



**HAL**  
open science

**Etude et modélisation d'un modulateur à  
électro-absorption pour des applications de transmission  
radio sur fibre de signaux ULB aux fréquences  
centimétriques. Simulation système et caractérisation  
d'une liaison radio sur fibre à modulation externe**

Victor Girondin

► **To cite this version:**

Victor Girondin. Etude et modélisation d'un modulateur à électro-absorption pour des applications de transmission radio sur fibre de signaux ULB aux fréquences centimétriques. Simulation système et caractérisation d'une liaison radio sur fibre à modulation externe. Electronique. Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, 2016. Français. NNT : 2016PA066127 . tel-01395077

**HAL Id: tel-01395077**

**<https://theses.hal.science/tel-01395077v1>**

Submitted on 10 Nov 2016

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

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

**THESE DE DOCTORAT DE  
L'UNIVERSITE PIERRE ET MARIE CURIE**

Spécialité : Electronique

Ecole doctorale Informatique, Télécommunications et Electronique

**Présentée par**

**Victor Girondin**

**Pour obtenir le grade de**

**DOCTEUR de l'UNIVERSITÉ PIERRE ET MARIE CURIE**

Sujet de la thèse :

Etude et modélisation d'un modulateur à électro-absorption pour des applications de transmission radio sur fibre de signaux ULB aux fréquences centimétriques - Simulation système et caractérisation d'une liaison radio sur fibre à modulation externe

**Soutenu le 19 mai 2016**

devant le jury composé de :

Mme Christelle AUPETIT-BERTHELEMOT  
M. Hong Wu LI  
Mme Catherine ALGANI  
M. Aziz BENLARBI-DELAÏ  
M. Salim FACI  
M. Georges ALQUIÉ  
Mme. Frédérique DESHOURS  
M. Fabrice BLACHE

Rapporteur  
Rapporteur  
Examineur  
Examineur  
Examineur  
Directeur de thèse  
Co-Directeur de thèse  
Invité



# Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire de thèse a été effectué au Laboratoire d'Électronique et Électromagnétisme (L2E) de l'Université Pierre et Marie Curie dans le thème concernant la conception et la caractérisation de circuits et dispositifs opto-microondes. Je tiens à remercier les directeurs successifs du laboratoire, Messieurs Marc Hélier et Aziz Benlarbi-Delaï pour m'avoir accueilli au sein de cette entité de recherche. Je remercie également le professeur Aziz Benlarbi-Delaï pour avoir accepté de présider le jury, ainsi que pour ses encouragements pour mener ce travail à son terme.

Ce travail n'aurait pas été possible sans mon directeur de thèse Monsieur Georges Alquié, Professeur, et Madame Frédérique Deshours, Maître de Conférences, qui en a assuré la co-direction. Je tiens à les remercier très vivement pour toute l'aide et les conseils qu'ils ont pu m'apporter pour mener à bien l'ensemble de ce travail, aussi bien sur les aspects théoriques qu'expérimentaux, pour leur disponibilité ainsi que pour la rigueur et l'esprit de synthèse qu'ils m'ont communiqués.

Je voudrais témoigner de ma gratitude envers Madame Christelle Aupetit-Berthelemot Professeur à l'ENSIL, ainsi qu'à Monsieur Hong Wu Li, Professeur à la Faculté des Sciences et Techniques de Nantes, pour avoir accepté de juger ce travail et d'en être les rapporteurs.

Je voudrais également remercier Madame Catherine Algani, Professeur au CNAM, et Monsieur Salim Faci, Maître de Conférences au CNAM, d'avoir bien voulu examiner ce mémoire, ainsi que pour les échanges fructueux dont j'ai bénéficié au cours de ce travail.

J'adresse mes remerciements à Monsieur Fabrice Blache, ingénieur Alcatel III- V Lab, pour sa contribution dans l'élaboration du modulateur à électro-absorption, pour les conseils qu'il m'a prodigués lors de ce travail, et pour avoir accepté d'assister à cette soutenance.

J'adresse mes remerciements à Monsieur Hakeim Talleb, Maître de conférences, pour tous ses conseils, ainsi qu'à tous les membres du laboratoire pour leurs encouragements au cours de ces travaux de recherche.

Bien évidemment, je n'oublie pas les membres de ma famille pour leur patience, et leur soutien si précieux, car durant ces années de thèse je n'ai pas été trop disponible.



# Table des matières

GLOSSAIRE	7
INTRODUCTION GENERALE	9
CHAPITRE 1 : Contexte de la Radio-sur-Fibre	11
1. Introduction	13
2. Utilisation de la Radio-sur-Fibre pour les communications optiques	13
2.1. Généralités	13
2.2. Définition de la technique Radio-sur-Fibre	14
2.3. Avantages et inconvénients de la Radio-sur-Fibre	14
3. Les applications de la Radio-sur-Fibre	15
3.1. Les communications par satellite	15
3.2. les systèmes de distribution vidéo	15
3.3. les services mobiles à haut débit	15
3.4. Les communications routières	15
3.5. La RoF pour les futurs réseaux domestiques	16
4. Les réseaux optiques	16
4.1. Les réseaux UMTS	17
4.2. Les réseaux WiFi	18
4.3. Architecture Radio-sur-Fibre	19
4.3.1 Architecture point à point	19
4.3.2. Architecture point à multipoints	19
4.3.3. Architecture multipoints à multipoints	20
5. Les techniques de multiplexage	20
5.1. La technique FDMA	20
5.2. La technique TDMA	21
5.3. La technique CDMA	21
5.4. Multiplexage dans les liaisons optiques	21
5.4.1. La technique WDMA	21
5.4.2. La technique OTDMA	22
5.4.3. La technique OFDM	23

6. Les techniques de modulation de la Radio-sur-Fibre	24
6.1. La modulation directe	25
6.2. La modulation externe	25
6.3. Comparaison des deux modulations	26
7. Les fibres optiques	26
7.1. Atténuation	26
7.2. Dispersion modale	27
7.3. Dispersion chromatique	28
7.4. Comparaison des fibres optiques	28
8. Conclusion	28
Bibliographie	30
<b>CHAPITRE 2 : Modélisation des composants opto-microondes</b>	<b>31</b>
1. Introduction	33
2. Les composants d'un système opto-microondes	34
2.1. Les sources lasers	34
2.1.1. Principe de fonctionnement	34
2.1.2. Les lasers fixes monomodes ou à rétroaction distribuée	36
2.1.3. Les lasers accordables ou à réflecteur de Bragg distribué	37
2.1.4. Les lasers à cavité verticale	38
2.1.5. Les lasers à puits quantiques	38
2.1.6. Bruit dans les lasers	39
2.2. Les modulateurs optiques	40
2.2.1. Les modulateurs électro-optiques	40
2.2.2. Les modulateurs à électro-absorption	42
2.2.3. Les lasers à modulateur à électro-absorption intégré	45
2.3. Les photo-détecteurs	45
2.3.1. Principe de fonctionnement de la photo-détection	45
2.3.2. Les photodiodes PIN	46
2.3.3. Le bruit dans les photo-détecteurs	47
3. Description du tunnel optique	48
4. Modélisation de l'EML	49

4.1. Description de l'EML	49
4.2. Modèle du laser DFB	50
4.3. Modèle du modulateur à électro-absorption	51
4.3.1. Modélisation EM 3D de la ligne d'accès : modèle linéaire extrinsèque	51
4.3.2. Modèle intrinsèque électrique équivalent petit signal	53
4.3.3. Modèle intrinsèque électrique équivalent non linéaire	55
4.4. Modèle de l'EML	57
4.4.1. Choix des points de polarisation	58
4.4.2. Réponses E/E et E/O simulées et mesurées	58
5. Modélisation de la fibre optique	60
6. Modélisation du photorécepteur	60
6.1. Description du photorécepteur	60
6.2. Modèle de la photodiode	61
6.3. Modèle de l'amplificateur faible bruit	62
7. Conclusion	64
Bibliographie	65
<b>CHAPITRE 3 : Caractérisation et simulation fréquentielle de la liaison RoF</b>	<b>67</b>
1. Introduction	69
2. Caractérisation et simulation petit signal	69
2.1. Mesure des paramètres S de la liaison RoF	69
2.2. Simulation des paramètres S de la liaison RoF	71
3. Bruit de la liaison RoF	72
4. Caractérisation et simulation grand signal	75
4.1. Mesure du point de compression de la liaison RoF	75
4.2. Simulation du point de compression de la liaison RoF	77
4.3. Simulation du SFDR de la liaison RoF	78
5. Conclusion	79
Bibliographie	81
<b>CHAPITRE 4 : Performances de la liaison RoF en OFDM</b>	<b>83</b>
1. Introduction	85
2. Rappels sur les modulations numériques	85



3. Paramètres caractéristiques des performances d'une liaison numérique	87
3.1. Le taux d'erreur binaire	87
3.2. L'EVM	88
4. La modulation multi-porteuse OFDM	89
4.1. Principe des modulations multi-porteuses	90
4.2. Le modulateur OFDM	90
4.3. Insertion d'un intervalle de garde	90
4.4. Rapport de puissance crête à puissance moyenne	91
4.5. Systèmes MB-OFDM	91
4.5.1. Temps de garde du système MB-OFDM	93
4.5.2. Spectre en fréquence du système MB-OFDM	93
5. Evaluation expérimentale de la liaison RoF avec des codages OFDM	95
5.1. Synoptique du banc de mesure	95
5.2. Liaison directe : détermination de l'EVM de référence	95
5.3. Mesure de l'EVM de la liaison complète avec l'EML	98
5.3.1. Courbes de mesure d'EVM en fonction de la polarisation de l'EML pour un courant laser de 50 mA	98
5.3.2. Courbes de mesure d'EVM en fonction de la polarisation de l'EML pour un courant laser de 100 mA	100
5.3.3. Influence du débit	101
5.3.4. Influence du courant laser	102
5.3.5. Influence de la tension de polarisation du MEA	103
5.3.6. Discussion générale des résultats de mesure	103
6. Simulation de la liaison RoF avec des codages OFDM	104
6.1. Simulation de la liaison directe sous ADS	104
6.2. Simulation de l'EVM de la liaison RoF sous ADS	109
6.3. Discussion des résultats de mesure et de simulation	111
6.4. Comparaison avec une liaison à modulation directe du laser	111
7. Conclusion	113
Bibliographie	114
<b>CONCLUSION ET PERSPECTIVES</b>	115
<b>LISTE DES PUBLICATIONS</b>	117

# Glossaire

ADS	Advanced Design System
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
BCB	Benzocyclobutène
BS	Base Station
CDMA	Code Division Multiple Access
DBR	Distributed Bragg Reflector
DFB	Distributed FeedBack
DVB	Digital Video Broadcasting
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier
E/E	Electrique/Electrique
EML	Electro-absorption Modulated Laser
ETSI	European Telecommunications Standard Institute
EVM	Error Vector Magnitude
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast Fourier Transform
GaAs	Arséniure de Gallium
GSM	Global System for Mobile communications
HFR	Hybrid Fiber Radio
HFSS	High Frequency Structure Simulation
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IP	Internet Protocol
IPTV	Internet Protocol Television
LINBO <sub>3</sub>	Niobate de Lithium
MAN	Metropolitan Area Network
MB OFDM	Multi Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing
MEA	Electro-Absorption Modulator
MMF	Multi Mode Fiber
MVDS	Multipoint Video Distribution System

O/E	Optique/Electrique
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OLT	Optical Line Terminal
ONT	Optical Network Terminal
ONU	Optical Network Unit
OTDMA	Optical Time Division Multiple Access
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PIN	Photodiode p-i-n
RBS	Radio Base Station
RIN	Relative Intensity Noise
RoF	Radio-over-Fiber
SDD	Symbolically Defined Device
SER	Static Extinction Ratio
SFDR	Spurious Free Dynamic Range
SMF	Single Mode Fiber
SMSR	Side Mode Suppression Ratio
TDMA	Time Division Multiple Access
TOIP	Telephony Over Internet Protocol
ULB	Ultra large Bande
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UWB	Ultra Wide Band
VCSEL	Vertical Cavity Surface Emitting Laser
WAN	Wide Area Network
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WDMA	Wavelength Division Multiple Access
WiFi	Wireless Fidelity

# Introduction générale

Avec l'apparition des nouveaux services liés au développement du multimédia, un besoin d'un débit de transmission d'informations plus élevé est apparu. Une alternative au câble coaxial devait être proposée de manière à compenser les inconvénients comme les pertes, les distances de transmissions courtes et les limitations des performances. La fibre optique est apparue comme le support de transmission permettant de pallier ces problèmes. Son utilité est incontournable dans les réseaux de télécommunications.

De nos jours, le développement de l'Internet engendre une évolution des systèmes de télécommunications vers un accroissement des capacités de transmission.

La limitation du débit est due aux modules d'émission et de réception intégrant l'électronique et les fonctions optoélectroniques et non plus sur le support qui possède une grande bande passante et des faibles valeurs d'atténuation.

Les télécommunications optiques présentent un fort intérêt sur les réseaux de communications à longue distance, en grande partie grâce aux propriétés des fibres optiques (bande passante, pertes quasi nulles).

L'objectif des télécommunications optiques consiste à effectuer la transmission des informations à des débits très élevés, avec l'évolution rapide des services de télécommunications accessibles aux usagers, comme les services multimédias enrichis de l'Internet à très haut débit, l'IPTV (Internet Protocol Television), la visiophonie, la télévision haute définition et les réseaux domestiques. Tous ces services devront ainsi transporter des flux de données atteignant le gigabit par seconde. Cette sollicitation en très haut débit dépasse largement les possibilités offertes par les solutions à base de câble coaxial.

Les réseaux d'accès et réseaux domestiques ont des exigences d'usage comme la mobilité, c'est à dire le choix de pouvoir accéder au réseau à partir d'un terminal mobile sans avoir besoin d'une liaison filaire. L'utilisation d'une porteuse radiofréquence dans le domaine millimétrique permet de transporter des flux de données suffisamment élevés. Toutefois, la limite principale des ondes millimétriques réside une portée courte, ce qui incite à déployer un grand nombre de points d'accès radio pour assurer la couverture à très haut débit.

Pour administrer les flux de données, une solution attrayante réside dans l'utilisation d'une infrastructure optique pour relier les différents points d'accès radio, basée sur des technologies hybrides dites Radio-sur-fibre (RoF) employant un support de transmission optique pouvant distribuer des signaux radiofréquences ayant des débits élevés.

L'objectif de cette thèse consiste à étudier les performances d'une liaison Radio-sur-Fibre simplifiée mettant en œuvre une modulation extérieure de la source optique avec des signaux OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). La source laser est couplée sur une même puce avec un modulateur à électro-absorption (MEA) ; cette source développée par Alcatel III-V Lab a été modélisée à l'aide du logiciel Agilent ADS (Advanced Design System) et caractérisée au laboratoire. Dans un deuxième temps, une chaîne type de liaison opto-microondes a été réalisée et ses performances en modulation OFDM ont été déterminées en termes de mesure d'EVM (Error Vector

Magnitude). Intégrant ce modèle avec celui des autres éléments de la liaison RoF dans le simulateur électrique ADS, une simulation globale a été effectuée démontrant la faisabilité de prédire les performances d'une liaison RoF avec un bon degré de fiabilité.

Le mémoire comporte quatre parties.

Le premier chapitre présente une introduction de la technologie Radio-sur-Fibre et ses applications, son intérêt pour les technologies futures ainsi que le principe des techniques de modulation.

Le deuxième chapitre porte sur l'étude de la modélisation électrique du modulateur à électro-absorption utilisé pour effectuer la modulation numérique de type OFDM. Ce modulateur a été développé par Alcatel III-V Lab qui a optimisé sa structure en vue d'obtenir une très large bande passante afin de permettre d'effectuer des modulations à très haut débit.

Un modèle physique du modulateur a été réalisé au laboratoire L2E en collaboration avec le laboratoire ESYCOM-CNAM à partir de sa structure et des différentes couches de matériaux le constituant, ce qui a permis de valider son comportement électromagnétique. Dans le cadre de la poursuite de cette étude du composant, nous avons proposé un modèle électrique pour effectuer une analyse statique et dynamique de ce modulateur à électro-absorption permettant de préciser son comportement optimal, et de l'insérer dans la chaîne globale d'émission-réception.

L'objectif de ce chapitre est aussi de proposer une modèle complet de la chaîne de transmission intégrant tous les composants de la liaison, afin d'effectuer une analyse comportementale du système. Ce modèle a permis de prévoir le comportement global d'une chaîne de transmission à modulation externe et de le comparer à la réponse fréquentielle d'une liaison de test réalisée au laboratoire et caractérisée expérimentalement ; les résultats sont présentés au chapitre 3 ainsi que divers modèles électriques des composants utilisés dans la liaison.

Le quatrième chapitre décrit les performances simulées sous ADS et mesurées pour la chaîne type réalisée au laboratoire, ainsi que la corrélation entre tous ces résultats. Un banc de caractérisation de la chaîne en modulation numérique OFDM ultra large bande (selon le standard spécifié ECMA-368) a été mis en place. Ses performances sont évaluées en termes de mesure de l'EVM effectuées en fonction de la tension de polarisation du modulateur et des divers débits du signal à transmettre.

Une conclusion générale et les perspectives envisagées sont proposées en fin de ce manuscrit.

# CHAPITRE 1

## Contexte de la Radio-sur-Fibre



## 1. Introduction

L'augmentation du trafic de l'information requiert le développement de réseaux de télécommunications de plus en plus performants.

Depuis quelques années, la fibre optique est devenue un des médias de plus en plus utilisé pour transporter tout type d'information comme l'audio, la vidéo et Internet. L'invention et le développement du laser à semi-conducteur et les technologies de fibres optiques à partir des années 1960 a permis la montée en puissance des communications par fibre.

Ces déploiements ont donné un avantage considérable aux fibres optiques par rapport aux câbles coaxiaux à faibles pertes qui avaient été utilisés pour leur capacité à transmettre les signaux RF.

Ce chapitre introduit la notion de Radio-sur-fibre (RoF), ainsi que les différents systèmes de transmission par voie optique. Les principales caractéristiques de ces liaisons seront aussi décrites, ainsi que les différentes causes de dégradation de leurs performances.

## 2. Utilisation de la Radio-sur-Fibre pour les communications optiques

### 2.1. Généralités

Les liaisons optiques se basent sur trois blocs fondamentaux pour effectuer le transfert de l'information, le bloc d'émission, le canal de transmission et le récepteur (figure 1.1).

La particularité de ce système provient des éléments utilisés pour effectuer le transport de l'information.

Le bloc d'émission est constitué d'un dispositif permettant de convertir un signal complexe électrique en un signal optique.

La fibre optique, qui constitue le canal de transmission, transporte une porteuse optique modulée contenant l'information à véhiculer.

Le récepteur de signal inclut un photodétecteur qui opère une conversion du signal optique en un signal électrique qui peut ensuite être traité par des systèmes électroniques plus conventionnels.

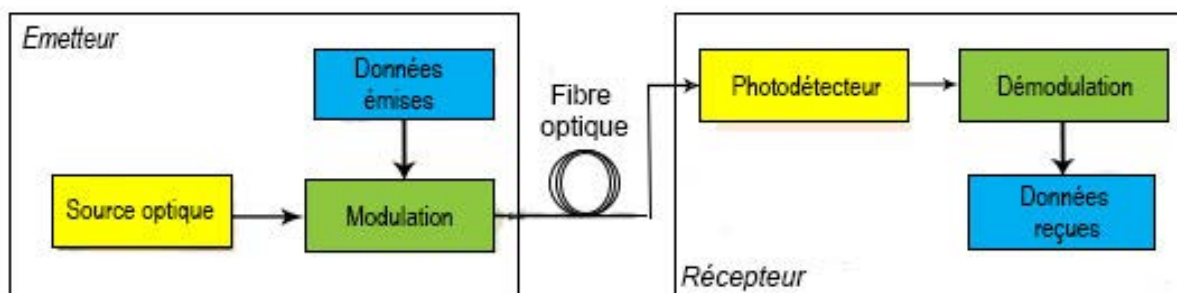


Figure 1.1 : Architecture générale d'un système de communication par fibre optique



## 2.2. Définition de la technique Radio-sur-Fibre

En partant d'un point d'accès, la transmission de type coaxiale impose de courtes distances de transmission du fait des pertes induites proportionnelles à la longueur du câble. La fibre optique s'offre alors comme un candidat alternatif pour le transport d'un signal radiofréquence, car elle présente de nombreux avantages ; en particulier ses faibles pertes favorisent la transmission sur de longues distances sans amplificateur ni répéteur. Les normes de constructions futures font qu'elles seront déployées à l'intérieur de bâtiments.

La technique Radio-sur-Fibre (RoF) consiste à moduler une porteuse optique par le signal électrique RF contenant les données à transmettre.

Les signaux radio sont ainsi transmis par l'intermédiaire des fibres optiques de la station centrale vers plusieurs stations de base (figure 1.2).

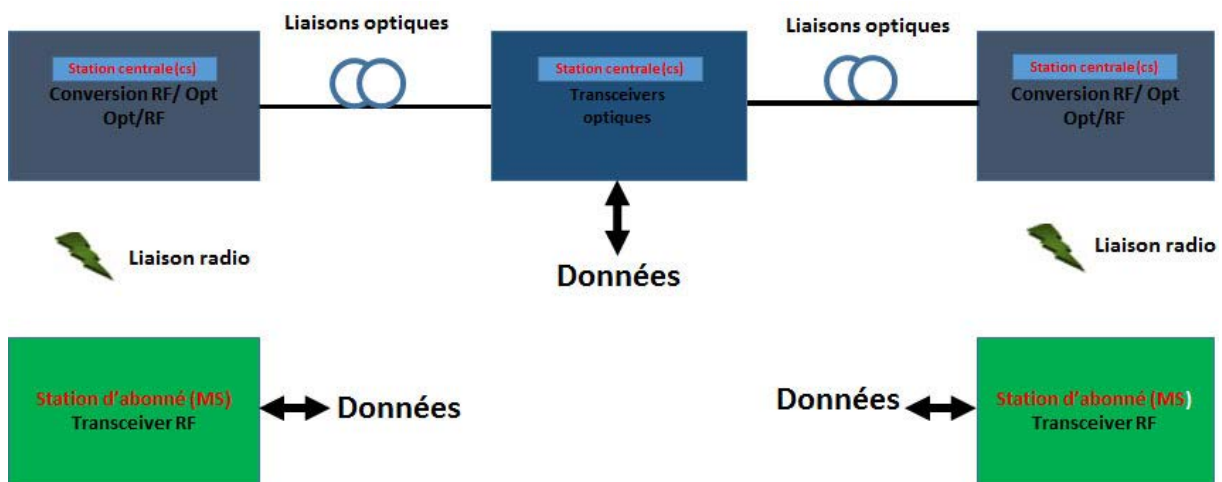


Figure 1.2 : Synoptique d'un système Radio-sur-Fibre [1]

## 2.3. Avantages et inconvénients de la Radio-sur-Fibre

La technique RoF présente les avantages suivants [2] :

- trois fenêtres de transmission à faible atténuation sont exploitées (850 nm, 1310 nm et 1550 nm), cette dernière étant actuellement privilégiée pour les transmissions à longue distance ;
- une bande passante élargie pour les signaux RF:
- une faible atténuation : la transmission des signaux RF en espace libre ou par câble est coûteuse et compte tenu des pertes, la portée du système est limitée. La technique Radio-sur-Fibre est une solution pour résoudre ce problème et transporter des signaux à haute fréquence sur de longues distances ;
- une immunité aux perturbations électromagnétiques : les signaux sont transmis par une porteuse optique immune aux perturbations électromagnétiques ;
- une facilité d'entretien ;
- une réduction de la consommation d'énergie ;
- et une possibilité de multi-services et multi-opérateurs.

## CHAPITRE 1 : Contexte de la Radio-sur-Fibre

---

Toutefois, quelques limitations de ces systèmes doivent être mentionnées :

- Dispersion au niveau de la fibre optique : la dispersion est toujours une contrainte qui limite la longueur des liens. Dans une fibre monomode (SMF), la limitation est due à la dispersion chromatique alors que dans une fibre multimodes (MMF), la dispersion intermodale est plus pénalisante.
- Bruit et non linéarité : comme on utilise des signaux analogiques, il faut dimensionner le système en tenant compte des imperfections des circuits telles que le bruit, les non linéarités (point de compression, produits d'intermodulation). Ces effets limitent la dynamique de la Radio-sur-Fibre.

### 3. Les applications de la Radio-sur-Fibre

#### 3.1. Les communications par satellite

Les communications par satellite constituent une première application de la technologie RoF [3] en ce qui concerne la distribution des informations aux utilisateurs sur une courte distance. Une autre application dans le domaine satellitaire concerne la bande de la distribution des stations terrestres dont les antennes doivent être en dehors d'une zone de contrôle. Grâce à la technologie RoF, les antennes peuvent être situées à plusieurs kilomètres de distance par rapport à la zone de contrôle, avec pour objectif d'améliorer la visibilité du satellite ou de réduire les interférences avec d'autres systèmes terrestres. Les équipements des stations de base peuvent ainsi être regroupés, ce qui réduit les coûts.

#### 3.2. Les systèmes de distribution vidéo

Les systèmes de distribution vidéo [4] offrant des services comme la distribution vidéo multipoint MVDS (Multichannel Video Distribution Service) constituent un domaine très prometteur pour la technologie RoF. Le MVDS désigne les systèmes multimédia de diffusion vidéo, dans la bande de fréquence de 40 GHz.

#### 3.3. Les services mobiles à haut débit

Le service mobile large bande (MBS) est destiné à étendre les services fixes à large bande (B-ISDN : Broadband Integrated Services Digital Network) aux utilisateurs de téléphones portables. De futurs services seront développés sur le B-ISDN et les réseaux mobiles doivent également supporter ces services sur le système MBS. Ainsi, un très haut débit de l'ordre de 155 Mb/s par l'utilisateur doit être fourni. Par conséquent, des bandes de fréquences autour de 60 GHz ont été allouées. Une bande de 62 à 63 GHz est attribuée pour la liaison descendante tandis qu'une autre bande 65 à 66 GHz est attribuée pour la transmission en liaison montante. L'utilisation de la technologie RoF pour générer les ondes millimétriques permettrait de simplifier l'architecture des stations de base et donc de réduire leurs coûts.

#### 3.4. Les communications routières

Les fréquences entre 63-64 GHz et 76-77 GHz sont destinées pour ce service en Europe afin de fournir en continu une couverture des communications mobiles sur les principaux axes routiers. De manière à répondre aux besoins de couverture du réseau routier, il est nécessaire de déployer un

## CHAPITRE 1 : Contexte de la Radio-sur-Fibre

grand nombre de stations de base, celles-ci peuvent être réalisées de manière simple et avec un coût faible par le biais de la technologie RoF.

### 3.5. La RoF pour les futurs réseaux domestiques

La multiplication des appareils connectés et des services comme les médias center, les ordinateurs, la visiophonie, la TV sur IP (TOIP) conduit à une nouvelle architecture du réseau domestique et des technologies sans fil pour permettre d'offrir des débits supérieurs à 1Gb/s. Cette architecture du réseau domestique est fondée sur un réseau de distribution local câblé adapté à supporter des très hauts débits dans les différentes pièces de la maison et d'un immeuble. Une technologie radio prometteuse capable de fournir des débits au-delà du gigabit utilise les fenêtres de fréquences à 60 GHz avec des portées qui ne dépassent pas 15 m.

## 4. Les réseaux optiques

La technologie Radio-sur-Fibre pour les réseaux d'accès optiques permet de partager les infrastructures existantes, en offrant des services radio aux utilisateurs sans avoir à déployer des réseaux supplémentaires. Les premières applications qui partagent les mêmes infrastructures optiques sont les réseaux câblés pour la télévision ; dans ce cas, une longueur d'onde est réservée pour les applications à haut débit et une autre pour la télévision câblée.

Dans le cas des réseaux domestiques optiques (figure 1.3), l'objectif est de fournir des services comme le haut débit, la télévision, le WiFi en utilisant la même infrastructure générale au lieu de développer un réseau spécifique pour chaque service [5] [6] [7].



Figure 1.3 : Réseau domestique pour un très grand débit [5]

### 4.1. Les réseaux UMTS

L'UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) est un système de troisième génération dont le développement commencé au niveau européen par l'ETSI (European Telecommunications Standard Institute), avec une transition depuis le GSM (Global System for Mobile communications), permet d'augmenter les débits par rapport au GSM. La bande de fréquence réservée à l'UMTS est située autour de 2 GHz avec une largeur de bande de 230 MHz. Son déploiement est lié à certaines contraintes comme :

- l'augmentation de la fréquence porteuse ;
- l'augmentation de la capacité du trafic ;
- et la difficulté pour réutiliser des sites et partager l'infrastructure.

Pour pallier ces contraintes, la technologie Radio-sur-Fibre répond à certaines d'entre elles, en particulier la possibilité de déport de l'antenne (figure 1.4).

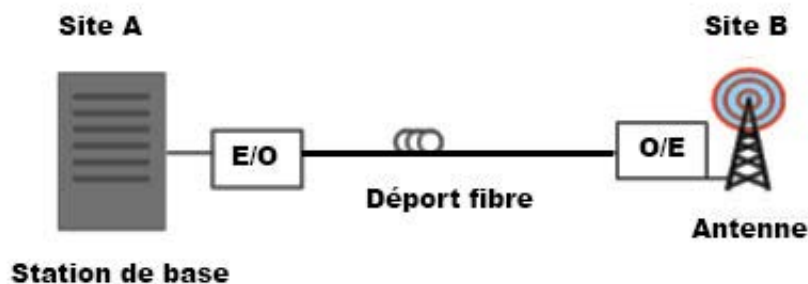


Figure 1.4 : Système de déport d'une antenne par fibre optique

Dans le cas d'un accroissement du nombre de cellules, l'utilisation de la fibre favorise le regroupement de plusieurs stations de base sur un seul site, ce qui facilite la maintenance du réseau mobile en cas de panne (figure 1.5).

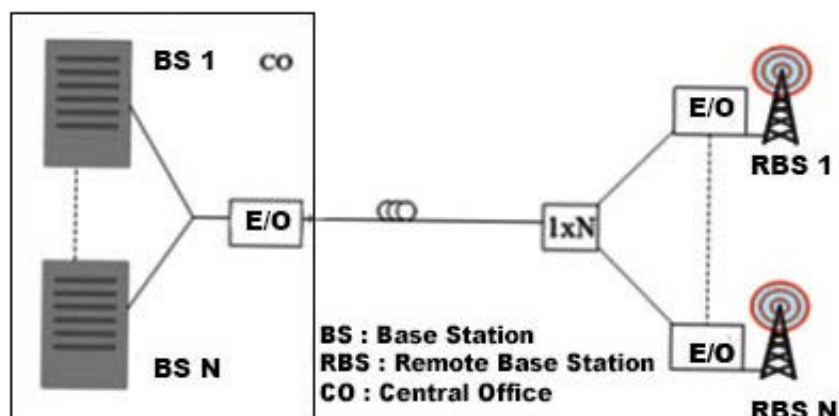


Figure 1.5 : Stations de base UMTS

## CHAPITRE 1 : Contexte de la Radio-sur-Fibre

Dans le cas d'une couverture indoor (figure 1.6), la principale contrainte est représentée par l'espace disponible ; toutefois les cellules sont de taille réduite ce qui engendre une puissance d'émission de l'antenne plus faible. Les systèmes Radio-sur-Fibre pour la topologie indoor présentent des avantages, tels que la réduction de la taille des antennes, car il n'y a plus de traitement local de l'information, et la mise en place des stations de base dans un environnement identique.

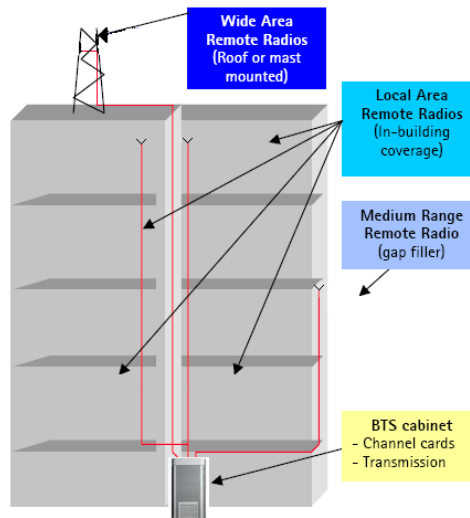


Figure 1.6 : Architecture Radio-sur-Fibre type indoor

### 4.2. Les réseaux WiFi

Le WiFi (Wireless Fidelity) répond à la norme du groupe 802.11 destinée aux réseaux locaux sans fil. Il utilise les bandes de fréquences autour de 2.4 GHz, avec trois canaux radio disponibles, et une bande à 5GHz. Le standard 802.11b fournit un débit théorique de 11 Mb/s (6 Mb/s réels) avec une portée de 200 mètres environ dans un environnement dégagé, et de 5 mètres en intérieur. Les contraintes liées à son déploiement sont :

- la nécessité de trouver un accès internet;
- et une puissance limitée à 18 dBm.

Dans une zone rurale, lorsque la distance entre les points de collecte et la zone de déploiement d'une borne d'accès haut débit est grande, la technologie Radio-sur-Fibre peut être utilisée pour réaliser un déport d'antenne WiFi. Dans des zones denses, l'onde portant le signal WiFi peut être couplée au réseau d'accès optique pour alimenter un ou plusieurs points d'accès à haut débit sans fils ou "hot spots" (figures 1.7 et 1.8). Des débits plus élevés allant jusqu'à 54 Mb/s (30 Mb/s réels) peuvent être obtenus avec la norme 802.11g qui est compatible avec la 802.11b.

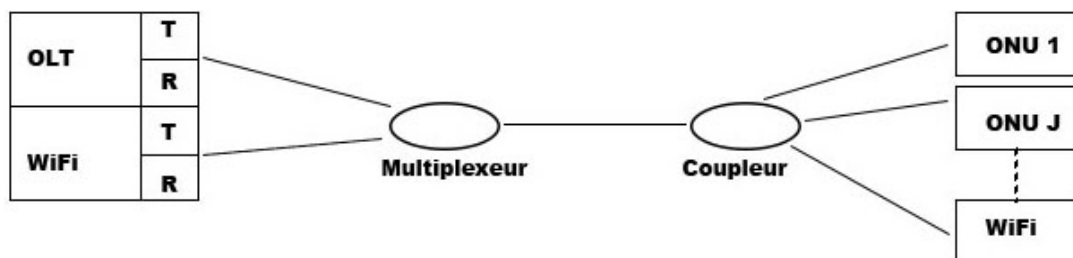


Figure 1.7 : Architecture Radio-sur-Fibre couplée avec un réseau d'accès optique

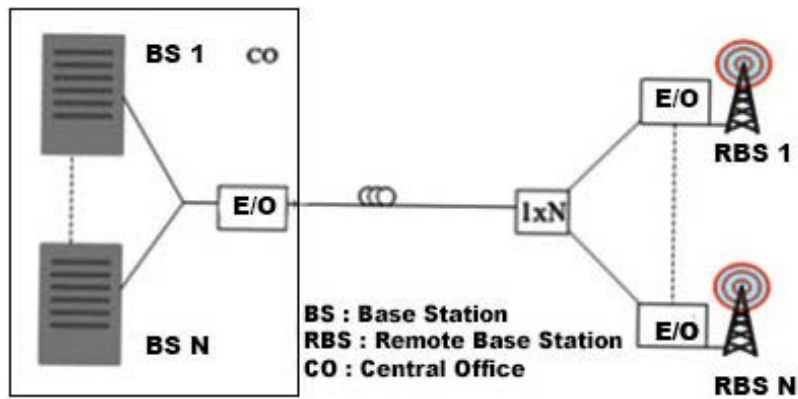


Figure 1.8 : Architecture Radio-sur-Fibre pour un système WIFI

### 4.3. Architecture Radio-sur-Fibre

Il existe différentes topologies de réseaux Radio-sur-Fibre :

- Point à point ;
- Point à multipoints;
- et Multipoints à multipoints.

#### 4.3.1. Architecture point à point

L'architecture d'un système point à point se présente de manière très simple [5]. Pour la voie descendante, c'est-à-dire du central vers le client, ce système convertit les données provenant du cœur du réseau en un signal radio qui module un convertisseur électro-optique, puis est envoyé à travers la fibre vers le convertisseur d'une station client. Ce signal est ensuite amplifié par un amplificateur de forte puissance et émis dans l'espace jusqu'au terminal.

#### 4.3.2. Architecture point à multipoints

L'architecture point à multipoints permet de partager une fibre optique sur une longue portion du réseau puis de la diviser en plusieurs fibres sur une distance plus courte de manière à desservir plusieurs abonnés.

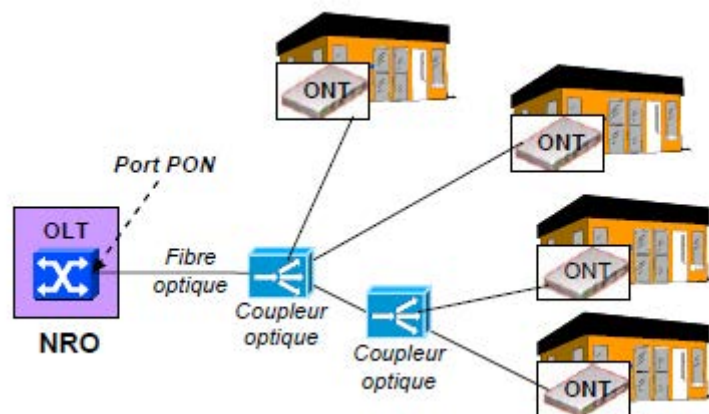


Figure 1.9 : Architecture point à multipoints

### 4.3.3. Architecture multipoints à multipoints

La figure 1.10 représente un exemple d'architecture multipoints à multipoints incluant un coupleur optique N×N. Le laser et la photodiode de chaque transducteur se trouvent reliés à une entrée et une sortie du coupleur.

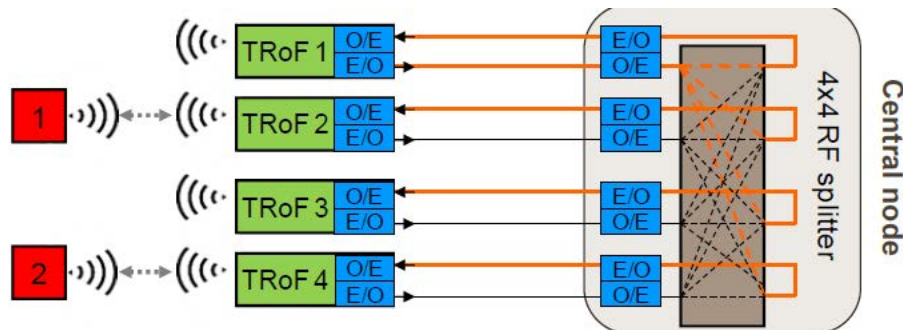


Figure 1.10 : Architecture multipoint-multipoint

## 5. Les techniques de multiplexage

La bande passante des fibres optiques permet de concevoir des systèmes de transmission de l'information à des débits élevés ; cependant, le traitement électronique des données à l'émission et à la réception impose des limitations en termes de débit dues aux composants électroniques dont la bande passante est très inférieure à celle fournie par la fibre optique.

Des techniques de multiplexage ont été développées pour les systèmes d'émission et de réception permettant chacune de transmettre N signaux de débits D sur le même canal, ce qui équivaut à la transmission d'un signal de débit N×D : ce sont les techniques FDMA, TDMA, CDMA.

### 5.1. La technique FDMA

La technique FDMA (Frequency Division Multiple Access) consiste à allouer une bande de fréquence à chaque utilisateur comme cela est représenté sur la figure 1.11 [8]. A la réception, un filtre sélectif accordé sur la fréquence de l'utilisateur désiré permet de récupérer les données.

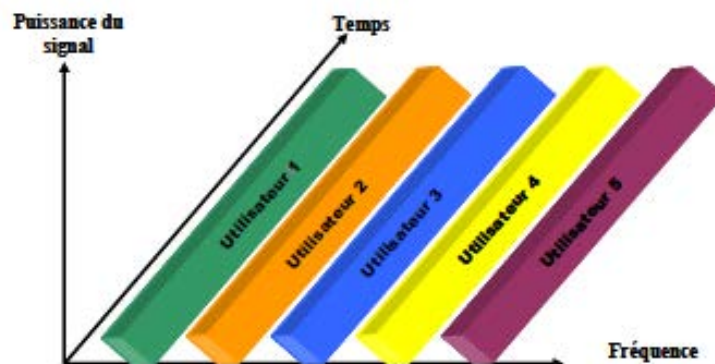


Figure 1.11 : Illustration de la technique FDMA

## 5.2. La technique TDMA

La technique TDMA (Time Division Multiple Access) [8] est basée sur la répartition des ressources dans le temps. Les utilisateurs partagent la même bande passante et émettent les données dans les différents intervalles de temps ("time slot") qui ont été alloués (figure 1.12). Le récepteur effectue l'opération de démultiplexage pour récupérer les données.

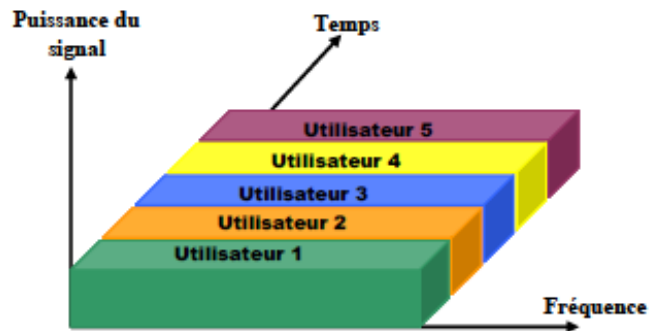


Figure 1.12 : Illustration de la technique TDMA

## 5.3. La technique CDMA

La technique CDMA (Code Division Multiple Access) [8] permet la transmission simultanée des données aux utilisateurs sur la même bande de fréquences (figure 1.13). De ce fait, tous les utilisateurs ont accès à la totalité de la bande, et ils sont distingués à la réception par des codes distincts qui leur sont propres.

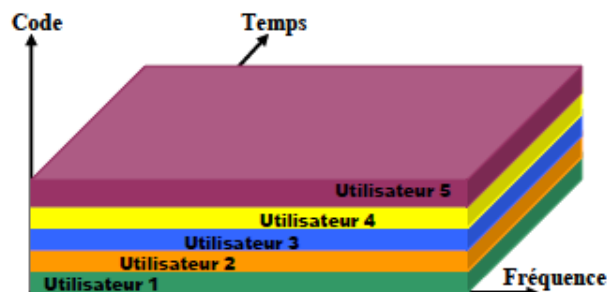


Figure 1.13 : Illustration de la technique CDMA

## 5.4. Multiplexage dans les liaisons optiques

La fibre optique ayant une largeur de bande importante permet d'effectuer les opérations d'accès multiples, ce qui favorise la communication entre plusieurs utilisateurs simultanément. Les techniques de multiplexage appliquées aux systèmes optiques sont : le WDMA, l'OTDMA et l'OCDMA.

### 5.4.1. La technique WDMA

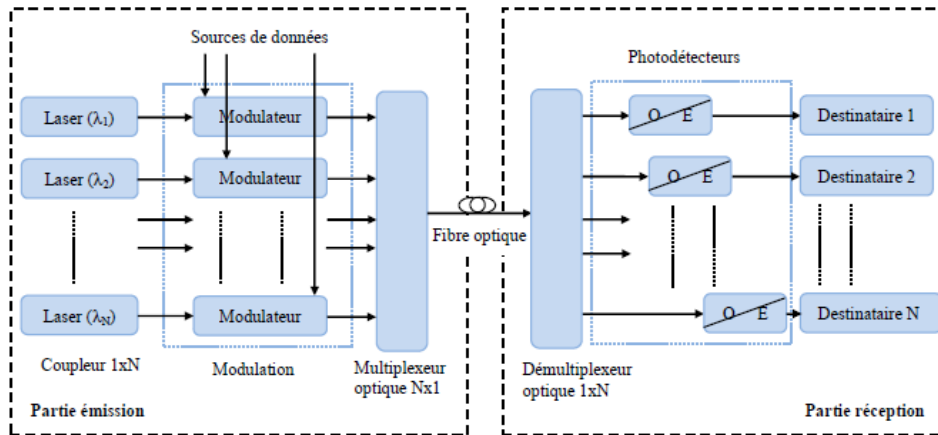
Cette technique développée dans les années 1980 est basée sur le multiplexage en longueur d'onde [9]. Le WDMA (Wavelength Division Multiple Access) constitue en optique, l'équivalent des



## CHAPITRE 1 : Contexte de la Radio-sur-Fibre

systèmes de multiplexage par répartition de fréquence ou FDMA dans le domaine radiofréquence. Dans cette technique, le multiplexage se fait en longueur d'onde, chaque utilisateur sélectionnant une longueur d'onde différente.

Les signaux optiques émis par les sources sont appliqués à l'entrée des modulateurs optiques qui permettent de les moduler par les données. En sortie des modulateurs les signaux sont multiplexés et transmis simultanément dans la même fibre optique comme cela est représenté sur la figure 1.14.



**Figure 1.14 : Système d'émission optique et de réception dans la technique WDMA**

A la réception, les signaux reçus sont démultiplexés pour être envoyés à chaque destinataire. Cette technique est utilisée dans les réseaux étendus (WAN : Wide Access Networks) et dans les réseaux métropolitains locaux (MAN : Metropolitan Access Networks).

### 5.4.2. La technique OTDMA

Cette technique, basée sur un multiplexage temporel, est utilisée pour les systèmes électroniques dont les débits de transmission sont limités aux environs de 10 Gb/s à cause des composants électroniques (figure 1.15).

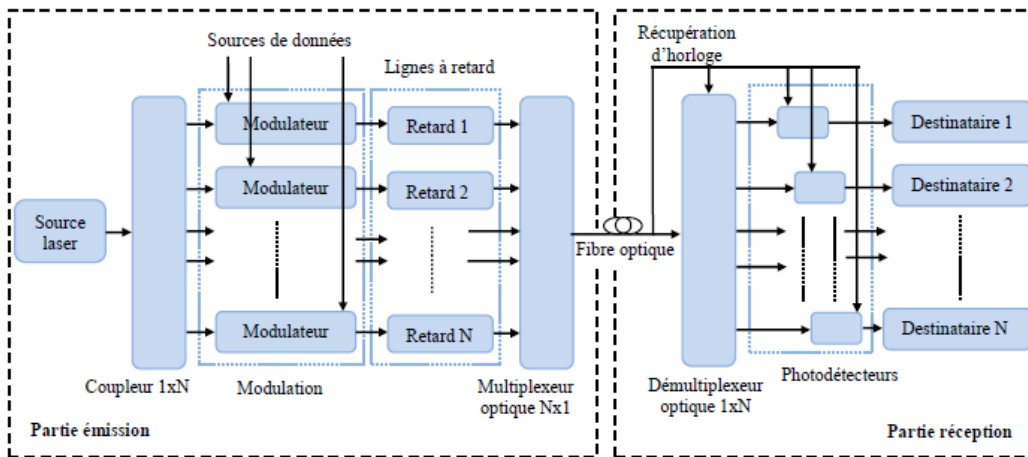
L'OTDMA (Optical Time Division Multiple Access) qui a été développé au début des années 1990, permet de dépasser cette limite pour approcher des débits de l'ordre du Térabit par seconde.

A l'émission, le système de transmission en OTDMA est composé des éléments suivants :

- Une source laser qui émet des impulsions optiques courtes de durée  $T_c$  appliquées à l'entrée d'un modulateur optique commandé par le signal de donnée de durée  $T_d$ .

Si l'on a  $N$  utilisateurs, la relation existant entre ces deux durées est :  $T_d = N \times T_c$ .

- Un ensemble de modulateurs assurant la modulation de la lumière par les données des utilisateurs, suivi d'un système de lignes à retard et d'un multiplexage optique avant transmission dans la fibre.



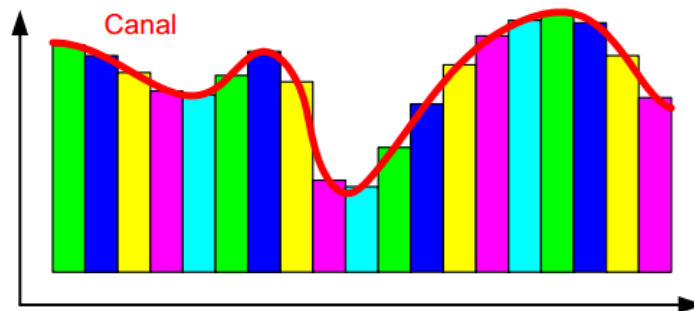
**Figure 1.15 : Système d'émission et de réception dans la technique OTDMA**

Le débit des données étant égal à  $D_d = 1/T_b$ , on aura un débit sur fibre optique pour N utilisateurs de :  $D_{\text{fibre}} = N \times D_d$  bit/s.

A titre d'exemple, pour un système ayant 6 utilisateurs, si à l'entrée de la fibre le débit est de 10 Mb/s, le débit total sera de 60 Mb/s. Par suite, la source laser devra émettre des impulsions ultra-courtes d'une largeur  $T_c$  de 16 ns.

### 5.4.3 La technique OFDM

L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [10] est une technique de transmission ayant pour objectif de répartir sur un grand nombre de porteuses le signal numérique que l'on souhaite émettre (figure 1.16).



**Figure 1.16 : Répartition fréquentielle des porteuses**

Les premières études sur les multi-porteuses datent de la fin des années 1950. Le multiplex à division de fréquences orthogonales que l'on appelle OFDM est apparu une dizaine d'années plus tard. Délaissé lors du développement de la théorie de l'égalisation pour les systèmes mono-porteuse, l'OFDM a vu son retour vers le milieu des années 1980. Les systèmes mono-porteuse, par opposition à l'OFDM ne favorisent pas les conditions de résistance aux trajets multiples et de débit élevé pour un taux d'erreur binaire faible. Depuis, l'OFDM est resté une technique prépondérante car elle est utilisée pour de nombreuses applications comme la télévision numérique DVB (Digital Video Broadcasting) ou la norme ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) permettant des liaisons internet à haut débit ; cette technique OFDM s'adapte parfaitement aux communications mobiles, et paraît incontournable pour les standards de troisième et quatrième génération.

### 4.4.4. Synthèse sur les différentes techniques de multiplexage

Le tableau 1.1 résume les avantages et inconvénients des différentes techniques de multiplexage :

<b>OFDM</b>
<b>Avantages :</b> <ul style="list-style-type: none"><li>✓ Robustesse aux interférences de trajets multiples</li><li>✓ Codage et entrelacement adapté pour réduire le taux d'erreur</li><li>✓ Modulateur et démodulateur réalisés par une IFFT et une FFT</li><li>✓ Robustesse en terme d'égalisation</li></ul>
<b>Inconvénients :</b> <ul style="list-style-type: none"><li>✓ Sensible au décalage fréquentiel ce qui engendre une perte d'orthogonalité entre les sous porteuses</li><li>✓ Le signal peut présenter un PAPR (PeaK to Average Power Ratio) élevé.</li></ul>
<b>FDMA</b>
<b>Avantages :</b> <ul style="list-style-type: none"><li>✓ Moins de traitement de signal requis</li><li>✓ Facilité de la synchronisation temporelle</li></ul>
<b>Inconvénients :</b> <ul style="list-style-type: none"><li>✓ Sensibilité au fading fréquentiel</li><li>✓ Interférences entre canaux adjacents</li><li>✓ Besoin d'un intervalle fréquentiel de garde</li></ul>
<b>CDMA</b>
<b>Avantages :</b> <ul style="list-style-type: none"><li>✓ Large bande passante</li><li>✓ Simplicité de mise en œuvre</li></ul>

**Tableau 1.1 : Avantages et inconvénients des différentes méthodes de multiplexage**

Dans toute la suite de ce travail, on s'intéressera à la modulation OFDM, en raison de ses performances vis-à-vis des autres techniques de modulation.

## 6. Les techniques de modulation de la Radio-sur-Fibre

La modulation de la lumière est une fonction essentielle pour la transmission des données dans une fibre optique. Ainsi les systèmes opto-hyperfréquences utilisent une porteuse optique pour transporter les informations et assurer le transfert des signaux hyperfréquences sur le lien optique. La conversion des signaux électriques en signaux optiques s'effectue en agissant sur l'un des paramètres de la lumière comme son intensité, sa phase ou sa polarisation. Il existe deux techniques de modulation, à savoir la modulation directe et la modulation externe.

## 6.1. La modulation directe

La modulation directe [11] a pour but de moduler le courant d'alimentation de la diode laser, ce qui entraîne une modulation de la puissance optique délivrée (figure 1.17). Cependant, le niveau de puissance délivrée est souvent très faible, et l'utilisation d'amplificateurs optiques s'impose dans le cas des transmissions sur des longues distances.

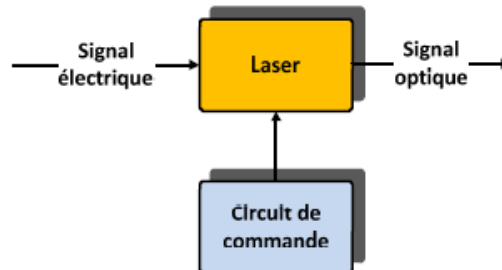


Figure 1.17 : Synoptique de la modulation directe [11]

La modulation directe du courant d'injection de la diode laser, est une modulation d'intensité optique ou de puissance optique, mais ce n'est pas la modulation de l'intensité du courant. Cette modulation, s'accompagne d'une modulation parasite appelée chirp. C'est un phénomène de conversion puissance - fréquence.

Le chirp est responsable de l'élargissement de la largeur de la raie d'une impulsion optique émise par le laser, de l'apparition de raies latérales dans le spectre de modulation, et l'association de la modulation intensité - fréquence engendre une dissymétrie des raies latérales du spectre optique par rapport à la raie centrale qui correspond à la porteuse optique.

## 6.2. La modulation externe

La modulation externe [11] consiste à changer l'un des paramètres de l'onde lumineuse par l'intermédiaire d'un modulateur externe à la source lumineuse (figure 1.18). Cette méthode de modulation est très privilégiée pour les télécommunications à haut débit sur de longues distances, à cause de la limitation du chirp. Elle permet d'obtenir une bande passante plus importante et un indice de modulation plus élevé que dans le cas de la modulation directe.

Le signal optique continu émis par la diode laser fonctionnant à courant constant subit très peu de dégradation. Lors de sa transmission à travers le modulateur, il est modulé par les données, car le signal électrique qui leur est associé module l'indice optique du matériau du modulateur et par suite son facteur de transmission.

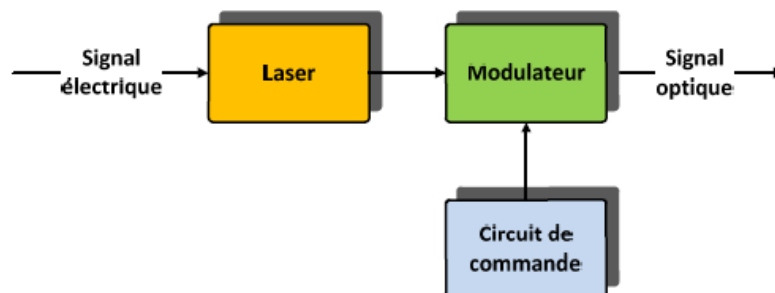


Figure 1.18 : Synoptique de la modulation externe [11]

### 6.3. Comparaison des deux modulations

En conclusion, on peut dire que la modulation externe possède une grande bande passante par comparaison avec la modulation directe. Cependant, la modulation directe est plus facile à réaliser et avec un moindre coût et sera utilisée dans les réseaux à accès optique.

Dans la suite de la thèse, c'est la modulation externe qui sera utilisée pour réaliser des mesures à 40 Gb/s avec un modulateur externe à électro-absorption. Il est à noter, que pour la modulation externe, et fonction de l'usage que l'on souhaite développer, il existe deux types de modulateurs : les modulateurs à électro-absorption et les modulateurs électro-optiques.

## 7. Les fibres optiques

La plupart des fibres optiques utilisées dans les réseaux de télécommunications [12] sont adaptées au standard de transmission à 1300 nm. A cette longueur d'onde, la dispersion de la vitesse de groupe est presque nulle. Toutefois, la longueur d'onde de transmission se situe actuellement autour de 1550 nm car dans cette zone spectrale, l'atténuation de la fibre est plus faible.

Dans les liaisons Radio-sur-Fibre, on trouve les fibres optiques monomodes (SMF pour Single Mode Fiber) et multimodes (MMF pour Multi Mode Fiber). Les fibres multimodes sont réservées pour des applications sur des courtes distances, et on les utilise dans les réseaux locaux. Les fibres multimodes en verre, déployées ces dernières années, sont de type à gradient d'indice ; elles ont aussi été réalisées à base de polymères. Les fibres multimodes en polymère ont une atténuation plus élevée que celle en verre, et ne sont guère utilisées que sur de très courte distance. Quoique toutes les fibres présentent un intérêt pour la RoF, on constate que la plupart des technologies Radio-sur-Fibre font appel à l'utilisation de la fibre monomodes.

### 7.1. Atténuation

La perte de puissance ou l'atténuation est un inconvénient majeur rencontré dans les systèmes de transmission. Elle représente en particulier l'affaiblissement du signal dans la propagation à travers le canal de transmission. Dans le cas où la fibre est ce support de transmission, l'atténuation résulte principalement des effets d'absorption, de diffusion et de rayonnement. La figure 1.19 représente les pertes typiques dans une fibre optique.

Le tableau 1.2 représente les coefficients d'absorption pour les trois fenêtres optiques utilisées. On peut ainsi remarquer que les fibres monomodes utilisées à la longueur d'onde de 1550 nm ont des atténuations faibles de l'ordre 0.2 dB/km.

Fibre	Atténuation (dB/km)	Longueur d'onde (nm)
MMF	3	850
MMF + SMF	0,4	1300
SMF	0,2	1550

Tableau 1.2 : Atténuation moyenne des fibres optiques SMF et MMF

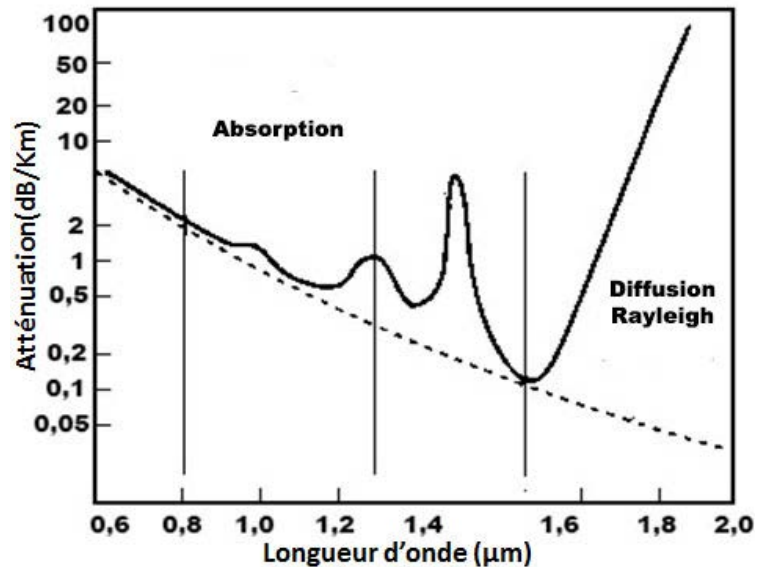


Figure 1.19 : Atténuation de la fibre optique en fonction de la longueur d'onde [13]

## 7.2. Dispersion modale

Une fibre multimodes est le siège de plusieurs modes de guidage de la lumière. Ces différents modes ont une vitesse de propagation différente. Lorsqu'une impulsion est émise dans la fibre, elle se décompose selon ces différents modes ; certaines composantes arrivant avant d'autres, l'impulsion est alors étalée (figure 1.20).

Les fibres multimodes à gradient d'indice ont été développées de manière à pallier ce problème de la dispersion modale. Le cœur n'est pas homogène. Comme l'indice de réfraction n'est pas constant, la vitesse de propagation de chaque mode va varier. Le faisceau lumineux est continuellement dévié vers l'axe optique, produisant une sorte d'effet de focalisation. Ainsi, la dispersion modale d'une fibre à gradient d'indice est plus faible que celle d'une fibre à saut d'indice.

Dans le cas d'une fibre monomode, la dispersion modale n'existe pas ou elle est pratiquement nulle. Par ailleurs, ses dimensions sont telles qu'il y a une très faible dispersion due aux trajets multiples.

Dans une fibre de longueur  $L$ , on évalue l'élargissement de l'impulsion par le retard temporel appelé  $\Delta_t$ .

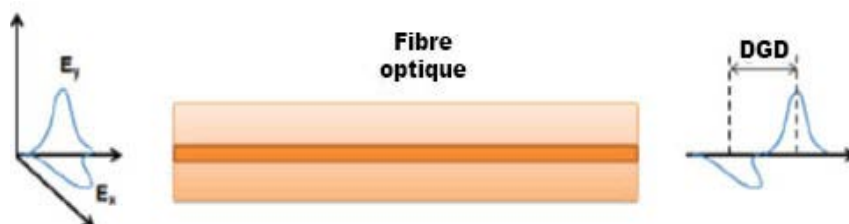


Figure 1.20 : Influence de la dispersion modale sur une impulsion optique

### 7.3. La dispersion chromatique

Dans la fibre optique, la dispersion chromatique est à l'origine de l'élargissement de l'impulsion ; elle résulte de la dispersion du matériau et de la dispersion du guidage (figure 1.21).

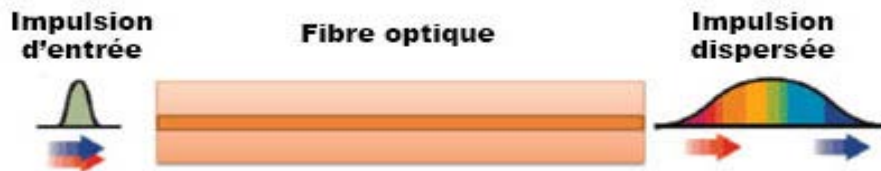


Figure 1.21 : Influence de la dispersion chromatique sur une impulsion optique

L'impulsion de sortie de la fibre de longueur L est caractérisée par sa pulsation  $\omega$  correspondant à sa longueur d'onde centrale, avec un retard  $\tau_g$  que l'on nomme le retard de groupe.

L'atténuation de la fibre est obtenue par la relation suivante :

$$\alpha = \frac{1}{L} \ln \left( \frac{P_e}{P_s} \right) \quad (1.1)$$

où  $\alpha$  est exprimé en Neper/m, L représente la longueur de la fibre,  $P_e$  et  $P_s$  représentent les puissances du signal en entrée et en sortie.

### 7.4. Comparaison des caractéristiques des fibres optiques

Le tableau 1.3 résume les caractéristiques des fibres SMF et MMF.

Type de fibre	Diamètre Cœur/gaine ( $\mu\text{m}$ )	Atténuation (dB/km)			Bande passante GHz.km
		$\lambda=850$ nm	$\lambda=1300$ nm	$\lambda=1550$ nm	
Monomode	9/125	3	0,4	0,2	> 100 GHz.km à 1300 et 1550 $\mu\text{m}$
Multimode : gradient d'indice	50/125	2,5	0,72		200 à 400 MHz.km
	85/125	3,5	2		100 à 500 MHz.km
	10/140	5			100 à 400 MHz.km
Multimode : saut d'indice	diamètre de 200 à 600 $\mu\text{m}$	5 à 20 $\lambda=850$ nm			10 à 20 MHz.km

Tableau 1-3 : Comparaison entre les différents types de fibres optiques

## 8. Conclusion

Dans ce chapitre, le contexte et l'état de l'art de la Radio-sur-Fibre ont été décrits, montrant l'intérêt actuel porté à ces techniques de transmission de l'information. Le développement des systèmes opto-hyperfréquences dû aux performances accrues des composants optiques et optoélectroniques fait que cette technique est en plein essor. Elle présente de nombreux avantages

## CHAPITRE 1 : Contexte de la Radio-sur-Fibre

---

pour obtenir des débits de transmission élevés et ainsi répondre aux besoins de distribution des divers médias (Internet, TV...). Les nouvelles infrastructures à mettre en œuvre restent compatibles avec les systèmes développés pour la transmission sur de courtes distances et permettent ainsi de répondre au souhait de mobilité des utilisateurs.

De nombreuses techniques de modulation complexe ont été développées afin d'assurer un débit élevé avec de faibles taux d'erreur dans la transmission. Certaines d'entre elles, comme l'OFDM, sont bien adaptées à la large bande passante offerte par la fibre optique. La stabilité en fréquence des lasers de type DFB est aussi un atout pour le développement des réseaux optiques. Ces sources optiques sont modulées soit directement en agissant sur le courant du laser, soit à l'aide de modulateurs externes qui présentent le plus souvent des bandes passantes plus élevées.

La modélisation d'une chaîne complète d'émission-réception est ainsi plus complexe, du fait du transfert de l'information électrique sur des liens optiques. Elle fait appel à une modélisation précise des composants, et à leur réponse comportementale au type de modulation envisagé. Cette étude comportementale peut alors être effectuée à l'aide d'un logiciel de simulation purement électrique, tel que le logiciel ADS (Advanced Design system). C'est cette étude qui est proposée dans les chapitres suivants.



### Bibliographie

- [1] H. Chettat, S. Mokhtar, Y. Bouslimani et H. Hamam, "Les systèmes Hybrides Fibre / sans fil, applications, limitations et approches de résolutions", SETIT 2007, 4<sup>th</sup> International, Conférence : Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunication, pp. 1-5, March 25-29, 2007, Tunisia.
- [2] R. Karthikeyan, S. Prakasam, "A Survey on Radio over Fiber (RoF) for wireless Broadband Access Technologies", International Journal of Computer Applications, Vol. 64, N<sup>o</sup>.12, February 2013.
- [3] R. Prasad, J. Velez Fernando, "WiMAX Networks Techno-Economic Vision and Challenge", Springer Verlag, 2010.
- [4] D. Hardy, G. Malleus et J-N. Méreur, "Réseaux, Internet, Téléphonie et Multimédia : Convergence et complémentarités", Edition DeBoeck, 2002.
- [5] M. Sauer, A. Kobayakov, "Radio over Fiber Picocellular Network Architectures", Journal of Ligthwave Technology, Vol.25 N<sup>o</sup> 11, November 2007.
- [6] A. Pizzinat, J. Guillory, B. Charbonnier, O. Bouffant, N. Evanno, D. Lecoq, J.L Polleux, C. Viana, C. Algani, A.L Billabert, S. Faci, Y. Paugam, D. Bourreau, C. Karnfelt, M. Ney, M. Brunet, A. Chousseaud, H.W Li, G. Lirzin, E. Tanguy, C. Canepa, G. Gougeon, J. Poinen, C. Sun, V. Lecoq et S. Denet, "Liaison sans fil à 60 GHz et réseau domestique multi-gigabit/s basés sur une infrastructure radio sur fibre bas coût ", Journées Nationales Microondes, 15-17 Mai 2013, Paris.
- [7] G. Baudouin, "Radio-communications numériques : Principes, modélisation et simulation", Tome 1, 2<sup>ème</sup> Edition Dunod, Paris, 2007.
- [8] V. Jeyasri Arokiamar, "Mobile communications ", Published by Technical Publication Pune, 1<sup>st</sup> Edition, India, 2009.
- [9] P. Muthu Chidambaram, "Wireless, Communications ", Asoke K. Ghosh, 2<sup>nd</sup> Edition, New Delhi, December 2008.
- [10] Z. Zhongyi, T. Zhaosheng, "Modulation and Demodulation Technique of Constant Envelope OFDM ", IEEE, 4<sup>ème</sup> Conference International on Instrumentation and Measurement Computer, Communication and Control, pp 156-160, China 2014.
- [11] Y. Sumaetu, K.IGA, "Transmissions sur fibres optiques ", Edition Masson, 1984.
- [12] Ching-Fuh Lin, "Optical components for communications: Principles and applications", Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [13] G. Keiser, " Optical Fiber Communication ", McGraw-Hill, 2<sup>nd</sup> édition, 1991.

## **CHAPITRE 2**

# **Modélisation des composants opto-microondes**



### 1. Introduction

Afin de pouvoir prédire les performances d'une liaison radio-sur-fibre, il est nécessaire d'effectuer une modélisation précise des composants qui la constitue. Les performances ainsi simulées pourront alors être confrontées aux mesures qui seront effectuées sur la liaison étudiée.

Ce chapitre sera divisé en deux parties.

La première partie décrira le principe physique de fonctionnement des principaux composants qui interviennent.

La deuxième partie s'intéressera plus particulièrement à la modélisation des composants dont nous disposons, en optimisant leurs paramètres afin d'obtenir des réponses simulées en accord avec les caractérisations physiques effectuées dans le laboratoire ou chez III-V Lab. Nous présenterons les modèles des différents composants optoélectroniques qui ont été développés, en collaboration avec l'ESYCOM-CNAM, pour simuler le tunnel optique ; l'objectif étant de pouvoir prédire avec un logiciel commercial purement microondes les performances du système RoF pour la transmission de signaux ULB.

Notre choix s'est porté sur le logiciel ADS car il s'agit d'un simulateur microondes très performant tant du point de vue analogique que numérique. De plus, des signaux numériques complexes répondant à des standards, comme ceux de la norme ECMA368 [1] peuvent être générés sous ADS et des grandeurs comme l'EVM et le BER peuvent être évaluées à partir d'outils de simulation. Par contre, le logiciel ne dispose pas de bibliothèques de composants optiques.

L'outil de simulation développé repose d'une part sur le développement de modèles précis de composants optoélectroniques et d'autre part sur une co-simulation système afin de faciliter l'analyse mixte entre signaux analogiques et numériques.

Les modèles du laser DFB, de la fibre optique et de la photodiode PIN ont été développés exclusivement par le CNAM en exploitant une analogie entre un courant électrique et une puissance optique. Ces modèles ne seront détaillés et nous comparerons seulement les résultats de simulation à ceux mesurés. Par contre, ce chapitre mettra l'accent sur la modélisation complète du MEA intégré au laser qui constitue une grande partie de ce travail de thèse.

Les modèles des éléments tant optiques qu'électriques sont des modèles non linéaires et bruités permettant dans un premier temps d'analyser les performances du système en termes de bande passante, de gain, d'adaptation, de facteur de bruit, de point de compression et d'intermodulation (chapitre 3).

Pour étudier la transmission de signaux ULB et simuler les performances de la liaison optique-microondes en terme d'EVM et de SNR tout en tenant compte des vrais transducteurs électrique/optique (EO) et optique/électrique (OE), une co-simulation devra ensuite être effectuée en utilisant le simulateur d'enveloppe et les résultats seront présentés au chapitre 4. Cette co-simulation permet de simuler la réponse de la liaison RoF en tenant compte des sources de bruit (RIN du laser, bruit thermique, bruit de grenaille) et des non linéarités, notamment du modulateur à électro-absorption, qui détériorent la transmissions des signaux ULB.

### 2. Les composants d'un système opto-microondes

Comme tout système de communication, un système de transmission par fibre optique comportent trois modules : un émetteur, un canal de transmission et un récepteur [2].

Le module d'émission a pour rôle d'émettre un signal optique contenant l'information à transmettre. Il comporte une source optique, qui est maintenant toujours un laser à état solide émettant une porteuse optique monochromatique pouvant être directement modulée dans ce laser ou extérieurement par un modulateur optique. La lumière modulée est ensuite transportée par une fibre optique (monomode ou multi-modes) et éventuellement amplifiée par un amplificateur optique à semi-conducteur (SOA). Le signal optique modulé est finalement converti en signal électrique par un photo-détecteur comportant une photodiode ou un phototransistor.

Nous allons par la suite présenter les différents éléments constituant les modules d'émission et de réception.

#### 2.1. Les sources lasers

Les télécommunications par fibre optique se sont largement développées du fait de l'apparition de sources optiques intégrées à base de semi-conducteurs ayant un très bon rendement et fonctionnant sous faible tension de polarisation [2]. Parmi leurs avantages, citons les principaux :

- dimensions réduites en accord avec les fibres optiques;
- possibilité de modulation par contrôle du courant d'alimentation;
- couverture spectrale de la bande des télécommunications avec un spectre optique étroit;
- faible coût de fabrication;
- et possibilité d'intégration avec d'autres composants optoélectroniques.

##### 2.1.1. Principe de fonctionnement

Un laser est un dispositif à semi-conducteur délivrant un faisceau lumineux monochromatique et cohérent ; les longueurs d'onde pour les applications en télécommunications correspondant en général à 1.3  $\mu\text{m}$  et 1.55  $\mu\text{m}$ .

Les lasers à semi-conducteurs sont élaborés avec des semi-conducteurs du groupe III-V, à bande interdite directe, tels que [3] :

- Les composés binaires comme GaAs, InP
- Les composés ternaires :  $\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x\text{As}$ ,  $\text{Ga}_{1-x}\text{In}_x\text{P}$
- Les composés quaternaires :  $\text{Ga}_{1-x}\text{In}_x\text{As}_y\text{P}_{1-y}$

Diverses structures de lasers sont élaborées à partir de l'alliage quaternaire InGaAsP épitaxié sur substrat InP. La longueur d'onde d'émission dépend de la composition de cet alliage qui constitue la cavité.

## CHAPITRE 2 : Modélisation des composants opto-microondes

Dans son principe, le laser à semi-conducteur est basé sur le transfert d'électrons entre le haut de la bande de valence et le bas de la bande de conduction. L'inversion de population entre ces deux bandes est obtenue par la polarisation d'une hétérojonction, ce qui engendre le processus d'émission stimulée dans cette zone active. Pour réaliser cette inversion de population, il faut créer beaucoup de paires électron-trou dans la zone active, et cet effet est favorisé en sur-dopant les matériaux qui sont alors dégénérés. Le phénomène d'émission stimulée qui prend naissance dans le milieu actif, permet la génération de photons identiques c'est-à-dire ayant même fréquence, direction et phase. La longueur d'onde du rayonnement émis par le laser est conditionnée par la valeur de la bande interdite effective du semi-conducteur constituant la zone active.

Cet effet d'émission de photons cohérents est amplifié par la présence de faces latérales semi-réfléchissantes pour la zone active, créant ainsi une cavité optique résonnante de type Fabry-Perot (figure 2.1) perpendiculaire au plan de la jonction [4]. Cette cavité, avec ses deux miroirs d'indice de réflexion  $R_1$  et  $R_2$ , permet à l'onde lumineuse générée d'effectuer plusieurs aller-retour à l'intérieur, avant de ressortir partiellement par l'une des faces. Cet effet de réaction optique permet de garantir un fonctionnement optimal du laser, le gain optique du matériau compensant les pertes du résonateur. La lumière cohérente est alors émise au-delà d'une condition de seuil qui dépend de la densité des porteurs injectés  $N_{th}$  correspondant à un courant d'injection de seuil  $I_{th}$  dans la jonction.

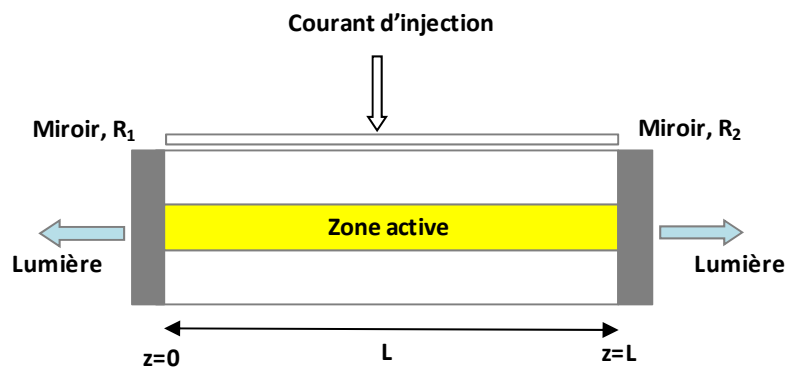


Figure 2.1 : Structure d'une diode laser à une cavité de Fabry-Perot [4]

La puissance optique délivrée par une face d'une diode laser s'exprime par la relation :

$$P_{opt}(I) = \eta_d \left( \frac{h\nu}{2e} \right) (I - I_{th}) \quad (2.1)$$

où :

- $\eta_d$  est l'efficacité quantique;
- $h$  est la constante de Planck;
- $\nu$  est la fréquence optique;
- $e$  est la charge de l'électron;
- et  $I$  est le courant injecté.

Le rôle de la cavité optique est de permettre d'obtenir le gain utile permettant l'émission de photons, de faciliter la sélectivité en fréquence ou en longueur d'onde.

## CHAPITRE 2 : Modélisation des composants opto-microondes

Les ondes lumineuses qui se propagent à l'intérieur de la cavité s'obtiennent à partir de la relation suivante :

$$\lambda = \lambda_m = \frac{2nL}{m} \quad (2.2)$$

où :

- $n$  est l'indice optique du matériau de la cavité;
- $L$  est la longueur de la cavité;
- et  $m$  est un nombre entier.

### 2.1.2. Les lasers fixes monomodes ou à rétroaction distribuée

A l'intérieur d'une cavité Fabry-Perot, plusieurs modes de résonance sont possibles. A la fréquence centrale, le gain est le plus élevé ; les autres modes peuvent cependant apparaître et la dispersion provoque une distorsion du signal. La solution pour réduire ce phénomène de distorsion est de disposer d'une source optique ayant une largeur de raie spectrale très étroite. Afin d'obtenir un spectre de type monomode, un réseau de diffraction de Bragg de pas  $\Lambda$  est déposé à la surface du ruban afin d'assurer un filtrage en longueur d'onde. Ce type de laser à rétroaction distribuée (DFB pour Distributed FeedBack) est représenté sur la figure 2.2 [5].

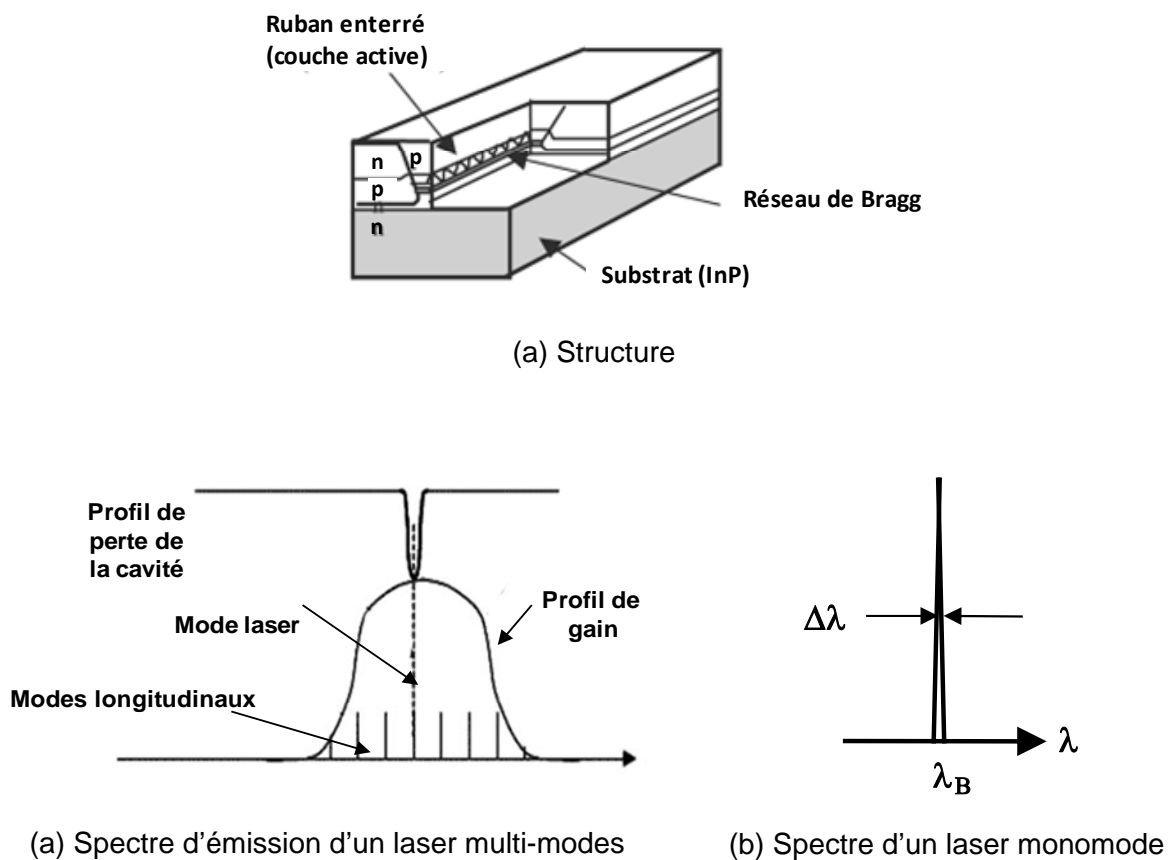


Figure 2.2 : Structure et représentation du spectre d'un laser DFB

Le réseau de diffraction, utilisé par ailleurs pour réaliser des filtres intégrés, assure une sélectivité en longueur d'onde en augmentant les pertes de la cavité excepté à la fréquence désirée (figure 2.3).

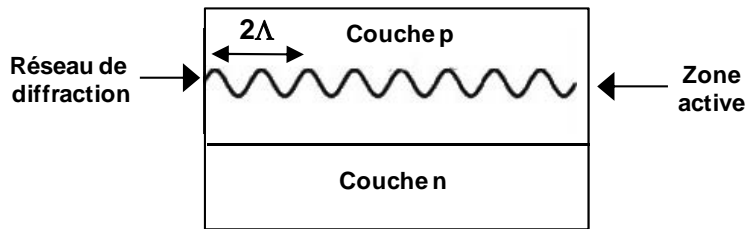


Figure 2.3 : Coupe d'un laser DFB

La relation permettant d'avoir la longueur d'onde  $\lambda_m$  désirée est :

$$\lambda_m = \frac{\lambda_0}{n} = \frac{2\Lambda}{m} \quad (2.3)$$

où  $\Lambda$  représente le pas du réseau,  $m$  est l'ordre de la diffraction de Bragg,  $n$  est l'indice du milieu et  $\lambda_0$  est la longueur d'onde en espace libre.

### 2.1.3. Les lasers accordables ou à réflecteur de Bragg distribué

Dans les réseaux à multiplexage, l'utilisation de diodes lasers accordables en longueur d'onde est de plus en plus requise, car cela permet d'optimiser l'adaptation de la longueur d'onde de la source au canal qui lui est alloué et qui est modifiable [5].

Les lasers accordables les plus utilisés sont des lasers multi-sections intégrés. Il s'agit de lasers émettant par la tranche. Cette source laser DBR (distributed Bragg reflector) comporte trois sections alignées dans une structure similaire à celle des lasers DFB, comme représentée sur la figure 2.4. Le réseau de Bragg est situé en dehors de la zone active.

La section de gain génère et amplifie la lumière, le courant  $I_1$  permettant de commander la puissance émise ; elle est suivie de la sous-couche qui constitue le guide optique et du réseau de Bragg qui sélectionne la longueur d'onde de la lumière émise ; cette longueur d'onde d'émission est commandée par le courant  $I_2$ , son changement s'effectuant avec une constante de temps de l'ordre de la nanoseconde.

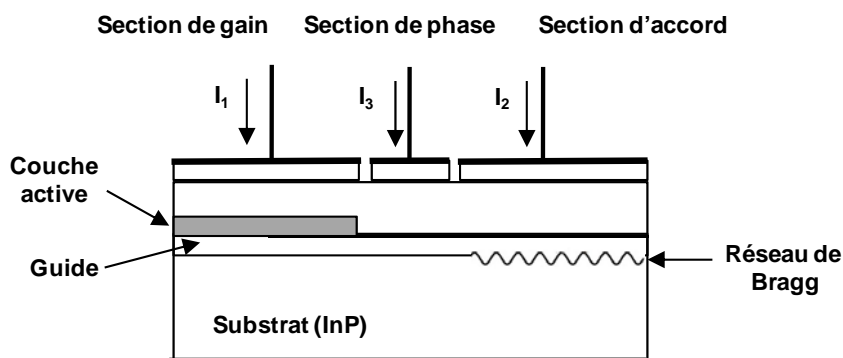


Figure 2.4 : Structure d'un laser DBR



### 2.1.4. Les lasers à cavité verticale

Les diodes laser VCSEL (Vertical Cavity Surface Emitting Laser) présentent une configuration différente de celle des autres lasers. Comme ces sources émettent par la surface, la cavité est verticale et perpendiculaire au substrat, et la lumière est ainsi émise à travers la surface du composant (figure 2.5). Cette structure en multicouche fait que ces composants sont faciles à élaborer et aisément intégrables dans des dispositifs monolithiques pour les communications [3] [5].

L'avantage principal que l'on peut mettre en avant, est la possibilité de réaliser des matrices bidimensionnelles d'émetteurs lasers ; leur faible encombrement permet une forte densité d'intégration. De plus, le fonctionnement de ces composants peut être facilement caractérisé électriquement sous pointes avant leur découpe et leur intégration comme les circuits micro-ondes planaires, puisque la lumière est émise perpendiculairement à la surface.

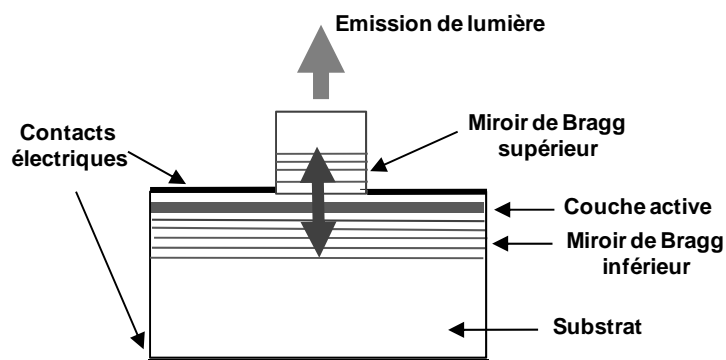


Figure 2.5 : Structure d'un laser à cavité verticale émettant par la surface

### 2.1.5. Les lasers à puits quantiques

Les techniques actuelles de croissance des semi-conducteurs, à savoir l'épitanie par jet moléculaire ou le dépôt en phase vapeur à partir d'organo-métalliques, permettent de réaliser des couches monocristallines de très grande qualité cristalline et d'épaisseur contrôlée. Il est ainsi possible de réaliser des hétéro-structures avec des épaisseurs de couche de quelques nanomètres d'épaisseur, soit quelques pas du réseau cristallin. Dans les structures à puits quantiques (QW pour Quantum Wells), le choix de la géométrie et des matériaux permet d'optimiser le confinement optique dans la couche active. Cette couche est réduite à une épaisseur d'une dizaine de nanomètres, soit elle est constituée plusieurs couches superposées ce qui donne une structure à puits quantiques multiples.

Par ailleurs, ces structures présentent certains avantages comme :

- la réduction de la densité du courant de seuil ;
- la possibilité d'ajuster la longueur d'onde en modifiant l'épaisseur et la composition de la zone active, ce qui permet d'obtenir plus facilement un spectre monomode ;
- et la couche active peut être réalisée avec un matériau en désaccord de maille avec le substrat.

### 2.1.6. Bruit dans les lasers

Comme tout oscillateur, un laser à semi-conducteur générant un signal optique n'est pas idéal ; son spectre d'émission présente un bruit d'amplitude et un bruit en fréquence [6]. Ce bruit constitue une des limitations dans le fonctionnement de tout système de communications par voie optique, car il apporte des contraintes sur la détection du signal au niveau du récepteur.

Ce bruit prend naissance dans le processus d'émission spontanée au sein de la diode laser, principalement dû aux fluctuations de la phase optique et de fréquence. Il est caractérisé par le RIN (relative intensity noise) qui s'exprime par la relation :

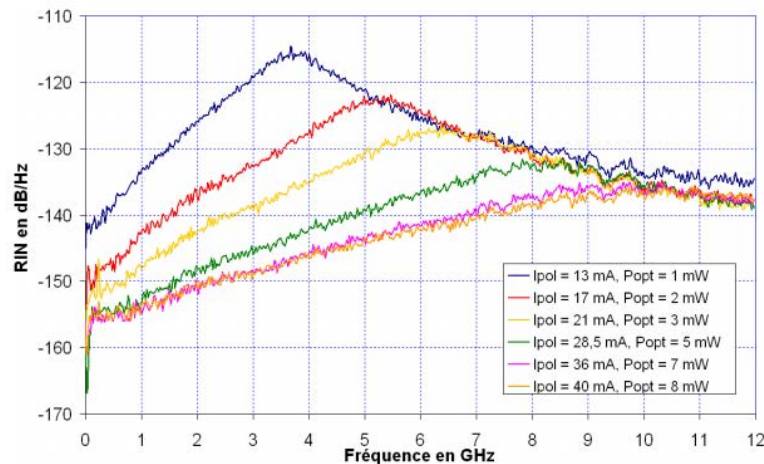
$$RIN(f) = \frac{\langle \Delta P_{opt} \rangle^2}{\langle P_{opt} \rangle^2} \quad (2.4)$$

où  $\langle \Delta P_{opt} \rangle^2$  représente le carré des fluctuations de la puissance optique et  $\langle P_{opt} \rangle^2$ , le carré de la puissance optique moyenne d'émission du laser.

Ce rapport s'exprime souvent en dB/Hz en utilisant la relation suivante :

$$RIN(f) = 10 \times \log RIN(f) \quad (2.5)$$

Une courbe type caractéristique du bruit RIN d'un laser est représentée à la figure 2.6.



**Figure 2.6 : RIN du laser en fonction du courant de polarisation et de la puissance optique émise**

Le RIN dépend fortement du courant de polarisation du laser. Il décroît pour des valeurs de courant de polarisation élevées. Sa détermination expérimentale (figure 2.7) est délicate et relativement sophistiquée. Elle fait appel à une photodiode large bande et de grande sensibilité.

Le principe de la caractérisation expérimentale du RIN d'un laser est donné ci-dessous [7] :

La lumière émise par la source laser, contrôlée en courant par une source de précision et en température par son élément Peltier, est injectée dans une fibre optique suivie d'un atténuateur optique calibré. Elle est alors couplée à la photodiode de détection suivie d'un amplificateur et d'un

## CHAPITRE 2 : Modélisation des composants opto-microondes

analyseur de spectre électrique. Les informations peuvent alors être traitées par un ordinateur qui sert aussi au contrôle de la stabilité du montage.

La puissance de bruit électrique  $N_E$  mesurée à l'analyseur de spectre résulte de trois contributions :

- le bruit du laser  $N_L$  ;
- le bruit de grenaille  $N_q$  de la photodiode qui est directement lié à la puissance optique détectée, et donc au photo-courant ;
- et le bruit thermique  $N_{th}$  de la chaîne de mesure, déterminé lorsque le laser est éteint ;

soit :

$$N_E = N_L + N_q + N_{th} \quad (2.6)$$

La mesure de la puissance émise par le laser et la détermination de  $N_L$  permettent alors d'en déduire la valeur du RIN.

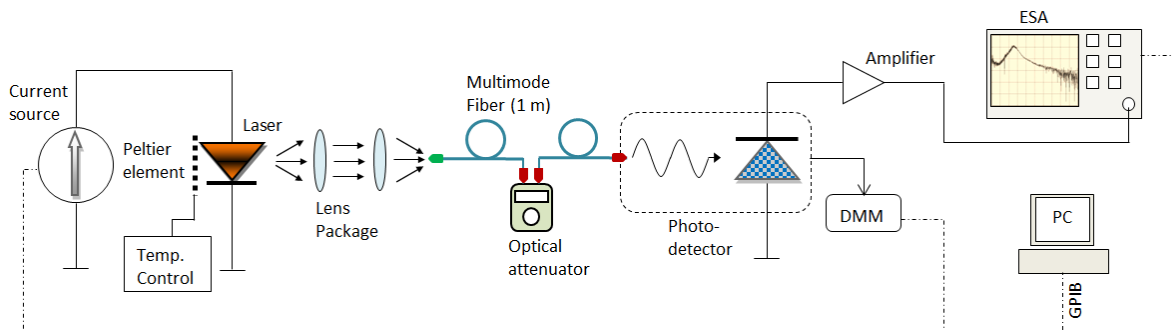


Figure 2.7 : Dispositif expérimental type de caractérisation du RIN d'un laser [7]

### 2.2. Les modulateurs optiques

Il existe actuellement deux types de modulateurs optiques : les modulateurs électro-optiques tels que les modulateurs de Mach-Zehnder (MZ) sur niobate de lithium ( $\text{LiNbO}_3$ ) et les modulateurs électro-absorbants (MEA) sur phosphore d'indium (InP) [8].

La différence entre ces deux technologies réside essentiellement dans les propriétés des matériaux qui sont utilisés pour les réaliser. Ces phénomènes physiques sont à la base de l'une des principales différences qui existent entre ces types de modulateurs, à savoir le niveau des tensions de polarisation : les modulateurs MZ nécessitent des tensions de polarisation plus importantes que les MEA, de l'ordre de 6 et 7 V pour les MZ et d'environ 3 V pour les MEA.

#### 2.2.1. Les modulateurs électro-optiques

Certains matériaux voient leurs propriétés optiques modifiées lorsqu'ils sont soumis à un champ électrique : ceci est dû à des effets électro-optiques [9]. On distingue, deux types d'effets électro-

## CHAPITRE 2 : Modélisation des composants opto-microondes

optiques : l'effet électro-optique linéaire dans lequel, la variation de l'indice optique est proportionnelle au champ appliqué (appelé effet Pockels), et le deuxième est l'effet électro-optique quadratique, où la variation de l'indice est proportionnelle au carré du champ appliqué (appelé effet Kerr). L'effet électro-optique, est utilisé pour la réalisation de modulateurs de lumière, de déflecteurs et de filtres ; il permet en particulier la modulation de faisceaux lumineux jusqu'à plusieurs gigahertz.

### ▪ Le modulateur de phase

Il est formé d'un guide d'ondes optique dont le cœur est constitué d'un matériau électro-optique, souvent du niobate de lithium ; ce guide est déposé sur une électrode disposée sur le substrat (figure 2.8). Une autre électrode est déposée sur la face supérieure du guide, permettant ainsi d'appliquer un signal électrique de commande entre les deux électrodes [10].

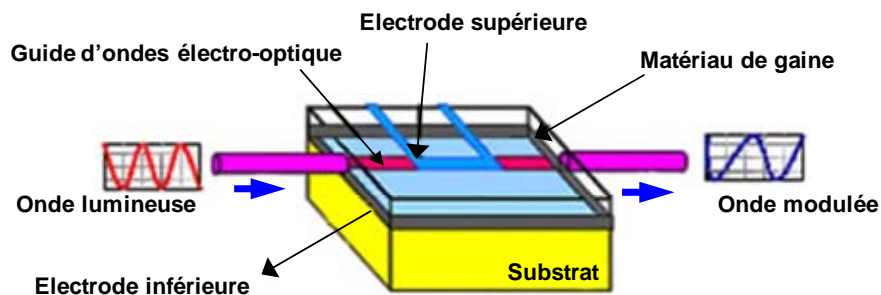


Figure 2.8 : Modulateur de phase

Quand un champ électrique  $E$  est appliqué, il en résulte une modification de l'indice de réfraction du matériau du guide optique, ce qui a pour conséquence de faire varier la phase de l'onde guidée et d'engendrer un retard variable de l'onde optique.

Sur une distance de propagation de longueur  $L$ , l'onde lumineuse en sortie est déphasée par rapport à l'onde incidente, ce déphasage étant donné par la relation :

$$\Delta\varphi = 2\pi L \cdot \Delta n / \lambda \quad (2.7)$$

avec :

$$\Delta n = n^3 r' E / 2 \quad (2.8)$$

où  $n$  est l'indice optique du matériau et  $r'$  est son coefficient électro-optique effectif (environ  $3 \cdot 10^{-11}$  dans le  $\text{LiNbO}_3$ ).

Lorsque le champ est appliqué longitudinalement, la tension provoquant un déphasage de  $\pi$  s'en déduit :

$$V_{\lambda/2} = \frac{\lambda}{n^3 r'} \quad (2.9)$$

puisque  $V = E \times L$

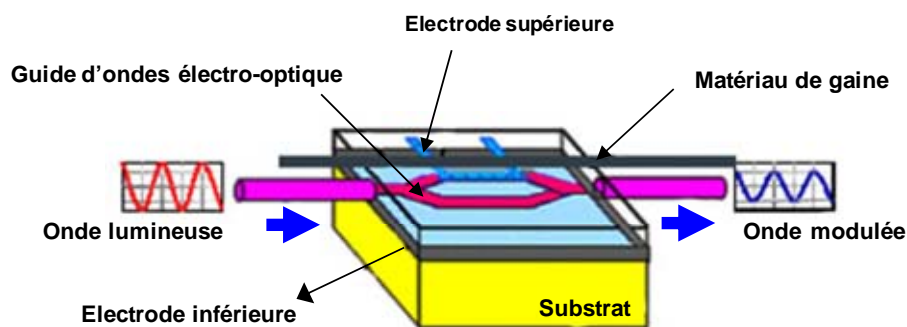
Cette tension dite de "demi-onde" est caractéristique du matériau électro-optique.

### ▪ Le modulateur d'intensité de Mach-Zehnder

Le principe de fonctionnement, consiste à effectuer une modulation de l'intensité lumineuse en faisant varier la phase dans un interféromètre [11].

La figure 2.9 montre l'architecture d'un modulateur de type de Mach-Zehnder. Il est composé d'une jonction Y en entrée permettant de séparer le faisceau incident en deux ondes sur les deux bras du modulateur. Sur l'un des bras de l'interféromètre, il y a une électrode qui permet d'appliquer un champ électrique entraînant une modification de l'indice de réfraction du matériau électro-optique et provoquant un changement de la phase de l'onde lumineuse comme pour le modulateur de phase. La sortie de l'interféromètre est composée d'une deuxième jonction permettant la recombinaison des deux ondes déphasées. En fonction de la différence de phase totale, la lumière se recombine plus ou moins efficacement, voire pas du tout, en sortie de l'interféromètre, conduisant ainsi à une modulation de la puissance lumineuse.

Ces modulateurs, souvent réalisés à base du matériau électro-optique niobate de lithium ( $\text{LiNbO}_3$ ), nécessitent cependant une tension de commande élevée ; leur intégration avec d'autres composants est difficile et ils ne sont pas stables dans le temps du fait d'une dérive du point de fonctionnement.



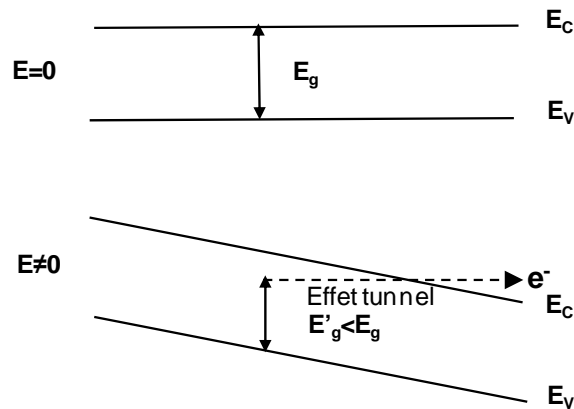
**Figure 2.9 : Schéma d'un interféromètre de Mac-Zehnder**

### 2.2.2. Les modulateurs à électro-absorption

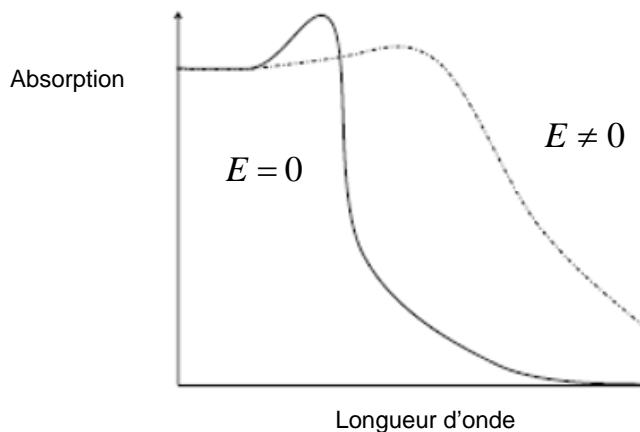
Les modulateurs à électro-absorption (MEA) sont en réalité des diodes PIN à base de matériaux semi-conducteurs à bande interdite directe (matériaux III-V) ou des diodes Schottky [12].

Quand une telle jonction est polarisée en inverse, il y a apparition d'un champ électrique  $E$  au niveau de la zone intrinsèque, ce qui a pour effet d'incliner les bandes de conduction et de valence dans cette zone. Le gap effectif séparant ces deux niveaux est réduit (les électrons peuvent passer par effet tunnel dans la bande de conduction) ; il apparait ainsi un recouvrement entre les fonctions d'onde des électrons et des trous pour des énergies de photons inférieures à celles du gap  $E_g$ . Le matériau devient ainsi absorbant pour des énergies de photons plus faibles que l'énergie du gap du matériau semi-conducteur (figure 2.10). Ceci se traduit par une modification du seuil d'absorption du matériau intrinsèque (matériau dit actif) vers les grandes longueurs d'onde (figure 2.11).

Cet effet est appelé l'effet Franz-Keldysh dans le cas où le matériau intrinsèque est un matériau massif. Cet effet permettant de modifier le seuil d'absorption du matériau, il est alors possible de réaliser une modulation d'amplitude d'une onde lumineuse en fonction de la tension inverse appliquée.



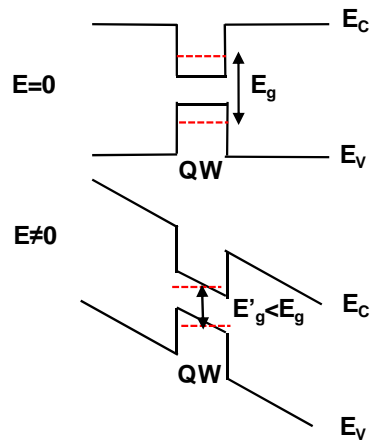
**Figure 2.10 : Modification des énergies de gap sous l'application d'un champ électrique pour un matériau massif (effet Franz-Keldysh)**



**Figure 2.11 : Modification de l'absorption sous l'application d'un champ électrique dans une diode PIN**

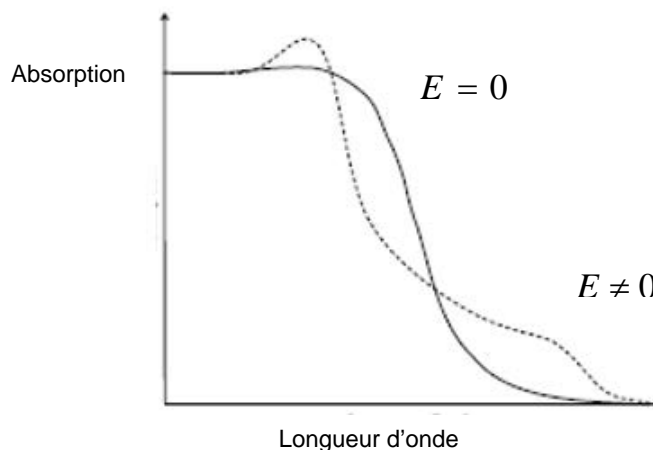
Dans une structure confinée de type puits quantiques multiples (MQW), il est possible d'obtenir des variations d'absorption plus importantes du seuil d'absorption. En effet, la faible épaisseur des couches engendre la quantification des niveaux d'énergie et leur nombre faible implique le non recouvrement des fonctions d'ondes des différents niveaux. Cela renforce l'interaction coulombienne entre les électrons et les trous permettant la création d'une particule "fictive", l'exciton. L'électron et le trou restent en interaction électrique plus longtemps, ce qui permet une diminution de l'énergie du photon nécessaire pour créer cette paire électron-trou liée : cette liaison correspond à une raie excitonique localisée en dessous du seuil d'absorption du matériau.

L'application d'un champ électrique perpendiculaire à la couche de puits quantiques réduit l'énergie de liaison de cette paire (figure 2.12) et on obtient un décalage spectral de cette raie excitonique vers les plus grandes longueurs d'onde : c'est l'Effet Stark quantique confiné (QCSE : Quantum-Confined Stark Effect). Ce décalage entraîne une variation de l'absorption en fonction de la tension appliquée.



**Figure 2.12 : Modification de l'énergie de gap sous l'application d'un champ électrique dans une structure à puits quantiques**

Si les puits quantiques sont très rapprochés (Super-Réseaux), un effet de couplage entre les différents puits existe, et l'on parle d'effet Wannier-Stark qui, à l'inverse des effets précédents, produit un décalage de l'absorption vers des longueurs d'onde plus faibles que les longueurs d'onde du seuil d'absorption sans champ électrique appliqué (figure 2.13).



**Figure 2.13 : Modification de l'absorption par l'application d'un champ électrique dans les structures à puits quantiques due à l'effet Wannier-Stark**

On observe sur les figures précédentes que sans tension inverse appliquée (MEA en mode passant), les MEA ont une absorption résiduelle qui introduit des pertes dans la propagation de la lumière, phénomène moins présent dans les Mach-Zehnder en niobate de lithium.

Sans l'utilisation d'adaptateur de mode, les MEA peuvent présenter aussi plus de pertes d'insertion que les Mach-Zehnder en LiNbO<sub>3</sub>. Toutefois ils peuvent être intégrés sur un même substrat avec une diode laser à semi-conducteur, comme nous le verrons dans le paragraphe suivant ; cela permet de limiter les pertes dues à l'interface laser-modulateur. Leur absorption dépend de la longueur d'onde et ils possèdent des tensions de commande généralement plus faibles que celles des Mach-Zehnder. De plus, d'après les relations de Kramers-Kronig, la variation d'absorption lors de la modulation d'amplitude dans les MEA s'accompagne d'une variation d'indice optique, ce qui introduit du chirp sur l'onde lumineuse. Cela peut-être à la fois un avantage et un inconvénient.

## CHAPITRE 2 : Modélisation des composants opto-microondes

---

Enfin, les MEA permettent de réaliser des modulateurs d'intensité beaucoup plus compacts (typiquement, de longueur de 150  $\mu\text{m}$  pour un modulateur travaillant à 10 Gb/s) que les Mach-Zehnder en  $\text{LiNbO}_3$  (quelques cm) ou en GaAs/InP (quelques mm).

Il est actuellement possible de trouver dans le commerce des MEA modulant l'intensité de la lumière jusqu'à 40 Gb/s. Des dispositifs réalisés en laboratoire ont permis de réaliser des modulations jusqu'à 100 Gb/s.

Contrairement aux modulateurs MZ qui ne sont pas intégrables monolithiquement avec les autres composants du module d'émission c'est-à-dire avec les sources lasers, la technologie de fabrication des MEA permet de les intégrer directement sur une puce laser. On obtient ainsi un dispositif compact appelé modulateur à électro-absorption intégré à un laser (EML pour electro-absorption modulated laser).

### 2.2.3. Les lasers à modulateur à électro-absorption intégré

Le principe de fonctionnement d'un EML est identique à celui d'un laser DFB avec une modulation externe [13]. Cependant, l'intégration hybride présente des avantages par rapport à l'utilisation de deux composants séparés tels qu'un encombrement et un packaging réduits, un couplage optique plus efficace et une consommation moindre.

Il existe des modulateurs DML ou encore appelé Dual-EML. Ce sont des modulateurs dans lesquels on utilise une double modulation appliquée sur l'entrée de l'EML qui permet d'optimiser l'ajustement du chirp résultant de la modulation simultanée du modulateur et du laser. Le principe du DML permet ainsi une augmentation de la portée de la transmission par fibre optique par comparaison avec un simple modulateur. De plus, si on confronte le DML et l'EML, ce dernier présente des caractéristiques avantageuses comme :

- la double modulation par l'effet d'électro-absorption qui permet à l'EML d'augmenter sa bande passante jusqu'aux environs de 60 GHz ;
- et un taux d'extinction fort élevé et un chirp faible par comparaison au DML.

## 2.3. Les photo-détecteurs

Le photo-détecteur réalise la conversion du signal lumineux en un signal électrique [14]. Il se comporte comme un compteur de photons et génère un courant proportionnel à la puissance lumineuse. Sa sensibilité, définie en A/W doit être élevée aux longueurs d'onde sélectionnées et son apport en bruit minimal. Afin de fonctionner pour des débits élevés (10 Gb/s voire 40 Gb/s), il doit se caractériser par une constante de temps très courte afin de déformer le moins possible les signaux transitoires. Cela permet d'obtenir des diagrammes de l'œil pour les signaux numériques de grande qualité.

### 2.3.1. Principe de fonctionnement de la photo-détection

La photodiode est un composant à base de matériaux semi-conducteurs [14]. Dans son principe, la lumière, et donc les photons qu'elle reçoit, est absorbée en favorisant des transitions des électrons de la bande de valence du semi-conducteur vers sa bande de conduction. Ces porteurs photo-crés (paires électrons-trous) sont égaux au nombre de photons absorbés ; ils sont plus ou moins libres de



## CHAPITRE 2 : Modélisation des composants opto-microondes

se déplacer dans la structure sous l'effet d'une polarisation, assurant ainsi le passage d'un courant électrique. Seuls les photons d'énergie égale ou supérieure à la largeur de bande interdite du semi-conducteur sont absorbés en créant ces paires électrons-trous.

Un photo-détecteur est caractérisé par :

- son coefficient d'absorption  $\alpha$  : il dépend du matériau utilisé et caractérise la pénétration de la lumière à l'intérieur du semi-conducteur. Il est mesuré en  $\text{cm}^{-1}$ .
- son rendement quantique  $\eta$  : il représente le rapport du nombre de paires de porteurs photo-crées au nombre de photons incidents. Sa valeur est en général inférieure à 1 et augmente avec l'épaisseur de la zone absorbante ; elle est comprise entre 0,5 et 0,8. Il est défini par la relation suivante :

$$\eta = \frac{\text{Nombre de paires électron-trou détectées}}{\text{Nombre de photons incidents}} = \frac{I_{\text{ph}} / e}{P_{\text{opt}} / h\nu} \quad (2.10)$$

où  $e$  est la charge de l'électron,  $h$  est la constante de Planck et  $h\nu$  est l'énergie des photons.

Si l'on inclut les autres pertes possibles dues aux imperfections du matériau (pièges, dislocations), on caractérise le matériau par son rendement quantique externe  $\eta_e$  qui est légèrement plus faible.

- La sensibilité  $S$  : elle définit le rapport du photo-courant détecté au flux lumineux (ou à la puissance optique reçue), et s'exprime en  $(A/W)$  :

$$S(\lambda) = \frac{I_{\text{ph}}}{P_{\text{opt}}} = \eta \cdot \frac{e \cdot \lambda}{h \cdot c} \quad (2.11)$$

où  $\lambda$  est la longueur d'onde de la lumière et  $c$  est la célérité de la lumière.

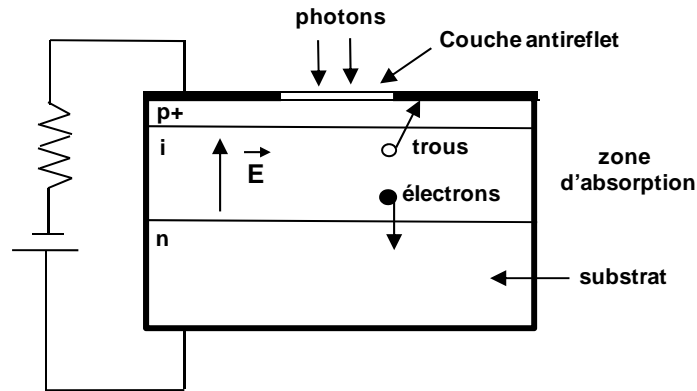
D'après (2.8), on peut observer que le courant photo-crée est proportionnel à la puissance lumineuse.

- La bande passante  $B$  : elle permet de définir la rapidité de la réponse de la photodiode à une variation rapide du flux lumineux incident.

Parmi les photo-détecteurs à semi-conducteurs les plus utilisés, on trouve les photodiodes PIN.

### 2.3.2. Les photodiodes PIN

De manière à effectuer une photo-détection efficace, en évitant les recombinaisons des paires électrons-trous, il faut que les photons soient absorbés dans une zone dépourvue de porteurs mobiles hors présence de lumière; ceci peut se trouver dans la zone de charge d'espace (ou zone dépeuplée) d'une jonction PN. Elle doit être très large pour assurer un bon rendement quantique ; la structure de la photodiode PIN (figure 2.14), dans laquelle une région intrinsèque est matérialisée entre les régions P et N, est ainsi favorable [15]. La majorité des photons est alors absorbée dans la zone intrinsèque, lorsque la photodiode est polarisée en inverse. En l'absence de lumière, le courant d'obscurité est très faible. La zone traversée par la lumière P ou N doit avoir une épaisseur faible, et possède à sa surface une couche antireflet qui permet d'améliorer le rendement quantique externe en protégeant le matériau.



**Figure 2.14 : Structure d'une diode PIN**

En l'absence de lumière, il existe un courant d'obscurité  $I_{obs}$  circulant dans la jonction qui a des origines multiples : génération thermique dans la zone isolante, courants de fuite, courants de surface. Ce courant varie avec la tension de polarisation et la température.

Ainsi, le courant total  $I_{tot}$  circulant dans la photodiode est donc :

$$I_{tot} = I_{ph} + I_{obs} \quad (2.12)$$

Le photo-courant  $I_{ph}$  étant proportionnel à la puissance optique  $P_{opt}$  (équation (2.11)), on a :

$$I_{tot} = S P_{opt} + I_{obs} \quad (2.13)$$

Le photo-courant ne dépend pas de la tension de polarisation inverse, tout au moins si l'on reste loin de la tension de claquage.

L'autre particularité de la photodiode est son temps de réponse qui en général doit être très petit. En termes de schéma équivalent électrique, la réduction des résistances d'interconnexion et les capacités de couplage est importante. La capacité de la jonction est d'autant plus réduite que l'on élargit la zone d'absorption.

### 2.3.3. Le bruit dans les photo-détecteurs

Les composantes principales de bruit liées aux récepteurs optiques sont : le bruit thermique, le bruit de grenaille ou « shot noise », le bruit d'obscurité et le bruit en  $1/f$  [15].

- Bruit de Johnson ou bruit thermique

Le bruit thermique ou Johnson, représente les fluctuations aléatoires des porteurs à l'intérieur d'une résistance par suite de l'agitation thermique. La densité spectrale de courant de bruit thermique liée à la résistance de charge de la photodiode est représentée par la relation :

$$\langle i_{th}^2 \rangle = \frac{4kT}{R} \quad (\text{en } A^2/\text{Hz}) \quad (2.14)$$

où  $k$  est la constante de Boltzmann,  $R$  est la résistance de la photodiode et  $T$  est la température en Kelvin.

- Le bruit de grenaille

Il est relié au passage des porteurs dans la barrière de potentiel. Sa densité spectrale en courant est donnée par :

$$\langle i_n^2 \rangle = 2 e I_{ph} \quad (\text{en } A^2/\text{Hz}) \quad (2.15)$$

où  $I_{ph}$  représente le photo-courant et  $e$  est la charge de l'électron.

Il est aussi appelé bruit quantique.

- Bruit de courant d'obscurité

Les fluctuations du courant d'obscurité contribuent au bruit par la relation :

$$\langle i_{obs}^2 \rangle = 2 e I_{obs} \quad (\text{en } A^2/\text{Hz}) \quad (2.16)$$

où  $I_{obs}$  représente la valeur moyenne du courant d'obscurité.

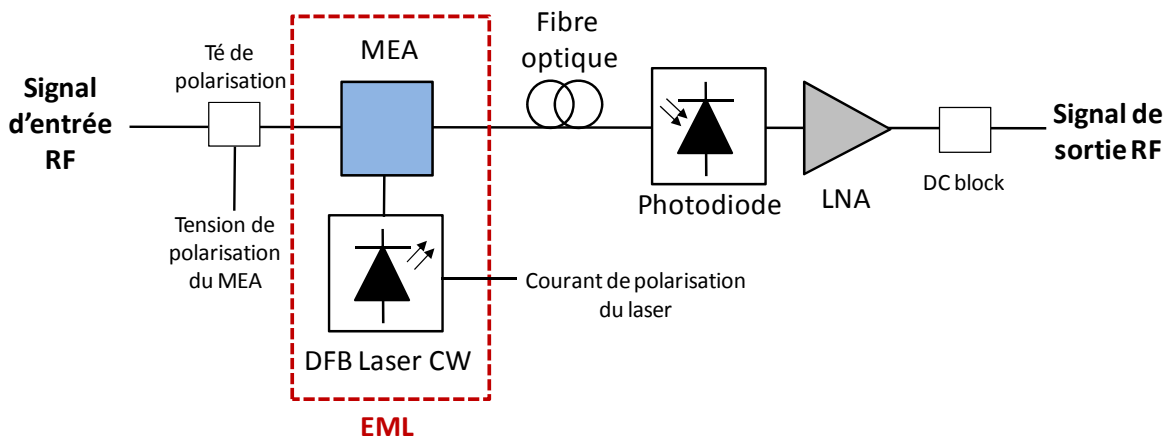
- Bruit en 1/f

Comme dans tous les composants, une autre source de bruit intervient dans les photodiodes. Il s'agit du bruit en 1/f (ou bruit de scintillation, bruit en excès) dont l'origine est due à des états de surface aux jonctions, à des défauts dans les matériaux ou à des recombinaisons électron-trou parasites. Toutefois, sa contribution, déjà réduite du fait des techniques récentes d'élaboration des composants, n'est significative qu'aux basses fréquences ; son influence sur le bruit global de la photodiode est négligeable au-delà de quelques dizaines de kilohertz.

### 3. Description du tunnel optique

La chaîne de transmission RoF étudiée exploite les propriétés d'une modulation optique externe (ME), classiquement utilisée dans les systèmes RoF (figure 2.15).

Elle est composée d'un modulateur à électro-absorption (MEA) intégré à un laser formant un EML et d'une fibre optique standard monomode. En fin de chaîne, on trouve une photodiode PIN suivie d'un amplificateur RF faible bruit (LNA) pour assurer la photo-détection.



**Figure 2.15 : Synoptique de la chaîne de transmission RoF avec une modulation externe**

## 4. Modélisation de l'EML

### 4.1. Description de l'EML

Le modulateur à électro-absorption est intégré à un laser. Il se présente sous la forme d'un boîtier de type Butterfly composé de sept broches (figure 2.16). Il a été développé et fabriqué par Alcatel Thales III-V Lab pour des applications dans le domaine des communications optiques à 40 Gb/s.

Il comprend une diode laser (LD), un modulateur à électro-absorption (MEA), une thermistance (CTN) et un module de contrôle de température (TEC) permettant de réaliser l'asservissement de la température de manière à la maintenir constante à 25°C. Ce module est alimenté par une tension négative comprise entre - 5 V et 0 V pour polariser le MEA et par un courant de polarisation du laser d'une valeur maximale de 150 à 200 mA.

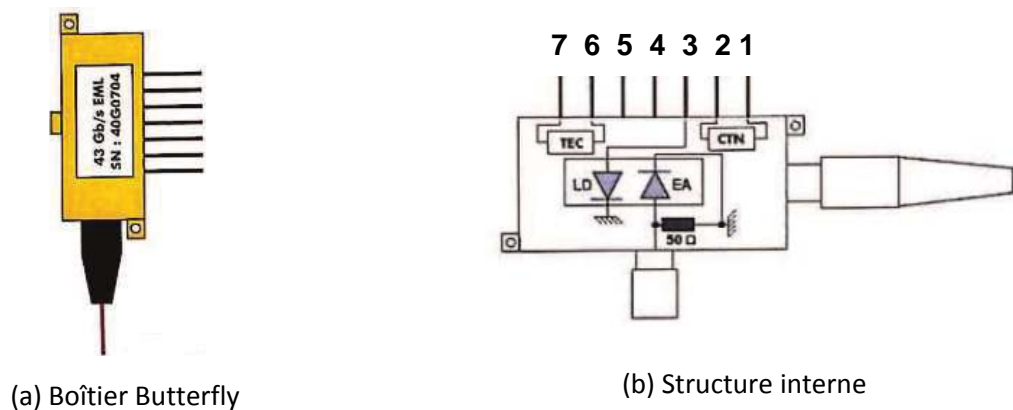


Figure 2.16 : Schéma général de l'EML

Pour une meilleure dissipation thermique, l'EML est monté sur une semelle métallique en CuW appelée embase (Figure 2.17) sur laquelle se trouvent les circuits de commande et d'adaptation du laser et du MEA (céramiques Laser et HF). Dans cette embase, les axe optique et hyperfréquences forment entre eux un angle de 90°.

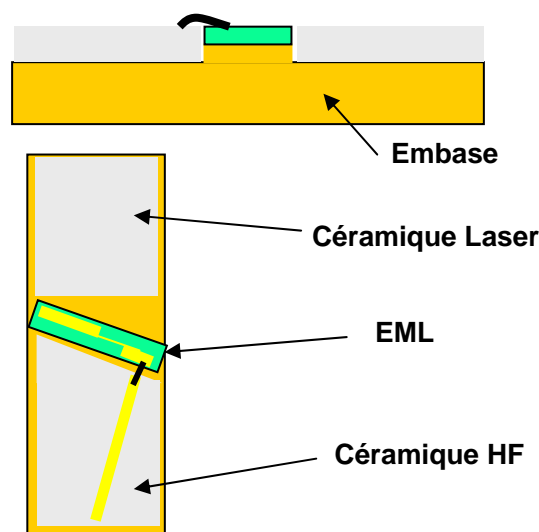


Figure 2.17 : Schéma de l'embase de l'EML

## 4.2. Modèle du laser DFB

Nous avons utilisé le modèle du laser DFB qui a été développé par l'ESYCOM-CNAM à partir du modèle de Tucker [16]. Le schéma électrique équivalent du laser DFB repose d'une part sur les deux équations de continuité des électrons et des photons et d'autre part sur une analogie entre un courant électrique et une puissance optique. Des sources de bruit modélisées par les forces de Langevin représentent les variations aléatoires du nombre d'électrons et de photons dus à l'émission spontanée. Le bruit RIN (Relative Noise Intensity) et la non linéarité de la puissance de sortie du laser sont aussi pris en compte dans le modèle du laser [17] [18] [19].

Les paramètres électriques du modèle sont déterminés à partir de certaines grandeurs physiques du laser et de mesures comme la caractéristique statique puissance-courant (P-I) et le RIN [18] [19]. L'extraction des valeurs des paramètres du modèle a été faite par l'ESYCOM-CNAM à partir des mesures effectuées au L2E et chez III-V Lab [7] [20] [21].

Les réponses statique et en bruit RIN simulées sont représentées aux figures 2.18 et 2.19. Le laser a un courant de seuil de 9 mA, une sensibilité de 0.18 W/A et une longueur d'onde optique de 1535 nm. Une bonne concordance des résultats de simulation avec les mesures de la courbe puissance-courant et du bruit RIN en fonction de la fréquence permet de valider le modèle électrique du laser aussi bien en régime statique qu'en dynamique. Toutefois, la saturation du laser n'a pas pu être modélisée.

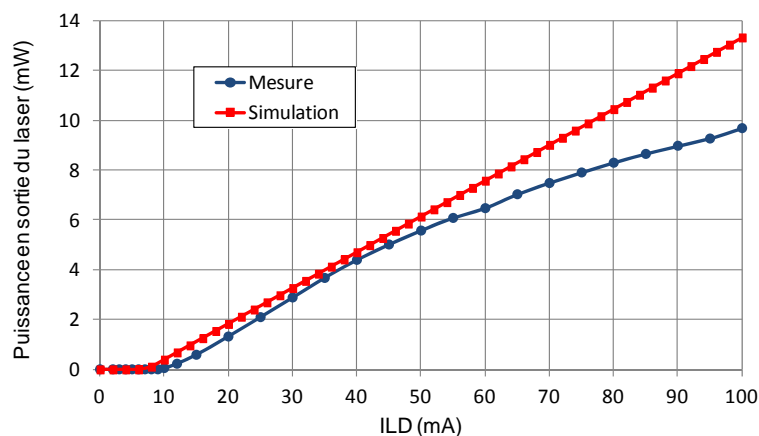


Figure 2.18 : Réponses statique P-I mesurée et simulée du laser DFB

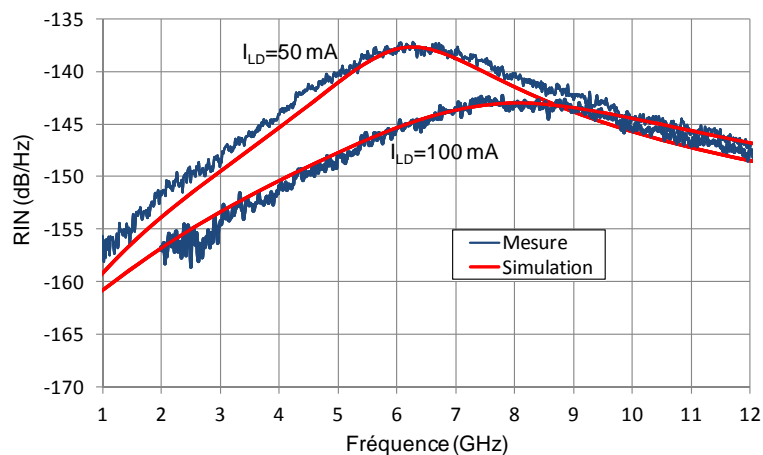


Figure 2.19 : Courbes de RIN mesurées et simulées du laser DFB

### 4.3. Modèle du modulateur à électro-absorption

Le modèle du MEA qui a été développé sous ADS est un modèle non linéaire qui intègre la fonction de transfert non linéaire du modulateur représentant sa réponse électro-optique. Ceci permet ainsi de simuler directement la forme temporelle de signaux complexes à partir de la tension de commande du modulateur.

Il comporte :

- le modèle de la ligne d'accès HF pour l'application du signal d'entrée microondes ;
- le modèle équivalent petit signal pour simuler sa réponse intrinsèque fréquentielle et déterminer sa fréquence de coupure ;
- et le modèle de la courbe mesurée du taux d'extinction statique en fonction de la tension de polarisation du MEA.

#### 4.3.1. Modélisation EM 3D de la ligne d'accès : modèle linéaire extrinsèque

La ligne d'accès RF du modulateur à électro-absorption est une ligne coudée de type guide d'ondes coplanaires avec plan de masse (GCPW) et trous métallisés (via-holes), d'impédance caractéristique  $50 \Omega$  (figure 2.20).

La céramique HF de dimensions 6 mm x 2 mm a été réalisée sur un substrat d'alumine de constante diélectrique  $\epsilon_r=9.8$ , d'épaisseur  $h=254 \mu\text{m}$  et de pertes diélectriques  $\tan\delta=0.002$ .

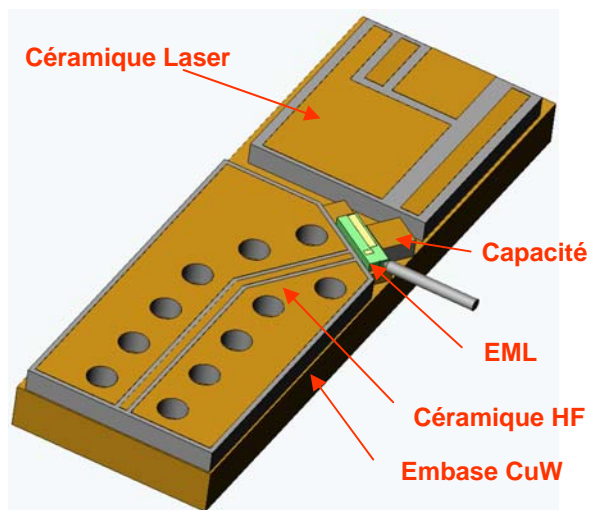


Figure 2.20 : Schéma de la ligne d'accès HF du MEA

La technologie coplanaire avec via a été privilégiée pour répondre aux besoins suivants :

- permettre des mesures sous pointes HF ;
- être compatible avec la mise en module ; la largeur du conducteur central étant compatible avec les outils ou techniques d'interconnexions ;
- et présenter de bonnes performances HF en réflexion et en transmission sur une large bande de fréquences.

## CHAPITRE 2 : Modélisation des composants opto-microondes

Ainsi, deux séries de via-holes ont été rajoutées entre les plans de masse latéraux et le plan de masse inférieur.

Ces via-holes permettent aussi d'assurer la continuité du plan de masse et de dissiper la puissance thermique.

La position et les dimensions de ces trous ont été optimisées afin d'obtenir une bonne adaptation de la ligne et de faibles pertes d'insertion sur une large plage de fréquences (jusqu'à 60 GHz). Deux résistances de  $100\ \Omega$  ont été placées en parallèle au bout de la ligne, non seulement pour l'adapter mais également pour augmenter la bande passante à -3 dB.

La ligne d'accès RF du MEA a été simulée sous le logiciel commercial HFSS (High Frequency Structure Simulation) de chez ANSYS qui est un simulateur électromagnétique 3D utilisant la Méthode des Éléments Finis (FEM) (figure 2.21).

Les figures 2.22 et 2.23 comparent les résultats de simulation à ceux mesurés sous pointes coplanaires entre 0.1 et 60 GHz.

Nous constatons une très bonne concordance entre les mesures et les simulations puisque de très faibles pertes supplémentaires ont été mesurées (inférieures à 0.5 dB sur toute la bande de fréquences). Le module du coefficient de réflexion reste quant à lui inférieur à -9 dB.

Afin de pouvoir tenir compte du comportement fréquentiel de la ligne d'accès du MEA, les résultats de simulation seront intégrés dans le logiciel ADS sous la forme d'un fichier s2p. On considèrera le guide GCPW comme un dispositif à deux accès caractérisé par ses paramètres S.

Etant donné qu'un fil de connexion (bonding wire) est nécessaire pour connecter la sortie de la ligne d'accès au MEA, une self  $L_{\text{bond}}$  de 0.16 nH sera rajoutée dans le modèle du MEA.

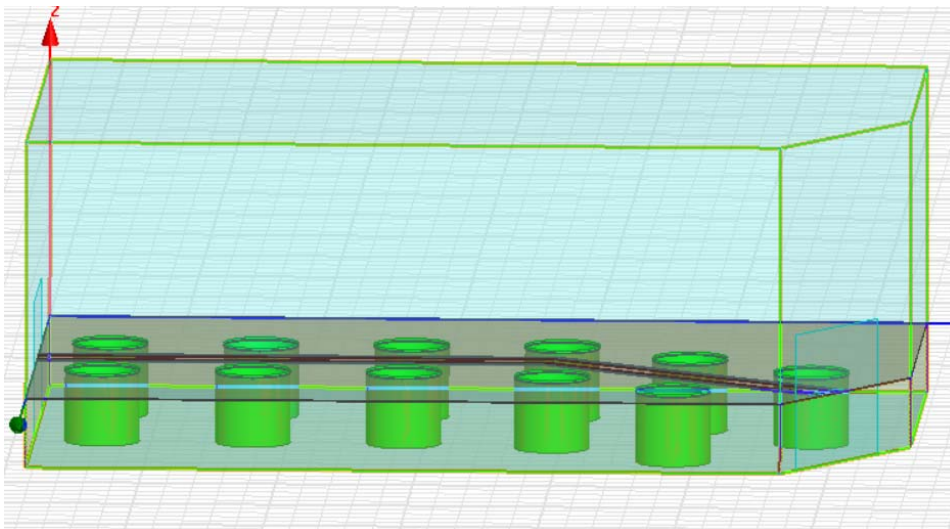


Figure 2.21 : Vue 3D de la ligne d'accès du MEA sous HFSS

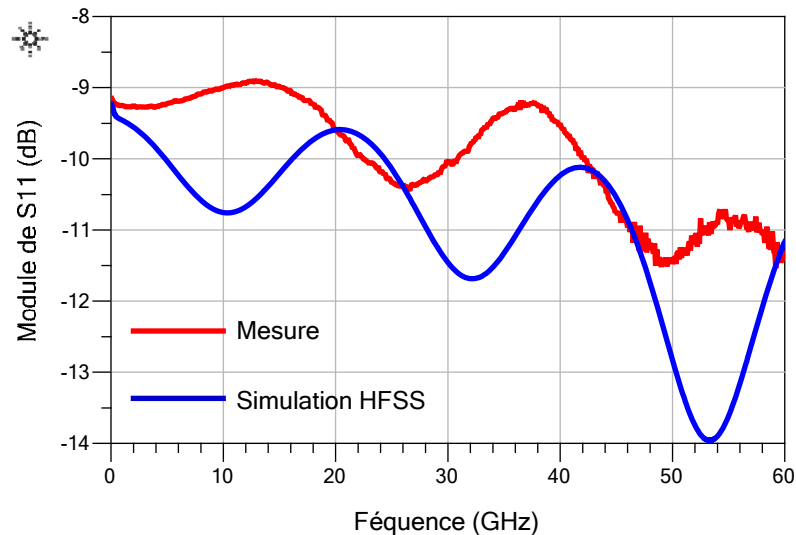


Figure 2.22 : Adaptation en entrée de la ligne d'accès du MEA

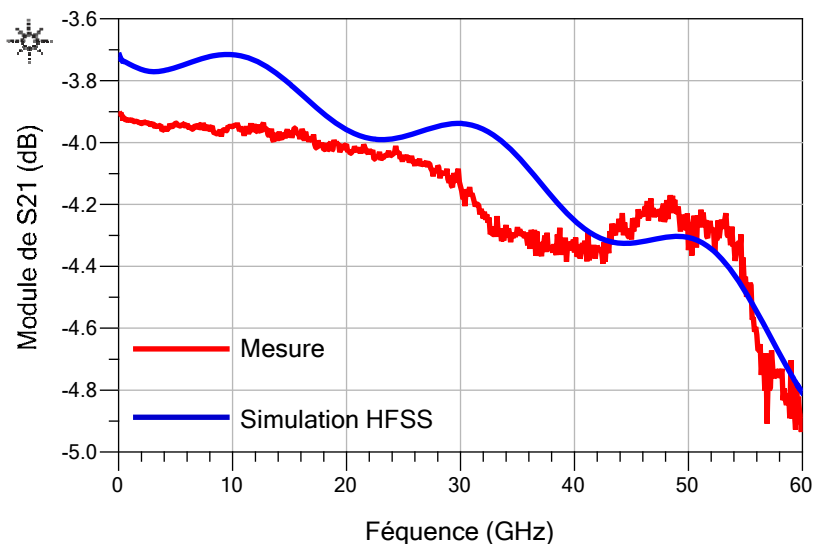


Figure 2.23 : Pertes d'insertion de la ligne d'accès du MEA

#### 4.3.2. Modèle intrinsèque électrique équivalent petit signal

Le schéma équivalent petit signal du modulateur est représenté à la figure 2.24.

Le MEA est modélisé par une résistance série  $R_s$ , représentant la résistivité des couches p et n, par une capacité de jonction  $C_j$  et une résistance de fuite  $R_f$ . Etant de très forte valeur,  $R_f$  intervient surtout aux basses fréquences.  $L_s$  est une inductance parasite due à la métallisation et  $C_p$  représente la capacité due au plot de contact du MEA.

Les valeurs des éléments du schéma équivalent du MEA sont déterminées en fittant la courbe mesurée représentant le coefficient de réflexion  $S_{11}$  du modulateur. L'amplitude et la phase de l'admittance d'entrée  $Y_{11}$  et de l'impédance d'entrée  $Z_{11}$  sont ensuite simulées à partir des valeurs extraites et comparées aux mesures. Les paramètres  $Y_{11}$  et  $Z_{11}$  donnés aux figures 2.25 et 2.26 sont en accord avec les résultats de mesure et permettent ainsi de valider les paramètres extraits du modèle linéaire.



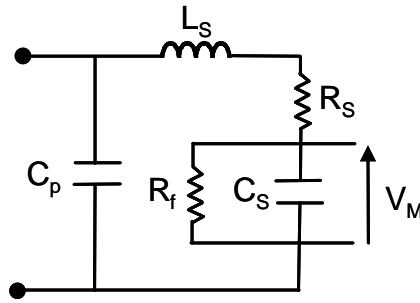


Figure 2.24 : Schéma électrique équivalent petit signal du MEA

Les valeurs des éléments du modèle équivalent petit signal du MEA sont résumées dans le tableau 2.1. Elles correspondent à un modulateur dont la longueur de l'électrode est de 75  $\mu\text{m}$ .

$R_s$ ( $\Omega$ )	$C_s$ (fF)	$R_f$ (k $\Omega$ )	$L_s$ (pH)	$C_p$ (fF)
15	100	50	10	25

Tableau 2.1 : Valeur des éléments du schéma électrique équivalent du MEA 75  $\mu\text{m}$

Par la suite, nous supposons que le laser DFB de l'EML n'affectera pas la performance HF du modulateur parce que la résistance d'isolation entre la section du MEA et la section du laser est élevée (valeur typique de 20 k $\Omega$ ). Par conséquent, nous négligerons dans le modèle de l'EML les couplages électrique et optique.

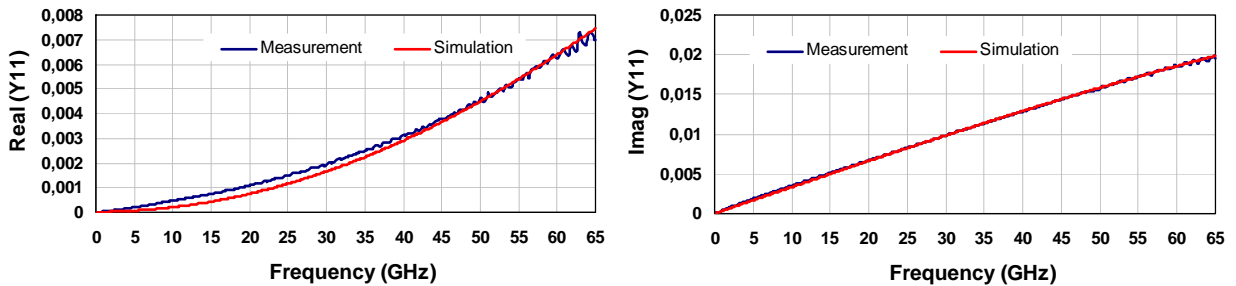


Figure 2.25 : Paramètre  $Y_{11}$  mesuré et simulé

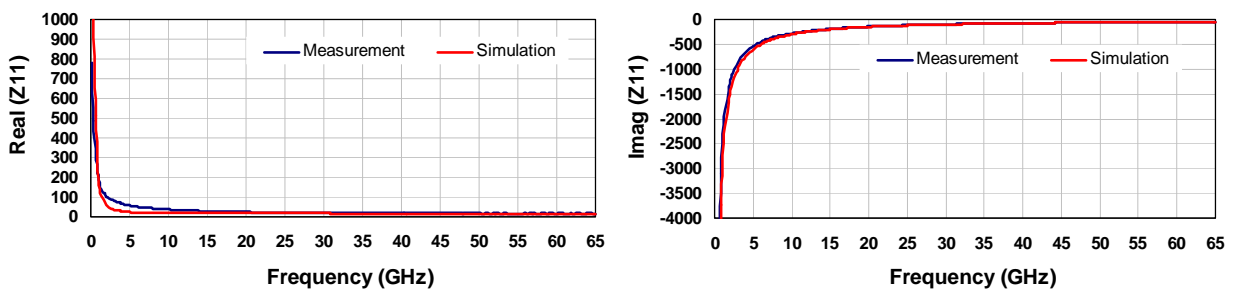


Figure 2.26 : Paramètre  $Z_{11}$  mesuré et simulé

### 4.3.3. Modèle intrinsèque électrique équivalent non linéaire

L'absorption de la lumière incidente dans un modulateur à électro-absorption varie fortement en fonction de la tension  $V_M$  appliquée au modulateur : le modulateur est transparent pour une tension nulle et absorbant pour une tension négative.

Cette propriété est caractérisée par le taux d'extinction statique  $SER(V_M)$  (static extinction ratio) du modulateur, défini comme le rapport entre les puissances optiques en sortie  $P_{out}$  du MEA pour une tension de polarisation électrique  $V_M$  respectivement non nulle et nulle :

$$SER(V_M)_{dB} = \frac{P_{out}(V_M)}{P_{out}(V_M = 0V)} \quad (2.17)$$

soit en décibels :

$$SER(V_M)_{dB} = 10 \times \log SER(V_M) \quad (2.18)$$

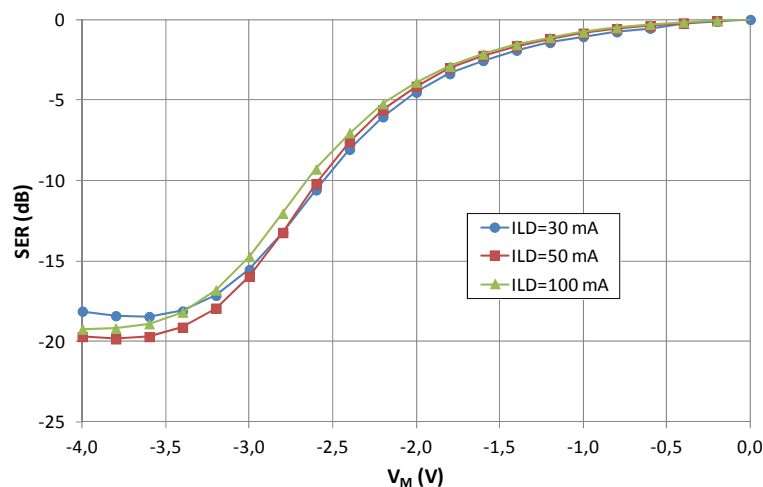
Le taux d'extinction caractérise donc la faculté d'absorption du modulateur en fonction de la tension électrique appliquée sur son électrode.

La figure 2.27 représente l'allure du  $SER(V_M)$  mesuré entre -4 V et 0 V pour trois valeurs du courant de polarisation du laser  $I_{LD}$  : 30, 50 et 100 mA.

Cette caractérisation statique est très importante car elle permettra par la suite de choisir le point de polarisation du modulateur et d'analyser l'allure du signal optique modulé.

On distingue alors trois zones. En partant des valeurs de  $V_M$  les plus faibles, on trouve :

- une zone non linéaire lorsque le MEA est polarisé au-delà de -3 V caractérisée par une très forte atténuation de puissance optique à la sortie du MEA, induisant donc de très fortes pertes optiques d'insertion ;
- une zone linéaire pour une tension de polarisation  $V_M$  autour de -2.4 V ;
- et une zone non linéaire pour des tensions de polarisation proche de 0 V. Les pertes d'insertion sont alors faibles car le MEA est transparent mais l'amplitude du signal modulant est très limitée.



**Figure 2.27 : Taux d'extinction du MEA 75  $\mu$ m en fonction de la tension appliquée à 1535 nm pour trois courants de polarisation du laser**

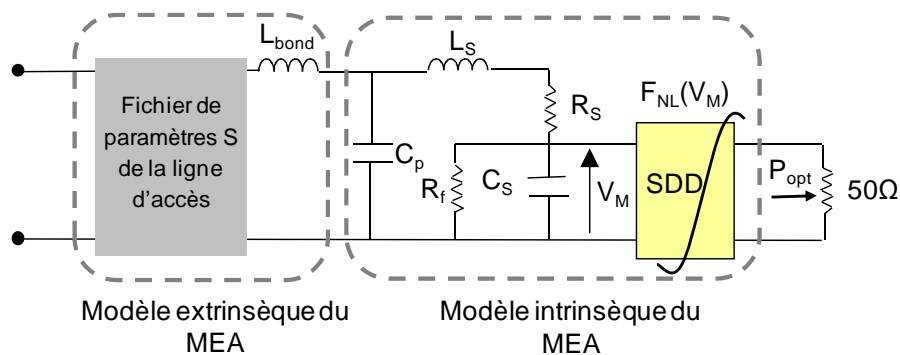
## CHAPITRE 2 : Modélisation des composants opto-microondes

Afin de pouvoir être intégrée directement dans ADS, la courbe mesurée du SER(V<sub>M</sub>) a été modélisée par une fonction rationnelle spécifique F<sub>NL</sub>(V<sub>M</sub>) de la forme :

$$F_{NL}(V_M) = \frac{A_0 + \sum_{k=1}^6 A_k \times V_M^k}{1 + \sum_{k=1}^4 B_k \times V_M^k} \quad (2.19)$$

Dans cette équation, la valeur des constantes A<sub>k</sub> (k=0 à 6) et B<sub>k</sub> (k=1 à 4) sont obtenues par interpolation, en utilisant par exemple le logiciel Matlab.

Cette fonction non linéaire qui représente la principale non linéarité du modulateur à électro-absorption est implantée dans le logiciel ADS par l'intermédiaire d'un SDD (Symbolically Defined Device). Le composant SDD est alors défini en spécifiant les relations entre les courants et les tensions à ces accès (figure 2.28).



**Figure 2.28 : Modèle électrique équivalent non linéaire du MEA**

Les coefficients de la fonction rationnelle modélisant la courbe SER(V<sub>M</sub>) du modulateur pour I<sub>LD</sub>=100 mA sont donnés dans le tableau 2.2.

A <sub>0</sub>	0.0002	B <sub>1</sub>	-103.6673
A <sub>1</sub>	12.30971	B <sub>2</sub>	26.56044
A <sub>2</sub>	44.95072	B <sub>3</sub>	43.07693
A <sub>3</sub>	214.02996	B <sub>4</sub>	9.16012
A <sub>4</sub>	145.85349		
A <sub>5</sub>	40.93947		
A <sub>6</sub>	2.40236		

**Tableau 2.2 : Coefficients de la fonction rationnelle modélisant la courbe SER(V<sub>M</sub>)**

## CHAPITRE 2 : Modélisation des composants opto-microondes

La figure 2.29 compare le SER simulé sous ADS à partir de la fonction rationnelle non linéaire  $FNL(V_M)$  à celui mesuré à 1535 nm en fonction de la tension de polarisation appliquée au modulateur pour un courant de polarisation du laser  $I_{LD}$  de 100 mA.

La superposition des deux courbes représentatives du SER mesuré et simulé permet de valider l'intégration du composant SDD dans le modèle électro-optique du modulateur sous le logiciel ADS.

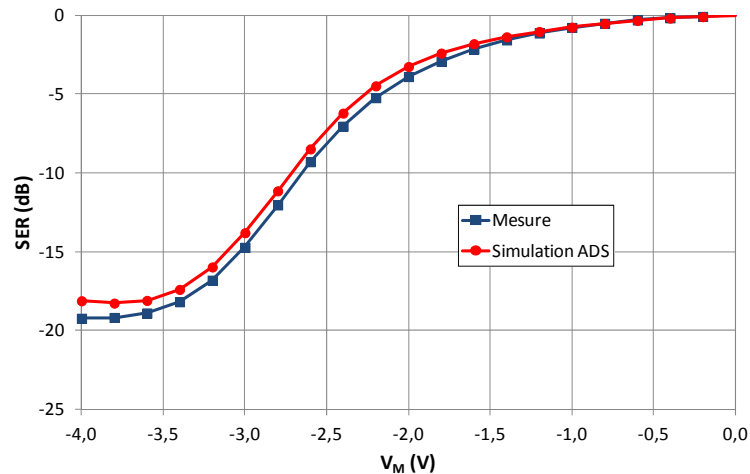


Figure 2.29 : Comparaison du SER( $V_M$ ) mesuré et simulé pour  $I_{LD}=100$  mA

### 4.4. Modèle de l'EML

Le modèle de l'EML est obtenu en associant les modèles du laser DFB et du MEA (figure 2.30). Il inclut principalement le taux d'extinction statique SER du modulateur en fonction de la tension de polarisation  $V_M$  caractérisant l'effet électro-optique ainsi que le bruit RIN du laser.

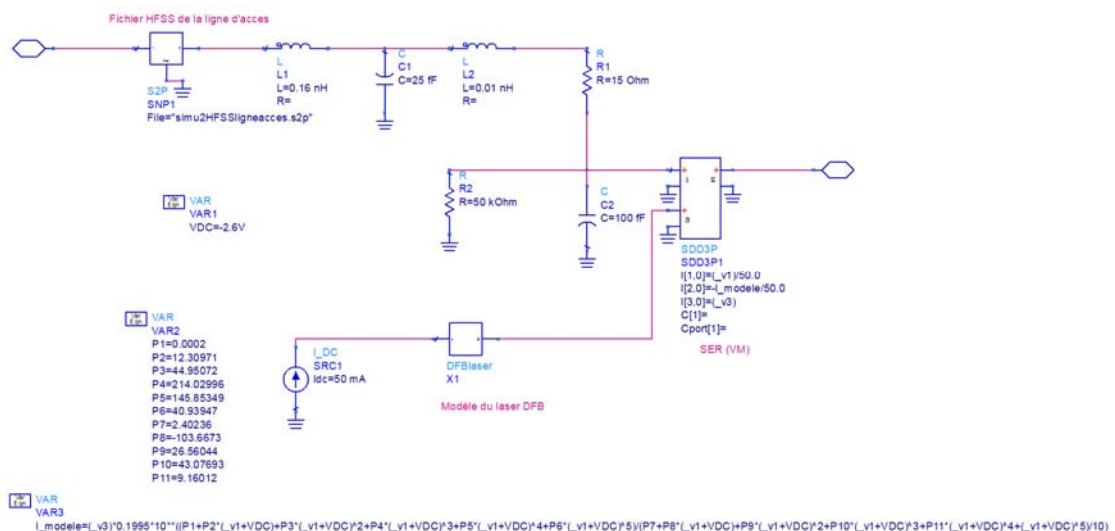


Figure 2.30 : Schematic de l'EML sous ADS

#### 4.4.1. Choix des points de polarisation

La figure 2.31 représente l'allure de la puissance optique en sortie de l'EML mesurée et simulée. Par la suite, le courant de polarisation  $I_{LD}$  du laser sera fixé respectivement à 50 et 100 mA. Les trois tensions  $V_M$  de commande du MEA seront de : -3 V, -2.6 V et -2 V.

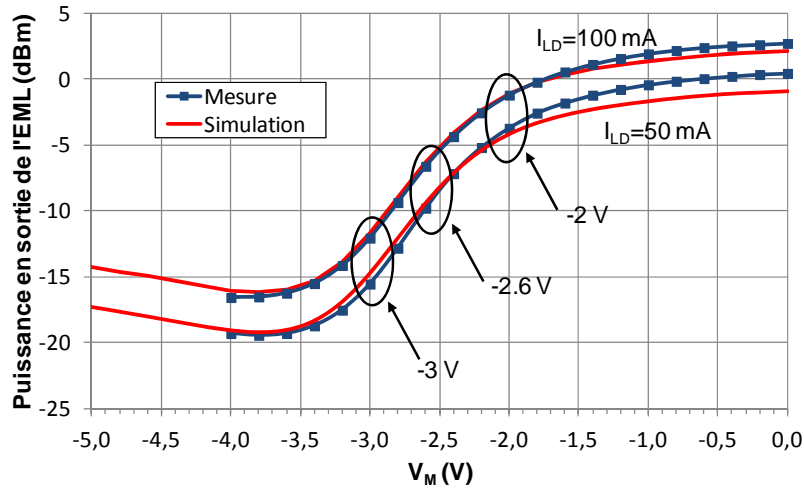


Figure 2.31 : Courbes puissance-tension du MEA mesurées et simulées

#### 4.4.2. Réponses E/E et E/0 simulées et mesurées

Etant donné que nous explorons la zone linéaire de la courbe  $SER(V_M)$  avec une valeur typique de  $V_M$  de -2.6 V et que le signal microondes a une faible amplitude, la réponse électro-optique (E/O) du MEA peut alors être simulée à partir du modèle équivalent petit signal en rajoutant une source de courant contrôlée en tension idéale (ou VCCS pour Voltage-Controlled-Current-Source) (figure 2.32).

La tension de commande  $V_M$  contrôle donc la source de courant commandée en tension ; la valeur de la transconductance  $G$  est choisie de manière à normaliser la réponse à 0 dB en DC.

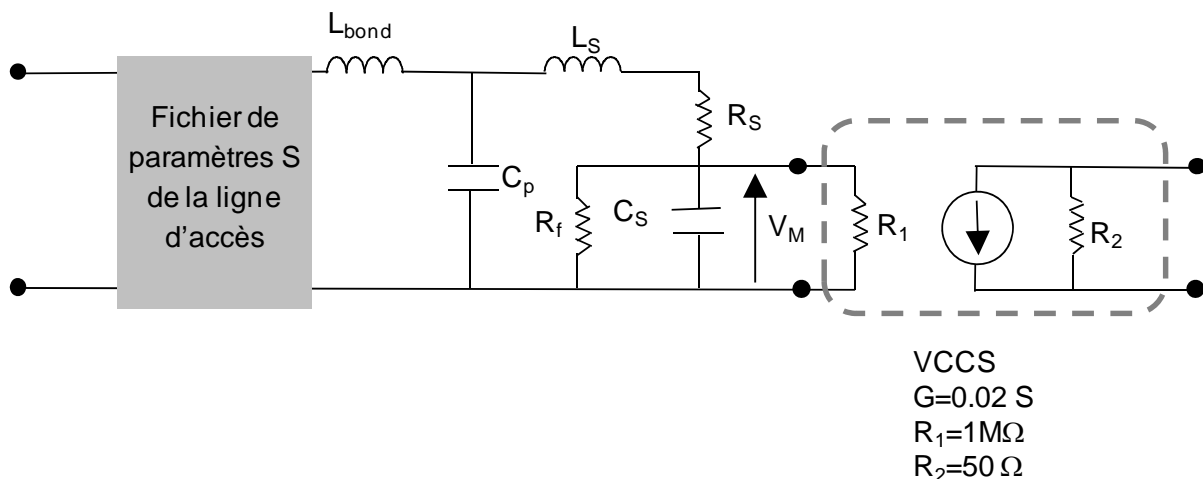


Figure 2. 32 : Simulation de la réponse E/O du MEA

Les paramètres S du MEA ont été mesurés à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel Anritsu 37397C, calibré sous pointes coplanaires sur une bande de fréquences allant de 100 MHz à 65 GHz.

## CHAPITRE 2 : Modélisation des composants opto-microondes

Un module de calibration O/E Anritsu MN4765A est utilisé pour photodétecter et convertir le signal optique en courant électrique. Ce module calibré en amplitude et en phase comporte une photodiode InGaAS linéaire ayant une responsivité typique de 0.7A/W. Ces mesures ont été effectuées chez III-V Lab

Les figures 2.33 et 2.34 comparent le module et la phase du coefficient de réflexion du modulateur à électro-absorption pour deux courants de polarisation  $I_{LD}$  du laser (30 et 50 mA) ; le modulateur étant polarisé dans sa zone linéaire ( $V_M = -2.6$  V).

Nous observons que le coefficient de réflexion présente de faibles variations avec le courant de polarisation du laser, aussi bien en module qu'en phase. Nous vérifions que les résultats de simulation concordent bien avec ceux simulés sur toute la bande de fréquences.

De même, la réponse E/O simulée du modulateur a été comparée à celle mesurée jusqu'à 65 GHz à la figure 2.35 pour  $V_M = -2.6$  et  $I_{LD} = 50$  mA. Etant donné que la bande passante à -3 dB est supérieure à 36 GHz, le MEA peut être utilisé dans des applications de communication numérique à 40 Gb/s.

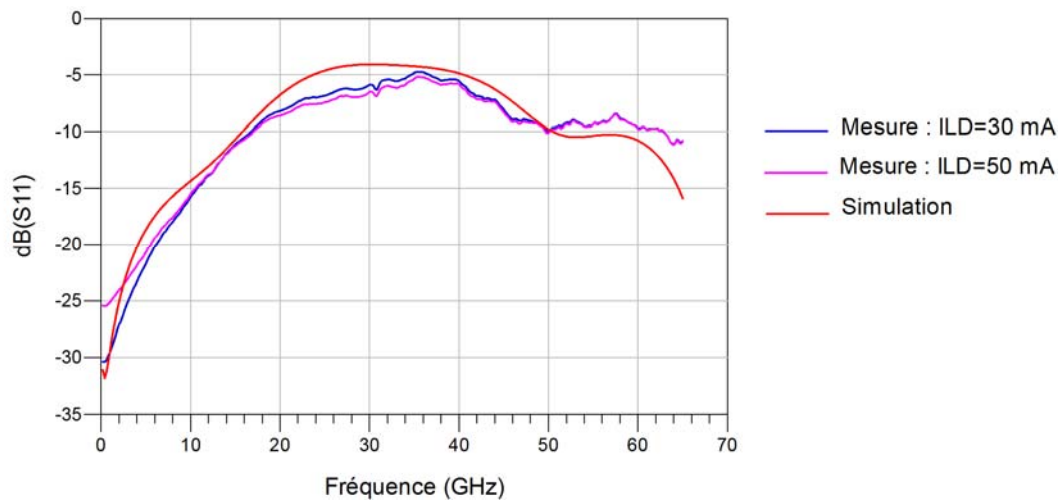


Figure 2.33 : Module du coefficient de réflexion mesuré et simulé du MEA ( $V_M = -2.6$  V)

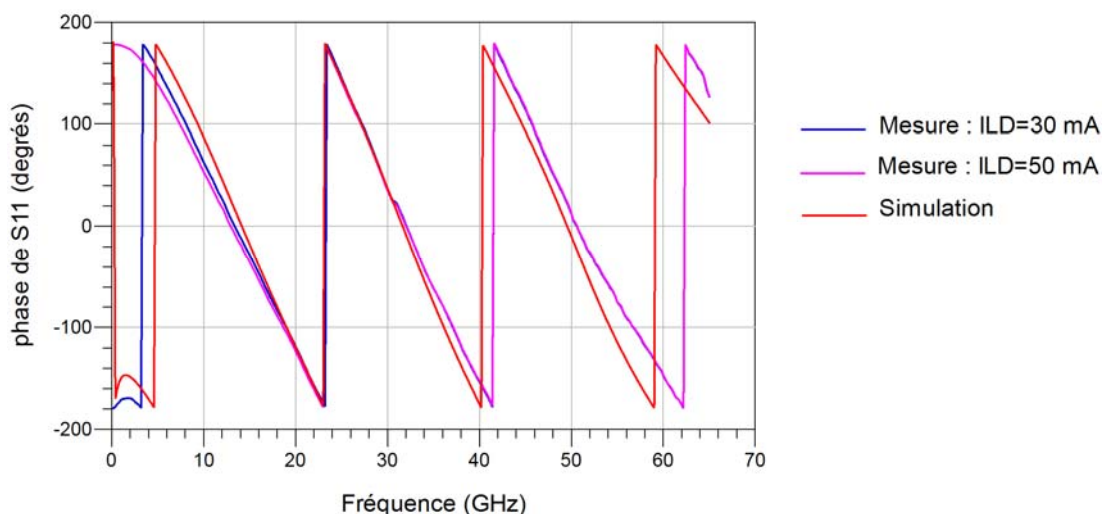


Figure 2.34 : Phase du coefficient de réflexion mesuré et simulé du MEA ( $V_M = -2.6$  V)

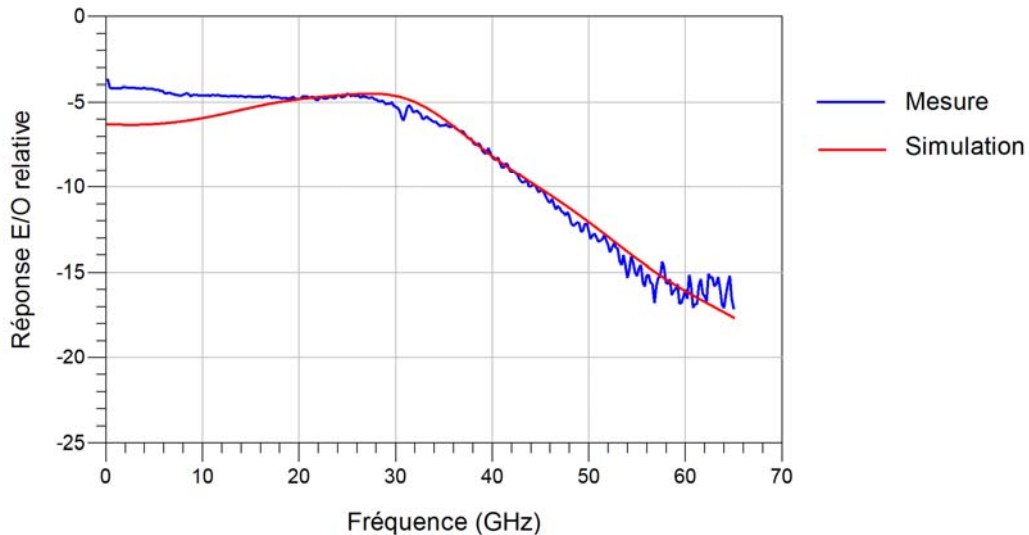


Figure 2.35 : Réponse E/O mesuré et simulé du MEA ( $V_M=-2.6$  V et  $I_{LD}=50$  mA)

## 5. Modélisation de la fibre optique

Nous avons utilisé le modèle de la fibre optique que l'ESYCOM-CNAM a développé sous ADS [17] [18] [19]. Ce modèle tient compte des pertes optiques et de la dispersion chromatique.

La longueur de fibre étant très courte (< 10 m) dans les liens simulés, on pourra considérer que la fibre optique n'aura pas beaucoup d'influence sur la transmission des signaux étudiés et n'introduira pas de bruit.

## 6. Modélisation du photo-récepteur

Le photorécepteur comporte une photodiode PIN suivie d'un amplificateur faible bruit (LNA). Son modèle inclut donc les modèles de la photodiode et du LNA.

### 6.1. Description du photo-récepteur

La photodiode est une photodiode large bande de chez Emcore (référence 2522B) mise en boîtier. Elle est connectée à un condensateur permettant d'éliminer la composante continue et à une charge  $50 \Omega$  (figure 2.36). Ses principales caractéristiques sont données dans le tableau 2.3.

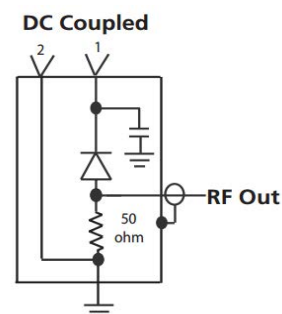


Figure 2.36 : Photographie et schéma du boîtier de la PD

Tension de polarisation	5-12 V
Plage de longueur d'onde	1280-1580 nm
Bande passante	20 GHz
Courant d'obscurité	0.83 nA
Responsivité (1310-1550 nm)	0.83 A/W
Puissance optique maximale en entrée	10 dBm

**Tableau 2.3 : Caractéristiques de la photodiode 2522B de chez Emcore**

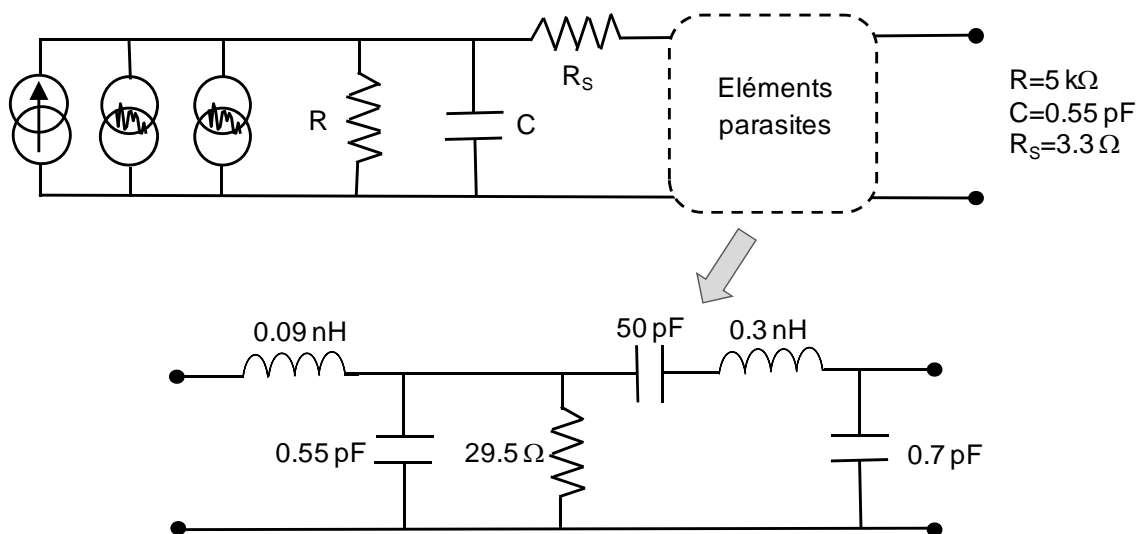
L'amplificateur faible bruit est un amplificateur large bande (2.18 GHz) de chez Transcom (référence : TA020-180-30-10). Le tableau 2.4 résume ses spécifications électriques.

Tension et courant de polarisation	12 V – 180 mA
Bande passante	2.18 GHz
Gain petit signal	33 dB
Facteur de bruit	3.5 dB
Puissance de sortie au point de compression à 1 dB	13 dBm

**Tableau 2.4 : Caractéristiques du LNA TA020-180-30-10 de chez Transcom**

## 6.2. Modèle de la photodiode

Le modèle de la photodiode a été développé par l'ESYCOM-CNAM. Il inclut une source de courant commandée en courant (courant correspondant à l'enveloppe de la puissance optique) pour la conversion optique-électrique, un circuit RC pour sa réponse fréquence ainsi que les éléments parasites du boîtier (figure 2.37). Il comporte également deux sources de bruit représentant le bruit de grenaille dans la PD et le bruit de grenaille dû au courant d'obscurité [17] [18] [19].

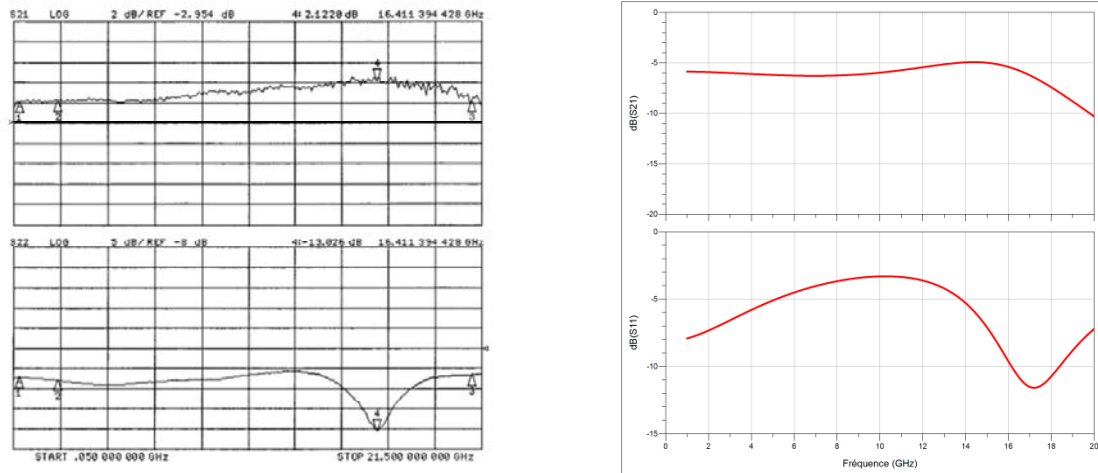


**Figure 2.37 : Schéma électrique équivalent de la photodiode**



## CHAPITRE 2 : Modélisation des composants opto-microondes

Les résultats simulés sont comparés à ceux fournis par le constructeur à la figure 2.38, montrant ainsi un bon accord entre les courbes de mesure et de simulation sous ADS. On observe un minimum du module du coefficient de réflexion à une fréquence de 16.5 GHz pour la mesure et à 17 GHz pour la simulation. Les bandes passantes mesurée et simulée sont sensiblement identiques.



(a) Courbes mesurées par le constructeur

(b) Courbes simulées sous ADS

**Figure 2.38 : Comparaison des modules de S11 et de S22 de la photodiode**

### 6.3. Modèle de l'amplificateur faible bruit

Le modèle de l'amplificateur faible bruit (LNA) a été élaboré d'une part à partir des mesures de ses paramètres S (figure 2.39) et de son facteur de bruit en fonction de la fréquence (figure 2.40) et d'autre part qu'à partir de la détermination de son point de compression à la fréquence de 4 GHz, correspondant à la fréquence OFDM sélectionnée (figure 2.41).

Les paramètres S ont été mesurés à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel HP 8720D calibré en réflexion et transmission entre 0.05 et 20.05 GHz. De même, le point de compression à 1 dB a été déterminé à l'analyseur en effectuant un balayage en puissance entre -30 dBm et -10 dBm à 4 GHz.

Les mesures de bruit ont été effectuées entre 1 et 18 GHz à l'aide d'un analyseur de spectre de chez Agilent Technologies (E4446A), équipé de l'option bruit (option 110).

Afin de ne pas avoir des temps de simulation trop longs, nous avons utilisé sous ADS un composant RF prédéfini (Amplifier) qui est en fait une boîte noire dans laquelle sont définies les caractéristiques mesurées du LNA, à savoir, son gain, son facteur de bruit et son point de compression à une fréquence donnée.

À la fréquence de 4 GHz, et pour une polarisation de 12 V- 160 mA, le LNA a un gain de 32.9dB, un facteur de bruit de 3.8 dB et une puissance de sortie au point de compression de 14.8 dBm, ce qui est en accord avec les données du constructeur.

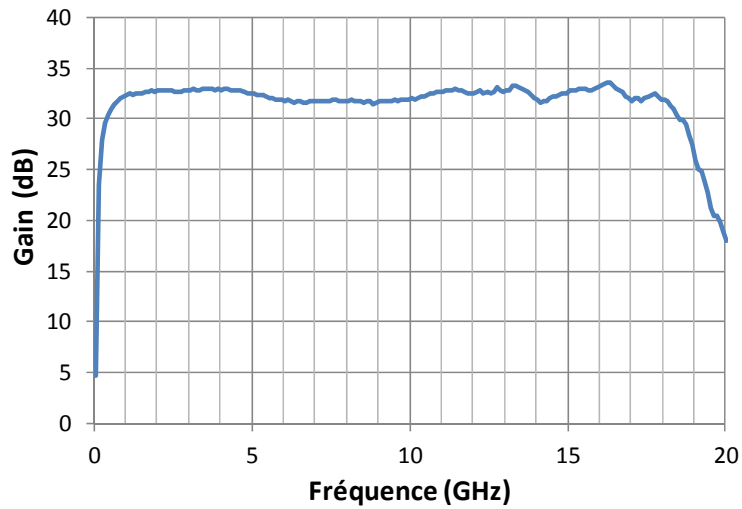


Figure 2.39 : Gain du LNA en fonction de la fréquence

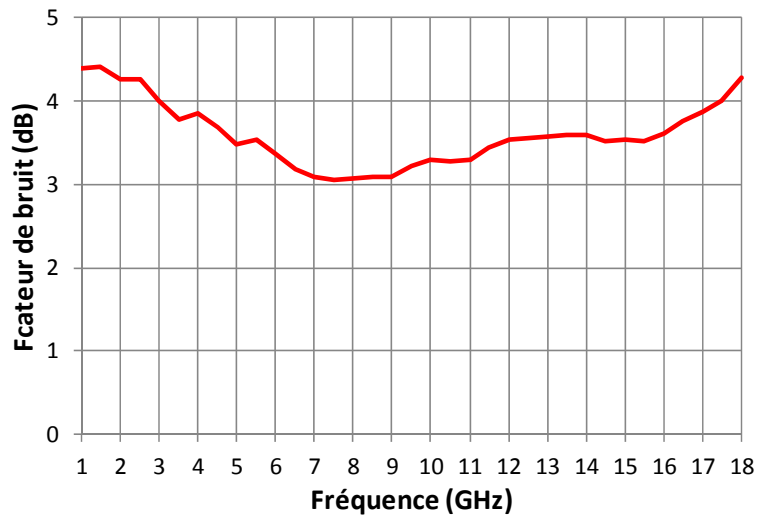


Figure 2.39 : Facteur de bruit du LNA en fonction de la fréquence

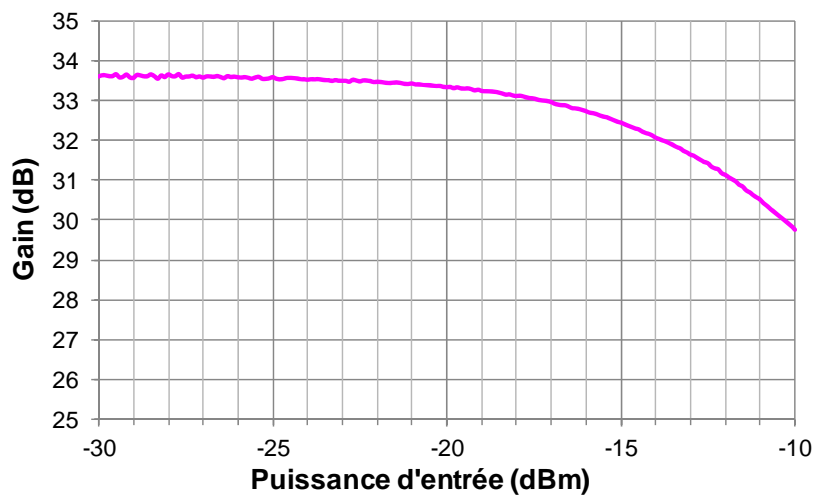


Figure 2.40 : Mesure du point de compression du LNA à 4 GHz

### 7. Conclusion

La première partie de ce chapitre a permis de décrire le principe de fonctionnement et les principales caractéristiques des composants intervenant dans une liaison mixte opto-microondes utilisée dans les systèmes radio sur fibre.

Dans la deuxième partie, nous avons décrit les modèles électriques associés à chacun des composants qui interviennent dans le banc expérimental mis en place au laboratoire. Les modèles du laser DFB, de la fibre optique et de la photodiode utilisés sont ceux qui ont été élaborés par le laboratoire ESYCOM-CNAM et qui possède une forte expérience dans le domaine des composants optoélectroniques. Ces modèles ont été ensuite optimisés à partir des résultats de mesures obtenus sur chacun d'entre eux.

Dans la liaison RoF étudiée, nous allons utiliser en particulier une modulation externe avec un modulateur à électro-absorption intégré avec une diode laser. L'objectif a donc été d'élaborer un modèle électrique de l'EML fabriqué par Alcatel III-V Lab à partir de leur modèle physique et de leurs mesures.

Les résultats de caractérisation de la chaîne complète de transmission sont présentés dans le chapitre suivant.

### Bibliographie

- [1] Standard ECMA-368 "High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard", 2<sup>ème</sup> édition Décembre 2007.
- [2] I. Joindot, M. Joindot "Les télécommunications par fibres optiques ", Edition Dunod 1996.
- [3] H. Mathieu, H. Fanet, "Physique des semiconducteurs et des composants", 6<sup>ème</sup> édition Dunod 2009.
- [4] G. Hernandez, "Fabry–Perot interferometers", Cambridge Studies in Modern Optics, Cambridge (England), 1996.
- [5] P. Lecoy, " Communications sur fibres optiques ", 4<sup>ème</sup> Edition, éditions Lavoisier 2015.
- [6] H. Brahimi, "Etude en bruit de systems optiques hyperfréquences, modélisation, caractérisation et application à la métrologie en bruit de phase et à la generation de fréquence", Thèse de doctorat de l'Université Paul Sabatier, Toulouse, Octobre 2010.
- [7] S. Ehsan Hashemi, "Relative Intensity Noise (RIN) in high speed Vertical Cavity Surface Emitting Lasers for short reach communications", Master Thesis, Chalmers University of Technology Goteborg, Sweden 2012.
- [8] L. Ching-Fuh, "Optical components for communications", Kluwer Academic Publishers, New York 2004.
- [9] C. Alferness, "Waveguide Electrooptic Modulators", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-30, No.8, August 1982.
- [10] S. Song, "Le DWDM et les réseaux à intégration de l'avenir", IEEE Canadian Review, Summer pp. 1-4, 1999.
- [11] L. Kazovsky, S. Benetto and A. Wilner, Artech House "Optical Fiber Communications", Publication, 1996.
- [12] A.B. David, "Electric-Field Dependence of Linear Optical properties in quantum well structures: waveguide electro-absorption and Sum Rules", IEEE Journal of Quantum electronics, Vol.22, No 9, September 1986.
- [13] H. Debregeas - Sillard, M. Le Pallec, J.G. Provost, D. Carpentier, and C. Kazmiersky, "Low-cost coolerless integrated Laser Modulator for 10 Gb/s transmission at 1.5  $\mu\text{m}$  ", Electronic Letters Vol.40 No 21, December 2004.
- [14] Y. Deshaies, "Optoélectronique appliquée : Mesures, instruments, modèles", éditions Ellipses, 2014.
- [15] Z. Toffano, "Optoélectronique : Composants photoniques et fibres optiques", éditions Ellipses 2001.
- [16] R.S. Tucker and D.J. Pope, " Microwave circuit models of semiconductors injection lasers ", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-31, No.3, pp. 289-294, March 1983.

## CHAPITRE 2 : Modélisation des composants opto-microondes

---

- [17] A. Bdeoui, "Etude d'une liaison optique en microondes : Modèle de laser avec transposition du bruit  $1/f$  autour de la fréquence de modulation, nouvelle configuration de photodétecteur à cavité étendue microphonique", Thèse de doctorat CNAM, Avril 2006.
- [18] A.L. Billabert, M. Chtioui, C. Rumelhard, C. Algani, M. Alouini, Q. Levesque, A. Feuillet and A. Marceau, "Simulation of microwave optical links and proof of noise figure lower than electrical losses ", International Journal of Microwave and Wireless Technologies, Vol. 2, No. 6, pp. 497-503, December 2010.
- [19] C. Rumelhard, C. Algani and A-L. Billabert, "Microwaves Photonic Links: Components and Circuits", ISTE, Wiley, February 2011.
- [20] "Lightwave signal analyzers measure relative intensity noise ", Agilent Application Note 71400-1.
- [21] "Relative Intensity Noise of distribution Feedback Laser", Application Note, Eagleyard Photonics GmbH.

## **CHAPITRE 3**

# **Caractérisation et simulation fréquentielle de la liaison RoF**



## 1. Introduction

Dans le chapitre 2, les divers composants opto-microondes que nous allons utiliser ont été modélisés et leurs performances caractérisées individuellement.

Il s'agit à présent de réaliser la chaîne complète de la liaison RoF avec modulation externe et de mesurer dans un premier temps sa réponse fréquentielle petit signal; les résultats expérimentaux étant comparés à ceux simulés sous ADS.

La liaison RoF dépendant fortement du bruit et des non linéarités [1] [2] [3] dues principalement aux phénomènes de compression du gain et des produits d'intermodulation générés, elle a été également caractérisée en termes de bruit et de distorsions afin d'estimer son facteur de bruit et son SFDR (Spurious-Free Dynamic Range).

On rappelle que la chaîne de transmission RoF étudiée comporte un EML, une fibre optique monomode, une photodiode PIN et un amplificateur faible bruit (LNA).

## 2. Caractérisation et simulation petit signal

### 2.1. Mesure des paramètres S de la liaison RoF

Afin de déterminer le gain et la bande passante de la liaison RoF, les paramètres S de la chaîne de transmission ont été mesurés à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel (HP8720D) entre 0.5 et 20.05 GHz pour différents points de polarisation (figure 3.1).

Les conditions expérimentales pour ces mesures sont les suivantes :

- Le courant de polarisation du laser  $I_{LD}$  est fixé à 50 et 100 mA;
- La tension de commande du MEA varie entre -3.2 V et -2 V par pas de 0.2 V.

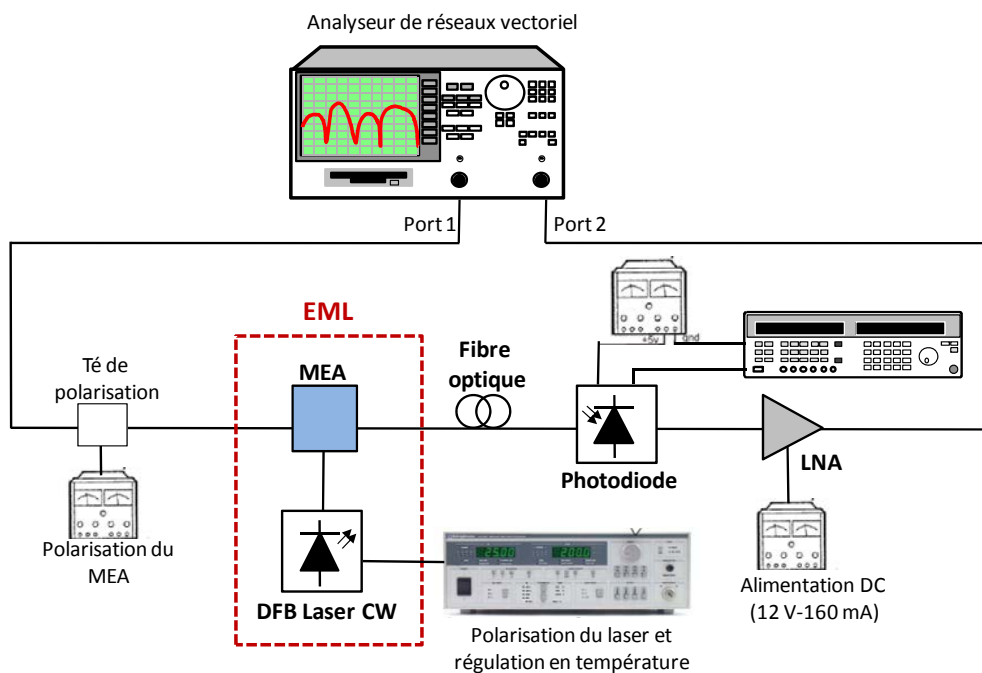


Figure 3.1 : Synoptique du banc de mesure des paramètres S

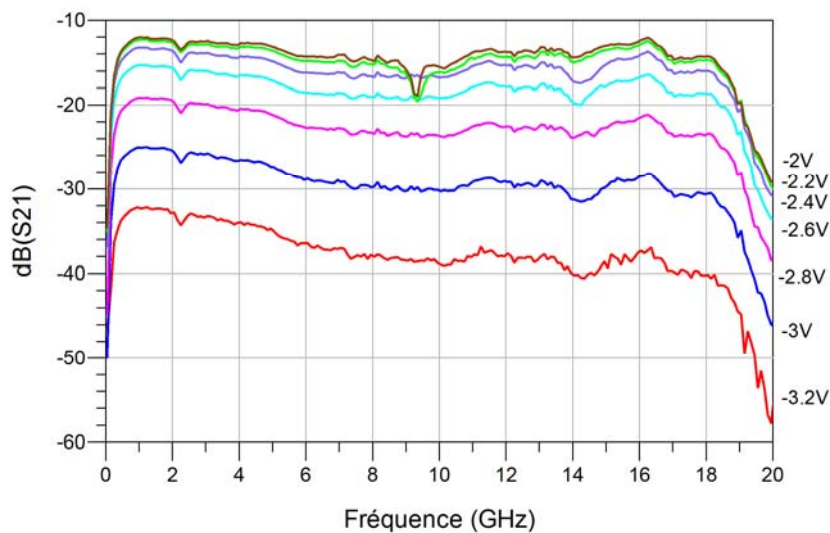
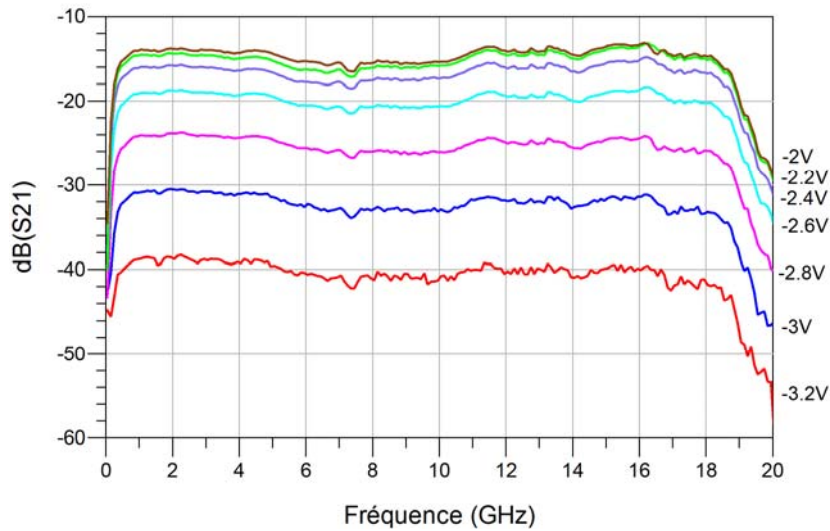


## CHAPITRE 3 : Caractérisation et simulation fréquentielle de la liaison RoF

Les résultats de mesure sont donnés à la figure 3.2.

Nous pouvons constater que le gain de la liaison RoF avec modulation externe est relativement plat. On observe une coupure à partir de 18 GHz correspondant à la fréquence à partir de laquelle le gain du LNA chute.

L'effet d'atténuation introduit par l'EML est bien observé puisqu'entre -2.2 V et -3.2 V, le gain chute d'environ 25 dB.



**Figure 3.2 : Mesure du gain de la liaison RoF avec modulation externe pour différents points de polarisation**

## 2.2. Simulation des paramètres S de la liaison RoF

Après avoir mesuré les paramètres S de la liaison complète pour différents point de polarisation du modulateur, la simulation de la réponse en fréquence du lien RoF a été effectuée à partir des différents modèles des composants établis au chapitre 2.

Le schéma de simulation sous ADS est représenté à la figure 3.3. Dans cette simulation petit signal, nous avons modélisé le LNA par un fichier s2p contenant les valeurs mesurées de ses paramètres S et de son facteur de bruit en fonction de la fréquence et pour une polarisation de 12V-160 mA.

Ce même schéma de simulation sera utilisé pour simuler le facteur de bruit de la liaison RoF.

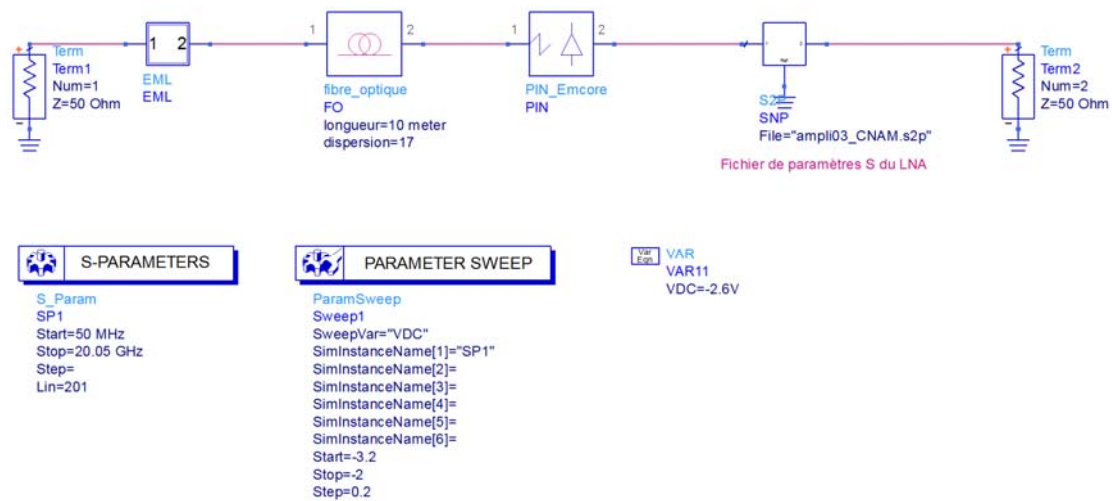


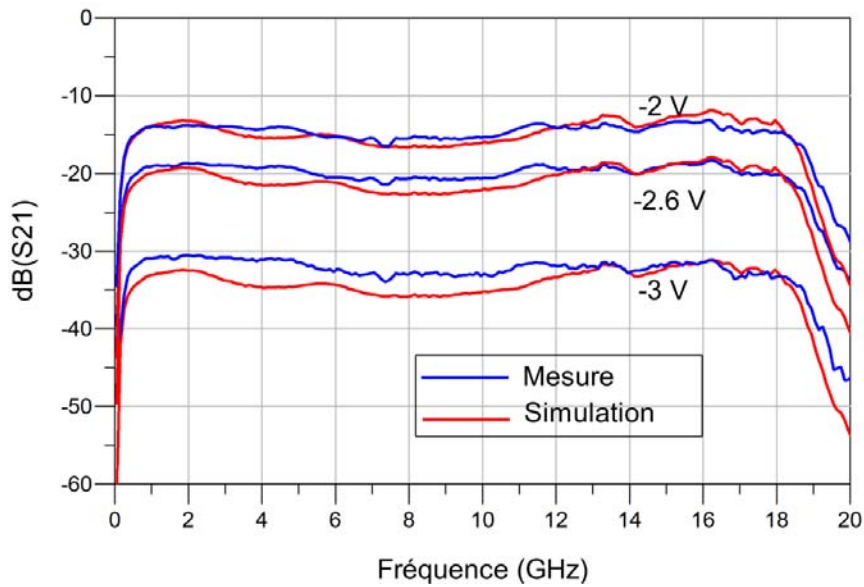
Figure 3.3 : Schematic pour simuler les paramètres S de la liaison RoF

La figure 3.4 compare les résultats de simulation à ceux mesurés pour différentes tensions de polarisation du MEA ( $V_M = -2V$  ;  $-2.6 V$  et  $-3 V$ ) et pour deux courants de polarisation du laser ( $I_{LD} = 50$  et  $100mA$ ).

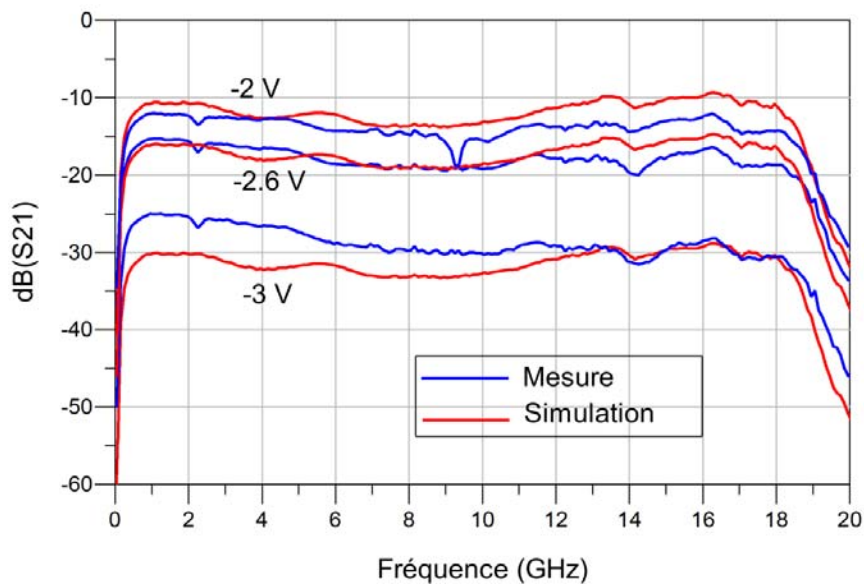
La comparaison entre les courbes expérimentales et les courbes simulées sous ADS à partir des modèles des divers composants constituant la liaison montre un bon accord de 500 MHz à 20 GHz environ. Ces résultats valident les différents modèles électriques de ces composants ainsi que leurs performances, en particulier pour l'EML qui a fait l'objet d'une étude approfondie.

Le modèle proposé pour l'EML met clairement en évidence son comportement en fonction de la tension de polarisation du modulateur.

Mesure et simulation montrent que ce modulateur est très large bande, environ 40 GHz (chapitre 2). Dans la liaison réalisée au laboratoire, il est clairement montré que la bande est limitée aux environs de 18 GHz par la photodiode et le LNA utilisés, ce qui n'a pas permis de valider au-delà la réponse fréquentielle du système.



(a)  $I_{LD}=50$  mA



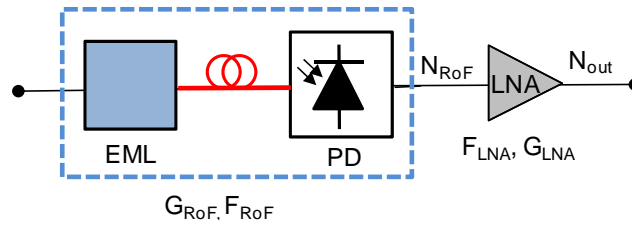
(b)  $I_{LD}=100$  mA

Figure 3.4 : Mesure du gain de la liaison RoF avec modulation externe

### 3. Bruit de la liaison RoF

Dans une liaison RoF, les contributions de bruit sont dues au bruit thermique provenant des étages RF, en particulier à la réception, au bruit RIN du laser et au bruit de grenaille de la photodiode [1] [3] [4].

Afin d'évaluer le facteur de bruit de la chaîne de transmission RoF étudiée et son seuil de bruit, nous avons considéré le schéma de la figure 3.5 représentant le lien RoF avec une modulation externe de gain  $G_{RoF}$  et de facteur de bruit  $F_{RoF}$ . Le LNA a un gain  $G_{LNA}$  et un facteur de bruit  $F_{LNA}$ .



**Figure 3.5 : Schéma de la liaison RoF pour l'analyse du bruit**

La puissance utilisable de bruit  $N_{RoF}$  de la liaison RoF est la somme du bruit thermique  $N_{th}$ , du bruit RIN du laser  $N_{RIN}$  et du bruit de grenaille  $N_{shot}$  [4] [5] [6] :

$$N_{RoF} = N_{th} + N_{RIN} + N_{shot} \quad (3.1)$$

avec :

$$N_{th} = kT_0 B G_{RoF} + kT_0 B \quad (3.2)$$

$$N_{RIN} = RIN I_{ph}^2 R B \quad (3.3)$$

$$N_{shot} = 2 e I_{ph}^2 R B \quad (3.4)$$

où  $k$  est la constante de Boltzmann,  $T_0$  est la température standard donnée en Kelvins,  $B$  est la bande de fréquences,  $I_{ph}$  est le photocourant DC,  $e$  est la charge de l'électron et  $R$  est la résistance de charge ( $50 \Omega$ ).

La puissance totale utilisable de bruit à la sortie du LNA s'écrit de la manière suivante :

$$N_{out} = N_{RoF} G_{LNA} + N_{LNA} \quad (3.5)$$

où  $N_{LNA}$  est l'apport de bruit du LNA donné par :

$$N_{LNA} = kT_0 B (F_{LNA} - 1) G_{LNA} \quad (3.6)$$

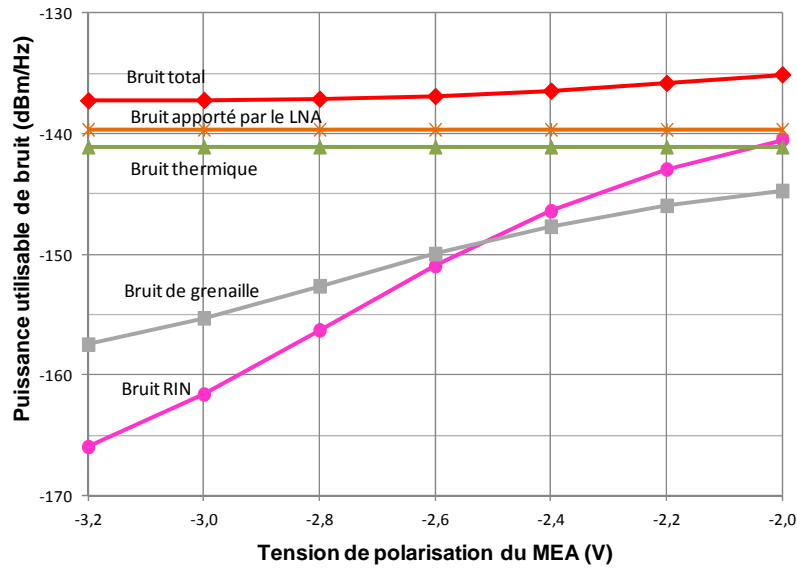
Le facteur de bruit de la liaison RoF après le LNA est de :

$$F = \frac{N_{out}}{kT_0 B G_{RoF} G_{LNA}} \quad (3.7)$$

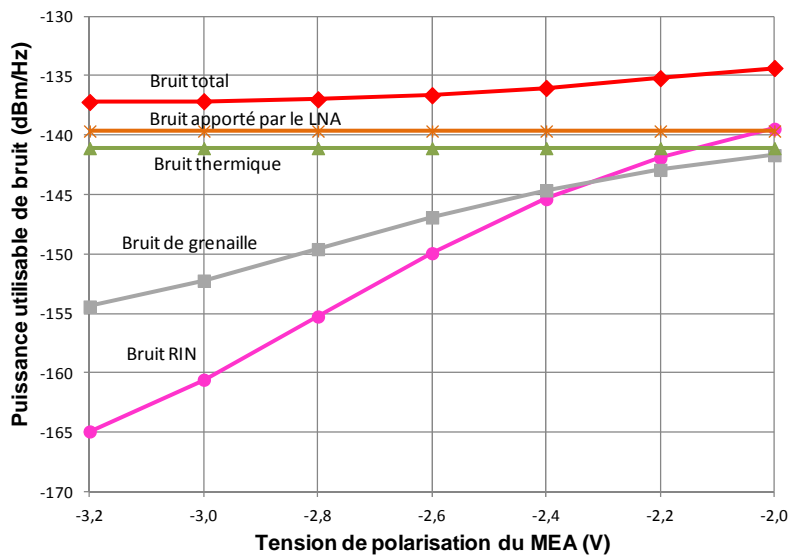
Dans une bande  $B$  de 1 Hz, les différentes contributions de bruit détectées à la sortie du LNA ont été calculées à la fréquence de 4 GHz (figure 3.6).

On constate que le bruit thermique et le bruit apporté par le LNA sont les bruits dominants d'autant plus que le MEA devient absorbant ; les bruits RIN et de grenaille devenant de plus en plus faibles. Pour  $V_M > 2.4$  V, le bruit RIN devient supérieur au bruit de grenaille.

Par conséquent, l'apport de bruit du LNA perturbera plus la liaison RoF lorsque la tension de polarisation du MEA sera faible.



(a)  $I_{LD} = 50 \text{ mA}$



(b)  $I_{LD} = 100 \text{ mA}$

**Figure 3.6 : Calcul des différents bruits inhérents à la liaison RoF en fonction de  $V_M$**

La puissance totale de bruit est donnée à la figure 3.7 en fonction de la tension de polarisation du MEA montrant une augmentation du bruit avec  $V_M$ . Pour une tension de -2.6 V, le seuil de bruit de la liaison RoF est de -137dBm/Hz.

La figure 3.8 compare les valeurs calculées et simulées du facteur de bruit F de la liaison RoF. On peut noter un bon accord entre les résultats de calcul et de simulation sous ADS.

On constate que le facteur de bruit décroît lorsque  $V_M$  augmente et qu'il atteint une valeur minimale quand le MEA est polarisé dans la zone linéaire de sa caractéristique statique.

A  $V_M = -2.4 \text{ V}$ , le facteur de bruit minimal est obtenu et vaut respectivement 50 dB et 55 dB pour un courant de polarisation du laser  $I_{LD}$  de 50 mA et 100 mA.

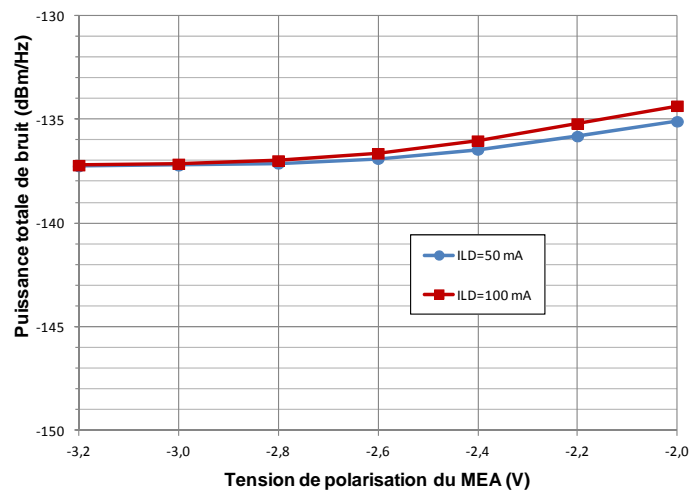


Figure 3.7 : Calcul de la puissance totale de bruit en fonction de  $V_M$

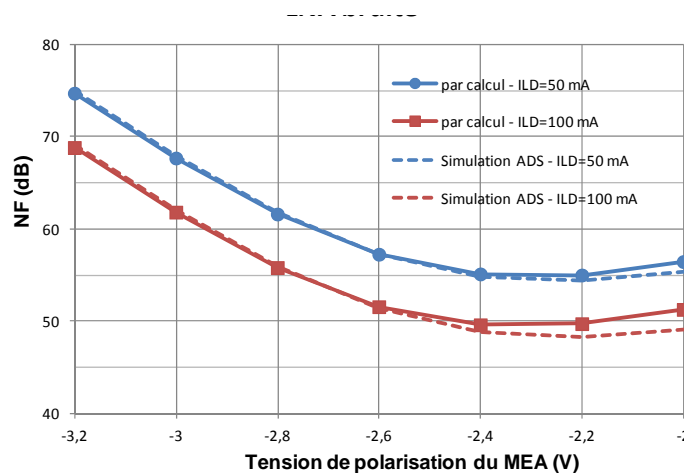


Figure 3.8 : Comparaison du facteur de bruit de la liaison RoF calculé et simulé

## 4. Caractérisation et simulation grand signal

### 4.1. Mesure du point de compression de la liaison RoF

La courbe de compression a été déterminée en mesurant la puissance de sortie  $P_s$  de la liaison RoF en fonction de la puissance d'entrée  $P_e$  à la fréquence de 4 GHz pour différentes tensions de polarisation  $V_M$  du MEA comprises entre -3.2 V et -2 V et pour deux courants de polarisation du laser ( $I_{LD}=50$  et 100 mA). L'amplificateur faible bruit (LNA) a été supprimé dans cette caractérisation afin d'éviter de le saturer.

Le schéma du montage expérimental est donné à la figure 3.9. Il comporte notamment un synthétiseur 20 GHz de chez Anritsu (référence : MG3692B) délivrant un signal microondes d'amplitude variable à la fréquence de 4 GHz. Un analyseur de spectre de bande passante 44 GHz de chez Agilent Technologies de référence E446A permet de mesurer la puissance à la sortie de la liaison RoF. La puissance RF à l'entrée de l'EML a été préalablement mesurée; elle varie entre -10 et +10 dBm.

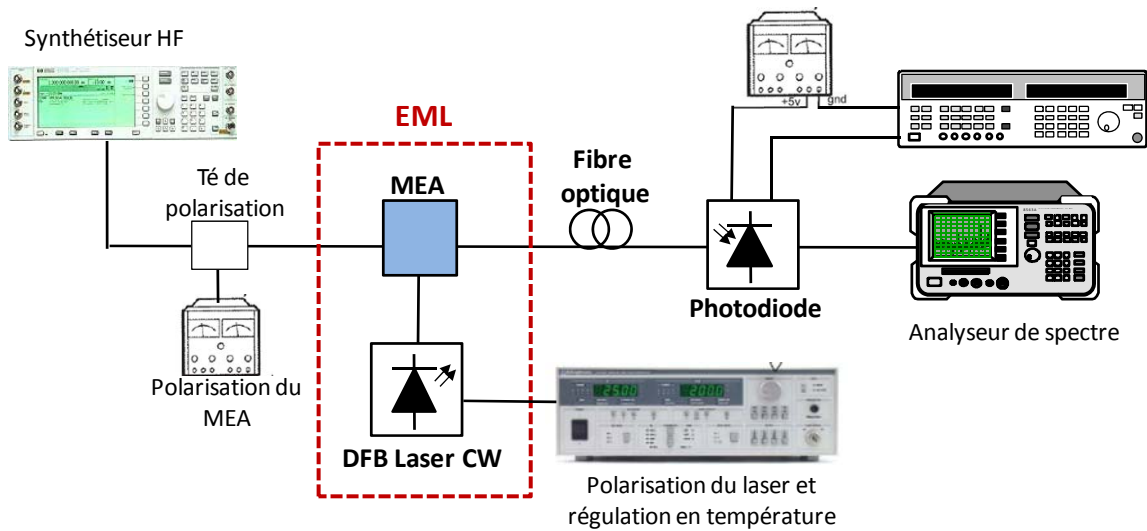
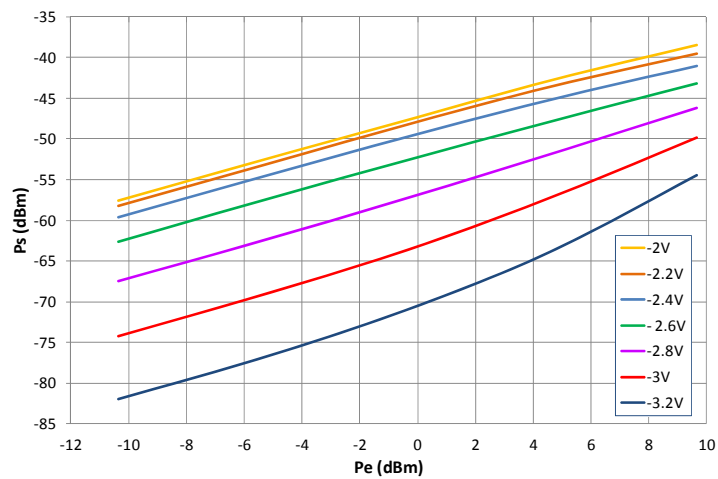
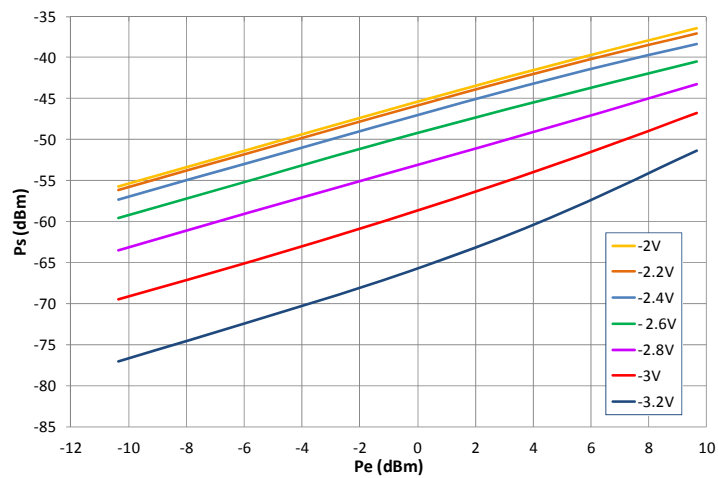


Figure 3.9 : Synoptique du banc de mesure du point de compression

La figure 3.10 représente les courbes expérimentales obtenus pour un courant de polarisation  $I_{LD}$  du laser respectif de 50 et 100 mA.



(a)  $I_{LD}=50$  mA



(b)  $I_{LD}=100$  mA

Figure 3.10 : Mesure du point de compression de la liaison RoF à 4 GHz

## CHAPITRE 3 : Caractérisation et simulation fréquentielle de la liaison RoF

Etant donné que la puissance d'entrée a dû être limitée à 10 dBm pour ne pas détériorer l'EML, le point de compression n'a pas pu être atteint expérimentalement. Nous n'avons pu que mesurer la partie linéaire de la caractéristique  $P_s$ - $P_e$ .

### 4.2. Simulation du point de compression de la liaison RoF

Afin de déterminer le point de compression, nous avons simulé sous ADS la conversion AM/AM de la liaison RoF à l'aide d'une analyse en Harmonic Balance (figure 3.11).

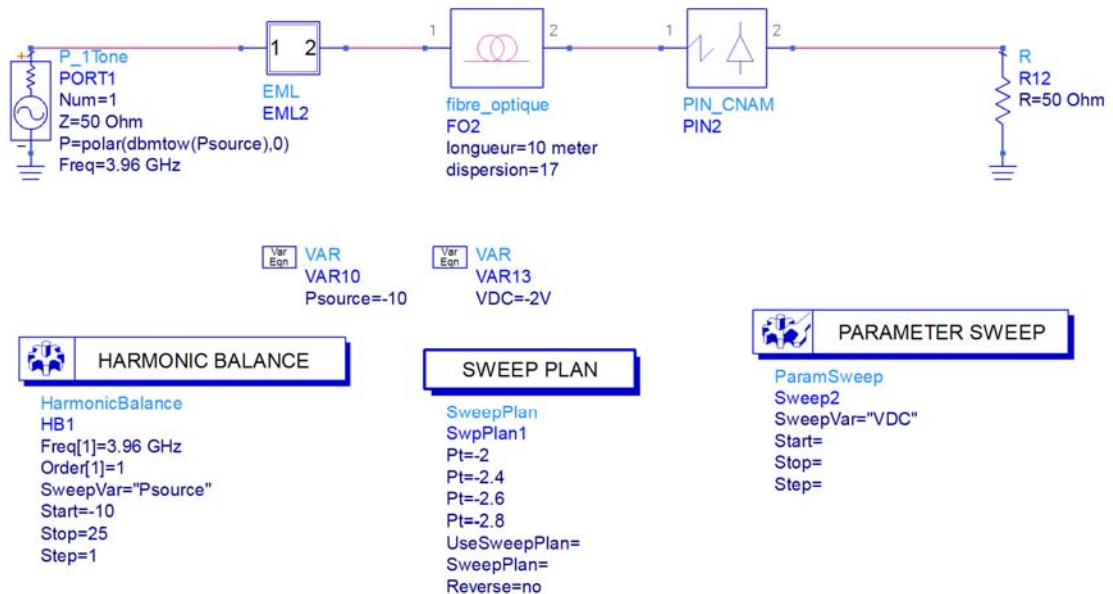


Figure 3.11 : Schematic pour simuler la conversion AM/AM de la liaison RoF

La caractéristique simulée de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée est donnée à la figure 3.12 pour  $I_{LD}=50$  mA montrant que le point de compression dépend des conditions de polarisation de l'EML.

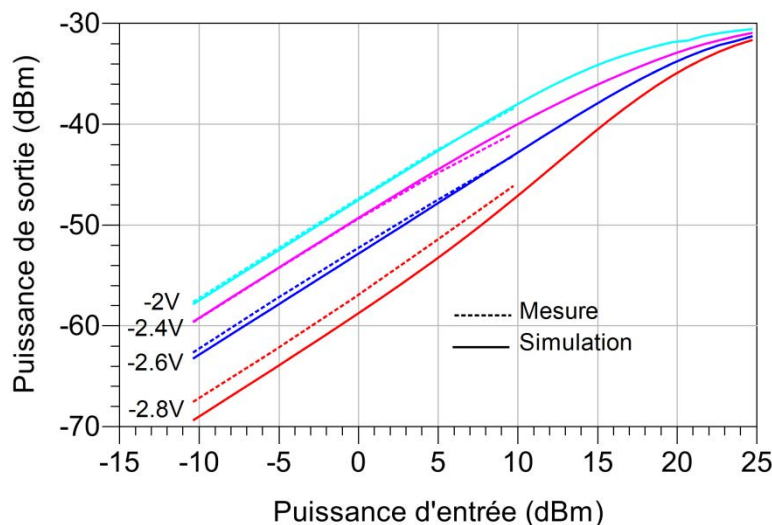


Figure 3.12 : Mesure et simulation du point de compression pour  $I_{LD}=50$  mA



## CHAPITRE 3 : Caractérisation et simulation fréquentielle de la liaison RoF

Le point de compression à 1 dB augmente avec la tension de polarisation du MEA étant donné que le gain de la liaison RoF augmente. La puissance de sortie au point de compression est égale à 13 et 19 dBm pour une valeur de  $V_M$  de -2 V et -2.6 V.

### 4.3. Simulation du SFDR de la liaison RoF

Nous obtenons une bonne concordance entre les résultats simulés et mesurés ce qui permet de valider la modélisation de la liaison RoF. Des résultats similaires ont été obtenus pour  $I_{LD}=100$  mA.

Dans les systèmes RoF, le SFDR (Spurious-Free Dynamic Range) est un paramètre important indiquant la gamme de puissances dans laquelle le système ne subit pas de distorsion.

Le SFDR est défini dans une bande de 1 Hz et est donné (en dB) par l'équation suivante [7] [8] :

$$\text{SFDR} = \frac{2}{3}(174 - F + \text{IM3}) \quad (3.8)$$

où IM3 est la puissance d'entrée (en dBm) au point d'intersection d'ordre 3 et F est le facteur de bruit. La valeur de 174 se réfère à celle du bruit thermique (en dBm) dans une bande de 1 Hz à la température standard de 290 K.

Pour deux signaux aux fréquences respectives de 4 et 4.01 GHz, les produits d'intermodulation (IIP3) sont à 3.99 et 4.02 GHz. Pour évaluer les variations de SFDR avec les conditions de polarisation, les valeurs de la puissance de sortie correspondant aux fréquences fondamentales (4 et 4.01 GHz) et aux produits d'intermodulation d'ordre 3 (3.99 et 4.02 GHz) ont été simulées en fonction de la puissance en entrée (figure 3.13).

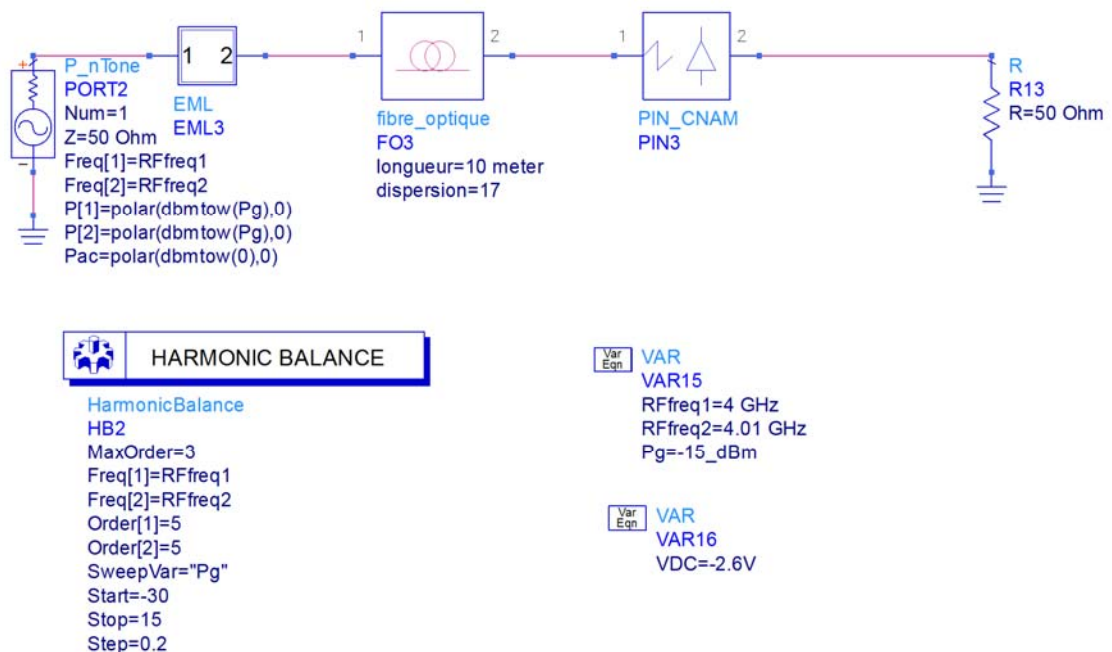
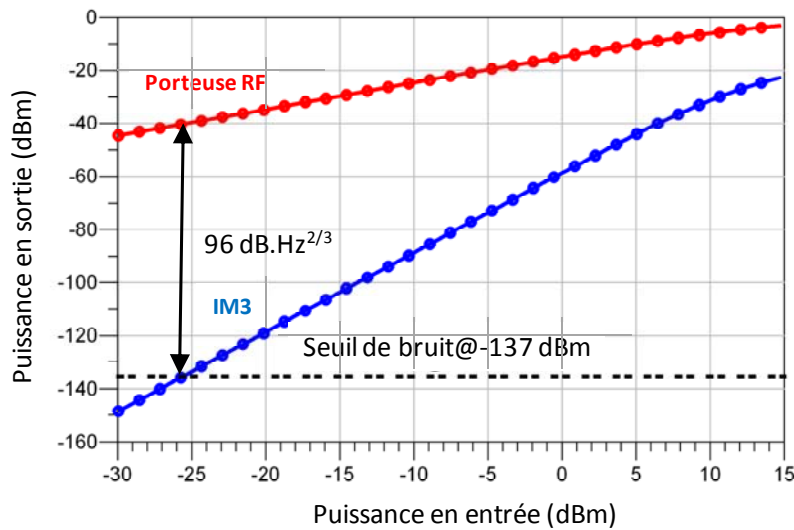


Figure 3.13 : Schematic pour simuler les produits d'intermodulation de la liaison RoF

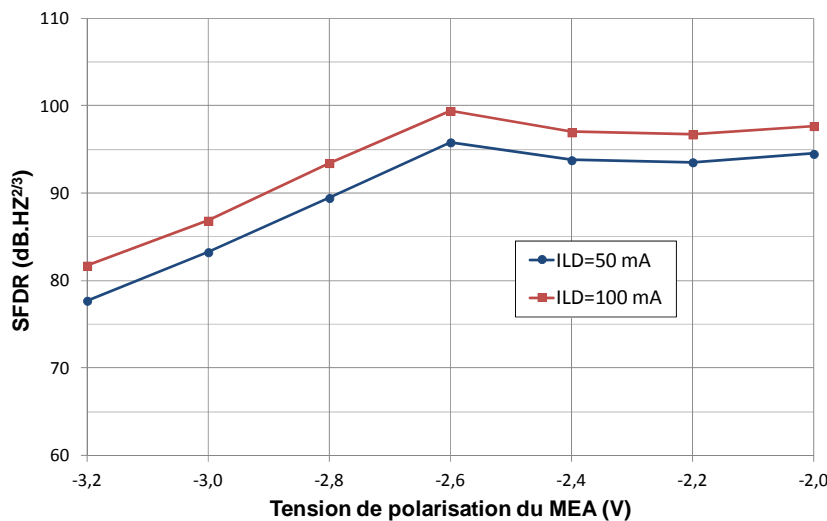
## CHAPITRE 3 : Caractérisation et simulation fréquentielle de la liaison RoF

Une valeur de  $96 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$  est obtenue pour une tension de polarisation du MEA de  $-2.6 \text{ V}$  et un courant de polarisation du laser de  $50 \text{ mA}$  (figure 3.14). Cette valeur correspond bien à celle nécessaire pour les systèmes RoF ( $90 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{2/3}$ ).



**Figure 3.14 : Simulation de la puissance de sortie à la fréquence porteuse et aux IM3 pour  $V_M=-2.6 \text{ V}$  et  $I_{LD}=50 \text{ mA}$**

La figure 3.15 représente le SFDR en fonction de la tension de polarisation de MEA pour  $I_{LD}=50 \text{ mA}$  et  $100 \text{ mA}$ . Les résultats de simulation montrent que la valeur maximale de SFDR se produit dans les mêmes conditions de polarisation où le facteur de bruit est minimal.



**Figure 3.15 : Simulation du SFDR en fonction de la tension de polarisation du MEA**

## 5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats de la caractérisation expérimentale de la chaîne de transmission RoF avec modulation externe. Les résultats de mesure ont été comparés à ceux simulés sous ADS à partir des modèles bruités et non linéaires des composants optoélectroniques présentés au chapitre 2. Les performances du lien RoF en termes de bande

## CHAPITRE 3 : Caractérisation et simulation fréquentielle de la liaison RoF

---

passante, de gain, de facteur de bruit, de conversion AM/AM et de produits d'intermodulation ont pu ainsi être évaluées et validées.

Par la suite, nous allons présenter les résultats de caractérisation de la chaîne RoF en présence de signaux complexes OFDM qui seront comparés à ceux de la simulation système sous ADS.

### Bibliographie

- [1] C. Rumelhard, C. Algani and A-L. Billabert, "Microwaves Photonic Links: Components and Circuits", ISTE, Wiley, February 2011.
- [2] P. Lombard, "Etude de l'impact du filtrage et des non-linéarités sur les signaux ULB dans les front-end radio-fréquence et les réseaux hybrides optique-radio", thèse de Doctorat de l'Université Joseph Fourier de Grenoble, 3 Décembre 2007.
- [3] Y. Le Guennec, A. Pizzinat, S. Meyer, B. Charbonnier, P. Lombard, M. Lourdiane, B. Cabon, C. Algani, A.L. Billabert, M. Terré, C. Rumelhard, J.L. Polleux, H. Jacquinet, S. Bories and C. Sillans, "Low-Cost Transparent Radio-Over-Fiber System for In-Building Distribution of UWB Signals", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, No. 14, pp. 2649–2657, July 2009.
- [4] J. Guillory, "Radio over Fiber for the future Home Area Networks", these de Doctorat de l'Université de Paris Est, 30 Octobre 2012.
- [5] J. Kim, Y.D. Chung, K.S. Choi, D.S. Shin, J.S. Sim and H.K. Yu, "60-GHz system-on-packaging transmitter for radio-over-fiber applications", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 26, No. 15, pp. 2379-2387, August 2008.
- [6] K. Kangbaek, S. Dong-Soo, C. Yong-Duck, C. Kwang-Seong and S. Jae-Sik, "Improving the Noise Figure of the 60-GHz Radio-over-Fiber System using a System-on-Package EAM Module with Two-Stage LNAs", *IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics*, pp. 124-126, 2007.
- [7] V.J. Urick, M.E. Godinez, P.S. Devgan, J.D. McKinney and F. Buvholtz, "Analysis of an analog fiber-optic link employing a low-biased Mach-Zehnder modulator followed by an erbium-doped fiber amplifier", *Journal of Lightwave Tech.*, Vol. 27, No. 12, pp. 2013-2019, 2009.
- [8] D.M. Pozar, "Microwave Engineering," 4th Edition, New York: Wiley, 2012.



# **CHAPITRE 4**

## **Performances de la liaison RoF en OFDM**



## 1. Introduction

Après avoir caractérisé la liaison RoF par sa réponse en fréquence, et validé sa simulation électrique, il convient d'étudier ses performances et sa fiabilité pour des signaux de modulation complexes. Les modulations envisagées pour caractériser cette liaison sont de type MB-OFDM avec différents débits binaires. La qualité de cette liaison et sa robustesse à ces modulations peut être soit évaluée visuellement par le diagramme de l'œil ou les constellations I-Q, soit quantifiée par le taux d'erreur binaire (BER : Bit Error Rate) ou par l'EVM (Error Vector Magnitude), toutes ces grandeurs étant liées entre elles.

Les performances de la liaison complète en présence de modulations OFDM peuvent être évaluées par comparaison avec une référence. La référence que nous avons choisie est celle de la liaison directe entre le générateur de modulation et le système de réception. Ce générateur n'ayant qu'un niveau de puissance de sortie fixe, un système d'interface externe permettant une dynamique de plusieurs décades a été mis au point et calibré, ceci pour les différents débits envisagés.

Comme précédemment, les mesures effectuées sur la liaison ont été comparées aux simulations électriques du modèle complet de cette liaison développée précédemment sous ADS. Cette comparaison doit permettre d'évaluer la fiabilité de cette modélisation électrique qui a été proposée.

## 2. Rappels sur les modulations numériques

Dans ce paragraphe, un bref rappel sur les modulations numériques [1] utilisées avec les modulations de type OFDM est donné ; ces signaux seront appliqués à l'EML.

Les modulations par déplacement de phase PSK (Phase Shift Keying) sont dites modulations angulaires ou exponentielles dans la mesure où le module est constant et où la phase varie, provoquant ainsi une rotation du vecteur complexe associé à cette porteuse. Le signal s'écrit de la manière suivante :

$$S_{\text{mod}}(t) = A(t)\cos(\omega t + f_p + f_n) = A(t)\cos(2\pi Ft + f_p + f_n) \quad (4.1)$$

avec 
$$f_n = (2n+1)\frac{\rho}{M}, 0 \leq n \leq M \quad (4.2)$$

$A(t)$  représente l'amplitude,  $\omega$  la pulsation de la porteuse,  $F$  la fréquence,  $f_p$  la phase à l'origine.

Le paramètre  $M = 2^k$  ( $k$  est un nombre pair) représente le nombre de symboles. Les symboles sont répartis de façon uniforme sur un cercle de rayon 1.

L'équation 1 peut être développée sous la forme :

$$S_{\text{mod}}(t) = A(t)\cos(\omega t)\cos(f_p + f_n) - A(t)\sin(\omega t)\sin(f_p + f_n) \quad (4.3)$$

Cette équation [4.2] montre que le signal est la somme de deux porteuses en quadrature notées I et Q, modulées en amplitude.



Les modulations les plus courantes sont décrites ci-dessous :

- **Modulation BPSK**

C'est une modulation à deux états de phase ( $k = 1$  et par suite  $M = 2$ ). Si la phase à l'origine est nulle, les états de phase sont représentés sur la figure 4.1. Les deux états de phase sont séparés de  $180^\circ$ , et ne peuvent contenir qu'un bit par symbole. Pour des applications requérant un débit binaire plus important, ce type de modulation est inefficace.

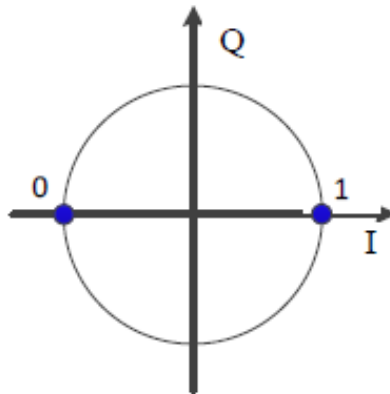


Figure 4.1 : Modulation à deux états de phase (BPSK)

- **Modulation QPSK**

La modulation QPSK, est une modulation à quatre états de phase ( $k = 2$ , soit  $M = 4$ ), comme le représente la figure 4.2. Ce type de signal permet de moduler deux bits par symbole. Pour une bande passante du signal émis identique, son débit binaire est le double de celui de la modulation BPSK. De même, pour un débit binaire identique, elle permet de réduire la bande passante par deux. Les états de phase de la modulation QPSK correspondent à :

$$f_n = (2n + 1)\frac{\rho}{4}, 0 \leq n \leq 4 \quad (4.4)$$

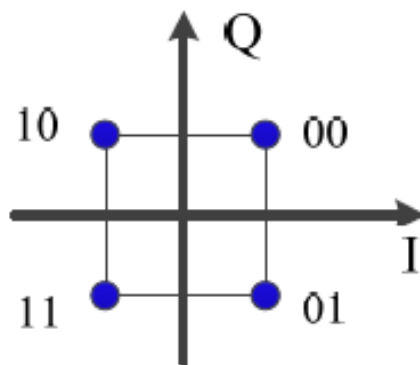


Figure 4.2 : Modulation à quatre états de phase (QPSK)

### · Modulation 16-QAM

La modulation 16-QAM (Quadrature Amplitude Modulation) est une forme de modulation d'amplitude. Elle est constituée de 16 états formés à partir de 4 combinaisons de bits sur la voie I et de quatre autres combinaisons sur la voie Q. Il y a donc 16 états de transition possibles pour ce type de modulation. Chaque symbole, est composé de quatre bits : 2 bits sur la voie I et 2 sur la voie Q. Le diagramme de constellation d'une modulation 16-QAM est représenté sur la figure 4.3.

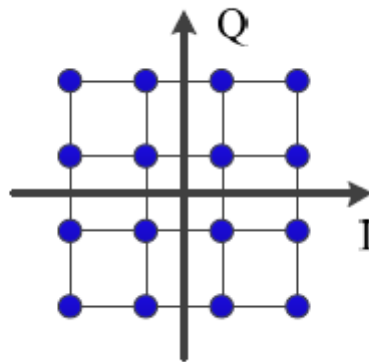


Figure 4.3 : Constellation d'une modulation 16-QAM

## 3. Paramètres caractéristiques des performances d'une liaison numérique

### 3.1. Le taux d'erreur binaire

Toute transmission de signal étant dégradée du fait de son environnement, il faut définir les grandeurs permettant d'évaluer les performances d'une transmission selon le type de modulation mis en œuvre. La qualité de la liaison est définie par le rapport signal à bruit (SNR : Signal to Noise Ratio) qui correspond à une mesure directe de la puissance relative de bruit comparée à celle du signal. Ce rapport permet de prédire la performance du système en termes de qualité de la réception. Cependant d'autres grandeurs peuvent être définies, plus appropriées dans le cas des modulations numériques.

La qualité d'un signal analogique est dégradée par toute distorsion ou atténuation non linéaire engendrée dans le canal de transmission, mais aussi dans les divers modules électroniques. Dans le cas d'un signal numérique, la qualité en réception ne sera réduite que si les effets nuisibles produits dans le canal (bruit, multi-trajets, interférences, évanouissements...) conduisent à confondre plusieurs symboles (ou bits) du signal binaire. De manière à quantifier la dégradation subie par un signal numérique, ou de spécifier la qualité que attendue d'une transmission numérique, on caractérise la liaison par la notion du "taux d'erreur binaire" ou Bit Error Rate (BER) [2]. Il s'agit du

taux d'erreur mesuré à la réception d'une transmission numérique par comparaison avec le signal source ; il se définit par la relation ci-dessous :

$$BER(\%) = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{\text{Nombre total de bits reçus}} \quad (4.5)$$

### 3.2. L'EVM

La représentation vectorielle des signaux introduite pour les modulations numériques, est à l'origine d'une autre métrique pour caractériser la qualité d'une liaison. La modulation étant répartie sur les composantes I et Q, le bruit dans la liaison fait que des erreurs apparaissent lors de l'échantillonnage à la réception. L'EVM (Error Vector Magnitude) correspond à une mesure de la qualité des symboles reçus par rapport aux symboles attendus ; il représente les distorsions d'amplitude et de phase apportées au diagramme des constellations I et Q (figure 4.4). Cette déformation de la constellation entraînera des interférences entre symboles.

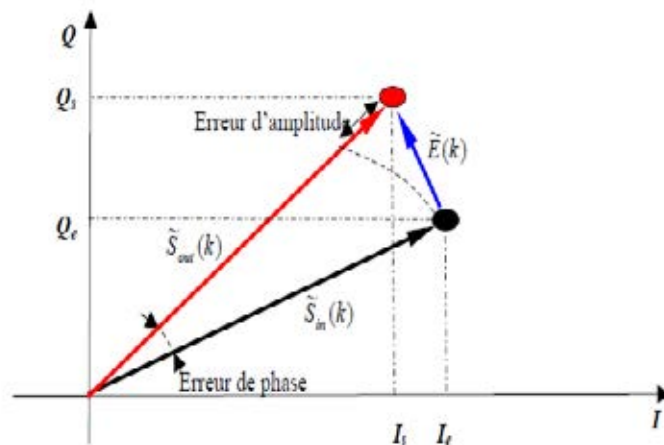


Figure 4.4 : Déviation entre symbole reçu et émis

L'EVM pour N symboles normalisés à l'unité est défini par la valeur quadratique moyenne de l'erreur  $E(k)$  obtenue lors de la mesure de ces symboles par rapport à sa position de référence, à savoir :

$$EVM = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |E(k)|^2} \quad (4.6)$$

Il s'exprime en pourcentage (%). L'EVM moyen, aussi appelé  $EVM_{RMS}$  (EVM Root-Mean-Square) permet de caractériser la moyenne des erreurs dues aux variations de gain et de phase d'un certain nombre de symboles envoyés.

Par opposition au BER, l'EVM permet d'obtenir un critère de qualité plus précis pour la mesure, et il permet d'observer qu'elles sont les conséquences sur la qualité de transmission de la variation d'un paramètre comme la puissance. Sa mesure est souvent effectuée à l'aide d'un analyseur de signal vectoriel (VSA : Vector Signal Analyser), des analyseurs en temps réel et utilisent une FFT pour

permettre une analyse dans le domaine fréquentiel. Un schéma de principe de cette mesure est représenté figure 4.5.

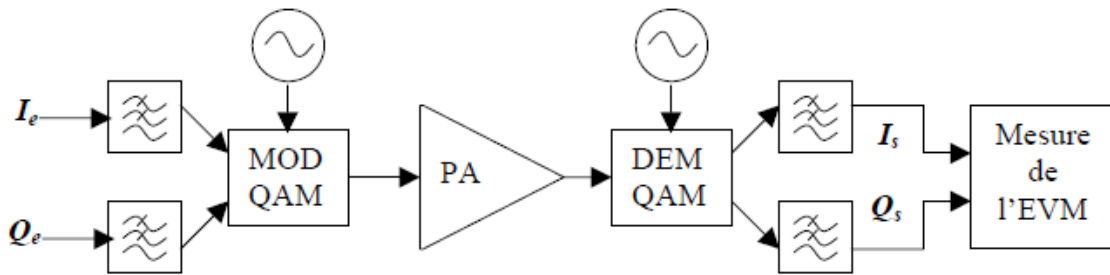


Figure 4.5 : Schéma de principe de mesure de l'EVM

La figure 4.6 représente l'étalement de la constellation pour différentes valeurs de l'EVM.

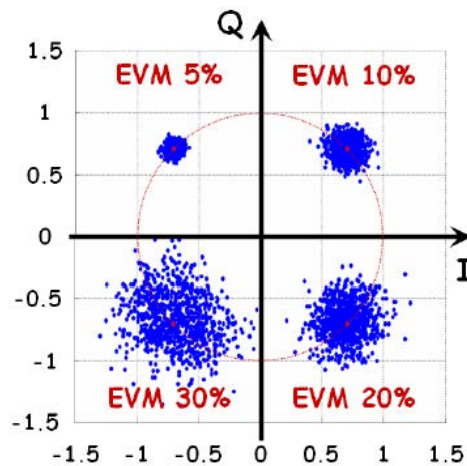


Figure 4.6 : Etalement d'un symbole de constellation pour différentes valeurs d'EVM

On constate que le nuage de points, bien regroupé pour une valeur de l'EVM de 5%, est largement plus dispersé pour les valeurs d'EVM supérieures à 10%. Un critère de qualité de la liaison peut être défini pour des valeurs d'EVM inférieures à 10 %.

#### 4. La modulation multi-porteuses OFDM

La technique de l'OFDM [3] (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est un développement de la FDM (Frequency Division Multiplexing) proposée aux environs des années 1950. L'OFDM est une technique de codage numérique par répartition en fréquences orthogonales sous la forme de multiples sous-porteuses à bande étroite. Cette technique de transmission des données sur un ensemble de sous-porteuses a le mérite de transformer un canal multi-trajet large-bande en un ensemble de sous-canaux mono-trajet à bande étroite plus faciles à égaliser. La plage de fréquence et de synchronisation de la porteuse est choisie de manière à augmenter l'efficacité de transmission et de réduire les interférences. Le développement de cette technique doit beaucoup à l'utilisation de la redondance cyclique à l'émission qui permet de réduire la complexité des terminaux grâce à l'utilisation d'algorithmes à base de la transformée de Fourier rapide. La première utilisation de l'OFDM a été proposée en 1980 dans les systèmes DAB (Digital Audio Broadcasting) et DVB (Digital

Vidéo Broadcasting). Cette technique connaît un vif succès depuis ces dernières années et est en phase de normalisation pour différents standards de communications sans fil (IEEE 802.11a, WiMax...). Une liaison RoF couplant les communications mobiles et la transmission par voie optique, il est important de caractériser sa robustesse aux techniques de modulation OFDM.

### 4.1. Principe des modulations multi-porteuses

Le format de modulation OFDM est une solution rendue possible avec l'évolution des DAC et ADC combiné au progrès des DSP. Tandis que le WDM est un multiplexage en longueur d'onde, l'OFDM est un multiplexage en radio fréquence. L'OFDM pourrait être un cas particulier de la modulation FDM (Frequency Division Multiplex) dans laquelle le signal est divisé en canaux indépendants et chaque canal est modulé séparément avant d'être multiplexé en fréquence. L'OFDM apporte par rapport à la modulation FDM une règle d'orthogonalité entre les sous porteuses.

### 4.2. Le modulateur OFDM

Le signal modulé [4] en bande de base  $s(t)$  est échantillonné avec une période  $T_s / N$ .  $T_s$  représente la durée du symbole, c'est-à-dire le temps qui sépare 2 séquences de  $N$  données. Les échantillons s'écrivent :

$$s_n = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad (4.7)$$

L'équation [4.6] représente la transformée de Fourier inverse des symboles déduits de la constellation de la modulation envisagée. En effectuant une transformée de Fourier rapide (FFT) sur les symboles  $C_k$  on obtient la modulation OFDM, comme le représente la (figure 4.7)

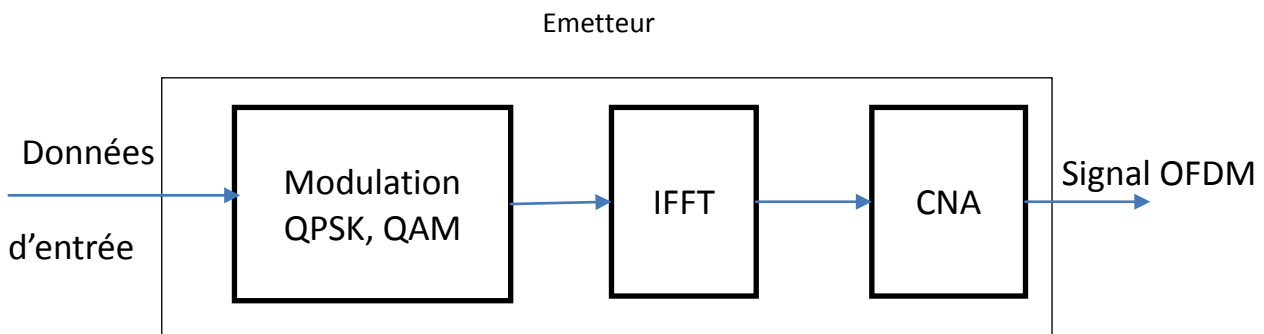


Figure 4.7 : Modulateur OFDM

### 4.3. Insertion d'un intervalle de garde

Les perturbations du canal de propagation induisent entre autre, la perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses et l'apparition d'interférences entre les symboles (ISI) dues aux trajets multiples.

De manière à éliminer ces interférences, une solution consiste à augmenter le nombre de sous-porteuses pour accroître la durée du symbole  $T_s$ . Toutefois cette technique se heurte en particulier aux problèmes technologiques dus au bruit de phase des oscillateurs. Une autre solution consiste à ajouter un intervalle de garde d'une durée  $T_g$ .

Ainsi, la partie utile  $T_s$  de chaque symbole OFDM ne se trouvera pas affectée par les interférences inter-symboles. La durée totale du symbole OFDM est alors égale à :

$$T_{sym} = T_g + T_s \quad (4.8)$$

Lors de la réception, la suppression de l'intervalle de garde permet de restituer l'orthogonalité entre les sous-porteuses. De plus, cet intervalle de garde qui recopie des échantillons de fin de symbole OFDM peut être exploité en réception pour la synchronisation temporelle des signaux.

### 4.4. Rapport de puissance crête à puissance moyenne

Le signal OFDM étant une somme de  $N$  signaux sinusoïdaux, l'amplitude maximale de ces  $N$  signaux sinusoïdaux peut être obtenue lorsqu'ils sont tous en phase. On définit la quantité PAPR (Peak to Average Power Ratio) pour décrire la puissance crête par la relation suivante :

$$PAPR = \frac{\max\{|e_i(t)|^2\}}{\langle |e_i(t)|^2 \rangle} \quad (4.9)$$

Le terme  $\langle |e_i(t)|^2 \rangle$  représente la puissance moyenne du signal.

Quand toutes les porteuses sont en phase, ceci conduit à obtenir une valeur de PAPR élevée, ce qui représente un inconvénient pour la modulation OFDM. En effet certains composants des liaisons optiques, comme la fibre optique, deviennent non linéaires à fort niveau de puissance du signal.

Certaines méthodes sont utilisées pour diminuer un PAPR élevé en modulation OFDM, comme l'écrêtage et le codage du signal original OFDM avant de le transmettre dans la liaison.

### 4.5. Systèmes MB-OFDM

Les systèmes MB-OFDM (Multi-Band OFDM) [5] sont de type synchrone et basés sur des composants de traitement des signaux numériques. Ils reposent sur une modulation OFDM classique construite à partir d'une transformée de Fourier rapide et modulée avec une constellation QPSK ou 16 QAM. Composé de plusieurs porteuses, un symbole OFDM à une largeur de bande totale de 528 MHz.

La particularité des systèmes MB-OFDM est basée sur la technique des sauts de fréquence (Frequency Hopping) permettant de faire passer le signal d'une sous-bande à une autre. Plusieurs séquences sont définies et pilotées par l'intermédiaire d'un codage temps-fréquence TFC (Time Frequency code). Les débits de données que l'on peut atteindre avec un système MB-OFDM s'évaluent

## CHAPITRE 4 : Performances de la liaison RoF en OFDM

de 53.3 à 480 Mb/s. De tels débits seront utilisés pour évaluer expérimentalement les performances de notre liaison.

Les modulations MB-OFDM permettent :

- d'avoir une occupation fréquentielle plus importante ;
- d'avoir une gestion de plusieurs utilisateurs dans une pico-cellule ;
- et d'augmenter la robustesse des signaux face aux interférences qui peuvent être présentes dans une sous-bande à un instant  $t$ , car à l'instant  $t+1$  le signal sera dans une autre sous-bande.

Les symboles OFDM formant la modulation MB-OFDM comportent 128 porteuses distribuées de la façon suivante :

- 100 : pour le codage de l'information
- 12 : pour les sous-porteuses pilotes
- 10 : pour les sous-porteuses de garde
- 6 : pour les données nulles.

La durée d'un symbole  $T_S$  est de 242.42 ns. Un symbole est intercalé entre un préfixe cyclique de durée  $T_{CP} = 60.6$  ns et un intervalle de garde de durée  $T_G = 9.47$  ns. Le préfixe permet de diminuer les trajets multiples introduits par le canal en permettant de maintenir l'orthogonalité entre les porteuses reçues. L'intervalle de garde est utilisé par l'oscillateur local pour les sauts de fréquences existant entre les sous-bandes.



Figure 4.8 : Diagramme des temps pour une modulation MB-OFDM

La durée totale  $T_{\text{info}}$  d'émission est égale à la somme des temps nécessaires pour transmettre les données utiles. Elle se calcule par la relation :

$$T_{\text{info}} = T_S + T_G + T_{CP} \quad (4.10)$$

Cette durée totale est ainsi de 312.5 ns.

Les débits de transmission des systèmes MB-OFDM s'échelonnent entre 53 et 480 Mb/s suivant le type de constellation utilisé.

Le standard MB-OFDM [6] est décrit par les paramètres définis dans le tableau 4.1.

Paramètre	Valeur
Taille de la FFT/IFFT	128
Fréquence d'échantillonnage	528 MHz
Bande de transmission	507.75 MHz
Nombre de sous porteuses pour les données	100
Nombre de sous porteuses pilotes	12
Nombre de sous porteuses de garde	10
Nombre total de porteuses utilisées	122
Espacement entre les sous porteuses	4.125 (=528 MHz/128)
Durée des 128 échantillons	242.42 ns
Durée du préfixe cyclique	60.61 ns
Durée de l'intervalle de garde	9.47 ns
Durée du symbole OFDM	312.5 ns

Tableau 4.1 : Paramètres du standard MB-OFDM

#### 4.5.1. Temps de garde du système MB-OFDM

De manière à autoriser l'utilisation d'une seule chaîne d'émission et de réception pour les trois bandes de fréquence, on introduit un temps de garde entre deux symboles. Pendant ce temps, il n'y a aucune transmission d'information, et les synthétiseurs de fréquence du récepteur et de l'émetteur peuvent commuter vers l'autre bande. La durée du saut de fréquence centrale dans les synthétiseurs n'étant pas négligeable pour les synthétiseurs faible coût, des simulations de type système réalisées lors de la définition de ce standard montrent qu'un temps de commutation d'environ 2 ns est facilement conciliable avec des contraintes de coût et de complexité nécessaire pour les développement grand public. Le temps de garde entre deux symboles MB-OFDM est ainsi fixé à 9.5 ns, ce qui correspond à peu près à 5 fois le temps de commutation des synthétiseurs.

#### 4.5.2. Spectre en fréquence du système MB-OFDM

La bande de fréquence allouée pour les systèmes MB-OFDM est comprise entre 3.1 et 10.6 GHz. Cette bande de fréquences est divisée en 14 sous-bandes identiques (appelées aussi "Band group") [7], les symboles OFDM ayant une largeur spectrale de 528 MHz (figure 4.9).

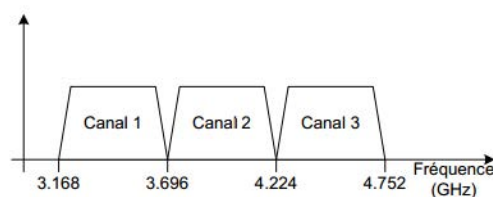


Figure 4.9 : Spectre fréquentiel de la première sous bande



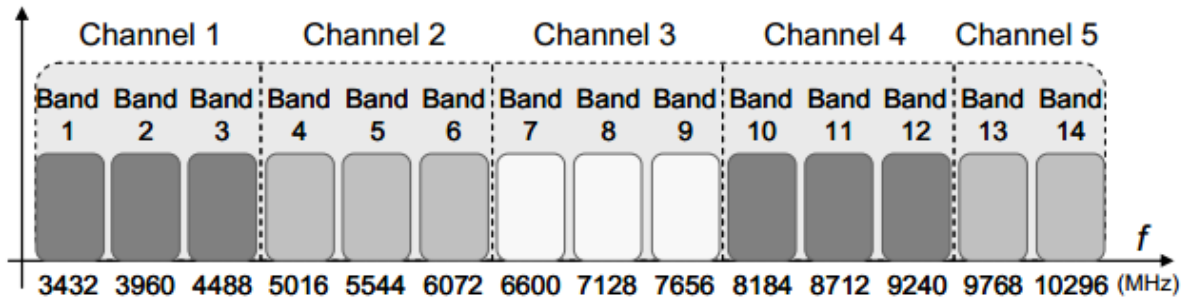


Figure 4.10 : Découpage fréquentiel de la bande ULB comprise entre 3.1 et 10.6 GHz

Les quatre premiers groupes comprennent chacune 3 sous-bandes, tandis que le dernier groupe est composé seulement de 2 sous-bandes. Le tableau 4.2 représente l'allocation fréquentielle des groupes de bandes [8].

Canal	Sous Bande	Fréquence basse (MHz)	Fréquence centrale (MHz)	Fréquence haute (MHz)
#1	# 1	3 168	3 432	3 696
	# 2	3 696	3 960	4 224
	# 3	4 224	4 488	4 752
#2	# 4	4 752	5 016	5 280
	# 5	5 280	5 544	5 808
	# 6	5 808	6 072	6 336
#3	# 7	6 336	6 600	6 864
	# 8	6 864	7 128	7 392
	# 9	7 392	7 656	7 920
#4	# 10	7 920	8 184	8 448
	# 11	8 448	8 712	8 976
	# 12	8 976	9 240	9 504
#5	# 13	9 504	9 768	10 032
	# 14	10 032	10 296	10 560

Tableau 4.2 : Allocation fréquentielle des groupes de bandes

## 5. Evaluation expérimentale de la liaison RoF avec des codages OFDM

### 5.1. Synoptique du banc de mesure

Après la présentation des techniques de modulation OFDM, on va procéder à la réalisation du banc de mesure utilisé pour la caractérisation de la liaison RoF étudiée. Le schéma synoptique de ce banc de mesure est représenté à la figure 4.11. La source de signal est un générateur de forme d'onde arbitraire Tektronix - AWG 7122 B piloté par un ordinateur qui délivre le codage des signaux OFDM synthétisés avec le logiciel ADS. Ce générateur a une bande passante de 5.6 GHz, une résolution de 10 bits et un débit de 12 Gec/s qui peut être étendu à 24 Gec/s en utilisant l'option d'entrelacement. Délivrant seulement une puissance fixe de valeur -17 dBm pour le signal OFDM généré, le niveau de puissance d'entrée est réglable extérieurement ; un ensemble d'atténuateurs de précision suivi d'un amplificateur large bande Transcom TA020-060-30-27 de gain 34 dB (@4 GHz) et de faible bruit (4 dB @ 4GHz) permet de faire varier la puissance d'émission dans une plage comprise entre -25 et 10 dBm, par pas de 1 dB.

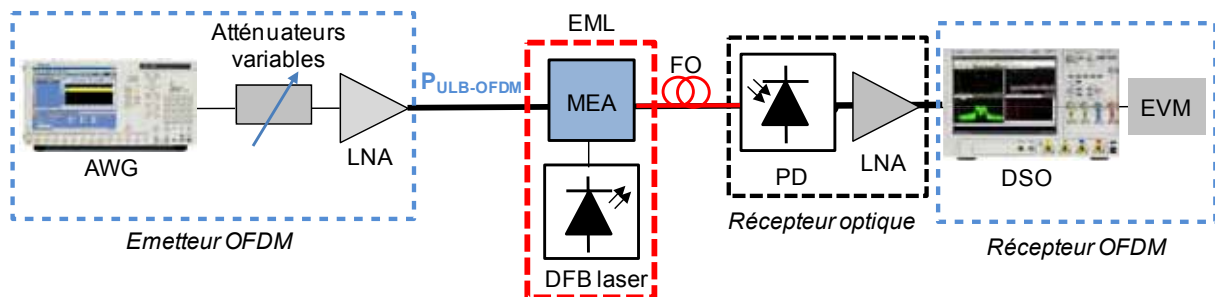


Figure 4.11 : Synoptique du Banc de mesure de liaison RoF

Le récepteur est un oscilloscope numérique haute performance Infiniium Agilent - DSO 91204A de bande passante 12 GHz, équipé du logiciel VSA 89600 (Vector Signal Analyser) qui permet de faire de la démodulation, de tracer les constellations en fonction du type de modulation, de mesurer les valeurs de l'EVM et de tracer le spectre du signal. La vitesse de démodulation de cet oscilloscope est de 40 Gec/s. La puissance en entrée du DSO est limitée à environ 10 dBm, afin de veiller à ne pas le saturer (seuil de saturation à partir de 5 dBm).

### 5.2. Liaison directe : détermination de l'EVM de référence

Afin de caractériser toutes les conditions de mesure, il faut effectuer une calibration de l'ensemble du montage sans la liaison RoF. A cet effet, nous avons effectué une liaison directe entre la source et l'oscilloscope numérique, aussi appelée connexion "back-to-back". Dans les réseaux de télécommunications, on parle de liaison "back-to-back" quand on interconnecte, par exemple, deux routeurs entre eux, ou deux ordinateurs par un câble croisé. Cela revient à avoir une liaison directe entre ces éléments et permet de vérifier la communication en envoyant une requête à chacun des appareils.

## CHAPITRE 4 : Performances de la liaison RoF en OFDM

Les figures 4.12 et 4.13 représentent le synoptique du banc de mesure en liaison directe et le montage réalisé qui permet de mesurer les niveaux de puissance de référence à l'émission et à la réception.

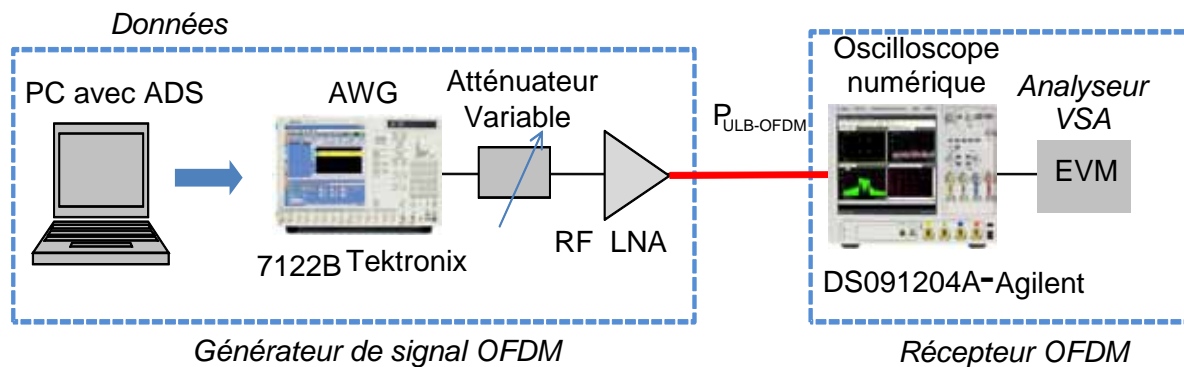


Figure 4.12 : Synoptique de la mesure de la puissance de l'émetteur OFDM

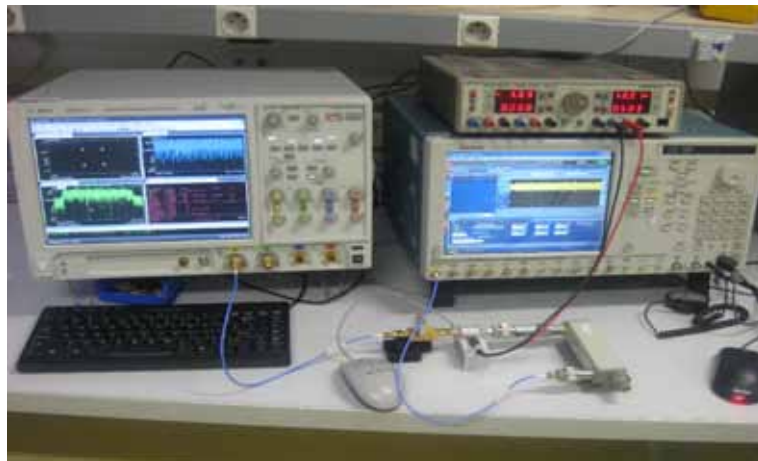


Figure 4.13 : Banc de mesure de la liaison directe

L'utilisation de cette liaison directe permet de s'affranchir du canal de communication ainsi que des éléments qui interviennent dans la liaison. Un autre avantage de cette mesure est d'avoir une référence en termes de puissance d'émission du générateur de symboles.

Le bilan de liaison ou (Link budget en anglais) représente une caractéristique essentielle permettant de dimensionner les niveaux de puissance intervenant à l'intérieur d'un canal de transmission. Ce bilan de liaison fait intervenir tous les gains et pertes rencontrés depuis l'émission jusqu'au récepteur. Le seuil de réception étant fixé par le rapport signal à bruit minimal du récepteur, il en résulte le niveau de puissance minimal à l'émission pour obtenir une qualité de service suffisante.

Rappelons que le niveau de puissance en sortie de l'AWG vaut -17 dBm, et que l'ensemble atténuateur et amplificateur à faible bruit permet de le faire varier entre -25 et 10 dBm. En connectant directement l'AWG au DSO, sans passer par la chaîne d'amplification variable, la valeur de l'EVM mesurée est de 2.8 % pour les trois débits envisagés ; cette valeur correspond à un niveau en entrée de -17 dBm.

## CHAPITRE 4 : Performances de la liaison RoF en OFDM

Les caractéristiques du signal ULB MB-OFDM sont obtenues par la génération de ce signal par le logiciel ADS, défini selon la norme ECMA-368 pour les trois débits (53.3 Mb/s, 200 Mb/s et 480 Mb/s) définissant les modulations QPSK pour les débits de 53.3 Mb/s et 200 Mb/s, et 16-QAM pour le débit de 480 Mb/s.

La figure 4.14 représente les mesures de référence de l'EVM de cette liaison directe en fonction de la puissance en sortie de l'amplificateur  $P_{ULB-OFDM}$  pour les trois débits étudiés.

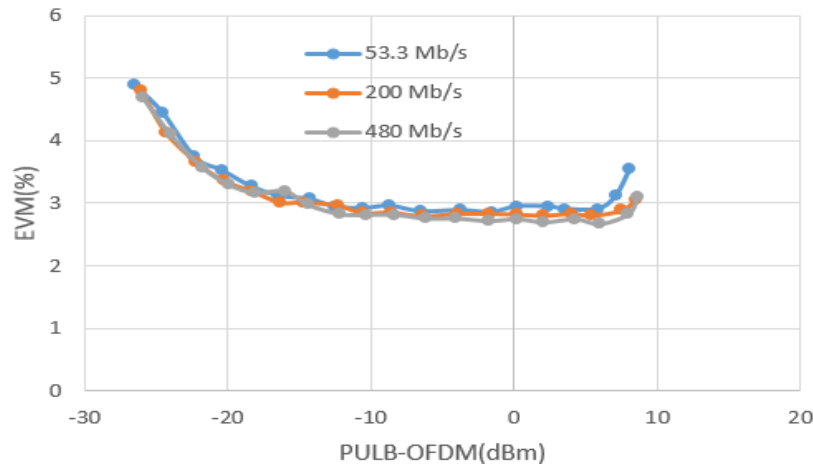


Figure 4.14 : EVM en fonction de la puissance ULB-OFDM pour différents débits (53.3 Mb/s, 200 Mb/s, et 480 Mb/s)

Ces mesures montrent qu'une valeur d'EVM de l'ordre de 2.8 % est obtenue pour les débits les plus élevés dans la plage de puissance d'émission comprise entre -15 dBm et 5 dBm environ ; une valeur légèrement plus élevée (2.9 %) est obtenue pour le débit de 53.3 Mb/s. La réponse est plate pour une dynamique de puissance d'émission de 20 dB. La figure 4.15 montre l'écran du VSA correspondant à une modulation QPSK pour un débit de 200 Mb/s ; dans cette plage de puissances d'émission, un EVM de 2.8 % est observé.



Figure 4.15 : Constellation QPSK avec un EVM de 2.8 % pour un débit de 200 Mb/s

Si l'on se fixe comme critère de qualité maximum de ce lien direct une valeur de l'EVM égale à 5%, la plage de puissances correspondante s'étend de -25 à 10 dBm environ, soit une dynamique d'environ 35 dB.

Au-dessus de 8 dBm, on observe expérimentalement que l'EVM commence à croître avec le niveau de puissance à l'émission. Cet effet peut être attribué aux non linéarités dues aux effets de saturation de l'amplificateur en sortie de l'AWG. Bien que le point de compression à 1 dB de ce LNA Transcom TA020-060-30-27 soit élevé (29 dBm en sortie @4 GHz), celui-ci peut compresser avant à cause du PAPR du signal OFDM qui vaut 9 dB dans le standard de la bande centimétrique. Par ailleurs, il faut noter qu'à -17 dBm de signal en entrée, la valeur de l'EVM mesurée est très proche de celle obtenue en supprimant la chaîne de gain variable entre l'AWG et le DSO. Concernant l'augmentation de l'EVM aux très faibles niveaux de puissance, le rapport signal à bruit devient de plus en plus important dégradant ainsi la constellation. On peut aussi noter que l'EVM est légèrement plus important pour le débit le plus faible.

### 5.3. Mesure de l'EVM de la liaison complète avec l'EML

Le banc de mesure utilisé pour étudier les performances d'une liaison avec modulation extérieure est donné à la figure 4.16.

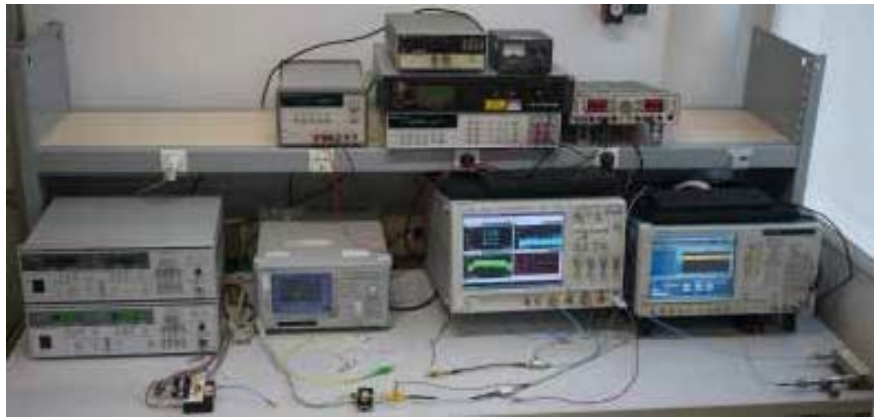


Figure 4.16 : Banc de mesure de la liaison RoF

Tous les composants faisant partie de la chaîne de transmission ont été caractérisés dans leur ensemble. Les mesures sont réalisées pour les débits de 53.3 Mb/s, 200 Mb/s et 480 Mb/s ; le courant du laser a été fixé à 50 et 100 mA, et la polarisation du MEA est comprise entre -2 V et -3.2 V. La fréquence centrale des signaux est de 3.96 GHz correspondant au groupe du canal 1 de la bande MB-OFDM.

#### 5.3.1. Courbes de mesure d'EVM en fonction de la polarisation de l'EML pour un courant laser de 50 mA

Les courbes des figures 4.17 à 4.19 représentent les mesures de l'EVM en fonction de la puissance à l'émission du signal MB-OFDM pour un courant laser de l'EML de 50 mA et pour les trois débits de 53.3, 200 et 480 Mb/s.

On rappelle que les modulations utilisées en MB-OFDM pour les bas débits (53.3 et 200 Mb/s) est du type modulation en quadrature (MAQ-4), et pour les hauts débits (480 Mb/s), elle est de type DCM (Dual Carrier Modulation).

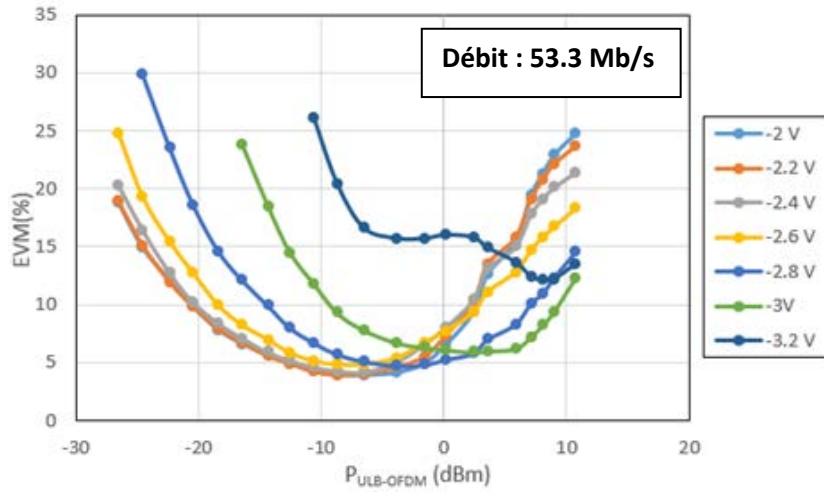


Figure 4.17 : EVM mesuré pour divers tensions de polarisation du MEA ( $I_{LD}=50$  mA et 53.3 Mb/s)

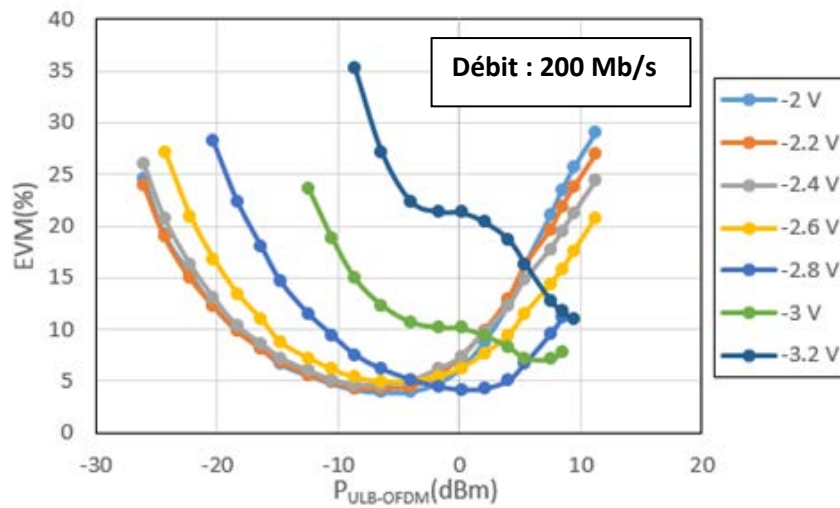


Figure 4.18 : EVM mesuré pour divers tensions de polarisation du MEA ( $I_{LD}=50$  mA et 200 Mb/s)

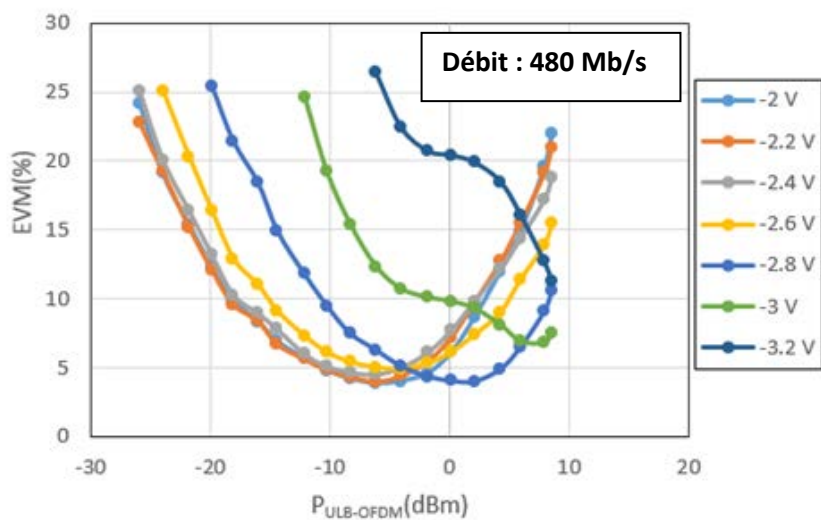


Figure 4.19 : EVM mesuré pour divers tensions de polarisation du MEA ( $I_{LD}=50$  mA et 480 Mb/s)

## CHAPITRE 4 : Performances de la liaison RoF en OFDM

Ces courbes d'EVM présentent la même allure générale. Une valeur minimum d'environ 4 % est observée pour chacun des débits pour une puissance de signal d'entrée d'environ -7 dBm dans le cas où la polarisation de l'EML reste dans sa zone linéaire, c'est-à-dire dans une zone comprise entre -2 V et -2.4 V.

### 5.3.2. Courbes de mesure d'EVM en fonction de la polarisation de l'EML pour un courant laser de 100 mA

Les figures 4.20 à 4.23 représentent la mesure de l'EVM de la liaison RoF en fonction de la polarisation de l'EML pour un courant du laser de 100 mA. Sous ces conditions de courant, le laser est en limite de sa linéarité.

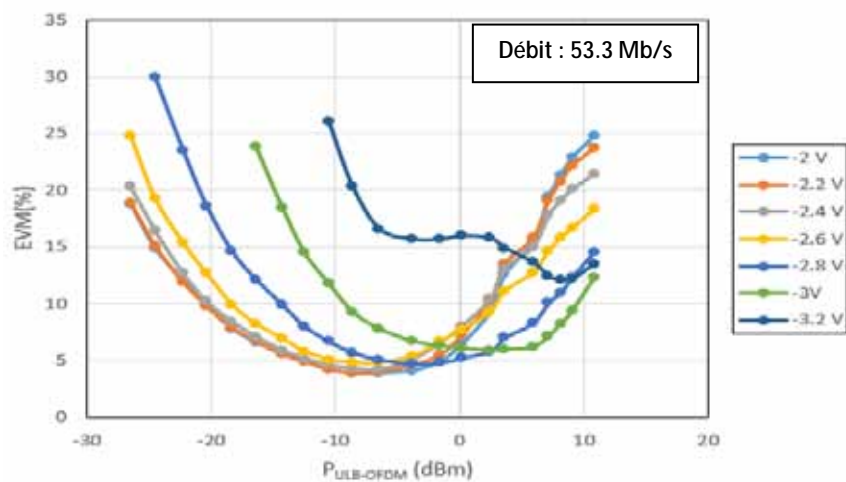


Figure 4.20 : EVM mesuré pour divers tensions de polarisation du MEA ( $I_{LD}=100$  mA et 53.3 Mb/s)

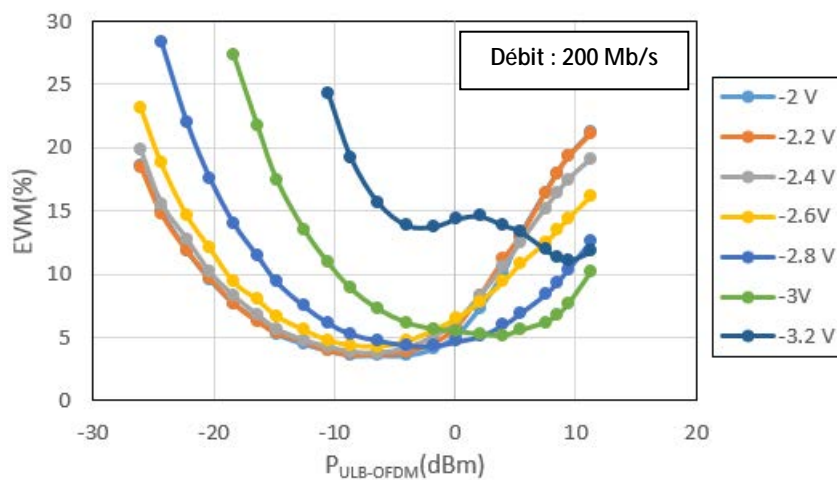


Figure 4.21 : EVM mesuré pour divers tensions de polarisation du MEA ( $I_{LD}=100$  mA et 200 Mb/s)

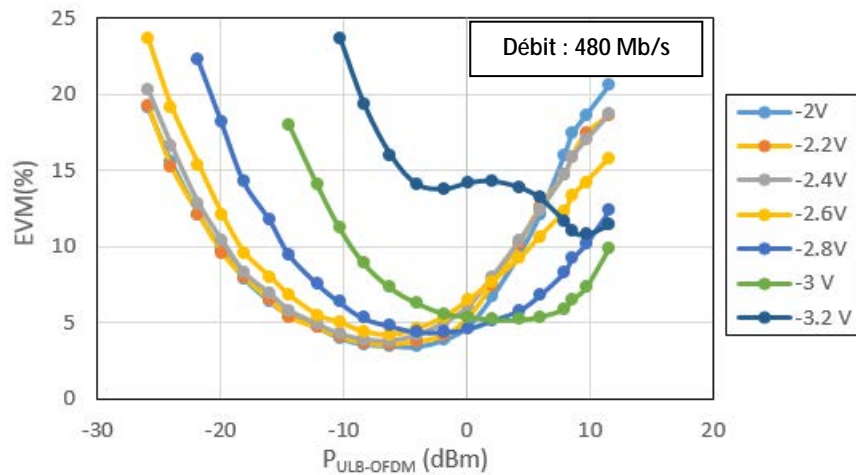


Figure 4.22 : EVM mesuré pour divers tensions de polarisation du MEA ( $I_{LD}=100$  mA et 480 Mb/s)

On peut observer que les valeurs minimales de l'EVM sont légèrement inférieures (3.5 à 4 % pour  $V_M=-2$  V) à celles mesurées pour le courant du laser de 50 mA. Ceci peut s'expliquer par un meilleur rapport signal sur bruit à fort courant. Au débit le plus élevé, ce minimum apparaît pour un niveau d'entrée dans la liaison sensiblement plus élevé. Par ailleurs, pour les débits de 200 et 480 Mb/s, les résultats restent assez proches pour des polarisations de l'EML dans sa zone de linéarité (au-dessous d'environ -3 V). La qualité de la liaison semble ainsi moins sensible aux non linéarités de l'EML.

### 5.3.3. Influence du débit

La figure 4.23 représente la variation de l'EVM de la liaison pour les différents débits ; le courant laser a été fixé à 100 mA et l'EML est polarisé à -2 V dans sa zone linéaire. On peut constater que les trois réponses sont très voisines ; on peut remarquer que l'influence des non-linéarités de la chaîne d'amplification aux fortes puissances s'avère relativement plus importante pour le débit de 53.3 Mb/s.

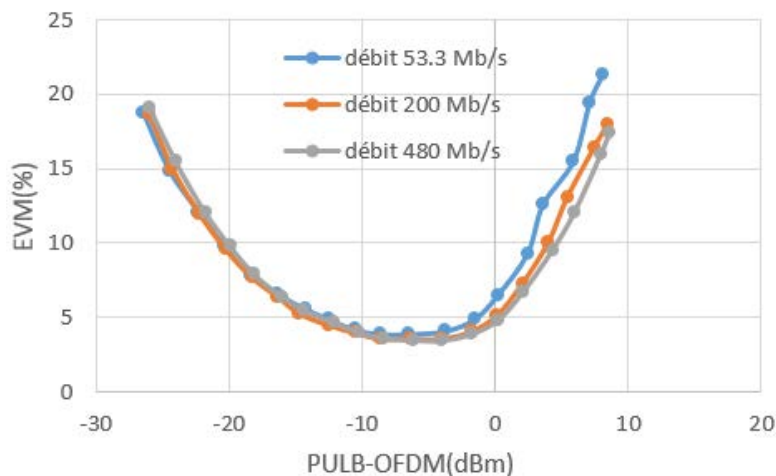
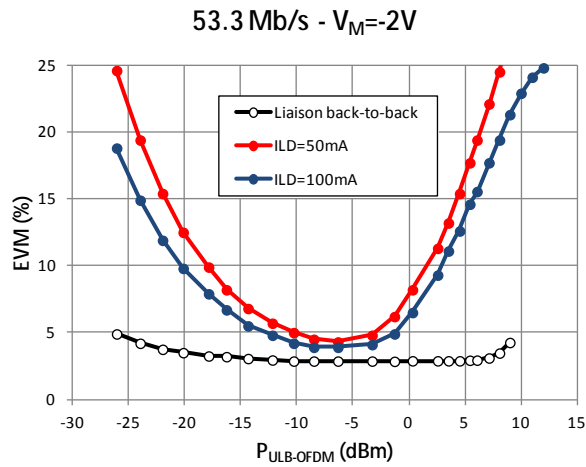


Figure 4.23 : Comparaison de l'EVM pour les trois débits (polarisation de l'EML à -2V et courant laser de 100 mA)

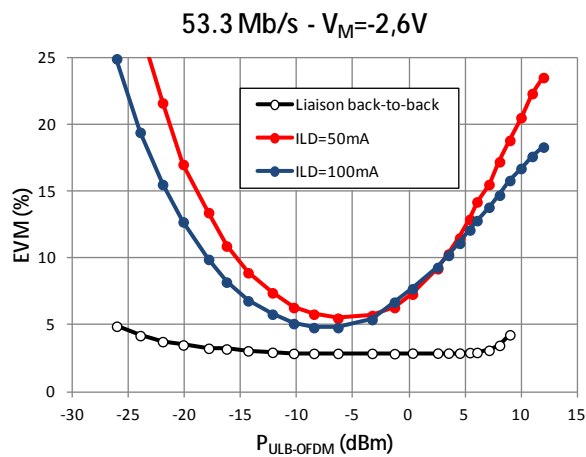


5.3.4. Influence du courant laser

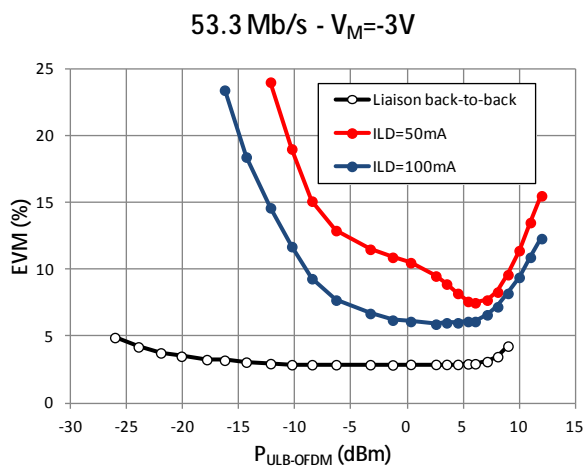
Les figures 4.24.a, b et c comparent l'EVM de la chaîne pour deux valeurs du courant du laser, la polarisation de l'EML étant fixée à -2 V, -2.6 V et -3 V.



(a)



(b)



(c)

Figure 4.24 : Influence du courant de polarisation  $I_{LD}$  du laser DFB pour un débit de 53.3 Mb/s

Quelle que soit la valeur de  $V_M$ , le facteur de bruit NF de la liaison RoF est plus important pour 50 mA que pour 100 mA (voir Figure 3.8 du Chapitre 3), l'écart étant de 6 dB entre les NF simulés. Par conséquent, les valeurs des EVM sont dans tous les cas meilleures pour le courant laser de 100 mA. Toutefois, à faible niveau de puissance ULB-OFDM, le courant de polarisation du laser a moins d'influence pour les valeurs élevées de  $V_M$  (écart de 2 % entre les EVM pour  $V_M = -2$  V) que dans le cas d'une absorption forte du modulateur ( $V_M \leq -3$  V) c'est-à-dire pour les  $V_M$  faibles (écart de 10 % entre les EVM pour  $V_M = -3$  V).

### 5.3.5. Influence de la tension de polarisation du MEA

La figure 4.25 représente pour une valeur du courant laser fixée (50 mA) et un débit donné (53.3 Mb/s) les valeurs de l'EVM mesurées en fonction de la puissance ULB-OFDM. A faible niveau de puissance ULB-OFDM, pour des valeurs de la polarisation de l'EML dans sa région linéaire ( $V_M \gg -2$  V) l'EVM varie relativement faiblement (7 % pour une puissance de -15 dBm pour des valeurs de  $V_M$  entre -2,2 V et -2,8 V) alors qu'il varie fortement pour les faibles valeurs de  $V_M$  qui correspondent à une forte absorption du modulateur ( $V_M \leq -3$  V).

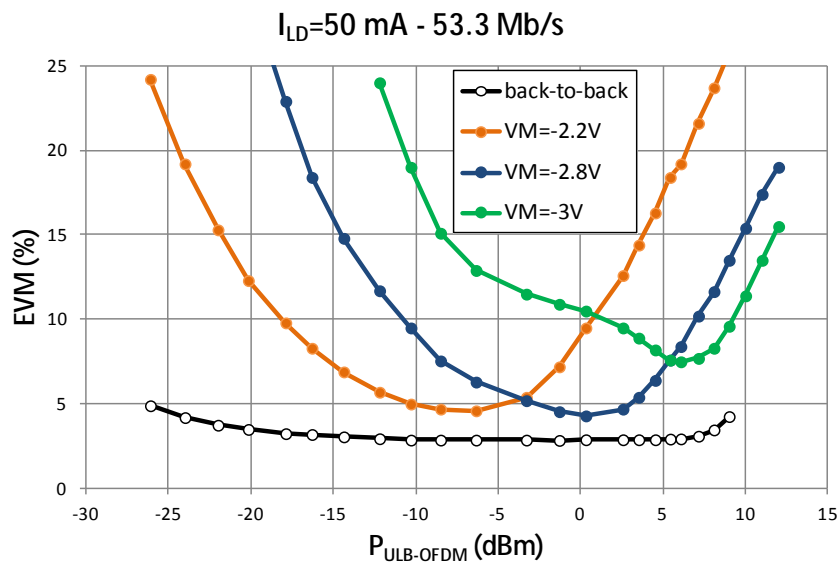


Figure 4.25 : Influence de la tension  $V_M$  de l'EML pour un courant laser de 50 mA et un débit de 53.3 Mb/s

### 5.3.6. Discussion générale des résultats de mesure

Cet ensemble de courbes d'EVM mesurés pour cette liaison de test présente des caractéristiques générales : l'EVM passe par une valeur minimale en fonction de la puissance du signal OFDM qui dépend de la polarisation du laser de l'EML et du débit de la modulation. Cette valeur minimale est d'environ 4 % pour une puissance du signal OFDM voisine de -7 dBm.

En comparant avec les résultats obtenus pour la liaison RoF (figures 4.20 à 4.22), on peut constater que l'EVM croît rapidement pour les faibles puissances du signal OFDM, plus particulièrement en dessous de -15 dBm. Cette importante remontée de l'EVM peut être attribuée aux diverses contributions des différentes sources de bruit, et en particulier au bruit du module EML et du bruit introduit par le laser ; cet effet est corroboré par le fait que la croissance est plus rapide à fort courant du laser. Dans ce domaine de puissance, le bruit de grenaille du laser qui augmente avec le courant devient une contribution dominante au rapport signal à bruit et par suite à l'EVM. Si l'on se fixe une valeur acceptable de l'EVM de 5% pour définir une plage de dynamique du signal d'entrée, elle s'étend de -12 à -1 dBm (dynamique 11 dB) pour une modulation de 480 Mb/s et un courant laser de 50 mA, alors qu'elle se réduit de -10 à -3 dBm (dynamique 7 dB) pour un courant de 100 mA. Par ailleurs, les figures 4.24.a, b et c montrent que le minimum de l'EVM se déplace vers des niveaux de puissance RF plus élevés lorsque le courant laser augmente.

Les niveaux d'EVM dépendent fortement de la polarisation de l'EML, et ceci pour tous les débits. Pour un courant laser de 50 mA, les niveaux d'EVM sont assez proches pour une polarisation comprise entre -2.2 V et -2.8 V. Pour un courant de 100 mA, la contribution de bruit est plus important et par suite, l'EVM augmente à faible puissance.

A fort niveau de signal OFDM, les valeurs de l'EVM augmentent avec la puissance du signal. Aux non linéarités de l'amplificateur de sortie qui introduit des distorsions du signal aussi bien dans la liaison directe que dans la caractérisation de la chaîne, viennent s'ajouter les non-linéarités de la réponse du laser et du modulateur. En effet, aux niveaux de puissance élevés, les non linéarités de la caractéristique courant-puissance du laser déforment la constellation. Ces effets apparaissent à des niveaux de puissance plus élevés lorsque le courant de polarisation est plus élevé.

## 6. Simulation de la liaison RoF avec des codages OFDM

### 6.1. Simulation de la liaison directe sous ADS

L'objectif est à présent de simuler la chaîne complète de la liaison RoF afin de valider l'ensemble de nos modèles de composants et de vérifier son aptitude à prévoir l'ensemble de sa réponse. A cet effet, il faut dans un premier temps simuler la liaison directe qui a servi de référence. On utilise le générateur UWB\_TX qui permet de générer les signaux ULB MB-OFDM, pour les trois débits étudiés (53.3 Mb/s, 200 Mb/s et 480 Mb/s), correspondant à des modulations QPSK (pour 53.3 Mb/s et 200 Mb/s) et 16-QAM pour 480 Mb/s.

Ces différents types de modulations sont codés avec un codage temporel TFC1 correspondant au code temps fréquence de la sous bande 1. Une des principales différences du système MB-OFDM par rapport à un système OFDM, est l'utilisation d'un code temps fréquence appelé : TFC (Time Code Frequency). Il permet d'indiquer à chaque symbole OFDM sa fréquence centrale d'émission. Comme il est montré sur la figure 4.9, chaque symbole occupe une sous bande différente du symbole précédent. Une durée de 9.47 ns est allouée à la fin de chaque symbole émis pour permettre d'effectuer le saut de fréquence.

## CHAPITRE 4 : Performances de la liaison RoF en OFDM

La norme ECMA-368 définit pour chacun des six groupes un certain nombre de TFC qui sont possibles [9], les codes du groupe 1 présentés dans le tableau 4.3. Ces TFC sont regroupés sous trois appellations selon que les sauts s'effectuent sur les trois sous bandes du groupe. Pour l'étude qui nous concerne, nous considérerons l'application du TFC sur les trois premières sous bandes.

Numéro du TFC	Séquence de base/Préambule	Code TFC
1	1	1 2 3 1 2 3
2	2	1 3 2 1 3 2
3	3	1 1 2 2 3 3
4	4	1 1 3 3 2 2
5	5	1 1 1 1 1 1
6	6	2 2 2 2 2 2
7	7	3 3 3 3 3 3
8	8	1 2 1 2 1 2
9	9	1 3 1 3 1 3
10	10	2 3 2 3 2 3

Tableau 4.3 : Codes temps fréquence (TFC) pour le groupe 1

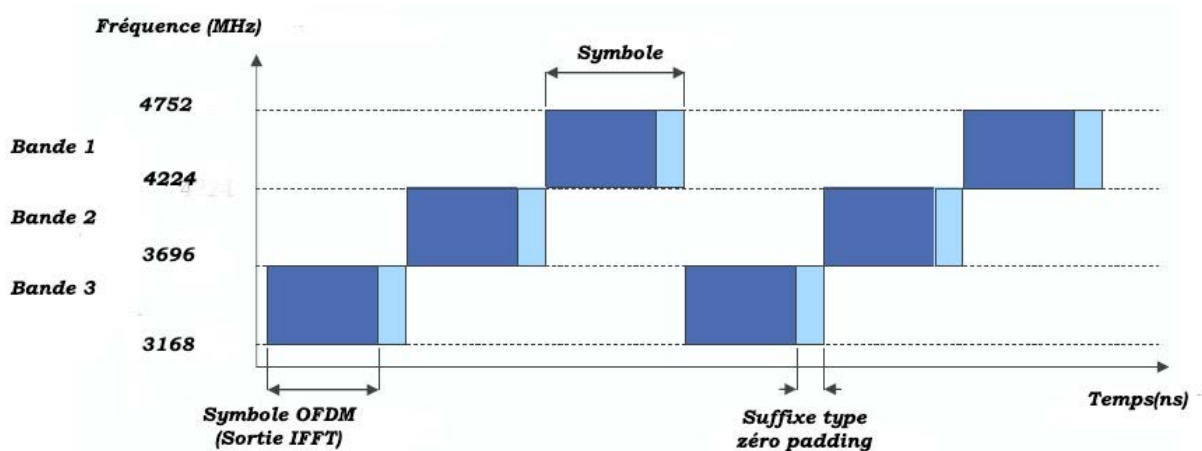


Figure 4.26 : Codage temps fréquence (TFC1) du groupe 1 de la modulation MB-OFDM

## CHAPITRE 4 : Performances de la liaison RoF en OFDM

La figure 4.27 reproduit la liaison directe qui a été simulée dans le logiciel ADS.

Celle-ci comporte principalement le générateur de signaux MB-OFDM représenté par la source UWB-TX.

Pour faire varier le niveau du signal ULB-OFDM, un système de gain variable composé d'un atténuateur et d'un amplificateur à faible bruit (Transcom TA020-060-30-27) caractérisé par son gain, son point de compression à 1 dB et son facteur de bruit a été rajouté. On rappelle que les valeurs des paramètres types de ce LNA sont un gain de 34 dB, une puissance de sortie au point de compression à 1 dB de 29 dBm et un facteur de bruit de 4 dB à 4 GHz. Ces caractéristiques sont prises en compte dans le modèle AMPLI\_1 du schéma de simulation ADS (figure 4.27).

Un générateur de bruit variable modélise le bruit de l'AWG-7122 qui vient d'ajouter au bruit des autres éléments RF du système ; le niveau de bruit peut ainsi varier entre 10 et 200 nV.

Ce bruit perturbera les constellations et par suite modifiera l'EVM de la liaison. La fréquence centrale de simulation est de 3.96 GHz.

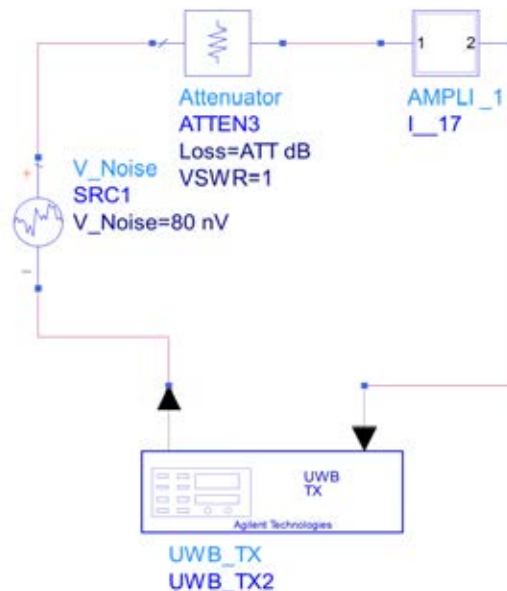


Figure 4.27 : Schéma de simulation de l'EVM en liaison directe (back-to-back)

Les constellations représentées aux figures 4.28 et 4.29 montrent les résultats obtenus pour les trois débits : 53.3, 200 et 480 Mb/s.

En présence de la source de bruit associé au générateur ULB dont le niveau de puissance est réglable par l'atténuateur, les constellations sont bien bruitées et l'EVM augmente.

Ces constellations ont été simulées pour des niveaux de bruits comprises entre 50 nV et 200 nV.

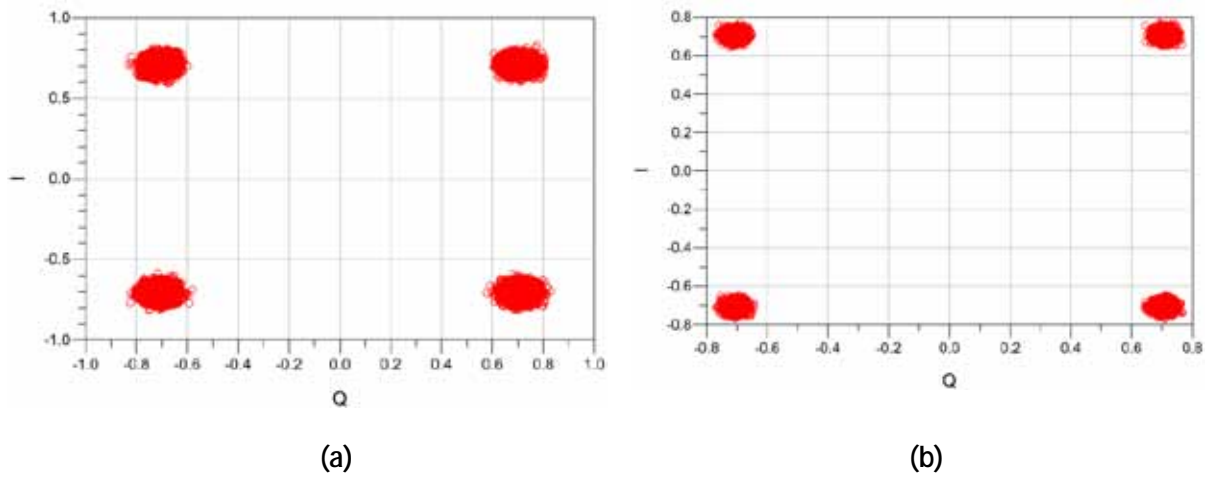


Figure 4.28 : Constellations pour deux niveaux de tension de bruit  
 (a) 80 nV (débit : 53.3 Mb/s) et (b) 200 nV (débit : 200 Mb/s)

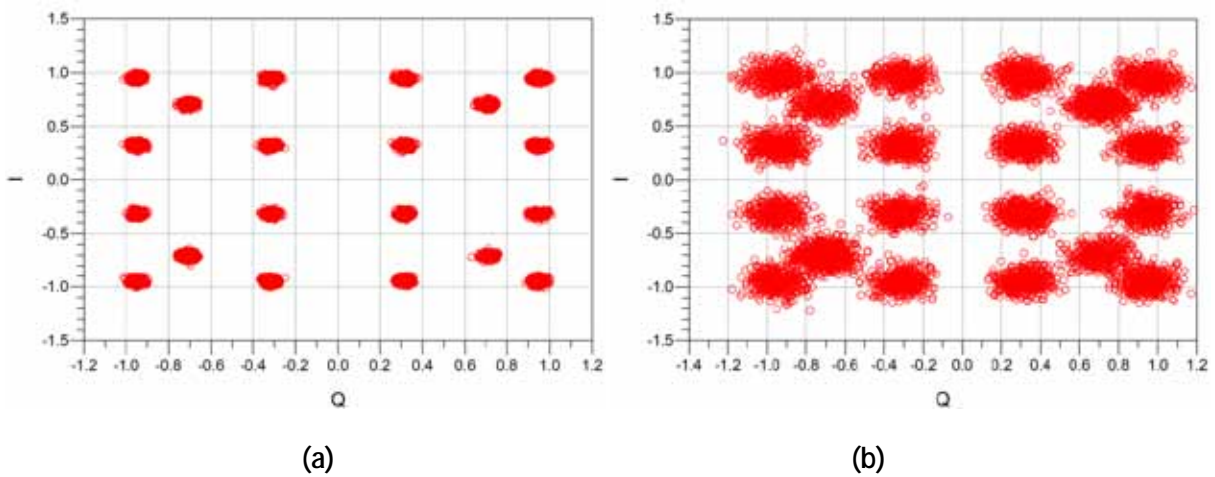
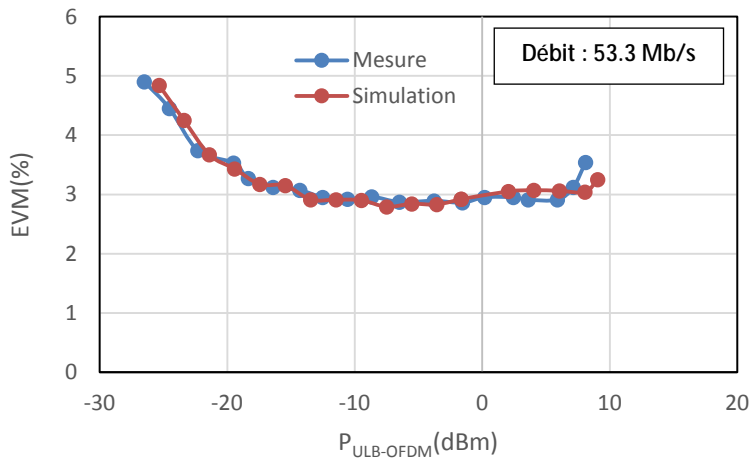


Figure 4.29 : Constellations 16-QAM (débit : 480 Mb/s) avec un niveau de tension de bruit de  
 (a) 50 nV et (b) 200 nV

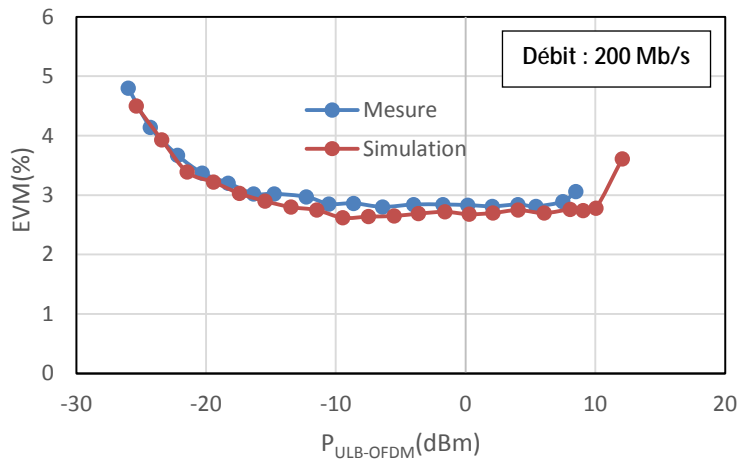
Les figures 4.30.a, b et c représentent les courbes d'EVM résultant de la mesure et de la simulation de la liaison Back-to-Back pour les trois débits étudiés ; la puissance d'entrée ULB-OFDM variant de -25 à 10 dBm.

Une bonne concordance entre ces valeurs a été obtenue sur toute la plage de puissances ULB-OFDM étudiée. A faible niveau de puissance, la source de bruit rajoutée en entrée permet d'augmenter les valeurs de l'EVM simulées et de se rapprocher de celles mesurées.

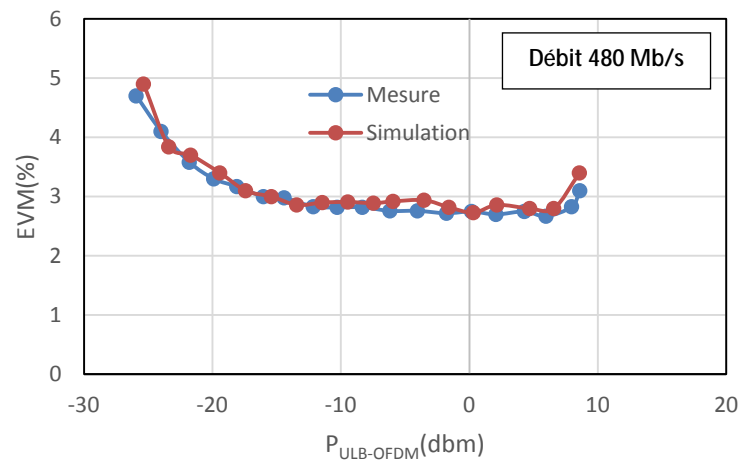
A forte puissance, au-delà de 5 dBm, les effets des non-linéarités semblent être bien pris en compte lors des simulations ADS pour les trois débits, par l'intermédiaire du point de compression du LNA de l'émetteur OFDM. En effet, lorsque la puissance d'entrée augmente, on constate une augmentation de l'EVM comme pour la mesure.



(a)



(b)



(c)

Figure 4.30 : Comparaison entre valeurs d'EVM simulées et mesurées de la liaison directe

## 6.2. Simulation de l'EVM de la liaison RoF sous ADS

Afin d'évaluer les performances de la liaison RoF sous ADS, on insère les éléments de la chaîne de transmission : l'EML suivi de la photodiode et l'étage d'amplification en sortie (AMPLI\_2) correspondant à l'amplificateur Transcom TA020-180-30-101.

Les pertes dans la fibre optique étant très faibles, elles ont ici été négligées.

L'évaluation des performances de la chaîne en simulation a été effectuée de manière à comparer les résultats des simulations avec les mesures.

Le schéma complet sous ADS est représenté sur la figure 4.31.

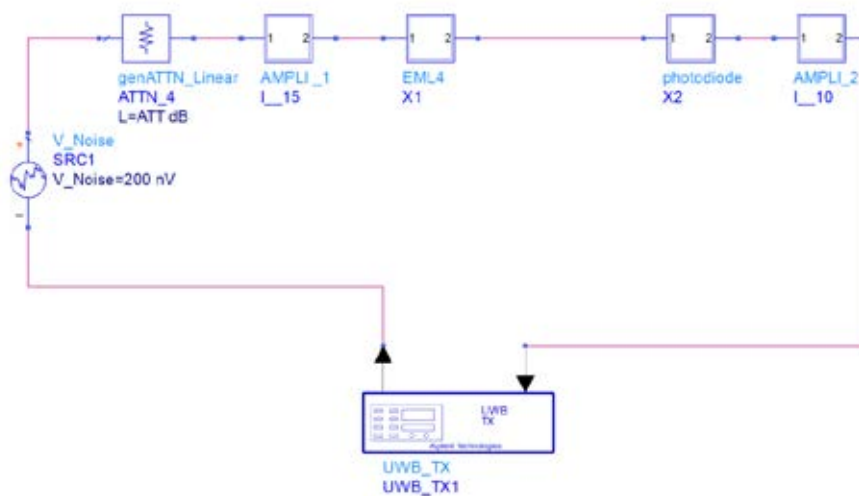


Figure 4.31 : Schéma de la chaîne de transmission sous ADS

A titre d'exemple, une comparaison entre simulation et mesure est présentée par la suite pour un débit de 480 Mb/s et pour un courant laser de 50 mA.

Les figures 4.32.a à f représentent les courbes d'EVM mesurées et simulées de la liaison RoF pour différentes valeurs de la polarisation du MEA comprises entre -2 V à -3 V.

Un accord très satisfaisant entre les courbes de mesure et de simulation est obtenu à faible niveau de puissance ULB-OFDM d'entrée quel que soit la tension de polarisation  $V_M$  du modulateur.

Pour les puissances ULB-OFDM plus élevées (au-delà de -5 dBm), l'écart devient plus important d'autant que le MEA est polarisé hors de sa zone linéaire. Ceci peut être dû à une modélisation moins précise des non-linéarités du modulateur. Pour des tensions de polarisation inférieures à -3 V, les simulations deviennent incohérentes avec les mesures.

Des résultats similaires sont obtenus pour un courant de laser  $I_{LD}$  de 100 mA et pour les deux autres débits (53.3 et 200 Mb/s).



## CHAPITRE 4 : Performances de la liaison RoF en OFDM

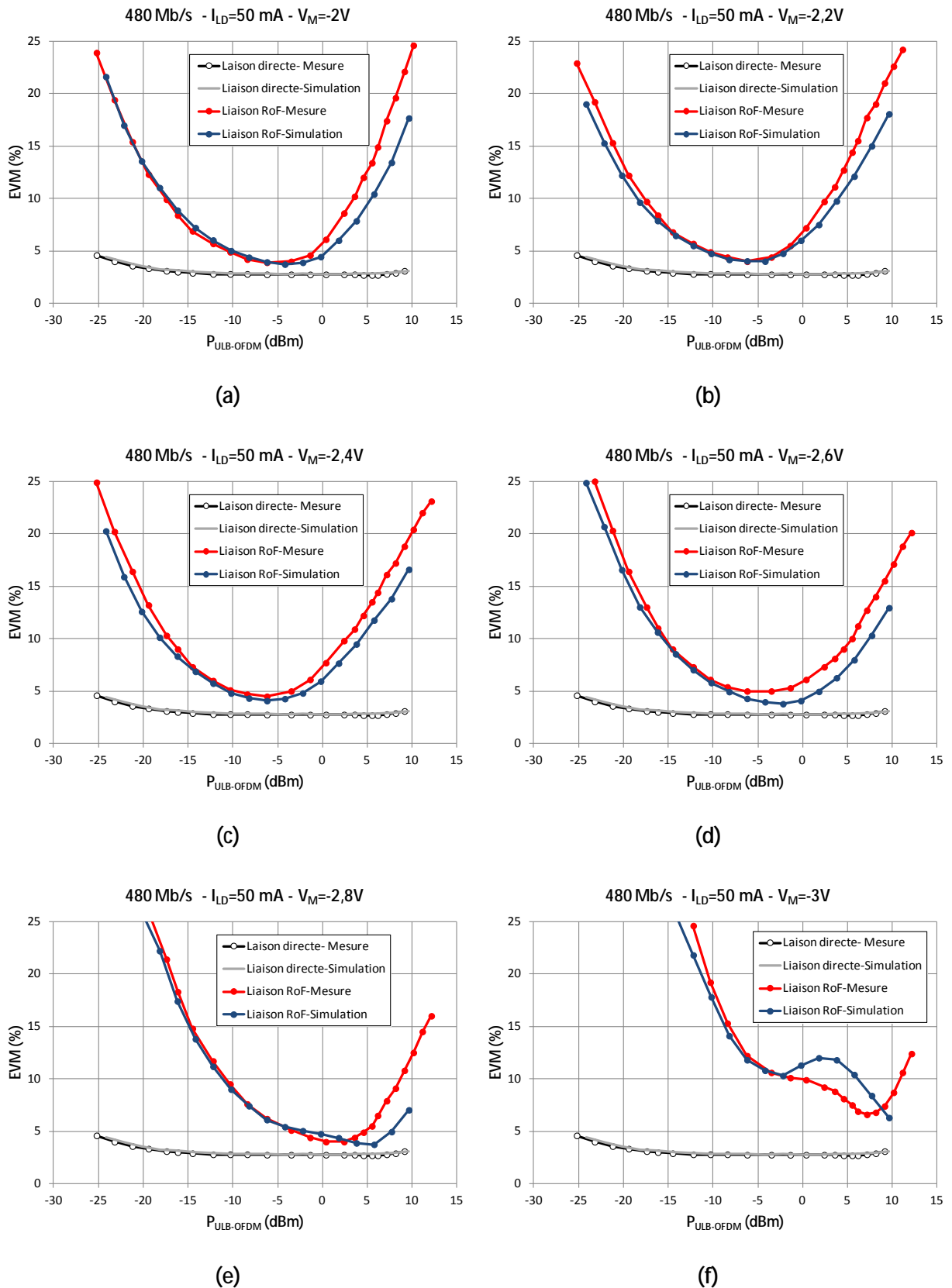


Figure 4.32 : Comparaison des courbes de mesure et de simulation de la liaison directe et de la liaison RoF pour un débit de 480 Mb/s

### 6.3. Discussion des résultats de mesure et de simulation

D'après les résultats précédents, plusieurs points peuvent se dégager.

On constate que, dans le cas de la mesure de la liaison directe, la valeur minimale de l'EVM est d'environ 3% pour une puissance d'entrée comprise entre -18 et 8 dBm, quel que soit le débit. Toutefois, sur toute la plage de mesure (-25 à 10 dBm), l'EVM reste inférieur à 5%. La modélisation de la liaison directe donne des résultats tout-à-fait similaires en prenant en compte le bruit propre à la source de l'AWG.

La comparaison entre les mesures et les simulations de la liaison RoF complète nous a permis de valider les différents modèles des éléments de la chaîne, en particulier le modèle du MEA ainsi que la méthodologie mise en œuvre pour modéliser tout la chaîne en présence de signaux complexes. Cela nous a permis de quantifier la robustesse de cette liaison soumis à des signaux OFDM à différents débits.

Les divergences constatées aux puissances élevées (>5 dBm) montrent les limites des modèles des éléments de la chaîne, notamment ceux du modulateur à électro-absorption lorsqu'il est en régime fortement non linéaire ( $V_M < -2.6$  V).

Les contributions de bruit ont été bien analysées et déterminées et leur influence mise en évidence sur les mesures et les simulations de l'EVM. La dynamique de la chaîne RoF réalisée est d'environ 11 dB autour d'une puissance de -7 dBm, conduisant ainsi à une valeur minimale d'EVM de 4 % qui est tout-à-fait comparable à celle de la liaison directe (3 %). Par la suite, nous essayerons de comparer les performances et les niveaux de puissance de cette chaîne avec ceux d'une liaison à modulation directe.

### 6.4. Comparaison avec une liaison à modulation directe du laser

La modulation directe a été réalisée avec un laser DFB de chez 3S Photonics de longueur d'onde 1.56  $\mu\text{m}$  et ayant une bande passante de modulation de 16.8 GHz [10] [11].

La caractéristique statique mesurée puissance optique-courant de polarisation est donnée à la figure 4.33. Ce laser présente un courant de seuil de 26 mA et une efficacité de 0.087 W/A. Deux valeurs de courant de polarisation ont été choisies et fixées respectivement à 50 et 80 mA.

Les autres éléments de la liaison à modulation directe du laser sont identiques à ceux de la liaison RoF avec modulation externe, à savoir les amplificateurs faible bruit, la fibre optique et la photodiode. A noter que le LNA qui a été placé en sortie de l'émetteur OFDM est un amplificateur de chez TRANSCOM (TA010-180-30-15) ayant une puissance de sortie au point de compression moins élevée (17 dBm @ 4 GHz) au lieu des 29 dBm de l'amplificateur précédemment utilisé (TA020-060-30-27).

La synoptique de la liaison RoF avec modulation directe qui a été réalisée au laboratoire est représentée à la figure 4.34.

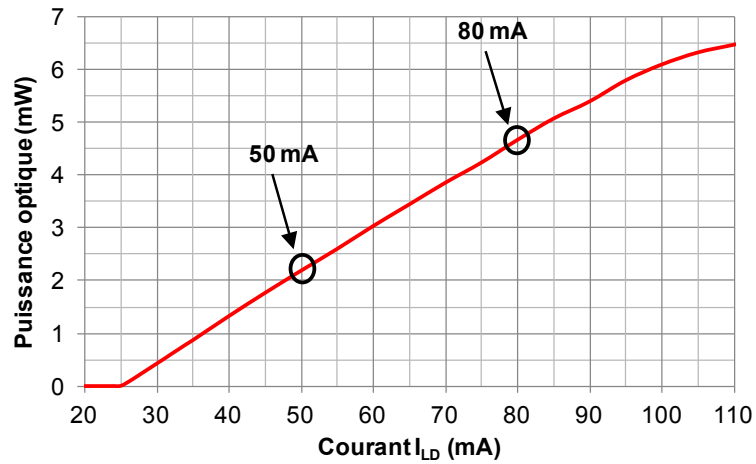


Figure 4.33 : Caractéristique statique (Puissance-courant) du laser DFB utilisé pour la liaison RoF avec modulation directe

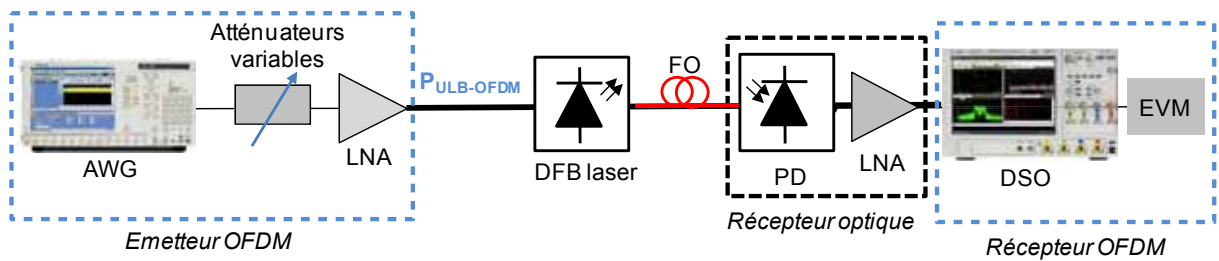


Figure 4.34 : Synoptique de la liaison RoF avec modulation directe

La figure 4.35 compare les résultats obtenus en modulation directe (MD) à ceux de la modulation externe (ME). Toutefois, les niveaux de puissance optique ne sont pas les mêmes dans les deux liaisons RoF.

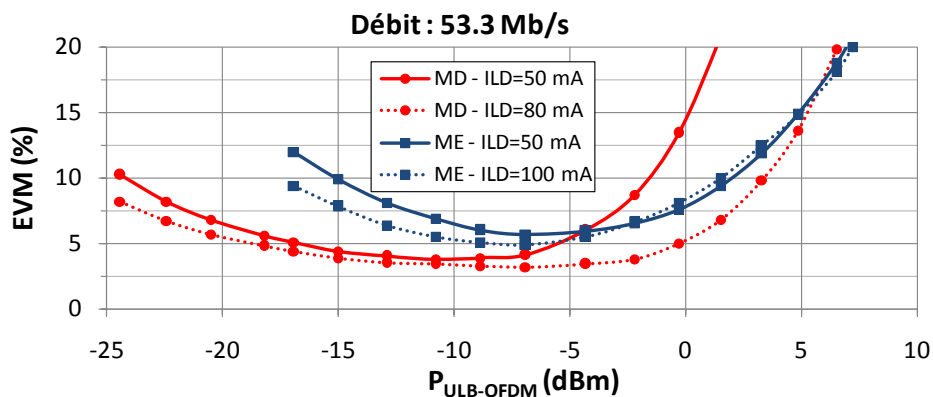


Figure 4.35. Comparaison entre modulation directe (MD) et modulation externe (ME) pour une tension de polarisation  $V_M = -2.6$  V

En remarque générale, l'augmentation de l'EVM pour de faibles puissances  $P_{ULB-OFDM}$  est due aux bruits (RIN, grenaille,...) et pour des puissances supérieures à 5 dBm aux phénomènes de saturation et de non-linéarités, plus particulièrement du LNA.

## CHAPITRE 4 : Performances de la liaison RoF en OFDM

---

Dans le cas de la modulation directe, nous obtenons une forte dépendance de l'EVM avec le courant de polarisation du laser. Nous pouvons noter de plus faibles valeurs d'EVM lorsque le laser est polarisé au milieu de la zone linéaire de sa caractéristique statique P-I (80 mA), notamment pour les forts niveaux de puissance d'entrée du signal ULB-OFDM. L'EVM se dégrade lorsque le point de polarisation se rapproche du coude de la courbe P-I. A faible niveau de puissance d'entrée, le RIN du laser est plus influant : le RIN étant plus faible pour un courant de polarisation de 80 mA que de 50 mA, nous vérifions bien que, pour une faible puissance d'entrée, les EVM les plus faibles correspondent à  $I_{LD}=80$  mA.

D'autres éléments de comparaison peuvent être extraits :

- En MD, une valeur minimale d'EVM de 3 % est obtenue sur une plage de puissances d'environ 10 dB comparable à celle observée en modulation externe pour une polarisation du MEA de -2 V ;
- Cette valeur minimale de l'EVM est légèrement inférieure à celle de la modulation externe (environ 5%) ;
- Ce minimum de l'EVM est obtenu pour une puissance du signal OFDM plus faible (autour de -10 dBm) en comparaison avec celui de la modulation externe (autour de -7 dBm).

Les non-linéarités induites par une modulation directe sont plus importantes pour de forts niveaux de puissance d'entrée que celles induites par le MEA lorsque le laser est polarisé proche de son courant de seuil (50 mA).

Ces remarques sont à relativiser parce que les sources lasers ne sont pas identiques. Il faut par ailleurs noter que le modulateur a été optimisé en largeur de bande, ce qui est plus difficile à obtenir sur un laser modulé. Ceci est corroboré par le fait qu'en modulation externe, le courant laser a moins d'influence sur l'EVM de la liaison RoF.

## 7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats des performances expérimentales de la liaison RoF avec modulation externe pour la transmission de signaux OFDM.

Les résultats de mesure ont été comparés avec ceux obtenus par simulation sous ADS validant d'une part les modèles électriques développés pour les divers composants et d'autre part la méthodologie de simulation. Ces simulations de type système nécessitent des simulateurs d'enveloppe pour les signaux analogiques et des contrôleurs de données numériques.

Les résultats obtenus aussi bien expérimentalement qu'en simulation ont permis de bien préciser les conditions optimales de la polarisation de l'EML et de son utilisation dans une chaîne RoF pour évaluer ses performances (dynamique, niveau de puissance OFDM,...).

L'outil de simulation développé permet ainsi de prévoir avec une bonne fiabilité la réponse d'une liaison RoF globale à partir de la connaissance des modèles des divers composants qui la constitue, ce qui est une aide précieuse en temps de développement du système.

### Bibliographie

- [1] P. Common, "Communications numériques à l'usage de l'ingénieur", Edition L'Harmattan, 2010.
- [2] C. Servin, "Réseaux et Télécommunications", 2<sup>ème</sup> Edition Dunod, Paris 2016.
- [3] C. Berrou, "Codes et Turbocodes", Springer Verlag, France, 2007.
- [4] G. Baudouin, "Radio-communications numériques", Tome 1, 2<sup>ème</sup> Edition Dunod, Paris, 2007.
- [5] R. Aiello, A. Batra, "Ultra WideBand Systems: Technologies and applications", Communications Engineering Series, Editions, Newnes, 2006.
- [6] S. Chengwen, "Performance of MB-OFDM Ultra-Wideband Over Fiber Transmission Using a low cost Electro-Absorption Modulator Integrated Laser", Thèse de Doctorat, Canada, August 2010.
- [7] Discrete Time communications, IEEE 802.15.3a 480 Mbps wireless personal area networks: achieving a low complexity multiband implementation, Janvier 2003.
- [8] S. Traverso, "Transposition de fréquence et compensation du déséquilibre IQ pour des systèmes multiporteuses sur canal sélectif en fréquence", Thèse de Doctorat, Novembre 2007.
- [9] A. Batra et al, "Multiband OFDM physical layer proposal for IEEE 802.15 task group 3a", IEEE P 802.15, September 2004.
- [10] F. Deshours, P. Turc, A.L. Billabert, S. Faci, C. Algani, Y. Chatelon, F. Blache, "Mesures et simulation d'EVM de la liaison optique-microondes pour la transmission de signaux en bande de base ULB basse", Journées Nationales Microondes, Paris, Mai, 2013.
- [11] F. Deshours, G. Alquié, G.I. Abib, E. Grard, V. Rodrigues, E. Leclerc, A. Kabalan, A.L. Billabert, "Optical transimpedance receiver for high data transmission in OFDM modulation format", Journal of Lightwave Technology, Vol. 33, N° 10, pp 2004-2011, May 2015.

## Conclusion et perspectives

Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire de thèse a porté sur le développement d'un modèle non linéaire d'un modulateur à électro-absorption large bande développé par III-V Lab. Le modèle de ce composant opto-électronique a été implémenté dans le logiciel de simulation microondes ADS.

Ce composant a été inséré dans une liaison RoF dont les performances ont été mesurées en présence de signaux OFDM situés dans la bande de fréquences du canal 1 (3432-4488 MHz) répondant à la norme ECMA-368. Le banc expérimental a été développé au laboratoire en faisant appel à des dispositifs du commerce (Fibre optique, Photodiode, Amplificateurs faible bruit,...) et à des appareils de génération et d'analyse de signaux vectoriels. Ce banc a été étalonné en liaison directe (liaison Back-to-Back) afin de pouvoir quantifier les résultats en présence d'une liaison RoF. Il a également été utilisé par l'ESYCOM-CAM pour caractériser une chaîne RoF avec modulation directe. Les résultats obtenus pour la liaison RoF étudiée ont été présentés principalement en termes d'EVM dont la variation en fonction du niveau de puissance du signal OFDM d'entrée a été analysée.

Une simulation système globale de la liaison avec modulation externe a été effectuée sous le logiciel ADS et ses résultats comparés aux mesures sous diverses conditions de fonctionnement : différentes conditions de polarisation de l'EML et plusieurs formats de modulation répondant à la norme avec des débits associés différents ont été considérés lors de ce travail.

Une étude comparative a montré une bonne concordance entre les résultats de simulation et de mesure et a permis la validation à la fois de la modélisation des divers composants constituant la chaîne et la simulation globale système effectuée avec le logiciel ADS. Une étude approfondie du bruit dans la chaîne a permis d'analyser les courbes d'EVM en fonction de la puissance OFDM et de mettre en évidence les éléments critiques de cette chaîne.

Ce bon accord entre expérience et simulation a permis de démontrer que la méthodologie développée fournit une bonne approche de toute liaison opto-microondes à partir de modèles précis de tous ses éléments. On peut ainsi prédire la réponse de la chaîne lors de l'introduction de nouveaux composants si l'on connaît ou que l'on détermine leurs divers paramètres caractéristiques.

Les perspectives de ce travail seraient de faire évoluer le banc de mesure pour des liaisons RoF en bande millimétrique. Les contraintes en mesure sont plus importantes qu'en simulation compte tenu de la limitation en fréquence des sources de signaux OFDM et des appareils de mesure (oscilloscope numérique,...).

Du point de vue simulation, la méthodologie mise en œuvre s'avère prometteuse et permet de modéliser des liaisons opto-microondes dans un logiciel de simulation électrique afin de prévoir leurs performances. Cette approche de simulation permettrait d'envisager des systèmes plus complexes en particulier pour les liaisons RoF à 60 GHz et d'évaluer les éléments critiques. Cette méthode est

complémentaire de celle abordée par les logiciels optiques tels que VPI System, qui eux essaient d'inclure des modèles des composants électriques et est particulièrement intéressante dans la mesure où la liaison comporte un grand nombre de modules RF. Ceci pourrait s'avérer être une méthodologie intéressante pour prédire la transmission d'informations en OFDM de réseaux indoor de capteurs sur une longue distance.

## Liste des publications

### *Conférence*

#### **Simulation d'un modulateur à électro-absorption intégré à un laser DFB pour la transmission de signaux ULB par voie optique**

Victor Girondin, Frédérique Deshours, Georges Alquié, Catherine Algani, Anne-Laure Billabert *et al.*  
*JNM 2009, pp. on CD-ROM, Grenoble, mai 2009*

### *Workshops*

#### **Etude et conception d'un modulateur à électro-absorption intégré pour des applications de transmission radio sur fibre de signaux ULB aux fréquences millimétriques**

Victor Girondin, Frédérique Deshours, Georges Alquié, Catherine Algani, Fabrice Blache  
*Communication Journée AREMIF, Paris, avril 2009*

#### **Simulation d'une liaison radio sur fibre avec un modulateur externe à électro-absorption intégré au laser d'émission**

Victor Girondin, Frédérique Deshours, Georges Alquié, Catherine Algani, Anne-Laure Billabert, Fabrice Blache  
*Journée du Club Optique et Microondes, Besançon, 2009*