

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLICQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان -
Université Aboubakr Belkaïd-Tlemcen –
Faculté de Technologie



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de MASTER**

En : Télécommunications

Spécialité : Réseaux de Télécommunications

Réalisé par : - Mehadji Mouaad

- Sedjelmaci Ahmed

Thème

**Étude des systèmes radio sur fibre pour des applications de réseaux
domestique en bande millimétrique**

Présenté le 8 Juillet 2021 devant le jury composé de :

- | | | |
|------------------------|------|--------------|
| - Mr. Karim Feth Allah | Prof | Président |
| - Mr. Khelladi Mounir | MCA | Encadreur |
| - Mlle. Djelti Hamida | MCB | Examinatrice |

Année universitaire : 2021-2022

Remerciements

*En tout premier lieu, nous remercions **ALLAH** qui a fait de nous ce que nous sommes aujourd'hui et qui, sans son vouloir, ce travail n'aurait pu être réalisé.*

*Nous ne pourrions commencer ce travail sans présenter nos remerciements les plus sincères à notre encadreur **Mr Khelladi Mounir** Maître de conférences à l'Université de Tlemcen pour nous avoir dirigés et nous avoir prodigué de nombreux et judicieux conseils.*

*Nous voudrions également remercier les membres de jury d'avoir accepté d'évaluer ce travail et pour toutes leurs remarques et critiques, **Mr Karim Feth Allah**, professeur à l'Université de Tlemcen, qui nous a fait l'honneur de présider notre jury de mémoire, et **Mlle Djelti Hamida** enseignante à l'Université de Tlemcen, d'avoir accepté d'examiner notre travail.*

Finalement, n'oublions pas, de remercier également tous les enseignants de qui ont contribué à enrichir notre formation.

Dédicaces

*Ce travail est l'aboutissement d'un long cheminement au
cours duquel j'ai bénéficié de*

*L'encadrement, des encouragements et du soutien de plusieurs
personnes, à qui je tiens à dire profondément et sincèrement merci.*

*Du profond de mon cœur Je dédie ce modeste travail en signe
de respect, reconnaissance et de remerciement :*

*A mes chers parents, mes cher frères **anes, younes, racime***

*A tous ceux qui ont semé en moi à tout point de vue A tout(e)s les
ami(e)s que le destin a arrachés à la vie*

A tous ceux qui me sont chers et proches

*A mon binôme **Ahmed** pour sa patience et sa compréhension tout au
long de ce projet.*

Mr. Mehadji Mouaad

Dédicaces

*Ce travail est l'aboutissement d'un long cheminement au
cours duquel j'ai bénéficié de*

*L'encadrement, des encouragements et du soutien de plusieurs
personnes, à qui je tiens à dire profondément et sincèrement merci.*

*Du profond de mon cœur Je dédie ce modeste travail en signe
de respect, reconnaissance et de remerciement :*

*A mes chers parents, mon cher frère **Fouad***

*Et ma chère sœur **Ikram***

*A tous ceux qui ont semé en moi à tout point de vue A tout(e)s les
ami(e)s que le destin a arrachés à la vie A tous ceux qui me sont chers
et proches*

*A mon binôme **Mouaad** pour sa patience et sa compréhension tout
au long de ce projet.*

Mr. Ahmed Sedjelmaci

في هذا العمل، يتم إثبات وجود نظام ملليمتر للراديو على الألياف، يتوافق مع هياكل شبكة الوصول الضوئي السلبية القائمة على تعدد الأطوال الموجية (WDM-PON) ويجري حالياً إجراء دراسة شاملة عن الضوضاء الناتجة عن المرحلة البصرية للناقل الملليمتر. ومن الناحية النظرية، تُدرَس تقنية جديدة للتنميط متعدد النطاقات (النطاق الأساسي والراديو)، استناداً إلى استخدام جهاز تنميط كهربائي متعدد النطاقات (Mach-Zehnder) وأخيراً، يقترح إرسال ثنائي الاتجاه للألياف فوق الألياف في 60 جيجاهرتز. وهو يستخدم المخلوط الأوبتونيك للربط العلوي ويتوافق مع معمارية WDM-PON.

الكلمات الرئيسية

نطاق ملليمتر، موديل كهربائي بصري، موجات متعددة، مصفوفات بصرية سلبية، موديل نطاق قاعدي، تردد وسطي.

Résumé

Dans ce travail, un système radio-sur-fibre millimétrique, compatible avec les architectures de réseaux d'accès optiques passifs basés sur le multiplexage en longueur d'onde (WDM-PON) est démontré. Une étude complète sur le bruit de phase de la porteuse millimétrique, générée par voie optique, est menée. Une nouvelle technique de modulation multi-bandes (bande de base et radio), basée sur l'utilisation d'un unique modulateur électro-optique de Mach-Zehnder (MZM), est étudiée théoriquement. Enfin, une transmission bidirectionnelle radio-sur-fibre à 60 GHz proposée. Elle utilise le mélange optoélectronique pour le lien montant et est compatible avec l'architecture WDM-PON.

Mots clés

Bande millimétrique, Modulateur électro optique, Multiplexage en longueur d'ondes, Réseaux optique passif, Modulation en bande de base, Fréquence intermédiaire.

Abstract

In this work, a millimeter radio-over-fiber system, compatible with passive optical access network architectures based on wavelength division multiplexing (WDM-PON) is demonstrated. A complete study on the phase noise of the millimeter carrier, produced optically, is produced. A new multi-band modulation technique (baseband and radio), based on the use of a single Mach-Zehnder electro-optical modulator (MZM), is theoretically studied. Finally, a bidirectional radio-over-fiber transmission at 60 GHz is proposed. It uses optoelectronic mixing for the link amount and is compatible with the WDM-PON architecture.

Keywords

Millimeter band, Electro-optical modulator, Wavelength division multiplexing, passive optical networks, Baseband modulation, Intermediate frequency.

Table des matières

Table des matières	6
Liste des figures.....	8
Liste des tableaux	10
Liste des abréviations	11
Introduction générale.....	1
1.1 Introduction	2
1.2 Vue d'ensemble de la technique RoF 60 GHz.....	2
1.2.1 Système RoF 60 GHz	3
1.2.2 Systèmes de transport des signaux RF, IF, bande de base.....	4
1.2.3 Modulateur Mach-Zehnder (MZM).....	6
1.3 Génération des ondes millimétriques optiques	8
1.4 Applications des systèmes RoF	10
1.5 Les avantages de la technologie RoF	12
1.6 Modulation d'intensité optique-détection directe IM-DD	14
1.7 Futurs réseaux optiques	16
1.8 Conclusion.....	17
1.9 Références	18
2.1 Introduction	19
2.2 Etude de la conversion de la phase en bruit d'intensité.....	19
2.3 Génération de l'onde millimétrique.....	21
2.3.1 Fonction d'autocorrélation du l'onde millimétrique	22
2.3.2 Densité spectrale de puissance de l'onde millimétrique (DSP).....	29
2.4 Impact du bruit de phase sur les ondes millimétriques optiques à modulation numérique	35
2.4.1 Le bruit du laser.....	38
2.4.2 Le bruit du photodétecteur.....	39
2.5 Conclusion.....	40
2.6 Références	41
3.1 Introduction	44
3.2 Combinaison de la technique d'auto hétérodyne optique et de la transmission en bande de base ..	44
3.2.1 Génération d'ondes millimétriques à large bande par auto-hétérodyne optique	46
3.2.2 Transmission en bande de base.....	47
3.2.3 Génération du signal RF par hétérodynage optique de deux lasers.....	50

3.2.4	Détection hétérodyne.....	51
3.3	Système WDM-RoF compatible avec la génération mmW et la transmission en bande de base utilisant une technique de modulation multi bande	52
3.3.1	Étude théorique de la modulation de phase parallèle avec un MZM.....	52
3.3.2	Etude de l'impact de la modulation FI sur la bande de base	64
3.4	Conclusion.....	69
3.5	Références	70
4.1	Introduction	72
4.2	Logiciel optisystem	72
4.2.1	Applications du logiciel Optisystem.....	73
4.2.2	Avantage du logiciel Optisystem.....	73
4.3	Présentation de la liaison ROF	73
4.4	Schéma global de simulation.....	74
4.4.1	Partie émission.....	74
4.4.2	Partie réception.....	75
4.5	Résultats de simulation.....	76
4.5.1	Facteur de qualité.....	77
4.5.2	Diagramme de l'œil.....	78
4.5.3	spectre de la fonction sinus.....	79
4.5.4	Spectre après couplage entre la fonction sinus et le débit binaire module AM.....	80
4.5.5	Spectre optique à la sortie du modulateur Mach-Zehnder	80
4.5.6	Spectre après modulation.....	81
4.5.7	Spectre après modulation.....	82
4.6	Références	83
	Conclusion générale	84

Liste des figures

Figure 1. 1: Modèle d'un système RoF simplifié [1].....	3
Figure 1. 2: Synoptique d'un système radio sur fibre classique.....	3
Figure 1. 3: Architecture RoF avec transport radio sur fibre optique.....	4
Figure 1. 4: Architecture RoF avec transport IF sur fibre optique	5
Figure 1. 5: Architecture RoF avec transport en bande de base sur fibre optique.....	6
Figure 1. 6: Configuration d'un MZM modulé sur un seul bras	6
Figure 1. 7: Caractéristique DC du modulateur MZM.	7
Figure 1. 8 : Atténuation en fonction de différentes fréquences [24].....	8
Figure 1. 9 : Spectre ULB pour la bande millimétrique entre 57 et 66 MHz	9
Figure 1. 10 : Système de communication routier basé sur la technologie RoF	12
Figure 1. 11: Liaison à modulation directe.....	15
Figure 1. 12 : Liaison à modulation externe.....	15
Figure 1. 13: Principe d'une liaison WDM	17
Figure 2. 1: Principe de génération des ondes millimétriques dans un système optique auto-hétérodyne [1]	19
Figure 2. 2: Transformée de Fourier de la fonction rectangle	28
Figure 2. 3 : DSP simulée de l'onde millimétrique optique $ \tau d /\tau cop = 0.051$) [1].....	32
Figure 2. 4 : DSP normalisées simulées de la mmW optique sous la meilleure adaptation ($ \tau d \approx 0$), du signal LO et du signal IF [1].....	33
Figure 2. 5: Principe de la génération optique auto-hétérodyne numériquement mmW	33
Figure 2. 6: Analyse théorique de l'EVM en fonction de $ \tau d /\tau cop$ [1]	37
Figure 2. 7: RIN aux hautes fréquences du laser FU68-PDF en fonction de son courant de polarisation (et de la puissance optique émise)	38
Figure 2. 8: Trois types de bruits du photo-détecteur.....	39
Figure 3. 1: Configuration expérimentale du système RoF pour la génération d'ondes millimétriques à large bande et la transmission en bande de base. [2].....	45
Figure 3. 2 : Spectres de mmW optiques à large bande convertis en bande 2 GHz. Encart : diagrammes de constellation. [2].....	46
Figure 3. 3: les diagrammes de l'œil pour les signaux en bande de base [2]	48
Figure 3. 4: Système WDM-RoF utilisant une modulation multibande avec une technique MZM.	49
Figure 3. 5 : Génération en mmW par deux sources lasers [4].....	50
Figure 3. 6: Schéma de principe de la détection hétérodyne	51
Figure 3. 7 : Schéma de principe d'un déport radio sur fibre avec une détection	52
Figure 3. 8 : Configuration de la modulation multi-bande avec un seul MZM.....	52
Figure 3. 9 : Fonction de Bessel de première espèce du premier ordre [6]	55
Figure 3. 10 : Facteur d'impact de la modulation IF. [1]	57
Figure 3. 11: 18dBm Impact de la FI 16-QAM sur le signal en bande de base.....	58
Figure 3. 12 : Spectres des champs optiques en utilisant la modulation multi-bande avec MZM [2].....	59
Figure 3. 13 : Modulation à deux bandes avec MZM comme modulateur à un bras [1].....	60
Figure 3. 14 : Modulation à deux bandes avec MZM comme modulateur à un bras	62
Figure 3. 15 : Schéma expérimental simple de l'étude de la bande de base. [1].....	64
Figure 3. 16 : Diagrammes de l'œil des signaux en bande de base avec ou sans l'impact des différents systèmes de modulation FI. [1].....	66
Figure 3. 17 : CCDF du PAPR pour différents formats de modulation [1].....	67

Figure 4. 1 : Schéma général de la liaison Radio sur Fibre. [2]	73
Figure 4. 2: Partie émission	74
Figure 4. 3: Partie réception	75
Figure 4. 4: signal électrique a l'émission.....	76
Figure 4. 5 : signal électrique a la réception.....	76
Figure 4. 6 : Facteur de qualité au niveau de l'émetteur	77
Figure 4. 7 : Facteur de qualité au niveau de récepteur	78
Figure 4. 8: diagramme de l'œil	78
Figure 4. 9: spectre de la fonction sinus	79
Figure 4. 10: Spectre après couplage entre la fonction sinus et le débit binaire module AM	80
Figure 4. 11 : spectre optique à la sortie du modulateur Mach-Zehnder	80
Figure 4. 12: Spectre après modulation	81
Figure 4. 13: Spectre au niveau du récepteur et après conversion.....	81
Figure 4. 14: Spectre après modulation	82

Liste des tableaux

Tableau 1. 1 : Régulation de puissance mondiale dans la bande des ondes millimétriques	9
Tableau 2. 1: Valeurs maximales de d/cOP pour des signaux avec différents schémas de modulation conformes à la norme ECMA	37
Tableau 3. 1 : Mesures EVM comparées aux exigences selon la norme ECMA 387	47
Tableau 3. 2: BER théoriques et expérimentaux des signaux en bande de base avec et sans différents formats de modulation FI ($Q_0=11$).....	68
Tableau 3. 3: BER théorique et expérimental des signaux en bande de base avec et sans différents formats de modulation FI ($Q_0=10$)	68

Liste des abréviations

ASE	Amplified Spontaneous Emission
BSs	Base Stations
BB	Base Band.
B-ISDN	Broadband Integrated Service Digital Network.
CS	Central Station.
CW	Continuous Wave.
CWDM	Coarse Wavelength Division Multiplexing
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing
DSB-SC	Double Side Band Suppressed Carrier
DFB	Distributed Feedback.
EAM	Electro Absorption Modulator.
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power.
EVM	Error Vector Magnitude.
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier
FDM	Frequency Division Multiplexing.
FWHM	Angular Full Line width at Half Maximum
IF	Intermediate Frequency.
ISM	Industrial Scientific and Medical.
LNA	Low Noise Amplifier.
LO	Local Oscillator.
LD	Laser Diode.
LASER	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation.

MZM	Mach-Zehnder Modulator.
MVDS	Multipoint Video Distribution System
MBS	Mobile Broadband System
PSD	Power Spectral Density.
PAPR	Peak to Average Power Ratio
RoF	Radio over Fiber.
RF	Radio Frequency.
RAUs	Remote Antenna Units.
RIN	Relative Intensity Noise
SSB	Single Side Band.
SNR	Signal to Noise Ratio
SH	Shot Noise.
TDM	Time Division Multiplexing.
ULB	Ultra Large Band.
WDM	Wavelength Division

Introduction générale

Introduction générale

Dans le domaine de la télécommunication l'objectif est de toujours avoir un débit élevé avec une qualité de signal parfaite et une large bande passante. Les systèmes existants peuvent difficilement fournir une capacité de transmission de l'ordre de quelques Mb/s. ce pendant les technologies de la fibre optique et les ondes millimétriques assurent de fournir une capacité de Tb/s, l'avantage des fibres optiques peuvent être utilisés comme moyen de transmission pour la distribution de signaux à ondes millimétriques avec une faible perte et une bande passante disponible illimitée. Alors la liaison entre les ondes radio et la fibre optique repose sur la technologie ROF.

En ce sens, notre mémoire se propose d'étudier la transmission des signaux numériques et les systèmes de transport des données à ondes millimétriques à la fréquence de 60 GHz par la technique RoF. Dans un premier temps, l'état de l'art sur la Radio sur Fibre montre que l'on assiste actuellement à un regain d'intérêt pour ce domaine prometteur des communications radio et optiques. Les recherches actuelles portent sur les performances des composants, les performances globales du système et les nouvelles applications (intégration de nouveaux réseaux radio). Récemment, la convergence de la technologie de radio sur Fibre (RoF) à 60 GHz avec les réseaux optiques passifs (PON) à multiplexage par répartition en longueur d'onde (WDM) est une transmission filaire multi-gigabit par seconde. L'objectif de la mémoire est d'étudier les Solutions pour la convergence des technique RoF 60 GHz. Nous allons parler dans le premier chapitre sur l'ensemble de la technique RoF 60 GHz et leur système de transmission, ensuite la génération des ondes millimétriques optiques avec les applications des systèmes RoF et les futurs réseaux optiques.

Le deuxième chapitre se concentre sur le concept de système RoF 60 GHz utilisant un démultiplexeur WDM. Le bruit de phase complet, qui comprend la Conversion de fréquence optique et Impact du bruit de phase sur les ondes millimétriques optiques à modulation numérique.

Le troisième chapitre va présenter la convergence des systèmes RoF et WDM-PON, qui prend en charge Combinaison de la technique d'auto hétérodyne optique et de la transmission en bande de base et la modulation de phase parallèle en utilisant un seul modulateur Mach-Zehnder (MZM) est étudiée en profondeur. La comparaison de différentes techniques de modulation multibande avec modèle théorique de la modulation de phase parallèle. En outre, on a étudié l'impact de la modulation FI sur la bande de base.

Dans le dernier chapitre on va définir logiciel optisystem avec ci avantage ensuite on va présenter notre liaison ROF en utilisant des composants électriques avec un modulateur Mach-Zehnder qui transmis un signal électrique à travers des composant optique pour recevoir un signal électrique a la réception après on a vu les résultat de notre simulation .

Chapitre 1

Etat de l'Art sur la radio 60 GHz sur fibre

1.1 Introduction

Avec le développement vigoureux des communications mobiles et sans fil, la combinaison des technologies radio et optique a attiré une grande attention. Aujourd'hui, les appareils intelligents tels que les ordinateurs mobiles, les PC ou les tablettes permettent de fournir des services hautement évolutifs, y compris des services multimédias riches, tels que ceux fournis par les réseaux fixes. En conséquence, les futurs réseaux d'accès devront être capables de transporter des flux de données allant jusqu'à des gigabits par seconde pour les terminaux mobiles sans fil.

Cette demande à haut débit peut être satisfaite en utilisant la technologie millimétrique (30-300 GHz), mais sa portée est plus courte que celle des signaux micro-ondes. Afin de résoudre cette limitation, la technologie optique est entrée dans le domaine des radiofréquences. La solution est basée sur une technologie hybride appelée Radio over Fiber (RoF: Radio over Fiber).

Ce chapitre définit d'abord le concept et la composition de la technologie radio sur fibre optique, ainsi que diverses technologies pour sa transmission et sa détection, et définit enfin l'application de la radio sur fibre optique.

1.2 Vue d'ensemble de la technique RoF 60 GHz

Le terme « Radio-sur-Fibre » (RoF) fait référence à des techniques de génération et/ou de transmission de signaux radiofréquences (RF) par voie optique. La technique de transmission RoF est basée principalement sur la modulation d'une porteuse optique par au moins un signal RF portant lui-même des données à transmettre. Ainsi, les technologies Radio-sur-Fibre s'appuient sur des technologies de transmission par fibre optique pour distribuer des signaux RF entre une station centrale (Central Station : CS ou headend) et des modules d'antennes distribués (Remote Antenna Units : RAUs ou Base Stations : BSs). Dans les systèmes de communication à bande étroite et les réseaux locaux sans fil, les fonctions de traitement de signaux RF, telles que la modulation et le multiplexage, sont exécutés au niveau du BS et immédiatement intégrées dans le module d'antenne. La technologie RoF rend possible la centralisation des fonctions de traitement du signal RF dans un emplacement partagé en utilisant la fibre optique afin de distribuer les signaux RF comme le montre la figure 1.1. Ainsi, les BSs sont considérablement simplifiées comme elles ne doivent effectuer que la conversion optoélectronique et les fonctions d'amplification.

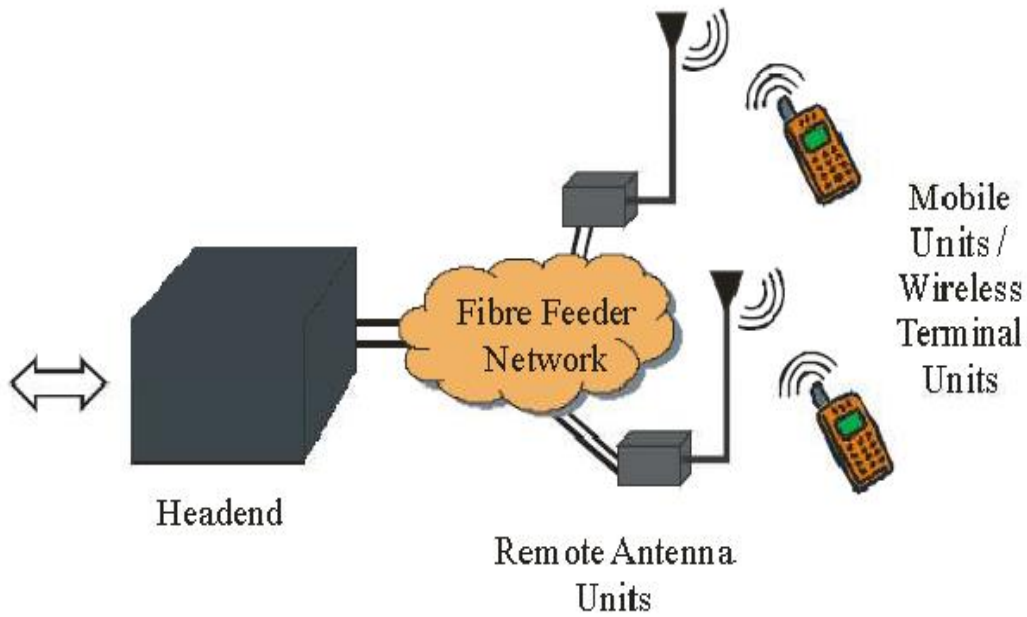


Figure 1. 1: Modèle d'un système RoF simplifié [1]

La centralisation des fonctions de traitement du signal RF permet le partage d'équipement, l'allocation dynamique des ressources et la simplification du système d'exploitation et de maintenance [1].

1.2.1 Système RoF 60 GHz

Les technologies Radio-sur-Fibre s'appuient sur des technologies de transmission par fibre optique pour distribuer des signaux RF entre une station centrale (CS), des modules d'antennes distribués et des stations de bases (BSs). Ces dernières communiquent par des signaux radio avec les stations des abonnés (MS : Mobile Station).[2]

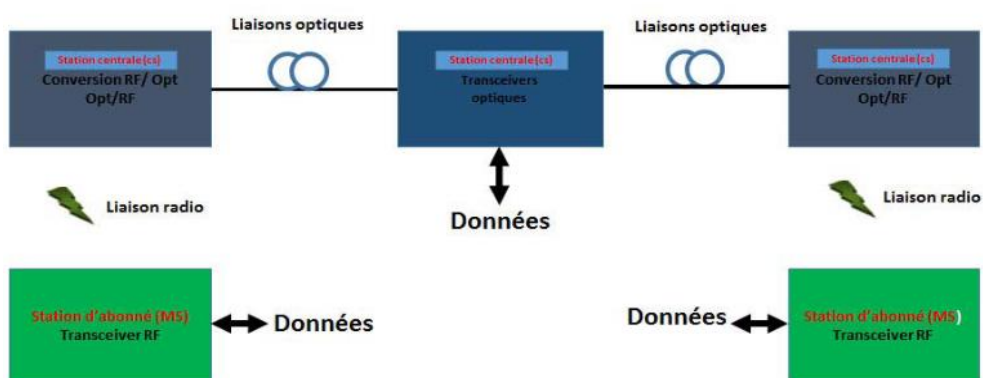


Figure 1. 2: Synoptique d'un système radio sur fibre classique

Généralement, la génération optique est implémentée dans la station centrale (CS) tandis que les signaux optiques portant des données sont transmis de la CS à la station de base (BS) par une fibre

optique, où les signaux en bande de base ou à fréquence intermédiaire (IF) peuvent être transmis à BS pour d'autres applications utilisées [2].

1.2.2 Systèmes de transport des signaux RF, IF, bande de base

Les systèmes radio-sur-fibre sont généralement classés selon trois principaux types d'architecture de transport : Radio Fréquence (RF), Fréquence Intermédiaire (IF) et Bande de Base (BB). Le choix de l'architecture détermine le matériel nécessaire au niveau de la BS et sa complexité. Un système duplex complet peut utiliser des architectures de transport différentes sur la liaison montante et sur la liaison descendante. [3]

1.2.2.1 Transport de fréquence RF sur fibre

La solution "radio sur fibre" consiste à transporter directement sur fibre une porteuse optique modulée par un signal radiofréquence contenant les données [4]. Cette approche présente l'avantage que les signaux ne subissent aucune transposition de fréquence au niveau des stations de bases qui bénéficient d'une architecture simple nécessitant uniquement des conversions électro-optique et opto-électrique, amplification RF, et émission/réception RF. En outre, un contrôle centralisé de traitement des signaux permet de faciliter l'évolutivité du système.

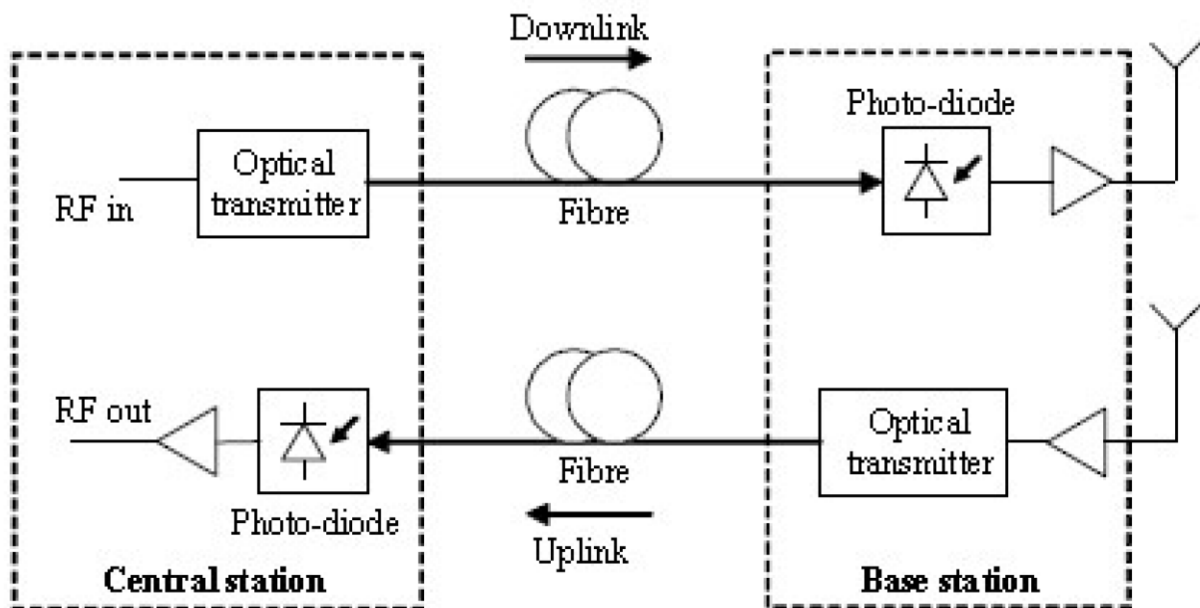


Figure 1. 3: Architecture RoF avec transport radio sur fibre optique

Toutefois, la transmission directe des signaux RF s'avère d'autant plus difficile que la fréquence RF est élevée en raison des effets néfastes de la dispersion chromatique. Par ailleurs, dans le domaine millimétrique (30-300 GHz), les prix des composants optoélectroniques demeurent élevés. Des photodiodes à large bande passante avec un bon rendement de conversion sont nécessaires tant au niveau du CS (station de contrôle) que de chaque BS (station de base). La modulation externe est

effectuée à l'aide des modulateurs ultra-rapides permettant d'atteindre des vitesses de modulation élevées (> 40 GHz) comme le modulateur Mach-Zehnder (MZM) ou le modulateur à électro-absorption (EAM) [3].

1.2.2.2 Transport de fréquence IF-sur-fibre

L'architecture IF-sur-Fibre permet le transport des signaux RF en réduisant fortement l'effet de la dispersion chromatique des fibres par le fait de transmettre des signaux radio sur fibre par le biais des fréquences intermédiaires (IF) avec une transposition de fréquence effectuée à la BS [5].

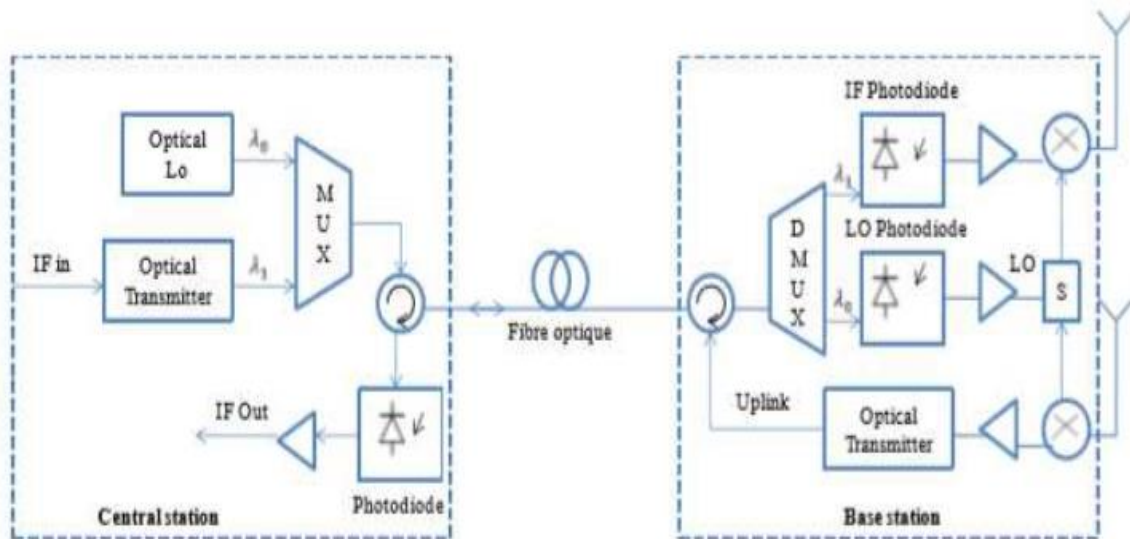


Figure 1. 4: Architecture RoF avec transport IF sur fibre optique

L'utilisation d'une fréquence de modulation intermédiaire dans le cas du transport IF-sur-Fibre permet avantageusement de réduire de manière significative les effets de la dispersion chromatique en comparaison avec le cas du transport RF-sur-fibre. Un autre avantage de ce système est d'offrir une efficacité en termes de coût, puisqu'il permet d'intégrer des composants électroniques à bas coût largement disponibles sur le marché. Toutefois, cette architecture reste compliquée par rapport à l'architecture RF-sur-Fibre, dans la mesure où des oscillateurs locaux et des mélangeurs sont nécessaires au niveau de chaque BS pour effectuer les transpositions de fréquence, ces oscillateurs pouvant être partagés entre les liens montant et descendant [3].

1.2.2.3 Transport du signal en bande de base

Dans cette architecture, un signal en bande de base est généré et transmis à travers la fibre optique depuis la station de contrôle jusqu'aux stations de base [4]. Il consiste à moduler directement le laser avec un signal électrique en bande de base et à acheminer ensuite le signal optique résultant ("signal optique en bande de base") par fibre [6].

Sur le lien descendant, le signal en bande de base détecté au niveau de la station de base est transposé sur une porteuse RF (i.e. onde millimétrique) avant qu'il soit rayonné par l'antenne. Réciproquement sur le lien montant, le signal RF reçu par l'antenne doit être converti en bande de base avant d'être acheminé vers la station centrale [4]. L'avantage de cette technique est qu'elle permet de réduire considérablement les effets de la dispersion du fait d'une transmission en bande de base, mais elle exige des équipements électro-optiques à haute fréquence coûteux (mélangeurs) [7].

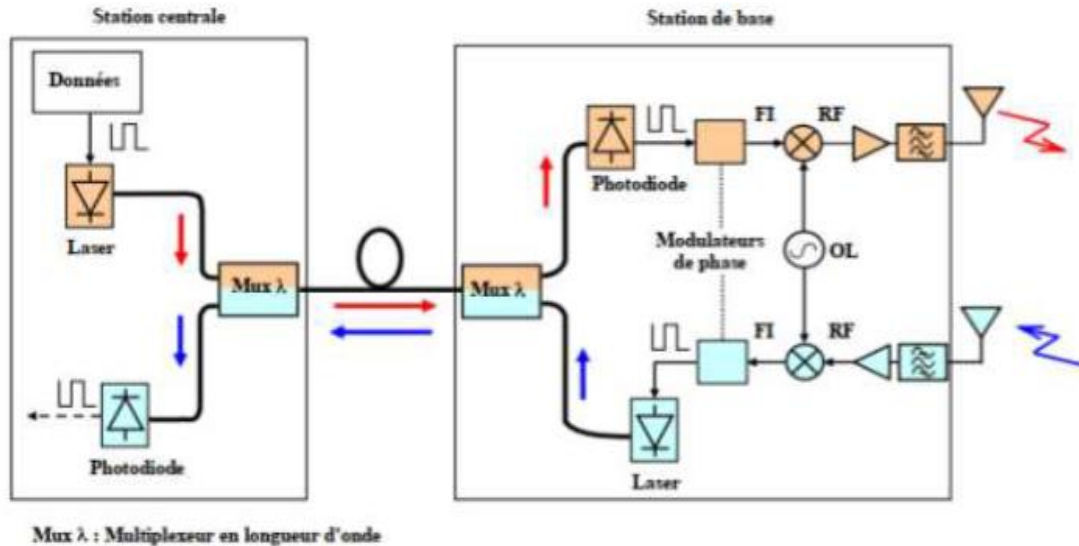


Figure 1. 5: Architecture RoF avec transport en bande de base sur fibre optique

1.2.3 Modulateur Mach-Zehnder (MZM)

La modulation du signal optique par un modulateur externe présente en général une bande passante plus large que celle fournie par la diode laser. Le MZM est un interféromètre optique ayant deux branches de longueur équivalente comme illustré sur la Figure 1.6. Le contrôle de déphasage entre ces deux branches permet ainsi la modulation de l'intensité du signal optique appliqué à son entrée. L'intégration de la diode laser avec le MZM est difficile à cause de ses dimensions. En effet, le déphasage entre les deux branches dépend de leur longueur. [8].

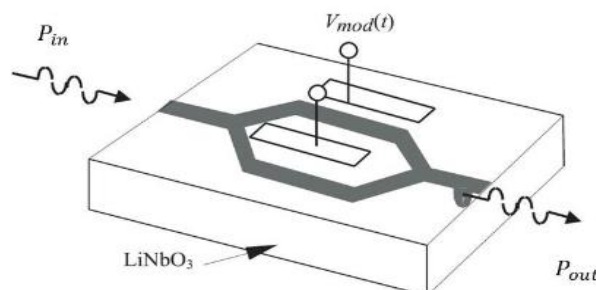


Figure 1. 6: Configuration d'un MZM modulé sur un seul bras

1.2.3.1 Principe de fonctionnement

Une onde optique incidente d'intensité optique P_{in} est divisée en deux faisceaux par un coupleur 50/50 et sont guidés dans les deux bras de l'interféromètre. L'application d'un champ électrique sur un des deux bras introduit une variation de la phase du signal optique par effet électro-optique "effet Pockels". A la sortie du MZM, un second coupleur permet la combinaison des deux ondes qui interfèrent mutuellement. La différence de phase entre les deux ondes permet d'avoir des interférences constructives ou destructives en fonction de sa valeur. Par conséquent, le signal optique est modulé en intensité en sortie du MZM et sa puissance optique est donnée par [9] :

$$P_{out}(t) = A \frac{P_{in}}{2} (1 + \cos(\phi(t))) \quad (1.1)$$

Avec A les pertes de couplage optique entre le laser et le MZM. Et $\phi(t)$ la différence de phase entre les ondes propageant dans les deux branches du MZM. La caractéristique DC (directe continue) du MZM idéal en fonction de la tension est représentée sur la Figure 1.7. La tension V_{π} représente la valeur nécessaire pour obtenir un déphasage de π entre les deux faisceaux. Les points de polarisation donnant une transmission minimale ou maximale de la puissance optique sont ainsi relevés. La modulation de la tension de polarisation permet de moduler le déphasage entre les deux bras et ainsi l'intensité du signal recombinaison. Le gain maximum est obtenu pour le point de polarisation situé au milieu de la zone linéaire de cette caractéristique correspondant à une tension de polarisation de $V_{\pi}/2$ sur la figure 1.7. Par contre, le choix du point de la transmission minimale permet l'utilisation de la technique de suppression de la porteuse optique. Le MZM peut contenir deux électrodes (dual-drive MZM) ou plus afin d'améliorer ses performances et aussi d'envisager la technique de modulation à bande latérale unique (SSB, Single Side Band) afin de s'affranchir de la dispersion dans la fibre optique [10].

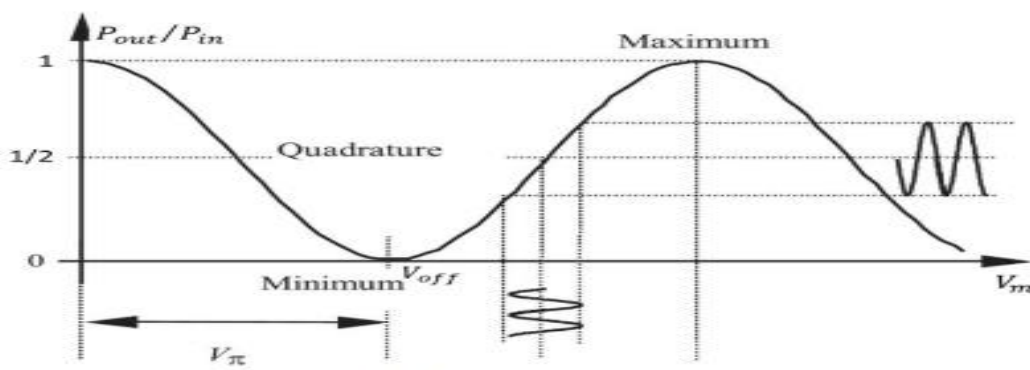


Figure 1. 7: Caractéristique DC du modulateur MZM.

L'efficacité de modulation du MZM est obtenue à partir du rapport du carré de la puissance optique modulée et la puissance électrique injectée. Cette dernière est exprimée comme le cas de la diode laser par W/A et dépend du point de polarisation. Son expression pour une faible amplitude de modulation à un point de polarisation situé au milieu de la zone linéaire de la réponse statique $V_{DC} = \frac{V_{\pi}}{2}$ est donnée par [11] :

$$\eta_{MZM} = \frac{A \cdot P_{in} \cdot \pi \cdot R_s}{2V_{\pi}} \quad (1.2)$$

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

1.3 Génération des ondes millimétriques optiques

Le terme ondes millimétriques (mmW) concerne la gamme des fréquences comprises entre 30 GHz et 300 GHz. Au sein de ces fréquences, celles situées au voisinage de 60 GHz trouvent de plus en plus d'applications en communications sans fil à haut débit [12]. La bande des 60 GHz présente une forte atténuation lors de la propagation dans l'espace libre, cette atténuation correspond à un pic d'absorption atmosphérique visible sur la Fig.1.8 qui est de l'ordre de 15dB/km. Ce pic d'absorption limite les distances de propagation de l'onde. Un autre inconvénient majeur de cette bande de fréquence, réside dans la forte atténuation des signaux lors de la traversée d'une cloison : phénomène de blocage, leur propagation étant en grande partie empêchée par presque tout objet physique ce qui réduisant, de ce fait, leur zone de couverture à la taille d'une pièce [13,14].

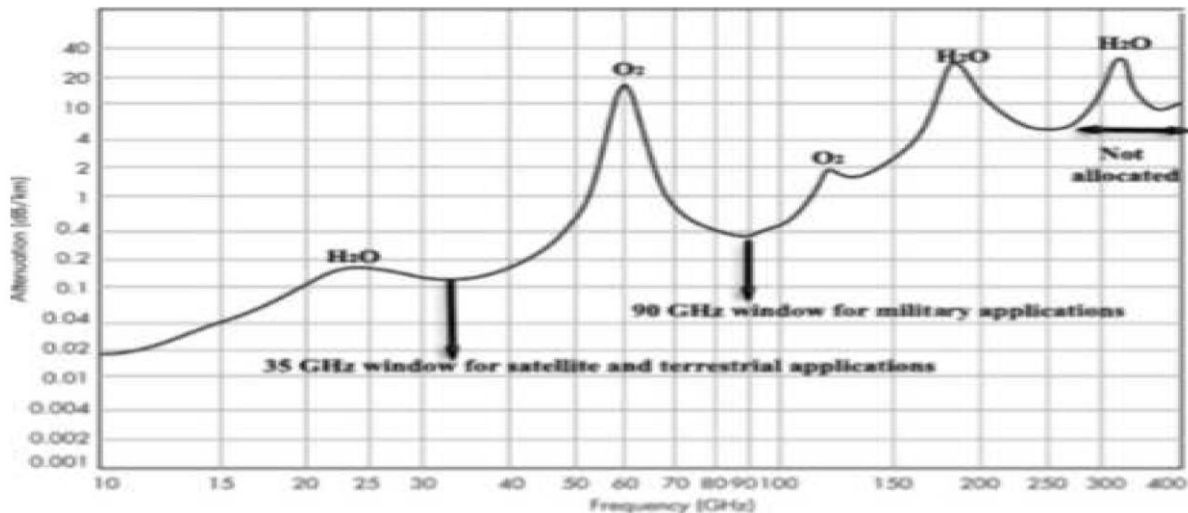


Figure 1. 8 : Atténuation en fonction de différentes fréquences [24]

Néanmoins, les systèmes à ondes millimétriques offrent plusieurs avantages par rapport aux systèmes de communication existants grâce à une large bande sans licence allant de 57 à 66 GHz. De plus, comme la largeur de bande est supérieure à celle de la bande centimétrique, la bande millimétrique est plus attrayante car elle est largement disponible dans le monde et n'est pas encore

massivement utilisée. Son spectre, représenté sur la Fig. 1.9, a été divisé en 4 canaux de largeur de 2,160 MHz, contre 528 MHz pour le signal ULB en bande centimétrique [15]. Les fréquences porteuses en ondes millimétriques permettent des attributions de bande passante plus importantes, qui se traduisent directement par des taux de transfert de données plus élevés.

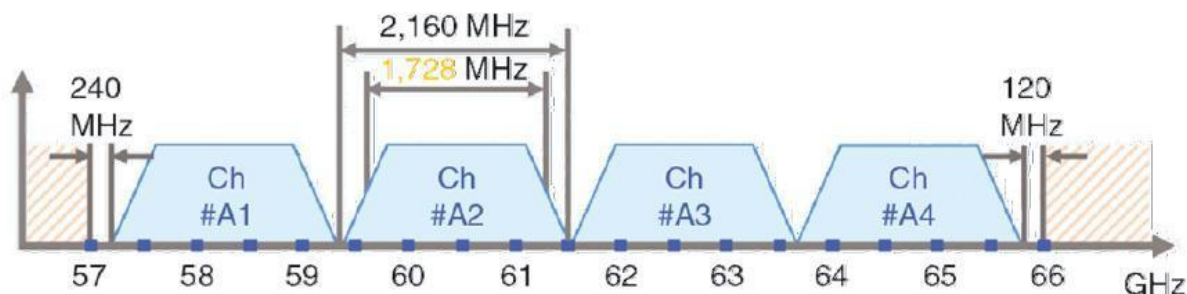


Figure 1. 9 : Spectre ULB pour la bande millimétrique entre 57 et 66 MHz

Avec des puissances émises moins limitées que décrit dans le tableau 1.1. Un dernier facteur clé est la miniaturisation des antennes à de telles fréquences : cela permet une intégration avancée dans les terminaux radio tels que les téléphones portables ou les ordinateurs portables [16].

Région	Unlicensed band	Tx power	EIRP	Antenna gain
USA	57.05-64GHz	27dBm	40dBm average/ 43dBm peak	-
Canada	57.05-64GHz	27dBm	40dBm average/43dBm peak	-
South Korea	57.0-66.0GHz	10dBm	27dBm	-
Europe	57.0-66.0GHz	13dBm	57dBm peak	37dBi
Australia	59.4-62.9GHz	10dBm	57dBm	-
Japan	59.0-66GHz	10dBm	57dBm	47dBi

Tableau 1. 1 : Régulation de puissance mondiale dans la bande des ondes millimétriques

En augmentant la largeur de bande des canaux RF pour les canaux radio mobiles, la capacité de données est considérablement accrue, tandis que la latence du trafic numérique est considérablement réduite, permettant ainsi un meilleur accès basé sur internet et des applications nécessitant une latence minimale. Les fréquences d'onde millimétriques, en raison de la longueur d'onde beaucoup plus petite, pourraient exploiter la polarisation et les nouvelles techniques de traitement spatial, telles que la MIMO massive et la formation de faisceaux adaptative. Compte tenu de cette augmentation importante de la bande passante et des nouvelles fonctionnalités

offertes par les ondes millimétriques, les liaisons de station de base à périphérique, ainsi que les liaisons entre les stations de base, seront en mesure de gérer une capacité bien supérieure à celle des réseaux 4G actuels dans les zones à forte densité de population [17].

1.4 Applications des systèmes RoF

Les applications de la technologie RoF sont multiples et comprennent notamment les communications par satellite, communications radio-mobile, les services vidéo par distribution multi point(MVDS), mobile haut débit, les communications routières, et les réseaux locaux sans fil reliés aux réseaux optiques. Les principaux domaines d'applications sont brièvement discutés ci-dessous[18] :

- **Réseaux cellulaires** : Les réseaux mobiles représentent un domaine d'application important de la technologie RoF. Le nombre toujours croissant d'abonnés mobiles et l'augmentation de la demande des services à large bande passante ont maintenu une pression soutenue sur les réseaux mobiles pour offrir une plus grande capacité. Par conséquent, le trafic mobile (GSM ou UMTS) peut être efficacement acheminé entre la station de contrôle et la station de base en exploitant les avantages de la fibre optique [18].

- **Communications par satellite** : Les communications par satellite constituent une première application de la technologie RoF pour le déport d'antennes sur des sites adaptés. Dans ce cas, des liens optiques de courte distance (inférieure à 1 km) fonctionnant à des fréquences comprises entre 1 GHz et 15 GHz sont utilisés. Ainsi, les équipements à haute fréquence peuvent être centralisés.

Une seconde application dans le domaine satellitaire concerne la commande à distance 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, dans le but par exemple d'améliorer la visibilité du satellite ou réduire des interférences avec d'autres systèmes terrestres. Les équipements de commutation peuvent également être placés de façon appropriée pour des raisons concernant le coût des locaux, sans avoir besoin d'être à proximité de la station des antennes [18].

- **Système de distribution vidéo** : L'un des principaux domaines d'application prometteurs de la technologie RoF concerne les systèmes de distribution vidéo, tels que les services de distribution vidéo multipoint (MVDS : Multipoint Video Distribution System). MVDS est un système cellulaire de transmission terrestre pour la vidéo (TV). Il a été initialement conçu pour faire uniquement de la diffusion sur un lien descendant, mais récemment, un canal de retour (lien montant) a été intégré afin de rendre le service interactif. MVDS peut être utilisé pour servir des zones de la taille d'une petite ville. Les fréquences attribuées à ce service appartiennent à une bande spectrale centrée autour de 40 GHz. A ces fréquences, la taille maximale des cellules est d'environ 5 km. Pour étendre la couverture,

des stations relais sont nécessaires, d'où le recours à la technologie RoF [18].

- **Services mobiles à haut débit** : Le service mobile large bande (MBS : Mobile Broadband System) est destiné à étendre les services fixes à large bande (B-ISDN : Broadband Integrated Service Digital Network) aux utilisateurs de téléphones portables de toutes sortes. 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 Mbps par utilisateur doit être fourni. Par conséquent, des bandes de fréquences autour de 60 GHz ont été allouées. Une bande de 62-63 GHz est attribuée pour la liaison descendante tandis qu'une autre bande de 65-66 GHz est allouée pour la transmission en liaison montante. Les cellules ont un diamètre de plusieurs centaines de mètres (microcellules). Par conséquent, une haute densité de cellules est nécessaire pour atteindre la couverture souhaitée. Les microcellules peuvent être connectées à la station B-ISDN fixe par fibre optique. 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 (de fabrication et de maintenance), rendant ainsi le déploiement des réseaux MBS économiquement viable [18].

- **Réseaux locaux sans fil** : Comme les terminaux mobiles (ordinateurs, téléphones, assistants personnels numériques) deviennent de plus en plus répandus, la demande en haut débit mobile pour l'accès aux réseaux locaux sera également à la hausse. Cela entraînera une fois de plus l'utilisation de fréquences porteuses élevées dans le but de répondre à la demande de capacité. Par exemple, les réseaux locaux sans fil fonctionnent actuellement dans la bande ISM (Industriel, Scientific and Medical) de 2,4 GHz permettant d'offrir un débit maximal de 11 Mbps (IEEE 802.11b). Les prochaines générations des réseaux locaux sans fil sont prêtes à offrir jusqu'à 54 Mbps, et exigent des fréquences porteuses plus élevées dans la bande des 5 GHz (IEEE 802.11g). Mais des fréquences porteuses supérieures conduisent à des micro-cellules ou pico-cellules, et à toutes les difficultés associées à la couverture (interférences). Un moyen pour un bon rapport coût-efficacité est de contourner ce problème et de déployer la technologie RoF [18].

- **Communication routière** : C'est un autre domaine d'application potentiel de la technologie RoF. Les fréquences entre 63-64 GHz et 76-77 GHz ont été déjà allouées pour ce service en Europe. Un objectif est de fournir en continu une couverture des communications mobiles sur les principaux

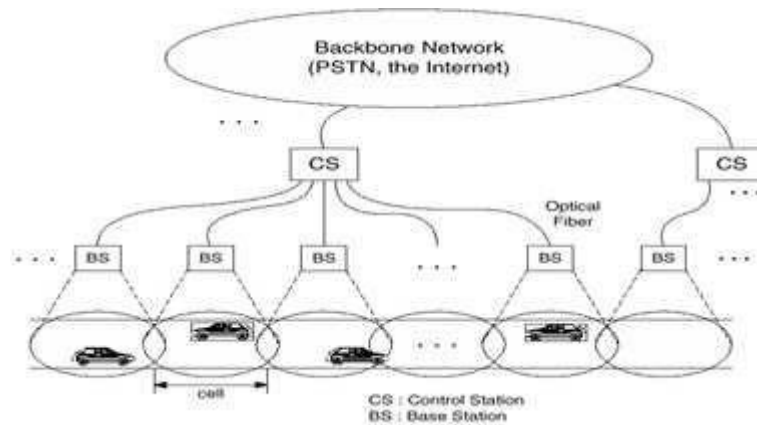


Figure 1. 10 : Système de communication routier basé sur la technologie RoF

axes routiers. En vue de répondre aux besoins de couverture du réseau routier, il est nécessaire de déployer un 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, ce qui rend le système efficace et gérable [19].

1.5 Les avantages de la technologie RoF

La technologie RoF présente les avantages suivants :

- **faible atténuation** : La distribution des signaux radio-fréquence sous forme électrique, en espace libre ou par le biais de lignes de transport est coûteuse et peut être fortement limitée en termes de portée. En effet, les pertes de propagation en espace libre sont d'autant plus importantes que la fréquence de la porteuse radio est élevée (les pertes sont inversement proportionnelles à la longueur d'onde). Dans les lignes de transmission, l'impédance augmente avec la fréquence impliquant des pertes d'autant plus importantes que la fréquence est élevée. Par conséquent, la distribution des signaux radio à haute fréquence sous forme électrique sur des longues distances nécessite des équipements de régénération coûteux. Une solution à ce problème consiste à distribuer optiquement les signaux en bande de base ou à des fréquences intermédiaires (FI) du CS vers la BS. Au niveau de la station de base, les signaux sont convertis à une fréquence haute (RF) avant d'être amplifiés puis rayonnés. Ainsi, des oscillateurs locaux de hautes performances seraient requis pour la mise en œuvre de la conversion de fréquence au niveau de chaque station de base. Toutefois, étant donné que la fibre optique offre une très faible perte, la technologie RoF peut être utilisée pour obtenir à la fois une distribution de signaux sur de longues distances. [20].

- **Large bande passante** : Les fibres optiques offrent énormément de bande passante. Il existe trois principales fenêtres de transmission qui offrent peu d'atténuation, à savoir 850 nm, 1310 nm et 1550 nm. Pour une seule fibre optique monomode, la largeur de bande combinée de ces trois fenêtres excède 50 THz. Toutefois, les systèmes commerciaux actuels utilisent seulement une fraction de cette capacité (1,6 THz). Mais les développements sont toujours en cours afin d'exploiter d'avantage la capacité de la fibre optique en termes de bande passante. L'énorme bande passante offerte par les fibres optiques a d'autres avantages en dehors de la grande capacité de transmission des signaux micro-ondes. La grande bande passante permet une haute vitesse de traitement du signal ce qui est plus difficile, voire impossible, de faire en électronique. Certaines fonctions nécessaires au traitement des signaux RF telles que le filtrage, le mélange pour la conversion de fréquence peuvent être mises en œuvre dans le domaine optique. L'utilisation de l'énorme bande passante offerte par les fibres optiques est gravement entravée par la limitation de la largeur de bande des systèmes électroniques, qui sont les principales sources et récepteurs de transmission de données. Ce problème est appelé le " goulet d'étranglement Électronique " [21].

- **Immunité aux interférences des ondes RF** : L'immunité aux interférences électromagnétiques est un avantage qu'offrent les fibres optiques, en particulier vis-à-vis des micro-ondes. Il en est ainsi parce que les signaux sont transmis sous forme lumineuse à travers la fibre optique. En raison de cette immunité, les fibres sont préférables aux câbles électriques, même pour de courtes connexions [21].

- **Facilité d'installation et d'entretien** : Selon la technologie RoF, les dispositifs complexes et coûteux sont maintenus au niveau du CS permettant de simplifier au maximum l'architecture des BS. Dans les cas les plus simples, la BS comprend juste un photo-détecteur, un amplificateur RF et une antenne. Les équipements de modulation et de commutation sont conservés au niveau du CS de manière à être avantageusement partagés par plusieurs BS. Ce dispositif conduit à des plus petits et plus légers BS, réduisant effectivement le coût d'installation et d'entretien du système [22].

- **Réduction de la consommation d'énergie** : La réduction de la consommation d'énergie est une conséquence de la simplification des BS avec des équipements réduits rendue possible par la centralisation des fonctions complexes. La réduction de la consommation d'énergie au niveau des BS est particulièrement avantageuse dans la mesure où celles-ci doivent être parfois placées dans des endroits reculés et ne peuvent pas être alimentées par le réseau électrique (recours à l'utilisation de sources d'énergies renouvelable telles que les cellules photovoltaïques) [21].

- **multi-opérateurs et multiservices** : La technologie RoF offre une souplesse opérationnelle. En fonction de la technique de génération des signaux RF, la distribution des signaux peut être faite d'une manière transparente en allouant par exemple des longueurs d'ondes à chaque technologie ou à chaque opérateur. Ainsi, le système RoF peut être partagé entre plusieurs opérateurs pour distribuer une pluralité de services. Cette utilisation « multi-opérateurs » et « multiservices » permettant à chaque opérateur de disposer d'un nombre de longueurs d'ondes, entraîne d'énormes économies [22].

- **Allocation dynamiques des ressources** : Puisque la commutation, modulation et autres fonctions sont effectuées au niveau du CS, il est possible d'allouer dynamiquement les ressources aux différentes stations de base. Par exemple, dans un système RoF de distribution de trafic GSM, une capacité accrue peut être ponctuellement attribuée à une zone (par exemple, centre commercial) pendant les heures de pointe, puis réaffectée à d'autres zones (par exemple à des zones peuplées dans la soirée). Cet objectif peut être atteint par une allocation de longueurs d'onde optiques par multiplexage en longueurs d'ondes (WDM). L'allocation dynamique des ressources est utilisée pour éviter l'attribution d'une capacité permanente, qui serait un gaspillage de ressources (longueurs d'ondes) [22].

1.6 Modulation d'intensité optique-détection directe IM-DD

La liaison IM-DD est basée sur la modulation de l'enveloppe du signal optique transmis à travers la fibre optique. L'intensité du signal optique est modulée par le signal de modulation RF, et la photodiode à l'extrémité de sortie de la liaison est utilisée pour la détection secondaire du champ photo électrique, et l'intensité lumineuse est directement détectée. Le courant généré est proportionnel à la puissance du signal optique de la modulation de fréquence /phase (chirp) accompagnant la modulation d'intensité peut être ignorée. [23].

$$P_{out}(t)=E(t)E(t)^*=|E_0(t)|^2 \text{ avec } E(t)=E_0e^{j(\omega_{opt}t+\phi)} \quad (1.3)$$

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

On distingue deux types de modulation d'intensité lumineuse. La fig 1.11 représente la première liaison appelée « Liaison à modulation directe », dans laquelle l'enveloppe du signal optique généré par la diode laser est modulée par le signal RF portant les données à transmettre, ce signal RF est appliqué sur le courant de polarisation du laser. [23].

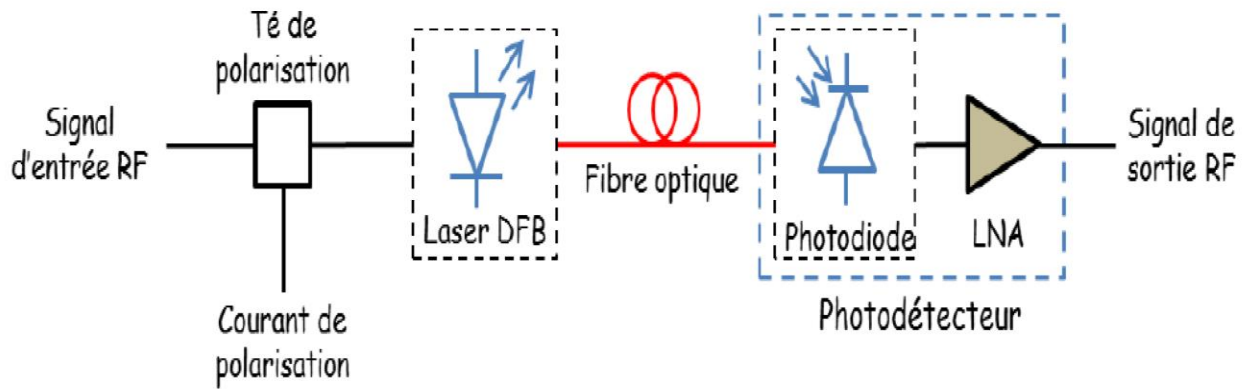


Figure 1. 11: Liaison à modulation directe.

La seconde manière de moduler l'intensité optique est : La liaison à modulation externe comme cela est décrit sur la fig 1.12. Le laser délivre un signal continu (CW : Continuous Wave) et son enveloppe est modulée par le signal RF en faisant varier la tension de polarisation d'un modulateur externe disposé en sortie de la source laser. [23]

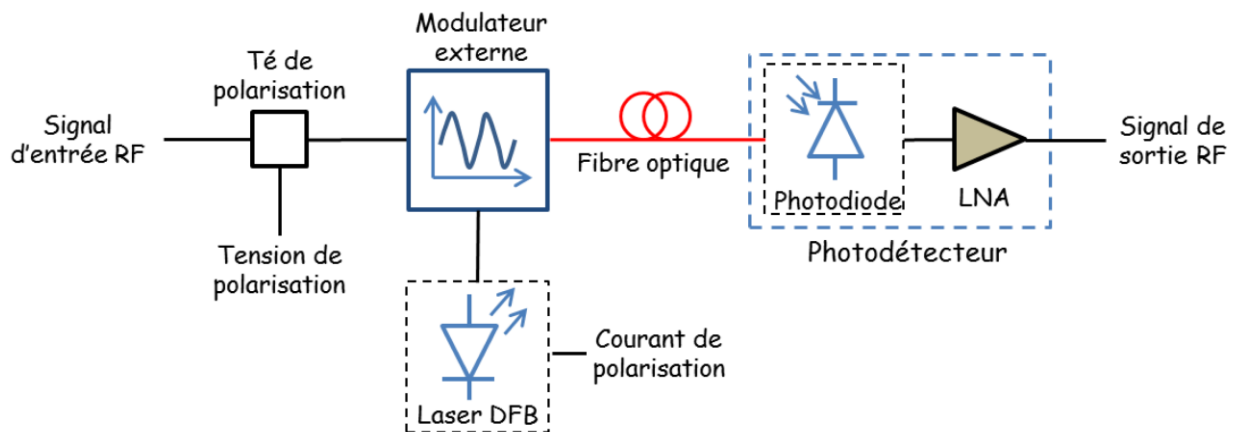


Figure 1. 12 : Liaison à modulation externe.

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

Dans ces deux liaisons, le signal transmis est détecté en sortie de la fibre optique par une photodiode suivie par un amplificateur LNA (Low Noise Amplifier) permettant d'augmenter le niveau du courant photo-détecté en sortie de la photodiode. [23]

1.7 Futurs réseaux optiques

- Prochaine génération des réseaux optique avec la technique WDM

Le multiplexage par répartition en longueur d'onde (WDM : Wavelength Division Multiplexing) est une méthode de combinaison de plusieurs signaux dans des faisceaux laser de différentes longueurs d'onde dans l'infrarouge (IR) pour une transmission le long de supports optiques. Chaque laser est modulé par un ensemble indépendant de signaux. Des filtres sensibles à la longueur d'onde, un analogue infrarouge des filtres de couleur de lumière visible, sont utilisés à l'extrémité de réception. Le WDM est similaire au multiplexage par répartition en fréquence (FDM : Frequency Division Multiplexing). Mais au lieu de se produire aux fréquences radio (RF), le WDM se produit dans la partie IR du spectre électromagnétique. Chaque canal IR transporte une pluralité de signaux RF combinés par FDM ou multiplexage temporel (TDM : Time Division Multiplexing). Chaque canal IR multiplexé est séparé ou démultiplexé en signaux du début à la cible. En utilisant FDM ou TDM sur chaque canal IR en combinaison avec WDM ou plusieurs canaux IR, des données dans différents formats et des différentes vitesses peuvent être transmises simultanément par une fibre.

Dans les premiers systèmes WDM, il y avait deux canaux IR par fibre. A destination, les canaux IR ont été confondus par un filtre dichroïque (deux longueurs d'onde) avec un segment de longueur d'onde à mi-chemin entre les deux canaux. Il est vite devenu clair que plus de deux canaux infrarouges multiplexés pouvaient être séparés par des filtres dichroïques en cascade, résultant en un multiplexage par division de longueur d'onde grossière (CWDM : Coarse Wavelength Division Multiplexing) et un multiplexage par répartition en longueur d'onde dense (DWDM : Dense Wavelength Division Multiplexing). Il y a généralement huit canaux IR différents dans CWDM, mais il peut y en avoir jusqu'à 18.

Dans DWDM, il peut y en avoir des dizaines. Comme chaque canal IR transporte son propre ensemble de signaux RF multiplexés, il est théoriquement possible de transmettre des données combinées sur une seule fibre optique à une vitesse effective totale de plusieurs centaines de gigabits par seconde (Gb/s)

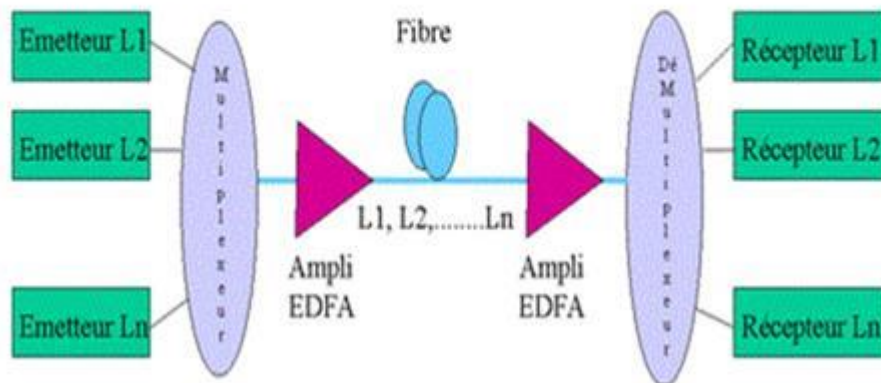


Figure 1. 13: Principe d'une liaison WDM

L'utilisation de WDM peut multiplier considérablement la bande passante effective d'un système de communication par fibre optique, mais le coût doit être comparé à l'alternative consistant à utiliser plusieurs fibres groupées dans un seul câble. Un amplificateur à fibre optique appelé amplificateur erbium pourrait faire du WDM une solution viable à long terme. [24]

1.8 Conclusion

Ce chapitre présente l'évolution des systèmes de transmission et les exigences qui ont conduit à l'émergence des systèmes de transmission optique, nous avons commencé par l'ensemble de la technique RoF 60 GHz, puis on a décrit en détail les systèmes de transport des signaux RF, IF, bande de base, notamment le Modulateur Mach-Zehnder (MZM) et son Principe de fonctionnement. Ensuite, nous avons étudié les générations des ondes millimétriques optiques et les applications des systèmes RoF avec ces avantages. Enfin nous avons vu la Modulation d'intensité optique-détection directe IM-DD et les futurs réseaux optiques.

Dans le chapitre suivant, nous étudierons l'impact du bruit de phase dans un système d'hétérodynage optique utilisant le démultiplexeur WDM.

1.9 Références

- [1] Anthony Ng'oma, "Radio-over-fibre technology for broadband wireless communication systems", Thèse de Doctorat, , Technische Universiteit Eindhoven, 2005
- [2] H. Hallak Elwan, Optical systems for next wireless standard (5G) generation delivery, these doctorat, Grenoble: Universite grenoble alpes, 2017.
- [3] M. R. TAB et D. FESRAOUI, Etude d'une liaison radio sur fibre optique,thèse doctorat,Saida: Université Dr. Tahar Moulay–Saida, 2018.
- [4] G. TESSERAULT et G. TESSERAULT, Modélisation multi-fréquences du canal de propagation, thèse doctorat, Ecole doctorale : Sciences Pour l'Ingénieur & Aéronautique, 11 Décembre 2008
- [5] M. A. Elaji, Etude et modélisation d'un système de transmission radio-sur-fibre,mémoire de fin d'etude, bretagne: Université de Bretagne, 2009.
- [6] Y. Chenichene, Intégration de système radio sur fibre dans les réseaux optiques passifs,mémoire master 2, Guelma: universite 8mai1945, 2018.
- [7] Y.-D. Hamedi, Etude D'une liaison Radio sur fibre, Tlemcen: université Tlemcen, 2014.
- [8] PHOTLINE Technologies, «1550 nm band 40-44 Gb/s Intensity Modulator, » [En ligne]. Available: [Accès le 2 Novembre 2015].
- [9] A. Hilt, "Microwave harmonic generation in fiber-optical links," in Microwaves, Radar and Wireless Communications. 2000. MIKON-2000. 13th International Conference on, Wroclaw, 2000.
- [10] G.H. Smith, D. Novak and Z. Ahmed, "Technique for optical SSB generation to overcome Dispersion penalties in fibre-radio systems," Electronics Letters, Jan 1997.
- [11] I. C. H. COX, "Link components and their small-signal electro-optic models," in ANALOG OPTICAL LINKS Theory and Practice, New York: Cambridge University Press, P. 39, 2004.
- [12] L. Meyzonnette, Radiométrie et détection optique, éditeur scientifique, 2002.
- [13] A. Ng'oma , Radio-over-Fibre Technologies for Broadband Wireless Communication Systems, Eindhoven: Universiteit Eindhoven, 2005.
- [14] D. Habauzit, R. Sauleau et S. M. Yonis, Ondes millimétriques : le point sur les effets biologiques à 40-60 GHz Millimeter-waves at 40-60 GHz : state of knowledge on biological effects, Paris: Camp électromagnétique: de la désométrie a la santé humaine,3-4 Avril 2012.
- [15] A. Kabalan, Etude de systemes radio sur fibre pour des applications de reseaux domestique en bande millimétrique,thèse doctorat, paris: ecole doctorale mstic mathematiques, sciences et technologies de l'information et de la communication, 2017.
- [16] J. Guillory, Radio over Fiber (RoF) for the future home area networks,thèse doctorat, Paris: University of Paris-Est, 2012.

- [17] Tabassam Ismail, "Feed-forward Linearisation of a Directly Modulated Semiconductor Laser and Broadband Millimetre-wave Wireless over Fibre Systems", Thèse de Doctorat, Department of Electronic and Electrical Engineering, University College London, September 2006
- [18] Mohamed Amine ELAJI, Etude et modélisation d'un système de transmission radio-sur-fibre ; Rapport de projet de fin d'étude 2008/2009
- [19] A. Ng'oma (TU/e), Design of a Radio-over-Fibre System for Wireless LANs Deliverable
- [20] Anthony Ng'oma, "Radio-over-fibre technology for broadband wireless communication systems", Thèse de Doctorat, Technische Universiteit Eindhoven, 2005,
- [21] Mohamed Amine ELAJI, Etude de modélisation d'un système de transmission radio sur fibre, Rapport de projet de fin d'étude 2008/2009.
- [22] ITU, "World Telecommunication Development Report 2002: Reinventing Telecoms", March, 2002, source: <http://www.itu.int/itud/ict/publications>
- [23] Ali Kabalan. Etude de systèmes radio sur fibre pour des applications de réseaux domestiques en bande millimétrique. Electronique. Université Paris-Est, 2016. Français.
- [24] Tong Shao. Study of converged 60 GHz radio over fiber with WDM-PON access networks. Autre. Université de Grenoble, 2012. Français.

Chapitre 2

Etude de l'impact du bruit de phase dans un système d'hétérodyne optique utilisant le démultiplexeur WDM

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous étudions de manière approfondie la dégradation du bruit de phase dans le système optique hétérodyne automatique utilisant WDM-DEMUX et l'influence associée sur le signal numérique EVM (Error Vector Magnitude). Ce chapitre est organisé comme suit. Dans la section 2.2, la méthode théorique de conversion du bruit de phase laser en bruit d'intensité est introduite. De plus, le bruit de phase causé par le générateur utilisé pour générer les ondes lumineuses DSB-SC (Double Side Band Suppressed Carrier) est également inclus dans le modèle théorique. De plus, sur la base des recherches sur la conversion phase-intensité de la lumière, une méthode théorique de quantification de la dégradation EVM des ondes millimétriques numériques en fonction du bruit de phase généré optiquement a été mise en œuvre.

2.2 Etude de la conversion de la phase en bruit d'intensité

La figure 2.1 montre le principe de la génération optique d'ondes millimétriques basée sur l'auto-hétérodyne optique. Dans la station centrale (CS), un modulateur Mach-Zehnder à deux bras (MZM #1), polarisé à la transmission minimale et piloté par un signal continu de fréquence f_{LO} provenant d'un oscillateur local (LO : Local Oscillator) électrique, est utilisé pour générer deux tonalités optiques avec une fréquence d'intervalle de $2f_{LO}$. [1]

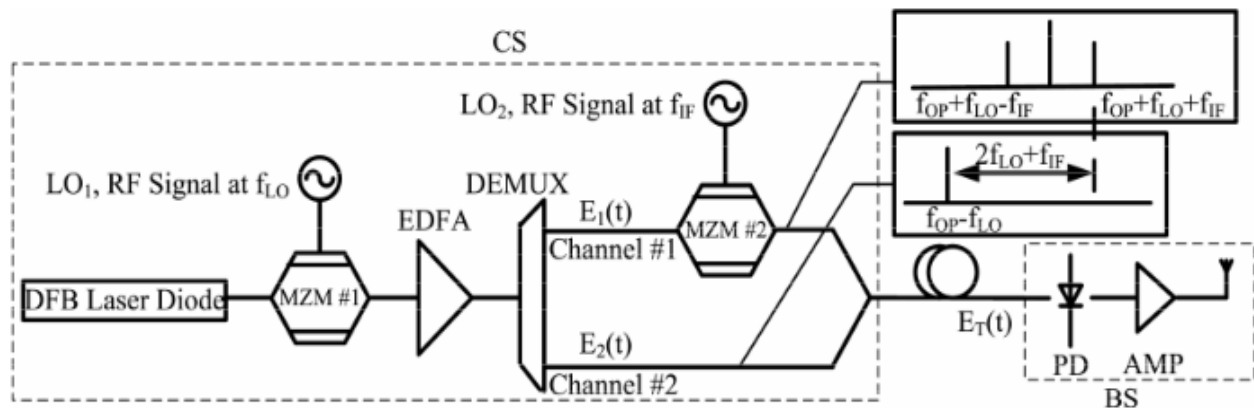


Figure 2. 1: Principe de génération des ondes millimétriques dans un système optique auto-hétérodyne [1]

L'onde optique modulée est ensuite amplifiée par l'amplificateur à fibre dopée à l'Erbium (EDFA : Erbium Doped Fiber Amplifier) et envoyée dans le DEMUX, qui est utilisé pour sélectionner la ligne spectrale spécifique à chaque canal optique. Par conséquent, les deux tonalités optiques, séparées par $2f_{LO}$, sont divisées en deux liaisons optiques. Une tonalité optique (canal #1) est modulée avec un autre signal CW à la fréquence intermédiaire (IF) f_{IF} du générateur IF en utilisant un MZM (MZM#2). Les deux canaux optiques sont combinés et transmis à la station de base pour la photodétection. [1]

- Conversion de fréquence optique

[1] Nous supposons que le champ optique $E_{LD}(t)$ à la sortie de la diode laser (DFB : Distributed Feedback) est modélisé comme un champ quasi-monochromatique stabilisé en amplitude avec une fluctuation de phase. Le champ optique du laser est exprimé comme suit [1]

$$E_{LD}(t) = E_{OP} \exp[j(2\pi f_{OP}t + \phi_{OP}(t))] \quad (2.1)$$

Où E_{OP} est l'amplitude de l'onde optique, f_{OP} est la fréquence centrale de la porteuse optique correspondant à la longueur d'onde centrale de 1550 nm, $\phi_{OP}(t)$ est la gigue de phase optique. Nous supposons que les générateurs LO et IF délivrent des tensions exprimées sous forme de :

$$V_{LO}(t) = V_{LO} \cos(2\pi f_{LO}t + \phi_{LO}(t)) \quad (2.2)$$

$$V_{IF}(t) = V_{IF} \cos(2\pi f_{IF}t + \phi_{IF}(t))$$

Où V_{LO} et V_{IF} sont les amplitudes de tension de l'OL et de la FI respectivement, $\phi_{LO}(t)$ $\phi_{IF}(t)$ sont les giges de phase de l'OL et de la FI respectivement. En utilisant eq (2.1) et eq (2.2), le champ optique de sortie du MZM à deux bras (MZM #1) est exprimé comme suit [1] :

$$\begin{aligned} E_{MZM\#1}(t) &= \frac{1}{2} E_{LD}(t) \times \left\{ \exp\left(j\pi \frac{V_{DC} + V_{LO}(t)}{2V_{\pi}}\right) + \exp\left(-j\pi \frac{V_{DC} + V_{LO}(t)}{2V_{\pi}}\right) \right\} \\ &= E_{OP} \exp[j(2\pi f_{OP}t + \phi_{OP}(t))] \cos\left(\pi \frac{V_{DC} + V_{LO} \cos(2\pi f_{LO}t + \phi_{LO}(t))}{2V_{\pi}}\right) \end{aligned} \quad (2.3)$$

Où $E_{MZM\#1}(t)$ est le champ optique de sortie de MZM #1 (Fig.2.1), V_{π} est la tension demi-onde de MZM #1, V_{DC} est la tension de polarisation appliquée à MZM #1. Puisque MZM #1 est polarisé au minimum de transmission ($V_{DC} = V_{\pi}$), l'éq.2.3 est dérivée de la manière suivante [1]

$$E_{MZM\#1}(t) = -E_{OP} \exp[j(2\pi f_{OP}t + \phi_{OP}(t))] \sin\left(\pi \frac{V_{LO} \cos(2\pi f_{LO}t + \phi_{LO}(t))}{2V_{\pi}}\right) \quad (2.4)$$

Ici, la tension demi-onde du MZM #1 (V_π) est d'environ 5V. La tension d'amplitude de l'OL (V_{LO}) est de 0,9 V, ce qui correspond à une puissance de sortie de 12dBm de l'OL. Comme le signal RF de l'OL est un petit signal comparé à la tension demi-onde du MZM #1, l'équation (2.4) peut être dérivée comme suit [1] :

$$\begin{aligned}
 E_{MZM\#1}(t) &\approx -\pi \frac{V_{LO}}{2V_\pi} E_{OP} \exp[j(2\pi f_{OP}t + \phi_{OP}(t))] \cos(2\pi f_{LO}t + \phi_{LO}(t)) \\
 &= -\pi \frac{V_{LO}}{4V_\pi} E_{OP} \exp[j(2\pi f_{OP}t + \phi_{OP}(t))] \\
 &\quad \cdot \{ \exp[j(2\pi f_{LO}t + \phi_{LO}(t))] + \exp[j(-2\pi f_{LO}t - \phi_{LO}(t))] \} \\
 &= -\pi \frac{V_{LO}}{4V_\pi} E_{OP} \{ \exp[j(2\pi(f_{OP} + f_{LO})t + \phi_{OP}(t) + \phi_{LO}(t))] + \exp[j2\pi(f_{OP} - f_{LO})t + \phi_{OP}(t) \\
 &\quad - \phi_{LO}(t)] \}
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

2.3 Génération de l'onde millimétrique

L'équation (2.5) montre que l'onde lumineuse de sortie du MZM #1 contient deux lignes spectrales avec l'intervalle de fréquence de $2f_{LO}$, qui sont sélectionnées par différents canaux WDM en utilisant le DEMUX (Fig 2.1). L'onde optique d'un canal est modulée par un autre MZM à deux bras (MZM n° 2), qui est polarisé en régime linéaire ($V_{DC} = 0,5 V_\pi$). Dans la station de base, le champ optique reçu contient principalement quatre lignes spectrales aux fréquences de $f_{OP} - f_{LO}$, $f_{OP} + f_{LO}$, $f_{OP} + f_{LO} + f_{IF}$ et $f_{OP} + f_{LO} - f_{IF}$. Il existe un délai τ_d , qui correspond à la différence de chemin optique ΔL entre les canaux #1 et #2 avant recombinaison, où $\Delta L = c\tau_d/n$ (c'est la vitesse de la lumière dans le vide, n'est l'indice effectif dans la fibre optique). Nous ne considérons ici que le battement des deux lignes spectrales aux fréquences $f_{OP} - f_{LO}$ et $f_{OP} + f_{LO} + f_{IF}$ pour la génération de l'onde millimétrique souhaitée. Les deux tonalités optiques sont exprimées comme suit [1] :

$$\begin{aligned}
 E_1(t) &= E_1 \exp[j(2\pi(f_{OP} + f_{LO} + f_{IF})(t + \tau_d) + \\
 &\quad \phi_{OP}(t + \tau_d) + \phi_{LO}(t + \tau_d) + \phi_{IF}(t + \tau_d))] \\
 E_2(t) &= E_2 \exp[j(2\pi(f_{OP} - f_{LO})t + \phi_{OP}(t) - \phi_{LO}(t))]
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

Où E_1 et E_2 sont les amplitudes des deux lignes spectrales optiques respectivement. Comme le temps de cohérence du générateur LO est beaucoup plus long que celui du laser DFB, l'impact du retard τ_d sur les signaux RF peut être ignoré ($\phi_{LO}(t + \tau_d) = \phi_{LO}(t)$, $\phi_{IF}(t + \tau_d) = \phi_{IF}(t)$).

$$\begin{aligned}
 I(t) &= R(E_1(t) + E_2(t))(E_1(t) + E_2(t))^* \\
 &= R(E_1^2 + E_2^2 + 2E_1E_2\cos(2\pi(2f_{LO} + f_{IF})t + 2\pi(f_{LO} + f_{IF} + f_{OP})\tau_d + \phi_{mmW}(t)))
 \end{aligned}$$

$$\phi_{mmW}(t) = \Delta\phi_{OP}(t, \tau_d) + \phi_{RF}(t)$$

$$\text{Ou :} \quad \Delta\phi_{OP}(t, \tau_d) = \phi_{OP}(t + \tau_d) - \phi_{OP}(t) \quad (2.7)$$

$$\phi_{RF}(t) = \phi_{IF}(t + \tau_d) + \phi_{LO}(t + \tau_d) + \phi_{LO}(t) \approx 2\phi_{LO}(t) + \phi_{IF}(t)$$

Où R représente la réactivité du DP. $\phi_{mmW}(t)$ est la gigue de phase totale du photocourant, qui comprend la gigue de phase électrique induite par les deux générateurs électriques et $\Delta\phi_{OP}(t, \tau_d)$ qui représente le changement de phase optique aléatoire entre t et $t + \tau_d$.

$2\pi(f_{LO} + f_{IF} + f_{OP})\tau_d$ représente un déphasage constant, qui peut être écarté. Comme nous nous concentrons uniquement sur l'onde millimétrique, la composante continue, qui est représentée par le premier terme de (2.7), n'est pas prise en compte dans l'analyse théorique suivante. L'onde millimétrique est exprimée comme suit [1] :

$$\begin{aligned}
 I_{mmW}(t) &= 2E_1E_2\cos(2\pi(2f_{LO} + f_{IF})t + 2\pi(f_{LO} + f_{IF} + f_{OP})\tau_d + \\
 &\quad \phi_{mmW}(t))
 \end{aligned} \quad (2.8)$$

Où

$\Delta\phi_{mmW}(t, \tau)$ représente le changement de phase aléatoire entre t et $t + \tau$

2.3.1 Fonction d'autocorrélation de l'onde millimétrique

La fonction d'autocorrélation de l'onde millimétrique est donné par :

$$\begin{aligned}
 R_{mm}(\tau) &= \langle I_{mmW}(t)I_{mmW}^*(t + \tau) \rangle \\
 &= R^2(E_1E_2)^2(CC + CC^*)
 \end{aligned} \quad (2.9)$$

$$CC = \exp(j2\pi(2f_{LO} + f_{IF})\tau) \times \langle \exp j\Delta\phi_{mmW}(t, \tau) \rangle$$

$$\Delta\phi_{mmW}(t, \tau) = \phi_{mmW}(t + \tau) - \phi_{mmW}(t)$$

Le $\langle . \rangle$ dans (2.9) peut être représenté par la valeur moyenne sur un temps infini (processus ergodique stationnaire).

Puisque la variation de phase aléatoire de l'onde millimétrique comprend à le bruit de phase optique et le bruit de phase électrique, qui sont totalement non corrélés, $\langle \exp j\Delta\phi_{mmW}(t, \tau) \rangle$ dans

le terme (2.9) de la fonction d'autocorrélation de l'onde millimétrique (2.9) peut être développée comme suit [1] :

$$\langle f(x) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) dx \quad (2.10)$$

Comme le changement de phase aléatoire de la mmW comprend le bruit de phase optique et le bruit de phase électrique, qui sont totalement non corrélés, $\langle \exp j\Delta\phi_{mmW}(t, \tau) \rangle$ dans le terme CC (2.9) de la fonction d'autocorrélation de la mmW (2.9) peut être développée comme suit : [1]

$$\begin{aligned} & \langle \exp j(\Delta\phi_{mmW}(t, \tau)) \rangle \\ &= \langle \exp j(2\Delta\phi_{LO}(t, \tau)) \rangle \times \langle \exp j(\Delta\phi_{IF}(t, \tau)) \rangle \\ & \times \langle \exp j(\Delta\phi_{OP}(t + \tau, \tau_d) - \Delta\phi_{OP}(t, \tau_d)) \rangle \end{aligned}$$

Où : (2.11)

$$\Delta\phi_{LO}(t, \tau) = \phi_{LO}(t + \tau) - \phi_{LO}(t)$$

$$\Delta\phi_{IF}(t, \tau) = \phi_{IF}(t + \tau) - \phi_{IF}(t)$$

Les changements de phase aléatoires $\Delta\phi_{OP}(t, \tau_d)$, $\Delta\phi_{OP}(t + \tau, \tau_d)$, $\Delta\phi_{LO}(t, \tau)$ et $\Delta\phi_{IF}(t, \tau)$ dans (2.11) contiennent des composantes de bruit blanc et des composantes 1/f. Les composantes de bruit blanc sont généralement supposées être des processus aléatoires gaussiens stationnaires de moyenne nulle [12, 13]. Les composantes en 1/f de ces fluctuations de phase sont également stationnaires et présentent des statistiques gaussiennes, même si les fluctuations de phase et de fréquence $\phi_{OP}(t)$, $\phi_{LO}(t)$ et $\phi_{IF}(t)$ dues aux composantes en 1/f ne sont pas stationnaires [12]. En conséquence, le changement de phase aléatoire de l'onde millimétrique $\Delta\phi_{mmW}(t, \tau)$ est supposé être un processus aléatoire gaussien stationnaire de moyenne nulle respectivement, dont la fonction de densité de probabilité $W(\Delta\phi_{mmW}(t, \tau))$ est définie comme suit : [1]

$$\begin{aligned} \Delta\phi_{mmW}(\tau) &= \Delta\phi_{mmW}(t, \tau) = \phi_{mmW}(t + \tau) - \phi_{mmW}(t) \\ W(\Delta\phi_{mmW}(\tau)) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\Delta\phi_{mmW}}^2(\tau)}} \exp \left[-\frac{\Delta\phi_{mmW}^2(\tau)}{2\sigma_{\Delta\phi_{mmW}}^2(\tau)} \right] \end{aligned} \quad (2.12)$$

Puisque $\Delta\phi_{mmW}(t, \tau)$ suit une distribution gaussienne, il existe la relation suivante bien connue :

$$\langle \exp[\pm j\Delta\phi_{mmW}(t, \tau)] \rangle = \exp \left[-\frac{1}{2} \sigma_{\Delta\phi_{mmW}}^2(\tau) \right] \quad (2.13)$$

En utilisant (2.12), la fonction d'autocorrélation de la mmW peut être dérivée comme suit :

$$R_{mmW}(\tau) = 2R^2 E_1^2 E_2^2 \cos(2\pi(2f_{LO} + f_{IF})\tau) \exp\left[-\frac{1}{2}\sigma_{\Delta\phi_{mmW}}^2(\tau)\right] \quad (2.14)$$

Où $\sigma_{\Delta\phi_{mmW}}^2(\tau)$ est la variance du changement de phase mmW aléatoire entre t et $t + \tau$. La variance du changement de phase $\sigma_{\Delta\phi_{mmW}}^2(\tau)$ pourrait être dérivée comme suit :

$$\begin{aligned} \sigma_{\Delta\phi_{mmW}}^2(\tau) &= E\left[(\Delta\phi_{mmW}(\tau) - E(\Delta\phi_{mmW}(\tau)))^2\right] \\ &= E[(\Delta\phi_{mmW}(\tau))^2] \\ &= E\left[(2\Delta\phi_{LO}(t, \tau) + \Delta\phi_{IF}(t, \tau) + \Delta\phi_{OP}(t + \tau, \tau_d) - \Delta\phi_{OP}(t, \tau_d))^2\right] \\ &= E\left[4\Delta\phi_{LO}^2(t, \tau) + \Delta\phi_{IF}^2(t, \tau) + (\Delta\phi_{OP}(t + \tau, \tau_d) - \Delta\phi_{OP}(t, \tau_d))^2 + 4\Delta\phi_{LO}(t, \tau)\Delta\phi_{IF}(t, \tau) + \right. \\ &\quad \left. 4\Delta\phi_{LO}(t, \tau)(\Delta\phi_{OP}(t + \tau, \tau_d) - \Delta\phi_{OP}(t, \tau_d)) + 2\Delta\phi_{IF}(t, \tau)(\Delta\phi_{OP}(t + \tau, \tau_d) - \Delta\phi_{OP}(t, \tau_d))\right] \end{aligned} \quad (2.15)$$

Où $E(\cdot)$ est l'espérance mathématique. Puisque le changement de phase aléatoire de l'onde millimétrique entre t et $t + \tau$ contient une contribution de changement de phase optique et une contribution de changement de phase du signal RF, qui sont totalement indépendantes, la variance de $\Delta\phi_{mmW}(t, \tau)$ dans (2.14) peut être développée comme suit [1] :

$$\begin{aligned} \sigma_{\Delta\phi_{mmW}}^2(\tau) &= 4E[\Delta\phi_{LO}^2(t, \tau)] + E[\Delta\phi_{IF}^2(t, \tau)] \\ &\quad + E\left[(\Delta\phi_{OP}(t + \tau, \tau_d) - \Delta\phi_{OP}(t, \tau_d))^2\right] \\ &\quad + 4E[\Delta\phi_{LO}(t, \tau)]E[\Delta\phi_{IF}(t, \tau)] \\ &\quad + 4E[\Delta\phi_{LO}(t, \tau)]E[(\Delta\phi_{OP}(t + \tau, \tau_d) - \Delta\phi_{OP}(t, \tau_d))] \\ &\quad + 2E[\Delta\phi_{IF}(t, \tau)]E[(\Delta\phi_{OP}(t + \tau, \tau_d) - \Delta\phi_{OP}(t, \tau_d))] \\ &= 4E(\Delta\phi_{LO}^2(t, \tau)) + E(\Delta\phi_{IF}^2(t, \tau)) + E\left[(\Delta\phi_{OP}(t + \tau, \tau_d) - \Delta\phi_{OP}(t, \tau_d))^2\right] \end{aligned} \quad (2.16)$$

D'après (2.16), il est évident que la variance du changement de phase de l'onde millimétrique $\sigma_{\Delta\phi_{mmW}}^2(\tau)$ est composée de trois parties : variance du changement de phase du signal RF par rapport à l'OL, variance du changement de phase du signal IF et contribution au changement de phase optique. Le premier et le deuxième terme de (2.16) sont exactement la variance de la gigue de phase du signal RF et du signal IF ($\sigma_{\Delta\phi_{LO}}^2(\tau)$ et $\sigma_{\Delta\phi_{IF}}^2(\tau)$) respectivement.

Le dernier terme de (2.16) pourrait être dérivé comme suit [1] :

$$\begin{aligned}
 & E \left[(\Delta\phi_{OP}(t + \tau, \tau_d) - \Delta\phi_{OP}(t, \tau_d))^2 \right] \\
 &= E [\Delta\phi_{OP}^2(t + \tau, \tau_d) + \Delta\phi_{OP}^2(t, \tau_d) - 2\Delta\phi_{OP}(t + \tau, \tau_d)\Delta\phi_{OP}(t, \tau_d)] \\
 &= 2\sigma_{\Delta\phi_{OP}}^2(\tau_d) - 2E[(\phi_{OP}(t + \tau + \tau_d) - \phi_{OP}(t + \tau))(\phi_{OP}(t + \tau_d) - \phi_{OP}(t))] \\
 &\quad \phi_{OP}(t + \tau)\phi_{OP}(t + \tau_d) + \phi_{OP}(t + \tau)\phi_{OP}(t)] \tag{2.17} \\
 &= 2\sigma_{\Delta\phi_{OP}}^2(\tau_d) - 2E \left[-\frac{1}{2}(\phi_{OP}(t + \tau + \tau_d) - \phi_{OP}(t + \tau_d))^2 + \frac{1}{2}(\phi_{OP}(t + \tau + \tau_d) - \phi_{OP}(t))^2 \right. \\
 &\quad \left. + \frac{1}{2}(\phi_{OP}(t + \tau) - \phi_{OP}(t + \tau_d))^2 - \frac{1}{2}(\phi_{OP}(t + \tau) - \phi_{OP}(t))^2 \right] \\
 &= 2\sigma_{\Delta\phi_{OP}}^2(\tau_d) + 2\sigma_{\Delta\phi_{OP}}^2(\tau) - \sigma_{\Delta\phi_{OP}}^2(\tau + \tau_d) - \sigma_{\Delta\phi_{OP}}^2(\tau - \tau_d)
 \end{aligned}$$

En substituant (2.17) à (2.16), la variance du changement de phase mmW peut être exprimée comme suit [1] :

$$\begin{aligned}
 \sigma_{\Delta\phi_{mmW}}^2(\tau) &= 4\sigma_{\Delta\phi_{LO}}^2(\tau) + \sigma_{\Delta\phi_{IF}}^2(\tau) + 2\sigma_{\Delta\phi_{OP}}^2(\tau_d) + 2\sigma_{\Delta\phi_{OP}}^2(\tau) - \sigma_{\Delta\phi_{OP}}^2(\tau + \tau_d) \\
 &\quad - \sigma_{\Delta\phi_{OP}}^2(\tau - \tau_d) \tag{2.18}
 \end{aligned}$$

Par conséquent, la fonction d'autocorrélation de la mmW est la suivante :

$$\begin{aligned}
 R_{mmW}(\tau) &= 2R^2 E_1^2 E_2^2 \cos(2\pi(2f_{LO} + f_{IF})\tau) \cdot \\
 &\exp \left[-2\sigma_{\Delta\phi_{LO}}^2(\tau) - \frac{1}{2}\sigma_{\Delta\phi_{IF}}^2(\tau) - \sigma_{\Delta\phi_{OP}}^2(\tau_d) - \sigma_{\Delta\phi_{OP}}^2(\tau) + \frac{\sigma_{\Delta\phi_{OP}}^2(\tau - \tau_d)}{2} + \frac{\sigma_{\Delta\phi_{OP}}^2(\tau + \tau_d)}{2} \right] \tag{2.19}
 \end{aligned}$$

De même, la fonction d'autocorrélation du signal RF à partir du signal LO et IF peut être calculée comme suit :

$$\begin{aligned}
 R_{LO}(\tau) &= \langle V_{IO}(t)V_{LO}^*(t + \tau) \rangle \\
 &= \langle V_{LO}^2 \cos(2\pi f_{LO}t + \phi_{LO}(t)) \cos(2\pi f_{LO}(t + \tau) + \phi_{LO}(t + \tau)) \rangle \\
 &= \frac{1}{2} V_{LO}^2 \langle \cos(2\pi f_{LO}\tau + \phi_{LO}(t + \tau) - \phi_{LO}(t)) + \cos(4\pi f_{LO}t + 2\pi f_{LO}\tau + \phi_{LO}(t) + \phi_{LO}(t + \tau)) \rangle \\
 &= \frac{1}{2} V_{LO}^2 \{ \langle \cos(2\pi f_{LO}\tau + \phi_{LO}(t + \tau) - \phi_{LO}(t)) \rangle + \langle \cos(4\pi f_{LO}t + 2\pi f_{LO}\tau + \phi_{LO}(t) + \phi_{LO}(t + \tau)) \rangle \} \tag{2.20} \\
 &= \frac{1}{2} V_{LO}^2 \langle \cos(2\pi f_{LO}\tau + \Delta\phi_{LO}(t, \tau)) \rangle + 0 \\
 &= \frac{1}{4} V_{LO}^2 \langle \exp(j(2\pi f_{LO}\tau + \Delta\phi_{LO}(t, \tau))) + \exp(-j(2\pi f_{LO}\tau + \Delta\phi_{LO}(t, \tau))) \rangle \\
 &= \frac{1}{4} V_{LO}^2 \{ \exp(j2\pi f_{LO}\tau) \langle \exp(j\Delta\phi_{LO}(t, \tau)) \rangle + \exp(-j2\pi f_{LO}\tau) \langle \exp(-j\Delta\phi_{LO}(t, \tau)) \rangle \} \\
 &= \frac{1}{2} V_{LO}^2 \cos(2\pi f_{LO}\tau) \exp \left[-\frac{1}{2}\sigma_{\Delta\phi_{LO}}^2(\tau) \right] \\
 R_{IF}(\tau) &= \frac{1}{2} V_{IF}^2 \cos(2\pi f_{IF}\tau) \exp \left[-\frac{1}{2}\sigma_{\Delta\phi_{IF}}^2(\tau) \right]
 \end{aligned}$$

En règle générale, la variance du changement de phase aléatoire peut être exprimée par l'équation suivante selon la définition de la variance [6].

$$\begin{aligned}
 \sigma_{\Delta\phi}^2(\tau) &= E((\phi(t+\tau) - \phi(t))^2) \\
 &= E(\phi^2(t+\tau)) + E(\phi^2(t)) - 2E(\phi(t+\tau)\phi(t)) \\
 &= \langle\phi(t+\tau)\phi(t+\tau)\rangle + \langle\phi(t)\phi(t)\rangle - 2\langle\phi(t)\phi(t+\tau)\rangle \\
 &= R_\phi(0) + R_\phi(0) - 2R_\phi(\tau) \\
 &= 2R_\phi(0) - 2R_\phi(\tau)
 \end{aligned} \tag{2.21}$$

Où $R_\phi(\tau)$ est la fonction d'autocorrélation d'une gigue de phase du signal $\phi(t)$. La densité du spectre de puissance (DSP) de la gigue de phase $\phi(t)$ est exprimée comme la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation de la gigue de phase [1] :

$$\begin{aligned}
 R_\phi(\tau) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_\phi(\omega) \exp(j\omega\tau) d\omega \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_\phi(\omega) \cos(\omega\tau) d\omega
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

$S_\phi(\omega)$ et $R_\phi(\tau)$ sont des fonctions réelles

Où $S_\phi(\omega)$ est la DSP de la gigue de phase du signal. D'après la définition originale, la fluctuation de fréquence $f(t)$ est la dérivée de la gigue de phase $\phi(t)$. La dérivation dans le domaine temporel correspond à la multiplication par $j\omega$ dans le domaine fréquentiel. Par conséquent, la transformation de Fourier de la gigue de phase est exprimée comme suit [1]:

$$F_f(\omega) = j\omega F_\phi(\omega) \tag{2.23}$$

Où $F_f(\omega)$ et $F_\phi(\omega)$ sont les transformations de Fourier de la fluctuation de fréquence et de la gigue de phase respectivement. Par conséquent, la relation entre la DSP de la gigue de phase et la DSP de la fluctuation de fréquence est [6].

$$\begin{aligned}
 S_\phi(\omega) &= |F_\phi(\omega)|^2 = \frac{|F_f(\omega)|^2}{\omega^2} \\
 &= \frac{S_f(\omega)}{\omega^2}
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

[1] Où $S_f(\omega)$ et $S_\phi(\omega)$ sont respectivement la DSP de la gigue de phase et la DSP de la fluctuation de fréquence. La variance de la variation de phase aléatoire ($\sigma_{\Delta\phi}^2(\tau)$) entre t et $t + \tau$ est liée à la densité spectrale de puissance (DSP) de la fluctuation de fréquence angulaire instantanée $S_f(\omega)$ par l'équation suivante en substituant (2.22) et (2.24) dans (2.21).

$$\sigma_{\Delta\phi}^2(\tau) = \frac{\tau^2}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left(\frac{\sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)}{\frac{\omega\tau}{2}} \right)^2 S_f(\omega) d\omega \tag{2.25}$$

Nous voudrions insister ici sur le fait que toutes les équations jusqu'ici sont dérivées dans les cas généraux. Les conclusions sont valables aussi bien pour la gigue de phase due à la composante de bruit blanc que pour la gigue de phase induite par la composante de bruit en 1/f. Afin de dériver la fonction d'autocorrélation de l'onde millimétrique optique et de sonder davantage la DSP de l'onde millimétrique optique, nous avons besoin de quelques hypothèses supplémentaires. Comme nous l'avons vu précédemment, le changement de phase aléatoire entre t et $t + \tau$ ($\Delta\phi(\tau)$) est dû au bruit blanc de fréquence et au bruit en 1/f de fréquence [7]. La DSP du signal est trouvée par la transformation de Fourier de la fonction d'autocorrélation. Par conséquent, la DSP résultante est la convolution de la DSP due à la contribution du bruit à fréquence blanche et de la DSP associée à la contribution du bruit à fréquence 1/f [7]. Dans le cas normal ($\tau_d \neq 0$), le bruit de phase dominant est induit par la conversion de la phase optique en bruit d'intensité. En d'autres termes, la conversion de la phase optique en bruit d'intensité est beaucoup plus élevée que le bruit de phase induit par le générateur électrique dans le cas normal ($|\tau_d| \neq 0$). Par conséquent, le bruit en 1/f du générateur électrique n'est pas très important à prendre en compte. En ce qui concerne la conversion de la phase optique en bruit d'intensité, dans [4], il est indiqué que la contribution du bruit en 1/f dans la mesure finale de la largeur de ligne (en tenant compte du bruit en 1/f et du bruit blanc) est négligeable pour les systèmes hétérodynes à court délai et à faible puissance. Il est également montré dans [7] que le bruit en 1/f peut avoir un impact significatif pour les applications laser à haute puissance, ce qui n'est pas le cas dans notre système. En synthétisant ces deux raisons, nous avons simplement ignoré la contribution du bruit en 1/f dans l'analyse théorique avant d'étudier son impact dans l'analyse expérimentale. La fluctuation de fréquence instantanée est ici considérée comme un bruit blanc pour la source laser et les générateurs électriques, ce qui signifie que la DSP de la fluctuation de fréquence pour la source laser ou le générateur électrique est une constante ($S_f(\omega) = C$), la variance du changement de phase aléatoire entre le retard τ .

($\sigma_{\Delta\phi}^2(\tau)$) dans (2.24) est dérivée comme suit :

$$\begin{aligned} \sigma_{\Delta\phi}^2(\tau) &= \frac{\tau^2}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left(\frac{\sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)}{\frac{\omega\tau}{2}} \right)^2 S_f(\omega) d\omega \\ &= \frac{\tau^2 C}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left(\frac{\sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)}{\frac{\omega\tau}{2}} \right)^2 d\omega \end{aligned} \quad (2.26)$$

$F(\omega) = \frac{\sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)}{\frac{\omega\tau}{2}}$ est la transformée de Fourier de la fonction Rectangle représentée sur la Figure 2.2.

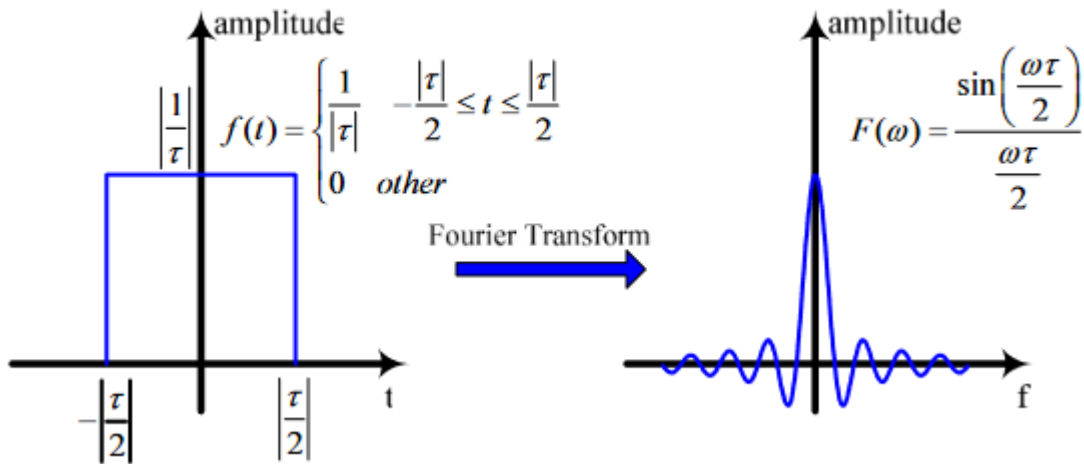


Figure 2. 2: Transformée de Fourier de la fonction rectangule

L'intégrale de (2.25) peut être dérivée en utilisant l'équation de Parseval.

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \left(\frac{\sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)}{\frac{\omega\tau}{2}} \right)^2 d\omega = 2\pi \int_{-\frac{|\tau|}{2}}^{\frac{|\tau|}{2}} \left(\frac{1}{|\tau|} \right)^2 dt = \frac{2\pi}{|\tau|} \quad (2.27)$$

En substituant (2.27) dans (2.26), on obtient la variance de la gigue de phase comme suit :

$$\begin{aligned} \sigma_{\Delta\phi}^2(\tau) &= \frac{\tau^2 C}{2\pi} \frac{2\pi}{|\tau|} = 2\gamma|\tau| \\ 2\gamma &= \frac{1}{\tau_c} \end{aligned} \quad (2.28)$$

Où 2γ est la largeur de ligne angulaire à mi-hauteur (FWHM : Angular Full Linewidth at Half Maximum) du spectre du signal (source laser ou signal RF pur) τ_c est le temps de cohérence de la source. Par conséquent, les variances des changements de phase aléatoires du signal LO et du signal IF sont exprimées comme suit :

$$\begin{aligned} \sigma_{\Delta\phi_{LO}}^2(\tau) &= 2\gamma_{LO}|\tau| \\ \sigma_{\Delta\phi_{IF}}^2(\tau) &= 2\gamma_{IF}|\tau| \end{aligned} \quad (2.29)$$

Où $2\gamma_{LO}$ et $2\gamma_{IF}$ sont les largeurs de ligne à mi-hauteur du signal LO et du signal IF respectivement. De plus, les ondes millimétriques entre t et $t + \tau$ sont exprimés comme suit en utilisant (2.28) et (2.18).

$$\begin{aligned}
 \sigma_{\Delta\phi_{mmW}}^2(\tau) &= 4\sigma_{\Delta\phi_{LO}}^2(\tau) + \sigma_{\Delta\phi_{IF}}^2(\tau) + 2\sigma_{\Delta\phi_{OP}}^2(\tau_d) + 2\sigma_{\Delta\phi_{OP}}^2(\tau) - \sigma_{\Delta\phi_{OP}}^2(\tau + \tau_d) \\
 &\quad - \sigma_{\Delta\phi_{OP}}^2(\tau - \tau_d) \\
 &= 4\sigma_{\Delta\phi_{LO}}^2(\tau) + \sigma_{\Delta\phi_{IF}}^2(\tau) + 4\gamma_{OP}|\tau_d| + 4\gamma_{OP}|\tau| - 2\gamma_{OP}|\tau + \tau_d| \\
 &\quad - 2\gamma_{OP}|\tau - \tau_d| = \begin{cases} 2(4\gamma_{LO} + \gamma_{IF})|\tau| + 4\gamma_{OP}|\tau| & |\tau| \leq |\tau_d| \\ 2(4\gamma_{LO} + \gamma_{IF})|\tau| + 4\gamma_{OP}|\tau_d| & |\tau| > |\tau_d| \end{cases} \\
 2\gamma_{OP} &= \frac{1}{\tau_{cOP}}
 \end{aligned} \tag{2.30}$$

Où $2\gamma_{OP}$ est la largeur de ligne à mi-hauteur de la source laser, τ_{cOP} est le temps de cohérence de la source laser. La fonction d'autocorrélation de l'onde millimétrique, du signal LO et du signal IF est obtenue en substituant (2.29) et (2.30) à (2.19) et (2.20) [1].

$$\begin{aligned}
 R_{mmW}(\tau) &= \begin{cases} 2R^2 E_1^2 E_2^2 \cos(2\pi(2f_{LO} + f_{IF})\tau) \exp(-2\gamma_{OP}|\tau| - (4\gamma_{LO} + \gamma_{IF})|\tau|) & |\tau| \leq |\tau_d| \\ 2R^2 E_1^2 E_2^2 \cos(2\pi(2f_{LO} + f_{IF})\tau) \exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d| - (4\gamma_{LO} + \gamma_{IF})|\tau|) & |\tau| > |\tau_d| \end{cases} \\
 R_{LO}(\tau) &= \frac{V_{LO}^2}{2} \cos(2\pi f_{LO}\tau) \exp[-\gamma_{LO}|\tau|] \\
 R_{IF}(\tau) &= \frac{V_{IF}^2}{2} \cos(2\pi f_{IF}\tau) \exp[-\gamma_{IF}|\tau|]
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

2.3.2 Densité spectrale de puissance de l'onde millimétrique (DSP)

La densité spectrale de puissance de l'onde millimétrique est dérivée en appliquant la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation de l'onde millimétrique indiquée dans (2.31). Le premier terme (fonction cosinusoidale) de la Fonction d'autocorrélation de l'onde millimétrique dans (2.31) transfère la DSP de la bande de base à la fréquence $2f_{LO} + f_{IF}$.

Le deuxième terme de la fonction d'autocorrélation de l'onde millimétrique optique (2.31) contient deux composantes.

L'une $\exp(-2\gamma_{OP}\tau)$ ou $\exp(-2\gamma_{OP}\tau_d)$, provient de la source optique et l'autre $(\exp(-(4\gamma_{LO} + \gamma_{IF})\tau))$ provient des deux générateurs électriques. Basé Sur la base des propriétés de la transformée de Fourier, la DSP de l'onde millimétrique est la convolution de la DSP de ces deux composantes [1].

La DSP de la composante provenant des générateurs électriques est facile à calculer comme suit :

$$F(\exp(-(4\gamma_{LO} + \gamma_{IF})|\tau|)) = \frac{2(4\gamma_{LO} + \gamma_{IF})}{(4\gamma_{LO} + \gamma_{IF})^2 + (2\pi f)^2} \quad (2.32)$$

Maintenant nous concentrons sur la transformation de Fourier des composants de la source optique.

$$\begin{aligned} F(\exp(-(4\gamma_{LO} + \gamma_{IF})|\tau|)) &= \frac{2(4\gamma_{LO} + \gamma_{IF})}{(4\gamma_{LO} + \gamma_{IF})^2 + (2\pi f)^2} \\ F(f(\tau)) &= \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad (2.32) \\ &= \int_{-\infty}^{-|\tau_d|} f(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau + \int_{-|\tau_d|}^{|\tau_d|} f(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau + \int_{|\tau_d|}^{\infty} f(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \\ &= \int_{\infty}^{-|\tau_d|} \exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d|) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau + \int_{\tau_d}^{\infty} \exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d|) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau + \\ &\quad \int_{-|\tau_d|}^0 \exp(2\gamma_{OP}\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau + \int_0^{|\tau_d|} \exp(-2\gamma_{OP}\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \end{aligned}$$

En utilisant l'équation suivante :

$$\int_{-\infty}^{\infty} \exp(-j2\pi f\tau) d\tau = \delta(f) \quad (2.34)$$

Le premier et le deuxième terme de (2.33) peuvent être dérivés comme suit :

$$\begin{aligned} &\int_{-\infty}^{-|\tau_d|} \exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d|) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau + \int_{|\tau_d|}^{\infty} \exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d|) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d|) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau - \int_{-|\tau_d|}^{|\tau_d|} \exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d|) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \\ &= \exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d|) \delta(f) - 2\exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d|) \frac{\sin(2\pi f|\tau_d|)}{2\pi f} \quad (2.35) \end{aligned}$$

Les troisième et quatrième termes de (2.33) sont dérivés comme suit :

$$\begin{aligned} &\int_{-|\tau_d|}^0 \exp(2\gamma_{OP}\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau + \int_0^{|\tau_d|} \exp(-2\gamma_{OP}\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \\ &= \frac{\exp((-j2\pi f + 2\gamma_{OP})\tau)}{-j2\pi f + 2\gamma_{OP}} \Big|_{-|\tau_d|}^0 + \frac{\exp((-j2\pi f - 2\gamma_{OP})\tau)}{-j2\pi f - 2\gamma_{OP}} \\ &= \frac{1 - \exp(-(-j2\pi f + 2\gamma_{OP})|\tau_d|)}{-j2\pi f + 2\gamma_{OP}} + \frac{\exp((-j2\pi f - 2\gamma_{OP})|\tau_d|) - 1}{-j2\pi f - 2\gamma_{OP}} \quad (2.36) \\ &= -\frac{[1 - \exp(-(-j2\pi f + 2\gamma_{OP})|\tau_d|)](-j2\pi f - 2\gamma_{OP})}{4\gamma_{OP}^2 + 4\pi^2 f^2} - \frac{[\exp((-j2\pi f - 2\gamma_{OP})|\tau_d|) - 1](-j2\pi f + 2\gamma_{OP})}{4\gamma_{OP}^2 + 4\pi^2 f^2} \end{aligned}$$

$$= \frac{4\gamma_{OP} + 4\pi f \exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d|) \sin(2\pi f|\tau_d|) - 4\gamma_{OP} \exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d|) \cos(2\pi f|\tau_d|)}{4\gamma_{OP}^2 + 4\pi^2 f^2}$$

Par conséquent, (2.33) peut être dérivé en utilisant (2.35) et (2.36).

$$\begin{aligned} F(f(\tau)) &= \exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d|) \delta(f) - 2 \exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d|) \frac{\sin(2\pi f|\tau_d|)}{2\pi f} + \\ &\frac{4\gamma_{OP} + 4\pi f \exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d|) \sin(2\pi f|\tau_d|) - 4\gamma_{OP} \exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d|) \cos(2\pi f|\tau_d|)}{4\gamma_{OP}^2 + 4\pi^2 f^2} \quad (2.37) \\ &= \exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d|) \delta(f) + \frac{4\gamma_{OP}}{4\gamma_{OP}^2 + 4\pi^2 f^2} - \frac{4\gamma_{OP} \exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d|) \cos(2\pi f|\tau_d|)}{4\gamma_{OP}^2 + 4\pi^2 f^2} + \\ &\frac{-8\gamma_{OP}^2 \exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d|) \sin(2\pi f|\tau_d|)}{(4\gamma_{OP}^2 + 4\pi^2 f^2) 2\pi f} \\ &= \exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d|) \delta(f) + \frac{4\gamma_{OP} \exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d|)}{4\gamma_{OP}^2 + 4\pi^2 f^2} \cdot \left(\exp(2\gamma_{OP}|\tau_d|) - \cos(2\pi f|\tau_d|) - 2\gamma_{OP} \frac{\sin(2\pi f|\tau_d|)}{2\pi f} \right) \end{aligned}$$

En conséquence, la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation de l'onde millimétrique (PSD de l'onde millimétrique) est exprimée comme suit [1] :

$$\begin{aligned} S_{mmW} &= (F(2R^2 E_1^2 E_2^2 \exp[-(4\gamma_{LO} + \gamma_{UF})|\tau|]) * F(f(\tau))) * F(\cos 2\pi f_{mmW} \tau) = \\ &2R^2 E_1^2 E_2^2 \frac{-\gamma_{LO} + \gamma_{IF}}{(4\gamma_{LO} + \gamma_{IF})^2 + (2\pi f)^2} * \left\{ \exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d|) \delta(f - f_{mmW}) + \left(\exp(2\gamma_{OP}|\tau_d|) - \cos(2\pi(f - \right. \right. \\ &\left. \left. f_{mmW})|\tau_d|) - 2\gamma_{OP} \frac{\sin(2\pi(f - f_{mmW})|\tau_d|)}{2\pi(f - f_{mmW})} \right) \frac{4\gamma_{OP} \exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d|)}{4\gamma_{OP}^2 + 4\pi^2(f - f_{mmW})^2} \right\} \quad (2.38) \end{aligned}$$

Où $S_{mmW}(\omega)$ est la DSP de la mmW optique, $f_{mmW} = 2f_{LO} + f_{IF}$

* indique la convolution.

De même, les DSP du signal LO et IF peuvent être dérivées par la transformation de Fourier de la fonction d'autocorrélation des signaux LO et IF dans (2.31) comme [1] :

$$S_{LO}(\omega) = \frac{V_{LO}^2}{2} \frac{\gamma_{LO}}{\gamma_{LO}^2 + (2\pi(f - f_{LO}))^2} \quad (2.39)$$

$$S_{IF}(\omega) = \frac{V_{IF}^2}{2} \frac{\gamma_{IF}}{\gamma_{IF}^2 + (2\pi(f - f_{IF}))^2}$$

Où $S_{LO}(\omega)$ et $S_{IF}(\omega)$ sont les DSP du signal LO et IF respectivement. Sur la base de l'étude du bruit de phase de l'onde millimétrique, nous simulons également la DSP de l'onde millimétrique.

(1) $|\tau_d|$ est grand lorsque le retard optique $|\tau_d|$ est grand par rapport au temps de cohérence du laser τ_c , la contribution du bruit de phase électrique à bande étroite à la PSD du mmW optique (dernier terme de l'équation (2.38)) pourrait être ignorée car elle est convoluée par une grande

composante spectrale provenant de la conversion du bruit de phase optique. Dans ce cas ($|\tau_d| \gg \tau_{cOP}$), la DSP de l'onde millimétrique optique est simplifiée comme suit [1] :

$$S_{mmW} = 2R^2 E_1^2 E_2^2 \left\{ \exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d|) \delta(f - f_{mmW}) + \left(\exp(2\gamma_{OP}|\tau_d|) - \cos(2\pi(f - f_{mmW})|\tau_d|) - 2\gamma_{OP} \frac{\sin(2\pi f|\tau_d|)}{2\pi(f - f_{mmW})} \right) \frac{4\gamma_{OP} \exp(-2\gamma_{OP}|\tau_d|)}{4\gamma_{OP}^2 + 4\pi^2(f - f_{mmW})^2} \right\} \quad (2.40)$$

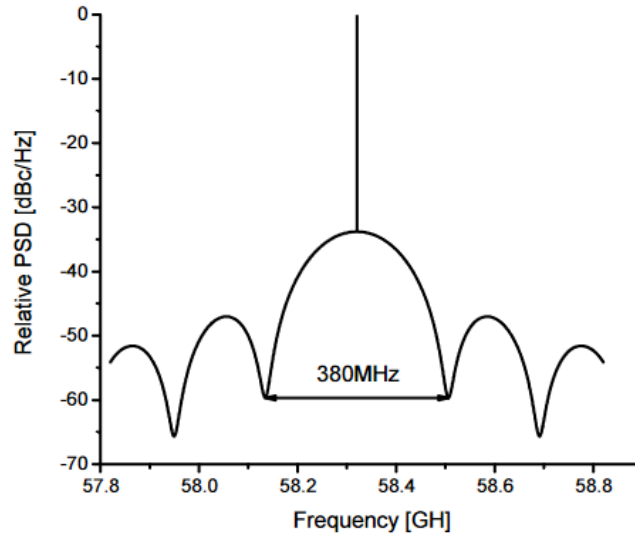


Figure 2. 3 : DSP simulée de l'onde millimétrique optique ($|\tau_d|/\tau_{cOP} = 0.051$) [1]

Dans notre système auto-hétérodyne, la différence de chemin optique ΔL est de 1,08 m ($|\tau_d| = 0,0054 \mu s$) ce qui correspond typiquement à l'insertion d'un MZM en queue de cochon. La largeur de ligne complète de la source laser est de 1,5 MHz, tandis que le temps de cohérence de la source laser (τ_{cOP}) est de 0,106 μs selon la définition du temps de cohérence dans (2.30). La fréquence de conversion ascendante $2f_{LO} + f_{IF}$ est de 58,32 GHz, ce qui correspond à la première fréquence porteuse de la norme ECMA 387. La DSP du mmW optique, qui est normalisée par rapport à sa valeur maximale, est tracée sur la figure 2.2 en utilisant la formule (2.40).

La DSP simulée de la mmW optique et le diagramme de constellation seront démontrés par l'expérience. (2) $|\tau_d|$ est faible Lorsque $|\tau_d|$ est faible par rapport à $|\tau_d| \ll \tau_{cOP}$, la DSP de l'onde millimétrique optique peut être développée comme suit [1] :

$$S_{mmW}(\omega) = 4R^2 E_1^2 E_2^2 \frac{4\gamma_{LO} + \gamma_{IF}}{(4\gamma_{LO} + \gamma_{IF})^2 + (2\pi(f - 2f_{LO} - f_{IF}))^2} \quad (2.41)$$

Les équations (2.39) et (2.41) indiquent que la DSP de l'onde optique millimétrique suit une pente lorentzienne comme les signaux RF, dans l'hypothèse d'une correspondance parfaite des chemins optiques. Nous devons mentionner que le résultat (2.41) n'est valable que dans l'hypothèse où le bruit de fréquence de l'onde optique et du signal RF ne contient qu'une composante blanche. Les

DSP de l'onde optique mmW dans les meilleures conditions d'adaptation des chemins optiques ($|\tau_d| \approx 0$), du signal LO, et du signal IF à partir de (2.39) et (2.41) qui sont normalisés par rapport aux porteuses, sont présentés sur la figure 2.3 [1].

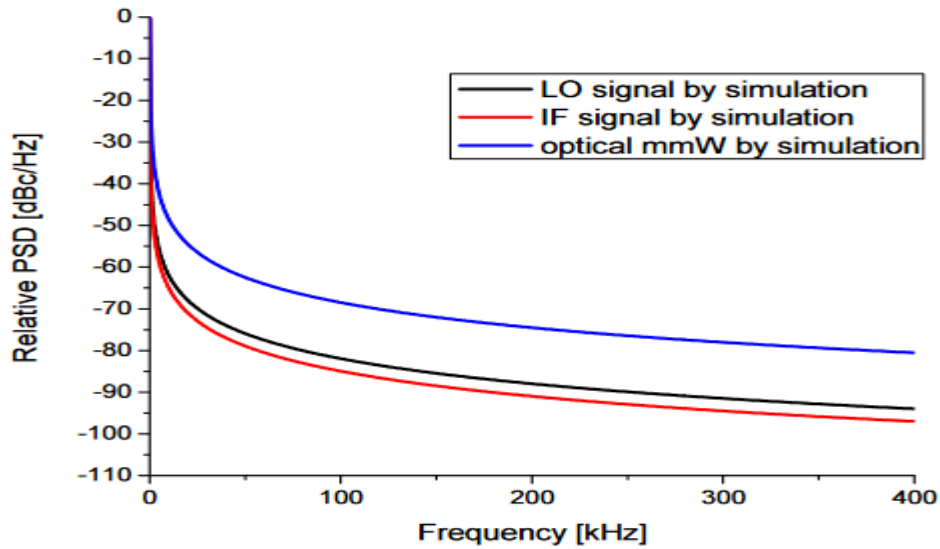


Figure 2. 4 : DSP normalisées simulées de la mmW optique sous la meilleure adaptation ($|\tau_d| \approx 0$), du signal LO et du signal IF [1].

Nous allons maintenant étudier l'impact du bruit de phase sur la modulation numérique. Nous considérons une modulation numérique appliquée au signal FI dans le système, comme le montre la figure 2.4 [1]

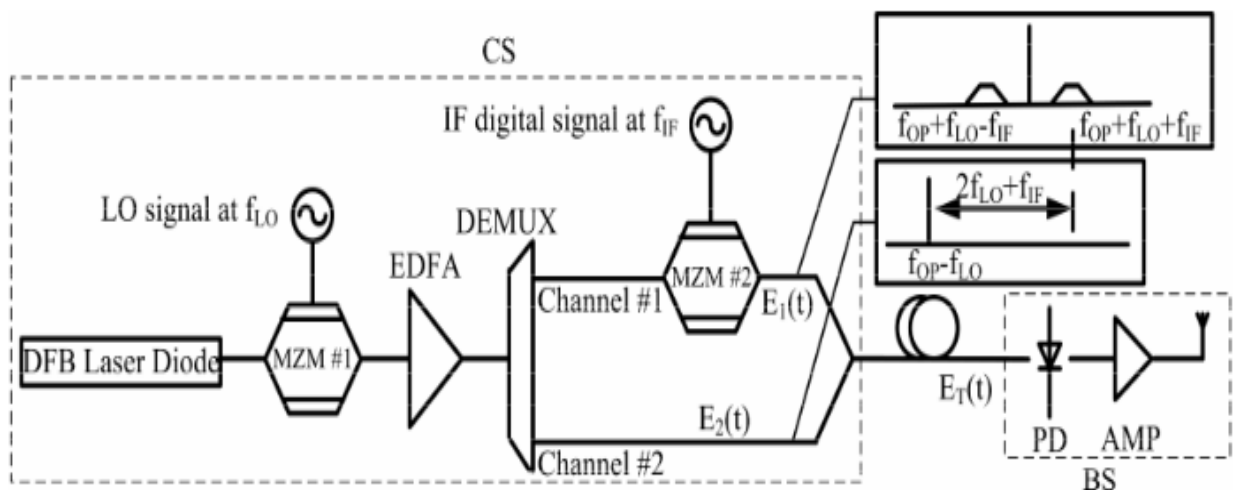


Figure 2. 5: Principe de la génération optique auto-hétérodyne numériquement mmW

L'enveloppe complexe de l'onde électromagnétique numérique est exprimée comme suit :

$$\tilde{x}_{mmW}(t) = \tilde{x}(t)\exp(j\phi_{mmW}(t)) \quad (2.42)$$

Où $x(t)$ est l'enveloppe complexe du signal numérique idéal à large bande, $\phi_{mmW}(t)$ est la gigue de phase de la mmW optique définie dans (2.7). Selon (2.7), la gigue de phase du mmW optique contient deux contributions, qui sont le bruit de phase $\Delta\phi_{OP}(\tau_d)$ induit par l'auto-hétérodyne optique retardée et la gigue de phase $\phi_{RF}(t)$ provenant des deux générateurs électriques. Comme la gigue de phase optique et la gigue de phase électrique sont totalement indépendantes, la variance de la gigue de phase optique mmW peut être exprimée comme suit [1] :

$$\begin{aligned} \sigma_{\phi_{mmW}}^2 &= E([\phi(t) - E(\phi(t))]^2) \\ &= E([\Delta\phi_{OP}(t, \tau_d) + \phi_{RF}(t) - E(\Delta\phi_{OP}(t, \tau_d) + \phi_{RF}(t))]^2) \\ &= E(\{[\Delta\phi_{OP}(t, \tau_d) - E(\Delta\phi_{OP}(t, \tau_d))] + [\phi_{RF}(t) - E(\phi_{RF}(t))]\}^2) \\ &= E([\Delta\phi_{OP}(t, \tau_d) - E(\Delta\phi_{OP}(t, \tau_d))]^2) + E([\phi_{RF}(t) - E(\phi_{RF}(t))]^2) + \\ &\quad 2E([\Delta\phi_{OP}(t, \tau_d) - E(\Delta\phi_{OP}(t, \tau_d))][\phi_{RF}(t) - E(\phi_{RF}(t))]) \\ &= \sigma_{\Delta\phi_{OP}}^2(\tau_d) + \sigma_{\phi_{RF}}^2 + 2E([\Delta\phi_{OP}(t, \tau_d) - E(\Delta\phi_{OP}(t, \tau_d))])E([\phi_{RF}(t) - E(\phi_{RF}(t))]) \\ &= \sigma_{\Delta\phi_{OP}}^2(\tau_d) + \sigma_{\phi_{RF}}^2 \end{aligned} \quad (2.43)$$

Où $\sigma_{\phi_{mmW}}^2$ est la variance de la gigue de phase optique mmW, $\sigma_{\phi_{RF}}^2$ est la variance de la gigue de phase du signal RF. La variance de la gigue de phase RF, $\sigma_{\phi_{RF}}^2$ est dérivée de la définition de ϕ_{RF} dans (2.7).

$$\begin{aligned} \sigma_{\phi_{RF}}^2 &= E([\phi_{RF}(t) - E(\phi_{RF}(t))]^2) \\ &= E([2\phi_{LO}(t) + \phi_{IF}(t) - E(2\phi_{LO}(t) + \phi_{IF}(t))]^2) \\ &= E([2\phi_{LO}(t) - 2E(\phi_{LO}(t)) + \phi_{IF}(t) - E(\phi_{IF}(t))]^2) \\ &= E([2\phi_{LO}(t) - 2E(\phi_{LO}(t))]^2) + E([\phi_{IF}(t) - E(\phi_{IF}(t))]^2) \\ &\quad + 4E(\phi_{LO}(t) - E(\phi_{LO}(t)))E(\phi_{IF}(t) - E(\phi_{IF}(t))) \\ &= 4\sigma_{\phi_{LO}}^2 + \sigma_{\phi_{IF}}^2 \end{aligned} \quad (2.44)$$

Où $\sigma_{\phi_{LO}}^2$ et $\sigma_{\phi_{IF}}^2$ sont les variances de la gigue de phase des signaux LO et IF respectivement. $\sigma_{\Delta\phi_{OP}}^2(\tau_d)$ est obtenu par (2.28)

$$\sigma_{\Delta\phi_{OP}}^2(\tau_d) = 2\gamma_{OP}|\tau_d| = \frac{|\tau_d|}{\tau_{COP}} \quad (2.45)$$

La variance de la gigue de phase optique de l'onde millimétrique $\sigma_{\phi_{mmW}}^2$ est donc dérivée en substituant (2.44) et (2.45) à (2.43)

$$\sigma_{\Delta\phi_{mmW}}^2 = 2\gamma_{OP} |\tau_d| + (4\sigma_{\phi_{LO}}^2 + \sigma_{\phi_{IF}}^2) = \frac{|\tau_d|}{\tau_{COP}} + (4\sigma_{\phi_{LO}}^2 + \sigma_{\phi_{IF}}^2) \quad (2.46)$$

(1) $|\tau_d|$ est grand lorsque le retard optique $|\tau_d|$ est grand par rapport au temps de cohérence du laser τ_{COP} , $\sigma_{\phi_{LO}}^2$ et $\sigma_{\phi_{IF}}^2$ dans (2.44) peuvent être ignorés. Dans ce cas, la gigue de phase optique mmW suit un processus gaussien stationnaire, et dont la variance dépend de $|\tau_d|/\tau_{COP}$ (voir l'équation (2.46)).

$$\sigma_{\Delta\phi_{mmW}}^2 = \frac{|\tau_d|}{\tau_{COP}} \quad (2.47)$$

(2) $|\tau_d|$ est petit Lorsque $|\tau_d|$ est petit par rapport à τ_{COP} ($|\tau_d| \ll \tau_{COP}$), la variance du mmW optique ne dépend que des contributions du bruit de phase du générateur LO et du générateur IF [1].

$$\begin{aligned} \sigma_{\phi_{mmW}}^2 &= 2\gamma_{OP} |\tau_d| + (4\sigma_{\phi_{LO}}^2 + \sigma_{\phi_{IF}}^2) \\ &\approx 4\sigma_{\phi_{LO}}^2 + \sigma_{\phi_{IF}}^2 \end{aligned} \quad (2.48)$$

2.4 Impact du bruit de phase sur les ondes millimétriques optiques à modulation numérique

Pour répondre aux exigences des normes de transmission sans fil à ondes millimétriques, telles que la norme ECMA 387 [8], il est nécessaire d'étudier plus avant la dégradation de la qualité du signal numérique induite par le bruit de phase. L'EVM est généralement appliqué pour qualifier le signal numérique dans différentes normes. L'EVM est défini comme suit [8].

$$EVM = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |S_r(n) - S_t(n)|^2}}{R_{max}} \quad (2.49)$$

Où N est le nombre de symboles transmis,

S_r est le symbole reçu normalisé,

S_t est le symbole transmis idéal,

R_{max} est la magnitude maximale du symbole transmis idéal pour la modulation choisie.

L'EVM en fonction du SNR et de $\sigma_{\phi_{mmw}}$ des ondes milliétriques peut être présenté comme suit [9]

$$EVM = \sqrt{\frac{1}{SNR} + 2 - 2\exp\left(-\frac{\sigma_{\phi_{mmw}}^2}{2}\right)} \sqrt{\frac{1}{PAPR}} \quad (2.50)$$

Avec :

$$\sigma_{\phi_{mmw}}^2 = 2\gamma_{OP}|\tau_d| + (4\sigma_{\phi_{LO}}^2 + \sigma_{\phi_{IF}}^2) = \frac{|\tau_d|}{\tau_{cOP}} + (4\sigma_{\phi_{LO}}^2 + \sigma_{\phi_{IF}}^2) \quad (2.51)$$

Où PAPR (Peak to Average Power Ratio) est le rapport entre la puissance de crête et la puissance moyenne pour le schéma de modulation considéré et SNR (Signal to Noise Ratio) est le rapport entre le signal de sortie et le bruit. Le bruit provient de l'émission spontanée amplifiée ASE (Amplified Spontaneous Emission) de l'EDFA et de la source laser et du bruit thermique du récepteur. Puisque le système hétérodyne optique utilisant WDM DEMUX est proposé pour être compatible avec différents schémas de modulation, il est logique d'étudier l'impact du bruit de phase sur les différents schémas de modulation. D'une manière générale, l'équation (2.49) est valable pour tout système de modulation. La valeur EVM dépend du SNR, qui est défini par le bruit d'amplitude du mmW optique, et de la variance du bruit de phase définie comme (2.46). En utilisant (2.46), l'EVM exprimé dans (2.49) est dérivé comme suit [1] :

$$EVM = \sqrt{\frac{1}{SNR} + 2 - 2\exp\left(-\frac{|\tau_d|}{2\tau_{cOP}} - 2\sigma_{\phi_{LO}}^2 - \frac{1}{2}\sigma_{\phi_{IF}}^2\right)} \sqrt{\frac{1}{PAPR}} \quad (2.52)$$

Habituellement, le générateur électrique appliqué au MZM dans notre système pour la conversion de fréquence optique présente un faible bruit de phase. Cela signifie que les contributions du bruit de phase du signal LO et du signal IF sont négligeables par rapport à la contribution de la conversion de la phase optique en bruit d'intensité. Dans ce cas, l'EVM d'un système, avec un SNR donné, dépend uniquement de la valeur de $|\tau_d|/\tau_{cop}$.

$$EVM = \sqrt{\frac{1}{SNR} + 2 - 2\exp\left(-\frac{|\tau_d|}{2\tau_{cOP}}\right)} \sqrt{\frac{1}{PAPR}} \quad (2.53)$$

Il est possible de figurer la courbe qui indique EVM en fonction de $|\tau_d|/\tau_{cop}$ en utilisant (2.52). La figure 2.4 indique que la relation typique entre l'EVM et le SNR ($EVM=\sqrt{1/SNR}$) se valide dans le cas de la meilleure adaptation du chemin optique ($|\tau_d|=0$) [1].

Avec un SNR donné, il est facile de trouver le maximum de $|\tau_d|/\tau_{cOP}$, qui alimente l'exigence de la valeur EVM selon la norme (EVMmax dans la Fig 2.6), comme la norme ECMA 387 [8].

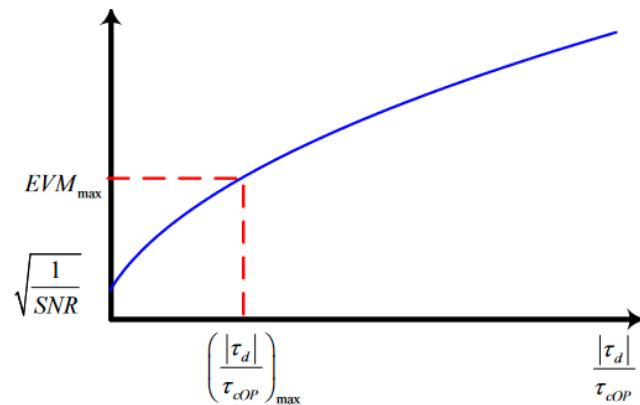


Figure 2. 6: Analyse théorique de l'EVM en fonction de $|\tau_d|/\tau_{cOP}$ [1]

La figure 2.6 montre également que la contribution de la phase optique à la conversion d'intensité pourrait être la contribution dominante, puisque l'EVM croît rapidement même si $|\tau_d|/\tau_{cOP}$ est faible. Il est nécessaire de trouver la valeur maximale de $|\tau_d|/\tau_{cOP}$ pour différents schémas de modulation correspondant à la norme ECMA 387 [8], lorsque nous supposons que le SNR est grand ($1/\text{SNR} \approx 0$) afin de pouvoir quantifier uniquement l'impact du bruit de phase sur le mmW modulé numériquement.[1]

Type modulation	1588Mbps BPSK	3175Mbps QPSK	4763Mbps NS8QAM	6352Mbps QAM16
PAPR	1	1	1.8	1.8
EVMdemandé(%)	11.2	10.9	6.3	5.6
Maximum τ_d/τ_c	0.0126	0.0119	0.0072	0.0057
Différence du chemin optique maximum	0.4005	0.3793	0.2278	0.1799

Tableau 2. 1: Valeurs maximales de d/cOP pour des signaux avec différents schémas de modulation conformes à la norme ECMA

Le Tableau 2.1 donne les $|\tau_d|/\tau_{cOP}$ maximaux pour différents schémas de modulation, qui sont calculés en utilisant eq.(2.15) avec l'hypothèse $1/\text{SNR} \approx 0$ et la différence de chemin optique maximale correspondant à l'utilisation d'un laser DFB typique avec une largeur de ligne complète de 1,5 MHz. Nous comparons les schémas de modulation 1588 Mbps BPSK, 3175 Mbps QPSK, 4763 Mbps NS8QAM et 6352 Mbps QAM 16, qui ont la même largeur de bande, afin d'avoir la même contribution de conversion du bruit. Les PAPR des signaux BPSK et QPSK sont égaux à 1, et les PAPR des signaux NS8QAM et QAM 16 sont égaux à 1,8. Le Tableau II.1 indique que l'exigence de correspondance des chemins optiques pour les systèmes de modulation d'ordre

supérieur est plus stricte, conformément aux exigences de l'EVM. Malgré cela, la différence maximale entre les chemins optiques pour l'application de la modulation QAM 16 à 6352 Mbps est de l'ordre de plusieurs centimètres dans un système hétérodyne optique à haut SNR, ce qui serait encore faisable en utilisant des composants commerciaux en queue de cochon [1]

2.4.1 Le bruit du laser

Les fluctuations de l'intensité optique générée par la diode laser représentent une des principales sources contribuant au bruit total de la liaison [10]. A cause de l'émission simulée et de la recombinaison électron-trou, le signal optique émis par la diode laser est bruité en amplitude et en fréquence [11]. Cette fluctuation est gênante dans le cas d'une détection directe lorsque le taux de modulation du laser est faible [12]. Le paramètre de bruit du laser est le bruit d'intensité relatif (RIN : Relative Intensity Noise) qui est le rapport entre la puissance de bruit ($\langle\Delta P^2(f)\rangle$) et le carré de l'intensité moyenne (P^2) [13].

Le RIN est souvent décrit en dB dans une bande fréquentielle de mesure Δf :

$$RIN = \frac{\langle\Delta P^2(f)\rangle}{P^2} \quad (2.53)$$

L'unité est 1/Hz.

En dB l'équation devient :

$$RIN_{dB} = 10 \log \left(\frac{\langle\Delta P^2(f)\rangle}{P^2} \right) \quad (2.54)$$

L'unité est alors dBc/Hz [13].

Le RIN du laser possède deux termes indépendants : le RIN basse fréquence et le RIN Haute fréquence [11].

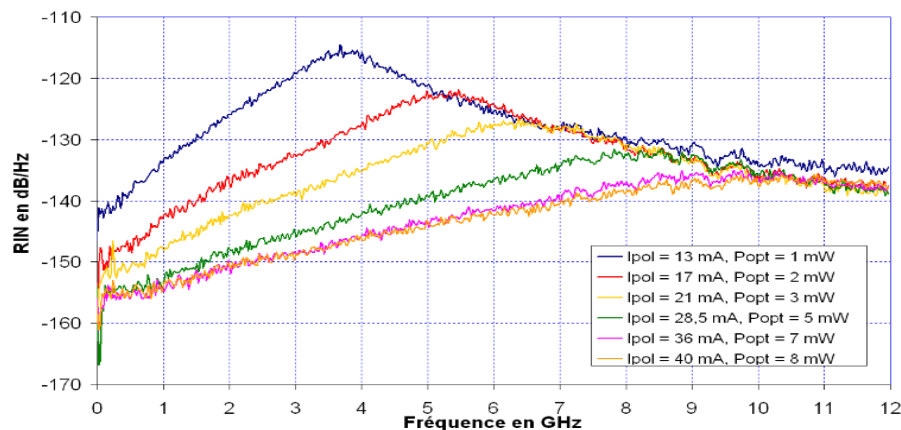


Figure 2. 7: RIN aux hautes fréquences du laser FU68-PDF en fonction de son courant de polarisation (et de la puissance optique émise)

2.4.2 Le bruit du photodétecteur

Les principales composantes de bruit liées aux récepteurs optiques sont les suivantes : le bruit de grenaille (de l'anglais, « shot noise »), le bruit thermique, le bruit de courant d'obscurité.[11] Nous allons maintenant définir les caractéristiques de chacune de ces composantes de bruit.

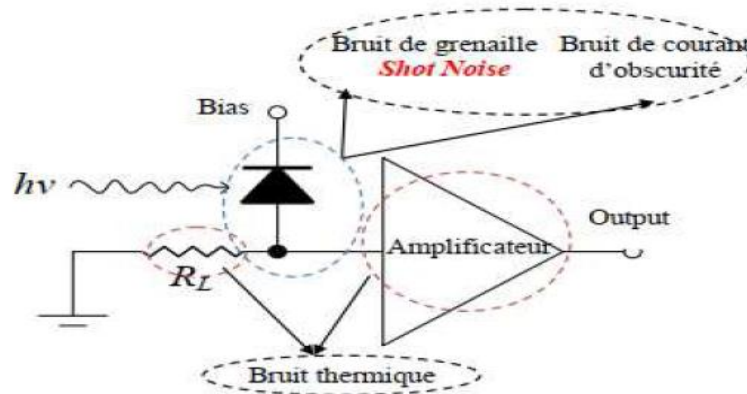


Figure 2. 8: Trois types de bruits du photo-détecteur

a) Le bruit de grenaille ou « shot noise »

Le bruit associé au passage de porteurs à travers une barrière de potentiel est normalement connu comme bruit de grenaille. Dans le cas d'un photodétecteur, il est impossible d'effectuer une distinction entre le bruit de grenaille quantique qui dérive des photons détectés par la photodiode et le bruit de grenaille électronique qui dérive du flux de photocourant dans la jonction p-n à l'intérieur de la photodiode. La densité spectrale normalisée du bruit de grenaille en courant s'écrit de la façon suivante [11] :

$$i_n^2(f) = 2 q I_{ph} \quad (\text{en } A^2/\text{Hz}) \quad (2.55)$$

Où :

I_{ph} est le photocourant ;

$q = 1,6 \times 10^{-19} C$ est la charge d'un électron.

b) Le bruit thermique

Le bruit thermique, ou bruit *Johnson*, est le résultat des fluctuations aléatoires des porteurs à l'intérieur d'une résistance par cause de l'agitation thermique et il est tout à fait comparable au mouvement brownien des particules. La densité spectrale de courant de bruit thermique liée à la résistance de charge de la photodiode est donnée par la relation suivante [12] :

$$i_{th}^2(f) = \frac{4 k T}{R} \quad (\text{en } A^2/Hz) \quad (2.56)$$

Où : $k = 1,38. 10^{-23} J/K$ est la constante de Boltzmann ;

T est la température en Kelvin ;

R est la résistance de charge de la photodiode ;

c) Le bruit de courant d'obscurité

Le photodétecteur présente un courant de pertes qui dérive dans le cas d'une photodiode de la présence de recombinaison en surfaces et de parcours de fuite dans le matériau massif.

Ce type de courant non souhaité et qui doit être de très faible valeur est appelé courant d'obscurité. La densité spectrale normalisée du bruit de courant d'obscurité s'écrit de la façon suivante :

$$i_{obs}^2(f) = 2 q I_{obs} \quad (\text{en } A^2/Hz) \quad (2.57)$$

Où I_{obs} est la valeur moyenne du courant d'obscurité. [11]

2.5 Conclusion

Ce chapitre analyse théoriquement le bruit de phase total généré par les optiques à ondes millimétriques. En intégrant la contribution du bruit de phase de la conversion de phase optique au bruit d'intensité causé par le retard dans le bras de détection hétérodyne automatique et le signal radiofréquence du générateur, il est utilisé pour réaliser la conversion de fréquence optique. Recherche théorique sur le bruit de phase, la valeur EVM est dérivée théoriquement en fonction de $|\tau_d|/\tau_{cOP}$, et la loi de différence de chemin optique maximale admissible est obtenue. Ce sera le point clé de WDM, l'application de DEMUX dans la génération d'ondes millimétriques. Le système optique hétérodyne automatique que nous avons développé semble être sensible à des différences de chemin optique de plusieurs gigabits par seconde. L'optique intégrée peut être une technologie appropriée, qui peut bien contrôler la différence de chemin optique et réduire la conversion du bruit de phase en intensité.

2.6 Références

- [1] Tong Shao. Study of converged 60 GHz radio over fiber with WDM-PON access networks. Université de Grenoble, 2012.Français.
- [2] D. Taggart and R. Kumar, "Impact of phase noise on the performance of the QPSK modulated signal," in Aerospace Conference, 2011 IEEE, 2011, pp. 1-10.
- [3] Y. Xingwen, et al., "Phase Noise Effects on High Spectral Efficiency Coherent Optical OFDM Transmission," *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 26, pp. 2008
- [4] L. B. Mercer, "1/f Frequency Noise Effects on Self-Heterodyne Linewidth Measurements," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 9, pp. 485-493, Apr 1991.
- [5] P. Gallion and G. Debarge, "Quantum Phase Noise and Field Correlation in Single Frequency Semiconductor Laser Systems," *Quantum Electronics, IEEE Journal of*, vol. 20, pp. 1984.
- [6] L. S. Cutler and C. L. Searle, "Some aspects of the theory and measurement of frequency fluctuations in frequency standards," *Proceedings of the IEEE*, vol. 54, pp. 136-154, 1966
- [7] L. B. Mercer, "1/f Frequency Noise Effects on Self-Heterodyne Linewidth Measurements," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 9, pp. 485-493, Apr 1991.
- [8] ECMA387.

<http://www.ecma-international.org/publications/standards/Ecma-387.htm>.
- [9] A. Georgiadis, "Gain, phase imbalance, and phase noise effects on error vector magnitude," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 443-449, 2004.
- [10] A. Kabalan, Etude de systemes radio sur fibre pour des applications de reseaux domestique en bande millimétrique,thèse doctorat, paris: ecole doctorale mstic mathematiques, sciences et technologies de l'information et de la communication, 2017.
- [11] G. TESSERAULT et G. TESSERAULT, Modélisation multi-fréquences du canal de propagation, thèse doctorat ,Ecole doctorale : Sciences Pour l'Ingénieur & Aéronautique, 11 Décembre 2008
- [12] Y. Chenichene, Intégration de système radio sur fibre dans les réseaux optiques passifs, mémoire master 2, Guelma : université 8mai1945, 2018.
- [13] I. Chiali, Etude d'une transmission d'un signal modulé directement par une source optique laser a un debit de 10Gbit/s,mémoire master 2, Tlemcen: Université Abou-Bekr Belkaid, 2013.

Chapitre 3

Convergence des systèmes RoF

3.1 Introduction

Dans le dernier chapitre, nous avons étudié l'impact du bruit de phase dans le système RoF utilisant WDM-DEMUX, qui comprend la conversion de la phase optique en bruit d'intensité et le bruit de phase du signal RF pur appliqué pour la conversion de fréquence optique. Un faible bruit de phase mmW est généré avec ce système RoF utilisant WDM-DEMUX. De plus, la génération d'ondes millimétriques à large bande par une technique d'auto-hétérodynamisme optique utilisant un WDM-DEMUX est démontrée. Dans ce chapitre, nous allons nous concentrer sur la combinaison de la technique d'auto-hétérodynamisme optique et des réseaux WDM-PON, que nous appelons système WDM-RoF.

Le chapitre 3 sera organisé en trois parties. Tout d'abord, nous étudierons la génération d'ondes millimétriques à large bande par hétérodynage optique en utilisant le WDM-DEMUX. Nous proposerons ensuite un nouveau système de RoF compatible avec la transmission simultanée en bande de base. Le nouveau concept de RoF sur une infrastructure PON WDM sera développé. Le signal de bande de base et le flux de données pour le mmW seront transmis dans des canaux optiques différents. Afin de réduire le coût de l'infrastructure, un nouveau système WDM-RoF avec la technique de modulation multi-bande par un seul modulateur est proposé et démontré expérimentalement.

3.2 Combinaison de la technique d'auto hétérodyne optique et de la transmission en bande de base

Le système WDM-RoF est proposé à la fois pour la génération d'ondes millimétriques et la transmission en bande de base. Dans le système RoF, les ondes millimétriques à large bande sont générées par l'hétérodynage optique des champs optiques dans les canaux #2 et #4 du WDM-DEMUX. Pour rendre le système RoF compatible avec la transmission en bande de base, une idée naturelle est d'implémenter la modulation en bande de base dans un autre canal optique libre, tel que le canal n°3.

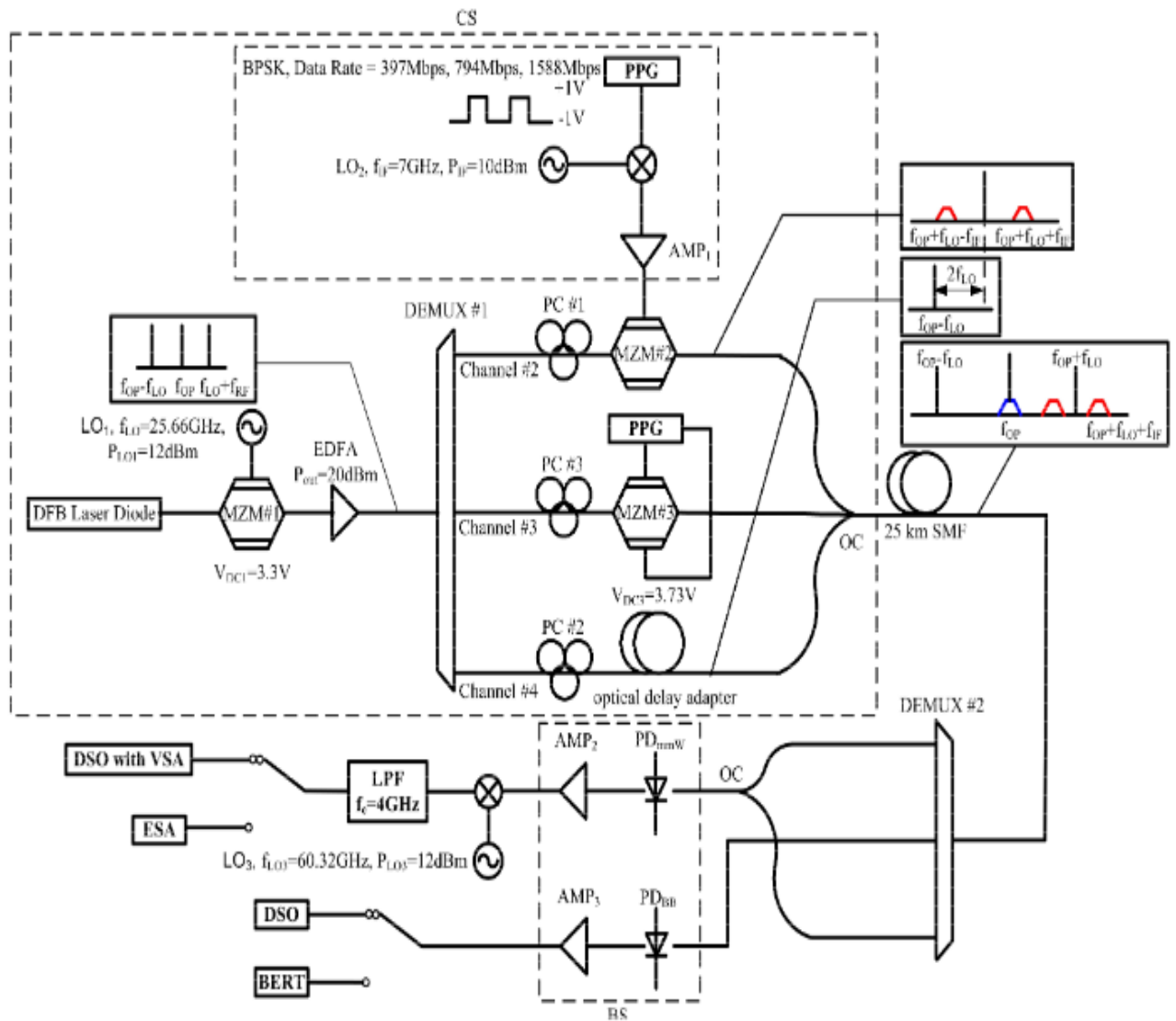


Figure 3. 1: Configuration expérimentale du système RoF pour la génération d'ondes millimétriques à large bande et la transmission en bande de base. [2]

La figure 3.1 montre le montage expérimental pour la génération d'ondes millimétriques et la transmission en bande de base.

Le MZM n° 1, qui se comporte comme un MZM à bras unique, est polarisé en régime linéaire. Par conséquent, il y a une puissance optique importante dans le canal n° 3 du DEMUX WDM. Un autre modulateur Mach-Zehnder (MZM #3) est utilisé pour la modulation en bande de base. Le flux de données en bande de base avec une séquence de bits pseudo-aléatoire (PRBS) sans retour à zéro (NRZ) de $2^{31}-1$ est généré par un autre générateur de motifs d'impulsions (PPG #2) et est appliqué aux deux électrodes du MZM #3, qui est polarisé en régime linéaire. Nous devons mentionner ici que le MZM #3 fonctionne comme un modulateur push-pull. Comme pour la configuration du canal n°2, un autre contrôleur de polarisation (PC n°2) est utilisé pour ajuster la polarisation optique d'entrée du MZM n°3.

Les champs optiques des trois canaux optiques sont combinés à l'aide d'un coupleur optique et transmis à la station de base par une fibre monomode SMF (Single Mode Fiber) de 25 km. Pour séparer le champ optique pour la génération de l'onde millimétrique et le champ optique pour la détection de la bande de base, un autre DEMUX (DEMUX #2) avec les mêmes fréquences de canal que le DEMUX #1 est utilisé avant la station de base.

La station de base est composée de deux récepteurs pour le signal à ondes millimétriques et le signal en bande de base respectivement. Les canaux #2 et #4 du DEMUX #2 sont recombinaés par un coupleur optique et envoyés au récepteur mmW, qui est composé d'un PD présentant une largeur de bande de 70 GHz en cascade avec un amplificateur électrique (AMP2). Le canal n°3 du DEMUX n°2 transporte le flux de données en bande de base vers le récepteur en bande de base de la station de base. Un DP d'une largeur de bande de 10 GHz est utilisé pour détecter le signal en bande de base. Le signal optique mmW est d'abord converti en bande 2 GHz en utilisant un mélangeur électrique piloté par le signal LO3 de 60,32 GHz. Le signal abaissé est soit envoyé à un oscilloscope à stockage numérique DSO (Digital Storage Oscilloscope) et démodulé par le logiciel Vector Signal Analyzer (VSA) (Agilent), soit analysé à l'aide d'un analyseur de spectre électrique (ESA). Le signal en bande de base est soit envoyé au testeur de taux d'erreur de bit (BERT) pour mesurer le taux d'erreur de bit (BER), soit au DSO pour l'affichage du diagramme en œil. [1]

3.2.1 Génération d'ondes millimétriques à large bande par auto-hétérodyne optique

Le signal électriquement converti est numérisé avec l'oscilloscope à stockage numérique (DSO) et démodulé par le logiciel VSA (Vector Signal Analyzer). Les diagrammes de constellation, les diagrammes de l'œil et les résultats EVM pour 397 Mbps, 794 Mbps et 1588 Mbps sont présentés dans la Fig. 3.2 et le Tab. 3.1 Respectivement.

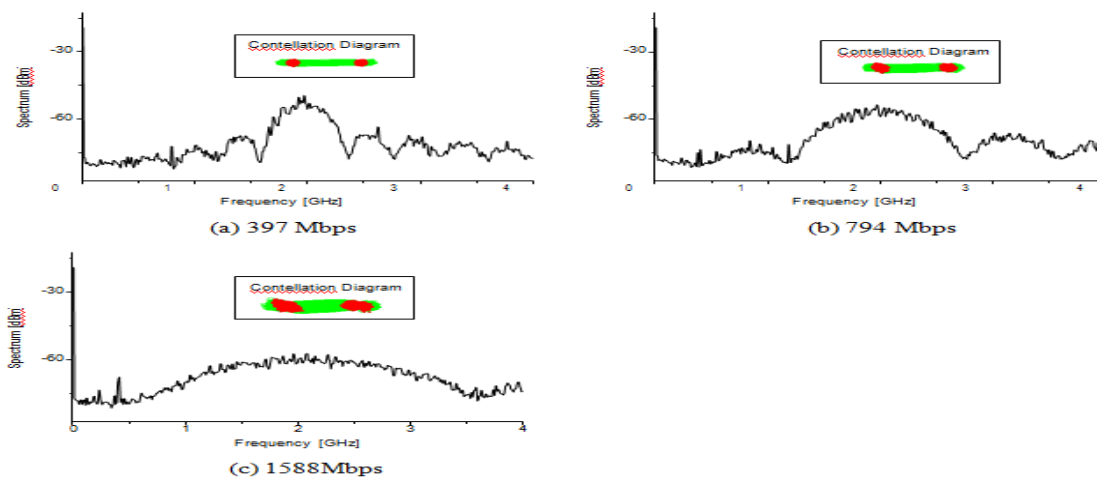


Figure 3. 2 : Spectres de mmW optiques à large bande convertis en bande 2 GHz. Encart : diagrammes de constellation. [2]

Les EVMs pour différents débits de données sont présentés dans le Tab. 3.1, par rapport aux exigences EVM de la norme ECMA 387. En comparant les résultats de mesure présentés dans le Tab. 3.1 (ii) avec les exigences EVM selon la norme ECMA 387 présentées dans le Tab. 3.1 (i), les valeurs EVM des mmW optiques sont dans la limite de la norme ECMA 387 pour assurer une transmission sans erreur, sauf pour l'EVM du signal de données de 1588 Mbps. Les mesures EVM pour les mmW optiques à large bande générés à 397 Mbps et 794 Mbps répondent aux exigences de la norme ECMA 387 avec une grande marge (Tab. 3.1). [1]

(i) Exigences ECMA387			
Débit de données (Mbps)	397	794	1588
Maximum autorisé EVM (%)	33.4	23.7	11.2
(ii) Sortie optique mmW par photodétection			
Débit de données (Mbps)	397	794	1588
EVM (%)	6.85	8.90	11.75

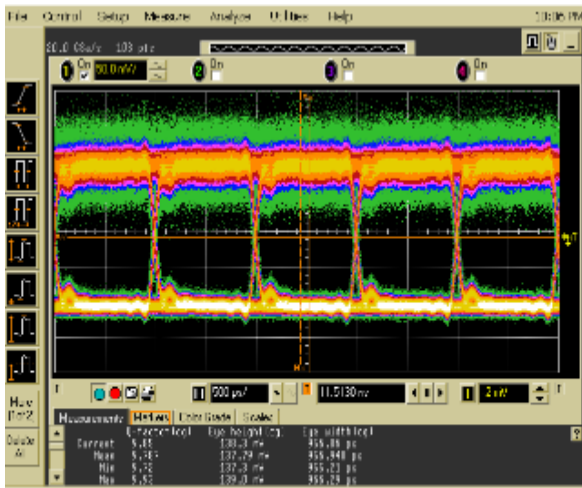
Tableau 3. 1 : Mesures EVM comparées aux exigences selon la norme ECMA 387

3.2.2 Transmission en bande de base

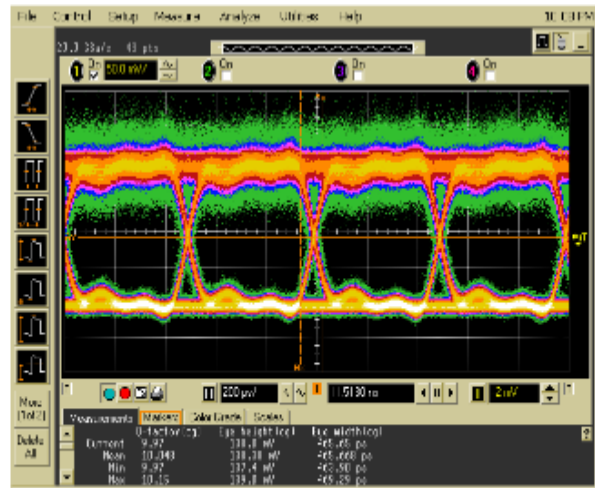
Le signal en bande de base est numérisé par le DSO avec la mesure du facteur Q, qui est défini comme suit :

$$Q = \frac{V_1 - V_0}{\sigma_1 - \sigma_0} \quad (3.1)$$

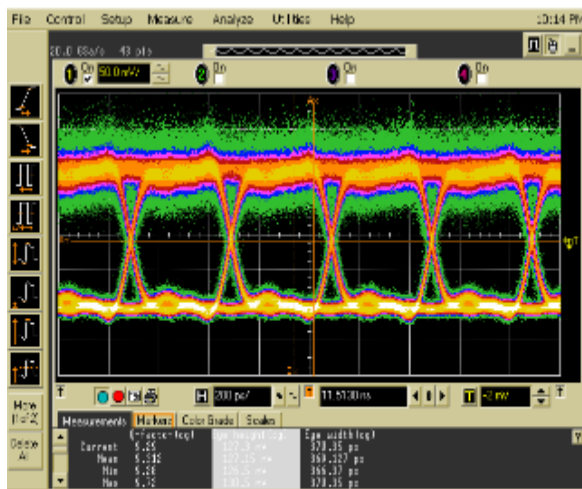
Où V_1 et V_0 sont les valeurs moyennes de l'amplitude haute et basse du signal en bande de base respectivement, σ_1 et σ_0 sont la moyenne quadratique (RMS) de la variance du bruit gaussien en tension. La figure 3.3 montre les diagrammes de l'œil et les facteurs Q pour des signaux en bande de base de 1 Gbps, 2 Gbps, 2,5 Gbps et 10 Gbps.



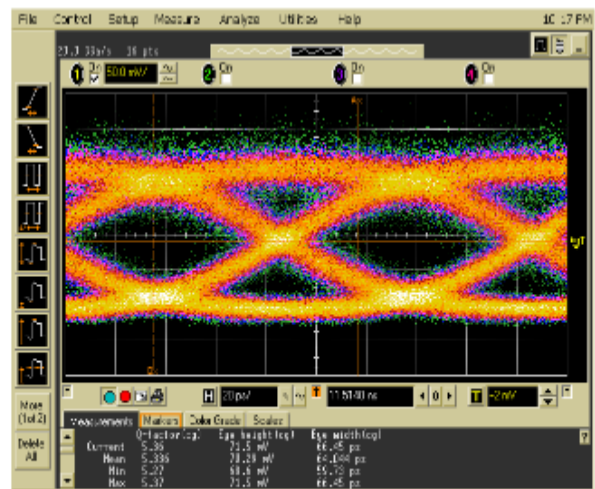
(a) 1 Gbps baseband signal (Q=9.85)



(b) 2 Gbps baseband signal (Q=9.97)



(c) 2.5 Gbps baseband signal (Q=9.3)



(d) 10 Gbps baseband signal (Q=5.4)

Figure 3. 3: les diagrammes de l'œil pour les signaux en bande de base [2]

On peut voir que l'œil est ouvert sur la Fig. 3.3. Il a été prouvé que ce schéma peut supporter un signal en bande de base de 10 Gbps pour une transmission sans erreur.

La Fig. 3.4 montre la configuration du système WDM-RoF multibande proposé. La configuration du système pour la génération d'ondes millimétriques en CS. Contrairement au système combinant la bande de base et la transmission RoF sans fil à 60 GHz présenté à la Fig. 3.1, la technique de modulation multibande avec une MZM (MZM #2) est appliquée dans le CS. Un générateur de formes d'onde arbitraires (AWG) est connecté à un modulateur à large bande PSG pour mettre en œuvre une modulation BPSK en bande FI à $f_{IF}=8,82$ GHz avec une puissance de sortie de 15 dBm. Les débits de données sélectionnés correspondent aux valeurs définies dans la norme ECMA 387. Le signal BPSK IF est appliqué à une électrode du MZM #2. De plus, un autre PPG (PPG #2) est directement alimenté dans l'autre électrode du MZM #2 à deux électrodes pour la modulation en bande de base. Le débit de données requis pour le signal en bande de base est généralement supérieur à 1 Gbps. Le flux de bits BPSK de 2,5 Gbps avec une séquence de bits pseudo-aléatoire (PRBS) de

$2^{31}-1$ et provenant du PPG est testé dans l'expérience. Comme dans le système RoF ci-dessus, les deux signaux optiques des canaux 2 et 4 sont combinés par un coupleur optique de 3 dB et transmis par une fibre monomode de 25 km de long au nœud d'accès distant (RAN), dans lequel un autre DEMUX 2 est utilisé pour séparer les différentes lignes spectrales vers les différents récepteurs de la station de base. Le champ optique modulé numériquement dans le canal n° 2 du DEMUX n° 2 est divisé par un coupleur optique dans la station de base. L'un est directement envoyé au récepteur en bande de base et l'autre est combiné avec l'onde optique dans le canal #4 du DEMUX #2 et envoyé au récepteur mmW dans la station de base. En ce qui concerne la génération d'ondes millimétriques à large bande, l'onde optique reçue est détectée par le PD à largeur de bande de 70 GHz (PD_{mmw}) et amplifiée par un amplificateur électrique (AMP1) avec un gain de 28 dB. Un DP de 7 GHz de largeur de bande en cascade avec un amplificateur électrique (AMP2) est utilisé pour la détection en bande de base. Le signal en bande de base est soit numérisé par le DSO pour l'affichage du diagramme en œil, soit appliqué au testeur de taux d'erreur de bit (BERT). [1]

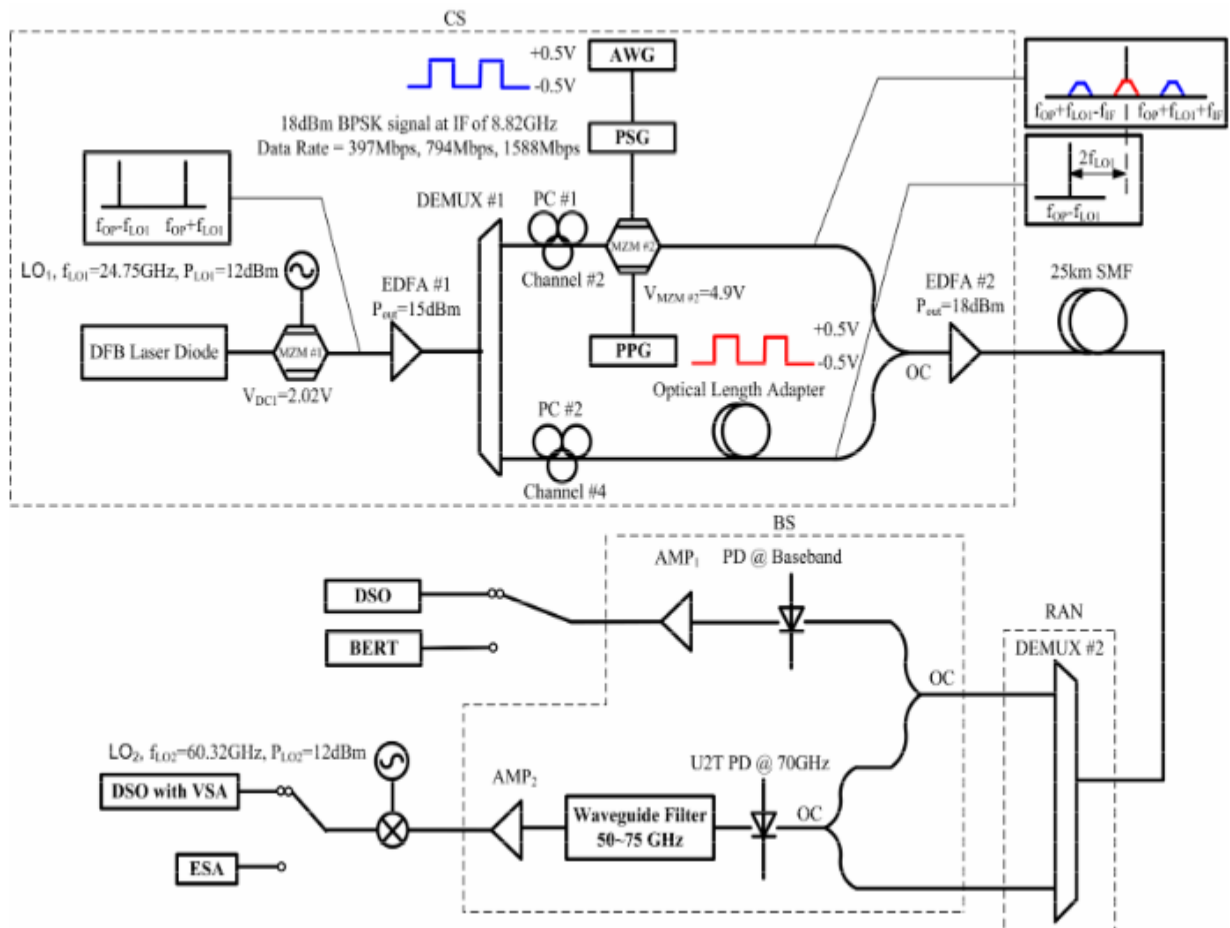


Figure 3. 4: Système WDM-RoF utilisant une modulation multibande avec une technique MZM.

3.2.3 Génération du signal RF par hétérodynage optique de deux lasers

Pour générer un signal RF, la plupart des techniques reposent sur le principe de cohérence de mélange dans la photodiode.

Ces techniques sont généralement désignées par le terme «Détection Hétérodyne (RHD)».

La seule limite de la fréquence du signal qui peut être généré reste la bande passante de la photodiode.

Étant donné que la fréquence d'émission laser est très sensible aux variations de température, il est nécessaire d'utiliser des techniques (qui sont citées ci-dessous) pour maintenir la différence de fréquence entre les deux lasers, telles que :

- Optical Frequency-Locked Loop (OFLL) : boucle à verrouillage de fréquence optique
- Optical Phase-Locked Loop (OPLL) : boucle à verrouillage de phase optique
- Optical Injection Locking (OIL) : verrouillage par injection optique

La méthode la plus simple et la moins chère de générer des signaux millimétriques consiste à battre deux lasers monomodes indépendants sur une photodiode à haute vitesse.

La Figure 3.5 montre une configuration pour la génération des ondes mmW par hétérodynage optique utilisant deux sources lasers incohérentes. La fréquence du signal RF après la photodiode est égale à la différence entre les deux fréquences des ondes émises par les deux sources lasers [3] [4].

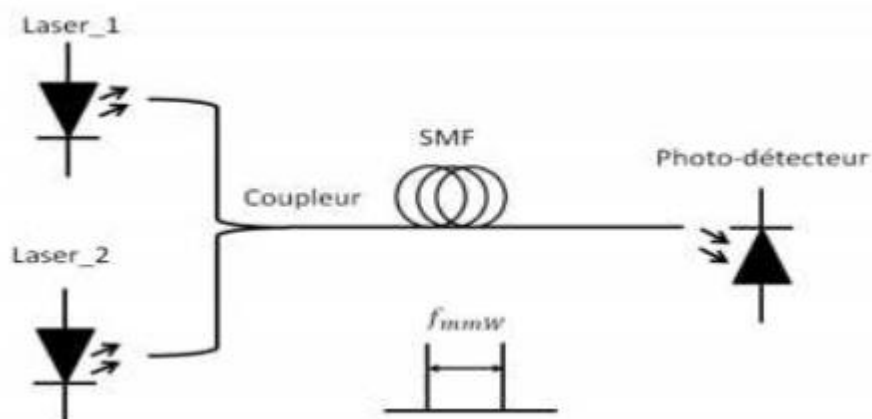


Figure 3. 5 : Génération en mmW par deux sources lasers [4]

On utilise donc deux lasers émettant aux fréquences f et $f + f_{RF}$, les puissances respectives P_1 et P_2 .

Le photocourant est alors :

$$I_{PD} = \delta_{PD} \{ (p_1 + p_2) + 2\sqrt{P_1 P_2} \cos(2\pi f_{RF} t + \phi_2(t) - \phi_1(t)) \} \quad (3.1)$$

En termes de bilan de puissance, on remarque que c'est la puissance optique continue qui est convertie en puissance micro-onde, par conséquent avec deux lasers de 40 mW il est possible d'obtenir près de 80 mW de puissance radio dans une charge 50 ohm. La limite vient maintenant du photo-détecteur qui doit être capable de pouvoir recevoir de fortes puissances optiques et de générer de fortes puissances électriques sans saturation [5].

Dans ce cas les deux sources lasers sont indépendantes ce qui implique que les deux tons soient aussi indépendants. Pour générer un signal RF à faible bruit de phase, les phases des deux lasers sont généralement verrouillées par injection optique ou par une boucle à verrouillage de phase optique ou électro-optique [4].

3.2.4 Détection hétérodyne

La technique de détection hétérodyne consiste à détecter sur une photodiode deux longueurs d'ondes proches l'une de l'autre (λ_1 et λ_2).

La photodiode détecte le signal optique aux fréquences optiques f_1 et f_2 associées à λ_1 et λ_2 respectivement qui sont élevées et génère alors un courant continu. Ce pendant la photodiode détecte un autre courant de signal dit hétérodyne. La fréquence f_3 de ce courant correspond à la différence de fréquence entre les deux lasers. La Figure 3.6 donne le principe de la détection hétérodyne [6].

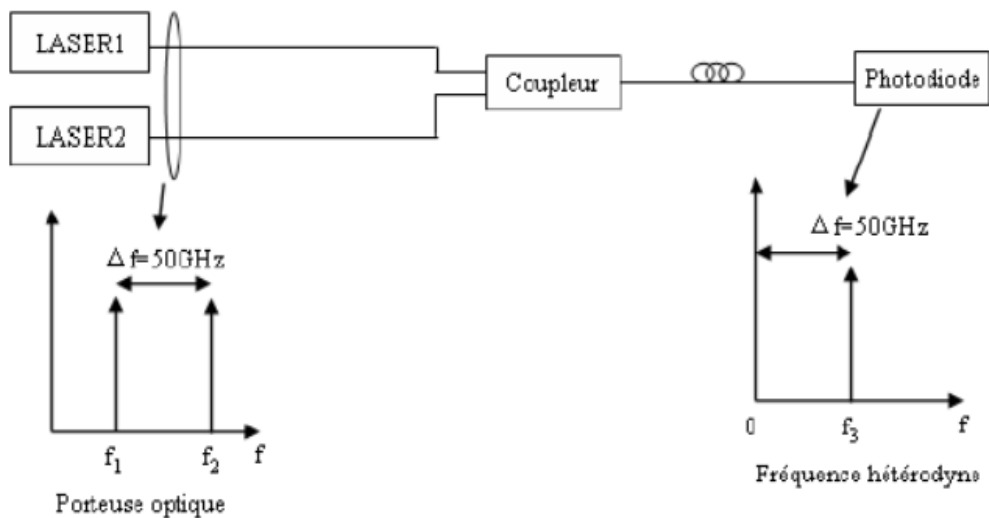


Figure 3. 6: Schéma de principe de la détection hétérodyne

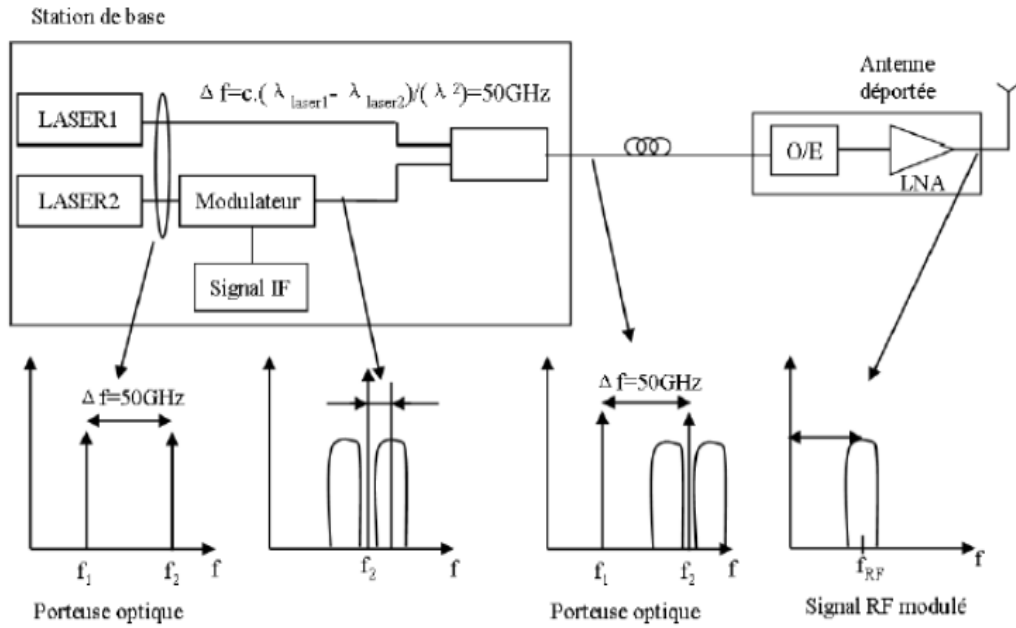


Figure 3. 7 : Schéma de principe d'un déport radio sur fibre avec une détection

Sur la Figure 3.7 deux lasers sont utilisés pour générer le signal radio sur fibre. Pour transmettre l'information, un seul laser est modulé avec un signal en bande de base ou signal IF [7]. L'intérêt d'une telle méthode est de pouvoir transmettre le signal en bande de base d'un côté et la porteuse RF de l'autre. Cela permet aussi de générer des oscillateurs hyperfréquences [8].

3.3 Système WDM-RoF compatible avec la génération mmW et la transmission en bande de base utilisant une technique de modulation multi bande

3.3.1 Étude théorique de la modulation de phase parallèle avec un MZM

3.3.1.1 Modèle théorique de la modulation de phase parallèle

Dans la figure 3.8 repose sur la technique de modulation multi bande avec un seul MZM, il est nécessaire d'étudier théoriquement la technique de modulation multi bande. Dans le système WDM-RoF proposé, le MZM #2 fonctionne comme deux modulateurs de phase parallèles.

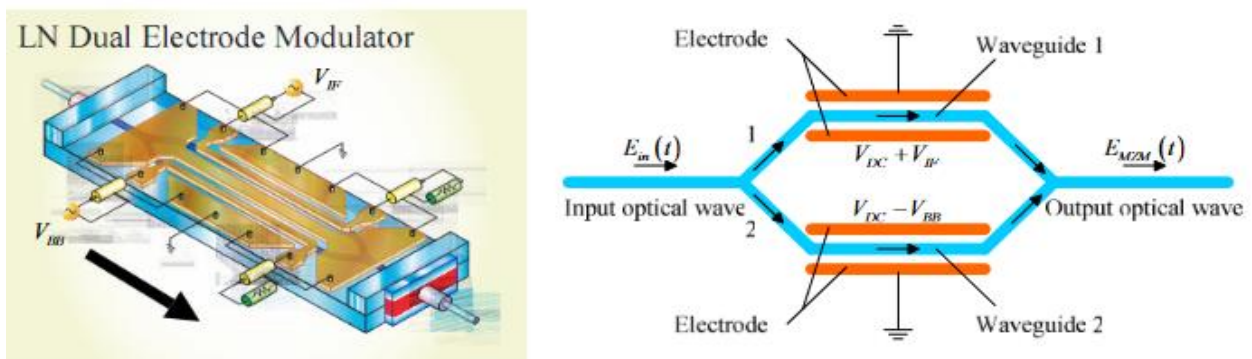


Figure 3. 8 : Configuration de la modulation multi-bande avec un seul MZM

La figure 3.8 repose sur la technique de modulation multibande avec un seul MZM, il est nécessaire d'étudier théoriquement la technique de modulation multibande. Il y a deux guides d'ondes optiques. Chaque guide d'ondes optique est polarisé par une paire d'électrodes. Une tension continue est appliquée aux deux paires d'électrodes respectivement. Le signal en bande de base $V_{BB}(t)$ est appliqué à une électrode de la MZM n°2 (Fig. 3.8) et un signal FI $V_{IF}(t)$ à f_{IF} est appliqué simultanément à l'autre électrode. Ces signaux sont exprimés sous la forme de [1] :

$$\begin{aligned} V_{BB}(t) &= \sum_{k=0}^{+\infty} a_k \Pi_{T_{BB}}(t - kT_{BB}) \\ V_{IF}(t) &= s(t) \cos(2\pi f_{IF}t + \phi(t)) \end{aligned} \quad (3.2)$$

où $a_k = \{+A, -A\}$ sont les symboles en bande de base du PPG, $\Pi_{T_{BB}}$ est la fonction de porte pour le signal en bande de base avec la durée de symbole de T_{BB} . Ici, nous étudions généralement tous les formats de modulation pour le signal FI. $S(t)$ est l'amplitude instantanée du signal FI, et $\phi(t)$ est la phase du signal FI. D'après l'équation (3.2), le signal FI est un signal analogique général comprenant tous les formats de modulation, tels que la modulation par déplacement phase (PSK), la modulation d'amplitude en quadrature (QAM), ou même le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM).[1]

Le champ optique de sortie du MZM n°2 est exprimé comme suit :

$$\begin{aligned} E_{MZM\#2} &= \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{I_L}} E_2(t) \left[\exp\left(j\pi \frac{V_{DC} + V_{IF}(t)}{2V_\pi}\right) + \exp\left(-j\pi \frac{V_{DC} - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) \right] \\ &= \frac{E_2}{2\sqrt{I_L}} \left[\exp\left(j\left(2\pi(f_{OP} + f_{LO})t + \pi \frac{V_{DC} + V_{IF}(t)}{2V_\pi}\right)\right) + \exp\left(j\left(2\pi(f_{OP} + f_{L.O})t - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \pi \frac{V_{DC} - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right)\right) \right] \end{aligned} \quad (3.3)$$

Où $E_{MZM\#2}(t)$ est le champ optique de sortie du MZM #2, et $E_2(t)$ est le champ optique d'entrée du MZM #2. I_L est la perte d'insertion du MZM, qui est généralement inférieure à 6 dB. V_{DC} est la tension continue appliquée au MZM n° 2, V_π est la tension demi-onde du MZM n° 2. f_{LO} est la fréquence porteuse de LO_1 (Fig. 3.4). L'équation (3.3) montre que le champ optique de sortie du MZM #2 est le champ optique combiné des deux guides d'ondes optiques. L'onde optique dans chaque guide d'ondes optique est modulée en phase par les tensions appliquées. [1]

3.3.1.2 Expression du photocourant en bande mmW

Dans la BS, le photocourant au niveau du récepteur d'onde millimétrique $i_{PD_{mmW}}$ est issu du battement de champ optique de sortie du MZM#2 ($E_{MZM\#2}(t)$) et du champ optique du canal #4 ($E_4(t)$).

(Fig. 3.4) et peut s'écrire comme suit [1] :

$$\begin{aligned}
 i_{PD_{mmW}} &= |E_{MZM\#2}(t) + E_4(t)|^2 \\
 &= [E_{MZM\#2}(t) + E_4(t)][E_{MZM\#2}(t) + E_4(t)]^* [|E_{MZM\#2}|^2 |E_4(t)|^2] \\
 &\quad + E_{MZM\#2}(t)E_4^*(t) + E_{MZM\#2}^*(t)E_4(t)
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

En utilisant (3.3), l'équation (3.4) peut être dérivée comme suit :

$$\begin{aligned}
 i_{PD_{mmW}} &= E_4^2 + \frac{E_2^2}{2I_L} + \frac{E_2^2}{4I_L} \exp\left(j\pi \frac{2V_{DC} + V_{IF}(t) - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) + \frac{E_2^2}{4I_L} \exp\left(-j\pi \frac{2V_{DC} + V_{IF}(t) - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) + \\
 &\frac{E_2 E_4}{2\sqrt{I_L}} \left[\exp\left(j\left(4\pi f_{LO} t + \pi \frac{V_{DC} + V_{IF}(t)}{2V_\pi}\right)\right) + \exp\left(j\left(4\pi f_{LO} t - \pi \frac{V_{DC} - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right)\right) \right] + \\
 &\left\{ \frac{E_2 E_4}{2\sqrt{I_L}} \left[\exp\left(j\left(4\pi f_{LO} t + \pi \frac{V_{DC} + V_{IF}(t)}{2V_\pi}\right)\right) + \exp\left(j\left(4\pi f_{LO} t - \pi \frac{V_{DC} - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right)\right) \right] \right\} = E_4^2 + \frac{E_2^2}{2I_L} + \\
 &\frac{E_2^2}{2I_L} \cos\left(\pi \frac{2V_{DC} + V_{IF}(t) - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) + \frac{E_2 E_4}{\sqrt{I_L}} \cos\left(4\pi f_{LO} t - \pi \frac{V_{DC} - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) + \frac{E_2 E_4}{\sqrt{I_L}} \cos\left(4\pi f_{LO} t + \pi \frac{V_{DC} + V_{IF}(t)}{2V_\pi}\right)
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Le dernier terme de (3.5) contient le mmW optique à la fréquence $2f_{LO} + f_{IF}$.

$$\begin{aligned}
 &\frac{E_2 E_4}{\sqrt{I_L}} \cos\left(4\pi f_{LO} t + \pi \frac{V_{DC} + V_{IF}(t)}{2V_\pi}\right) \\
 &= \frac{E_2 E_4}{\sqrt{I_L}} \cos\left(4\pi f_{LO} t + \pi \frac{V_{DC}}{2V_\pi}\right) \cos\left(\pi \frac{s(t) \cos(2\pi f_{IF} t + \phi(t))}{2V_\pi}\right) \frac{E_2 E_4}{\sqrt{I_L}} \sin\left(4\pi f_{LO} t + \right. \\
 &\left. \pi \frac{V_{DC}}{2V_\pi}\right) \sin\left(\pi \frac{s(t) \cos(2\pi f_{IF} t + \phi(t))}{2V_\pi}\right)
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

En utilisant l'expansion de Jacobi-Anger

$$\begin{aligned}
 \cos(z \cos \theta) &= J_0(z) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(z) \cos(2n\theta) \\
 \sin(z \cos \theta) &= -2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n-1}(z) \cos[(2n-1)\theta]
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

Où $J_n(z)$ est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre n . On peut voir que le dernier terme de l'équation (3.6) contient l'onde millimétrique à large bande à $2f_{LO} + f_{IF}$. Le dernier terme de l'équation (3.6) peut être dérivé comme suit [1] :

$$\begin{aligned}
 &\frac{E_2 E_4}{\sqrt{I_L}} \sin\left(4\pi f_{LO} t + \pi \frac{V_{DC}}{2V_\pi}\right) \sin\left(\pi \frac{s(t) \cos(2\pi f_{IF} t + \phi(t))}{2V_\pi}\right) \\
 &= \frac{-2E_2 E_4}{\sqrt{I_L}} \sin\left(4\pi f_{LO} t + \pi \frac{V_{DC}}{2V_\pi}\right) \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n-1}\left(\pi \frac{s(t)}{2V_\pi}\right) \cos[(2n \\
 &\quad - 1)(2\pi f_{IF} t + \phi(t))]
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

En utilisant l'équation (3.8), on peut déduire la mmW à $2f_{LO} + f_{IF}$ comme suit :

$$i_{mmW} = \frac{-E_2 E_4}{\sqrt{I_L}} J_1 \left(\pi \frac{s(t)}{2V_\pi} \right) \sin \left(2\pi(2f_{LO} + f_{IF})t + \pi \frac{V_{DC}}{2V_\pi} + \phi(t) \right) \quad (3.9)$$

La Fig. 3.9 montre la fonction de Bessel du premier ordre de première espèce ($y=J_1(z)$). On peut voir que lorsque $z < 1$, la fonction de Bessel de premier ordre du premier type est en linéaire. En pratique, V_π est de 5V, et la puissance moyenne du signal FI est inférieure à 20 dBm de sorte que $s(t) < 3,2$ V. Dans ce cas $\left(\pi \frac{s(t)}{2V_\pi} \right) < 1$, l'onde millimétrique photodétectée peut être récupéré sans distorsion significative. Nous devons mentionner que le modèle est valable pour différents formats de modulation conformes aux exigences de l'ECMA 387 ou de l'IEEE 815.3c.

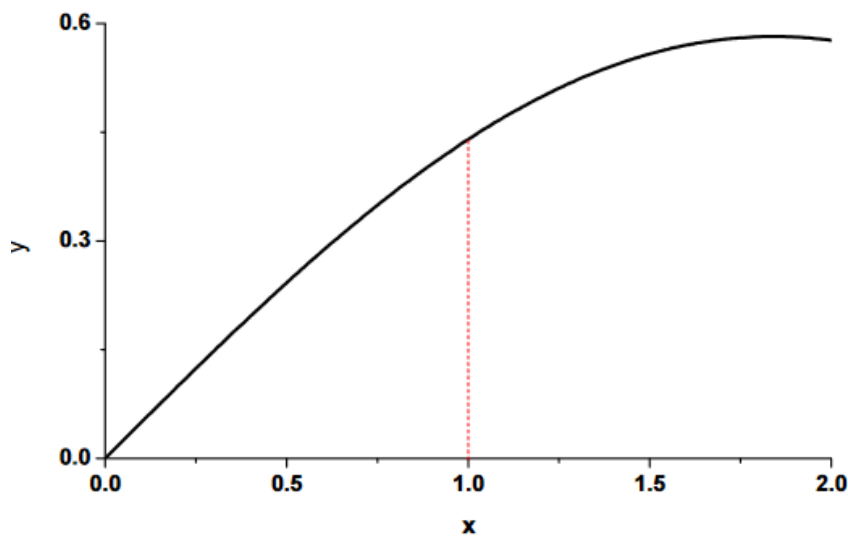


Figure 3. 9 : Fonction de Bessel de première espèce du premier ordre [6]

D'après (3.9), on peut voir qu'il n'y a pas d'impact de la modulation en bande de base sur le signal de l'onde millimétrique, puisque le signal mmW est en fait généré à partir d'un battement unique entre la bande latérale optique du canal n° 2 générée par la modulation de phase et une ligne spectrale optique CW pure dans le canal n° 4 (Fig. 3.4). De plus, l'onde millimétrique ne dépend pas de la tension de polarisation du MZM n°2. Dans le chapitre 2, nous avons conclu que la tension de polarisation de la MZM n°2 n'a pas d'impact sur la génération de l'onde millimétrique, lorsque la MZM n°2 fonctionne comme une MZM à bras unique. Ici, le MZM n°2 fonctionne comme un modulateur de phase parallèle. Pour la génération de l'onde millimétrique, il joue le même rôle qu'un MZM à bras unique [1].

3.3.1.3 Expression du photocourant en bande de base

Le photocourant au niveau du récepteur de bande de base $i_{PD_{BB}}$ est exprimé comme suit :

$$\begin{aligned}
 i_{PD_{BB}} &= k_2 |E_{MZM\#2}(t)|^2 \\
 &= \frac{k_2 E_2^2}{2\sqrt{I_L}} \left[\exp\left(j\left(2\pi(f_{OP} + f_{LO})t + \pi \frac{V_{DC} + V_{IF}(t)}{2V_\pi}\right)\right) + \exp\left(j\left(2\pi(f_{OP} + f_{LO})t - \pi \frac{V_{DC} - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right)\right) \right] \times \\
 &\quad \left(\frac{E_2}{2\sqrt{I_L}} \left[\exp\left(j\left(2\pi(f_{OP} + f_{LO})t + \pi \frac{V_{DC} + V_{IF}(t)}{2V_\pi}\right)\right) + \exp\left(j\left(2\pi(f_{OP} + f_{LO})t - \pi \frac{V_{DC} - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right)\right) \right] \right)^* \quad (3.10) \\
 &= \frac{k_2 E_2^2}{2I_L} + \frac{k_2 E_2^2}{4I_L} \exp\left(j\pi \frac{2V_{DC} + V_{IF}(t) - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) + \frac{E_2^2}{4I_L} \exp\left(-j\pi \frac{2V_{DC} + V_{IF}(t) - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) \\
 &= \frac{k_2 E_2^2}{2I_L} + \frac{k_2 E_2^2}{2I_L} \cos\left(\pi \frac{2V_{DC} + V_{IF}(t) - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) \\
 &= \frac{k_2 E_2^2}{2I_L} + \frac{k_2 E_2^2}{2I_L} \cos\left(\pi \frac{2V_{DC} - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) \cos\left(\pi \frac{V_{IF}(t)}{2V_\pi}\right) - \frac{E_2^2}{2I_L} \sin\left(\pi \frac{2V_{DC} - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) \sin\left(\pi \frac{V_{IF}(t)}{2V_\pi}\right)
 \end{aligned}$$

En utilisant l'expansion de Jacobi-Anger dans (3.7), l'équation (3.10) peut être dérivée comme suit :

$$\begin{aligned}
 i_{PD_{BB}} &= \frac{k_2 E_2^2}{2I_L} + \frac{k_2 E_2^2}{2I_L} J_0\left(\pi \frac{s(t)}{2V_\pi}\right) \cos\left(\pi \frac{2V_{DC} - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) + \\
 &\quad \frac{k_2 E_2^2}{I_L} \cos\left(\pi \frac{2V_{DC} - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}\left(\pi \frac{s(t)}{2V_\pi}\right) \cos[2n(2\pi f_{IF}t + \phi(t))] + \quad (3.11) \\
 &\quad \frac{k_2 E_2^2}{I_L} \sin\left(\pi \frac{2V_{DC} - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n-1}\left(\pi \frac{s(t)}{2V_\pi}\right) \cos[(2n-1)(2\pi f_{IF}t + \phi(t))]
 \end{aligned}$$

On peut voir que le deuxième terme de (3.11) représente la composante en bande de base. Les troisième et quatrième termes de (3.11) expriment les composantes aux fréquences harmoniques de la porteuse FI. En utilisant un filtre passe-bas, le signal en bande de base peut être facilement sélectionné. L'équation (3.9) indique également que le MZM n°2 doit être polarisé en régime linéaire ($V_{DC} = 0,5V_\pi$) afin d'obtenir la sortie maximale du signal de bande de base. Finalement, seul le signal en bande de base est extrait du récepteur en bande de base et peut être dérivé comme suit :

$$i_{BB} = \frac{k_2 E_2^2}{2I_L} J_0\left(\pi \frac{s(t)}{2V_\pi}\right) \cos\left(\pi \frac{2V_{DC} - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) \quad (3.12)$$

L'équation (3.12) indique que la modulation RF apportera des interférences au photocourant en bande de base i_{BB} , qui dépend de l'amplitude du signal de la fréquence intermédiaire $s(t)$. Le facteur d'impact F_i de la modulation FI sur le signal en bande de base est défini comme suit [1] :

$$F_i = J_0\left(\frac{s(t)}{2V_\pi}\right) \quad (3.13)$$

Si l'on considère un signal BPSK, le signal FI ($s(t)=\text{constant}$), malgré son amplitude constante, va dégrader la puissance et donc le rapport signal/bruit (SNR) du signal en bande de base car $J_0(X) < 1$ pour $X \neq 0$. Si la modulation FI contient une technique de modulation d'amplitude, comme la modulation MAQ, l'amplitude du signal FI n'est pas constante. Dans ce cas, la composante de modulation d'amplitude de la modulation I/Q pour le signal FI sera superposée au signal en bande de base photodéfecté. La Fig. 3.10 montre le facteur d'impact de la modulation FI sur le signal en bande de base en fonction de l'amplitude du signal FI.

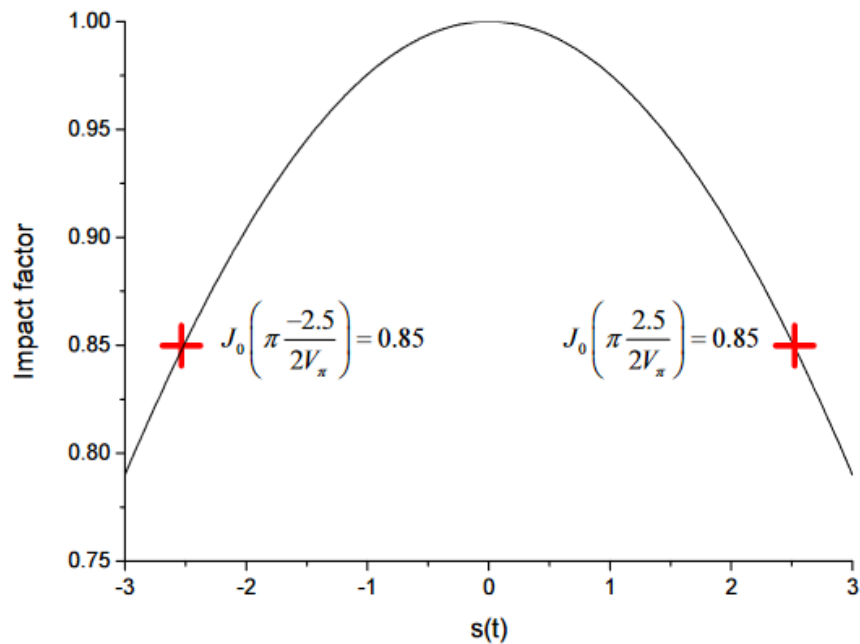


Figure 3. 10 : Facteur d'impact de la modulation IF. [1]

La modulation FI est une modulation BPSK avec une puissance de sortie de 18 dBm. L'amplitude $s(t)$ est alors de 2,5V. D'après la Fig. 3.9, nous pouvons voir que la dégradation de la puissance sur i_{BB} induite par la modulation RF est d'environ 15%. Nous considérons maintenant que la modulation de la bande FI est une MAQ-16. La puissance de sortie du signal FI est de 18 dBm. Dans ce cas, l'amplitude $|s(t)|$ a trois valeurs possibles ($|s(t)| = \{1, 1V, 2, 5V, 3, 4V\}$), comme le montre la figure 3.11(a). L'impact de la modulation RF sur le diagramme en œil du signal en bande de base est illustré à la figure 3.11 (b), au moyen de simulations. Contrairement à la modulation PSK, la modulation QAM ou toute autre modulation d'amplitude n'induit pas seulement une dégradation de la puissance moyenne du signal en bande de base, mais provoque également une fluctuation d'amplitude du signal en bande de base. Cette fluctuation pourrait être restreinte en limitant la profondeur de modulation de la modulation d'amplitude. En outre, on peut prévoir que la modulation FI avec un rapport élevé entre la puissance de crête et la puissance moyenne (PAPR) aura un impact beaucoup plus important que les modulations à enveloppe constante sur le signal en bande de base [1].

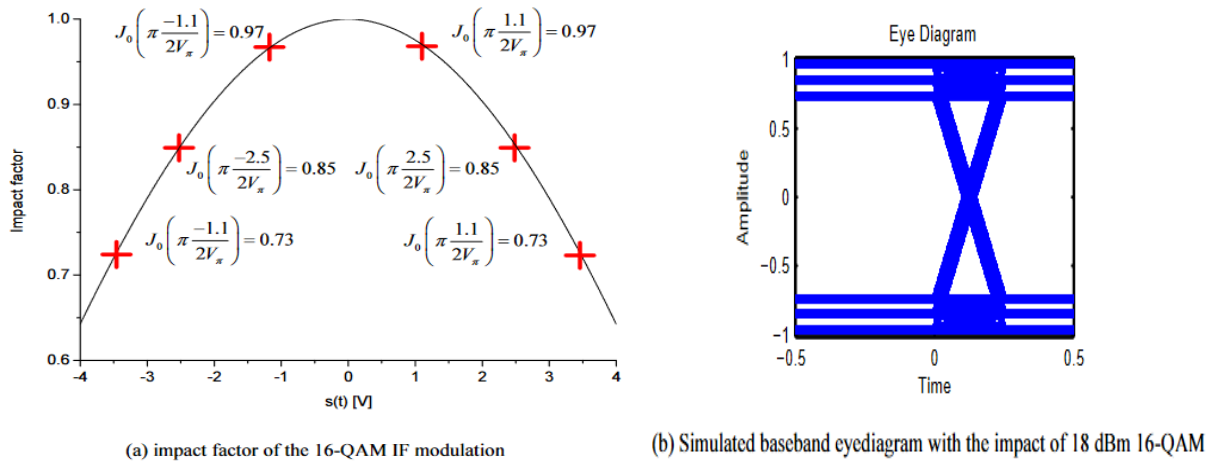


Figure 3. 11: 18dBm Impact de la FI 16-QAM sur le signal en bande de base

- MZM comme modulateurs de phase parallèles

L'architecture du MZM, qui est utilisé comme deux modulateurs de phase parallèles, est déjà présentée à la figure 3.8. Les champs optiques dans le guide d'ondes optiques 1 piloté par le signal FI et le guide d'ondes optiques 2 piloté par le signal en bande de base peuvent être exprimés comme suit [1] :

$$\begin{aligned}
 E_{wg1} &= \frac{E_2}{2\sqrt{I_L}} \exp\left(j\left[2\pi(f_{OP} + f_{LO1})t + \pi\frac{V_{DC}}{2V_\pi}\right]\right) \exp\left(j\pi\frac{V_{IF}(t)}{2V_\pi}\right) \\
 E_{wg2} &= \frac{E_2}{2\sqrt{I_L}} \exp\left(j\left[2\pi(f_{OP} + f_{LO1})t - \pi\frac{V_{DC}}{2V_\pi}\right]\right) \exp\left(j\pi\frac{V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right)
 \end{aligned} \quad (3.14)$$

En utilisant l'identité de Jacobi-Anger comme équation (3.7), E_{wg1} peut être dérivé comme suit :

$$\begin{aligned}
 E_{wg1} &\approx \frac{E_2}{2\sqrt{I_L}} \exp\left(j\left[2\pi(f_{OP} + f_{LO1})t + \pi\frac{V_{DC}}{2V_\pi}\right]\right) J_0\left(\pi\frac{s(t)}{2V_\pi}\right) \\
 &+ \frac{E_2}{2\sqrt{I_L}} \exp\left(j\left[2\pi(f_{OP} + f_{LO1} + f_{IF})t + \pi\frac{V_{DC}}{2V_\pi}\right.\right. \\
 &\left.\left. + \frac{\pi}{2}\right]\right) J_1\left(\pi\frac{s(t)}{2V_\pi}\right) \exp(j\phi(t)) \\
 &+ \frac{E_2}{2\sqrt{I_L}} \exp\left(j\left[2\pi(f_{OP} + f_{LO1} - f_{IF})t + \pi\frac{V_{DC}}{2V_\pi}\right.\right. \\
 &\left.\left. + \frac{\pi}{2}\right]\right) J_1\left(\pi\frac{s(t)}{2V_\pi}\right) \exp(j\phi(t)) + \dots
 \end{aligned} \quad (3.15)$$

Le premier terme de (3.15) indique que l'impact de la modulation de phase d'un signal FI sur la porteuse optique est dû à une non-linéarité de la modulation de phase. Lorsque le signal FI est petit par rapport à V , l'impact est négligeable, puisque la fonction de Bessel d'ordre zéro de première espèce $J_0(x)$ est plate lorsque x est petit. Lorsque le signal FI est suffisamment grand, et que la

modulation FI n'est pas une modulation d'amplitude constante, le premier terme de terme de (3.15) indique que la porteuse du champ optique dans le guide d'ondes 1 est en fait modulée en amplitude. Les spectres des champs optiques dans le canal DEMUX n°2, avec les 3 composantes spectrales principales calculées dans (3.15), et les spectres optiques du signal optique dans le canal n°4 sont présentés à la Fig. 3.12.

La figure 3.12 montre que la modulation en bande de base n'a pas d'impact sur la génération du signal mmW. Puisque le signal mmW est en fait généré à partir d'un battement unique entre une ligne spectrale optique CW pure dans le canal n° 4 et la première bande latérale optique de l'onde optique provenant du MZM n° 2, qui est générée par une modulation de phase IF pure et ne dépend que du signal IF. En outre, il n'y a pas d'impact de la dispersion chromatique, étant donné que l'onde millimétrique est émise par un seul battement. [2]

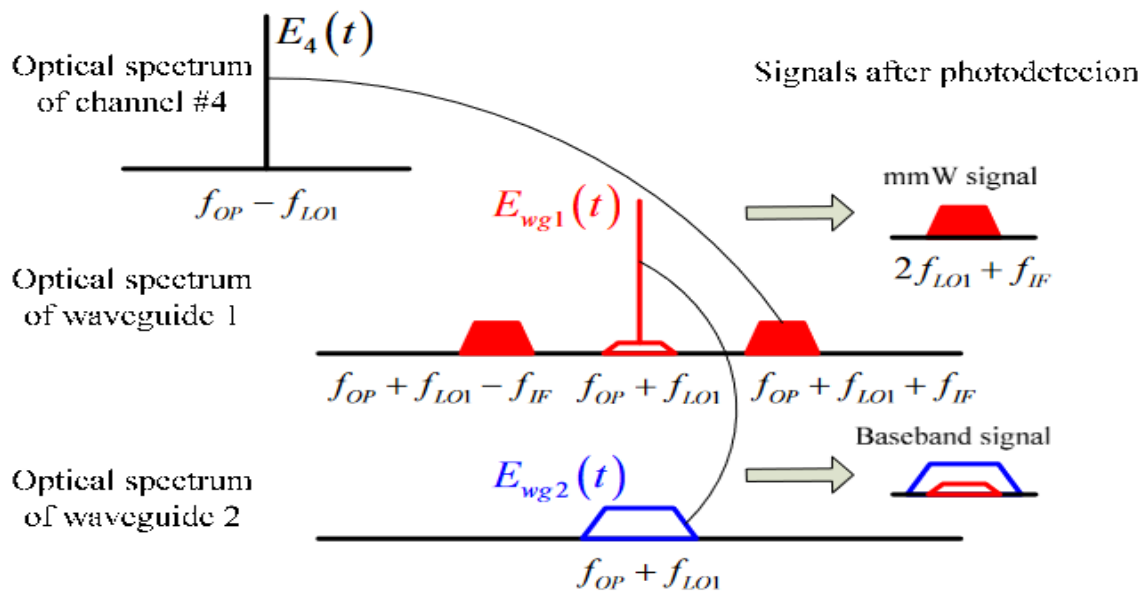


Figure 3. 12 : Spectres des champs optiques en utilisant la modulation multi-bande avec MZM [2].

La figure 3.12 montre également que le signal en bande de base est généré par la conversion de la phase en intensité de l'onde optique modulée en phase dans le guide d'ondes n° 2 avec la porteuse optique dans le guide d'ondes n° 1. D'après (3.15), on peut dire que la modulation FI dans le guide d'ondes n°1 influence l'amplitude de la porteuse optique dans le guide d'ondes n°1. Par conséquent, la modulation FI a un impact sur le signal en bande de base après la photo détection, qui ne peut être supprimé par l'utilisation d'un filtre optique, mais qui peut être minimisé en limitant la puissance du signal FI. Cet impact est faible lorsque la puissance du signal FI est faible. Nous devons également mentionner que seul un courant continu est émis par l'auto-hétérodyne optique des deux bandes latérales, puisque les bandes latérales optiques dans le guide d'ondes optiques 1 sont modulées en phase. De ce fait, il n'est pas nécessaire d'utiliser un autre filtre optique pour extraire

la porteuse optique modulée par le signal de bande de base de la sortie du MZM n°2 pour la photodétection de la bande de base. Ces éléments rendent avantageuse l'utilisation des MZM comme modulateurs de phase parallèles plutôt que comme modulateur d'intensité.

-Le MZM en tant que modulateur à bras unique

Dans [9], une technique de modulation multibande avec un seul MZM est proposée pour la modulation multibande afin de réduire le coût de l'infrastructure. Toutefois, cette technique ne permet pas d'étudier en profondeur les interférences entre les modulations à deux bandes.

La figure 3.13 montre le MZM comme modulateur à bras unique pour la modulation à deux bandes. Le signal à deux bandes, qui contient le signal en bande de base et le signal FI, est appliqué à une électrode du MZM.

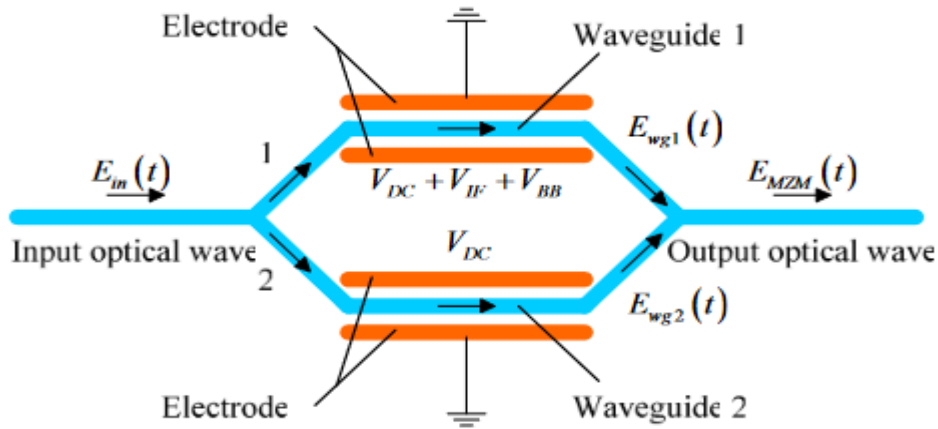


Figure 3. 13 : Modulation à deux bandes avec MZM comme modulateur à un bras [1]

Le champ optique de la MZM s'exprime comme suit :

$$\begin{aligned}
 E_{MZM\#2} &= \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{I_L}} E_2(t) \left[\exp\left(j\pi \frac{V_{DC} + V_{IF}(t) + V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) + \exp\left(-j\pi \frac{V_{DC}}{2V_\pi}\right) \right] \\
 &= \frac{E_2}{2\sqrt{I_L}} \left[\exp\left(j\left(2\pi(f_{OP} + f_{LO})t + \pi \frac{V_{DC} + V_{IF}(t) + V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right)\right) + \exp\left(j\left(2\pi(f_{OP} + f_{LO})t - \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. \pi \frac{V_{DC}}{2V_\pi}\right)\right) \right] \quad (3.16)
 \end{aligned}$$

Le photocourant au niveau du récepteur mmW $i_{PD_{mmW}}$ est issu du battement du champ optique de sortie du MZM n°2 ($E_{MZM\#2}(t)$) et du champ optique du canal n°4 ($E_4(t)$) et peut s'écrire comme suit :

$$\begin{aligned}
 i_{PD_{mmW}} &= k_1 |E_{MZM\#2}(t) + E_4(t)|^2 = k_1 E_4^2 + \frac{k_1 E_2^2}{2I_L} + \\
 &\frac{k_1 E_2^2}{2I_L} \cos\left(\pi \frac{2V_{DC} + V_{IF}(t) - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) + \frac{k_1 E_2 E_4}{\sqrt{I_L}} \cos\left(4\pi f_{LO} t - \pi \frac{V_{DC}}{2V_\pi}\right) + \frac{k_1 E_2 E_4}{\sqrt{I_L}} \cos\left(4\pi f_{LO} t + \right. \\
 &\left. \pi \frac{V_{DC} + V_{IF}(t) - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) \quad (3.17)
 \end{aligned}$$

Le dernier terme de (3.17) contient le signal mmW à la fréquence $2f_{LO} + f_{IF}$, qui peut être dérivé comme suit 3.18 :

$$\begin{aligned}
 &\frac{E_2 E_4}{\sqrt{I_L}} \cos\left(4\pi f_{LO} t + \pi \frac{V_{DC} + V_{IF}(t) - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) \\
 &= \frac{E_2 E_4}{\sqrt{I_L}} \left[\cos\left(4\pi f_{LO} t + \pi \frac{V_{DC} - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) \cos\left(\pi \frac{V_{IF}(t)}{2V_\pi}\right) - \right. \\
 &\left. \sin\left(4\pi f_{LO} t + \pi \frac{V_{DC} - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) \sin\left(\pi \frac{V_{IF}(t)}{2V_\pi}\right) \right] \quad (3.18)
 \end{aligned}$$

En utilisant l'expansion de Jacobi-Anger dans (3.7), le mmW optique est exprimé comme suit :

$$i_{mmW} = k_1 \frac{E_2 E_4}{\sqrt{I_L}} J_1\left(\pi \frac{s(t)}{2V_\pi}\right) \sin\left(2\pi(2f_{LO} + f_{IF})t + \phi(t) + \pi \frac{V_{DC} - V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) \quad (3.19)$$

L'équation (3.19) indique que le signal en bande de base induit une modulation de phase sur l'onde millimétrique lorsque la technique de modulation multibande est utilisée avec un MZM à bras unique. L'impact du signal en bande de base sur la mmW est significatif en raison de l'impact de phase linéaire, contrairement à la technique de modulation de phase parallèle que nous proposons, pour laquelle il n'y a pas d'impact de la bande de base sur la mmW photo détectée.

Le photo courant au niveau du récepteur de bande de base est généré par l'auto-hétérodynastie du champ optique de sortie du MZM #2 comme :

$$\begin{aligned}
 i_{PD_{BB}} &= k_2 |E_{MZM\#2}(t)|^2 \\
 &= \frac{k_2 E_2}{2\sqrt{I_L}} \left[\exp\left(j\left(2\pi(f_{OP} + f_{LO})t + \pi \frac{V_{DC} + V_{IF}(t) + V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right)\right) + \exp\left(j\left(2\pi(f_{OP} + f_{LO})t - \pi \frac{V_{DC}}{2V_\pi}\right)\right) \right] \\
 &\left\{ \frac{E_2}{2\sqrt{I_L}} \left[\exp\left(j\left(2\pi(f_{OP} + f_{LO})t + \pi \frac{V_{DC} + V_{IF}(t) + V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right)\right) + \exp\left(j\left(2\pi(f_{OP} + f_{LO})t - \pi \frac{V_{DC}}{2V_\pi}\right)\right) \right] \right\} \\
 &= \frac{k_2 E_2^2}{2I_L} + \frac{k_2 E_2^2}{4I_L} \exp\left(j\pi \frac{2V_{DC} + V_{IF}(t) + V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) + \frac{k_2 E_2^2}{4I_L} \exp\left(-j\pi \frac{2V_{DC} + V_{IF}(t) + V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) \\
 &= \frac{k_2 E_2^2}{2I_L} + \frac{k_2 E_2^2}{2I_L} \cos\left(\pi \frac{2V_{DC} + V_{IF}(t) + V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) \quad (3.20)
 \end{aligned}$$

Si l'on compare (3.20) à (3.10), le photocourant au niveau du récepteur en bande de base avec un MZM à un bras est le même que le photocourant avec notre technique de modulation de phase parallèle. Le facteur d'impact de la modulation FI sur le signal en bande de base est le même que celui défini dans (3.13). On peut conclure que la technique de modulation multibande avec un MZM à un seul bras apportera un impact de phase significatif du signal en bande de base à l'onde millimétrique par rapport à la modulation de phase parallèle. L'impact de la modulation RF sur la

bande de base est dû à la non-linéarité du MZM comme pour la technique de modulation à phase parallèle avec le même facteur d'impact. [1]

- MZM de type push-pull

Dans [10,11], un modulateur à absorption électrique (EAM) est utilisé pour la modulation multibande. Cependant, cette technique nécessite une tension de polarisation appropriée de l'EAM afin d'éviter la distorsion du signal due à la non-linéarité de l'EAM. Un MZM fonctionnant comme une fonction push-pull est un autre modulateur d'intensité optique avec une caractérisation similaire à celle de l'EAM. Nous souhaitons ici utiliser le modèle MZM push-pull pour présenter la technique de modulation multibande avec un modulateur d'intensité optique commun. [1]

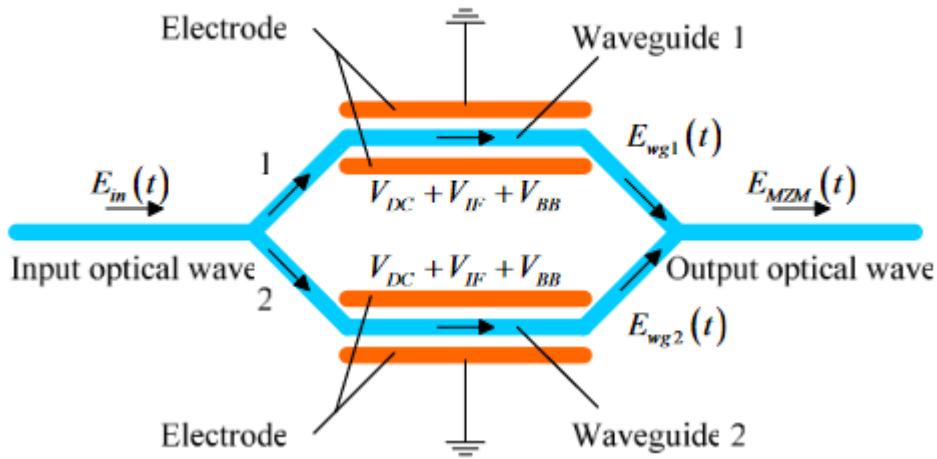


Figure 3. 14 : Modulation à deux bandes avec MZM comme modulateur à un bras

La Fig. 3.14 montre le MZM comme un modulateur d'intensité pour une modulation à deux bandes. Le signal à deux bandes, qui contient le signal en bande de base et le signal FI, est appliqué aux deux électrodes du MZM push-pull. Le champ optique du MZM est exprimé comme suit [1] :

$$\begin{aligned}
 E_{MZM\#2} &= \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{I_L}} E_2(t) \left[\exp\left(j\pi \frac{V_{DC} + V_{IF}(t) + V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) + \exp\left(-j\pi \frac{V_{DC} + V_{IF}(t) + V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) \right] \\
 &= \frac{E_2}{\sqrt{I_L}} \exp(j2\pi(f_{OP} + f_{LO})t) \cos\left(\pi \frac{V_{DC} + V_{IF}(t) + V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right)
 \end{aligned} \quad (3.21)$$

Le photocourant du récepteur en bande de base est exprimé comme suit :

$$\begin{aligned}
 i_{P_{DBB}} &= k_2 |E_{MZM\#2}(t)|^2 \\
 &= \frac{k_2 E_2}{I_L} \cos^2\left(\pi \frac{V_{DC} + V_{IF}(t) + V_{BB}(t)}{2V_\pi}\right) \\
 &= \frac{k_2 E_2}{2I_L} \left[1 + \cos\left(\pi \frac{V_{DC} + V_{IF}(t) + V_{BB}(t)}{V_\pi}\right) \right] \\
 &= \frac{k_2 E_2}{2I_L} + \frac{k_2 E_2}{2I_L} \left[\cos\left(\pi \frac{V_{DC} + V_{BB}(t)}{V_\pi}\right) \cos\left(\pi \frac{V_{IF}(t)}{V_\pi}\right) - \sin\left(\pi \frac{V_{DC} + V_{BB}(t)}{V_\pi}\right) \sin\left(\pi \frac{V_{IF}(t)}{V_\pi}\right) \right]
 \end{aligned} \quad (3.22)$$

En utilisant le développement de Jacobi-Anger dans (3.7), l'équation (3.22) peut être dérivée comme suit :

$$i_{PD_{BB}} = \frac{k_2 E_2}{2I_L} + \frac{k_2 E_2}{2I_L} \left\{ 2 \sin \left(\pi \frac{V_{DC} + V_{BB}(t)}{V_\pi} \right) \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n-1} \left(\pi \frac{s(t)}{2V_\pi} \right) \cos[(2n-1)(2\pi f_{IF} t + \phi(t))] + \cos \left(\pi \frac{V_{DC} + V_{BB}(t)}{V_\pi} \right) \left[J_0 \left(\pi \frac{s(t)}{V_\pi} \right) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n} \left(\pi \frac{s(t)}{V_\pi} \right) \cos(2n(2\pi f_{IF} + \phi_{IF}(t))) \right] \right\} \quad (3.23)$$

On peut voir que le deuxième terme entre parenthèses contient la composante en bande de base, qui peut être extraite par un filtre passe-bas. Le signal en bande de base est exprimé comme suit :

$$i_{BB} = \frac{k_2 E_2}{2I_L} \cos \left(\pi \frac{V_{DC} + V_{BB}(t)}{V_\pi} \right) J_0 \left(\pi \frac{s(t)}{V_\pi} \right) \quad (3.24)$$

L'onde millimétrique est issue du battement entre le champ optique de la MZM n°2 et le ton optique CW du canal n°4. Le photocourant du récepteur mmW est exprimé comme suit :

$$\begin{aligned} i_{PD_{mmW}} &= |E_{MZM\#2}(t) + E_4(t)|^2 \\ &= [E_{MZM\#2}(t) + E_4(t)][E_{MZM\#2}(t) + E_4(t)]^* \\ &= |E_{MZM\#2}(t)|^2 + |E_4(t)|^2 + E_{MZM\#2}(t)E_4^*(t) + E_{MZM\#2}^*(t)E_4(t) \\ &= E_4^2 + \frac{E_2^2}{I_L} \cos^2 \left(\pi \frac{V_{DC} + V_{IF}(t) + V_{BB}(t)}{2V_\pi} \right) + \frac{2E_2 E_4}{\sqrt{I_L}} \cos \left(\pi \frac{V_{DC} + V_{IF}(t) + V_{BB}(t)}{2V_\pi} \right) \cos(4\pi f_{LO} t) \end{aligned} \quad (3.25)$$

Le dernier terme de (3.25) contient le signal mmW à la fréquence $2f_{LO} + f_{IF}$. En utilisant l'expansion de Jacobi-Anger dans (3.7), il peut être dérivé comme suit :

$$\begin{aligned} &\frac{2E_2 E_4}{\sqrt{I_L}} \cos \left(\pi \frac{V_{DC} + V_{IF}(t) + V_{BB}(t)}{2V_\pi} \right) \cos(4\pi f_{LO} t) \\ &= \frac{2E_2 E_4}{\sqrt{I_L}} \cos(4\pi f_{LO} t) \left[\cos \left(\pi \frac{V_{DC} + V_{BB}(t)}{2V_\pi} \right) \cos \left(\pi \frac{V_{IF}(t)}{2V_\pi} \right) + \sin \left(\pi \frac{V_{DC} + V_{BB}(t)}{2V_\pi} \right) \sin \left(\pi \frac{V_{IF}(t)}{2V_\pi} \right) \right] \\ &= \frac{2E_2 E_4}{\sqrt{I_L}} \cos(4\pi f_{LO} t) \left\{ -2 \sin \left(\pi \frac{V_{DC} + V_{BB}(t)}{2V_\pi} \right) \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n-1} \left(\pi \frac{s(t)}{2V_\pi} \right) \cos[(2n-1)(2\pi f_{IF} t + \phi(t))] + \cos \left(\pi \frac{V_{DC} + V_{BB}(t)}{2V_\pi} \right) \left[J_0 \left(\pi \frac{s(t)}{V_\pi} \right) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n} \left(\pi \frac{s(t)}{V_\pi} \right) \cos(2n(2\pi f_{IF} + \phi_{IF}(t))) \right] \right\} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Le premier terme entre parenthèses dans (3.26) contient le signal de l'onde millimétrique à $2f_{LO} + f_{IF}$, qui peut être extrait en utilisant un filtre de guide d'ondes. Enfin, le signal mmW à $2f_{LO} + f_{IF}$ peut être dérivé comme suit :

$$i_{mmW} = \frac{2E_2 E_4}{\sqrt{I_L}} \sin \left(\pi \frac{V_{DC} + V_{BB}(t)}{2V_\pi} \right) J_1 \left(\pi \frac{s(t)}{2V_\pi} \right) \cos[2\pi(2f_{LO} + f_{IF})t + \phi(t)] \quad (3.27)$$

D'après l'équation (3.27), il est évident que la tension continue du MZM #2 doit être fixée à $V_{DC} = V_\pi$ afin de minimiser l'impact de la modulation en bande de base sur le signal mmW. Cependant, à partir de l'équation (3.24), on peut voir que le MZM #2 doit être polarisé à $V_{DC} = 0,5V_\pi$ pour avoir la sortie de bande de base maximale, ce qui est en contradiction avec l'exigence de la génération de mmW. En pratique, il est nécessaire de sonder la tension de polarisation du MZM pour optimiser à la fois la transmission du signal en bande de base et la génération de mmW. De plus, nous devons

mentionner que la modulation FI a un impact sur le signal en bande de base avec le facteur d'impact suivant [1] :

$$F_{i_push-pull} = J_0 \left(\pi \frac{s(t)}{V_\pi} \right) \quad (3.28)$$

En comparant (3.28) et (3.13), il est évident que l'impact de la modulation FI sur le signal en bande de base en utilisant le MZM comme MZM push-pull est plus important que celui des MZM comme modulateurs de phase parallèles. Sur la base de la comparaison des différentes techniques de modulation, on peut conclure que la technique de modulation parallèle avec un seul MZM offre un avantage significatif.

3.3.2 Etude de l'impact de la modulation FI sur la bande de base

D'après l'analyse théorique et l'expérience de transmission filaire et sans fil gigabit avec la technique de modulation de phase parallèle, on peut conclure que la modulation en bande de base n'apportera aucun impact sur la génération du signal RF, mais que la modulation FI dégradera le signal en bande de base. Nous avons également montré que l'impact de la modulation FI dépend de l'amplitude du signal FI en suivant le facteur

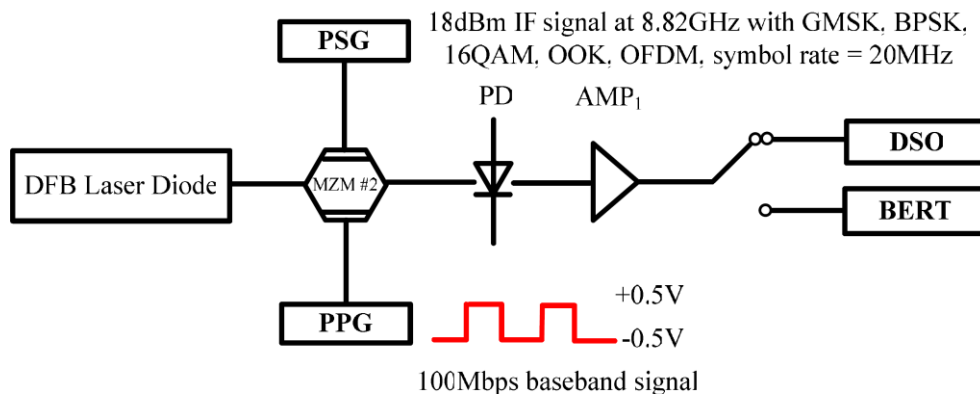


Figure 3. 15 : Schéma expérimental simple de l'étude de la bande de base. [1]

D'impact $J_0 \left(\pi \frac{s(t)}{V_\pi} \right)$ défini dans l'équation (3.13). Lorsque l'amplitude du signal FI BPSK est à peu près constante, l'impact de la modulation FI sur le signal en bande de base est limité même si un signal FI de forte puissance est appliqué au MZM n°2. Cependant, la transmission sans fil devrait prendre en charge différents schémas de modulation, tels que 16-QAM et OFDM. On peut s'attendre à ce que ces modulations FI d'amplitude non constante aient un impact significatif sur le signal en bande de base. Dans cette section, l'impact des différents schémas de modulation FI sur le signal en bande de base est étudié en profondeur.

La Fig. 3.15 montre un schéma expérimental simple axé sur l'étude de l'impact de la modulation FI sur le signal en bande de base, dans lequel les EDFA ont été supprimés pour réduire la contribution au bruit de l'émission spontanée amplifiée (ASE) émise par l'EDFA. Le MZM, qui est polarisé dans le régime linéaire, est utilisé comme deux modulateurs de phase parallèles pour la modulation FI pilotée par le PSG et la modulation en bande de base provenant du PPG. Le PD avec une largeur de bande de 10 GHz est utilisé pour la photodétection en bande de base. En raison de la largeur de bande limitée de notre générateur de signaux vectoriels (PSG), un signal FI de 18 dBm à 8,82 GHz avec une largeur de bande de 20 MHz seulement est généré et appliqué au MZM #2. Les modulations GMSK (Gaussian filtered minimum shift keying), BPSK, 16-QAM, on-off-keying (OOK) et OFDM sont respectivement implémentées par le PSG. Afin d'être mis à l'échelle dans la même gamme de largeur de bande que pour l'analyse expérimentale précédente avec une MDPB de 1588 Mbps et une bande de base de 2,5 Gbps, un signal de bande de base de 100 Mbps est appliqué au MZM n°2, de sorte que le rapport de la durée des symboles pour la modulation en bande de base et la modulation FI est maintenu constant. La Fig. 3.16 montre les diagrammes de l'œil des signaux en bande de base pour les différents schémas de modulation FI lorsque les deux signaux sont appliqués au MZM utilisé comme modulateurs de phase parallèles. Comme prévu par l'analyse théorique, la figure 3.16 montre que la modulation FI à enveloppe non constante aura un impact plus important sur le signal en bande de base que la modulation FI à enveloppe constante comme la GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) (figure 3.16 (b)). [1]

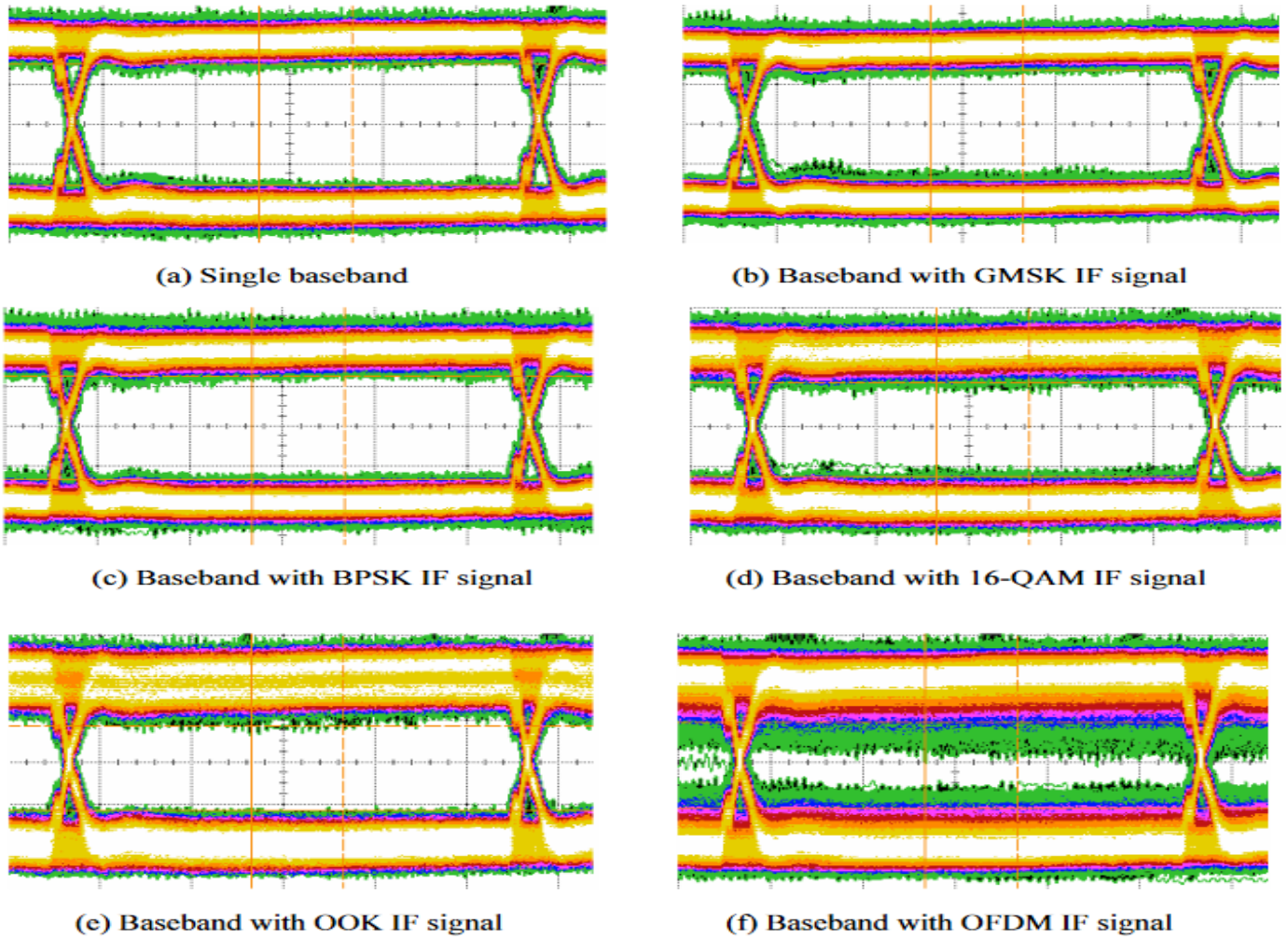


Figure 3. 16 : Diagrammes de l'œil des signaux en bande de base avec ou sans l'impact des différents systèmes de modulation FI. [1]

Le facteur Q est défini dans (3.29). Le facteur Q peut être lié au TEB à l'aide de la formule suivante :

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad (3.29)$$

Où $\text{erfc}(\cdot)$ est la fonction d'erreur complémentaire.

En supposant que le facteur Q du système de modulation en bande de base simple est Q_0 , le facteur Q qui tient compte du facteur d'impact induit par la modulation FI est donné par :

$$Q = Q_0 F_i = Q_0 J_0 \left(\pi \frac{s(t)}{2V_\pi} \right) \quad (3.30)$$

L'équation (3.30) indique que le facteur Q du signal en bande de base n'est plus constant lorsque la modulation FI n'est pas une modulation à enveloppe constante. En utilisant (3.29) et (3.30), le TEB du signal en bande de base avec l'impact de la modulation FI est dérivé comme suit :

$$\text{BER} = \int_0^{+\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q_0 J_0 \left(\pi \frac{s}{2V\pi} \right)}{\sqrt{2}} \right) P(s) ds \quad (3.31)$$

Où $P(s)$ est la fonction de densité de probabilité de l'amplitude IF $s(t)$. L'équation (3.31) peut être dérivée comme suit :

$$\text{BER} = \int_0^{s_{\text{av}}} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q_0 J_0 \left(\pi \frac{s}{2V\pi} \right)}{\sqrt{2}} \right) P(s) ds + \int_{s_{\text{av}}}^{+\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q_0 J_0 \left(\pi \frac{s}{2V\pi} \right)}{\sqrt{2}} \right) P(s) ds \quad (3.32)$$

Où s_{av} est l'amplitude moyenne du signal FI. Pour une transmission en bande de base à Q élevé, le premier terme de (3.32) est négligeable. Par conséquent, le TEB en fonction de $P(s)$ est calculé comme suit :

$$\text{BER} = \int_{s_{\text{av}}}^{+\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q_0 J_0 \left(\pi \frac{s}{2V\pi} \right)}{\sqrt{2}} \right) P(s) ds \quad (3.33)$$

Le $P(s)$ avec $s(t) > s_{\text{av}}$ peut être obtenu à partir de l'étude de la fonction de distribution cumulative complémentaire (CCDF) du PAPR en utilisant l'équation suivante.

$$P(s) = -\frac{d}{ds} \text{CCDF}(\text{PAPR}) \quad (3.34)$$

La figure 3.17 montre les CCDF du PAPR pour des signaux FI avec différents formats de modulation, qui sont mis en œuvre dans l'expérience.

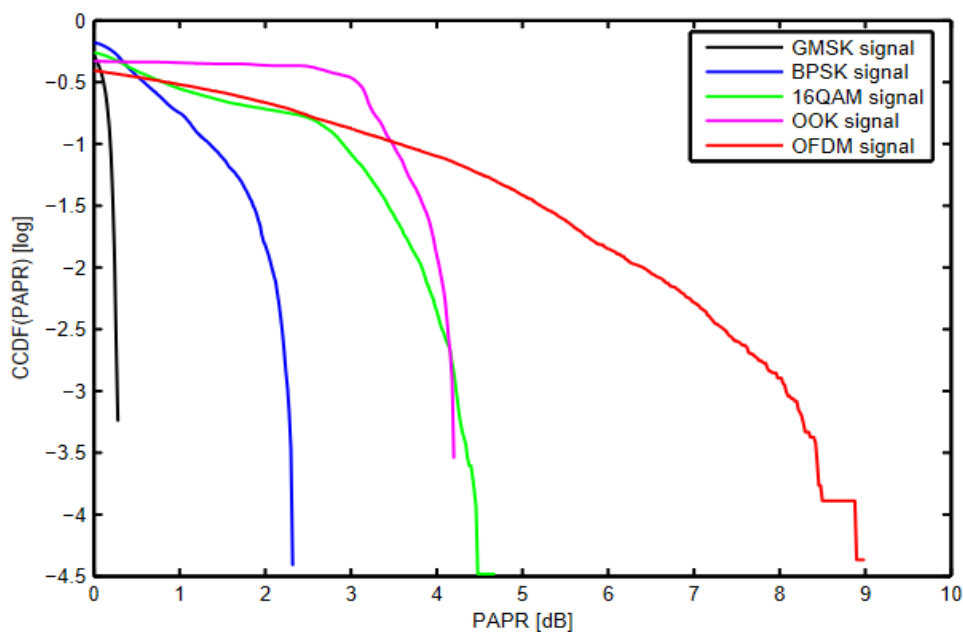


Figure 3. 17 : CCDF du PAPR pour différents formats de modulation [1].

Le Tab. 3.2 présente le TEB estimé avec l'impact de la modulation FI de 18 dBm pour différents formats de modulation à l'aide de l'équation (3.33) et les CCDF du PAPR pour différents formats de modulation, qui sont illustrés à la Fig. 3.17, comparés aux résultats des tests TEB. On notera que le Q_0 est 11 à partir de la mesure du diagramme oculaire de la transmission du signal en bande de base. Les TEB du signal en bande de base avec les formats de modulation courants tels que BPSK, 16QAM, OOK étant trop faibles ($<10^{-12}$), seul le TEB du signal en bande de base avec impact OFDM peut être mesuré avec précision [1].

Schéma de modulation IF	IF off	GMSK	BPSK	16-QAM	OOK	OFDM
TEB simulé (log)	-27.7	-18.4	-16.0	-11.8	-11.5	-2.4
TEB mesuré (log)	X	X	X	X	X	-4.7

Tableau 3. 2: BER théoriques et expérimentaux des signaux en bande de base avec et sans différents formats de modulation FI ($Q_0=11$)

Pour mesurer les BER du signal en bande de base avec la modulation d'impact OOK et 16QAM IF, il est nécessaire de diminuer le facteur Q (Q_0) de la transmission en bande de base simple. Un atténuateur optique est utilisé avant la photodétection pour diminuer le rapport signal/bruit (SNR). Dans ce cas, le facteur Q (Q_0) de la transmission en bande de base unique est de 10. Le Tab. IV présente les TEB estimés avec l'impact d'une modulation FI de 18 dBm pour différents formats de modulation en utilisant l'équation (3.33) par rapport au résultat du test TEB dans le cas de $Q_0 = 10$.

Schéma de modulation IF	16-QAM	OOK	OFDM
TEB des simulations (log)	-9.9	-9.5	-2.3
TEB de l'expérience (log)	-9.7	-9.4	-3.1

Tableau 3. 3: BER théorique et expérimental des signaux en bande de base avec et sans différents formats de modulation FI ($Q_0=10$)

D'après le Tab. 3.3, la concordance entre l'estimation théorique des TEB et les résultats de mesure valide le modèle théorique permettant d'estimer l'impact de la modulation FI sur le TEB en bande de base. Néanmoins, le TEB estimé avec l'impact de l'OFDM est plus élevé que le résultat expérimental. Cela est dû au fait que la puissance de crête de l'OFDM est beaucoup plus élevée que la puissance d'entrée maximale du MZM pour induire une saturation de la modulation de phase pilotée par le signal FI. En conséquence, cette non-linéarité de la modulation de phase limite l'impact de la modulation FI.

En synthétisant le Tab. 3.2 et Tab. 3.3, les résultats expérimentaux et les estimations théoriques montrent que l'impact du format de modulation le plus élevé, comme la 16 QAM, peut être limité dans le système de transmission en bande de base à Q élevé. Cependant, l'impact du signal OFDM

est significatif en raison du PAPR élevé de ce format de modulation. Il est nécessaire d'étudier le PAPR des formats de modulation FI avant de mettre en œuvre la modulation multi bande avec un seul MZM. Les équations (3.33) et (3.34) permettent de calculer la puissance de modulation FI moyenne optimale pour rester dans la limite du TEB pour une transmission sans erreur [1]

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, on a entamé la convergence des systèmes ROF et WDM-PON, on a fait La combinaison de la technique d'auto hétérodyne optique et de la transmission en bande de base car on a vu la génération d'ondes millimétrique à large bande ensuite la transmission en bande de base et après la génération du signal RF par hétérodynage optique de deux lasers avec la détection hétérodyne. Enfin en a terminé avec Étude théorique de la modulation de phase parallèle avec un MZM l'impact de la modulation du signal RF avec un PAPR élevé, peut induire un Impact significatif sur la transmission du signal en bande de base si les conditions de fonctionnement ne sont pas Correctement définies. Dans ce but, nous avons défini des règles pour définir la puissance de modulation RF optimisation afin d'assurer une transmission en bande de base sans erreur, basée sur le modèle théorique de la technologie de modulation multi-bande.

3.5 Références

- [1] Tong Shao. Study of converged 60 GHz radio over fiber with WDM-PON access networks. Autre. Université de Grenoble, 2012. Français.
- [2] ECMA387.
<http://www.ecma-international.org/publications/standards/Ecma-387.htm>.
- [3] H. Hallak Elwan, Optical systems for next wireless standard (5G) generation delivery,thèse doctorat, Grenoble: Université grenoble alpes, 2017.
- [4] H. Brahimi, Etude en bruit de systèmes optiques hyperfréquences Modélisation, caractérisation et application à la métrologie en bruit de phase et à la génération de fréquence,thèse doctorat, Toulouse: Université Paul Sabatier, 2010.
- [5] M. R. TAB et D. FESRAOUI , Etude d'une liaison radio sur fibre optique,thèse doctorat, Saida: Université Dr. Tahar Moulay–Saida, 2018.
- [6] H. Rzaigui, Systèmes hybrides opto/sans fil pour les réseaux multigigabits aux fréquences millimétriques,thèse doctorat, Grenoble: Université Grenoble alpes, 2016.
- [7] H. Le Bras, Étude des réseaux radio sur fibre dans le contexte des réseaux d'accès et privés, thèse doctorat , Paris: l'université pierre et marie curie, 2008.
- [8] I. Chiali, Etude d'une transmission d'un signal modulé directement par une source optique laser a un débit de 10Gbit/s,mémoire master 2, Tlemcen: Université Abou-Bekr Belkaid, 2013.
- [9] Z. Liang, et al., "A 60-GHz RoF system in WDM-PON with reduced number of modulators and low-cost electronics," in Photonics Global Conference (PGC), 2010, 2010, pp. 1-3.
- [10] T. Kuri, et al., "Radio over fiber: DWDM-based analog/digital access networking and its enabling technologies," in Radio and Wireless Symposium, 2008 IEEE, 2008, pp. 137-140.
- [11] J. J. Vegas Olmos, et al., "Reconfigurable Radio-Over-Fiber Networks: Multiple-Access Functionality Directly Over the Optical Layer," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 58, pp. 3001-3010, 2010

Chapitre 4

Simulations et interprétations des résultats

4.1 Introduction

Toute forme de système de télécommunication qui utilise la lumière comme support de transmission est appelée communication optique. Le système de communication optique se compose d'un émetteur, d'un canal et d'un récepteur. L'expéditeur code le message en un signal optique, le canal transmet le signal à la destination et le récepteur reproduit le message à partir du signal optique reçu.

La radio sur fibre (RoF) est une technologie dans laquelle les signaux radiofréquence modulent la lumière puis la transmettent sur une liaison fibre optique. La technologie prend en charge les réseaux sans fil et optiques. Le système de communication doit avoir une capacité élevée et une fréquence de sous-porteuse élevée, car les signaux sans fil perdent parfois des canaux pendant la transmission de données.

4.2 Logiciel optisystem

Le logiciel Optisystem est un logiciel complet qui fournit une plate-forme pour planifier, tester et simuler des liaisons optiques dans la couche de transmission des réseaux optiques modernes. Optisystem est également un progiciel de simulation de systèmes de communication optique permettant de concevoir, de tester et d'optimiser pratiquement tout type de liaison optique dans la couche physique d'un large éventail de réseaux optiques, des systèmes de diffusion vidéo analogique aux dorsales intercontinentales. Un simulateur de niveau système basé sur la modélisation réaliste des systèmes de communication par fibre optique, Optisystem, possède un environnement de simulations puissantes et une définition véritablement hiérarchique des composants et des systèmes. Ses capacités peuvent être facilement étendues par l'ajout de composants utilisateur et d'interfaces transparentes avec une gamme d'outils largement utilisés. Optisystem est compatible avec les outils de conception Optiamplifier et OptiBPM d'Optiwave. Optisystem sert un large éventail d'applications, depuis la conception de réseaux CATV/WDM et la conception d'anneaux SONET/SDH jusqu'à la conception de cartes et la conception d'émetteurs, de canaux, d'amplificateurs et de récepteurs. Optisystem contient un composant MATLAB qui permet à l'utilisateur d'appeler MATLAB dans son environnement pour incorporer de nouveaux composants ou modèles dans le logiciel. Optisystem utilise les fichiers MATLAB.dll pour évaluer le script MATLAB dans le composant afin d'effectuer les calculs. La conception d'un système RoF sur le logiciel Optisystem comprend la génération du composant, de l'objet de simulation et établit une connexion entre tous ces éléments. Il est très important de concevoir une très bonne topologie afin d'obtenir les performances maximales du récepteur de RoF. [1]

4.2.1 Applications du logiciel Optisystem

Parmi les diverses applications d'Optisystem nous allons citer les plus utilisées [2] :

- La conception du système de communication optique du composant au niveau de la Couche physique.
- Le calcul du taux d'erreur binaire (BER) et le calcul du bilan de liaison.
- La conception des réseaux TDM/WDM et de réseaux optiques passifs (PON).
- L'espace libre pour les systèmes optique (OSA).
- La conception d'émetteur de canal et d'amplificateur.

4.2.2 Avantage du logiciel Optisystem

- Les avantages du logiciel Optisystem sont [2] :
- Obtenir un aperçu de performances du système de fibre optique.
- Fournir un accès direct à des ensembles de données de caractérisation du système.
- Présentation virtuelle des options de conceptions.

4.3 Présentation de la liaison ROF

Le système radio sur se représente dans quatre partie comme le montre le schéma (Figure 4.1) : partie émission optique, partie réception optique, partie émission RF, partie réception RF.

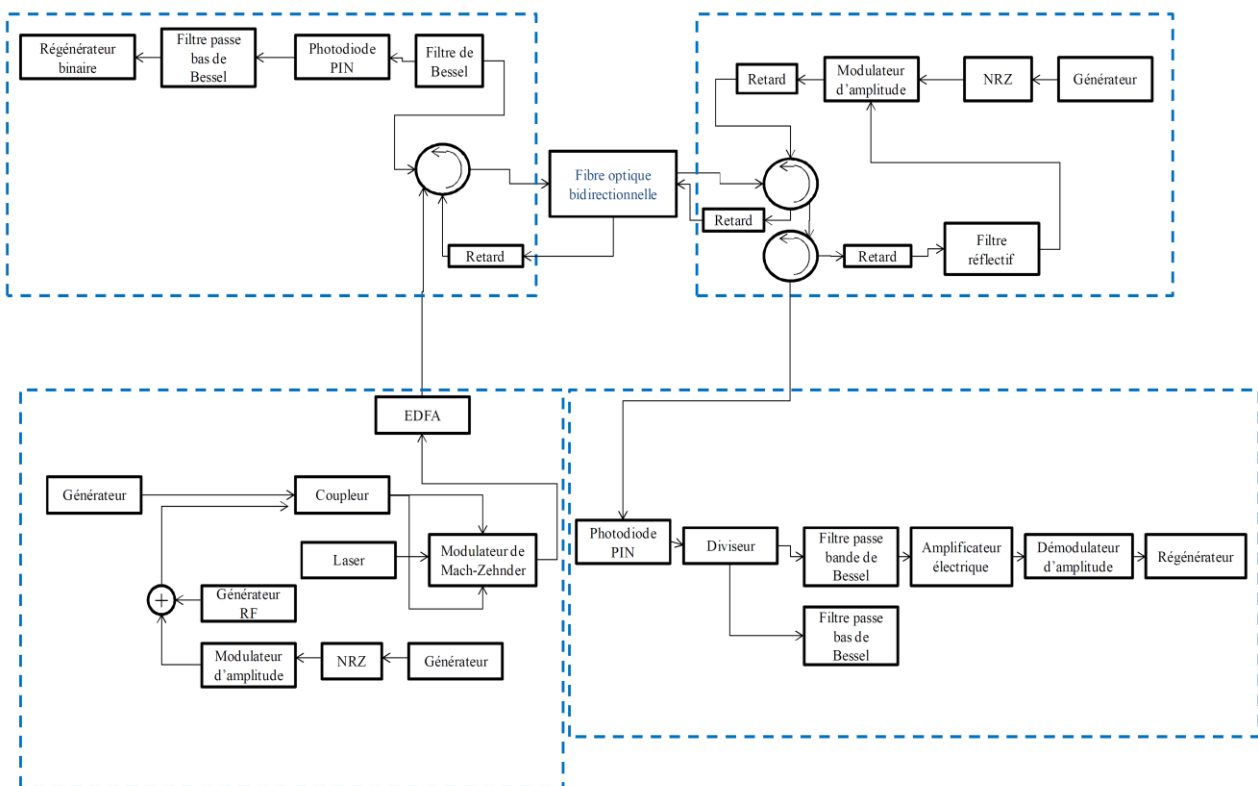


Figure 4. 1 : Schéma général de la liaison Radio sur Fibre. [2]

Notre objectif est de concevoir une liaison radio sur fibre qui implique une transmission de signaux radiofréquence par l'intermédiaire d'une fibre optique bidirectionnelle avec :

- Longueur d'onde $\lambda=1550\text{nm}$
- Longueur $L=10\text{km}$
- Atténuation $\alpha=0.22\text{ dbm}$
- Dispersion 16.75 PS/nm/km
- Fréquence centrale de bruit $f= 193.1\text{ THz}$
- Largeur de bande de bruit 13 THz

4.4 Schéma global de simulation

4.4.1 Partie émission

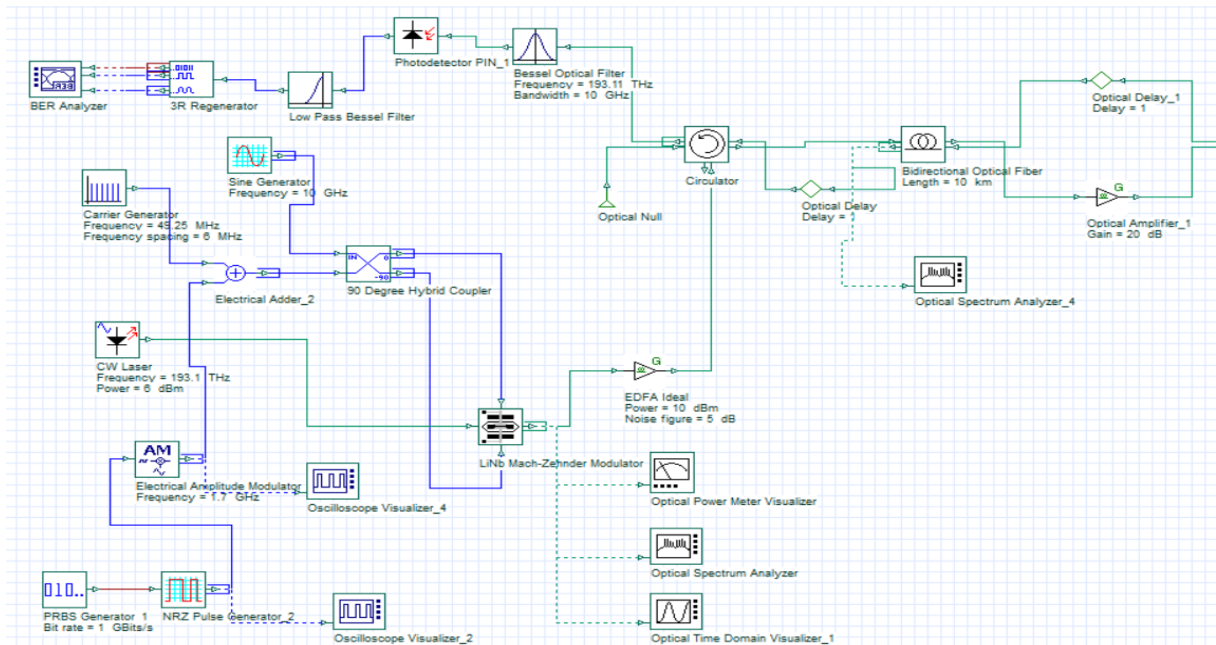


Figure 4. 2: Partie émission

Pour envoyer un signal électrique à travers une fibre optique on utilise un laser on onde (CW laser) qui est configure a 193.1 THz Afin d'obtenir un réseau électrique aussi simple et peu rapide, un générateur d'impulsions est nécessaire. Le générateur de bits pseudo-aléatoires (PRBS) est utilisé pour faire fonctionner le générateur d'impulsions gaussien afin qu'il puisse générer des signaux en bande de base. Le débit est fixé à 1 Gbps. Le générateur PRBS indique la source aléatoire des données. Puisque la fréquence porteuse de l'émetteur est de 1,7 GHz, le modulateur d'amplitude est piloté par un signal en bande de base de 1 Gbit/s.

Ensuite, le modulateur d'amplitude actionne le port 1 du modulateur LiNb Mach-Zehnder (MZM). La fonction principale du modulateur d'amplitude est de convertir le signal en bande de base en une horloge radiofréquence. A la fréquence 49,25 MHz, le générateur de porteuse SCM est

mélangé avec le signal RF. Le coupleur hybride à 90° est appliqué au signal pour séparer le signal d'entrée en sorties distantes de 90° l'une de l'autre. Des signaux séparés sont envoyés aux deux bras du modulateur M-Z. Des deux côtés de l'émetteur, afin de permettre la transmission du signal le long de la fibre optique, le signal passe de numérique à analogique. La bande passante du multiplexeur a été fixée à 10 GHz. Un amplificateur EDFA est Utilisé d'une puissance de 10 dBm pour augmenter la puissance du signal optique. Ensuite, le signal est transmis à travers le circulateur qui fait circuler le signal vers la fibre optique.

4.4.2 Partie réception

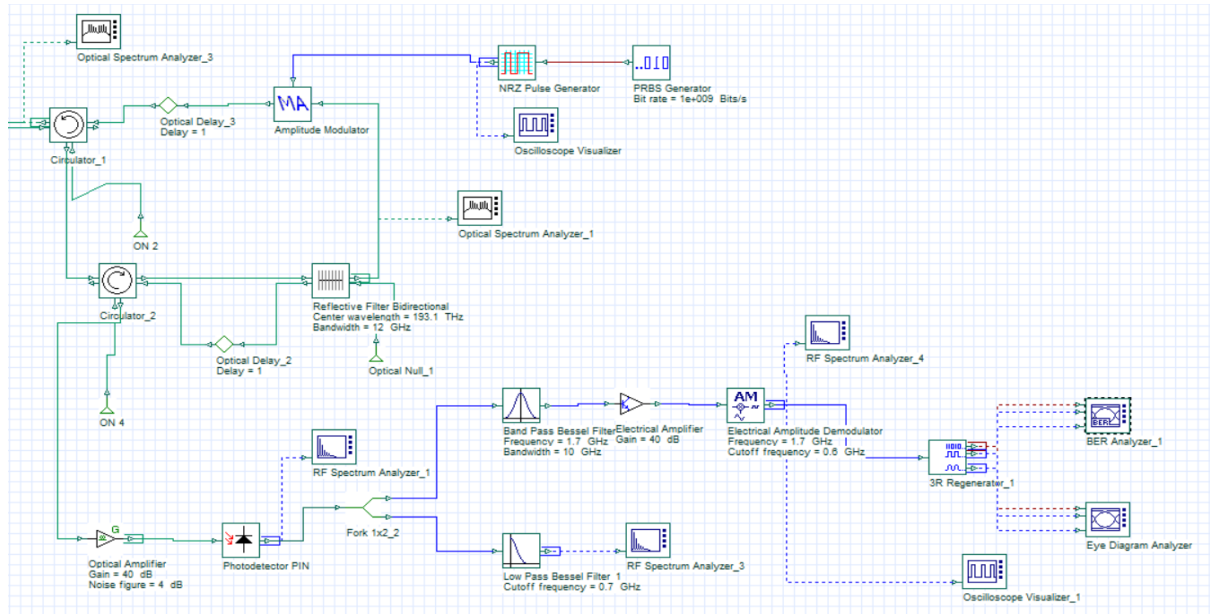


Figure 4. 3: Partie réception

Dès que le signal atteint le côté récepteur le signal va être amplifié par un EDFA de gain de 10 dB et noise figure de 4 dB après un photodétecteur est utilisée pour rendre le signal optique a un signal électrique. Ensuite, le filtre passe-bande de Bessel reçoit le signal et le filtre. Le signal reçu est amplifié en utilisant un amplificateur électrique avec un gain de 15 dB avant d'être démodulé en utilisant un démodulateur. La technique du régénérateur 3R est appliquée au signal avant que l'analyseur BER analyse le signal reçu.

4.5 Résultats de simulation

A l'émission on a envoyé un débit binaire 10Gbps en utilisant un générateur PRBS qui est illustré dans la figure 4.4 avec une amplitude d'entrée vaut 1 pour le niveau haut et 0 pour le niveau bas

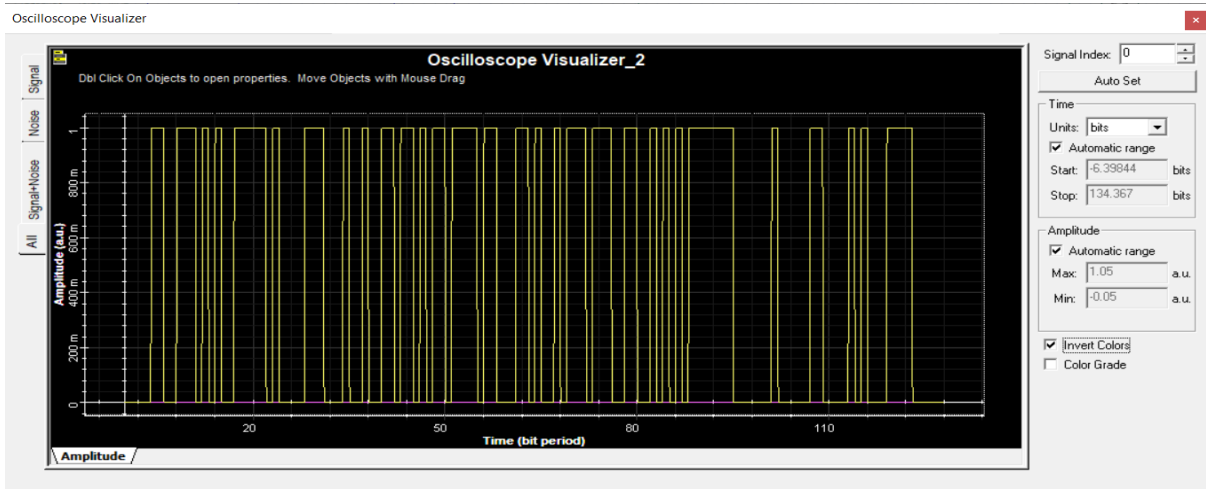


Figure 4. 4: signal électrique a l'émission

A la réception on a reçu un signal bruité montrée dans la figure 4.5

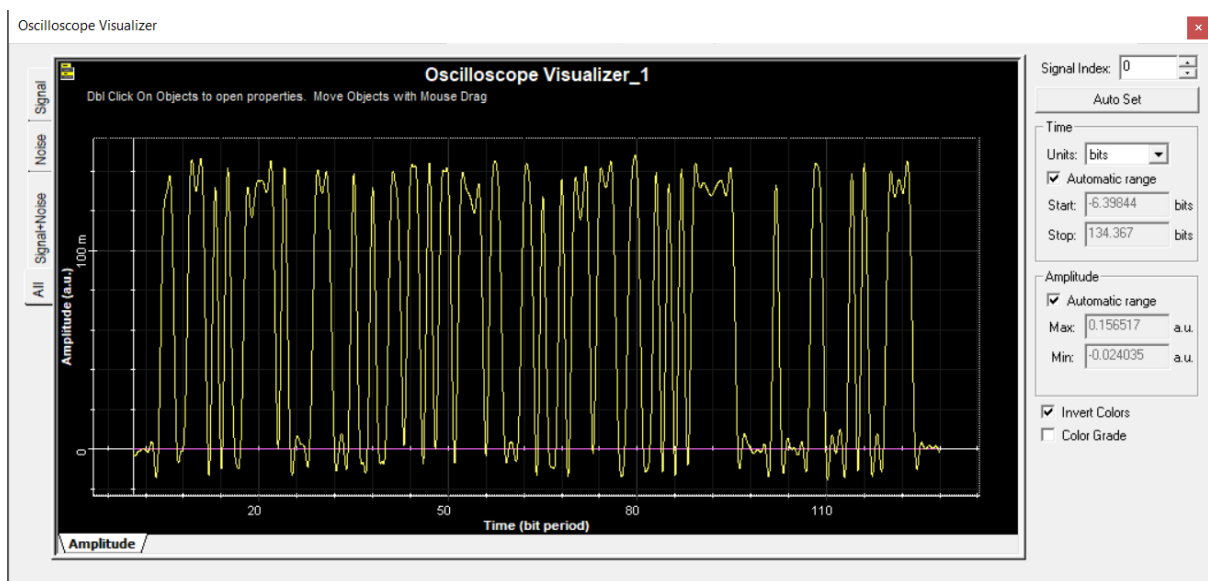


Figure 4. 5 : signal électrique a la réception

Nous remarquons que la forme du signale obtenue en réception, figure 4.5 s'approche de la forme du signal transmis avec un bruit causé par les amplificateurs.

4.5.1 Facteur de qualité

Le facteur de qualité est le rapport signal sur bruit électrique en entrée du circuit de décision du récepteur, il est défini par :

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (4.1)$$

Où μ_1 et μ_0 sont respectivement les tensions moyennes des symboles «1» et «0» à l'instant de décision, σ_1 et σ_0 les variances des probabilités de puissance des symboles «1» et «0».

Il est utilisé pour vérifier la qualité de signal car on remarque que le facteur de qualité dans la figure 4.6 est de 9.81157 à l'émission alors que dans la partie réception le facteur de qualité est de 11.8009 comme montre la figure 4.7

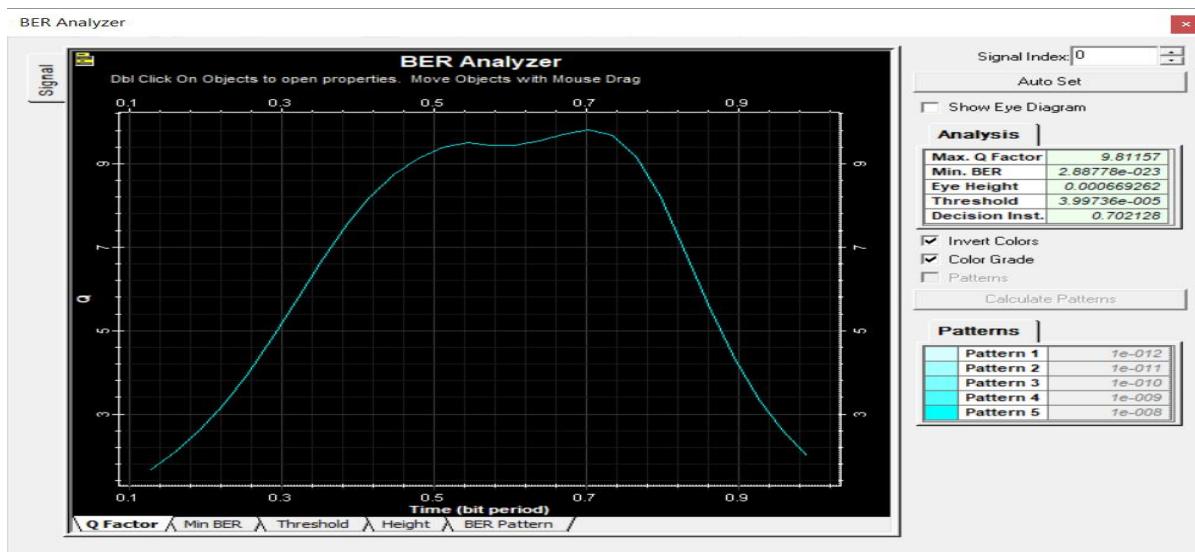


Figure 4. 6 : Facteur de qualité au niveau de l'émetteur

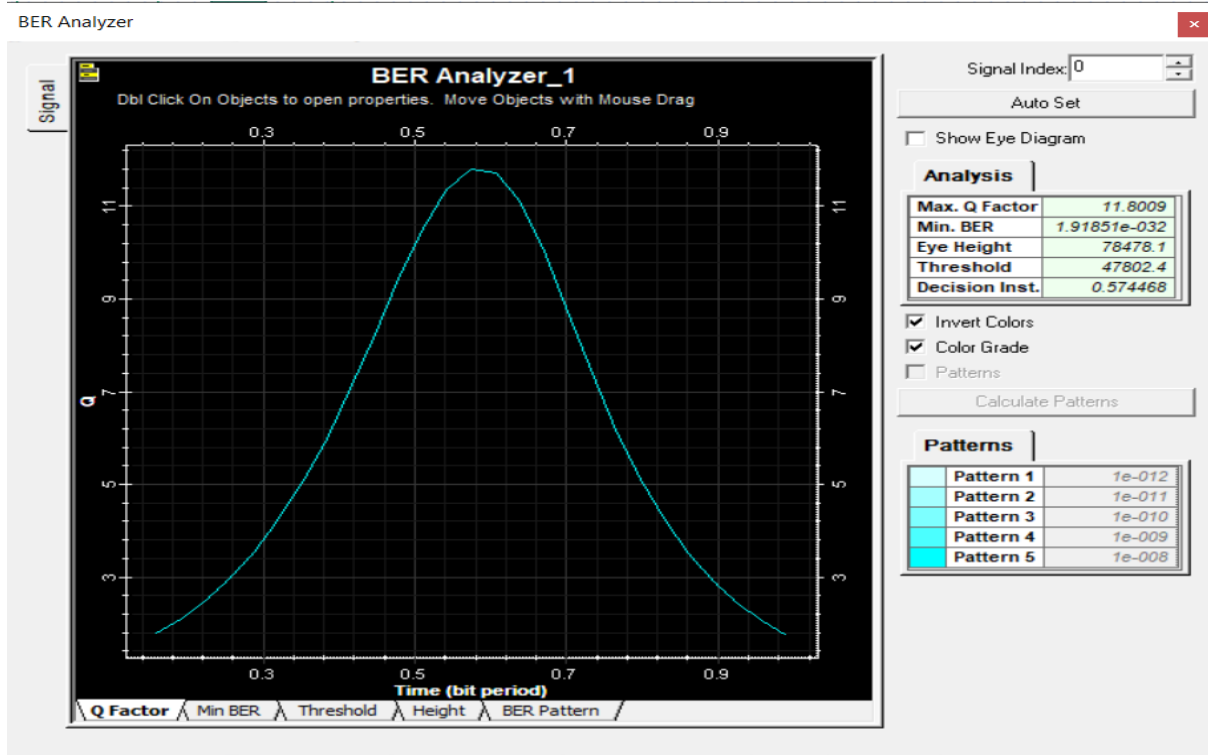


Figure 4. 7 : Facteur de qualité au niveau de récepteur

On remarque que le facteur de qualité à la réception est plus élevé que l'émission ce qui indique que le facteur de qualité à la réception est mieux que l'émission

4.5.2 Diagramme de l'œil

La simulation est exécutée pour voir le résultat. Après avoir cliqué sur le bouton "run", tous les calculs du système sont effectués. Pour mesurer le BER et le facteur Q, il suffit de double-cliquer sur le composant analyseur de BER. Il donnera un diagramme de l'œil montrant l'ouverture de l'œil, la valeur du BER et la valeur du facteur Q. L'exemple du résultat est présenté dans la Figure 4.8

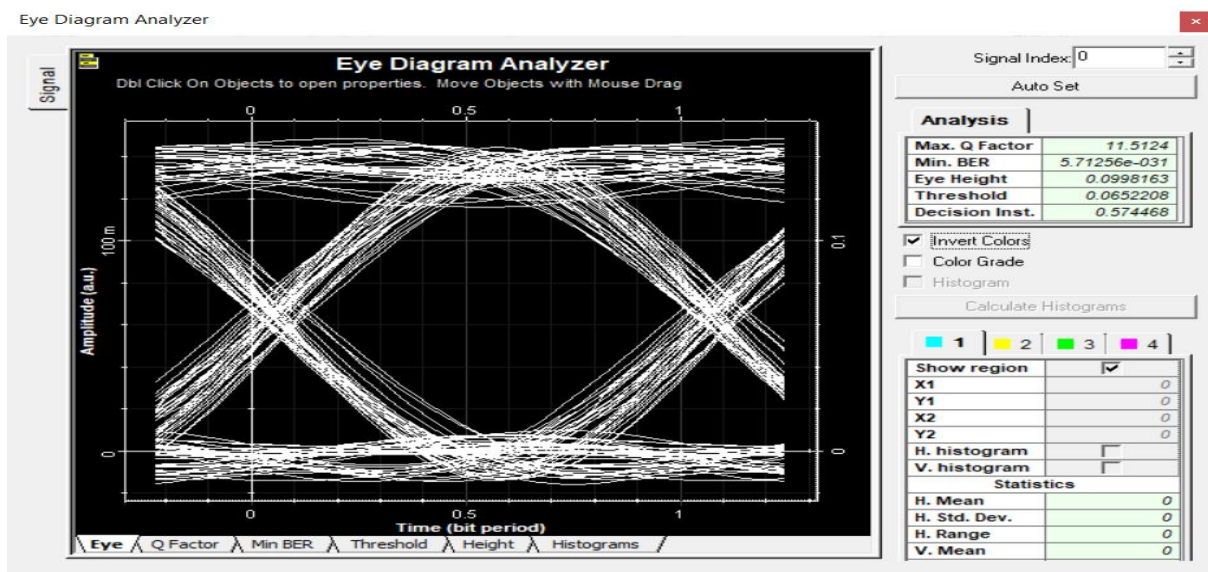


Figure 4. 8: diagramme de l'œil

La figure 4.8 représente les résultats de la simulation, qui nous indique que le BER est de $5,71256 \times 10^{-31}$ et que le facteur Q est de 11,5124.

On remarque que le diagramme de l'oeil est clair avec une meilleure ouverture, témoignant ainsi d'une meilleure qualité de transmission. On rappelle que plus l'oeil du diagramme est ouvert, plus la qualité est meilleure.

En générale en télécommunications optiques on considère qu'on a une bonne qualité de transmission pour un TEB inférieur à 10^{-10} , correspondant à un facteur de qualité supérieur à 6,4. Dans notre cas on a obtenu un TEB de $5,71256 \times 10^{-31}$ et un facteur de qualité de 11,5124 pour la transmission. Tous ces résultats respectent les normes cités avant pour les télécoms optiques et indiquent une bonne qualité de transmission de notre système Radio sur Fibre.

4.5.3 spectre de la fonction sinus

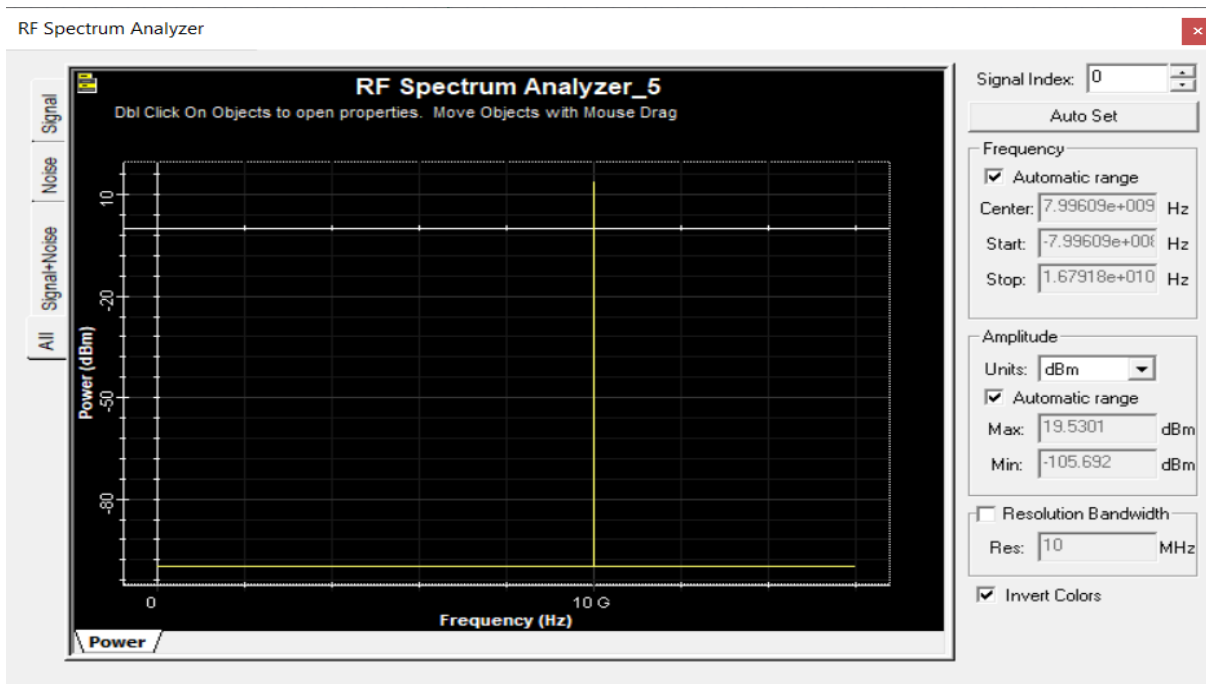


Figure 4. 9: spectre de la fonction sinus

La figure 4.9 montre le spectre de la fonction sinus avec une fréquence de 10 GHz

4.5.4 Spectre après couplage entre la fonction sinus et le débit binaire module AM

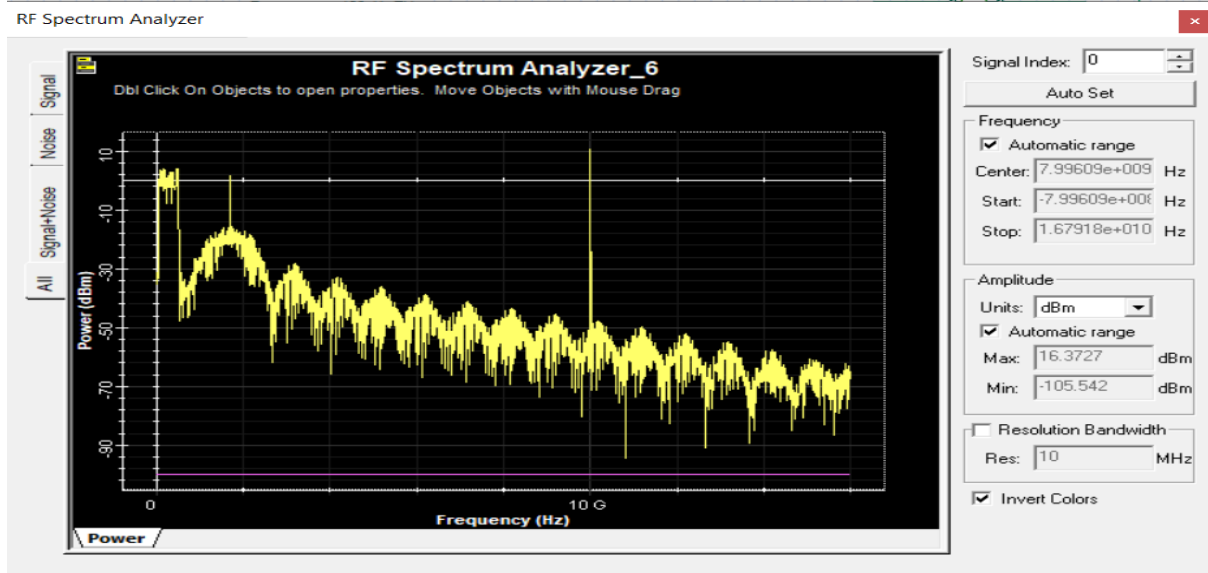


Figure 4. 10: Spectre après couplage entre la fonction sinus et le débit binaire module AM

La figure 4.10 Montre un spectre après couplage entre la fonction sinus et le débit binaire car on voit que le signal binaire est bruité avec une puissance du signal a -105.542dBm

4.5.5 Spectre optique à la sortie du modulateur Mach-Zehnder

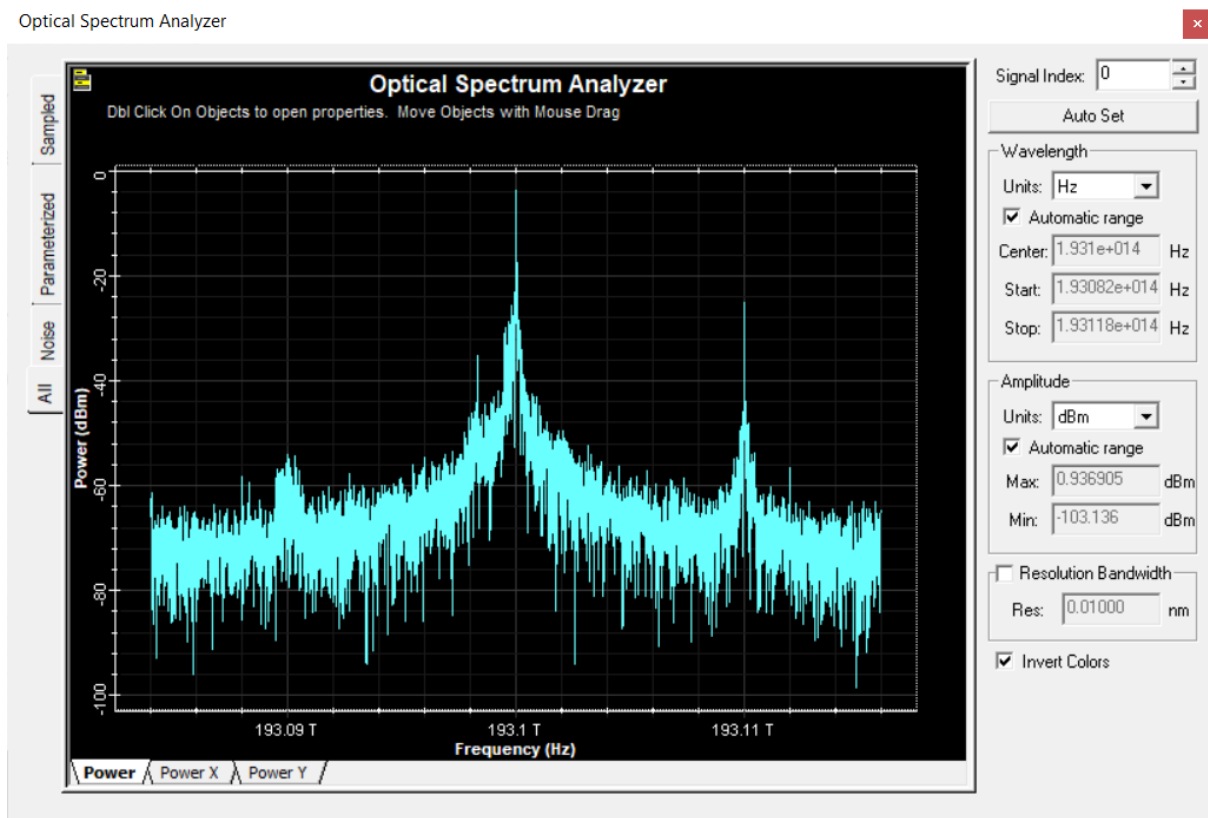


Figure 4. 11 : spectre optique à la sortie du modulateur Mach-Zehnder

La figure 4.11 Montre le spectre optique à la sortie du modulateur Mach-Zehnder car la fréquence est entre 193.09THz et 193.11THz avec une amplitude de 0.936905 dBm. Avec un bruit dans le signal.

4.5.6 Spectre après modulation

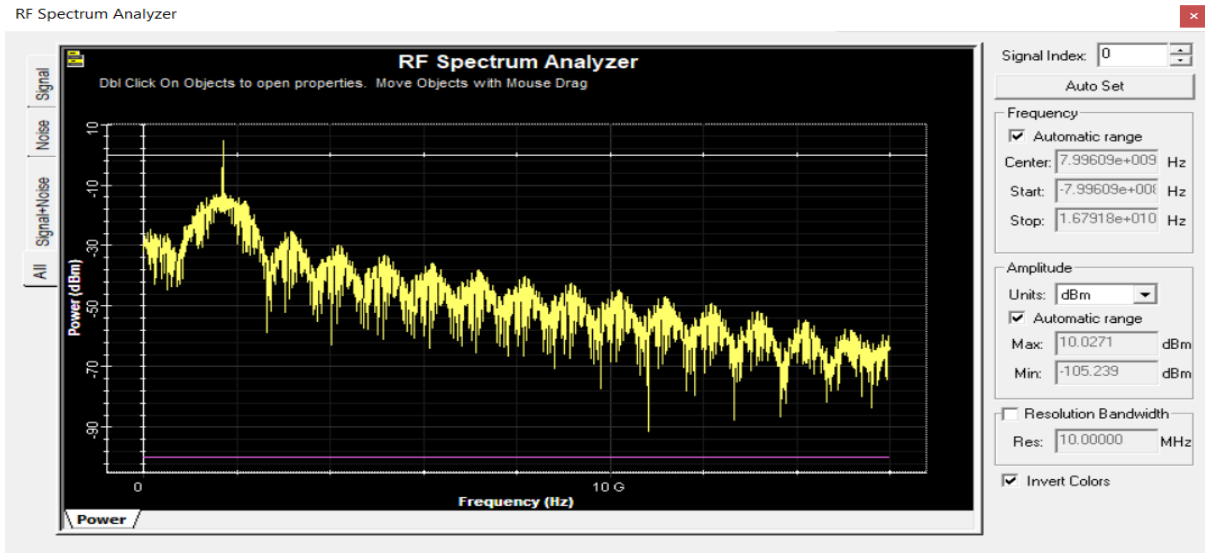


Figure 4. 12: Spectre après modulation

La figure 4.12 représente la variation de la puissance en fonction de la fréquence, on remarque que quand la fréquence augmente, la puissance diminue jusqu'à -70dBm et on a un signal peu bruité à cause des amplificateurs.

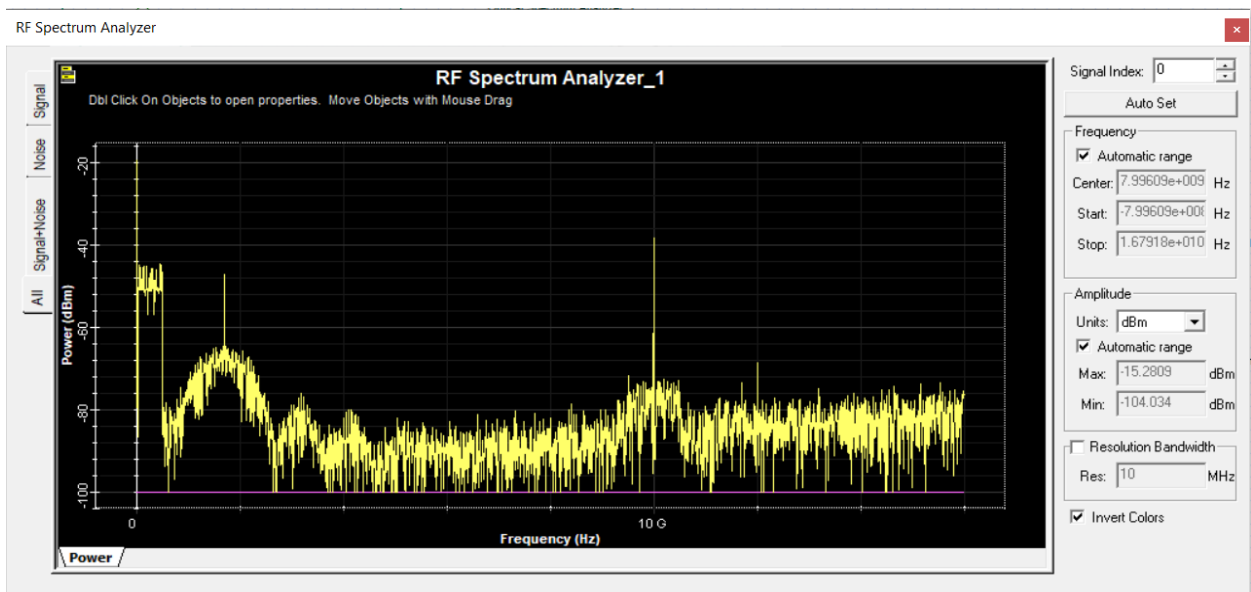


Figure 4. 13: Spectre au niveau du récepteur et après conversion

La figure 4.13 représente les variations du spectre au niveau du récepteur, nous constatons que la puissance augmente au niveau du spectre (2 GHz). Au niveau de 2,3 GHz, nous remarquons que la puissance diminue considérablement et au-delà, c'est-à-dire entre (2,6 GHz et 10 GHz) le spectre reste inchangé c'est-à-dire une fluctuation constante.

4.5.7 Spectre après modulation

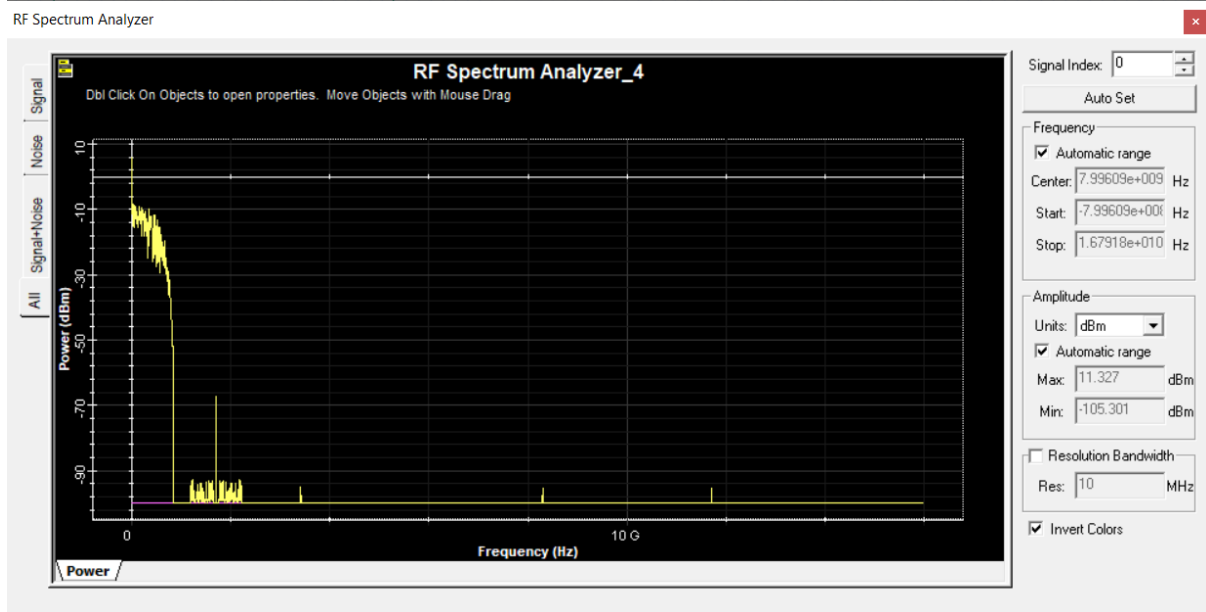


Figure 4. 14: Spectre après modulation

La figure 4.14 représente le spectre du signal après modulation, nous constatons que la puissance atteint des niveaux de puissance compris entre (-20 dBm et -10 dBm) entre (0 et 4 GHz). On remarque une fluctuation stable avec un niveau de l'ordre de -95 dBm entre la fréquence (1,2 GHz et 2,4 GHz).

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord étudié le système radio à fibre optique. Cette recherche est essentielle pour réaliser la liaison radio à fibre optique dans la deuxième partie de ce chapitre, car elle nous permet d'en comprendre tous les paramètres. La liaison par fibre optique est divisée en quatre parties (partie de transmission RF, partie de réception RF, partie de transmission optique et partie de réception optique). Ensuite nous avons étudié le logiciel optisystem très pratique et simple, et enfin nous avons fait un lien Radio sur Fibre sur ce logiciel pour juger de la qualité de transmission.

4.6 Références

- [1] Lisawati Sainawi and Khadijah Ismail ,Receiver Performance Improvement in Radio over FiberNetwork Transmission , National Defence University of Malaysia, Kuala Lumpur, Malaysia
- [2] BENAMMAR Amine MILOUDI Walid , Etude d'une liaison optique WDM Radio sur Fibre , Université Aboubakr Belkaïd– Tlemcen –Faculté de TECHNOLOGIE

Conclusion générale

Le contexte de cette mémoire s'articule autour la convergence du système radio sur fibre (RoF) à 60 GHz avec un système WDM-PON et l'investigation du système RoF en utilisant le démultiplexeur WDM. Pour notre mémoire on a traité l'ensemble de la technique RoF à 10 GHz avec leur système de transport des signaux on utilisant un modulateur électro optique Mach-Zehnder. Après on a vu les avantages et les applications de la technologie RoF et les futurs réseaux optique.

Ensuite on a étudié la conversion de la phase en bruit d'intensité et la génération millimétrique avec sa fonction d'autocorrélation et densité spectrale. Ensuite on a entamé la combinaison de la technique d'auto hétérodyne optique et de la transmission en bande de base et les nouvelles modulations multibande avec une technique de modulation de phase parallèle par un seul MZM.

Nous avons également traité les impacts de la fréquence intermédiaire FI sur le signal en bande de base induits par différents formats de modulation, en utilisant une modulation de phase parallèle avec un seul MZM. Enfin notre travail était d'établir des méthodes nouvelles et efficaces qui permettent d'atteindre un débit idéal car nous avons fait une simulation sur logiciel Optisystem et nous avons pu comprendre l'utilité de cette nouvelle technologie radio sur fibre optique car on a eu des résultats satisfaisant qui ont été démontré dans le facteur de qualité et le diagramme de l'œil.

Les liaisons radio sur fibre, sont l'une des meilleures solutions pour la réduction de la taille des cellules de couverture. Grâce à l'utilisation de la fibre optique à super-large bande passante, il est possible de transférer les fonctions de traitement du signal à une station de contrôle centralisée, control station. La centralisation des équipements coûteux et complexes au niveau de cette station de contrôle rendue possible par la technologie RoF devrait permettre une mise en œuvre compacte et économique des unités d'accès à distance.

وفي هذا العمل، يتم إثبات وجود نظام ملليمتر للراديو على الألياف، يتوافق مع هياكل شبكة الوصول الضوئي السلبية القائمة على تعدد الأطوال الموجية (WDM-PON) ويجري حالياً إجراء دراسة شاملة عن الضوضاء الناتجة عن المرحلة البصرية للناقل الملليمتر. ومن الناحية النظرية، تُدرّس تقنية جديدة للتنميط متعدد النطاقات (النطاق الأساسي والراديو)، استناداً إلى استخدام جهاز تنميط كهربائي متعدد النطاقات (Mach-Zehnder) وأخيراً، يقترح إرسال ثنائي الاتجاه للألياف فوق الألياف في 60 جيجاهرتز. وهو يستخدم المخلوط الأوبتوني للربط العلوي ويتوافق

مع معمارية WDM-PON.

الكلمات الرئيسية

نطاق ملليمتر، موديل كهربائي بصري، موجات متعددة، مصفوفات بصرية سلبية، موديل نطاق قاعدي، تردد وسطي.

Résumé

Dans ce travail, un système radio-sur-fibre millimétrique, compatible avec les architectures de réseaux d'accès optiques passifs basés sur le multiplexage en longueur d'onde (WDM-PON) est démontré. Une étude complète sur le bruit de phase de la porteuse millimétrique, générée par voie optique, est menée. Une nouvelle technique de modulation multi-bandes (bande de base et radio), basée sur l'utilisation d'un unique modulateur électro-optique de Mach-Zehnder (MZM), est étudiée théoriquement. Enfin, une transmission bidirectionnelle radio-sur-fibre à 60 GHz proposée. Elle utilise le mélange optoélectronique pour le lien montant et est compatible avec l'architecture WDM-PON.

Mots clés

Bande millimétrique, Modulateur électro optique, Multiplexage en longueur d'ondes, Réseaux optique passif, Modulation en bande de base, Fréquence intermédiaire.

Abstract

In this work, a millimeter radio-over-fiber system, compatible with passive optical access network architectures based on wavelength division multiplexing (WDM-PON) is demonstrated. A complete study on the phase noise of the millimeter carrier, produced optically, is produced. A new multi-band modulation technique (baseband and radio), based on the use of a single Mach-Zehnder electro-optical modulator (MZM), is theoretically studied. Finally, a bidirectional radio-over-fiber transmission at 60 GHz is proposed. It uses optoelectronic mixing for the link amount and is compatible with the WDM-PON architecture.

Keywords

Millimeter band, Electro-optical modulator, Wavelength division multiplexing, passive optical networks, Baseband modulation, Intermediate frequency