



Systèmes hybrides opto/sans fil pour les réseaux multi-gigabits aux fréquences millimétriques

Habeb Rzaigui

► **To cite this version:**

Habeb Rzaigui. Systèmes hybrides opto/sans fil pour les réseaux multi-gigabits aux fréquences millimétriques. Electronique. Université Grenoble Alpes, 2016. Français. <NNT : 2016GREAT014>. <tel-01295704>

HAL Id: tel-01295704

<https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01295704>

Submitted on 31 Mar 2016

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

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

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE LA COMMUNAUTÉ UNIVERSITÉ GRENOBLE ALPES

Spécialité : **Optique et Radio Fréquence**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Habeb RZAIGUI

Thèse dirigée par **Béatrice CABON** et
codirigée par **Julien POËTTE**

préparée au sein du **Laboratoire IMEP-LAHC**
dans **l'École Doctorale E.E.A.T.S**

Systèmes hybrides opto/sans fil pour les réseaux multi- gigabits aux fréquences millimétriques

Thèse soutenue publiquement le **09 Mars 2016**,
devant le jury composé de :

M. Raphaël CLERC

PR Institut d'Optique, Président

M. Pascal BESNARD

PR FOTON, Rapporteur

M. Christelle AUPETIT-BERTHELEMOT

PR XLIM, Rapporteur

Mme. Béatrice CABON

PR INP Grenoble, Directrice de thèse

M. Julien POËTTE

MCF INP Grenoble, Co-encadrant de thèse



à celle que j'aime le plus « fatma »

« L'espoir, c'est de la lumière,

L'amour, c'est une liqueur,

Et la foi, c'est la prière »

Nérée Beauchemin

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier ma directrice de thèse Mme Béatrice Cabon, pour sa confiance, son soutien et son expérience, et sans qui ce travail de thèse n'aurait pas été possible. J'adresse également mes chaleureux remerciements à mon co-encadrant Julien Poëtte pour son énergie, sa disponibilité, professionnalisme et sa confiance.

Un grand merci à Nicolas Corrao, ingénieur et responsable de la plateforme HOC à l'IMEP-LAHC. Merci pour ton aide précieuse et tes conseils avisés qui m'ont permis de mener à bien et d'affiner mes mesures.

Je tiens aussi à remercier M. Gérard Ghibaudo et Jean-Emmanuel Broquin pour leur accueil au sein du laboratoire.

Je voudrais également remercier les personnes qui ont accepté de faire partie de mon jury de soutenance. Je suis particulièrement honoré que M. Raphaël Clerc, ait accepté de présider ce jury. Ensuite, je remercie M. Pascal Besnard ainsi que Mme. Christelle Aupetit-Berthelemot, pour avoir accepté de rapporter sur ce travail.

Je remercie particulièrement Guy Vitran et Pascal Xavier pour leur soutien et encouragements durant ma thèse.

Je dis aussi merci au personnel administratif : Dalhila, Valérie, Annaïck, Anne, Mireille, Joelle, Chahla, Isabelle et Brigitte; votre efficacité et votre sourire ont permis de faire agréablement face à toute démarche administrative.

Ensuite merci aux doctorants avec lesquels j'ai partagé le bureau A313: Than Huong, Marco, Mohamed, Leila, Hamza et Dahbia.

Du fond du cœur, un grand merci à Mehdi Krichene, Lilia Lassouad pour leur soutien qui n'a jamais cessé.

J'adresse mes pensées les plus chaleureuses à tous mes amis, qui m'ont supporté : Rached Ben Mokhtar, Lisa Bernard, Talel Boussek, Cyrine Bibi, Souheil Ben

Youssef, Maha ben Hmida, Sabri Zaghdoudi, Karim Jenhani, Sara Ben Aziza, Sandra Jenhani, Sofia Jenhani, Safa Aljen, Marouen Rhif, Khaled Labidi, Ghiloufi Rami, Chikha Khalil, Marina Hamon, Meriem Soltani, Abdelbadia Kraiem, Wiem El Barraah, Haithem Feki.

Et je tiens finalement à remercier ma famille : Mon père, Ma mère, Raghda, Omaïma et Hazem.

Enfin, à toi qui a été à mes côtés, merci.

Table des matières

Remerciements	iii
Table des figures	xi
Acronymes	1
Introduction générale	5
Références bibliographiques	7
Chapitre 1: l'état de l'art des réseaux multi-gigabits aux fréquences millimétriques (60 GHz)	8
1. Communication à 60 GHz	9
1.1. Pourquoi 60 GHz ?	9
1.2. Applications potentielles des ondes à 60 GHz	11
2. Radio sur fibre	11
2.1. Composants d'un système radio sur fibre	11
2.1.1. Fibre optique	12
2.1.2. Le récepteur : Photo-détecteur	13
2.2. Génération ondes millimétriques (mmW) par voie optique	13
2.2.1. Génération du signal RF par hétérodynage optique de deux lasers	13
2.2.2. Génération du signal RF par modulation d'intensité	14
2.2.3. Génération du signal RF par modulation d'intensité et modulation de phase d'un laser	16
2.2.4. Génération de signaux RF par blocage de mode	17
2.3. Applications des technologies radio sur fibre	18
2.4. Architecture des systèmes radio sur fibre	20
2.4.1. Architecture point à point	20
2.4.2. Architecture point à multipoints	21

2.4.3.	Architecture multipoints à multipoints	22
3.	Normes.....	22
3.1.	Normes IEEE 802.15.3c.....	22
3.2.	Normes ECMA 387 (European Computer Manufacturers Association)	23
4.	Présentation du travail	25
5.	Références bibliographiques.....	26
Chapitre 2 : Lasers à verrouillage de modes pour les systèmes radio sur fibre		
.....		30
1.	Introduction.....	31
2.	Généralités sur lasers à verrouillage de modes	31
2.1.	Principe des lasers	31
2.2.	Lasers à semiconducteurs à verrouillage de modes	33
2.2.1.	Bref historique	33
2.2.2.	Principe de fonctionnement : Régime impulsionnel.....	33
2.2.3.	Techniques de verrouillage de modes.....	36
3.	Laser MLL à bâtonnets quantiques.....	37
3.1.	Présentations des lasers	37
3.1.1.	Technologie	37
3.1.2.	Lasers III-V lab.....	39
3.2.	Caractéristiques des lasers Q-dash.....	40
3.2.1.	Banc de mesure.....	40
3.2.2.	Caractéristiques des MLLD en régime statique	41
4.	Caractéristiques des MLLD en régime dynamique	48
4.1.	Les techniques de modulation d'intensité optique.....	49
4.1.1.	Modulation directe.....	49

4.1.1.	Efficacité de modulation à 60 GHz du MLLD	50
4.1.2.	Modulation externe	52
4.1.3.	Comparaison entre les différentes techniques de modulation	53
5.	Conclusion	57
6.	Références bibliographiques	58
	Chapitre 3 : Effets de la propagation dans la fibre optique.....	60
1.	Introduction.....	61
2.	Dispersion d'une fibre optique	62
3.	Fonction du transfert de la fibre optique.....	63
4.	Impact de la dispersion chromatique sur la puissance RF	65
5.	Système avec un interféromètre Mach-Zehnder asymétrique	68
5.1.	Principe	68
5.2.	Simulation avec UMZI.....	69
6.	Validation expérimentale	72
6.1.	Montage avec UMZI	72
6.2.	Résultats expérimentaux	73
7.	Discussion.....	74
7.1.	Modèle optimal	74
7.2.	Largeur spectrale.....	76
8.	Conclusion	77
9.	Références bibliographiques	78
	Chapitre 4 : Etude du laser à verrouillage de modes sous injection optique .80	
1.	Introduction.....	81
2.	Historique et applications	81
3.	Effets de la contre réaction sur les lasers	82

3.1. Contre réaction optoélectronique	82
3.2. Contre réaction optique	84
4. Injection optique	86
4.1. Principe	86
4.2. Résultats expérimentaux	86
5. Conclusion	89
6. Référence bibliographiques	91
Conclusion générale	93
Liste des publications parues sur ce travail	95

Table des figures

Figure 1.1. Spectres autorisés dans la bande de 60 GHz suivant les organismes de standardisation [2].....	10
Figure 1.2. Spectre d'atténuation de la molécule de l'oxygène [46].....	10
Figure 1.3. Principe de la radio sur fibre	12
Figure 1.4. Structure d'une fibre optique.....	12
Figure 1.5. Génération en mmW par deux sources lasers	14
Figure 1.6. Génération des signaux RF par modulation directe du laser (a), et modulation externe (b).....	14
Figure 1.7. Génération des ondes mmW avec deux MZM [17]	15
Figure 1.8. Système de génération des multi-longueurs d'ondes. (a) génération de peigne de fréquence optique ; (b) génération de multi-longueurs d'ondes ; génération de peigne de longueur d'ondes entrelacées [42]	16
Figure 1.9. (a) Relation entre le nombre de ligne de peigne et l'indice de phase de modulation ; (b) génération de l'OFC en utilisant IM et PM _s [42].....	17
Figure 1.10. Architecture RoF point à multipoints [40]	21
Figure 1.11. (a) Architecture RoF multipoints à multipoints, (b) détails sur le mécanisme du coupleur optique [40].....	22
Figure 1.12. Canaux attribués à partir de 57 GHz à 66 GHz selon la norme ECMA 387 [5,27].....	24
Figure 2.13. Schéma d'un laser de type Fabry-Perot.....	32
Figure 2.14. Courbe de gain d'un laser FP	34
Figure 2.15. Intensité lumineuse d'un laser à blocage de modes	36
Figure 2.16. Schéma d'un laser à verrouillage de modes passif à semiconducteur	37
Figure 2.17. Image TEM des bâtonnets quantiques au niveau de la couche active: Courtesy of G. Patriarche, CNRS LPN.....	38
Figure 2.18. Image TEM d'un laser à ruban enterré : Courtesy of G. Patriarche, CNRS LPN	39
Figure 2.19. Puce MLLD.....	39

Figure 2.20. Banc de mesure utilisé.....	40
Figure 2.21. Systèmes de couplage.....	41
Figure 2.22. Caractéristique statique : puissance optique en fonction du courant de polarisation.....	42
Figure 2.23. Banc de mesure : spectre optique et spectre RF.....	43
Figure 2.24. Variation de la puissance RF (signal généré par le battement) et de la largeur à mi-hauteur du laser L872 en fonction du courant de polarisation	44
Figure 2.25. Spectres optiques pour différents courants de polarisation 100,150 et 200 mA	45
Figure 2.26. Variation de la largeur et de la fréquence centrale du spectre optique du laser L872	46
Figure 2.27. Spectre RF du MLLD L872	46
Figure 2.28. Bruit de phase du laser L872, $I_B = 180$ mA.....	47
Figure 2.29. Génération des bandes latérales dans le spectre optique	48
Figure 2.30. Bandes latérales présentes dans le spectre optique après conversion basse fréquence	49
Figure 2.31. Modulation directe	50
Figure 2.32. Montage : efficacité de modulation à 60 GHz	50
Figure 2.33. Efficacité de modulation à 60 GHz, bande latérale supérieure	51
Figure 2.34. Principe du modulateur à une électrode	52
Figure 2.35. Modulation externe.....	53
Figure 2.36. Banc de mesure : modulation directe et modulation externe	54
Figure 2.37. L'EVM et ses composantes dans le plan I-Q	55
Figure 2.38. EVM pour un débit de 794 Mb/s, format de modulation BPSK	55
Figure 2.39. EVM en fonction de la fréquence de modulation (directe)	57
Figure 3.40. Model pour la simulation	65
Figure 3.41. Spectre optique à la sortie du MLLD avec un ISL de 58.37 GHz	65
Figure 3.42. Variation de la puissance RF en fonction de la longueur de la fibre (simulation).....	66
Figure 3.43. Variation de la puissance RF en fonction de la longueur de la fibre (expérience et simulation).....	67

Figure 3.44. Schéma du système pour réduire la sensibilité à la dispersion chromatique	68
Figure 3.45. Simulation avec l'intégration de l'UMZI. Les variations des puissances RF à la sortie du système pour chaque voie (a), en combinant les deux voies (b).	70
Figure 3.46. Motifs électriques pour un ISL = 58.37 GHz et 100 GHz	71
Figure 3.47. Dispositif expérimental pour la réduction de la sensibilité à la dispersion chromatique	72
Figure 3.48. Variation de la puissance RF en fonction de la longueur de la fibre avec UMZI (expérience et simulation)	73
Figure 3.49. Résultats expérimentaux: variation de la puissance RF par rapport à la longueur de la fibre SMF sans, (A), et avec, (B), l'UMZ.....	74
Figure 3.50. Variation de la puissance RF en fonction de la longueur L du SMF..	75
Figure 3.51. Variations de LHM_c en fonction de ΔL	76
Figure 3.52. Variation de LHM_c en fonction du nombre de modes	76
Figure 4.53. Configuration d'un oscillateur optoélectronique à base d'un MLLD [23].....	83
Figure 4.54. Montage de contre réaction tout optique	84
Figure 4.55. Effet de la contre réaction sur le spectre RF	85
Figure 4.56. Principe de l'injection optique externe	86
Figure 4.57. Injection optique avec une source laser accordable	86
Figure 4.58. Effet de l'injection optique sur le spectre RF	87
Figure 4.59. Spectre RF du MLLD perturbé	88
Figure 4.60. Spectre du bruit de phase du MLLD avec et sans injection optique .	89

Acronymes

AWG	arrayed waveguide grating
APSK	Amplitude and phase-shift keying
BPSK	binary phase shift keying
B3B	Beyond 3G system
CWL	continuous-wave laser
CR	contre réaction
DC	direct current
EOM	Electro-optical modulator
EDFA	Erbium-doped fiber amplifier
ECMA	European Computer Manufacturers Association
ECMA	European Computer Manufacturers Association
EVM	error vector magnitude
ESA	electrical spectrum analyzer
FWM	Four Wave Mixing
FP	Fabry-Pérot
Gbps	gigabit per second
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile Communications
GMSK	Gaussian minimum-shift keying

HRP	High Rate Physical
HD	high definition
HSI	High Speed Interface
ITC	Independent Television Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISL	intervalle spectral libre
InGaAs	Indium Gallium Arsenide
InP	Indium Phosphide
IM	intensity modulator
ISO	International Organization for Standardization
LHM	Length at Half Maximum
LO	local oscillator
LNA	Low Noise Amplifier
LRP	Low Rate Physical
Laser	light amplication by stimulated emission of radiation
Lidar	light detection and ranging
LiNbO3	lithium niobate
MMF	multi-mode fiber
mmW	millimeter wave
MLLD	mode-locked laser diode
MVDS	Multipoint Video Distribution Systems

MBS	Mobile Broadband System
MZM	Mach-Zehnder modulator
MS	microwave source
NICT	National Institute of Information and Communications Technology
OFC	optical frequency comb
OOK	ON OFF Keying
OSA	optical spectrum analyzer
OFDM	orthogonal frequency division multiplex
PM	phase modulator
P2P	Point To Point
PHY	physical layer
PD	Photodetector
QPSK	quadrature phase shift keying
QAM	quadrature amplitude modulation
RBW	Resolution Bandwidth
RoF	Radio over Fibre
RF	Radio Frequency
RAU	Remote Access Unit
RADAR	RAdio Detection And Ranging
rms	root-mean-square
SMF	single mode fiber

SNR	signal-to-noise ratio
SC	Single Carrier
SCBT	Single Carrier Block Transmission
TEM	transmission electron microscopy
ULB	ultra large bande
UMZI	Unbalanced Mach-Zehnder Interferometer
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
VSA	vector signal analyzer
Wi-Fi	wireless fidelity
WDM	Wavelength-Division Multiplexing
WLAN	wireless local area network
WPAN	wireless personal area network

Introduction générale

Depuis la fin des années 1990, les technologies sans fil ont été développées pour remplacer les câbles utilisés pour les réseaux domestiques (Home Area Networks (HAN)). L'une des technologies les plus réussies est le Wi-Fi (Wireless Fidelity) connu aussi sous la norme IEEE 802.11. Théoriquement, avec cette technologie, nous pouvons atteindre des débits de l'ordre de 600 Mbit/s, mais dans les prochaines années des débits plus élevés seront nécessaires pour répondre aux demandes de débit de plus en plus élevées.

Les futurs réseaux seront tenus de fournir des débits de données jusqu'à plusieurs dizaines de gigabits par seconde afin de faire face aux exigences des marchés. Les applications clés qui nécessitent beaucoup plus de débit aujourd'hui sont les suivantes : les vidéos non compressées haute définition (HD), les vidéos en format 3D, les jeux sans fil, le transfert des fichiers à haute vitesse entre stations d'accueil sans fil, et le domaine de la télémédecine [1], [2]. Ainsi, la demande de débit se traduit directement par une demande de bande passante.

Les technologies actuelles du Wi-Fi exploitent les bandes de fréquences autour 2,4 ou 5 GHz, mais ces bandes ont une tendance à devenir très saturées. Pour anticiper cela et augmenter les vitesses de connexion, les industriels se sont retournés vers la bande d'ondes millimétriques sans licence autour de 60 GHz. Cette bande est largement disponible dans le monde entier, elle n'est pas encore utilisée massivement. Cette bande propose de grands canaux de bande passante de 2,16 GHz. Ainsi, ces systèmes sans fil offrent des débits importants qui peuvent atteindre plusieurs gigabits par seconde pour les réseaux domestiques (HAN) [3]. Avec cette vitesse, les utilisateurs peuvent vraiment commencer à remplacer tous les câbles internes qu'ils utilisent, même les interfaces multimédia à haute définition (HDMI), qui véhiculent des vidéos non compressés en haute définition.

Malgré les avantages des ondes millimétriques, il y a deux inconvénients majeurs avec les systèmes de communications à ondes millimétrique : d'abord, la génération de ces fréquences est un défi difficile dans le domaine de

l'électronique, ensuite, le deuxième défi est de les transmettre, vu la forte atténuation atmosphérique de l'ordre de 15 dB/Km à cette fréquence [4].

Une solution pour éviter ces inconvénients est la radio sur fibre (RoF). Cette technologie permet le déport d'antenne, à faible perte, grâce à la fibre optique. En effet, la technologie RoF permet de simplifier l'architecture de conception et de réduire le coût.

Ce travail de thèse a porté sur l'étude de la technique de génération des ondes millimétriques par voie optique, la performance et la sensibilité à la dispersion chromatique du système à fibre optique.

Références bibliographiques

- [1] « 1 - WirelessHD-Specification-Overview-v1.1May2010.pdf ». .
- [2] S.-K. Yong, P. Xia, et A. Valdes-Garcia, *60GHz Technology for Gbps WLAN and WPAN: From Theory to Practice*. John Wiley & Sons, 2011.
- [3] P. Smulders, « Exploiting the 60 GHz band for local wireless multimedia access: prospects and future directions », *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, n° 1, p. 140-147, janv. 2002.
- [4] « P.676 : Attenuation by atmospheric gases ». [En ligne]. Disponible sur: <https://www.itu.int/rec/R-REC-P.676/en>. [Consulté le: 20-nov-2015].

Chapitre 1: l'état de l'art des réseaux multi-gigabits aux fréquences millimétriques (60 GHz)

1. Communication à 60 GHz

1.1. Pourquoi 60 GHz ?

Les systèmes de communications sans fil sont devenus indispensables à la vie quotidienne avec les standards GSM, UMTS, GPS, Wi-Fi... et ils ne cessent de se développer afin d'améliorer et rendre plus confortable notre quotidien. L'une des nouvelles techniques de transmission sans fil les plus prometteuses est celle en ondes millimétriques (mm-waves). Il est important de citer que cette technique de transmission sans fil est connue depuis des décennies, mais elle n'a été développée principalement que pour des applications militaires jusqu'à récemment. Ces dernières années, grâce aux avancées technologiques et aux solutions d'intégrations à faibles coûts, les ondes millimétriques ont commencé à susciter un intérêt particulier de la part des organismes universitaires, de l'industrie et des organismes de normalisation. Les ondes millimétriques concernent les fréquences du spectre électromagnétique comprises entre 30 et 300 GHz [1].

Les systèmes opérant dans la bande des 60 GHz offrent plusieurs avantages par rapport aux systèmes de communication actuels basés sur les ondes radios classiques autour de 2.4 ou 5GHz (Wi-Fi). La largeur de la bande de fréquence allouée autour des 60 GHz est un avantage majeur. Une bande de 7 GHz est disponible dans la plupart des pays à travers le monde comme le montre la Figure 1.1 [2].

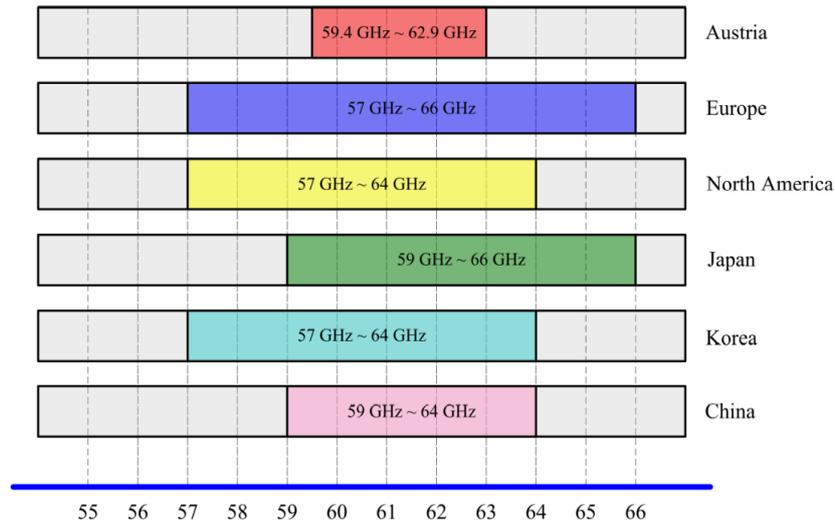


Figure 1.1. Spectres autorisés dans la bande de 60 GHz suivant les organismes de standardisation [2]

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 Figure 1.2 qui est de l'ordre de 15 dB/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, réduisant, de ce fait, leur zone de couverture à la taille d'une pièce.

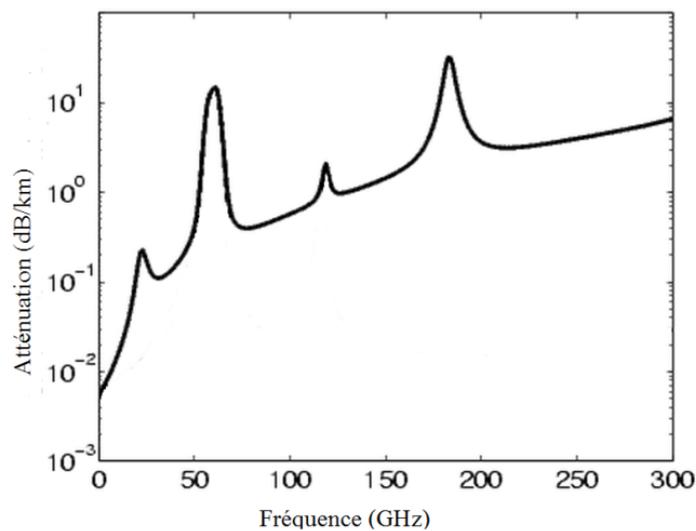


Figure 1.2. Spectre d'atténuation de la molécule de l'oxygène [46]

1.2.Applications potentielles des ondes à 60 GHz

Avec la bande allouée de 7 GHz dans la plupart des pays, la technologie à 60 GHz est devenue incontournable pour des nombreuses applications de transmission gigabit. Un certain nombre d'applications intérieures (indoor) sont envisagées, telles que:

- ✓ Le remplacement des câbles qui transmettent la vidéo haute définition (HD) non compressée, permettant aux utilisateurs d'afficher du contenu sans fil à un écran distant avec une qualité équivalente à une connexion filaire ;
- ✓ «sync and go» qui permet le transfert de fichiers gigabits en quelques secondes ;
- ✓ La station d'accueil sans fil qui permet à plusieurs périphériques d'être connectés sans branchement;
- ✓ Le « gigabit Ethernet » sans fil qui permet le trafic Ethernet multi-gigabit bidirectionnel ;
- ✓ Les jeux sans fil.

Toutes ces applications ont été discutées dans diverses normes et dans l'industrie [3-6]. La vidéo non compressée est en train de devenir l'une des applications les plus attractives, cette application est actuellement disponible sur le marché et elle est fabriquée par des entreprises telles que Panasonic, LG Electronics et Toshiba [3,7].

2. Radio sur fibre

Dans la suite, les concepts de base d'un système radio-sur-fibre seront examinés, ainsi que la génération optique des ondes millimétriques et leur détection

2.1.Composants d'un système radio sur fibre

Le lien RoF comprend trois fonctions de base visibles sur la Figure 1.3, une conversion électro-optique (E/O) au niveau de l'émetteur, le support de transmission qui est la fibre optique, et une conversion opto-électrique (O/E) au

niveau du récepteur. La partie E/O sera discutée dans la section «Génération des mm-waves optiques » du chapitre 2.

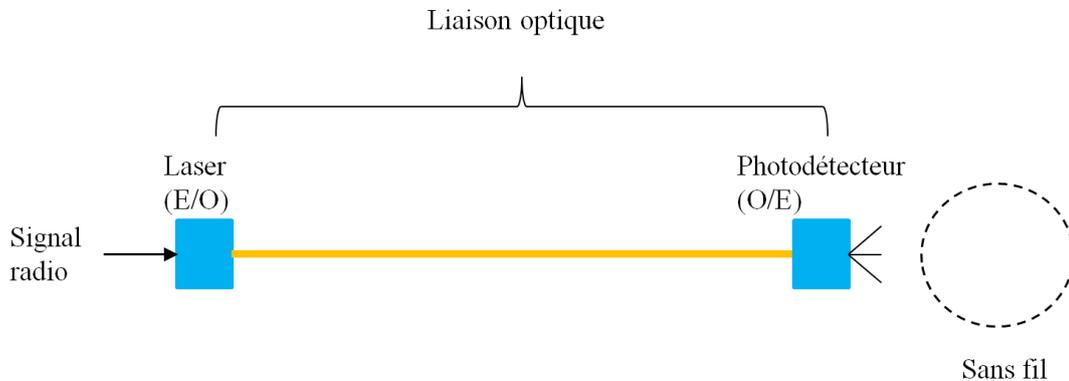


Figure 1.3.Principe de la radio sur fibre

2.1.1. Fibre optique

La fibre optique est constituée d'un cœur en verre de silice entouré d'une gaine dont l'indice de réfraction est inférieur à celui du cœur visualisé sur la Figure 1.4.

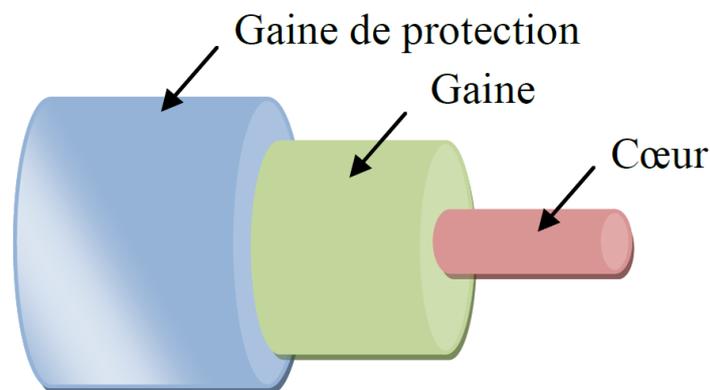


Figure 1.4. Structure d'une fibre optique

Ainsi, la lumière peut être guidée par réflexion totale interne. La propagation des champs optiques dans les fibres est régie par les équations de Maxwell, qui conduisent à l'équation d'onde dans la fibre. La notion de mode de propagation concerne donc une solution particulière de l'équation d'onde, qui satisfait les conditions aux limites appropriées, sa distribution spatiale ne changeant pas avec la propagation. Comme dans les guides d'ondes électriques, les conditions aux

limites sont données par le matériau du guide d'ondes et par la géométrie de la fibre. La dimension du cœur d'une fibre monomode (SMF) (5-8 μ m) est comparable à la longueur d'onde. Elle ne guide seulement que le mode fondamental. Les fibres multimodes (MMF) ont un rayon de cœur plus grand, par exemple 50 et 62 μ m et guident plusieurs modes. La fibre optique est généralement caractérisée par deux effets principaux : l'atténuation qui est due à l'absorption de la lumière dans la fibre, et les phénomènes de dispersion. Alors que la dispersion modale peut être évitée en utilisant une fibre monomode, d'autres effets de dispersion ne sont pas si facilement contrôlés. Nous en étudierons certains par la suite.

2.1.2. Le récepteur : Photo-détecteur

Le photo-détecteur permet de réaliser la conversion opto-électrique (O/E) du signal. Les plus utilisés des photo-détecteurs sont des photodiodes de types PIN, constituées de trois zones : une zone intrinsèque intercalée entre deux sections, la première est fortement dopée P et la deuxième est fortement dopée N.

2.2. Génération ondes millimétriques (mmW) par voie optique

Suite à la publication des différentes normes pour les réseaux sans fils à 60 GHz, diverses techniques de génération des fréquences autour de 60 GHz (mmW) ont été proposées. Bien que des nombreux dispositifs RF aient été développés, le coût des dispositifs de génération en ondes mmW à 60 GHz reste onéreux. Depuis la possibilité de générer les ondes mmW par hétérodynage optique, la technique RoF devient une solution alternative avec un grand potentiel.

2.2.1. Génération du signal RF par hétérodynage optique de deux lasers

La Figure 1.5 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.

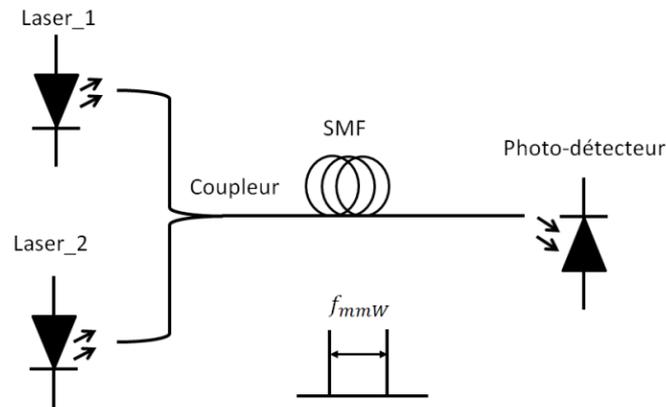


Figure 1.5. Génération en mmW par deux sources lasers

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 [8,9] ou par une boucle à verrouillage de phase optique ou électro-optique [10-14].

2.2.2. Génération du signal RF par modulation d'intensité

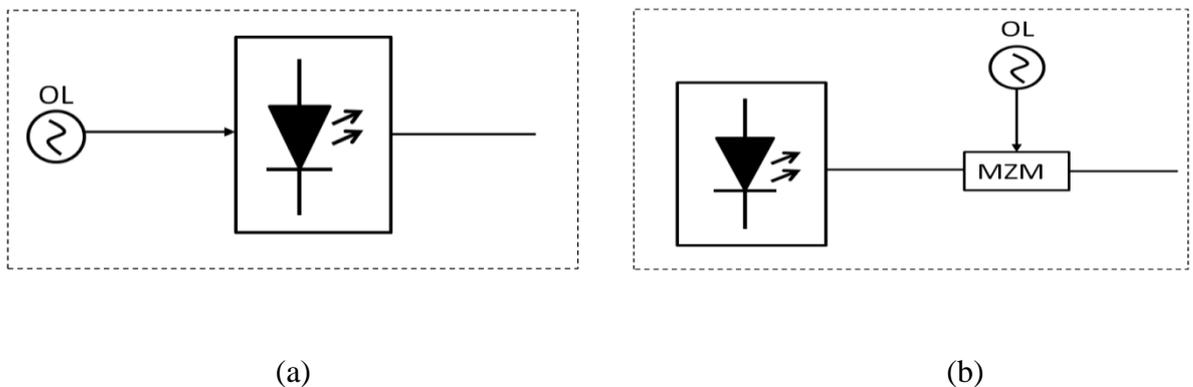


Figure 1.6. Génération des signaux RF par modulation directe du laser (a), et modulation externe (b)

La modulation optique est le principe fondamental pour la transmission du signal radiofréquence sur le domaine optique. Pour les liaisons optiques micro-ondes, les diodes lasers peuvent être modulées directement comme illustré sur la Figure 1.6, ou en utilisant un modulateur externe, tel qu'un modulateur Mach-Zehnder (MZM). Les deux cas présentés permettent de réaliser une modulation d'intensité.

Le rôle du modulateur est de convertir le signal électrique à transmettre en signal optique modulé. Le modulateur externe est généralement préféré pour les liaisons à hautes fréquences car la bande de modulation directe du laser est limitée par la fréquence de relaxation du laser [15], qui est de l'ordre de quelques GHz. Il est aussi utilisé pour des liaisons sur des longues distances à cause du phénomène de « chirp » ou élargissement dynamique de raie, apparaissant lors de la modulation directe [16]. Les effets de la dispersion chromatique combinée au « chirp » engendré par la modulation directe, limitent, par exemple, le débit de transmission.

La génération optique des micro-ondes basée sur la technique de modulation externe est généralement implantée en cascadeant deux modulateurs EOM (Modulateur Electro-Optique). Comme le montre la Figure 1.7 [17], deux EOM en configuration Modulateur Mach Zehnder sont utilisés, le premier, commandé par un oscillateur local à 30 GHz, est à l'origine de la conversion optique de fréquence, ce MZM est polarisé à son minimum de transmission afin de doubler la fréquence de l'oscillateur local (OL).

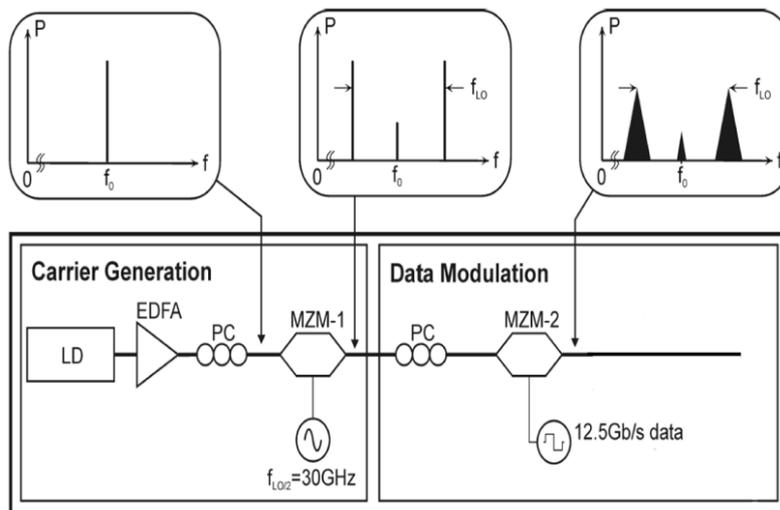


Figure 1.7. Génération des ondes mmW avec deux MZM [17]

2.2.3. Génération du signal RF par modulation d'intensité et modulation de phase d'un laser

Comme le montre la Figure 1.8, un système de génération des multi-longueurs d'ondes comporte trois parties. La première partie permet de générer un peigne de fréquence optique plat, la seconde correspond à la génération des impulsions optiques à plusieurs longueurs d'ondes, et enfin la troisième permet la construction de train d'impulsions de longueurs d'onde entrelacées [42].

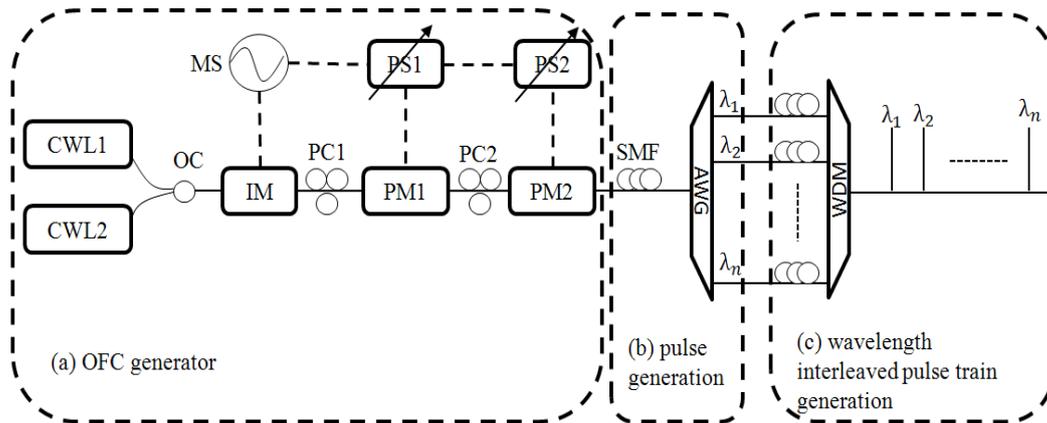


Figure 1.8. Système de génération des multi-longueurs d'ondes. (a) génération de peigne de fréquence optique ; (b) génération de multi-longueurs d'ondes ; génération de peigne de longueur d'ondes entrelacées [42]

Le peigne de fréquence optique (OFC : optical frequency comb) est généré par une modulation externe d'un laser continu (CWL : continuous-wave laser) en cascasant un modulateur d'intensité (IM : intensity modulator) et deux modulateurs de phase (PM_s : phase modulators) commandé par une onde sinusoïdale (MS: microwave source). En utilisant les effets non linéaires du modulateur d'intensité afin d'améliorer la planéité de l'OFC, 29 lignes de peigne ont été obtenues avec une variation de puissance entre elles inférieure à 1 dB. Un réseau sélectif planaire (Arrayed Waveguide Grating: AWG) est utilisé afin de filtrer Le peigne de fréquence optique pour obtenir plusieurs pulses gaussiens centrés au $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$. Et les entrelacés dans le temps un multiplexeur en longueur d'onde (Wavelength-Division Multiplexing : WDM) est utilisé. La Figure 1.9

montre que le nombre de lignes de ce peigne est directement proportionnel à l'indice de phase de modulation.

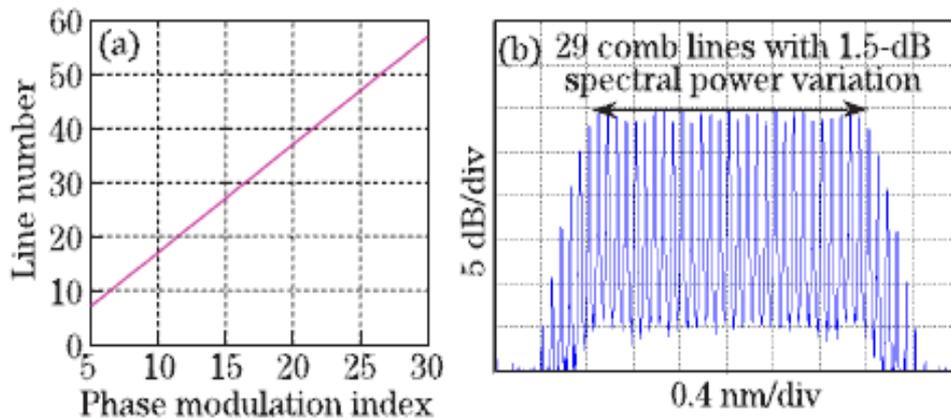


Figure 1.9. (a) Relation entre le nombre de ligne de peigne et l'indice de phase de modulation ; (b) génération de l'OFC en utilisant IM et PM_s [42]

Après avoir généré ce peigne, le battement entre les différents modes, au niveau d'une photodiode génère une porteuse RF centrée sur la fréquence qui sépare deux modes adjacents du peigne [42].

2.2.4. Génération de signaux RF par blocage de modes

Toutes les techniques précédentes requièrent un effort considérable en matériel, ce qui est à éviter lorsque les réseaux RoF trouvent leur application à grande échelle. Le système le plus économique consiste à générer des ondes mmW par un unique composant optique, idéalement un simple courant de polarisation. Le dispositif ayant le potentiel de satisfaire ce besoin est le laser à verrouillage de modes (MLLD : Mode Locked Laser Diode) [18]. Cette source optique présente un large spectre en peigne de quelques dizaines de modes équidistants qui sont verrouillés en phase. Au niveau de la photodiode, le battement entre les différents modes génère une porteuse RF centrée sur la fréquence qui sépare deux modes adjacents de la MLLD [18], donc l'ensemble MLLD et photo-détecteur représente un oscillateur mmW pour les systèmes RoF. La MLLD peut supporter la génération des ondes mmW à faible bruit de phase [19].

2.3.Applications des technologies radio sur fibre

Les technologies RoF peuvent être appliquées dans plusieurs systèmes de transmission comme : les communications radio-mobiles, les services de distribution vidéo multipoint (MVDS : Multipoint Video Distribution Systems), les mobiles hauts débits, les mobiles de 4^{ème} génération, les futurs réseaux domestiques reliés aux réseaux optiques et les systèmes de détection (RADAR). Ces domaines d'applications seront discutés ci-dessous :

Réseaux cellulaires : Les réseaux mobiles représentent un domaine d'application important de la technologie radio sur fibre « RoF » [20-23]. En exploitant les avantages de la fibre optique, les signaux transmis entre la station de contrôle et la station de base peuvent être efficacement acheminés. Grâce à la très grande bande passante, la technologie RoF devient un bon choix pour les réseaux mobiles qui continuent à voir s'accroître le nombre d'abonnés ainsi que la demande des services à large bande passante.

Système de distribution vidéo multipoint : Les systèmes de distribution vidéo multipoint (MVDS) peuvent désormais être autorisés à fournir des moyens pour la distribution locale des services de télévision. Ils peuvent être utilisés par ceux à qui il a été accordé une licence de distribution locale par l'Independent Television Commission (ITC). Ils peuvent également être utilisés comme une alternative à la distribution par câble ou éventuellement la compléter [24]. Les fréquences allouées à ces services sont dans les bandes autour de 12 GHz et 40 GHz selon les pays [24-26]

Service mobile à haut débit : le service mobile large bande (Mobile Broadband System : MBS) est destiné à étendre les services fixes à large bande aux utilisateurs des téléphones portables de tous types [27]. De futurs services seront développés sur les services fixes à large bande et les réseaux mobiles devront également supporter ces services sur le système MBS [28]. Ainsi un très haut débit de l'ordre de quelques Gbps par utilisateurs doit être fourni et des bandes de fréquences dans la gamme de 57 GHz à 63 GHz ont été allouées [29,30]. Les

cellules ont un diamètre de plusieurs centaines de mètres (microcellules). Les microcellules peuvent être connectées à la station de base et donc réduire leur coût de fabrication et de maintenance.

Mobiles de 5^{ème} génération : il s'agit de la prochaine génération de communication mobiles (5G) qui est toujours confrontée à un grand nombre de problèmes techniques [31,32]. La technologie RoF est l'une des meilleures solutions pour la réduction de la taille des cellules de couverture. Grâce à l'utilisation de la fibre optique qui possède une ultra-large bande passante, il est possible de transférer les fonctions de traitement du signal à une station de contrôle centralisée. La centralisation des équipements coûteux et complexes au niveau de cette station rendue possible par la technologie RoF devrait permettre une mise en œuvre compacte et économique des unités d'accès à distance (RAU : Remote Access Unit). Par conséquent, la technologie RoF offre l'accès à une grande variété de systèmes sans fil, y compris 3G, 4G, WLAN, systèmes de diffusion multimédia numérique et B3G (Beyond 3G system) [23,33].

Radio sur fibre pour les futurs réseaux domestiques : le besoin de débit ne cesse d'augmenter, notamment les services multimédias qui nécessitent des débits de l'ordre du Gbit/s. Afin de partager l'accès aux services multimédias entre plusieurs équipements dans un réseau local, une nouvelle architecture du réseau sans fil domestique a été mise en place [34-36]. Certains standards comme l'ultra-large-bande « ULB » exploitent la bande de fréquence à 60 GHz, ce qui leur permet de supporter des débits élevés de l'ordre du Gbit/s. Il est bien connu que les ondes à 60 GHz sont limitées en portée, donc l'utilisation de la technologie RoF permet de fournir un bon rapport coût-efficacité et permet le développement des technologies de communication pour le futur [33,37].

Systèmes de détection (RADAR) : Les demandes pour promouvoir la sécurité des véhicules ont augmenté, en particulier au Japon à cause du nombre important des accidents de la circulation, en recrudescence ces dernières années. Pour répondre à ces exigences, de nombreux fabricants et fournisseurs automobiles ont fait des

recherches pour développer des technologies de sécurité au volant. En particulier, l'élaboration des véhicules plus intelligents. La technologie de détection d'obstacles y joue un rôle fondamental [38]. Le radar automobile à ondes millimétriques peut reconnaître des cibles avec plus de précision tout en étant plus résistant au brouillard, à la pluie, à la neige et aux autres conditions climatiques que les types actuels des radars laser ne peuvent pas le faire [39]. Ils seront donc indispensables dans les futurs systèmes de conduite. Les constructeurs automobiles envisagent d'en équiper systématiquement les voitures afin que l'analyse de ces radars permette de fournir un moyen intelligent d'avertir le conducteur d'un éventuel danger.

2.4. Architecture des systèmes radio sur fibre

Il existe différentes typologies de réseaux RoF :

- Point à point
- Point à multipoints
- Multipoints à multipoints

Nous les présentons ci-après.

2.4.1. Architecture point à point

L'architecture d'un système radio sur fibre point à point (P2P : Point To Point) est assez simple. Le signal envoyé au lien descendant est amplifié par un amplificateur de puissance puis transmis en espace libre. Pour la voie montante, l'antenne de réception doit être suivie d'un filtre et d'un amplificateur faible bruit (LNA : Low Noise Amplifier) pour s'immuniser contre les interférences et améliorer le rapport signal à bruit, « SNR » [40]. La distance entre l'émetteur et l'antenne de réception doit être comprise entre 1 et 10 m [5].

Cette architecture est typiquement utilisée pour réaliser des dépôts d'antennes dans le standard UMTS, en raison de sa facilité de mise en œuvre pour un faible nombre d'antennes déportées. Par ailleurs, cette méthode peut aussi être utilisée

pour réaliser le système multipoints à multipoints, avec un multiplexage optique ou électrique.

2.4.2. Architecture point à multipoints

Les premières applications d'un système RoF point à multipoints ont été réalisées dans les années 90 pour transmettre le multiplex de fréquences de chaînes de télévisions sur une seule longueur d'onde optique, puis pour distribuer aux abonnés via le réseau optique [41].

L'architecture point à multipoints est montrée sur la Figure 1.10. Toutes les antennes déportées sont connectées au routeur ULB (lui-même connecté directement sur le réseau d'accès) au moyen d'un coupleur 1xN. Dans le lien montant un partage temporel est obligatoire afin d'éviter les collisions au niveau du coupleur optique, contrairement au sens descendant où, les données sont diffusées pour toutes les antennes en même temps. L'inconvénient de cette architecture est que le flux de données de toute la maison ne traverse qu'un seul routeur qui peut rapidement devenir surchargée. Par conséquent, il est préférable de n'utiliser cette architecture que dans le cas de l'utilisation de transmission de données fortement asymétrique, comme dans le cas de la diffusion audiovisuelle [40].

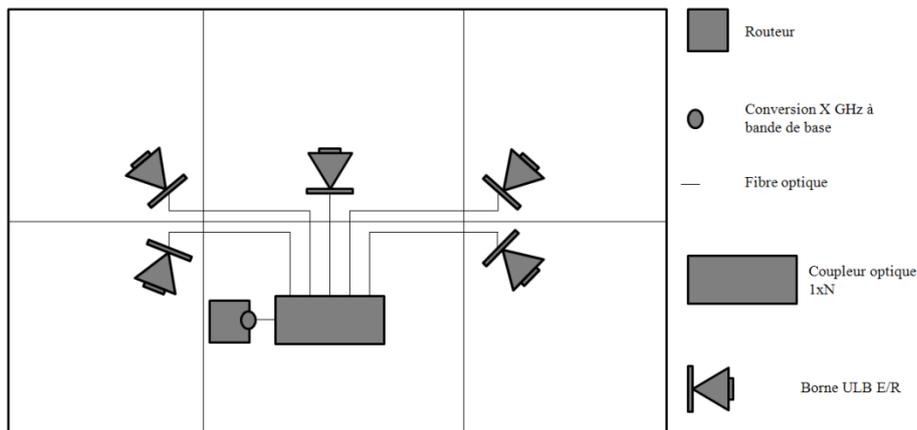


Figure 1.10. Architecture RoF point à multipoints [40]

2.4.3. Architecture multipoints à multipoints

L'architecture multipoints à multipoints montrée sur la Figure 1.11 est basée sur l'utilisation d'un coupleur optique NxN. Les lasers de chaque antenne sont connectés à une entrée du coupleur optique, et les photo-détecteurs de chaque antenne sont, eux, connectés à une sortie du coupleur optique. Quand une antenne transmet des données via la fibre optique, le signal transmis est distribué à toutes les sorties du coupleur optique et, par conséquent, l'ensemble des antennes reçoit les mêmes données émises par l'antenne. Grâce à ce composant passif (coupleur optique NxN), toutes les antennes sont visibles les unes par rapport aux autres à travers les fibres optiques quelles que soient les distances qui les séparent comme si elles étaient dans la même pièce [40].

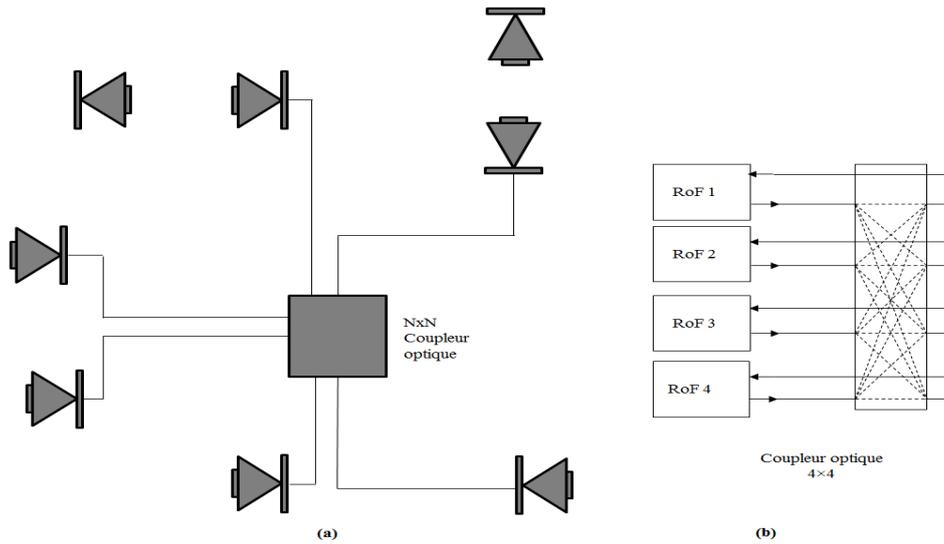


Figure 1.11. (a) Architecture RoF multipoints à multipoints, (b) détails sur le mécanisme du coupleur optique [40]

3. Normes

3.1. Normes IEEE 802.15.3c

Le groupe de 802.15.3c IEEE a été formé en Mars 2005 sous la direction du centre de recherche japonais NICT (National Institute of Information and Communications Technology) afin de créer une norme WPAN qui travaille à 60

GHz. Il s'agit de la première norme IEEE qui fonctionne dans la bande des ondes millimétriques et qui a été conçu pour la transmission sans fil de plusieurs Gigabit/s. Cette norme a été publiée en septembre 2009, mais actuellement aucun produit n'est sur le marché, excepté les produits WirelessHD [44] étiquetés "802.15.3c compatible IEEE" [45].

Trois couches PHY ont été définies pour répondre aux différents marchés, des cas d'utilisation et des applications :

- Single Carrier (SC) est un mode basé sur la modulation sur une seule porteuse.
Débit au niveau de la couche PHY: de 25,8 à 5280 Mbit/s.
Format de modulation : $\pi/2$ BPSK, GMSK, QPSK, 8-QAM, 16-QAM et OOK.
- High Speed Interface (HSI) est un mode basé sur des modulations OFDM.
Débit au niveau de la couche PHY: de 31,1 à 5775 Mbit/s.
Format de modulation : QPSK, 16-QAM et 64-QAM.
- Audio/vidéo (AV) est un mode basé sur la modulation OFDM et sur la spécification du système WirelessHD.
Débit au niveau de la couche PHY: de 952 à 3807 Mbit/s.
Format de modulation : BPSK pour LRP (Low Rate Physical layer), la QPSK et la 16-QAM pour HRP (High Rate Physical).

3.2. Normes ECMA 387 (European Computer Manufacturers Association)

Lors de l'élaboration de 802.15.3c IEEE, l'organisme ECMA a développé une norme concurrente, la norme ECMA-387 qui a été publiée en Décembre 2008 [27] pour une approbation de l'ISO en Juin 2009 [43]. L'Alliance WiMedia était censée promouvoir cette norme, mais l'association étant en déclin, elle n'a pu être d'aucun soutien. Aucun produit n'a été lancé sur le marché.

La particularité de cette norme repose sur la possibilité de supporter des débits PHY jusqu'à 25 Gbit/s grâce à la liaison des canaux. Cette technologie associe les

canaux adjacents pour obtenir une bande passante plus large visualisée sur la Figure 1.12, jusqu'à 9 GHz si la réglementation régionale le permet, et par conséquent augmente le débit.

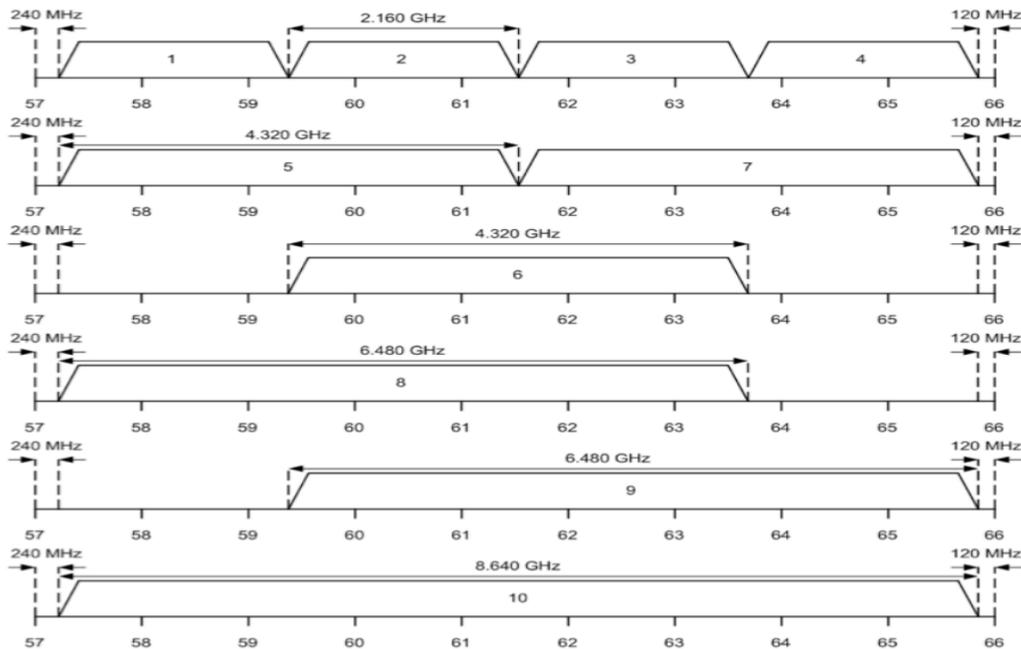


Figure 1.12. Canaux attribués à partir de 57 GHz à 66 GHz selon la norme ECMA 387 [5,27]

La norme ECMA-387 est composée de trois couches PHY pour répondre aux différents marchés, des cas d'utilisation et des applications [5,27]:

- Type A basé sur une seule porteuse (SCBT : Single Carrier Block Transmission) et la modulation OFDM.
Débit au niveau de la couche PHY: de 397 à 6350 Mbit/s ou jusqu'à 25.402 Gbit/s avec quatre canaux liés.
Format de modulation : BPSK, QPSK, NS 8-QAM et 16-QAM en SCBT, et QPSK et 16-QAM en OFDM.
- Type B basé sur la modulation SC (single carrier).
Débit au niveau de la couche PHY: de 794 à 3175 Mbit/s ou jusqu'à 12.701 Gbit/s avec quatre canaux liés.
Format de modulation : BPSK, QPSK.
- Type C basé sur la modulation SC (single carrier).

Débit au niveau de la couche PHY : de 800 à 3200 Mbit/s.

Format de modulation : OOK, 4APSK.

Le type A été conçu pour les applications WPAN et pour la vidéo en streaming (diffusion), la portée maximale est de 10 m. Le type B, correspond au mode le plus économique, capable de transmettre la vidéo et les données sur des courtes distances, typiquement inférieure à 3m. Enfin, le type C est mode le plus simple, car il ne supporte que la transmission des données point à point sur des distances d'un mètre et n'assure pas la qualité de service.

4. Présentation du travail

Le travail présenté ici porte sur l'étude des systèmes RoF fonctionnant dans la gamme des fréquences millimétriques autour de 60 GHz qui emploient un nouveau type de source laser : des diodes lasers à verrouillage de modes.

Les études présentées dans ce manuscrit sont principalement expérimentales.

Dans le chapitre 2, les lasers à verrouillage de modes (à bâtonnets quantiques) seront présentés. Il est nécessaire d'étudier leur comportement général afin de comprendre leur utilisation au niveau des systèmes RoF. Le processus de génération de l'onde millimétrique sera expliqué. Les caractéristiques des diodes dans les régimes statiques et dynamiques seront aussi présentées. Nous allons identifier les principales limites à leur utilisation dans les systèmes RoF, à savoir leur instabilité et de la puissance RF qu'ils peuvent fournir.

Le 3^{ème} chapitre est consacré aux effets dus à la propagation dans la fibre optique. La dégradation du signal induite par l'atténuation et la dispersion seront étudiées et une méthode pour réduire la sensibilité à la dispersion chromatique sera présentée.

Dans le 4^{ème} chapitre, une étude sur la contre-réaction (CR) optique et l'injection optique externe sera présentée.

5. Références bibliographiques

- [1] A. D. Olver, « Millimetrewave systems-past, present and future », Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F, vol. 136, no 1, p. 35-52, 1989.
- [2] S.-K. Yong, P. Xia, et A. Valdes-Garcia, 60GHz Technology for Gbps WLAN and WPAN: From Theory to Practice. John Wiley & Sons, 2011.
- [3] « Wireless High-Definition (WirelessHD) (2008) ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.wirelesshd.org/>.
- [4] « IEEE 802.15 Task Group 3c ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.ieee802.org/15/pub/TG3c.html>.
- [5] « TC48 - High Rate Short Range Wireless Communications ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.ecma-international.org/memento/TC48-M.htm>.
- [6] « IEEE P802.11 VHT SG ». [En ligne]. Disponible sur: http://www.ieee802.org/11/Reports/vht_update.htm.
- [7] WirelessHD (2009) The first 60 GHz standard now available in consumer electronics products worldwide http://www.wirelesshd.org/pdfs/WiHD%20CEDIA%20SEPT0901009_FINAL.pdf
- [8] L. Goldberg, H. F. Taylor, J. F. Weller, et D. M. Bloom, « Microwave signal generation with injection-locked laser diodes », Electronics Letters, vol. 19, no 13, p. 491-493, 1983.
- [9] J. Genest, M. Chamberland, P. Tremblay, et M. Têtu, « Microwave signals generated by optical heterodyne between injection-locked semiconductor lasers », IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. 33, no 6, p. 989-998, 1997.
- [10] F. Z. Fan et M. Dagenais, « Optical generation of a megahertz-linewidth microwave signal using semiconductor lasers and a discriminator-aided phase-locked loop », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 45, no 8, p. 1296-1300, 1997.
- [11] K. J. Williams, L. Goldberg, R. D. Esman, M. Dagenais, et J. F. Weller, « 6-34 GHz offset phase-locking of Nd:YAG 1319 nm nonplanar ring lasers », Electronics Letters, vol. 25, no 18, p. 1242, 1989.
- [12] J. J. O'Reilly, P. M. Lane, R. Heidemann, et R. Hofstetter, « Optical generation of very narrow linewidth millimetre wave signals », Electronics Letters, vol. 28, no 25, p. 2309-2311, 1992.
- [13] L. N. Langley, M. D. Elkin, C. Edge, M. J. Wale, U. Gliese, X. Huang, et A. J. Seeds, « Optical phase locked loop (OPLL) module for use as a 9 GHz source in phased array communications antennas », in International Topical Meeting on Microwave Photonics, 1998. MWP '98, 1998, p. 141-142.
- [14] S. Takasaka, Y. Ozeki, S. Namiki, et M. Sakano, « External Synchronization of 160-GHz Optical Beat Signal by Optical Phase-Locked Loop Technique », IEEE Photonics Technology Letters, vol. 18, no 23, p. 2457-2459, 2006.
- [15] Q. T. Nguyen, P. Besnard, O. Vaudel, A. Shen, et G.-H. Duan, « Propriété en modulation de laser Fabry-Perot verrouillé en longueur d'onde par

- injection optique », in 28èmes Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG 2009), Lille, France, 2009.
- [16] E. I. Ackerman et C. H. Cox, « RF fiber-optic link performance », *IEEE Microwave Magazine*, vol. 2, no 4, p. 50-58, 2001.
- [17] M. Weiss, A. Stöhr, M. Huchard, S. Fedderwitz, B. Charbonnier, V. Rymanov, S. Babel, et D. Jäger, « 60GHz radio-over-fibre wireless system for bridging 10Gb/s ethernet links », in 34th European Conference on Optical Communication, 2008. ECOC 2008, 2008, p. 1-2.
- [18] F. Brendel, J. Poëtte, B. Cabon, et F. van Dijk, « Low-cost analog fiber optic links for in-house distribution of millimeter-wave signals », *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 3, no Special Issue 02, p. 231-236, 2011.
- [19] T. Kuri, T. Nakasyotani, H. Toda, et K. Kitayama, « Characterizations of supercontinuum light source for WDM millimeter-wave-band radio-on-fiber systems », *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no 6, p. 1274-1276, 2005.
- [20] R. Abdolee, R. Ngah, V. Vakilian, et T. A. Rahman, « Application of radio-over-fiber (ROF) in mobile communication », in Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics, 2007. APACE 2007, 2007, p. 1-5.
- [21] Y. Horiuchi, « ROF Application to 3G Mobile Systems in Offices and Outdoors », in International Topical Meeting on Microwave Photonics, 2005. MWP 2005, 2005, p. 3-3.
- [22] H. Al-Raweshidy et S. Komaki, *Radio Over Fiber Technologies for Mobile Communications Networks*. Artech House, 2002.
- [23] D. Wake, M. Webster, G. Wimpenny, K. Beacham, et L. Crawford, « Radio over fiber for mobile communications », in 2004 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics, 2004. MWP'04, 2004, p. 157-160.
- [24] M. J. Brebner, « Underlying policy issues affecting MVDS [multipoint video distribution systems] », in IEE Colloquium on MVDS: The Way Forward, 1992, p. 1/1-1/5.
- [25] G. O. Towler, « MVDS at 12 GHz [microwave video distribution services] », in Broadcasting Convention, 1990. IBC 1990., International, 1990, p. 336-340.
- [26] D. Hayter et K. Yard, « 40 GHZ MVDS parameters and planning standards [multipoint video distribution systems] », in IEE Colloquium on MVDS: The Way Forward, 1992, p. 2/1-2/6.
- [27] « Standard ECMA-387 ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.ecma-international.org/publications/standards/Ecma-387.htm>.
- [28] « EN 300 401 - V1.4.1 - Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers - en_300401v010401o.pdf ». .
- [29] A. Ng'oma et M. Sauer, « Radio-over-fiber technologies for high data rate wireless applications », in IEEE Sarnoff Symposium, 2009. SARNOFF '09, 2009, p. 1-6.
- [30] D. O'Mahony, « UMTS: the fusion of fixed and mobile networking », *IEEE Internet Computing*, vol. 2, no 1, p. 49-56, 1998.

- [31] A. Bria, F. Gessler, O. Queseth, R. Stridh, M. Unbehaun, J. Wu, J. Zander, et M. Flament, « 4th-generation wireless infrastructures: scenarios and research challenges », *IEEE Personal Communications*, vol. 8, no 6, p. 25-31, 2001.
- [32] R. Sigle, O. Blume, L. Ewe, et W. Wajda, « Multi-radio infrastructure for 4G », *Bell Labs Technical Journal*, vol. 13, no 4, p. 257– 276, 2009.
- [33] D. Wake, A. Nkansah, et N. J. Gomes, « Radio Over Fiber Link Design for Next Generation Wireless Systems », *J. Lightwave Technol.*, vol. 28, no 16, p. 2456-2464, août 2010.
- [34] A. P. Quoc Thai Nguyen, « Ultra Wide Band over fibre transparent architecture for High Bit-rate Home Networks », 2007 e-PhotonONE Summer School - Technical Digest.
- [35] F.Lecoche1, et al., "Comparison of two types of 60 GHz photonic millimeter-wave generation and distribution of 3 Gb/s OFDM signal", *European Workshop on Photonic Solutions for Wireless Access and in-house Network - Proceedings*, 18-20 May 2009, Duisburg, Allemagne.
- [36] I. Louriki et al., "Système ULB - Radio sur fibre bas-coût pour les réseaux domestiques à haut débit", *journal National Optique Guidée*, pp : 290, 20-22 Oct 2008, Lannion, France.
- [37] A. Pizzinat, I. Louriki, B. Charbonnier, F. Payoux, S. Meyer, M. Terre, C. Algani, A.-L. Billabert, J.-L. Polleux, C. Sillans, H. Jaquinot, S. Bories, Y. Le Guennec, et G. Froc, « Low cost transparent radio-over-fibre system for UWB based home network », in *34th European Conference on Optical Communication*, 2008. ECOC 2008, 2008, p. 1-3.
- [38] S. Tokoro, « Automotive application systems of a millimeter-wave radar », in, *Proceedings of the 1996 IEEE Intelligent Vehicles Symposium*, 1996, 1996, p. 260-265.
- [39] Y. Yamada, S. Tokoro, et Y. Fujita, « Development of a 60 GHz radar for rear-end collision avoidance », in *Intelligent Vehicles '94 Symposium*, *Proceedings of the*, 1994, p. 207-212.
- [40] J. Guillory, S. Meyer, I. Sianud, A. M. Ulmer-moll, B. Charbonnier, A. Pizzinat, et C. Algani, « Radio-Over-Fiber Architectures », *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 5, no 3, p. 30-38, 2010.
- [41] T. E. Darcie, « Subcarrier multiplexing for lightwave networks and video distribution systems », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 8, no 7, p. 1240-1248, 1990.
- [42] Y. Dou, H. Zhang, et M. Yao, « Multi-wavelength pulse generation using flattop optical frequency comb and arrayed waveguide grating », *Chin. Opt. Lett.*, vol. 10, no 12, p. 123201-123201, déc. 2012.
- [43] « IEEE Standard for Information technology - Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks - Specific requirements. Part 15.3: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) Amendment 2: Millimeter-wave-based Alternative Physical Layer Extension », *IEEE Std 802.15.3c-2009 (Amendment to IEEE Std 802.15.3-2003)*, p. c1-187, oct. 2009.

- [44] « The WirelessHD Consortium serves to organize an industry-led standardization effort to define a next-generation wireless digital interface specification for consumer electronics and PC products. » [En ligne]. Disponible sur: <http://www.wirelesshd.org/>.
- [45] T. Baykas, C.-S. Sum, Z. Lan, J. Wang, M. . Rahman, H. Harada, et S. Kato, « IEEE 802.15.3c: the first IEEE wireless standard for data rates over 1 Gb/s », IEEE Communications Magazine, vol. 49, no 7, p. 114-121, juill. 2011.
- [46] « P.676 : Attenuation by atmospheric gases ». [En ligne]. Disponible sur: <https://www.itu.int/rec/R-REC-P.676/en>. [Consulté le: 20-nov-2015].

Chapitre 2 : Lasers à verrouillage de modes pour les systèmes radio sur fibre

1. Introduction

Les lasers à semi-conducteurs ont beaucoup d'importance dans le domaine des télécommunications optique, grâce à leurs caractéristiques intéressantes : faible encombrement, intégration possible, bon rendement, facilité de modulation.... Durant les décennies passées, les lasers à base d'îlots quantiques (Q-dot) et de bâtonnets quantiques (Q-dash) ont attiré beaucoup d'attentions. Ils présentent en effet de faibles dimensions, ce qui autorise une forte intégration. De plus leur dynamique leur permet d'atteindre des fréquences de répétitions très élevées, supérieures à 100 GHz dans certains cas, et de générer des impulsions ultra courtes, de l'ordre de picoseconde [1]–[3]. Ces structures présentent, aussi un fort gain et possède des effets non-linéaires renforcés. Beaucoup de recherches ont été faites sur les lasers à verrouillage de modes. Le système radio sur fibre étudié ici est basé sur un laser Q-dash, aussi, pour concevoir et évaluer notre système RoF une compréhension du fonctionnement du laser à semi-conducteurs à verrouillage de modes est nécessaire.

Dans ce chapitre, nous allons expliquer le principe du fonctionnement d'un laser à blocage de modes, étudier ses caractéristiques et ses performances en régime statique et en régime dynamique.

2. Généralités sur lasers à verrouillage de modes

2.1.Principe des lasers

Avant de passer à l'étude du laser à verrouillage de mode, nous allons rappeler brièvement le fonctionnement d'une source laser (light amplification by stimulated emission of radiation) en évoquant, en particulier, ses éléments constitutifs et les différents régimes qui peuvent caractériser son fonctionnement.

Une source laser est constituée d'un milieu amplificateur enfermé dans une cavité optique. La cavité exerce une contre-réaction résonante sur un nombre finit de longueurs d'onde, dont les ondes peuvent être amplifiées par le milieu actif. La

Figure 2.13 présente une configuration classique d'un laser employant une cavité type Fabry-Perot (FP), formée par deux miroirs de réflectivité R_1 et R_2 .

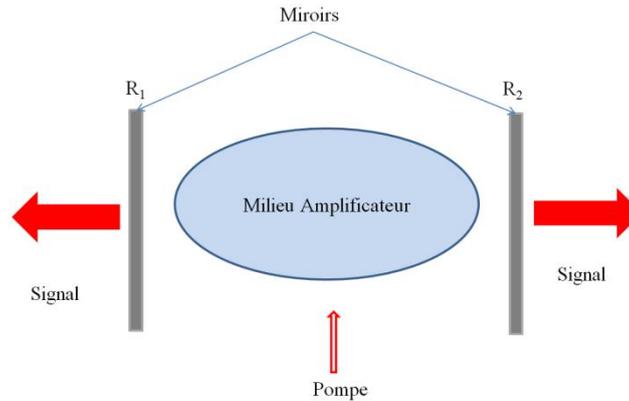


Figure 2.13. Schéma d'un laser de type Fabry-Perot

Lorsque le gain du milieu amplificateur compense les pertes du système (les pertes introduites par la cavité et celles dues aux miroirs), l'émission laser a lieu aux longueurs d'onde des signaux, qui interfèrent de manière constructive dans la cavité [4]. La puissance de pompe nécessaire à amorcer l'émission laser est appelée puissance de seuil.

Quand le milieu actif est excité par un apport d'énergie que ce soit par voie optique à la longueur d'onde de pompe λ_{pompe} , ou par le courant de polarisation pour les lasers à semiconducteurs, ce milieu émet, par émission spontanée et stimulée, de la lumière aux longueurs d'onde du signal ; les miroirs renvoient une partie de cette lumière vers le milieu amplificateur et accomplissent ainsi une fonction de contre-réaction favorisant l'émission stimulée par rapport à l'émission spontanée.

Une fois l'émission laser déclenchée, son évolution temporelle dépend en grande partie de la dynamique et des non-linéarités de la source laser ; celle-ci peut ainsi émettre de manière continue, impulsionnelle ou chaotique [5]. En particulier, la saturation du gain du milieu actif amène à une émission continue de la source laser. Par contre, si le milieu actif ou la cavité présentent d'autres non-linéarités, l'émission peut se faire par impulsions ou de manière chaotique. Il est ainsi

possible, par exemple, d'obtenir un laser impulsionnel à partir d'un laser continu en introduisant dans la cavité un élément non linéaire. C'est le cas des lasers pulsés Q-switched passif où un absorbant saturable, inséré dans la cavité, induit une variation périodique des pertes intra-cavité et force la source à émettre par impulsions [4].

2.2. Lasers à semiconducteurs à verrouillage de modes

2.2.1. Bref historique

L'étude des lasers à verrouillage de modes remonte à plus de 30 ans. Depuis les années 1960e, plusieurs travaux de recherche [6][7] ont porté sur le mécanisme de blocage de modes dans les lasers. Ces études ont montré qu'un laser peut générer un train d'impulsions en exploitant la modulation des pertes internes de la cavité. Indépendamment, Lamb [8] a mis en avant la capacité des propriétés non linéaires d'un milieu à gain dans un laser à établir le processus de verrouillage de modes. Ces dernières années, les lasers à semi-conducteur ont eu un intérêt particulier vu leurs faibles dimensions. Ainsi, nous pouvons atteindre des fréquences de répétition très élevées, supérieures à 100 GHz, et générer des impulsions ultra courtes dont la durée est de l'ordre de la picoseconde [1]. Enfin, étant donné leur faible encombrement, ces composants possèdent un grand potentiel en termes de simplicité d'intégration pour différentes applications.

2.2.2. Principe de fonctionnement : Régime impulsionnel

Dans un laser FP, les modes émis à des fréquences discrètes sont appelées modes optiques du laser. Les phases de ces modes longitudinaux varient d'une façon aléatoire les uns par rapport aux autres. Ceci conduit à une puissance optique continue à la sortie de la diode laser multimode. En revanche, si ces modes sont corrélés entre eux, ils peuvent interférer constructivement pour donner naissance à une modulation de la puissance optique détectée. Cela se traduit par la génération d'un train d'impulsions [9]. Dans ce dernier cas de figure, le laser est qualifié de laser à verrouillage de modes. En d'autres termes, le verrouillage de modes est défini comme étant un phénomène permettant l'établissement d'un régime de

fonctionnement pour lequel l'espacement spectral entre modes est constant et les phases sont synchronisées [9][3].

La Figure 2.14 montre un spectre optique d'un laser FP dans lequel N modes oscillent en même temps avec des phases aléatoires. Le nombre de modes est déterminé par la largeur de la courbe de gain et aussi par l'intervalle spectral libre ISL:

$$ISL = \frac{c}{2nL} \quad (1).$$

où L est la longueur de la cavité, n l'indice optique du milieu, c la célérité de la lumière dans le vide.

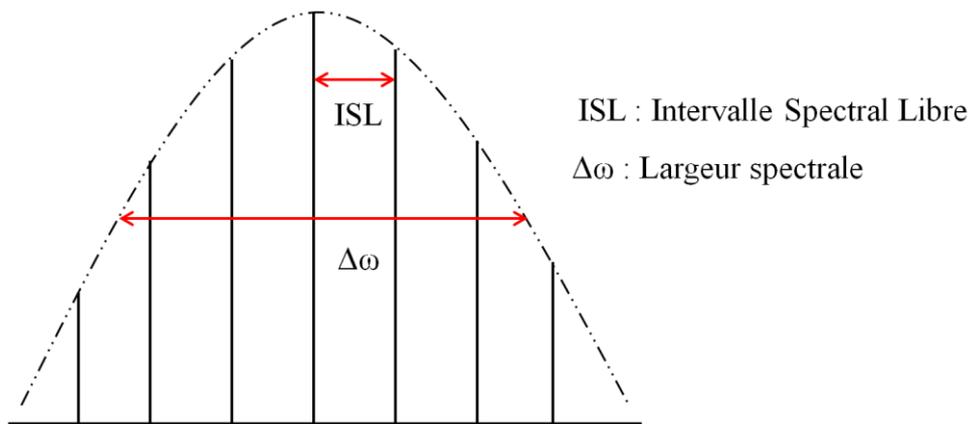


Figure 2.14. Courbe de gain d'un laser FP

Afin de comprendre le principe de verrouillage de modes, on considère une onde plane. Le champ électrique s'écrit alors de la manière suivante :

$$E(t) = \sum_{k=0}^{N-1} E_k e^{i(\omega_k t + \varphi_k)} \quad (2)$$

où k est le nombre de mode, ω_k , E_k et φ_k sont respectivement la fréquence angulaire, l'amplitude et la phase du mode k .

Comme il a été vu dans le paragraphe précédent, le verrouillage de modes permet de mettre en phase les modes longitudinaux du laser. Différentes méthodes existent, soit par un déclenchement passif réalisé à l'aide d'un absorbant saturable par exemple, ou à l'aide d'un processus non linéaire tels que l'effet Kerr ou par mélange à quatre-ondes.

En supposant que les écarts de phases entre tous les modes longitudinaux sont constantes et égaux ($\varphi = \varphi_0$) et en supposant que les modes ont tous la même amplitude de champ E_0 , l'équation (2) devient :

$$E(t) = E_0 e^{\varphi_0} e^{i\omega_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} e^{ik \frac{c}{2nL} t} \quad (3)$$

Avec $\omega_k = \omega_0 + k \frac{c}{2nL}$

L'intensité lumineuse se déduit :

$$I(t) \simeq |E(t)|^2 = I_0 \left| \sum_{k=0}^{N-1} e^{i\omega_k t} \right|^2 = I_0 \frac{\sin^2\left((N-1) \frac{\frac{c}{2nL} t}{2}\right)}{\sin^2\left(\frac{\frac{c}{2nL} t}{2}\right)} \quad (4)$$

L'équation (4) montre que le premier maximum est à $t=0$ et que les impulsions sont périodiques avec une périodicité entre les impulsions de $\frac{1}{ISL}$. On peut conclure alors que cette équation représente N impulsions (N modes) séparées par un temps égal à l'inverse de l'ISL visible sur la Figure 2.15. Donc pour changer la fréquence d'oscillation il suffit juste de changer la longueur du laser à semi-conducteurs.

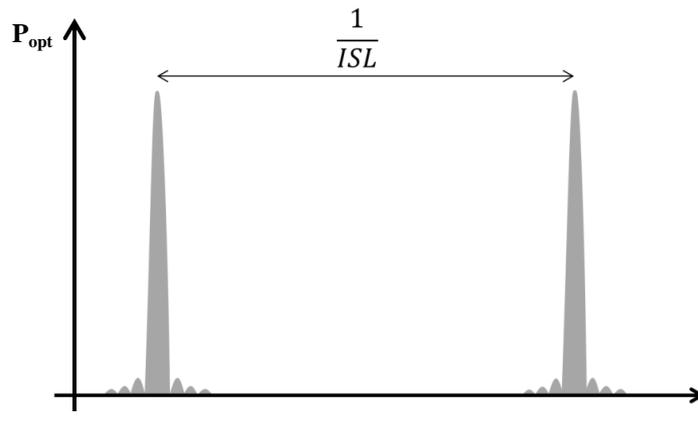


Figure 2.15. Intensité lumineuse d'un laser à blocage de modes

2.2.3. Techniques de verrouillage de modes

On peut séparer les techniques de verrouillage de modes en trois catégories :

Verrouillage de modes actif :

Ces techniques consistent à utiliser une source externe pour moduler directement les pertes ou le gain du laser. Cette modulation peut être électrique par modulation du courant de polarisation du laser [10][11] ou par injection d'un signal optique modulé. Ces modulations permettent de transférer l'information sur la phase sur tous les modes longitudinaux, ce qui implique un verrouillage de modes entre eux. L'avantage d'une telle méthode est qu'il est possible de faire varier les caractéristiques des impulsions émises en agissant sur le signal de modulation.

Verrouillage de modes passif :

Contrairement au verrouillage de modes actif le verrouillage de modes passif ne nécessite aucune source externe pour verrouiller les modes, il est obtenu à l'aide d'éléments passifs tel que les absorbants saturables visible sur la Figure 2.16[12]. Ces derniers induisent des pertes importantes sur un signal optique peu intense alors qu'ils deviennent transparents pour des signaux plus intenses [13].

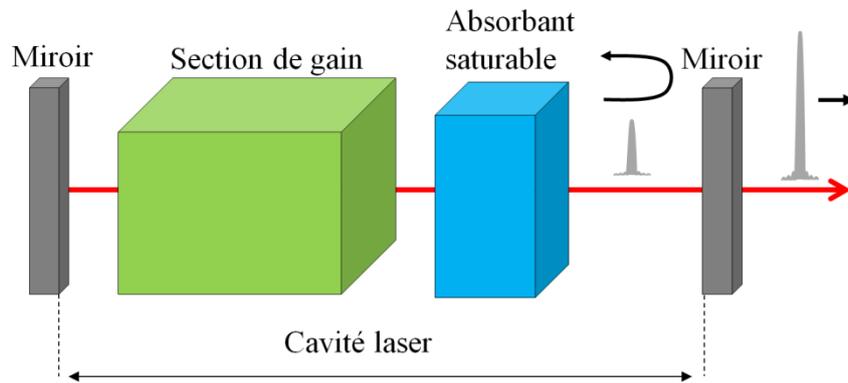


Figure 2.16. Schéma d'un laser à verrouillage de modes passif à semiconducteur

Une autre technique de verrouillage de modes passif consiste à exploiter les effets non linéaires dans la cavité laser. Cette technique était démontrée dans les références [3], [14], [15] où le verrouillage est attribué au mélange à quatre-ondes (FWM : Four Wave Mixing) dans la section active du laser. Cette technique de verrouillage a une grande importance dans ce travail car le MLLD qu'on va utiliser est basé sur l'effet non linéaire FWM.

Verrouillage de modes hybride :

Un verrouillage de modes est dit hybride lorsqu'il combine les deux techniques citées auparavant. Cela veut dire que nous appliquons une modulation sur l'élément passif ou en appliquant une modulation du courant du pompe avec un absorbant saturable dans la cavité laser. Le bruit de phase dû au battement qui en résulte peut donc être considérablement amélioré [16].

3. Laser MLL à bâtonnets quantiques

3.1. Présentations des lasers

3.1.1. Technologie

Les lasers à îlots quantiques (Q-dots) présentent un courant de seuil faible, un « chirp » faible, un gain fort et une bonne stabilité thermique [17]. Par contre, faire des îlots quantiques sur le système de matériau InAs/InP est difficile,

certains laboratoires ont réussi [3], [18]–[21]. En fait, la croissance épitaxiale sur le matériau InAs/InP permet plutôt d’obtenir des Q-dots allongées connues sous l’acronyme « Q-dash : quantum dash » (bâtonnets quantiques).

Les hétéro-structures à Q-dash utilisées dans ce travail ont été montées sur des wafers S-dopé InP en utilisant un mode de croissance dit auto-organisée [22].

La Figure 2.17 [3] montre une image des bâtonnets quantiques prise par un microscope à transmission électronique (TEM). Sa dimension suivant l’axe de croissance, contrôlée par l’épaisseur nominale de la couche InAs pour avoir une émission à 1550 nm, est d’environ 2 nm ; la largeur typique des bâtonnets est de l’ordre de 15 à 20 nm et la longueur est comprise entre 40 et 300 nm. Les structures étudiées sont dites à rubans enterrés. Une image du ruban enterré au niveau de la couche active du laser prise également par un TEM est représentée sur la Figure 2.18 [2].

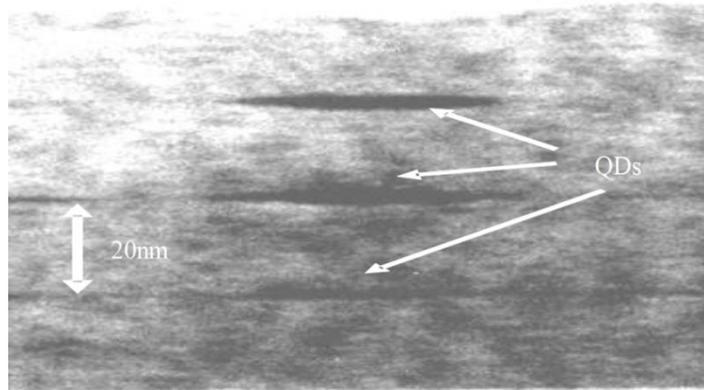


Figure 2.17. Image TEM des bâtonnets quantiques au niveau de la couche active:
Courtesy of G. Patriarche, CNRS LPN

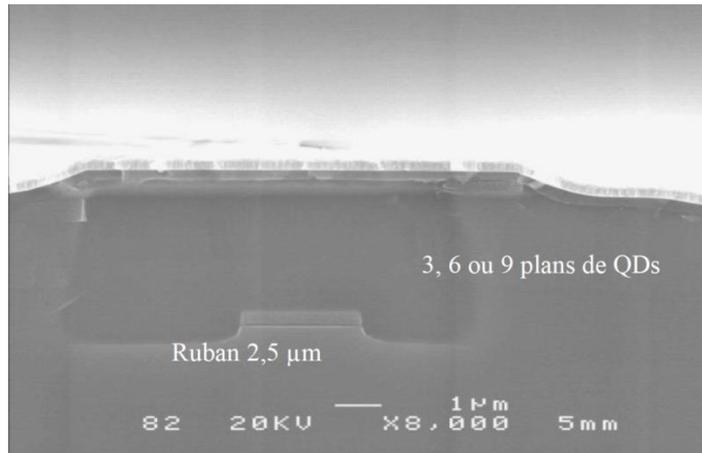


Figure 2.18. Image TEM d'un laser à ruban enterré : Courtesy of G. Patriarche, CNRS LPN

3.1.2. Lasers III-V lab

Les MLLD que nous étudions dans ce travail sont des lasers Fabry-Pérot, fabriqués par le laboratoire III-V Lab, Palaiseau, France. Ces lasers ne sont pas conditionnés en boîtiers butterfly. Ils présentent une grande sensibilité aux conditions d'environnement comme ils sont disposés en plein air. Pour une meilleure facilité de mise en œuvre, la puce est reportée sur une embase conductrice (masse), dont les dimensions sont de l'ordre de $6 \text{ mm} \times 2 \text{ mm}$ comme le montre la Figure 2.19.

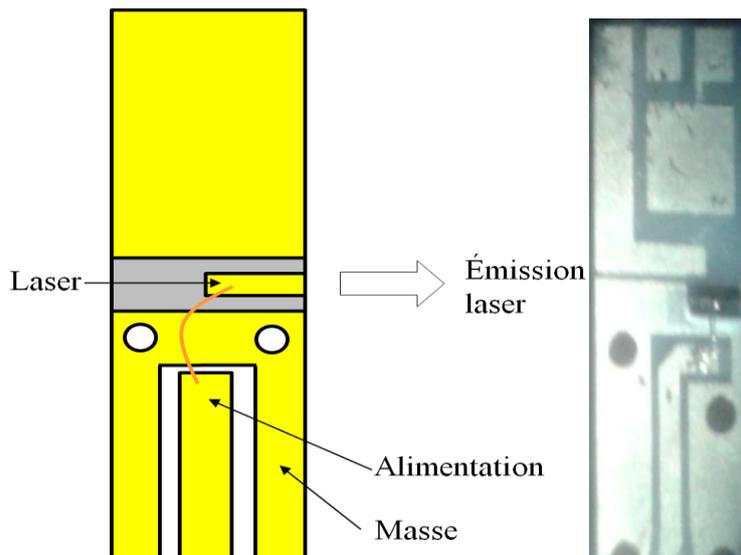


Figure 2.19. Puce MLLD

3.2. Caractéristiques des lasers Q-dash

3.2.1. Banc de mesure

Puisque les lasers ne sont pas conditionnés en boîtier, nous avons mis en place un banc de mesure afin de les caractériser, montré sur la Figure 2.20. Le laser est posé sur un module de contrôle de température par effet Peltier. Le blocage de modes, la longueur d'onde d'émission et le courant de seuil nécessitent que la température du MLLD soit contrôlée. La modulation par un signal RF est assurée par l'intermédiaire d'une sonde en or type GSG, elle sera posée sur une ligne micro-ruban reliée au laser par fil « bonding ». Cette sonde peut assurer à la fois la polarisation DC et la modulation RF directe.

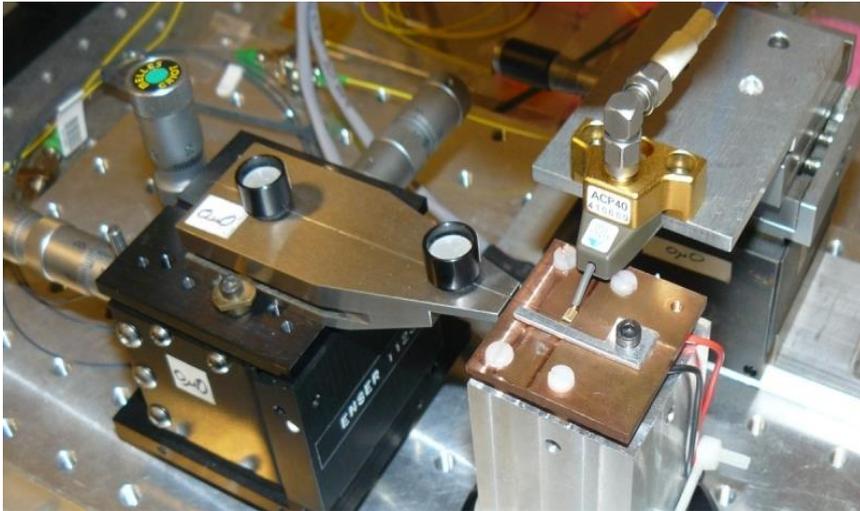
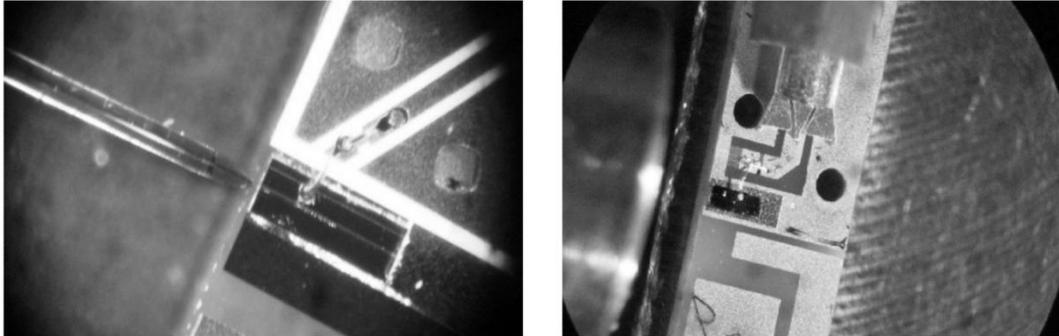


Figure 2.20. Banc de mesure utilisé

En raison de la diffraction au bord du laser à verrouillage de modes, la lumière rayonne dans un large volume. Dans notre cas, cette divergence de la lumière est problématique car nous utilisons une fibre avec une faible ouverture numérique ($NA = 0,14$) et un petit rayon de cœur ($8,2 \mu\text{m}$)[23], ici un SMF-28. Une grande partie de la lumière rayonnée est en espace libre plutôt que couplée dans la fibre. Dans le but de minimiser les pertes du couplage deux systèmes de récupération de lumière ont été mis en place : système à microlentille et une fibre optique équipée

d'une lentille montré sur la Figure 2.21. Ces derniers sont montés sur une platine de translation trois axes, ajustable à l'aide de vis micrométriques.



(a) fibre optique micro-lentillée

(b) système à focaliseur

Figure 2.21. Systèmes de couplage

Afin de protéger le laser à blocage de modes des contre-réactions optique générées par les des réflexions, nous avons inséré un isolateur optique double étage après le système de couplage qui introduit une perte d'insertion de 0,7 dB. L'isolateur est par la suite considéré comme une partie de l'émetteur. Ce montage est disposé sur une dalle de marbre montée sur quatre coussins d'air afin d'isoler le système des vibrations mécaniques.

Nous avons testé les deux modes de couplages, le système à focaliseur réduit les contre-réactions contrairement à la fibre micro-lentillée. Ce système sera utilisé dans toutes les manipulations par la suite.

3.2.2. Caractéristiques des MLLD en régime statique

Dans cette partie nous allons présenter les caractéristiques des puces lasers dans le régime statique. Nous pouvons déterminer le courant de seuil du laser, la puissance optique, l'allure du spectre optique, le spectre RF et le bruit de phase pour le point de fonctionnement optimal.

Pour le fonctionnement en régime statique, dans le laser un courant continu est injecté par l'intermédiaire de la sonde GSG. A l'aide de l'Analyseur de Spectre Optique (ASO), le spectre optique et son évolution en fonction du courant de polarisation sont visualisés. A l'aide d'un puissance-mètre, la courbe P(I) qui

montre l'évolution de la puissance optique du laser en fonction du courant de polarisation est obtenue. A partir de ces courbes, nous pouvons en déduire le courant seuil des lasers et aussi l'efficacité, qui est la pente de la partie linéaire (W/A). Au cours de ma thèse, j'ai étudié différents lasers et structures. Les mesures concernant le laser L872 seront présentées à titre d'exemple.

Au-dessus du courant seuil du laser I_{th} , la puissance optique à la sortie du laser à verrouillage de modes est proportionnelle au courant injecté (régime linéaire) avant d'atteindre une saturation pour des courants de pompe élevés. A partir de la Figure 2.22, nous pouvons en déduire le courant seuil du laser $I_{th} = 20$ mA et son efficacité = 0.0514 W/A. Ces mesures sont effectuées à une température de 25 °C.

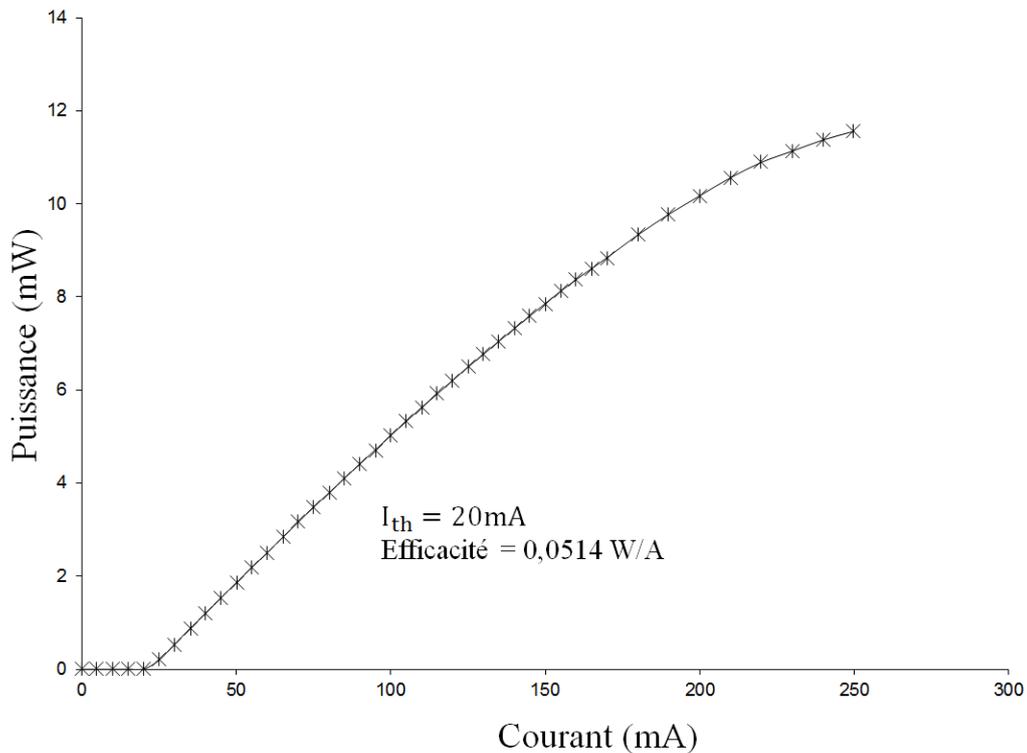


Figure 2.22. Caractéristique statique : puissance optique en fonction du courant de polarisation

Après avoir effectué ces mesures sur les autres puces lasers nous obtenons le Tableau 2.1 suivant des caractéristiques des MLLD

Tableau 2.1. Caractéristiques P(I) des MLL

Identifiant du laser	Courant (mA)	seuil	Efficacité (W/A)	Puissance Max (dBm)
L5	13		0.026	6.7
L6	13		0.028	6.57
L34	15		0.0275	9.2
L611	10		0.0296	10.086
L872	20		0.0514	10.63

Le seuil de l'effet laser est atteint pour un courant entre 13 et 20 mA.

Les études du spectre optique et du spectre RF font partie des caractérisations des MLLD, pour cela nous avons mis en place le montage suivant :

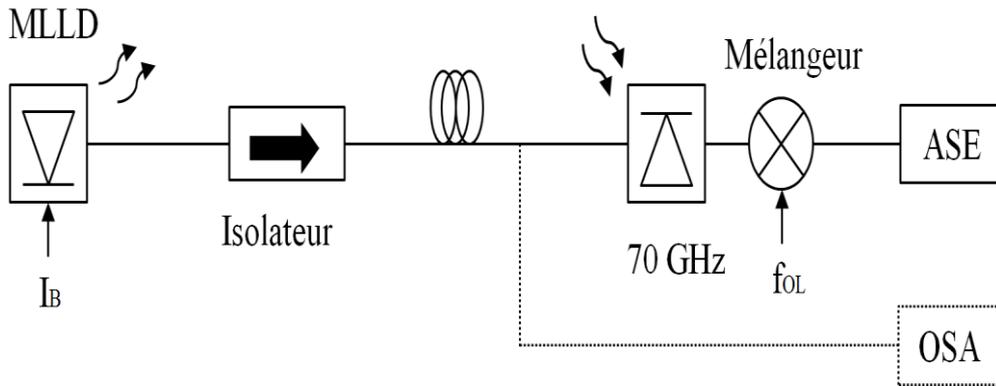


Figure 2.23. Banc de mesure : spectre optique et spectre RF

Le montage expérimental utilisé pour étudier les spectres optiques et les spectres RF est présenté sur la Figure 2.13. Le laser à verrouillage de modes est alimenté par un courant continu I_B par l'intermédiaire de la sonde GSG. Le signal en provenance du laser est injecté par la suite dans une fibre optique à l'aide d'un système à microlentille. Le spectre optique est visualisé directement sur l'OSA. Afin d'étudier le spectre RF du signal généré par le battement, un photo-détecteur de 70 GHz de bande passante est utilisé. Un mélangeur est nécessaire pour convertir le signal haute fréquence (autour de 60 GHz) à une fréquence plus basse

qui rentre dans la bande passante de l'ASE (40 GHz dans notre cas), cette fréquence de conversion est appelé fréquence intermédiaire f_i .

L'évolution de la puissance RF récupérée ne montre pas de croissance linéaire avec le courant de polarisation. Pour certaines valeurs du courant de polarisation du laser à blocage de modes, nous obtenons un blocage de mode stable avec un bruit de phase faible. Sur la Figure 2.24, nous constatons que pour un courant I_B inférieur à 80 mA le blocage de mode est perturbé. Un élargissement de la largeur à mi-hauteur est observé au niveau du spectre du signal généré par le battement pour un courant de polarisation entre 160 et 180 mA. Le meilleur blocage de modes est obtenu pour des courants de polarisation supérieur à 180 mA. Pour ces courants de polarisation la largeur à mi-hauteur est de l'ordre de 20 kHz.

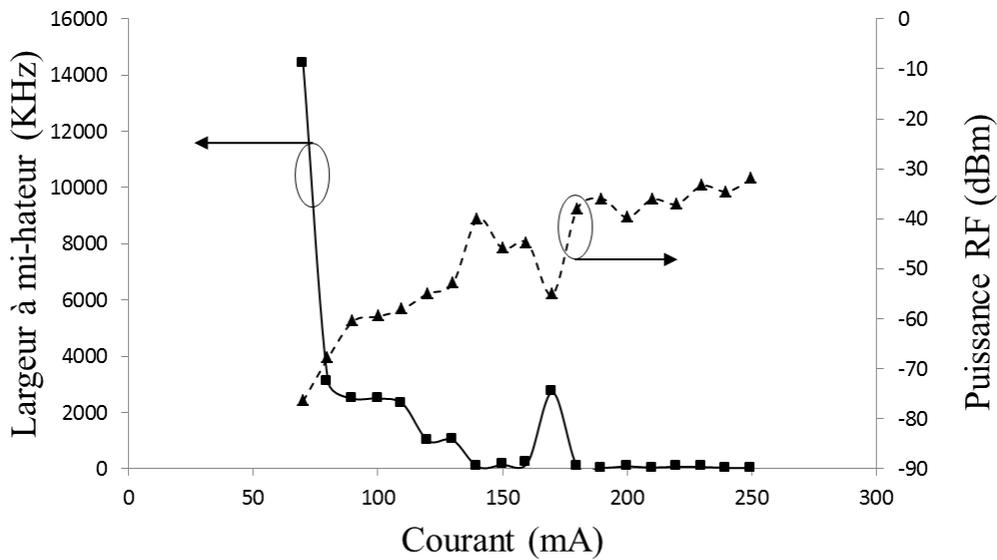


Figure 2.24. Variation de la puissance RF (signal généré par le battement) et de la largeur à mi-hauteur du laser L872 en fonction du courant de polarisation

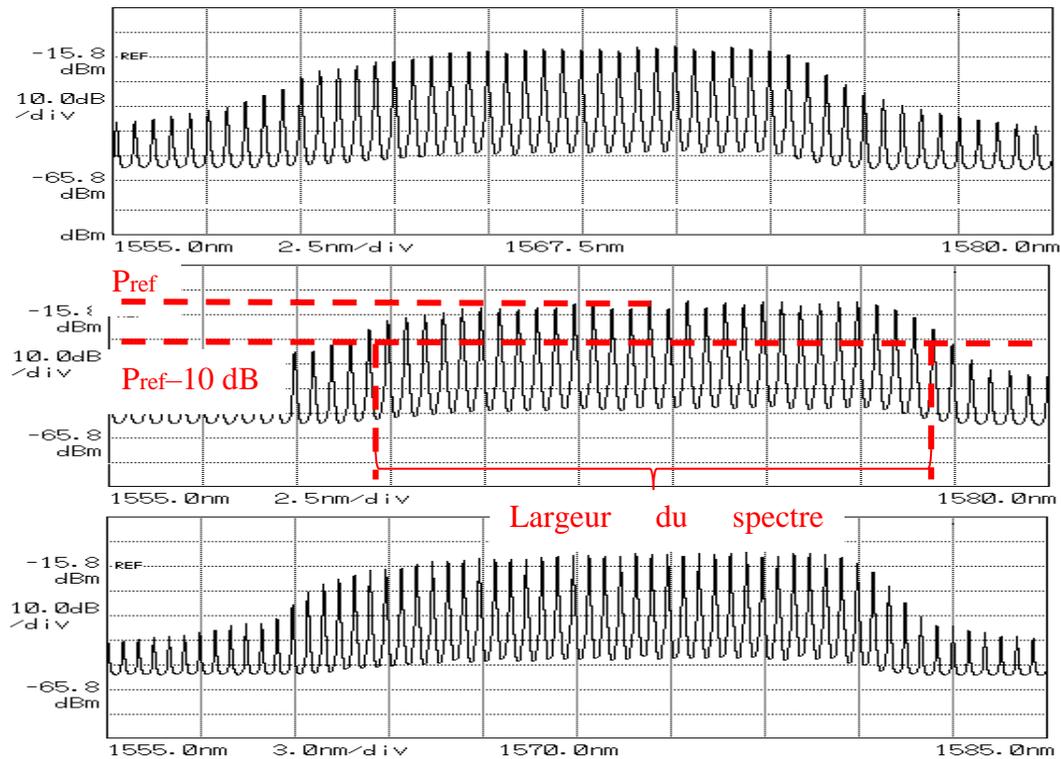


Figure 2.25. Spectres optiques pour différents courants de polarisation 100,150 et 200 mA

Une série d’acquisitions de spectres optiques du laser L872 a été faite à l’aide de l’analyseur de spectre optique (ASO). En variant le courant de polarisation I_B du laser à verrouillage de modes, un changement au niveau du spectre optique est constaté. La Figure 2.25 montre des différentes acquisitions, Les modes du spectre optique se déplacent vers les grandes longueurs d’onde si le courant de polarisation augmente. En effet, une variation du courant de la pompe provoque une variation de la densité de porteurs qui provoque elle-même une variation de l’indice dans la cavité.

Pour déterminer la largeur du spectre optique, nous commençons par identifier le mode ayant la puissance la plus élevée. Cette puissance sera notée P_{ref} : puissance de référence. Seuls les modes ayant une puissance supérieure ou égale à $P_{ref}-10$ dB seront comptés (Figure 2.25). Les évolutions de la largeur du spectre optique et de la longueur d’onde centrale sont présentées sur la Figure 2.26.

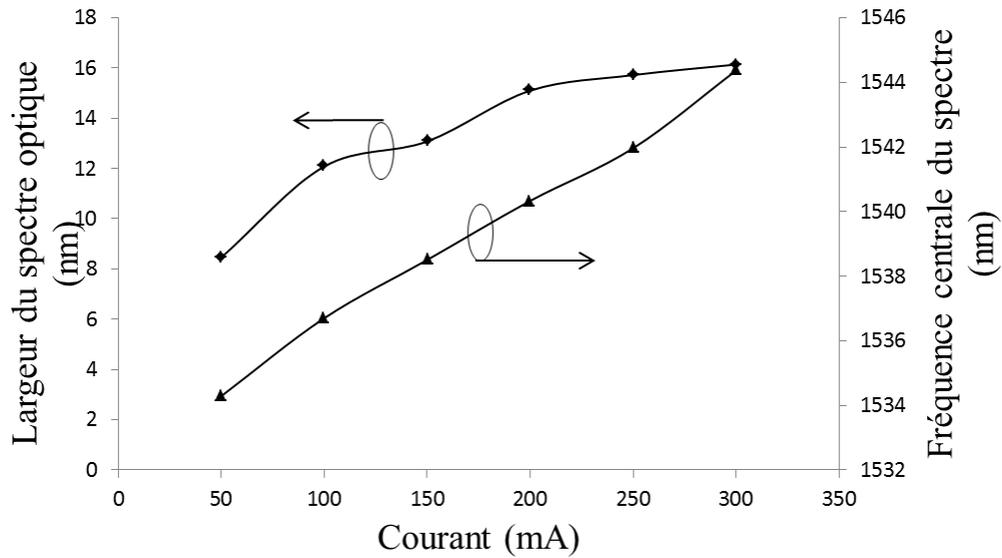


Figure 2.26. Variation de la largeur et de la fréquence centrale du spectre optique du laser L872

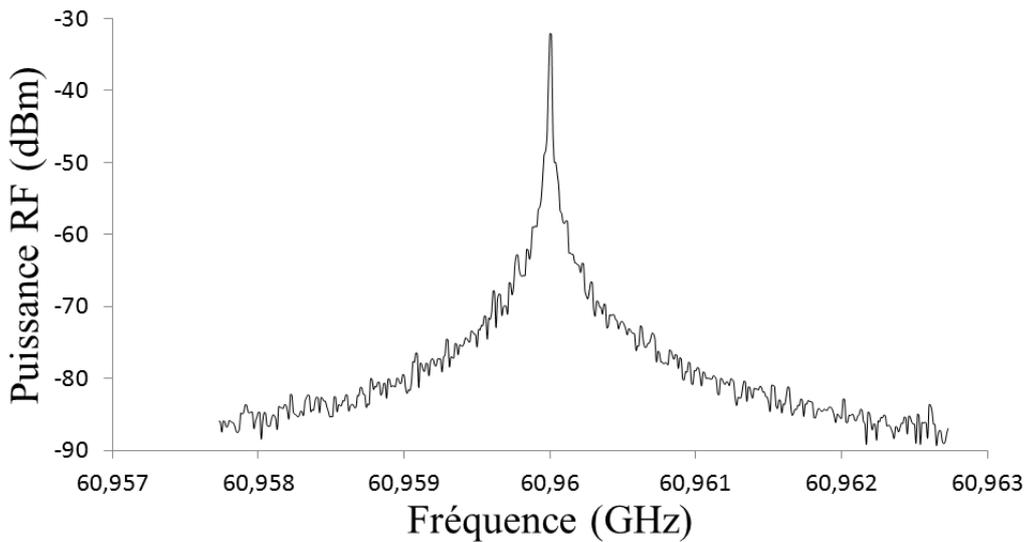


Figure 2.27. Spectre RF du MLLD L872

La Figure 2.27 montre le spectre du battement des modes du laser L872 à la fréquence RF de 60,96 GHz qui est mesurée à l'aide de l'analyseur du spectre électrique (ASE) pour un RBW de 100 KHz et un « span » de 5 MHz. La largeur à mi-hauteur de ce battement est estimé à = 20 kHz.

Dans le but de choisir un point de fonctionnement du laser, le bruit de phase a été mesuré pour des différents courants de polarisation. Rappelons que dans un laser à blocage de modes, un train d'impulsions optiques est généré avec une période « T ». Cette période de répétition varie dans le temps. Les variations ont pour principales origines les fluctuations aléatoires du courant de polarisation ainsi que les instabilités thermiques et mécaniques de la cavité laser. La densité spectrale du bruit de phase du laser $S_{\varphi}(f)$ est liée à la largeur à mi-hauteur du spectre électrique $\Delta\nu$ par la relation suivante :

$$S_{\varphi}(f) = \frac{\Delta\nu}{2\pi f^2}$$

où f est la fréquence de répétition du MLLD égale à ISL.

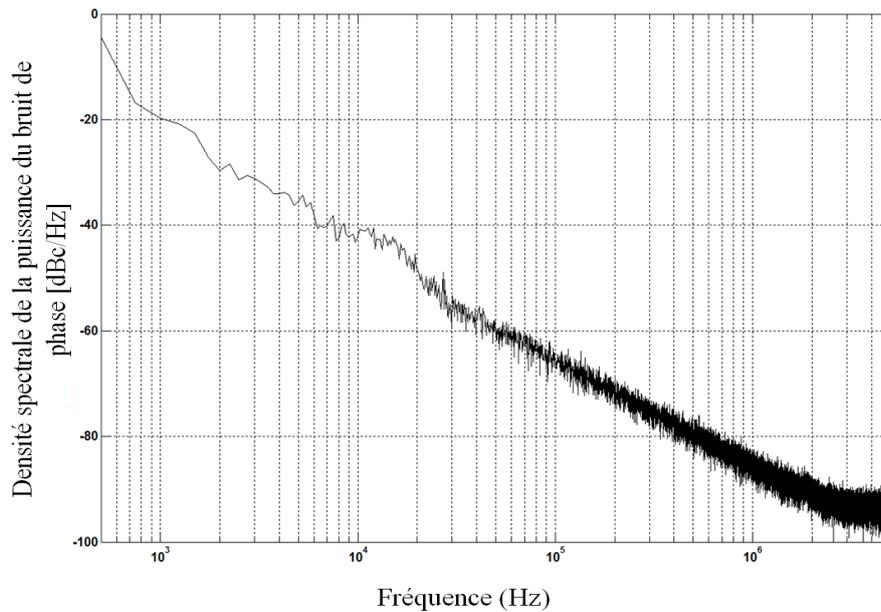


Figure 2.28. Bruit de phase du laser L872, $I_B = 180$ mA

La mesure de bruit de phase montrée sur la Figure 2.28 a été effectuée avec une technique de caractérisation temporelle et numérique [24]. Cette technique permet de mesurer le bruit de phase d'un signal RF qui n'est pas stable contrairement à la mesure d'un analyseur du spectre qui nécessite un signal sans dérive [24]. La méthode utilisée ici consiste à échantillonner le signal dans le domaine temporel

et extraire le bruit de phase indépendamment de l'impact du bruit d'intensité (sans l'hypothèse d'approximation des petits angles).

4. Caractéristiques des MLLD en régime dynamique

Dans cette partie, nous allons étudier le comportement du laser à verrouillage de modes lors d'une modulation directe. La bande passante, l'efficacité de modulation et la modulation externe sont aussi étudiées. Ces études mettent en évidence la capacité d'intégrer ces lasers dans un système de communications radio sur fibre.

Quand le champ optique du laser à verrouillage de modes est modulé à une fréquence f_m , des bandes latérales sont créés autour de chaque mode optique (Figure 2.29). Les battements entre les modes du laser et les bandes latérales vont générer des bandes latérales électriques autour du signal RF à 60 GHz. Sur la Figure 2.29 la bande latérale électrique supérieure est générée grâce au battement entre chaque mode optique et la bande latérale la plus éloignée du mode adjacent (flèches vertes) sur la Figure 2.29. La bande latérale électrique inférieure est générée grâce au battement entre chaque mode optique et la bande latérale la plus proche du mode adjacent (flèches rouges) sur la Figure 2.29.

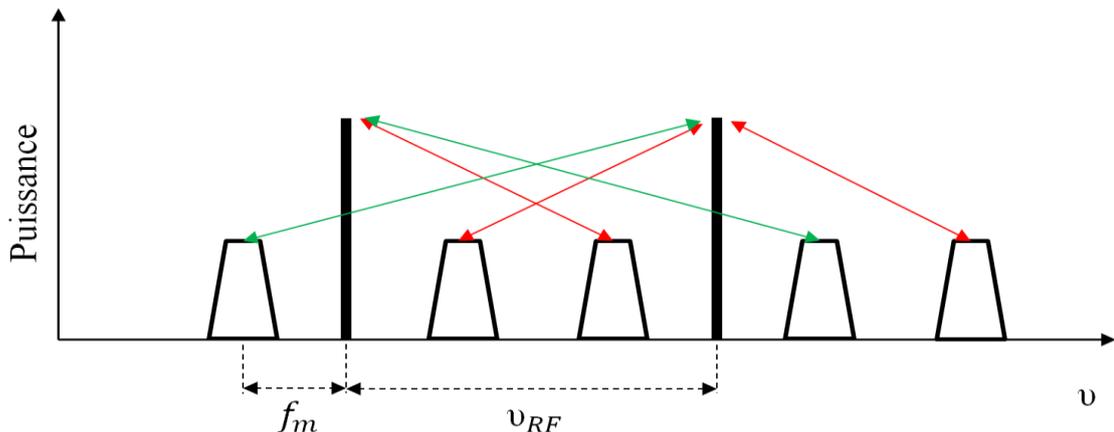
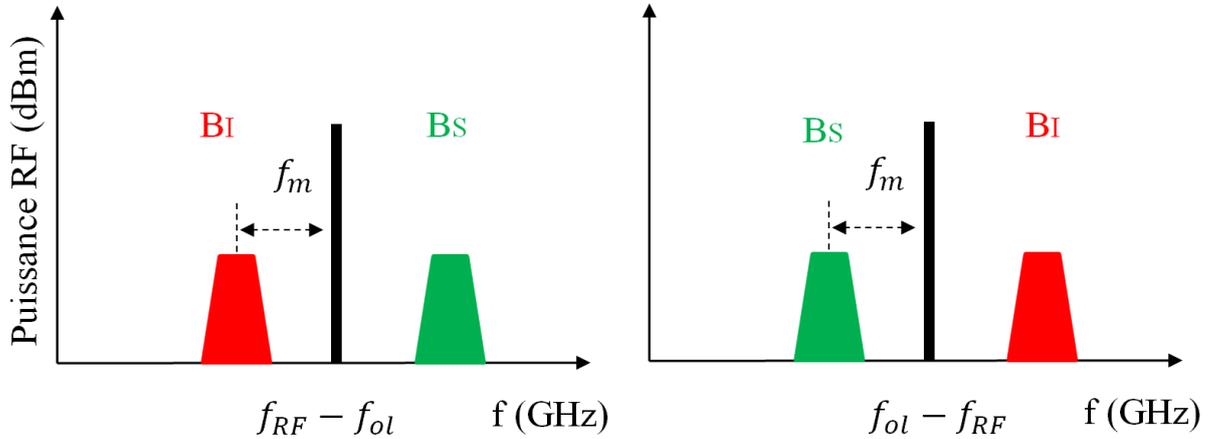


Figure 2.29. Génération des bandes latérales dans le spectre optique

Nous rappelons que par la suite, le signal RF sera converti vers les basses fréquences à l'aide d'un mélangeur. Selon la fréquence de l'oscillateur local

appliqué sur le mélangeur f_{ol} , les bandes latérales gardent leurs positions initiales ou vont se retrouver dans la position inverse, comme le montre la Figure 2.30.



(a) bandes latérales maintenues

(b) bandes latérales inversées

Figure 2.30. Bandes latérales présentes dans le spectre optique après conversion basse fréquence

Pour une fréquence de l'oscillateur locale $f_{io} < f_{RF}$ les bandes latérales sont maintenues dans leurs positions, pour le cas contraire les bandes sont inversées.

4.1. Les techniques de modulation d'intensité optique

Dans les systèmes de communication optique, deux types de modulation d'intensité optique sont utilisés : la modulation directe de la diode laser et la modulation externe.

4.1.1. Modulation directe

La modulation directe du laser est obtenue grâce à une modulation du courant de polarisation du laser I_B . Sur la Figure 2.31, nous observons qu'une variation du courant I_B implique une variation sur puissance optique autour d'une puissance optique moyenne P_0 .

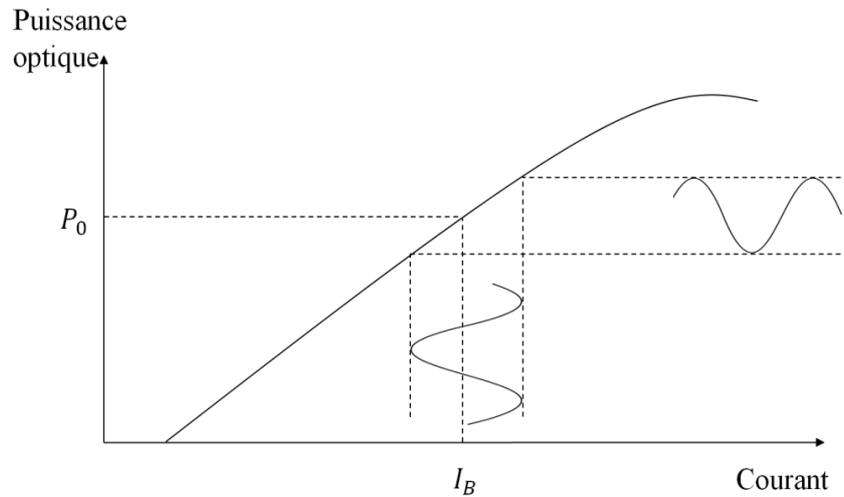


Figure 2.31. Modulation directe

Dans ce cas de configuration, la fréquence de modulation est limitée par la bande passante du laser, sous modulation directe, qui est de quelques GHz. On peut noter aussi que les variations du courant engendrent des variations de la densité de porteurs qui provoquent des variations de l'indice de réfraction. Par conséquent, la longueur d'onde d'émission varie. Ce phénomène appelé « frequency chirping ou chirp » qui dégrade les performances des systèmes de télécommunications

4.1.1. Efficacité de modulation à 60 GHz du MLLD

Pour déterminer l'efficacité en modulation directe autour de 60 GHz de la MLLD, le montage, montré sur la Figure 2.32, est mis en place.

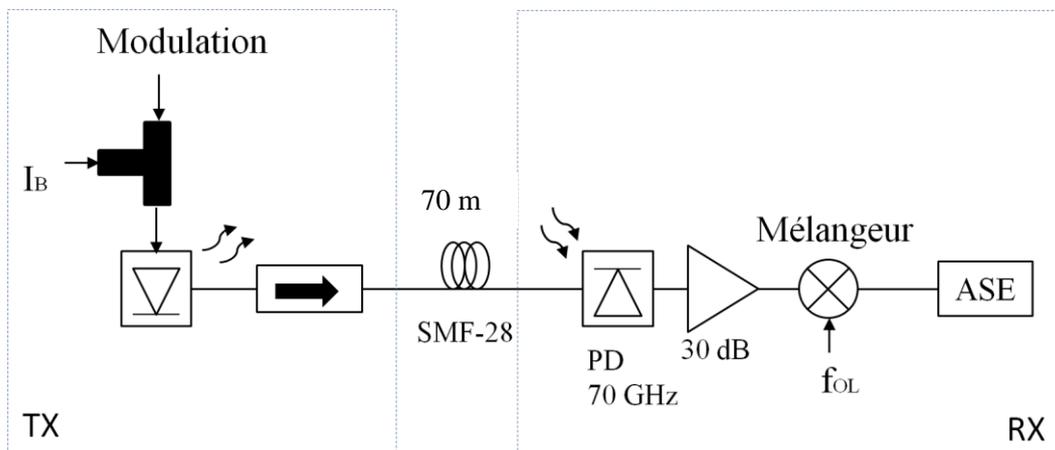


Figure 2.32. Montage : efficacité de modulation à 60 GHz

Le laser est placé sur le banc de mesure que nous avons décrit auparavant, une modulation sinusoïdale est appliquée autour du point de polarisation I_B par l'intermédiaire d'un té de polarisation. Le signal est ensuite envoyé à travers une fibre optique dont la longueur a été choisie pour compenser le chirp du laser par la dispersion chromatique de la fibre optique (ceci sera discutée dans le chapitre 3). La partie réception est composée d'une photodiode avec une fréquence de coupure de 70 GHz, un amplificateur RF de 30 dB de gain, un mélangeur permettant une conversion basse fréquence afin de visualiser le signal RF sur un analyseur de spectre de 40 GHz de bande passante.

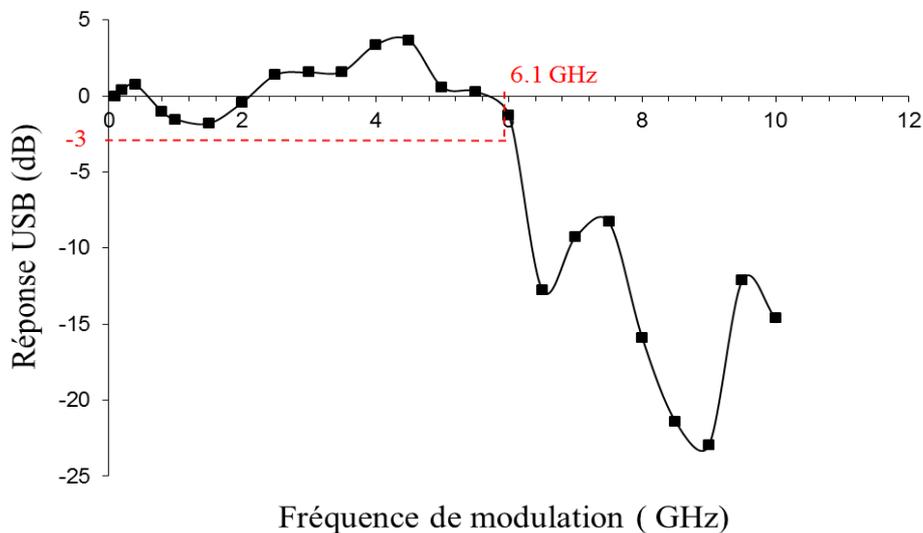


Figure 2.33. Efficacité de modulation à 60 GHz, bande latérale supérieure

Quand le laser est modulé directement, la puissance optique modulée n'est pas la même pour toutes les fréquences. Elle est généralement constante pour les basses fréquences et augmente ensuite pour atteindre un pic avant de décroître rapidement. Le pic est dû à la résonance provoquée par des interactions entre la densité de photons et la densité de porteurs en excès dans la cavité. Ce pic est connu comme le pic de relaxation. Le paramètre le plus important qui peut être déduit de la réponse de modulation est la bande passante à -3 dB. Sur la Figure 2.33, on peut en déduire la valeur de la bande passante qui est égale à 6.1 GHz.

4.1.2. Modulation externe

Le Modulateur Mach-Zehnder (MZM) est basé sur l'interféromètre du même nom. Ce dernier divise la puissance optique en deux et recombine les signaux ensuite après déphasage entre les deux chemins optiques (Figure 2.34). Le déphasage est proportionnel à l'amplitude du champ électrique appliqué sur l'un des bras (possibilité d'appliquer un champ sur chaque bras). Le MZM utilisé est en technologie niobate de lithium (LiNbO_3).

En appliquant un champ électrique $V(t)$ sur un bras du MZM, l'indice de réfraction du cristal varie (par effet pockels) et par conséquent crée un retard de phase sur l'onde optique qui se propage dans ce cristal. Par la suite, grâce à la structure interférométrique du MZM, les variations des phases seront transformées en une variation d'intensité en sortie.

En général, la tension $V(t)$ appliquée est la somme d'une tension de polarisation continu V_B et d'une tension petit signal $V_m(t)$. La Figure 2.34 montre un MZM à une seule électrode, nous supposons que les coupleurs des interféromètres sont parfaitement équilibrés, ce n'est pas le cas avec des MZM réels. Un contrôleur de polarisation est toujours nécessaire avant le MZM, celui-ci étant sensible à la polarisation.

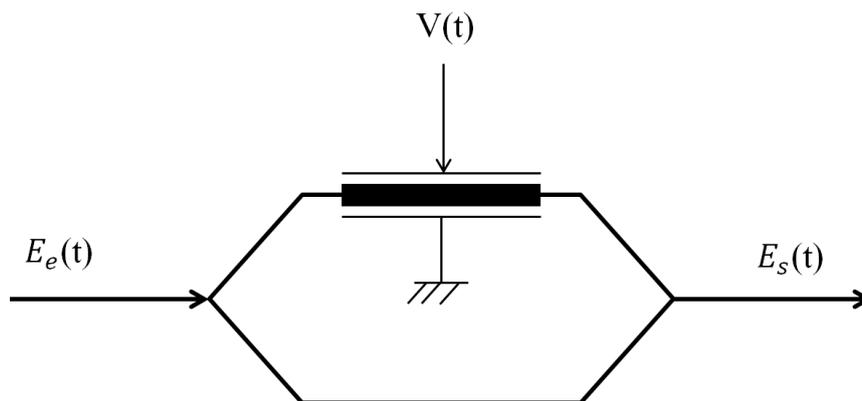


Figure 2.34. Principe du modulateur à une électrode

La Figure 2.35 illustre le principe de la modulation externe d'intensité optique. Nous avons deux régimes de fonctionnements, un régime linéaire et un autre

fortement non-linéaire (au maximum et au minimum de transmission). Pour un fonctionnement linéaire, la tension de polarisation V_B doit être choisie dans la région linéaire de la fonction du transfert du MZM. V_π est la tension appelée la tension demi-onde pour laquelle nous obtenons un déphasage égale à 180° entre les bras. Avec ce type de modulateur, nous pouvons atteindre quelques dizaines de Gbit/s.

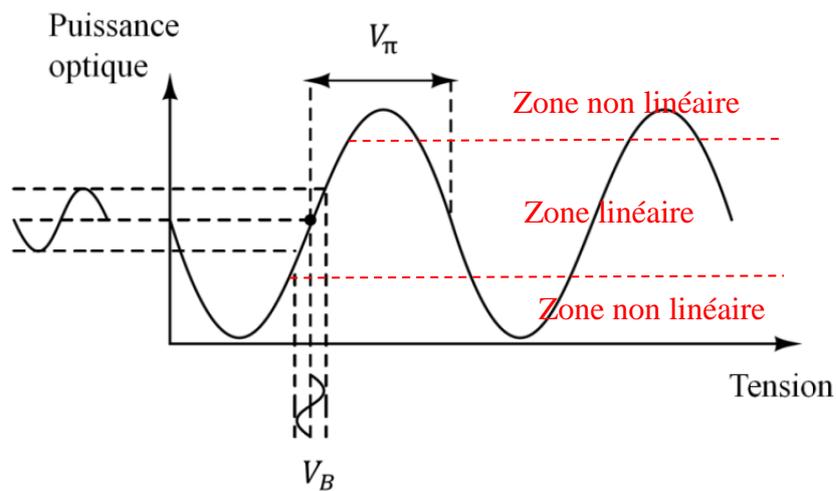


Figure 2.35. Modulation externe

4.1.3. Comparaison entre les différentes techniques de modulation

4.1.3.1. Banc de mesure

Pour la modulation directe, nous avons utilisé le même montage expliqué dans le paragraphe 1, par contre nous avons remplacé le générateur du signal sinusoïdal par un AWG (Arbitrary Waveform Generator). La transmission a été effectuée conformément à la norme ECMA 387 [25]. Pour la modulation externe, la même configuration a été conservée, mais cette fois la modulation se fait par le biais d'un MZM. La polarisation du signal émis par le laser à verrouillage de modes est approximativement linéaire. Après sa propagation à travers la fibre optique, cette

propriété est perdue car la fibre utilisée SMF-28 ne maintient pas la polarisation. Donc un contrôleur de polarisation (CP) est nécessaire pour rétablir une polarisation linéaire alignée avec les axes du modulateur et ainsi assurer un couplage optimal de la puissance du signal optique dans le MZM.

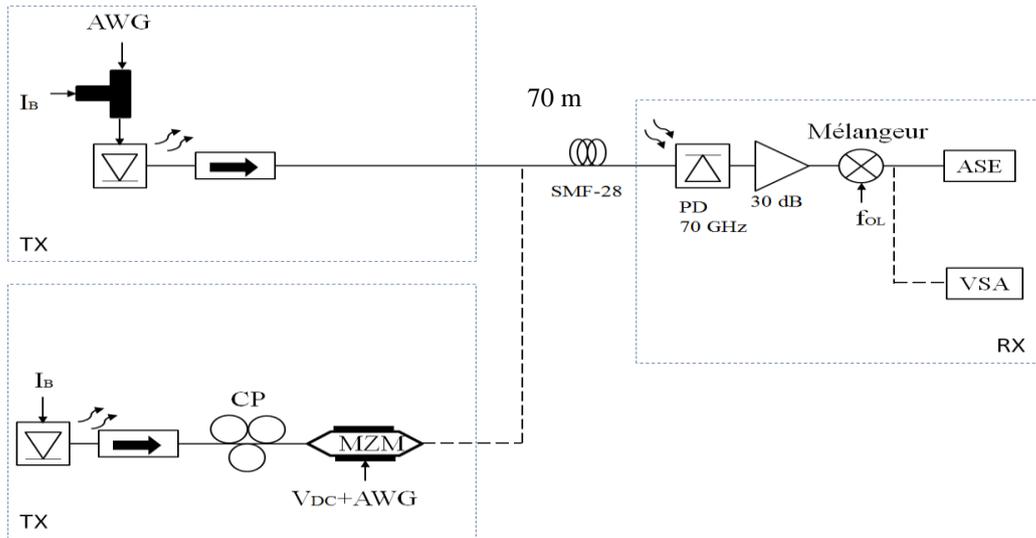


Figure 2.36. Banc de mesure : modulation directe et modulation externe

Le signal de modulation était créé sous Matlab et téléchargé par la suite sur l'AWG.

4.1.3.2. Critère de qualité : EVM

Un critère de qualité appelé EVM (Error Vector Magnitude) est utilisé pour l'évolution des transmissions des signaux numérique. L'EVM est décrit par la valeur du vecteur d'erreur entre le signal de référence idéal et le signal de mesure traité.

Mathématiquement, l'EVM est donné par la relation suivante [26]:

$$EVM_{rms} = \left[\frac{\frac{1}{N} \sum_{r=1}^N |S_{ideal,r} - S_{meas,r}|^2}{\frac{1}{N} \sum_{r=1}^N |S_{ideal,r}|^2} \right]^{1/2}$$

Avec $S_{ideal,r}$ est le symbole idéal de numéro r de la constellation, $S_{meas,r}$ est le symbole réel associé à $S_{ideal,r}$. N est le nombre de symboles dans la constellation.

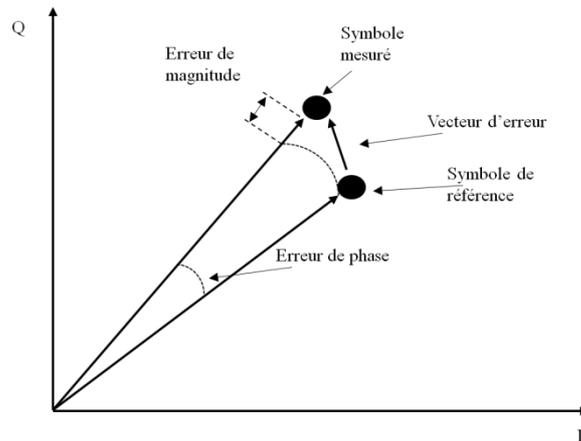


Figure 2.37. L'EVM et ses composantes dans le plan I-Q

L'EVM aussi permet un diagnostic fiable des imperfections telles que de bruit de phase du MLLD.

4.1.3.3. Résultat d'EVM

Les mesures d'EVM sont faites à l'aide de l'oscilloscope/VSA (vector signal analyzer) de 6 GHz de bande passante. L'oscilloscope effectue une mesure dans le domaine temporel, par la suite la démodulation et les mesures de l'EVM se font grâce à un logiciel installé sur l'oscilloscope en pseudo-temps réel.

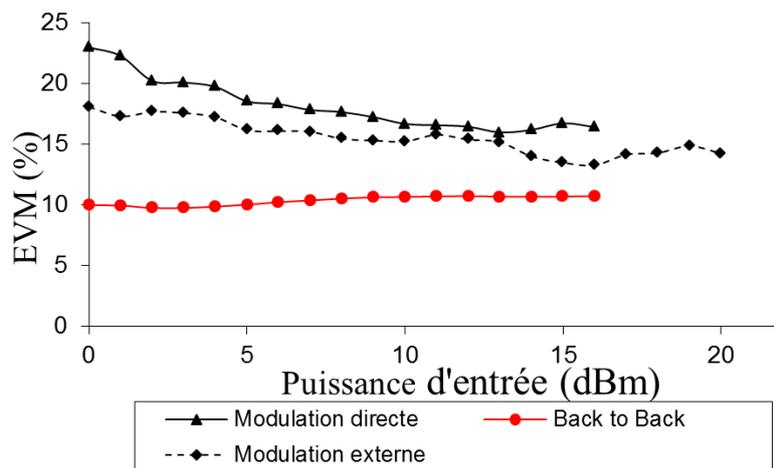


Figure 2.38. EVM pour un débit de 794 Mb/s, format de modulation BPSK

La mesure de l'EVM est présentée sur la Figure 2.38. Nous avons utilisé la diode laser L872 polarisée sous un courant de 238,2 mA. La fréquence RF générée par le laser à verrouillage de modes est de 60.9 GHz. Pour les modulations directe et externe, un signal de type BPSK (794 Mbits/s) est appliqué à une fréquence de 3,9 GHz à l'aide de l'AWG. Pour les deux techniques de modulation, directe et externe, les valeurs d'EVM sont inférieures à la valeur standard de 23,7% exigée par la norme ECMA pour ce format.

Cependant, la valeur de l'EVM obtenue en reliant directement l'émetteur au récepteur (back to back) est de l'ordre de 10%, nous n'avons jamais atteint cette valeur. La dégradation observée est due aux différents types de bruit générés par le laser à verrouillage de modes et par le système de transmission, notamment le bruit de phase. Une solution pour réduire l'impact du bruit de phase dans les systèmes basés sur les laser à blocage de modes est d'utiliser une détection non-cohérente [27], testé au laboratoire.

Sur la Figure 2.39, nous avons utilisé un format de modulation directe de type BPSK avec un débit de 794 Mb/s. Nous avons varié la fréquence modulation. Pour les basses fréquences, la démodulation est impossible (EVM autour de 80%). En augmentant la fréquence, une nette amélioration est observée. En effet pour les fréquences de modulations directes inférieures à 1 GHz, le laser est perturbé et le blocage de modes est détruit.

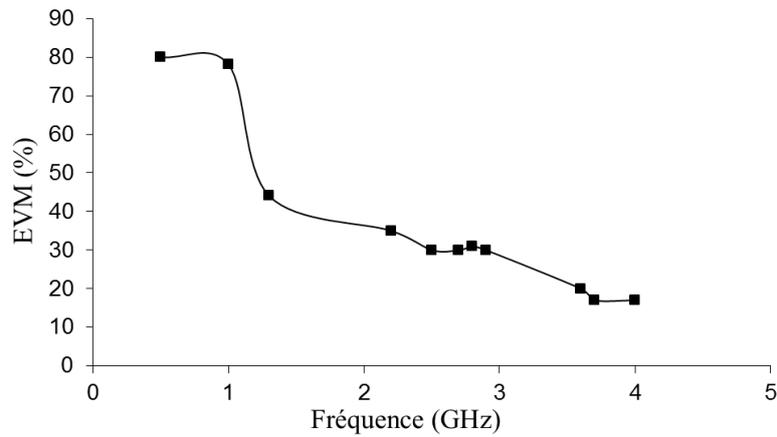


Figure 2.39. EVM en fonction de la fréquence de modulation (directe)

5. Conclusion

Dans ce chapitre, le principe de fonctionnement de la diode laser à verrouillage de modes a été présenté ainsi qu'une caractérisation statique et dynamique des MLLD utilisées dans ce travail. Nous avons étudié le fonctionnement du laser à semi-conducteur à verrouillage de modes en modulation directe et externe, les limitations des MLLD ont été présentées.

Nous allons par la suite discuter l'effet de la propagation, notamment l'impact de la dispersion chromatique, sur le signal optique généré par le MLLD. Une technique de compensation de l'effet de la dispersion chromatique sera présentée.

6. Références bibliographiques

- [1] F. van Dijk, B. Charbonnier, S. Constant, A. Enard, S. Fedderwitz, S. Formont, I. F. Lealman, F. Lecoche, F. Lelarge, D. Moodie, L. Ponnampalam, C. Renaud, M. J. Robertson, A. J. Seeds, A. Stöhr, et M. Weiss, « Quantum dash mode-locked lasers for millimeter wave signal generation and transmission », in *IEEE Photonics Society, 2010 23rd Annual Meeting of the*, 2010, p. 187-188.
- [2] R. Rosales, B. Charbonnier, K. Merghem, F. van Dijk, F. Lelarge, A. Martinez, et A. Ramdane, « InAs/InP quantum dash based mode locked lasers for 60 GHz radio over fiber applications », in *2012 International Conference on Indium Phosphide and Related Materials (IPRM)*, 2012, p. 185-187.
- [3] F. Lelarge, B. Dagens, J. Renaudier, R. Brenot, A. Accard, F. van Dijk, D. Make, O. Le Gouezigou, J. Provost, F. Poingt, J. Landreau, O. Drisse, E. Derouin, B. Rousseau, F. Pommereau, et G.-H. Duan, « Recent Advances on InAs/InP Quantum Dash Based Semiconductor Lasers and Optical Amplifiers Operating at 1.55 μm », *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 13, n° 1, p. 111-124, janv. 2007.
- [4] B. Chu, *Laser Light Scattering*. Elsevier, 1974.
- [5] G. H. M. van Tartwijk et G. P Agrawal, « Laser instabilities: a modern perspective », *Prog. Quantum Electron.*, vol. 22, p. 43-122, mars 1998.
- [6] M. D. Jr, « Small-Signal Analysis of Internal (Coupling-Type) Modulation of Lasers », *J. Appl. Phys.*, vol. 35, n° 10, p. 2870-2876, oct. 1964.
- [7] M. A. Duguay et J. W. Hansen, « COMPRESSION OF PULSES FROM A MODE-LOCKED He-Ne LASER », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 14, n° 1, p. 14-16, janv. 1969.
- [8] W. E. Lamb, « Theory of an Optical Maser », *Phys. Rev.*, vol. 134, n° 6A, p. A1429-A1450, juin 1964.
- [9] P. M. W. French, « The generation of ultrashort laser pulses », *Rep. Prog. Phys.*, vol. 58, n° 2, p. 169, févr. 1995.
- [10] J. E. Bowers, P. A. Morton, A. Mar, et S. W. Corzine, « Actively mode-locked semiconductor lasers », *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 25, n° 6, p. 1426-1439, juin 1989.
- [11] H. Shi, J. Finlay, G. A. Alphonse, J. C. Connolly, et P. J. Delfyett, « Multiwavelength 10-GHz picosecond pulse generation from a single-stripe semiconductor diode laser », *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 9, n° 11, p. 1439-1441, nov. 1997.
- [12] Y. Silberberg, D. A. B. Miller, A. C. Gossard, W. Wiegmann, P. W. Smith, et D. J. Eilenberger, « Passive mode locking of a semiconductor diode laser », *Opt. Lett.*, vol. 9, n° 11, p. 507-509, nov. 1984.
- [13] J. A. Leegwater, « Theory of mode-locked semiconductor lasers », *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 32, n° 10, p. 1782-1790, oct. 1996.
- [14] J. Renaudier, R. Brenot, B. Dagens, F. Lelarge, B. Rousseau, F. Poingt, O. Legouezigou, F. Pommereau, A. Accard, P. Gallion, et G. H. Duan, « 45 GHz self-pulsation with narrow linewidth in quantum dot Fabry-Perot

- semiconductor lasers at 1.5 μm », *Electron. Lett.*, vol. 41, n° 18, p. 1007-1008, sept. 2005.
- [15] J. Javaloyes et S. Balle, « Mode-Locking in Semiconductor Fabry-Pérot Lasers », *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 46, n° 7, p. 1023-1030, juill. 2010.
- [16] E. V. Viktorov, P. Mandel, A. G. Vladimirov, M. Wolfrum, G. Fiol, M. Kuntz, et D. Bimberg, « Hybrid mode-locking in a 40 GHz monolithic quantum dot laser », in *European Conference on Lasers and Electro-Optics 2009 and the European Quantum Electronics Conference. CLEO Europe - EQEC 2009*, 2009, p. 1-1.
- [17] Y. Arakawa et H. Sakaki, « Multidimensional quantum well laser and temperature dependence of its threshold current », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 40, n° 11, p. 939-941, juin 1982.
- [18] F. Lelarge, B. Rousseau, B. Dagens, F. Poingt, F. Pommereau, et A. Accard, « Room temperature continuous-wave operation of buried ridge stripe lasers using InAs-InP (100) quantum dots as active core », *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 17, n° 7, p. 1369-1371, juill. 2005.
- [19] R. H. Wang, A. Stintz, P. M. Varangis, T. C. Newell, H. Li, K. J. Malloy, et L. F. Lester, « Room-temperature operation of InAs quantum-dash lasers on InP [001] », *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 13, n° 8, p. 767-769, août 2001.
- [20] S. Deubert, A. Somers, W. Kaiser, R. Schwertberger, J. P. Reithmaier, et A. Forchel, « InP-based quantum dash lasers for wide gain bandwidth applications », *J. Cryst. Growth*, vol. 278, n° 1-4, p. 346-350, mai 2005.
- [21] J. P. Reithmaier, A. Somers, S. Deubert, R. Schwertberger, W. Kaiser, A. Forchel, M. Calligaro, P. Resneau, O. Parillaud, S. Bansropun, M. Krakowski, R. Alizon, D. Hadass, A. Bilenca, H. Dery, V. Mikhelashvili, G. Eisenstein, M. Gioannini, I. Montrosset, T. W. Berg, M. van der Poel, J. Mørk, et B. Tromborg, « InP based lasers and optical amplifiers with wire-/dot-like active regions », *J. Phys. Appl. Phys.*, vol. 38, n° 13, p. 2088, juill. 2005.
- [22] D. Bimberg, M. Grundmann, et N. N. Ledentsov, *Quantum Dot Heterostructures*. John Wiley & Sons, 1999.
- [23] « Corning SMF-28 Optical Fiber - Fiber Optic Center\corning\datasheets\smf-28.pdf » . .
- [24] R. Khayatzadeh, H. Rzaigui, J. Poette, et B. Cabon, « Accurate Millimeter-Wave Laser Phase Noise Measurement Technique », *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 25, n° 13, p. 1218-1221, juill. 2013.
- [25] « BasicEn.book - ECMA-387.pdf » . .
- [26] « Microsoft Word - EVM Measurements19_KRa.doc - R1_ARFTG64_McKinley_com.pdf » . .
- [27] R. Khayatzadeh, J. Poette, H. Rzaigui, et B. Cabon, « Coherent and non-coherent receivers in 60-GHz RoF system based on passively mode-locked laser », in *2013 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*, 2013, p. 138-141.

Chapitre 3 : Effets de la propagation dans la fibre optique

1. Introduction

La propagation des signaux dans une fibre optique est inévitablement influencée par ses propriétés physiques. La fibre optique, malgré ses excellentes caractéristiques de transmission, reste un guide d'ondes dispersif et présente des pertes. Ce chapitre se concentre sur les mécanismes de dégradation linéaires qui se produisent dans une fibre optique monomode (SMF-28) lors de la transmission un signal issu d'un laser à verrouillage de modes: l'atténuation, qui est due à l'absorption dans la fibre et la dispersion chromatique, qui est le résultat de la différence de vitesse entre les différentes longueurs d'onde du spectre optique.

Après une introduction théorique sur la dispersion chromatique, une simulation étudiera l'impact de la dispersion chromatique sur la puissance RF transmise. En particulier, le « chirp » du laser à verrouillage de modes sera examiné, ainsi que la distribution spectrale de la puissance optique, et les résultats de simulation seront comparés aux résultats expérimentaux. Une solution pour compenser l'effet de la dispersion chromatique dans une liaison basée sur les lasers à verrouillage de modes sera présentée.

Tout au long de ce travail, une fibre monomode standard est utilisée (SMF-28), ce qui implique que seul le mode transverse fondamental LP01 peut se propager. Utiliser une fibre monomode permet d'exclure les effets de la dispersion modale parce que l'énergie est transportée par un mode transverse unique. De même, nous pouvons aussi exclure certains effets non linéaires tels que la diffusion Brillouin, la diffusion Raman, le mélange à quatre ondes, l'auto-modulation de phase et la modulation de phase croisée, tout simplement car la puissance injectée dans la fibre et les distances de propagation sont faibles (<10 mW sur quelques kilomètres) (<10 mW) [1].

Dans le but de comprendre les effets de la dispersion et de l'atténuation dans un lien radio sur fibre (Radio over Fiber : RoF) basés sur les lasers à verrouillage de modes, nous pouvons considérer un signal optique avec trois composantes spectrales. Au niveau du photo-détecteur, deux signaux de battement électrique

sont générés à une fréquence correspond à la superposition des battements entre les composantes optiques séparées par cette fréquence. Si les deux signaux de battement sont en phase, ils interfèrent de manière constructive pour créer un signal RF. Si le signal optique est transmis à travers une fibre optique avant la détection, chaque composante spectrale subit un décalage de phase différent. Ce déphasage est fonction de la distance parcourue sur la fibre par le signal et de la longueur d'onde ainsi que de la dispersion de la fibre. Après propagation, les deux battements se trouvent alors déphasés. Par conséquent, l'interférence anciennement constructive devient partiellement ou totalement destructive en fonction de la différence de phase entre les deux battements se superposant, ce qui cause par la suite une dégradation de la puissance RF photodétectée [2].

2. Dispersion d'une fibre optique

Les effets de dispersion sont caractérisés par un développement en série de Taylor de la constante de propagation des modes β autour de la fréquence angulaire ω_0 .

$$\beta(\omega) = n(\omega) \frac{\omega}{c} = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6}\beta_3(\omega - \omega_0)^3 + \dots \quad (1)$$

$$\text{Et } \beta_1(\omega) = \left(\frac{d\beta}{d\omega} \right)_{\omega=\omega_0} \quad (2)$$

avec « $n(\omega)$ » l'indice de réfraction et « c » la vitesse de la lumière dans le vide.

Le terme β_1 est donc l'inverse de la vitesse de groupe dans la fibre optique :

$$\beta_1 = \frac{1}{v_g}$$

Les termes β_2 et β_3 décrivent le deuxième et le troisième ordre de dispersion. Le terme β_2 est la dispersion de la vitesse de groupe, il est exprimé en $s^2 \cdot m^{-1}$. Ce dernier est relié au paramètre de dispersion D par :

$$D = \left(\frac{d\beta_1}{d\lambda} \right)_{\lambda=\lambda_0} = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{1}{v_g} \right) = \frac{-2\pi c}{\lambda_0^2} \beta_2 \quad (3)$$

La dispersion chromatique D est exprimée en ps/nm/km, elle représente le retard temporel accumulé après une propagation sur 1 km de fibre optique, entre deux composantes monochromatiques du signal, séparées de 1 nm en longueur d'onde.

Les effets de dispersion de troisième ordre peuvent être négligés si β_2 n'est pas proche de zéro, (ce qui n'est pas le cas pour la fibre SMF), et aussi si la durée de l'impulsion optique n'est pas inférieure à 5 ps [1]. Pour les lasers à verrouillage de modes utilisés dans ce travail, la durée de l'impulsion est de l'ordre de 16,7 ps [3].

3. Fonction du transfert de la fibre optique

L'étude de la propagation d'une onde électromagnétique dans un guide dispersif, comme la fibre optique, est effectuée dans le domaine fréquentiel plutôt que dans le domaine temporel. La fibre SMF peut cependant être modélisée avec une fonction de transfert H_{SMF} [4][5].

$$H_{SMF}(v) = \exp\left(j \frac{\pi D l \lambda_0^2 v^2}{c}\right) \quad (4)$$

avec « D » la dispersion chromatique, « l » la longueur de la fibre et λ_0 la longueur d'onde du premier mode.

Dans le domaine fréquentiel, le champ optique à la sortie de la fibre peut être déterminé par:

$$E_{opt,out}(v) = E_{opt,in}(v) \times H_{SMF}(v) \times \exp\left(-\frac{\alpha}{2} l\right) \quad (5)$$

Le terme $\exp\left(-\frac{\alpha}{2} l\right)$ représente l'atténuation dans la fibre optique.

L'effet de la dispersion chromatique peut être observé aussi dans le domaine temporel. Le champ électrique à la sortie du laser à verrouillage de modes s'écrit de la manière suivante :

$$E_{in,RF}(t) = \sum_{m=0}^{M-1} A_m \times \exp(j(\omega_0 + m\omega_{RF})t) \times \exp(j\varphi_m) \quad (6)$$

où m est le nombre de mode, $(\omega_0 + m\omega_{RF})$, A_m et φ_m sont respectivement la fréquence angulaire, l'amplitude et la phase du mode m .

Après la propagation du champ électrique dans la fibre, le champ à la sortie s'écrit de la manière suivante :

$$E_{out,RF}(t) = \exp\left(-\frac{\alpha}{2}l\right) \left[\sum_{m=0}^{M-1} A_m \exp(jm2\pi f_{RF}t) \exp\left(-j\frac{\beta_2}{2}(m2\pi f_{RF})^2l\right) \exp(j\varphi_m) \right] \quad (7)$$

avec « f_{RF} » la fréquence qui sépare deux modes adjacents.

Donc à partir de l'équation (7), nous pouvons en déduire la nouvelle phase Φ_m , qui dépend de la longueur de la fibre optique l :

$$\Phi_m = \varphi_m - j\frac{\beta_2}{2}(m2\pi f_{RF})^2l \quad (8)$$

Le champ électrique à la sortie du photo-détecteur s'écrit de la manière suivante :

$$I_{PH} = R \times |E_{out}|^2 = \exp(-\alpha l) \left[\sum_{m=0}^{M-1} A_m^2 + 2 \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{n=0}^{m-1} A_m A_n \times \cos\left((m-n)2\pi f_{RF}t - \frac{\beta_2}{2}(m^2 - n^2) \times 2\pi f_{RF}^2 l + (\varphi_m - \varphi_n)\right) \right] \quad (9)$$

« R » est proportionnel à la responsivité du photo-détecteur.

Dans l'équation (9), nous observons l'impact de la dispersion de la vitesse de groupe « β_2 » au niveau des différentes composantes du spectre de battement.

4. Impact de la dispersion chromatique sur la puissance RF

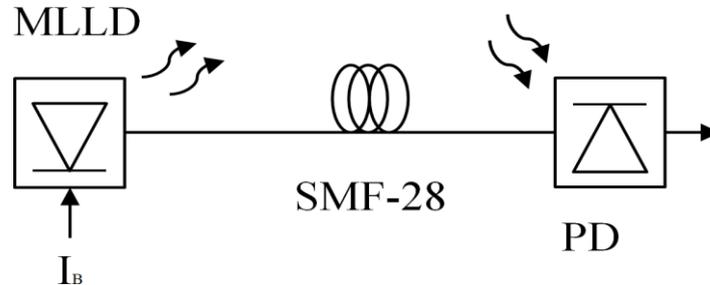


Figure 3.40. Modèle pour la simulation

Dans cette partie, la simulation a été effectuée pour un système de communication simple constitué d'un laser à blocage de modes qui est relié à un photo-détecteur à travers une fibre optique SMF-28 (Figure 3.40). La Figure 3.41 montre le spectre optique d'un laser à blocage de modes avec un ISL de 58,37 GHz qui correspond à la différence de fréquence entre deux modes.

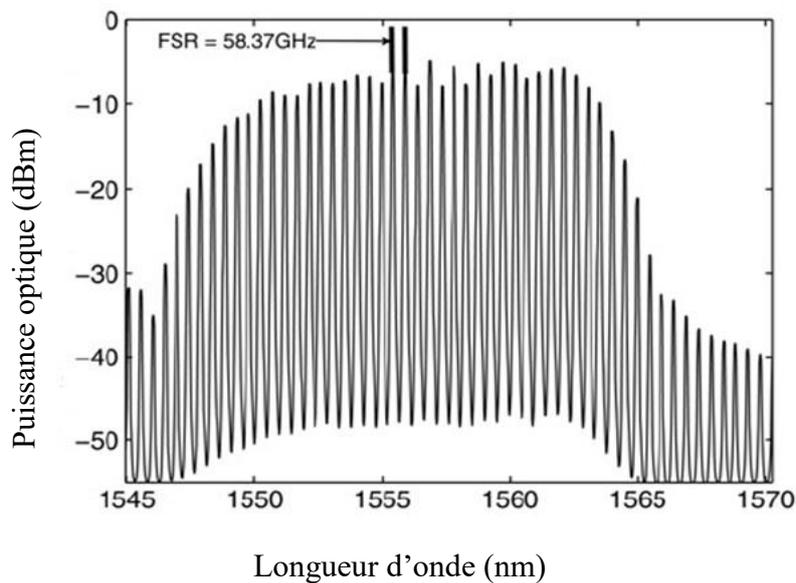


Figure 3.41. Spectre optique à la sortie du MLLD avec un ISL de 58.37 GHz

Pour la simulation, les 30 modes les plus puissants ont été pris en compte, comme les autres modes de faible puissance n'ont pas un impact significatif sur

l'évolution de la puissance RF reçue en fonction de la longueur de propagation [6]. Nous pouvons voir sur la Figure 3.42 que, la puissance RF photodéTECTÉE atteint son premier maximum après $l = 70$ mètres de transmission. Ce décalage initial est précisément dû à l'effet du chirp et de la dispersion du laser à blocage de modes [6]. De cette observation, une dispersion additionnelle dans la fibre SMF est nécessaire pour atteindre une puissance RF maximale. Nous pouvons en déduire que la plage de longueur de la fibre disponible, au-dessus de la puissance maximale de 3 dB, est de 78 mètres, cette longueur est appelée « Longueur à mi-hauteur » (LHM : Length at Half Maximum) dans ce travail.

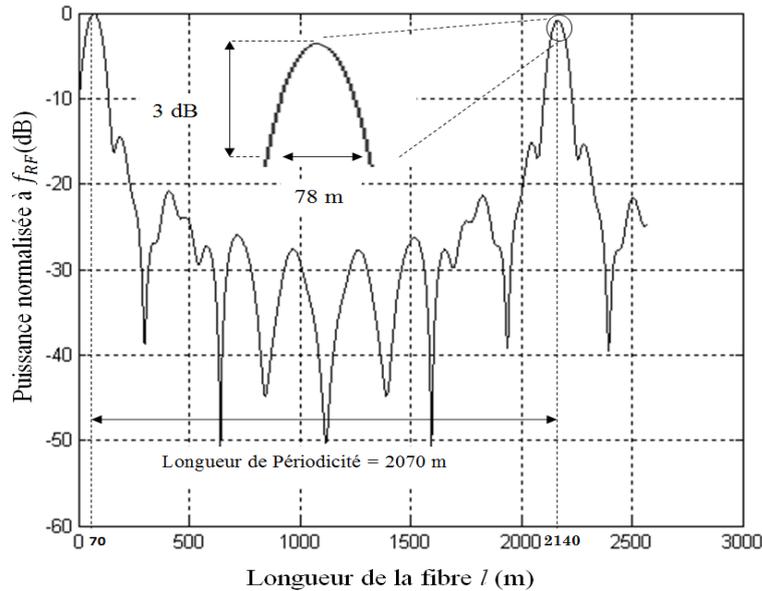


Figure 3.42. Variation de la puissance RF en fonction de la longueur de la fibre (simulation)

De la Figure 3.42, il ressort que la puissance RF atteint son second maximum à 2140 m, ce nouveau maximum est atteint après parcours sur une distance de 2070 m le long de la fibre SMF où les modes deviennent à nouveau en phase [6]. Cette longueur de périodicité $L_p = 2070$ m est directement liée à l'espacement entre les modes du laser à blocage de modes et à la dispersion chromatique de la fibre SMF [7][6]. La longueur de périodicité a été vérifiée expérimentalement. Un coefficient

de dispersion chromatique effectif moyen a été estimé est égal à 17,55 ps/nm.km pour tous les modes.

La Figure 3.43 montre la variation de la puissance RF en fonction de la longueur de la fibre optique pour un courant de polarisation du laser à blocage de mode égal à 183 mA. Cette valeur du courant est choisie afin d'avoir un blocage de modes stable et une largeur à mi-hauteur du pic RF faible (20 kHz). L'effet du chirp du laser est compensé par la dispersion chromatique de la fibre pour une longueur de 70 mètres.

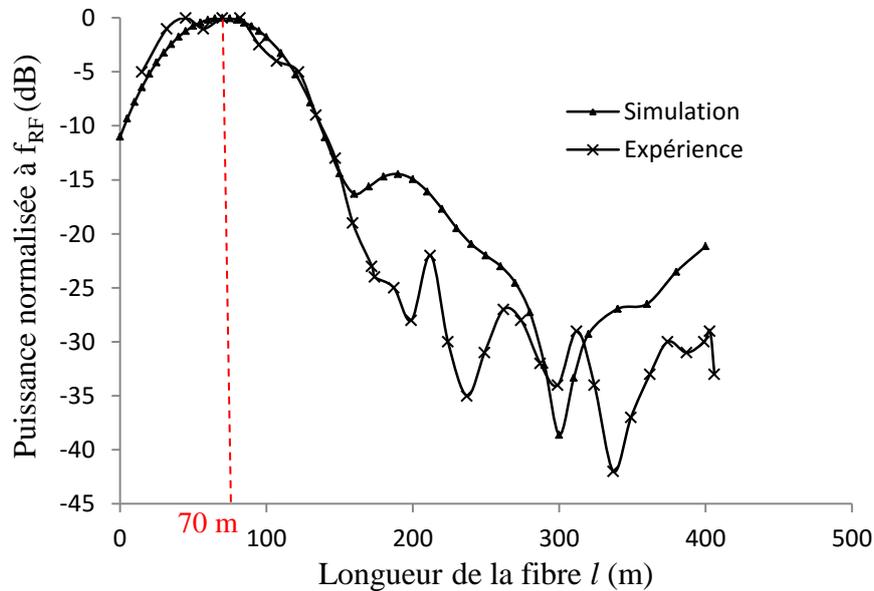


Figure 3.43. Variation de la puissance RF en fonction de la longueur de la fibre (expérience et simulation)

Cette variation de puissance en fonction de la longueur de la fibre optique pose un problème majeur. En effet, transmettre un signal optique généré par un laser à verrouillage de modes entre une station centrale à une station de base à travers une fibre monomode, nécessite un contrôle de la distance qui les sépare afin de garantir une puissance RF suffisante. Cette distance entre l'émetteur et le récepteur est variable. Donc, afin d'augmenter la marge sur cette distance, une technique a été mise en place, qui permet d'augmenter cette marge.

5. Système avec un interféromètre Mach-Zehnder asymétrique

5.1. Principe

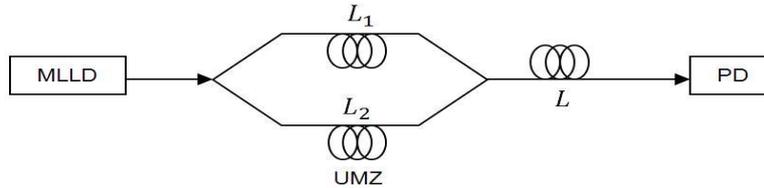


Figure 3.44. Schéma du système pour réduire la sensibilité à la dispersion chromatique

Le système étudié est présenté sur la Figure 3.44 où un interféromètre Mach Zehnder asymétrique (Unbalanced Mach-Zehnder Interferometer : UMZI) est utilisé pour réduire la sensibilité à la dispersion chromatique de la fibre SMF dans les systèmes basés sur les lasers à blocage de modes et augmenter la marge sur la longueur de la fibre pour obtenir un maximum de puissance RF à la sortie du photo-détecteur.

L'UMZI est composé de deux coupleurs optiques et des deux branches de différentes longueurs (L_1 et L_2), suivie d'une SMF de longueur L . L'onde optique se propage le long des deux branches de longueur L_1 et L_2 de l'UMZI avec une différence de marche ΔL . Ensuite, le signal optique à la sortie de l'UMZI se propage à travers une longueur supplémentaire L , ce qui conduit à augmenter la marge sur la longueur de la fibre utilisé.

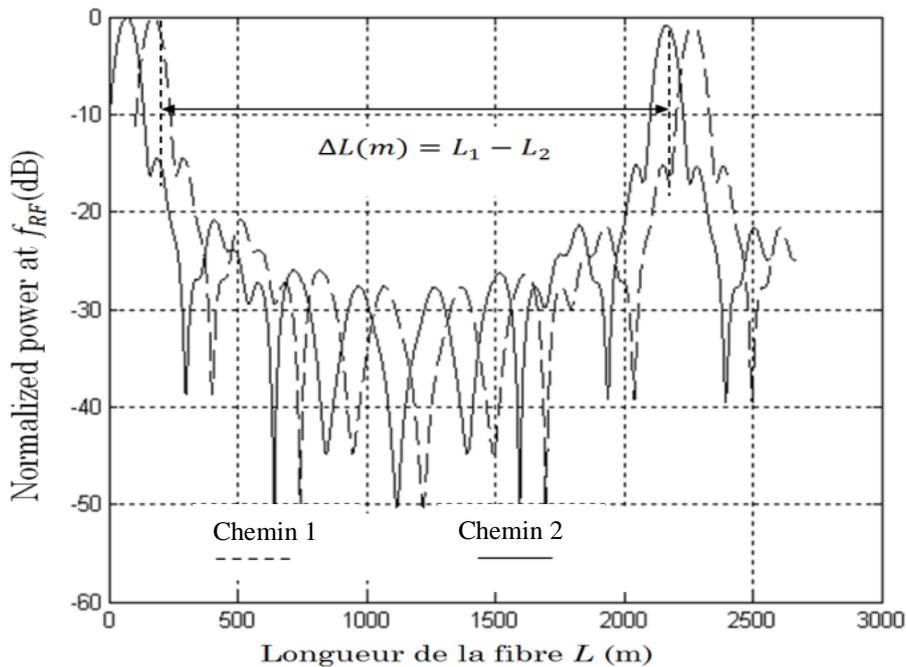
Dans le système de communication y compris l'UMZI suggéré sur la Figure 3.44, la sortie de courant photo-détecté après intégration de l'UMZI est présentée dans l'équation (10).

$$I_{out} = I_{out,1} + I_{out,2} + 2 \times \gamma_{polar} \sqrt{I_{out,1} \times I_{out,2}} \quad (10)$$

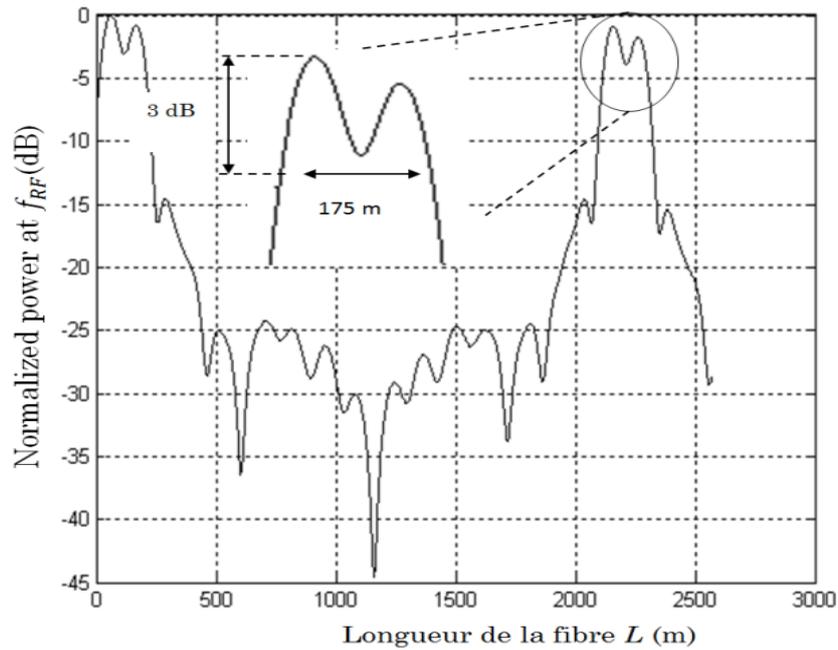
Avec γ_{polar} est le coefficient de contraste qui tient compte la perte de cohérence et l'effet de polarisation entre les deux bras.

5.2. Simulation avec UMZI

Dans cette partie, la simulation a été effectuée pour le système de communication présentée sur la Figure 3.44. Dans ce cas, on peut simplifier l'équation (10) en considérant $\gamma_{\text{polar}} = 0$, car la différence de marche entre les deux branches de l'UMZI « ΔL » qui vaut 1978 mètres est plus grande que la longueur de cohérence du laser à blocage de modes qui n'est que de l'ordre de 30 mètres. Donc, aucune interférence optique ne se produit, et l'intensité de la lumière est simplement la somme de celles recueillies à la sortie de chaque bras. Par conséquent, le système sera insensible aux effets interférentiels et de polarisation. La puissance optique mesurée est tout simplement la somme des puissances issues de chaque bras.



(a)



(b)

Figure 3.45. Simulation avec l'intégration de l'UMZI. Les variations des puissances RF à la sortie du système pour chaque voie (a), en combinant les deux voies (b).

La conception de l'UMZI est essentiellement liée au profil de la puissance RF en fonction de la longueur L , comme le montre la Figure 3.45 (a). La longueur de périodicité est $L_p = 2070$ m, cette valeur est liée au spectre optique généré par le laser à verrouillage de mode. En utilisant l'UMZI, les deux motifs de signaux, montrés sur la Figure 3.45 (a), se superposent. Le concepteur du système a donc la possibilité de choisir les longueurs des bras telles que leur différence soit égale à $\Delta L + n L_p$, avec n entier naturel. Sur la Figure 3.45, nous pouvons aussi remarquer que la longueur L_1 détermine la position du premier maximum.

Considérant la Figure 3.44, quel que soit l'UMZI, il y a deux chemins optiques indépendants, le chemin 1 et 2 de différentes longueurs $L_1 = 1994$ m et $L_2 = 16$ m. La Figure 3.45 (a) montre la variation de la puissance RF photo-détecté en fonction de la longueur totale de la fibre SMF ($L_{\text{totale}} = L + L_i$, $i = 1, 2$) pour chaque voie indépendamment. Les deux pics montrés sur la Figure 3.45 (a) sont séparés par une distance égale à la différence entre les deux chemins $\Delta L = L_1 - L_2 = 1978$ m.

Les résultats de simulation en intégrant l'UMZI dans le système RoF, où les deux chemins sont combinés, sont présentés sur la Figure 3.45 (b). La largeur à mi-hauteur (LHM) égale dans ce cas à $LHM_c = 175$ m, il est bien au-dessus de la valeur de 78 mètres de la Figure 3.42, où le laser à blocage de modes est directement connecté au photo-détecteur. Par conséquent, la flexibilité sur le choix de la longueur de fibre SMF utilisée dans le système RoF basé sur les lasers à verrouillage de modes est accrue d'un facteur de 2.3, de 78 m à 175 m, en utilisant l'UMZI.

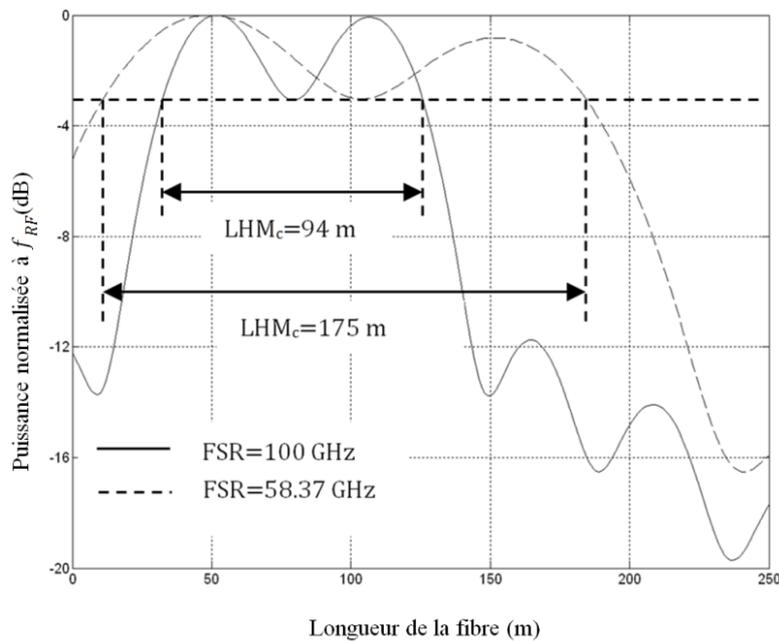


Figure 3.46. Motifs électriques pour un ISL = 58.37 GHz et 100 GHz

Le choix de la longueur de cavité du laser à verrouillage de modes et de son ISL a une influence directe sur la conception de l'UMZI. La Figure 3.46 montre deux diagrammes de puissances RF en fonction de la longueur de la fibre L , pour deux différentes valeurs de ISL, 58.37 GHz et 100 GHz, nous avons $LHM_c = 175$ m et 94 m respectivement. Il peut être observé que LHM_c diminue lorsque ISL augmente.

6. Validation expérimentale

6.1. Montage avec UMZI

Les résultats attendus ont été vérifiées expérimentalement pour montrer l'impact de la dispersion chromatique sur la puissance RF, avec le montage montré sur la Figure 3.47. La puce laser est placée sur une embase en cuivre et est alimenté par un courant continu I_B par l'intermédiaire d'une sonde GSG. La fibre est couplée au laser à blocage de modes par l'intermédiaire d'un système de micro-lentilles, un isolateur optique est insérée avant l'UMZI. Par la suite, le signal est transporté à travers une fibre SMF de longueur variable L , l'UMZI qui est inséré entre le laser et le photodétecteur se compose de deux bras avec $L_1 = 1994$ m et $L_2 = 16$ m. Le photodétecteur a une bande passante de 70 GHz et fournit une puissance de sortie de -30 dBm à 58.37 GHz. En raison de la largeur de bande passante de l'analyseur du spectre électrique (ASE) qui est limitée à 40 GHz, une étape de conversion vers les basse fréquence devient nécessaire. Cette conversion est assurée par à un mélangeur dont la perte de conversion est de 6 dB. En raison de la faible puissance à la sortie du photodétecteur, une amplification électrique de 30 dB est nécessaire.

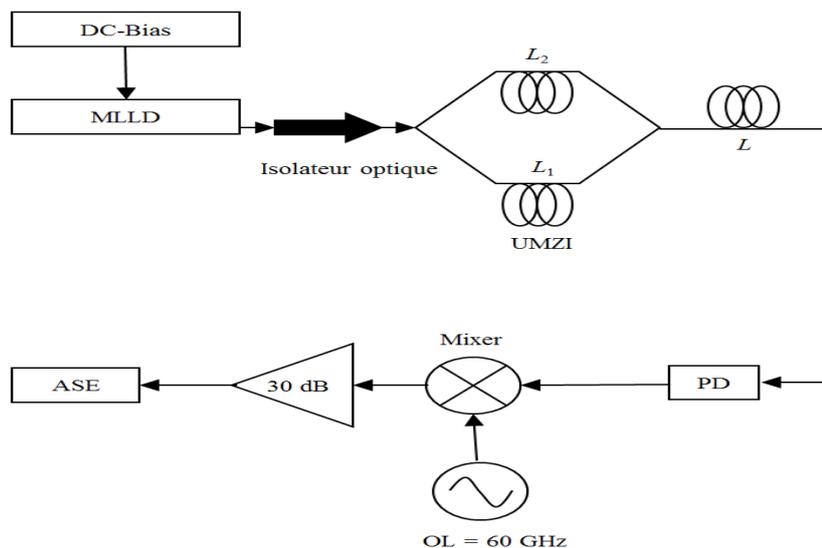


Figure 3.47. Dispositif expérimental pour la réduction de la sensibilité à la dispersion chromatique

6.2. Résultats expérimentaux

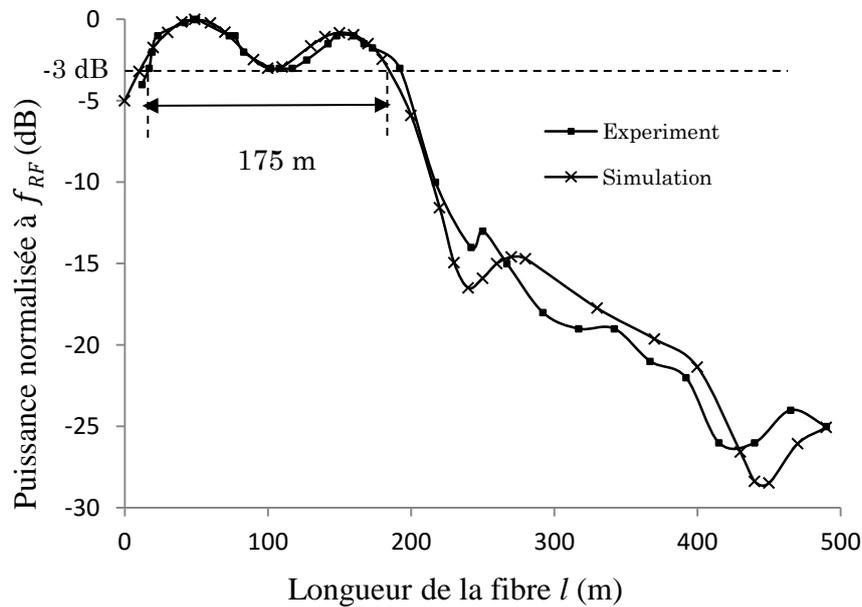


Figure 3.48. Variation de la puissance RF en fonction de la longueur de la fibre avec UMZI (expérience et simulation)

La Figure 3.48 montre les deux résultats, la mesure expérimentale et la simulation, de la variation de la puissance RF en fonction de la longueur L de la fibre SMF. Un bon accord est observé entre les deux courbes et les résultats confirment l'exactitude des simulations.

Sur la Figure 3.49, les résultats expérimentaux de deux scénarios sont présentés. La courbe (A) montre la puissance RF mesurée par rapport à la variation de la longueur L de la fibre SMF lorsque l'UMZI est inséré et la courbe (B) montre le résultat expérimental pour le scénario sans l'UMZI. En comparant les deux cas (A) et (B), LHM est passée de 78 mètres (A) à 175 mètres (B) lorsque $\Delta L = 1978$ m.

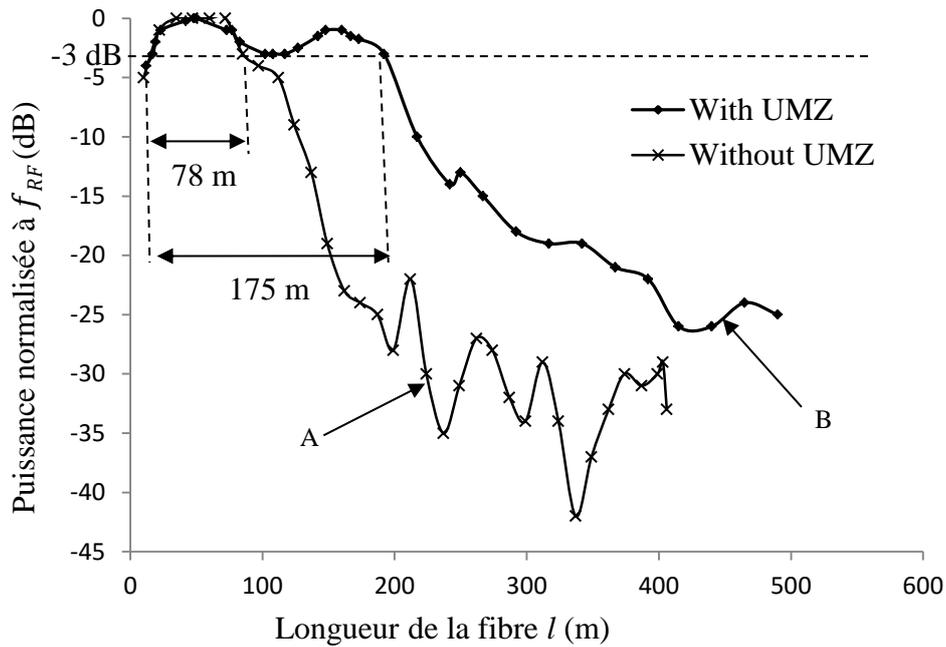


Figure 3.49. Résultats expérimentaux: variation de la puissance RF par rapport à la longueur de la fibre SMF sans, (A), et avec, (B), l'UMZ

En insérant un contrôleur de polarisation dans l'UMZI, aucune interférence due à l'effet de polarisation n'a été observée, ce qui valide l'intérêt d'avoir une différence de marche supérieure à la longueur de cohérence.

7. Discussion

7.1. Modèle optimal

Comme la section précédente 6.2 l'a montré (Figure 3.48 et Figure 3.49), l'effet de la dispersion chromatique peut être réduit et aussi la souplesse dans l'utilisation d'une longueur donnée de la fibre SMF dans les systèmes RoF basés sur les lasers à verrouillage de modes est accrue. La Figure 3.50 montre une simulation de la puissance RF photo-déTECTÉ en fonction de longueur de la fibre L pour différentes valeurs de ΔL : 1964 m, 1978 m, 1986 m, 2000 m. Deux pics distincts sont observés pour $\Delta L < 1964$ m. Une optimisation est alors requise : pour $\Delta L = 1978$ m, la longueur de coupure à -3 dB est fixé à la puissance minimale entre les deux pics. Ceci correspond à une valeur optimale de LHM_c égale à 175 m. Accroître

ΔL delà de cette valeur, par exemple $\Delta L = 1986$ m ou 2000 m conduit à une diminution de valeur de LHM_c .

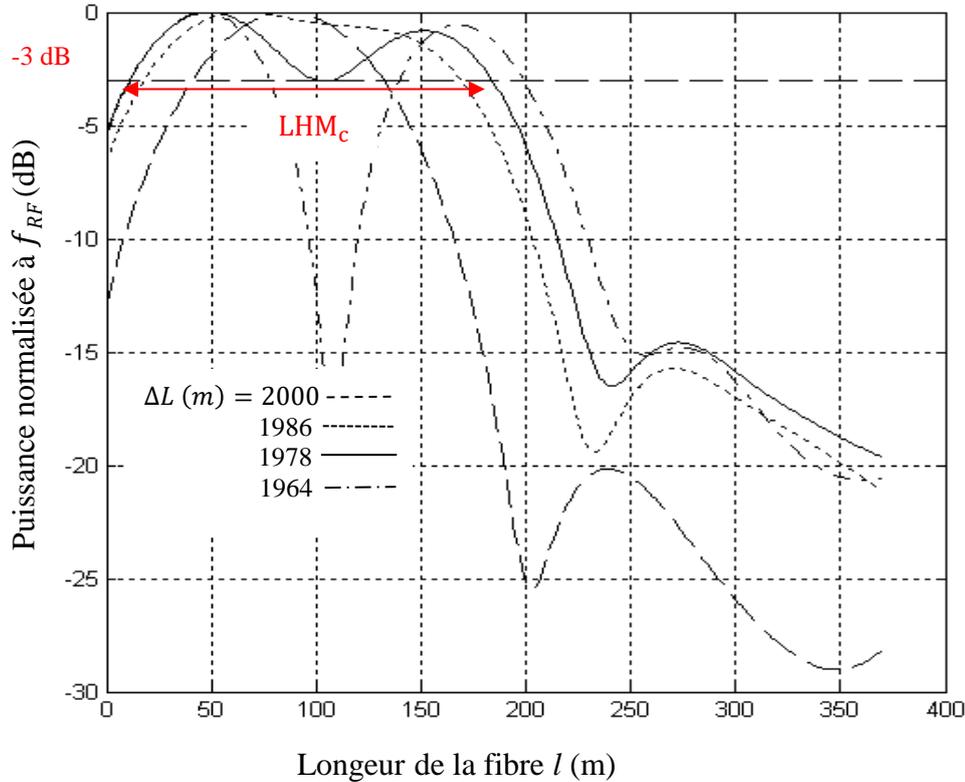


Figure 3.50. Variation de la puissance RF en fonction de la longueur L du SMF

Les variations de LHM en fonction de ΔL sont présentés sur la Figure 3.50, avec un pic de LHM est égal à $LHM_c = 175$ m obtenue pour $\Delta L = 1978$ m. Le minimum de LHM est égale à 83 m pour une valeur de $\Delta L = 2070$ m qui est égale à la longueur de périodicité montrée sur la Figure 3.42. Un deuxième maximum apparaît pour $\Delta L = 2162$ m. Un comportement périodique serait observée si nous augmentons ΔL , ceci est valable pour un taux d'ondulation de la puissance RF de 3 dB. Aux points 1978 m et 2162 m deux discontinuités sont observées. Ceci est dû à l'ondulation qui dépasse les 3 dB. Il revient au concepteur de choisir le taux d'ondulation afin de déterminer LHM_c .

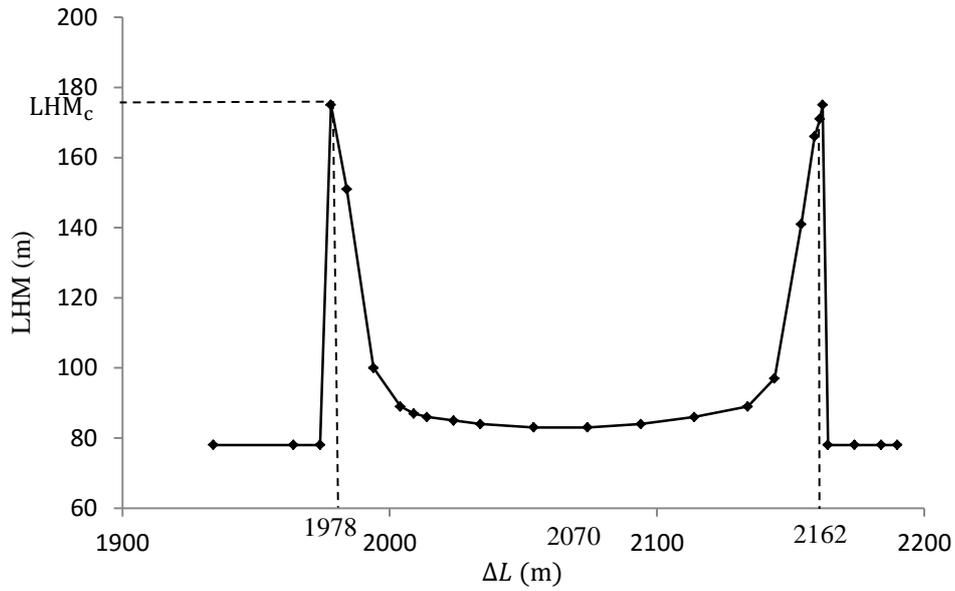


Figure 3.51. Variations de LHM_c en fonction de ΔL

7.2. Largeur spectrale

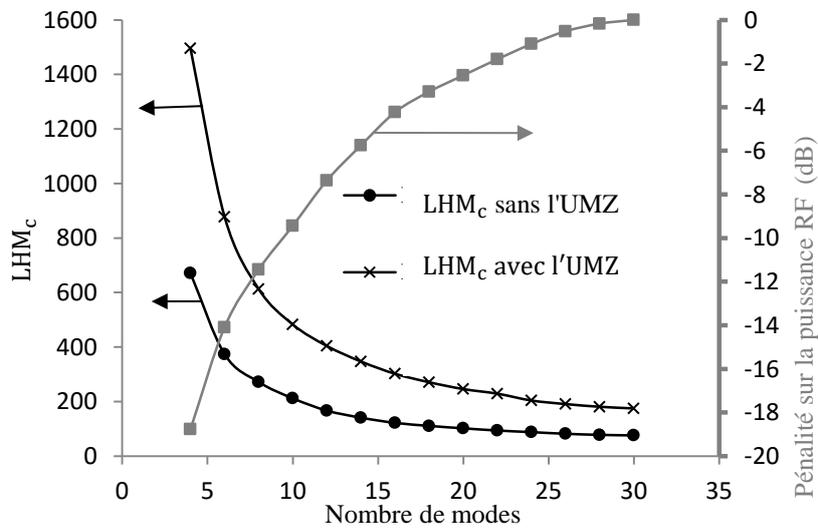


Figure 3.52. Variation de LHM_c en fonction du nombre de modes

Dans les parties précédentes, les 30 modes les plus puissants ont été utilisés pour les simulations afin d'étendre LHM_c autant que possible. La Figure 3.52 montre la variation de LHM_c en fonction du nombre de modes. Nous pouvons voir que, lorsque le nombre de modes diminue, LHM_c augmente.

L'impact du nombre de modes sur LHM_c est montré sur la Figure 3.52. A partir de cette figure, nous avons limité le nombre de modes du spectre optique. Si nous utilisons un filtre pour limiter le nombre de modes qui vont se propager dans la fibre SMF, une perte de puissance optique et RF serait inévitable. Sur la Figure 3.52, la pénalité est aussi représentée sur la puissance RF induite lorsque nous limitons le spectre initial de 30 modes à un nombre inférieur. Si par exemple, nous diminuons le spectre à seulement 10 modes, nous perdons près de 10 dB sur la puissance mais la marge sur la fibre SMF utilisée atteint les 800 mètres.

8. Conclusion

Dans ce chapitre, la propagation du signal dans le système RoF basés sur les lasers à verrouillage de modes a été étudiée. Les lasers utilisés ont une puissance optique maximale inférieure à 20 mW. La puissance par mode sera alors limitée et ne permettra pas de faire apparaître d'effet non linéaire pour les longueurs de fibre testées. Les deux effets de propagation qui se manifestent sont : la dispersion de vitesse de groupe et l'atténuation. Bien que l'atténuation ne soit pas particulièrement problématique pour la mise en place d'une liaison de courte distance, elle engendre néanmoins une perte de puissance RF qui ne peut plus être récupérée.

Une méthode originale basée sur l'utilisation d'un UMZI a été présentée ici afin de réduire la sensibilité à la dispersion chromatique sur un lien RoF de longueur L basé sur les lasers à blocage de modes. Les simulations et les expériences sont en bon accord pour un système RoF à 60 GHz. Une amélioration par un facteur 2,3 est démontrée dans un cas particulier. Cette technique a l'avantage d'être applicable à tout système RoF.

9. Références bibliographiques

- [1] G. P. Agrawal, *Lightwave Technology: Telecommunication Systems*. John Wiley & Sons, 2005.
- [2] G. H. Smith, D. Novak, et Z. Ahmed, « Overcoming chromatic-dispersion effects in fiber-wireless systems incorporating external modulators », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, n° 8, p. 1410-1415, août 1997.
- [3] R. Rosales, B. Charbonnier, K. Merghem, F. van Dijk, F. Lelarge, A. Martinez, et A. Ramdane, « InAs/InP quantum dash based mode locked lasers for 60 GHz radio over fiber applications », in *2012 International Conference on Indium Phosphide and Related Materials (IPRM)*, 2012, p. 185-187.
- [4] A. F. Elrefaie, R. E. Wagner, D. A. Atlas, et D. G. Daut, « Chromatic dispersion limitations in coherent lightwave transmission systems », *J. Light. Technol.*, vol. 6, n° 5, p. 704-709, mai 1988.
- [5] U. Gliese, S. Norskov, et T. N. Nielsen, « Chromatic dispersion in fiber-optic microwave and millimeter-wave links », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 44, n° 10, p. 1716-1724, oct. 1996.
- [6] F. Brendel, J. Poette, B. Cabon, T. Zwick, F. Van Dijk, F. Lelarge, et A. Accard, « Chromatic Dispersion in 60 GHz Radio-Over-Fiber Networks Based on Mode-Locked Lasers », *J. Light. Technol.*, vol. 29, n° 24, p. 3810-3816, déc. 2011.
- [7] F. Brendel, J. Poëtte, B. Cabon, et F. van Dijk, « Low-cost analog fiber optic links for in-house distribution of millimeter-wave signals », *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, vol. 3, n° Special Issue 02, p. 231–236, avr. 2011.

Chapitre 4 : Etude du laser à verrouillage de modes sous injection optique

1. Introduction

La réduction du bruit de phase dans les lasers à semiconducteur est un point important. Des nombreuses études ont été menées sur ce sujet. Dans ce chapitre, nous allons rappeler le principe de réduction du bruit de phase par injection optique et aussi par injection optoélectronique ainsi que les résultats obtenus dans le cadre d'un laser à verrouillage de modes à bâtonnets quantiques.

2. Historique et applications

Les premières observations de la synchronisation de deux oscillateurs remontent à 1655 [1]. HUYGENS a observé l'oscillation à l'unisson de deux pendules accrochés sur le même mur, depuis, il a été montré que la synchronisation est possible grâce aux vibrations transmises à travers le mur. Après l'invention du laser par MAIMAN en 1960, les recherches ont débuté pour les lasers à gaz avec les travaux de Pantell et Stover [2], [3]. C'est à partir de l'année 1980 que l'injection pour les lasers à semiconducteur a commencé [4]. L'injection optique connue aujourd'hui est basée sur les travaux de Stover, elle consiste à utiliser un isolateur entre les deux lasers [3]. Un des deux lasers fonctionne librement sans perturbation (laser maître) et le deuxième (laser esclave) subit l'influence du laser maître. Une autre technique consistant à perturber un laser est de réinjecter le champ optique émis par ce laser dans sa propre cavité. On parle alors de contre réaction (Feedback) [5].

Parmi les applications de l'injection optique nous pouvons citer :

- La réduction de la largeur de raie d'émission du laser : Pour cela, le laser maître doit être plus fin que le laser esclave [6]–[8] ce qui peut avoir des applications dans des domaines comme la métrologie ou la spectroscopie. Le LIDAR est un bon exemple car il nécessite une forte puissance optique ainsi qu'une grande finesse spectrale. Pour avoir toutes ces caractéristiques, on injecte un laser de fine largeur de raie et peu puissant, dans un autre plus large raie mais avec une puissance plus importante [7].

- L'étude du comportement du laser [5], [9], nous pouvons aussi étudier le bruit d'amplitude [10]–[13], le bruit $1/f$ [14] ainsi que le bruit de fréquence [15]–[17].
- La réduction du bruit de fréquence [15], [16], [18] et le bruit d'intensité [19]–[22].

Nous allons étudier l'effet de la contre réaction sur le laser à verrouillage de modes ainsi que son comportement sous injection optique externe. En particulier, la réduction de bruit de phase et la réduction de la largeur de raie.

3. Effets de la contre réaction sur les lasers

Plusieurs techniques de contre réaction [23] (active ou passive) ont été développées afin de réduire le bruit de phase et stabiliser les lasers.

Dans cette partie, nous allons rappeler le principe de la technique de réduction du bruit de phase par contre réaction optoélectronique (active), ainsi que la contre réaction tout optique (passive).

3.1. Contre réaction optoélectronique

Cette technique consiste à détecter une partie du signal optique, mesurer les fluctuations de la phase sur l'onde millimétrique et ajuster par la suite le courant injecté dans le MLLD. Cela permet de corriger la phase optique du signal.

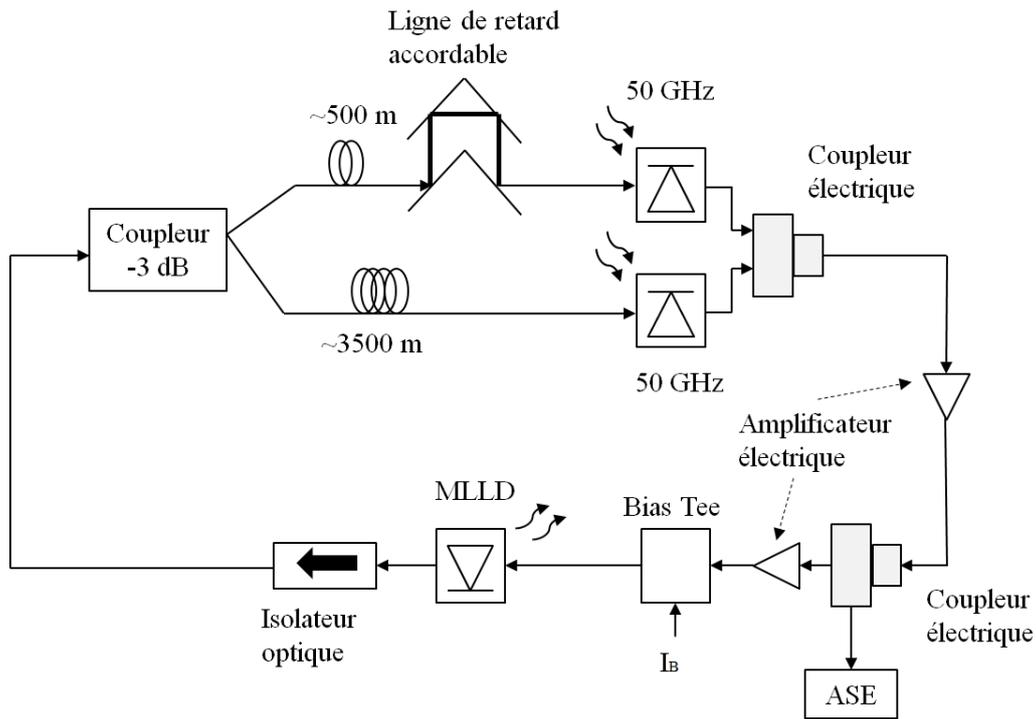


Figure 4.53. Configuration d'un oscillateur optoélectronique à base d'un MLLD [23]

Van Dijck et al ont proposé un montage de contre réaction optoélectronique qui permet de réduire le bruit de phase dans les laser à verrouillage de modes [23]. En effet, il s'agit d'un oscillateur optoélectronique. Sur la Figure 4.53, La diode laser à verrouillage de modes est polarisée à travers un té de polarisation. La lumière en provenance du laser est couplée dans une fibre optique. Elle passe à travers un isolateur optique. Elle est par la suite séparée en deux branches à l'aide d'un coupleur optique. Chaque bras comporte une fibre du type SMF-28 de longueur de 3500 m et 500 m respectivement. Une ligne à retard accordable est utilisée pour ajuster le retard dans le bras le plus court. La lumière provenant de chaque bras est envoyée à une photodiode de 50 GHz de bande passante chacune. Par la suite les deux signaux électriques seront combinés par l'intermédiaire d'un coupleur électrique. La somme des deux signaux est amplifiée en utilisant un amplificateur électrique. A l'aide d'un coupleur électrique, une partie du signal est envoyée à l'analyseur de spectre électrique (ESA), l'autre partie est envoyée au laser à travers le 'Té' de polarisation.

Cette technique, présentée ci-dessus, permet de générer des signaux micro-onde à faible bruit de phase. Par contre, elle présente des inconvénients tels que l'utilisation de l'électronique haute fréquence (plusieurs étages d'amplification, coupleurs électroniques). Pour cela, nous avons décidé d'étudier des boucles de contre réaction tout optique ainsi que l'injection optique externe dans le but de réduire le bruit de phase.

3.2. Contre réaction optique

Dans cette partie, nous allons étudier la technique de réduction du bruit de phase par rétroaction tout optique. Elle consiste à récupérer une partie du signal optique émis par le laser à blocage de modes et le réinjecter dans sa cavité. Cette technique, selon les conditions opératoires, peut détruire ou améliorer les caractéristiques du laser.

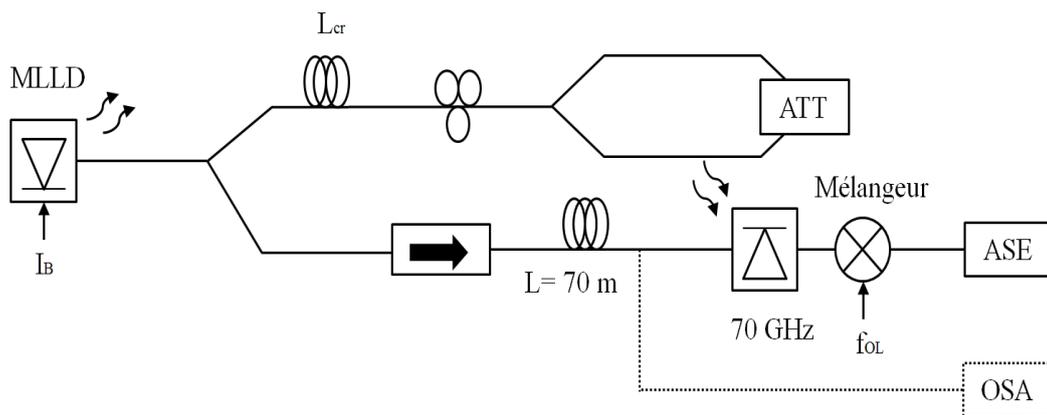


Figure 4.54. Montage de contre réaction tout optique

Le montage expérimental est représenté sur la Figure 4.54. Il est complètement fibré. La lumière émise par le MLLD est couplée dans la fibre par l'intermédiaire d'un système de micro-lentilles traitées antireflet, suivi d'un contrôleur de polarisation pour optimiser le retour optique dans la cavité du laser. Elle est ensuite divisée en deux à l'aide d'un coupleur optique. La rétroaction optique est assurée par une boucle de rétroaction. La puissance du signal réinjectée est contrôlée par un atténuateur variable. Afin de déterminer l'effet de la contre-

réaction sur le MLLD, un analyseur de spectre électrique est utilisé. La conversion opto-électrique est assurée par un photo-détecteur de 70 GHz de bande passante.

Le battement entre les différents modes du MLLD génère un signal électrique autour du 60 GHz. Néanmoins, l'ASE dont nous disposons au laboratoire a une bande passante de 40 GHz, par conséquent une conversion basse fréquence est nécessaire, cette conversion est assurée par un mélangeur.

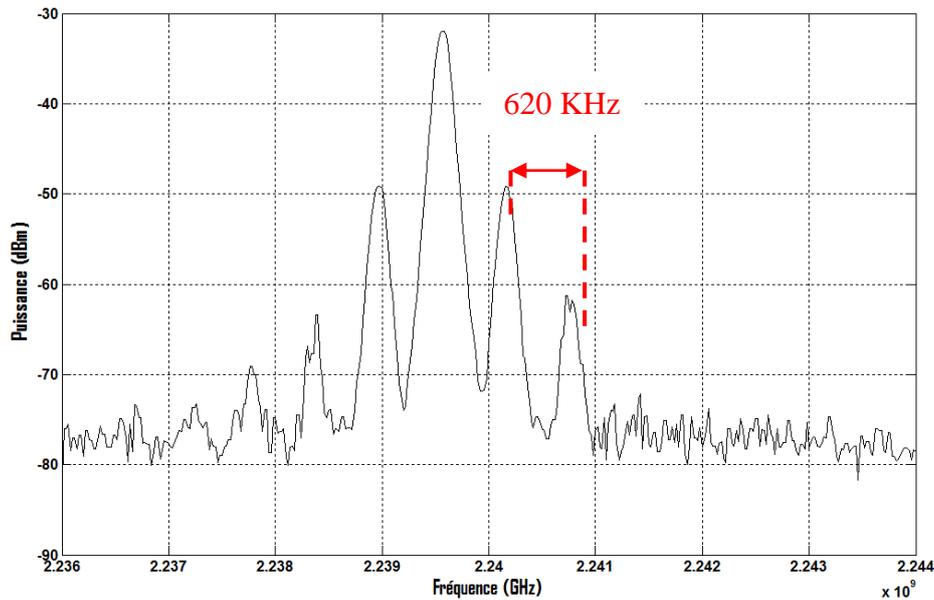


Figure 4.55.Effet de la contre réaction sur le spectre RF

Nous reportons sur la Figure 4.55 le spectre électrique du battement des modes du MLLD dans la boucle de réinjection optique. Des pics de battement autour de la fréquence RF du laser sont observés. Ces pics sont dus aux cavités externes créés au niveau des raccordements entre deux fibres ou au niveau des équipements tels que l'atténuateur optique. Ces pics sont séparés de 620 kHz ce qui correspond à une distance de 160 mètres. Cette distance est l'équivalent de deux fois la longueur de la contre réaction mentionnée sur la Figure 4.54 (L_{cr}).

Notre système n'était pas assez stable à cause des réflexions multiples au niveau des connecteurs optiques. Ces réflexions perturbent le blocage des modes du MLLD. Par conséquent, nous avons étudié l'injection optique externe.

4. Injection optique

4.1. Principe

La Figure 4.56 montre le principe de l'injection optique externe. Elle consiste en un couplage unidirectionnel. Le signal optique du premier laser (maître) est injecté dans la cavité d'un deuxième (esclave) un isolateur optique est nécessaire afin de s'assurer que le laser esclave ne perturbe pas le laser maître.

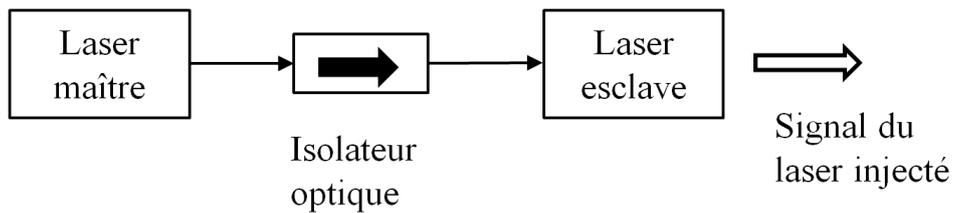


Figure 4.56. Principe de l'injection optique externe

4.2. Résultats expérimentaux

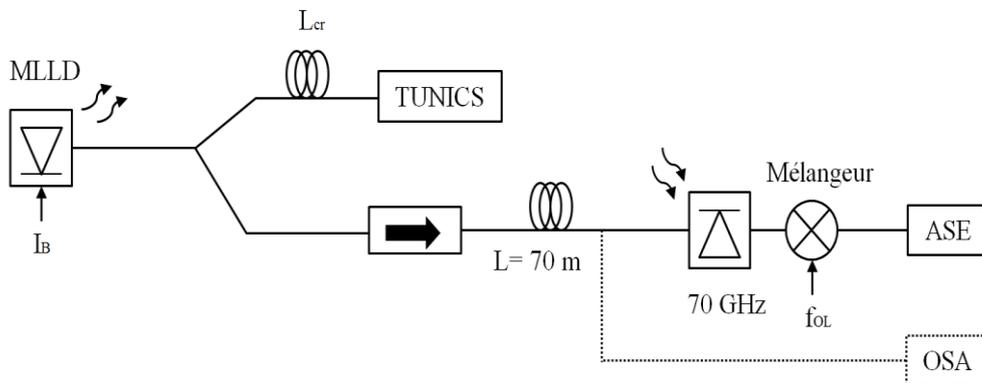


Figure 4.57. Injection optique avec une source laser accordable

Le montage expérimental utilisé pour effectuer l'injection optique externe est présenté sur la Figure 4.57. En effet, c'est le même montage représenté sur la Figure 4.54 mais en remplaçant la boucle de rétroaction par une source laser accordable (TUNICS). Dans ce cas, le TUNICS joue le rôle du laser maître ainsi que le laser à verrouillage de modes représente le laser esclave.

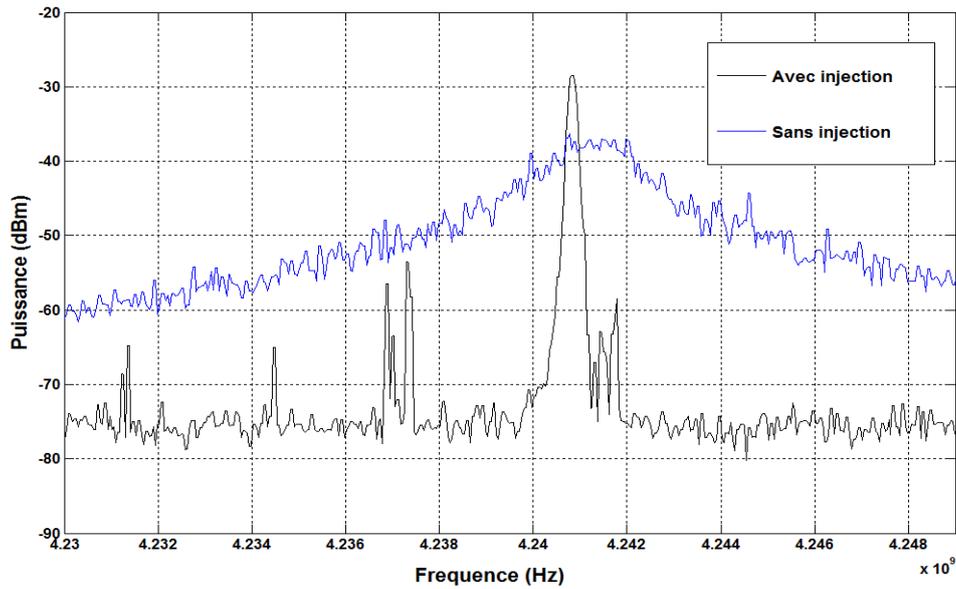


Figure 4.58. Effet de l'injection optique sur le spectre RF

Sur la Figure 4.58, deux spectres de battement sont présentés. Le premier représente le battement sans injection optique externe et le deuxième, moins large, correspond au battement avec injection. Une nette amélioration peut être observée. En effet, l'injection optique permet de réduire la largeur de raie du mode injecté et, par communication avec les autres modes, d'améliorer le blocage de mode dans le MLLD. Par contre, ce blocage est perdu pour des puissances optique importantes du signal réinjecté (supérieur à -35 dBm). La Figure 4.59 montre un spectre de battement du laser à verrouillage de modes perturbé. Par conséquent, le blocage de mode est perdu.

Des pics parasites sont observés au niveau du spectre RF. Ils sont dus aux réflexions indésirables (réflexions de Fresnel) au niveau des connecteurs optiques et aussi au niveau du système microlentilles qui permet le couplage entre le laser à verrouillage de modes et la fibre optique. En effet le focaliseur utilisé est traité antireflet. Par contre, les spécifications de traitement antireflet ne sont valables que pour une gamme de fréquences bien déterminée qui ne correspond pas toujours à la gamme de fréquence utilisée dans notre système. De plus, les lasers à blocage de modes sont particulièrement sensibles aux moindres perturbations.

Une solution pour diminuer les réflexions indésirables est de désaligner le couplage optique afin d'éliminer les réflexions indésirables.

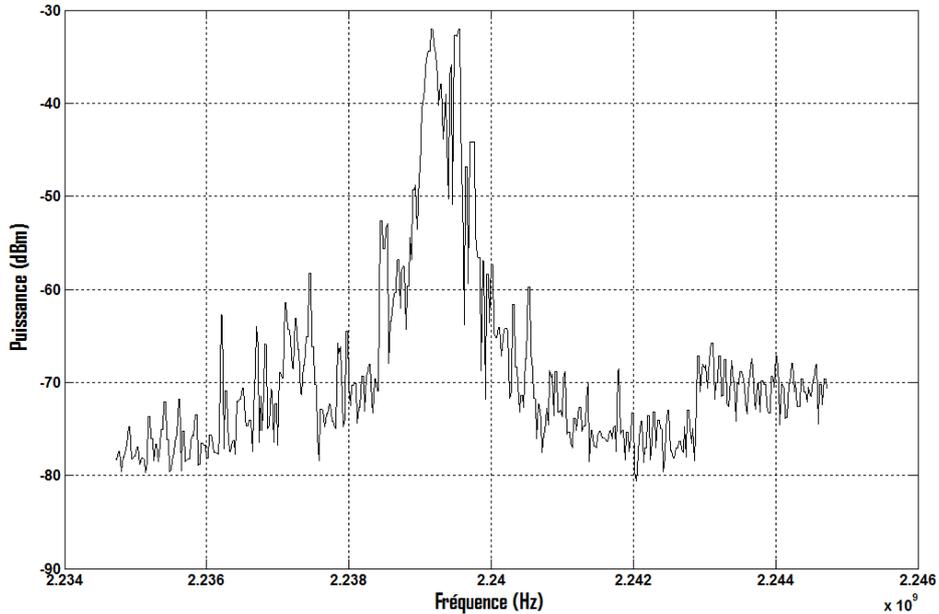


Figure 4.59. Spectre RF du MLLD perturbé

Les mesures du bruit de phase pour les deux cas de figure (avec et sans injection optique) sont représentées sur la Figure 4.60. Une nette amélioration de 15 dB sur le bruit de phase est observée. Les mesures ont été faites après avoir optimisé la puissance et la fréquence du signal injecté dans le laser à verrouillage de modes.

Le niveau du bruit de phase sans injection est de l'ordre de -75 dBc/Hz autour de la fréquence 200 kHz. Pour la même fréquence et avec l'injection optique, le niveau du bruit de phase est réduit de 15 dB pour atteindre une valeur de -90 dBc/Hz. Les mesures du bruit de phase sont obtenues à l'aide de la technique de mesure du bruit de phase développée au laboratoire par Ramin Khayatzaheh [24], technique adaptée aux signaux générés par voie optique.

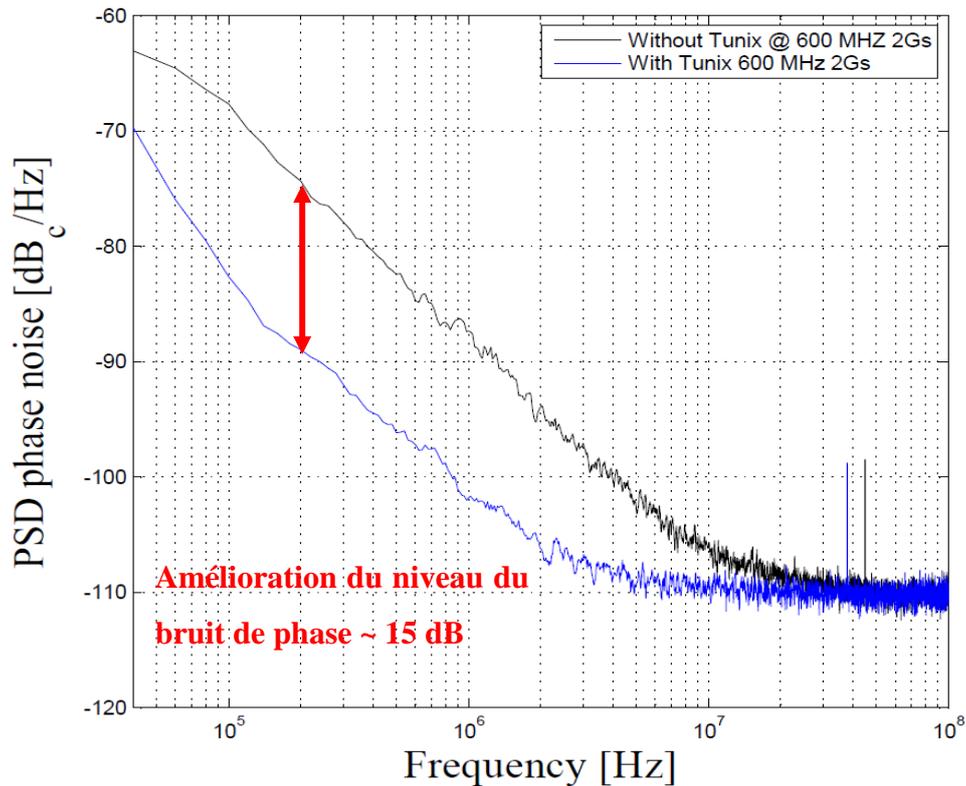


Figure 4.60. Spectre du bruit de phase du MLLD avec et sans injection optique

5. Conclusion

Dans ce chapitre, une étude de la réduction du bruit de phase des lasers à blocage de modes a été présentée. Cette étude est basée sur l'observation de l'effet de la réinjection optique sur les caractéristiques spectrales du laser.

Le but de cette étude est de réduire le bruit de phase dans les lasers à verrouillage de modes. En effet, la technique proposée ne nécessite aucun traitement électronique. Expérimentalement, nous avons réussi à diminuer le niveau du bruit de phase d'un facteur égale à 15 dB. Cependant, la raie RF en boucle de réinjection optique (ou injection externe) présente une instabilité temporelle. Elle est due aux réflexions de Fresnel (indésirables) qui permet de créer plusieurs cavités externes qui vont forcément perturber le laser à verrouillage de modes. Nous constatons aussi que l'injection externe avec une source laser accordable de fine largeur de raie permet de réduire la largeur de raie d'un seul mode du laser à

verrouillage de modes qui influence par la suite les autres raies et permet à la fin de réduire la raie du spectre de battement RF.

6. Référence bibliographiques

- [1] C. (1629-1695) Huygens, Oeuvres complètes de Christiaan Huygens. Correspondance [de Christiaan Huygens], 1666-1669 / publ. par la Société hollandaise des sciences. 1888.
- [2] R. H. Pantell, « The laser oscillator with an external signal », Proc. IEEE, vol. 53, n° 5, p. 474-477, mai 1965.
- [3] H. L. Stover et W. H. Steier, « locking of laser oscillators by light injection », Appl. Phys. Lett., vol. 8, n° 4, p. 91-93, févr. 1966.
- [4] S. Kobayashi et T. Kimura, « Coherence of injection phase-locked AlGaAs semiconductor laser », Electron. Lett., vol. 16, n° 17, p. 668-670, août 1980.
- [5] A. Naumenko, P. Besnard, N. Loiko, G. Ughetto, et J. C. Bertreux, « Characteristics of a semiconductor laser coupled with a fiber Bragg grating with arbitrary amount of feedback », IEEE J. Quantum Electron., vol. 39, n° 10, p. 1216-1228, oct. 2003.
- [6] L. E. Erickson et A. Szabo, « spectral narrowing of dye laser output by injection of monochromatic radiation into the laser cavity », Appl. Phys. Lett., vol. 18, n° 10, p. 433-435, mai 1971.
- [7] W. Van der Graaf, A. M. Levine, et D. Lenstra, « Diode lasers locked to noisy injection », IEEE J. Quantum Electron., vol. 33, n° 3, p. 434-442, mars 1997.
- [8] P. Gallion, H. Nakajima, G. DeBarge, et C. Chabran, « Contribution of spontaneous emission to the linewidth of an injection-locked semiconductor laser », Electron. Lett., vol. 21, n° 14, p. 626-628, juill. 1985.
- [9] G. Morthier et B. Moeyersoon, « Intensity noise and linewidth of laser diodes with integrated semiconductor optical amplifier », IEEE Photonics Technol. Lett., vol. 14, n° 12, p. 1644-1646, déc. 2002.
- [10] M. Achtenhagen, S. Mohrdiek, T. Pliska, N. Matuschek, C. S. Harder, et A. Hardy, « L-I characteristics of fiber Bragg grating stabilized 980-nm pump lasers », IEEE Photonics Technol. Lett., vol. 13, n° 5, p. 415-417, mai 2001.
- [11] W. Van der Graaf, L. Pesquera, et D. Lenstra, « Stability and noise properties of diode lasers with phase-conjugate feedback », IEEE J. Quantum Electron., vol. 37, n° 4, p. 562-573, avr. 2001.
- [12] Y. Hong, S. Bandyopadhyay, S. Sivaprakasam, P. S. Spencer, et K. A. Shore, « Noise characteristics of a single-mode laser diode subject to strong optical feedback », J. Light. Technol., vol. 20, n° 10, p. 1847-1850, oct. 2002.
- [13] R. Ju, P. S. Spencer, et K. A. Shore, « The relative intensity noise of a semiconductor laser subject to strong coherent optical feedback », J. Opt. B Quantum Semiclassical Opt., vol. 6, n° 8, p. S775, 2004.
- [14] J. Kitching, Y. Shevy, J. Iannelli, et A. Yariv, « Measurements of 1/f frequency noise reduction in semiconductor lasers using optical feedback with dispersive loss », J. Light. Technol., vol. 11, n° 10, p. 1526-1532, oct. 1993.
- [15] H.-C. Chang, « Phase noise in self-injection-locked oscillators - theory and experiment », IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 51, n° 9, p. 1994-1999, sept. 2003.

- [16] P. Spano, S. Piazzolla, et M. Tamburrini, « Frequency and intensity noise in injection-locked semiconductor lasers: Theory and experiments », *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 22, n° 3, p. 427-435, mars 1986.
- [17] N. Schunk et K. Petermann, « Noise analysis of injection-locked semiconductor injection lasers », *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 22, n° 5, p. 642-650, mai 1986.
- [18] O. Lidoyne, P. Gallion, C. Chabran, et G. Debarge, « Locking range, phase noise and power spectrum of an injection-locked semiconductor laser », *Optoelectron. IEE Proc. J.*, vol. 137, n° 3, p. 147-154, juin 1990.
- [19] « Relative Intensity Noise Characteristics of Injection-Locked Semiconductor Lasers - viewcontent.cgi ». .
- [20] J. Poette, O. Vaudel, et P. Besnard, « Relative intensity noise of an injected semiconductor laser », 2005, vol. 6054, p. 605407-605407-10.
- [21] A. Furusawa, « Amplitude squeezing of a semiconductor laser with light injection », *Opt. Lett.*, vol. 21, n° 24, p. 2014, déc. 1996.
- [22] T. B. Simpson, J. M. Liu, et A. Gavrielides, « Bandwidth enhancement and broadband noise reduction in injection-locked semiconductor lasers », *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 7, n° 7, p. 709-711, juill. 1995.
- [23] F. Van Dijk, A. Enard, X. Buet, F. Lelarge, et G.-H. Duan, « Phase Noise Reduction of a Quantum Dash Mode-Locked Laser in a Millimeter-Wave Coupled Opto-Electronic Oscillator », *J. Light. Technol.*, vol. 26, n° 15, p. 2789-2794, août 2008.
- [24] R. Khayatzadeh, H. Rzaigui, J. Poette, et B. Cabon, « Accurate Millimeter-Wave Laser Phase Noise Measurement Technique », *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 25, n° 13, p. 1218-1221, juill. 2013.

Conclusion générale

Le besoin des systèmes sans fil à haut débit et la rareté de la bande passante disponible dans la gamme des fréquences microondes ont incité les concepteurs des systèmes radio à utiliser les fréquences millimétriques. En Europe, 9 GHz de bande passante sont disponibles autour de 60 GHz (57 → 66 GHz). Par contre, la bande autour de 60 GHz présente une forte atténuation lors de la propagation des ondes radio en espace libre. En termes de sécurité, cet inconvénient peut se traduire en avantage. Cela se traduit par la création de petites cellules sécurisées dans des environnements intérieurs, le signal radio est naturellement confiné par les murs. Comme conséquence directe, chaque cellule doit être équipée par son propre point d'accès (antennes). Cependant, la transmission d'un signal analogique dans la gamme des ondes millimétriques implique beaucoup de pertes et cela revient assez cher. Pour cela, la fibre optique est la meilleure solution pour la transmission guidée de ces signaux. La génération d'un signal optique peut, tout simplement, être faite par un simple hétérodynage d'au moins deux longueurs d'ondes optiques séparées par la fréquence souhaitée. Les diodes lasers à verrouillage de modes à base des bâtonnets quantiques ont été intéressantes pour générer les ondes millimétriques avec une bande de modulation intrinsèque élevée et un faible bruit de phase.

Dans un premier temps, nous avons présenté une caractérisation assez complète des lasers à verrouillage de modes à base des bâtonnets quantiques. Nous avons aussi étudié la performance du système RoF basé sur les lasers semiconducteurs à verrouillage de modes.

Une autre étude a été consacrée aux effets de propagation dans les systèmes de communication à base de lasers à blocage de modes, en particulier concernant les effets de la dispersion chromatique et l'atténuation. Bien que l'atténuation ne soit pas particulièrement problématique pour la mise en place d'une liaison de courte distance. Nous constatons que la distance de transmission dans le système basé sur les MLLD n'est pas uniquement limitée par les effets de la dispersion

chromatique ; les longueurs de liaisons souhaitées sont limitées à des valeurs discrètes en fonction de la fréquence générée par le laser à verrouillage de modes et le chirp. Pour les systèmes RoF à 60 GHz, la périodicité des maxima de puissance est d'environ 2 km. Nous avons aussi présenté une technique originale basée sur l'utilisation d'un UMZI afin de réduire la sensibilité à la dispersion chromatique dans un système RoF basé sur les MLLD.

Une étude sur la contre-réaction optique et l'injection optique externe a aussi été effectuée pendant la thèse. Le but est de réduire le bruit de phase des MLLD. Cette étude est basée sur l'observation de l'effet de la réinjection optique sur les caractéristiques spectrales des lasers. En effet, grâce à la technique de l'injection optique externe une amélioration du niveau de bruit de phase d'un facteur de 15 dB a été obtenue.

Liste des publications parues sur ce travail

Revues

[1] **H. Rzaigui**, J. Poette, B. Cabon, F. Brendel, et R. Khayatzadeh, « Optical Heterodyning for Reduction of Chromatic Dispersion Sensitivity in 60 GHz Mode-Locked Laser Systems », *J. Light. Technol.*, vol. 31, n° 17, p. 2955-2960, sept. 2013.

[2] R. Khayatzadeh, **H. Rzaigui**, J. Poette, et B. Cabon, « Accurate Millimeter-Wave Laser Phase Noise Measurement Technique », *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 25, n° 13, p. 1218-1221, juill. 2013.

Conférence internationale

[3] R. Khayatzadeh, J. Poette, **H. Rzaigui**, et B. Cabon, « Coherent and non-coherent receivers in 60-GHz RoF system based on passively mode-locked laser », in *2013 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*, 2013, p. 138-141.

Résumé

Ce travail de thèse porte sur les systèmes de communication radio-sur-fibre (RoF) aux fréquences millimétriques dans la gamme de fréquences 57-66 GHz et leur génération par voie optique. La technique utilisée repose sur l'emploi de diodes laser à verrouillage de modes à boîtes quantiques. Au cours de cette thèse, plusieurs études ont été effectuées : la première porte sur la capacité d'intégrer ces types des lasers dans des systèmes de communication RoF avec leurs performances sous modulation directe ou externe. La deuxième étude a été consacrée aux effets de la propagation de ces signaux dans des systèmes basés sur les lasers à blocage de modes. Une technique originale a été mise en place afin de réduire la sensibilité à la dispersion chromatique dans la fibre optique. Une étude de la réduction du bruit de phase des lasers à verrouillage de modes basée sur l'observation de l'effet de la contre réaction et l'injection optique externe a été également présentée.

Mots clefs : Radio sur Fibre ; Fréquences millimétriques ; Laser à verrouillages de modes ; Dispersion chromatique ; Injection optique ; Bruit de phase.

Abstract

This thesis focuses on the radio-over-fiber (RoF) communication systems at millimeter frequencies in the frequency range 57-66 GHz and optical generation of a signal at millimeter-wave frequency band. The technique used is based on mode-locked laser diodes. The diodes employed in this work are in quantum dots (or quantum dashes) technology. In this thesis, several studies were conducted: the first relates the ability of integration these types of lasers in the RoF communication systems under direct or external modulation. The second study was devoted to propagation effects. An original technique was implemented to reduce the sensitivity to chromatic dispersion in an optical fiber. A study of the reduction of phase noise mode-locked lasers based on the observation of the reaction effect and against the external optical injection was presented.

Key words: Radio over Fiber; Millimeter-wave; Mode-locked laser diodes; Chromatic dispersion; optical injection.