plus large ont été constatés pour les

liaisons RoF à modulation externe. La liaison avec l'EML a l'avantage d'être plus compact du fait de l'intégration du laser DFB avec le modulateur externe sur la même puce. La liaison avec le MZM représente la liaison offrant le plus de linéarité grâce à la caractéristique du MZM, ceci permet d'atteindre une qualité de transmission acceptable pour un débit élevé d'environ 9.24 Gb/s avec un format de modulation 16 QAM. Ces résultats de performances sont en accord avec les analyses analogiques des systèmes RoF menées au chapitre précédent.

Dans un dernier temps, une étude complémentaire visant l'intégration d'une liaison sans fil à 60 GHz a été considérée. Cela a pour objectif de construire un système de simulation complet comportant la liaison fibrée et celle sans fil. Le canal sans fil exploité ici est celui établi par le comité TG3c [120]. La transmission sans fil est effectuée, par Matlab, sur le signal reçu en sortie du système RoF. Des résultats d'EVM de la simulation d'une transmission menée à travers ce système montre une qualité exploitable pour des signaux complexes modulés selon le format QPSK à un débit de 3.08 Gb/s. Cette expérience reste à réaliser en mesure pour validation du schéma de simulation.

Conclusion et perspectives

Le contexte de cette thèse s'articule autour de la modélisation électrique des composants optoélectroniques et optiques pour le dimensionnement et l'analyse des liaisons radio sur fibre intégrant aussi les composants et circuits électroniques. La performance et la qualité de transmission des signaux numériques complexes de type OFDM à travers ces liaisons RoF sont ainsi étudiées par représentation en circuits équivalents de l'ensemble de leurs éléments. L'engouement des applications sans fil à 60 GHz, assurant une bande passante élevée et un débit de plusieurs Gb/s, a incité l'utilisation de la technologie RoF pour assurer la couverture radio. Des normes de transmission telles que IEEE 802.15.3c ou IEEE 802.11ad ont été proposées et largement exploitées par la communauté scientifique. Une liaison RoF a l'avantage d'être transparente à la bande passante et au débit de transmission, ce qui la rend comme une solution efficace pour la coexistence des différentes applications.

Les différentes architectures des liaisons RoF pour les applications sans fil dans la bande 60 GHz ont été décrites. Elles sont séparées en deux catégories en fonction de la nature de génération de la porteuse : une solution électrique intégrant oscillateurs et étage de conversion ou une solution optique par mélange de deux signaux optiques. L'état de l'art de ces techniques et configurations RoF dédiées à la génération des signaux millimétriques a été présenté au début de ce manuscrit. Nous avons privilégié la liaison RoF à modulation d'intensité et détection directe (IM-DD) étant donné sa simplicité et son efficacité vis-à-vis de la performance requise pour les applications désirées. La modulation des transducteurs optiques est réalisée à une fréquence intermédiaire et la transposition en fréquence est donc réalisée par des étages électroniques. Nous nous sommes intéressés uniquement à l'influence de la liaison RoF sur les signaux transmis. Les circuits électriques équivalents des différents composants des liaisons RoF IM-DD ont été présentés afin d'illustrer notre méthode de modélisation. Ces circuits peuvent intégrer des sources de bruit et les non-linéarités qui présentent les limitations principales d'un système RoF.

Les circuits électriques équivalents des composants optoélectroniques ont été déterminés à partir des différentes caractéristiques statiques et dynamiques mesurées. Ainsi, les modèles sont compatibles pour des composants commerciaux ou des prototypes laboratoire/industriel. Par rapport aux travaux antérieurs à cette thèse, les modèles des transducteurs E/O ont fait l'objet de plus de considération. En effet, la méthode d'extraction des paramètres physiques du laser à semi-conducteur a été implémentée sous ADS ce qui permet d'optimiser ces valeurs par les techniques d'ajustement. Le circuit électrique équivalent en enveloppe du MZM a été développé. Le circuit équivalent de la fibre optique considère uniquement la dispersion chromatique et celui de la photodiode uniquement la conversion optique/électrique et les bruits de grenaille et d'obscurité. Ces différents modèles équivalents ont permis ensuite l'analyse analogique des systèmes RoF IM-DD à modulation directe et externe. L'analyse a été réalisée en termes de bruit et non-linéarité en déterminant des paramètres caractérisant une liaison analogique comme le facteur de bruit et le SFDR. Pour une liaison à modulation directe à l'aide d'un laser DFB délivrant des puissances optiques de quelques milliwatts, le RIN est le bruit prédominant pour différentes valeurs de courant de polarisation. A faible puissances RF de modulation, la source de bruit prédominante de la liaison à modulation externe dépend essentiellement de la valeur de la tension de polarisation des modulateurs MZM et MEA et est limitée par le bruit thermique (intrinsèque du LNA lorsqu'il est placé après la photodiode) pour les tensions de polarisation donnant de faibles puissances optiques.

Par contre, étant donné le niveau des puissances optiques à l'entrée des modulateurs et les pertes d'insertion liées au couplage optique, le bruit de grenaille est souvent limitatif pour ces liaisons. Concernant la dynamique des systèmes RoF évaluée par le SFDR, la valeur maximale a été obtenue pour la liaison RoF à modulation externe avec le MZM qui offre la meilleure performance en termes de linéarité. Ces modèles électriques équivalents ont permis ainsi d'utiliser une procédure de simulation purement électrique par évaluation des paramètres caractérisant un système analogique.

Le lien optique est utilisé comme support de transmission de signaux radio de type OFDM et l'analyse de la qualité des signaux reçus est réalisée par la détermination de l'EVM. La co-simulation numérique/analogique disponible sous ADS offre la possibilité d'une telle analyse. La transmission des signaux numériques complexes par modulation analogique de l'intensité du signal optique délivré par la source laser est évaluée par une simulation d'enveloppe. Étant donné que l'enveloppe de la puissance optique a été modélisée par un courant dans les différents circuits équivalents, une modulation de ce courant reflète ainsi la modulation de l'enveloppe optique. La procédure de génération/traitement du signal OFDM suivant la norme ECMA-368 est totalement gérée sous ADS. L'introduction de la liaison RoF avec les différents paramètres permet d'obtenir les EVMs correspondants. Ces derniers sont repérés en fonction de la puissance du signal injectée à l'entrée des transducteurs optiques et du point de polarisation choisi. Les résultats de simulation obtenus sont très proches de ceux mesurés ce qui a permis de valider la méthode de simulation. La transmission des signaux OFDM suivant la norme IEEE 802.15.3c a été ensuite évaluée. Les outils de génération/traitement d'un tel signal ne sont pas disponibles sous le logiciel, ce qui nous a amené à utiliser un code Matlab afin de réaliser cette tâche. La technique de co-simulation a été toujours exploitée mais en utilisant des composants spécifiques qui intègrent les fichiers I-Q du signal OFDM. Les données ont été ensuite traitées sous Matlab pour l'évaluation de l'EVM. Les valeurs des EVMs obtenus par simulation présentent de bonnes concordances avec les mesures pour chaque liaison RoF. Cette méthode de modélisation a permis une meilleure compréhension de l'impact et de la contribution du bruit et de la non-linéarité de chaque étage constituant le système RoF.

Pour la transmission du signal radio dans la bande 60 GHz, le système à modulation directe avec les modules TOSA/ROSA est le moins performant comparé aux systèmes à modulation externe avec le MZM et le MEA. En effet, la valeur minimale de l'EVM obtenue avec ces modules est environ le double de celle obtenue avec le MZM. Ceci est lié au niveau de la puissance optique délivrée par le module TOSA qui est relativement faible comparé aux diodes lasers DFB. Le facteur de bruit est ainsi plus élevé dans le cas de la modulation directe avec le TOSA/ROSA. Concernant la modulation externe, l'EVM minimum du système avec le MZM est inférieur à celui obtenu avec le MEA. La dynamique pour laquelle l'EVM ne dépasse pas la limite propre à chaque modulation est meilleure en modulation externe avec le MZM.

Les modèles électriques équivalents des composants optoélectroniques constituant les systèmes RoF IM-DD ont été ainsi validés par simulation système. Ces modèles, qui permettent d'avoir accès aux caractéristiques électriques et optiques des composants de la liaison RoF, aident au dimensionnement d'un système radio sur fibre en fournissant toutes les caractéristiques systèmes d'une liaison analogique. L'avantage réside dans la reconfigurabilité de ces modèles électriques, l'étude conjointe des circuits photoniques et électroniques et la possibilité de paramétrage aisé des points de fonctionnement. Tous ces éléments offrent à ce type de modélisation un intérêt particulier dans la conception de circuits intégrés photoniques-hyperfréquences. Il peut s'agir des circuits de commande intégrés aux diodes lasers mais également des circuits du photodétecteur pour les applications hautes fréquences ou ultra-

rapide. Une autre étude concerne les circuits de boucle de verrouillage de phase intégrés pour les solutions d'hétérodynage optique ou de génération de signaux hyperfréquences et millimétriques par mélange optique.

Les résultats obtenus par simulation des liaisons RoF avec le canal de transmission sans fil doivent être validés par des mesures. L'effet des étages électroniques de conversion de fréquence sera ainsi établi par simulation. La modélisation du laser VCSEL multi-modes est à envisager à partir des équations de continuité considérant les différents modes. Le développement du modèle équivalent de la fibre multi-modes complétera cet aspect multimodal afin d'étudier des liaisons complètes et d'analyser le bruit modal et son effet sur les performances systèmes. La distribution radio au dernier kilomètre sur une fibre multi-modes peut être concrètement analysée. L'introduction de la non-linéarité de la fibre optique permettra d'étudier les effets de conversion de bruit liés au fort niveau de puissance optique et la longueur de la fibre. Cet effet est souvent observé dans la mesure de la largeur à mi-hauteur des sources lasers par la technique de self-hétérodyne ce qui aidera à évaluer la bonne valeur. La non-linéarité de la photodiode viendra compléter l'ensemble de ces modèles afin d'envisager une étude complète et diversifiée de systèmes.

Concernant les liaisons radio sur fibre, un type de signaux complexes tel que le (FBMC, Filter Bank Multi-Carrier) [121] assurant une meilleure pureté et efficacité spectrale est à envisager pour les futures applications 5G.

Annexes

A.1 : Durée de vie des photons et des électrons

- La durée de vie des photons : à la condition du seuil, nous pouvons exprimer ce paramètre par :

$$\frac{1}{\tau_p V_g} = \Gamma g_{th} = \langle \alpha_i \rangle + \alpha_m$$

$$\frac{1}{\tau_p} = V_g \alpha_T \text{ avec } \alpha_T = \langle \alpha_i \rangle + \alpha_m$$

Où

- $\langle \alpha_i \rangle$ les pertes intrinsèques
- α_m les pertes des miroirs
- α_T les pertes totales

En reformulant la dernière équation :

$$\frac{1}{\tau_p} = V_g \frac{\alpha_T}{\alpha_m} \alpha_m$$

$$\tau_p = \frac{\alpha_m}{\alpha_T} \frac{1}{V_g \alpha_m} \quad (1')$$

Nous savons que l'efficacité (le rendement du laser correspondant à la pente de la caractéristique statique L-I) peut être donnée par :

$$\eta_{LI} = \eta_i \frac{h\nu}{q} \frac{\alpha_m}{\alpha_T}$$

Donc :

$$\frac{\alpha_m}{\alpha_T} = \frac{\eta_{LI}}{\eta_i} \frac{q}{h\nu} \quad (2')$$

En substituant (2') dans (1') nous obtenons :

$$\tau_p = \frac{\eta_{LI}}{\eta_i} \frac{q}{V_g \alpha_m h\nu}$$

- La durée de vie des électrons : ce paramètre se déduit à partir de l'équation de continuité des électrons :

$$\frac{dn}{dt} = \frac{I_{pol}}{qV_{OL}} - \frac{n}{\tau_n} - av_g(n - n_0)s(1 - \epsilon s)$$

Au seuil $\frac{dn}{dt} = 0$ et l'émission stimulée est nulle, cela donne :

$$0 = \frac{I_{th}}{qV_{ol}} - \frac{n_{th}}{\tau_n} - 0$$

D'où :

$$\frac{I_{th}}{qV_{ol}} = \frac{n_{th}}{\tau_n}$$

Et on obtient :

$$\tau_n = \frac{qn_{th}V_{ol}}{I_{th}}$$

A.2 : Coefficient du gain différentiel

Ce coefficient peut être lié à la fréquence de relaxation par l'équation :

$$\omega_R^2 = (2\pi f_R)^2 = \frac{V_g a}{qV_p} \eta_i (I_{bias} - I_{th})$$

Où $V_p = \frac{V_{ol}}{r}$ et le premier terme (a_1) du coefficient du gain différentiel s'écrit :

$$a_1 = \frac{qV_{OL}\omega_R^2}{\Gamma V_g \eta_i (I_{bias} - I_{th})} \quad (3')$$

Le gain linéaire dépend de la densité des porteurs et est donné par :

$$g = a(n - n_0)$$

Au seuil :

$$g_{th} = a(n_{th} - n_0)$$

On sait qu'au seuil $\Gamma g_{th} = \frac{1}{\tau_p V_g}$, ce qui donne :

$$\frac{1}{\Gamma V_g \tau_p} = a(n_{th} - n_0)$$

Et on obtient :

$$a_2 = \frac{1}{\Gamma V_g \tau_p (n_{th} - n_0)} \quad (4')$$

Le coefficient du gain différentiel a peut prendre la valeur moyenne de la somme de (3') et (4') afin d'atteindre la précision la plus élevée :

$$a = \frac{1}{2\Gamma V_g} \left(\frac{qV_{OL}\omega_R^2}{\eta_i (I_{bias} - I_{th})} + \frac{1}{\tau_p (n_{th} - n_0)} \right)$$

A.3 : Paramétrage du canal sans fil à 60 GHz

Le tableau suivant donne les valeurs des principaux paramètres nécessaires pour le paramétrage du modèle de la réponse du canal sans fil à 60 GHz pour deux configurations de réseaux domestiques correspondant à des orientations différentes des antennes Tx/Rx : 15°/15° pour le "canal sans fil 1" et 30°/30° pour le "canal sans fil 2".

Tableau A1 : Paramètres des modèles du canal de transmission sans fil.

Paramètres	Description	Canal 1 (15° – 15°)	Canal 2 (30° – 30°)
Λ (1/ns)	Cluster arrival rate	0.045	0.041
λ (1/ns)	Ray arrival rate	0.93	0.971
Γ (ns)	Cluster decay rate	12.6	49.8
γ (ns)	Ray decay rate	4.98	45.2
σ_c (dB)	Cluster lognormal standard deviation	7.34	6.6
σ_r (dB)	Ray lognormal standard deviation	6.11	11.3
σ_ϕ (degree)	Angle spread	107	102
\bar{L}	Average number of clusters	4	6
ΔK (dB)	Ray Rician factor	4.6	21.9
Ω (dB)	Average power of the first ray of the first cluster (for combined two path and S-V model) (dB)	-110.7	-102.15
n_d	Path loss exponent	2	2
A_{NLOS}	Constant attenuation for NLOS	0	0

Publications

Revues internationales :

- F. Deshours, G. Alquié, G. I. Abib, E. Grard, V. Rodrigues, E. Leclerc, **A. Kabalan** and A-L. Billabert, "Optical Transimpedance Receiver for High Data Transmission in OFDM Modulation Format", JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, vol. 33, no 110, pp. 2004 - 2011, 15 MAY 2015.
- **A. Kabalan**, S. Faci, A-L. Billabert, F. Deshours and C. Algani, "Direct and External Modulation of IF over Fiber for 60 GHz Wireless Applications", International Journal of Microwave and Wireless Technologies, pp. 1--6, 16 April 2015.

Conférences internationales :

- T. Cseh, **A. Kabalan**, G. Fekete, W.E. Kassa, C. Viana, A-L Billabert, T.Berceli, S. Faci, J.L. Polleux, C. Algani, "Improvements on Broadband Signals in Radio over Fiber Systems by Mode Filtering", European Microwave Conference 2016 (EuMC), London, 4-6 October 2016.
- A-L Billabert, S. Faci, W.E. Kassa, **A. Kabalan**, Y. Paugam and C. Algani, "How electrical modelling of semiconductor lasers can help to analyse complex photonic systems", International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON 2016), Trento, Italy, 10-14 July 2016.
- A-L Billabert, S. Faci, **A. Kabalan**, W.E. Kassa and C. Algani, "Advanced photonic components modeling for RoF link design", International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON 2015), Budapest, 9 July 2015.
- **A. Kabalan**, F. Deshours, A-L. Billabert, S. Faci, P. Turc, C. Algani, G. Alquié and F. Blache, "Performance Evaluation of Intensity Modulation-Direct Detection Radio over Fiber Systems with a MB-OFDM signals", European Microwave Conference 2014, Rome, Italy, October 2014.
- A-L Billabert, S. Faci, W.E. Kassa, **A. Kabalan** and C. Algani, "Electrical simulation of RoF systems for telecommunication and defense applications", Comité de management de l'action COST (European Cooperation in Science and Technology) IC1101 OPTICWISE (Optical Wireless Communications-An emerging technology), Graz, Autriche, 7-9 July 2014.

Conférences nationales :

- **A. Kabalan**, S. Faci, A-L. Billabert, F. Deshours and C. Algani, "Etude d'une liaison RoF dédiée aux applications sans-fil en bande millimétrique", Journées Nationales Microondes (JNM2015), Bordeaux, 3-4-5 Juin 2015.

Références

- [1] "http://www.wirelesshd.org/," 20 April 2010. [Online]. Available: <http://www.wirelesshd.org/pdfs/WirelessHD-Specification-Overview-v1.1May2010.pdf>. [Accessed 13 February 2016].
- [2] J. Capmany and D. Novak, "Microwave photonics combines two worlds," *Nature Photonics*, vol. 1, no. 6, pp. 319-330, Jun, 2007.
- [3] C. Rumelhard, C. Algani and A-L. Billabert, *Microwaves Photonic Links: Components and Circuits*, ISTE WILEY, 2011.
- [4] A. Bdeoui, A-L. Billabert, J-L. Polleux, C. Algani and C. Rumelhard, "A new definition of opto-microwave S-parameters and noise figures for an IM-DD microwave photonic link," in *Proceedings of the European Microwave Association, Special issue on Microwave Photonics*, 2008.
- [5] A-L. Billabert, Q. Levesque, M. Chtioui, C. Algani, C. Rumelhard, A. Marceaux and T. Merlet, "Comparison of theoretical and measured P1dB of a photonic microwave link: influence of some physical parameters of the DFB laser," *annals of telecommunications*, vol. 68, no. 1, pp. 73-79, February 2013.
- [6] J. Guillory, «Radio over Fiber for the future Home Area Networks,» Thèse de doctorat, Université Paris-Est, Paris, 2012.
- [7] D. Hillerkuss, R. Schmogrow, T. Schellinger, M. Jordan, M. Winter, G. Huber, T. Vallaitis, R. Bonk, P. Kleinow, F. Frey, M. Roeger, S. Koenig, A. Ludwig, A. Marculescu, J. Li, M. Hoh, M. Dreschmann, J. Meyer, S. Ben Ezra, N. Narkiss, B. Nebendahl, F. Parmigiani, P. Petropoulos, B. Resan, A. Oehler, K. Weingarten, T. Ellermeyer, J. Lutz, M. Moeller, M. Huebner, J. Becker, C. Koos, W. Freude and J. Leuthold, "26 Tbit s-1 line-rate super-channel transmission utilizing all-optical fast Fourier transform processing," *Nature Photonics*, vol. 5, no. 6, p. 364–371, 22 May 2011.
- [8] J. Armstrong, "OFDM for Optical Communications," *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 27, no. 3, pp. 189 - 204, Feb.1, 2009.
- [9] Federal Communications Commission (FCC), "First Report and Order In the matter of Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems," April 22, 2002.
- [10] G. Heidari, *WiMedia UWB: Technology of Choice for Wireless USB and Bluetooth*, John Wiley & Sons, Ltd, 2008, p. 308.
- [11] «High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard, Standard ECMA-368,» December 2008.
- [12] N. J. Gomes, M. Moran, A. Alphones, B. Cabon, J. E. Mitchell, C. Lethien, M. Csörnyei, A. Stöhr and S. Iezekiel, "Radio-over-fiber transport for the support of wireless broadband services [Invited]," *JOURNAL OF OPTICAL*

NETWORKING, vol. 8, no. 2, pp. 156-178, February 2009.

- [13] N. J. Gomes, P. P. Monteiro and A. Gameiro, *NEXT GENERATION WIRELESS COMMUNICATIONS USING RADIO OVER FIBER*, John Wiley & Sons, Ltd, 2012.
- [14] V. A. Thomas, S. Ghafoor, M. El-Hajjar and L. Hanzo, "A Full-Duplex Diversity-Assisted Hybrid Analogue/Digitized Radio Over Fibre for Optical/Wireless Integration," *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, vol. 17, no. 2, pp. 409 - 412, janvier 2013.
- [15] V. J. Urick, F. Bucholtz, J. D. McKinney, P. S. Devgan, A. L. Campillo, J. L. Dexter and K. J. Williams, "Long-Haul Analog Photonics," *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, vol. 29, no. 8, pp. 1182-1205, APRIL 2011.
- [16] K. Garenaux, T. Merlet, M. Alouini, J. Lopez, N. Vodjdami, R. Boula-Picard, C. Fourdin and J. Chazelas, "Recent Breakthroughs in RF Photonics for Radar Systems," *IEEE A&E SYSTEMS MAGAZINE*, vol. 22, no. 2, pp. 3-8, FEBRUARY 2007.
- [17] S. Iezekiel, *Microwave Photonics : Devices and Applications*, John Wiley & Sons, Ltd, 2009.
- [18] M. Sauer, A. Kobayakov and J. George, "Radio Over Fiber for Picocellular Network Architectures (Invited Paper)," *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, vol. 25, no. 11, pp. 3301-3320, NOVEMBER 2007.
- [19] S. Collonge, G. Zaharia and G.E. Zein, "Influence of the human activity on wide-band characteristics of the 60 GHz indoor radio channel," *IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS*, vol. 3, no. 6, pp. 2396 - 2406, NOVEMBER 2004.
- [20] B. Cai and A. J. Seeds, "Optical Frequency Modulation Links: Theory and Experiments," *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, vol. 45, no. 4, pp. 505-511, APRIL 1997.
- [21] J. Guillory, E. Tanguy, A. Pizzinat, B. Charbonnier, S. Meyer, C. Algani and H.W. Li, "A 60 GHz wireless home area network with radio over fiber repeaters," *IEEE J. Lightwave Tech.*, vol. 29, no. 16, pp. 2482-2488, 2011.
- [22] A. Ng'oma, P. Shih, J. George, F. Annunziata, M. Sauer, C. Lin, W. Jiang, J. Chen and S. Chi, "21 Gbps OFDM wireless signal transmission at 60 GHz using a simple IMDD radio-over-fiber system," in *Optical Fiber Communication (OFC), collocated National Fiber Optic Engineers Conference, 2010 Conference on (OFC/NFOEC)*, San Diego, CA, 21-25 March 2010.
- [23] C. Bohémond, T. Rampone and A. Sharaiha, "Performances of a Photonic Microwave Mixer Based on Cross-Gain Modulation in a Semiconductor Optical Amplifier," *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, vol. 29, no. 16, pp. 2402 - 2409, juin 2011.
- [24] H.-J. Kim and J.-I. Song, "Simultaneous WDM RoF signal generation

- utilizing an all-optical frequency upconverter based on FWM in an SOA," *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS*, vol. 23, no. 12, p. 828–830, Jun, 2011.
- [25] T. Rampone, A. Lagrost, A. Sharaiha and A. Kabalan, "Optical Radiofrequency Signal Mixing by All-Optical Sampling Based on a Semiconductor Optical Amplifier Mach–Zehnder Interferometer," *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, vol. 31, no. 23, pp. 3597-3602, DECEMBER, 2013.
- [26] G.H. Smith, D. Novak and Z. Ahmed, "Technique for optical SSB generation to overcome dispersion penalties in fibre-radio systems," *Electronics Letters*, vol. 33, no. 1, pp. 74 - 75, Jan 1997.
- [27] W. E. Kassa, «Electrical modeling of semiconductor laser for high data rate wireless communication,» Thèse de doctorat, Université Paris-Est, 2015.
- [28] L. N. Langley, M. D. Elkin, C. Edge, M. J. Wale, U. Gliese, X. Huang and A. J. Seeds, "Packaged semiconductor laser optical phase-locked loop (OPLL) for photonic generation, processing and transmission of microwave signals," *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, vol. 47, no. 7, pp. 1257-1264, JULY 1999.
- [29] R-P. Braun, G. Grosskopf, H. Heidrich, C. Helmolt, R. Kaiser, K. Kruger, U. Kruger, D. Rohde, F. Schmidt, R. Stenzel and D. Trommer, "Optical Microwave Generation and Transmission Experiments in the 12- and 60-GHz Region for Wireless Communications," *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, vol. 46, no. 4, pp. 320-330, APRIL 1998.
- [30] D. Wake, C. R. Lima and P. A. Davies, "Optical Generation of Millimeter-Wave Signals for Fiber-Radio Systems Using a Dual-Mode DFB Semiconductor Laser," *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, vol. 43, no. 9, pp. 2270-2276, SEPTEMBER, 1995 .
- [31] S. Ginestar, F. Van Dijk, A. Accard, F. Poingt, F. Pommereau, L. Le Gouezigou, O. Le Gouezigou, F. Lelarge, B. Rousseau, J. Landreau, J-P. Vilcot and G-H. Duan, "Tunable dual-mode DFB laser for millimetre-wave signal generation," *The European Physical Journal Applied Physics*, vol. 53, no. 3, 2011.
- [32] G. H. Nguyen, B. Cabon and Y. Le Guennec, "Generation of 60-GHz MB-OFDM Signal-Over-Fiber by Up-Conversion Using Cascaded External Modulators," *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, vol. 27, no. 11, pp. 1496-1502, JUNE, 2009.
- [33] A. H. M. R. Islam, M. Bakaul, A. Nirmalathas and G. E. Town, "Millimeter-Wave Radio-Over-Fiber System Based on Heterodyned Unlocked Light Sources and Self-Homodyned RF Receiver," *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS*, vol. 23, no. 8, pp. 459- 461, APRIL, 2011.
- [34] O. Omomukuyo, M. P. Thakur and J. E. Mitchell, "Simple 60-GHz MB-OFDM Ultrawideband RoF System Based on Remote Heterodyning," *IEEE*

PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS, vol. 25, no. 3, pp. 268 - 271, Feb. 2013.

- [35] I. G. Insua, D. Plettmeier and C. G. Schäffer, "Simple Remote Heterodyne Radio-Over-Fiber System for Gigabit Per Second Wireless Access," *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, vol. 28, no. 16, pp. 2289-2295, AUGUST 2010.
- [36] J. F. Lecoche, E. Tanguy, B. Charbonnier, H. W. Li, F. Van Dijk, A. Enard, F. Blache, M. Groix and F. Mallécot, "Transmission quality measurement of two types of 60 GHz millimeter-wave generation and distribution system," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 23, p. 5469–5474, December 2009.
- [37] KEYSIGHT TECHNOLOGIES , *Advanced Design System (ADS)*, 2011.
- [38] C. Rumelhard, C. Algani and A-L. Billabert, *Microwaves Photonic Links: Components and Circuits*, ISTE WILEY, 2011, p. 396.
- [39] W-E. Kassa, A-L. Billabert, S. Faci and C. Algani, "Electrical modeling of semiconductor laser diode for heterodyne RoF system simulation," *Quantum Electronics, IEEE Journal of*, vol. 49, no. 10, pp. 894 - 900, 23 juillet 2013.
- [40] W-E. Kassa, A-L. Billabert, S. Faci and C. Algani, "Simulation of heterodyne RoF systems based on 2 DFB lasers: application to an optical phase-locked loop design," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 6, no. 2, pp. 207-211, April 2014.
- [41] F. Deshours, C. Algani, F. Blache, G. Alquié, C. Kazmierski and C. Jany, "New Nonlinear Electrical Modeling of High-Speed Electroabsorption Modulators for 40 Gb/s Optical Networks," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 6, pp. 880-887, 2011.
- [42] F. Parésys, "Etude du mélange optoélectronique par photodiode en vue d'applications radio sur fibre à 60 GHz," Thèse de doctorat, Université de Grenoble, 2012.
- [43] Z. Abdallah, A. Rumeau, A. Fernandez, G. Cibiel and O. Llopis, "Nonlinear Equivalent-Circuit Modeling of a Fast Photodiode," *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS*, vol. 26, no. 18, pp. 1840-1842, SEPTEMBER, 2014.
- [44] H. BRAHIMI, "Etude en bruit de systèmes optiques hyperfréquences Modélisation, caractérisation et application à la métrologie en bruit de phase et à la génération de fréquence," Thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2010.
- [45] P. Morel and A. Sharaiha, "Wideband Time-Domain Transfer Matrix Model Equivalent Circuit for Short Pulse Propagation in Semiconductor Optical Amplifiers," *IEEE JOURNAL OF QUANTUM ELECTRONICS*, vol. 45, no. 2, pp. 103-116, Feb. 2009.
- [46] S. Ghoniemy, L. MacEachern and S. Mahmoud, "Extended Robust Semiconductor Laser Modeling for Analog Optical Link Simulations," *IEEE JOURNAL OF SELECTED TOPICS IN QUANTUM ELECTRONICS*, vol. 9, no. 3, pp. 872-878, MAY/JUNE 2003.

- [47] I. C. H. Cox, ANALOG OPTICAL LINKS Theory and Practice, New York: Cambridge University Press, 2004.
- [48] C. Schwob and L. Julien, "Le laser : principe de fonctionnement," *La Société Française de Physique, Reflets de la Physique*, no. 21, pp. 12 - 16, octobre 2010.
- [49] L. A. Coldren, S. W. Corzine and M. L. Masanovic, Diode Laser and Photonic Integrated Circuit-Second Edition, John Wiley & Sons, 2012.
- [50] R. Tucker and D. Pope, "Circuit modeling of the effect of diffusion on damping in a narrow-stripe semiconductor laser," *IEEE JOURNAL OF QUANTUM ELECTRONICS*, vol. 19, no. 7, pp. 1179 - 1183, Jul 1983.
- [51] C. HARDER, J. KATZ, S. MARGALIT, J. SHACHAM and A. YARIV, "Noise Equivalent Circuit of a Semiconductor Laser Diode," *IEEE JOURNAL OF QUANTUM ELECTRONICS*, vol. 18, no. 3, pp. 333-337, MARCH, 1982.
- [52] J. Perchoux, A. Rissons and J-C. Mollie, "Multimode VCSEL model for wide frequency-range RIN simulation," *Optics Communications*, vol. 281, no. 1, p. 162–169, January 2008.
- [53] R. Tucker, "Large-signal circuit model for simulation of injection-laser modulation dynamics," *IEE Proceedings I, Solid-State and Electron Devices*, vol. 128, no. 5, pp. 180-184, October 1981.
- [54] H. Elkadi, S. Maricot, R. Hamelin, J. Harari, J. Vilcot et D. Decoster, «A large signal equivalent circuit model for multielectrode laser and microwave semiconductor lasers for CAD applications,» chez *Microwave Symposium Digest, 1993., IEEE MTT-S International*, Atlanta, GA, USA, June 1993.
- [55] A. P. DeFonzo and B. Gomatam, "MULTIMODE ANALYSIS OF SEMICONDUCTOR LASERS THROUGH A LARGE SIGNAL NONLINEAR EQUIVALENT CIRCUIT MODEL," *MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS*, vol. 1, no. 3, pp. 102-104, May 1988.
- [56] PHOTLINE Technologies , «1550 nm band 40-44 Gb/s Intensity Modulator,» [En ligne]. Available: <http://www.photline.com/product/view/35/>. [Accès le 2 Novembre 2015].
- [57] A. Hilt, "Microwave harmonic generation in fiber-optical links," in *Microwaves, Radar and Wireless Communications. 2000. MIKON-2000. 13th International Conference on* , Wroclaw, 2000.
- [58] I. C. H. COX, "Link components and their small-signal electro-optic models," in ANALOG OPTICAL LINKS Theory and Practice, New York: Cambridge University Press, P. 39, 2004.
- [59] A. Garreau, M-C. Cuisin, J-G. Provost, F. Jorge, A. Konczykowska, C. Jany, J. Decobert, O. Drisse, F. Blache, D. Carpentier, E. Derouin, F. Martin, N. Lagay, J. Landreau et C. Kazmierski, «Wide Temperature Range Operation at 43Gbit/s of 1.55µm InGaAlAs Electroabsorption Modulated Laser with Single Active Layer,» chez *International Conference on Indium Phosphide and Related*

Materials, Matsue, Japan, 2007.

- [60] I. C. H. COX, "Link components and their small-signal electro-optic models," in *ANALOG OPTICAL LINKS Theory and Practice*, New York: Cambridge University Press, P. 48, 2004.
- [61] F. Deshours, A-L. Billabert, C. Algani, F. Blache, C. Rumelhard and G. Alquié, "A 40 Gbps electro-absorption modulator integrated laser modeling method for optical transmitter in ultra-wide band radio-over-fiber systems," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 1, no. 6, pp. 1-9, Jan 2010.
- [62] M. Lamelot, "Internet ultra haut débit grâce à la fibre optique," 28 Mars 2007. [Online]. Available: <http://www.tomshardware.fr/articles/Fibre-optique-internet,2-383-2.html>. [Accessed 22 Février 2016].
- [63] L. Gruner-Nielsen, S. N. Knudsen, B. Edvold, T. Veng, D. Magnussen, C. C. Larsen and H. Damsgaard, "Dispersion Compensating Fibers," *Optical Fiber Technology, Invited Paper*, vol. 6, no. 2, p. 164–180, April 2000.
- [64] J. Park, W.V. Sorin and K.Y. Lau, "Elimination of the fibre chromatic dispersion penalty on 1550nm millimetre-wave optical transmission," *ELECTRONICS LETTERS*, vol. 33, no. 6, March 1997.
- [65] G. P. AGRAWAL, *Fiber-Optic Communication Systems*, JOHN WILEY & SONS, INC., PUBLICATION , 2002.
- [66] J. Wang and K. Petermann, "Small Signal Analysis for Dispersive Optical Fiber Communication Systems," *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, vol. 10, no. 1, pp. 96 - 100, Jan 1992.
- [67] L. A. Neto, D. Erasme, N. Genay, P. Chanclou, Q. Deniel, F. Traore, T. Anfray, R. Hmadou and C. Aupetit-Berthelemot, "Simple Estimation of Fiber Dispersion and Laser Chirp Parameters Using the Downhill Simplex Fitting Algorithm," *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, vol. 31, no. 2, pp. 334-342, JANUARY, 2013.
- [68] H. Ito, T. Furuta, S. Kodama et T. Ishibashi, «InP/InGaAs uni-travelling-carrier photodiode with 310 GHz bandwidth,» *ELECTRONICS LETTERS*, vol. 36, n° 121, pp. 1809-1810, October 2000.
- [69] M. CHTIOUI, "Photodiodes UTC de puissance pour les liaisons optiques/hyperfréquences et la sommation de signaux hyperfréquences par voie optique," Thèse de doctorat, université des sciences et technologies de Lille, 2008.
- [70] G. Jianjun, G. Baoxin and L. Chunguang, "A PIN PD MICROWAVE EQUIVALENT CIRCUIT MODEL FOR OPTICAL RECEIVER DESIGN," *MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS*, vol. 38, no. 2, pp. 102-104, July 2003.
- [71] C. Fritsche and V. Krozer, "Large-signal PIN diode model for ultra-fast

- photodetectors," in *Microwave Conference, 2005 European*, 4-6 Oct. 2005.
- [72] M. Piels, A. Ramaswamy and J. E. Bowers, "Nonlinear modeling of waveguide photodetectors," *Optics Express*, vol. 21, no. 13, pp. 15634-15644, 2013.
- [73] C.-H. C. III, E-I. Ackerman, G-E. Betts and J-L. Prince, "Limits on the performance of RF-over-fiber links and their impact on device design," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techn.*, vol. 54, no. 2, 2006.
- [74] L. Paszkiewicz, "Modélisation et caractérisation de liaisons optiques mixtes fibre optique-radio et conception d'un récepteur opto-électronique," Thèse de doctorat, Université Paris-Est, Paris, 2002.
- [75] A. Bdéoui, "Etude des éléments d'une liaison optique en microondes : modèle de laser avec transposition du bruit 1/f autour de la fréquence de la modulation – Nouvelle configuration de photodétecteur à cavité étendue microphotonique," Thèse de doctorat, Université Paris-Est, Paris, 2006.
- [76] J. C. Cartledge and R. C. Srinivasan, "Extraction of DFB Laser Rate Equation Parameters for System Simulation Purposes," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 15, no. 5, pp. 852-860, May 1997.
- [77] M. Bruensteiner and G. C. Papen, "Extraction of VCSEL rate-equation parameters for low-bias system simulation," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 5, no. 3, pp. 487-494, May/June 1999.
- [78] C. Le Brun, E. Guillard and J. Citerne, "Communication systems interactive software (COMSIS): modeling of components and its application to the simulation of optical communication systems," *Applied Optics*, vol. 37, no. 26, pp. 6059 -6065, 10 September 1998.
- [79] A-L. Billabert, «Contribution à l'étude de liaisons optique-microondes par une approche complémentaire de modélisation, simulation et mesures,» Manuscrit HDR, Université Paris-Est, Paris, 2014.
- [80] L. A. Coldren et S. W. Corzine, "Gain and Current Relations," in *Diode Lasers and Photonic Integrated Circuits*, New York: John Wiley & Sons, Inc. p. 139, 1995.
- [81] L. A. Coldren et S. W. Corzine, "Dynamic Effects," in *Diode Lasers and Photonic Integrated Circuits*, New York: John Wiley & Sons, Inc., p. 188, 1995.
- [82] A-L. Billabert , S. Faci, W.E. Kassa, A. Kabalan et C. Algani, «Electrical simulation approach of RoF systems for telecommunication and defense applications,» chez *Comité de management de l'action COST (European Cooperation in Science and Technology) IC1101 OPTICWISE (Optical Wireless Communications-An emerging technology)*, Graz, Autriche, 2014.
- [83] T. Keating, X. Jin, S. L. Chuang and K. Hess, "Temperature Dependence of Electrical and Optical Modulation Responses of Quantum-Well Lasers," *IEEE*

Journal of Quantum Electronics, vol. 35, no. 10, pp. 1526-1534, October 1999.

- [84] G. BAILLI, «Contribution à la réduction du bruit d'intensité relatif des lasers à semiconducteurs pour des applications aux radars,» Thèse de doctorat, Université de Paris – Sud U.F.R. Scientifique d'Orsay, Paris, 2008.
- [85] M. C. Cox, N. J. Copner and B. Williams, "High sensitivity precision relative intensity noise calibration standard using low noise reference laser source," *Science, Measurement and Technology, IEE Proceedings*, vol. 145, no. 4, p. 163–165, Jul 1998.
- [86] F. Deshours, C. Algani, F. Blache, G. Alquié, C. Kazmierski and C. Jany, "New Nonlinear Electrical Modeling of High-Speed Electroabsorption Modulators for 40 Gb/s Optical Networks," *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, vol. 29, no. 6, pp. 880-887, 15 MARCH 2011.
- [87] EMCORE, «2522 Microwave Packaged Photodiode,» NOVEMBER 2014. [En ligne]. Available: <http://www.emcore.com/wp-content/uploads/25221.pdf>. [Accès le 10 September 2015].
- [88] NEW FOCUS, «Model 1414 25-GHz IR Photodetector,» [En ligne]. Available: <http://www.nxtbook.com/nxtbooks/newportcorp/resource2011/#/1236>. [Accès le 30 september 2015].
- [89] Finisar Corporation, «Product Specification-10Gbps 850nm VCSEL, LC and SC TOSA Package-HFE6x92-761,» Dec 2014. [En ligne]. Available: https://www.finisar.com/sites/default/files/downloads/hfe6x92-761_10gbps_850nm_vcsl_lc_sc_tosa_package_product_specification_revb01_022015.pdf. [Accès le 07 May 2016].
- [90] Finisar Corporation, «Product Specification - 10 Gbps 850nm PIN + Preamp LC ROSA Package - HFD6180-421,» Oct 2014. [En ligne]. Available: https://www.finisar.com/sites/default/files/downloads/hfd6180-421_10_gbps_850nm_pin-preamp_lc_rosa_package_product_specification_revb00_022015.pdf. [Accès le 07 May 2016].
- [91] M. Chtioui, C. Feuillet, N. Massad, A. Vidal, J. Louardi, M. Faugeron, F. Van Dijk, M. Tran, Y. Robert, E. Vinet, M. Achouche, F. Lelarge, M. Biet, E. Grard, V. Rodrigues, J.-R. Burie, F. Laruelle et A. Marceaux, «Analog microwave photonic link based on a high power directly modulated laser, a high power photodiode and passive impedance matching,» chez *Microwave Photonics (MWP), 2012 International Topical Meeting on*, 2012.
- [92] Keith J. Williams, Lee T. Nichols and Ronald D. Esman, "Photodetector Nonlinearity Limitations on a High-Dynamic Range 3 GHz Fiber Optic Link," *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, vol. 16, no. 2, pp. 192-199, FEBRUARY 1998.
- [93] D. Marpaung, "High Dynamic Range Analog Photonic Links Design and Implementation," Dissertation thesis, University of Twente, The Netherlands,

2009.

- [94] B. H. Kolner and D. W. Dolfi, "Intermodulation distortion and compression in an integrated electrooptic modulator," *APPLIED OPTICS*, vol. 26, no. 17, pp. 3676-3680, 1 September 1987.
- [95] A. Karim and J. Devenport, "High Dynamic Range Microwave Photonic Links for RF Signal Transport and RF-IF Conversion," *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, vol. 26, no. 15, pp. 2718-2724, AUGUST 2008.
- [96] F. Bucholtz, V. J. Urick, M. Godinez and K. J. Williams, "Graphical Approach for Evaluating Performance Limitations in Externally Modulated Analog Photonic Links," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 1, pp. 242-247, Jan 2008.
- [97] M. Chtioui, A. Enard, D. Carpentier, F. Lelarge, B. Rousseau, M. Achouche, A. Marceaux, A. Renoult, C. Feuillet, M. Queguiner and T. Merlet, "High power UTC photodiodes design and application for analog fiber optic links," in *Microwave Photonics, 2009. MWP '09. International Topical Meeting on*, Valencia, 14-16 Oct. 2009.
- [98] VPIsystems, «VPIphotonics DESIGN AUTOMATION,» [En ligne]. Available: <http://www.vpiphotonics.com/index.php>. [Accès le 19 May 2015].
- [99] Optiwave , "OptiSystem, Optical Communication System Design," [Online]. Available: <http://optiwave.com/category/products/system-and-amplifier-design/optisystem/>. [Accessed 30 December 2015].
- [100] RSoft , "OptSim Product Overview," [Online]. Available: <https://optics.synopsys.com/rsoft/rsoft-system-network-optsim.html>. [Accessed 30 December 2015].
- [101] T. Cseh, T. Berceci, E. Udvary et G. Fekete, «Optical Transmission of OFDM m-QAM RF Signals: Comparison of direct and external modulations,» chez *Transparent Optical Networks (ICTON), 2012 14th International Conference on*, Coventry, 2-5 July 2012.
- [102] VPIsystems, "Innovations in EDA Webcast Series_Opto-Electronic Signal Integrity on Optical Fiber Chip Electronic Signal Integrity on Optical Fiber Chip-to-Chip Links_VPIphotonics OVERVIEW," [Online]. Available: http://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/VPIphotonics_EDA-PDA_Webcast_07April2011-Print.pdf?&cc=FR&lc=fr. [Accessed 30 December 2015].
- [103] H. Khaleghi, P. Morel, T. Rampone, A. Sharaiha and M. Guegan, "Simulation d'une chaîne de transmission de signaux optiques OFDM amplifiés par des SOA pour des systèmes à réception cohérente," in *29èmes Journées Nationales d'Optique Guidée*, Besançon, France, Oct 2010.
- [104] M. A. ELAJI, *Etude et modélisation d'un système de transmission radio-sur-fibre*, Brest - France: Memoire de projet de fin d'études - TELECOM BRETAGNE, 2009.

- [105] I. C. Society, "IEEE Std 802.15.3c. Part 15.3:Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs). Amendment 2: Millimeter-wave-based. Alternative Physical Layer Extension," New York, 12 October 2009.
- [106] R.A. Shafik, S. Rahman and A.H.M. Razibul Islam, "On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics," in *International Conference on Electrical and Computer Engineering (ICECE)*, Dhaka, Bangladesh, December 2006.
- [107] R. Schmogrow, B. Nebendahl, M. Winter, A. Josten, D. Hillerkuss, S. Koenig, J. Meyer, M. Dreschmann, M. Huebner, C. Koos, J. Becker, W. Freude and J. Leuthold, "Error Vector Magnitude as a Performance Measure for Advanced Modulation Formats," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 24, no. 1, p. 61–63, 2012.
- [108] M. D. McKinley, K. A. Remley, M. Mylinski, J. S. Kenney, D. Schreurs and B. Nauwelaers, "EVM Calculation for Broadband Modulated Signals," Technical Report. Work of United States Government, 2005.
- [109] IEEE Std 802.11a-1999, Supplement to IEEE Standard for Information technology—Telecommunications and information exchange between systems — Local and metropolitan area networks—Specific requirements—, «Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band,» 1999.
- [110] B. Dusza, K. Daniel et C. Wietfeld, «Error Vector Magnitude Measurement Accuracy and Impact on Spectrum Flatness Behavior for OFDM-based WiMAX and LTE Systems,» chez *5th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCom)*, Beijing, China, September 2009.
- [111] R. MARŠÁLEK, "Analytical EVM calculation for OFDM systems with nonlinear power amplifiers," in *Proceedings of conference Student EEICT 2003.*, Brno, 2003.
- [112] R. Prasad, M. I. Rahman, S. S. Das and N. Marchetti, "Single And Multi-Carrier Mimo Transmission for Broadband Wireless Systems," in *River Publishers Series in Communications*, 2009.
- [113] H. Zareian et T.V. Vakili, «Analytical EVM, BER, and TD performances of the OFDM systems in the presence of jointly nonlinear distortion and IQ imbalance,» *annals of telecommunications*, 2009.
- [114] A-L Billabert, F. Deshours, L. Moreno, C. Algani et C. Rumelhard , «Modulator non linearity influence on UWB signal performance over RoF link,» chez *European Microwave Week*, Manchester, 2011.
- [115] C. Viana, «Technological development and system integration of VCSELs and SiGe HPT receivers for 60 GHz low cost Radio-over-Fiber applications,» Thèse de doctorat, Université Paris-Est , Paris, 2014.

- [116] A. Maltsev, R. Maslennikov, A. Sevastyanov, A. Lomayev and A. Khoryaev, "Statistical channel model for 60 GHz WLAN systems in conference room environment," *Antennas and Propagation (EuCAP)*, no. 1, pp. 12-16, 2010.
- [117] A. A. M Saleh et R. A. Valenzuela, «A statistical model for indoor multipath propagation,» *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, pp. 128-137, Feb 1987.
- [118] D. Shutin, «Cluster analysis of wireless channel impulse responses,» chez *Communications, 2004 International Zurich Seminar*, 2004.
- [119] S. Emami, *UWB Communication Systems: Conventional and 60 GHz, Principles, Design and Standards*, New York: Springer Science+Business Media, 2013.
- [120] S.K. Yong, "TG3c Channel Modeling Sub-committee Final Report IEEE 802.15-07- 0584-01-003c," Mar 2007.
- [121] P. Amini, R. Kempter and B. Farhang-Boroujeny, "A COMPARISON OF ALTERNATIVE FILTERBANK MULTICARRIER METHODS FOR COGNITIVE RADIO SYSTEMS," in *in Proc. Softw. Defined Radio Tech. Conf.*, 2006.