



HAL
open science

Convergence des techniques de transmission fibre optique et radio MIMO haut débit

Vincent Dobremez

► **To cite this version:**

Vincent Dobremez. Convergence des techniques de transmission fibre optique et radio MIMO haut débit. Autre. Université de Grenoble, 2013. Français. NNT : 2013GRENT060 . tel-00952292

HAL Id: tel-00952292

<https://theses.hal.science/tel-00952292>

Submitted on 26 Feb 2014

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 L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Optique et Radiofréquences**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Vincent DOBREMEZ

Thèse dirigée par **Béatrice CABON** et
codirigée par **Ghislaine MAURY** et **Yannis LE GUENNEC**

préparée au sein du laboratoire **IMEP-LAHC** :
**Institut de Microélectronique, Electromagnétisme et
Photonique et Laboratoire d'Hyperfréquences et de
Caractérisation**

dans l'École Doctorale **EEATS** :
**Electronique, Electrotechnique, Automatique
et Traitement du Signal**

Convergence des techniques de transmission fibre optique et radio MIMO haut débit

Thèse soutenue publiquement le **25 mars 2013**
devant le jury composé de :

M^{me} Christelle AUPETIT-BERTHELEMOT

Professeur, XLIM, Limoges, Examinatrice

M. Iyad DAYOUB

Maître de Conférences, IEMN-DOAE, Valenciennes, Rapporteur

M. Bruno FRACASSO

Professeur, Télécom Bretagne, Rapporteur

M^{me} Béatrice CABON

Professeur, IMEP-LAHC, Grenoble, Directrice de Thèse

M^{me} Ghislaine MAURY

Maître de Conférences, IMEP-LAHC, Grenoble, Co-encadrante

M. Yannis LE GUENNEC

Maître de Conférences, IMEP-LAHC, Grenoble, Co-encadrant



REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier en premier lieu ma directrice de thèse 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 mes co-encadrants Ghislaine Maury et Yannis Le Guennec, pour leur énergie, leur disponibilité et leur professionnalisme qui m'ont été d'une aide précieuse et indispensable, et m'ont motivé à entreprendre cette aventure doctorale.

Merci aussi aux membres de mon jury de soutenance d'avoir fait le déplacement à l'aurore vers les Alpes pour permettre la tenue de ma soutenance de thèse. Merci à Christelle Aupetit-Berthelemot, Professeur à l'ENSIL de Limoges, d'avoir accepté de présider mon jury de soutenance, ainsi qu'à Bruno Fracasso, Professeur à Télécom Bretagne et Iyad Dayoub, Maître de Conférences à l'Université de Valenciennes, pour avoir endossé avec professionnalisme le rôle de rapporteurs de ma thèse.

J'ai réalisé cette thèse au laboratoire IMEP-LAHC à Grenoble, et je garderai un très fort souvenir de cette période et des relations professionnelles que j'ai pu y avoir. Un énorme merci à Nicolas Corrao pour sa disponibilité, sa patience légendaire et sa confiance. Merci également à Antoine Gachon et Olivier Drouin pour leur contribution au bon fonctionnement de la plateforme HOC (Hyperfréquences, Optomicroondes et CEM) du laboratoire. Je n'oublie pas Grégory Grosa de la plateforme Photonique qui m'a aidé à effectuer certaines caractérisations. Enfin, je salue particulièrement Aurélien Morales de la plateforme HOG du CIME Nanotech qui m'a permis d'emprunter à de multiples reprises du matériel expérimental nécessaire à la réalisation de la partie expérimentale de cette thèse.

Merci aussi à tous les permanents du laboratoire IMEP-LAHC avec qui j'ai pu avoir des contacts chaleureux, qu'ils soient membres de l'équipe scientifique ou administrative. C'était un plaisir que de pouvoir discuter et partager des expériences avec vous. Un coucou à Chahla Domenget et Brigitte Rasolofoniaina en particulier, toujours agréables, disponibles et prêtes à rendre service.

J'adresse mes pensées les plus chaleureuses à tous mes amis, qui m'ont supporté (dans tous les sens du terme), ainsi que mon humour légendaire, avant et pendant ces années de doctorat. Un « obrigadão » spécial aux membres VIP de l'équipe de choc brésilienne (Bruno, Vitor, Aline, Eva, Marcus...) et à Flora. C'est aussi grâce à vous tous que tout s'est si bien passé, je vous en serai toujours reconnaissant. Merci aussi au Brésil, à la Roumanie et aux montagnes pour m'avoir permis d'oxygéner mes cellules quand elles en avaient grand besoin. Je félicite par ailleurs ceux qui ont l'illustre honneur de me côtoyer, pour le meilleur et pour le pire, quotidiennement dans la colloc', pour avoir tenu le choc. Respect.

Enfin, merci du fond du cœur à ma famille, mes parents et ma sœur, pour tout.

SOMMAIRE

Remerciements	3
Table des illustrations	6
Glossaire	9
Introduction	10
I. Etat de l'art	12
1. Contexte de la thèse	12
1.1. L'augmentation du trafic de données.....	12
1.2. Les réseaux de fibres optiques	14
1.3. Nouvelles utilisations des fibres optiques dans les réseaux	16
1.4. Coûts de déploiement de nouvelles infrastructures optiques.....	23
2. Améliorer le débit transmissible sur fibre multimode.....	25
2.1. Multiplexage en longueur d'onde	25
2.2. Techniques d'injection	27
2.3. OFDM optique sur fibre multimode.....	30
2.4. Multiplexage par groupes de modes.....	32
3. Augmentation de la capacité des fibres multimodes : les techniques MIMO.....	35
3.1. Techniques MIMO	35
3.2. Le MIMO optique	41
4. Conclusion.....	46
II. Modélisation de la fibre optique multimode	47
1. Etude de la fonction de transfert de la fibre multimode	47
1.1. Définition des paramètres importants	47
1.2. Contributions des dispersions chromatique et modale	49
1.3. Expression et simulation de la fonction de transfert de la fibre optique multimode ..	53
1.4. Distribution de la réponse de la fibre.....	58
2. Capacité pour un schéma SIMO	62
2.1. Lien entre l'étude de la réponse de la fibre multimode et le schéma SIMO	62
2.2. Expression de la capacité d'un schéma SIMO	63
2.3. Simulation de la capacité du modèle SIMO.....	64
3. Discussion du modèle et conclusion	66

III. Etude préliminaire du canal optique	68
1. Mise en évidence des non-linéarités du canal optique	68
1.1. Etude de la transmission d'un signal OFDM	69
1.2. Un nouveau critère de qualité : les courbes CCDF de puissance	71
1.3. Discussion	76
2. Caractérisation du lien optique SIMO	80
2.1. Caractérisation de la diode laser	80
2.2. Etude des coupleurs	81
2.3. Réponse fréquentielle de la fibre optique	84
3. Evolution temporelle de la réponse de la fibre optique	86
4. Critère de non-sélectivité en fréquence	89
5. Conclusion	93
IV. Performances du schéma SIMO	94
1. Bilan de liaison et méthodes de sélection	94
1.1. Bilan en sortie du système SIMO sur la partie signal	94
1.2. Bilan en sortie du système SIMO sur le bruit	96
1.3. Rapport signal sur bruit en sortie du système SIMO	98
1.4. Méthodes de recombinaison pour le système SIMO	98
1.5. Discussion	100
2. Transmission de signaux OFDM via un schéma SIMO optique	102
2.1. Implémentation des méthodes de recombinaison	102
2.2. Transmission SIMO optique d'un signal WLAN	104
2.3. Transmission SIMO optique d'un signal ULB	108
3. Discussion	110
V. Conclusion et Perspectives	112
VI. Annexes	115
Annexe 1 – Calcul de la fonction de transfert chromatique d'une fibre multimode	115
Annexe 2 – Etude de la distribution de la réponse fréquentielle du modèle de fibre multimode ..	
.....	120
Annexe 3 – Calcul de la capacité d'un canal MIMO	127
VII. Bibliographie	134
VIII. Liste des publications	142

TABLE DES ILLUSTRATIONS

Figures

Figure 1 – Poids des différents usages dans le trafic internet actuel et à venir	13
Figure 2 – Part des terminaux mobiles dans le trafic IP mondial	13
Figure 3 - Evolution du trafic Internet mondial	14
Figure 4 - Atténuation d'une paire de fils de cuivre torsadée pour différentes longueurs de ligne	14
Figure 5 – Longueur des réseaux installés en bâtiment à l'échelle mondiale.....	16
Figure 6 - Fibres optiques multimodes installées dans le monde (perspectives)	16
Figure 7 - Architectures FTTx en France	17
Figure 8 – Deux topologies pour les architectures FTTH et FTTB.....	17
Figure 9 - Nombre de logements reliés à la fibre optique en France	18
Figure 10- Proportion de logements reliés à la fibre optique aux Etats-Unis	18
Figure 11 - Longueurs des tronçons de fibres installés dans les <i>data centers</i> (2009-2011).....	19
Figure 12 - Interfaces prévues par les différents standards 802.3 à 10Gb/s.....	20
Figure 13 - Types de fibres installés dans les centres de traitement de données sur la période 2004-2011.....	21
Figure 14 - Schéma d'une architecture radio-sur-fibre.....	22
Figure 15 - Coûts d'installation d'un réseau FTTH.....	24
Figure 16 - La fibre optique en progression.....	25
Figure 17 - Canaux CWDM et atténuation pour des fibres monomodes.....	26
Figure 18 - Schéma expérimental pour une transmission à 112 Gb/s sur 635 km de fibre multimode OM3 (recirculation dans une même boucle de 70,6 km de longueur).....	28
Figure 19 - Taux d'erreurs binaires fonction du rapport signal sur bruit optique	29
Figure 20 - Modèle d'un traitement OFDM avec estimation du canal.....	30
Figure 21 - Principe et résultats pour une transmission AMO-OFDM.....	31
Figure 22 - Transmission de deux signaux audio et vidéo via la technique de multiplexage de groupes de modes	33
Figure 23 - Transmission MGDM avec modulateur spatial de lumière en entrée et masques de polarisation en sortie	34
Figure 24 – Base de la combinaison des diversités temporelle et spatiale	36
Figure 25 - Principe de la méthode d'Alamouti	37
Figure 26 - Capacité de coupure à 10% pour un canal MIMO MxM en fonction du rapport signal sur bruit	39
Figure 27 - Décomposition d'un canal MIMO en canaux indépendants.....	40
Figure 28 - Synoptique de la technique V-BLAST.....	40
Figure 29 - (a) Diversité spatiale pour un canal radio (b) Tracé des rayons se propageant dans une fibre optique multimode	41
Figure 30 - Principe de la démodulation cohérente	42
Figure 31 - Schéma WDM-MGDM avec N-1 canaux réservés aux signaux en bande de base.....	45

Figure 32 - Principe du multiplexage simultané par groupes de modes, en longueur d'onde et en puissance	45
Figure 33 - Allure du spectre optique dans la fibre optique.....	50
Figure 34 - Réponses de fibres obtenues par simulation du logiciel MATLAB grâce au modèle pour cinq réalisations différentes de $\{R_m, m \in [1, M]\}$, avec les valeurs des paramètres définies dans le tableau 2 et $\sigma/\text{moy}=0,1$	57
Figure 35 - Réponses de fibres obtenues par simulation du logiciel MATLAB grâce au modèle pour cinq réalisations différentes de $\{R_m, m \in [1, M]\}$, avec les valeurs des paramètres définies dans le tableau 2 et $\sigma/\text{moy}=0,2$	57
Figure 36 - Réponses de fibres obtenues par simulation du logiciel MATLAB grâce au modèle pour une réalisation de $\{R_m, m \in [1, M]\}$, pour différents groupes de modes excités, avec les valeurs des paramètres définies dans le tableau 2.....	58
Figure 37 - Distribution de la fonction de transfert pour un canal optique de 40 MHz de large centré à $f_0 = 2,4$ GHz et un couplage entre groupes de modes paramétré par $\sigma/\text{moy}=0,10$	59
Figure 38 - Modélisation d'un schéma MIMO radio 2x2.....	62
Figure 39 – a. Réponse d'une fibre multimode correspondant à une réalisation de $R_m, m \in [1, M]$ avec les valeurs des paramètres telles que définies dans le tableau 2 et $\sigma/\text{moy}=0,10$ b. Courbes de capacité pour les schémas SIMO 1 x N_R correspondants suivant la répartition des groupes de modes définie dans le tableau 5	65
Figure 40 - Définition de l'EVM (<i>Error Vector Magnitude</i>)	69
Figure 41 - Caractéristique Puissance = f(Courant de polarisation) du VCSEL.....	70
Figure 42 - Montage d'étude de la transmission d'un signal ULB MB-OFDM	70
Figure 43 - Principe de l'écrêtage dû à l'effet de seuil	71
Figure 44 - Enveloppe d'un signal OFDM.....	72
Figure 45 - Description d'une courbe CCDF de puissance	72
Figure 46 - Obtention d'une courbe CCDF de puissance à partir d'un échantillon de signal	73
Figure 47 - Courbes CCDF de puissance pour différentes puissances moyennes d'un signal ULB. La diode VCSEL est polarisée à a. 3 mA b. 4 mA et c. 5 mA.....	75
Figure 48 – EVM mesuré en fonction de la puissance du signal ULB modulant la diode VCSEL.....	76
Figure 49 - a. Courbes CCDF de puissance pour le signal EDGE en fonction de la puissance émise b. EVM du signal EDGE en fonction de la puissance émise	78
Figure 50 - Puissance moyenne reçue pour le signal EDGE en fonction de la puissance moyenne émise	79
Figure 51 - Caractéristique statique de la diode DFB utilisée dans le schéma SIMO	81
Figure 52 – a. Dispositif de mesure pour la caractérisation du coupleur b. Puissance reçue en fonction de la position horizontale de l'injection pour la sortie 1 (1) et la sortie 2 (2) du coupleur et pour la jarretière (3).....	82
Figure 53 - Allure du champ proche aux sorties 1 (1) et 2 (2) du coupleur 50/50.....	83
Figure 54 – Profils d'intensité optique mesurés aux sorties 1 (1) et 2 (2) du coupleur 50/50.....	83
Figure 55 – a. Montage pour la mesure de la réponse fréquentielle de la fibre multimode b. Réponse fréquentielle de la fibre multimode 50/125 de 900m de long dans le cadre d'un schéma SISO ou SIMO.....	85

Figure 56 – Variations temporelles de la réponse fréquentielle du tronçon de fibre multimode OM2 50/125 de 900 mètres.....	87
Figure 57 - Etude de la variation du coefficient S21 (en dB) via l'écart-type de l'ensemble des valeurs mesurées pour des plages de temps durant a. 6 secondes b. 10 minutes c. 20 minutes d. 30 minutes.....	88
Figure 58 - Statistique des variations (en valeur absolue) du coefficient S21 en fonction de la fréquence sur une durée de 6 secondes	88
Figure 59 - Fonction d'autocorrélation et bande de cohérence pour une porte fréquentielle de largeur B	90
Figure 60 - Définition des canaux pour l'étude de la sélectivité en fréquence de la fibre optique multimode	92
Figure 61 - Critère de sélectivité en fréquence du canal optique.....	92
Figure 62 - Schéma du lien SIMO 1x2 pour l'étude du bilan de liaison.....	95
Figure 63 - Montage expérimental SIMO optique pour la transmission de signaux OFDM.....	104
Figure 64 - SNR en fonction de la fréquence pour le schéma SISO et les différentes méthodes de recombinaison du schéma SIMO	106
Figure 65 - Améliorations en termes de SNR du schéma SIMO par rapport au schéma SISO pour les différentes méthodes de recombinaison étudiées.....	106
Figure 66 - Constellations des symboles QAM16 reçus à 3,3 GHz (évanouissement pour la sortie 2) avec a. SIMO1 ; b. SIMO2 ; c. méthode SC ; d. Méthode EGC ; e. Méthode MRC.....	108
Figure 67 - Schéma expérimental pour la transmission SIMO optique d'un signal ULB MB-OFDM.....	109

Tableaux

Tableau 1 - Protocoles de transfert à 40 et 100 Gb/s	20
Tableau 2 - Valeurs choisies pour les paramètres constants	56
Tableau 3 – Types de distributions en fonction du couplage.....	60
Tableau 4 – Distribution de 410000 simulations du module de $h_{MMF}(f)$	60
Tableau 5 - Répartition des groupes de modes.....	65
Tableau 6- SNR (en dB) en réception pour la transmission SIMO optique d'un signal ULB MB-OFDM.....	109
Tableau 7 – Types de distributions en fonction du couplage.....	120

GLOSSAIRE

Note : Les termes en anglais dans ce rapport seront écrits en *italique*.

10GE	10 Gigabit Ethernet	LDC	Linear Dispersion Code
ADS	Advanced Design System	LED	Light-Emitting Diode
AMO-OFDM	Adaptatively Modulated Optical OFDM	LSPS	Loop Synchronous Polarization Scrambler
ASE	Amplified Spontaneous Emission	LTE	Long-Term Evolution
BER	Bit Error Rate	MGDM	Mode Group Division Multiplexing
BTP	Bâtiment et Travaux Publics	MIMO	Multiple Input Multiple Output
CAGR	Compound Annual Growth Rate	MISO	Multiple Input Single Output
CAPEX	Capital EXpenditure	MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimation
CCDF	Complementary CDF	MMF	Multimode Fiber
CDF	Cumulative Distribution Function	MRC	Maximum Ratio Combining
COMIMO	Coherent Optical MIMO	NRZ	Non-Return to Zero
CPE	Customer Premises Equipment	OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
CSI	Channel State Information	OFL	OverFilled Launch
CWDM	Coarse WDM	OOK	On-Off Keying
DAS	Distributed Antenna System	OSA	Optical Spectrum Analyzer
D-BLAST	Diagonal Bell Labs Layered Space-Time	OSNR	Optical Signal-to-Noise Ratio
DBPSK	Differential Binary Phase Shift Keying	P2P	Peer-to-Peer
DFB	Distributed FeedBack	PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
DMD	Differential Mode Delay	PBS	Polarization BeamSplitter
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying	PC	Polarization Controller
DSL	Digital Subscriber Line	PDF	Probability Distribution Function
DSP	Digital Signal Processing	PM-QPSK	Polarization Multiplexing QPSK
DWDM	Dense WDM	QAM	Quadrature Amplitude Modulation
EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifier	RIN	Relative Intensity Noise
EDGE	Enhanced Data rates for GSM Evolution	SC	Selection Combining
EGC	Equal Gain Combining	SIMO	Single Input Multiple Output
EVM	Error Vector Magnitude	SISO	Single Input Single Output
FC	Fiber Concentrator	SLM	Spatial Light Modulator
FDM	Frequency Division Multiplexing	SMF	Single Mode Fiber
FFT	Fast Fourier Transform	SNR	Signal-to-Noise Ratio
FTTB	Fiber To The Building	STBC	Space-Time Block Code
FTTH	Fiber To The Home	TAST	Threaded Algebraic Space Time
FTTN	Fiber To The Neighborhood/Node	TFC	Time Frequency Code
GPON	Gigabit Passive Optical Network	TFD	Transformée de Fourier Discrète
GSM	Global System for Mobile communications	TIA	TransImpedance Amplifier
HDV	High Definition Video	ULB	Ultra Large Bande
HTML5	HyperText Markup Language 5	V-BLAST	Vertical Bell Labs Layered Space-Time
IES	Interferences Entre Symboles	VCSEL	Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	VDSL	Very high-bit rate DSL
IMD	Inter-Modulation Distorsion	VNA	Vector Network Analyzer
IMD3	3rd-order IMD	VOA	Variable Optical Attenuator
LAN	Local Area Network	VSA	Vector Software Analyzer
LCSLM	Liquid-Crystal Spatial Light Modulator	WDM	Wavelength Division Multiplexing
		WLAN	Wireless LAN

INTRODUCTION

Ce travail de thèse s'inscrit dans un contexte d'évolution des comportements numériques, avec l'explosion du nombre de terminaux connectés et l'émergence de technologies comme l'informatique dématérialisée (*cloud computing*). Avec ces nouvelles applications utilisées de plus en plus massivement, se développent conjointement de nouveaux standards de données, comme la vidéo haute définition, qui participent eux aussi à l'accroissement de la demande en bande passante des systèmes de transmission.

Pour répondre à cette demande, de nouveaux réseaux, notamment optiques, sont déployés chaque jour. Les standards des fibres optiques installées suivent l'augmentation des débits, avec l'établissement de nouvelles normes et le développement de nouvelles fibres optiques plus performantes. Ce développement technique pose la question de la réutilisation des fibres optiques déjà installées, rendues bientôt ou déjà obsolètes par l'arrivée de ces nouvelles fibres.

Cette réutilisation des fibres existantes n'est possible qu'à la condition d'améliorer leur capacité de transmission, afin de leur conférer un réel intérêt en complément ou en lieu et place de l'installation de nouvelles fibres. De nombreuses techniques, souvent déjà utilisées dans les transmissions radiofréquences, sont proposées par la littérature dans ce sens. Ce travail de thèse se focalisera sur l'adaptation de l'architecture MIMO, comprenant plusieurs émetteurs et plusieurs récepteurs, aux fibres optiques multimodes, qui présentent certaines similarités avec un canal radio. On cherche ainsi à augmenter la capacité des fibres optiques multimodes à l'aide d'une architecture MIMO, de façon à les rendre à nouveau compétitives et viser à leur réutilisation.

On présente dans un premier chapitre une étude du contexte dans lequel se place cette thèse, ainsi qu'un état de l'art des techniques d'amélioration des performances de transmission sur fibre optique et une description de la technique MIMO. La similarité et la particularité d'un système MIMO optique, par rapport à son équivalent radio, seront mises en évidence.

On s'attache ensuite à établir, lors du second chapitre, un modèle de fibre permettant d'appréhender de manière théorique les améliorations attendues de la capacité des fibres multimodes. Une expression théorique de la fonction de transfert d'une fibre multimode est proposée, qui servira de base pour l'étude de cette capacité. Les simulations numériques issues de ce modèle permettent alors de prévoir les bénéfices d'une transmission SIMO optique sur fibre optique multimode.

Le troisième chapitre est alors consacré à l'analyse préliminaire expérimentale du canal optique. Le comportement fréquentiel et temporel de la fibre optique multimode à notre disposition au laboratoire est caractérisé. Les hypothèses faites lors de l'établissement du modèle sont vérifiées et conduisent au choix de la modulation OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), afin de répondre aux conditions théoriques permettant l'augmentation de la capacité pour le schéma SIMO. On se consacre par ailleurs à l'établissement de critères permettant d'évaluer la qualité d'une transmission sur fibre optique multimode, et ainsi de se placer dans des conditions expérimentales satisfaisantes lors de la mise en place d'un schéma SIMO optique.

Cette transmission SIMO optique de signaux OFDM sera réalisée et étudiée dans le quatrième et dernier chapitre de cette thèse. On cherchera à mettre en évidence les performances du schéma de transmission SIMO 1x2 appliqué à l'optique, via l'étude de signaux faible puis large bande. Différentes techniques de recombinaison des signaux reçus sur les sorties du système SIMO seront définies, appliquées et comparées. On démontrera alors que ces techniques de recombinaison confèrent au système SIMO la possibilité d'améliorer la capacité de transmission des fibres optiques multimodes.

Des conclusions et perspectives seront enfin présentées à la fin de ce rapport de thèse.

Ce travail de thèse a été soutenu par la région Rhône-Alpes via le contrat MIMOSOR.

I. ETAT DE L'ART

1. Contexte de la thèse

1.1. L'augmentation du trafic de données

L'accroissement du nombre de personnes interconnectées à travers le réseau Internet ainsi que l'évolution des comportements numériques sont des moteurs de la croissance du trafic de données mondial. Plus précisément, le nombre de services nécessitant une connexion explose, tandis que se démocratisent les terminaux connectés, comme les téléphones, tablettes et ordinateurs portables ou encore les téléviseurs connectés, qui non seulement reçoivent mais aussi émettent des données, à la différence de leurs prédécesseurs. En parallèle, l'évolution des standards attenante pour les réseaux d'accès (notamment les réseaux mobiles avec les standards 3G, 4G – *réseaux mobiles de 3^{ème}, 4^{ème} génération*) permet d'augmenter les débits atteignables, tandis que de nouveaux formats et langages informatiques dédiés aux nouvelles applications font leur apparition, comme l'HTML5 (*HyperText Markup Language 5*).

Ces possibilités techniques accompagnent l'apparition de nouveaux usages, comme l'internet mobile, le jeu en ligne, le stockage de données en ligne, tous très gourmands en ressources, comme le montre la figure 1. On assiste par exemple au développement de « l'informatique dans les nuages » (*cloud computing*) qui consiste à héberger en ligne des données, des logiciels, voire à externaliser les capacités de calcul pour ne confier qu'un rôle d'affichage au terminal utilisé. Cette technologie en progression repose avant tout sur l'utilisation intensive des capacités de transmission des réseaux existants et contribue à augmenter fortement le trafic Internet, comme on peut le voir sur la figure 1 ci-contre (Données Internet).

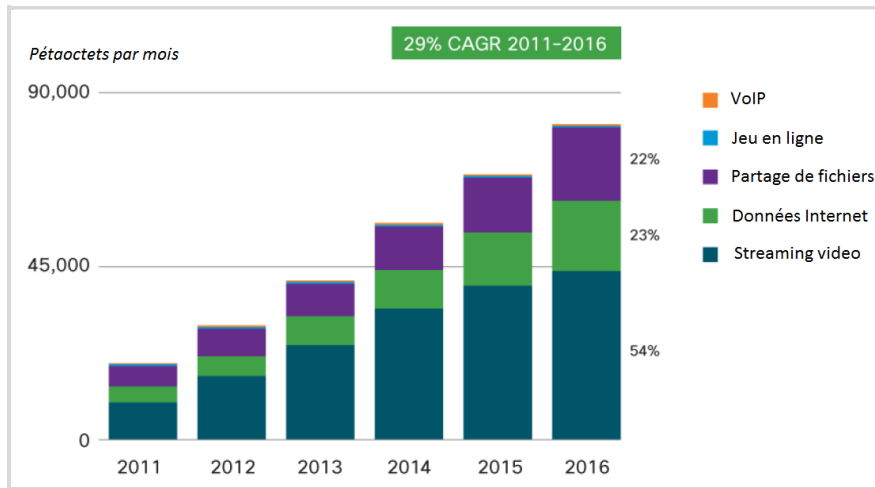


Figure 1 – Poids des différents usages dans le trafic internet actuel et à venir [1]

(1 Pétaoctet = 10^{15} octets = 10^6 Go)

(CAGR = *Compound annual growth rate*, Taux de croissance annuel moyen)

Par ailleurs, les nouveaux formats de contenu comme la vidéo haute définition (HDV, *High Definition Video*) sont à la source de volumes de données transmis de plus en plus conséquents. Leur échange sur les réseaux ou simplement leur diffusion en flux (*streaming*) représentent une part de plus en plus importante dans le trafic internet mondial, comme indiqué sur la figure 1. Ce trafic devient d'autre part de plus en plus nomade. Ainsi, la part des terminaux mobiles est en pleine progression, comme on peut le voir sur la prospective présentée sur la figure 2.

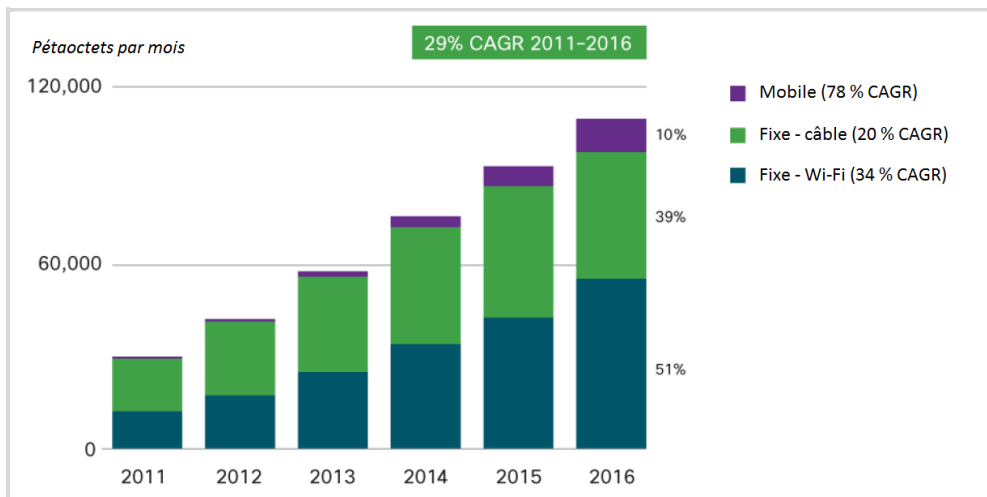


Figure 2 – Part des terminaux mobiles dans le trafic IP mondial [1]

Cette augmentation générale du trafic de données est illustrée par la figure 3, qui considère l'évolution du trafic internet dans le monde : en l'espace d'une décennie, le trafic moyen généré par un utilisateur a été multiplié par un facteur 1000. Cette augmentation est vouée à se poursuivre, tandis que les capacités de stockage continuent à progresser. Il en résulte une perpétuelle augmentation du trafic de données mondial, ce qui souligne les limitations des réseaux actuels, et qui représente un défi technologique à relever.

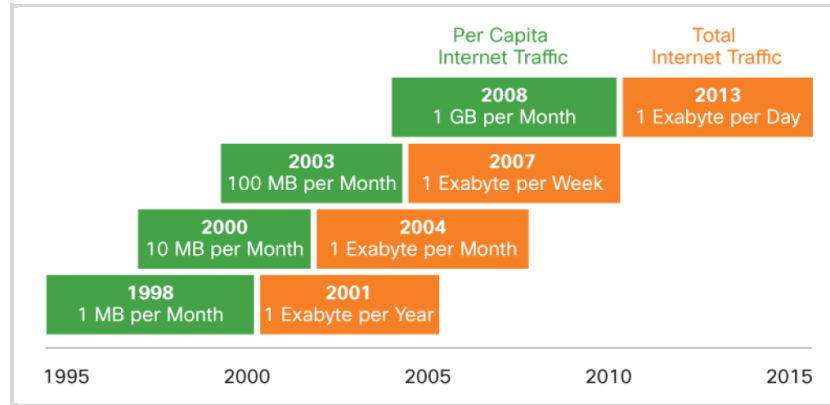


Figure 3 - Evolution du trafic Internet mondial [1]
(1 Exaooctet = 10^{18} octets)

1.2. Les réseaux de fibres optiques

De par sa capacité beaucoup plus importante que ce que proposent les réseaux câblés classiques en cuivre, la fibre optique a été plébiscitée comme vecteur de transport d'information à haut débit et sur de longues distances. Cette technologie s'impose donc de plus en plus dans le cadre d'applications de télécommunications ou de transfert de données. Contrairement aux réseaux câblés, elle propose en effet une atténuation beaucoup plus faible, de l'ordre de quelques dixièmes de dB/km, contre une à plusieurs dizaines de dB/km pour des fils de cuivre (à 1 MHz, d'après la figure 4). L'atténuation très faible de la fibre optique permet ainsi de diffuser un signal sur de très longues distances avec une utilisation limitée de répéteurs, le signal optique ayant moins besoin d'être régénéré qu'un signal électrique circulant sur une ligne métallique.

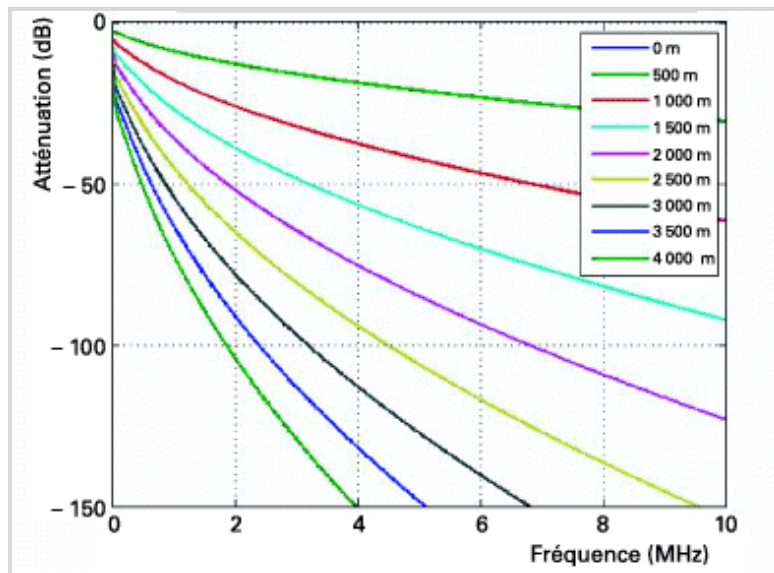


Figure 4 - Atténuation d'une paire de fils de cuivre torsadée pour différentes longueurs de ligne [2]

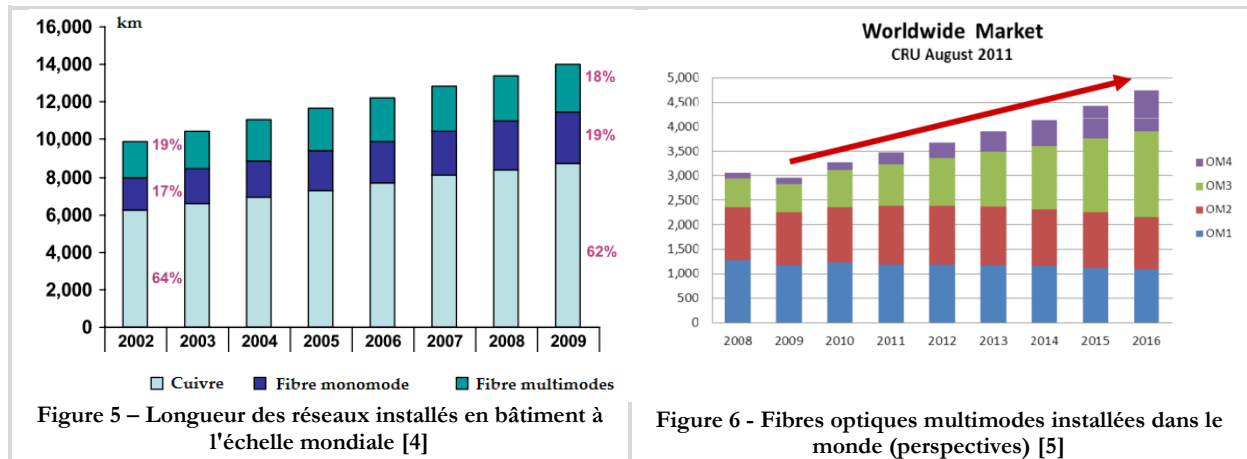
Par ailleurs, la bande passante des fibres optiques est beaucoup plus importante que celle proposée par les différents supports cuivre. Le produit bande passante-longueur varie ainsi typiquement de 200 MHz.km à plusieurs centaines de GHz.km, en fonction du type de fibre

utilisé et de la longueur d'onde à laquelle émet la source optique. Plus précisément, les fibres optiques utilisées sont réparties en trois grandes catégories : les fibres monomodes, les fibres multimodes à saut d'indice et les fibres multimodes à gradient d'indice. En pratique, les fibres monomodes ont une bande passante quasi illimitée.

Les fibres multimodes à saut d'indice, qui possèdent un cœur d'indice n_c supérieur à l'indice de la gaine n_g , ont été les premières étudiées [3] et mises en place, mais sont aujourd'hui cantonnées aux applications faible distance et nécessitant une faible largeur de bande passante (OM1, *optical multimode 1*). Elles ont été progressivement remplacées par les fibres multimodes à gradient d'indice (OM2, OM3, OM4), dont le profil d'indice a été optimisé de façon à réduire la dispersion intermodale. Cette dispersion, liée à la différence de vitesse de propagation des différents modes à travers la fibre optique, limite les débits de transmission de façon importante, puisqu'elle entraîne l'élargissement de toute impulsion envoyée en entrée de la fibre optique, conduisant à de l'interférence entre symboles, lors d'une transmission numérique. Ces fibres multimodes ont été largement déployées dans les réseaux locaux (LAN, *Local Area Networks*). Les premières générations OM1 et OM2 sont aujourd'hui obsolètes mais restent encore en place dans de nombreux bâtiments.

Les fibres monomodes à saut d'indice permettent de s'affranchir de la limitation due à la dispersion intermodale : leur diamètre de cœur est beaucoup plus petit (8-10 μm à 1550 nm) que celui des fibres multimodes (50/62,5 μm), ce qui ne permet la propagation que d'un mode unique dans la fibre optique. Il n'y a alors pas de dispersion intermodale. On note que la dispersion chromatique, due à la différence de vitesse de propagation en fonction de la longueur d'onde, est généralement considérée comme négligeable par rapport à la dispersion intermodale dans les fibres multimodes. Ce n'est plus le cas pour les fibres monomodes ; cependant, l'utilisation de lasers de longueur d'onde 1310 nm permet de réduire drastiquement cette dispersion dans les fibres monomodes standard, et d'atteindre alors une capacité théorique de plusieurs centaines voire milliers de Gb/s. L'utilisation de sources à 1550 nm, comme pour les liaisons intercontinentales, permet quant à elle de profiter d'une atténuation minimale (de l'ordre de 0,2 dB/km), mais nécessite alors l'emploi de tronçons de fibre à compensation de dispersion pour s'affranchir de la dispersion chromatique puisque cette dernière est significative dans les fibres monomodes standard à cette longueur d'onde.

Ces bonnes performances des fibres monomodes sont obtenues au détriment d'un coût plus élevé en termes de maintenance, d'infrastructures et d'utilisation. En effet, le faible diamètre de cœur de ces fibres impose une plus grande contrainte au niveau des connexions et des sources lasers utilisées. Ainsi, les fibres monomodes sont généralement utilisées avec des lasers monomodes de type DFB (*Distributed FeedBack*). Elles sont donc privilégiées pour les transmissions très longues distances à de très grands débits (réseaux cœurs), comme les transmissions trans- et inter-continentales (câbles sous-marins notamment). Leur usage s'est par ailleurs aussi répandu dans les cœurs de réseaux métropolitains et les réseaux d'accès haut débit.



Comme le montre la figure 5, les fibres multimodes sont toutefois largement employées et concurrencent les fibres monomodes, principalement dans les bâtiments pour les réseaux locaux. La figure 6 montre l'évolution des standards pour ces fibres multimodes. Il en ressort que le stock de fibres multimodes obsolètes du fait de leur faible bande passante (type OM1 et OM2) va croître au fur et à mesure que les nouveaux standards vont s'imposer.

En conclusion, la fibre monomode, historiquement utilisée notamment pour les transmissions longue distance, est donc en concurrence avec la fibre optique multimode qui est de plus en plus utilisée pour répondre aujourd'hui aux nouvelles demandes en fibres optiques. La partie 1.3 présente quelques-unes de ces applications, afin de bien saisir les enjeux futurs des systèmes employant la fibre optique ainsi que les différents verrous technologiques à lever.

1.3. Nouvelles utilisations des fibres optiques dans les réseaux

a) Réseaux d'accès, architectures FTTx

Comme dit précédemment, la fibre optique monomode est utilisée depuis longtemps dans le cœur de réseaux pour les transmissions très haut débit et longue distance [6]. Elle est actuellement en cours de déploiement pour les réseaux d'accès, et supplante progressivement la technologie DSL (*Digital Subscriber Line*) utilisant comme support de transmission la paire de fils de cuivre torsadée. Les différents réseaux d'accès de fibres optiques déployés sont maintenant utilisés dans le cadre du développement des architectures FTTx (« *Fiber to the ...* », fibre jusqu'à). On peut citer notamment les architectures :

FTTN (*Fiber to the Neighborhood/Node*, fibre jusqu'au quartier/répartiteur)

FTTB (*Fiber to the Building*, fibre jusqu'au bâtiment)

FTTH (*Fiber to the Home*, fibre jusqu'au domicile – aussi appelée FT*U, *Fiber to the User*, fibre jusqu'à l'utilisateur)

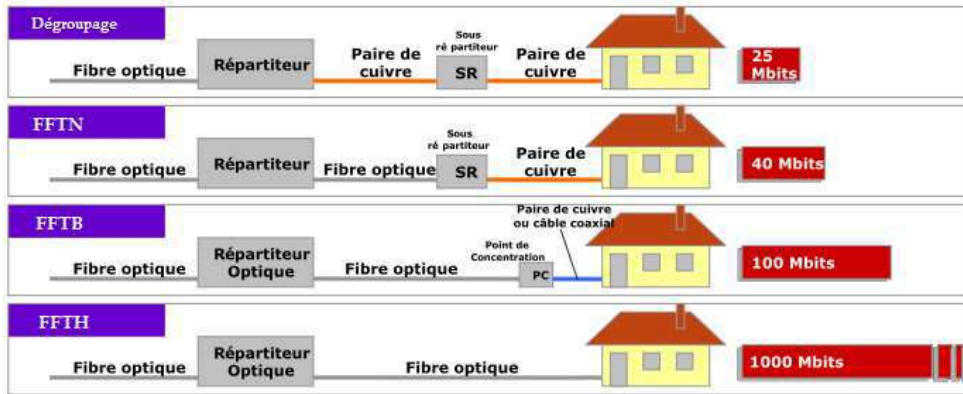


Figure 7 - Architectures FTTx en France [7]

Pour les architectures FTTN et FTTB, le réseau d'accès est constitué de fibres optiques jusqu'à un certain point, à partir duquel le signal est distribué classiquement sur des réseaux de type câble à paires de fils en cuivre ou câble coaxial. Ces architectures sont schématisées sur la figure 7. Pour l'architecture FTTN, la fibre optique ne relie que le sous-répartiteur de réseau desservant le quartier de l'utilisateur, tandis que les derniers mètres (jusqu'à 1500 mètres en pratique) réutilisent les câbles de cuivre existants. Ce sous-répartiteur est alors équipé de matériel haut débit, qui permettra de transmettre un signal de type VDSL (*Very high-bit rate DSL*, DSL à très haut débit) jusqu'à l'utilisateur. Dans le cas des architectures FTTB et FTTH, la fibre optique relie le nœud de raccordement optique du réseau fibré à un nœud de répartition au pied de l'immeuble (FTTB) ou directement aux prises murales de l'abonné (FTTH). Plusieurs topologies peuvent alors être choisies, parmi lesquelles la topologie P2P (*Peer-to-Peer* ou point-à-point), où chaque utilisateur possède une fibre optique dédiée, et la topologie GPON (*Gigabit Passive Optical Network* ou point à multipoints), qui sont privilégiées par les opérateurs français. Dans ce dernier cas, la bande passante de la fibre est partagée entre les utilisateurs et le coût de l'infrastructure est différent, suivant l'implantation géographique.

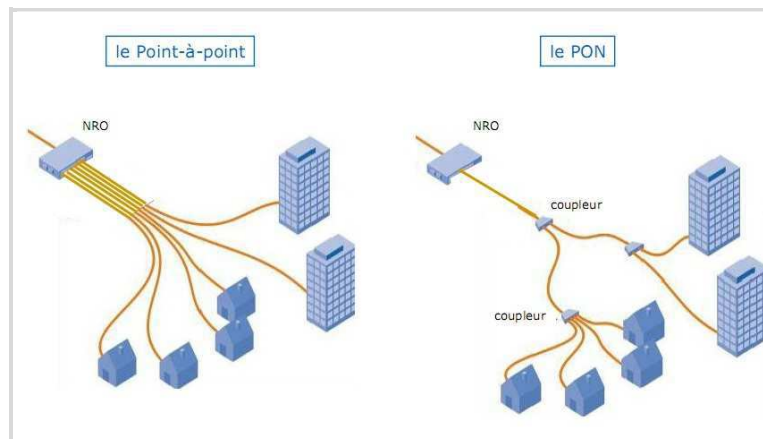


Figure 8 – Deux topologies pour les architectures FTTH et FTTB (source : ARCEP)

La FTTH connaît actuellement une croissance rapide en termes de foyers et d'entreprises éligibles à la FTTH, dont rendent compte les figures 9 et 10. Cette croissance est cependant à mettre en perspective avec le nombre d'abonnés, c'est-à-dire physiquement connectés au réseau optique. Ainsi, seule une fraction des utilisateurs éligibles profite réellement du potentiel de l'optique, comme le montre la figure 10. On peut toutefois émettre la conjecture que cette part

est amenée à croître du fait de l'évolution des contenus et des usages présentée dans le paragraphe 1.1.

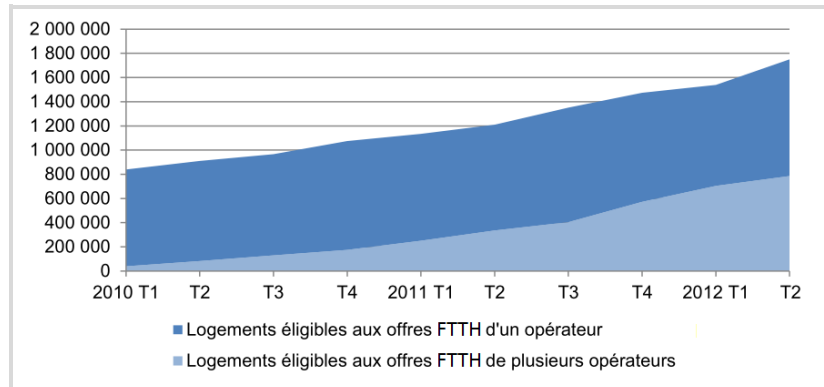


Figure 9 - Nombre de logements liés à la fibre optique en France [10]

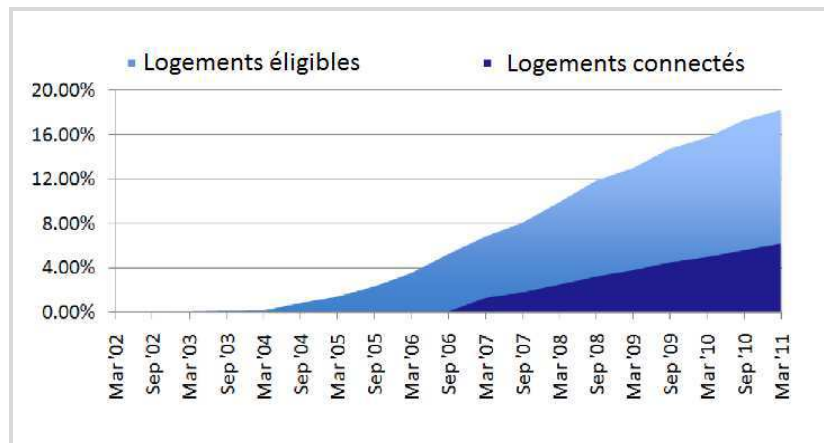


Figure 10 - Proportion de logements liés à la fibre optique aux Etats-Unis [11]

Le potentiel global de la FTTH est d'autant plus important que l'architecture FTTN peut être considérée comme la première étape du passage d'un réseau de communications câblées à un réseau optique. Il suffit en effet de remplacer le dernier tronçon de réseau câblé encore utilisé par un réseau fibré FTTN pour disposer ensuite d'une architecture FTTH. L'intérêt de la FTTN est de permettre dans un premier temps la réutilisation des réseaux câblés existants vers les abonnés, ce qui limite les coûts inhérents à l'installation de la fibre optique. On peut donc installer un réseau FTTN comme préalable à un réseau FTTH, dans le but de répartir l'effort financier dans le temps.

La quasi-intégralité des fibres optiques installées pour les réseaux FTTx sont des fibres monomodes. Cependant, compte-tenu de la popularité des fibres optiques multimodes liée à leur faible coût d'installation et de maintenance, l'utilisation de ces dernières est aussi envisagée [8] [9].

Les débits dans les réseaux cœur et les réseaux d'accès poursuivent leur croissance, il sera donc encore nécessaire d'imaginer de nouvelles solutions pour augmenter les capacités de transmission. Les infrastructures et supports physiques existants doivent être exploités en particulier, de façon à ne pas dépendre uniquement de nouvelles installations de matériels plus performants. Que ce soient des réseaux d'accès FTTH de type P2P ou GPON à fibre monomode, ou bien des réseaux FTTH avec fibres multimodes, tous ces réseaux devront donc

pouvoir évoluer de manière à transmettre à terme des débits plus importants que ceux prévus lors de leur mise en place.

b) *Data centers*

Les centres de traitement de données (*data centers*) concentrent des équipements réseaux et informatiques dans le but de stocker d'énormes quantités de données. Les serveurs qu'ils hébergent permettent la dématérialisation des contenus et garantissent l'existence physique des données numérisées. Compte tenu de la taille extrêmement importante des données à transmettre, l'infrastructure doit fournir une capacité très élevée. Le standard régissant ces transferts à haut débit est généralement le 10 Gigabit Ethernet (issu des normes IEEE 802.3), dont les déclinaisons diffèrent selon que le médium utilisé soit l'optique ou le cuivre, et selon l'interface utilisée.

Cette concurrence actuelle entre ces deux supports physiques s'explique par les faibles distances de transmission : dans un centre de traitement de données, les longueurs typiques des tronçons de fibre installés sont de l'ordre d'une centaine de mètres, comme indiqué par la figure 11. En traçant l'effectif cumulé des tronçons de fibre optique déployés dans les *data centers* sur la période 2009-2011, on montre que 88 % d'entre eux ont une longueur égale ou inférieure à 100 mètres. Pour de telles distances, l'atténuation d'un câble constitué d'une paire de fils de cuivre reste assez faible pour concurrencer efficacement la fibre optique. Néanmoins, le standard de transmission à 10 Gb/s fait déjà la part belle aux interfaces optiques, comme le montre la figure 12 : les interfaces électriques ne concernent que les transmissions inférieures à une centaine de mètres. La fibre optique multimode occupe le créneau des transmissions inférieures à 300 mètres tandis que la fibre monomode reste la seule option considérée pour les transmissions longue distance.

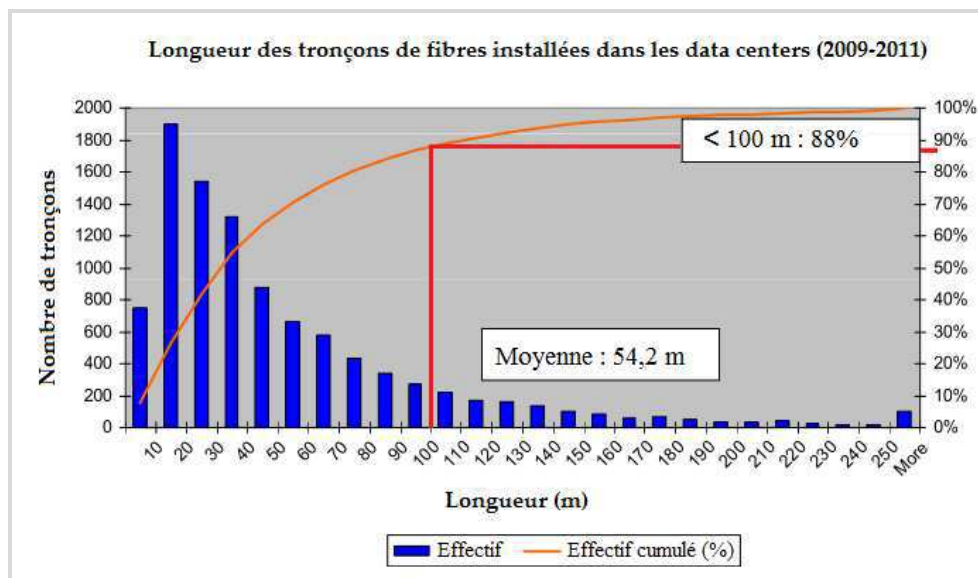


Figure 11 - Longueurs des tronçons de fibres installés dans les *data centers* (2009-2011) [12]

Cependant, l'augmentation des débits à transmettre s'accompagne aussi d'une évolution des standards de transmission. Ainsi, le 10G Ethernet (10 GE) est voué à être remplacé à court

terme par des standards de transmission à 40, puis 100 Gb/s, via la norme 802.3ba. Ces futurs standards s'appuient notamment sur une multiplication des liens, le 40 Gigabit Ethernet (40 GE) transmis sur câble étant par exemple une combinaison de 4 liens câblés à 10 Gb/s [14]. Ces standards sont détaillés dans le tableau 1.

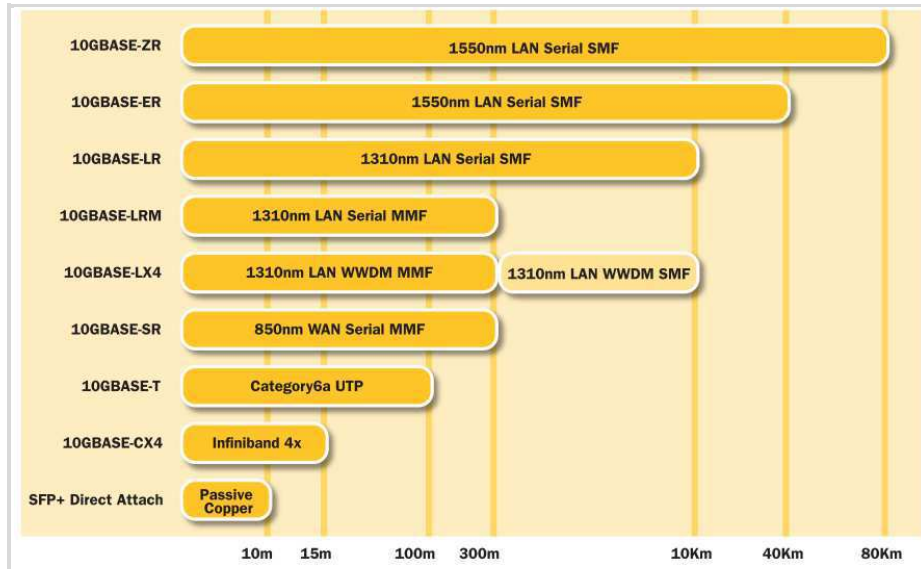


Figure 12 - Interfaces prévues par les différents standards 802.3 à 10Gb/s [13]

Dans le cas des réseaux câblés, on se dirige alors vers une parallélisation de plusieurs liens, avec une augmentation des coûts en conséquence. Cette multiplication des liens reste aussi envisagée dans le cas de l'optique mais reste optionnelle, dans la mesure où une seule fibre optique peut suffire à assurer la capacité de transmission souhaitée en utilisant du multiplexage en longueur d'onde. A noter que ces standards n'envisagent la transmission sur câble que pour de très courtes distances inférieures à 7 mètres, ce qui illustre la domination à venir des fibres optiques pour les transmissions ultra haut débit même sur des distances relativement courtes.

	Médium (couche physique)	Distance maximale	Débit (Gb/s)
40GBASE-KR4	Bus de communication	1m	4x10
40GBASE-CR4	Paire de fils de cuivre torsadée	7m	4x10
100GBASE-CR10			10x10
40GBASE-SR4	Fibre multimode OM3/OM4	100/150 m	4x10
100GBASE-SR10			4x25
40GBASE-LR4	Fibre monomode	10 km	4x10
100GBASE-LR4			4x25
100GBASE-ER4			4x25

Tableau 1 - Protocoles de transfert à 40 et 100 Gb/s

Comme dit plus haut, le standard prédominant en 2012 est le 10 GE. Sur les distances de transmission caractéristiques de l'environnement des centres de traitement de données, la fibre optique monomode est peu employée au profit de la fibre optique multimode, comme le montre la figure 13. Ceci s'explique à la fois par les performances suffisantes des fibres multimodes et par leur plus grande facilité d'installation et d'utilisation, en raison d'un diamètre de cœur plus large.

Ainsi, la fibre multimode OM3 de diamètre de cœur de 50 micromètres et de diamètre de gaine de 125 micromètres domine ce marché. On assiste cependant au développement de la fibre optique OM4, plus récente, de caractéristiques similaires à la fibre OM3 (multimode, mêmes diamètres de cœur et de gaine 50/125 μm) mais à la bande passante plus importante ($\sim 3500 \text{ MHz.km}$ contre $\sim 1500 \text{ MHz.km}$ pour la fibre OM3, pour une bande passante mesurée en injection saturée à 850 nm). Ce type de fibre est donc voué à remplacer la fibre OM3 actuelle, tandis que la fibre OM5 est déjà en développement.

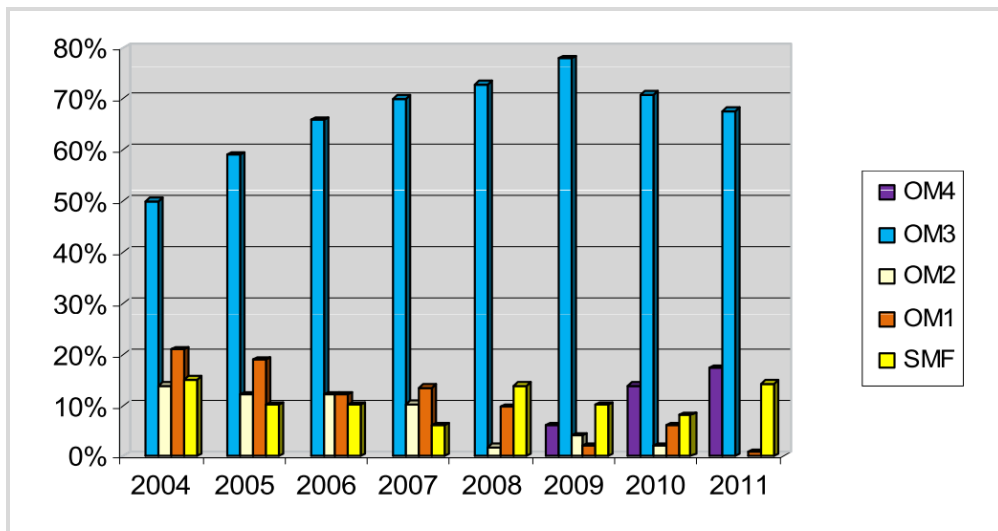


Figure 13 - Types de fibres installés dans les centres de traitement de données sur la période 2004-2011 [12]

En conclusion, dans les *data centers*, une stratégie actuellement adoptée pour répondre à l'augmentation des débits consiste à paralléliser les transmissions en augmentant le nombre de câbles. Cette stratégie ne peut être une solution à terme, le nombre de câbles ne pouvant pas être augmenté indéfiniment compte tenu des contraintes de coût et d'encombrement. L'utilisation de la fibre optique multimode permet de diminuer le nombre de liens parallèles, mais sans pour autant changer de problématique à long terme : quel que soit le type de fibre multimode utilisé, il y a une limite au débit maximal que l'on peut transmettre en utilisant une simple transmission en bande de base avec un protocole Ethernet. Il est donc primordial de développer de nouvelles techniques pour optimiser les capacités de transmission des fibres existantes et à venir, notamment pour leur utilisation dans les *data centers*.

c) Radio-sur-fibre

La technologie dite de radio-sur-fibre est une application en plein essor dans les réseaux de fibres optiques. Elle consiste à utiliser ces réseaux optiques pour assurer le transport de signaux radio et leur distribution à partir d'un point d'accès central jusqu'à un réseau d'antennes distribuées (DAS, *Distributed Antenna System*). Elle permet ainsi de distribuer un signal radio analogique via une simple conversion dans le domaine optique [15] [16]. Le point d'accès peut être par exemple un point d'accès résidentiel, comme présenté par la figure 14, ou un nœud du réseau optique desservant un immeuble de bureaux. Cette technologie exploite les atouts de la fibre optique, comme ses faibles pertes de propagation et sa très large bande passante par rapport au réseau téléphonique classique constitué de câbles en cuivre.

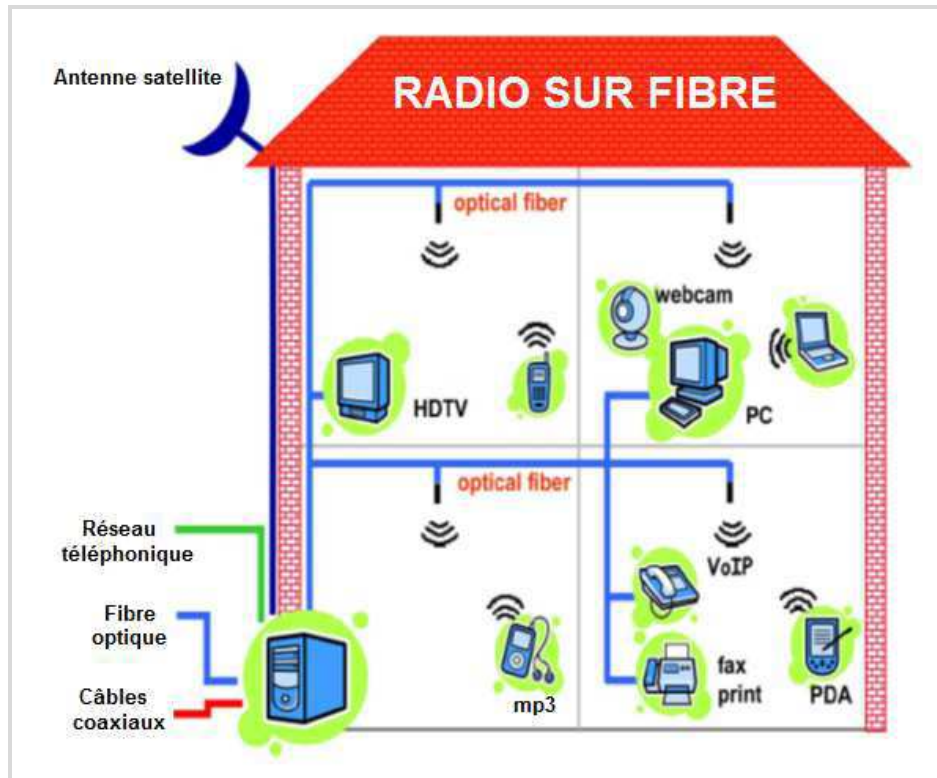


Figure 14 - Schéma d'une architecture radio-sur-fibre [24]

D'autres critères peuvent aussi entrer en considération pour les applications radio-sur-fibre. Une communication sur fibre optique ne peut par exemple pas être interceptée de manière transparente, toute écoute se traduisant par une perte de puissance optique pour le récepteur légitime, ce qui assure la sécurité et la fiabilité du canal. Elle permet aussi de s'affranchir de tout brouillage électromagnétique. Par ailleurs, un réseau d'antennes distribuées est constitué d'un nombre relativement élevé d'antennes rayonnant peu par rapport aux réseaux classiques composés d'un nombre restreint d'antennes à forte couverture. En le couplant à une infrastructure optique, on aboutit ainsi à une facture énergétique moins lourde et des puissances d'émission plus faibles [17], ce qui est aussi intéressant dans un contexte de questionnement vis-à-vis de l'innocuité des ondes radio sur la santé des personnes.

Le développement de la radio-sur-fibre se fait dans un contexte où les terminaux mobiles représentent une part croissante du trafic de données, mis en évidence par la figure 2. Les différents standards sans-fil issus de la téléphonie mobile (GSM – *Global System for Mobile Communications*, EDGE – *Enhanced Data Rates for GSM Evolution*, 3G, 4G, LTE – *Long Term Evolution*) ou des réseaux locaux (Wi-fi 802.11a/b/n, signaux ultra-large bande (ULB)...) peuvent donc être transmis via une architecture radio-sur-fibre [18] [19]. Des systèmes commerciaux sont déjà proposés [20] et permettent de distribuer ces différents services sur un réseau optique jusqu'à un réseau d'antennes distribuées. Désormais, la radio-sur-fibre s'oriente aussi vers la diffusion de signaux radio haut débit à très haute fréquence, notamment dans la bande des 60 GHz [21] [22]. Ces signaux pâtissent d'une très forte atténuation dans un canal radio, qui ne permet qu'une couverture de quelques mètres correspondant à une pièce. La radio-sur-fibre répond à ces problèmes en divisant la zone à couvrir en pico-cellules auxquelles sont dédiées une ou plusieurs antennes. Avec de telles fréquences de l'ordre de 60 GHz et au-delà, une simple conversion dans

le domaine optique n'est toutefois pas possible pour transmettre ces signaux radio sur la fibre, essentiellement à cause de la bande passante limitée des sources optiques. Pour émettre tout de même au niveau des antennes les signaux radio désirés, il faut donc concevoir des solutions astucieuses, comme l'utilisation d'une conversion haute puis basse en fréquence respectivement avant émission et après réception du signal radio à 60 GHz [23] ou l'envoi de signaux numériques plutôt qu'analogiques.

A cause de la bande passante limitée des fibres multimodes, les systèmes radio 60 GHz sur fibre actuellement étudiés utilisent en général des fibres optiques monomodes. Trouver des solutions permettant d'étendre la bande passante des fibres optiques multimodes pour rendre ces dernières compatibles avec les applications radio sur fibre serait donc aussi très profitable.

1.4. Coûts de déploiement de nouvelles infrastructures optiques

Les évolutions futures des systèmes à fibre optique dépendent certes des progrès technologiques mais ne peuvent pour autant se départir du contexte économique et tout particulièrement des investissements connexes à l'installation et l'utilisation des fibres employées. On s'intéresse ici à cette question du coût qui participe à la problématique de la réutilisation des fibres déjà déployées.

a) L'exemple des réseaux FTTx

Le développement des technologies basées sur l'utilisation de la fibre optique, telles que les diverses technologies FTTx, participe à l'accroissement des réseaux optiques. Cette progression technologique nécessite donc l'installation de nouveaux fourreaux de fibres optiques en remplacement ou parallèlement à ceux existants. Or ce coût d'installation (CAPEX - *capital expenditure*, qui représente les coûts d'investissement et de développement, contre OPEX - *operational expenditure*, qui représente les coûts d'exploitation) représente une part considérable du coût d'un réseau de fibres optiques. Il inclut les coûts du génie civil nécessaire à la pose des fourreaux dans l'espace public avec le creusement de tranchées et l'établissement de nœuds de raccordement optiques, le déploiement des fibres dans les bâtiments, ainsi que la connexion des équipements à la fibre optique.

Ainsi, la figure 15 décrit l'importance du CAPEX pour un réseau optique pour différentes configurations par rapport à un réseau DSL sur cuivre. Il en résulte que le coût d'un réseau FTTH dans une zone sans infrastructure existante (*greenfield*) peut être jusqu'à 12 fois supérieur à une infrastructure utilisant le cuivre, la fibre elle-même ne représentant qu'une fraction minime de ce coût. Le CAPEX pouvant représenter 4 fois les coûts d'exploitation, c'est sur lui que vont porter les efforts visant à diminuer les coûts de déploiement de la fibre optique. Différentes stratégies sont étudiées dans ce but : mutualiser les fourreaux de fibre [25], privilégier des architectures réduisant les longueurs de fibres (réseaux d'accès de type *Passive Optical Networks* (PON))...

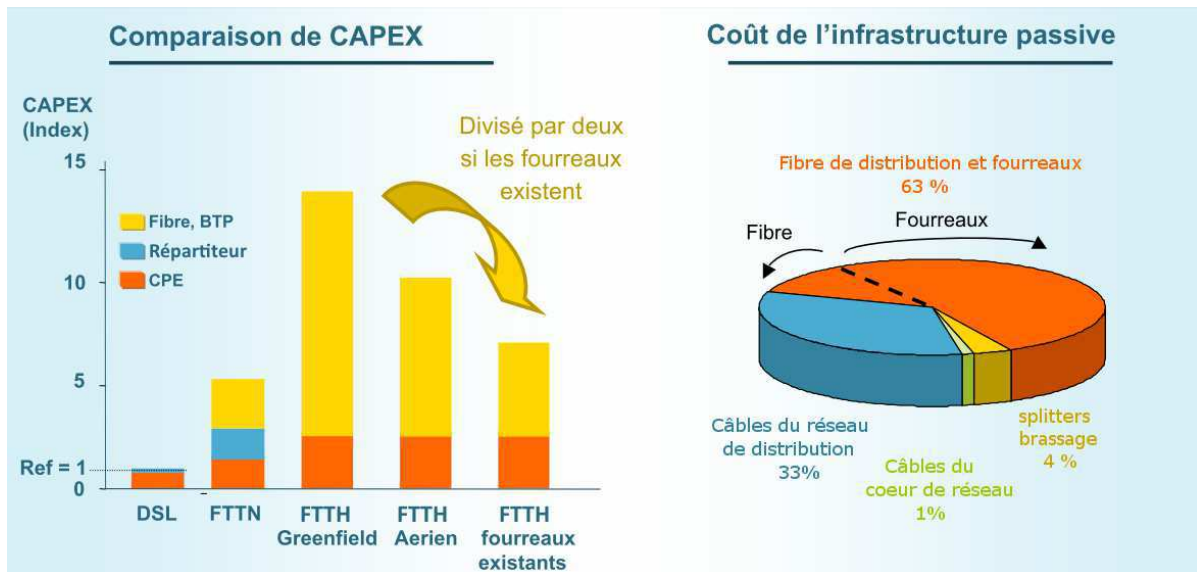


Figure 15 - Coûts d'installation d'un réseau FTTH [25]

CPE = *Customer Premises Equipment* – Boîtier de raccordement de l'abonné FTTH
 BTP = Bâtiment et Travaux Publics, chantiers nécessaires sur la voie publique

b) Réseaux à fibres multimodes

Le déploiement de liens horizontaux dans les immeubles, de nouveaux réseaux locaux optiques, la connexion optique de réseaux d'antennes distribuées ou le câblage de *data centers* sont autant d'applications pour lesquelles la fibre multimode possède des atouts, parmi lesquels de faibles contraintes d'utilisation et un faible coût des sources et matériels optiques associés, comme le montre la figure 16. Cependant, la demande toujours plus forte de capacité de transmission concourt aussi à l'obsolescence rapide des fibres optiques multimodes, remplacées par de nouveaux modèles offrant par exemple une résistance à la courbure accrue [26] et surtout une bande passante plus élevée. Cette tendance s'illustre avec le déploiement progressif des fibres optiques multimodes OM3 et par l'arrivée du standard OM4, tandis que le standard OM5 est déjà sur les rails, comme on l'a déjà vu dans la partie précédente. Ce déploiement de nouvelles fibres multimodes conduit ainsi à des investissements importants, même s'ils ne comportent pas de coûts liés à des travaux de voirie et de génie civil comme dans un environnement FTTx [27].

Afin de pouvoir répondre à l'augmentation du trafic dans les réseaux optiques locaux ou encore les *data centers* sans pour autant devoir multiplier les nouveaux investissements, qui sont, comme on l'a vu, très conséquents, la possibilité de réutiliser l'ancien câblage associée à une technologie permettant d'augmenter le débit sur ces fibres optiques multimodes est très intéressante à étudier. La pertinence de cet axe de recherche repose sur les longueurs conséquentes de fibres déjà mises en place. Cette stratégie de réutilisation des réseaux existants n'est pas nouvelle : elle a déjà été utilisée avec succès dans le cadre de l'utilisation des réseaux en cuivre, ce qui a conduit au développement des standards DSL. La suite de ce chapitre dresse l'état de l'art des techniques permettant d'étendre la capacité des fibres multimodes avant d'aborder la solution originale proposée dans ce travail de thèse.

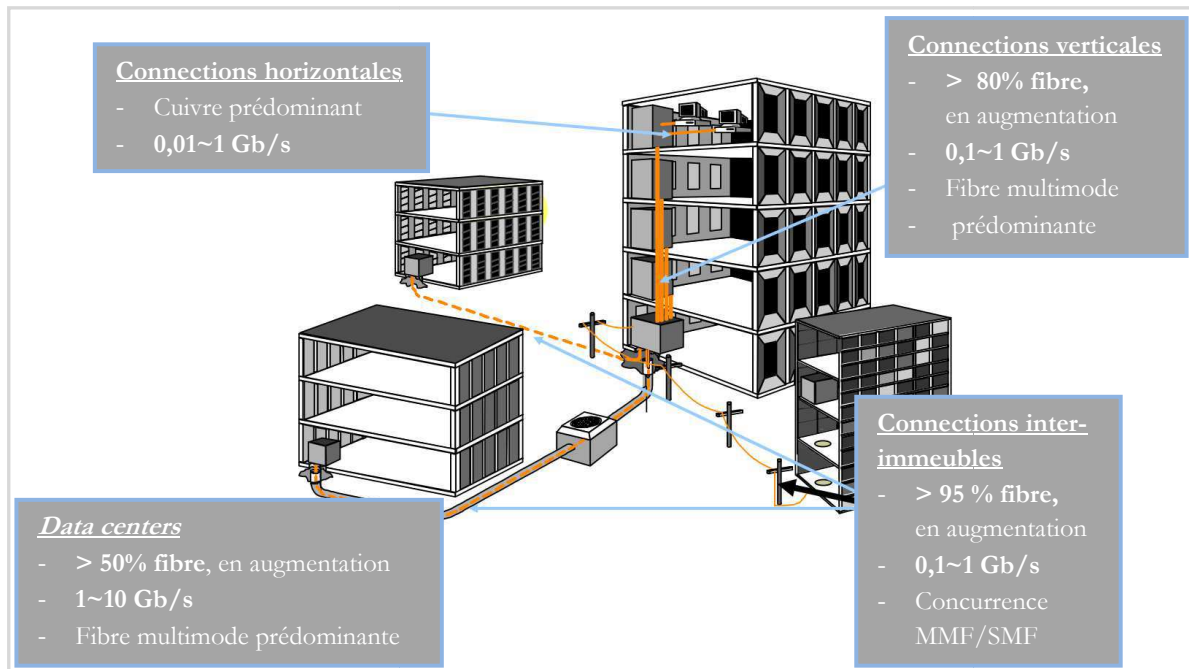


Figure 16 - La fibre optique en progression [28]

2. Améliorer le débit transmissible sur fibre multimode

Les techniques présentées par la suite ont pour objectif d'améliorer la bande passante des fibres optiques multimodes. De nombreux efforts de recherche se sont focalisés sur la structure de la fibre optique, avec notamment l'étude du profil d'indice de la fibre en vue de réduire la différence entre les vitesses des différents groupes de modes (DMD, *Differential Mode Delay*) s'y propageant, facteur qui détermine la bande passante de la fibre [29]. Ces recherches conduisent à l'établissement de nouveaux standards de fibre [30] [31] [32] présentant des performances supérieures en termes de bande passante, de résistance à la courbure, etc. Cependant, l'objet de cette étude est de chercher à exploiter de façon optimale le potentiel des fibres optiques actuelles : on se focalisera donc sur des méthodes applicables aux réseaux déjà installés. L'amélioration de la capacité de transmission des fibres multimodes est un sujet de recherche largement abordé dans la littérature. Un état de l'art est établi dans cette partie.

2.1. Multiplexage en longueur d'onde

Différentes méthodes de multiplexage sont déjà éprouvées dans le cadre de transmissions radio sans fil. Ainsi, le multiplexage en fréquence (FDM : *Frequency Division Multiplexing*) peut être appliqué à l'optique [33] : on peut remplacer la source unique généralement utilisée par plusieurs sources lasers fonctionnant chacune à une longueur d'onde différente. On parle alors de multiplexage en longueur d'onde (WDM : *Wavelength Division Multiplexing*). Ces lasers sont reliés à la fibre optique via un multiplexeur optique, puis les signaux sont démultiplexés en sortie de la

fibre optique. Le débit atteint par rapport à une transmission classique est donc multiplié par le nombre de canaux ainsi créés, ce qui permet la diffusion de standards à haut débit, comme le 40G Ethernet.

On peut distinguer notamment les techniques de multiplexage en longueur d'onde large (CWDM, *Coarse WDM*, illustré par la figure 17) et dense (DWDM, *Dense WDM*). L'écart typique en longueur d'onde entre deux canaux est alors respectivement de 20 et 0,8 nm, ce qui a un impact sur le nombre de canaux et la bande passante fournie, et sur le niveau de qualité requis concernant la précision des sources lasers et la sélectivité des filtres démultiplexeurs en longueur d'onde.

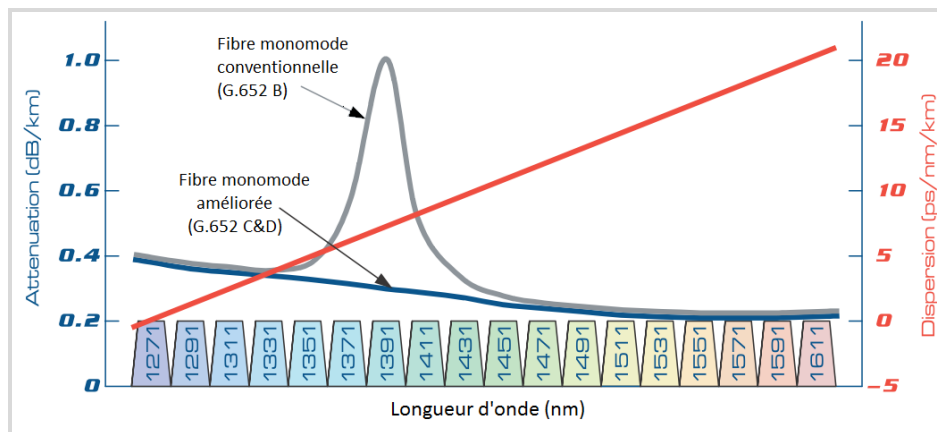


Figure 17 - Canaux CWDM et atténuation pour des fibres monomodes

Ces technologies de multiplexage en longueur d'onde se sont généralisées pour les réseaux cœur, métropolitains, permettant d'accroître considérablement les débits. Elles posent néanmoins un problème de coût pour les réseaux de moindre dimension, comme les réseaux d'accès et les réseaux locaux. Ainsi, pour les réseaux PON, le WDM n'est pour l'instant utilisé que pour réaliser le duplexage, c'est-à-dire la séparation des liens montant et descendant. Les réseaux WDM-PON, qui exploiteront pleinement le multiplexage en longueur d'onde pour adresser différents utilisateurs, restent encore du domaine de la recherche [31]. La technologie WDM est aussi considérée pour des applications multiservices radio-sur-fibre combinant l'alimentation par l'optique de différentes antennes réparties [34].

Il a été démontré que la technologie WDM peut tout aussi bien être appliquée à des réseaux de fibres multimodes. Ainsi, en combinant ce type de multiplexage à des techniques d'injection présentées dans le paragraphe 2.2, on peut obtenir des débits totaux dépassant les 100 Gb/s sur 2 kilomètres de fibre multimode [35] [36]. Par ailleurs, une étude a montré que ce multiplexage en longueur d'onde peut aussi être utilisé dans un contexte « mixte » où le cœur de réseau et le réseau d'accès sont constitués de fibre monomode tandis que le réseau local est constitué de fibre multimode, ce qui correspond au schéma de déploiement actuel des fibres optiques [37]. Cette technique de multiplexage en longueur d'onde permet donc d'augmenter sensiblement la capacité des fibres multimodes, tout en étant particulièrement exigeante vis-à-vis de la stabilité et de la précision en longueur d'onde des sources optiques utilisées ainsi que du démultiplexage nécessaire en sortie pour pouvoir retrouver les signaux transmis.

2.2. Techniques d'injection

D'autres méthodes d'augmentation de la capacité des fibres optiques sont basées sur la dépendance de la réponse fréquentielle de la fibre optique vis-à-vis de l'injection. En effet, la réponse fréquentielle de la fibre optique résulte des contributions de chacun des modes se propageant dans la fibre. Sa bande passante étant directement liée à la différence maximale entre les retards des modes, il est possible de l'augmenter en sélectionnant les modes excités lors de l'injection.

On précise ici que la bande passante communément exprimée par les constructeurs est une bande passante dite à injection saturée (OFL pour *Overfilled Launch*). Une telle injection, réalisée généralement grâce à une diode électroluminescente (LED, *Light-Emitting Diode*) ayant une large ouverture numérique, excite l'ensemble des modes se propageant théoriquement dans la fibre optique multimode. Cette méthode de mesure de la bande passante, bien qu'obsolète puisque prévue à l'origine pour des fibres optimisées pour des sources LED, reste la norme pour la majorité des fabricants de fibre optique, même si de nouvelles méthodes de caractérisation en fonction des conditions d'injection voient le jour [38]. En pratique, les sources laser utilisées actuellement, comme les VCSELs (*Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser*) multimodes, et à plus forte raison les DFBs monomodes, ne fournissent pas une excitation réellement saturée de la fibre puisque leur ouverture numérique est bien plus faible que celle des LEDs : tous les modes ne sont alors pas excités à l'entrée de la fibre, ce qui peut avoir pour conséquence de limiter les effets de la dispersion intermodale et ainsi obtenir des bandes passantes plus importantes que celles annoncées par les constructeurs.

L'excitation sélective des modes est donc l'une des techniques les plus courantes pour augmenter la bande passante des fibres optiques multimodes. Plusieurs approches sont possibles : on peut optimiser le faisceau laser éclairant la fibre optique en modifiant la source [39] ou via des systèmes optiques [40], de façon à augmenter la bande passante tout en utilisant une connectique classique une fois l'injection réalisée. Ces techniques ont l'avantage de ne pas nécessiter de modification du côté du photorécepteur (photodiode).

On peut aussi utiliser une fibre monomode pour n'exciter que les modes d'ordre peu élevés [41] qu'on appellera modes principaux. On cherche aussi à filtrer ces modes principaux en réception en couplant la sortie de la fibre optique multimode à un court tronçon de fibre monomode. Cette technique de filtrage a l'avantage de la simplicité mais induit une forte atténuation du signal, et ne permet pas une amélioration drastique des débits transmissibles par la fibre. Elle ne s'avère donc pas forcément utile et seul le contrôle de l'injection peut être utilisé pour choisir les meilleurs modes d'excitation de la fibre.

Les progrès enregistrés lors du développement de la technique dite d'« injection au centre » (*center-launching*) ont permis de focaliser jusqu'à 99% de l'énergie du faisceau laser monomode dans le mode fondamental de la fibre optique multimode. On fait alors tendre le comportement de cette fibre vers celui d'une fibre optique monomode, ce qui permet de démultiplier sa bande passante : des transmissions de signaux utilisant le codage NRZ à des débits de 10 et 40 Gb/s ont été démontrées, respectivement sur des fibres multimodes de longueur de 12,2 et 3,7 km [42]. Cette technique reste néanmoins dépendante de la qualité des connecteurs qui

ne doivent pas occasionner un décalage radial supérieur à $7 \mu\text{m}$, et ne permet pas l'usage de connecteurs classiques du côté de l'émission voire de la réception si le filtrage de modes y est mis en place. La fibre monomode est en effet soudée à la fibre multimode pour garantir un couplage et un filtrage optimaux de la puissance optique dans le mode fondamental de cette dernière.

Cette méthode d'injection au centre peut aussi être couplée à d'autres méthodes comme le multiplexage en longueur d'onde et des modulations optiques complexes de type PM-QPSK (*Polarisation Multiplexing – Quadrature Phase Shift Keying*), pour atteindre des débits de plus de 1 Tb/s sur plusieurs dizaines de kilomètres de fibre multimode [43]. Le schéma expérimental correspondant à ce résultat est présenté par la figure 18.

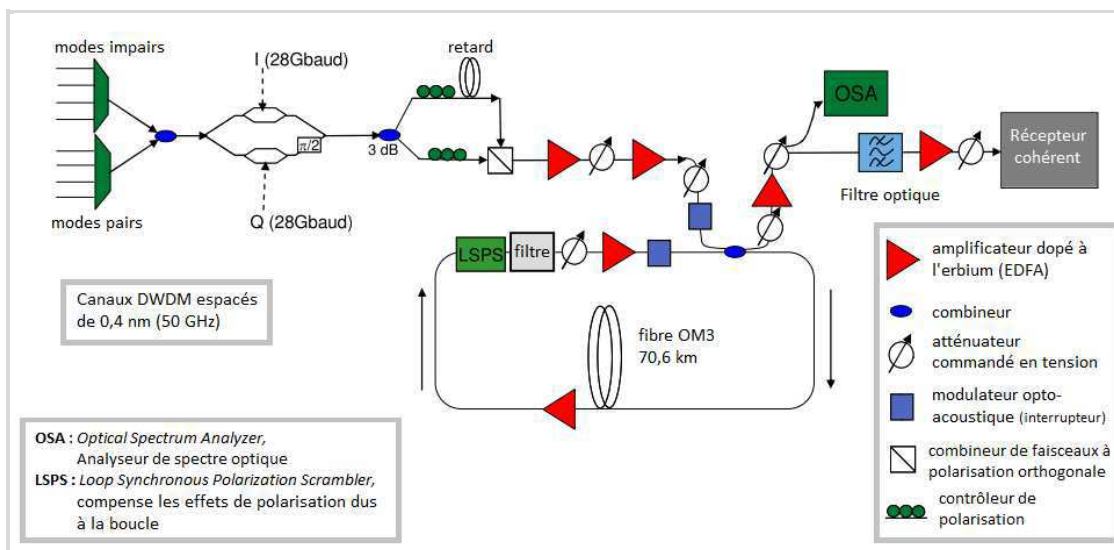


Figure 18 - Schéma expérimental pour une transmission à 112 Gb/s sur 635 km de fibre multimode OM3 (recirculation dans une même boucle de 70,6 km de longueur)

Huit puis seize canaux DWDM sont utilisés, séparés par un écart de 4 nm en longueur d'onde. Ils sont ensuite modulés grâce à des modulateurs externes de type Mach-Zehnder par des signaux à 56 Gb/s, puis regroupés en un unique signal grâce à un combineur de faisceaux à polarisations orthogonales. Ce signal est ensuite envoyé dans la fibre multimode, à l'entrée de laquelle a été fusionné un court tronçon de fibre monomode afin de n'exciter que les modes dits principaux. Un filtrage en sortie de boucle permet d'éliminer les modes d'ordre élevé qui auraient été excités par couplage de modes.

Les résultats en termes de taux d'erreurs binaires obtenus pour plusieurs circulations dans une même boucle constituée d'un unique tronçon de 70,6 km de fibre multimode OM3 (avec injection au centre en fibre monomode) sont visibles sur la figure 19. On montre ainsi qu'il est possible, via l'utilisation de l'injection au centre combinée à l'utilisation d'une technique de modulation efficace, de transmettre un signal haut débit à 1,6 Tb/s sur une longueur de 635 kilomètres, avec une amélioration du rapport signal-sur-bruit (SNR, *Signal-to-Noise Ratio*) de l'ordre de 11 à 12 dB.

Cependant, ces performances sont à mettre en rapport avec le nombre d'équipements nécessaires notamment au contrôle de la polarisation dans le canal de transmission, à la génération des 16 canaux WDM et à la réalisation de la détection cohérente. Les avantages dus à

l'emploi de fibre multimode sont ainsi à relativiser : l'injection avec la fibre monomode contraint la fibre multimode à se comporter comme une fibre monomode et la nature multimode de la fibre n'est pas du tout exploitée.

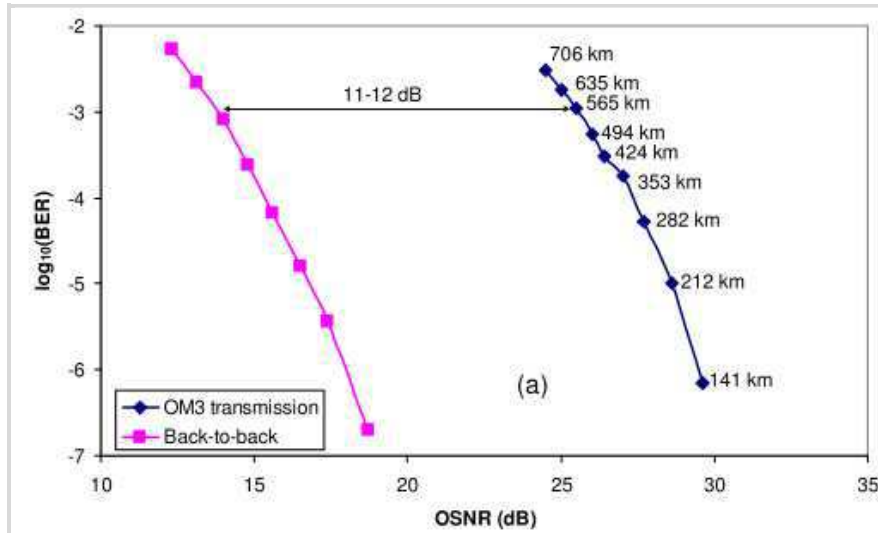


Figure 19 - Taux d'erreurs binaires (BER, *Bit Error Rate*) en fonction du rapport signal sur bruit optique (OSNR, *Optical Signal-to-Noise Ratio*) (*Back to Back* : liaison directe sans tronçon de fibre)

Une autre façon simple d'opérer pour sélectionner les modes consiste à décaler l'injection par rapport à l'axe central de la fibre. Ainsi, en illuminant la fibre optique multimode à partir d'une fibre monomode décalée, on peut augmenter la bande passante de la fibre de 400 % [44]. Cette manipulation est efficace pour des longueurs d'onde de travail de 850 et 1310 nm et des fibres multimodes de diamètre de cœur de 50 et 62,5 μm , et reste relativement tolérante aux problèmes de désalignement et d'imprécision du décalage. Une amélioration de cette technique est à l'étude en utilisant une double excitation décalée de la fibre optique, le profil des faisceaux laser sources étant déterminé grâce à un modulateur spatial à base de cristaux liquides (LCSLM) [45]. On cherche ainsi à exciter, via deux faisceaux laser en quadrature symétriquement injectés par rapport au centre de la fibre, une paire de groupes de modes d'ordre pair, qui devront ensuite être séparés pour assurer le démultiplexage.

Les débits atteints avec la méthode de l'injection décalée permettent de l'utiliser pour la diffusion du standard 10 GE à 10 Gb/s [46]. Des dispositifs commerciaux sont ainsi déjà proposés, intégrant une injection décalée dans une fibre multimode avec une source multimode. On note que les performances attendues avec des sources monomodes sont supérieures à celles obtenues avec des sources multimodes, étant donné leur plus faible ouverture numérique, ce qui se traduit par l'excitation d'un nombre restreint de modes dans la fibre optique multimode et donc par une bande passante plus importante. Bien que le prix de telles sources monomodes soit encore supérieur à celui des sources multimodes classiques de type VCSEL, cet écart se réduit et rend cette technique intéressante à l'avenir.

2.3. OFDM optique sur fibre multimode

Les travaux mentionnés auparavant se concentrent sur l'amélioration de la fibre optique en tant que canal physique de transmission. On s'intéresse ici à une technique de modulation multi-porteuses orthogonales, l'OFDM. Cette modulation est déjà très utilisée dans le contexte des communications radio afin d'améliorer l'efficacité spectrale des signaux transmis, grâce à l'utilisation de sous-porteuses de fréquences différentes et orthogonales entre elles [47].

Les symboles à transmettre sont répartis sur plusieurs voies en parallèle et vont servir à moduler les différentes sous-porteuses. Le traitement OFDM comprend plusieurs étapes, récapitulées dans la figure 20. Tout d'abord, on réalise une transformée de Fourier inverse (IFFT, *Inverse Fast Fourier Transform*, équivalent mathématique de l'inverse de la Transformée de Fourier Discrète (TFD)) [48] suivie d'une conversion parallèle/série. Un convertisseur numérique/analogique permet ensuite d'obtenir une trame temporelle à transmettre. Pour la démodulation, après filtrage, échantillonnage et conversion analogique/numérique, le principe inverse est appliqué : un convertisseur série/parallèle puis une transformée de Fourier rapide (FFT, *Fast Fourier Transform*) permettent de retrouver les différents symboles. Cette technique permet d'augmenter l'efficacité spectrale de la transmission et de supprimer l'interférence entre porteuses grâce à la condition d'orthogonalité, ainsi que l'interférence entre symboles (IES) sur les porteuses du signal OFDM via l'ajout d'un préfixe cyclique à chaque symbole OFDM.

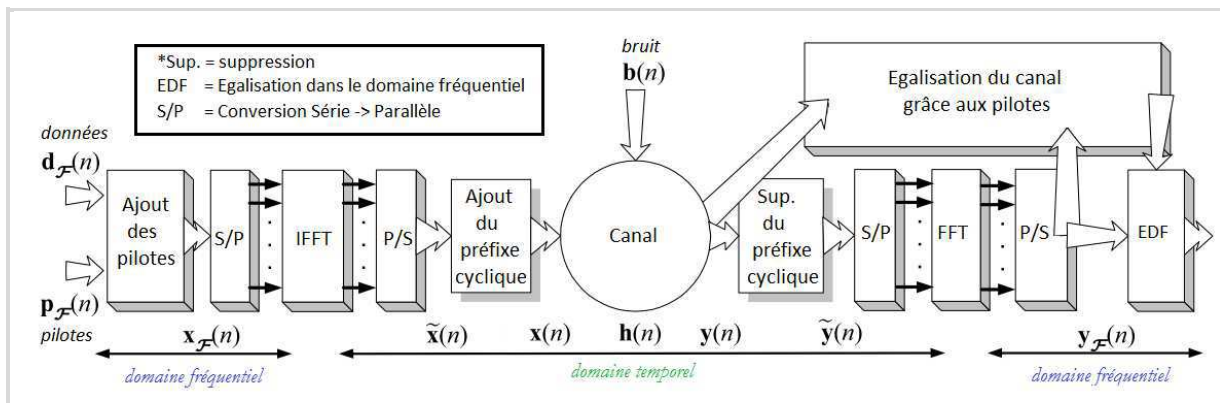


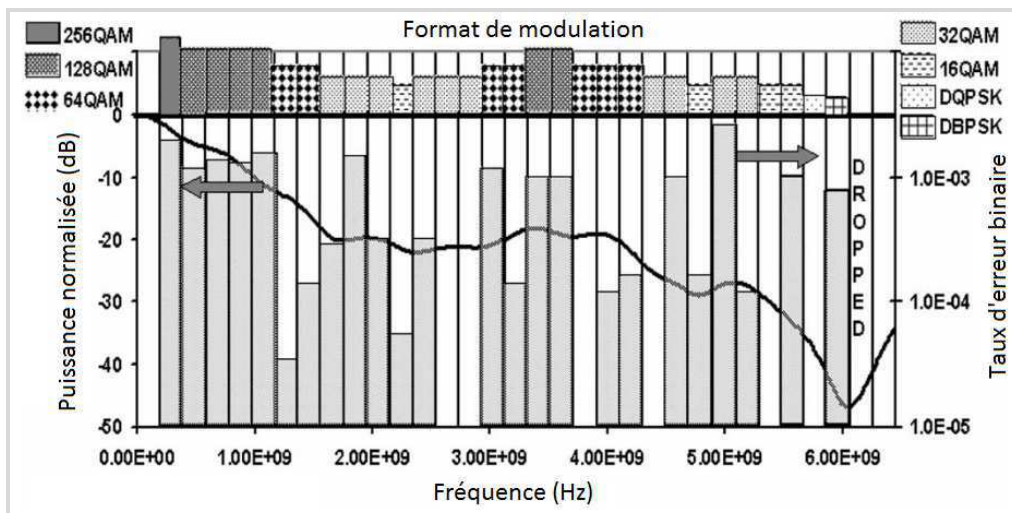
Figure 20 - Modèle d'un traitement OFDM avec estimation du canal

Cette technique de modulation peut être transposée à l'optique en générant un signal de type OFDM modulant directement une source laser DFB [27]. Pour pouvoir piloter directement le laser, il convient cependant de s'assurer que le signal analogique de commande soit effectivement réel. La moitié des sous-porteuses correspond en effet à un ensemble de fréquences « négatives » qui ne seront pas transmises physiquement. Cela impose que sur un ensemble de $2N$ sous-porteuses utilisées, les sous-porteuses $N+1$ à $2N$ contiennent les conjugués des symboles transmis sur les sous-porteuses 1 à N (symétrie hermitienne), ce qui divise par deux l'efficacité spectrale du procédé par rapport à son équivalent radio. De plus, la puissance de la première sous-porteuse (et donc de la sous-porteuse $N+1$) doit aussi être fixée à zéro, d'où une légère perte de performance supplémentaire vis-à-vis de l'efficacité spectrale.

Une fois ces précautions prises, on peut effectivement générer un signal « OFDM optique » qui sera transmis à travers la fibre optique multimode. L'avantage de la technique OFDM est de permettre l'adaptation de la modulation de chaque sous-porteuse à la réponse du

canal : plus l'atténuation du canal de transmission est faible, plus le format de modulation peut comporter un nombre de symboles élevé. Cette technique est ainsi appelée AMO-OFDM, pour *Adaptively Modulated Optical OFDM* et a été étudiée récemment [49]. La figure 21 permet de visualiser ce principe : elle présente le taux d'erreur binaire (BER, *Bit Error Rate*) et le type de modulation utilisée pour chacune des 32 sous-porteuses « positives », par rapport à la réponse fréquentielle de la fibre multimode utilisée.

Il est très visible que les formats de modulation à grande efficacité spectrale, et donc les moins robustes aux perturbations, sont réservés aux sous-porteuses dont la fréquence correspond à une bonne réponse fréquentielle de la fibre. Cette dernière possédant des évanouissements, correspondant à des bandes fréquentielles pour lesquelles l'atténuation est très importante, les sous-porteuses correspondantes ne peuvent contenir que des modulations très robustes à deux ou quatre états (DBPSK : *Differential Binary Phase-Shift Keying* et DQPSK : *Differential Quadrature Phase-Shift Keying*, modulations différentielles par déplacement de phase respectivement à deux et quatre états. L'information est alors codée par la différence de phase par rapport au temps-symbole précédent).



Il résulte d'un tel système de transmission une efficacité très importante par rapport aux transmissions classiques. L'utilisation de l'AMO-OFDM permet d'atteindre des débits transmissibles pouvant aller jusqu'à 10 Gb/s et 28 Gb/s, respectivement sur 900 et 300 m de fibre multimode, indépendamment de l'injection dans la fibre [27]. D'autres travaux récents [50] font état de transmissions à 11,25 Gb/s sur 2000 mètres de fibre multimode obsolète de type OM1/OM2 (entrecoupés de courts tronçons de fibre monomode) lorsque cette technique est utilisée avec une source multimode bas coût de type VCSEL avec injection au centre, contre 300 mètres de fibre multimode lorsque l'injection décalée est utilisée.

Cette technique AMO-OFDM permet donc d'améliorer les performances des systèmes à fibres optiques multimodes déjà installées, et ce quelles que soient les techniques d'injection ou les fibres utilisées. Cette modulation AMO-OFDM est similaire à la modulation *Discrete Multitone* utilisée dans la technologie ADSL qui permet de maximiser le débit de transmission sur support cuivre. Elle souligne les possibilités offertes par la technique OFDM, mais comporte quelques désavantages : on note que l'utilisation de formats de modulation différents selon les sous-porteuses ne permet pas d'augmenter véritablement la capacité théorique du canal de

transmission mais permet d'approcher la limite théorique, comme il a été démontré en radio [47]. Cette technique nécessite un traitement numérique plus lourd que pour des modulations simples comme l'On-Off Keying (OOK). De plus, lorsque la réponse du canal est trop mauvaise, on ne peut qu'abandonner la transmission de symboles sur les sous-porteuses concernées, comme le montre la figure 21. On perd alors de façon définitive une partie du canal de transmission. La technique AMO-OFDM nécessite par ailleurs la connaissance de l'état du canal (CSI, *Channel State Information*) qui doit être obtenue par exemple grâce à des séquences d'apprentissage et des fréquences pilotes.

2.4. Multiplexage par groupes de modes

La technique du multiplexage par groupes de modes (MGDM, *Mode Group Division Multiplexing*) fait intervenir la propriété intrinsèque des fibres multimodes, qui permettent la propagation de plusieurs modes. Si l'on isole chacun de ces groupes de modes vis-à-vis des autres, on peut aboutir à un cas de multiplexage où l'on dispose de plusieurs canaux parallèles. Une telle situation est souvent dénommée MIMO (*Multiple Input – Multiple Output*), dans la mesure où l'on a effectivement transmission de plusieurs signaux entre plusieurs sources et plusieurs émetteurs. On ne reprendra pas cette appellation, que l'on réservera à des transmissions où le caractère multiple des émetteurs et récepteurs s'accompagne d'un pré- ou post-traitement du signal transmis, et ne se résume pas à une simple parallélisation de signaux différents.

L'idée d'effectuer un multiplexage de modes a depuis longtemps été considérée comme un vecteur d'augmentation de la capacité des fibres optiques multimodes, mais cette méthode se heurtait à plusieurs difficultés. Cette méthode de multiplexage comporte trois points-clés, à savoir le multiplexage en entrée, la séparation des groupes de modes en sortie pour assurer le démultiplexage, et la séparation des canaux, qui seront décrits ci-dessous.

Compte-tenu de la difficulté d'exciter précisément un unique mode de la fibre multimode, on excite ici un ensemble ou groupe de modes pour chaque canal. Dans le cadre de cette technique de multiplexage, on précise ici la réalité de l'expression « groupe de modes » : il s'agit le plus généralement d'un ensemble de modes contigus, formant un continuum de modes [51], mais ne présentant pas pour autant les mêmes propriétés. Les « groupes de modes » considérés dans la littérature ne sont ainsi pas nécessairement des groupes de modes dits « dégénérés » pour lesquels les modes ont tous la même constante de propagation.

a) Multiplexage et démultiplexage des groupes de modes

Plusieurs techniques de multiplexage de groupes de modes existent : elles sont le plus souvent dérivées de celles utilisées pour améliorer la bande passante des fibres multimodes via une injection précise. Il s'agit de sélectionner des groupes de modes différents, de façon à ce que ceux-ci puissent être utilisés comme canaux de transmission. La première démonstration de faisabilité d'une telle transmission uniquement MGDM [52] (sans traitement MIMO) a été faite

en utilisant une configuration telle que décrite par la figure 22 ci-contre. Les deux signaux électriques modulent deux lasers émettant à une longueur d'onde de 635 nm, les deux faisceaux lasers étant ensuite acheminés jusqu'à deux des atténuateurs optiques variables (VOA, *variable optical attenuator*) via des fibres monomodes, avant d'être combinés dans la fibre optique multimode à gradient d'indice au moyen d'un concentrateur de fibre (FC, *fiber concentrator*). Le rôle de ce dernier est de réduire l'écart entre les deux faisceaux de 125 μm (diamètre de la gaine des fibres) à 30 μm , de façon à pouvoir injecter les deux faisceaux simultanément dans la fibre multimode.

La fibre multimode utilisée alors n'est pas une fibre multimode classique, puisqu'elle possède un large diamètre de cœur de 148 μm . De même, le dispositif de réception, composé d'une lentille et d'un système comprenant des photodiodes avec pré-amplificateurs intégrés, révèle les difficultés inhérentes à ce système, à la fois à l'injection et à la réception. Avec cette technique, des expériences plus récentes n'ont permis la transmission que de signaux à faible débit, de l'ordre du Mb/s [54], en utilisant toujours des fibres de grand diamètre de cœur. L'ajout d'un filtrage spatial, qui peut être réalisé grâce à une lentille [55], permet certes d'améliorer les performances du système mais sans assurer une transmission simultanée sur tous les canaux. Dans ces travaux sont mises en évidence les difficultés d'isolation entre les canaux MGDm, en particulier à cause de la qualité imparfaite du multiplexage et démultiplexage spatial.

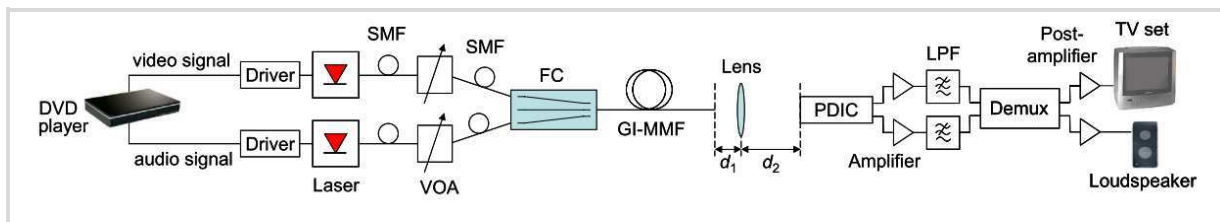


Figure 22 - Transmission de deux signaux audio et vidéo via la technique de multiplexage de groupes de modes [53]

Pour répondre à ces contraintes de discrétisation spatiale à l'émission, on peut utiliser des modulateurs spatiaux accolés au laser. À base de lentilles [56] ou de cristaux liquides, ils permettent de modifier la forme du faisceau laser de façon à sélectionner le plus précisément possible les modes voulus. Avec cette dernière technologie, en utilisant des techniques d'holographie [57] pour une transmission MGDm 2x2, on atteint alors des débits de 12,5 Gb/s sur chacun des deux canaux de transmission ainsi créés. Les deux canaux utilisés sont alors le mode principal de la fibre multimode d'une part et d'autre part un mode d'ordre plus élevé. On note qu'à la réception, le filtrage est réalisé en utilisant un simple coupleur 1x2 commercial séparant les modes d'ordre élevé des modes dits principaux.

Pour améliorer les performances de ce système, il est nécessaire d'améliorer les performances du démultiplexage. Pour ce faire, un filtrage spatial a été élaboré directement dans le domaine optique grâce à l'utilisation de filtres spatiaux adaptés aux groupes de modes transmis [58]. Le multiplexage optique des modes reste assuré par la méthode décrite par [57], les groupes de modes sélectionnés étant ici « dégénérés ». Les deux composantes orthogonales du faisceau optique issu de la fibre multimode sont séparées, et remises en phase. Les deux faisceaux résultants passent ensuite par un même modulateur spatial programmé de telle sorte que seuls les modes voulus soient sélectionnés, puis un deuxième dispositif remet les deux composantes en

quadrature avant de les recombinaer. Cette méthode tout-optique permet d'atteindre des débits élevés, avec la réalisation d'une transmission à 2x56 Gb/s.

La configuration correspondante est visible sur la figure 23 : les performances d'un tel lien sont à mettre en regard avec la complexité des techniques utilisées. Cependant, elles permettent de valider la pertinence théorique du multiplexage de groupes de modes appliqué à des fibres multimodes existantes (ici 2 kilomètres de fibre multimode OM2) n'utilisant qu'un traitement purement optique des faisceaux lumineux. A noter que ce type de démultiplexage optique avait déjà été abordé [59] mais sans proposer la reconfigurabilité propre aux modulateurs spatiaux utilisés ici.

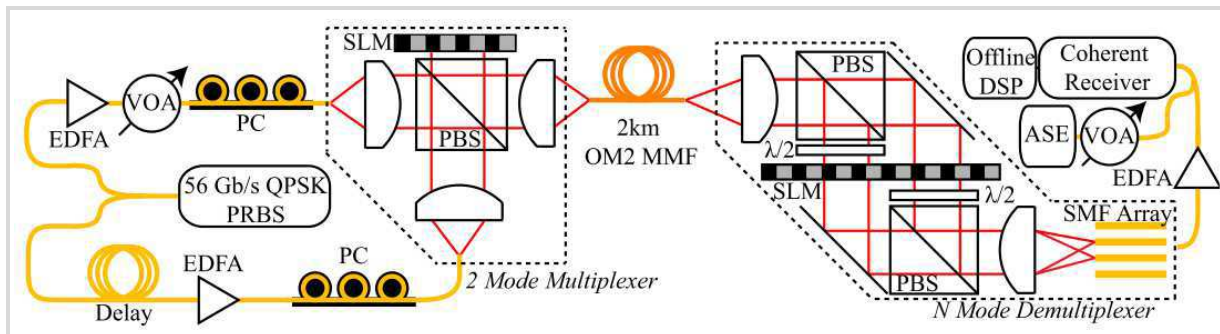


Figure 23 - Transmission MGDM avec modulateur spatial de lumière en entrée et masques de polarisation en sortie [58]

ASE : *Amplified Spontaneous Emission* – Diode superluminescente
DSP : *Digital Signal Processing*
 – Traitement numérique du signal
EDFA : *Erbium-Doped Fiber Amplifier*
 – Fibre amplificatrice dopée à l'erbium
MMF : *Multimode Fiber* – Fibre optique multimode

PBS : *Polarization Beamsplitter*
 – Séparateur de faisceau par polarisation
PC : *Polarization Controller*
 – contrôleur de polarisation
SLM : *Spatial Light Modulator* – Modulateur spatial
SMF : *SingleMode Fiber* – Fibre optique monomode
VOA : *Variable Optical Attenuation* – Atténuation optique variable

b) Séparation des canaux

On a montré qu'il est possible, grâce à des dispositifs tout-optique, de mettre en place des transmissions MGDM sur des fibres multimodes. Cependant, la présence de couplage entre modes (*mode coupling*) et la dispersion intermodale présente dans les fibres optiques multimodes sont les causes d'une mauvaise isolation entre les différents canaux MGDM lors de la transmission. La dispersion de l'énergie d'un mode excité dans des modes non-excités peut être réduite grâce à une injection précise en entrée de la fibre [60], mais les groupes de modes restent néanmoins en partie interdépendants. En effet, les modes ne sont pas tous orthogonaux entre eux, et il existera toujours une interférence non nulle entre deux canaux MGDM due au bruit modal [54] [61].

Cette difficulté reste propre au schéma MGDM où les canaux doivent être idéalement parallèles et non mélangés. Malgré les différentes améliorations proposées, en particulier les multiplexeurs et démultiplexeurs spatiaux évoqués au paragraphe I.2.4.a), elle ne peut être totalement évitée. Cela conduit à envisager d'autres méthodes se rapprochant des techniques radio MIMO : les différents modes se propageant dans la fibre peuvent être considérés de

manière analogue aux multi-trajets existant dans un canal radio, et le traitement appliqué sur les données transmises permet, sous certaines conditions détaillées dans le paragraphe suivant, de bénéficier pleinement du multiplexage spatial.

3. Augmentation de la capacité des fibres multimodes : les techniques MIMO

3.1. Techniques MIMO

Dans un canal radio, la transmission est affectée par la présence de multi-trajets : une antenne de réception recevra non pas un unique signal mais un ensemble de signaux n'ayant pas tous le même angle d'arrivée, avec un décalage en fréquence et/ou un retard dus à la propagation ainsi qu'à l'effet Doppler. Les différents angles d'arrivée entraînent la réception de multiples versions retardées et atténuées du signal émis, l'effet Doppler provoquant lui un étalement de la puissance du signal à la fois en temps et en fréquence. Quand il y a interférences destructives entre tous les trajets, on parle alors d'évanouissement de la réponse du canal. Cet évanouissement de la puissance du signal a une conséquence directe sur la qualité de la transmission, et doit donc être limité le plus possible. Pour un système SISO (*Single-Input Single-Output*, une seule antenne en émission et en réception), le signal transmis de l'antenne d'émission à l'antenne de réception peut ainsi être considérablement atténué lors de son passage dans le canal de transmission.

Une solution adoptée pour les communications radio consiste à introduire de la diversité, comme la diversité fréquentielle (cas du GSM) ou temporelle (répétition du même message). Cependant, ces méthodes consomment de la bande passante. On peut alors opter pour la diversité spatiale, en utilisant plusieurs antennes en émission et en réception : on parle d'une transmission MIMO.

a) Diversité spatiale et fiabilité

Les phénomènes d'évanouissement, de perturbation du signal existent aussi pour une transmission MIMO, puisque le canal de transmission ne dépend pas du système utilisé. Cependant, utiliser un système MIMO permet de profiter d'une **diversité spatiale** : pour un système à N_T antennes d'émission et N_R antennes de réception (on parlera d'un système MIMO $N_T \times N_R$), une antenne de réception recevra des signaux ayant transité par N_T canaux n'ayant pas subi les mêmes perturbations en temps, en espace (trajets empruntés) et en fréquence. La probabilité que ces N_T canaux s'annulent tous au même instant est en puissance de N_T par rapport à une transmission SISO, si les canaux sont indépendants [62]. Ainsi, la perturbation en question dégrade moins la transmission puisque la probabilité est grande qu'au moins un canal n'ait pas été affecté par la perturbation.

Le but de cette approche MIMO utilisant plusieurs antennes d'émission et de réception pour transmettre un signal d'information est de diminuer les erreurs de transmission pour

approcher la capacité théorique du canal. Pour profiter de cette diversité spatiale, les premières études se sont focalisées sur l'utilisation de la diversité temporelle, avec l'envoi de simples copies retardées du signal à transmettre sur les différentes antennes d'émission [62] [63], combiné à l'utilisation de filtres ou d'algorithmes de type estimation du maximum de vraisemblance pour retrouver les symboles effectivement transmis.

L'exploitation de la diversité spatiale en même temps que des diversités en temps et en fréquence s'est ensuite développée via l'utilisation de codes spatio-temporels : les symboles sont codés et répartis sur les différentes antennes d'émission avant décodage en réception. Le signal global transmis est alors constitué de composantes dépendantes entre elles, chacune d'entre elles étant transmises via une antenne d'émission.

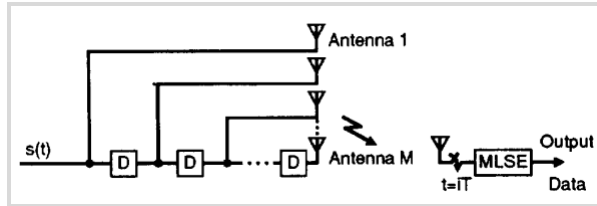


Figure 24 – Base de la combinaison des diversités temporelle et spatiale [64]
MLSE : *Maximum Likelihood Sequence Estimation* – Estimation du maximum de vraisemblance

Dans ce but a été proposé une famille de codes spatio-temporels en bloc (STBC, *Space-Time Block Codes*), dont le principe repose sur la construction de codes répartissant les symboles à transmettre sur plusieurs antennes à des instants différents, de telle sorte que la détection linéaire de la suite de symboles reçus puisse se faire de façon simple, grâce à un algorithme de détection du maximum de vraisemblance [65]. Ainsi, pour un système MIMO $N_T \times N_R$, en supposant le canal radio constant pendant T temps-symboles, les symboles s_i à transmettre sont regroupés en blocs de Q symboles $\{s_0, \dots, s_{Q-1}\}$. Ces symboles sont alors répartis à la fois spatialement sur les N_T antennes de transmission et temporellement sur T temps symboles selon un code spatio-temporel dont on peut définir la matrice de codage de dimension $N_T \times T$:

$$\mathbf{M}_C = \begin{bmatrix} c_{11} & \dots & c_{1T} \\ \dots & \dots & \dots \\ c_{N_T 1} & \dots & c_{N_T T} \end{bmatrix} \begin{array}{l} \downarrow \text{dimension spatiale} \\ \rightarrow \text{dimension temporelle} \end{array}$$

où les éléments $C = \{c_{ij}\}_{\substack{1 \leq i \leq N_T \\ 1 \leq j \leq T}}$ correspondent au codage des symboles $\{s_0, \dots, s_{Q-1}\}$.

Le **gain de diversité**, qui traduit l'exploitation de cette diversité spatiale et temporelle, est défini d'après cette matrice de codage. Soient C et C' deux blocs de codes différents, on considère alors la matrice $\mathbf{B} = \mathbf{M}_C - \mathbf{M}_{C'}$. Soit d_B le degré minimum de toutes les matrices \mathbf{B} existantes, alors le gain de diversité vaut $d_B N_R$. On définit aussi le rendement du code $R = Q/T$ qui traduit son efficacité et son impact sur le débit maximum transmissible.

Un exemple fondateur est le code décrit par Alamouti [66] : il démontre qu'il existe une méthode simple permettant d'augmenter le gain de diversité pour un schéma MISO (*Multiple Input – Single Output*, plusieurs entrées et une sortie) 2×1 , jusqu'à égaler celle obtenue pour un schéma

2x2 [67]. Son principe, illustré par la figure 25, consiste à envoyer successivement un premier symbole s_0 puis $-s_1^*$, l'opposé du conjugué du second symbole sur la première antenne, tandis que la deuxième antenne émet sur les deux mêmes temps-symboles s_1 puis s_0^* . Sa matrice de codage est donc la suivante :

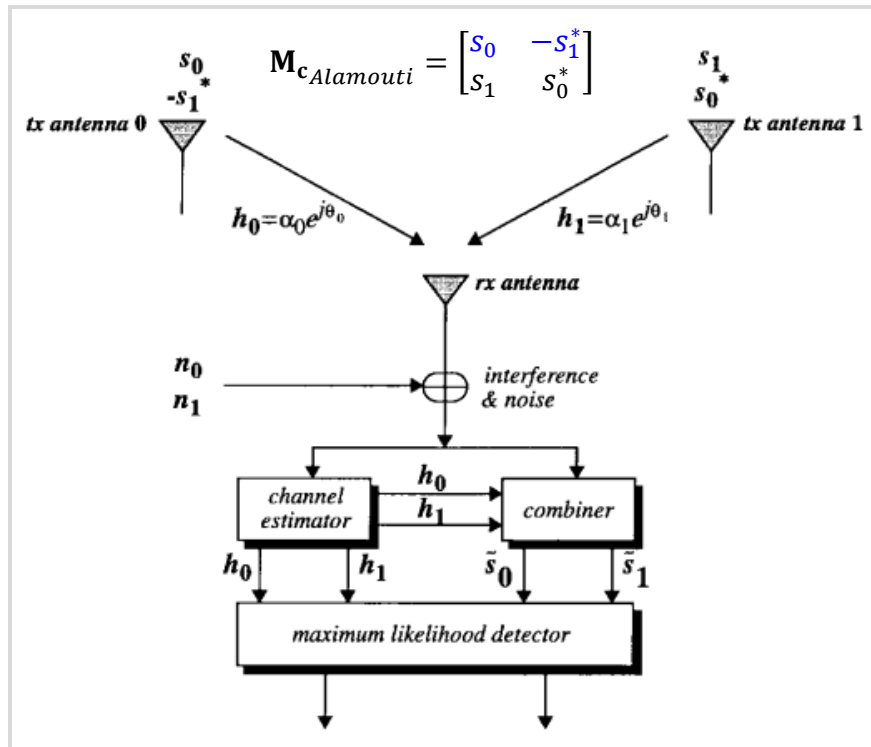


Figure 25 - Principe de la méthode d'Alamouti [66]

On n'augmente alors pas le débit transmis, puisque deux symboles sont effectivement transmis sur deux temps-symboles ; cependant la diversité et donc la fiabilité de la transmission sont améliorées.

Les codes STBC dont la matrice de codage est orthogonale permettent d'atteindre le degré maximum de diversité $N_T N_R$. Parmi eux, le code d'Alamouti est le seul à avoir un rendement $R = 1$, les autres codes STBC orthogonaux ne permettant dans la plupart des cas (jusqu'à 4 antennes de transmission) de ne profiter que d'un rendement égal à $\frac{3}{4}$ [65]. Ces performances ont été améliorées pour des transmissions à bas rapport signal sur bruit (SNR, *Signal to Noise Ratio*) avec l'introduction de codes spatio-temporels en blocs quasi-orthogonaux [68] [69]. L'utilisation combinée de ces codes et de modulations adaptées [70] permet d'approcher la capacité théorique du canal MIMO et de profiter au maximum de la diversité du canal.

Ces codes présentent le désavantage d'être restreints à des canaux non sélectifs en fréquence. Dans le cadre de canaux ne présentant pas cette propriété, le recours à l'OFDM permet de diviser le canal en sous-canaux individuellement non sélectifs en fréquence pour ensuite profiter de la diversité spatiale [71]. L'utilisation de codes en treillis, où chaque antenne d'émission est consacrée à l'envoi de symboles particuliers, a par ailleurs été aussi proposée [72]. Malgré ses bonnes performances, ce type de code impose une complexité de décodage

augmentant exponentiellement avec le débit ou le nombre d'antennes de transmission, et n'est donc pas répandu.

En conclusion, ces différentes méthodes rendent possible l'amélioration de la fiabilité de la transmission, à travers la multiplication des antennes de transmission et l'exploitation de cette diversité spatiale, grâce à des techniques de codage astucieuses.

b) *Capacité MIMO et multiplexage*

La technologie MIMO, en exploitant les multi-trajets, permet paradoxalement d'augmenter aussi la capacité du canal. On peut modéliser un canal MIMO via sa matrice de canal \mathbf{H} qui sera de dimension $N_T \cdot N_R$ pour une transmission MIMO $N_T \times N_R$. Pour une telle transmission MIMO radio, on peut écrire la sortie Y en fonction de l'entrée X sous la forme $Y = \mathbf{H}X + n$, soit

$$y_j(t)_{1 \leq j \leq N_R} = \sum_{i=1}^{N_T} h_{ij}(t) \cdot x_i(t - \tau_{gk_{ij}}) + n(t) \quad (1)$$

avec les éléments h_{ij} de la matrice \mathbf{H} définis par :

$$h_{ij}(t) = \sum_{k=1}^{K_{ij}} |h_{ij_k}(t)| \cdot e^{j\omega_c \tau_{pk_{ij}}} \quad (2)$$

- où $x_i(t)$ est la donnée modulée transmise sur la porteuse de fréquence $f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$, sur l'antenne d'émission i
 $y_j(t)$ et $n(t)$ correspondent respectivement à la donnée reçue sur l'antenne de réception j et au bruit additif du canal radio
 K_{ij} est le nombre de trajets empruntés par le signal entre l'antenne d'émission j et l'antenne de réception i
 $|h_{ij_k}(t)|$ est l'atténuation du $k^{\text{ème}}$ trajet emprunté par le signal entre l'antenne d'émission j et l'antenne de réception i ,
 $\tau_{pk_{ij}}$ et $\tau_{gk_{ij}}$ sont respectivement le temps de retard de phase et de groupe du $k^{\text{ème}}$ trajet entre l'antenne d'émission j et l'antenne de réception i

Sous l'hypothèse d'un canal de Rayleigh, les éléments de \mathbf{H} sont des variables aléatoires complexes gaussiennes, centrées en zéro, identiquement et indépendamment distribuées, aux parties réelle et imaginaire indépendantes entre elles. Le module de telles variables suit ainsi une loi de Rayleigh tandis que leur phase suit la loi uniforme. Avec cette hypothèse, on suppose donc que les antennes d'émission et de réception sont suffisamment éloignées les unes des autres pour que chaque canal formé par un couple (i, j) d'antennes d'émission et de réception, dont la réponse impulsionnelle correspond à $h_{ij}(t)$, soit indépendant des autres.

Ainsi, il a été démontré [73] que la capacité du canal MIMO peut être atteinte dans le cas d'un canal de Rayleigh lorsque le signal d'entrée est une variable aléatoire gaussienne à symétrie circulaire, dont la définition est donnée dans l'annexe 3. La capacité moyenne ou ergodique du canal MIMO s'exprime sous la forme :

$$C_{MIMO} = \mathbb{E} \left[\log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^\dagger \right) \right] \quad (3)$$

- où \mathbf{H} est la matrice de canal de dimension $N_T \cdot N_R$
 \mathbf{H}^\dagger désigne la transposée conjuguée de la matrice \mathbf{H}
 \mathbf{I}_{N_R} est la matrice identité de dimension N_R
 ρ est le rapport signal-sur-bruit total de la transmission MIMO avec $N_R \leq N_T$

La formule (3) est valable dans le cas où la distribution du canal est parfaitement connue en émission et où la réalisation du canal est parfaitement connue en réception [74]. On définit par ailleurs la capacité de coupure du canal à x% comme étant le débit maximal réalisable par (100-x) % des réalisations du canal.

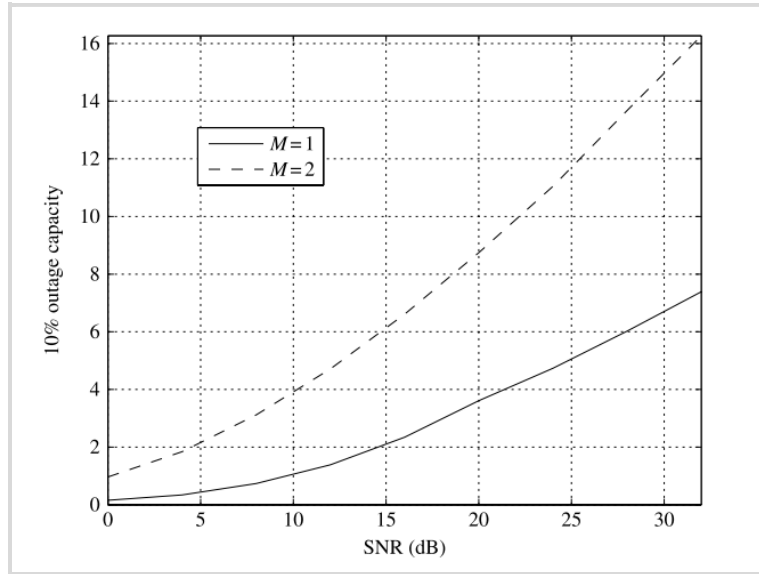


Figure 26 - Capacité de coupure à 10% pour un canal MIMO $M \times M$ en fonction du rapport signal sur bruit [75]

L'utilisation d'antennes multiples permet par ailleurs la mise en place d'un multiplexage spatial, dans le but de maximiser le débit maximal transmis et profiter de la capacité du canal MIMO. Il est en effet possible de décomposer la matrice de canal \mathbf{H} en valeurs singulières :

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Delta} \cdot \mathbf{V} \quad (4)$$

- où \mathbf{U} et \mathbf{V} sont deux matrices unitaires complexes vérifiant ainsi $\mathbf{U}\mathbf{U}^\dagger = \mathbf{I}_{N_R}$ et $\mathbf{V}\mathbf{V}^\dagger = \mathbf{I}_{N_T}$
 $\mathbf{\Delta}$ est une matrice diagonale réelle de dimension $N_R \times N_T$ dont les coefficients diagonaux λ_i sont les valeurs propres du produit $\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger$

Le canal de propagation d'un système MIMO $N_T \times N_R$, constitué de $N_T N_R$ canaux de transmission, est ainsi rendu mathématiquement semblable à un ensemble de $\min(N_T, N_R)$ canaux parallèles indépendants de coefficients de transfert $\sqrt{\lambda_i}$, comme l'illustre la figure 27.

Afin de profiter de cette possibilité de multiplexage spatial, c'est-à-dire de pouvoir transmettre des signaux d'information différents sur plusieurs canaux, il faut inverser la matrice de canal \mathbf{H} et donc égaliser la réponse du canal. Des algorithmes linéaires d'égalisation ont été proposés, comme l'algorithme du forçage à zéro (zero-forcing) ou encore un égaliseur minimisant l'erreur quadratique (MMSE : *Minimum Mean Square Error*). Ces algorithmes linéaires simples restent cependant limités et ne tirent pas parti de façon optimale de la diversité spatiale [77].

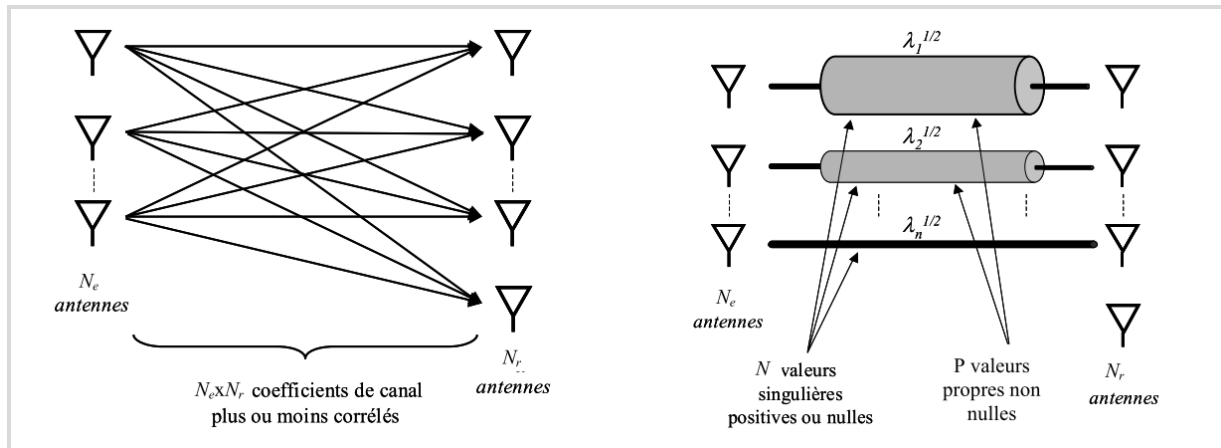


Figure 27 - Décomposition d'un canal MIMO en canaux indépendants [76]

L'algorithme D-BLAST (*Diagonal Bell Labs Layered Space-Time*) a alors été proposé par les laboratoires Bell, et permet de transformer le canal MIMO en plusieurs canaux de transmission parallèles, de façon à approcher la capacité théorique du canal MIMO [78]. Cependant, la complexité importante de cet algorithme a conduit à l'élaboration d'une version simplifiée, connue sous le nom de V-BLAST (*Vertical-BLAST*), permettant d'obtenir une grande efficacité spectrale, bien qu'inférieure à celle de l'algorithme D-BLAST [79]. Ses performances sont bonnes avec une capacité pouvant atteindre plusieurs dizaines de bits par seconde par hertz, mais une transmission avec un faible rapport signal à bruit peut rendre cet algorithme inopérant [80] : le décodage d'un symbole dépendant du symbole précédemment traité, on peut en effet assister à de la propagation d'erreurs.

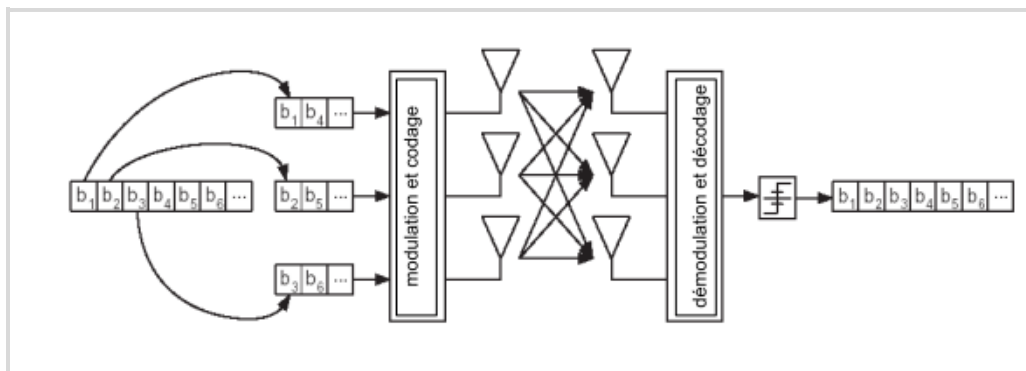


Figure 28 - Synoptique de la technique V-BLAST [81]

c) *Exploitation conjointe de la diversité spatiale et du multiplexage*

Les codes à dispersion linéaire (LDC, *Linear Dispersion Codes*) combinent quant à eux l'exploitation de la diversité spatiale et le multiplexage, en reprenant certaines caractéristiques des codes spatio-temporels tout en assurant une complexité de décodage analogue à l'algorithme V-BLAST [82]. Les premiers codes LDC proposés permettent d'optimiser la capacité ergodique du canal MIMO, ce qui sous-entend cependant que les débits maximaux de transmission correspondants ne seront pas strictement garantis sur toute la durée de la transmission. Le

compromis optimal entre les gains de diversité et de multiplexage est proposé par les codes TAST (*Threaded Algebraic Space Time*) [83].

Il résulte de ces différentes études que le schéma de transmission MIMO peut conduire à l'augmentation de la capacité du canal grâce au multiplexage spatial, et à la réduction du taux d'erreurs binaires pour un SNR donné en exploitant la diversité spatiale offerte par les différentes antennes, ou à une solution mixte profitant de ces deux axes d'amélioration. On passe donc d'un contexte d'environnement radio perturbé par les multi-trajets à un contexte MIMO dans lequel cette existence des multi-trajets permet justement les bénéfices décrits plus haut : ce principe va alors pouvoir être appliqué au champ des transmissions optiques.

3.2. Le MIMO optique

La multiplicité des modes se propageant à l'intérieur d'une fibre optique multimode explique que, du point de vue de la théorie de l'information, ces dernières possèdent une plus grande capacité que les fibres monomodes. En effet, l'existence de différents modes engendre un degré de liberté supplémentaire dans la transmission de l'information. Le canal de propagation optique que constitue la fibre est alors d'une certaine façon semblable à un canal radio présentant des multi-trajets. Il est alors possible de faire l'analogie entre un mode se propageant dans la fibre optique et un trajet du signal radio dans le canal aérien, comme schématisé sur la figure 29. Cette analogie proposée par Stuart [84] est à la base des considérations de l'application d'un traitement MIMO aux communications par fibre optique. Il est alors démontré qu'il est possible d'utiliser deux lasers et deux photodiodes pour une seule fibre optique multimode.

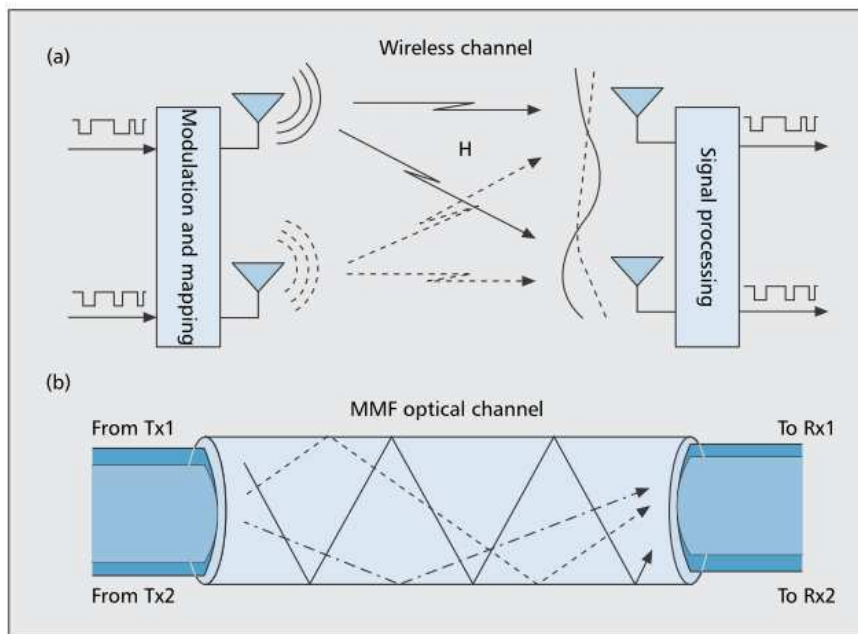


Figure 29 - (a) Diversité spatiale pour un canal radio
(b) Tracé des rayons se propageant dans une fibre optique multimode [85]

La formule (1) du paragraphe I.3.1.b) est ainsi valable pour une transmission sur fibre optique, à la différence que K_{ij} est cette fois le nombre de modes se propageant dans la fibre entre le laser j et la photodiode i . ω_c représente dans ce cadre la pulsation associée à la fréquence optique, tandis qu'on définit le retard de phase différentiel du canal entre le laser j et la photodiode i par l'expression $\tau_{p_{ij}} = \max_{1 \leq k \leq K_{ij}} \tau_k - \min_{1 \leq k \leq K_{ij}} \tau_k$. La réponse impulsionnelle $h_{ij}(t)$ est alors la contribution de tous les modes se propageant effectivement dans la fibre entre le laser j et la photodiode i et non plus celle des trajets multiples empruntés par le signal radio. Ce formalisme commun permet d'utiliser les techniques MIMO dans le contexte optique.

Diverses techniques de transmission optique, parmi lesquelles le multiplexage par groupes de modes évoqué au paragraphe I.2.4, ont pour objectif d'améliorer les performances de la fibre optique multimode en multiplexant spatialement les flux de données à transmettre. Ceci suppose d'éviter tout couplage entre les modes et toute dispersion modale afin de garantir l'isolation entre les différents canaux ainsi créés. Dans un système MIMO, cette dispersion modale est au contraire exploitée, comme est exploitée la présence de trajets multiples dans les canaux radio. L'utilisation d'algorithmes de codage et de décodage est alors rendue nécessaire de façon analogue au MIMO radio. Cette technique a été appliquée à l'optique suivant deux schémas différents : le MIMO optique cohérent (COMIMO), et le MIMO optique incohérent.

a) COMIMO

Le principe du COMIMO est d'associer des techniques MIMO à une démodulation cohérente du signal optique, grâce à un laser servant d'oscillateur local en sortie, comme montré par la figure 30. Ce choix technique s'explique de façon théorique grâce à la formule (2) du cas radio : la diversité spatiale y est représentée par le produit $\tau_{pk}\omega_c$, où τ_{pk} est le retard de phase du $k^{\text{ème}}$ trajet radio et ω_c la pulsation de la fréquence porteuse [86]. Du fait de la très forte valeur de la fréquence optique, $\tau_{pk}\omega_c \gg 2\pi$. On peut alors considérer la phase de h_{ij_k} comme une variable aléatoire suivant la loi uniforme sur $[0, 2\pi]$. On peut alors modéliser h_{ij_k} comme une variable aléatoire complexe suivant la loi de Rayleigh, ce qui permet de maximiser la capacité du canal [73].

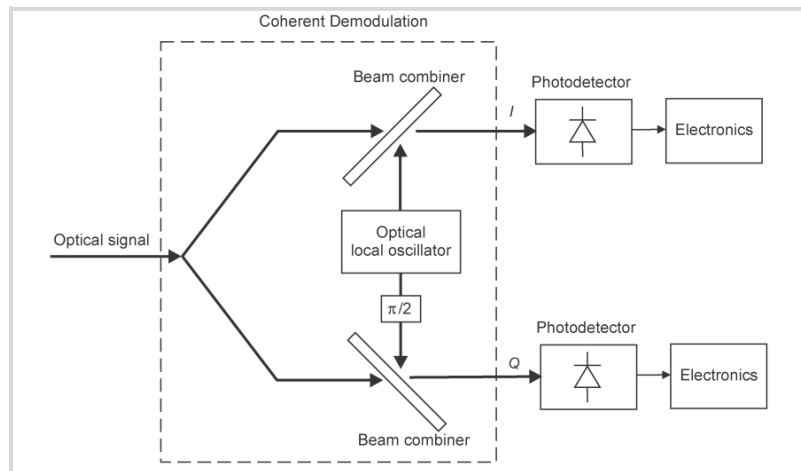


Figure 30 - Principe de la démodulation cohérente [86]

Le COMIMO présente l'avantage d'utiliser directement une porteuse optique, donc de très haute fréquence $f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$ (de l'ordre de plusieurs THz), ce qui permet de vérifier le critère $\tau_{p_{ij}} \omega_c \gg 2\pi$ sans pour autant devoir tolérer une dispersion du retard de phase trop élevée. $\tau_{p_{ij}}$ est ici le retard de phase différentiel de l'ensemble des modes se propageant entre la diode laser i et le photorécepteur j .

Un système 2x2 a tout d'abord été démontré [86], employant deux lasers à 1545 nm et 100 mètres puis 2,8 km [85] de fibre optique multimode 62,5/125 μm , pour un débit de 800 Mb/s. L'algorithme V-BLAST, précédemment évoqué, a été utilisé pour coder et retrouver les symboles émis, de la même façon que dans un environnement radio : on cherche ainsi à augmenter les débits de transmission pour se rapprocher de la capacité théorique.

Cependant, les performances obtenues en termes de débit de transmission par ces méthodes ne sont pour l'instant pas suffisantes, et posent la question du coût des dispositifs de réception, nécessitant des combineurs ainsi qu'une source optique supplémentaire par rapport à un système à détection directe. On s'intéressera donc plus particulièrement à ce dernier type de détection.

b) MIMO sur fibre incohérent

Le MIMO incohérent utilise la détection directe du signal optique. Ceci reste la solution la plus simple pour mettre en place un schéma MIMO optique. Le premier schéma proposé a démontré sa faisabilité technique [84] avec deux diodes laser de type VCSEL et une fibre optique multimode dont le cœur a un diamètre de 62,5 μm . Les performances offertes sont cependant modestes, avec l'établissement de deux canaux assurant chacun la transmission d'un signal BPSK à un débit de 50 Mb/s. On cherche généralement à créer un multiplexage en assurant la transmission de N signaux indépendants sur N canaux pour un schéma MIMO optique $N \times N$, en profitant de la capacité des fibres multimodes.

Un système MIMO 4x4 a ainsi été proposé pour une fibre multimode 50/125 μm d'une longueur de 4,4 km [87], mettant en œuvre quatre canaux à 10 Mb/s grâce à quatre diodes laser DFB, deux coupleurs 1x4 et quatre photodiodes. Cependant, un tel système demeure très dépendant des variations temporelles de la réponse fréquentielle de la fibre optique, avec une stabilité temporelle n'excédant pas les 10 secondes, et ne permet pas de distinguer quel signal est effectivement reçu. Les quatre signaux envoyés étant identiques, on peut considérer que ce système accroît la diversité de la transmission mais ne profite pas réellement de la capacité de la fibre multimode. L'utilisation d'un algorithme permettant l'inversion automatique de la matrice de canal pourrait permettre de stabiliser voire d'améliorer les performances de ce système.

Les performances de tels systèmes restent encore perfectibles. On note aussi qu'il a été montré par simulation que l'excitation sélective de groupes de modes différents par chacun des lasers permet, pour chaque photodiode, de réduire la perte en SNR ainsi que la dépendance du SNR vis-à-vis de la fréquence porteuse du signal [88], si cette dernière dépasse un certain seuil. On s'attend alors à voir converger les méthodes de multiplexage par groupes de modes et les techniques MIMO : cette association, décrite dans le paragraphe suivant, permettrait ainsi d'exploiter la capacité théorique de la fibre multimode en même temps que la possibilité physique de sélection de groupes de modes.

c) Combinaison du MGDM et des techniques MIMO

Dans le contexte du multiplexage par groupe de modes, on a vu que l'un des principaux défis pratiques consiste à séparer les différents canaux utilisés, ce qui nécessite des dispositifs optiques conséquents. Cet objectif est vital, du point de vue de la théorie de l'information, puisque si cette séparation est achevée la matrice de canal \mathbf{H} est diagonale et la capacité du lien MGDM croît linéairement avec $\min(N_T, N_R)$ [89], de manière analogue au contexte radio. On retrouve dans ce cas idéal le même principe que celui des fibres multi-cœurs, avec plusieurs canaux indépendants en parallèle, sans les difficultés de production inhérentes à ce dernier type de fibre [90].

Les techniques MIMO permettent justement de diagonaliser cette matrice de canal, sans avoir recours à des méthodes physiques telles que l'utilisation de masques ou de filtres en réception et en prenant en compte le recouvrement partiel des canaux MGDM dû notamment au mélange de modes et à la dispersion modale. Pour cela, on peut avoir recours à différentes méthodes, parmi lesquelles l'utilisation d'un algorithme de zéro-forcing ou de vérification du maximum de vraisemblance, qui permet de déterminer la matrice de canal puis d'inverser la matrice de canal.

Ainsi, pour 1,1 km de fibre optique multimode de diamètre de cœur 62,5 μm , on peut atteindre un débit de 42,66 Gb/s [91] pour un schéma MIMO 2x2. On utilise alors la technique d'injection décalée dans la fibre optique, cumulée à l'utilisation d'un coupleur multimode permettant d'exploiter la diversité spatiale offerte par la fibre multimode. Le débit élevé atteint requiert cependant ici un traitement complexe d'égalisation en sortie, du fait de la modulation NRZ (*Non-Return to Zero*) utilisée.

Par ailleurs, en utilisant l'injection décalée pour exciter différents groupes de modes en entrée de la fibre multimode pour le schéma 4x4 déjà proposé [87] et un algorithme de calcul pour retrouver les signaux en sortie, on peut réaliser un schéma MGDM [92] pour en améliorer les performances. On note cependant une persistance des variations temporelles du canal optique, qui peut dégrader un ou plusieurs des canaux MIMO créés.

L'emploi de la modulation OFDM permet à la fois de simplifier l'étape de démodulation et de décodage et de souscrire à la condition de platitude en fréquence du canal pour faciliter l'étape d'égalisation : un système OFDM MIMO 2x4, basé sur une sélection des modes en entrée via des injections respectivement au centre et décalée, peut alors permettre d'obtenir une transmission de meilleure qualité que dans le cas d'un système MIMO 2x2 [93], pour un débit de 8 Gb/s. L'ajout de récepteurs permet d'améliorer les performances, malgré la perte de puissance optique consécutive à ce choix. Cette même technique a été proposée en simulation pour atteindre des débits respectifs de 10 et 20 Gb/s pour des modulations OFDM 4- et 16-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), sur 1 km de fibre optique [94].

d) Application à une couverture multi-services

La décomposition d'une unique fibre optique en plusieurs canaux différents, rendue possible par la combinaison des techniques MIMO et MGDM, permet d'envisager la diffusion de

plusieurs services différents, comme l'Ethernet, la télévision numérique, les différents standards radio tels que le wi-fi, la 3G... Cette diffusion multi-services est un débouché naturel du MIMO optique par multiplexage par groupes de modes [95].

Un système est proposé par [96], pour lequel les différents services radio sont transmis via une architecture radio-sur-fibre sur les modes principaux, tandis que les signaux en bande de base (typiquement, le Gigabit Ethernet) sont transmis sur les modes d'ordre plus élevé. Ce multiplexage par groupes de modes peut être assorti d'un multiplexage en longueur d'onde (WDM). Le schéma de transmission correspondant est présenté par la figure 31. Une sélection en puissance peut être aussi envisagée, en appliquant aux signaux en bande de base une puissance supérieure aux signaux radio comme décrit par la figure 32. Cette répartition inégale de puissance sur les différents canaux permet d'améliorer les performances du signal radio transmis.

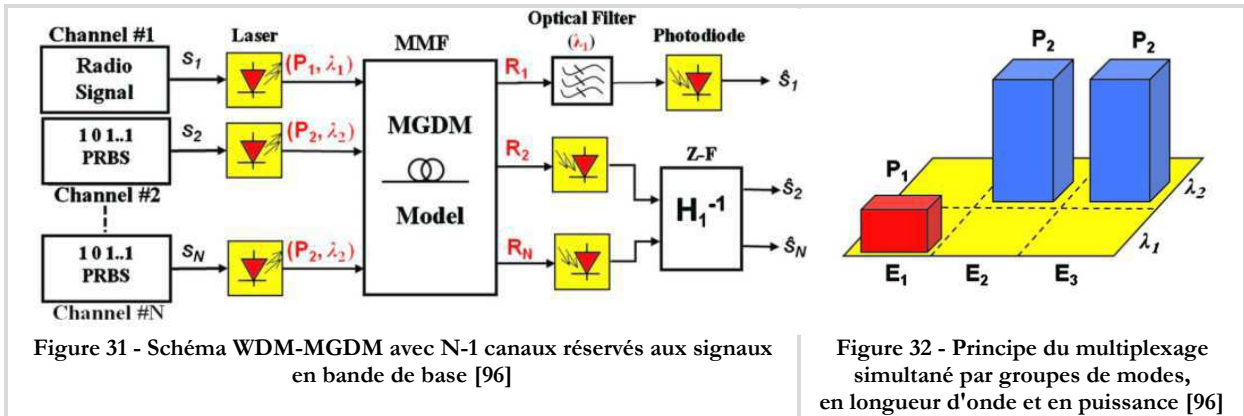


Figure 31 - Schéma WDM-MGDM avec N-1 canaux réservés aux signaux en bande de base [96]

Figure 32 - Principe du multiplexage simultané par groupes de modes, en longueur d'onde et en puissance [96]

En modélisant un tel système MGDM à 3 canaux, dont deux réservés aux signaux en bande de base et transitant via les modes d'ordre élevé, on obtient la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \end{bmatrix} \quad (5)$$

- où $y = [y_1, y_2, y_3]^t$ représente le signal reçu en sortie sur les 3 photodiodes
- $s = [s_1, s_2, s_3]^t$ est le signal d'entrée, avec
 - x_1 l'ensemble des signaux radio
 - x_2, x_3 les deux signaux en bande de base
- $n = [n_1, n_2, n_3]^t$ le bruit additif sur chacun des canaux
- et où $\mathbf{H} = (h_{ij})_{1 \leq i, j \leq 3}$ est la matrice de canal du lien MGDM

Ce multiplexage en longueur d'onde permet ici de séparer le signal radio des deux signaux en bande de base, et de simplifier l'architecture de réception puisqu'un simple filtrage permet de retrouver le signal radio. Cependant, la question de la séparation des signaux en bande de base n'est pas résolue par le changement de longueur d'onde. Cette séparation s'obtient en inversant la matrice de canal \mathbf{H} grâce à un algorithme de zéro-forcing, ce qui permet de retrouver les différents signaux en bande de base. Un tel processus est rendu obligatoire du fait de la corrélation des différents canaux.

4. Conclusion

L'accroissement des volumes de données échangés ainsi que des débits nécessaires à leur échange participe au développement des réseaux de fibres optiques. Cependant, l'évolution des standards de télécommunication s'accompagne aussi du déploiement de nouveaux types de fibres optiques, ce qui pose la question de la valorisation et de la réutilisation des tronçons de fibres optiques déjà installés dans les systèmes optiques actuels mais sur la voie de l'obsolescence. On souligne ainsi le caractère ambitieux de la problématique de la thèse : l'amélioration des performances de transmission sur ces fibres déjà en place vise notamment la simplification des infrastructures des *data centers* via la diminution du nombre de câbles, ainsi que le transport de multiples services radio sur fibre multimode pour les systèmes d'antennes distribuées.

On a vu que la diversité spatiale inhérente aux fibres multimodes permet d'envisager l'adaptation de techniques MIMO déjà utilisées dans le cadre de transmissions radio, où l'on cherche à profiter de la diversité procurée par l'existence de multi-trajets dans le canal de transmission. Ces techniques MIMO peuvent être associées à des techniques optiques telles que le multiplexage de groupes de modes pour profiter de la capacité des fibres multimodes. Il importe alors de disposer d'un modèle de simulation rendant compte des possibilités de valorisation de la fibre multimode par rapport à son utilisation classique pour une transmission SISO. On pourra ensuite déterminer l'amélioration attendue de la capacité et décider de l'architecture du système à mettre en place pour y parvenir.

II. MODELISATION DE LA FIBRE OPTIQUE MULTIMODE

Ce chapitre est consacré à l'étude mathématique et à la simulation de la réponse fréquentielle de la fibre optique multimode. Cette approche permet d'appréhender les points clés par rapport à l'amélioration de la capacité des fibres multimodes, afin de pouvoir ensuite les exploiter lors de manipulations expérimentales. On cherche d'abord à modéliser la fibre optique multimode, et à visualiser notamment sa fonction de transfert afin de pouvoir ensuite prévoir le potentiel d'amélioration de sa capacité grâce à l'ajout de récepteurs optiques. On s'intéressera ensuite à la simulation de la capacité de la fibre optique pour un schéma SIMO optique et aux moyens de l'améliorer, en considérant aussi les limites propres à l'environnement optique et les hypothèses de travail qui seront retenues pour la suite.

1. Etude de la fonction de transfert de la fibre multimode

1.1. Définition des paramètres importants

a) Indice de réfraction d'une fibre optique multimode

On examinera ici les fibres multimodes dont le profil d'indice de réfraction appartient à la classe de profils d'indices définie par Gloge et Marcatali [97] :

$$n(r, \lambda) = \begin{cases} n_1(\lambda) \sqrt{1 - 2\Delta(\lambda) \left(\frac{r}{a}\right)^\alpha} & \text{pour } 0 \leq r \leq a \\ n_1(\lambda) \sqrt{1 - 2\Delta(\lambda)} & \text{pour } r \geq a \end{cases} \quad (6)$$

où r est la distance radiale par rapport au centre de la fibre
 λ est la longueur d'onde d'excitation de la lumière se propageant dans la fibre
 α est un réel strictement positif
 $n_1(\lambda)$ est l'indice de réfraction au centre de la fibre ($r = 0$)
 $\Delta(\lambda)$ est le contraste d'indice de réfraction traduisant la différence d'indice entre le centre de la fibre et la gaine :

$$\Delta(\lambda) = \frac{n_1(\lambda)^2 - n_{\text{gaine}}(\lambda)^2}{2n_1(\lambda)^2} \quad (7)$$

a est le rayon du cœur de la fibre, c'est-à-dire que lorsque $r = a$, $n(a, \lambda) = n_{\text{gaine}}(\lambda)$

Pour $\alpha = 2$, on parle d'un profil d'indice parabolique ; lorsque α tend vers l'infini, on converge vers une fibre à saut d'indice. Les fibres multimodes utilisées dans ces travaux ont un profil d'indice quasiment parabolique, avec $\alpha \approx 2$.

b) *Nombre de modes et constante de propagation pour une fibre multimode*

Le nombre de modes se propageant dans une fibre optique multimode est égal à [98] :

$$N(\alpha) = \frac{\alpha}{\alpha + 2} \Delta(\lambda) (2\pi a n_1(\lambda))^2 \quad (8)$$

Chaque mode est défini par un couplet (μ, ν) qui indique le nombre de surfaces radiales μ et azimutales $|\nu|$ où le champ électrique de l'onde lumineuse s'annule. On définit m , le nombre principal des modes, par [98] :

$$m = 2\mu + |\nu| \quad (9)$$

Le $m^{\text{ème}}$ groupe de modes regroupe tous les modes vérifiant $\nu = m, m - 2, \dots, -(m - 2), -m$, et contient donc $2(m + 1)$ modes, selon deux polarisations différentes. Ainsi, en considérant qu'il existe un grand nombre $N(\alpha)$ de modes se propageant dans la fibre, le nombre de groupes de modes $M(\alpha)$ et $N(\alpha)$ sont reliés par :

$$N(\alpha) = \sum_{m=1}^{M(\alpha)} 2(m + 1) = 2 \sum_{m=1}^{M(\alpha)} m + 2 = 2 * \frac{(M(\alpha) - 1)M(\alpha)}{2} + 2 \approx M(\alpha)^2 \quad (10)$$

Le nombre de modes et le nombre de groupes de modes sont ainsi reliés par une formule quadratique simple. En considérant les modes d'un même groupe de mode comme « dégénérés », c'est-à-dire possédant tous la même vitesse de groupe, on peut exprimer la constante de propagation de chacun des modes appartenant au groupe de modes m par l'expression [98] :

$$\beta_m = \frac{2\pi n(\lambda)}{\lambda} \approx \frac{2\pi n_1(\lambda)}{\lambda} \sqrt{1 - 2\Delta(\lambda) \left(\frac{m}{M(\alpha)}\right)^{\frac{2\alpha}{\alpha+2}}} \quad (11)$$

1.2. Contributions des dispersions chromatique et modale

Une fois ces paramètres définis, on considère maintenant les dispersions chromatique et modale intervenant dans la fibre optique. Quoique souvent considérée comme négligeable par rapport à la dispersion modale dans la littérature, on prendra en compte l'impact de la dispersion chromatique. On pourra vérifier par la suite la validité de cette hypothèse.

Bien que le nombre de modes soit un entier, on va considérer qu'il s'agit d'une variable continue [51] : ce choix permet de passer d'un nombre discret de modes à un environnement continu. Cette approximation est validée si la largeur spectrale de la source σ_λ vérifie :

$$\sigma_\lambda \geq \frac{\lambda_0^2}{\pi a n_1(\lambda_0)} \sqrt{\frac{\alpha \Delta(\lambda_0)}{\alpha + 2}} \left(\frac{m}{M(\alpha)} \right)^{\frac{\alpha-2}{\alpha+2}} \quad (12)$$

où λ_0 est la longueur d'onde centrale de la source optique utilisée

En pratique, cette condition est remplie pour les lasers de type DFB et, par conséquent, pour ceux de type VCSEL, qui possèdent une largeur spectrale plus importante [99]. On considèrera dans la suite que la largeur spectrale de la source est suffisante pour valider l'hypothèse du continuum de modes et que la fibre utilisée possède un profil d'indice $n(r, \lambda)$ tel que défini par l'expression (6). Dans ces conditions, on cherche à calculer le ratio de l'intensité lumineuse correspondant à la détection du signal électrique de pulsation ω signal de sortie par rapport à l'intensité envoyée en entrée, appelé **fonction de transfert** de la fibre.

On suppose que le spectre de l'impulsion lumineuse issue de la diode laser a une forme gaussienne, et on exprime la densité spectrale de l'intensité détectée sous la forme

$$p(\Omega, \Omega_0) = \frac{1}{\sigma_\Omega \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{(\Omega - \Omega_0)^2}{2\sigma_\Omega^2} \right] \quad (13)$$

où Ω_0 est la fréquence angulaire (pulsation) centrale de l'onde lumineuse, $\Omega_0 = \frac{2\pi c}{\lambda_0}$

Ω est une fréquence angulaire (pulsation) de l'onde lumineuse, $\Omega = \frac{2\pi c}{\lambda}$

σ_Ω est la largeur fréquentielle du faisceau optique, $\sigma_\Omega = \sigma_\lambda \frac{2\pi c}{\lambda_0^2}$

avec σ_λ la largeur spectrale du faisceau optique

On rappelle que les principaux phénomènes de dispersion intervenant dans une fibre optique multimode sont la dispersion modale, la dispersion chromatique du 1^{er} ordre et la dispersion chromatique du 2nd ordre, qu'on suppose indépendantes entre elles. On considère ici que tous les groupes de modes sont excités dans la fibre.

a) Fonction de transfert chromatique de la fibre monomode

La vitesse à laquelle se propage une onde lumineuse dans une fibre optique dépend de sa constante de propagation β . Pour une porteuse optique de pulsation Ω , modulée par un signal électrique de pulsation ω , on étudie le déphasage $\Phi(\Omega, \omega)$ que subira le champ électrique. Le spectre optique dans la fibre permettant de détecter un battement à la pulsation ω est représenté

par la figure 33. On considère ici le cas le plus simple permettant cette détection, à savoir un unique battement entre deux raies spectrales dont les pulsations sont séparées de ω .

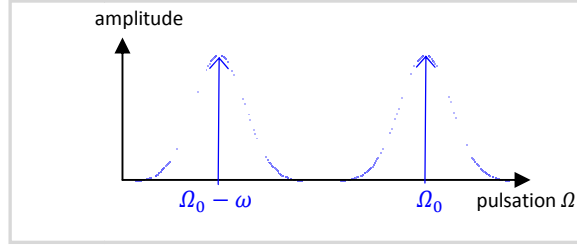


Figure 33 - Allure du spectre optique dans la fibre optique

On note Oz l'axe longitudinal de la fibre optique. A l'entrée de la fibre, on a le champ électrique $E(z = 0, t, \omega, \Omega)$:

$$\begin{aligned} E(z = 0, t, \omega, \Omega) &= \frac{E_0}{2} [e^{j(\Omega-\omega)t} + e^{j\Omega t}] \\ &= E_0 \cos\left(\frac{\omega t}{2}\right) e^{j\left(\Omega-\frac{\omega}{2}\right)t} \end{aligned} \quad (14)$$

où E_0 est une constante correspondant à la valeur du champ $E(z = 0, t = 0, \omega, \Omega)$
 $\cos\left(\frac{\omega t}{2}\right)$ est un terme d'enveloppe issu de la modulation
 $e^{j\left(\Omega-\frac{\omega}{2}\right)t}$ est le terme définissant la phase optique

Après une photodétection quadratique, en supposant un photodétecteur à la responsivité unitaire, on obtient l'éclairement $I(z = 0, t, \omega, \Omega)$, qui correspond bien à la détection d'une modulation optique de pulsation ω :

$$\begin{aligned} I(z = 0, t, \omega, \Omega) &= E(z = 0, t, \omega, \Omega) \cdot E(z = 0, t, \omega, \Omega)^* \\ &= E_0^2 \cos^2\left(\frac{\omega t}{2}\right) \\ &= E_0^2 \frac{1 + \cos(\omega t)}{2} \end{aligned} \quad (15)$$

On considère maintenant la propagation du champ sur l'axe Oz . L'expression du champ électrique devient :

$$\begin{aligned} E(z, t, \omega, \Omega) &= \frac{E_0}{2} (e^{j(\Omega-\omega)t-j\beta(\Omega-\omega)z} + e^{j\Omega t-j\beta(\Omega)z}) \\ &= \frac{E_0}{2} e^{j\Omega t} [e^{-j\beta(\Omega)z} + e^{-j\omega t-j\beta(\Omega-\omega)z}] \\ &= \frac{E_0}{2} e^{j\Omega t-j\beta(\Omega)z} [1 + e^{-j\omega t-j[\beta(\Omega-\omega)-\beta(\Omega)]z}] \end{aligned} \quad (16)$$

Ainsi, on obtient l'expression de l'éclairement optique photodétectée $I(z, t, \omega, \Omega)$:

$$\begin{aligned} I(z, t, \omega, \Omega) &= E(z, t, \omega, \Omega) \cdot E(z, t, \omega, \Omega)^* \\ &= \frac{E_0^2}{4} [1 + e^{-j\omega t-j[\beta(\Omega-\omega)-\beta(\Omega)]z}] [1 + e^{-j\omega t-j[\beta(\Omega-\omega)-\beta(\Omega)]z}]^* \\ &= \frac{E_0^2}{2} \{1 + \cos[\omega t + (\beta(\Omega - \omega) - \beta(\Omega))z]\} \end{aligned} \quad (17)$$

On peut alors représenter la forme complexe du signal photodétecté $I_{cx}(z, t, \omega, \Omega)$:

$$I_{cx}(z, t, \omega, \Omega) = \frac{E_0^2}{2} e^{j\omega t + j(\beta(\Omega - \omega) - \beta(\Omega))z} \quad (18)$$

L'enveloppe complexe $I_{env}(z, \omega, \Omega)$ de l'éclairement modulé à ω doit vérifier :

$$I(z, t, \omega, \Omega) = \Re(I_{cx}(z, t, \omega, \Omega)) = \Re(I_{env}(z, \omega, \Omega)e^{j\omega t})$$

où $\Re(\mathbf{z})$ désigne la partie réelle du nombre complexe \mathbf{z}

soit

$$I_{env}(z, \omega, \Omega) = \frac{E_0^2}{2} e^{j(\beta(\Omega - \omega) - \beta(\Omega))z} \quad (19)$$

Le déphasage subi par l'enveloppe détectée à la pulsation ω lors de sa propagation dans la fibre vaut donc :

$$\Phi(\Omega, \omega, z) = (\beta(\Omega - \omega) - \beta(\Omega))z \quad (20)$$

On peut alors exprimer la fonction de transfert de puissance pour une fibre monomode (où la dispersion modale n'intervient de toute façon pas), qui correspond à la fonction de transfert de la fibre entre l'entrée du modulateur et la sortie du photodétecteur (supposés parfaits), pour la détection d'un signal électrique à la pulsation ω [100] :

$$h_{SMF}(\Omega_0, z, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} p(\Omega, \Omega_0) A(\Omega, z) e^{i[\beta(\Omega - \omega) - \beta(\Omega)]z} d\Omega \quad (21)$$

avec \mathbf{z} la longueur de la fibre,

ω la fréquence angulaire (pulsation) électrique, égale à $2\pi f$, qui doit vérifier :

$$\begin{aligned} \omega &\ll \Omega_0 \\ \omega &\ll \frac{\Omega_0 \sigma_\lambda}{\lambda_0} \end{aligned}$$

$A(\Omega, \mathbf{z})$ les pertes de la fibre à la position \mathbf{z} ,

β la constante de propagation modale

et $p(\Omega, \Omega_0)$ définie par l'équation (13)

b) Fonction de transfert de la fibre multimode

Pour adapter la formule (21) au cas d'une fibre optique multimode, il faut tenir compte du couplage de la lumière qui n'est a priori pas uniforme pour les différents modes, ainsi que du couplage existant entre les groupes de modes. On doit aussi prendre en compte le fait que chacun des groupes de modes possède son retard et son atténuation propres. On introduit ainsi les fonctions $C(\mathbf{m}, \Omega)$ et $G(\mathbf{m}, \Omega, z, \omega)$ exprimant respectivement le couplage de la lumière dans les modes et l'effet du couplage entre groupes de modes différents.

Ainsi, la fonction de transfert de puissance pour une fibre multimode devient :

$$\begin{aligned} &h_{MMF}(z, \omega) \\ &= \int_1^{M_0} \int_0^{+\infty} C(\mathbf{m}, \Omega) \cdot G(\mathbf{m}, \Omega, z, \omega) \cdot p(\Omega, \Omega_0) \cdot A(\mathbf{m}, \Omega, z) e^{i[\beta(\mathbf{m}, \Omega - \omega) - \beta(\mathbf{m}, \Omega)]z} d\Omega d\mathbf{m} \end{aligned} \quad (22)$$

où $A(\mathbf{m}, \Omega, \mathbf{z})$ exprime les pertes du groupe de modes \mathbf{m} ,

$\beta(\mathbf{m}, \Omega)$ la constante de propagation du groupe de modes \mathbf{m}

$C(\mathbf{m}, \Omega)$ le couplage de la puissance optique dans le groupe de modes \mathbf{m}

$G(\mathbf{m}, \Omega, z, \omega)$ traduit l'influence du mélange entre le groupe de modes \mathbf{m} et les autres groupes de modes

Pour évaluer la formule (22), on émet quelques hypothèses simplificatrices. On considère ainsi que les fonctions traduisant l'efficacité de couplage de la lumière, le mélange de groupes de modes et les pertes sont invariantes par rapport à la longueur d'onde dans la fenêtre de travail (soit autour de 1550 nm dans notre cas). On peut donc approximer les fonctions C , G et A à leur valeur pour la pulsation optique centrale $\Omega_0 = 1550$ nm. On note alors $H_m(m, z, \omega)$ l'ensemble des contributions dépendant du groupe de modes considéré :

$$H_m(m, z, \omega) = C(m, \Omega_0) \cdot G(m, \Omega_0, z, \omega) \cdot A(m, \Omega_0, z) \quad (23)$$

Par ailleurs, $\frac{\Omega - \Omega_0}{\Omega_0} \ll 1$; on peut donc développer partiellement $\beta(m, \Omega)$ grâce aux séries de Taylor au voisinage de Ω_0 :

$$\begin{aligned} \beta(m, \Omega) &= \beta(m, \Omega_0) + \frac{\partial \beta}{\partial \Omega}(m, \Omega_0)(\Omega - \Omega_0) + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 \beta}{\partial \Omega^2}(m, \Omega_0)(\Omega - \Omega_0)^2 \\ &\quad + \frac{1}{6} \frac{\partial^3 \beta}{\partial \Omega^3}(m, \Omega_0)(\Omega - \Omega_0)^3 \\ &= \beta(m, \Omega_0) + \dot{\beta}_0(m)(\Omega - \Omega_0) + \frac{\ddot{\beta}_0(m)}{2}(\Omega - \Omega_0)^2 + \frac{\dddot{\beta}_0(m)}{6}(\Omega - \Omega_0)^3 \end{aligned} \quad (24)$$

où $\dot{\beta}_0(m)$, $\ddot{\beta}_0(m)$ et $\dddot{\beta}_0(m)$ sont les dérivées partielles de $\beta(m, \Omega)$ par rapport à Ω en Ω_0

De la même façon,

$$\beta(m, \Omega - \omega) = \beta(m, \Omega_0) + \dot{\beta}_0(m)(\Omega - \Omega_0 - \omega) + \frac{\ddot{\beta}_0(m)}{2}(\Omega - \Omega_0 - \omega)^2 + \frac{\dddot{\beta}_0(m)}{6}(\Omega - \Omega_0 - \omega)^3 \quad (25)$$

Le déphasage $\Phi(\Omega, \omega, z)$ précédemment considéré dans l'équation (20) devient donc :

$$\begin{aligned} \Phi(\Omega, \omega, z) &= \beta(m, \Omega - \omega)z - \beta(m, \Omega)z \\ &= \dot{\beta}_0(m)(\Omega - \Omega_0 - \omega - \Omega + \Omega_0)z \\ &\quad + \frac{\ddot{\beta}_0(m)}{2}[(\Omega - \Omega_0 - \omega)^2 - (\Omega - \Omega_0)^2]z \\ &\quad + \frac{\dddot{\beta}_0(m)}{6}[(\Omega - \Omega_0 - \omega)^3 - (\Omega - \Omega_0)^3]z \\ &= -\omega \dot{\beta}_0(m)z \\ &\quad + \frac{\ddot{\beta}_0(m)}{2}[-2(\Omega - \Omega_0)\omega + \omega^2]z \\ &\quad + \frac{\dddot{\beta}_0(m)}{6}[(\Omega - \Omega_0)^3 - 3(\Omega - \Omega_0)^2\omega + 3(\Omega - \Omega_0)\omega^2 - \omega^3 - (\Omega - \Omega_0)^3]z \end{aligned} \quad (26)$$

Comme $\omega \ll \Omega$, on néglige les termes en ω^2 et ω^3 . L'expression ci-dessus devient alors

$$\Phi(\Omega, \omega, z) = -\omega \dot{\beta}_0(m)z - \ddot{\beta}_0(m)(\Omega - \Omega_0)\omega z - \frac{\dddot{\beta}_0(m)}{2}(\Omega - \Omega_0)^2\omega z \quad (27)$$

On admet que $\dot{\beta}_0(m)$ et $\ddot{\beta}_0(m)$ sont constants quelque soit m [99]. On les note $\dot{\beta}_0$ et $\ddot{\beta}_0$.

L'équation (22) devient alors :

$$\mathbf{h}_{MMF}(\mathbf{z}, \omega) = \mathbf{h}_{chromatique}(\mathbf{z}, \omega) \mathbf{h}_{modale}(\mathbf{z}, \omega) \quad (28)$$

avec

$$\mathbf{h}_{chromatique}(\mathbf{z}, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} p(\Omega, \Omega_0) \exp \left\{ -iz\omega \left[\ddot{\beta}_0(\Omega - \Omega_0) + \frac{\ddot{\beta}_0}{2}(\Omega - \Omega_0)^2 \right] \right\} d\Omega \quad (29)$$

et

$$\mathbf{h}_{modale}(\mathbf{z}, \omega) = \int_1^{M_0} H_m(m, z, \omega) \exp[-i\omega\dot{\beta}_0(m)z] dm \quad (30)$$

Finalement, on a montré ici, en modélisant la réponse des différents modes de façon continue, que la fonction de transfert d'une fibre multimode pouvait s'écrire comme le produit de deux fonctions de transfert, traduisant respectivement l'effet de la dispersion chromatique et celui de la dispersion modale. Cette décorrélation permet d'envisager chacune des contributions des dispersions chromatique et modale de manière séparée ; elle explique par ailleurs que la dispersion chromatique puisse être considérée comme négligeable dans la littérature, ce qui ne sera pas le cas dans cette thèse. On va maintenant expliciter les expressions de $\mathbf{h}_{chromatique}$ et \mathbf{h}_{modale} afin d'obtenir une fonction de transfert utilisable dans le cadre de simulations numériques.

1.3. Expression et simulation de la fonction de transfert de la fibre optique multimode

a) Fonction de transfert chromatique

Grâce à la formule (29), on peut calculer la fonction de transfert liée à la dispersion chromatique pour une fibre optique de longueur L . Le calcul de cette fonction de transfert ainsi que les relations entre les différentes dérivées de la constante de propagation β et celles du retard de propagation τ sont disponibles dans l'annexe 1. On aboutit alors à l'expression

$$\mathbf{h}_{chromatique}(\omega) = \frac{1}{\left(1 + iL\omega \left(\frac{2}{\lambda}D + S\right) \sigma_\lambda^2\right)^{\frac{1}{2}}} \exp \left[-\frac{(L\omega D \sigma_\lambda)^2}{2 \left(1 + iL\omega \left(\frac{2}{\lambda}D + S\right) \sigma_\lambda^2\right)} \right] \quad (31)$$

où D est le coefficient de dispersion chromatique, exprimé en ps/(nm.km)

S est la pente de la dispersion chromatique, ou coefficient de dispersion chromatique du second ordre, exprimé en ps/(nm².km)

σ_λ est la largeur spectrale du faisceau optique

En opérant à 1550 nm, la dispersion chromatique du second ordre peut être négligée au profit de la dispersion du premier ordre [99]. Cette simplification sera faite afin de simplifier le modèle de simulation. Finalement, l'expression de la fonction de transfert chromatique s'écrit

$$\mathbf{h}_{chromatique}(\omega) = \exp \left[-\frac{(L\omega D \sigma_\lambda)^2}{2} \right] \quad (32)$$

Cette expression de la fonction de transfert chromatique correspond à la fonction de transfert d'une fibre monomode telle qu'elle est présentée dans la littérature [101]. On utilisera ce résultat final dans l'élaboration du modèle de simulation.

Remarque : On note qu'au lieu d'exprimer le déphasage $\Phi(\Omega, \omega, z)$ pour une transmission en fonction de la constante de propagation β comme dans la formule (21), il est parfois choisi d'exprimer la fonction de transfert chromatique directement à partir du retard de propagation par unité de longueur $\tau(\lambda)$, en intégrant par rapport à la longueur d'onde :

$$h_{SMF}(\lambda_0, z, \omega) = \int_0^{+\infty} p(\lambda, \lambda_0) A(\lambda, z) e^{-i\omega\tau(\lambda)} d\lambda \quad (33)$$

où $p(\lambda, \lambda_0)$ représente la densité de puissance de l'onde lumineuse par rapport à la longueur d'onde
 $A(\lambda, z)$ représente l'atténuation à la longueur z de fibre pour la longueur d'onde λ
 $\tau(\lambda)$ représente le retard de propagation par unité de longueur

Cette formule (33) est incorrecte, bien qu'elle soit utilisée comme base de réflexion dans [99] et [100]. Le calcul n'y est alors pas effectivement développé puisqu'on y utilise alors le résultat de [101], mais retranscrit avec les expressions des différentes dérivées de $\tau(m, \lambda)$, qui représente le retard de propagation par unité de longueur du groupe de modes m . Si l'on développe effectivement le calcul à partir de (33), on obtient

$$h_{chromatique}(\omega) = \frac{1}{(1 + i\omega LS\sigma_\lambda^2)^{\frac{1}{2}}} \exp\left[-\frac{(\omega LD\sigma_\lambda)^2}{2(1 + i\omega LS\sigma_\lambda^2)}\right] \quad (34)$$

ce qui diffère du résultat correct précédemment exprimé dans l'équation (31). On ne peut en effet pas substituer directement les différentes dérivées partielles de $\tau(m, \lambda)$ à celles de β .

b) Fonction de transfert modale

La formule (30) nous donne l'expression de la fonction de transfert modale :

$$h_{modale}(z, \omega) = \int_1^{M_0} H_m(m, z, \omega) \exp[-i\omega\tau(m)L] dm \quad (35)$$

où $\tau(m, \Omega)$ est le retard de groupe par unité de longueur du groupe de modes m

Cependant, on ne connaît a priori pas l'expression de $H_m(m, z, \omega)$, qui rend compte à la fois du couplage du faisceau de la lumière dans les différents groupes de modes, du mélange existant entre les modes et de leur atténuation au cours de leur propagation dans la fibre. Pour modéliser ces différents effets, on choisit une approche similaire à celle usitée dans le domaine radio, et on revient à une vision discontinue des différents groupes de modes.

On considère ainsi que la contribution de l'ensemble des modes peut s'écrire comme la somme des réponses de chacun d'entre eux. On fait l'hypothèse que le couplage entre modes est tel que l'on ne puisse pas effectivement prévoir la puissance transmise au récepteur par chacun des modes excités par l'émetteur. On modélise ainsi les puissances transmises par chaque groupe de modes m par un ensemble de variables aléatoires P_m , $m \in [1, M]$. On décide de façon arbitraire que l'ensemble des variables aléatoires P_m suit une même loi gaussienne. Cette hypothèse est notamment partagée par [88]. On note leur moyenne moy et leur écart-type σ , et on peut donc écrire

$$P_m = moy + \sigma * R_m = moy \left(1 + \frac{\sigma}{moy} * R_m \right) \quad (36)$$

où R_m est une variable aléatoire gaussienne centrée, de moyenne nulle et d'écart-type égal à 1.

Ainsi, les fluctuations temporelles de la réponse fréquentielle de la fibre optique multimode dues au couplage de modes sont prises en compte par la présence de la variable aléatoire R_m . Chacune des réalisations de $\{R_1, R_2, \dots, R_M\}$ correspond à une nouvelle distribution de la puissance optique parmi les groupes de modes se propageant dans la fibre. Le terme σ/moy rend compte de l'importance de ces fluctuations. Dans la simulation, on normalisera P_m pour chacun des groupes de modes en la divisant par $\sum_1^M P_m$, de façon à ce que l'on étudie toujours la même puissance globale transmise sur des ensembles de groupes de modes différents. On considère ainsi les puissances relatives et non absolues des groupes de modes les uns par rapport aux autres. On peut noter P_m' la puissance optique couplée dans le groupe de modes m après normalisation.

En notant A_m l'atténuation du groupe de modes d'ordre m , et en considérant que tous les groupes de modes sont excités, on peut donc exprimer la fonction de transfert modale d'une fibre de longueur L grâce à la formule suivante :

$$h_{modale}(f) = \sum_{m=1}^M P_m' \cdot A_m \cdot \exp[-i2\pi f \tau_m L] \quad (37)$$

avec $P_m' = \frac{P_m}{\sum_1^M P_m}$

c) *Simulation de la fonction de transfert*

Pour déterminer les fonctions de transfert chromatique, dont on ne retient finalement que la dispersion chromatique du premier ordre, et modale, on s'est basé sur l'assertion suivant laquelle cette fonction de transfert correspond à celle d'un canal SISO entre une source laser et un photorécepteur. On ne prend pas en compte l'influence de la réponse du laser et celle de la photodiode, dans la mesure où l'on cherche à améliorer les performances de transmission propres à la fibre optique. La fonction de transfert de la fibre multimode, dans le cas où tous les groupes de modes sont excités en sortie de la fibre, est ainsi

$$h_{MMF}(f) = \exp \left[-\frac{(\omega L D \sigma_\lambda)^2}{2} \right] \sum_{m=1}^M P_m' \cdot A_m \cdot \exp[-i2\pi f \tau_m L] \quad (38)$$

Les termes définissant l'atténuation modale A_m et le retard de propagation par unité de longueur τ_m doivent être explicités. On choisit d'utiliser les résultats donnés par [99]. Ainsi, **l'atténuation du groupe de modes m s'écrit**

$$A_m = 10^{-\frac{\gamma_m L}{10}} \quad (39)$$

avec

$$\gamma_m = \gamma_0 \left\{ 1 + I_\rho \left[\eta * \left(\frac{m-1}{M(\alpha)} \right)^{\frac{2\alpha}{\alpha+2}} \right] \right\} \quad (40)$$

- où γ_0 est l'atténuation intrinsèque de la fibre optique
 I_ρ est la fonction de Bessel d'ordre ρ , avec η une constante de pondération
 $M(\alpha)$ est le nombre total de groupes de modes se propageant dans la fibre

Les valeurs de ρ et η sont respectivement 9 et 7,35. Elles sont précisées dans [99] comme étant les valeurs s'approchant le plus des résultats théoriques proposés par Rousseau [102] pour le calcul d'un profil d'indice optimal vis-à-vis de la capacité de transmission de la fibre optique multimode.

Par ailleurs, on utilise les résultats de [103] mis en forme notamment par [102] pour exprimer le retard de propagation. Celui-ci intervenant dans la fonction de transfert modale et non chromatique, on suppose qu'il ne dépend pas de la longueur d'onde et donc que le contraste d'indice de réfraction Δ défini par (7), est lui aussi indépendant de la longueur d'onde. Cette hypothèse posée, **le retard de propagation du groupe de modes m par unité de longueur s'écrit :**

$$\tau_m = \frac{n_1}{c} * \frac{1 - \frac{4\Delta}{\alpha + 2} \left(\frac{m-1}{M(\alpha)}\right)^{\frac{2\alpha}{\alpha+2}}}{1 - 2\Delta \left(\frac{m-1}{M(\alpha)}\right)^{\frac{2\alpha}{\alpha+2}}} \quad (41)$$

Les différentes expressions étant maintenant définies, on utilise le logiciel MATLAB pour simuler la fonction de transfert de la fibre multimode. Les valeurs choisies ici sont visibles dans le tableau 2. Elles ne visent pas à approcher précisément la réponse fréquentielle d'une fibre optique particulière, mais à permettre l'évaluation qualitative de l'évolution de la fonction de transfert vis-à-vis des facteurs parmi lesquels le nombre de groupes de modes excités et le couplage entre modes. On choisit cependant certains paramètres de telle sorte que le modèle corresponde à une fibre optique multimode de diamètre de cœur et de gaine respectivement de 50 et 125 μm de 900 mètres de long. Le coefficient du gradient d'indice α est choisi proche de 2, valeur qui correspond au profil d'indice parabolique parfait. Le coefficient de dispersion chromatique D est fixé à 17 ps/(nm.km), valeur typique pour les fibres monomodes pour une longueur d'onde de travail de 1550 nm.

Symbole	Nom	valeur	unité
n_1	indice du cœur de la fibre	1,45	.
n_2	indice de la gaine	1,436	.
a	rayon du cœur	25	μm
α	exposant du gradient d'indice	1,90	.
A_0	atténuation intrinsèque de la fibre	0,25	dB/km
λ	longueur d'onde optique	1550	nm
D	coefficient de dispersion chromatique	17	ps/(nm.km)
L	longueur de fibre	900	m
σ_λ	largeur spectrale de la source laser	10^{-10}	m

Tableau 2 - Valeurs choisies pour les paramètres constants

Les figures 34 et 35 rendent compte de la réponse fréquentielle de la fibre simulée dans un contexte où tous les modes sont considérés comme excités, c'est-à-dire que la puissance optique qu'ils propagent jusqu'au photorécepteur n'est pas nulle. On note que l'influence du

paramètre σ/moy traduisant l'influence du couplage de modes est visible, la dispersion de la réponse fréquentielle au-delà du premier rebond étant plus importante lorsque ce couplage augmente. La fréquence correspondant au premier évanouissement est notée f_{e_1} .

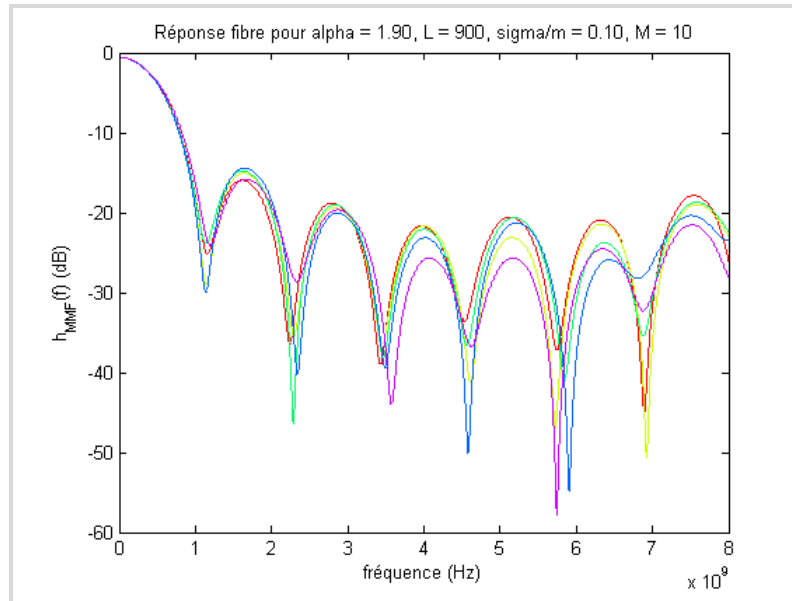


Figure 34 - Réponses de fibres obtenues par simulation du logiciel MATLAB grâce au modèle pour cinq réalisations différentes de $\{R_m, m \in [1, M]\}$, avec les valeurs des paramètres définies dans le tableau 2 et $\frac{\sigma}{moy} = 0,1$

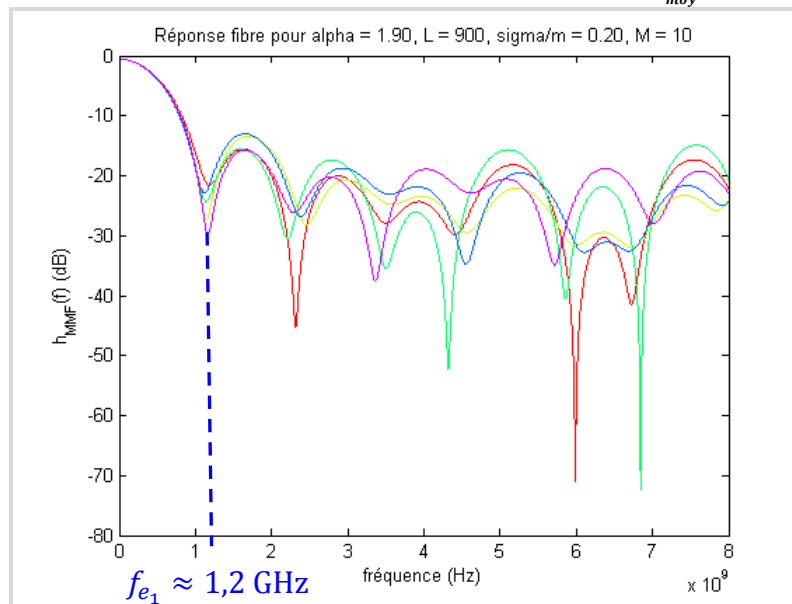


Figure 35 - Réponses de fibres obtenues par simulation du logiciel MATLAB grâce au modèle pour cinq réalisations différentes de $\{R_m, m \in [1, M]\}$, avec les valeurs des paramètres définies dans le tableau 2 et $\frac{\sigma}{moy} = 0,2$

Cependant, le couplage de modes n'est pas nécessairement source de désagréments dans la mesure où certains évanouissements de la réponse fréquentielle sont comblés. Cependant, en cas de fort couplage, le canal optique présentera de fortes variations temporelles. Dans le cadre de la mise en place d'un schéma SIMO optique, on cherche à étudier la réponse de la fibre lorsque les groupes de modes détectés par les différentes photodiodes ne sont pas identiques, afin de profiter de cette diversité spatiale qu'offre la fibre multimode. Le modèle de simulation utilisé permet d'appréhender ce cas de figure : lorsque le nombre de modes détectés par une photodiode

décroît, le nombre d'évanouissements dans la réponse fréquentielle suit la même évolution, visible sur la figure 36.

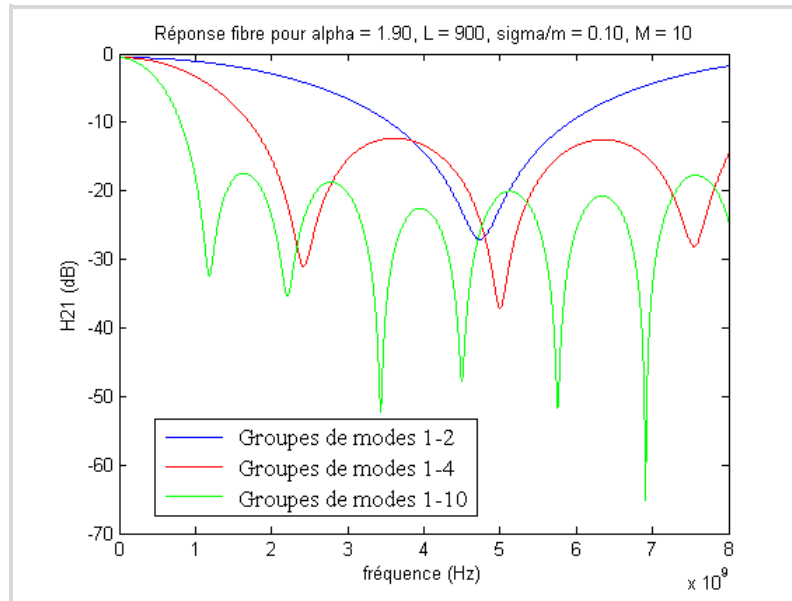


Figure 36 - Réponses de fibres obtenues par simulation du logiciel MATLAB grâce au modèle pour une même réalisation de $\{R_m, m \in [1, M]\}$, pour différents groupes de modes excités, avec les valeurs des paramètres définies dans le tableau 2

La bande passante à -3 dB est alors plus importante et la largeur des rebonds permet d'envisager la transmission de signaux à ces fréquences, au-delà du premier évanouissement de la réponse fréquentielle. L'état de l'art démontre cependant la difficulté de sélectionner les modes ou groupes de modes de façon précise. Par ailleurs, on ne souhaite pas dans ce travail réduire le nombre de modes propagés dans la fibre mais profiter de la diversité qu'ils offrent. On va analyser la distribution de la réponse fréquentielle simulée afin de disposer d'un cadre d'étude pour la capacité de transmission de la fibre. On pourra alors montrer l'impact de la diversité modale sur l'amélioration des performances de transmission de la fibre optique multimode.

1.4. Distribution de la réponse de la fibre

Pour déterminer la distribution statistique du canal, on simule de nombreuses fois la réponse de la fibre $h_{MMF}(f)$ pour un intervalle de fréquence donné. On trace ensuite l'histogramme du module et de la phase des réponses calculées pour ce canal. Cette étude a été réalisée pour différentes valeurs de σ/moy traduisant le couplage entre groupes de modes, pour un canal de 40 MHz de large centré autour d'une fréquence f_0 . Les distributions sont alors calculées grâce au logiciel MATLAB, à partir de 410 000 valeurs de $h_{MMF}(f)$ en considérant tous les groupes de modes excités. La majorité des courbes issues de ces simulations est disponible sous forme de tableaux de figures dans l'annexe 2. On ne présentera ici que les résultats principaux afin d'illustrer le raisonnement.

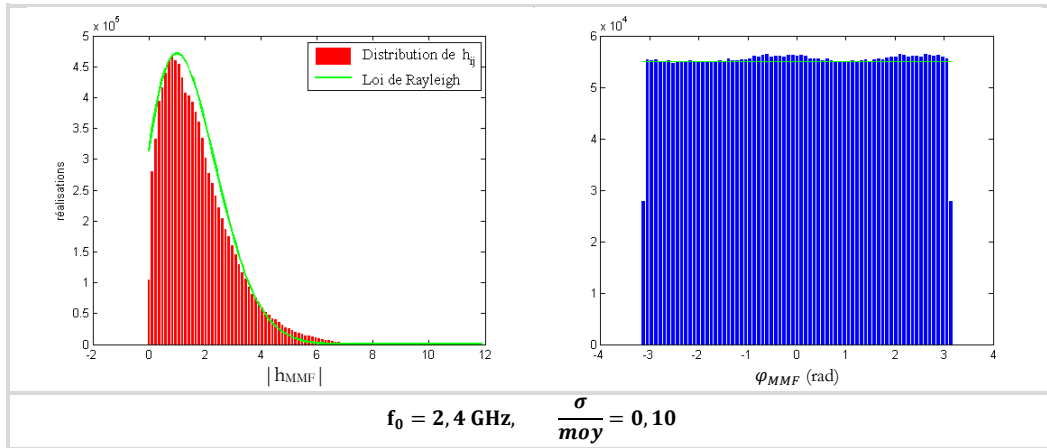


Figure 37 - Distribution de la fonction de transfert pour un canal optique de 40 MHz de large centré à $f_0 = 2,4 \text{ GHz}$ et un couplage entre groupes de modes paramétré par $\frac{\sigma}{\text{moy}} = 0,10$

Pour cette étude, on envisage tout d’abord la situation particulière d’un couplage de groupes de modes modéré, avec $\sigma/\text{moy} = 0,10$, pour un canal centré à $f_0 = 2,4 \text{ GHz}$. Les résultats sont illustrés par la figure 37. On note que la distribution du module de $h_{MMF}(f)$, noté $|h_{MMF}(f)|$, suit quasiment une loi de Rayleigh (tracé en vert sur les courbes) La répartition des valeurs simulées de la phase de $h_{MMF}(f)$, notée φ_{MMF} , suit quant à elle une loi uniforme sur $[-\pi; \pi]$. Une telle configuration correspond donc à un canal de Rayleigh.

On réalise alors une étude plus complète de la distribution de $|h_{MMF}(f)|$ pour différentes valeurs particulières de f_0 et de σ/moy , la phase φ_{MMF} suivant toujours une loi uniforme quelles que soient les valeurs prises par ces deux paramètres. On choisit les valeurs de σ/moy correspondant à des situations comprises entre un couplage entre groupes de modes quasiment nul ($\sigma/\text{moy} = 0,01$) et très important ($\sigma/\text{moy} = 0,30$). Les valeurs de fréquence f_0 choisies sont réparties en trois groupes :

- la fréquence est **inférieure à la fréquence f_{e1}** correspondant au premier évanouissement de la réponse fréquentielle de la fibre (ici $f_{e1} \approx 1,2 \text{ GHz}$, d’après la figure 34),
- la fréquence correspond à un **évanouissement** de la réponse fréquentielle de la fibre,
- la fréquence correspond à un **rebond** de la réponse fréquentielle de la fibre.

Les résultats de cette étude sont synthétisés par les tableaux 3 et 4. Les fréquences correspondant aux trois groupes décrits ci-dessus sont respectivement affichées en noir, rouge et vert dans la première colonne du tableau 3. Le tableau 4 présente des exemples de courbes correspondants aux différents types de distributions observés.

En premier lieu, on montre que pour des fréquences peu élevées telles que $f < f_{e1}$, la distribution de $|h_{MMF}(f)|$ ne suit pas une loi de Rayleigh, et tend vers une loi normale lorsque le couplage entre groupes de modes augmente (cf. figures a., b. et c. du tableau 4). La variable aléatoire h_{MMF} n’est donc pas une variable aléatoire gaussienne complexe, ce qui implique que l’apport d’un schéma MIMO en termes de capacité sera moindre, comme expliqué dans le chapitre I. On note que l’impact du couplage sur la réponse fréquentielle de la fibre multimode est par ailleurs relativement faible à basse fréquence.

$\frac{\sigma}{moy}$	0,01	0,10	0,20	0,30
$f_0 = 500 \text{ MHz}$?			
$f_0 = 800 \text{ MHz}$?			
$f_0 = 1 \text{ GHz}$?			
$f_0 = 1,2 \text{ GHz}$?			
$f_0 = 1,5 \text{ GHz}$				
$f_0 = 2,2 \text{ GHz}$?			
$f_0 = 2,4 \text{ GHz}$				
$f_0 = 2,7 \text{ GHz}$				
$f_0 = 3,5 \text{ GHz}$?			
$f_0 = 4 \text{ GHz}$				
$f_0 = 4,5 \text{ GHz}$?			

Loi de la distribution	
?	Inconnue
	Proche de la loi normale
	Loi normale
	Intermédiaire entre loi normale et loi de Rayleigh
	Loi de Rayleigh
	Proche de la loi de Rayleigh

Tableau 3 – Types de distributions en fonction du couplage entre groupes de modes et de la fréquence centrale f_0

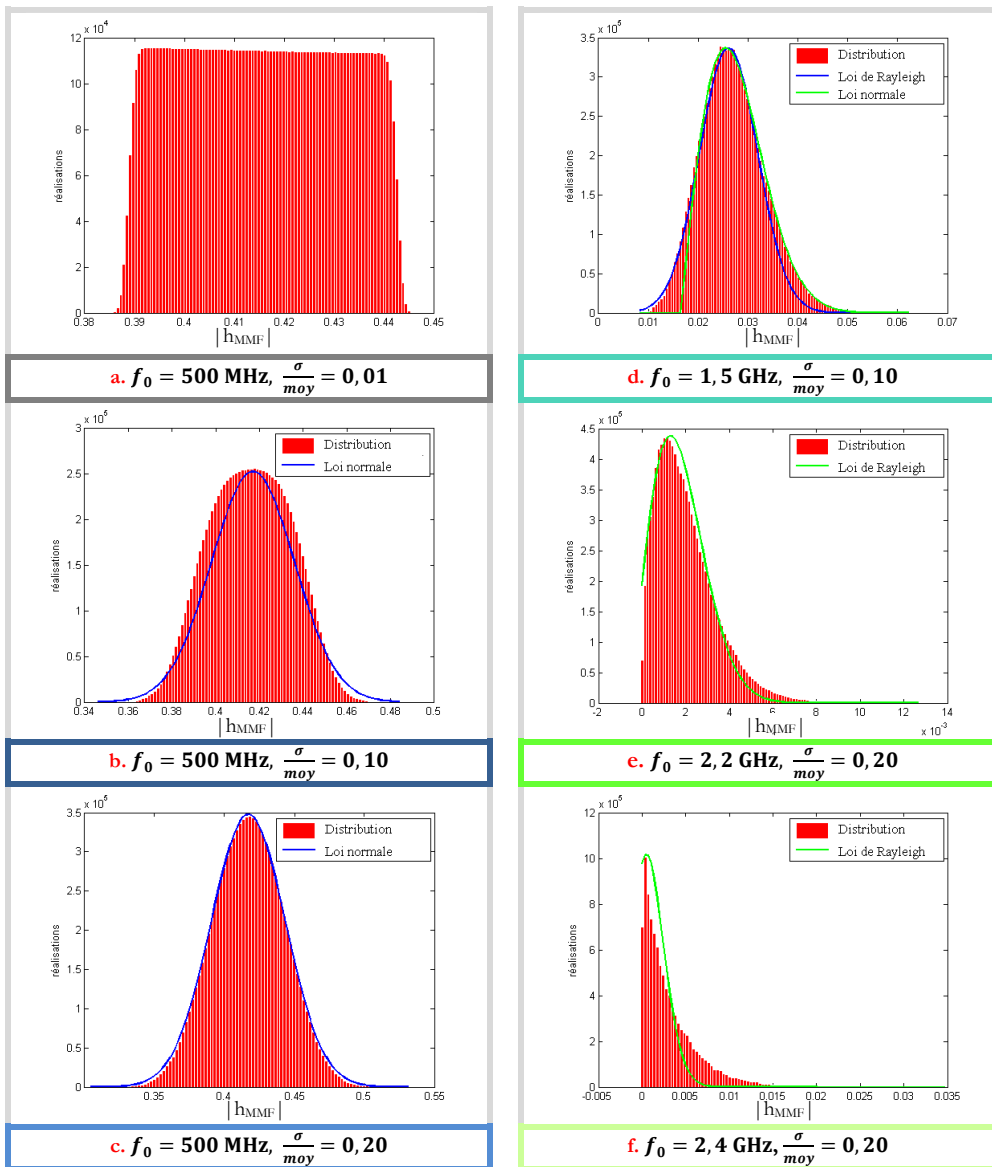


Tableau 4 – Distribution de 41000 simulations du module de $h_{MMF}(f)$ considérant un canal de 40 MHz de large centré à f_0 , pour différentes valeurs de $\frac{\sigma}{moy}$, avec les valeurs des paramètres définies dans le tableau 2

En second lieu, lorsque le couplage entre groupes de modes est choisi quasiment nul avec $\sigma/moy = 0,01$, quelle que soit la valeur de f_0 considérée, la distribution du module $|h_{MMF}(f)|$ ne suit pas une loi de Rayleigh, tandis que sa phase φ_{MMF} suit toujours une loi uniforme. On n'est donc plus dans le cas optimal d'une statistique de Rayleigh. On en déduit qu'un couplage entre groupes de modes doit exister pour permettre une exploitation complète de la diversité spatiale dans la fibre multimode. On peut ajouter que cette exploitation semble compromise à basse fréquence, vu les conclusions du paragraphe précédent.

Enfin, on distingue deux comportements différents selon que le canal étudié est situé dans un rebond ou un évanouissement de la fibre. Ainsi, pour un rebond, la distribution de $|h_{MMF}(f)|$ s'approche d'une distribution de Rayleigh lorsque le couplage entre groupes de modes devient important, et suit une statistique de Rayleigh dès $\sigma/moy \geq 0,20$. Cette évolution de la statistique du canal vers une statistique de Rayleigh est aussi observée lorsque f_0 correspond à un évanouissement de la réponse fréquentielle de la fibre. Cependant, la distribution de $|h_{MMF}(f)|$ s'écarte d'une distribution de Rayleigh lorsque le couplage entre groupes de modes devient trop important, avec $\sigma/moy \geq 0,20$. Un « glissement » est par ailleurs observé lorsque la fréquence augmente : la distribution du module $|h_{MMF}(f)|$ suit plus rarement la loi de Rayleigh pour des fréquences élevées.

On note que la distribution selon la loi normale du module de $h_{MMF}(f)$, définie par la formule (38), s'explique par le fait que l'on calcule une somme pondérée de variables aléatoires R_1, R_2, \dots, R_M suivant la loi normale. Les coefficients de pondération complexes dépendent de σ/moy , qui traduit le couplage entre groupes de modes, et du produit $f\tau$. Lorsque ces paramètres sont trop faibles, on additionne des termes semblables et on tend logiquement vers la loi normale.

D'autre part, l'impact du couplage entre modes se ressent plus fortement dans les évanouissements de la réponse fréquentielle que sur les rebonds, dont le comportement est plus proche de celui de la bande passante de la fibre. Le niveau de couplage entre groupes de modes tolérable pour profiter d'une statistique de Rayleigh est donc plus faible dans les évanouissements de la fibre.

En conclusion, ce modèle de simulation nous permet d'établir que la réponse fréquentielle de la fibre multimode suit le modèle de Rayleigh sous les conditions d'une fréquence supérieure au premier évanouissement et en présence d'un couplage entre groupes de modes modéré. La statistique de Rayleigh correspond au cas optimal pour un canal de transmission MIMO, où chaque élément de la matrice de canal correspond à une fonction de transfert de la fibre multimode $h_{MMF}(f)$. On estime donc que l'utilisation des techniques MIMO occasionnera une amélioration optimale de la capacité. On va ainsi se consacrer à l'étude de la capacité pour appréhender l'étendue des progrès attendus en termes de capacité de transmission pour la fibre optique multimode. On se placera dans le cadre d'un schéma SIMO qui nécessite des techniques de décodage plus simples que le schéma MIMO.

2. Capacité pour un schéma SIMO

2.1. Lien entre l'étude de la réponse de la fibre multimode et le schéma SIMO

On vient d'étudier la fibre optique de façon théorique, dans le cadre d'une transmission SISO sur un canal de largeur arbitraire. Une fois le modèle de fibre établi et sa distribution déterminée, on peut maintenant s'intéresser au gain en capacité que la théorie de l'information prévoit lors de l'utilisation d'un schéma optique SIMO par rapport à une transmission SISO. Toutefois, l'architecture SIMO exige de corriger le formalisme précédemment utilisé.

Comme évoqué dans l'état de l'art au paragraphe I.2.2, tout système MIMO et donc SIMO peut être exprimé de façon matricielle, comme le présente la figure 38 ci-dessous. L'élément h_{ij} de la matrice de canal \mathbf{H} correspond ainsi à la fonction de transfert du canal virtuel reliant l'émetteur optique j au récepteur optique i .

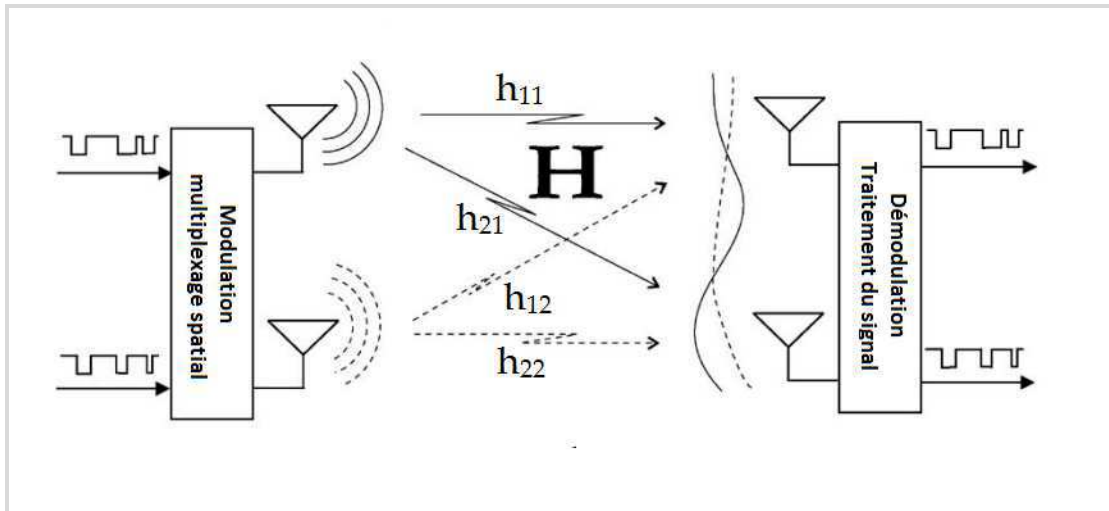


Figure 38 - Modélisation d'un schéma MIMO radio 2x2

On s'intéresse à l'expression de cette fonction de transfert. Chaque élément h_{ij} correspond à la fonction de transfert de la fibre optique entre la source laser j et le photorécepteur i . Cependant, les différentes sources d'un système MIMO optique n'excitent pas nécessairement tous les modes pouvant théoriquement se propager dans la fibre optique, tandis que les coupleurs peuvent aussi avoir un effet de sélection et de filtrage des modes. De plus, les modes reçus en sortie peuvent différer de ceux excités en entrée à cause du couplage existant entre groupes de modes.

Pour ces différentes raisons, lorsque l'on étudie la fonction de transfert $h_{MMFi,j}(f)$ entre la source laser j et la photodiode i , on se doit de ne prendre en compte que les groupes de modes effectivement reçus par la photodiode en question, d'ordre inclus dans l'intervalle $[k_i, K_i]$. On rappelle que cette fonction de transfert représente le terme situé à la $i^{\text{ème}}$ ligne et à la $j^{\text{ème}}$ colonne de la matrice de canal \mathbf{H} d'un système MIMO optique $N \times N$, et s'exprime d'après la formule :

$$\mathbf{h}_{MMF_{ij}}(\mathbf{f}) = \exp\left[-\frac{(\omega LD\sigma_\lambda)^2}{2}\right] \sum_{m=k_i}^{K_i} P_m' \cdot A_m \cdot \exp[-i2\pi f\tau(m)L] \quad (42)$$

Cette précision effectuée, on peut désormais se consacrer à l'étude de la capacité. On exprimera tout d'abord la formule de la capacité au sens de Shannon pour un schéma SIMO, avant de l'appliquer au modèle de simulation décrit précédemment.

2.2. Expression de la capacité d'un schéma SIMO

La capacité d'un canal est définie d'après le théorème de Shannon comme le maximum de l'information mutuelle pouvant transiter par le canal. Cette information mutuelle quantifie l'information apportée par la connaissance de la sortie du canal Y par rapport à l'entrée X , où X et Y sont des variables aléatoires. Si ces variables sont indépendantes entre elles, c'est-à-dire, si la réalisation de la sortie du canal ne dépend plus de l'entrée, l'information mutuelle transmise est nulle. La capacité représente alors le débit maximal pour lequel la transmission peut être réalisée sans erreur.

La définition de la capacité varie selon le type du canal, qu'il soit déterministe, c'est-à-dire constant dans le temps, ou variable dans le temps de façon aléatoire. Dans ce dernier cas, on peut aussi considérer, lorsqu'une matrice de canal varie lentement dans le temps, que ce canal est quasi-statique, c'est-à-dire que sa réponse est considérée comme constante sur un intervalle de temps Δt supérieur à plusieurs temps-symboles. C'est l'hypothèse qui est retenue dans ce travail.

Pour un canal variable dans le temps, on définit la capacité ergodique du canal, ou capacité moyenne, qui correspond à la définition de la capacité évoquée plus haut. Cela signifie que le canal varie alors suffisamment rapidement pour que les différentes réalisations des variables aléatoires composant la matrice de canal \mathbf{H} garantissent un débit maximal théorique. Cependant, dans le cas d'un canal quasi-statique, la matrice \mathbf{H} est une matrice aléatoire, et la capacité est alors vue elle aussi comme une grandeur aléatoire. Il existe ainsi une probabilité non nulle, dite probabilité de coupure, que le canal soit dans un état correspondant à une réalisation ne permettant pas la transmission de données sans erreur.

On reprend le choix fait dans [104] à savoir que la capacité étudiée ici correspond de fait à la capacité pour une probabilité de coupure de 1%. Cela signifie que 99 % des réalisations des variables aléatoires $h_{MMF_{ij}}$, éléments de la matrice de canal \mathbf{H}_{MMF} , seront ainsi supposés permettre une transmission sans erreur dont le débit sera borné par la valeur de la capacité.

La capacité d'un canal MIMO $N_T \times N_R$ est donnée par la formule (43). Le formalisme mathématique et le calcul menant à cette formule sont détaillés, d'après la littérature, dans l'annexe 3.

$$C_{MIMO} = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} \mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger\right) \quad (43)$$

(en bits/sec/Hz)

où \mathbf{H} est la matrice de canal et \mathbf{H}^\dagger sa conjuguée transposée

ρ est défini comme le rapport signal-sur-bruit à l'émission, c'est-à-dire $\rho = P_T/\sigma^2$ avec σ la variance du bruit

En préliminaire aux futures études concernant le schéma MIMO optique, on a choisi dans cette thèse de s'intéresser au schéma SIMO optique $1 \times N_R$, qui permet d'avoir la connaissance de l'état de chaque canal émetteur-récepteur facilement, tout en simplifiant les étapes de pré-codage en entrée et de décodage en sortie, avec de plus une réduction du nombre de dispositifs de transmissions impliqués et donc du coût induit. Un tel schéma SIMO implique l'utilisation d'un algorithme de recombinaison des différents signaux récupérés par les N_R photorécepteurs. Lors de cette étude théorique, on considère uniquement l'algorithme permettant d'obtenir les performances théoriques optimales, appelé algorithme de combinaison à rapport maximal (MRC, *Maximum Ratio Combining*). Cet algorithme a pour but de maximiser le rapport signal-sur-bruit en réception, en combinant de façon optimale les N_R signaux de sortie. Son mécanisme sera explicité dans le chapitre IV.

La capacité d'un système SIMO utilisant l'algorithme MRC est ainsi donnée pour un canal non sélectif en fréquence (*flat-fading*) par la formule (44) [105] :

$$C_{MRC} = \log_2 \left[1 + \rho \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j1}|^2 \right] \quad (44)$$

en bits/sec/Hz

où ρ est défini comme le rapport signal-sur-bruit à l'émission, c'est-à-dire $\rho = P_T/\sigma^2$ avec σ la variance du bruit, avec P_T la puissance transmise par l'émetteur et σ la variance du bruit en réception. On suppose que le bruit a la même distribution sur chacun des canaux émetteur – récepteur, d'où l'unicité de σ .

C'est cette formule qui va être utilisée pour simuler l'évolution de la capacité d'une fibre optique multimode selon le nombre de photorécepteurs.

2.3. Simulation de la capacité du modèle SIMO

Du fait de la simulation numérique avec le logiciel MATLAB, on discrétise la réponse fréquentielle de la fibre, c'est-à-dire les éléments $h_{MMF_{ij}}(f)$, et par là même toute grandeur dont le calcul en est issu. C'est aussi le cas de la capacité. On fait alors l'approximation d'une réponse plate entre deux points de simulation : on obtient ainsi une réponse discontinue en « escaliers », non discrétisée. Sur chaque « marche d'escalier », correspondant à un point simulé, on fera l'hypothèse du flat-fading pour pouvoir exploiter la formule (44) exprimant la capacité. Ce choix sera commenté plus en détail dans le paragraphe 3, « Discussion du modèle ».

Lors de la mise en place d'un schéma SIMO optique, on cherchera à imposer une sélection des groupes de modes, de façon à ce que les groupes de modes reçus par les photodiodes ne soient pas les mêmes, afin de profiter de la diversité modale offerte par la fibre multimode. Pour cette étude, on assume la simplification selon laquelle ce démultiplexage effectué en sortie du canal SIMO est parfait. Un groupe de modes n'est alors reçu que par une unique photodiode parmi les N_R existantes. On simule ainsi une réponse de fibre avec les paramètres du tableau 2, en imposant une répartition arbitraire des groupes de modes telle que décrite par le tableau 5 : dans le cas d'un schéma SIMO 1×2 , le photorécepteur connecté à la

sortie 1 reçoit les cinq premiers groupes de modes, et le récepteur 2 les cinq autres. Avec les paramètres choisis, le nombre de groupes de modes se propageant est égal à 10, ce qui permet d'envisager jusqu'à un schéma SIMO 1x10 avec alors un groupe de modes par photodiode.

Groupe de modes	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
SIMO										
1x2										
1x3										
1x4										
1x5										
1x6										
1x7										
1x8										
1x9										
1x10										

Tableau 5 - Répartition des groupes de modes pour les schémas SIMO 1x N_R simulés, $N_R \in [1, 10]$

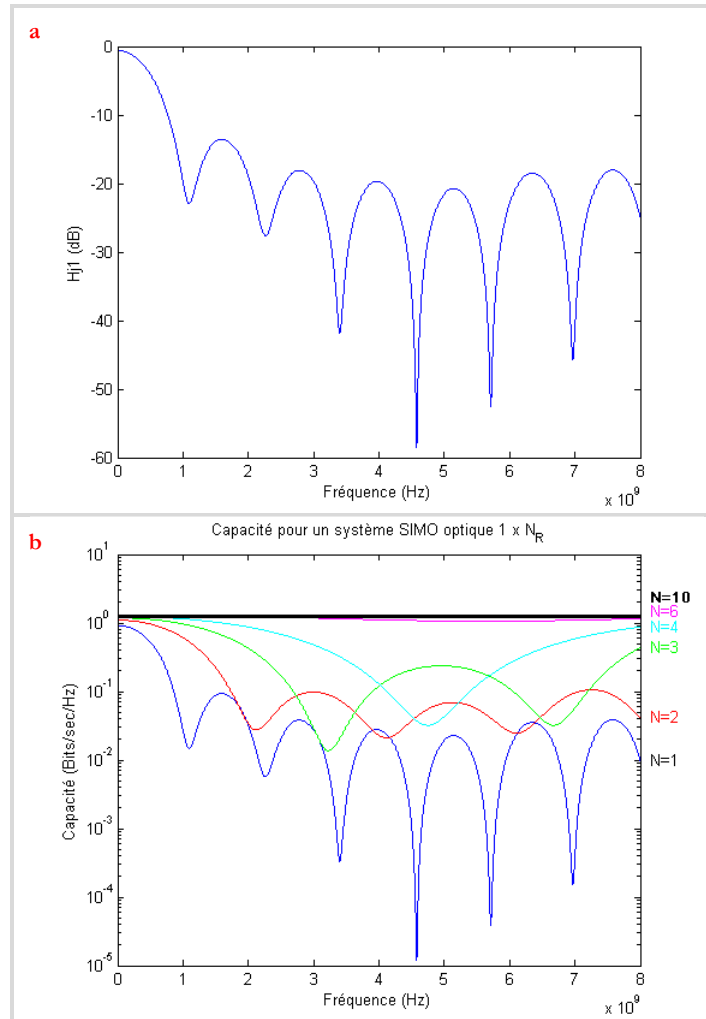


Figure 39 – **a.** Réponse d'une fibre multimode correspondant à une réalisation de $\{R_m, m \in [1, M]\}$ avec les valeurs des paramètres telles que définies dans le tableau 2 et $\frac{\sigma}{moy} = 0,10$
b. Courbes de capacité pour les schémas SIMO 1 x N_R correspondants, suivant la répartition des groupes de modes définie dans le tableau 5

On obtient alors, pour une réalisation de $\mathbf{H}_{\text{MMF}}(f)$ visible sur la figure 39a, les courbes de capacité correspondants aux différents schémas SIMO via la formule (44). La répartition des groupes de modes est décrite par le tableau 5. Ces courbes sont visibles sur la figure 39b, pour un rapport signal-sur-bruit en émission de 0 dB. Pour plus de clarté, on ne présente la réponse de la fibre multimode $\mathbf{H}_{\text{MMF}}(f)$ que lorsque tous les groupes de modes existants sont excités, ce qui correspond au schéma SISO.

On visualise sur la figure 39b que l'augmentation de la capacité est très nette dès que l'on envisage un schéma SIMO 1x2. Cela signifie que la séparation des groupes de modes sur deux photorécepteurs exploite déjà efficacement la diversité modale. Plus important, cette figure permet de prendre conscience qu'un multiplexage parfait du signal sur les groupes de modes, comme c'est le cas pour le SIMO 1x10 où chaque groupe de modes n'est reçu que par un seul récepteur, fait totalement disparaître la sélectivité du canal optique en fréquence.

On note par ailleurs que l'augmentation de la capacité est maximale dans les régions situées au-delà du premier évanouissement de la réponse fréquentielle SISO de la fibre. On observe plus particulièrement une amélioration de la capacité pour les évanouissements profonds de la réponse fréquentielle de la fibre. Ceci correspond bien aux remarques faites lors de l'étude de la distribution des réponses simulées grâce au modèle de fibre proposé : ces régions correspondent au cas où la fibre se comporte comme un canal de Rayleigh.

3. Discussion du modèle et conclusion

Le modèle de simulation mis en place dans ce chapitre permet de mettre en lumière le potentiel d'un schéma SIMO optique pour accroître la capacité des fibres optiques multimodes. Ainsi, il apparaît que cette capacité peut être grandement améliorée et ce particulièrement au-delà du premier évanouissement de la réponse fréquentielle. Cependant, on rappelle que cette amélioration des performances de transmission a été étudiée dans un cadre relativement idéal. Ainsi, on a pris en compte l'utilisation d'un algorithme de recombinaison optimal. De plus, on a fait l'hypothèse d'un canal non sélectif en fréquence par bandes, c'est-à-dire en « escalier », afin de pouvoir utiliser les formules théoriques déjà disponibles dans la littérature.

Cette dernière assertion ne peut pas être faite dans le cas pratique. En effet, la réponse fréquentielle d'une fibre multimode est en fait partout sélective en fréquence. On se tourne alors vers une technique de modulation permettant la transformation du canal en canal plat par bandes : l'OFDM. En effet, grâce à l'utilisation de sous-porteuses orthogonales, on peut ramener le canal à une juxtaposition de canaux plats en fréquence [71], pour lequel on peut donc attendre une amélioration de la capacité via la mise en place d'un schéma SIMO.

On s'achemine donc vers l'étude pratique d'un schéma SIMO optique, combiné à l'utilisation de la technique OFDM. Ce choix, dicté par les conditions d'étude du modèle, impose d'abord une étude des non-linéarités du lien optique SISO, afin de vérifier si l'utilisation de la modulation OFDM est possible et sous quelles conditions. On cherchera alors à établir la largeur fréquentielle pour laquelle la condition du 'canal plat' est respectée, ce qui permettra de spécifier la forme d'onde OFDM. Une fois le lien SISO caractérisé et maîtrisé, on mettra en place le

schéma expérimental SIMO et on pourra alors comparer les performances des schémas SISO et SIMO optiques.

III. ETUDE PRELIMINAIRE DU CANAL OPTIQUE

Suite à l'élaboration d'un modèle de simulation de la fibre optique, on va s'intéresser à l'établissement d'une transmission SIMO optique pour un signal OFDM. Un tel schéma de transmission a pour but d'améliorer les performances en termes de capacité et donc de débit maximal atteignable pour une fibre optique multimode. On va s'attacher dans ce chapitre à expliciter le contexte de transmission en caractérisant expérimentalement le canal optique tout en identifiant les contraintes qui lui sont propres, au premier rang desquelles l'existence de non-linéarités ayant un fort impact potentiel sur la qualité de transmission des signaux numériques.

1. Mise en évidence des non-linéarités du canal optique

On va dorénavant considérer la transmission d'un signal OFDM sur un lien optique, constitué a minima d'une diode laser, d'un tronçon de fibre optique et d'une photodiode. On souhaite dans ce travail de thèse se concentrer sur les performances de transmission de la fibre optique uniquement. Il convient ainsi d'éviter préalablement toute perturbation due aux dispositifs d'émission. La réponse de la photodiode est quant à elle considérée comme parfaitement linéaire. On se propose donc d'étudier les non-linéarités inhérentes à la diode laser pour la transmission d'un signal ultra large bande (ULB) multi-bandes OFDM (MB-OFDM). On définira un nouveau critère de qualité pour témoigner de la présence de ces non-linéarités, et on comparera le cas précédemment étudié à la transmission d'un signal non-OFDM.

1.1. Etude de la transmission d'un signal OFDM

a) Un critère de qualité usuel : la mesure de l'amplitude du vecteur d'erreur

Pour caractériser la qualité de la transmission d'un signal modulé, la mesure de l'amplitude du vecteur d'erreur (EVM, *Error Vector Magnitude*) est un critère de référence. Cette métrique est adoptée par différents standards (GSM, Wi-Fi 802.11a, n...) comme permettant de garantir, en-dessous d'une certaine valeur limite, la qualité de la transmission.

Lors de la modulation du signal, les symboles sont transférés sur une porteuse radiofréquences, en faisant varier l'amplitude et la phase de la porteuse de telle sorte qu'à chaque top d'horloge, la porteuse soit positionnée sur l'une des positions caractéristiques sur le plan I/Q, où I et Q désignent respectivement les composantes en phase et en quadrature du signal. Chaque emplacement sur la constellation encode un symbole spécifique, représentant un ou plusieurs bits. La constellation indique les emplacements valides pour tous les symboles existants. Ainsi, pour effectuer la démodulation, on doit déterminer précisément l'amplitude et la phase du signal détecté à chaque top d'horloge.

L'agencement du diagramme de constellation et des positions des différents symboles dépend du format de modulation choisi. A un instant donné, l'amplitude et la phase du signal peuvent être mesurés : les valeurs ainsi trouvées définissent le vecteur « mesuré ». En parallèle, le vecteur idéal ou « de référence » peut être calculé, la modulation et les données transmises étant connues pendant la mesure d'EVM. Les différences entre ces deux vecteurs forment la base de la mesure. Cette définition peut être illustrée par la figure 40 ci-dessous : l'EVM correspond à la norme du vecteur d'erreur (en rouge), qui décrit la différence entre les deux vecteurs correspondant respectivement au vecteur de référence et à celui mesuré.

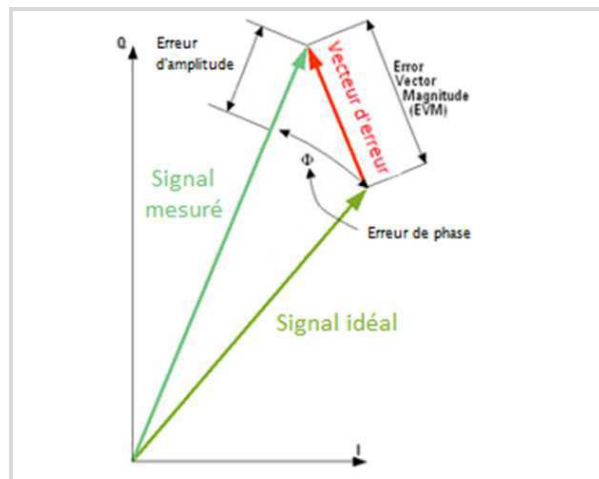


Figure 40 - Définition de l'EVM (*Error Vector Magnitude*)

Par convention, pour chaque symbole de la constellation, l'EVM s'exprime comme un pourcentage, soit du niveau maximal du signal idéal, soit de sa puissance moyenne. Dans ce deuxième cas, l'EVM est ainsi défini par la racine carrée du ratio entre la puissance moyenne du vecteur d'erreur et celle du vecteur dit « de référence », et s'exprime en %RMS (*Root Mean Square*) selon l'équation page suivante :

$$EVM (\%) = \sqrt{\frac{P_{\text{erreur}}}{P_{\text{ref}}}} * 100$$

où P_{erreur} est le module au carré du vecteur d'erreur, différence entre le vecteur mesuré et celui de référence
 P_{ref} est la puissance moyenne du signal de référence

b) *Dispositif expérimental*

On considère ici la transmission d'un signal OFDM ultra-large bande de 528 MHz de large centré autour d'une fréquence centrale de 3960 MHz, ce qui correspond à un TFC (*Time Frequency Code*) égal à TFC5 pour la modulation MB-OFDM. Ce signal OFDM comporte 122 sous-porteuses orthogonales modulées en QPSK. Le signal est généré par un kit Wisair et module directement une diode laser de type VCSEL Avalon Photonics, émettant à une longueur d'onde de 850 nm. La caractéristique statique de cette dernière est présentée par la figure 41. Son courant de seuil est de 1,5 mA et elle possède une bande passante de 7 GHz. Un tronçon d'un mètre de fibre multimode de diamètres de cœur et de gaine respectifs de 50 et 125 μm est alors utilisé pour acheminer le signal optique jusqu'à une photodiode PIN de marque Picometrix. Cette dernière a une sensibilité spectrale de 0,55 A/W à la longueur d'onde 850 nm ainsi qu'une bande passante de 9 GHz, et est suivie d'un amplificateur transimpédance de gain 500 Ohms. On ne tiendra pas compte de l'atténuation due à la fibre optique (d'environ 2,5 dB/km) et aux connecteurs (0,2 dB chacun).

En complément de ce dispositif, on utilise un oscilloscope numérique Agilent 54855C couplé au logiciel d'analyse vectorielle Vector Software Analyser (VSA) qui permet la visualisation des constellations et le calcul de l'EVM. Le montage correspondant est présenté par la figure 42.

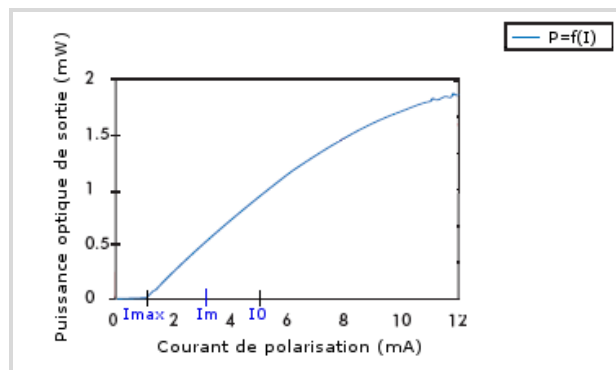


Figure 41 - Caractéristique Puissance = f(Courant de polarisation) du VCSEL

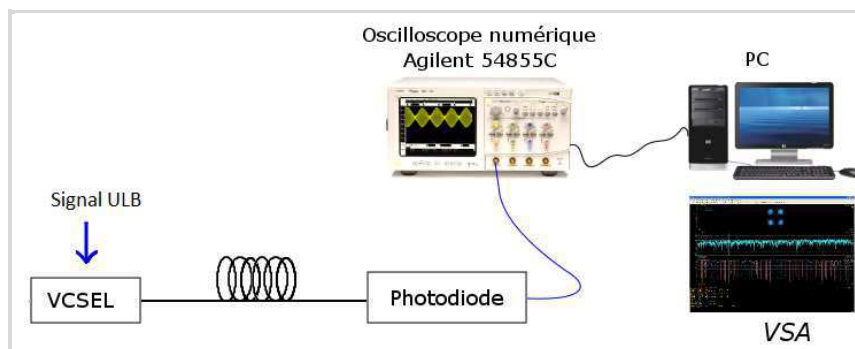


Figure 42 - Montage d'étude de la transmission d'un signal ULB MB-OFDM

On cherche à étudier l'écrêtage que subit le signal OFDM lorsque l'amplitude en courant due au signal ULB impose au VCSEL de fonctionner hors de sa zone linéaire, son courant d'entrée variant alors jusqu'à prendre des valeurs en-deçà de son courant de seuil. Ce principe est illustré par la figure 43. Cet écrêtage traduit directement l'impact de la non-linéarité de la source optique. On précise par ailleurs que la caractéristique dynamique du VCSEL diffère de sa caractéristique statique, dans le sens où elle est beaucoup plus linéaire dans sa partie supérieure, ce qui limite drastiquement l'impact des non-linéarités à haut courant de polarisation. On se concentrera dès lors sur l'étude de l'écrêtage seulement par effet de seuil et non par effet de saturation.

On va proposer un nouveau critère de qualité permettant de visualiser cet impact, et l'on mettra en perspective les résultats qui en sont tirés avec les résultats d'EVM. On cherchera ainsi à déterminer le degré d'écrêtage du signal et les conditions optimales de transmission en fonction du point de polarisation choisi et de la puissance du signal à transmettre.

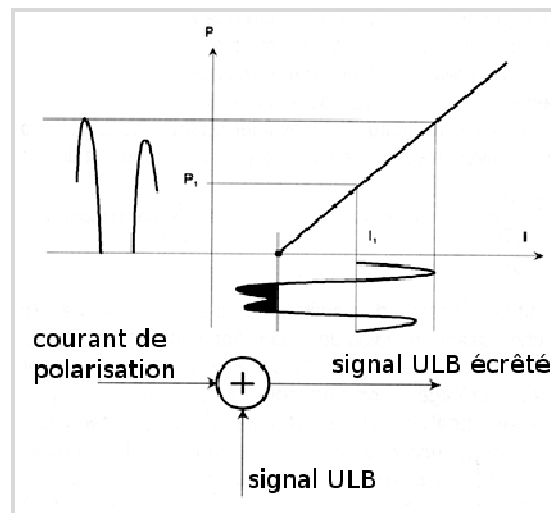


Figure 43 - Principe de l'écrêtage dû à l'effet de seuil

1.2. Un nouveau critère de qualité : les courbes CCDF de puissance

a) Présentation des courbes CCDF de puissance

Selon le type de signaux numériques radiofréquences transmis, et particulièrement dans le cas des signaux OFDM, il peut être difficile de visualiser les dégradations qu'ils ont subies avant réception. Il est difficile d'évaluer l'impact d'une distorsion introduite sur l'enveloppe d'un signal multiporteuses OFDM à cause du caractère très fluctuant de l'enveloppe en puissance dans le domaine temporel, comme le montre la figure 44. L'usage des courbes CCDF (*Complementary Cumulative Distribution Function*) de puissance permet alors d'obtenir une description statistique des différents niveaux de puissance du signal qui aidera à caractériser ce signal malgré son comportement semblable au premier abord à celui d'un bruit [106].

Les courbes CCDF de puissance permettent de visualiser, pour un signal numérique, la probabilité que sa puissance dépasse sa puissance moyenne, sur un intervalle de temps donné. Par exemple, chacune des lignes 1, 2 et 3 sur la figure 44 correspond à un certain niveau de puissance

au-dessus de la puissance moyenne du signal. Le pourcentage de temps pendant lequel le signal possède une puissance supérieure ou égale à ce niveau représente, lors d'une approche statistique, la probabilité d'atteindre ou dépasser ce niveau de puissance. Ainsi, l'axe des abscisses d'une courbe CCDF de puissance correspond au rapport entre la puissance crête et la puissance moyenne (PAPR, *Peak-to-Average Power Ratio*), exprimé en dB, tandis que l'axe des ordonnées renseigne sur la probabilité d'atteindre ou de dépasser un certain niveau de PAPR.

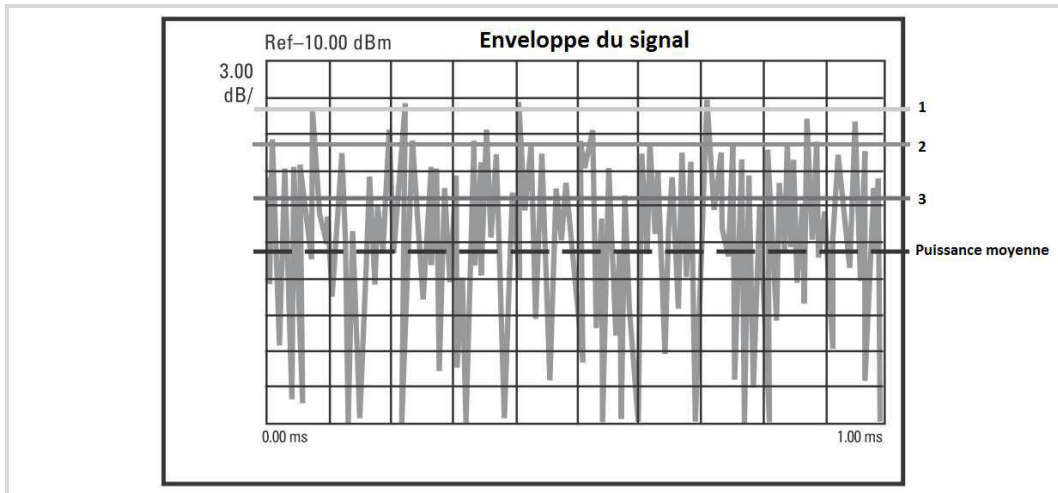


Figure 44 - Enveloppe d'un signal OFDM [106]

Ainsi, sur la figure 45 ci-dessous, on peut lire que la puissance du signal excède d'au moins 4,5 dB sa puissance moyenne 10% du temps. L'allure de la courbe CCDF renseigne alors sur le comportement du signal : plus la courbe chute rapidement, moins l'amplitude des pics du signal sera importante.

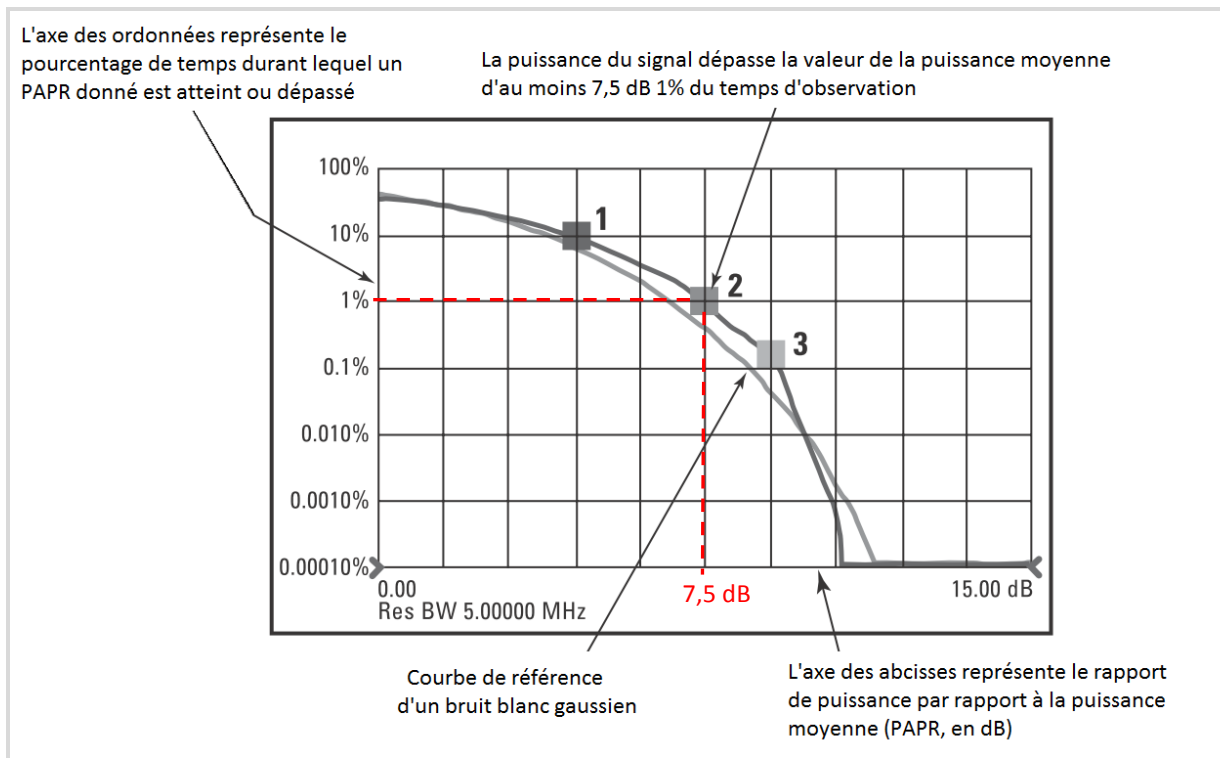


Figure 45 - Description d'une courbe CCDF de puissance [106]

b) Origine statistique des courbes CCDF

Pour obtenir une courbe CCDF de puissance d'un signal, on calcule la distribution de probabilité (PDF, *Probability Distribution Function*) des différents niveaux de puissance. On intègre alors cette distribution de façon à obtenir la fonction de probabilité cumulative (CDF : *Cumulative Distribution Function*), c'est-à-dire non plus la probabilité d'égaliser un niveau de puissance mais maintenant la probabilité d'avoir un niveau de puissance inférieur ou égal au niveau considéré. On obtient enfin la courbe CCDF de puissance dite « complémentaire » qui, à l'opposé de la CDF, met l'accent non pas sur la probabilité que la puissance du signal prenne une valeur inférieure à un certain PAPR mais supérieure à cette valeur de PAPR. Elle correspond alors à la probabilité d'atteindre ou de dépasser un certain niveau de puissance. Ce cheminement est décrit par la figure 46.

On utilisera une échelle logarithmique pour l'axe des ordonnées de façon à mettre en valeur les probabilités correspondant aux pics de forte amplitude. On note que l'extrémité horizontale de cette courbe correspond de fait au PAPR maximal du signal mesuré sur la période d'observation. On prendra comme référence le point correspondant à 1% de probabilité d'occurrence pour caractériser ce PAPR maximal, qui sera noté $PAPR_{max}$.

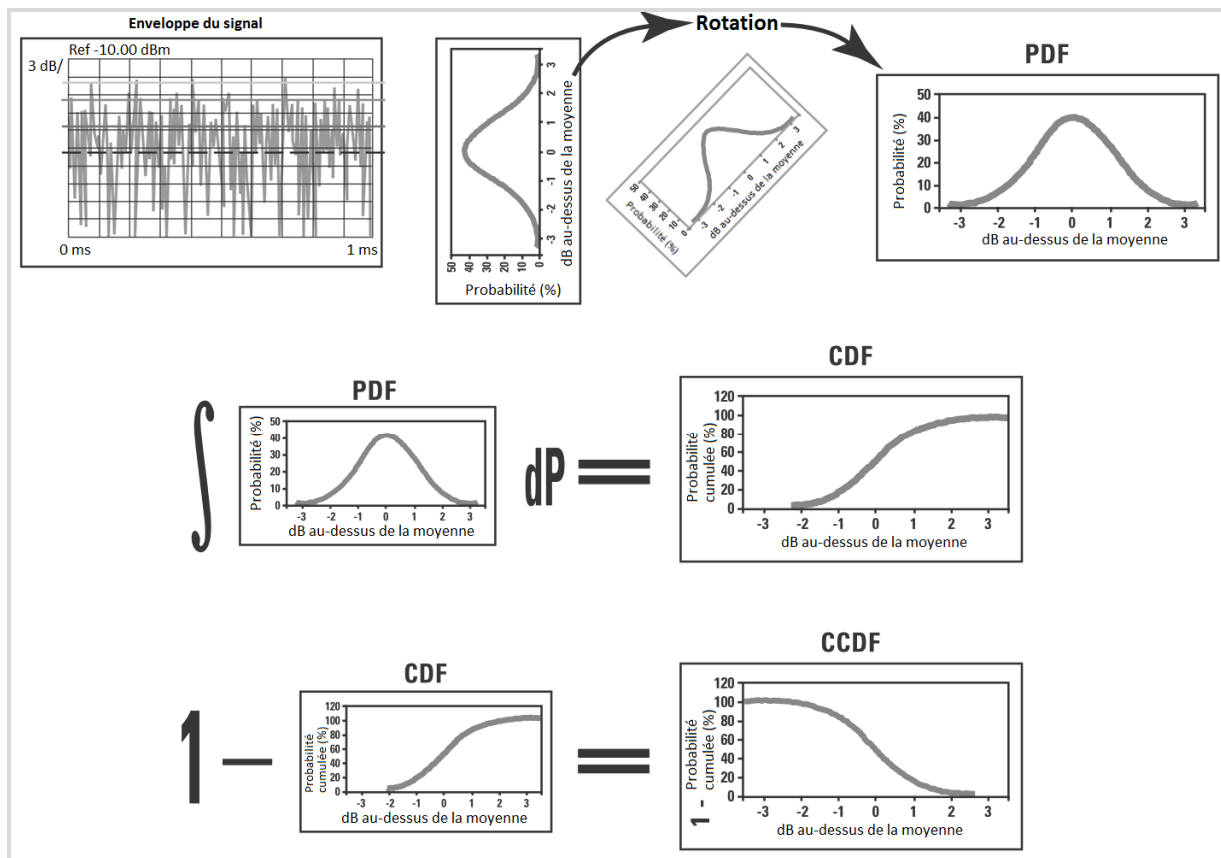


Figure 46 - Obtention d'une courbe CCDF de puissance à partir d'un échantillon de signal [106]

c) Application à la transmission du signal ULB

On réalise le tracé de la courbe CCDF de puissance du signal ULB reçu grâce au logiciel VSA d'Agilent, pour 331 000 symboles reçus. Ceci permet d'avoir un échantillon de mesures suffisamment important pour envisager une étude statistique. Ce tracé est réalisé pour chacune des polarisations de la diode laser étudiées au paragraphe 1.1 de ce chapitre, à savoir 3, 4 et 5 mA. La puissance émise du signal ULB varie de -12,3 à +1,7 dBm. Les courbes correspondantes sont présentées par la figure 47 disponible page suivante.

Pour une polarisation du VCSEL à 5 mA, la courbe CCDF de puissance correspondante (figure 47c) indique que le PAPR maximal mesuré vaut $PAPR_{max} = 12,2$ dB, pour une puissance moyenne émise $P_{ULB} = -12,3$ dBm. Compte tenu de la faible puissance du signal et du point de polarisation choisi, l'écrêtage par effet de seuil est considéré ici comme nul. Cette valeur correspond par ailleurs à la transmission directe (*back-to-back*) électrique de ce même signal ULB.

On note alors que l'augmentation de la puissance du signal ULB occasionne une compression – ou un resserrement – des courbes CCDF : pour une probabilité donnée, le niveau de PAPR associé diminue. Cela traduit l'écrêtage des pics de très haute amplitude du signal, dû à l'effet de seuil. Au fur et à mesure que l'on augmente la puissance moyenne du signal ULB, on tend à rapprocher l'extrémité de ces pics du seuil du laser, jusqu'à ce qu'ils ne puissent plus être entièrement transmis.

On considère maintenant une polarisation à 4 mA, plus proche de la valeur du courant de seuil du laser. Sur la figure 47, on constate ainsi le même phénomène de compression des courbes CCDF jusqu'à ce que la puissance moyenne du signal ULB atteigne la valeur de -4 dBm environ. A ce stade, l'augmentation de la puissance moyenne du signal ULB n'entraîne plus de baisse de $PAPR_{max}$ pendant un bref palier, avant que les courbes CCDF connaissent un phénomène de dilatation – ou d'élargissement.

Ce palier de puissances correspond à un stade intermédiaire où les pics de plus haute amplitude ont déjà été écrêtés, sans que la majorité des pics d'amplitude moyenne, qui composent la majorité du signal, n'aient été affectés. L'augmentation de la puissance de modulation du signal ULB finit ensuite par provoquer l'écrêtage massif de ces pics, ce qui se traduit par une forte diminution de la puissance moyenne du signal reçu. Cela se visualise sur les courbes CCDF par une dilatation qui est équivalente à un changement d'origine de l'axe des abscisses, dans la mesure où le PAPR reste calculé par rapport à la puissance moyenne qui évolue.

La même évolution est constatée pour une polarisation à 3 mA sur la figure 47a : une phase de compression des courbes CCDF, puis un palier avant une phase de dilatation. Ces phases interviennent à chaque fois pour des valeurs de puissance émise moindres que dans le cas d'une polarisation à 4 mA, signe qu'on est effectivement polarisé plus près du courant de seuil du laser. On note cette fois qu'il existe un nouveau palier de puissances pour lesquelles les courbes CCDF ne varient plus, qui est atteint lorsque la puissance émise dépasse -1,3 dBm. Il correspond à un stade où le signal a déjà été sévèrement écrêté, puisque qu'un écrêtage supplémentaire ne fait plus autant baisser la puissance moyenne.

On va maintenant montrer que l'interprétation des courbes CCDF de puissance peut être associée à l'interprétation des courbes d'EVM pour l'étude de la qualité d'une transmission.

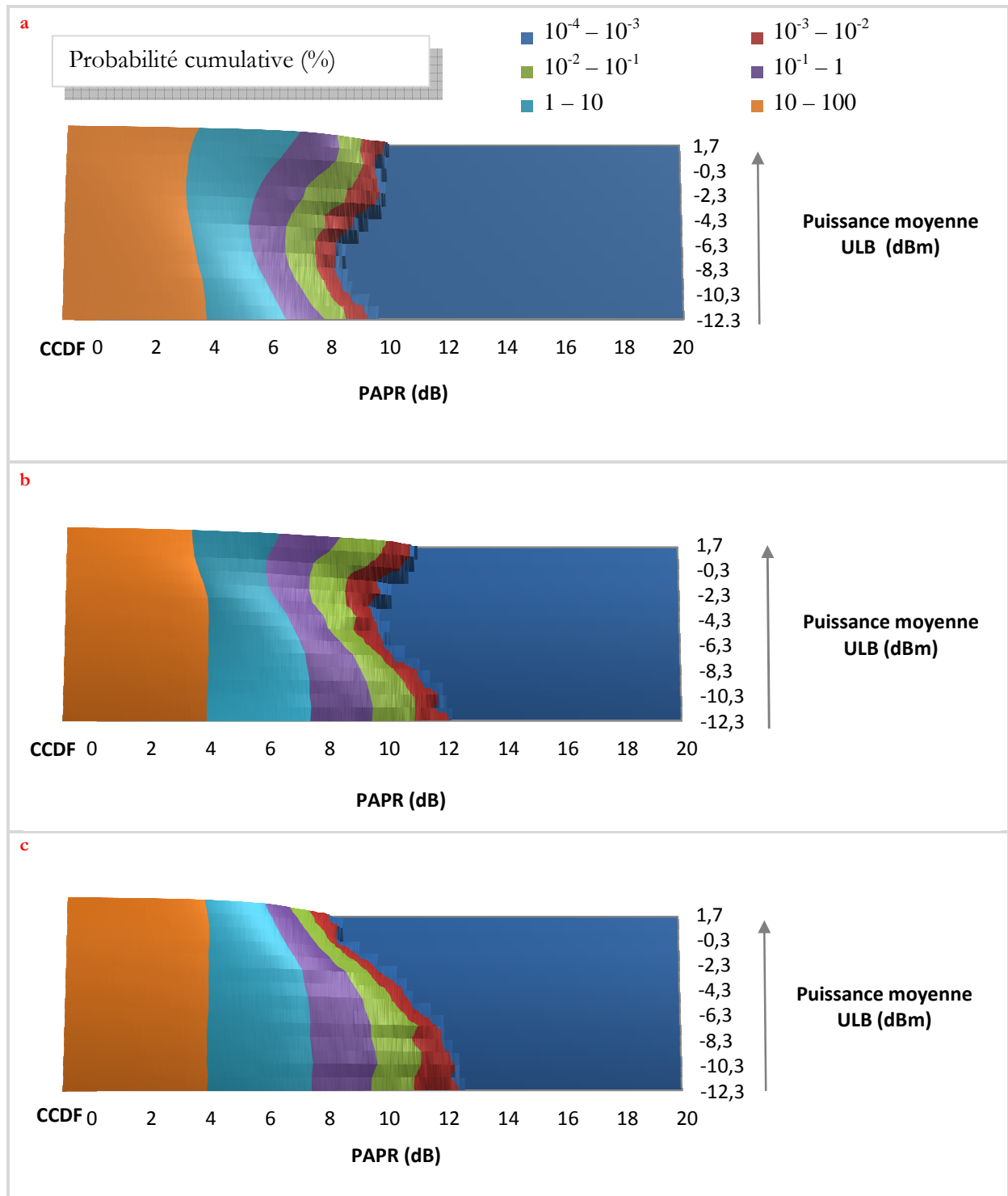


Figure 47 - Courbes CCDF de puissance pour différentes puissances moyennes d'un signal ULB
La diode VCSEL est polarisée à **a.** 3 mA **b.** 4 mA et **c.** 5 mA.

1.3. Discussion

a) Lien entre l'EVM et les courbes CCDF

On réalise donc une mesure de l'EVM de la transmission de ce signal ULB en fonction de la puissance du signal ULB transmis, pour différentes valeurs du courant de polarisation du VCSEL.

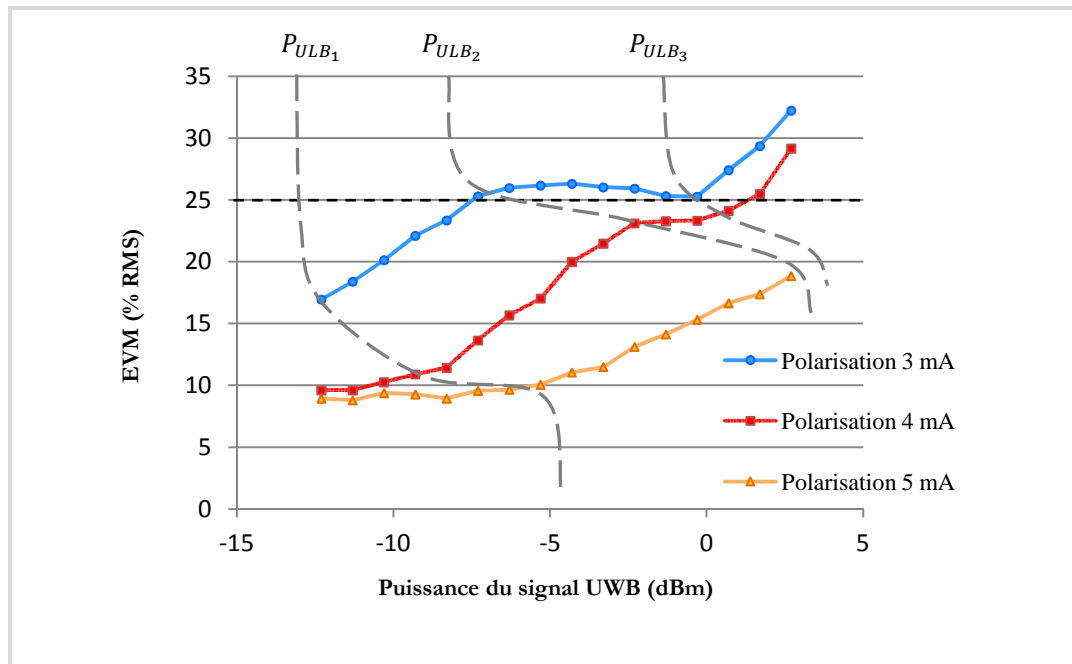


Figure 48 – EVM mesuré en fonction de la puissance du signal ULB modulant la diode VCSEL

On distingue ainsi quatre phases d'évolution de l'EVM au fur et à mesure de l'augmentation de la puissance du signal ULB, particulièrement visibles pour une polarisation du VCSEL à 4 mA (courbe rouge). Après un premier plancher, l'EVM commence à croître à partir d'une puissance du signal ULB P_{ULB_1} . S'ensuit une plage de puissance $[P_{ULB_2}, P_{ULB_3}]$ pour laquelle l'EVM reste constant en fonction de la puissance. On note au passage que l'EVM reste alors proche des limites imposées par le standard de transmission ULB, qui fixe une limite d'EVM de 25 % pour la modulation QPSK pour un BER de 10^{-5} sans codage [107]. On observe ensuite une nouvelle phase d'augmentation de l'EVM.

On note que le premier palier d'EVM n'est pas observé pour une polarisation de 3 mA, valeur plus proche du courant de seuil. Au contraire, lorsque le point de polarisation choisi est plus éloigné du seuil de la diode laser, ce palier, qui correspond à une plage de linéarité du laser, est plus large : on constate que $P_{ULB_1} = -5$ dBm pour une polarisation à 5 mA, contre -8 dBm pour une polarisation à 4 mA. On assiste ainsi à une translation des zones d'augmentation et de stabilité de l'EVM en fonction de P_{ULB} , lorsque l'on change le courant de polarisation du VCSEL.

Cette translation est observée de façon comparable lors de l'étude des courbes CCDF de puissance présentées par la figure 47 dans le paragraphe précédent. On montre donc ici que l'évolution de ces courbes CCDF est corrélée à celle des courbes d'EVM présentées à la figure 48. Pour les faibles valeurs de puissance, l'augmentation de la puissance moyenne

compense l'apparition de l'écrêtage qui reste encore limité et l'EVM reste stable. La première phase de compression des courbes CCDF, qui consiste en un écrêtage important des pics de plus haute amplitude du signal, débute ensuite lorsque la puissance émise dépasse la valeur de P_{ULB_1} . Son impact reste tout de même limité avec un EVM n'augmentant quasiment pas au-delà des limites imposées par le standard, ce qui conforte l'hypothèse d'un impact limité aux pics de plus haute amplitude uniquement.

Le palier d'EVM et la stabilisation de l'évolution des courbes CCDF de puissance par rapport à la puissance émise correspondent tous deux au stade où l'on n'écrête pas ou peu de nouveaux pics, pour la plage de puissance $[P_{ULB_2}, P_{ULB_3}]$. Une augmentation trop forte de la puissance au-delà de P_{ULB_3} provoque alors à la fois une dilatation des courbes CCDF et une augmentation de l'EVM, l'écrêtage des nombreux pics d'amplitude moyenne occasionnant à la fois une forte dégradation du signal et une diminution de la puissance moyenne du signal reçu.

On se propose de vérifier le lien qui vient d'être établi entre courbes CCDF de puissance et EVM en considérant la transmission d'un signal aux caractéristiques différentes. On choisit de s'intéresser à un signal correspondant à la norme de téléphonie mobile EDGE, au PAPR moins important et qui utilise pour modulation une variante de la modulation 8-PSK. On pourra alors conclure sur la validité des conclusions énoncées dans ce paragraphe.

b) Un élément de comparaison : la transmission d'un signal EDGE

On étudie maintenant la transmission d'un signal EDGE. Ce signal possède une fréquence centrale $f_0 = 900$ MHz et une largeur spectrale de 25 MHz, et exploite la modulation 8-PSK déphasée de $3\pi/8$. L'acquisition du signal reçu et le calcul de l'EVM se font via le logiciel VSA tandis que le calcul des courbes CCDF est ici réalisé grâce au logiciel ADS (*Advanced Design System*), tous deux développés par Agilent.

On trace les courbes CCDF de puissance des signaux obtenues en sortie de la photodiode, pour une puissance émise variant de -50 à 0 dBm, et trois points de polarisation choisis à 4, 5,5 et 8 mA. Une étude de l'EVM est par ailleurs réalisée. Les courbes correspondant à ces deux expérimentations sont visibles sur la figure 49 page suivante.

On retrouve le même comportement des courbes CCDF que celui observé pour la transmission d'un signal ULB avec une polarisation du VCSEL à 4 mA : l'augmentation de la puissance émise s'accompagne d'une contraction puis d'une dilatation des courbes CCDF. La contraction des courbes CCDF correspond à une rapide augmentation de l'EVM après un premier palier d'EVM. On attribue ces deux phases à la disparition tout d'abord des quelques pics de plus haute amplitude avant que de plus nombreux pics soient affectés, ce qui a un impact direct sur la qualité du signal transmis.

Cette contraction se poursuit jusqu'à ce que l'EVM atteigne un second palier. Pour une polarisation du VCSEL à 4 mA, ce palier correspond à une puissance P_{EDGE} comprise entre environ -25 et -15 dBm. Pour ces puissances, la courbe CCDF de puissance fluctue peu. On remarque que ce palier, comme dans le cas de la transmission du signal ULB, est très proche de la limite d'EVM imposée par le standard, qui est ici de 7 % [108].

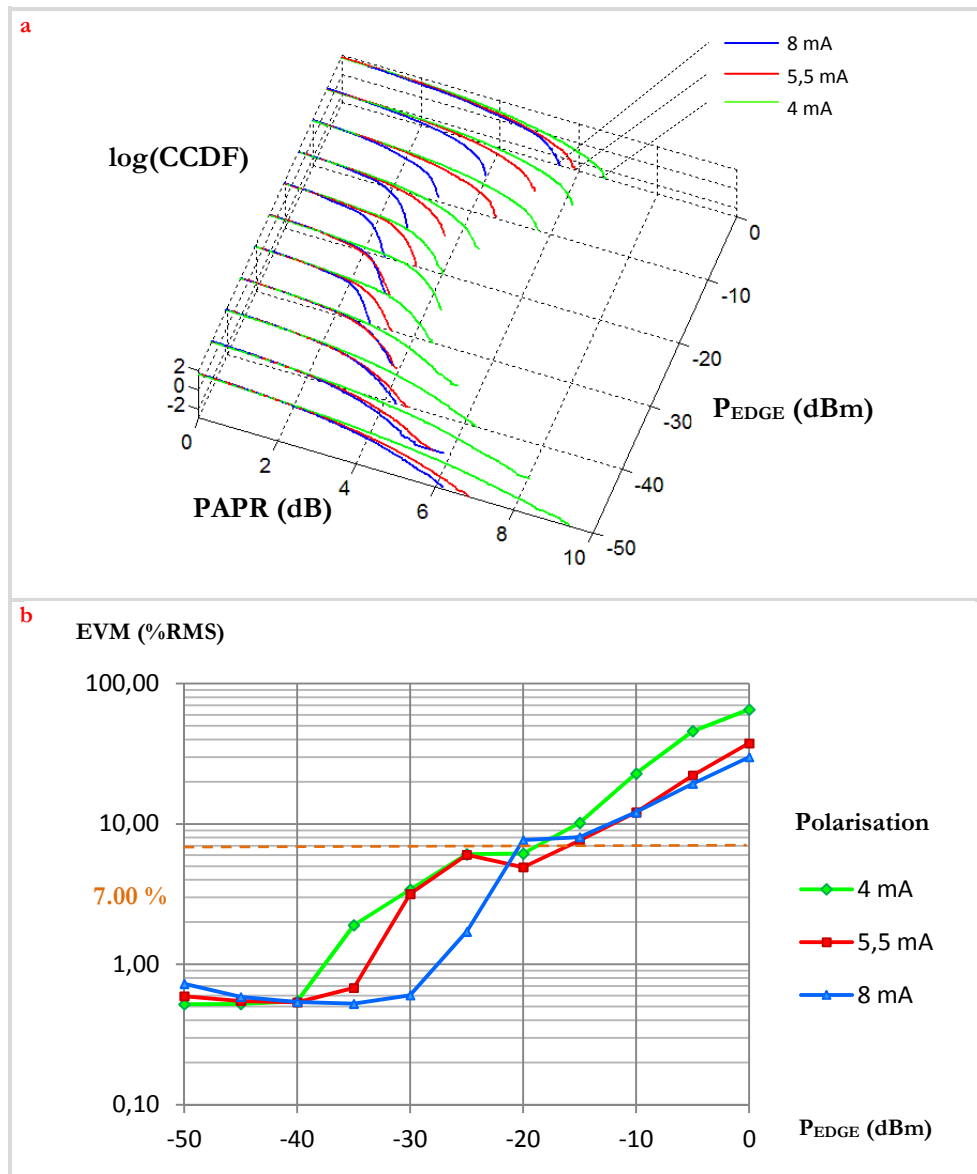


Figure 49 - a. Courbes CCDF de puissance pour le signal EDGE en fonction de la puissance émise
 b. EVM du signal EDGE en fonction de la puissance émise

On observe ensuite, comme pour la transmission du signal ULB, une phase de forte augmentation de l'EVM associée à une dilatation de l'EVM. Cette augmentation se produit, pour la polarisation à 4 mA, à partir d'une valeur $P_{EDGE} = -15$ dBm. On cherche alors à vérifier l'hypothèse précédente, à savoir que cette dilatation est due en fait à la baisse de la puissance moyenne du signal reçu, suite à un écrêtage trop important des pics d'amplitude moyenne composant la majeure partie du signal. Dans ce but, on mesure cette puissance moyenne du signal reçu par rapport à la puissance du signal émis. Le résultat de cette mesure est présenté par la figure 50.

On note ainsi un net fléchissement de la puissance moyenne reçue par rapport à la puissance moyenne émise à partir de $P_{EDGE} = -15$ dBm. Ce fléchissement de la courbe traduit une atténuation qui devient de plus en plus forte lorsque la puissance moyenne émise continue à augmenter, jusqu'à ce que la puissance reçue connaisse un phénomène de saturation. La dilatation

des courbes de CCDF correspond donc bien à un écrêtage tellement important qu'il affecte directement la puissance moyenne du signal reçu.

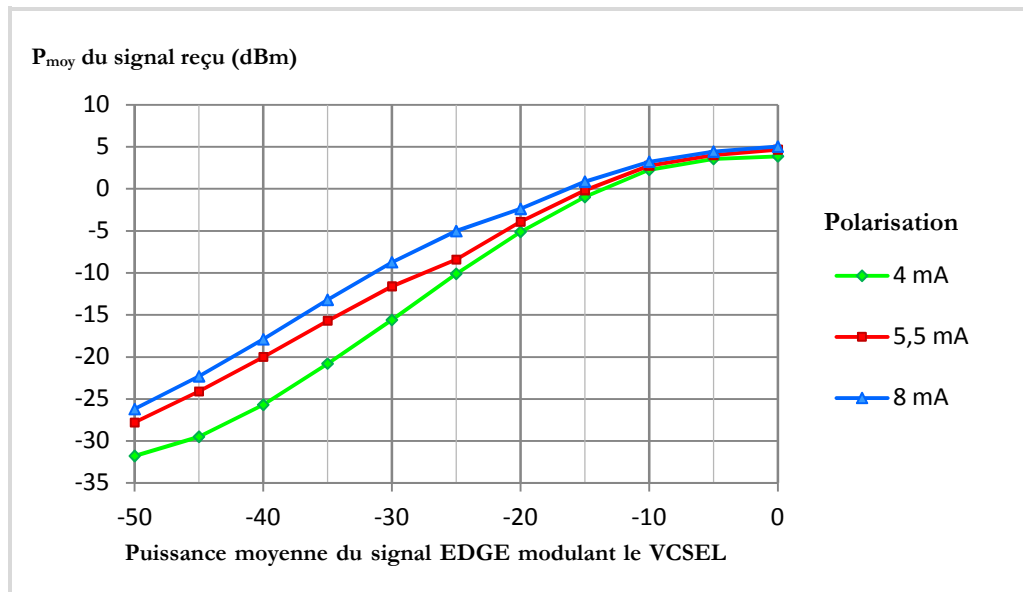


Figure 50 - Puissance moyenne reçue pour le signal EDGE en fonction de la puissance moyenne émise

On note par ailleurs que la courbe de puissance reçue suit la même évolution que les courbes de puissance des produits d'intermodulation (IMD, *Inter-Modulation Distorsion*) en fonction de la puissance d'entrée lors de l'étude des non-linéarités de dispositifs radiofréquences comme des amplificateurs ou des convertisseurs analogique-numérique [109], avec une compression visible pour $P_{EDGE} > -10$ dBm. Dans ce cas, le tassement observé de la courbe d'IMD3 (*third-order Inter-Modulation Distorsion*) à haute puissance d'entrée traduit le fait que lorsque la puissance du signal d'entrée est trop élevée et se rapproche du point de compression à -1 dB du dispositif, la fréquence fondamentale connaît un écrêtement tel que l'IMD3 est lui aussi atténué, au profit des produits d'intermodulation d'ordre supérieur qui deviennent ensuite prédominants. Ce palier indique dans les deux cas qu'on atteint un niveau de puissance d'entrée critique vis-à-vis du système étudié, qu'il soit électrique ou électro-optique.

En conclusion, on dispose désormais de deux critères de qualité complémentaires, à savoir l'EVM et les courbes CCDF de puissance, qui permettent de connaître la puissance moyenne maximale à l'émission telle que l'écrêtage du signal soit tolérable. Dès que les courbes CCDF se dilatent, cela traduit effectivement que la puissance imposée pour le signal électrique modulant le VCSEL est trop importante par rapport au point de polarisation choisi. Il convient alors, soit de choisir un point de polarisation plus haut, soit de diminuer la puissance du signal d'entrée. On remarque que plus le point de polarisation est haut, plus on s'expose aussi à une saturation du photodétecteur.

On a pu, lors de cette étude, qualifier les différentes phases de dégradation du signal, ce qui donne une valeur ajoutée au seul critère de l'EVM généralement utilisé. Ces critères de CCDF et d'EVM seront ainsi utilisés dans la suite des travaux exposés afin de choisir un point de polarisation et une puissance d'émission de manière adéquate.

2. Caractérisation du lien optique SIMO

On dispose désormais d'outils pour assurer une polarisation correcte de la diode laser pour s'affranchir de la non-linéarité intrinsèque de sa caractéristique statique. On va maintenant se focaliser sur la caractérisation des dispositifs utilisés pour la mise en place d'un schéma de transmission SIMO optique.

Avec l'étude théorique et les simulations réalisées jusqu'ici, on a démontré l'importance de la sélection des groupes de modes pour une transmission SIMO. Afin d'améliorer la précision de cette sélection, on choisit d'utiliser pour l'émission du faisceau lumineux une diode laser de type DFB, émettant à une longueur d'onde de 1550 nm. L'ouverture numérique d'un laser DFB monomode est plus faible que celle d'un VCSEL multimode. On pourra ainsi exciter en particulier certains groupes de modes de façon à obtenir, dans le cadre d'un schéma de transmission SIMO optique, des réponses de canaux complémentaires conduisant à une augmentation de la capacité par rapport à une transmission classique SISO. Les critères de qualité étudiés avec le VCSEL restent valables dans cette nouvelle configuration.

On choisit ainsi d'étudier un montage SIMO optique 1x2, dans le but d'améliorer les performances de transmission sur un tronçon de fibre optique de diamètre de cœur et de gaine respectifs de 50 et 125 μm . Une diode laser monomode DFB est donc couplée en entrée de la fibre optique via un connecteur classique. Le faisceau en sortie de la fibre est alors séparé en deux via l'utilisation d'un coupleur multimode 1x2, avant d'être photodétecté. Le photodétecteur utilisé ici est le même photodétecteur Picometrix que celui utilisé dans l'étude des non-linéarités du paragraphe III.1. Il s'agit d'une photodiode PIN de responsivité de 0,9 A/W à 1310 nm et de bande passante de 9 GHz associé à un amplificateur transimpédance de gain égal à 500 Ohms. Lors de la transmission d'un signal numérique, le traitement du signal est réalisé grâce à un analyseur vectoriel VXI d'Agilent couplé au logiciel VSA. On note que compte tenu des contraintes logicielles du mode d'acquisition des données reçues par le système VXI par le logiciel VSA, qui fonctionne grâce à un bus GPIB, il n'est pas possible de réaliser l'acquisition simultanée des deux signaux électriques fournis par les deux photodiodes de réception. Cette acquisition est donc différée en pratique ; on s'assurera au cours de l'étude que ce mode d'acquisition ne remet pas en cause le principe de fonctionnement et les résultats obtenus via ce montage. Ce point sera justifié au paragraphe III.3.

2.1. Caractérisation de la diode laser

On utilise une diode laser monomode de type DFB, fonctionnant à une longueur d'onde de 1550 nm. On cherche à mesurer sa caractéristique statique afin de choisir par la suite le point de polarisation et prévoir le niveau de puissance qui sera reçu par le coupleur puis par les photodiodes. Cette caractéristique est réalisée en connectant la diode laser monomode à un photodétecteur via un tronçon de fibre monomode de diamètre de cœur et de gaine respectifs de 9 et 125 μm . Elle est visible sur la figure 51.

On note que le courant de seuil est de 10,5 mA. On trace l'approximation linéaire de la caractéristique à partir du courant de seuil, et on obtient une pente de 0,2 W/A. On s'attend à ce que le comportement dynamique du laser suive cette courbe. On prendra garde à ne pas subir l'impact de la non-linéarité due au courant de seuil grâce aux résultats précédemment présentés dans ce chapitre III.

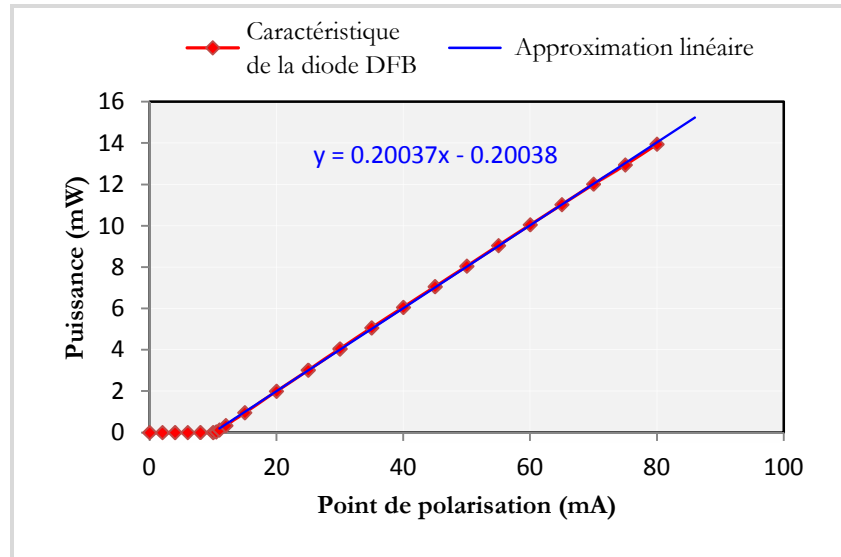


Figure 51 - Caractéristique statique de la diode DFB utilisée dans le schéma SIMO

Cette caractéristique sera utilisée pour déterminer le point de polarisation de la diode laser lors des expériences à venir.

2.2. Etude des coupleurs

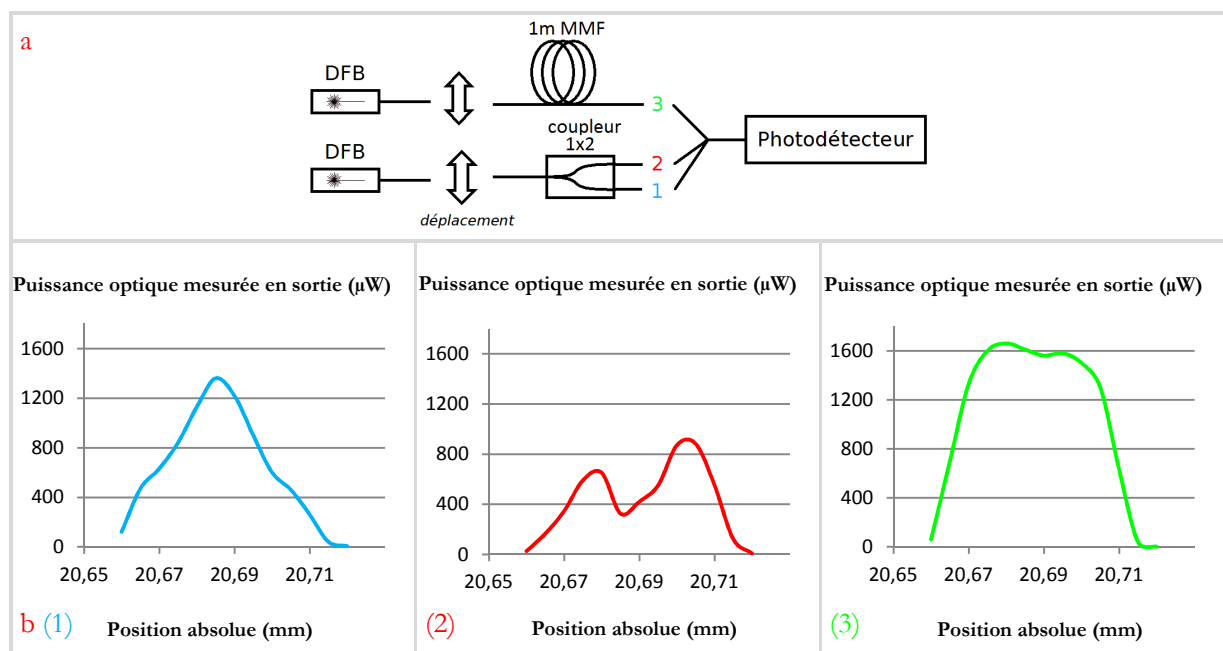
Pour réaliser une transmission SIMO optique, on a besoin de séparer le faisceau lumineux suite à son trajet dans la fibre multimode. On dispose pour cela d'un coupleur multimode 1x2, constitué en entrée d'une fibre multimode de diamètres de cœur et de gaine respectifs de 50 et 125 μm , et de deux fibres du même type en sortie. Ce coupleur est estampillé 50/50, c'est-à-dire que chacune des deux sorties doit recevoir 50% de la puissance lumineuse incidente ou, dans le cadre d'une utilisation pour un schéma MISO, que chacune des entrées contribue pour moitié à la puissance optique mesurée en sortie. On cherche à vérifier que ce ratio est bien respecté.

Or, il apparaît dès les premières mesures que ce n'est pas le cas : pour un schéma SIMO, lorsque l'on polarise la diode laser DFB à 20 mA pour une puissance optique de 2 mW appliquée en entrée du coupleur, on mesure respectivement des puissances optiques de 1,45 mW et 400 μW sur les sorties 1 et 2 du coupleur. On vérifie alors le comportement du coupleur en utilisant le laser VCSEL précédemment utilisé et émettant à une longueur d'onde de 850 nm. En le polarisant à 5 mA pour une puissance optique correspondante de 1 mW, on mesure une puissance optique de 360 μW sur chacune des sorties, ce qui correspond bien à un comportement de coupleur 1x2 de type 50/50 prévu par le constructeur. On va alors caractériser le coupleur afin de déterminer l'origine de la perte du caractère symétrique du coupleur lorsque l'on travaille à une longueur d'onde de 1550 nm.

Le mode opératoire consiste à balayer spatialement l'entrée du coupleur par un faisceau optique issu de la diode laser DFB fibrée en fibre monomode, via un couplage en espace libre. Ce balayage est effectué selon un axe transverse à l'axe de propagation de la fibre optique. On cherche ainsi à exciter différents groupes de modes et à mesurer la variation de la puissance optique pour les deux sorties du coupleur. On réalise un balayage horizontal grâce à des micro-positionneurs manuels. La fibre monomode a été préalablement centrée verticalement par rapport au centre de la fibre multimode en déterminant quelle position verticale correspond à un couplage maximal.

On compare alors ces résultats à la puissance optique mesurée lorsque le coupleur est remplacé par un tronçon d'un mètre de fibre multimode de type 50/125. Le montage est schématisé par la figure 52a, tandis que la figure 52b présente les résultats de mesure. La diode DFB est alors polarisée à 18,5 mA, pour obtenir une puissance optique de 1,6 mW en entrée du coupleur ou de la jarrettière de fibre multimode après couplage en espace libre.

La figure 52 montre clairement la différence de comportement selon les 3 scénarios de transmission considérés. Lorsque l'on injecte dans une jarrettière d'un mètre de fibre multimode 50/125, la puissance reçue est quasiment constante sur une large plage de positions d'injection. Ce n'est plus vrai lorsque l'on injecte le faisceau lumineux en entrée du coupleur 1x2 et que l'on observe la sortie 1 : on a un pic de puissance bien visible, étroit, qui traduit que le maximum de puissance est atteint uniquement lorsque l'on excite les modes principaux, proches du centre de la fibre d'entrée du coupleur. On observe un comportement complémentaire pour la sortie 2 du coupleur : on a cette fois deux maxima de puissance optique, tous deux obtenus lorsque l'injection en entrée du coupleur excite les modes d'ordre élevé se propageant en périphérie de la fibre multimode constituant l'entrée du coupleur. Contrairement à la sortie 1 qui affiche un maximum de puissance lorsque les modes principaux sont excités en entrée, on mesure ici un minimum de puissance dans ce cas.



On peut donc conclure que travailler avec un laser DFB monomode longitudinal (longueur d'onde d'émission de 1550 nm) et monomode transverse permet d'exciter précisément certains groupes de modes en particulier. Cette excitation précise met en lumière la sélectivité spatiale du coupleur vis-à-vis des modes transmis. Ainsi, ce coupleur favorise la propagation des modes principaux vers sa sortie 1 et celle des modes d'ordre élevé vers sa sortie 2. Cette sélectivité spatiale devra être prise en compte pour les travaux ultérieurs.

Afin de préciser les résultats de cette étude, on utilise un second banc de mesure en champ proche. On dispose d'une caméra qui permet de visualiser et d'analyser le champ lumineux aux sorties du coupleur. Le laser DFB est cette fois polarisé à 30 mA pour une puissance lumineuse de 4 mW. L'image du champ proche aux deux sorties du coupleur est visible sur la figure 53, tandis que les profils d'intensité lumineuse associés sont disponibles sur la figure 54. Cependant, l'axe des abscisses n'est ici pas identique dans la mesure où les deux sorties sont mesurées successivement et non simultanément comme pour les résultats de la figure 52. De même, l'intensité relevée ici est arbitraire et n'est pas reliée directement à une puissance optique.

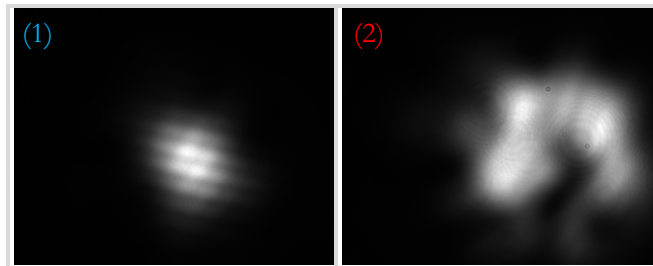


Figure 53 - Allure du champ proche aux sorties 1 (1) et 2 (2) du coupleur 50/50

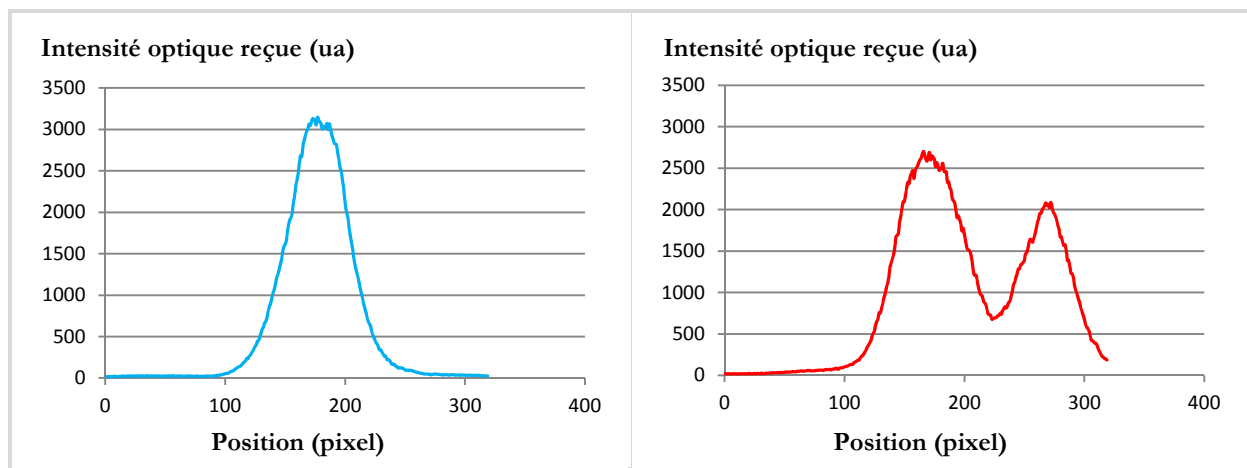


Figure 54 – Profils d'intensité optique mesurés aux sorties 1 (1) et 2 (2) du coupleur 50/50

Les deux mesures ne possèdent pas la même position de référence. Ces mesures confirment cependant les conclusions énoncées précédemment, à savoir une répartition nette des modes sur les deux sorties, avec les modes principaux sur la sortie 1 et les modes d'ordre élevé sur la sortie 2. La figure 53 témoigne qualitativement de cette sélectivité spatiale, puisque la puissance lumineuse est confinée au centre de la fibre pour la sortie 1 tandis qu'elle est concentrée sur le pourtour de la fibre pour la sortie 2 du coupleur. On cherchera à exploiter cette sélectivité modale dans la suite des travaux. On s'intéresse maintenant à la caractérisation de la fibre optique lors de son utilisation dans un contexte SIMO optique.

2.3. Réponse fréquentielle de la fibre optique

On cherche maintenant à caractériser la réponse fréquentielle de la fibre optique. On doit pour cela isoler la contribution de la fibre optique de celles de la photodiode et de la diode laser. On procède alors de la façon suivante : on mesure tout d’abord, à l’aide d’un analyseur de réseau vectoriel (VNA, *Vector Network Analyser*), le paramètre S de transmission $S_{21_{base}}$ sur la plage de fréquences considérée du lien optique constitué de la diode laser DFB directement connectée à la photodiode Picometrix. On mesure ensuite le paramètre S_{21} de l’ensemble du dispositif avant de lui retrancher le paramètre $S_{21_{base}}$ précédemment mesuré. Cette procédure se justifie par la stabilité temporelle observée du paramètre $S_{21_{base}}$, ce qui n’est pas le cas pour la réponse fréquentielle de la fibre optique, avec ou sans coupleur. Ce point sera discuté en particulier dans le paragraphe suivant.

Le schéma de mesure et la réponse fréquentielle de la fibre sont présentés sur la figure 55. On a placé un isolateur en sortie du laser DFB afin de garantir qu’on n’ait aucun retour de signal lumineux dû aux réflexions optiques parasites sur les connecteurs optiques vers la cavité laser de la diode DFB, ce qui aurait un impact sur la stabilité de la source DFB, provoquant l’émission d’autres longueurs d’onde optiques. Par ailleurs, un atténuateur optique de -3 dB est inséré en entrée de la fibre multimode, ce qui a pour effet de limiter la puissance optique reçue par la photodiode Picometrix afin de rester dans la limite de puissance optique de 1.5 mW garantissant le fonctionnement linéaire du photodétecteur. Cet atténuateur sera utilisé par la suite pour des transmissions de signaux numériques pour des points de polarisation élevés. Le point de polarisation est choisi à 16,4 mA pour une puissance optique de 1,14 mW en sortie du laser, de façon à ne pas saturer les photodiodes. SIMO x indique la réponse fréquentielle S21 mesurée entre l’entrée de la fibre multimode et la sortie x du coupleur ($x = 1$ ou 2).

On note sur la figure 55b la présence de deux évanouissements principaux dans chacune des réponses SIMO1 et SIMO2 mais à des fréquences différentes. Ainsi, la réponse du canal optique SIMO1 constitué du tronçon de fibre optique de 900 mètres et de la sortie 1 du coupleur présente un premier évanouissement, autour de 3 GHz, bien moins marqué que pour la transmission SISO sans coupleur. On attribue cette amélioration de la réponse au fait qu’on sélectionne de fait pour ce canal les modes principaux, ce qui a pour conséquence une diminution de l’impact de la dispersion intermodale et une amélioration de la bande passante à -3 dB. On retrouve ici les résultats de simulation du chapitre II, illustrés notamment par la figure 36 du paragraphe II.1.3.c). La diminution du nombre de mode excités due au filtrage spatial permet par ailleurs une amélioration de la bande passante à -3 dB.

Par ailleurs, la réponse du canal SIMO2 comprenant la sortie 2 du coupleur présente pour toute la bande de fréquence étudiée une forte atténuation comprise entre 1 et 20 dB. Cette atténuation est attribuable au coupleur, dont on a vu que sa sélectivité modale implique une puissance délivrée pour la sortie 2 bien inférieure à celle de la sortie 1 : lorsque les modes centraux sont excités, on a respectivement un déséquilibre de puissance optique entre les sorties 1 et 2 du coupleur.

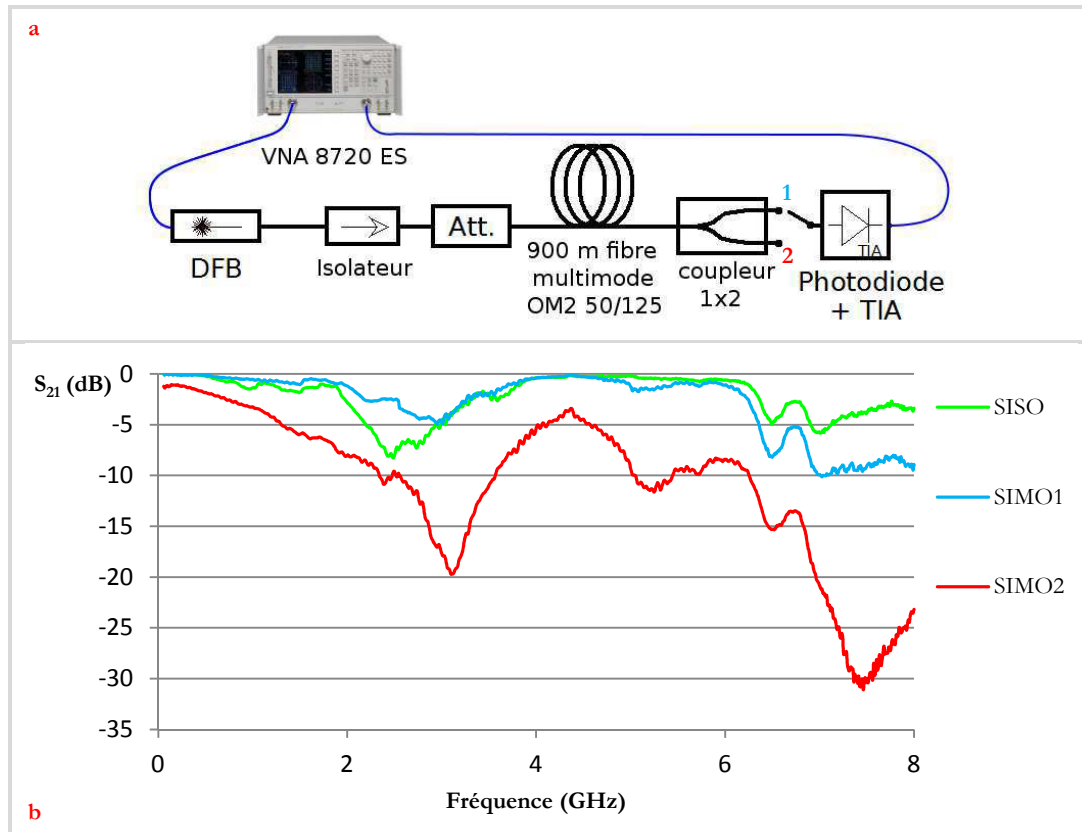


Figure 55 – a. Montage pour la mesure de la réponse fréquentielle de la fibre multimode

b. Réponse fréquentielle de la fibre multimode 50/125 de 900m de long dans le cadre d'un schéma SISO ou SIMO

Cette différence de puissance correspond à environ 6,5 dB d'après les données mesurées et présentées sur les figures 52 et 54. On a ici excité les modes principaux en entrée du tronçon de fibre de 900 mètres, les modes excités à l'entrée du coupleur ne sont donc pas les mêmes, en particulier à cause des transferts de puissance entre groupes de modes, modélisés dans le chapitre II et qui varient en fonction du temps et de la fréquence.

On a donc une atténuation variable mais toujours présente entre les deux canaux, ce qui peut constituer un handicap pour la transmission optimale de signaux numériques notamment sur le canal SIMO2. Après avoir envisagé un temps l'utilisation de méthodes à injection décalée comme dans les travaux exposés dans l'état de l'art, c'est-à-dire d'injecter le faisceau dans la fibre de façon à obtenir des puissances optiques équilibrées aux deux sorties du coupleur, on choisit finalement de conserver le schéma initial du fait du manque de stabilité, de la complexité et du coût qu'induirait un couplage en espace libre avec micro-positionneurs.

On va maintenant vérifier si cette caractéristique est valable quel que soit le moment d'étude, et vérifier si les hypothèses énoncées dans le chapitre 2 sont légitimes.

3. Evolution temporelle de la réponse de la fibre optique

On a vu, lors de la mesure au VNA de la réponse fréquentielle de la fibre optique, que celle-ci présentait des variations au cours du temps. On cherche donc ici à caractériser ces variations ; on rappelle que le modèle choisi pour traduire le comportement de la fibre optique est un modèle pseudo-statique, pour lequel on considère le canal comme fixe sur une durée supérieure à quelques symboles. On veut vérifier que les variations du canal restent lentes pour valider ce modèle et transmettre des signaux analogiques ou numériques, dans un canal à estimer uniquement à intervalles réguliers et non en permanence.

Le protocole adopté est le suivant : on effectue 500 mesures automatisées du paramètre S_{21} du canal optique SISO incluant le tronçon de 900 mètres de fibre, espacées de 6 secondes, délai minimal entre l'acquisition de deux mesures successives du paramètre S_{21} . Le résultat reflète les variations de la réponse de la fibre optique multimode, en considérant les réponses de la diode laser DFB et de la photodiode constantes en fonction du temps. On trace alors cette réponse fréquentielle du canal en fonction du temps sur la figure 56 ci-contre.

On voit sur la figure 56 que la réponse fréquentielle de la fibre optique est sujette à des variations temporelles qui ne sont pas forcément négligeables, et ce particulièrement dans les régions fréquentielles correspondant à des évanouissements de la réponse de la fibre. Ainsi, on constate sur cette figure que pour le second évanouissement, pour une fréquence de 5,8 GHz, la valeur du paramètre S_{21} varie de -39,52 à -24,07 dB en fonction du temps, soit une différence de 15,45 dB. La même mesure faite à 2 GHz, pour le premier évanouissement, donne une valeur de S_{21} comprise entre -30,68 et -21,45 dB, soit une différence de 9,23 dB.

Ces observations nous amènent à étudier plus précisément l'ampleur des variations temporelles de la réponse de la fibre optique. On doit tout d'abord s'assurer que ces fluctuations ne constituent pas un obstacle à la transmission de signaux analogiques ou numériques. Cette caractérisation permettra par ailleurs de prendre en compte le caractère non-simultané des différentes mesures effectuées sur notre banc expérimental SIMO.

On réalise cette étude pour quatre cas particuliers, à savoir un intervalle de mesure de 6 secondes, et de 10, 20 et 30 minutes. Dans chacun de ces cas, on calcule alors l'écart-type des différentes valeurs prises par le paramètre S_{21} pour chaque valeur de fréquence. Cet écart-type traduit la dispersion des valeurs mesurées par rapport à leur valeur moyenne. Ce paramètre a été choisi car il reflète le comportement général de la fibre sur toute la durée de la plage temporelle étudiée, tandis qu'un autre type de paramètre, comme l'écart maximum observé, n'aurait que peu de sens dans la mesure où cet écart maximum aurait une probabilité très faible de se produire. Les résultats sont présentés par la figure 57, et présentent des écarts-types calculés sur une fenêtre temporelle glissante de la durée temporelle voulue, d'après les relevés présentés à la figure 56.

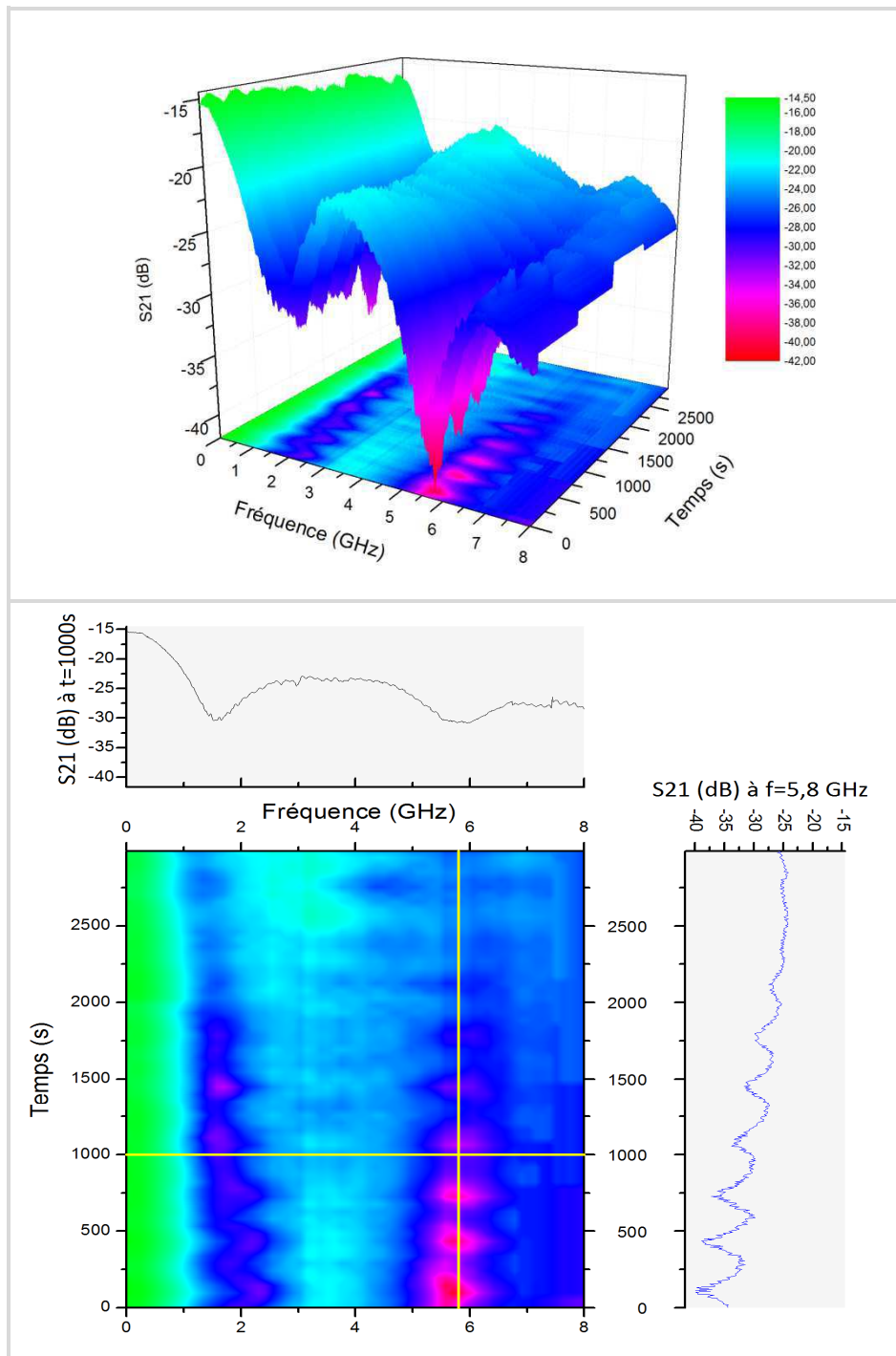


Figure 56 – Variations temporelles de la réponse fréquentielle du tronçon de fibre multimode OM2 50/125 de 900 mètres

La figure 57a page suivante nous montre que la variation de la réponse de la fibre est relativement faible et continue, puisque l'on mesure très peu d'évolutions supérieures à 1 dB en valeur absolue. Une analyse de ces résultats montre que ces variations sont surtout présentes dans les plages fréquentielles correspondant à des évanouissements, comme le montre la figure 58. Ainsi, on a une probabilité de 12,8 % d'avoir une variation de plus d'1 dB en 6 secondes pour une mesure à 5,8 GHz, dans le second évanouissement, contre une probabilité de 0,2 % à 3 GHz. Hors des évanouissements, la probabilité d'avoir des variations de l'ordre du dB au bout d'un temps de mesure de 6 secondes reste faible.

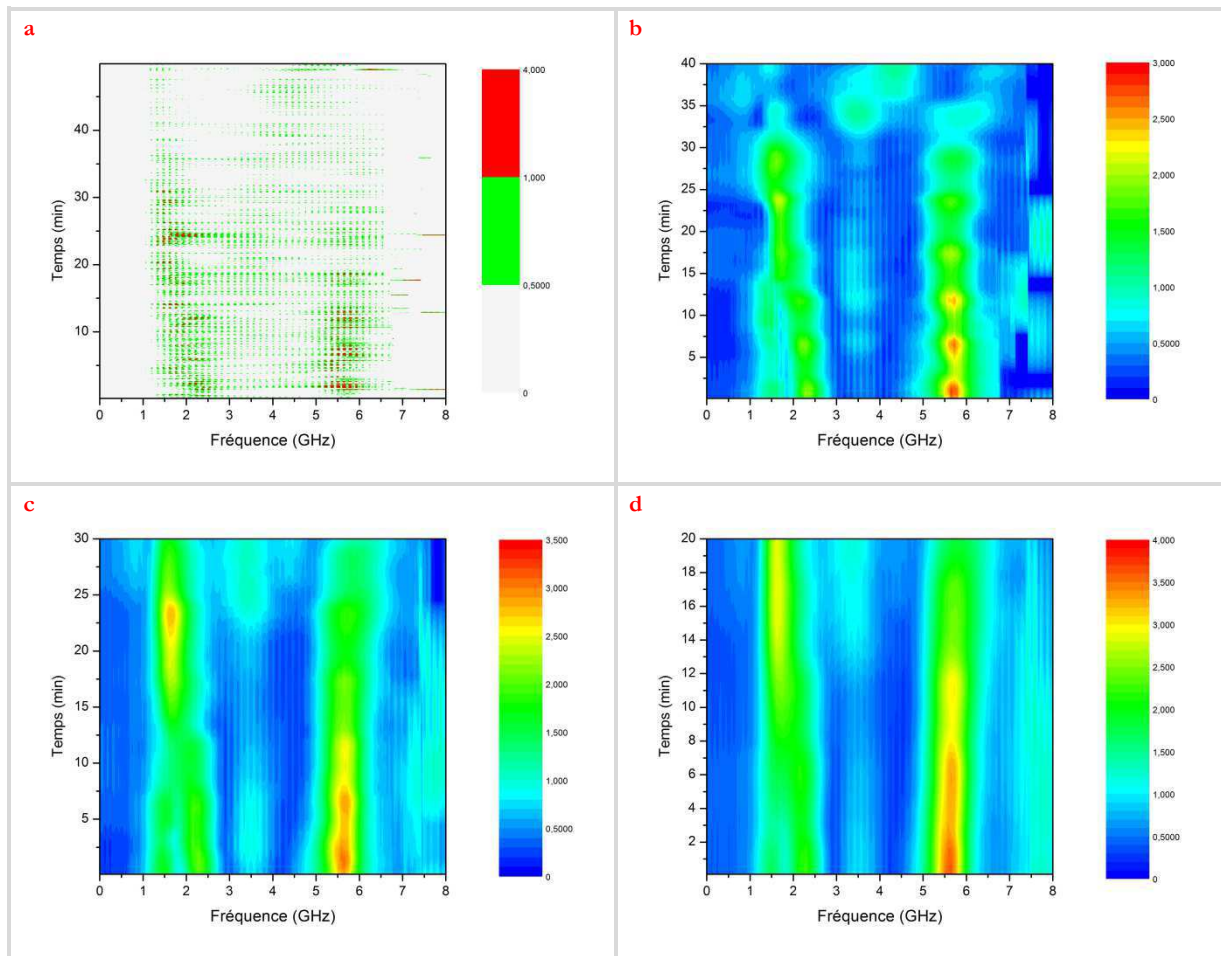


Figure 57 - Etude de la variation du coefficient S21 (en dB) via l'écart-type de l'ensemble des valeurs mesurées pour des plages de temps durant a. 6 secondes b. 10 minutes c. 20 minutes d. 30 minutes

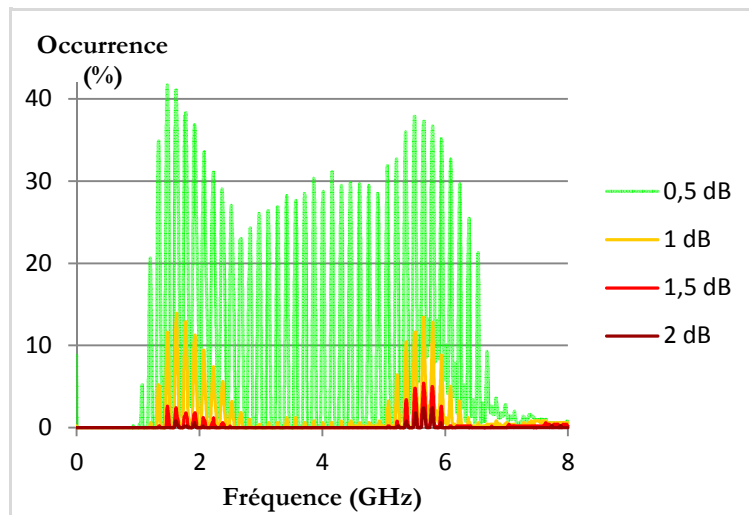


Figure 58 - Statistique des variations (en valeur absolue) du coefficient S21 en fonction de la fréquence sur une durée de 6 secondes

On conclut de ces résultats que les variations temporelles de la réponse fréquentielle de la fibre optique seront lentes par rapport à la durée d'un symbole du signal OFDM si $T_{\text{symb_OFDM}}$ reste inférieur à quelques secondes, ce qui est bien entendu le cas pour des communications numériques haut débit. Cette condition est nécessaire afin de pouvoir réaliser l'étape d'égalisation

du signal OFDM, puisque le temps caractéristique de changement de la réponse du canal est bien plus long que la durée du symbole OFDM. L'utilisation d'une séquence d'apprentissage en début de trame de symboles OFDM à transmettre ou encore l'insertion de pilotes dans le symbole OFDM transmis permettront de réaliser l'estimation de la réponse fréquentielle du canal optique nécessaire à l'étape d'égalisation en réception. Néanmoins, cette condition temporelle n'est pas suffisante pour garantir une égalisation simple du signal OFDM. Une condition fréquentielle est aussi à satisfaire, qui sera discutée au paragraphe IV.4.

L'analyse des courbes b, c et d de la figure 57 nous renseigne par ailleurs sur l'écart moyen attendu entre la valeur mesurée du paramètre S_{21} et sa valeur moyenne sur un intervalle de durée respectivement égale à 10, 20 et 30 minutes. On montre ainsi qu'on attend un écart-type, pour une durée de mesure de 10 minutes décrite par la figure 57b, compris entre 0 et 3 dB. Cet écart n'est pas réparti uniformément, avec des évanouissements logiquement sujets à plus de variations que les lobes de la réponse fréquentielle de la fibre. Par ailleurs, même dans ces évanouissements, l'écart moyen attendu varie : autour de 5,8 GHz, on attend ainsi un écart-type compris entre 0,5 et 3 dB, selon la plage temporelle étudiée. Ces constatations s'élargissent aux figures 57c et 57d : l'écart moyen constaté est alors légèrement plus important, avec des maxima de 3,5 et 4 dB pour des durées de 20 et 30 minutes. Ces maxima sont toujours atteints pour les évanouissements de la fibre.

La conclusion de cette étude est double : on a montré qu'on s'attend à ce que les variations temporelles de la fibre multimode utilisée, dues au couplage entre modes et à la variation temporelle de l'excitation des modes en entrée, ne constitue pas un obstacle à la transmission de signaux numériques. Ce résultat était attendu compte tenu de l'état de l'art développé dans le chapitre I. En outre, on insiste ici sur le caractère lent de ces variations, qui sont plus fortes lorsque la durée de l'intervalle de temps considéré augmente fortement. On gardera à l'esprit, dans la suite des travaux présentés dans cette thèse, que les temps d'expérimentation ont ainsi un impact sur la légitimité des comparaisons de résultats obtenus de manière non simultanée entre les sorties du système SIMO.

4. Critère de non-sélectivité en fréquence

On vient de caractériser la variation temporelle de réponse fréquentielle de la fibre optique. Cette dimension prise en considération, on s'attache maintenant à définir un critère rendant compte du degré de sélectivité fréquentielle du canal optique. Cette information est déterminante pour la transmission d'un signal numérique. Pour transmettre un signal numérique classique de largeur de bande B , le cas idéal consiste à avoir un canal non-sélectif en fréquence sur toute la largeur de bande B . Cette condition n'est pas toujours remplie, auquel cas il est possible d'utiliser la modulation OFDM, qui permet de vérifier ce critère de non-sélectivité en fréquence grâce à l'utilisation de sous-porteuses orthogonales. Cependant, on doit vérifier que le canal est non-sélectif en fréquence pour une largeur de bande équivalente à la bande occupée par chaque sous-porteuse OFDM.

Le paramètre communément utilisé pour établir le degré de sélectivité en fréquence d'un canal s'appelle la bande de cohérence du canal (*Coherence Bandwidth* en anglais). Il définit la largeur fréquentielle maximale pour laquelle la fonction d'autocorrélation normalisée de la réponse (ou fonction de transfert) du canal atteint un niveau arbitraire, typiquement 0,5, 0,7 ou 0,9. La bande de cohérence du canal ainsi obtenue est notée B_c . Pour les niveaux de référence 0,9 et 0,5 la bande de cohérence peut être reliée à l'étalement maximal des retards σ_τ via les formules [110] :

$$B_c(0,9) \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (45)$$

$$B_c(0,5) \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (46)$$

On peut donc relier la bande de cohérence à la mesure physique de l'étalement maximal des retards (ou profondeur du canal) σ_τ . Cependant, ces relations sont des approximations empiriques et ne constituent pas une méthode fiable. Le calcul de la fonction d'autocorrélation de la fonction de transfert du canal est donc généralement adopté, en normalisant le résultat de façon à avoir une courbe d'ordonnée comprise entre 0 et 1 [111]. Cependant, le résultat du calcul de l'autocorrélation de la fonction de transfert d'un canal dépend de la largeur fréquentielle sur laquelle le calcul de la fonction d'autocorrélation est réalisé. Ainsi, si l'on considère l'autocorrélation normalisée d'une porte de largeur fréquentielle B , on obtient la courbe présentée à la figure 59. Pour cette porte, la bande de cohérence associée à un coefficient de corrélation x est égale à $(1 - x) * B$. Ainsi, la bande de cohérence $B_c(0,9)$ est égale à 10 % de la bande de mesure B .

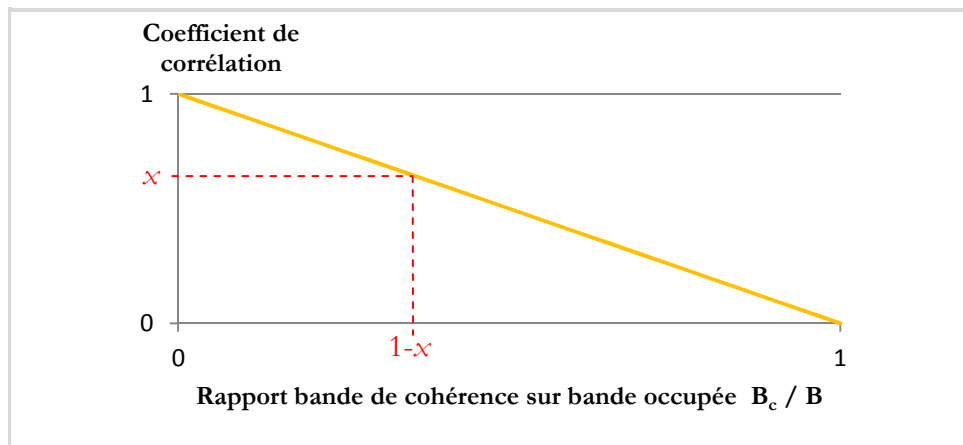


Figure 59 - Fonction d'autocorrélation et bande de cohérence pour une porte fréquentielle de largeur B

En pratique, lorsque l'on effectue le calcul de l'autocorrélation de la fonction de transfert d'un canal, en particulier d'une fibre optique multimode, la bande de cohérence obtenue, pour un niveau de corrélation donné, dépend directement de la largeur du canal considéré et donne des résultats très peu différents de celui d'une porte de même largeur. On aboutit alors à des résultats de bande de cohérence peu pertinents comme dans [111], dans la mesure où cette bande de cohérence dépend très majoritairement de la bande fréquentielle utilisée comme référence pour le calcul et ne traduit pas le caractère non-sélectif du canal.

De plus, le comportement du canal optique est fondamentalement différent de celui du canal radio pour lequel, sur toute la bande du canal, la statistique du canal est la même. Comme on l'a vu au chapitre II, la statistique du canal optique diffère quant à elle, selon que l'on se place dans la bande passante de la fibre ou en-dehors. On ne peut donc pas utiliser le même outil de calcul de la bande de cohérence que celui utilisé dans le domaine radio.

On propose ainsi une approche alternative, à savoir considérer, à la place de la bande de cohérence, l'écart quadratique entre l'autocorrélation de la fonction de transfert du canal considéré et l'autocorrélation d'une porte de même largeur fréquentielle. Cet écart traduit ainsi effectivement la différence de comportement du canal étudié par rapport à un canal non-sélectif en fréquence. On se base sur les fonctions de transfert SISO et SIMO de la fibre optique mesurées lors de la caractérisation de la fibre optique au paragraphe III.2.3, et présentées à la figure 55b.

On choisit d'étudier quatre canaux de largeur fréquentielle Δf pour chacune des trois réponses SISO, SIMO1 et SIMO2, correspondant à quatre comportements différents du canal optique, comme vu dans le chapitre II : sur le premier lobe de la réponse fréquentielle, dans le premier évanouissement, sur le premier rebond, et au-delà du premier rebond. La définition de ces canaux est précisée par la figure 60. La fréquence centrale f_2 du canal 2 correspond au minimum local du coefficient S_{21} de la fibre, tandis que la fréquence f_3 est la fréquence centrale du premier rebond, mesuré comme la plage de fréquences vérifiant $S_{21_{rebond}} \geq S_{21_{max}} - 3$ dB (hors bande passante à 3 dB de la fibre).

On calcule l'écart quadratique entre l'autocorrélation d'une porte de largeur fréquentielle Δf et les quatre canaux définis précédemment, qu'on appellera critère de non-sélectivité en fréquence, pour des valeurs de Δf allant de 5 à 400 MHz, par pas de 5 MHz. Les résultats sont présentés sur la figure 61 page suivante.

On note tout d'abord pour le cas SISO que l'écart quadratique reste très faible pour les canaux 1 et 3, dans la bande passante de la fibre et sur le premier rebond, avec des valeurs inférieures à 10^{-4} pour une largeur de canal inférieure respectivement à 220 et 240 MHz. Pour une largeur supérieure à 200 MHz, on note que le canal 3 situé sur le rebond de la réponse de la fibre est moins sélectif en fréquence que le canal 1, pourtant situé dans la bande passante. Ceci s'explique par la largeur importante du rebond par rapport au premier lobe de la réponse de la fibre.

On constate cependant que pour les canaux 2 et 4, c'est-à-dire pour le premier évanouissement et au-delà du premier rebond, l'écart quadratique augmente en flèche très rapidement. Ainsi, le seuil de 10^{-4} précédemment évoqué est dépassé dès que la largeur du canal étudié dépasse respectivement 20 et 60 MHz. En considérant ce seuil arbitraire comme une valeur limite, on détermine ainsi que les canaux 1, 2, 3 et 4 sont non-sélectifs en fréquence pour des largeurs maximales de 220, 60, 240 et 20 MHz.

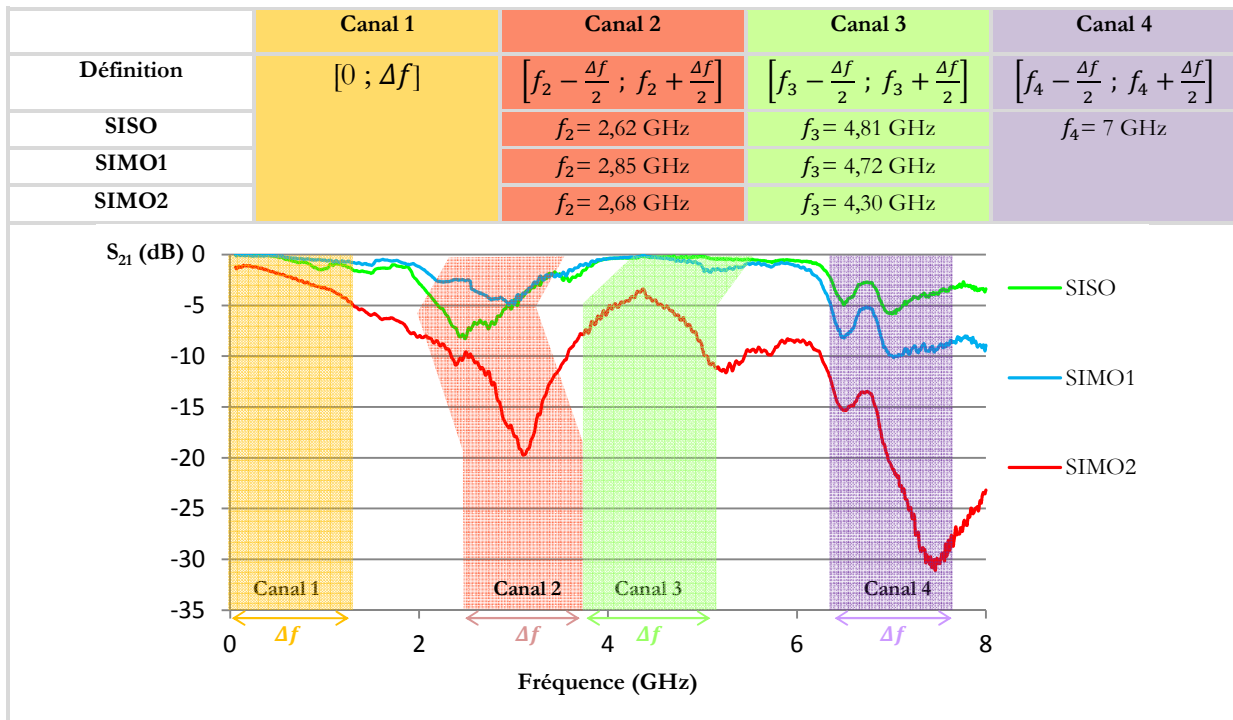


Figure 60 - Définition des canaux pour l'étude de la sélectivité en fréquence de la fibre optique multimode

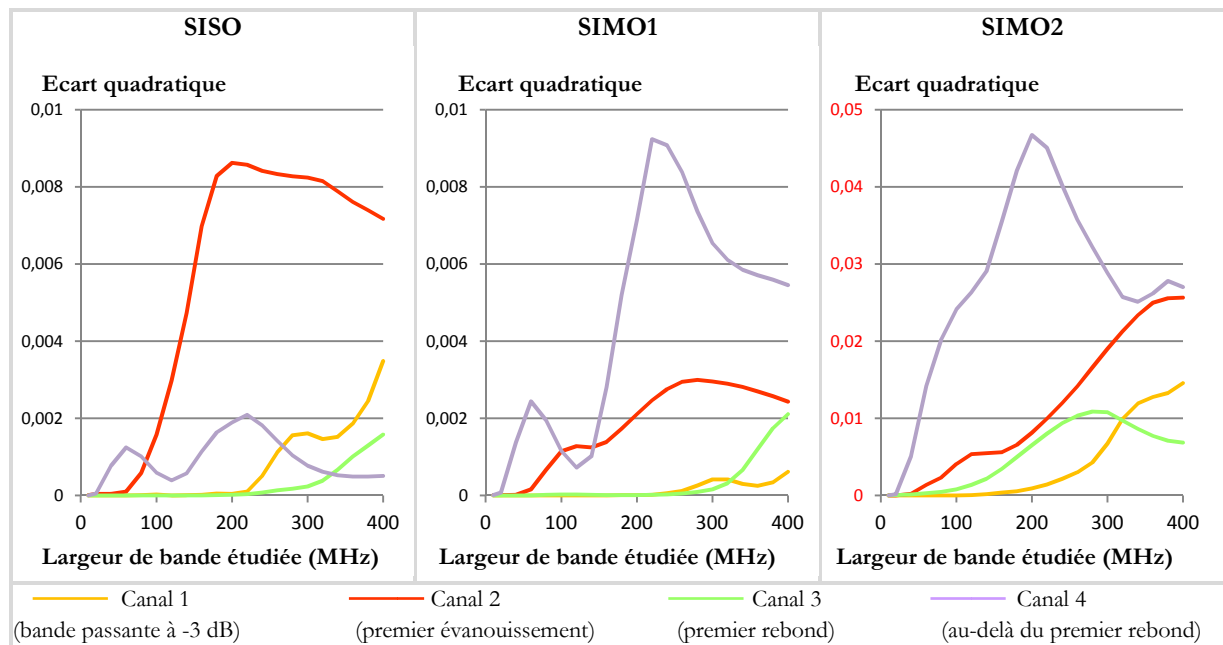


Figure 61 - Critère de sélectivité en fréquence du canal optique

On retrouve le même comportement pour les canaux étudiés à partir des réponses SIMO1 et SIMO2, à la différence notable que le SIMO2 implique une perte de puissance par rapport au schéma SIMO1, due à la répartition des modes par le coupleur. Cela se traduit pour le canal SIMO2 par des bandes fréquentielles non-sélectives en fréquence beaucoup plus étroites, avec un écart quadratique qui augmente beaucoup plus rapidement et fortement. Par ailleurs, le rebond est moins plat que pour les cas SISO et SIMO1 : l'écart quadratique augmente ainsi plus rapidement pour le canal 3 que pour le canal 1. En conservant le seuil de référence de 10^{-4} pour

l'écart-type, on aboutit à des largeurs maximales de 240, 40, 280, 20 MHz dans le cas du SIMO1 et de 120, 20, 20, 10 MHz dans le cas du SIMO2.

Cette étude traduit de façon directe l'influence de la fréquence centrale du canal et de sa largeur sur son caractère plus ou moins sélectif en fréquence. Ainsi, un canal de transmission situé dans un évanouissement de la réponse fréquentielle ne garantira un comportement indépendant de la fréquence que sur une largeur d'une vingtaine de MHz. Cette valeur peut sembler faible mais dépasse de fait largement l'écart fréquentiel entre deux sous-porteuses d'un signal OFDM, qui est égal à 312,5 kHz pour un signal Wi-Fi de norme 802.11g, signal qui sera utilisé comme signal de mesure dans le prochain chapitre.

On remarque que le seuil choisi ici l'est de façon arbitraire. Toutefois, quelle que soit la valeur (suffisamment faible) choisie pour le seuil, l'évolution constatée reste la même, et la largeur de canal garantissant une non-sélectivité en fréquence reste du même ordre, permettant la transmission d'un signal OFDM. On rappelle par ailleurs le caractère arbitraire des seuils choisis à 0,5, 0,7 et 0,9 pour la bande de cohérence classique dont on a exposé la faiblesse. On conclut cette étude par le constat que la fibre optique permet l'existence d'un canal de transmission « plat » en fréquence suffisamment large pour qu'une transmission OFDM soit possible, et ce même dans les évanouissements de la fibre. Cette condition n'est par contre pas garantie pour des signaux numériques classiques. On se focalisera donc sur la transmission de signaux OFDM et leur utilisation dans un contexte MIMO.

5. Conclusion

On a cherché dans ce chapitre à caractériser de façon précise le canal de transmission optique qui sera utilisé pour démontrer les avantages du schéma SIMO pour améliorer les performances de transmission par rapport à un lien classique SISO. On a notamment mis l'accent sur la répartition des modes effectuée par le coupleur, qui sera mise à profit mais qui occasionne un déséquilibre de puissance qu'on espère non rédhibitoire. On a par ailleurs mis en lumière la double variation temporelle et fréquentielle de la réponse de la fibre optique. Ces caractéristiques nous conduisent à utiliser des signaux de type OFDM. En effet, d'une part, la durée des symboles OFDM est suffisamment courte pour considérer que la réponse fréquentielle de la fibre optique reste constante pendant leur durée. D'autre part, l'espacement entre les sous-porteuses OFDM est suffisamment faible pour garantir que la fibre optique se comporte comme un canal non sélectif en fréquence pour les différentes sous-porteuses du signal OFDM.

On cherchera dans le prochain chapitre à montrer la faisabilité et l'intérêt du schéma SIMO optique pour la transmission de signaux OFDM.

IV. PERFORMANCES DU SCHEMA SIMO

Le canal optique utilisé a été étudié dans les chapitres précédents à la fois en simulation et expérimentalement. On a ainsi pu établir l'impact de la sélectivité spatiale du coupleur de modes sur la modification de la réponse fréquentielle de la fibre optique, ainsi que les contraintes temporelles et fréquentielles inhérentes au canal optique. On choisit donc d'étudier maintenant la transmission de signaux OFDM, qui présentent une grande robustesse par rapport à ces deux aspects. On se limite ici dans un premier temps à un schéma SIMO 1x2, compte tenu aussi des composants disponibles au laboratoire. On s'intéresse tout d'abord au bilan de liaison d'une transmission SIMO 1x2 par rapport à celui d'une liaison classique SISO. On se focalisera ensuite sur la présentation des différentes méthodes de sélection pour le schéma MIMO avant de les appliquer à une transmission SIMO OFDM.

1. Bilan de liaison et méthodes de sélection

1.1. Bilan en sortie du système SIMO sur la partie signal

On considère le schéma SIMO 1x2 représenté sur la figure 62. Chaque photodiode est intégrée avec un amplificateur transimpédance (TIA). On a noté les paramètres correspondant à chaque élément de la chaîne de transmission, à savoir :

η_l l'efficacité de modulation du laser, exprimée en W/V,
 Z_{in} l'impédance d'entrée du laser, exprimée en Ohms (Ω),
 η_{PD_i} la responsivité de la photodiode i , exprimée en A/W,
 Z_{out} l'impédance de sortie de la photodiode, exprimée en Ω ,
 A_{opt} le coefficient de perte optique due à l'atténuation de la fibre,
 A_{coupl} le coefficient de perte optique due à l'insertion du coupleur, qu'on suppose ici identique pour les 2 voies,
 Z_{TIA} le gain de l'amplificateur transimpédance, exprimé en Ω ,
 $A_{connect}$ le coefficient de perte optique globale provoquée par les connecteurs optiques.

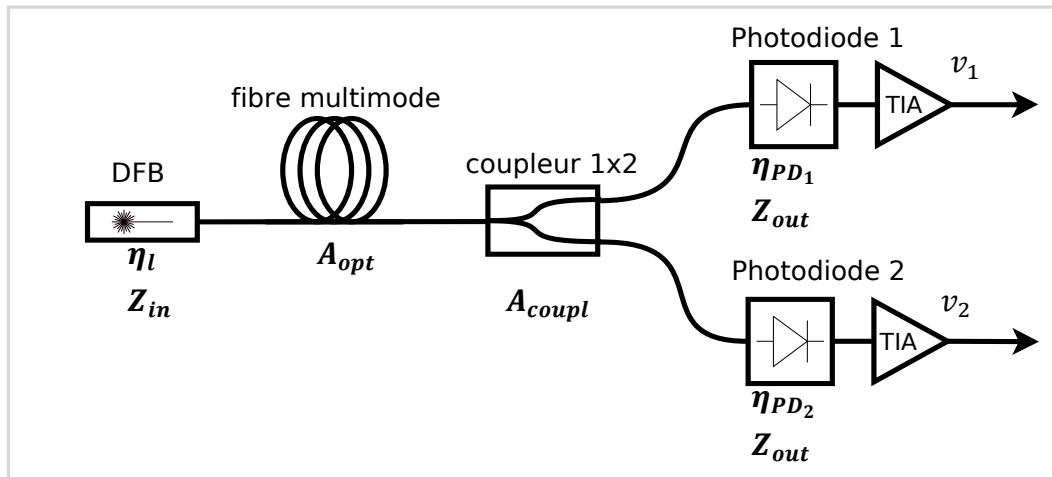


Figure 62 - Schéma du lien SIMO 1x2 pour l'étude du bilan de liaison

On cherche ici à établir le bilan de liaison du système SIMO.

Les pertes optiques A_{tot} du canal SIMO entre la sortie du laser et l'entrée d'une des deux photodiodes prennent en compte les pertes de propagation dans la fibre, les pertes dues aux connecteurs ainsi que les pertes introduites par le coupleur optique. Elles s'expriment selon la formule :

$$A_{tot} = A_{connect} \cdot A_{coupl} \cdot A_{opt} \quad (47)$$

On suppose les photodiodes utilisées en sortie du système SIMO identiques. La puissance optique moyenne reçue en entrée d'une photodiode du système SIMO s'écrit alors en fonction de la puissance moyenne émise par le laser P_{DL} :

$$P_{PD(DC)} = A_{tot} \cdot P_{DL} \quad (48)$$

et le courant moyen photodéetecté s'écrit :

$$I_{PD_DC} = \eta_{PD} \cdot P_{PD(DC)} + I_{dark} = \eta_{PD} \cdot A_{tot} \cdot P_{DL} + I_{dark} \quad (49)$$

où I_{dark} est le courant d'obscurité de la photodiode, qui sera considéré comme négligeable par la suite

On suppose ensuite que le signal électrique appliqué sur la diode laser est une tension sinusoïdale de fréquence f . On cherche à définir la relation entre l'amplitude de cette entrée électrique, notée x , et les amplitudes des signaux électriques v_i , $1 \leq i \leq N$ mesurées aux sorties du

système SIMO. Le laser DFB est modulé en intensité et émet donc un éclairage de forme sinusoïdale. L'amplitude de cet éclairage s'écrit :

$$P = \eta_l \cdot x$$

en supposant la sortie du modulateur radiofréquences et l'entrée de la diode laser adaptées.

A chaque sortie i du système SIMO correspond une réponse fréquentielle h_i qui diffère selon la sortie à cause de la dispersion intermodale dans la fibre multimode. On rappelle qu'on note canal i le canal optique constitué du laser DFB, de la fibre multimode et de la photodiode i reliée à la fibre via la sortie i du coupleur. Le courant photodéecté par la photodiode i à la fréquence f s'écrit alors :

$$I_{PD_i} = \eta_{PD_i} \cdot h'_i \cdot A_{tot} \cdot P \quad (50)$$

où

η_{PD} est la responsivité de la photodiode,

h'_i est la réponse fréquentielle normalisée du canal i du système SIMO

L'amplificateur transimpédance permet de convertir le courant I_{PD_i} en une tension grâce au gain Z_{TIA} . L'amplitude v_i de la tension électrique à la sortie i du système SIMO s'écrit donc :

$$v_i = Z_{TIA} \cdot I_{PD_i} \quad (51)$$

d'où finalement, d'après les équations (48) à (51), l'obtention de l'expression suivante :

$$v_i = h'_i \cdot Z_{TIA} \cdot A_{tot} \cdot \eta_{PD} \cdot \eta_l \cdot x \quad (52)$$

On peut dès lors définir le gain en tension G_{SIMO} , identique pour chaque sortie du système SIMO, comme étant :

$$G_{SIMO} = Z_{TIA} \cdot A_{tot} \cdot \eta_{PD} \eta_l \quad (53)$$

d'où l'expression finale de v_i :

$$v_i = G_{SIMO} \cdot h'_i \cdot x \quad (54)$$

On note que h'_i représente bien la réponse fréquentielle normalisée (par rapport au lien SISO) du canal i . En l'absence de bruit, on peut donc écrire une relation matricielle entre les tensions d'entrée x et de sortie v_i du système SIMO :

$$\mathbf{V} = \mathbf{H} x \quad (55)$$

où

$\mathbf{V} = [v_1, v_2]^t$ avec v_i la tension mesurée à la sortie i

$\mathbf{H} = [h_1, h_2]^t$ avec $h_i = G_{SIMO} \cdot h'_i$ la réponse fréquentielle du canal i

1.2. Bilan en sortie du système SIMO sur le bruit

La transmission SIMO optique est cependant sujette à plusieurs bruits provenant des différents composants du canal. On distingue ainsi le bruit thermique, le bruit de grenaille, ainsi que le bruit d'intensité. On va étudier séparément l'effet de chacun de ces bruits sur la transmission. On définit pour cela la variance de chacun d'entre eux.

a) *Bruit thermique*

Le bruit thermique est dû à l'agitation électronique dans le récepteur optique, et particulièrement à l'amplificateur transimpédance qui y est présent. La variance en tension du bruit thermique, pour chaque canal, est donnée par [6] :

$$\sigma_{Th}^2 = 4 k_B \cdot T_{eq} \cdot Z_{out} \cdot B \quad (56)$$

où k_B est la constante de Boltzmann, $k_B = 1,381.10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$
 T_{eq} est la température équivalente de bruit, exprimée en Kelvins, prenant en compte le bruit du TIA
 B est la largeur de bande fréquentielle du signal considéré

b) *Bruit de grenaille*

Le bruit de grenaille (*shot noise*) est dû à la nature corpusculaire des photons et des électrons constituant le courant photodéecté. On néglige le bruit de grenaille provenant du courant d'obscurité de la photodiode, en accord avec l'hypothèse précédente. La variance en courant du bruit de grenaille en sortie de la photodiode du canal i est donnée par [6] :

$$\sigma_{courant_shot_i}^2 = 2q \cdot I_{PD(DC)} \cdot B \quad (57)$$

où q est la charge élémentaire, $q = 1,602176565.10^{-19} \text{ C}$

La variance en tension, en sortie de l'amplificateur transimpédance situé en sortie de la photodiode i , est alors définie par [6] :

$$\sigma_{shot_i}^2 = 2q \cdot I_{PD(DC)} \cdot Z_{TIA}^2 \cdot B \quad (58)$$

c) *Bruit d'intensité du laser photodéecté*

Le bruit d'intensité du laser (RIN, *Relative Intensity Noise*) traduit l'instabilité de la puissance optique émise par le laser. La variance en courant du bruit d'intensité photodéecté en sortie de la photodiode du canal i est donnée par [6] :

$$\sigma_{courant_RIN_i}^2 = RIN \cdot I_{PD(DC)}^2 \cdot B \quad (59)$$

La variance en tension du bruit d'intensité en sortie de l'amplificateur transimpédance situé en sortie de la photodiode i , est alors définie par

$$\sigma_{courant_RIN_i}^2 = RIN \cdot I_{PD(DC)}^2 \cdot Z_{TIA}^2 \cdot B \quad (60)$$

d) *Hypothèses de dépendance ou d'indépendance des bruits en sortie du système SIMO*

Les bruits thermique et de grenaille sont générés par les deux récepteurs physiquement indépendants du système SIMO 1x2. Ces bruits d'origine électronique sont donc indépendants pour les deux voies du système SIMO. En revanche, le bruit d'intensité photodéfecté provient de l'unique source laser utilisée comme point d'entrée du système SIMO. Les bruits d'intensité photodéfectés aux sorties du système SIMO sont donc *a priori* dépendants [112].

1.3. Rapport signal sur bruit en sortie du système SIMO

On considère maintenant le système SIMO en présence des bruits thermique, de grenaille et d'intensité du laser, dont les variances en tension ont été exprimées dans le paragraphe précédent. La relation matricielle (55) entre les amplitudes des tensions de sortie du système SIMO et le signal électrique d'entrée x devient :

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H} x + \mathbf{N} \quad (61)$$

où $\mathbf{Y} = [y_1, y_2]^t$ est le vecteur des tensions de sortie du système SIMO en présence de bruit
 $\mathbf{N} = [n_1, n_2]^t$ est le vecteur correspondant aux bruits détectés aux sorties du système SIMO
 avec n_i l'amplitude du bruit détecté à la sortie i

Le rapport signal-sur-bruit ρ_i du canal i du système SIMO s'écrit donc

$$\rho_i = \frac{v_i^2}{\sigma_{b_i}^2} \quad (62)$$

où $\sigma_{b_i}^2$ est la variance du bruit à la sortie i du système SIMO

On suppose que les deux voies du système SIMO sont équilibrées en puissance optique moyenne, c'est-à-dire que $P_{PD(DC)}$ ne dépend pas de la voie i considérée. Dans ce cas, quelque soit le bruit dominant parmi le bruit thermique, le bruit de grenaille et le bruit d'intensité du laser, on déduit des expressions des variances des différents bruits (56)-(60) que $\sigma_{b_i}^2$ ne dépend pas de la sortie i considérée. La variance du bruit peut donc être considérée comme identique sur chacune des sorties.

1.4. Méthodes de recombinaison pour le système SIMO

Pour cette étude, on considère trois méthodes différentes de recombinaison, de complexité croissante.

a) *Combinaison à sélection (SC)*

La méthode de combinaison la plus simple est la méthode de combinaison dite à sélection (SC, *Selection Combining*). Elle consiste en fait à sélectionner la sortie du système SIMO présentant le plus fort rapport signal-sur-bruit, les autres sorties n'étant alors pas prises en compte. L'application de cette méthode revient à installer un commutateur unique en sortie dont le facteur de décision est le rapport signal-sur-bruit de chaque branche. Il a été montré que cette sélection peut aussi être effectuée directement en fonction de la puissance instantanée reçue sur chaque sortie, incluant le signal et le bruit, sans que les performances du système ne soient considérablement détériorées [113]. On choisira cependant dans cette étude de se baser sur le rapport signal-sur-bruit.

b) *Combinaison à gain identique (EGC)*

La méthode de recombinaison à gain identique (EGC, *Equal Gain Combining*) consiste à sommer les différents signaux de sortie. Préalablement à cette sommation, les signaux doivent être remis en phase en compensant le déphasage due à la propagation dans le canal. Le signal de sortie obtenu après recombinaison EGC pour un schéma SIMO $1 \times N_R$ s'écrit donc :

$$y_{EGC} = \sum_{i=1}^{N_R} \frac{h_i^*}{|h_i|} y_i \quad (63)$$

c) *Combinaison à rapport maximal (MRC)*

La dernière méthode utilisée dans cette étude est la méthode de combinaison à rapport maximal (MRC, *Maximal Ratio Combining*). Cette technique de recombinaison linéaire est dite optimale car elle permet de maximiser le rapport signal sur bruit en sortie par rapport à ceux obtenus sur les deux voies de sortie du système SIMO. On peut donc atteindre la capacité exprimée par la formule (44) dans le paragraphe II.2.2, c'est-à-dire

$$C_{MRC} = \log_2 \left[1 + \rho \sum_{i=1}^{N_R} |h_i|^2 \right]$$

Pour parvenir à ce résultat, on cherche à maximiser le rapport signal-sur-bruit en sortie via l'application de coefficients de pondération aux sorties du système SIMO. Comme pour la méthode EGC, les sorties nécessitent d'être remises en phase avant la recombinaison. On cherche ici à déterminer l'expression de ces coefficients. En supposant les sorties en phase, ce qui sera réalisé grâce à une égalisation préalable, on peut donc écrire la sortie du système SIMO issue de la recombinaison comme :

$$y_R = \sum_{i=1}^{N_R} \alpha_i y_i = \sum_{i=1}^{N_R} \alpha_i (v_i + n_i) = v_R + n_R \quad (64)$$

où $v_R = \sum_{i=1}^{N_R} \alpha_i v_i$ est le signal utile après recombinaison
 $n_R = \sum_{i=1}^{N_R} \alpha_i n_i$ est le bruit total après recombinaison

En considérant l'hypothèse de bruits indépendants sur les différentes sorties du système SIMO, de même puissance σ_0^2 , la puissance σ_R^2 du bruit n_R s'écrit alors :

$$\sigma_R^2 = \sum_{i=1}^{N_R} \alpha_i^2 \sigma_0^2 \quad (65)$$

d'où l'expression du rapport signal-sur-bruit ρ_R obtenu après recombinaison, qui s'écrit :

$$\rho_R = \frac{v_R^2}{\sigma_R^2} = \frac{(\sum_{i=1}^{N_R} \alpha_i v_i)^2}{\sigma_0^2 \cdot \sum_{i=1}^{N_R} \alpha_i^2} \quad (66)$$

Or l'égalité de Cauchy-Schwarz permet de borner le terme $(\sum_{i=1}^{N_R} \alpha_i v_i)^2$:

$$\left(\sum_{i=1}^{N_R} \alpha_i v_i \right)^2 \leq \sum_{i=1}^{N_R} \alpha_i^2 \sum_{i=1}^{N_R} v_i^2 \quad (67)$$

Cette relation (67) conduit à borner le signal-sur-bruit ρ_R :

$$\rho_R = \frac{(\sum_{i=1}^{N_R} \alpha_i v_i)^2}{\sigma_0^2 \cdot \sum_{i=1}^{N_R} \alpha_i^2} \leq \frac{\sum_{i=1}^{N_R} \alpha_i^2 \sum_{i=1}^{N_R} v_i^2}{\sigma_0^2 \cdot \sum_{i=1}^{N_R} \alpha_i^2}$$

soit, d'après la formule (62) :

$$\rho_R \leq \sum_{i=1}^{N_R} \rho_i \quad (68)$$

Cette inégalité devient une égalité lorsque les coefficients de pondération α_i utilisés pour la méthode de recombinaison MRC sont proportionnels aux éléments v_i , et en particulier lorsqu'ils vérifient :

$$\alpha_i = v_i \quad (69)$$

Ce résultat, largement utilisé dans la littérature des systèmes SIMO radio [114], montre que le rapport signal sur bruit optimal est égal à la somme des rapports signal-sur-bruit des différentes sorties du système SIMO. La recombinaison MRC permet ainsi d'atteindre ce résultat en remettant en phase les signaux de sortie, puis en pondérant chacun des signaux reçus par son amplitude avant de les sommer pour obtenir le signal final. Autrement dit, son principe consiste à d'accorder un poids d'autant plus fort à une sortie du système SIMO que le rapport signal sur bruit qui y est mesuré est grand.

1.5. Discussion

Lors de l'étude de la méthode de recombinaison MRC, on a fait l'hypothèse de bruits indépendants. Cela conduit à faire l'hypothèse d'un bruit RIN non dominant par rapport aux bruits thermique et de grenaille, qui eux ne dépendent que du récepteur et sont donc clairement

indépendants. L'hypothèse de bruits dépendants impliquerait une puissance du bruit n_R après recombinaison égale à

$$\sigma_R^2 = \left(\left\langle \sum_{i=1}^{N_R} \alpha_i n_i \right\rangle \right)^2 \quad (70)$$

d'où un rapport signal-sur-bruit ρ_R après recombinaison qui s'exprimerait comme :

$$\rho_R = \frac{(\sum_{i=1}^{N_R} \alpha_i v_i)^2}{(\langle \sum_{i=1}^{N_R} \alpha_i n_i \rangle)^2} \quad (71)$$

L'analyse de cette expression ne conduit pas de façon simple à un résultat sur les coefficients de pondération à choisir.

En pratique, c'est bien le bruit thermique du photorécepteur, qui inclut le facteur de bruit de l'amplificateur transimpédance, qui est prédominant. Le bruit RIN est alors considéré négligeable par rapport aux autres bruits, particulièrement par rapport au bruit thermique

Sous cette hypothèse, la méthode de recombinaison MRC permet d'obtenir un rapport signal-sur-bruit optimal, dont on peut établir l'expression. En considérant le bruit thermique comme étant le bruit dominant reçu en sortie du signal SIMO par rapport au bruit de grenaille et au bruit RIN, on obtient à partir des formules (54) et (68) l'expression suivante :

$$\rho_{R_{MRC}} = \sum_{i=1}^{N_R} \frac{v_i^2}{\sigma_{Th}^2} = \sum_{i=1}^{N_R} \frac{(G_{SIMO} h'_i x)^2}{\sigma_{Th}^2} \quad (72)$$

Ce rapport signal-sur-bruit peut être comparé au rapport signal-sur-bruit obtenu dans le cas d'un schéma de transmission classique SISO :

$$\rho_{SISO} = \frac{v_{SISO}^2}{\sigma_{Th}^2} = \frac{(G_{SISO} h'_{SISO} x)^2}{\sigma_{Th}^2} \quad (73)$$

où h'_{SISO} représente la réponse fréquentielle du canal SISO normalisée par rapport à G_{SISO}
 G_{SISO} est le gain de la liaison SISO sans coupleur, donné par $G_{SISO} = \frac{G_{SIMO}}{A_{coupl}}$

On en déduit une condition pour que le système SIMO permette, dans le cadre de l'utilisation de la méthode de combinaison à rapport maximal, d'obtenir un rapport signal sur bruit supérieur à celui obtenu avec le système SISO : $\rho_{R_{MRC}} > \rho_{SISO}$ si

$$\sum_{i=1}^{N_R} h_i'^2 \geq \left(\frac{h'_{SISO}}{A_{coupl}} \right)^2 \quad (74)$$

Cette condition (74) est la même dans le cas d'un bruit de grenaille dominant. En pratique, elle signifie qu'il faut que la combinaison des sorties du système SIMO puisse compenser les pertes de puissance inhérentes au coupleur optique pour permettre l'amélioration du rapport signal-sur-bruit par rapport à la transmission SISO. On touche là le point crucial du système SIMO optique, à savoir que l'ajout de voies de sorties impose une division en conséquence de la puissance reçue en sortie, ce qui n'est pas le cas dans un système SIMO radio pour lequel l'ajout d'antennes de réception permet de collecter plus d'énergie que le lien SISO. Dans la suite de ce chapitre, on va alors mettre en place une transmission SIMO OFDM afin de démontrer le caractère non rédhibitoire de cette perte de puissance optique.

2. Transmission de signaux OFDM via un schéma SIMO optique

On se consacre maintenant à l'étude expérimentale de la transmission de signaux OFDM dans un schéma SIMO optique, afin d'améliorer les performances de transmission de la fibre optique par rapport à une transmission SISO classique. On s'intéressera en premier lieu à la transmission d'un signal OFDM faible bande de type WLAN (*Wireless LAN*, réseau local sans fil) avant de passer à la transmission d'un signal OFDM ultra large bande, utilisant la modulation MB-OFDM (*Multiband OFDM*).

2.1. Implémentation des méthodes de recombinaison

a) Mise en place des méthodes de recombinaison grâce au logiciel MATLAB

L'acquisition des signaux en réception est faite grâce à un analyseur vectoriel VXI couplé au logiciel VSA d'Agilent. On note un déséquilibre de puissance du signal radiofréquences au profit du signal reçu sur la sortie 1, à cause de la sélectivité spatiale du coupleur multimode utilisé. La sortie 2, qui favorise la propagation des modes d'ordre élevé, est en effet sujette à une plus grande atténuation. Cette atténuation est compensée par un réglage en conséquence du niveau de sensibilité de l'analyseur VXI.

Les données subissent alors l'égalisation OFDM, comprenant l'égalisation en phase, qui est réalisée par le logiciel VSA. Le signal est donc corrigé de telle sorte que le canal puisse être considéré comme plat en fréquence sur la largeur fréquentielle du signal. Les hypothèses précédentes sur la non-sélectivité du canal en fréquence sont alors vérifiées. Pour le symbole OFDM d'entrée x et le symbole correspondant reçu sur la voie y_i , le symbole y_i' après réception par le VSA s'écrit :

$$y_i' = \frac{y_i}{e^{\varphi_i}} = \frac{|h_i'|e^{\varphi_i} x + n_i}{e^{\varphi_i}} = |h_i'|x + \tilde{n}_i \quad (75)$$

où $h_i' = |h_i'|e^{\varphi_i}$ est la fonction de transfert du canal après égalisation OFDM
 n_i est le bruit mesuré sur la voie i

Ces symboles bruts sont alors manipulés grâce au logiciel MATLAB. Un script et plusieurs fonctions MATLAB ont ainsi été élaborés pour mettre en forme ces sets de symboles et supprimer les pilotes OFDM, le préambule des trames reçues ainsi que le symbole nul présent sur la fréquence centrale. On sélectionne ainsi les données utiles, c'est-à-dire les symboles contenant l'information. On calcule alors le symbole moyen reçu qui permet de définir la constellation de référence. On estime ensuite l'EVM, qu'on a défini dans le chapitre III, à partir de l'ensemble des symboles reçus.

La grandeur EVM permet de déterminer laquelle des deux sorties présente le plus haut rapport signal-sur-bruit, via la relation [115] :

$$\rho \approx \frac{1}{EVM^2} \quad (76)$$

On applique tout d'abord la méthode de combinaison par sélection en ne prenant en compte que les données issues de la branche au plus bas EVM. La méthode EGC, quant à elle, s'obtient directement en effectuant la somme non pondérée des symboles reçus sur chacune des voies, grâce à l'égalisation en phase préalable réalisée par le logiciel d'analyse vectorielle VSA. La mise en œuvre de la méthode de combinaison à rapport maximal MRC demande elle de définir les coefficients de pondération qui seront appliqués à chacun des symboles reçus sur les différentes sorties du système SIMO. On a démontré au paragraphe 1.4.c) de ce chapitre, avec la relation (69), que les coefficients de pondération doivent correspondre à l'amplitude du signal reçu pour chacune des voies de sortie. La difficulté qui se pose est l'impossible dissociation entre le signal utile et le bruit reçus sur chaque voie. En considérant que le niveau de puissance de bruit est le même sur chacune des sorties du système SIMO, on définit les coefficients de pondération à partir du rapport entre l'amplitude du signal reçu et l'amplitude du bruit reçu, soit la racine carrée du rapport signal sur bruit. On obtient de cette manière une expression des coefficients de pondération conforme à la mise en place de la méthode MRC. Le coefficient de pondération α_i de la voie i est donc défini simplement par :

$$\alpha_i = \frac{v_i}{\sigma_b} \propto v_i \quad (77)$$

où v_i est l'amplitude du signal utile reçu sur la voie i
 σ_b^2 est la variance du bruit mesuré en sortie, supposé indépendant de la sortie considérée

Soit, grâce à la formule (76),

$$\alpha_i = \sqrt{\rho_i} \approx \frac{1}{EVM_i} \quad (78)$$

On peut désormais appliquer la méthode MRC en calculant l'EVM pour chacune des sorties du système SIMO. On calcule ensuite la somme pondérée des symboles reçus sur les deux sorties du système SIMO. On peut alors procéder à l'étude des nouveaux symboles recombinaison afin de caractériser l'évolution de la qualité de transmission par rapport au schéma SISO et aux autres méthodes de recombinaison.

b) Méthode d'optimisation

Les différentes méthodes exposées précédemment visent à améliorer les performances de transmission en termes de rapport signal-sur-bruit, ce qui correspond à une augmentation de la capacité du canal optique. Cette amélioration, si elle est réalisée, peut être facilement quantifiée par l'étude directe de l'EVM. Cependant, on cherche aussi à déterminer l'efficacité relative de chacune des méthodes engagées ici. Pour ce faire, on a réalisé un programme grâce au logiciel MATLAB. Cette fonction, qu'on nomme **MRC_opt**, a pour objectif de rechercher les coefficients optimaux de pondération pour la méthode MRC, via la fonction d'optimisation *fminsearch* de MATLAB. On aboutit ainsi à des coefficients menant à un rapport signal sur bruit maximal après recombinaison, qui représente donc l'amélioration maximale que l'on peut attendre compte tenu des symboles reçus sur les deux voies du système SIMO.

On pourra, grâce à cette fonction, juger du degré d'amélioration des performances de transmission atteint par chacune des méthodes de recombinaison SC, EGC et MRC.

2.2. Transmission SIMO optique d'un signal WLAN

a) Montage expérimental

Le montage expérimental utilisé pour la transmission SIMO optique du signal WLAN est détaillé sur la figure 63. On utilise la diode laser DFB déjà étudiée lors de la caractérisation du lien optique SIMO au chapitre III. Cette diode laser est suivie d'un isolateur, puis de deux atténuateurs optiques de -3 dB, tous connectés via de courts tronçons de fibre monomode. Le rôle des atténuateurs est de permettre d'utiliser un fort courant de polarisation de la diode laser, très supérieur au courant de seuil, sans pour autant saturer les photodiodes utilisées en sortie. Ce choix d'un fort courant de polarisation découle de l'étude des courbes CCDF de puissance et de l'EVM, comme décrit dans le chapitre III. En plus d'éviter tout écrêtement dû à l'effet de seuil, on a vérifié expérimentalement que cette zone de polarisation correspond à une qualité de transmission du signal optimale pour le canal optique SISO avec une réduction du bruit observé en sortie.

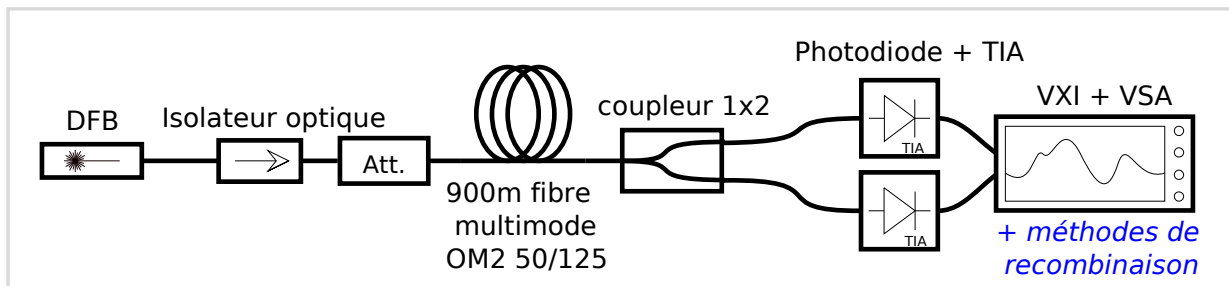


Figure 63 - Montage expérimental SIMO optique pour la transmission de signaux OFDM

La diode laser DFB est modulée directement autour du point de polarisation par le signal électrique OFDM. Cette méthode de modulation présente l'avantage de la simplicité puisque ne nécessitant pas l'ajout d'un modulateur externe. On doit cependant disposer d'une diode laser présentant une caractéristique dynamique très linéaire, comme c'est le cas ici, sous peine d'introduire des distorsions. On rappelle que la caractéristique de la diode laser est présentée par la figure 51 dans le paragraphe III.2.1.

L'acquisition des signaux et l'application expérimentale des différentes méthodes de recombinaison ont été détaillées dans le paragraphe précédent.

b) SNR pour la transmission SIMO optique du signal WLAN

Cette première transmission SIMO optique expérimentale a pour objet un signal de type WLAN de norme 802.11g. Un générateur de signaux E4438C d'Agilent est utilisé pour la création du signal WLAN. On note par ailleurs qu'il existe une contrainte forte au niveau de l'acquisition, qui ne peut pas être réalisée simultanément sur les deux sorties. De même, les schémas SISO et SIMO ne peuvent évidemment pas être mesurés en même temps. Compte-tenu de ces contraintes, on a mis en place un pilotage du générateur WLAN par le logiciel ADS d'Agilent. Le balayage en fréquence, le réglage du logiciel VSA et l'acquisition des différents sets de données sont ainsi automatisés afin de limiter l'écart temporel à quelques minutes entre les mesures des

deux sorties du schéma SIMO et la mesure du schéma SISO classique. La réponse fréquentielle de la fibre optique est donc susceptible d'avoir varié dans ces intervalles de temps. On a toutefois montré au cours du chapitre III que cette variation reste limitée pour des durées de l'ordre de quelques minutes.

Le signal WLAN est un signal OFDM comportant 52 sous-porteuses OFDM modulées en QAM16, de débit total 24 Mb/s, généré avec une puissance P_{WLAN} fixée à -7 dBm. La largeur spectrale de ce signal est de 20 MHz. On cherche à prouver la faisabilité du schéma SIMO optique et à améliorer le rapport signal sur bruit obtenu après application des méthodes de recombinaison. On se place donc dans des conditions de faible débit.

La fréquence centrale du signal WLAN balaye la plage [50 MHz - 4,05 GHz] par pas de 100 MHz. Les résultats sont présentés en termes de SNR par la figure 4. Le laser est alors polarisé à 70 mA, et les puissances optiques mesurées en sortie du schéma SISO et les sorties 1 et 2 du schéma SIMO sont respectivement 752, 493 et 178 μ W. On vérifiera que ce déséquilibre en puissance optique n'empêche pas l'exploitation des méthodes de recombinaison.

Pour faciliter l'analyse de ces résultats, les courbes de la figure 64 sont représentées à nouveau sur la figure 65, en considérant le résultat de la méthode d'optimisation MRC_opt comme référence.

Ces deux figures nous apportent plusieurs conclusions intéressantes. En premier lieu, on observe qu'aucune technique SIMO n'augmente le rapport signal-sur-bruit, quelle que soit la méthode de recombinaison utilisée, pour des fréquences situées dans la bande [0, 650 MHz]. Cette bande correspond au canal 1 défini lors de l'étude de la sélectivité en fréquence du schéma SIMO au paragraphe III.4. On conclut de ces résultats que pour cette bande la dispersion intermodale est trop faible pour permettre d'exploiter la diversité spatiale offerte par le schéma SIMO, ce qui est en accord avec les interprétations faites dans le chapitre II. On reçoit deux copies similaires du même signal, qu'on ne peut recombinaison de façon à obtenir un SNR plus important que pour la transmission classique SISO.

Pour des fréquences supérieures à 650 MHz, on obtient des résultats probants, avec un SNR plus important que le SNR de la transmission SISO. On souligne tout d'abord la complémentarité des réponses mesurées sur les deux sorties du système SIMO. Ainsi, pour $f = 1,25$ GHz, la sortie 2 présente un rapport signal-sur-bruit supérieur de près de 5 dB à celui de la voie 1 avec $SNR_1 = 23,06$ dB contre $SNR_2 = 27,77$ dB. Réciproquement, lorsque le SNR mesuré sur la sortie 2 s'effondre, autour de $f = 3,3$ GHz, le SNR de la voie 1 ne connaît pas cette forte atténuation. Cet équilibre était attendu : la sélectivité du coupleur impose des répartitions de modes largement différentes qui permettent d'obtenir ces réponses fréquentielles aux évanouissements et rebonds se complétant. On prévoyait par ailleurs que cette répartition des modes serait à la source d'une forte atténuation de la sortie 2 par rapport à la sortie 1. On note que cette atténuation n'est pas rédhibitoire, dans la mesure où le SNR de la sortie 2 atteint ou dépasse celui mesuré sur la sortie 1 pour de larges plages fréquentielles.

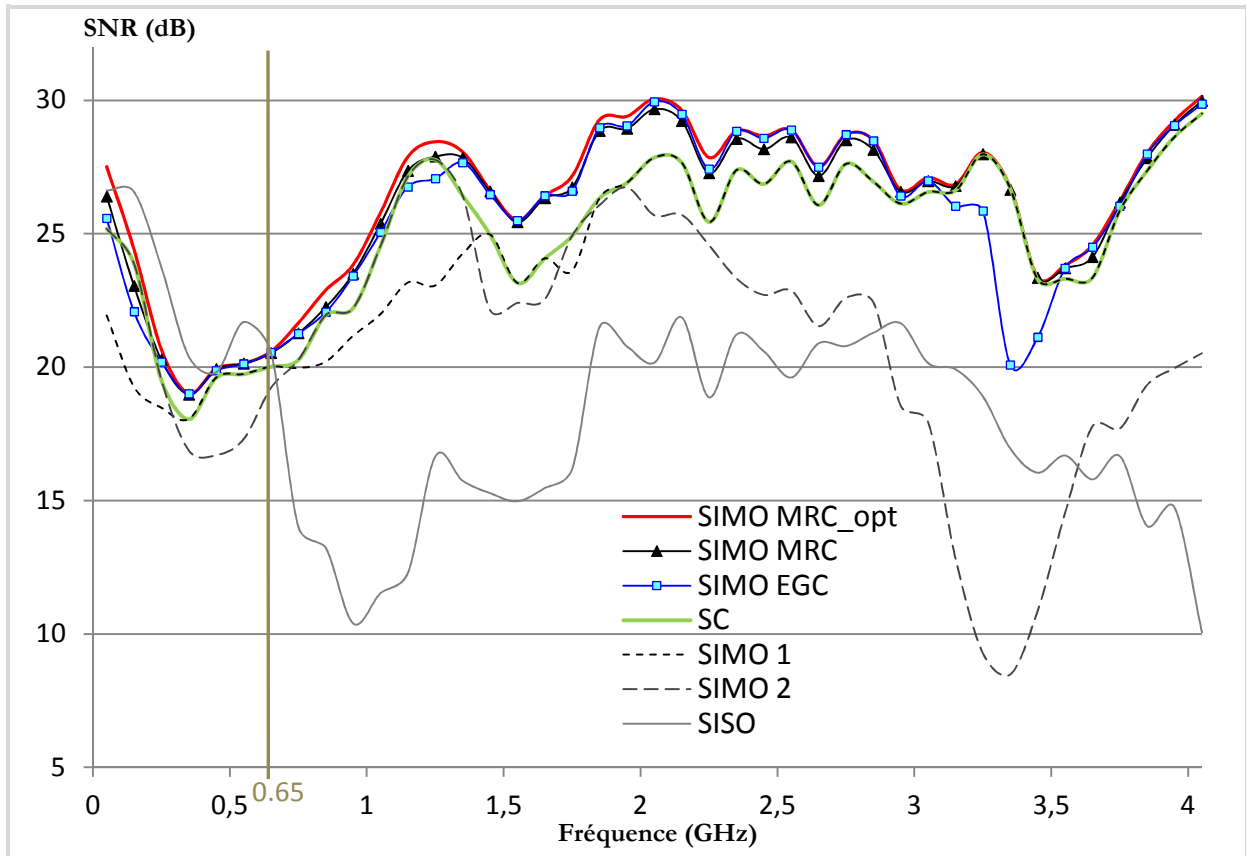


Figure 64 - SNR en fonction de la fréquence pour le schéma SISO et les différentes méthodes de recombinaison du schéma SIMO

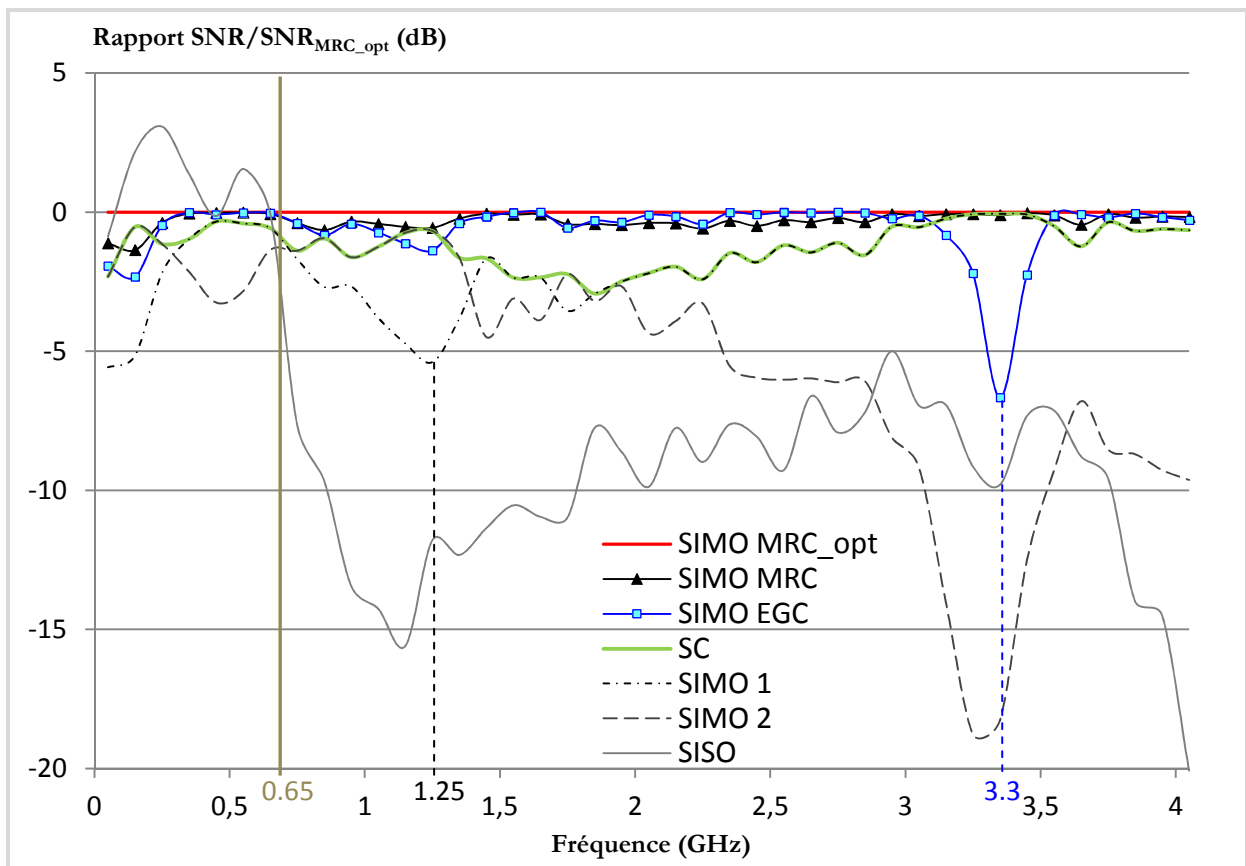


Figure 65 - Améliorations en termes de SNR du schéma SIMO par rapport au schéma SISO pour les différentes méthodes de recombinaison étudiées

c) Comparaison des performances des méthodes de combinaison

On s'attache maintenant à comparer l'efficacité des différentes méthodes de recombinaison pour les fréquences supérieures à 650 MHz. On remarque en premier lieu que les trois méthodes étudiées permettent toutes de dégager une amélioration du rapport signal-sur-bruit par rapport à la transmission SISO. Ce point en particulier permet de valider l'hypothèse selon laquelle la perte de puissance optique due au coupleur est compensée par l'architecture SIMO, grâce à la diversité spatiale due notamment au coupleur multimode.

La méthode de combinaison par sélection (SC) montre de bons résultats, avec un écart par rapport à la méthode MRC_opt compris entre -2,93 et -0,06 dB, avec une moyenne de -1,2 dB. Les deux sorties sont sollicitées tour à tour selon la zone fréquentielle considérée. La méthode SC permet notamment de s'affranchir de la sortie 2 au moment où celle-ci connaît un fort évanouissement, autour de 3,3 GHz.

Ce n'est pas le cas de la méthode de combinaison à gain identique (EGC). Si cette méthode permet en moyenne une amélioration du rapport signal-sur-bruit supérieure à celle obtenue avec la méthode de sélection SC (-0,63 dB en moyenne par rapport à MRC_opt), on montre que cette méthode est moins efficace dans le cas d'un fort évanouissement de l'une des réponses à combiner, comme c'est le cas pour la sortie 2 autour de 3,3 GHz. En effet, les deux sorties étant pondérées avec un gain identique, on ne peut pas atténuer totalement la perte de SNR due à une sortie très fortement atténuée. Cette dernière aura de fait le même poids que la sortie ne présentant pas l'atténuation. En conclusion, en cas d'atténuation mesurée pour les deux sorties, les résultats de la méthode EGC en termes de SNR sont probants, mais cette méthode ne semble pas adaptée aux réponses présentant de fortes atténuations localisées.

La méthode de combinaison à rapport maximal (MRC) donne logiquement les meilleurs résultats. Ces résultats montrent bien que le poids d'une des sorties du signal SIMO dépend directement du rapport signal-sur-bruit qui y est mesuré : ainsi, lorsque SNR_2 est très faible autour de 3,3 GHz, son poids relatif est très faible et on obtient donc un SNR après recombinaison très proche de SNR_1 . On peut visualiser qualitativement l'effet des trois méthodes de recombinaison sur les constellations des symboles reçus à 3,3 GHz sur la figure 66, lorsque la transmission sur le canal SIMO2 est très dégradée.

Il est aussi intéressant de montrer que l'application de la méthode MRC donne un SNR très proche de celui obtenu avec l'application de la méthode MRC_opt, dont les coefficients sont choisis de façon à maximiser le SNR. On est donc très proche de la limite théoriquement atteignable grâce à la recombinaison de ces deux sorties SIMO. Le SNR issu de la méthode MRC est en moyenne plus faible de -0,31 dB que celui issu de la méthode MRC_opt. Bien que cette valeur soit plus haute que dans le cas de la technique EGC, la méthode EGC permet parfois d'obtenir un meilleur SNR que la méthode MRC, comme c'est le cas entre 2 et 2,5 GHz notamment. Cependant, la méthode MRC est applicable partout, quelles que soient les évolutions des réponses fréquentielles des sorties SIMO, d'où une meilleure amélioration moyenne du rapport signal sur bruit et donc une meilleure fiabilité.

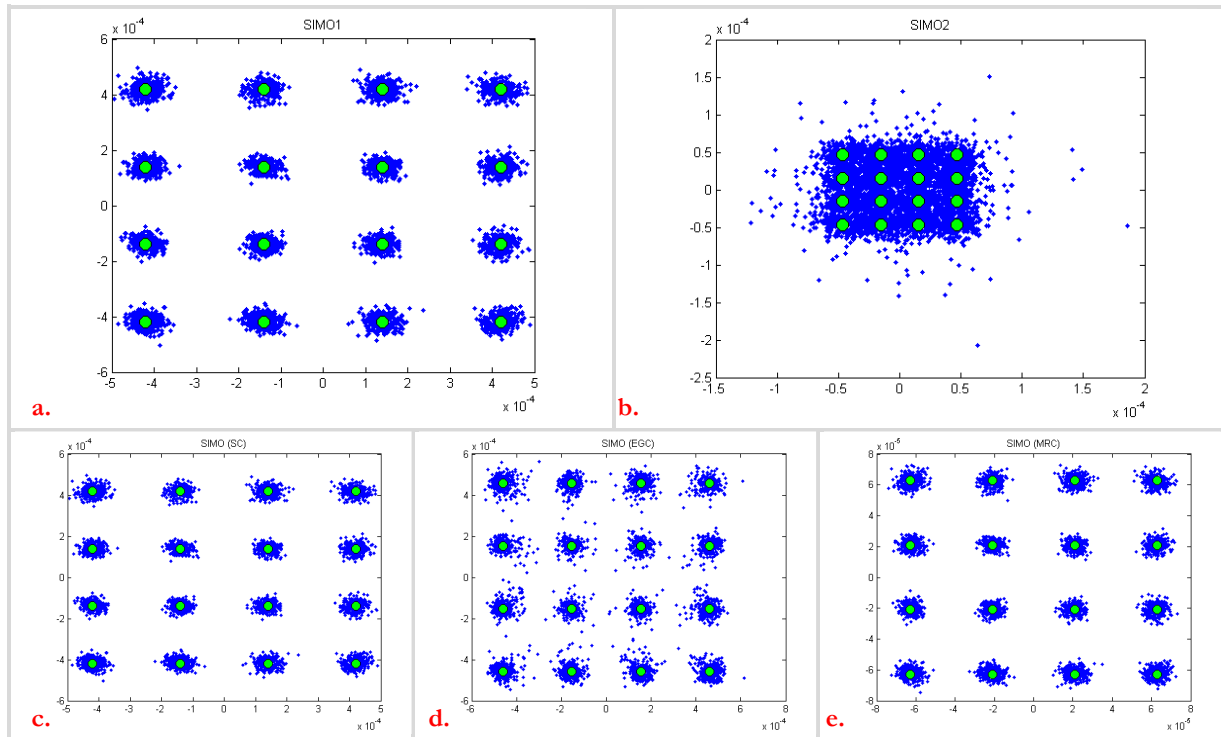


Figure 66 - Constellations des symboles QAM16 reçus à 3,3 GHz (évanouissement pour la sortie 2)
 a. SIMO1 ; b. SIMO2 ; c. méthode SC ; d. Méthode EGC ; e. Méthode MRC

On va maintenant appliquer ces trois méthodes à la transmission d'un signal OFDM ultra large bande. On pourra ensuite discuter de la pertinence du système SIMO et de ces méthodes de recombinaison.

2.3. Transmission SIMO optique d'un signal ULB

a) Montage expérimental

La transmission d'un signal ultra large bande présente un caractère plus délicat dans la mesure où ce signal possède un PAPR plus important et recouvre une bande fréquentielle plus large. Un compromis doit être trouvé entre puissance d'émission et écrêtage du signal. Si la transmission s'effectue dans un évanouissement de la réponse fréquentielle de la fibre, il est nécessaire d'augmenter la puissance d'émission en conséquence pour obtenir une transmission de bonne qualité. A contrario, une trop forte puissance reçue provoquera l'écrêtage du signal, comme étudié dans le chapitre III, et dégradera les performances de transmission en l'absence d'évanouissement. On va montrer que le système -de transmission SIMO permet de résoudre cette situation.

Le montage expérimental utilisé pour la transmission SIMO optique du signal ULB est présenté sur la figure 7. On a choisi un point de polarisation élevé à 75 mA de la diode DFB et utilisé un modulateur externe de Mach-Zehnder (MZM) polarisé en zone linéaire afin de réduire la distorsion du signal ultra large bande et ainsi diminuer l'influence de l'écrêtage. On a vérifié grâce aux courbes CCDF de puissance et à l'étude de l'EVM que dans cette configuration le signal OFDM est transmis correctement, sans écrêtage significatif des pics de puissance comme

vu au paragraphe III.1.2. Un atténuateur optique est aussi présent pour éviter la saturation des photodétecteurs.

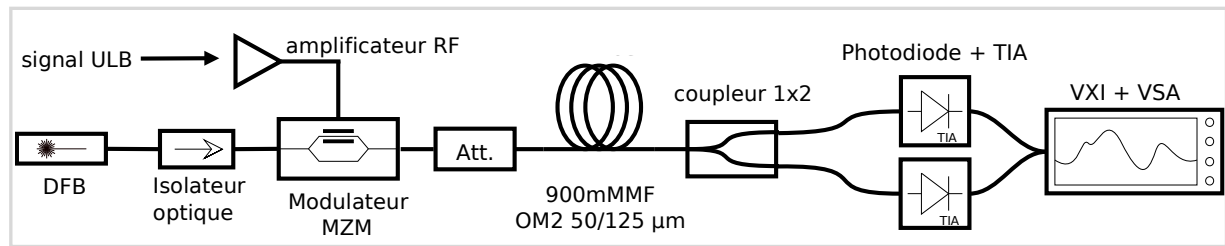


Figure 67 - Schéma expérimental pour la transmission SIMO optique d'un signal ULB MB-OFDM

b) SNR pour la transmission SIMO optique du signal ULB MB-OFDM

On cherche à transmettre un signal OFDM ultra large bande (ULB), utilisant la modulation MB-OFDM (multiband-OFDM). Ce signal est le même que celui utilisé pour l'étude de la transmission SISO d'un signal OFDM, au paragraphe III.1.1. Il possède une largeur fréquentielle de 528 MHz avec 122 sous-porteuses OFDM modulées en QPSK pour un débit de 200 Mb/s. Il est émis grâce à un kit du fabricant Wisair. Ce kit permet de générer un signal ULB centré, selon le TFC (*Time Frequency Code*) choisi, à 3432 (TFC5), 3960 (TFC6) ou 4488 MHz (TFC7). On adjoint un amplificateur au kit Wisair afin de pouvoir disposer d'une puissance émise suffisante. Deux mesures sont relevées ici, avec des puissances émises respectives de -3 dBm pour la mesure 1 et de 12 dBm pour la mesure 2.

A la différence de l'étude des non-linéarités du canal, on va ici étudier successivement la transmission de ce signal ULB pour chacun des TFC énoncés ci-dessus, pour les mêmes conditions d'émission, c'est-à-dire avec la même polarisation du laser et les mêmes conditions de puissance à l'émission. On pourra ainsi considérer qu'on a virtuellement transmis un signal de 1,584 GHz de large, aux fluctuations temporelles de la réponse du canal optique près. Par ailleurs, les trames de symboles aléatoires QPSK sont cette fois différentes pour chaque mesure. On mesure donc l'EVM en considérant pour chaque symbole la valeur absolue de sa composante en phase et de sa composante en quadrature. Cette opération n'a pas d'impact sur la validité des résultats, qui sont présentés par le tableau 6.

SNR (dB)	Mesure 1			Mesure 2		
	TFC 5	TFC 6	TFC 7	TFC 5	TFC 6	TFC 7
SISO	-15.02	-10.52	-10.46	-12.90	-9.95	-10.74
SIMO1	-12.00	-10.01	-9.92	-14.24	-10.85	-9.84
SIMO2	-10.62	-10.66	-10.65	-10.15	-10.32	-12.41
SC	-10.62	-10.01	-9.92	-10.15	-10.32	-9.84
EGC	-10.00	-9.81	-9.23	-12.01	-9.11	-10.34
MRC	-9.84	-9.78	-9.19	-10.85	-9.10	-9.84
MRC_opt	-9.78	-9.73	-9.17	-10.14	-9.09	-9.58

Tableau 6- SNR (en dB) en réception pour la transmission SIMO optique d'un signal ULB MB-OFDM

Ces résultats de la mesure 1 corroborent les résultats obtenus pour la transmission d'un signal faible bande : la méthode SC fournit des résultats probants, mais reste moins avantageuse par rapport aux méthodes EGC et MRC. On note que dans ce cas, ni le canal 1 (SIMO1) ni le canal 2 (SIMO2) ne présente de forte détérioration en termes de SNR en sortie, ce qui explique la bonne tenue du SNR issu de la méthode EGC. La méthode MRC donne les meilleurs résultats, très proches de ceux obtenus par optimisation.

Les conditions expérimentales de la mesure 2 conduisent à observer pour le TFC5 un écart conséquent de 4,09 dB entre le SNR sur la voie 1 et le SNR mesuré sur la voie 2. Les méthodes de combinaison ne peuvent alors pas tirer parti du schéma SIMO, sauf dans le cas de la méthode MRC_opt qui nécessite un traitement poussé de démodulation et d'optimisation. On vérifie ici que la méthode EGC fonctionne lorsque les deux voies sont relativement équilibrées.

Les résultats de la méthode MRC diffèrent quant à eux de ceux obtenus lors de la mesure 1, pour laquelle la puissance d'émission du signal ULB est moindre et où les méthodes de recombinaison sont efficaces. Pour cette deuxième mesure, la forte puissance d'émission du signal radiofréquences provoque une distorsion du signal plus importante, ce qui implique la présence d'un bruit de distorsion à l'émission, et donc un bruit dépendant sur les deux sorties du système SIMO. Ceci rend la méthode MRC sous-optimale, ce qui explique les résultats présentés dans le tableau 6.

Dans tous les cas, on obtient un SNR plus important avec l'une des trois méthodes de recombinaison par rapport à la transmission SISO. Cette amélioration reste mesurée, de l'ordre de 1 à 5 dB environ, mais n'est toutefois pas négligeable.

3. Discussion

a) Amélioration du procédé

Suite aux résultats exposés dans le paragraphe 2 de ce chapitre, on a cherché à améliorer le mode d'application des méthodes de recombinaison étudiées jusqu'ici, en considérant chaque sous-porteuse du signal OFDM séparément. Ainsi, pour les méthodes MRC et MRC_opt, les coefficients de pondération sont calculés sous-porteuse par sous-porteuse, au lieu de ne calculer qu'un couple de coefficients pour toutes les sous-porteuses considérées globalement, comme c'était le cas jusqu'ici. Cependant, lorsque l'égalisation OFDM est réalisée, le canal est ramené à un canal plat : logiquement, la segmentation du signal OFDM n'a alors quasiment aucun effet, avec une amélioration du SNR très faible, de l'ordre de 0 à 0,2 dB. Cette application sous-porteuse par sous-porteuse des méthodes de recombinaison nécessite de plus des ressources bien plus importantes, en particulier pour les méthodes MRC et MRC_opt.

Il a par ailleurs été envisagé de traiter les symboles avant de réaliser l'égalisation OFDM. Toutefois, l'égalisation OFDM ne modifiant pas le rapport signal-sur-bruit, il est théoriquement identique d'appliquer les méthodes de recombinaison avant ou après l'égalisation OFDM. Compte tenu de la méthode d'acquisition des symboles OFDM de cette étude, l'égalisation OFDM étant effectuée par le logiciel VSA avant le traitement des données, appliquer les méthodes de recombinaison supposerait de supprimer l'égalisation du VSA, et donc une connaissance du canal (CSI) en temps réel, ce qui n'est pas possible en l'état.

On conclut qu'il faut traiter directement le signal OFDM le plus large possible, sans distinguer les sous-porteuses entre elles pour l'application des méthodes de recombinaison. On rappelle cependant que l'augmentation du nombre de sous-porteuses du signal OFDM implique l'augmentation du PAPR et donc des distorsions potentielles du signal en entrée, ce qui peut nuire à l'efficacité des méthodes de recombinaison.

b) Compromis coût-performance des méthodes de recombinaison

On a pu montrer, via l'étude de la transmission de deux signaux OFDM, l'efficacité des trois méthodes de recombinaison vis-à-vis de l'augmentation du rapport signal-sur-bruit par rapport à une transmission SISO classique. Il est établi que la perte de puissance due au coupleur est plus que compensée par ces méthodes de recombinaison, avec une amélioration du rapport signal-sur-bruit de plusieurs dB. La complémentarité des réponses fréquentielles des deux canaux SIMO, favorisée par la sélection modale opérée par le coupleur, permet ainsi de profiter de la diversité spatiale et d'augmenter la capacité de la fibre optique.

La robustesse des méthodes SC et MRC en cas d'évanouissements pour l'une des deux sorties du système SIMO a été mise en évidence. Dans le cas contraire, la méthode EGC fournit de très bons résultats lorsque les deux sorties présentent des rapports signal-sur-bruit comparables ou d'écart inférieur à 6 dB. Cette méthode reste la plus simple à implémenter dans notre cas, puisque l'égalisation en phase est réalisée automatiquement par le logiciel VSA : il ne reste alors qu'à sommer les symboles reçus sur les deux voies. Cependant, dans un autre contexte, l'égalisation en phase nécessiterait des ressources supplémentaires.

On note que la méthode de combinaison à sélection SC présente l'avantage d'être très simple à implémenter, puisque la décision est uniquement basée sur une mesure du rapport signal sur bruit sur chacune des voies, sans calcul supplémentaire. On note que la littérature [113] propose d'utiliser comme critère de décision une simple mesure de la puissance moyenne du signal noyé dans le bruit en réception, ce qui simplifierait encore cette étape de recombinaison. On a cependant souhaité dans ce travail de thèse vérifier précisément le fonctionnement de cette méthode ; on pourra à l'avenir prospecter dans cet axe.

La méthode MRC permet quant à elle de palier à l'inconvénient de la méthode EGC, en donnant un poids d'autant plus grand à une branche que son rapport signal sur bruit est grand. Les performances de cette méthode MRC sont très bonnes, et son application ne requiert qu'une sommation pondérée supplémentaire par rapport à la méthode SC, le calcul des coefficients de pondération nécessitant, comme pour le critère de décision de la méthode SC, le calcul des rapports signal sur bruit de chacune des sorties du système SIMO.

Enfin, la méthode optimisée MRC_opt affiche logiquement les meilleures performances, au détriment d'une complexité bien plus grande et ce d'autant plus que le nombre de sous-porteuses (et donc de symboles simultanés) du signal OFDM est important. Elle reste la meilleure option lorsque la puissance de calcul nécessaire en réception n'est pas un facteur déterminant.

V. CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Au cours de cette thèse, on s'est attaché à caractériser précisément les évolutions temporelles et fréquentielles de la réponse de la fibre optique multimode pour laquelle on souhaitait augmenter la capacité de transmission. Une étude théorique comprenant la modélisation de la fonction de transfert de la fibre multimode a permis de mettre en évidence le potentiel du schéma SIMO vis-à-vis de cet objectif. On a aussi montré l'existence d'une condition nécessaire à cette amélioration de la capacité, à savoir disposer d'un canal optique non sélectif en fréquence. Pour respecter ce critère, on opte pour la modulation OFDM pour les signaux à transmettre, l'égalisation OFDM ayant pour effet de scinder le canal en plusieurs sous-canaux juxtaposés non-sélectifs en fréquence grâce à l'utilisation de sous-porteuses orthogonales entre elles suffisamment proches les unes des autres. On a défini un critère pour le canal optique, équivalent à la bande de cohérence du canal radio, afin de valider la non-sélectivité en fréquence du canal optique sur une largeur de bande supérieure à celle occupée par une sous-porteuse des signaux OFDM considérés.

Ce travail de thèse a permis, sous cette condition, de démontrer la faisabilité de la transposition des techniques MIMO aux transmissions sur fibre optique. On s'est ici focalisé sur l'architecture SIMO pour augmenter le rapport signal sur bruit par rapport à une transmission SISO classique. Par rapport aux schémas MISO et MIMO, cette architecture rend possible une connaissance de l'état de chacun des canaux de transmission ce qui permet de mieux appréhender le fonctionnement du système. Plusieurs méthodes de recombinaison peuvent alors être appliquées de façon à améliorer le rapport-sur-bruit. On s'est focalisé ici sur les méthodes sous-optimales de combinaison à sélection (SC) et de combinaison à gain identique (EGC), ainsi que la méthode optimale de combinaison à rapport maximal (MRC). Cette dernière a par ailleurs été optimisée de façon numérique, pour obtenir la méthode MRC_opt qui maximise le rapport signal sur bruit attendu après recombinaison.

Cet environnement de travail a été appliqué à la transmission de signaux OFDM faible puis large bande pour un schéma SIMO optique 1x2. On a choisi d'utiliser une source laser

d'excitation monomodale à la longueur d'onde de travail de 1550 nm, afin de rendre possible une excitation partielle des modes qui, combinée à la sélectivité spatiale d'un coupleur multimode placé en sortie du système, permet de tirer profit de la diversité spatiale offerte par la fibre multimode et ainsi d'obtenir des réponses fréquentielles complémentaires sur les sorties du système SIMO.

L'amélioration du rapport signal-sur-bruit résultant de l'application des méthodes de recombinaison sur la transmission SIMO optique démontre la faisabilité de la transposition des techniques MIMO à l'optique, et ce malgré la particularité fondamentale du canal optique par rapport au canal radio, qui veut que l'ajout de récepteurs n'augmente pas la puissance totale reçue en sortie. La puissance optique émise par la diode laser est en effet répartie sur les différents photorécepteurs. On a montré que même dans ces conditions, le schéma SIMO permet de compenser au moins partiellement les évanouissements de la réponse fréquentielle de la fibre optique, lors de la transmission d'un signal OFDM. Ceci représente un avantage fondamental par rapport à une transmission SISO, qui reste tributaire des évanouissements de la réponse de la fibre optique. Les performances de la transmission SIMO optique OFDM dépendent cependant de la méthode de recombinaison choisie. Le choix de la méthode de recombinaison doit être motivé par la puissance de calcul disponible en réception et le degré de complexité toléré pour l'étape de démodulation.

Au cours de cette étude, on a démontré qu'il est ainsi envisageable de transmettre un signal ultra large bande OFDM de plusieurs GHz de large sur fibre multimode. On atteint là le but de ce travail de thèse, à savoir rendre possible la réutilisation des fibres optiques multimodes en voie d'obsolescence, grâce à l'amélioration des performances de transmission. On note cependant qu'en l'état, la transmission SIMO avec recombinaison n'est pas réalisée en temps réel. Dans les perspectives de ce travail, le démonstrateur d'un système de transmission SIMO optique est donc encore sujet à amélioration. La question de la rapidité d'exécution des méthodes de recombinaison doit aussi être approfondie.

La question d'une transmission SIMO optique $1 \times N$, avec N supérieur à 2, paraît aussi légitime. Cependant, compte-tenu des pertes observées dans cette étude réalisée à 1550 nm, la faisabilité d'une telle transmission requiert sans doute le retour à des dispositifs optiques fonctionnant à 850 nm et mieux équilibrés en puissance. On gagnera ainsi en puissance optique ce que l'on perdra en finesse d'analyse du fonctionnement du schéma SIMO. On exciterait par ailleurs un nombre plus important de modes en entrée du système SIMO grâce à l'ouverture numérique plus importante des sources à 850 nm, ce qui aurait un impact négatif sur la bande passante de la fibre optique multimode. On pourra vérifier si cette réduction de la bande passante de la fibre multimode est compensée par le système SIMO, auquel cas la dispersion modale plus importante peut être bénéfique vis-à-vis des performances de transmission. On pourrait en effet envisager l'effet contraire, c'est-à-dire que la fréquence minimale d'utilisation du schéma SIMO soit revue à la baisse compte tenu de la dispersion modale plus importante.

Cette étude ouvre de nombreuses autres perspectives, avec notamment la question de la transposition des techniques MISO à l'optique. Ces techniques présenteraient l'avantage de ne pas subir la perte de puissance optique due au coupleur multimode du système, si l'on arrivait à

réaliser des sources optiques couplées directement à la fibre multimode et excitant une partie seulement des groupes de modes. Ces techniques MISO ne permettent cependant pas l'estimation directe de la réponse du canal, contrairement au schéma SIMO. Pour ce schéma MISO voire pour un schéma MIMO optique, l'utilisation de codes spatio-temporels couplée à une excitation intelligente des modes se propageant dans la fibre optique multimode est tout de même susceptible de donner des résultats intéressants en termes de performances de transmission, mais au détriment d'une complexité de traitement lors des étapes de modulation et de démodulation.

VI. ANNEXES

Annexe 1 – Calcul de la fonction de transfert chromatique d'une fibre multimode

1. Développement du calcul

On s'intéresse ici au calcul de la fonction de transfert chromatique pour une fibre multimode. On rappelle que la densité de puissance lumineuse est supposée avoir une distribution gaussienne selon la pulsation optique, et s'écrit

$$p(\Omega, \Omega_0) = \frac{1}{\sigma_\Omega \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{(\Omega - \Omega_0)^2}{2\sigma_\Omega^2} \right] \quad (79)$$

où Ω_0 est la fréquence angulaire (pulsation) centrale de l'onde lumineuse, $\Omega_0 = \frac{2\pi c}{\lambda_0}$

Ω est la fréquence angulaire (pulsation) de l'onde lumineuse, $\Omega = \frac{2\pi c}{\lambda}$

σ_Ω est la largeur en fréquence du faisceau optique, $\sigma_\Omega = \sigma_\lambda \frac{2\pi c}{\lambda^2}$

D'après la formule (29) du paragraphe 1.2.b) du chapitre II, la fonction de transfert liée à la dispersion chromatique s'écrit donc

$$\begin{aligned} h_{\text{chromatique}}(\mathbf{z}, \omega) &= \int_{-\infty}^{+\infty} p(\Omega, \Omega_0) \exp \left\{ -iz\omega \left[\beta_0(\Omega - \Omega_0) + \frac{\beta_0''}{2}(\Omega - \Omega_0)^2 \right] \right\} d\Omega \\ &= \frac{1}{\sigma_\Omega \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp \left[-\frac{(\Omega - \Omega_0)^2}{2\sigma_\Omega^2} \right] \exp \left\{ -iz\omega \left[\beta_0(\Omega - \Omega_0) + \frac{\beta_0''}{2}(\Omega - \Omega_0)^2 \right] \right\} d\Omega \\ &= \frac{1}{\sigma_\Omega \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp[A(\Omega)] d\Omega \end{aligned}$$

avec $\Omega = \frac{2\pi c}{\lambda}$ la pulsation optique,

$\Omega_0 = \frac{2\pi c}{\lambda_0}$ la pulsation optique centrale,

$p(\Omega, \Omega_0)$ la densité de puissance lumineuse,

σ_Ω la largeur fréquentielle du faisceau optique, $\sigma_\Omega = \sigma_\lambda \frac{2\pi c}{\lambda_0^2}$

β la constante de propagation modale et $\ddot{\beta}_0, \ddot{\beta}_0'$ les valeurs en Ω_0 de ses dérivées seconde et troisième par rapport à Ω

et on pose $A(\Omega) = -\frac{(\Omega - \Omega_0)^2}{2} \left(\frac{1}{\sigma_\Omega^2} + iz\omega \ddot{\beta}_0 \right) - iz\omega \ddot{\beta}_0' (\Omega - \Omega_0)$

On pose alors le changement de variable

$$\begin{aligned} x &= (\Omega - \Omega_0) + \frac{iz\omega \ddot{\beta}_0' \sigma_\Omega^2}{1 + iz\omega \ddot{\beta}_0 \sigma_\Omega^2} \\ \Leftrightarrow (\Omega - \Omega_0) &= x - \frac{iz\omega \ddot{\beta}_0' \sigma_\Omega^2}{1 + iz\omega \ddot{\beta}_0 \sigma_\Omega^2} \end{aligned}$$

L'expression de la fonction de transfert chromatique s'écrit alors

$$h_{\text{chromatique}}(\mathbf{z}, \omega) = \frac{1}{\sigma_\Omega \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp[A(x)] dx \quad (80)$$

avec

$$\begin{aligned} A(x) &= -\frac{1}{2} \left(x - \frac{iz\omega \ddot{\beta}_0' \sigma_\Omega^2}{1 + iz\omega \ddot{\beta}_0 \sigma_\Omega^2} \right)^2 \left(\frac{1}{\sigma_\Omega^2} + iz\omega \ddot{\beta}_0 \right) - iz\omega \ddot{\beta}_0' \left(x - \frac{iz\omega \ddot{\beta}_0' \sigma_\Omega^2}{1 + iz\omega \ddot{\beta}_0 \sigma_\Omega^2} \right) \\ &= -\frac{x^2}{2} \left(\frac{1}{\sigma_\Omega^2} + iz\omega \ddot{\beta}_0 \right) + x \left(\frac{iz\omega \ddot{\beta}_0' \sigma_\Omega^2}{1 + iz\omega \ddot{\beta}_0 \sigma_\Omega^2} \right) \left(\frac{1}{\sigma_\Omega^2} + iz\omega \ddot{\beta}_0 \right) - \left(\frac{iz\omega \ddot{\beta}_0' \sigma_\Omega^2}{1 + iz\omega \ddot{\beta}_0 \sigma_\Omega^2} \right)^2 \left(\frac{1}{\sigma_\Omega^2} + iz\omega \ddot{\beta}_0 \right) \\ &\quad - iz\omega \ddot{\beta}_0' x + \frac{(iz\omega \ddot{\beta}_0' \sigma_\Omega^2)^2}{1 + iz\omega \ddot{\beta}_0 \sigma_\Omega^2} \\ &= -\frac{x^2}{2} \left(\frac{1}{\sigma_\Omega^2} + iz\omega \ddot{\beta}_0 \right) - \frac{1}{2} \frac{(z\omega \ddot{\beta}_0' \sigma_\Omega)^2}{1 + iz\omega \ddot{\beta}_0 \sigma_\Omega^2} \end{aligned}$$

L'expression de la fonction de transfert chromatique devient alors :

$$\begin{aligned} h_{\text{chromatique}}(\mathbf{z}, \omega) &= \frac{1}{\sigma_\Omega \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp \left[-\frac{x^2}{2} \left(\frac{1}{\sigma_\Omega^2} + iz\omega \ddot{\beta}_0 \right) - \frac{1}{2} \frac{(z\omega \ddot{\beta}_0' \sigma_\Omega)^2}{1 + iz\omega \ddot{\beta}_0 \sigma_\Omega^2} \right] dx \\ &= \frac{1}{\sigma_\Omega \sqrt{2\pi}} \exp \left(-\frac{(z\omega \ddot{\beta}_0' \sigma_\Omega)^2}{2(1 + iz\omega \ddot{\beta}_0 \sigma_\Omega^2)} \right) \int_{-\infty}^{+\infty} \exp \left[-\frac{x^2}{2} \left(\frac{1}{\sigma_\Omega^2} + iz\omega \ddot{\beta}_0 \right) \right] dx \end{aligned}$$

L'intégrale est une intégrale gaussienne de la forme $\int_{-\infty}^{+\infty} \exp(-\alpha x^2) dx = \sqrt{\frac{\pi}{\alpha}}$ avec ici

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\sigma_\Omega^2} + iz\omega \ddot{\beta}_0 \right)$$

d'où

$$h_{\text{chromatique}}(\mathbf{z}, \omega) = \frac{1}{\sigma_{\Omega} \sqrt{2\pi}} \exp \left(-\frac{(z\omega \ddot{\beta}_0 \sigma_{\lambda})^2}{2(1 + iz\omega \ddot{\beta}_0 \sigma_{\Omega}^2)} \right) \left(\frac{2\pi}{\frac{1}{\sigma_{\Omega}^2} + iz\omega \ddot{\beta}_0} \right)^{\frac{1}{2}}$$

Finalement,

$$h_{\text{chromatique}}(\mathbf{z}, \omega) = \frac{1}{(1 + iz\omega \ddot{\beta}_0 \sigma_{\Omega}^2)^{\frac{1}{2}}} \exp \left[-\frac{(z\omega \ddot{\beta}_0 \sigma_{\Omega})^2}{2(1 + iz\omega \ddot{\beta}_0 \sigma_{\Omega}^2)} \right] \quad (81)$$

Remarque : lorsque l'on travaille à une longueur d'onde de 1550 nm, $z\ddot{\beta}_0 \sigma_{\lambda}^2 \ll z\ddot{\beta}_0 \sigma_{\lambda}$ et cette expression peut être simplifiée en :

$$h_{\text{chromatique}}(\mathbf{z}, \omega) = \exp \left[-\frac{(z\omega \ddot{\beta}_0 \sigma_{\Omega})^2}{2} \right] \quad (82)$$

2. Mise en forme selon les dérivées de $\tau(\lambda)$

On rappelle que le signal transmis se propage à une vitesse de groupe v_g définie par :

$$v_g = \frac{d\Omega}{d\beta}$$

avec $\beta(m, \Omega) = \frac{\Omega n(m, \Omega)}{c}$ et $\Omega = \frac{2\pi c}{\lambda}$. Pour plus de clarté on ne notera pas les dépendances de n et de β par rapport à m et Ω (ou λ) dans les calculs suivants.

avec

$$\begin{aligned} \dot{\beta} &= \frac{d\beta}{d\Omega} = \frac{1}{c} \left(n + \Omega \frac{dn}{d\Omega} \right) \\ &= \frac{1}{c} \left(n + \frac{2\pi c}{\lambda} \frac{dn}{d\lambda} \frac{d\lambda}{d\Omega} \right) \\ &= \frac{1}{c} \left(n + \frac{2\pi c}{\lambda} \frac{dn}{d\lambda} \frac{d}{d\Omega} \left(\frac{2\pi c}{\Omega} \right) \right) \\ &= \frac{1}{c} \left(n + \frac{2\pi c}{\lambda} \frac{dn}{d\lambda} * \left(-\frac{2\pi c}{\Omega^2} \right) \right) \end{aligned}$$

d'où

$$\dot{\beta} = \frac{1}{c} \left(n - \lambda \frac{dn}{d\lambda} \right)$$

On peut ainsi exprimer le retard de groupe τ en fonction de la constante de propagation :

$$\tau = \frac{1}{v_g} = \frac{1}{c} \left(n - \lambda \frac{dn}{d\lambda} \right) = \dot{\beta}$$

On calcule alors les dérivées première et seconde de τ par rapport à la longueur d'onde λ , qui correspondent respectivement au coefficient D et à la pente S de la dispersion chromatique :

$$\begin{aligned}
 D &= \frac{d\tau}{d\lambda} = \frac{d}{d\lambda} \left[\frac{1}{c} \left(n - \lambda \frac{dn}{d\lambda} \right) \right] \\
 &= \frac{1}{c} \frac{dn}{d\lambda} - \frac{\lambda}{c} \frac{d^2n}{d\lambda^2} + \frac{1}{c} \frac{dn}{d\lambda} \\
 &= -\frac{\lambda}{c} \frac{d^2n}{d\lambda^2}
 \end{aligned}$$

et

$$S = \frac{d^2\tau}{d\lambda^2} = -\frac{1}{c} \frac{d^2n}{d\lambda^2} - \frac{\lambda}{c} \frac{d^3n}{d\lambda^3}$$

On calcule maintenant les dérivées seconde $\ddot{\beta}$ et troisième $\dddot{\beta}$ de β par rapport à Ω :

$$\begin{aligned}
 \ddot{\beta} &= \frac{d^2\beta}{d\Omega^2} = \frac{d\dot{\beta}}{d\Omega} \\
 &= \frac{d\dot{\beta}}{d\lambda} \frac{d\lambda}{d\Omega} \\
 &= \frac{1}{c} \left(\frac{dn}{d\lambda} - \lambda \frac{d^2n}{d\lambda^2} - \frac{dn}{d\lambda} \right) \left(-\frac{\lambda^2}{2\pi c} \right) \\
 &= \frac{\lambda^3}{2\pi c^2} \frac{d^2n}{d\lambda^2}
 \end{aligned}$$

et

$$\begin{aligned}
 \dddot{\beta} &= \frac{d^3\beta}{d\Omega^3} = \frac{d\ddot{\beta}}{d\Omega} \\
 &= \frac{d\ddot{\beta}}{d\lambda} \frac{d\lambda}{d\Omega} \\
 &= \left(\frac{3\lambda^2}{2\pi c^2} \frac{d^2n}{d\lambda^2} + \frac{\lambda^3}{2\pi c^2} \frac{d^3n}{d\lambda^3} \right) \left(-\frac{\lambda^2}{2\pi c} \right) \\
 &= \frac{\lambda^3}{4\pi^2 c^3} \left(-3\lambda \frac{d^2n}{d\lambda^2} + \lambda^2 \frac{d^3n}{d\lambda^3} \right)
 \end{aligned}$$

D'où, d'après les expressions des dérivées de D et S , les relations :

$$\begin{aligned}
 \ddot{\beta} &= -\frac{\lambda^2}{2\pi c} D \\
 \dddot{\beta} &= \frac{\lambda^3}{4\pi^2 c^2} (2D + \lambda S)
 \end{aligned}$$

On obtient ainsi la formule de la fonction de transfert chromatique pour une fibre de longueur L donnée ($z = L$) :

$$\mathbf{h}_{\text{chromatique}}(\omega) = \frac{1}{(1 + iL\omega\ddot{\beta}_0\sigma_\Omega^2)^{\frac{1}{2}}} \exp \left[-\frac{(L\omega\ddot{\beta}_0\sigma_\Omega)^2}{2(1 + iL\omega\ddot{\beta}_0\sigma_\Omega^2)} \right]$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{\left(1 + iL\omega \frac{\lambda_0^3}{4\pi^2 c^2} (2D + \lambda_0 S) \left(\frac{2\pi c}{\lambda_0} \sigma_\lambda\right)^2\right)^{\frac{1}{2}}} \exp \left[-\frac{\left(L\omega \left(-\frac{\lambda_0^2}{2\pi c} D\right) \frac{2\pi c}{\lambda_0^2} \sigma_\lambda\right)^2}{2 \left(1 + iL\omega \frac{\lambda_0^3}{4\pi^2 c^2} (2D + \lambda_0 S) \left(\frac{2\pi c}{\lambda_0} \sigma_\lambda\right)^2\right)} \right] \\
 &= \frac{1}{\left(1 + iL\omega \left(\frac{2}{\lambda_0} D + S\right) \sigma_\lambda^2\right)^{\frac{1}{2}}} \exp \left[-\frac{(L\omega D \sigma_\lambda)^2}{2 \left(1 + iL\omega \left(\frac{2}{\lambda_0} D + S\right) \sigma_\lambda^2\right)} \right]
 \end{aligned}$$

qui peut être simplifiée, si l'on néglige la dispersion du second ordre, en :

$$\boxed{h_{\text{chromatique}}(\omega) = \exp \left[-\frac{(L\omega D \sigma_\lambda)^2}{2} \right]} \quad (83)$$

Annexe 2 – Etude de la distribution de la réponse fréquentielle du modèle de fibre multimode

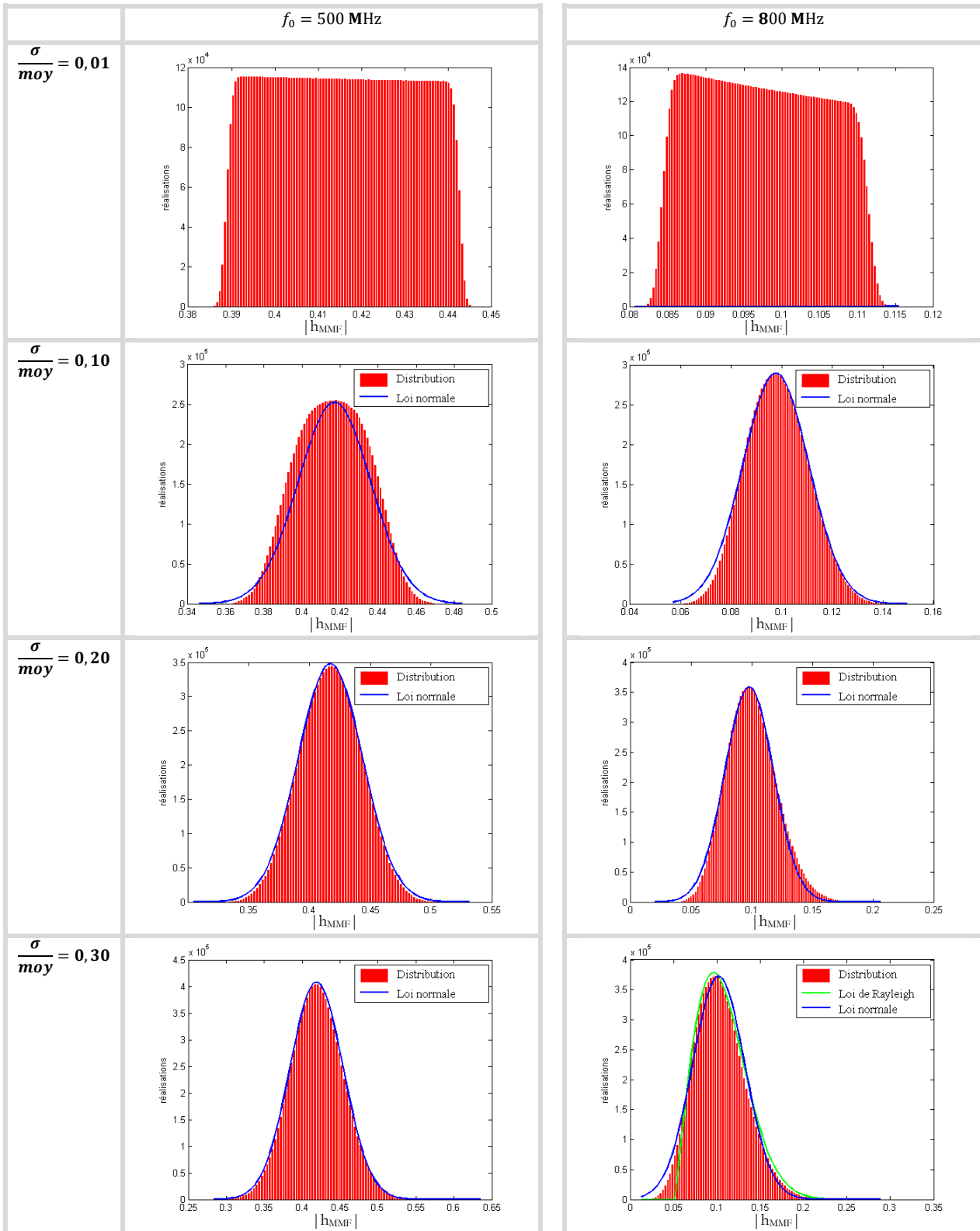
On regroupe ici les résultats de simulation visant à déterminer la distribution de la réponse de fibre $h_{MMF}(f)$ définie par le modèle mis en place lors de la thèse. On s'intéresse à la distribution du module de la fonction de transfert de la fibre optique pour un canal de 40 MHz de large en fonction de sa fréquence centrale f_0 et du niveau de couplage entre groupes de modes, défini par le paramètre $\frac{\sigma}{moy}$. La phase de la fonction de transfert suit quant à elle toujours une loi uniforme quelles que soient les valeurs prises par ces paramètres.

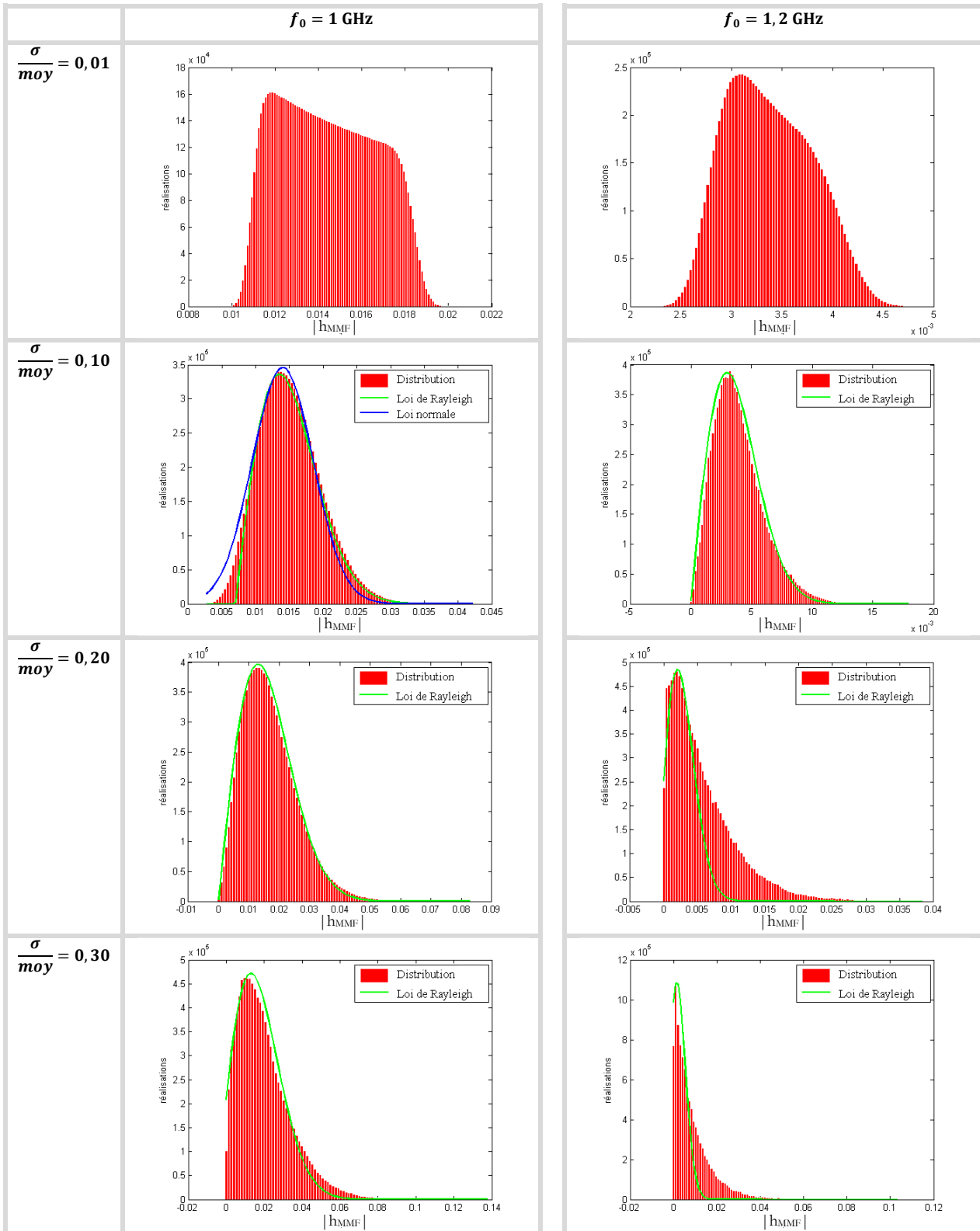
Les distributions sont calculées grâce au logiciel MATLAB, à partir de 410 000 valeurs de $h_{MMF}(f)$ en considérant tous les groupes de modes excités. On cherche à déterminer si la distribution du module de la fonction de transfert suit une loi de Rayleigh ou une loi normale. Le tableau 1 récapitule les différentes distributions observées.

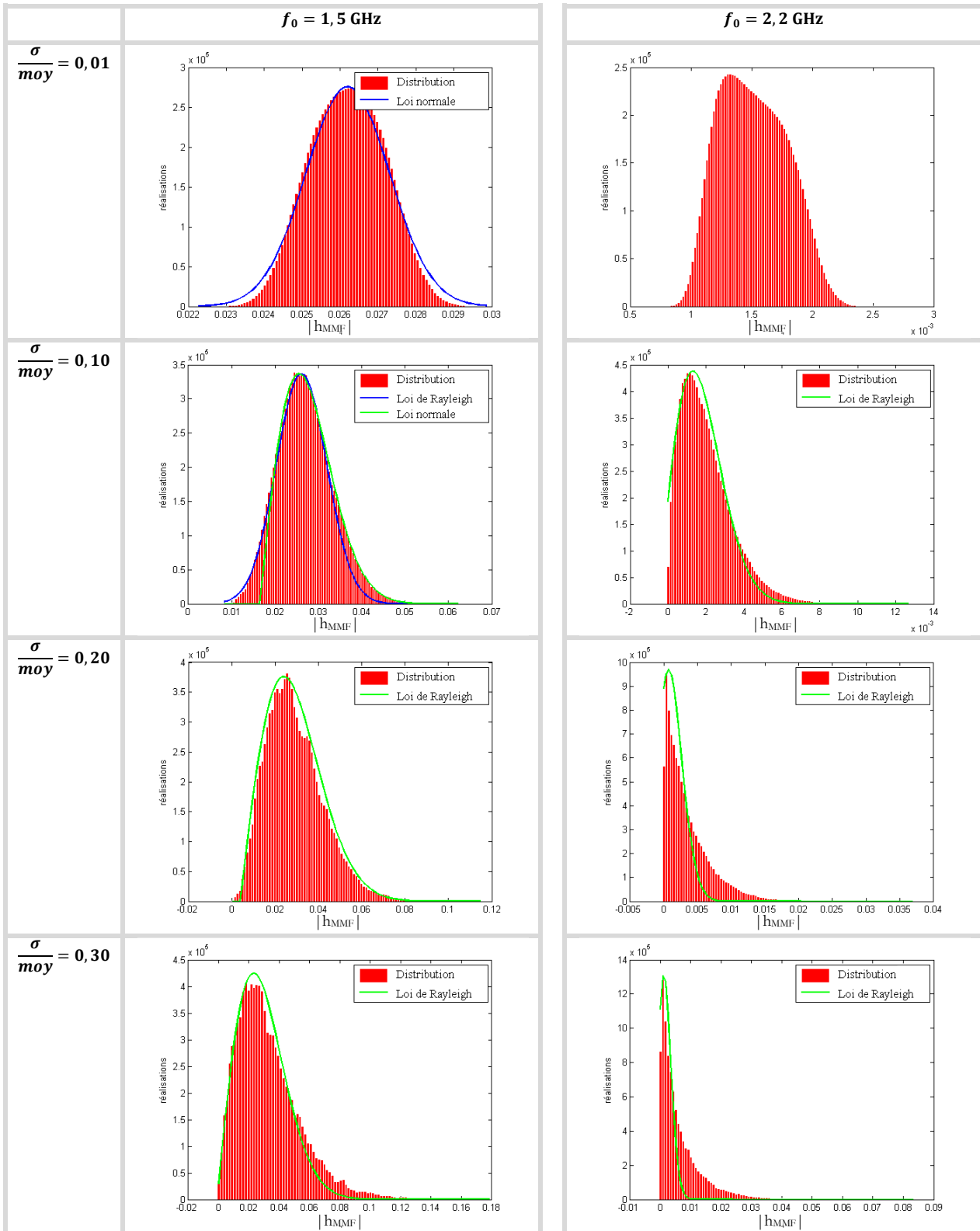
$\frac{\sigma}{moy}$	0,01	0,10	0,20	0,30
$f_0 = 500$ MHz	?	■	■	■
$f_0 = 800$ MHz	?	■	■	■
$f_0 = 1$ GHz	?	■	■	■
$f_0 = 1,2$ GHz	?	■	■	■
$f_0 = 1,5$ GHz	■	■	■	■
$f_0 = 2,2$ GHz	?	■	■	■
$f_0 = 2,4$ GHz	■	■	■	■
$f_0 = 2,7$ GHz	■	■	■	■
$f_0 = 3,5$ GHz	?	■	■	■
$f_0 = 4$ GHz	■	■	■	■
$f_0 = 4,5$ GHz	?	■	■	■

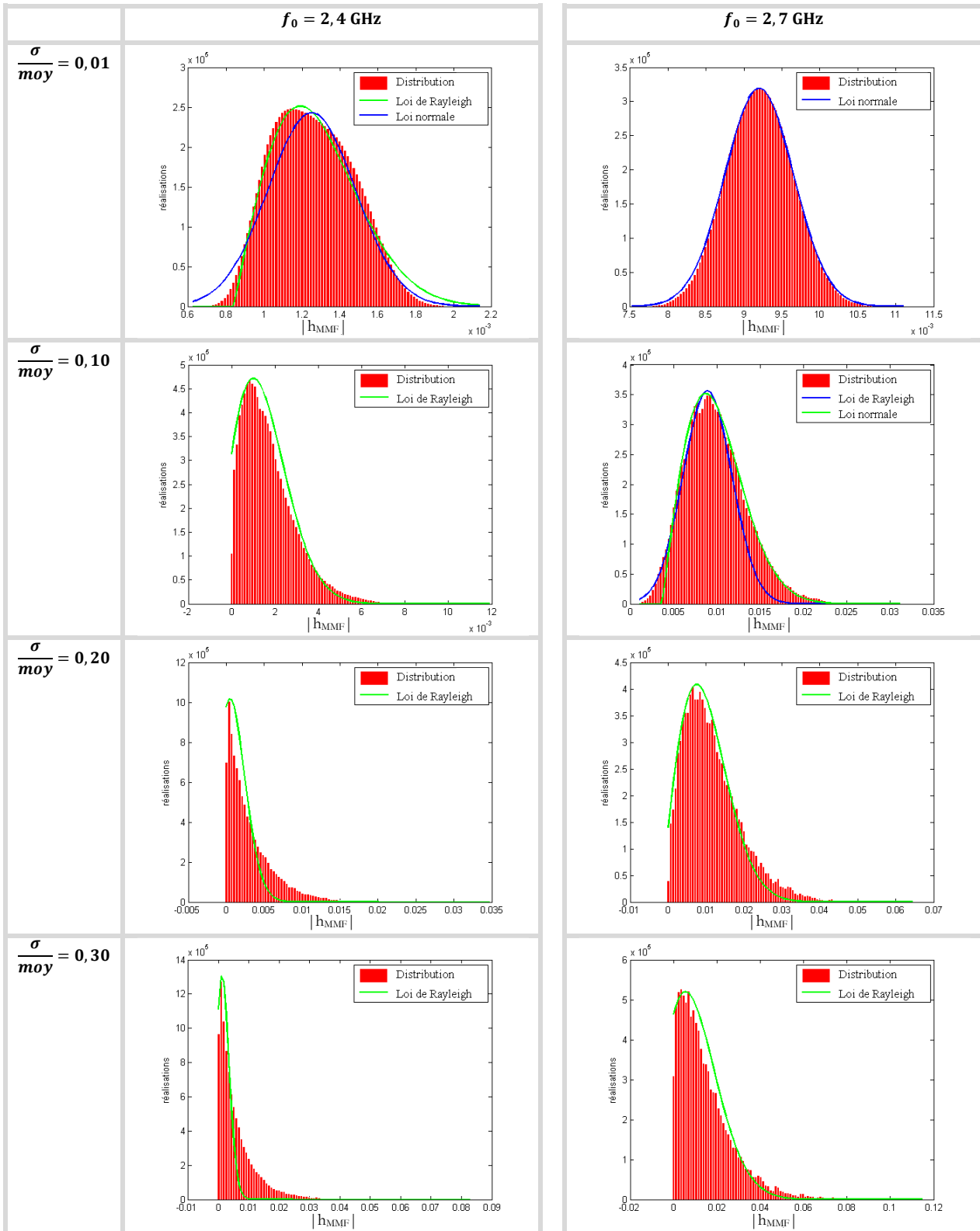
Loi de la distribution	
■	Inconnue
■	Proche de la loi normale
■	Loi normale
■	Intermédiaire entre loi normale et loi de Rayleigh
■	Loi de Rayleigh
■	Proche de la loi de Rayleigh

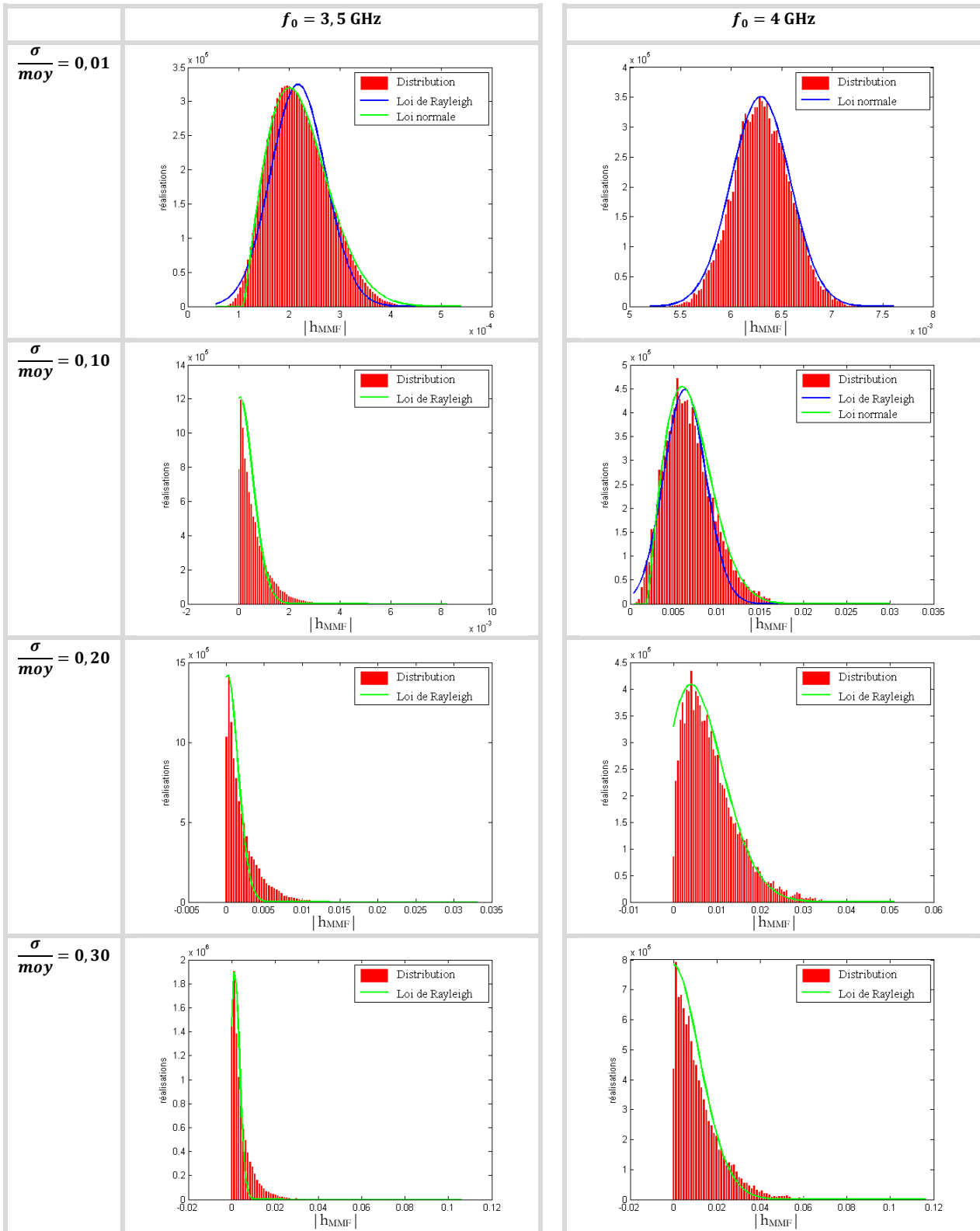
Tableau 7 – Types de distributions en fonction du couplage entre groupes de modes et de la fréquence centrale f_0

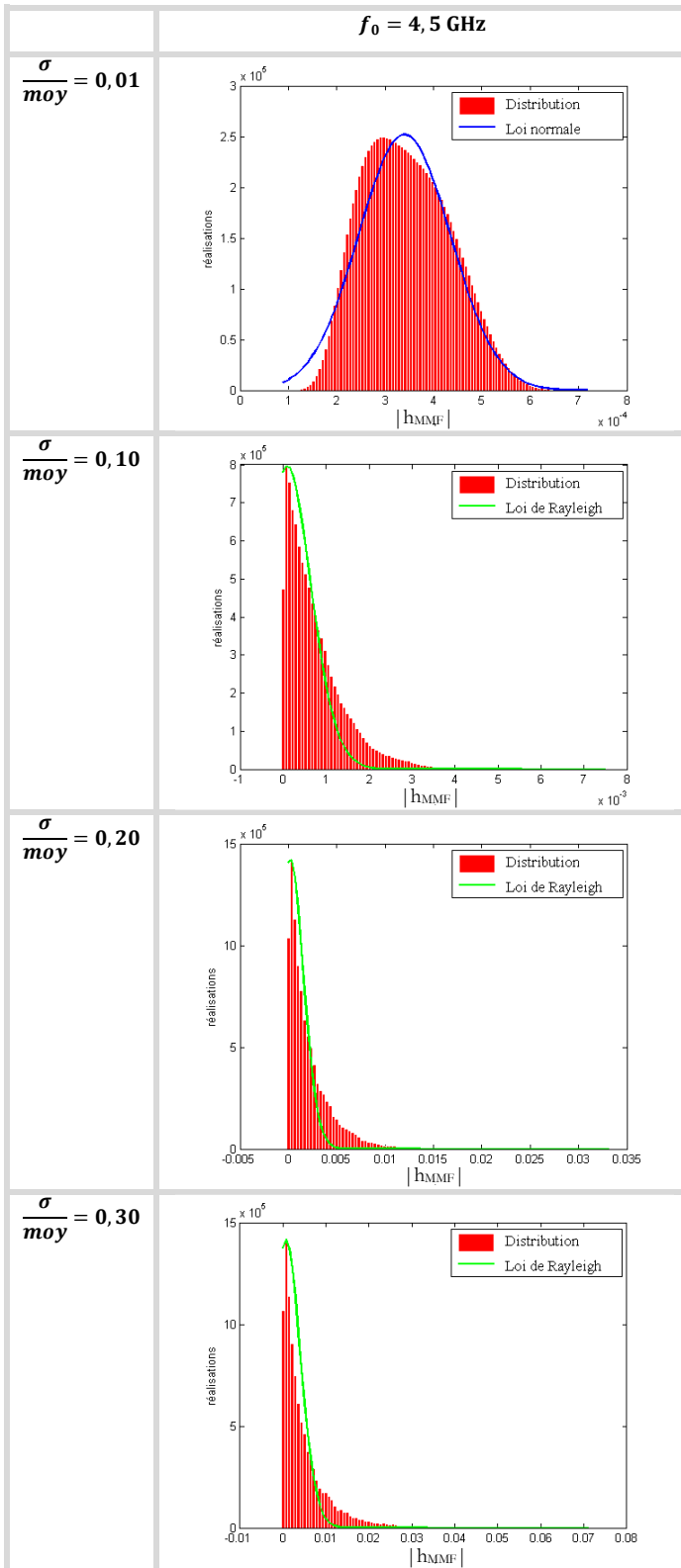












Annexe 3 – Calcul de la capacité d’un canal MIMO

Cette annexe reprend les calculs réalisés par E. Telatar [73] et J. Casse et T. Horel [116], ainsi que le cours Probabilités de Daniel Li du Master 1 de Mathématiques-Informatique de la Faculté Jean Perrin d’Artois. On d’aboutir à la formule de la capacité d’un canal MIMO. On présentera tout d’abord les différentes notations et définitions utilisées avant de présenter le déroulement du calcul amenant à l’expression de la capacité.

3. Eléments mathématiques

3.1 Définitions

On présente ici quelques définitions sur lesquelles sont basés les travaux qui vont suivre, sans visée exhaustive.

a) *Variable aléatoire*

On appelle variable aléatoire toute application mesurable de la forme

$$X : (\Omega, \mathcal{A}) \rightarrow (E, \mathcal{E})$$

où (Ω, \mathcal{A}) et (E, \mathcal{E}) sont deux espaces mesurables (composés d’un ensemble et d’une tribu de cet ensemble). Une variable aléatoire se rapporte à un espace de probabilité $(\Omega, \mathcal{A}, \mathbb{P})$, avec \mathbb{P} la mesure positive telle que $\mathbb{P}(\Omega)=1$.

b) *Tribu*

Une tribu \mathcal{E} d’un ensemble E est un ensemble de parties de E qui vérifie :

\mathcal{E} est non vide

\mathcal{E} est stable par complémentaire : soit $A \in \mathcal{E}$ (A est donc une partie de E), alors $E-A \in \mathcal{E}$

\mathcal{E} est stable par union dénombrable : soient $A_1, A_2, \dots, A_n, \dots$ des éléments de \mathcal{E} , alors $\bigcup_{n \geq 1} A_n \in \mathcal{E}$

Exemple : Pour $E = \{\alpha, \beta, \gamma\}$, $\mathcal{E} = \{\emptyset, \{\alpha\}, \{\beta, \gamma\}, E\}$ est une tribu de E .

Un élément d’une tribu est appelé évènement.

On s’intéresse à deux cas particuliers de (E, \mathcal{E}) :

$(\mathbb{R}^n, \mathcal{B}or(\mathbb{R}^n))$: X est une variable aléatoire réelle,

$(\mathbb{C}^n, \mathcal{B}or(\mathbb{C}^n))$: X est une variable aléatoire complexe,

$\mathcal{B}or(\mathbb{R}^n)$ étant la tribu borélienne de l’espace topologique \mathbb{R}^n , contenant tous les intervalles de \mathbb{R}^n . Même chose pour $\mathcal{B}or(\mathbb{C}^n)$, qui contient tous les intervalles de \mathbb{C}^n . Pour $n > 1$, on parlera de vecteurs aléatoires.

On retiendra qu’une valeur aléatoire réelle/complexe prendra respectivement ses valeurs dans $\mathbb{R}^n/\mathbb{C}^n$.

c) *Espérance et moyenne*

Lorsque la variable aléatoire réelle X est intégrable, son intégrale est appelée espérance ou moyenne de X :

$$\mathbb{E}(X) = \int_{\Omega} X \, d\mathbb{P}$$

X est dite centrée lorsque $\mathbb{E}(X)=0$.

On définit par ailleurs la variance de X qui mesure les variations de X autour de sa moyenne :

$$\text{Var}(X) = \mathbb{E}(X^2) - [\mathbb{E}(X)]^2$$

d) *Loi de Gauss*

La loi de Gauss, appelée aussi loi normale ou loi de Laplace, est notée $\mathcal{N}(m, \sigma^2)$, avec $m \in \mathbb{R}$ et $\sigma \in \mathbb{R}^{+*}$. m est la moyenne de la variable aléatoire $X \sim \mathcal{N}(m, \sigma^2)$, et sa variance vaut σ^2 .

Cette loi a pour densité $\gamma_{m, \sigma^2}(x)$, définie par la formule suivante :

$$\gamma_{m, \sigma^2}(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-m}{\sigma}\right)^2}$$

et pour toute partie borélienne A de \mathbb{R} ,

$$\mathbb{P}(X \in A) = \int_A \gamma_{m, \sigma^2}(x) \, dx = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_A e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-m}{\sigma}\right)^2} \, dx$$

e) *Variables indépendantes*

Soient N variables aléatoires $X_k : \Omega \rightarrow \mathbb{R}^{n_k}$, $1 \leq k \leq N$, ces variables sont dites indépendantes si les tribus qu'elles engendrent sont indépendantes, c'est-à-dire que pour les tribus B_1, B_2, \dots, B_n , pour tout évènement $A_i \in B_i$,

$$\mathbb{P}\left(\bigcap_{1 \leq i \leq n} A_i\right) = \prod_{1 \leq i \leq n} \mathbb{P}(A_i)$$

Soient $X_1 \sim \mathcal{N}(m_1, \sigma_1^2)$, et $X_2 \sim \mathcal{N}(m_2, \sigma_2^2)$ deux variables gaussiennes indépendantes, alors $X_1 + X_2 \sim \mathcal{N}(m_1 + m_2, \sigma_1^2 + \sigma_2^2)$

f) *Loi conjointe*

Soit $X = \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \dots \\ X_n \end{pmatrix} : \Omega \rightarrow \mathbb{R}^n$ un vecteur aléatoire, la loi de X est appelée loi conjointe

des variables aléatoires X_1, X_2, \dots, X_n .

g) *Fonction caractéristique*

La fonction caractéristique d'une variable aléatoire réelle $X : \Omega \rightarrow \mathbb{R}$ est la fonction $\Phi_X : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{C}$ définie $\forall t \in \mathbb{R}$ par $\Phi_X(t) = \mathbb{E}(e^{itX})$. Si $X \sim \mathcal{N}(m, \sigma^2)$, $\Phi_X(t) = \exp\left(imt - \frac{\sigma^2 t^2}{2}\right)$.

Pour un vecteur aléatoire $X: \Omega \rightarrow \mathbb{R}^n$, $\Phi_X: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{C}$ est définie par $\Phi_X(u) = \mathbb{E}(e^{i(u|X)}) \quad \forall u \in \mathbb{R}^n$

h) *Espérance des vecteurs et matrices aléatoires*

Une matrice est dite aléatoire (complexe) lorsque toutes ses composantes sont des variables aléatoires (complexes).

Soit $X = \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \dots \\ X_n \end{pmatrix}: \Omega \rightarrow \mathbb{C}^n$ un vecteur aléatoire. Si X est intégrable (c'est-à-dire si les

variables aléatoires X_1, X_2, \dots, X_n sont intégrables), alors $\mathbb{E}(X) = \begin{pmatrix} \mathbb{E}(X_1) \\ \mathbb{E}(X_2) \\ \dots \\ \mathbb{E}(X_n) \end{pmatrix}$

De la même façon, si $M = (X_{i,j})_{\substack{1 \leq i \leq n \\ 1 \leq j \leq p}}$ est une matrice formée de variables aléatoires

$X_{i,j}: \Omega \rightarrow \mathbb{R}$ ou \mathbb{C} , $\mathbb{E}(M) = (\mathbb{E}(X_{i,j}))_{\substack{1 \leq i \leq n \\ 1 \leq j \leq p}}$

i) *Covariance*

Soit $X: \Omega \rightarrow \mathbb{R}$ et $Y: \Omega \rightarrow \mathbb{R}$ deux variables aléatoires de carré intégrables, leur covariance est définie par

$$\text{cov}(X, Y) = \mathbb{E}[(X - \mathbb{E}(X)) \cdot (Y - \mathbb{E}(Y))]$$

Soit $X: \Omega \rightarrow \mathbb{C}^n$ un vecteur aléatoire de carré intégrable, on définit sa matrice de covariance par

$$K_X = \mathbb{E}[(X - \mathbb{E}(X)) \cdot (X - \mathbb{E}(X))^\dagger]$$

soit

$$K_X = (\text{cov}(X_i, X_j))_{1 \leq i, j \leq n}$$

3.2 Propriétés des vecteurs gaussiens

a) *Vecteurs gaussiens réels*

(1) *Définition*

Soit $X = \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \dots \\ X_n \end{pmatrix}: \Omega \rightarrow \mathbb{R}^n$. On dit que X est un vecteur (aléatoire) gaussien si la variable

aléatoire $\varphi(X): \Omega \rightarrow \mathbb{R}$ est gaussienne, pour toute forme linéaire φ , c'est-à-dire si toutes les combinaisons linéaires $\alpha_1 X_1 + \alpha_2 X_2 + \dots + \alpha_n X_n$ sont des variables aléatoires gaussiennes, $\forall (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) \in \mathbb{R}^n$.

(2) Fonction caractéristique

La fonction caractéristique d'un vecteur gaussien vaut, $\forall u \in \mathbb{R}^n$:

$$\Phi_X(u) = \exp \left(i u^t \cdot \mathbb{E}(X) - \frac{1}{2} u^t \mathbf{K}_X u \right)$$

Si le vecteur gaussien X est centré, sa fonction caractéristique devient

$$\Phi_X(u) = \exp \left(-\frac{1}{2} u^t \mathbf{K}_X u \right)$$

(3) Propriétés

Soit X un vecteur gaussien, ses composantes sont indépendantes si et seulement si elles sont non corrélées, c'est-à-dire $\text{cov}(X_i, X_j) = 0 \quad \forall i \neq j$

Soit X un vecteur gaussien centré de matrice de covariance \mathbf{K}_X ; si \mathbf{K}_X est inversible, alors la densité de X s'écrit

$$f_X(x) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi})^d \sqrt{|\det \mathbf{K}_X|}} \exp \left(-\frac{1}{2} x^t \cdot \mathbf{K}_X^{-1} \cdot x \right)$$

b) Vecteurs gaussiens complexes

(1) Définitions

Soit X un vecteur complexe, on note \hat{X} le vecteur défini par $\hat{X} = \begin{pmatrix} \Re(X) \\ \Im(X) \end{pmatrix}$. D'une façon similaire, soit \mathbf{M} une matrice complexe ($\mathbf{M} \in \mathcal{M}_{n \times m}(\mathbb{C})$), on note $\hat{\mathbf{M}}$ la matrice définie par $\hat{\mathbf{M}} = \begin{pmatrix} \Re(\mathbf{M}) & -\Im(\mathbf{M}) \\ \Im(\mathbf{M}) & \Re(\mathbf{M}) \end{pmatrix}$.

X est un vecteur gaussien (complexe) si et seulement si \hat{X} est un vecteur gaussien réel.

c) Vecteurs gaussiens à symétrie circulaire

X est un vecteur gaussien à symétrie circulaire si et seulement si la matrice de covariance $\mathbf{K}_{\hat{X}}$ du vecteur \hat{X} associé à X est de la forme :

$$\mathbf{K}_{\hat{X}} = \frac{1}{2} \hat{\mathbf{Q}}$$

où $\hat{\mathbf{Q}} \in \mathcal{M}_{n \times m}(\mathbb{C})$ est une matrice hermitienne ($\hat{\mathbf{Q}} = \hat{\mathbf{Q}}^\dagger$) positive. La matrice de covariance de X vaut alors $\mathbf{K}_X = \mathbf{Q}$.

On notera $X \sim \mathcal{N}(\mathbb{E}(X), \mathbf{K}_X)$ si X est un vecteur gaussien complexe à symétrie circulaire de matrice de covariance \mathbf{K}_X , et $X \sim \mathcal{CN}(\mathbb{E}(X), \mathbf{K}_X)$ s'il est centré.

Soit $X \sim \mathcal{N}(\mu, \mathbf{K}_X)$. Si \mathbf{K}_X est hermitienne définie positive, alors $\hat{\mathbf{K}}_X$ est symétrique, définie positive, et on peut écrire la densité de la loi de X :

$$p_X(x) = \frac{1}{\det(\pi \mathbf{K}_X)} \exp(-x^\dagger \mathbf{K}_X^{-1} x) = \frac{1}{\sqrt{\det(\pi \mathbf{K}_X)}} \exp\left(-\hat{x}^\dagger \widehat{\mathbf{K}}_X^{-1} \hat{x}\right)$$

4. Éléments de théorie de l'information

4.1 Entropie et information mutuelle

a) Définition de l'entropie

Soit $X \in \mathbb{C}^n$ un vecteur aléatoire complexe de fonction de densité f . On définit l'entropie

$$h(X) = - \int_{\mathbb{C}^n} f(x) \log(f(x)) dx = \mathbb{E}[-\log(f(x))]$$

L'entropie d'une source caractérise la quantité d'information donnée par l'observation de X . On peut aussi la voir comme l'incertitude liée à X .

b) Entropie d'un vecteur gaussien à symétrie circulaire

Soit $X \sim \mathcal{N}(\mu, \mathbf{K}_X)$. On calcule l'entropie de ce vecteur aléatoire :

$$\begin{aligned} h(X) &= \mathbb{E}[-\log(f(X))] \\ &= -\mathbb{E}\left[\log\left(\frac{1}{|\pi \mathbf{K}_X|} \exp(-x^\dagger \mathbf{K}_X^{-1} x)\right)\right] \\ &= -\mathbb{E}\left[x(-\log(\pi^n |\mathbf{K}_X|) - (x - \mu)^\dagger \mathbf{K}_X^{-1} (x - \mu))\right] \\ &= \log|\pi e \mathbf{K}_X| \end{aligned}$$

Remarque : on peut prouver que les vecteurs gaussiens à symétrie circulaire maximisent l'entropie pour une matrice de covariance fixée.

c) Information mutuelle

Soient X et Y deux variables aléatoires à valeur dans \mathbb{C}^n et $\mathbb{C}^{n'}$ et f la fonction de densité de la loi jointe. L'information mutuelle $I(X, Y)$ entre X et Y est définie par

$$\begin{aligned} I(X, Y) &= - \int_{\mathbb{C}^n} f(x, y) \log \frac{f(x, y)}{f(x)f(y)} dx \\ &= \mathbb{E}[-\log(f(X, Y))] \\ &= h(Y) - h(Y|X) \end{aligned}$$

Dans cette expression, $h(X, |Y)$ est l'entropie conditionnelle de Y sachant X , et se définit par

$$h(X|Y) = - \int_{\mathbb{C}^{n \times n'}} f(x, y) \log(f(x|y)) dx$$

L'information mutuelle $I(X, Y)$ correspond à la quantité d'information sur X apportée par la connaissance de Y , soit la différence entre l'entropie de Y seule et l'entropie de Y sachant X .

5. Capacité d'un canal MIMO

5.1 Capacité d'un canal

On se place dans le cadre d'une transmission MIMO dans un canal gaussien complexe. Soient les vecteurs aléatoires X et Y , on appelle X *entrée* et Y *sortie*. Le canal est considéré mathématiquement comme la fonction $f(x|y)$, donnant la probabilité d'obtenir une réalisation y de la variable aléatoire Y sachant la réalisation x de la variable aléatoire X . Il représente en fait les perturbations et modifications éventuelles survenant entre l'émission et la réception d'un signal lors d'une transmission.

Le vecteur y (réalisation) reçu en sortie est lié au vecteur émis en entrée, par la relation

$$y = \mathbf{H}x + n$$

où \mathbf{H} est la matrice de canal

n est le bruit gaussien du canal, représenté par un vecteur aléatoire gaussien à symétrie circulaire centrée réduit ($n \sim \mathcal{N}(0, \mathbf{I})$).

La capacité d'un canal de fonction de transition f est définie par

$$C = \max_{p(x): \mathbb{E}[|X|^2] \leq P} I(X, Y)$$

sous la contrainte $\mathbb{E}[|X|^2] \leq P$, c'est-à-dire que la puissance émise en entrée est inférieure ou égale à P .

5.2 Capacité du canal MIMO

On considère un système MIMO à N_T transmetteurs et N_R récepteurs. On considère que le canal suit le modèle de Rayleigh : tous les éléments de la matrice de canal \mathbf{H} sont indépendants, de moyenne nulle, avec une partie réelle et une partie imaginaire indépendantes de variance $\frac{\sigma^2}{2}$. Sous ces hypothèses, l'information mutuelle pour un canal MIMO s'écrit :

$$\begin{aligned} I(x, y) &= h(y) - h(y|x) \\ &= h(y) - h(\mathbf{H}x + n|x) \\ &= h(y) - h(n) \\ &= \log_2 |\pi e \mathbf{K}_Y| - \log_2 |\pi e \mathbf{K}_N| \\ &= \log_2 |\pi e (\mathbf{H} \mathbf{K}_X \mathbf{H}^\dagger + \mathbf{K}_N)| - \log_2 |\pi e \mathbf{K}_N| \\ &= \log_2 | \mathbf{I}_{N_R} + \mathbf{H} \mathbf{K}_X \mathbf{H}^\dagger \cdot \mathbf{K}_N^{-1} | \end{aligned}$$

On rappelle que la capacité d'un canal s'écrit :

$$C = \max_{p(x): \mathbb{E}[|X|^2] \leq P} I(X, Y)$$

Le maximum de l'information mutuelle est atteint lorsque la puissance transmise est constante et égale à P , c'est-à-dire $\mathbb{E}[|X|^2] = P$.

Ainsi, la capacité du canal MIMO vaut :

$$C_{MIMO} = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^\dagger \right)$$

où ρ est le rapport signal sur bruit, $\rho = \frac{P}{\sigma_n^2}$

On peut appliquer le théorème de décomposition en valeurs singulières à la matrice de canal \mathbf{H} . Elle s'écrit alors :

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Delta}\mathbf{V}$$

où $(\mathbf{U}, \mathbf{V}) \in \mathcal{M}_{N_R \times N_R}(\mathbb{C}) \times \mathcal{M}_{N_T \times N_T}(\mathbb{C})$ sont les matrices complexes unitaires respectivement du vecteur propre de sortie et d'entrée, et $\mathbf{\Delta}$ est la matrice diagonale contenant les valeurs propres $\lambda_{H,1}, \lambda_{H,2}, \dots, \lambda_{H,M}$ ($M = \text{rang}(\mathbf{H})$) de la matrice de canal \mathbf{H} .

La capacité du canal MIMO s'écrit alors

$$C_{MIMO} = \sum_{i=1}^{N_R} \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N_T} \lambda_{H,i}^2 \right)$$

et s'exprime en Shannon par symbole (Sh/symb).

On note que d'après la loi des grands nombres,

$$\lim_{N_T \rightarrow \infty} \frac{1}{N_T} \mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger = \mathbf{I}_{N_R}$$

ce qui implique que la capacité du canal tend vers $C = N_R \log_2(1 + \rho)$ pour un grand nombre d'antennes de réception.

VII. BIBLIOGRAPHIE

- [1] «The Zettabyte Era», Cisco Systems, 2012.
- [2] F. Duthilleul, «DSL : le support physique et les techniques de modulation», *Techniques de l'Ingénieur*, 2006.
- [3] K. C. Kao et G. A. Hockham, «Dielectric-fibre surface waveguides for optical frequencies», *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 113, n°17, pp. 1151-1158, 1966.
- [4] P. Garvey, «Optical Trends in Premises Networks», 2006.
- [5] J. Kamino, «Optical Fiber and Cabling Standards for Tomorrow's Data Center», 2012.
- [6] M. Joindot, *Les télécommunications par fibre optique*, Dunod, Paris, France, 1996.
- [7] «Le très haut débit : points de repère et perspectives», ARCEP, 2006.
- [8] P.Matthijssse, M.P.M. Jetten, G-J.Krabshuis , F.J.Achten, et G.Kuyt, «Wide-window graded-index multimode fiber for Ftt-LAN local loop networks», *Proceedings of the International Wire & Cable Symposium*, 2004.
- [9] M. de Haan, «Network Protocol for multimode FTTx», University of Twente, The Netherlands, 2007.
- [10] «Observatoire des marchés des communications électroniques - Services fixes haut et très haut débit (marché de gros) - 2^{ème} semestre 2012», 2012.
- [11] «The Growth of Fiber to the Home», FTTH Council, 2011,
<http://www.ftthcommunitytoolkit.wikispaces.net/file/view/FTTH+Growth.pdf>
- [12] D. Coleman, «Optical Trends in the Data Center», *BICSI Conference*, 2012.
- [13] «10 Gigabit Ethernet Technical Brief», Extreme Networks, 2010.
- [14] *IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks-Specific requirements Part 3: Carrier Sense Multiple*

- Access with Collision Detection (CSMA/CD) Access Method and Physical Layer Specifications Amendment 4: Media Access Control Parameters, Physical Layers and Management Parameters for 40 Gb/s and 100 Gb/s Operation*, 2010, pp. 1-457.
- [15] B. Charbonnier, H. Le Bras, P. Urvoas, Q. T. N'Guyen, M. Huchard et A. Pizzinat, «Upcoming perspectives and future challenges for ROF», *IEEE International Microwave Photonics Topical Meeting*, 2007.
- [16] A. M. J. Koonen, M. G. Larrode, A. Ng'oma, K. Wang, H. Yang, Y. Zheng et E. Tangdiongga, «Perspectives of Radio over Fiber Technologies», *Proceedings of the Optical Fiber Communication Conference/National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, 2008.
- [17] Y. Josse, B. Fracasso et P. Pajusco, «Model for energy efficiency in radio over fiber distributed indoor antenna Wi-Fi network», *Proceedings of the 14th International Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC) Symposium*, 2011.
- [18] Z. Bouhamri, V. Dobremez, Y. Le Guennec, J.-M. Duchamp, G. Maury et B. Cabon, «Multistandard RoF bus for in-building networks», *Proceedings of the IEEE MWP/APMP Microwave Photonics Int. Topical Meeting & Microwave Photonics Conference Asia-Pacific*, pp. 258-261, 2011.
- [19] A. Urzcdowska, K. Godziszewski et Y. Yashchyshyn, «Radio-over-fiber link for WLAN and LTE systems», *Proceedings of the 19th International Microwave Radar and Wireless Communications (MIKON) Conference*, 2012.
- [20] <http://www.deltanode.com>, 2012.
- [21] R. Llorente, S. Walker, I. T. Monroy, M. Beltran, M. Morant, T. Quinlan et J. B. Jensen, «Triple-play and 60-GHz radio-over-fiber techniques for next-generation optical access networks», *Proceedings of the 16th European Conference Networks and Optical Communications (NOC)*, 2011.
- [22] T. Shao, F. Paresys, Y. Le Guennec, G. Maury, N. Corrao et B. Cabon, «Simultaneous transmission of gigabit wireline signal and ECMA 387 mmW over fiber using a single MZM in multi-band modulation», *Proceedings of the IEEE MWP/APMP Microwave Photonics International Topical Meeting & Microwave Photonics Conference Asia-Pacific*, 2011.
- [23] C. Loyez, C. Lethien, R. Kassi, J. P. Vilcot, D. Decoster, N. Rolland et P. A. Rolland, «Subcarrier radio signal transmission over multimode fibre for 60 GHz WLAN using a phase noise cancellation technique», *Electronics Letters*, vol. 41, n°12, pp. 91-92, 2005.
- [24] T. Koonen, M. Larrodé et H. Yang, «Radio over Fiber Networks», *Workshop on Optical/Wireless Integration*, 2008.
- [25] F. Jabet, «Mutualisation des infrastructures FTTH», Alcatel, 2006.
- [26] M.-J. Li, P. Tandon, D. C. Bookbinder, S. R. Bickham, K. A. Wilbert, J. S. Abbott et D. A. Nolan, «Designs of bend-insensitive multimode fibers», *Proceedings of the National Fiber Optic Engineers Conference and the Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC)*, 2011.
- [27] J. M. Tang, P. M. Lane et K. A. Shore, «High-speed transmission of adaptively modulated optical OFDM signals over multimode fibers using directly Modulated DFBs», *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, n°11, pp. 429-441, 2006.

- [28] P. Ronco, «Optical Trends in Premises Networks», Corning Optical Fiber, *BICSI Conference*, 2008.
- [29] D. Donagic, «Opportunities to enhance multimode fiber links by application of overfilled launch», *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, n°111, pp. 3526-3540, 2005.
- [30] J. B. Schlager, M. J. Hackert, P. Pepeljugoski et J. Gwinn, «Measurements for enhanced bandwidth performance over 62.5 μm multimode fiber in short-wavelength local area networks», *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, n°15, pp. 1276-1285, 2003.
- [31] P. Pepeljugoski, M. J. Hackert, J. S. Abbott, S. E. Swanson, S. E. Golowich, A. J. Ritger, P. Kolesar, Y. C. Chen et P. Pleunis, «Development of system specification for laser-optimized 50 μm multimode fiber for multigigabit short-wavelength LANs», *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, n°15, pp. 1256-1275, 2003.
- [32] P. Pepeljugoski, S. E. Golowich, A. J. Ritger, P. Kolesar et A. Risteski, «Modeling and simulation of next-generation multimode fiber links», *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, n°15, pp. 1242-1255, 2003.
- [33] L. A. Buckman, B. E. Lemoff, A. J. Schmit, R. P. Tella et W. Gong, «Demonstration of a small-form-factor WWDM transceiver module for 10-Gb/s local area networks», *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 14, n°15, pp. 702-704, 2002.
- [34] D. Wake, N. J. Gomes, C. Lethien, C. Sion et J.-P. Vilcot, «An optically powered radio over fiber remote unit using wavelength division multiplexing», *Proceedings of the IEEE international topical meeting on Microwave Photonics jointly held with the 2008 asia-pacific microwave photonics conference*, 2008.
- [35] R. A. Panicker, J. P. Wilde, J. M. Kahn, D. F. Welch et I. Lyubomirsky, «10 x 10 Gb/s DWDM Transmission Through 2.2-km Multimode Fiber Using Adaptive Optics», *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, n°115, pp. 1154-1156, 2007.
- [36] H. S. Chung, S. H. Chung et K. Kim, «6 x 86 Gb/s WDM transmission over 2 km multimode fiber using center launching technique and multi-level modulation», *Optics Express*, vol. 17, n°110, 2009.
- [37] T. Shimada, N. Sakurai et K. Kumozaki, «WDM access system based on shared demultiplexer and MMF links», *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, n°19, pp. 2621-2628, 2005.
- [38] D. Koon, «The importance of modal bandwidth in Gigabit Ethernet Systems», *International Journal of Network Management*, vol. 11, pp. 139-146, 2001.
- [39] L. J. Sargent, M. Webster, I. H. White, P. J. Heard, R. V. Penty, M. R. T. Tan et D. G. Cunningham, «Simple technique for bandwidth enhancement of multimode fibre links using controlled spatial emission from vertical cavity surface emitting lasers», *Electronics Letters*, vol. 34, n°121, pp. 2038-2040, 1998.
- [40] L. Maksymiuk, G. Stepniak et J. Siuzdak, «Multimode fiber bandwidth increase by means of spatial light filtration», *Proceedings of the 19th Annual Wireless and Optical Communications Conference (WOCC)*, 2010.
- [41] Z. Haas et M. A. Santoro, «A mode-filtering scheme for improvement of the bandwidth-distance product in multimode fiber systems», *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol.

- 11, n°17, pp. 1125-1131, 1993.
- [42] D. H. Sim, Y. Takushima et Y. C. Chung, «High-Speed Multimode Fiber Transmission by Using Mode-Field Matched Center-Launching Technique», *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, n°18, pp. 1018-1026, 2009.
- [43] J. D. Downie, J. E. Hurley, D. V. Kuksenkov, C. M. Lynn, A. E. Korolev et V. N. Nazarov, «Transmission of 112 Gb/s PM-QPSK signals over up to 635 km of multimode optical fiber», *Proceedings of the 37th European Conference on Optical Communication (ECOC) and Exhibition*, 2011.
- [44] L. Raddatz, I. H. White, D. G. Cunningham et M. C. Nowell, «An experimental and theoretical study of the offset launch technique for the enhancement of the bandwidth of multimode fiber links», *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 16, n°13, pp. 324-331, 1998.
- [45] J. Carpenter et T. D. Wilkinson, «Adaptive enhancement of multimode fibre bandwidth by twin-spot offset launch», *Proceedings of the Quantum Electronics Conf. & Lasers and Electro-Optics (CLEO/IQEC/PACIFIC RIM)*, 2011.
- [46] P. E. Kikpatrick, J. P. P. Weem et T. M. Petit, «Characterisation of multimode fibre links for 10 Gb/s optical communications utilising electronic dispersion compensation», *Proceedings of the IEE Seminar on Optical Fibre Communications and Electronic Signal Processing*, 2005.
- [47] A. Czylik, «Comparison between adaptive OFDM and single carrier modulation with frequency domain equalization», *Proceedings of the IEEE 47th Vehicular Technology Conference*, 1997.
- [48] S. Weinstein et P. Ebert, «Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform», *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 19, n°15, pp. 628-634, 1971.
- [49] L. A. Neto, P. Chanclou, B. Charbonnier, N. Genay, F. Saliou, R. Xia, M. Ouzzif, C. Aupetit-Berthelemot, J. Le Masson, E. Grard et V. Rodrigues, «Up to 40Gb/s optically amplified AMOOFDM for next generation PON networks», *Proceedings of the Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, 2011.
- [50] E. Hugues-Salas, N. Courjault, X. Q. Jin, R. P. Giddings, C. Aupetit-Berthelemot et J. M. Tang, «Real-time 11.25Gb/s optical OFDM transmission over 2000m legacy MMFs utilizing directly modulated VCSELs», *Proceedings of the Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, 2012.
- [51] A. R. Mickelson et M. Eriksrud, «Mode-continuum approximation in optical fibers», *Optics Letters*, vol. 7, n°111, pp. 572-574, 1982.
- [52] M. de Boer, C. P. Tsekrekos, A. Martinez, H. Kurniawan, J. W. M. Bergmans, A. M. J. Koonen, H. P. A. van den Boom et F. M. J. Willems, «A first demonstrator for a mode group diversity multiplexing communication system», *Proceedings of the IEE Seminar on Optical Fibre Communications and Electronic Signal Processing*, 2005.
- [53] C. P. Tsekrekos, M. de Boer, A. Martinez, F. M. J. Willems et A. M. J. Koonen,

- «Demonstration of a Transparent 2-Input 2-Output Mode Group Diversity Multiplexing Link», *Proceedings of the European Conference on Optical Communications ECOC*, 2006.
- [54] H. S. Chen, H. P. A. van den Boom et A. M. J. Koonen, «Experimental demonstration of 2x2 MIMO based on mode group division multiplexing over 250m GI-MMF», *Proceedings of the Asia Communications and Photonics Conf. and Exhibition (ACP)*, 2010.
- [55] C. P. Tsekrekos et A. M. J. Koonen, «Mitigation of Impairments in MGDM Transmission With Mode-Selective Spatial Filtering», *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, n°113, pp. 1112-1114, 2008.
- [56] B. Franz et H. Bulow, «Mode group multiplexing over graded-index multimode fiber», *Proceedings of the 14th International Transparent Optical Networks (ICTON) Conference*, 2012.
- [57] J. Carpenter et T. D. Wilkinson, «All Optical Mode-Multiplexing Using Holography and Multimode Fiber Couplers», *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, n°112, pp. 1978-1984, 2012.
- [58] J. Carpenter, B. C. Thomsen et T. D. Wilkinson, «Degenerate Mode-Group Division Multiplexing», *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 2011.
- [59] G. Stepniak, «A single spatial 2D phase filter for channel demultiplexing in mode diversity multiplexing», *Proceedings of the Second Asian Himalayas International Internet (AH-ICI) Conference*, 2011.
- [60] J. N. Kutz, J. A. Cox et D. Smith, «Mode mixing and power diffusion in multimode optical fibers», *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 16, n°17, pp. 1195-1202, 1998.
- [61] A. Koonen, «Bit-Error-Rate Degradation in a Multimode Fiber Optic Transmission Link Due to Modal Noise», *IEEE Journal on Selected Areas on Communication*, vol. 4, n°19, pp. 1515-1522, 1986.
- [62] A. Wittneben, «Basestation modulation diversity for digital simulcast», *Proceedings of the 41st IEEE Vehicular Technology Conference Gateway to the Future Technology in Motion*, 1991.
- [63] N. Seshadri et J. H. Winters, «Two signaling schemes for improving the error performance of frequency-division-duplex (FDD) transmission systems using transmitter antenna diversity», *Proceedings of the 43rd IEEE Vehicular Technology Conference*, 1993.
- [64] J. H. Winters, «The diversity gain of transmit diversity in wireless systems with Rayleigh fading», *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, n°11, pp. 119-123, 1998.
- [65] V. Tarokh, H. Jafarkhani et A. R. Calderbank, «Space-time block codes from orthogonal designs», *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, n°15, pp. 1456-1467, 1999.
- [66] S. M. Alamouti, «A simple transmit diversity technique for wireless communications», *IEEE Journal on Selected Areas on Communication*, vol. 16, n°18, pp. 1451-1458, 1998.
- [67] V. Le Nir, «Étude et optimisation des systèmes multi-antennes associés à des modulations multiporteuses», INSA Rennes, 2004.
- [68] H. Jafarkhani, «A quasi-orthogonal space-time block code», *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, n°11, pp. 1-4, 2001.
- [69] C. B. Papadias et G. J. Foschini, «Capacity-approaching space-time codes for systems employing four transmitter antennas», *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49,

- n°13, pp. 726-732, 2003.
- [70] W. Su et X.-G. Xia, «Signal constellations for quasi-orthogonal space-time block codes with full diversity», *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, n°110, pp. 2331-2347, 2004.
- [71] K. F. Lee et D. B. Williams, «A space-time coded transmitter diversity technique for frequency selective fading channels», *Proceedings of the IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, 2000.
- [72] V. Tarokh, N. Seshadri et A. R. Calderbank, «Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction», *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, n°12, pp. 744-765, 1998.
- [73] I. E. Telatar, «Capacity of multi-antenna Gaussian channels», *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, n°16, pp. 585-595, 1999.
- [74] A. Goldsmith, S. A. Jafar, N. Jindal et S. Vishwanath, «Capacity limits of MIMO channels», *Journal on Selected Areas on Communication*, vol. 21, n°15, pp. 684-702, 2003.
- [75] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj et V. H. Poor, *MIMO Wireless Communications*, Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2007.
- [76] G. ElZein, H. Farhat, Y. Lostanlen, R. Vauzelle et Y. Pousset, «Caractérisation, modélisation, simulation et capacité du canal de transmission MIMO», *Journées scientifiques "Propagation et Télédetection"*, 2009.
- [77] K. RajKumar, G. Caire et A. L. Moustakas, «Asymptotic Performance of Linear Receivers in MIMO Fading Channels», *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 55, n°110, pp. 4398-4418, 2009.
- [78] G. Foschini, «Layered space-time architecture for wireless communications in a fading environment using multiple antennas», *Bell Labs Technical Journal*, vol. 1, n°12, pp. 41-59, 1996.
- [79] G. J. Foschini, G. D. Golden, R. A. Valenzuela et P. W. Wolniansky, «Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays», *Journal on Selected Areas on Communication*, vol. 17, n°111, pp. 1841-1852, 1999.
- [80] S. L. Ariyavisitakul, «Turbo space-time processing to improve wireless channel capacity», *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, n°18, pp. 1347-1359, 2000.
- [81] D. LeRuyet et B. Ozbek, «Systèmes MIMO et codage spatio-temporel», *Revue de l'Electricité et de l'Electronique*, pp. 69-78, 2005.
- [82] B. Hassibi et B. M. Hochwald, «High-rate codes that are linear in space and time», *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, n°17, pp. 1804-1824, 2002.
- [83] H. El Gamal et M. O. Damen, «Universal space-time coding», *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, n°15, pp. 1097-1119, 2003.
- [84] H. R. Stuart, «Dispersive multiplexing in multimode fiber», *Proceedings of the Optical Fiber Communication Conference*, 2000.
- [85] A. Tarighat, R. C. J. Hsu, A. Shah, A. H. Sayed et B. Jalali, «Fundamentals and challenges of optical multiple-input multiple-output multimode fiber links [Topics in Optical Communications]», *IEEE Communications Magazine*, vol. 45, n°15, pp. 57-63, 2007.

- [86] A. R. Shah, R. C. J. Hsu, A. Tarighat, A. H. Sayed et B. Jalali, «Coherent optical MIMO (COMIMO)», *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, n°18, pp. 2410-2419, 2005.
- [87] M. Kowalczyk et J. Siuzdak, «Four-Channel incoherent MIMO transmission over 4.4-km fiber», *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 53, n°13, pp. 502-506, 2011.
- [88] J. Siuzdak, «RF Carrier Frequency Selection for Incoherent MIMO Transmission Over MM Fibers», *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, n°122, pp. 4960-4963, 2009.
- [89] K.-P. Ho et J. M. Kahn, «Frequency Diversity in Mode-Division Multiplexing Systems», *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, n°124, pp. 3719-3726, 2011.
- [90] R. Essiambre et R. W. Tkach, «Capacity Trends and Limits of Optical Communication Networks», *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, n°15, pp. 1035-1055, 2012.
- [91] B. C. Thomsen, «MIMO enabled 40 Gb/s transmission using mode division multiplexing in multimode fiber», *Proceedings of the Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, 2010.
- [92] J. Siuzdak, M. Kowalczyk et L. Maksymiuk, «4-Channel incoherent MIMO transmission over MM fiber with different offset light launch», *Proceedings of the 20th Annual Wireless and Optical Communications Conference (WOCC)*, 2011.
- [93] B. Franz, D. Suikat, R. Dischler, F. Buchali et H. Buelow, «High speed OFDM data transmission over 5 km GI-multimode fiber using spatial multiplexing with 2x4 MIMO processing», *Proceedings of the 36th European Conf Optical Communication (ECOC) and Exhibition*, 2010.
- [94] H. S. Chen, H. P. A. v. d. Boom et A. M. J. Koonen, «OFDM MMF Optical Communication Transmission System Based on Mode Group Division Multiplexing», *Proceedings of the 15th Annual Symposium of the IEEE Photonics Benelux Chapter*, pp. 97-100, 2010.
- [95] T. Koonen, H. van den Boom, I. T. Monroy et G.-D. Khoe, «High capacity multiservice in-house networks using mode group diversity multiplexing», *Proceedings of the Optical Fiber Communication Conference*, 2004.
- [96] M. Awad, I. Dayoub, W. Hamouda et J.-M. Rouvaen, «Adaptation of the Mode Group Diversity Multiplexing Technique for Radio Signal Transmission Over Multimode Fiber», *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 3, n°11, pp. 1-9, 2011.
- [97] D. Gloge et E. A. J. Marcatili, «Multimode Theory of Graded-Core Fibers», *The Bell System Technical Journal*, vol. 52, n°19, pp. 1563-1578, November 1973.
- [98] R. Olshansky, «Mode coupling Effects in Graded-Index Optical Fibers», *Applied Optics*, vol. 14, n°14, pp. 935-945, Avril 1975.
- [99] G. Yabre, «Comprehensive theory of dispersion in graded-index optical fibers», *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 18, n°12, pp. 166-177, 2000.
- [100] G. D. Brown, «Bandwidth and rise time calculations for digital multimode fiber-optic data links», *Dispersion and bandwidth spectra in single-mode fibers*, vol. 10, n°15, pp. 672-678, 1992.
- [101] L. Cohen, W. Mammel et S. Lumish, «Dispersion and bandwidth spectra in single-mode fibers», *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 18, n°11, pp. 49-53, 1982.

- [102] M. Rousseau et L. Jeunhomme, «Optimum index profile in multimode optical fiber with respect to mode coupling», *Optics Communications*, vol. 23, n°12, pp. 275-278, November 1977.
- [103] R. Olshansky, «Pulse broadening caused by deviations from the optimal index profile», *Applied Optics*, vol. 15, n°13, pp. 782-788, March 1976.
- [104] M. A. Khalighi, K. Raouf et G. Jourdain, «Capacity of wireless communication systems employing antenna arrays, a tutorial study», *Wireless Personal Communications*, vol. 23, pp. 321-352, 2002.
- [105] G. J. Foschini et M. Gans, «On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas», *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 311-335, 1998.
- [106] Agilent, «Characterizing Digitally Modulated Signals with CCDF Curves», Application Note 5968-6875E, pp. 1-24, 2000.
- [107] Y. L. Guennec, A. Pizzinat, S. Meyer, B. Charbonnier, P. Lombard, M. Lourdiane, B. Cabon, C. Algani, A.-L. Billabert, M. Terré, C. Rumelhard, J.-L. Polleux, H. Jacquinet, S. Bories et C. Sillans, «Low-Cost Transparent Radio-Over-Fiber System for In-Building Distribution of UWB Signals», *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, n°114, pp. 2649-2657, 2009.
- [108] «3GPP TS 45.005 V9.5.0 Technical Specification Group GSM/EDGE Radio Access Network - Radio transmission and reception (Release 9)», 2010.
- [109] J. Karki, «Calculating noise figure and third-order intercept in ADCs», *Analog Applications Journal - Texas Instruments*, pp. 1-16, 2005.
- [110] T. S. Rappaport, *Wireless Communications Principles & Practice*, Prentice Hall PTR, Piscataway, NJ, USA, 1996, pp. 163-164.
- [111] A. Nkansah et N. J. Gomes, «Characterization of Radio Over Multimode Fiber Links Using Coherence Bandwidth», *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, n°112, pp. 2694-2696, December 2005.
- [112] C. P. Tsekrekos, «Mode group diversity multiplexing in multimode fiber transmission systems», 2008.
- [113] G. Chyi, J. Proakis et C. Keller, «On the symbol error probability of maximum-selection diversity reception schemes over a Rayleigh fading channel», *IEEE Transactions on Communications*, vol. 37, n°11, pp. 79-83, 1989.
- [114] C. Oestges et B. Clerckx, *MIMO Wireless Communications*, Academic Press, Oxford, UK, 2010.
- [115] R. Shafik, S. Rahman et R. Islam, «On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics», *4th International Conference on Electrical and Computer Engineering ICECE*, 2006.
- [116] J. Casse et T. Horel, «Débit maximal de la communication MIMO», 2009.

VIII. LISTE DES PUBLICATIONS

F. Paresys, Y. Le Guennec, G. Maury, B. Cabon, Z. Bouhamri et V. Dobremez, « Low cost bidirectionnal QPSK transmission with optical frequency conversion », *IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics*, 2009.

H. G. Nguyen, V. Dobremez, B. Cabon et Y. Le Guennec, « Optical techniques for Up-Conversion of MB-OFDM Signals in 60 GHz Band Using Fiber Bragg Grating », *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications*, 2009.

Z. Bouhamri, Y. Le Guennec, J.-M. Duchamp, G. Maury, A. Schimpf, V. Dobremez et L. Bideaux, « Multistandard Transmission over Plastic Optical Fiber », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 58, pp. 3109-3116, 2010.

Z. Bouhamri, V. Dobremez, Y. Le Guennec, J.-M. Duchamp, G. Maury et B. Cabon, « Multistandard RoF bus for in-building networks », *Proceedings of the IEEE MWP/APMP Microwave Photonics Int. Topical Meeting & Microwave Photonics Conference Asia-Pacific*, pp. 258-261, 2011.

V. Dobremez, Z. Bouhamri, Y. Le Guennec, G. Maury et B. Cabon, « Etude des non-linéarités d'une transmission radio-sur-fibre par la fonction de répartition complémentaire de puissance », *17^{mes} Journées Nationales Microondes*, Brest, 2011.

V. Dobremez, G. Maury, Y. Le Guennec et B. Cabon, « Incoherent Optical SIMO-OFDM for capacity enhancement of MMF systems », en cours de soumission.

Convergence des techniques de transmission fibre optique et radio MIMO haut débit

Résumé de la thèse :

Pour répondre à l'accroissement de la demande en bande passante, de nouveaux réseaux optiques sont mis en place. Ce déploiement s'accompagne de la mise en service de nouveaux standards de fibres optiques, ce qui pose la question de l'utilisation et de la mise en valeur du réseau fibré existant, et notamment des fibres multimodes déjà installées, rapidement vouées à l'obsolescence. On cherche ainsi à mettre à profit la diversité spatiale que procure la nature multimode de ces fibres, via une analogie avec le domaine radiofréquences. L'utilisation des techniques MIMO, largement répandue dans le contexte de transmission radiofréquences, peut constituer une solution à cette amélioration nécessaire de la capacité de transmission de ces fibres optiques multimodes. Ce travail de thèse s'intéresse donc à l'étude et à la transposition des techniques MIMO dans le cadre de transmissions sur fibre optique et aux enjeux et défis associés. La transmission de signaux OFDM via un schéma de transmission SIMO optique permet de démontrer l'intérêt de la transposition des techniques MIMO à l'optique et la faisabilité de tels dispositifs.

Mots-clés : SIMO optique, OFDM, capacité, fibre multimode

Summary of the thesis :

New technological uses such as cloud computing, smartphones, take part to the huge current increase of data consumption. This growth goes along with the development of optical networks, which will replace the copper networks with an higher and higher transmission capacity, thanks to new standards of fibers. This situation raises the question of the obsolete optical fibers reuse. It's shown in this thesis that MIMO techniques can be applied to multimode optical fibers in order to benefit from their inherent spatial diversity. This thesis focuses on the optical SIMO scheme, showing an improvement of the multimode fiber capacity for OFDM signals transmissions. We prove hereby the interest of such a technique, combining radio MIMO aspects and optical transmissions principles.

Key Words : optical SIMO, OFDM, capacity, multimode fiber