



**HAL**  
open science

# Étude des réseaux radio sur fibre dans le contexte des réseaux d'accès et privés

Hugues Le Bras

► **To cite this version:**

Hugues Le Bras. Étude des réseaux radio sur fibre dans le contexte des réseaux d'accès et privés. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, 2008. Français. NNT : 2007PA066325 . tel-00812485

**HAL Id: tel-00812485**

**<https://theses.hal.science/tel-00812485v1>**

Submitted on 12 Apr 2013

**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 DE DOCTORAT DE  
L'UNIVERSITÉ PIERRE ET MARIE CURIE**

Spécialité

**Informatique, télécommunication et électronique de Paris**

Présentée par

M. Hugues LE BRAS

Pour obtenir le grade de

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

Sujet de la thèse :

**Étude des réseaux radio sur fibre dans le contexte des réseaux d'accès et  
privatifs**

soutenue le 13 novembre 2008

devant le Jury composé de :

Mr. Georges ALQUIÉ	Directeur de Thèse
Mme Catherine ALGANI	Rapporteur
Mr. Hongwu LI	Rapporteur
Mr. Philippe GALLION	Examineur
Mlle Isabelle SIAUD	Examineur
Mme Carmen GONZALEZ	Examineur
Mr. Benoit CHARBONNIER	Examineur



## Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier Georges Alquié d'avoir accepté d'être mon directeur de thèse, Maryse Moignard et Isabelle Siaud de m'avoir offert la possibilité d'effectuer cette thèse à France Télécom Division Recherche & Développement, ainsi que Anne-Cécile Réau-Thomas de m'avoir donné les moyens dans leurs unités respectives de mener à bien cette thèse.

Mes remerciements les plus sincères vont à Marsye Moignard puis Benoît Charbonnier pour la partie optique ainsi qu'à Isabelle Siaud pour la partie radio, qui m'ont encadré tout au long de cette thèse et ont fortement contribué à ma formation sur les communications optiques, radio et sur le travail en laboratoire. La bonne ambiance dans laquelle nous avons travaillé ensemble sera un souvenir marquant de cette thèse.

Je suis particulièrement honoré que Catherine Algani et Hongwu Li aient accepté d'être rapporteurs de ce mémoire de thèse et que Carmen Gonzalez et Philippe Gallion fassent partie du jury.

Je remercie également Naveena Genay pour son aide lors de la compréhension des phénomènes physiques et de la rédaction des articles en anglais et Michel Joindot pour son aide sur la compréhension mathématique de ces phénomènes. Je remercie également Jacky Etrillard et Hisao Nakajima pour leurs aides sur la compréhension du fonctionnement du laser et sa caractérisation.

Merci aussi aux différentes personnes de l'URD NOA qui m'ont permis d'acquérir des compétences pointues sur le réseau d'accès au travers des discussions sur le domaine. Merci en particulier à Laurent Guillo pour son aide à la préparation des montages expérimentaux.

Merci également à tous les stagiaires, thésards et post-doc pour la très bonne ambiance dans laquelle nous avons travaillé et échangé : Franck, Zineb, Thanhnga, Roman, David, Edouard, Thomas, Jacky, Hary, Xavier . . .

Et pour finir, un grand merci à mes parents pour leur soutien tout au long de cette thèse.



## Résumé

Cette thèse étudie les réseaux radio sur fibre dans le contexte des réseaux d'accès et privés. Dans un premier temps les différents systèmes fixe, radio, et mobile, utilisés dans l'accès et le domestique sont présentés. Ces systèmes présentent des contraintes pour lesquelles la technologie radio sur fibre peut être appliquée. Les conditions d'utilisation sont la mutualisation de l'infrastructure (pour les réseaux d'accès optiques), l'utilisation de signaux radio large bande, l'augmentation du nombre de cellule à faible puissance d'émission. Nous présentons ensuite un état de l'art des différentes architectures radio sur fibre. Dans un second temps nous décrivons les différentes techniques de modulation radio sur fibre. Comme nous nous limitons aux applications radio, UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*), WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*), WiFi (*Wireless Fidelity*) et UWB (*Ultra Wide Band*), nous utilisons la modulation directe de laser par les signaux radio et une détection quadratique pour la réception des signaux optiques. Pour cette configuration nous avons déterminé les limitations liées à l'optique. Dans un troisième temps, cette thèse nous a permis de comprendre les problèmes liés à une transmission radio sur fibre en réalisant de bilan de liaison radio sur fibre théorique idéal (sans distorsions). De plus nous avons réalisé et validé les modèles équivalents en bande de base des équipements optiques pour une transmission radio sur fibre en tenant compte de leurs distorsions. Enfin, nous avons proposé des architectures radio sur fibre innovantes qui permettent de mutualiser les infrastructures d'accès optiques.



# Glossaire

<b>ACK</b>	Acknowledgment, 125
<b>ACLR</b>	Adjacent Channel Leakage power Ratio, 39
<b>ADSL</b>	Asymetric Digital Subscriber Line, 44
<b>AM</b>	Amplitude Modulation, 90
<b>AP</b>	Access Point, 47
<b>ATDD</b>	Adapative Time Division Duplex, 114
<b>AWGN</b>	Additive White Gaussian Noise, 101
<b>Backbone</b>	réseau dorsal, 61
<b>BER</b>	Bit Error Rate, 194–201
<b>BP</b>	BreakPoint, 126
<b>BPSK</b>	Binary Phase Shift Keying, 118
<b>BS</b>	Base Station, 42, 61, 114, 202, 203
<b>BSS</b>	Base Service Set, 47
<b>BTS</b>	Base Transceiver Station, 41
<b>CA</b>	Collision Avoidence, 125
<b>CAN</b>	Conversion Analogique Numérique, 54
<b>CATV</b>	Cable Access Television, 87
<b>CCK</b>	Complementary Code Keying, 45
<b>CDMA</b>	Code Division Multiple Access, 37, 192
<b>CNR</b>	Carrier to Noise Ratio, 73
<b>CO</b>	Central Office, 202–204
<b>CSMA</b>	Carrier Sense Multiple Access, 125
<b>CSMA/CA</b>	Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidence, 125
<b>CSMA/CD</b>	Carrier Sense Multiple Access / Collision Detection, 35
<b>CWDM</b>	Coarse Wavelength Division Multiplexing, 34, 36
<b>DAS</b>	Distributed Antenna System, 64, 105
<b>DC</b>	Dispersion Chromatique, 188
<b>DCM</b>	Dual Carrier Modulation, 52
<b>DFB</b>	Distributed FeedBack, 63, 73, 74, 76, 88, 91, 177, 179, 193–195, 201, 203, 210

<b>DIFS</b>	Distributed InterFrame Space, 125
<b>DL-MAP</b>	DownLink MAP, 114, 115
<b>DML</b>	Direct Modulator Laser, 96
<b>DPSK</b>	Differential Phase Shift Keying, 192
<b>DS</b>	Distribution System, 47
<b>DS-UWB</b>	Direct Spectrum - Ultra Wide Band, 50, 51
<b>DWDM</b>	Dense Wavelength Division Multiplexing, 34, 208–211
<b>EIN</b>	Equivalent Input Noise, 98
<b>EPON</b>	Ethernet Passive Optical Network, 192, 201, 211
<b>EVM</b>	Error Vector Magnitude, 89, 92, 93, 186–188, 194–198, 200, 201, 204, 206–210
<b>FCC</b>	Federal Communications Commission, 48, 49
<b>FDD</b>	Frequency Division Duplexing, 37, 42, 115
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transform, 183, 219
<b>FM</b>	Frequency Modulation, 90, 91
<b>FS</b>	Free Space, 126
<b>FSR</b>	Free Spectral Range, 77
<b>FTTH</b>	Fiber To The Home, 25, 26, 192
<b>GPON</b>	Gigabit Passive Optical Network, 26, 29, 202, 209–211, 215
<b>GSM</b>	Global System for Mobile, 37, 39–41
<b>HSDPA</b>	High Speed Downlink Packet Access, 39
<b>HSPA</b>	High Speed Packet Access, 20
<b>IF</b>	Intermediate Frequency, 56, 73
<b>IFFT</b>	Inverse Fast Fourier Transform, 219
<b>IIP3</b>	Input Intercept Point of the third order, 177, 178, 180, 181
<b>IM3</b>	Third Order Intermodulation, 170
<b>indoor</b>	intérieur, 24, 41, 57, 58, 64
<b>ISL</b>	Intervalle Spectral Libre, 77
<b>ISM</b>	Industries, Siences et Médial, 45, 66
<b>LED</b>	Light Emitted Diode, 63
<b>LNA</b>	Low Noise Amplifier, 61, 88
<b>LOS</b>	Line Of Sight, 41, 102, 103, 116, 142–150
<b>LTE</b>	Long Term Evolution, 20
<b>MAC</b>	Medium Access Control, 31

<b>MBOA</b>	Multiband OFDM Alliance, 51, 52
<b>MEA</b>	Modulateur à Électro-Absorption, 71, 96
<b>MZM</b>	Mach-Zehnder Modulator, 71
<b>NF</b>	Noise Factor, 79
<b>NLOS</b>	Non Line Of Sight, 41, 103, 116, 142–150
<b>NRA</b>	Nœud de Raccordement des Abonnés, 27
<b>NRZ</b>	Non Return à Zero, 197, 198, 211
<b>OBI</b>	Optical Beat Interference, 204
<b>OFDM</b>	Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 42, 45, 46, 50–52, 177, 184–186, 218, 219
<b>OFDMA</b>	Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access, 42
<b>OFL</b>	Optical Frequency-Locked Loop, 74
<b>OFM</b>	Optical Frequency Multiplication, 77
<b>OIL</b>	Optical Injection Locking, 74
<b>OIP3</b>	Output Intercept Point of the third order, 177, 178, 180, 181
<b>OIPLL</b>	Optical Injection Phase-Locked Loop, 74
<b>OLT</b>	Optical Line Termination, 27–29, 31, 33
<b>OMI</b>	Optical Modulation Index, 73, 88–92, 196
<b>ON</b>	Ouverture Numérique, 86
<b>ONT</b>	Optical Network Termination, 27, 29, 31
<b>ONU</b>	Optical Network Unit, 29, 31–33
<b>OOK</b>	On Off Keying, 156, 192–198, 201
<b>OPLL</b>	Optical Phase-Locked Loop, 74
<b>P2P</b>	Point To Point, 24, 26, 27, 31, 33, 36, 61
<b>PD</b>	PhotoDiode, 170
<b>PIN</b>	Positive Intrinsic Negative, 175, 177
<b>POF</b>	Plastic Optical Fiber, 32
<b>PON</b>	Passive Optical Network, 24, 25, 28–33, 36, 64, 66, 126, 192, 201–204, 210, 211, 214
<b>PON-TDM</b>	Passive Optical Network-Time Division Multiplexing, 29, 31, 33, 35
<b>PON-WDM</b>	Passive Optical Network-Wavelength Division Multiplexing, 31, 32, 34–36
<b>QAM</b>	Quadrature Amplitude Modulation, 39
<b>QPSK</b>	Quadrature Phase Shift Keying, 37, 38, 52, 184, 195
<b>RBS</b>	Remote Base Station, 202–204, 208, 210

<b>RF</b>	Radio Frequency, 29, 41, 56, 64, 70–74, 76, 84, 89–91, 96, 97, 154, 192, 193, 195, 196, 198, 201, 203–208, 211
<b>RIN</b>	Relative Intensity Noise, 79, 164, 172
<b>RLD</b>	Réseau Local Domestique, 32, 34
<b>RRC</b>	Root Raised Cosine, 39
<b>RTD</b>	Round Trip Delay, 115
<b>RTT</b>	Round Trip Time, 106
<b>SBST</b>	Stimulated Brillouin Scattering Threshold, 88
<b>Sc</b>	Single carrier, 42
<b>Sca</b>	Single carrier access, 42
<b>SCM</b>	Sub Carrier Multiplexing, 62, 63, 202
<b>SF</b>	Spreading Factor, 38
<b>SFDR</b>	Spurious Free Dynamic Range, 177, 178, 180, 181
<b>SIFS</b>	Short InterFrame Space, 125
<b>SIM</b>	Subscriber Identity Module, 39
<b>SMF</b>	Single Mode Fiber, 88, 92
<b>SNR</b>	Signal to Noise Ratio, 79, 99, 100, 109, 111, 112, 118–120, 122, 123, 127–133, 135–139, 143–146, 148, 149, 187
<b>SS</b>	Subscribers Stations, 42, 114, 115
<b>TDD</b>	Time Division Duplexing, 37, 42, 114
<b>TDM</b>	Time Division Multiplexing, 29, 31–33, 42
<b>TDMA</b>	Time Division Multiple Access, 29, 42
<b>TFC</b>	, 51
<b>TIA</b>	Trans Impedance Amplifier, 80, 97, 99, 108, 111, 119, 122, 128, 134, 143, 179
<b>TPC</b>	Transmit Power Control, 106
<b>Tproc</b>	Temps processeur, 42
<b>TS</b>	Time Slot, 106
<b>UL-MAP</b>	UpLink MAP, 114, 115
<b>ULB</b>	Ultra Large Bande, 48, 49
<b>UMTS</b>	Universal Mobile Telecommunications System, 24, 37–41, 48, 57, 58, 61, 66, 87, 89–93, 99, 105–111, 113, 140, 141, 151, 155, 177, 184, 185, 192, 193, 195, 197, 198, 201–204, 206, 208–211, 214
<b>USIM</b>	Universal Subscriber Identity Module, 39, 40
<b>UTRAN</b>	UMTS Terrestrial Access Network, 37, 39, 40
<b>UWB</b>	Ultra Wide Band, 20, 24, 37, 48, 50–53, 60, 61, 66, 105, 140, 143, 147, 148, 150, 151

<b>VSA</b>	Vector Signal Analyser, 88, 170, 171, 177, 178, 180, 181, 183, 203
<b>VSG</b>	Vector Signal Generator, 88, 170, 177, 183, 203, 204
<b>W-CDMA</b>	Wideband Code Division Multiple Access, 37
<b>WDM</b>	Wavelength Division Multiplexing, 27, 31, 32, 202, 203, 206
<b>WiFi</b>	Wireless Fidelity, 20, 24, 37, 44–48, 57, 59, 60, 64, 66, 105, 124–128, 130, 132, 134–136, 138, 140, 151
<b>WiMAX</b>	Worldwide Interoperability for Microwave Access, 24, 37, 41–44, 48, 59, 66, 105, 114, 116–119, 121, 122, 124, 140, 141, 151
<b>WLAN</b>	Wireless Local Area Network, 65
<b>WMAN</b>	Wireless Metropolitan Area Network, 41
<b>WPAN</b>	Wireless Personal Area Network, 48, 65, 140
<b>xDSL</b>	x Digital Subscriber Line, 20



# Table des matières

<b>Remerciements</b>	<b>3</b>
<b>Résumé</b>	<b>5</b>
<b>Glossaire</b>	<b>7</b>
<b>Table des matières</b>	<b>13</b>
<b>Introduction</b>	<b>19</b>
<b>1 Contexte et introduction de la radio sur fibre</b>	<b>23</b>
1.1 Les systèmes optiques dans l'accès et le domestique . . . . .	24
1.1.1 Actualités des systèmes optiques . . . . .	24
1.1.2 Les systèmes optiques dans l'accès . . . . .	27
1.1.2.1 Architectures point à point (P2P) . . . . .	27
1.1.2.1.1 Définition . . . . .	27
1.1.2.1.2 Le point à point . . . . .	28
1.1.2.2 Architectures point à multipoints avec coupleur op- tique . . . . .	28
1.1.2.2.1 Définition . . . . .	28
1.1.2.2.2 PON avec coupleur optique . . . . .	29
1.1.2.3 Architectures point à multipoints avec multiplexeur de longueurs d'ondes . . . . .	30
1.1.2.3.1 Définition . . . . .	31
1.1.2.3.2 PON avec multiplexeur de longueurs d'ondes	31
1.1.3 Les systèmes optiques domestiques . . . . .	32
1.1.3.1 Les architectures point à point (P2P) . . . . .	33
1.1.3.2 Les architectures point à multipoints . . . . .	33
1.1.3.3 Les architectures multipoints à multipoints . . . . .	35
1.1.3.3.1 Bus Optique Ethernet . . . . .	35
1.1.3.3.2 Broadcast and Select . . . . .	36
1.1.4 Conclusion sur les systèmes optiques dans l'accès et le domes- tique . . . . .	36
1.2 Les systèmes radios . . . . .	37
1.2.1 L'Universal Mobile Telecommunication Systems (UMTS) . . . . .	37
1.2.1.1 Définition . . . . .	37
1.2.1.2 Présentation générale de l'UMTS . . . . .	37

1.2.1.2.1	Principe de transmission en UMTS . . . . .	38
1.2.1.2.2	Principe de réception en UMTS . . . . .	38
1.2.1.2.3	Débit mis en jeu . . . . .	38
1.2.1.2.4	Rappel des spécifications de la norme . . . . .	39
1.2.1.3	Présentation de l'architecture du réseau d'accès radio UMTS . . . . .	39
1.2.1.4	Contraintes liées au déploiement de l'UMTS . . . . .	40
1.2.2	Le Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX) . . . . .	41
1.2.2.1	Définition . . . . .	41
1.2.2.2	Présentation générale du WiMAX . . . . .	42
1.2.2.3	Présentation de l'architecture d'accès pour le WiMAX . . . . .	43
1.2.2.4	Contraintes liées au déploiement du WiMAX . . . . .	44
1.2.3	Le WiFi . . . . .	45
1.2.3.1	Définition . . . . .	45
1.2.3.2	Présentation générale . . . . .	45
1.2.3.2.1	La norme 802.11b . . . . .	45
1.2.3.2.2	La norme 802.11g . . . . .	45
1.2.3.2.3	Rappel des spécifications des normes WiFi . . . . .	46
1.2.3.3	Présentation de l'architecture du réseau WiFi . . . . .	47
1.2.3.4	Contraintes liées au déploiement du WiFi . . . . .	48
1.2.4	L'Ultra Large Bande . . . . .	48
1.2.4.1	Définition . . . . .	48
1.2.4.2	Présentation de Ultra Large Bande . . . . .	49
1.2.4.2.1	Bandes de fréquences allouées pour l'ULB . . . . .	49
1.2.4.2.2	Les différents systèmes ULB . . . . .	50
1.2.4.3	Présentation de la solution MBOA . . . . .	51
1.2.4.4	Contraintes liées au déploiement de l'Ultra Large Bande . . . . .	53
1.2.5	Conclusion . . . . .	53
1.3	La radio sur fibre . . . . .	53
1.3.1	Définition de la radio sur fibre . . . . .	53
1.3.2	Transmission d'un signal radio sur fibre utilisant la technique de conversion analogique numérique . . . . .	55
1.3.3	Transmission d'un signal radio sur fibre avec la porteuse radio . . . . .	56
1.3.4	Conclusion sur les systèmes radio . . . . .	57
1.4	Applications et architectures radio sur fibre . . . . .	57
1.4.1	Applications . . . . .	57
1.4.1.1	Réseaux optiques . . . . .	57
1.4.1.2	Réseaux UMTS . . . . .	57
1.4.1.3	Réseaux WiMAX . . . . .	59
1.4.1.4	Réseaux WiFi . . . . .	60
1.4.1.5	Réseaux UWB . . . . .	60
1.4.2	Les architectures point à point radio sur fibre . . . . .	61
1.4.3	Les architectures point à multipoints radio sur fibre . . . . .	62
1.4.4	Les architectures radio sur fibre <i>indoor</i> et domestique . . . . .	64
1.4.5	Bilan sur les applications et architectures radio sur fibre . . . . .	65

---

1.5	Conclusion . . . . .	66
<b>2</b>	<b>Techniques de transmission radio sur fibre et limitations liées à l'optique</b>	<b>69</b>
2.1	Les techniques de déport radio sur fibre . . . . .	70
2.1.1	Détection directe . . . . .	70
2.1.1.1	La diode laser . . . . .	70
2.1.1.2	Les modulateurs externes . . . . .	71
2.1.1.2.1	Le modulateur à électro-absorption . . . . .	71
2.1.1.2.2	Le modulateur Mach-Zehnder . . . . .	71
2.1.2	Détection hétérodyne . . . . .	72
2.1.2.1	Boucle à verrouillage de phase et de fréquence . . . . .	74
2.1.2.2	Verrouillage par injection optique et boucle à verrouillage de phase . . . . .	75
2.1.2.3	Génération d'onde millimétrique à l'aide d'un laser double mode . . . . .	76
2.1.2.4	Modulation 2f et 4f . . . . .	76
2.1.2.4.1	Méthode 2f . . . . .	76
2.1.2.4.2	Méthode 4f . . . . .	77
2.1.2.5	Multiplication optique de fréquence . . . . .	78
2.1.3	Conclusion sur les techniques de déport radio sur fibre . . . . .	78
2.2	Limitations de la transmission liées à l'optique . . . . .	79
2.2.1	Les sources de bruits dans une transmission radio sur fibre . . . . .	79
2.2.1.1	Le bruit du laser . . . . .	79
2.2.1.2	Le bruit de la photodiode . . . . .	80
2.2.1.3	Bruit d'un amplificateur transimpédance . . . . .	80
2.2.2	Effet de la dispersion chromatique sur une transmission radio sur fibre . . . . .	80
2.2.2.1	Définition . . . . .	80
2.2.2.2	Cas d'applications . . . . .	84
2.2.2.3	Conclusion sur les effets de la dispersion chromatique . . . . .	85
2.2.3	Effet de la dispersion modale dans la fibre . . . . .	85
2.2.3.1	Les fibres multimodes à saut d'indice . . . . .	86
2.2.3.2	Les fibres multimodes à gradient d'indice . . . . .	86
2.2.4	Influence du Brillouin dans une transmission radio sur fibre . . . . .	87
2.2.4.1	Définition de l'effet Brillouin . . . . .	87
2.2.4.2	Cas d'applications . . . . .	88
2.2.4.2.1	Montage expérimental . . . . .	88
2.2.4.2.2	Résultats de la transmission . . . . .	89
2.2.4.2.3	Étude de la suppression du Brillouin . . . . .	90
2.2.4.2.4	Les méthodes actives et passives pour supprimer l'effet Brillouin . . . . .	92
2.2.4.3	Conclusion sur l'influence du Brillouin dans une transmission radio sur fibre . . . . .	93
2.3	Conclusion . . . . .	93

<b>3</b>	<b>Bilan de liaison et dimensionnement</b>	<b>95</b>
3.1	Bilan RF linéaire d'une liaison radio sur fibre . . . . .	96
3.1.1	Bilan Optique . . . . .	96
3.1.1.1	Liaison radio sur fibre . . . . .	96
3.1.1.1.1	Liaison sans amplificateur transimpédance . . . . .	96
3.1.1.1.2	Liaison avec amplificateur transimpédance . . . . .	97
3.1.1.2	Bilan des bruits . . . . .	98
3.1.1.3	Evolution du rapport signal sur bruit d'un liaison optique radio sur fibre . . . . .	99
3.1.1.3.1	Hypothèses et caractéristiques types d'une liaison radio sur fibre . . . . .	99
3.1.2	Bilan radio . . . . .	101
3.1.2.1	Les sources de bruit dans une transmission radio . . . . .	101
3.1.2.1.1	Bruit thermique . . . . .	101
3.1.2.1.2	Bruits radioélectriques . . . . .	101
3.1.2.2	Pertes liées à la propagation dans l'air . . . . .	102
3.1.2.2.1	Propagation sans multitrajet . . . . .	102
3.1.2.2.2	Propagation multitrajet . . . . .	103
3.2	Applications numériques . . . . .	105
3.2.1	Pour un signal UMTS . . . . .	105
3.2.1.1	Contraintes systèmes d'un déport optique UMTS . . . . .	105
3.2.1.1.1	Limitations dues au temps de propagation . . . . .	106
3.2.1.2	Choix des scénarii d'étude . . . . .	107
3.2.1.3	Voie descendante UMTS . . . . .	108
3.2.1.4	Voie montante UMTS . . . . .	111
3.2.2	Pour un signal WiMAX . . . . .	114
3.2.2.1	Contraintes systèmes d'un déport optique WiMAX . . . . .	114
3.2.2.1.1	Time Division Duplexing (TDD) . . . . .	114
3.2.2.1.2	Frequency Division Duplexing (FDD) . . . . .	115
3.2.2.2	Choix des scénarii d'étude . . . . .	116
3.2.2.3	Voie descendante WiMAX . . . . .	119
3.2.2.4	Voie montante WiMAX . . . . .	121
3.2.3	Pour un signal WiFi . . . . .	125
3.2.3.1	Contraintes systèmes d'un déport optique WiFi . . . . .	125
3.2.3.2	Choix des scénarii d'étude . . . . .	125
3.2.3.2.1	En extérieur . . . . .	126
3.2.3.2.2	En intérieur . . . . .	126
3.2.3.3	Voie descendante . . . . .	128
3.2.3.3.1	En extérieur . . . . .	128
3.2.3.3.2	En intérieur . . . . .	132
3.2.3.4	Voie Montante . . . . .	134
3.2.3.4.1	En extérieur . . . . .	135
3.2.3.4.2	En intérieur . . . . .	138
3.2.4	Pour un signal Ultra Large Bande . . . . .	140
3.2.4.1	Contraintes systèmes d'un déport optique Ultra Large Bande . . . . .	141

---

3.2.4.2	Choix des scénarii d'étude . . . . .	141
3.2.4.3	Voies montante et descendante . . . . .	143
3.3	Conclusion . . . . .	151
<b>4</b>	<b>Modélisation équivalente en bande de base de la radio sur fibre</b>	<b>153</b>
4.1	Intérêt pour la radio sur fibre . . . . .	154
4.2	État de l'art des différentes modélisations de l'optique . . . . .	156
4.3	Modèle équivalent en bande de base . . . . .	159
4.3.1	Principe . . . . .	159
4.3.1.1	L'enveloppe complexe d'un signal . . . . .	159
4.3.1.2	Le signal analytique . . . . .	160
4.3.1.3	Le filtre équivalent en bande de base . . . . .	161
4.3.2	Présentation du modèle . . . . .	163
4.3.2.1	Modélisation de la partie linéaire d'un composant électro-optique . . . . .	164
4.3.2.2	Modélisation de la partie non-linéaire du composant électro-optique . . . . .	166
4.3.2.3	Représentation de l'équivalent en bande de base d'un composant non-linéaire . . . . .	168
4.3.3	Application du modèle . . . . .	169
4.3.3.1	modèle équivalent en bande de base du laser . . . . .	169
4.3.3.1.1	Modélisation de la partie non linéaire du laser	170
4.3.3.1.2	Modélisation du bruit du laser . . . . .	172
4.3.3.1.3	Modélisation de la partie linéaire du laser . . . . .	172
4.3.3.2	Modèle équivalent en bande de base de la fibre . . . . .	174
4.3.3.3	Modèle équivalent en bande de base de la photodiode	175
4.3.3.3.1	Modèle du bruit de la photodiode . . . . .	175
4.3.3.3.2	Modélisation linéaire de la photodiode . . . . .	175
4.3.4	Validations expérimentales . . . . .	177
4.3.4.1	Présentation et description de l'expérience . . . . .	177
4.3.4.2	Résultats de la caractérisation des lasers . . . . .	179
4.3.4.2.1	Résultats pour le laser NEL . . . . .	180
4.3.4.2.2	Résultats pour le laser Fitel . . . . .	181
4.3.4.3	Description de la simulation . . . . .	183
4.3.4.4	Résultats des comparaisons . . . . .	185
4.3.4.4.1	Comparaison pour 2 fréquences pures . . . . .	185
4.3.4.4.2	Comparaison pour 2 signaux UMTS . . . . .	185
4.3.4.4.3	Comparaison pour un signal de type OFDM	186
4.3.4.5	Résultat du modèle avec la dispersion chromatique et le chirp . . . . .	188
4.4	Conclusion et Perspectives . . . . .	190
<b>5</b>	<b>Les différentes architectures pour les applications télécoms</b>	<b>191</b>
5.1	Architectures avec multiplexage fréquentiel . . . . .	192
5.1.1	Architecture bi-fibres . . . . .	193
5.1.1.1	Schéma expérimental . . . . .	193

5.1.1.2	Résultats voie descendante . . . . .	195
5.1.1.3	Résultats voie montante . . . . .	195
5.1.1.4	Optimisation du courant de polarisation . . . . .	196
5.1.1.5	Pénalité liée à la transmission simultanée d'un signal NRZ avec un signal radio . . . . .	197
5.1.1.6	Bilan de liaison optique . . . . .	198
5.1.2	Architecture mono-fibre . . . . .	198
5.1.2.1	Les pénalités liées à la transmission simultanée sur la même fibre . . . . .	200
5.1.2.2	Bilan de liaison optique d'une architecture mono-fibre	201
5.1.3	Conclusion . . . . .	202
5.2	Architecture avec multiplexage en longueur d'onde d'un service radio	202
5.2.1	Le montage expérimental . . . . .	203
5.2.2	Résultats de la voie descendante . . . . .	204
5.2.3	Résultats de la voie montante . . . . .	204
5.2.4	Variation de la longueur d'onde . . . . .	205
5.2.5	Voie montante de référence . . . . .	208
5.2.6	Voie montante avec deux stations de base déportées . . . . .	209
5.2.7	Les performances du système . . . . .	210
5.2.8	Conclusion sur l'ajout d'un service radio sur une autre lon- gueur d'onde . . . . .	211
5.3	Conclusion . . . . .	211
<b>Conclusion</b>		<b>213</b>
<b>A L'OFDM</b>		<b>217</b>
A.1	Principe . . . . .	218
A.1.1	Principe du modulateur . . . . .	218
A.1.2	Principe du démodulateur . . . . .	219
A.1.3	Préfixe cyclique . . . . .	219
<b>B Publications Personnelles</b>		<b>221</b>
Simulation of optical path degradations for Radio over Fibre link . . . . .		223
Étude de la transmission radio sur fibre d'un signal UMTS sur un réseau d'accès optique passif (PON) . . . . .		227
Demonstration of Overlay UMTS signal transmission on a Gigabit Passive Optical Network (PON) . . . . .		231
Distribution of 3G Base Stations on Passive Optical Network Architecture		240
Brillouin Scattering in Radio over Fiber transmission . . . . .		246
Equivalent Baseband Model of Radio over Fiber link . . . . .		251
<b>Table des figures</b>		<b>255</b>
<b>Liste des tableaux</b>		<b>263</b>
<b>Bibliographie</b>		<b>267</b>

# Introduction

Les réseaux d'accès connaissent un développement très rapide depuis quelques années que ce soit au niveau de l'accès fixe et radio ou bien des réseaux mobiles.

En ce qui concerne les réseaux d'accès fixes, les débits fournis aux utilisateurs ont été en constante progression, tout d'abord, grâce à l'émergence de la technologie xDSL (quelques dizaines de mégabits par seconde) puis de la technologie fibre qui offre des débits pouvant en théorie atteindre plusieurs gigabits par seconde. Cependant le déploiement du réseau d'accès optique est coûteux, en effet 30% du prix du déploiement du réseau se concentre dans les dernières centaines de mètres avant l'abonné.

Les réseaux d'accès radio et mobiles sont ceux préférés des clients et aussi des opérateurs (facilité de déploiement, coût moindre), car ils possèdent des propriétés de flexibilité et de mobilité. Cependant, ils présentent également quelques inconvénients tels qu'une bande passante limitée et des zones d'ombres radio. De nouvelles normes sont en cours d'élaboration telles que le HSPA (*High Speed Packet Access*) et LTE (*Long Term Evolution*) pour les réseaux mobiles. Ces dernières nécessitent une bande passante accrue impliquant une augmentation nombre de cellules croient pour assurer une bonne couverture radio.

Pour les réseaux domestiques, le système le plus employé actuellement est le WiFi (*Wireless Fidelity*). Il permet à l'utilisateur d'avoir accès sans contrainte (câbles, prise téléphonique ou réseau...) au réseau. Une nouvelle norme l'Ultra Wide Band (UWB) fournit des débits plus élevés (compris entre 55 et 480Mbit/s) et a une bande passante supérieure à 500MHz (en cours d'expérimentation).

La technologie radio sur fibre utilise la fibre optique pour réaliser des dépôts d'antennes. En effet, cette technologie permet de simplifier le design et de réduire le coût des antennes déportées. De plus, la fibre est transparente aux différents formats de modulation et par conséquent la même infrastructure pourra être utilisée pour de générations futures de systèmes radio assurant la pérennité de l'investissement. Enfin, la technologie radio sur fibre peut être appliquée dans les différents réseaux fixe, radio, mobile et domestique suivant les besoins

Pour le réseau d'accès optique, l'utilisation de la radio sur fibre permet d'accélérer le déploiement des réseaux haut-débits grâce à la flexibilité de la radio et/ou de partager l'infrastructure optique pour fournir d'autres services notamment radio.

Pour les réseaux d'accès radio et les réseaux mobiles, cette technique permet de répondre aux problématiques des signaux radio large bande et à la multiplicité de cellules à petite puissance.

Enfin pour les réseaux domestiques, la radio sur fibre permet d'augmenter la portée des systèmes domestiques.

Un modèle décrivant les phénomènes optiques pour les applications radio sur fibre est pertinent pour dimensionner et définir les technologies à utiliser. De ce fait nous avons développé des modèles équivalents en bande de base radio sur fibre de chaque élément (laser, fibre, photodiode). Ce modèle permet d'avoir des paramètres de modélisation identiques pour la partie radio et la partie optique, en ne représentant que le signal modulant. De plus, ce modèle permet de représenter les distorsions liées au équipements électro-optiques. Il permettra alors de modifier et d'optimiser les formats de modulation radios à une transmission radio sur fibre.

Dans le but de partager les investissements et d'améliorer la couverture radio,

l'étude des réseaux radio sur fibre dans l'accès et dans une moindre mesure dans le domestique sont des problématiques importantes pour France Télécom. Dans ce contexte, nous avons aussi proposé et évalué des architectures hybrides combinant un accès filaire avec un accès radio pour démontrer les possibilités de mutualisation des infrastructures.

Dans cette thèse, le chapitre 1 décrit dans un premier temps les réseaux d'accès optiques et radios. Enfin un état de l'art des différentes architectures radio sur fibre est donné.

Le chapitre 2 présente dans un premier temps les différentes techniques pour réaliser une liaison radio sur fibre puis les différentes distorsions présentes dans un tel système.

Le chapitre 3 détaille et évalue les paramètres importants pour dimensionner un réseau radio sur fibre en tenant compte uniquement des facteurs limitant linéaires.

Le chapitre 4 présente un modèle que nous avons développé pour décrire un système radio sur fibre tenant compte cette fois des distorsions non-linéaires (par exemple les intermodulations). Ce modèle est validé par les résultats expérimentaux.

Le chapitre 5 propose des architectures innovantes de radio sur fibre permettant la distribution simultanée d'un signal haut débit de type FTTx avec des signaux radio d'accès fixe et/ou mobile. Ces propositions sont validées expérimentalement.



# Chapitre 1

## Contexte et introduction de la radio sur fibre

Ce chapitre présente les systèmes optiques utilisés dans l'accès et le domestique.

La première partie présente dans un premier temps l'actualité des systèmes optiques, dans un second temps les différents systèmes optiques utilisés pour les réseaux d'accès et dans un troisième temps ceux utilisés dans les réseaux domestiques. Les architectures optiques utilisées sont le point à point, le point à multipoints avec coupleur optique, le point à multipoints avec un multiplexeur optique, le multipoints à multipoints de type bus et le multipoints à multipoints dit à sélection diffusion. Les trois premières architectures sont utilisées aussi bien dans l'accès que dans le domestique. Et les deux dernières sont uniquement utilisées dans le domestique.

La deuxième partie aborde les différents systèmes radio utilisés actuellement UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*), WiMAX *Worldwide Interoperability for Microwave Access*, WiFi (*Wireless Fidelity*), et UWB (*Ultra Wide Band*)) pour les réseaux mobiles, accès et domestiques. Pour chaque système, nous donnons une définition, une présentation générale, et les contraintes liées au déploiement.

La troisième partie définit la notion de la technologie radio sur fibre, et les différentes techniques utilisées pour sa transmission.

La quatrième partie donne les cas d'applications de la technologie radio sur fibre pour les réseaux optiques (accès et domestique) et les réseaux radio (mobile, fixe et domestique). Puis, nous présentons les architectures radio sur fibre point à point et point à multipoints pour l'accès et enfin les architectures pour en intérieur (ou *indoor*) et le domestique.

## 1.1 Les systèmes optiques dans l'accès et le domestique

### 1.1.1 Actualités des systèmes optiques

Actuellement, les réseaux d'accès cuivre peuvent transmettre jusqu'à 30Mbit/s, à condition d'être assez proche du central, ce qui est suffisant pour surfer simplement sur internet. Avec l'arrivée de nouveaux services, tels que la télévision haute définition, la vidéo à la demande, la sauvegarde des données à distance, la télésurveillance, . . . , le réseaux d'accès cuivre n'a pas les propriétés physiques suffisantes pour subvenir à la demande croissante en débit. Les technologies d'accès optique ont été développées pour répondre aux demandes et proposer aux utilisateurs des débits allant de 50Mbit/s jusqu'à 1Gbit/s voir même plus dans le futur. Les différentes architectures d'accès proposées sont le point à point (P2P), et le point à multipoints ou réseau optique passif (PON : *Passive Optical Network*). Ces différentes architectures seront détaillées dans les parties 1.1.2.1 et 1.1.2.2.

Le déploiement des réseaux d'accès optique était très limité jusqu'en 2003. Il était alors cantonné à quelques liaisons point à point pour connecter des entreprises ayant besoin d'une bande passante importante.

La figure 1.1 présente le taux de pénétration des différentes technologie d'accès dans le monde.

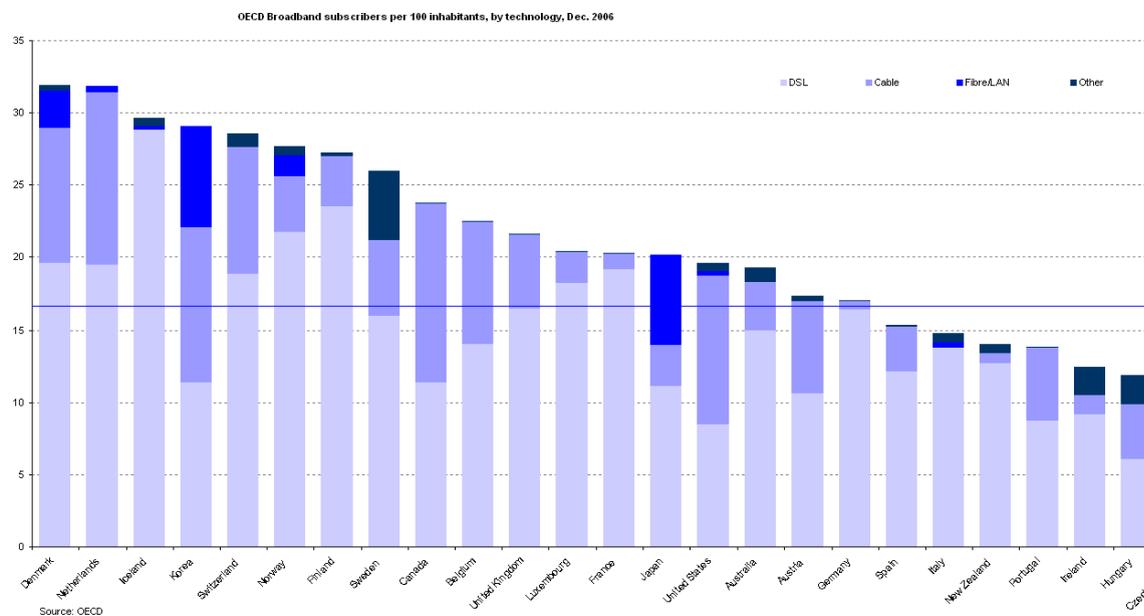


FIG. 1.1 – Accès large bande dans le monde (source Organisation de Coopération et de Développement Économique 2006)

Comme observé sur la figure 1.1, le premier véritable déploiement a eu lieu au Japon et son essor y continue actuellement à très grande vitesse. Le gouvernement japonais a été l'instigateur de ce déploiement qui vise 30 millions de clients FTTH (*Fiber To The Home*) en 2010. Le PON est l'architecture très majoritairement choisie.

Aux États-Unis l'autorité de régulation a facilité le déploiement de l'optique en autorisant les opérateurs à ne pas dégrupper tout de suite leurs infrastructures optiques. Le RFP (*Request for Proposal*) sur les PON qui a eu lieu en 2005 annonce des déploiements importants de la part des opérateurs tels que Verizon ou SBC. Beaucoup de collectivités locales ont également lancé la construction d'infrastructures optiques pour accélérer le déploiement du très haut débit.

Jusqu'en 2006, en Europe, seuls quelques petits opérateurs tel que Fastweb en Italie ont lancé des déploiements FTTH et les principaux déploiements sont initiés par les collectivités locales, en particulier dans les pays scandinaves. Les opérateurs historiques européens sont au stade de l'expérimentation terrain des réseaux d'accès optiques comme montré sur les graphiques de l'IDATE ( graphiques 1.2 et 1.3).

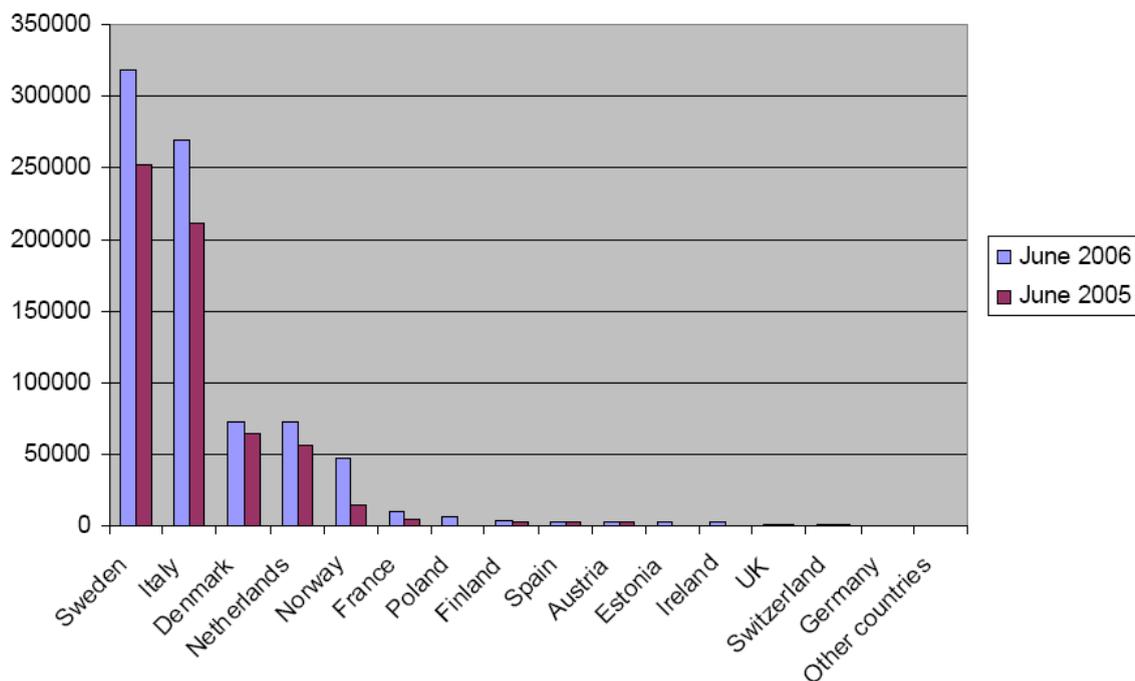


FIG. 1.2 – Nombre d'abonnés FTTH en Europe (Juin 2005-Juin 2006)

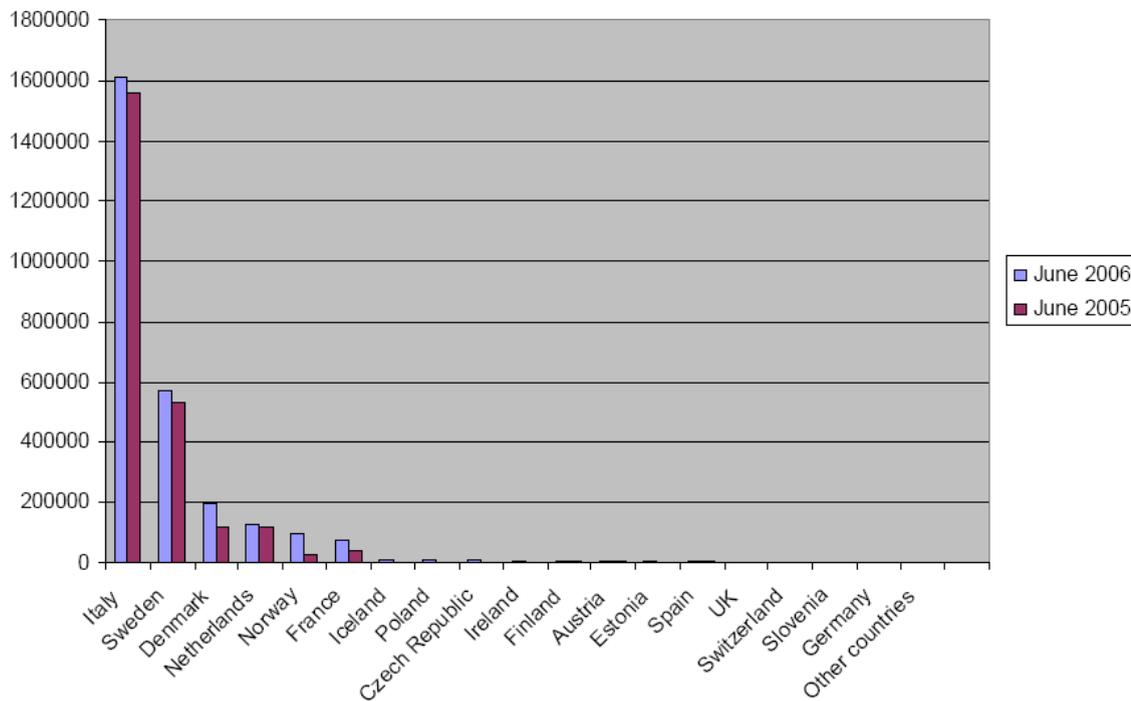


FIG. 1.3 – Nombre de foyers et bâtiments raccordables en Europe (Juin 2005-Juin 2006)

En France, les trois plus importants fournisseurs d'accès internet proposent tous maintenant des offres FTTH bien que l'autorité de régulation (ARCEP : Agence

de régulation des communications et des postes) n'ait toujours pas défini de réelle politique de dégroupage. Depuis mars 2007, France Télécom propose la fibre dans quelques arrondissements parisiens et bientôt dans 10 autres grandes villes de France. La technologie choisie est le GPON (*Gigabit Passive Optical Network*). Cette technologie n'est pas la moins chère par contre elle permet pour le futur une gestion plus aisée du réseau lorsqu'il y aura un grand nombre de connexions. Pour Free, bien qu'ils aient été les premiers à annoncer le déploiement d'un réseau FTTH, les premières offres commerciales disponibles le sont depuis le 15 septembre 2007. Ils ont choisi la technologie P2P principalement pour le coût des équipements. Quand à Neuf-Cegetel, dans un premier temps il a racheté les opérateurs fibre qui existaient (Erenis, Médiafibre à Pau). À Paris, Neuf-Cegetel utilise principalement la technologie P2P (technologie déployée par les opérateurs qu'il a racheté) et continue de la déployer, mais dans certains cas il utilise aussi le GPON pour des raisons techniques, et principalement dans le cas où il y a des travaux de génie civil à faire (en l'absence d'égouts facilement utilisable par exemple).

Les pays émergents comme la Chine et la Corée du Sud connaissent également des déploiements importants de réseaux d'accès optique. Les fortes densités de population font que la fibre est nécessaire jusqu'à l'immeuble pour pouvoir fournir du très haut débit. Il est à noter que Korean Telecom est le premier opérateur à avoir lancé une expérimentation terrain de PON WDM (*Wavelength Division Multiplexing* appelé plus haut point à multipoints avec multiplexeur de longueur d'onde) en 2005.

## 1.1.2 Les systèmes optiques dans l'accès

Dans l'accès optique, trois grands types d'architectures sont utilisés, l'architecture point à point, l'architecture point à multipoints utilisant un coupleur optique et ceux utilisant un multiplexeur de longueur d'onde. Ces différentes techniques sont présentées avec leurs avantages et inconvénients.

### 1.1.2.1 Architectures point à point (P2P)

**1.1.2.1.1 Définition** Le point à point est l'architecture la plus simple qui soit en terme de topologie physique puisqu'elle consiste à avoir un lien physique en fibre optique directement entre le central ou NRA (*Nœud de Raccordement des Abonnés*) et le client (généralement bi-fibre). La fonction de concentration est assurée par un équipement au NRA.

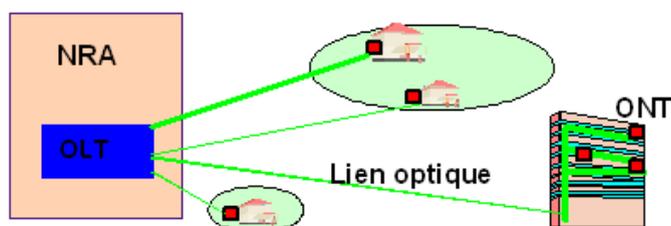


FIG. 1.4 – Architecture Point à Point optique

**1.1.2.1.2 Le point à point** La solution P2P est universelle, elle est aussi bien adaptée aux clients résidentiels (immeuble ou pavillonnaire) qu'aux entreprises. Entre l'OLT (*Optical Line Termination*) et l'ONT (*Optical Network Termination*), il n'y a pas de composant, par conséquent le budget optique est optimal et la distance de fonctionnement peut être très grande sans amplification. Les composants d'extrémités ne requièrent pas de grandes performances et donc peuvent être à bas coût (utilisation possible de Media Converters standards pour transformer le signal électrique en signal optique et inversement). De plus le lien peut supporter n'importe quel débit (100Mbit/s à 10Gbit/s), il n'y a pas de contraintes physiques étant donné les distances parcourues généralement dans l'accès (l'infrastructure cuivre se caractérise par une distance moyenne de 3.2 km entre le central et les clients [1]). La sécurité des données est garantie puisqu'une ou deux fibres sont dédiées à chaque client. Enfin la gestion du réseau est très simplifiée.

Les inconvénients d'une telle architecture sont qu'il n'y a pas de mutualisation de la fibre. De plus, à l'intérieur du central, l'encombrement dû à un grand nombre de récepteurs et d'émetteurs est important. Enfin, la gestion des signaux broadcast n'est pas simple.

L'architecture point à point est la solution la plus déployée dans le monde et est très majoritairement utilisée pour des clients de type entreprise. Les principaux déploiements pour le résidentiel ont été réalisés dans les pays scandinaves, au Moyen-Orient (expérimentation Jordan Telecom en 2004) et au Japon (point à point Ethernet avec Media Converter)

Le Tableau 1.1 présente les principaux industriels pour les solutions Point à Point.

<b>Industriel</b>	Hitachi	MRV	Packet Front
<b>Solution</b>	Pt2Pt Media Converter	Pt2Pt Media Converter	Pt2Pt Routeurs
<b>Clientèle Cible</b>	Résidentiels + Professionnels	Résidentiels + Professionnels	Résidentiels

TAB. 1.1 – Principaux industriels pour les solutions Point à Point

### 1.1.2.2 Architectures point à multipoints avec coupleur optique

**1.1.2.2.1 Définition** Dans un réseau optique passif (*PON : Passive Optical Network*), une fibre unique part du central et se raccorde à un groupe de fibres au niveau d'un point de partage afin de desservir plusieurs habitations. Outre les câbles optiques, les trois principaux éléments constitutifs du PON sont, de l'amont vers l'aval :

- au niveau du central, un équipement actif, l'*Optical Link Termination (OLT)* envoie et reçoit les signaux lumineux porteurs des données. Chaque port de l'OLT est relié au coupleur optique par une fibre unique.
- le coupleur optique (ou *splitter*) est un équipement passif (sans électronique donc non alimenté en électricité) dont le fonctionnement est basé sur la seule propagation de la lumière à l'intérieur des fibres. Dans le sens descendant, le coupleur divise le signal optique en provenance de l'OLT. Dans le sens montant, il combine par addition les signaux optiques en provenance des abonnés. Le

coupleur n'est pas capable d'aiguiller, de modifier, de retarder ou de bloquer les signaux qui le traversent.

- chaque fibre sortant du coupleur est reliée à un équipement actif placé au niveau de chaque logement : l'*Optical Network Termination (ONT ou ONU pour unit)*, interlocuteur direct de l'OLT. Dans le cas le plus courant, tous les ONT émettent sur une même longueur d'onde (pour des raisons de coût et de gestion des équipements).

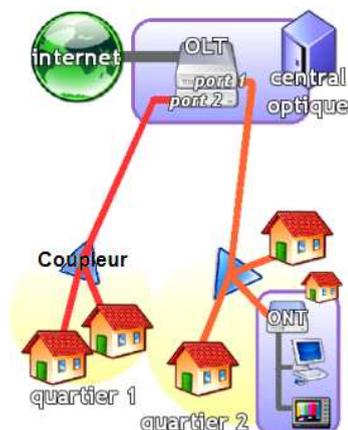


FIG. 1.5 – Architecture PON

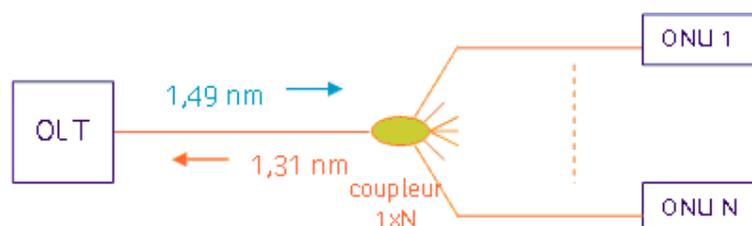
De manière générale, les coupleurs sont placés au plus près des zones qu'ils vont desservir, afin d'augmenter la distance sur laquelle la fibre est partagée. Des « poches » de logements, géographiquement proches les unes et des autres et toutes raccordées au même port d'un OLT sont donc ainsi créées (figure 1.5).

**1.1.2.2.2 PON avec coupleur optique** Le PON représente la solution point à multipoints optique permettant de mutualiser l'infrastructure entre plusieurs clients. L'élément clef de l'architecture est un coupleur optique passif 1 vers N qui divise la puissance optique vers autant de ports de sortie.

La norme ITU-T actuelle la plus avancée concernant les PON, est la série G.984 [2] définissant le GPON qui utilise un multiplexage temporel (TDM : *Time Division Multiplexing*) pour 32 ou 64 utilisateurs, se partageant un débit de 2.5Gbit/s. La répartition du débit entre les clients dans le sens descendant (du central au client) peut être fixe ou variable. La distance de fonctionnement de 20km est fixée entre le central et le plus éloigné des clients. Les données sont réparties dans les trames temporelles en fonction du destinataire. Chaque ONU reçoit tout le flux d'informations car les données sont diffusées, mais la synchronisation et le codage permettent à chaque ONU de récupérer uniquement les données qui lui sont destinées. Le partage des ressources dans le sens montant (du client au central) s'effectue par le TDMA (*Time Division Multiple Access*). Chaque client a un intervalle de temps bien précis pour émettre afin de ne pas interférer avec un autre client.

Une longueur d'onde à  $1,49\mu m$  est utilisée pour la voie descendante (central vers utilisateurs) et une longueur d'onde à  $1,31\mu m$  pour la voie montante. La figure 1.6

représente l'architecture PON-TDM. Une troisième longueur d'onde à  $1,55\mu\text{m}$  est utilisée pour transmettre un signal RF pour les réseaux câblés.



OLT : Optical line terminal

ONU : Optical Network User

FIG. 1.6 – Architecture PON TDM

Le tableau 1.2 récapitule les différents systèmes PON normalisés avec coupleur optique

	BPON	GPON	EPON
Standard	ITU G983	ITU G984	IEEE 802.3ah
Débit (Mbit/s)	Descendant : 1244, 622, 155 Montant : 622, 155	Descendant : 2488, 1244 Montant 2488, 1244, 622, 155	Descendant : 1250 (1000) Montant : 1250 (1000)
Modes de trafic	ATM	ATM, TDM Ethernet	Ethernet
Bande passante	=débit	=débit	1Gbit/s (8B/10B)
Nombre de branche	64 max	128 max	16 max
Distance	20km	60km max	20km
Longueur d'onde	Descendant : 1490 nm Vidéo analogique : 1550 nm Montant : 1310 nm	Descendant : 1490 nm Vidéo analogique : 1550 nm Montant : 1310 nm	Descendant : 1490 nm Vidéo analogique : 1550 nm Montant : 1310 nm
Budget optique	15/20/25 dB	15/20/25/28 dB	15/20 dB

TAB. 1.2 – Récapitulatif des performances des PON

### 1.1.2.3 Architectures point à multipoints avec multiplexeur de longueurs d'ondes

- 1.1.2.3.1 Définition** Dans un réseau optique passif (PON : *Passive Optical Network*), une fibre unique part du central et se raccorde à un groupe de fibres au niveau d'un point de partage afin de desservir plusieurs habitations. Outre les câbles optiques, les trois principaux éléments constitutifs du PON sont, de l'amont vers l'aval :
- au niveau du central, un équipement actif, l'*Optical Link Termination (OLT)* envoie et reçoit les signaux lumineux porteurs des données. Chaque port de l'OLT est relié au multiplexeur optique par une fibre unique.
  - le multiplexeur optique est un équipement passif (sans électronique donc non alimenté en électricité) dont le fonctionnement est basé sur la seule propagation de la lumière à l'intérieur des fibres. Dans le sens descendant, le multiplexeur sépare les différentes longueurs d'onde en provenance du central. Dans le sens montant, il combine par multiplexage les signaux optiques en provenance des abonnés. Le multiplexeur n'est pas capable de modifier, de retarder ou de bloquer les signaux qui le traversent.
  - chaque fibre sortant du multiplexeur est reliée à un équipement actif placé au niveau de chaque logement : l'*Optical Network Termination (ONT ou ONU pour unit)*, interlocuteur direct de l'OLT. Les ONT émettent sur une des longueurs d'ondes différentes.

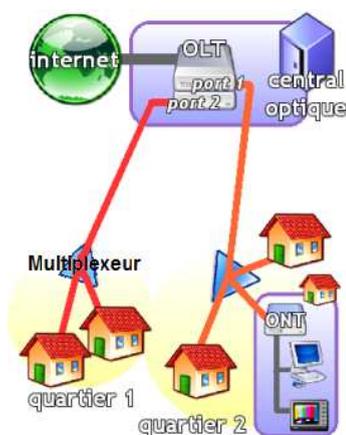


FIG. 1.7 – Architecture PON

De manière générale, les multiplexeurs sont placés au plus près des zones qu'ils vont desservir, afin d'augmenter la distance sur laquelle la fibre est partagée. Des « poches » de logements, géographiquement proches les unes et des autres et toutes raccordées au même port d'un OLT sont donc ainsi créées (figure 1.7).

**1.1.2.3.2 PON avec multiplexeur de longueurs d'ondes** La limite en débit imposée par le TDM peut être évitée en introduisant le WDM [1] et en affectant par exemple une longueur d'onde par ONU, ce qui revient à faire du point à point virtuel en longueur d'onde. Cependant cette technique revient plus chère, car elle utilise des équipements nécessitant un contrôle de la longueur d'onde.

Le PON-WDM permet comme le P2P d'avoir des débits de 100Mbit/s à 10Gbit/s. De plus la couche MAC (*Medium Access Control*) est simplifiée comparée à un PON-TDM. Il n'y a pas de problème de synchronisation. Le WDM peut sous certaines

conditions permettre une plus grande concentration des clients sur un même lien principal. Cette technique permet d'augmenter la portée car un multiplexeur optique a moins de pertes qu'un coupleur optique. Enfin le nombre de clients par PON est plus important que sur un PON-TDM car l'augmentation du nombre de ports sur le multiplexeur n'augmente pas ses pertes.

Par ailleurs le diagnostic de chaque transmission (localisation de panne) est plus aisé lorsqu'il y a multiplexage de la longueur d'onde puisque à chaque longueur d'onde est associé un ONU.

Le PON WDM a généralement une architecture en arbre telle que celle présentée sur la figure 1.8. Il existe des nuances et des variantes de PON WDM, tout d'abord au niveau du composant de répartition qui peut être un coupleur ou un multiplexeur, ce qui donne des particularités différentes à l'architecture.

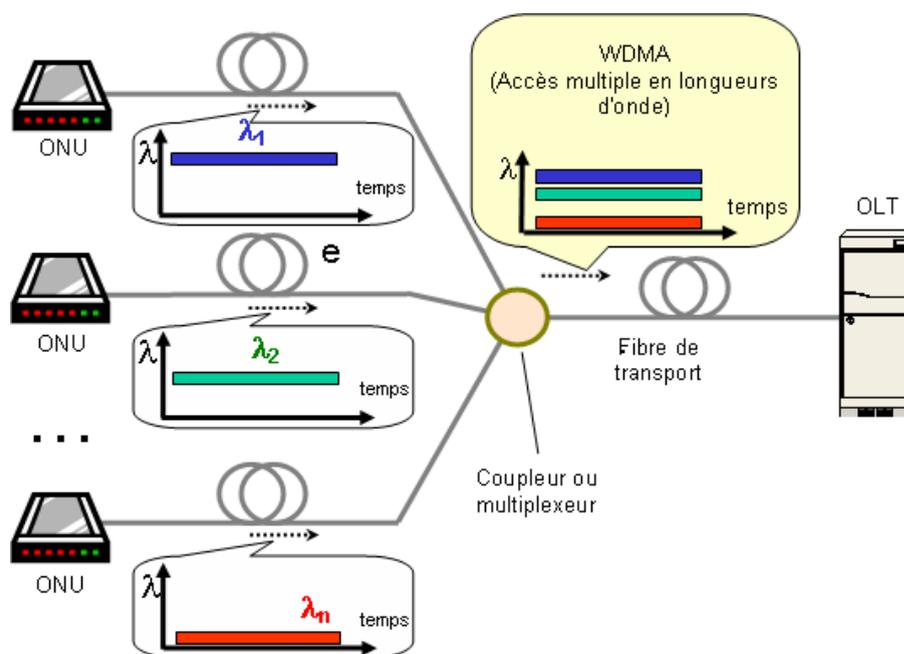


FIG. 1.8 – Fonctionnement schématique de l'accès multiple en longueurs d'onde

### 1.1.3 Les systèmes optiques domestiques

En ce qui concerne les architectures optiques pour le Réseau Local Domestique (RLD), il n'existe pas de normes. Cependant, comme pour l'accès, trois grands types d'architectures peuvent être définies :

- les architectures point à point
- les architectures de type PON qu'elles soient TDM ou WDM
- les architectures de type boucles ou bus.

Étant donné les faibles portées du RLD qui ne dépassent que très rarement les 300 mètres, les composants optiques multimodes aussi bien que les composants optiques monomodes peuvent être utilisés. Les applications, les évolutions possibles et les débits varient suivant les types de composants utilisés. L'utilisation de composants multimodes tels que les sources optiques, les fibres en silice ou en plastique

(POF : *Plastic Optical Fiber*) et photodiodes, est avantageuse en terme de prix et d'installation. En effet les contraintes d'alignements des fibres, d'ajustements fibre-laser et fibre-photodiode sont moins fortes que pour les composants monomodes étant donné le diamètres de coeurs des fibres multimodes. De la même manière, la connectique est simplifiée. Par contre, pour obtenir des débits élevés (allant jusqu'à la dizaine de gigabit), des techniques de modulations plus recherchées doivent être utilisées pour tenir compte des contraintes de la fibre multimodes.

### 1.1.3.1 Les architectures point à point (P2P)

Cette configuration est celle qui ressemble à l'architecture d'un réseau Ethernet classique, car elle relie une passerelle aux équipements qui peuvent se mettre en réseaux dans une maison (téléphone, ordinateur, télévision, enregistreur DVD, ...). Ils sont tous connectés en point à point jusqu'à la passerelle, et cette dernière gère les flux. La figure 1.9 représente cette architecture.

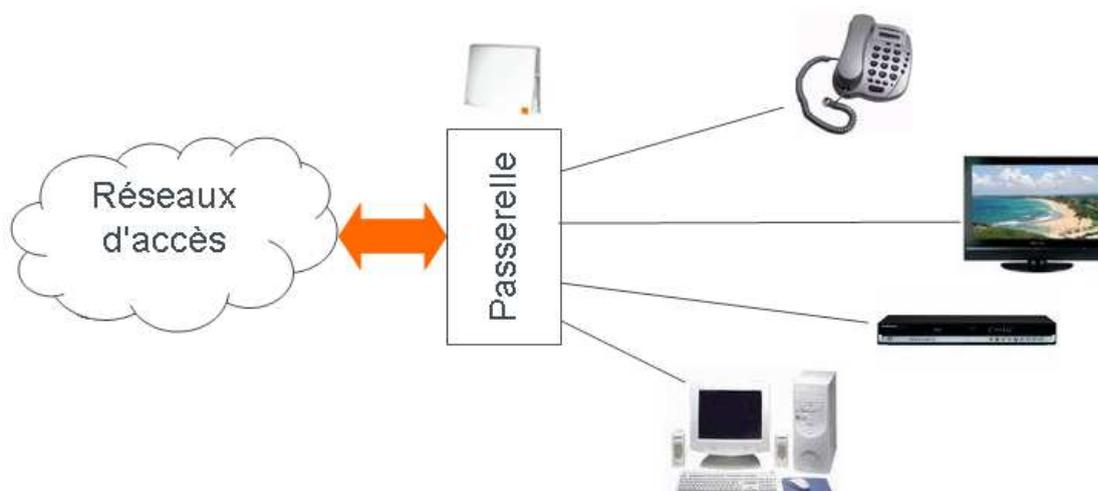


FIG. 1.9 – Architecture point à point domestique traditionnelle

Les avantages de cette architecture sont la bande passante disponible, les faibles atténuations dans la fibre notamment. Par contre elle ne permet pas d'optimiser l'énorme bande passante de la fibre optique, de partager les informations, et de transmettre à plusieurs équipements les mêmes informations sans subir un traitement électronique. Infineon [3] et Siemens [4] proposent ce type de lien avec des connecteurs optiques. Ils utilisent des fibres plastiques et donc des composants multimodes. Swisscom propose même en collaboration avec Netopia une passerelle avec des connecteurs optiques [5].

### 1.1.3.2 Les architectures point à multipoints

Pour ce type d'architecture l'idée est de reprendre le principe du PON utilisé pour le réseau d'accès qu'il soit TDM ou WDM (cf sections 1.1.2.2,1.1.2.3), et de l'adapter aux réseaux domestiques.

La figure 1.10 donne un exemple d'architecture PON-TDM pour le domestique. Dans cette configuration l'OLT diffuse l'information aux différents équipements (ou ONU). Chaque ONU récupère les données qui lui sont attribuées plus celles qui sont diffusées à tous les équipements. Ce réseau optimise la bande passante disponible dans la fibre, celle-ci peut être monomode mais aussi multimode ce qui réduit les coûts des équipements et de la pose. (cf section 1.1.3)

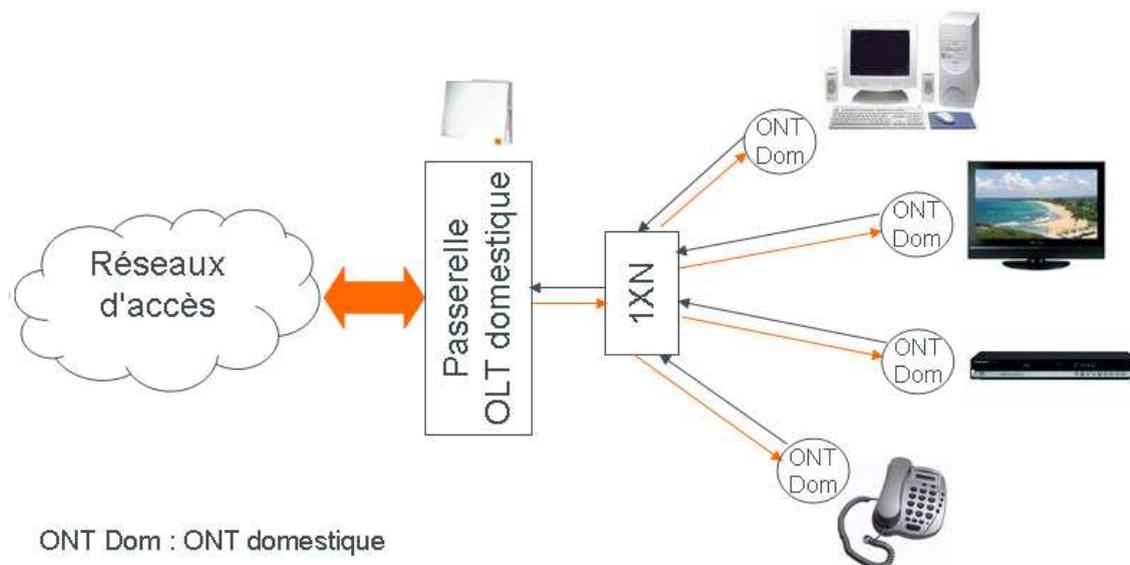


FIG. 1.10 – PON-TDM architecture domestique

Le PON-WDM peut aussi être adapté au RLD. Dans cette configuration, une longueur d'onde est dédiée à chaque équipement domestique (figure 1.11).

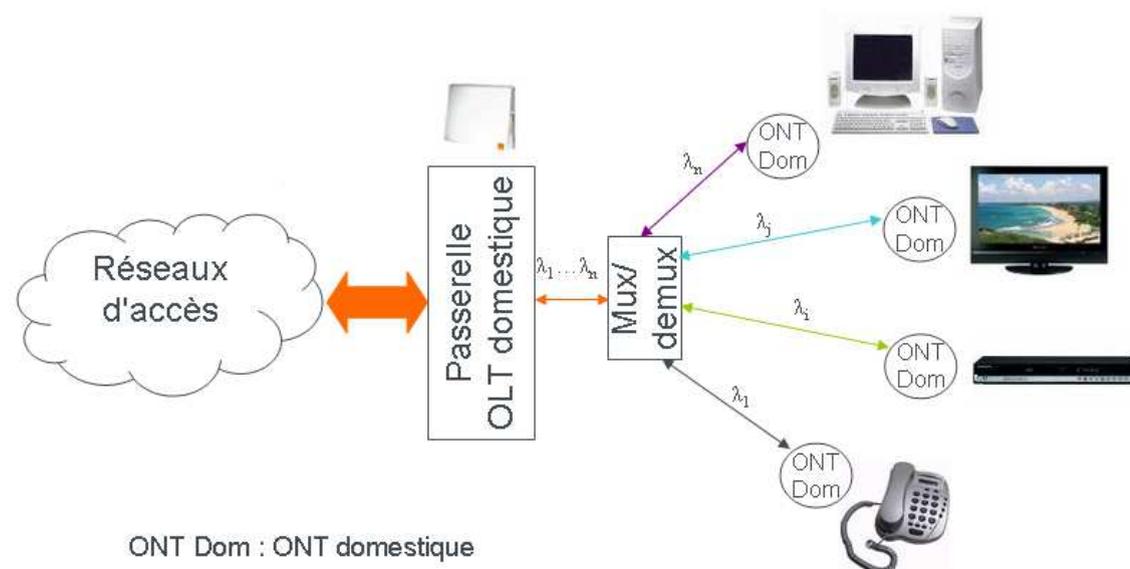


FIG. 1.11 – PON-WDM architecture domestique

Cependant ce type d'architecture domestique n'est pas normalisé et elle serait plus coûteuse que des liaisons point à point, car il faudrait utiliser des lasers *Coarse Wavelength Division Multiplexing* (CWDM) voire des lasers *Dense Wavelength Division Multiplexing* (DWDM) en cas d'un grand nombre d'équipements présents dans le RLD.

L'architecture PON-WDM pour le domestique ne présente pas suffisamment d'avantages comparé au point à point ou même au PON-TDM. Cette architecture n'optimise pas la bande passante de chaque laser, la mutualisation de la fibre entre la passerelle et le multiplexeur et les faibles pertes de ce dernier ne sont pas nécessairement un avantage étant donné les distances généralement parcourues dans le réseau domestique. Enfin le coût n'est pas partagé entre un grand nombre d'utilisateurs comme c'est le cas pour le réseau d'accès (cf section 1.1.2.3 pour rappel des avantages pour les réseaux d'accès).

### 1.1.3.3 Les architectures multipoints à multipoints

Les architectures multipoints à multipoints optiques domestiques peuvent se classer en deux catégories, une de type bus Ethernet, et une autre appelée diffusion-sélection (*Broadcast and select*) [6].

**1.1.3.3.1 Bus Optique Ethernet** Le principe de cette architecture est de réutiliser le principe du bus qui existe pour les réseaux coaxiaux. Dans cette architecture de bus optique [7], tous les équipements sont reliés au bus. Cependant cette technologie qui s'appuie sur la technique du *Best Effort*, peut poser des problèmes pour les applications en temps réel, comme la télévision, la téléphonie, ... Cette technologie a l'avantage d'être assez simple à mettre en oeuvre.

La figure 1.12 présente cette architecture. Les coupleurs passifs 1 vers 2 ou 2 vers 2 permettent de relier les différents équipements au bus. Le protocole généralement utilisée est le CSMA/CD (*Carrier Sense Multiple Access / Collision Detection*).

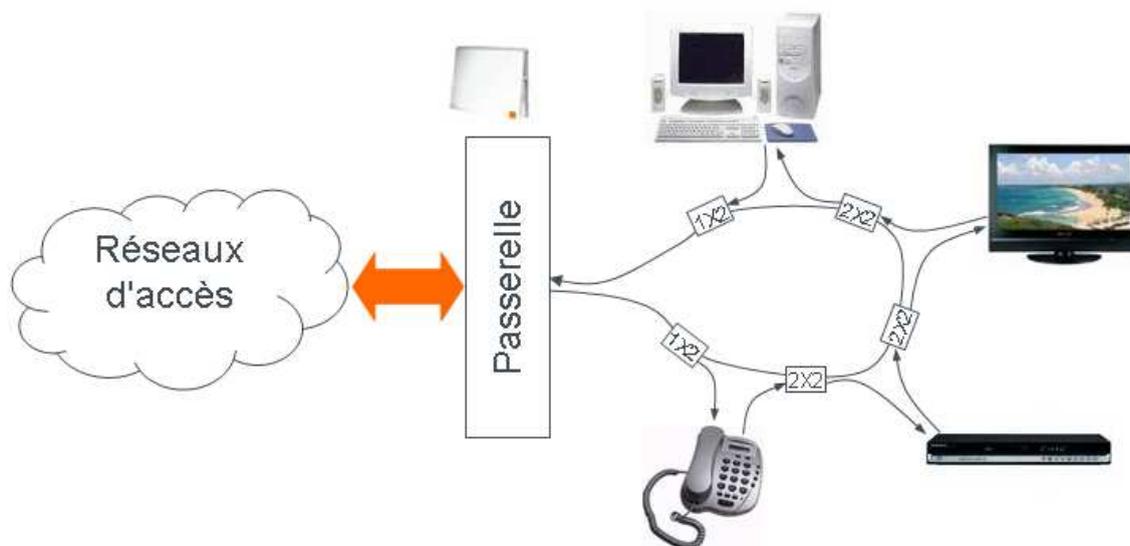


FIG. 1.12 – Bus optique domestique

**1.1.3.3.2 Broadcast and Select** L'architecture *Broadcast and Select* [6] est une architecture optique totalement transparente. La technologie CWDM est utilisée pour ajouter des réseaux différents sans interférence les uns avec les autres. Avec cette architecture, il est possible d'avoir plusieurs topologies (P2P , 1 vers N et N vers N), différents protocoles et différents formats, qui peuvent tous coexister.

La figure 1.13 présente cette architecture, elle est basée sur un coupleur optique passif N vers N sur lequel tous les équipements sont branchés.

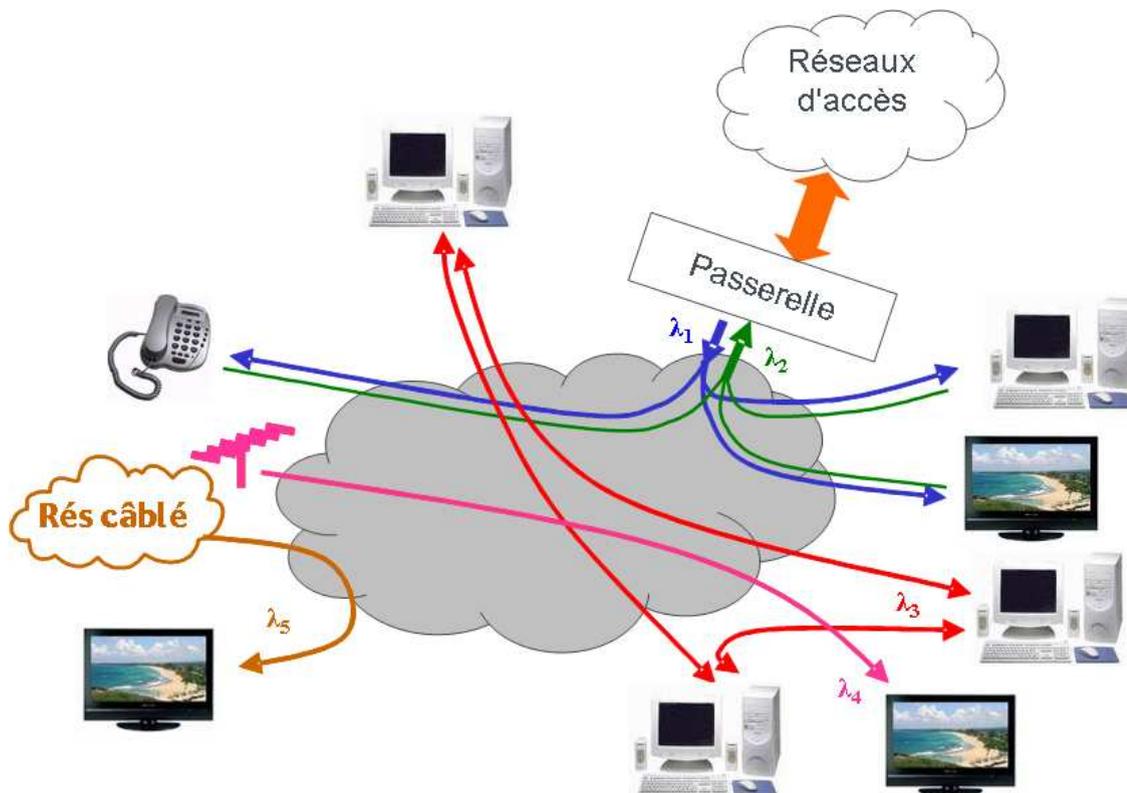


FIG. 1.13 – Broadcast and Select CWDM architecture

Les longueurs d'ondes  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  transmettent un signal de type PON aux différents équipements, ordinateurs, téléphones, télévisions, ... (figure 1.13). Afin d'augmenter la flexibilité de ce réseau, d'autres longueurs d'ondes sont ajoutées pour fournir d'autres services ( $\lambda_5$  pour le réseau câblé,  $\lambda_4$  pour la télévision hertzienne, ou autres pour des services radio) ou bien permettre aux équipements de communiquer entre eux sans passer par la passerelle (comme  $\lambda_3$  où deux ordinateurs communiquent entre eux). Cependant le prix reste pour l'instant un inconvénient comme pour le PON-WDM domestique.

## 1.1.4 Conclusion sur les systèmes optiques dans l'accès et le domestique

Cette partie présente les différentes architectures optiques qui sont déployées pour les réseaux d'accès. La technologie point à point est assez simple à mettre en œuvre. Cependant France Télécom a choisi de déployer la technologie point à

multipoint. Elle est utilisée lorsque le nombre d'abonné et que les coûts de génie civil augmentent. Elle permet de partager les coûts entre les différents utilisateurs et d'avoir des architectures qui peuvent supporter plusieurs générations de réseaux PON.

Pour les réseaux domestiques, il existe aussi plusieurs types d'architecture optique qu'ils soient point à point, point à multipoints ou bien de type bus. Dans ce cas aussi, l'architecture à choisir dépend des besoins et de l'évolution du réseau local domestique souhaitée.

## 1.2 Les systèmes radios

Cette partie présente les différents systèmes radio utilisés pour les réseaux d'accès et les réseaux domestiques. Tout d'abord, les systèmes d'accès radios tels que l'UMTS pour les réseaux mobiles et le WiMAX pour les réseaux fixes. Par la suite nous présenterons un système radio pour les réseaux locaux (WiFi) et domestiques (UWB : *Ultra Wide Band*).

### 1.2.1 L'Universal Mobile Telecommunication Systems (UMTS)

Cette section propose une présentation générale du système UMTS avec notamment une description du principe du codage *Code Division Multiple Access* (CDMA) ainsi que l'architecture du réseau d'accès UMTS, l'*UMTS Terrestrial Access Network* (UTRAN). Le contexte actuel et les problèmes liés au déploiement de l'UMTS sont ensuite présentés afin d'appréhender l'intérêt du déport radio optique.

#### 1.2.1.1 Définition

L'UMTS a été envisagé comme successeur du *Global System for Mobile* (GSM). C'est la première version de la troisième génération de technologie pour les réseaux de mobiles. Il répond aussi à une demande croissante d'applications Internet et nomades. L'UMTS permet une augmentation des débits jusqu'à 2 Mbps. Il utilise deux gammes de fréquences : l'une pour la voie montante (1920-1980MHz), l'autre pour la voie descendante (2110-2170MHz). La téléphonie 3G utilise la modulation *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK) associée à la technique du *Wideband Code Division Multiple Access* (W-CDMA).

#### 1.2.1.2 Présentation générale de l'UMTS

L'UMTS peut exploiter deux modes d'opérations : le FDD (*Frequency Division Duplexing*) ou le TDD (*Time Division Duplexing*). C'est le FDD qui est actuellement utilisé dans les solutions commerciales. Il permet une communication *full duplex*, deux fréquences sont alors utilisées, chacune pour un sens de communication. Dans le cas du TDD, la norme a défini deux bandes de fréquences utilisables (1900-1929MHz et 2010-2025MHz). Toutefois, dans les solutions commercialement déployées, seule une bande de fréquence est utilisée.

L'UMTS, aussi appelé W-CDMA, est un système CDMA. C'est une technique par étalement de spectre qui utilise l'accès multiple par répartition de codes pour partager l'accès aux ressources (canal) entre les différents utilisateurs. Chaque code représente un utilisateur et tous ces codes sont orthogonaux entre eux.

**1.2.1.2.1 Principe de transmission en UMTS** En émission, le signal transmis est construit par le produit du signal en bande de base avec une séquence d'étalement plus rapide, « le code d'étalement ». Chaque utilisateur est associé à un code. Le concept d'étalement est lié à la volonté de transmettre le signal utile sur une largeur spectrale plus importante. L'intérêt de l'étalement est d'obtenir une meilleure diversité fréquentielle et une sensibilité au bruit relativement faible.

Pour l'UMTS, l'étalement utilisé est dit à séquence directe, c'est-à-dire à multiplication directe des données par un code (dit code d'étalement ou de canalisation). Le facteur d'étalement (SF : *Spreading Factor*) est égal à la longueur du code utilisé. La figure 1.14 illustre cela.

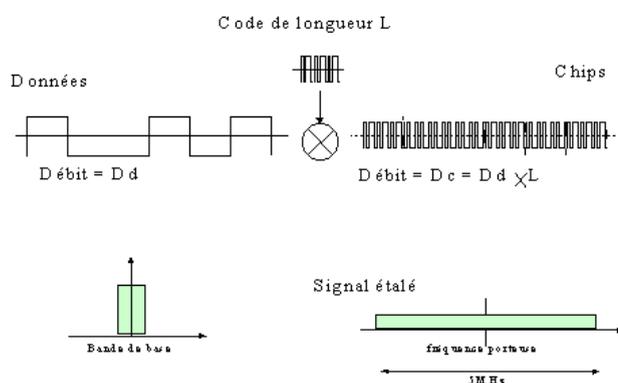


FIG. 1.14 – Principe de l'étalement de spectre en UMTS

Après la multiplication des données par le code d'étalement, le terme qui sert à définir les bits codés est le Chip. La relation que vérifie le débit en bits et le débit en chips est :  $Debit\_Chips = Debit\_Bits \cdot Longueur\_Code$

En UMTS, une des règles importante est d'avoir un débit en chips constant de 3,84Mc/s avec l'utilisation d'une modulation de phase QPSK.

**1.2.1.2.2 Principe de réception en UMTS** En réception, pour écouter un émetteur, le signal reçu doit être multiplié avec le code associé à cet émetteur pour retrouver le signal original. En effet, les stations de base sont distinguées à l'aide d'un code de brouillage différent. Ce principe est utilisé pour les systèmes radio afin de différencier les signaux : chaque signal est décorrélé des autres signaux et du bruit issu du canal radio par l'utilisation de codes orthogonaux.

**1.2.1.2.3 Débit mis en jeu** Le débit utilisé par un terminal UMTS dépend du facteur d'étalement attribué à ce dernier. Si plusieurs terminaux utilisent le même facteur, des canaux de codes différents permettront de distinguer les signaux. Aujourd'hui, le débit réel moyen utile est de 384kbit/s. Il est cependant possible de

combiner plusieurs canaux de codes différents pour former une liaison multi-codes, permettant ainsi d'obtenir des débits allant jusqu'à 2Mbit/s. Toutefois, lorsque cette option est utilisée, la capacité de ce canal de fréquence est exploitée au maximum. Aucun autre terminal ne peut opérer sur cette plage de fréquence dédiée.

Afin d'obtenir de plus hauts débits, le *High Speed Downlink Packet Access* (HSDPA) a été introduit dans la version 2005 de la norme 3GPP. Le HSDPA permettra des débits allant jusqu'à 10Mbit/s. Cette technique repose sur la modulation 16-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Comme son nom l'indique, le HSDPA ne sera disponible qu'en liaison descendante.

**1.2.1.2.4 Rappel des spécifications de la norme** Le tableau 1.3 donne les caractéristiques radio du signal UMTS.

Paramètres	Valeurs limites imposées par la norme	Description / Définition
Plages de fréquences	Uplink : 1920-1980MHz Downlink : 2110-2170MHz	Fréquences utiles pour les communications dans les sens montants et descendants
Largeur spectrale	4,4 à 5 MHz	Largeur du spectre d'un signal
Modulation	QPSK	
Sensibilité de la station de base	-121dBm pour un débit de 12kbps et un BER < 10 <sup>-3</sup>	Puissance moyenne minimum reçue à l'antenne
EVM	< 17,5%	EVM = Mesure de la différence entre signal de référence et le signal mesuré
ACLR ( <i>Adjacent Channel Leakage power Ratio</i> )	> 45dB	ACLR = Rapport entre les puissances de 2 canaux adjacents filtrés par filtre RRC ( <i>Root Raised Cosine</i> )

TAB. 1.3 – Paramètres normatifs importants

### 1.2.1.3 Présentation de l'architecture du réseau d'accès radio UMTS

D'une manière générale, l'architecture du réseau UMTS est composée d'un réseau terrestre d'accès radio, l'UMTS UTRAN (*UMTS Terrestrial Access Network*) et d'un réseau cœur dérivé de celui spécifié pour la phase 2.5G du GSM.

L'architecture globale se compose de deux domaines principaux, le domaine de l'équipement usager et le domaine de l'infrastructure, ce dernier se subdivisant en deux sous domaines, le domaine du réseau d'accès et le domaine du réseau cœur.

Le domaine de l'équipement usager comprend tous les équipements terminaux, il peut être également divisé en deux sous domaines, l'équipement mobile et le module d'identité des services de l'utilisateur (USIM : *Universal Subscriber Identity Module*). Il s'agit d'une carte à puce, version améliorée de la *Subscriber Identity Module* (SIM), dédiée à la téléphonie 3G. Elle se distingue de la SIM par une mémoire plus importante (Elle permet de stocker jusqu'à 250 contacts (mobile, fixe ou mail)), par une

meilleure gestion de l'identité du client et par un nouveau dispositif d'authentification. Les mobiles UMTS ne seront plus des simples téléphones, mais des terminaux multimédias capables d'offrir simultanément des services de transmissions de données, d'audio et de vidéo.

Le domaine de l'infrastructure se découpe lui en deux sous-domaines : le réseau d'accès et le domaine du réseau cœur. Seule la partie du réseau d'accès est ici présentée. Le réseau d'accès propose les fonctions permettant d'acheminer les informations (trafic de données et trafic de signalisation) depuis l'utilisateur jusqu'au réseau cœur. C'est l'UTRAN qui est utilisé pour ce domaine. Il fournit à l'équipement usager les ressources radio et les mécanismes nécessaires pour accéder au cœur du réseau. L'UTRAN est une des innovations les plus importantes de l'UMTS. Son architecture est présentée sur la figure 1.15.

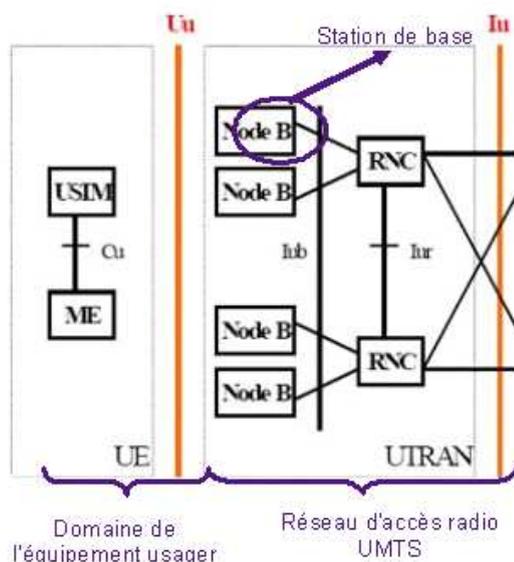


FIG. 1.15 – Architecture du réseau d'accès UMTS

L'U.E. représente le téléphone mobile de l'utilisateur. L'USIM représenté sur le schéma est la carte d'identification de l'utilisateur du téléphone. Le ME symbolisé sur la figure 1.15 quant à lui représente l'appareil de transmission en tant que tel.

La station de base (« Node B ») permet l'émission du signal radio UMTS vers les téléphones mobiles. A l'heure actuelle, les antennes ne sont éloignées des stations de base que de quelques mètres. Elles sont reliées ensemble par des câbles coaxiaux.

#### 1.2.1.4 Contraintes liées au déploiement de l'UMTS

L'UMTS est un système de radiocommunication de troisième génération. Il permet d'augmenter les débits de manière significative par rapport au GSM.

Lors du déploiement du réseau UMTS, les opérateurs de télécommunication doivent dans un premier temps se concentrer sur la couverture plutôt que sur la capacité du réseau. Ils vont commencer par déployer des Nodes B (terme utilisé par la norme UMTS pour désigner la station de base) de type macrocellules la plupart du

temps à partir des sites GSM existants. Avec l'augmentation du trafic et du nombre d'utilisateurs se posera la question du déploiement de solutions nouvelles telles que des picocellules.

Les principales caractéristiques liées à l'évolution du GSM vers l'UMTS sont répertoriées ci-dessous :

- Augmentation de la fréquence porteuse
- Augmentation de l'atténuation liée à la propagation dans l'air et sensibilité aux obstacles
- Diminution de la taille des cellules
- Augmentation de la capacité
- Augmentation du trafic avec une concentration spécifique dans les bâtiments où la plupart du trafic est attendu
- Services spécifiques en intérieur (les utilisateurs *indoor* vont demander des services haut débit, ce qui va résulter en l'augmentation de la puissance provenant des stations de base extérieures, créant des interférences).
- Compromis couverture / Capacité (cell breathing)
- Réduction des tailles des batteries : plus la cellule a une taille importante, plus le terminal consomme une énergie importante pour atteindre la station de base (par exemple, en Corée la taille moyenne d'une cellule est de 300m contre 2 km aux US et en Europe)
- Difficultés de trouver de nouveaux sites pour déployer l'UMTS
- Réutilisation des sites GSM et partage des armoires
- Coût élevé de location des sites
- Problème de voisinage (le voisinage est de plus en plus réticent à accepter une station de base dans sa proximité)
- Services Multi-opérateurs (Il faudra en *indoor* partager les infrastructures avec les autres opérateurs)

Nous pouvons donc globalement noter que la tendance future sera de réaliser des cellules radio plus petites donc rayonnant moins de puissance RF. Nous ne parlerons alors plus de « microcellules » mais de « pico cellules ». Cette diminution des cellules pose un réel problème aux opérateurs de téléphonie mobile. Ces derniers sont en effet aujourd'hui contraints de réutiliser les sites géographiques actuellement exploités pour les stations de base du système GSM. Cela rend alors difficile l'optimisation de la couverture du territoire pour le réseau UMTS.

De plus, il sera nécessaire d'établir une couverture *indoor* afin de répondre aux besoins spécifiques des utilisateurs. Il ne sera donc pas envisageable d'installer des stations de base à différents endroits d'un bâtiment. Il faudra alors envisager une solution pour distribuer les antennes rattachées à une station de base commune.

## 1.2.2 Le Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX)

### 1.2.2.1 Définition

Le WiMAX (ou 802.16–2004) est une norme destinée aux réseaux métropolitains sans fils fixe (WMAN : *Wireless Metropolitan Area Network*) [8].

L'objectif du WiMAX est de fournir une connexion Internet haut débit sur une zone de couverture de plusieurs kilomètres de rayon. Ainsi, en théorie, le WiMAX permet d'obtenir des débits montants et descendants de 70 Mbit/s avec une portée de 50 kilomètres. Le standard WiMAX possède l'avantage de permettre une connexion sans fil entre une station de base (en anglais *Base Transceiver Station*, notée BTS) et des milliers d'abonnés sans nécessiter de ligne visuelle directe (LOS : *Line Of Sight* ou NLOS : *Non Line Of Sight*). Dans la réalité le WiMAX ne permet de franchir que de petits obstacles tels que des arbres ou une maison mais ne peut en aucun cas traverser les collines ou les immeubles. Le débit réel lors de la présence d'obstacles ne pourra ainsi excéder 20 Mbit/s.

### 1.2.2.2 Présentation générale du WiMAX

Les bandes de fréquences prévues dans la norme pour diffuser un signal WiMAX sont de 2 à 10GHz avec les modulations Sca (*Single carrier access*), OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access*), alors que pour la bande 10 à 66GHz, la technique utilisée est Sc (*Single carrier*).

Les largeurs de bandes pour les différents formats sont pour le Sc des largeurs pouvant aller de 25 à 28MHz. Pour les signaux de type Sca, la largeur varie de 3,5 à 20MHz. Les signaux de type OFDM ont des largeurs de 1,75 jusqu'à 10MHz, et enfin pour les signaux de type OFDMA de 1,25 à 20MHz.

Quand au débit théorique, il peut atteindre les 70Mbits/s (partagé entre les différents utilisateurs). La technique de partage [9] entre la station de base (BS : *Base Station*) et les terminaux abonnés (SS : *Subscribers Stations*) (sens descendant) est le TDM (*Time Division Multiplexing*). La règle pour la voie montante (SS vers BS) est le TDMA (*Time Division Multiple Access*). Les techniques de partage peuvent être le FDD (*Frequency Division Duplexing*) ou le TDD (*Time Division Duplexing*). Le partage FDD consiste à avoir une fréquence pour le sens descendant et une autre fréquence pour le sens montant. Le partage TDD consiste à partager le temps de parole entre les deux sens. Le début de la trame est dédiée au sens BS vers SS puis le reste de la trame au sens SS vers BS.

La durée des trames varie en fonction des formats utilisés. Pour la modulation Sc la longueur de la trame dure entre 0,5 et 0,4ms, et le temps du processeur (Tproc) pour passer de la réception à l'émission est de 200 $\mu$ s. Pour le signal OFDM, elle est comprise entre 2.5ms et 20ms maximum et un Tproc de 1ms. Le signal de type OFDMA peut avoir une durée de trame allant de 2ms à 20ms et un Tproc d'une durée de 10 symboles OFDMA. De plus le format de modulation s'adapte en fonction de l'atténuation entre la BS et la SS le format de modulation (figure 1.16).

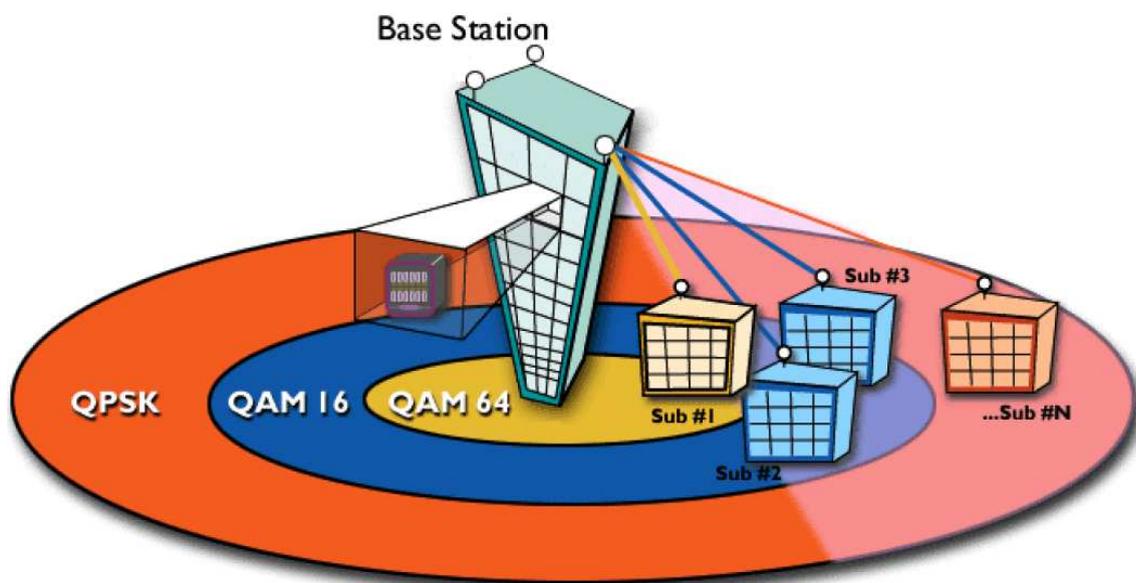


FIG. 1.16 – Évolution du format de modulation en fonction de la distance ou de l'atténuation

### 1.2.2.3 Présentation de l'architecture d'accès pour le WiMAX

Le WiMAX permet de mettre en place une boucle locale radio (figure 1.17), c'est-à-dire un lien par ondes radio entre l'utilisateur et le point de collecte, appelé « station de base ». Le point de collecte assure la liaison avec le réseau Internet mondial. Depuis le coeur du réseau et en descendant vers l'utilisateur, nous trouvons les éléments suivants :

- Une liaison à très haut débit, par exemple par fibre optique ou faisceau hertzien, alimentant l'émetteur WiMAX
- Une antenne WiMAX, ou « station de base », placée sur un point haut (pylône, château d'eau,...) afin d'assurer la couverture maximale
- Entre l'antenne et l'utilisateur, plusieurs kilomètres de transmission sans fil. Le WiMAX peut assurer une transmission sans ligne de vue (c'est-à-dire même lorsque des obstacles tels que des arbres se trouvent entre l'émetteur et le récepteur), mais cela a généralement pour effet de réduire notablement la portée.
- Chez l'abonné, une antenne WiMAX assure la liaison entre l'émetteur de la zone et l'équipement connecté (ordinateur ou autre).

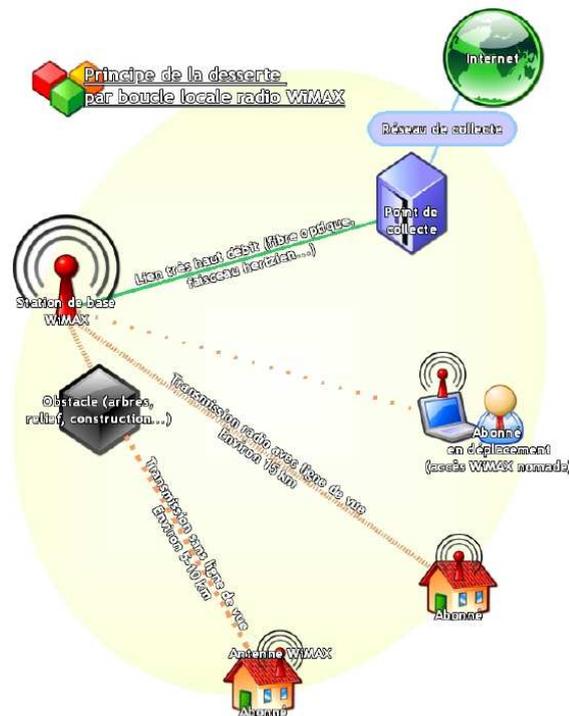


FIG. 1.17 – Architecture du réseau d'accès WiMAX

#### 1.2.2.4 Contraintes liées au déploiement du WiMAX

La technologie WiMAX apparaît comme bien adaptée dans deux scénarios [10] :

- En zone rurale peu dense, le WiMAX permet de réaliser la couverture haut débit de superficies relativement importantes sans avoir à réaliser de travaux de génie civil, et en s'affranchissant des contraintes du réseau téléphonique qui limitent les zones d'éligibilité ADSL. Dans ce scénario, le WiMAX est plutôt utilisé comme une technologie alternative, permettant de couvrir les zones blanches
- En zone urbaine dense, le WiMAX permet d'offrir du haut débit nomade (par nomadisme nous entendons la possibilité de se connecter avec un même abonnement depuis différents endroits, mais sans déplacement pendant la connexion), du même type que ce qui existe aujourd'hui avec les point d'accès haut débit WiFi (ou *Hotspot*, mais à une échelle plus étendue. A terme, nous pouvons envisager une couverture continue totale, avec des perspectives de mobilité, associée à la commercialisation d'équipements mobiles WiMAX (ordinateurs portables, PDA, téléphones...)

Les contraintes sont donc :

- Nécessité de disposer d'un point haut : afin d'assurer la meilleure couverture possible, l'émetteur doit être placé sur un point haut (pylône, clocher, château d'eau...)
- Nécessité de desservir les stations de base WiMAX par un réseau de collecte (fibre optique, faisceau hertzien...)
- ligne de vue : les expériences en situation réelle montrent que la couverture

peut aller jusqu'à 15 km si l'émetteur et le récepteur « se voient » - en l'absence de ligne de vue, la portée chute rapidement (elle est alors de l'ordre de 5 à 10 km). Il est donc préférable de disposer de la ligne de vue avec le maximum d'abonnés potentiels

- Éligibilité soumise à de nombreux paramètres : de manière générale, s'agissant d'une technologie hertzienne, les paramètres qui interviennent dans l'éligibilité d'un site sont très nombreux ; il est difficile d'indiquer à priori avec certitude si un site recevra le signal ou non, même dans un rayon de quelques kilomètres autour de la station de base. Les études radio sur site sont généralement nécessaires au préalable.

### 1.2.3 Le WiFi

#### 1.2.3.1 Définition

Le WiFi (Wireless Fidelity ou 802.11) est une norme destinée aux réseaux locaux sans fil issue du groupe de travail 802.11 [11] [12]. Il utilise les bandes de fréquence ISM (industries, Sciences, et médical) 2,412GHz-2,848GHz en Europe. Les formats de modulation varient en fonction de la puissance reçue, une modulation QPSK pour les faibles puissances et une modulation 64QAM pour une bonne liaison radio.

#### 1.2.3.2 Présentation générale

**1.2.3.2.1 La norme 802.11b** Pour la norme 802.11b, les débits varient de 1 à 11Mbit/s. La bande de fréquence est comprise entre 2,412GHz et 2,848GHz.

Pour transmettre l'information, le signal est étalé. La séquence d'étalement utilisée, pour les débits de 1 et 2Mbit/s, est le code de Barker. Pour les débits de 5.5 et 11Mbits/s, le code utilisé est le code Complementary Code Keying (CCK).

Les distances de propagation sont comprises entre 0 et 300mètres en extérieur et entre 0 et 50mètres en intérieur.

**1.2.3.2.2 La norme 802.11g** Pour la norme 802.11g, les débits peuvent varier de 1Mbit/s à 54Mbit/s.

Pour les débits inférieurs à 11Mbit/s les format de modulations utilisés sont les mêmes que ceux de la norme 802.11b. La bande de fréquence utilisée par le 802.11g est la même que pour le 802.11b.

La norme 802.11g utilise l'Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) pour transmettre des débits supérieurs à 11Mbit/s. Le principe de l'OFDM consiste à répartir l'information sur un grand nombre de porteuses individuellement modulées à faible vitesse (QPSK ou 16QAM etc.). Afin de permettre une utilisation maximale des ressources spectrales, les porteuses émises se recouvrent mutuellement en fréquence et forment une base orthogonale. Sur les zones denses, la technologie OFDM permet d'éliminer les phénomènes de bruits ponctuels ou d'évanouissements temporaires du signal sans recourir à des algorithmes parfois complexes. De plus il diminue la sélectivité en fréquence du canal.

Les distances de propagations sont comprises entre 0 et 300mètres en extérieur et entre 0 et 50mètres en intérieur.

**1.2.3.2.3 Rappel des spécifications des normes WiFi** Les tableaux 1.18 et 1.19 rappellent les débits et formats de modulations associés au norme 801;11b et 802.11g. La norme 802.11g (tableau 1.19) utilise en plus la modulation OFDM.

Débit en b/s	Nb bits codés par symbole	Longueur du symbole	Débit en symboles /s	Modulation
1 Mb/s	1 bit	11 bits code Barker	1 Méga symboles /s	DBPSK
2 Mb/s	2 bits	11 bits code Barker	1 Méga symboles /s	DQPSK
5,5 Mb/s	4 bits	8 signaux code CCK5,5	1,375 Méga symboles /s	QPSK
11 Mb/s	8 bits	8 signaux code CCK11	1,375 Méga symboles /s	QPSK

FIG. 1.18 – Rappel des spécifications physique d'un signal 802.11b

Débit binaire	Débit par sous canal	Bits codés par symb	Débit en M symboles /s	Code (FEC)	Modulation
6 Mb/s	0,125 Mb/s	1 bit	12 Ms/s	24/48	BPSK
9 Mb/s	0,1875 Mb/s	1 bit	12 Ms/s	36/48	BPSK
12 Mb/s	0,25 Mb/s	2 bits	24 Ms/s	48/96	QPSK
18 Mb/s	0,375 Mb/s	2 bits	24 Ms/s	72/96	QPSK
24 Mb/s	0,5 Mb/s	4 bits	48 Ms/s	96/192	16-QAM
36 Mb/s	0,75 Mb/s	4 bits	48 Ms/s	144/192	16-QAM
48 Mb/s	1 Mb/s	6 bits	72 Ms/s	192/288	64-QAM
54 Mb/s	1,125 Mb/s	6 bits	72 Ms/s	216/288	64-QAM

FIG. 1.19 – Rappel des spécifications physique d'un signal 802.11g

Le tableau 1.20 rappelle les paramètres principaux de la modulation OFDM pour la norme 802.11g.

Parameter	Value
$N_{SD}$ : Number of data subcarriers	48
$N_{SP}$ : Number of pilot subcarriers	4
$N_{ST}$ : Number of subcarriers, total	52 ( $N_{SD} + N_{SP}$ )
$\Delta_F$ : Subcarrier frequency spacing	0.3125 MHz (=20 MHz/64)
$T_{FFT}$ : IFFT/FFT period	3.2 $\mu$ s ( $1/\Delta_F$ )
$T_{PREAMBLE}$ : PLCP preamble duration	16 $\mu$ s ( $T_{SHORT} + T_{LONG}$ )
$T_{SIGNAL}$ : Duration of the SIGNAL BPSK-OFDM symbol	4.0 $\mu$ s ( $T_{GI} + T_{FFT}$ )
$T_{GI}$ : GI duration	0.8 $\mu$ s ( $T_{FFT}/4$ )
$T_{GI2}$ : Training symbol GI duration	1.6 $\mu$ s ( $T_{FFT}/2$ )
$T_{SYM}$ : Symbol interval	4 $\mu$ s ( $T_{GI} + T_{FFT}$ )
$T_{SHORT}$ : Short training sequence duration	8 $\mu$ s ( $10 \times T_{FFT} / 4$ )
$T_{LONG}$ : Long training sequence duration	8 $\mu$ s ( $T_{GI2} + 2 \times T_{FFT}$ )

FIG. 1.20 – Principaux paramètres physiques de la modulation OFDM pour un signal de la norme 802.11g

### 1.2.3.3 Présentation de l'architecture du réseau WiFi

L'architecture 802.11 est basée sur une architecture cellulaire où le système est divisé en cellule, où chaque cellule (appelé Base Service Set ou BSS dans la norme 802.11) est contrôlé par une station de base (appelé Point d'accès en anglais *Access Point* : AP).

Bien que le réseau local sans fils puisse être constitué d'une seule cellule, avec un seul point d'accès, la plupart des installations (dans les universités, les aéroports, ... par exemples) sont formées avec plusieurs cellules, où les point d'accès sont connectés à l'aide d'un réseaux dorsal (appelé système de distribution en anglais *Distribution System* : DS) de type Ethernet, et dans certains cas par un réseau sans fils.

La figure 1.21 montre l'architecture typique des réseaux WiFi.

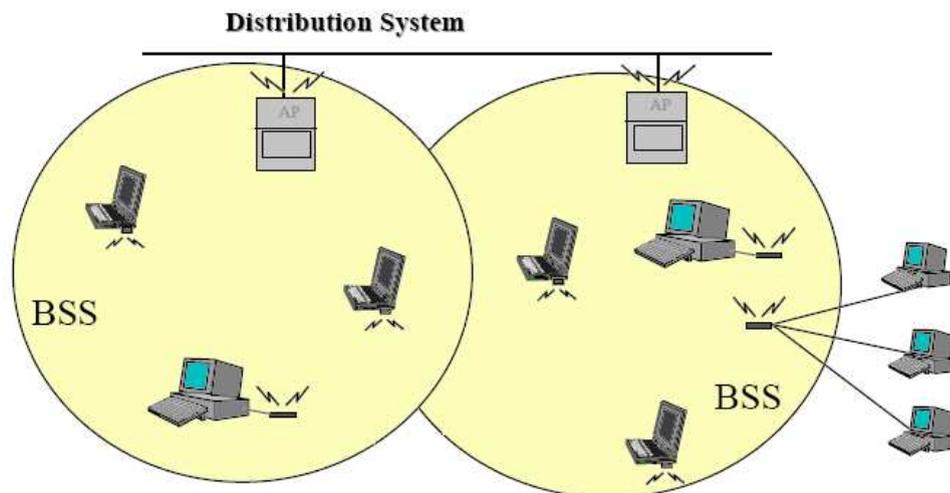


FIG. 1.21 – Architecture WiFi

#### 1.2.3.4 Contraintes liées au déploiement du WiFi

Les contraintes liées au déploiement du WiFi sont :

- la puissance d'émission (18dBm max)
- les interférences avec les autres systèmes radio. Cette bande de fréquence étant libre, d'autres systèmes utilisent cette fréquence.

### 1.2.4 L'Ultra Large Bande

#### 1.2.4.1 Définition

La première définition de l'Ultra Large Bande (ULB) est donnée par Taylor [13]. Un signal est dit ultra large bande lorsque la largeur de bande relative  $LB_R$  supérieure à 25% de sa fréquence centrale  $f_c$  :

$$LB_R = \frac{f_H - f_L}{f_c} \text{ avec } f_c = \frac{f_H + f_L}{2} \quad (1.1)$$

$f_H$  fréquence haute (*High Frequency*), et  $f_L$  est la fréquence basse (*Low Frequency*).

L'autorité de régulation américaine FCC (*Federal Communications Commission*) étend cette définition en février 2002 suite la création du groupe IEEE802.15.3a [14] en novembre 2001. Ce groupe spécifie les systèmes radio UWB dans la bande 3.1 à 10.6 GHz. Cette nouvelle définition inclue les signaux dont la largeur de bande relative  $LB_R$  à  $-10$ dB est supérieure à 20% ou présentant une bande de fréquences supérieure à 500MHz [15].

Étant donné, les puissances autorisées pour émettre un signal UWB afin de ne pas perturber les autres signaux radios déjà en place (comme l'UMTS, WiMAX, WiFi) les puissances par MHz sont de l'ordre de  $-41$ dBm/MHz. Ces systèmes sont limités à une portée de 10 à 100 mètres suivant les débits utilisés. Les applications

associées à l'UWB sont les systèmes WPAN (*Wireless Personal Area Network*), les capteurs, les systèmes d'imagerie et les radars pour les véhicules [16].

### 1.2.4.2 Présentation de Ultra Large Bande

**1.2.4.2.1 Bandes de fréquences allouées pour l'ULB** Les systèmes ultra large bande utilisent des bandes de fréquences déjà utilisées par d'autres systèmes de communications. Afin de limiter les effets des signaux ULB sur les autres systèmes de radio, les autorités de régulations s'accordent sur l'utilisation d'une bande de 3,1 à 10,6GHz [17]. Cette partie du spectre permet d'utiliser une largeur de bande jusqu'à 7,5GHz, en évitant les systèmes sensibles de téléphonie et GPS. La puissance moyenne est limitée à  $-41,3\text{dBm/MHz}$ . Ces valeurs sont celles la FCC et valables aux États-Unis (figure 1.22).

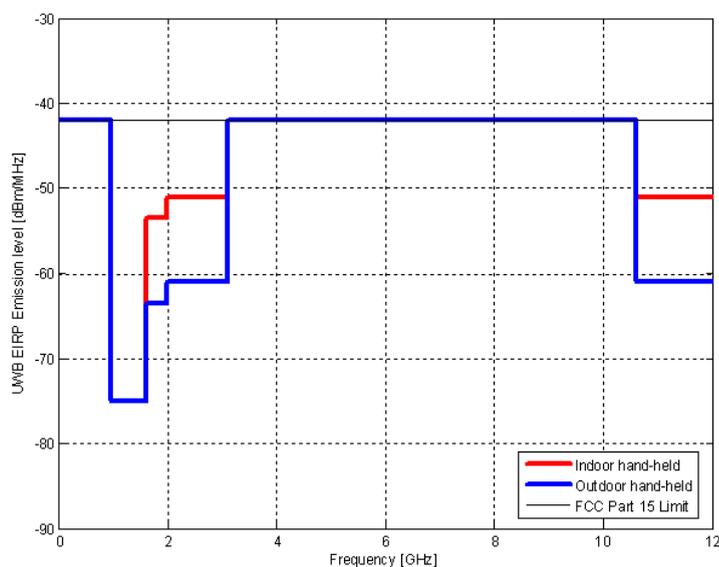


FIG. 1.22 – Masque UWB pour les États Unis

En Europe, les règles ne sont pas déterminées de manière définitive, pour l'instant elles sont valables jusqu'à la fin 2010. Le tableau 1.23 [18] donne le masque spectral pour les signaux ULB en Europe définie par l'ECC (*Electronic Communications Committee*).

**Maximum e.i.r.p. limits**

Frequency range	Maximum mean e.i.r.p. spectral density (dBm/MHz)	Maximum peak e.i.r.p. (measured in 50MHz)
Below 1.6 GHz	-90 dBm/MHz	-50 dBm
1.6 to 2.7 GHz	-85 dBm/MHz	-45 dBm
2.7 to 3.4 GHz	-70 dBm/MHz	-36 dBm
3.4 to 3.8 GHz	-80 dBm/MHz	-40 dBm
3.8 to 4.2 GHz	-70 dBm/MHz	-30 dBm
4.2 to 4.8 GHz (Notes 1 and 2)	-70 dBm/MHz	-30 dBm
4.8 to 6 GHz	-70 dBm/MHz	-30 dBm
6 to 8.5 GHz (Note 2)	-41.3 dBm/MHz	0 dBm
8.5 to 10.6 GHz	-65 dBm/MHz	-25 dBm
Above 10.6 GHz	-85 dBm/MHz	-45 dBm

**Note 1:** UWB devices placed on the market before 31<sup>st</sup> December 2010 are permitted to operate in the frequency band 4.2 - 4.8 GHz with a maximum mean e.i.r.p. spectral density of -41.3 dBm/MHz and a maximum peak e.i.r.p. of 0dBm measured in 50MHz.

**Note 2:** In case of devices installed in road and rail vehicles, operation is subject to the implementation of Transmit Power Control (TPC) with a range of 12 dB with respect to the maximum permitted radiated power. If no TPC is implemented, the maximum mean e.i.r.p. spectral density is -53.3 dBm/MHz.

FIG. 1.23 – Masque UWB pour l'Europe

**1.2.4.2.2 Les différents systèmes ULB** Il existe plusieurs façons de générer des signaux UWB. Ces systèmes diffèrent les uns des autres par le débit visé.

Pour des débits supérieurs à 400Mbit/s, trois systèmes sont proposés.

- L'un de ces systèmes est l'approche multi bande avec une modulation de type OFDM [19] supporté par l'alliance Wimedia [20]. Des améliorations du systèmes multibandes OFDM ont été développées par France Télécom Recherche & Développement dans le cadre des projets MAGNET [21] (projet européen), BILBAO (projet national) et IPHOBAC [22] (projet européen). Dans le projet IST-FP6 MAGNET, France Télécom Recherche & Développement a proposé des améliorations au système UWB-OFDM de Wi-Media en considérant un système à efficacité spectrale optimisée grâce à l'ajustement de l'écart inter-porteuse et un système à bandes RF multiples capable de travailler à 60 GHz ou bien dans les bandes UWB [23] [24] [25]. Ces systèmes sont en cours d'amélioration dans le cadre du projet IST-OMEGA [26] (projet européen).
- L'autre système est généré à partir d'impulsion large bande radio (DS-UWB : *Direct Spectrum - Ultra Wide Bande*) [27], cette technique est soutenue par l'UWB Forum [28], c'est une organisation regroupant des industriels afin de finaliser et de promouvoir cette technique.
- Une troisième façon de générer un signal ULB est la modulation MB-OOK

(*MultiBand - On Off Keying*) développé dans le cadre de la thèse de Louis Marie Aubert [29] et proposé par Mitsubishi ITE [30].

Pour les débits allant jusqu'à 250kbit/s, le système utilisé est l'UWB-FM développé dans le cadre du projet MAGNET [21] et maintenant par le projet Magnet Beyond [21].

Par la suite nous nous intéresserons principalement au signaux UWB avec une modulation de type OFDM soutenue par l'alliance MBOA (*Multiband OFDM Alliance*).

### 1.2.4.3 Présentation de la solution MBOA

Le spectre total UWB disponible est divisé en plusieurs sous bandes de 528MHz. Nous dénombrons 14 sous bandes regroupées en 5 canaux comprenant 3 ou 2 sous bandes (figure 1.24) [31].

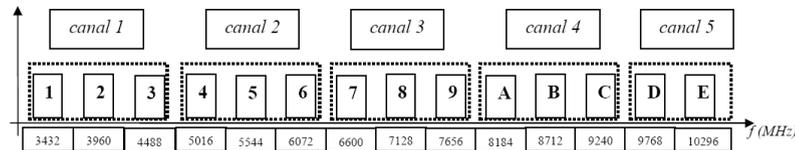


FIG. 1.24 – Organisation des canaux de la solution MBOA

Pour chaque sous bande de chaque canal, des codes temps fréquences leur sont attribués. Ces codes sont utilisés pour distribuer les symboles dans plusieurs bandes et pour introduire une redondance durant la transmission OFDM (figure 1.25).

TFC Number	Base Sequence / Preamble	BAND_ID ( $n_b$ ) for TFC					
		1	2	3	1	2	3
1	1	1	2	3	1	2	3
2	2	1	3	2	1	3	2
3	3	1	1	2	2	3	3
4	4	1	1	3	3	2	2
5	5	1	1	1	1	1	1
6	6	2	2	2	2	2	2
7	7	3	3	3	3	3	3
8	8	1	2	1	2	1	2
9	9	1	3	1	3	1	3
10	10	2	3	2	3	2	3

FIG. 1.25 – Codes utilisés pour introduire la redondance pour le canal 1

La figure 1.26 présente un exemple de transmission d'un signal MBOA. En effet le signal est transmis sur trois sous-bandes de fréquence alternativement suivant le TFC *Time Frequency Code* code défini.

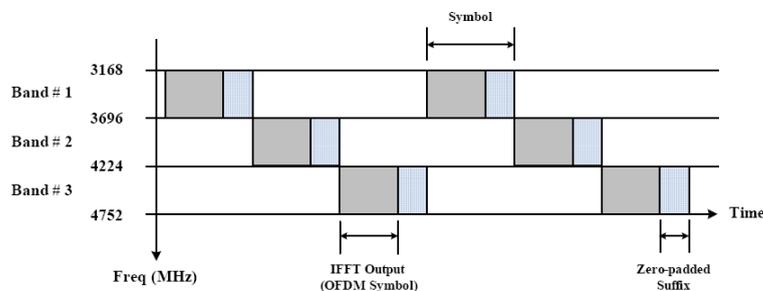


FIG. 1.26 – Exemple de transmission RF d'un signal MBOA

En plus de ces sauts de fréquence, il existe deux types de redondance [19] [32]. Ces redondances sont :

- l'étalement de fréquence (*Frequency-Domain Spreading*) consiste à multiplexer les symboles de données QPSK suivant une symétrie hermitienne dans le multiplexe OFDM. La redondance est réalisée à l'échelle des symboles de données et génère un signal OFDM en temps qui est réel.
- l'étalement temporel (*Time-Domain Spreading*) qui transmet le même symbole dans deux sous bandes différentes associées au même canal.

L'intérêt de ces techniques est de s'adapter au milieu dans lequel le signal se propage, en cas d'interférences avec d'autres signaux.

Chaque sous-bande est elle-même décomposée en 122 sous-porteuses de 4MHz de large. Le tableau 1.4 regroupe les différents paramètres d'un signal UWB MBOA. 100 sous-porteuses sont dédiées à la transmission des données. 12 sous-porteuses concernent les pilotes, elles permettent de récupérer la phase du signal initial. Les 10 sous-porteuses de garde limitent les interférences entre les symboles OFDM. Quand au préfixe cyclique, il préserve le signal des multitrajets.

Paramètre	Valeur
Taille de la FFT/IFFT	128
Fréquence d'échantillonnage	528MHz
Bande de transmission	507, 37MHz
Nombre de porteuses pour les données	100
Nombre de porteuses pilotes	12
Nombre de porteuses de garde	10
Nombre total de porteuses utilisées	122
Espacement entre sous porteuses	4, 125(=528MHz/128)
Durée des 128 échantillons ( $T_{FFT}$ )	242, 42ns
Durée du préfixe cyclique ( $T_{PC}$ )	60, 61ns
Durée de l'intervalle de garde ( $T_{GI}$ )	9, 47ns
Durée du symbole OFDM ( $T_{SYM}$ )	312, 5ns

TAB. 1.4 – Paramètres principaux de la solution MBOA

Les débits pour les signaux UWB MBOA varient de 55Mbit/s à 480Mbit/s (figure 1.27), la modulation utilisée est le QPSK jusqu'au débit de 200Mbit/s et le *Dual Carrier Modulation* (DCM) à partir d'un débit de 320Mbit/s [14].

Data Rate (Mb/s)	Modulation	Coding Rate (R)	FDS	TDS	Coded Bits / 6 OFDM Symbol ( $N_{CBPs}$ )	Info Bits / 6 OFDM Symbol ( $N_{IBPs}$ )
53,3	QPSK	1/3	YES	YES	300	100
80	QPSK	1/2	YES	YES	300	150
106,7	QPSK	1/3	NO	YES	600	200
160	QPSK	1/2	NO	YES	600	300
200	QPSK	5/8	NO	YES	600	375
320	DCM	1/2	NO	NO	1 200	600
400	DCM	5/8	NO	NO	1 200	750
480	DCM	3/4	NO	NO	1 200	900

FIG. 1.27 – Mode de transmission ECMA et débits

Les performances radios ont été évaluées dans le cadre du projet MAGNET [23], montrant les limites associées au très haut débit (480Mbit/s) pour un canal multi-trajet [23] [33] [34].

#### 1.2.4.4 Contraintes liées au déploiement de l'Ultra Large Bande

Il existe une limitation à la mise en oeuvre de l'UWB, notamment au niveau de la densité spectrale de puissance. Celle-ci ( $-41.3\text{dBm/MHz}$  dans le meilleur des cas) ne permet pas d'envisager de liaisons à longue portée [32]. Seules les courtes distances à quelques dizaines de mètres sont possibles. L'autre contrainte est la présence d'autres systèmes radio qui perturbent la transmission UWB.

### 1.2.5 Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté les différents systèmes radios couramment utilisés dans l'accès et le domestique. Ces signaux permettent d'avoir une approche générale car ils couvrent une bonne partie des différents cas possibles et présentent les différents contextes (mobile, fixe, domestique) et les nouveaux enjeux des réseaux radio (augmentation du débit et donc des cellules). Nous avons également décrit les contraintes liées aux déploiements de ces nouveaux réseaux radio.

## 1.3 La radio sur fibre

Dans cette partie nous donnons la définition de la radio sur fibre, puis nous présentons les deux grandes catégories de transmission. Une, consiste à convertir un signal analogique en un signal numérique. Alors que l'autre module l'amplitude du signal optique à partir du signal radio.

### 1.3.1 Définition de la radio sur fibre

La technologie radio sur fibre est une technique utilisée pour réaliser le déport d'un signal radio. Un déport d'antenne permet de séparer la partie génération et réception (c'est à dire la station de base) de la partie antenne. Dans ce cas la station

peut alors être sur un site A et l'antenne sur un site B. La connexion entre la station de base et l'antenne est réalisée soit par un câble de type coaxial (figure 1.28(a)), soit par un canal radio (figure 1.28(b)), soit par une fibre optique (figure 1.28(c)).

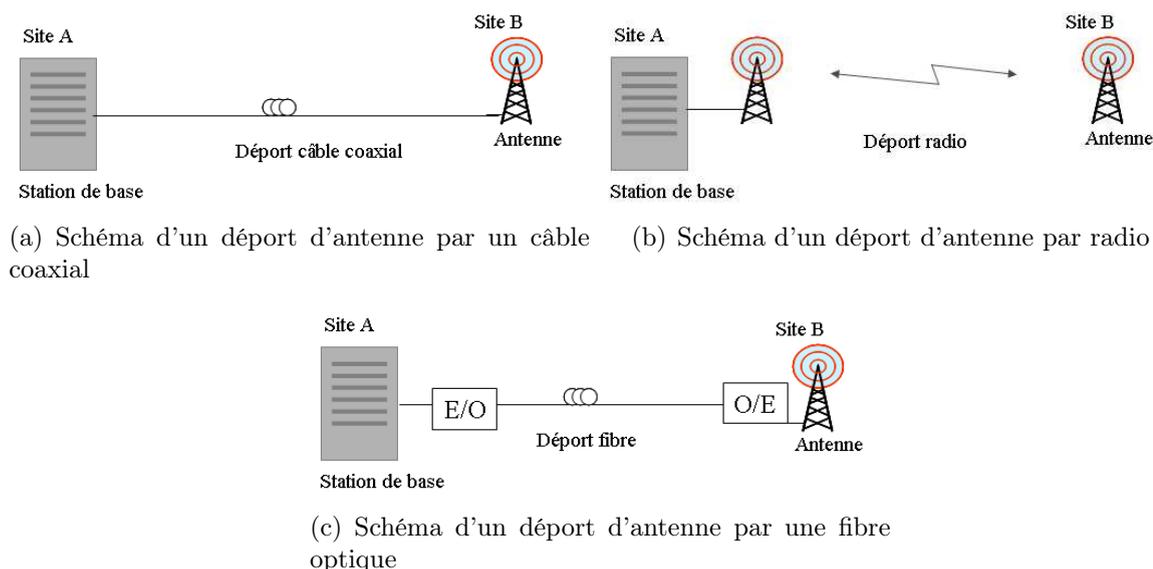


FIG. 1.28 – Les différents types de déport d'antenne

Le déport d'antenne ou d'un signal radio répond à des besoins en terme de transmission, de génération radio et d'ingénierie. Cette technique utilisée avec de la fibre permet de réaliser des déports que les câbles coaxiaux ne peuvent pas faire étant donné leurs bandes passantes limitées et leurs fortes atténuations (au delà de de quelques dizaines de mètres). En terme de génération radio, plusieurs méthodes sont utilisées pour générer des signaux hyperfréquences [35]. Enfin pour l'ingénierie, la technologie radio sur fibre ajoute de la flexibilité à l'architecture, transfère la complexité de l'antenne au central radio, et devient « presque » passive dans ce cas.

En entrée d'une chaîne radio sur fibre (figure 1.29), le signal radio  $e(t)$  est converti en un signal optique (bloc E/O avec E pour électrique et O pour optique). Ce signal se propage dans une fibre optique, il est détecté puis converti en un signal électrique  $s(t)$  (bloc O/E). Le signal radio est ensuite émis dans l'air par l'intermédiaire d'une antenne. Un amplificateur électrique est souvent ajouté entre le récepteur O/E et l'antenne pour compenser les pertes optiques.

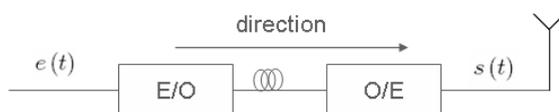


FIG. 1.29 – Synoptique d'une chaîne radio sur fibre classique

Il existe deux moyens pour transmettre un signal radio. L'un est de convertir le signal radio en un signal numérique (section 1.3.2), et l'autre est d'utiliser directement le signal radio (section 1.3.3).

### 1.3.2 Transmission d'un signal radio sur fibre utilisant la technique de conversion analogique numérique

La technique de Conversion Analogique Numérique (CAN) [36] consiste à convertir un signal radio de type analogique en un signal de type numérique. Dans certains cas la fréquence radio étant trop élevée, nous devons transposer le signal à une fréquence intermédiaire (plus basse) pour numériser le signal. La figure 1.30 présente le synoptique d'une telle conversion.

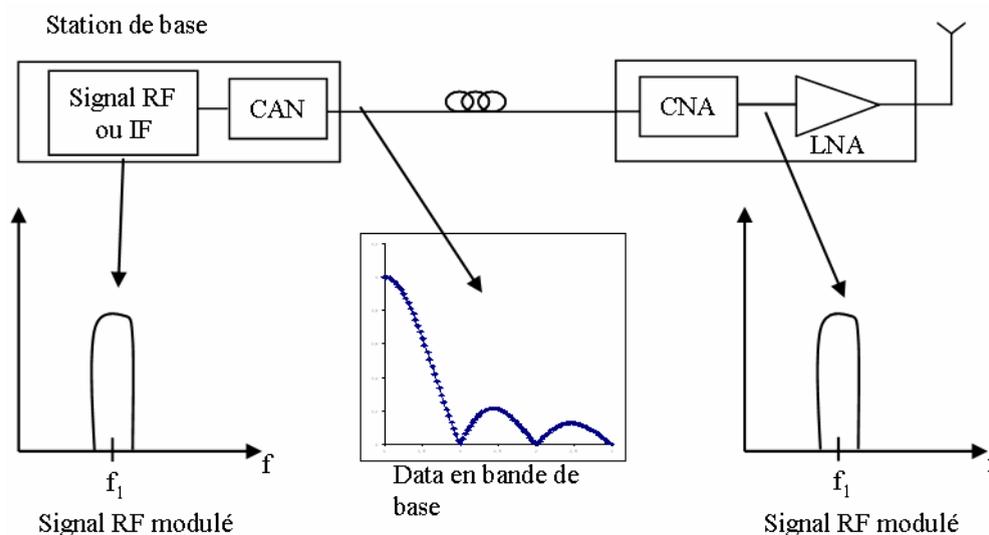


FIG. 1.30 – schéma de principe d'un déport Radio sur Fibre avec conversion analogique numérique.

La conversion analogique numérique doit respecter le théorème de Nyquist Shannon [37]. Le théorème définit que la fréquence d'échantillonnage d'un signal doit être égale ou supérieure au double de la fréquence maximale contenue dans ce signal. Des systèmes commerciaux utilisent cette technique (ADC [38], PPM). Par exemple pour encoder un signal d'une largeur de 25MHz, il faut une fréquence d'échantillonnage au moins égale à 2 fois la largeur de bande, c'est-à-dire au moins 50Mega échantillons par seconde. Le produit ADC [39] délivre 71Mega échantillons par seconde, sachant que chaque échantillon est codé sur plusieurs bits (ici 14bits) le débit binaire obtenu est d'environ 1Gbits/s. Cependant, la porteuse ne peut pas être transmise, cela nécessite alors la présence d'un oscillateur local au niveau de l'antenne déportée. Il existe aussi d'autres solutions telles que les standards Common Public Radio Interface (CPRI) et Open Base Station Architecture Initiative (OBSAI), qui proposent une numérisation des voies I et Q.

La propagation d'un signal binaire sur une fibre optique est une technique largement utilisée et éprouvée pour les transmissions optiques sous marines ou terrestres et même pour les nouvelles générations d'accès optique. De plus cette technologie permet de réutiliser les infrastructures déjà installées, notamment les fibres multimodes qui sont installées dans certains bâtiments, étant donné les débits faibles (<2Gbit/s car la porteuse RF n'est pas numérisé) et les courtes distances ( $\approx 500$

mètres). Enfin elle permet de conserver un bon rapport signal sur bruit quelle que soit la distance de propagation.

Cependant cette technologie n'a pas que des avantages. La complexité située au niveau de l'antenne, avec l'utilisation d'un processeur pour convertir un signal numérique en un signal analogique et d'un oscillateur local pour mettre le signal sur une porteuse RF, n'est pas diminuée. En effet, numériser la porteuse RF augmente considérablement le débit, car il est nécessaire de respecter le théorème de Nyquist Shannon. Enfin, ce système n'est pas aisément évolutif dans le cas où le nouveau système radio a une bande passante beaucoup plus grande que l'ancien.

### 1.3.3 Transmission d'un signal radio sur fibre avec la porteuse radio

Une autre technique pour transmettre un signal radio sur fibre est de moduler l'amplitude du signal optique avec le signal radio. Ce signal (figure 1.31) module directement le courant ou bien la tension du composant électro-optique. Il est soit un laser, soit un laser plus un modulateur externe. La transmission se fait soit sur une porteuse RF (*Radio Frequency*) soit sur une porteuse intermédiaire (IF : *Intermediate Frequency*). Cette technique est appelée modulation d'amplitude de la porteuse optique ou *RF over fiber*.

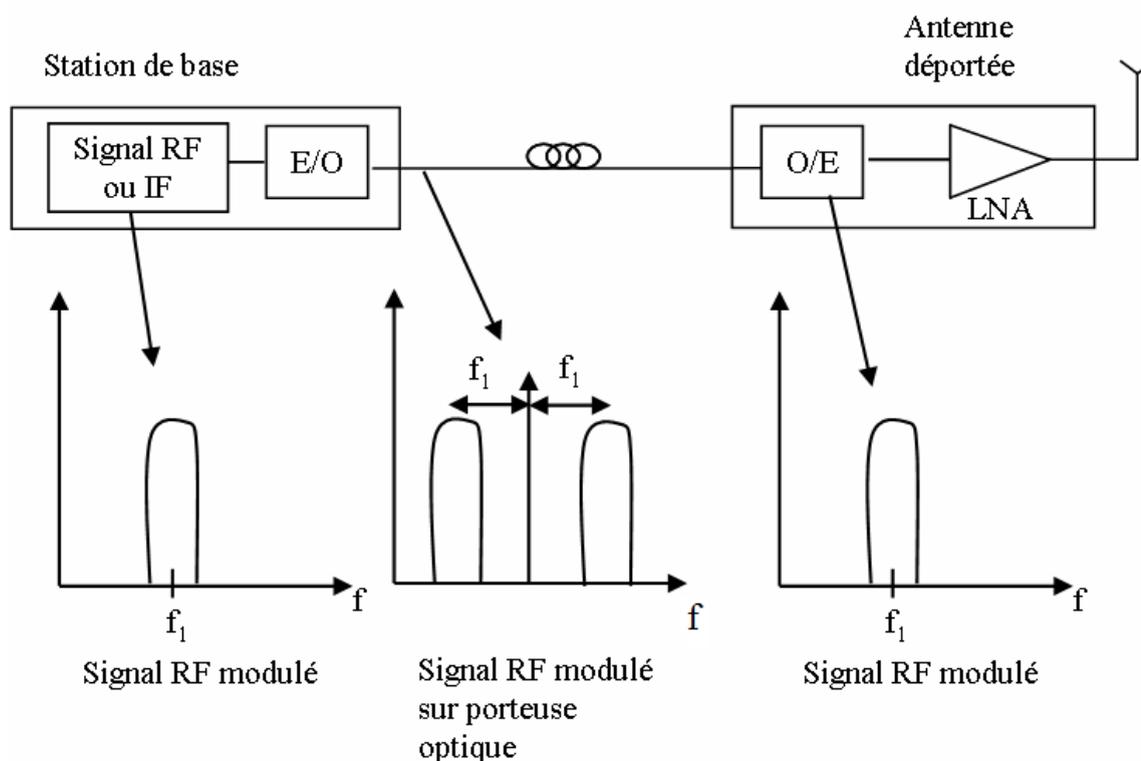


FIG. 1.31 – Schéma de principe d'un déport RF ou IF sur fibre

### 1.3.4 Conclusion sur les systèmes radio

Cette partie présente les deux grandes méthodes pour réaliser des systèmes radio sur fibre. La technique de conversion analogique numérique relâche les contraintes sur les équipements optiques (linéarité, possibilité d'utiliser des fibres multimodes notamment). Cependant la conception de l'antenne n'est pas simplifiée. La transmission d'un signal radio avec sa porteuse sur une fibre optique permet de simplifier l'antenne déportée car il n'y a plus besoin d'un oscillateur local au niveau de l'antenne, et de ne pas modifier le signal radio. La partie 2.1 du chapitre 2 présente plus en détails les différentes façons de générer un signal radio sur fibre sur porteuse RF ou IF.

## 1.4 Applications et architectures radio sur fibre

Cette section présente d'abord les domaines d'applications de la technologie radio sur fibre pour les différents systèmes optiques et radio abordés dans les sections précédentes. Ensuite nous décrirons les architectures radio sur fibre utilisées pour le réseaux d'accès d'une part, les réseaux *indoor* et domestique d'autre part.

### 1.4.1 Applications

#### 1.4.1.1 Réseaux optiques

L'intérêt de la technologie radio sur fibre, pour les réseaux d'accès optiques, est de pouvoir partager les infrastructures optiques déjà déployées. Elles permettent d'une part de proposer des services radio aux utilisateurs sans devoir déployer d'autres réseaux. D'autre part le partage des coûts du déploiement d'un réseau optique entre les systèmes optique et les systèmes radio est possible.

Les premières applications partageant la même infrastructure optique sont celles des réseaux câblés pour la télévision . Pour cette application, une longueur d'onde est dédiée aux applications haut-débit, et une autre pour la télévision câblée. La section 1.4.3 présente l'architecture des réseaux câblés de télévision.

Pour les réseaux domestiques optiques, l'intérêt est d'avoir plusieurs services (haut débit, télévision, WiFi . . .) utilisant la même infrastructure, plutôt que d'avoir un réseau indépendant pour chaque service.

#### 1.4.1.2 Réseaux UMTS

La section 1.2.1.4 détermine les contraintes liées au déploiement de l'UMTS. L'utilisation de la technologie radio sur fibre répond à certaines de ces contraintes comme :

- la difficulté de trouver de nouveau site pour déployer l'UMTS
- l'augmentation du nombre de cellule
- la couverture *indoor* des systèmes UMTS

Dans le cas où un nouveau site pour déployer l'UMTS est difficile à trouver, la technologie radio sur fibre permet de réaliser un déport de l'antenne (figure 1.32).

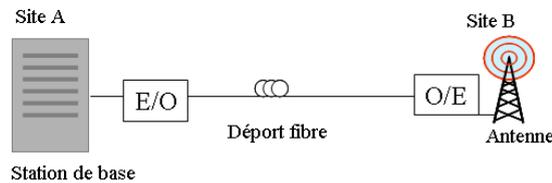


FIG. 1.32 – Déport d’antenne par fibre optique pour l’UMTS

Pour l’augmentation du nombre de cellules, la fibre permet de regrouper plusieurs stations de bases sur un même site (figure 1.33). Cela facilite l’entretien du réseau mobile en cas de panne. Toute la partie intelligente est située au central, alors que les extrémités sont juste constituées d’une antenne d’émission et de réception. Ce type d’architecture est étudié dans le chapitre 5.

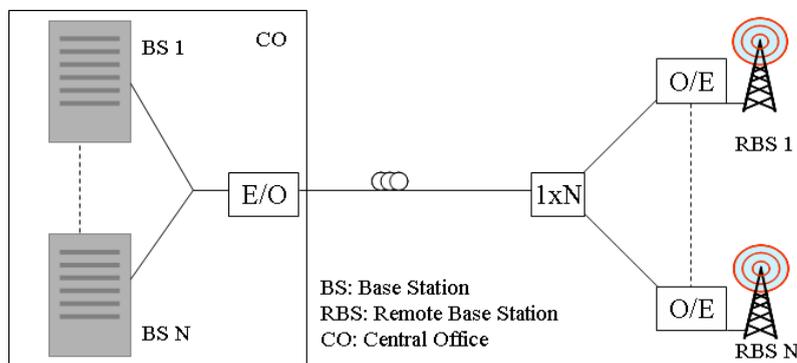
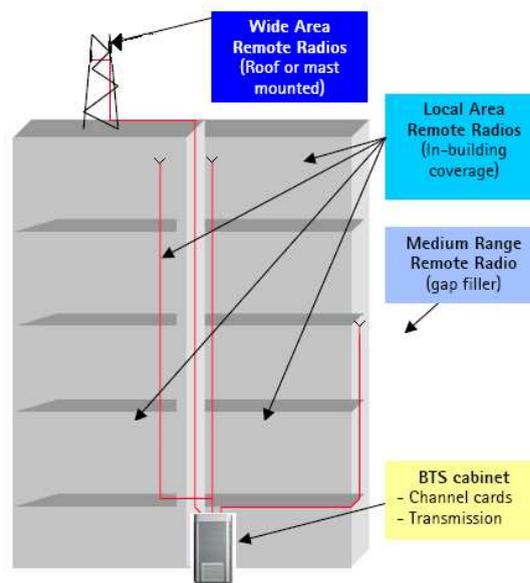


FIG. 1.33 – Plusieurs stations de bases UMTS sur un même site

Pour une couverture *indoor*, la principale contrainte est l’espace disponible, cependant les cellules ont des petites tailles (picocellules) par conséquent la puissance d’émission de l’antenne est plus faible. Les systèmes radio sur fibre pour l’*indoor* (figure 1.34) présentent plusieurs avantages. Un avantage est de réduire la taille des antennes déportées car il n’y a plus de traitement de l’information. Un autre avantage est de regrouper toutes les stations de bases dans un même local.

FIG. 1.34 – Exemple d'architecture *indoor* radio sur fibre pour un immeuble

### 1.4.1.3 Réseaux WiMAX

La section 1.2.2.4 présente les contraintes liées au déploiement d'un système WiMAX. Les contraintes, pour lesquels la radio sur fibre est une solution, sont :

- la nécessité de disposer d'un point haut
- la nécessité de desservir les stations de bases WiMAX par un réseau de collecte

Dans le cas du déploiement d'une antenne sur un point haut, la radio sur fibre est une solution pour parcourir une grande distance entre la station de base et l'antenne.

Les stations de bases WiMAX doivent être desservies par un réseau de collecte. Dans les zones rurales où le point de collecte peut être éloigné de la zone à couvrir en WiMAX, la technologie radio sur fibre est une solution pour transporter le signal WiMAX. Dans les zones denses, la technologie radio sur fibre peut aussi être utilisée en ajoutant une longueur d'onde sur un système optique de type PON pour transmettre le signal WiMAX (figure 1.35).

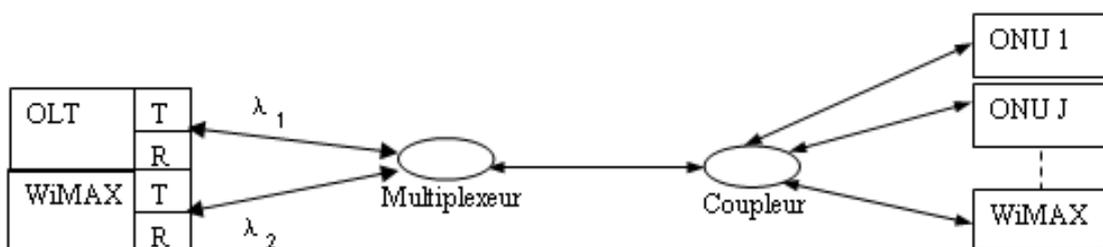


FIG. 1.35 – Exemple d'architecture radio sur fibre couplée avec un réseau d'accès optique

#### 1.4.1.4 Réseaux WiFi

La section 1.2.3.4 donne les contraintes liées au déploiement d'un réseau WiFi. Les contraintes sont :

- la nécessité de trouver un accès internet
- la puissance limitée à 18dBm

Dans une zone rurale lorsque la distance entre le point de collecte et la zone de déploiement d'une borne d'accès haut débit est grande, la technologie radio sur fibre peut être utilisée pour réaliser un déport d'antennes WiFi. Dans les zones denses (figure 1.36), une longueur d'onde portant le signal WiFi peut être couplée au réseau d'accès optique pour alimenter un ou plusieurs points d'accès haut débit sans fils (*Hotspots*).

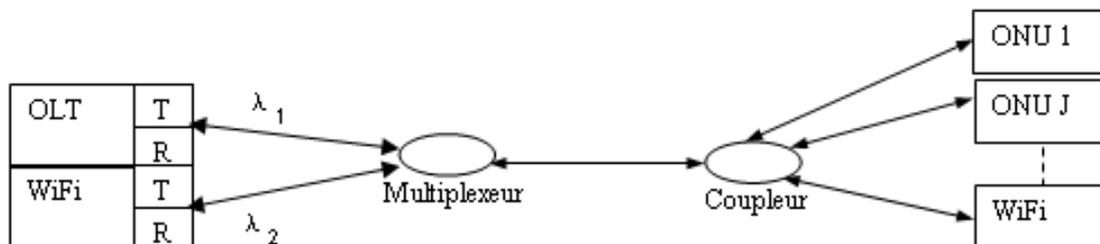


FIG. 1.36 – Exemple d'architecture radio sur fibre couplée avec un réseau d'accès optique

La puissance d'émission d'un signal WiFi étant limitée à 18dBm, la distance de propagation du signal est limitée à 50 mètres en intérieur et 300 mètres en extérieur. L'utilisation de la radio sur fibre permet d'augmenter la distance de propagation du signal et de couvrir alors tout un bâtiment ou campus, en utilisant un système composé de plusieurs antennes déportées (figure 1.37).

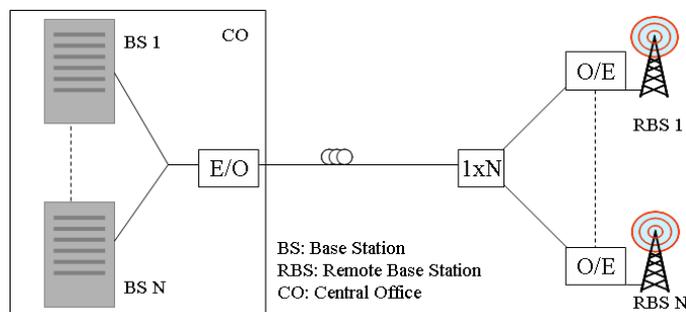


FIG. 1.37 – Exemple d'architecture radio sur fibre pour un système WiFi

#### 1.4.1.5 Réseaux UWB

La section 1.2.4.4 décrit les contraintes liées au déploiement des systèmes UWB. Les contraintes sont :

- sa densité spectrale limitée  $-41,3\text{dBm/MHz}$

- interférences avec les autres systèmes radio

Les systèmes UWB étant toujours en cours de recherche, pour répondre à ces contraintes, plusieurs solutions sont envisagées, il existe des solutions qui consistent à modifier la façon de générer le signal en bande de base et d'autres qui utilisent la technologie radio sur fibre.

Pour les techniques de traitement numérique de l'information, l'amélioration du système OFDM ainsi que la mise en oeuvre de techniques d'entrelacement avancées dites à structure turbo [40] [41] permettent une augmentation de la portée de ces signaux. Ces techniques s'appliquent également aux systèmes WPAN-UWB en bande millimétrique [25] [42]. De plus des techniques de turbo-codage [43] peuvent être appliquées pour améliorer les performances radio.

Enfin des techniques de mitigations [44] développées dans le cadre de BILBAO et d'entrelacements [45] [46] [47] sont utilisées pour réduire les interférences avec les autres systèmes radio et ce quelle que soit la technique de transmission utilisée.

Les autres solutions pour augmenter la portée des systèmes UWB sont les suivantes :

- utilisation de points de relayage fixés à différents endroits stratégiques de la structure
- utilisation du réseau électrique (courants porteurs) comme réseau dorsal ou *backbone*
- mise en oeuvre d'un *backbone* en fibre optique

La dernière solution utilise la technologie radio sur fibre. Cette solution permet d'étendre le système UWB à tout un bâtiment. Le chapitre 3 présente les principales architectures radio sur fibre possibles dans le cas d'un signal UWB.

## 1.4.2 Les architectures point à point radio sur fibre

L'architecture d'un système point à point radio sur fibre est assez simple. Pour la voie descendante (central vers le client) le central (*Base Station : BS*) convertit les données venant du réseau cœur en un signal radio, ce signal vient moduler un convertisseur électro-optique (*Master Unit*), traverse ensuite la fibre puis est détecté par un convertisseur opto-électrique (*Remote Unit*). Ce signal est amplifié avec un amplificateur forte puissance (*Remote Unit*) puis transmis dans l'air jusqu'à un terminal. En ce qui concerne la voie montante (client vers central) la même chaîne est utilisée en sens inverse, si ce n'est qu'au lieu d'utiliser un amplificateur forte puissance avant la fibre nous utilisons un amplificateur faible bruit (*Low Noise Amplifier : LNA*) (*Remote Unit*) pour éviter de trop dégrader le rapport signal sur bruit [48]. Cette architecture est utilisée pour réaliser des dépôts d'antennes UMTS.

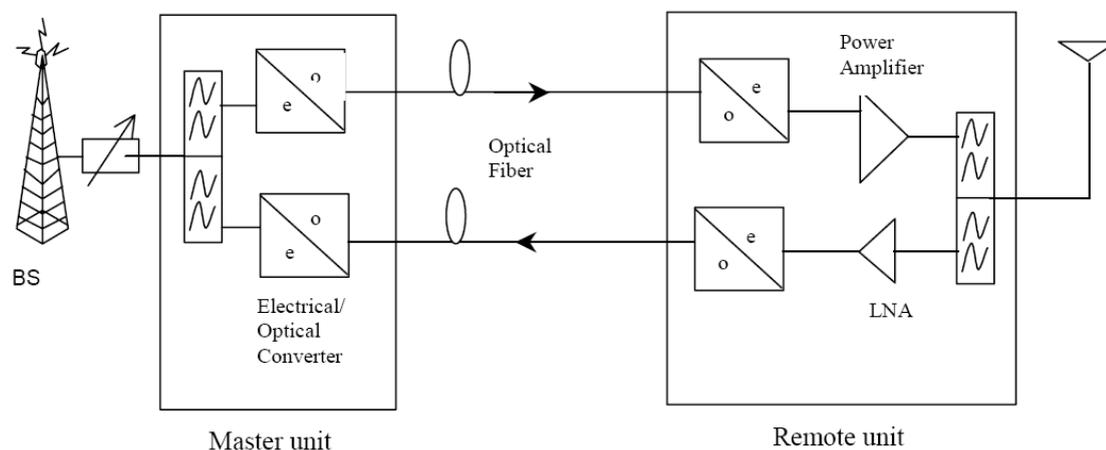


FIG. 1.38 – Schéma d'un système d'antenne distribué utilisant la fibre optique en P2P

Ces systèmes point à point sont utilisés pour distribuer un signal radio dans les zones d'ombres, comme les tunnels et le métro. Plusieurs équipementiers proposent de tels systèmes (Mikom, Allgon, LCG Wireless, ADC, Fiber Span, PPM, Ericsson, Nokia, Alcatel ...). Parmi ces systèmes, deux types de transmission radio sur fibre se distinguent l'un utilise la technique de conversion Analogique-Numérique, l'autre utilise la modulation d'amplitude du signal optique.

La méthode point à point est facile à mettre en œuvre pour un nombre limité d'antennes déportées, car les pertes liées à l'optique sont compensables avec un amplificateur électrique. Dans le cas d'un partage du lien optique pour limiter les coûts d'installations, il est utile de regarder les architectures partagées (section 1.4.3).

### 1.4.3 Les architectures point à multipoints radio sur fibre

Comme pour le réseau d'accès, les architectures point à multipoints sont aussi utilisées pour la radio sur fibre. Les premières applications de ces architectures ont été utilisées pour transmettre un signal de télévision par les câblo-opérateurs [49]. La technique employée est de transmettre le multiplex de fréquences des chaînes de télévisions sur une même longueur d'onde optique (SCM : *Sub Carrier Multiplexing*) puis de la distribuer aux abonnés via un réseau optique passif. La figure 1.39 présente l'architecture des réseaux câblés optiques.

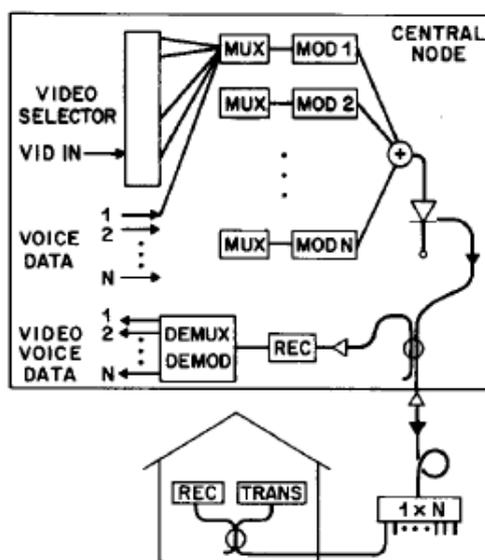


FIG. 1.39 – Exemple d'un signal utilisant le multiplexage fréquentiel (CATV)

L'architecture passive peut être aussi utilisée pour transmettre des signaux pour les téléphones mobiles de troisième génération [50]. Cette architecture 1.40 se propose de fournir plusieurs stations de bases radio mobiles à l'aide d'un réseau optique passif. Au Central, un seul laser est utilisé pour transporter les différents signaux radios des différentes stations déportées. Ces différentes stations sont multiplexées sur la même longueur d'onde à l'aide de la technique de multiplexage des sous porteuses (SCM). Le signal optique est ensuite transmis dans la fibre puis passe par un coupleur optique qui sert à distribuer le signal aux différentes stations déportées. Le laser utilisé pour aller du central aux stations déportées est un laser Fabry-Perot dans un souci de limiter les coûts.

Pour la voie montante, des stations de bases déportées vers le central, les lasers utilisés sont soit des LED (*Light Emitted Diode*), ou soit des lasers DFB ayant des longueurs d'ondes différentes (pour les DFB). Les LED ont des spectres larges, ces spectres sont suffisamment larges pour que deux LED ne puissent battre optiquement entre elles. Pour les lasers DFB, le but est de ne pas avoir des battements optiques dans la bande passante de la photodiode entre les différents lasers qui empêcheraient toute transmission de se faire.

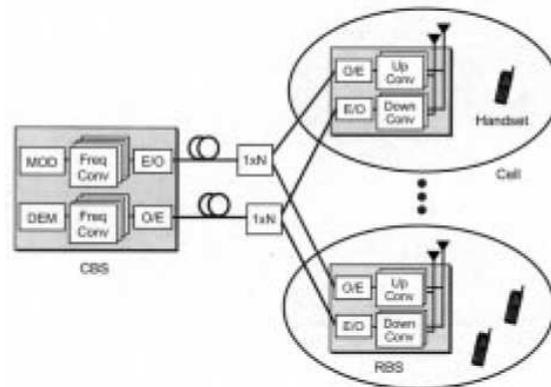


FIG. 1.40 – PON pour les systèmes radio-mobile

Les deux architectures point à multipoints présentées sont proposées pour le réseau d'accès. L'intérêt de ces architectures est de regrouper toutes les fonctionnalités au central, de simplifier les stations de bases déportées, et de pouvoir ajouter des services sur une architecture déjà disponible pour le réseau d'accès fixe, par la superposition de longueurs d'ondes sur le PON.

#### 1.4.4 Les architectures radio sur fibre *indoor* et domestique

Avec l'introduction de la téléphonie mobile de troisième génération, des nouveaux problèmes ont été identifiés. Ces problèmes sont surtout au niveau de la couverture radio dans les bâtiments. Pour avoir du débit, la puissance reçue par les mobiles doit être suffisamment forte, or le passage à travers les murs d'un signal radio réduit fortement la puissance et donc le débit. Il est alors nécessaire de déployer un réseau radio dans le bâtiment. Tant pour des questions de coût et d'esthétisme que de limitation d'espace, il faut une architecture centralisée avec des antennes déportées. Ce type d'architecture s'appelle en anglais *Distributed Antenna Systems* (DAS). Pour transmettre le signal radio, les câbles coaxiaux n'ont pas les propriétés physiques nécessaires pour ce type d'architecture. En effet les fréquences utilisées pour les signaux mobiles de troisième génération sont trop élevées, et donc les pertes RF sont trop importantes. L'utilisation de la fibre optique s'impose dans ce cas. Elle est aussi utilisée pour diffuser des signaux WiFi et autres. Plusieurs articles parlent de ce type d'architecture [51] [52] [53] [54]. La figure 1.41 présente un exemple d'architecture radio sur fibre pour un bâtiment.

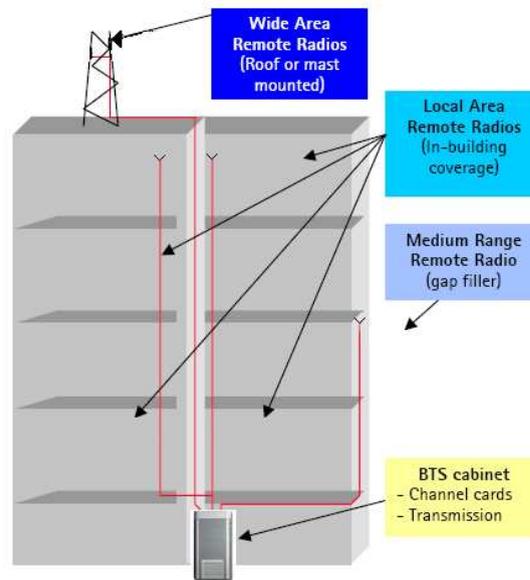


FIG. 1.41 – Exemple d’architecture radio sur fibre pour les bâtiments

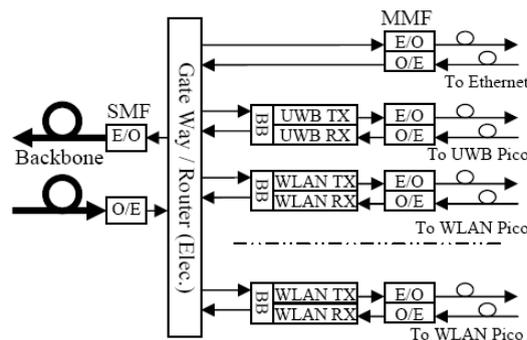


FIG. 1.42 – Exemple de passerelle domestique pour les signaux WLAN et WPAN

Pour les signaux de type WLAN (*Wireless Local Area Network*) et WPAN (*Wireless Personal Area Network*), les architectures peuvent être les mêmes que celles présentées dans la section 1.1.3. L’article [55] présente une architecture point à point centralisée (figure 1.42 et comme présentée dans la section 1.1.3.1).

Comme pour les réseaux locaux domestiques, il n’y a pas de normes définies. Les fibres peuvent aussi être soit multimodes soit monomodes, suivant les applications et des fréquences utilisées. Les composants multimodes peuvent être utilisés pour des fréquences inférieures à 2 ou 3GHz. Pour les autres cas, le choix des composants monomodes paraît plus approprié.

### 1.4.5 Bilan sur les applications et architectures radio sur fibre

Cette section a présenté les différentes architectures radio sur fibre. L’architecture point à point est, comme pour les réseaux d’accès, la moins complexe à mettre en place et est utilisée pour réaliser des dépôts d’antennes sur de grandes distances. Les

architectures point à multipoints ont quant à elles commencé à être exploitées avec les réseaux de télévision câblée, pour augmenter leur portée. L'utilisation croissante des applications sans fils et domotique chez les particuliers a induit une augmentation de l'intérêt porté par les opérateurs aux réseaux locaux domestiques. Actuellement, aucune architecture n'est privilégiée.

## 1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents systèmes optique et radio. Différentes architectures optiques sont déployées pour les réseaux d'accès. La technologie point à point est assez simple à mettre en œuvre. Cependant lorsque le nombre d'abonnés et les coûts de génie civil augmentent les technologies point à multipoints deviennent intéressantes. Elles permettent de partager les coûts entre les différents utilisateurs et d'avoir des architectures qui peuvent supporter plusieurs générations de réseaux PON.

Pour les réseaux domestiques, plusieurs types d'architectures optiques existent soit point à point, point à multipoints ou bien bus. Mais dans ce cas aussi, l'architecture à choisir dépend des besoins et de l'évolution du réseau local domestique souhaitée.

Pour les systèmes radio, nous avons présenté les différents contextes (mobile, fixe et domestique). Pour chacun de ces systèmes, nous avons regardé leurs architectures et leurs principales contraintes. Pour les réseaux mobiles (UMTS), les contraintes sont la couverture radio, l'augmentation du nombre de cellule et la difficulté à trouver de nouveau site. Pour les réseaux fixes (WiMAX), les principales contraintes sont de trouver de point haut, et d'avoir un point de collecte. Pour les réseaux locaux (WiFi), les contraintes sont la couverture (puissance limitée à 18dBm) et les interférences avec les autres systèmes radio dans la bande ISM. Pour les réseaux personnels (UWB), les contraintes sont la portée (puissance limitée à  $-41,3$ dBm/MHz et les interférences avec les autres systèmes radio.

Par la suite nous avons décrit les deux grandes méthodes pour réaliser des systèmes radio sur fibre. Elles sont la conversion analogique numérique et la méthode signal RF sur fibre. La première méthode permet d'utiliser des fibres multimodes et relâche les contraintes sur les équipements optiques (laser bas coût). Cependant un oscillateur local est situé au niveau de l'antenne déportée. La transmission d'un signal RF sur fibre supprime l'oscillateur local au niveau de l'antenne déportée, mais impose des contraintes (linéarité notamment) des composants optiques.

Nous avons présenté les contraintes de chaque réseau radio, et le potentiel intérêt de la technologie radio sur fibre pour chacun. Nous pouvons synthétiser les principaux éléments clés du déploiement de la technologie radio sur fibre :

- mutualisation de l'infrastructure
- signaux radio large bande
- multiplicité de petite cellule de faible puissance
- faible portée des systèmes sans fils locaux (WiFi) et domestiques (UWB)

Nous détaillons par la suite (cf chapitre 3) le bilan de liaison complet d'une chaîne radio sur fibre associée, ce qui nous permet d'évaluer la faisabilité technique de ses

solutions.

Nous avons ensuite présenté les différentes architectures radio sur fibre. Les architectures point à point sont utilisées pour réaliser des dépôts d'antennes sur de longues distances. Des architectures point à multipoints sont aussi utilisées pour transmettre des signaux radio sur fibre. Elles sont utilisées pour les réseaux de télévision câblée. Le chapitre 5 présente des architectures innovantes radio sur fibre point à multipoints pour l'accès.

Les architectures radio sur fibre en intérieur présentent un intérêt croissant pour disposer d'une bonne couverture radio. De plus étant donné l'augmentation des fréquences porteuse radio et de leur bande passante des futures générations de signaux radio, les pertes RF des câbles coaxiaux sont trop importantes et nécessitent alors l'usage de la fibre optique pour réaliser des dépôts d'antennes.



## Chapitre 2

# Techniques de transmission radio sur fibre et limitations liées à l'optique

Le chapitre 1 nous a présenté l'intérêt d'étudier les réseaux radio sur fibre pour un opérateur. Ce chapitre, quant à lui, présente dans un premier temps les différents moyens de réaliser un déport radio sur fibre (section 2.1). Ensuite il donne les limitations liées à l'optique (section 2.2). Ces paramètres permettent de réaliser un premier bilan linéaire et de modéliser les effets les plus importants qui perturbent la transmission.

## 2.1 Les techniques de déport radio sur fibre

Les techniques de modulation permettant de réaliser un déport radio sur fibre sur une fréquence porteuse ou intermédiaire peuvent se classer en deux catégories. Une catégorie est la détection directe (partie 2.1.1), dans ce cas une photodiode est utilisée pour recevoir le signal, elle convertit la puissance optique en courant électrique. La technique de détection hétérodyne (partie 2.1.2) consiste à détecter sur une photodiode deux longueurs d'ondes proches l'une de l'autre ( $\lambda_1$  et  $\lambda_2$ ). Les fréquences optiques  $f_1$  et  $f_2$  associées à  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  respectivement sont trop élevées pour être détectées par la photodiode (supérieures à 1THz), ce qui donne après la photodiode deux composantes de courant continues. Cependant la photodiode détecte un troisième courant de signal dit hétérodyne. La fréquence  $f_3$  de ce courant correspond à la différence de fréquence entre les deux lasers [56].

### 2.1.1 Détection directe

La détection directe du signal sur la photodiode est un moyen simple pour transmettre un signal radio sur fibre. En effet, le signal radio module directement le composant électro-optique et aucun élément de codage ne se trouve au niveau de l'antenne déportée.

Ces modulations avec une détection directe conviennent bien pour des signaux dont les fréquences porteuses sont inférieures à 10GHz. Cependant pour des signaux ayant des fréquences plus élevées, trouver des composants capables d'être modulés suffisamment rapidement devient plus difficile. De plus, certains phénomènes physiques détaillés par la suite ajoutent des contraintes pour ces signaux.

Les composants qui génèrent un signal radio sur fibre pour un système à détection directe sont, soit un laser dont le courant de polarisation est modulé, soit un laser continu couplé à un modulateur externe (électro-absorption ou Mach-Zehnder). Pour recevoir le signal optique, une photodiode est utilisée. Elle convertit la puissance optique en courant électrique.

#### 2.1.1.1 La diode laser

Pour une diode laser, le signal RF modifie le courant de polarisation du laser. Son intensité lumineuse est alors modulée.

Les avantages de ce composant sont, sa mise en œuvre aisée, l'absence de conversion analogique numérique, une simplification de l'antenne déportée (absence d'oscillateur local car le signal radio et la porteuse RF sont transmises optiquement), et enfin une évolution facile (si le système radio change, le laser reste identique).

Les inconvénients de la modulation directe sont plutôt au niveau du laser qui nécessite une bonne linéarité de sa courbe de conversion électro-optique pour éviter de déformer le signal. De plus la bande passante d'un laser doit être suffisamment grande ce qui limite l'utilisation des lasers bas coûts. Dans le cas de l'utilisation d'un laser bas coût, il est nécessaire de transposer le signal sur une fréquence intermédiaire plus basse pour qu'il se propage dans la fibre. Cette technique ajoute un oscillateur local au niveau de l'antenne pour mettre le signal à la bonne fréquence, et n'apporte pas de simplification.

### 2.1.1.2 Les modulateurs externes

Une deuxième technique est d'utiliser une modulation externe. Ici le signal radio modifie le comportement du modulateur utilisé pour générer un signal radio sur fibre et non plus le courant de polarisation du laser.

Le signal radio modifie la tension de polarisation du modulateur et donc sa transmissivité. Le signal optique de sortie est alors modulé en amplitude. L'avantage d'utiliser un modulateur externe est d'avoir une bande passante importante ce qui permet d'utiliser des fréquences porteuses élevées. De plus cela permet d'utiliser un laser bas coût étant donné que ce dernier n'est pas modulé. Les inconvénients communs de ces modulateurs sont l'utilisation de deux composants (laser + modulateur) pour générer le signal radio sur fibre et leurs coûts élevés.

**2.1.1.2.1 Le modulateur à électro-absorption** Dans un modulateur à électro-absorption (MEA) la transparence du matériau est modifiée en fonction de la tension qui lui est appliquée, ce qui module l'amplitude du signal optique. Cependant cette technique induit de fortes pertes optiques. En effet les pertes intrinsèques du composant sont de l'ordre de 10 à 20dB optiques. Un autre inconvénient est qu'il n'est pas possible de générer une modulation à bande latérale unique optique avec ce composant (comme avec le laser d'ailleurs), ce qui s'avère gênant lorsque les porteuses RF sont très élevées ( $> 10\text{GHz}$ ) (section 2.2.2 pour les raisons).

**2.1.1.2.2 Le modulateur Mach-Zehnder** Dans un modulateur Mach-Zehnder (MZM), la variation de la tension en fonction du signal radio modifie la phase de l'un des bras ou bien des deux bras de l'interféromètre Mach-Zehnder (figure 2.1). En fonction de ce déphasage la transmission varie.

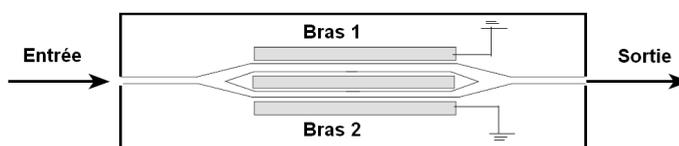


FIG. 2.1 – Figure d'un modulateur Mach-Zehnder

Le modulateur Mach-Zehnder a une grande bande passante. Il permet de réaliser des modulations plus complexes comme des modulation à bande latérale unique [57] qui limitent l'effet de la dispersion chromatique (section 2.2.2 pour plus d'information

sur ce phénomène), et de réaliser des modulations  $2f$  et  $4f$  (section 2.1.2.4). De plus il est possible avec ce composant de ne pas avoir de variation de la longueur d'onde [58]. Enfin comparé au MEA, le MZM a moins de perte d'insertion (de l'ordre de 4 à 5dB suivant le point de fonctionnement choisi).

## 2.1.2 Détection hétérodyne

La technique de détection hétérodyne consiste à détecter sur une photodiode deux longueurs d'ondes proches l'une de l'autre ( $\lambda_1$  et  $\lambda_2$ ). La photodiode détecte le signal optique aux fréquences optiques  $f_1$  et  $f_2$  associées à  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  respectivement qui sont élevées et génère alors un courant continu. Cependant la photodiode détecte un autre courant de signal dit hétérodyne. La fréquence  $f_3$  de ce courant correspond à la différence de fréquence entre les deux lasers [56]. La figure 2.2 donne le principe de la détection hétérodyne.

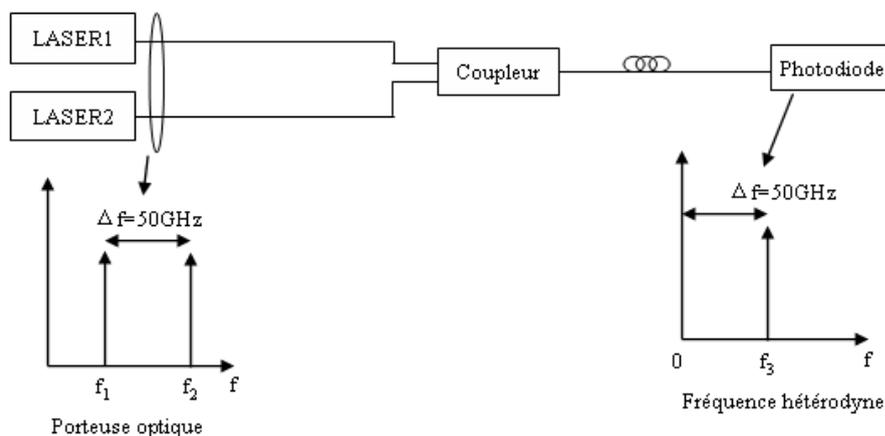


FIG. 2.2 – Schéma de principe de la détection hétérodyne

Dans le cas d'une détection hétérodyne, le déphasage des bandes latérales lors de la propagation dans la fibre devient moins problématique. De plus, cette technique permet de générer des fréquences élevées sans utiliser des composants avec des bandes passantes importantes, en effet c'est juste la différence de fréquence entre les lasers qui donne la fréquence de la porteuse RF.

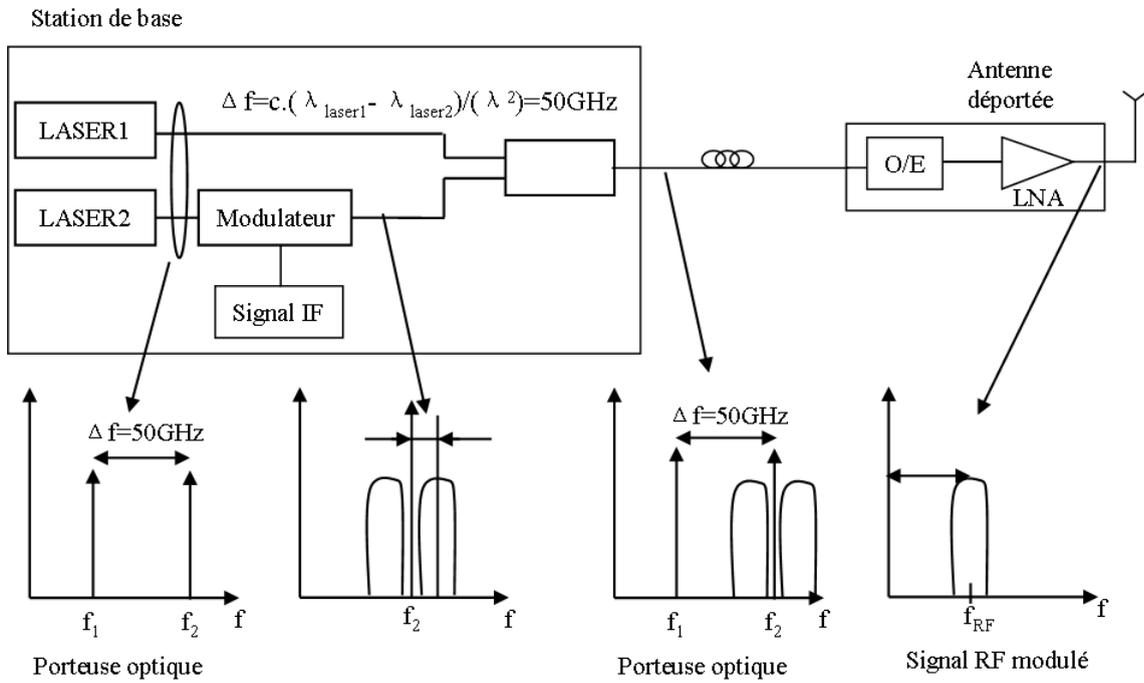


FIG. 2.3 – Schéma de principe d'un déport radio sur fibre avec une détection hétérodyne

Sur la figure 2.3, deux lasers sont utilisés pour générer le signal radio sur fibre. Pour transmettre l'information, un seul laser est modulé avec un signal en bande de base ou signal IF. Cette technique permet d'avoir une grande amplitude de modulation optique [59] (OMI : *Optical Modulation Index* pouvant atteindre 100%, les deux raies lasers de même amplitude). L'intérêt d'une telle méthode est de pouvoir transmettre le signal en bande de base d'un côté et la porteuse RF de l'autre. Cela permet aussi de générer des oscillateurs hyperfréquences.

La figure 2.4 montre le schéma de réception d'un oscillateur local déporté généré avec la radio sur fibre. L'oscillateur local est produit par deux lasers espacés de la fréquence voulue. Ces lasers sont détectés avec une photodiode qui donne un signal hyperfréquence. Sur un troisième laser, un signal en bande de base est transmis. Au niveau de l'antenne déportée, le signal hyperfréquence et le signal en bande de base sont mélangés pour donner un signal radio millimétrique. Pour la voie descendante, le signal radio reçu par l'antenne est transposé à une fréquence intermédiaire plus basse à l'aide de l'oscillateur généré optiquement.

La technique de détection hétérodyne permet d'utiliser des lasers bas coûts (DFB : *Distributed FeedBack*) [60], d'être transparente aux différents formats de modulations, et d'avoir un meilleur rapport du ratio porteuse sur bruit (CNR : *Carrier to Noise Ratio*), car la puissance optique de chaque porteuse optique contribue à la génération de la fréquence RF.

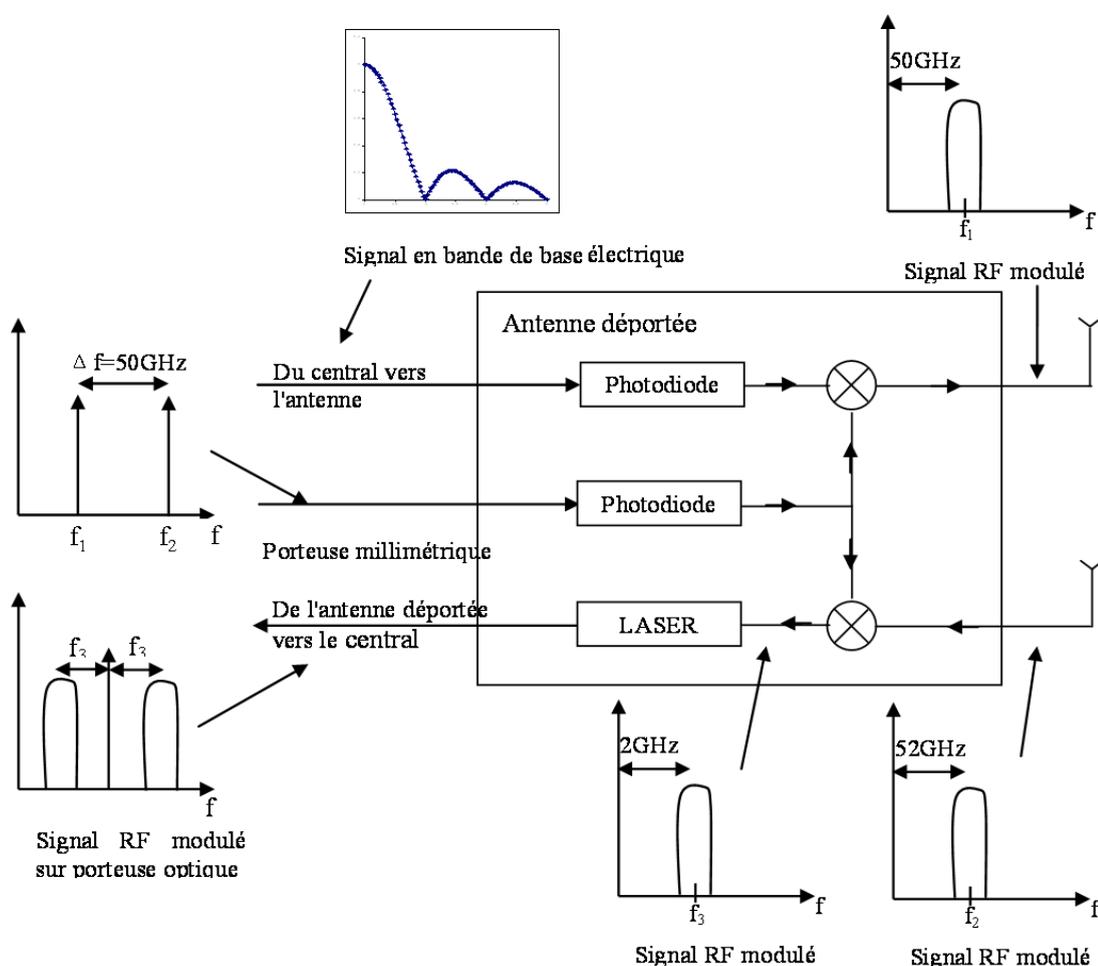


FIG. 2.4 – Schéma d’une antenne déportée dans le cas d’une transmission d’une onde millimétrique avec déport de l’oscillateur local

Néanmoins la création d’un signal hyperfréquence à l’aide de l’optique présente aussi des inconvénients. Le principal désavantage de cette méthode est le bruit de phase. Il est important d’assurer la stabilité instantanée entre les fréquences optiques des deux lasers. Il existe plusieurs moyens pour contrôler les dérives fréquentielles, comme les boucles à verrouillage de fréquence optique (OFLL : *Optical Frequency-Locked Loop*), les boucles à verrouillage de phase optique (OPLL : *Optical Phase-Locked Loop*), l’injection à verrouillage optique (OIL : *Optical Injection Locking*) et les boucles à verrouillage de phase à injection optique (OIPLL : *Optical Injection Phase-Locked Loop*). Ces techniques sont présentées dans les paragraphes 2.1.2.1 à 2.1.2.2.

### 2.1.2.1 Boucle à verrouillage de phase et de fréquence

Une boucle à verrouillage de phase est un montage électronique permettant d’asservir la phase instantanée de sortie sur la phase instantanée d’entrée.

La figure 2.5 présente le principe de la boucle à verrouillage de phase et/ou de fréquence optique. Les deux sources lasers sont combinées à l’aide d’un coupleur optique. Une partie du signal est envoyée vers l’antenne déportée, l’autre sert à asservir

la fréquence et/ou la phase du laser esclave. La fréquence obtenue est comparée avec l'oscillateur de référence [59] [61] qui a pour valeur la différence de fréquence entre les deux lasers. S'il y a une différence de fréquence et de phase, le courant de polarisation du laser est alors modifié pour ajuster le laser esclave. Cette technique permet le maintien de la fréquence RF moyenne. La technique OFLL permet d'utiliser des lasers bas coûts malgré leur bruit de phase et leur battement important. Par contre la technique OPPLL permet d'avoir une grande pureté spectrale du signal RF car elle corrige également les erreurs phases, mais nécessite d'utiliser des lasers de meilleurs qualités tels que les DFB plus chers.

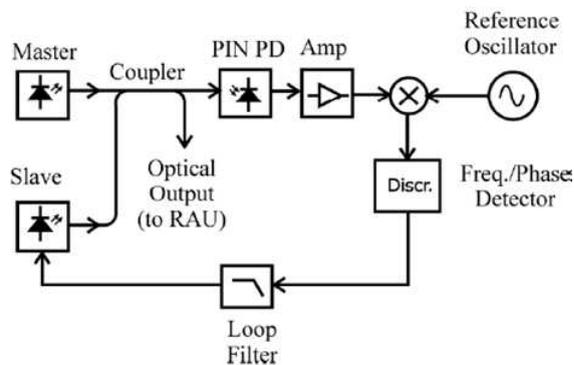


FIG. 2.5 – Schéma de principe de la boucle à verrouillage de phase ou/et de fréquence

### 2.1.2.2 Verrouillage par injection optique et boucle à verrouillage de phase

Dans le montage figure 2.6, le laser maître est modulé avec un oscillateur de référence, le signal optique généré comporte la fréquence porteuse du laser ainsi que la fréquence de référence de l'oscillateur et de ces harmoniques (figure 2.6 le rectangle i). Une harmonique du signal optique de sortie du laser maître est utilisée pour verrouiller une harmonique du laser esclave et donc privilégier ce mode dans la cavité laser (figure 2.6 rectangle ii pour le spectre de sortie). Le verrouillage de phase permet de contrôler les légères variations de phase. En outre cette technique permet d'utiliser un laser bon marché en ce qui concerne le laser esclave (un laser Fabry-Pérot par exemple).

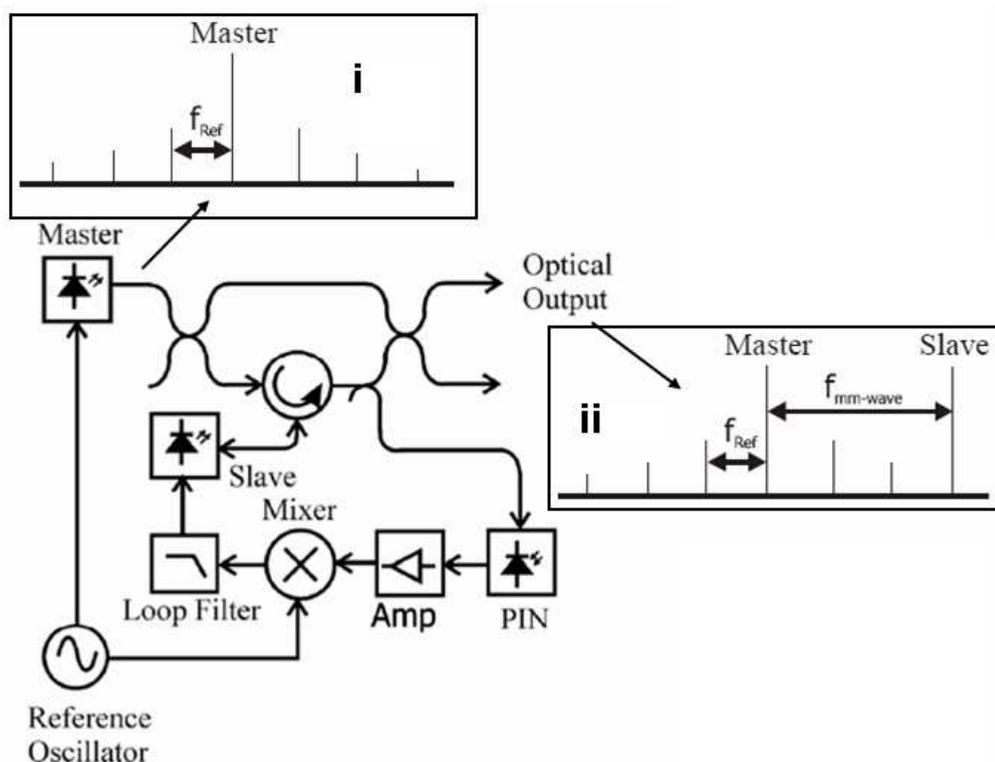


FIG. 2.6 – Schéma de principe d'une boucle à verrouillage de phase avec verrouillage pas injection pas injection optique

### 2.1.2.3 Génération d'onde millimétrique à l'aide d'un laser double mode

Un laser double mode est un laser qui émet deux modes, c'est à dire deux porteuses optiques. L'utilisation du laser double mode permet de minimiser le bruit du laser (comparé à l'utilisation de 2 lasers) et d'augmenter la corrélation entre les deux raies [60]. L'idée est de ne pas utiliser le décalage de phase ou bien les miroirs asymétriques présents dans les DFB classiques [62]. L'avantage de cette technique est d'avoir une bonne corrélation entre les deux raies étant donné qu'elles sont créées dans la même cavité laser. Par contre la plage d'accordabilité de ces lasers est de  $\pm 500\text{MHz}$  [63] ce qui est plutôt faible, comparé à ce qui est possible d'obtenir avec deux lasers indépendants. De plus la porteuse RF ne peut pas être modulée.

### 2.1.2.4 Modulation $2f$ et $4f$

Les méthodes  $2f$  et  $4f$  permettent de générer des signaux hyperfréquences à partir de signaux RF de fréquences de deux à quatre fois plus petites en utilisant les propriétés du modulateur externe Mach-Zehnder.

**2.1.2.4.1 Méthode  $2f$**  Cette méthode permet de générer une fréquence deux fois plus importante que celle modulant le Mach-Zehnder. La modulation d'un Mach-Zehnder avec la méthode  $2f$  supprime la porteuse optique et permet d'avoir une meilleure sensibilité de la photodiode car la composante continue du laser n'est plus

présente. Pour ce faire, le Mach-Zehnder est polarisé à l'extinction. La fonction de transfert de ce modulateur est représentée par l'équation 2.1 et la figure 2.7. Pour obtenir ce type de signal, les composantes paires sont supprimées [60].

$$\begin{aligned}
 E(t) = & \frac{1}{2} J_0 \left( \alpha \frac{\pi}{2} \right) \cos \left[ \frac{\pi}{2} (1 + \epsilon) \right] \cos (2\pi f_0 t) \\
 & - J_1 \left( \alpha \frac{\pi}{2} \right) \sin \left[ \frac{\pi}{2} (1 + \epsilon) \right] \cos (2\pi f_0 t \pm 2\pi f t) \\
 & - J_2 \left( \alpha \frac{\pi}{2} \right) \cos \left[ \frac{\pi}{2} (1 + \epsilon) \right] \cos (2\pi f_0 t \pm 2 \cdot 2\pi f t) \\
 & - J_3 \left( \alpha \frac{\pi}{2} \right) \sin \left[ \frac{\pi}{2} (1 + \epsilon) \right] \cos (2\pi f_0 t \pm 3 \cdot 2\pi f t) \dots
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

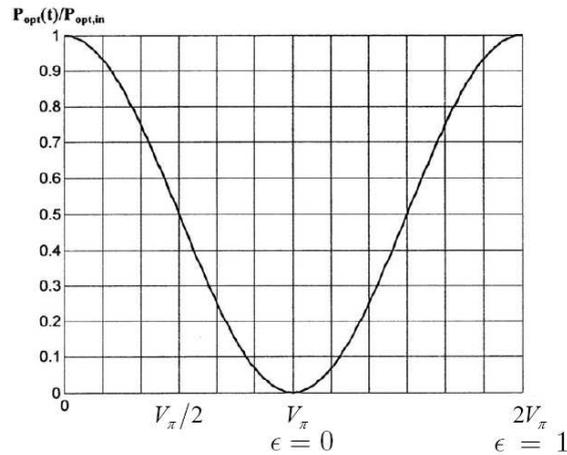


FIG. 2.7 – Fonction de transfert en puissance du Mach-Zehnder

Avec  $\epsilon$  qui est le point de polarisation normalisé du modulateur,  $\alpha$  qui est l'amplitude normalisée de la tension d'alimentation,  $f$  qui est la fréquence de modulation,  $f_0$  la fréquence de la porteuse optique et  $J_0$  la fonction de Bessel. Pour la méthode  $2f$ ,  $\epsilon = 0$  ce qui correspond à la tension de polarisation du laser à  $V_\pi$ . Un avantage de cette méthode est de générer un signal à une fréquence  $f$  pour avoir un signal à une fréquence  $2f$ .

**2.1.2.4.2 Méthode 4f** La méthode  $4f$  est identique à la méthode  $2f$  sauf que les composantes paires de la fonction de transfert du Mach-Zehnder sont utilisées. Le Mach-Zehnder est alors polarisé à un extremum. Pour la méthode  $4f$ ,  $\epsilon = 1$  ce qui correspond à la tension de polarisation du modulateur à  $V_{2\pi}$ . (cf équation 2.1 et figure 2.7). L'avantage de cette méthode est la génération d'un signal hyperfréquence à partir d'une fréquence de modulation 4 fois inférieures.

Par contre pour réaliser cette méthode, il faut que l'amplitude électrique du signal à la fréquence  $f$  soit suffisamment importante, il est donc nécessaire d'utiliser un driver de modulateur de forte puissance. En effet, il faut que l'amplitude du signal électrique atteigne une à deux période de la fonction de transfert du Mach-Zehnder qui est cyclique.

### 2.1.2.5 Multiplication optique de fréquence

Une solution alternative pour avoir un faible bruit de phase et une bonne corrélation entre les deux longueurs d'ondes est d'utiliser la multiplication optique de fréquence (OFM : *Optical Frequency Multiplication*) (figure 2.8) [59] [64]. Cette méthode est proposée par l'université de Heindhoven en Hollande. L'intérêt est d'avoir la même source pour générer les longueurs d'ondes, donc d'avoir une bonne corrélation entre elles. Cette technique consiste à faire varier la longueur d'onde d'un laser, puis d'utiliser un interféromètre. L'amplitude en longueur d'onde de la variation du signal ( $\Delta\lambda_{pp}$  figure 2.8) donne le nombre d'intervalles spectraux libres rencontré (ISL = *Free Spectral Range* : FSR) multiplié par deux fois la fréquence de balayage, elle donne la fréquence générée.

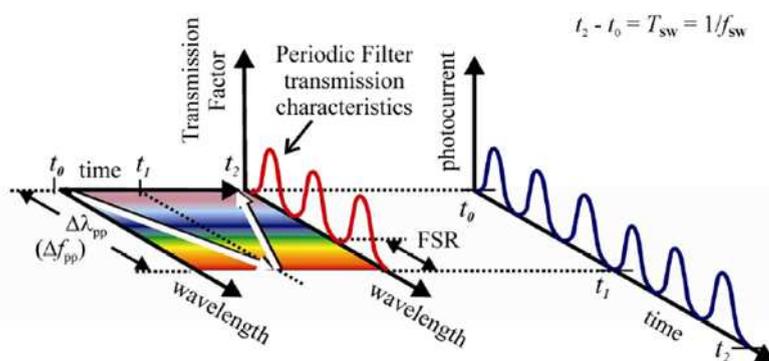


FIG. 2.8 – Illustration de la méthode de Multiplication Optique de Fréquence

Les avantages sont de générer des ondes millimétriques avec un laser bas coût et avec une grande pureté spectrale, de ne pas avoir de composantes continues et enfin de pouvoir utiliser le multiplexage des sous porteuses. L'inconvénient est qu'il faut utiliser un laser accordable.

### 2.1.3 Conclusion sur les techniques de déport radio sur fibre

Cette section présente les différentes façons de générer un signal radio sur fibre répertoriées dans la littérature. Elles se classent en deux grandes catégories. La première est la détection directe, elle s'applique pour les signaux radio ayant des fréquences inférieures à 10GHz. C'est cette solution que nous utilisons dans la thèse étant donné les signaux radio utilisées et les distances parcourues. La seconde est la détection hétérodyne. Elle s'applique pour des signaux radio ayant des fréquences supérieures à 10GHz principalement, cependant cette méthode de génération de fréquence millimétrique est plus complexe à mettre en œuvre, car elle demande des asservissements de fréquences que ce soit au niveau de la génération aussi bien qu'au niveau de la détection.

## 2.2 Limitations de la transmission liées à l'optique

Cette partie présente les phénomènes physiques qui limitent la transmission. Dans un premier temps, nous étudions les bruits liés à une transmission optique (section 2.2.1). Dans un second temps, l'effet de la dispersion chromatique pour une fibre monomode (section 2.2.2) est décrite pour un signal radio sur fibre. Dans un troisième temps nous présentons brièvement l'effet de la dispersion modale dans les fibres multimodes. Enfin nous analysons l'effet Brillouin dans le cas d'une transmission radio sur fibre pour déterminer dans quelles conditions nous devons ou non en tenir compte et comment nous pouvons limiter son influence.

### 2.2.1 Les sources de bruits dans une transmission radio sur fibre

La connaissance des différents bruits dans une transmission permet de connaître les paramètres tels que le rapport signal sur bruit (SNR : *Signal to Noise Ratio*) et le facteur de bruit (NF : *Noise Factor*) qui déterminent la qualité de la liaison.

Les sources de bruits d'une liaison optique sont variées. Quatre types de bruits peuvent être définis (figure 2.9) : Les bruits provenant des amplificateurs avant la transmission, le bruit du laser, les bruits de la photodiode et les bruits provenant des amplificateurs après la réception.



FIG. 2.9 – Chaîne radio sur fibre typique

#### 2.2.1.1 Le bruit du laser

Le bruit provenant du laser est dû à une variation aléatoire de la puissance autour de sa puissance moyenne. Le paramètre de bruit du laser est le bruit d'intensité relatif (RIN : *Relative Intensity Noise*) qui est le rapport entre la puissance de bruit ( $\langle \Delta P^2(f) \rangle$ ) et le carré de l'intensité moyenne ( $P^2$ ).

$$RIN = \frac{\langle \Delta P^2(f) \rangle}{P^2} \quad (2.2)$$

L'unité est 1/Hz.

En dB l'équation devient :

$$RIN_{dB} = 10 \log \left( \frac{\langle \Delta P^2(f) \rangle}{P^2} \right) \quad (2.3)$$

L'unité est alors dBc/Hz.

### 2.2.1.2 Le bruit de la photodiode

Le bruit de grenaille (*Shot Noise* en anglais) est lié à la distribution aléatoire instantanée des photons émis par la source lorsque le signal arrive sur la photodiode. Dès que la photodiode est polarisée, un courant d'obscurité ( $I_{dark}$ ) apparaît. Il est dû à l'émission aléatoire des paires électron-trou.

Le bruit de la photodiode est donc :

$$i_{NoisePhotodiode} = \sqrt{2q(I_{dc} + I_{dark})\Delta F} \quad (2.4)$$

Avec  $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$  C la charge électrique,  $I_{dc}$  le courant de sortie de la photodiode, et  $\Delta F$  la bande de fréquence utilisée pour la mesure. Son unité est l'ampère (A).

### 2.2.1.3 Bruit d'un amplificateur transimpédance

Un amplificateur transimpédance est souvent placé après une photodiode. Il a pour fonction de transformer une variation de courant en sortie de la photodiode en une variation de tension tout en adaptant l'impédance de sortie afin de compenser les pertes liées aux conversions électrique-optique et optique-électrique. Cependant, l'ajout d'un amplificateur augmente aussi la puissance de bruit. Les paramètres habituellement fournis sont soit le courant de bruit entre la sortie de la photodiode et l'entrée de l'amplificateur transimpédance ( $i_{ENC}$ ) (A/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ) ou bien la puissance de bruit en sortie de la photodiode ( $NEP$ ), dont l'unité est le W/Hz.

## 2.2.2 Effet de la dispersion chromatique sur une transmission radio sur fibre

### 2.2.2.1 Définition

L'étude de la propagation d'une onde électromagnétique dans un guide dispersif, comme la fibre optique, est effectuée dans le domaine fréquentiel plutôt que dans le domaine temporel. En effet, en fréquentiel, le champ électrique est multiplié par  $\exp[-i\beta(\omega)z]$  constante de propagation du champ dans la fibre ( $z$  représentant la distance parcourue dans la fibre et  $\beta$  dépend de la pulsation).

La fibre est caractérisée comme un filtre. Sa fonction de transfert est  $h(t, z)$ . À la distance  $z$  la forme d'onde sera :  $e(t, z) = e(t, 0) * h(t, z)$ . Sachant que nous connaissons  $H(\omega, z)$ , le calcul s'effectue dans l'espace de Fourier (cf [65] et [66]).

$$E(\omega, z) = TF[e(t, z)] = [e(t, 0) * h(t, z)] = E(\omega, 0) \cdot H(\omega, z) = E(\omega, 0) \cdot e^{-i\beta(\omega)z} \quad (2.5)$$

C'est la méthode générale pour étudier l'évolution de l'onde en fonction de la distance. Néanmoins, la décomposition en une somme d'ondes planes du champ électromagnétique permet de multiplier chaque composante spectrale avec sa constante de propagation. Cette décomposition dépend des caractéristiques du modulateur. Donc en partant du champ optique modulé nous pouvons déterminer l'évolution ce champ due à la dispersion chromatique en fonction de la distance de propagation.

La puissance de sortie d'un modulateur idéal est de la forme (2.6) ( $\eta_{EO} = 1$ ) :

$$I = I_0 \cdot \left( 1 + m \cdot \cos(\omega_{RF} \cdot t) \right) \quad (2.6)$$

où  $m$  est l'indice de modulation.

Maintenant le champ électrique (2.7) à la sortie du modulateur est proportionnel à :

$$e(t, 0) = \sqrt{I_0 \cdot \left( 1 + m \cos(\omega_{RF} \cdot t) \right)} \cdot e^{\omega_0 \cdot t} \quad (2.7)$$

$m$  étant plus petit que 1 et  $e^{\omega_0 \cdot t}$  porteuse optique.

En présence d'un modulateur avec chirp (déphasage fréquentiel du champ électrique lié à la modulation d'intensité), l'expression du champ électrique en tenant compte du chirp s'écrit de la forme suivante [67] :

$$e(t, 0) = \sqrt{I} \cdot e^{i\phi(I)} \cdot e^{\omega_0 \cdot t} \quad (2.8)$$

Avec

$$i\phi(I) = i \int \frac{\alpha}{2 \cdot I} dI = \frac{i \cdot \alpha}{2} \ln(I) = \ln \left( I^{\frac{i \cdot \alpha}{2}} \right) \quad (2.9)$$

et  $\alpha$  représente le paramètre de chirp.

Donc l'expression 2.8 devient alors :

$$\begin{aligned} e(t, 0) &= I^{\frac{1}{2}(1+i\alpha)} \cdot e^{\omega_0 \cdot t} \\ &= \left( I_0 \cdot \left( 1 + m \cos(2\pi f_{RF} t) \right) \right)^{\frac{1}{2}(1+i\alpha)} \cdot e^{\omega_0 \cdot t} \end{aligned} \quad (2.10)$$

La décomposition en série de Taylor au voisinage de 0 à l'ordre 3 donne :

$$\begin{aligned} \text{Taylor} \left( (1+x)^{\left(\frac{1+i\alpha}{2}\right)} \right) &= 1 + \frac{1+i\alpha}{2} \cdot x - \frac{(1+i\alpha) \cdot (1-i\alpha)}{8} \cdot x^2 \\ &+ \left( \frac{m^3 \cdot (1+\alpha^2)}{16} - \frac{m^3 \cdot i\alpha \cdot (1+\alpha^2)}{48} \right) \cdot x^3 + o(x^3) \end{aligned} \quad (2.11)$$

Décomposition d'un  $\cos^3(x)$  :

$$\cos^3(x) = \frac{\cos(3x) + 3 \cos(x)}{4} \quad (2.12)$$

Le signal étant décomposé en une somme d'ondes planes,  $e(t, 0)$  est multiplié par la constante de propagation  $\exp[-i\beta(\omega)z]$ . De plus comme  $m$  est plus petit que 1, la décomposition de Taylor à l'ordre 3 de l'équation 2.10 donne :

$$\begin{aligned} e(t, 0) &= \left[ 1 + \frac{m \cdot (1+i\alpha)}{2} \cdot \cos(\omega_{RF} t) - \frac{m^2 \cdot (1+\alpha^2)}{8} \cdot \cos^2(\omega_{RF} t) \right. \\ &+ \left. \left( \frac{(1+\alpha^2)}{16} - \frac{i\alpha \cdot (1+\alpha^2)}{48} \right) \cdot \cos^3(\omega_{RF} t) + \dots \right] \\ &\cdot \sqrt{I_0} \cdot e^{\omega_0 \cdot t} \cdot e^{-i\beta(\omega)z} \end{aligned} \quad (2.13)$$

après décomposition d'Euler des cosinus nous avons :

$$\begin{aligned}
e(t, 0) = & \left[ 1 - \frac{m^2 \cdot (1 + \alpha^2)}{16} \right. \\
& + \left( \frac{m \cdot (1 + i\alpha)}{4} + \frac{3 \cdot m^3 \cdot (1 + \alpha^2)}{128} - \frac{3 \cdot m^3 \cdot i\alpha \cdot (1 + \alpha^2)}{384} \right) \\
& \cdot (e^{-i \omega_{RF} t} + e^{-i \omega_{RF} t}) \\
& - \frac{m^2 \cdot (1 + \alpha^2)}{32} \cdot (e^{-2i \omega_{RF} t} + e^{-2i \omega_{RF} t}) \\
& \left. - \left( \frac{m^3 \cdot (1 + \alpha^2)}{128} - \frac{m^3 \cdot i\alpha \cdot (1 + \alpha^2)}{384} \right) \cdot (e^{-3i \omega_{RF} t} + e^{-3i \omega_{RF} t}) + \dots \right] \\
& \cdot \sqrt{I_0} \cdot e^{\omega_0 t} \cdot e^{-i\beta(\omega)z}
\end{aligned} \tag{2.14}$$

Les équations 2.15 à 2.18 définissent les termes :

$$A_0 = 1 + \frac{m^2 \cdot (1 + \alpha^2)}{16} \tag{2.15}$$

$$A_1 = \frac{m \cdot (1 + i\alpha)}{4} + \frac{3 \cdot m^3 \cdot (1 + \alpha^2)}{128} - \frac{3 \cdot m^3 \cdot i\alpha \cdot (1 + \alpha^2)}{384} \tag{2.16}$$

$$A_2 = -\frac{m^2 \cdot (1 + \alpha^2)}{32} \tag{2.17}$$

$$A_3 = \frac{m^3 \cdot (1 + \alpha^2)}{128} - \frac{m^3 \cdot i\alpha \cdot (1 + \alpha^2)}{384} \tag{2.18}$$

Dans l'équation 2.15 le terme  $\frac{m^2 \cdot (1 + \alpha^2)}{16}$  est négligeable devant 1. Pour l'équation 2.16 les termes :  $\frac{m^3 \cdot (1 + \alpha^2)}{128} - \frac{m^3 \cdot i\alpha \cdot (1 + \alpha^2)}{384}$  sont négligeables devant le terme  $\frac{m \cdot (1 + i\alpha)}{4}$ .

La propagation dans une fibre de longueur  $L$  d'un signal monochromatique induit un déphasage  $\phi(\omega)$  par rapport à la pulsation  $\omega_0$ . Ce déphasage est fonction de l'écart entre la pulsation  $\omega = \omega_0 \pm \omega_{RF}$  et  $\omega_0$ . Le déphasage est de la forme :

$$\beta(\omega) = \beta_0(\omega_s) + \beta_1 \cdot (\omega - \omega_s) + \frac{\beta_2}{2} \cdot (\omega - \omega_s)^2 \tag{2.19}$$

$\beta_2$  peut s'exprimer en fonction du paramètre de dispersion chromatique  $D$ . Les deux premiers termes de l'équation 2.19 correspondent à un déphasage pur pour le premier ( $\beta_0$  est le nombre d'onde) et un retard pour le second ( $\beta_1$ ).  $\beta_1$  peut s'exprimer en fonction de la vitesse de groupe  $v_g$ . Ils sont ignorés par la suite car ceci revient à changer l'origine des temps. Ce terme s'applique donc au champ électrique (déphasage).

En simplifiant les notations précédentes, la constante de propagation s'écrit : (l'indice  $p$  correspond à l'harmonique associé)

$$\beta_{\pm p} = \beta_0 \pm p \cdot \omega_{RF} \cdot \beta_1 + \frac{p^2 \cdot \omega_{RF}^2}{2} \cdot \beta_2 = \beta_0 \pm \frac{2 \cdot \pi \cdot p \cdot f_{RF}}{v_g} - \frac{\pi \cdot \lambda^2 \cdot p^2 \cdot D \cdot f_{RF}^2}{c} \quad (2.20)$$

Pour connaître l'évolution de la puissance pour la fréquence  $n f_{RF}$  et en fonction de la distance, la formule est d'après [68] :

$$I_{nf_{RF}} = \frac{1}{2} \Re \left\{ \left| \sum_{p=q=n} A_p A_q^* e^{i(\beta_q - \beta_p) \cdot L} \right| \right\} \quad (2.21)$$

où  $L$  est la longueur parcourue dans la fibre et  $n$  l'indice de l'harmonique.

La variation de l'intensité en sortie de la fibre pour la fréquence  $f_{RF}$  est :

$$I_{f_{RF}} = \frac{1}{2} \Re \left\{ \left| A_0 A_{-1}^* e^{i \left( \beta_0 - \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{RF}}{v_g} - \frac{\pi \cdot \lambda^2 \cdot D \cdot f_{RF}^2}{c} - \beta_0 \right) \cdot z} + A_1 A_0^* e^{i \left( \beta_0 - \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{RF}}{v_g} + \frac{\pi \cdot \lambda^2 \cdot D \cdot f_{RF}^2}{c} - \beta_0 \right) \cdot z} \right| \right\} \quad (2.22)$$

En remplaçant les coefficients  $A_1$  (équation 2.16) et  $A_0$  (équation 2.15), après simplification, par leur valeur dans l'équation 2.22 l'expression devient :

$$I_{f_{RF}} = \frac{1}{2} \Re \left\{ \left| \frac{I_0 \cdot m}{4} \cdot \left( e^{-i \frac{\pi \cdot \lambda^2 \cdot D \cdot f_{RF}^2}{c} \cdot z} + e^{i \frac{\pi \cdot \lambda^2 \cdot D \cdot f_{RF}^2}{c} \cdot z} \right) \cdot e^{-i \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{RF}}{v_g} \cdot z} - \frac{I_0 \cdot m \cdot \alpha}{4} \cdot \frac{\left( e^{-i \frac{\pi \cdot \lambda^2 \cdot D \cdot f_{RF}^2}{c} \cdot z} - e^{i \frac{\pi \cdot \lambda^2 \cdot D \cdot f_{RF}^2}{c} \cdot z} \right)}{i} \cdot e^{-i \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{RF}}{v_g} \cdot z} \right| \right\} \quad (2.23)$$

En exprimant les cosinus par des exponentielles, nous obtenons :

$$I_{f_{RF}} = \frac{1}{2} \Re \left\{ \left| \frac{I_0 \cdot m \cdot \sqrt{1 + \alpha^2}}{2} \cdot \left[ \cos \left( \frac{\pi \cdot \lambda^2 \cdot D \cdot f_{RF}^2}{c} \cdot z \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \alpha^2}} - \frac{\alpha}{\sqrt{1 + \alpha^2}} \cdot \sin \left( \frac{\pi \cdot \lambda^2 \cdot D \cdot f_{RF}^2}{c} \cdot z \right) \right] \cdot e^{-i \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{RF}}{v_g} \cdot z} \right| \right\} \quad (2.24)$$

Sachant que  $\sin(\arctan(\alpha)) = \frac{\alpha}{\sqrt{1 + \alpha^2}}$  et  $\cos(\arctan(\alpha)) = \frac{1}{\sqrt{1 + \alpha^2}}$ , l'expression de la puissance à l'entrée de la photodiode à la fréquence  $f_{RF}$  est donnée par l'équation 2.25 :

$$I_{f_{RF}} = \frac{I_0 \cdot m \cdot \sqrt{1 + \alpha^2}}{4} \cdot \left| \cos \left( \frac{\pi \cdot \lambda^2 \cdot D \cdot f_{RF}^2}{c} \cdot z + \arctan(\alpha) \right) \right| \quad (2.25)$$

L'équation 2.25 correspond à la fonction de transfert de la fibre (ou filtre) dans le cas d'un laser à modulation directe avec un chirp  $\alpha$ . De manière plus générique, elle est notée dans le chapitre 4 de la façon suivante :

$$\|H(f)\|^2 = \sqrt{1 + \alpha^2} \cdot |\cos(\Delta\phi - \arctan(\alpha))| \quad (2.26)$$

La formule (2.25) permet de déterminer les distances pour lesquelles la puissance s'annule pour cette fréquence :

$$L_{f_{RF}} = \frac{c}{2 \cdot \lambda^2 \cdot D \cdot f_{RF}^2} \cdot \left(1 - \frac{2}{\pi} \cdot \arctan(\alpha)\right) \quad (2.27)$$

La longueur entre deux évanouissements est :

$$\Delta L_{f_{RF}} = \frac{c}{\lambda^2 \cdot D \cdot f_{RF}^2} \quad (2.28)$$

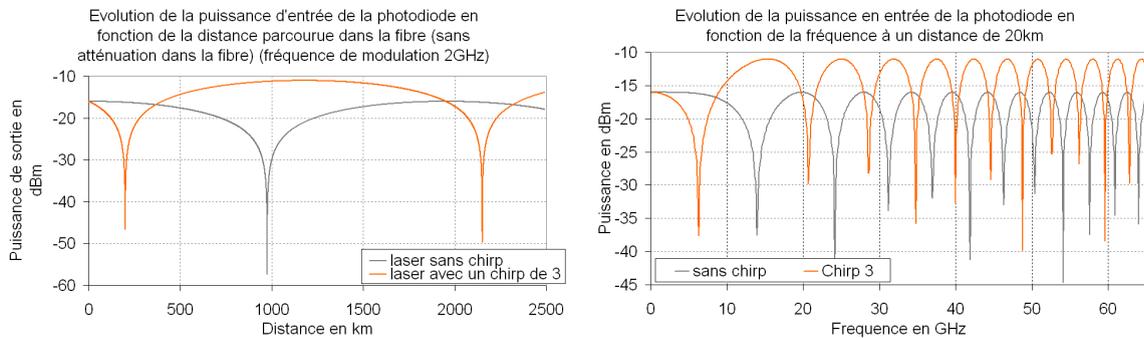
Dans le cas idéal où le laser n'a pas de chirp. L'évolution de la puissance RF à l'entrée de la photodiode est donc :

$$I_{f_{RF}} = \frac{I_0 \cdot m}{4} \cdot \left| \cos\left(\frac{\pi \cdot \lambda^2 \cdot D \cdot f_{RF}^2}{c} \cdot z\right) \right| \quad (2.29)$$

### 2.2.2.2 Cas d'applications

Cette partie a pour but de déterminer dans quel cas nous devons tenir compte de la dispersion chromatique et du chirp du laser.

La figure 2.10(a) représente l'évolution de la puissance RF de sortie en fonction de la distance parcourue dans une fibre sans atténuation à une fréquence de 2GHz. Le chirp fixe la position du premier évanouissement de la puissance optique au niveau de la photodiode. Cet évanouissement est dû à la recombinaison en opposition de phase des bandes latérales du laser. En ce qui concerne le chirp, il joue sur l'état de phase des bandes latérales à la sortie du laser. Pour un laser, dont le chirp est positif, il faut moins de distance parcourue dans la fibre par rapport à un laser idéal sans chirp avant que le premier évanouissement ne se produise.



(a) Évolution de la puissance d'entrée de la photodiode en fonction de la distance parcourue dans la fibre (sans atténuation dans la fibre) (fréquence de modulation 2GHz)  
 (b) Évolution de la puissance d'entrée de la photodiode en fonction de la fréquence à un distance de 20km de propagation dans la fibre

FIG. 2.10 – Évolution de la puissance d'entrée de la photodiode en fonction de la distance parcourue ou bien de la fréquence comparée pour un laser idéal et un laser avec un chirp de 3

Maintenant la figure 2.10(b) représente l'évolution de la puissance RF à l'entrée de la photodiode en fonction de la fréquence pour une distance donnée. Nous constatons que, pour une même distance, et suivant la fréquence que nous utilisons, nous pouvons nous trouver au niveau d'un évanouissement du signal. Plus la fréquence de modulation est élevée, plus la fréquence entre deux évanouissements est petite. Par exemple, pour une fréquence de 2GHz, il faut une distance de 199,8km pour atteindre le premier évanouissement et la distance entre deux évanouissements est de 1951,1km. Alors que pour une fréquence de 10GHz le premier évanouissement a lieu pour une distance de 7,99km et la distance entre deux évanouissements est de 78km (pour un laser avec un chirp de 3).

### 2.2.2.3 Conclusion sur les effets de la dispersion chromatique

Pour conclure, dans l'accès, pour des fréquences inférieures à 3GHz et une distance de propagation dans la fibre jusqu'à 20km, la dispersion chromatique est négligée, par contre dans les autres cas il faut en tenir compte (section 4.3.4.5). Dans le domaine du domestique (distance de propagation inférieure à 300m) et dans le cas de la modulation directe du laser (laser ayant un chirp positif) nous pouvons négliger l'influence de la dispersion chromatique pour les fibres monomodes et des fréquences inférieures à 10GHz.

### 2.2.3 Effet de la dispersion modale dans la fibre

La dispersion modale, appelée également distorsion modale, a lieu dans les fibres multimodes. Une fibre est multimode lorsque le diamètre du cœur est grand devant la longueur d'onde. Dans les fibres multimodes, chaque mode a une vitesse de propagation différente. Lors de l'injection d'une longueur d'onde dans une fibre multimode, cette longueur d'onde excite un grand nombre de modes. Chaque mode correspond à un trajet différent dans la fibre et donc à un temps de propagation différent. C'est

la différence de trajet entre le trajet le plus court et le trajet le plus long qui va créer des interférences entre les modes et ainsi limiter la bande passante de la fibre multimode. Il existe principalement deux types de fibre optique multimodes, les fibres multimodes à saut d'indice et les fibres multimodes à gradient d'indice.

### 2.2.3.1 Les fibres multimodes à saut d'indice

Dans ce type de fibre, la différence d'indice entre le cœur et la gaine est importante.

L'ouverture numérique ( $ON$ ) d'une fibre optique est définie en fonction de l'angle d'incidence limite  $i_{iL}$  qui permet d'assurer une transmission sans pertes théorique. L'angle d'incidence limite  $i_{iL}$  est l'angle pour lequel tout le signal est réfléchi à l'intérieur de la fibre.

La figure 2.11 donne les paramètres à déterminer pour connaître les conditions de propagation dans la fibre.

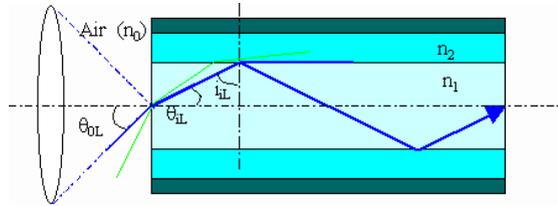


FIG. 2.11 – Ouverture numérique d'une fibre optique

Une relation expérimentale 2.30 donne le nombre de modes dans une fibre en fonction du diamètre  $d$  de la fibre [69].

$$N \approx \frac{1}{4} \left( \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \right)^2 \quad (2.30)$$

La dispersion modale introduit un retard notable. Ce retard, pour une longueur de fibre  $L$  se calcule d'une manière assez simple et correspond à la différence entre le temps de propagation maximal (avec l'angle d'entrée  $\theta_{0L}$ ) et le trajet direct.

La publication de Pepeljugin [70], donne l'expression de la réponse de la fibre à une percussion pour une distance  $z$  qui est la suivante :

$$h(z, t) = \sum_{\mu} \omega_{\mu} \cdot e^{-\gamma_{\mu} \cdot z} \delta(t - \tau_{\mu} z) \quad (2.31)$$

avec  $\omega_{\mu}$  qui est la distribution de la puissance des modes,  $\tau_{\mu}$  le délai du groupe par unité de temps et  $\gamma_{\mu}$  le coefficient d'atténuation pour le mode  $\mu$ .

### 2.2.3.2 Les fibres multimodes à gradient d'indice

Le cœur se caractérise par un indice variable qui varie progressivement de  $n_2$  à l'interface gaine-cœur jusqu'à  $n_1$  au centre de la fibre (figure 2.12). Les rayons lumineux vont emprunter des chemins différents, mais un choix judicieux du profil

d'indice du cœur permet de tendre vers des temps de parcours voisins et donc réduire l'étalement du signal.

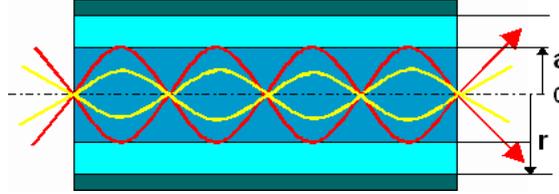


FIG. 2.12 – Propagation de la lumière dans une fibre multimode à gradient d'indice

L'ouverture numérique d'un fibre optique à gradient d'indice est la suivante :

$$ON = \frac{\sqrt{n(M)^2 - n_1^2}}{n_0} \quad (2.32)$$

Avec  $n(M)$  l'indice local du cœur au point M.

La formule du nombre d'onde d'une fibre à gradient d'indice et la suivante :

$$N \approx \frac{1}{4} \left( \frac{2\pi d}{\lambda} ON \right)^2 \quad (2.33)$$

## 2.2.4 Influence du Brillouin dans une transmission radio sur fibre

Cette partie montre que la puissance d'entrée maximale d'un signal radio sur fibre est grandement limitée par les effets non-linéaires de la fibre comme l'effet Brillouin notamment et explique de quelle façon nous pouvons surmonter ces limitations. Les dégradations liées au Brillouin ont été étudiées pour les signaux CATV (*Cable Access Television*) [71]. Cette section présente des études similaires pour des signaux de type UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*) transmis sur la fibre optique.

### 2.2.4.1 Définition de l'effet Brillouin

L'effet Brillouin a lieu lorsqu'un signal optique interagit avec des phonons acoustiques. Dans ce cas une partie du signal optique incident est réfléchié dans le sens opposé de la propagation. Lorsque le signal optique a une puissance de plus en plus élevée, l'effet Brillouin passe du régime spontané vers le régime stimulé. Le signal incident interagit avec le signal de Stokes qui est générée à partir de la force de l'agitation thermique : en l'absence d'électrostriction, les ondes acoustiques résultent seulement de mouvements couplés des molécules constitutives du milieu propagatif et diffractent l'onde laser incidente qui se retrouve ainsi rétrodiffusée [72] et crée un signal d'une pulsation du battement  $\omega_B$  donné par :

$$\omega_B = \omega_P - \omega_S \quad (2.34)$$

$\omega_p$  est la pulsation du signal incident,  $\omega_S$  est la pulsation du signal de Stokes.

La puissance correspondant au seuil de l'effet Brillouin est donnée par :

$$P_{Bth} = \frac{21KA_{eff}}{g_{Bmax}L_{eff}} \quad (2.35)$$

$L_{eff}$  est la longueur effective,  $g_{Bmax}$  est la valeur du coefficient de gain de Brillouin,  $A_{eff}$  est l'aire effective,  $K$  est le degré de liberté de l'état de polarisation.

Le seuil de puissance est 7,5dBm avec les valeurs tableau 2.1 :

Paramètres	Valeurs
$L_{eff}(km)$	13
$g_{Bmax}(m/W)$	$4,6 \cdot 10^{-11}$
$A_{eff}(\mu m^2)$	80
$K$	2

TAB. 2.1 – Paramètres estimés pour un seuil Brillouin de 5,6mW(7,5dBm)

Dans le cas précédent, la source a une largeur spectrale très faible et est dans la bande passante de 20MHz du gain par effet Brillouin. La puissance de seuil est augmentée si la source optique a une largeur spectrale plus large. Ainsi la plupart de la puissance de pompe est en dehors de la bande passante de Brillouin qui est de 20MHz. Aussi, la fréquence de l'onde de Stokes est inférieure à la fréquence du signal de pompe. Cet écart est de 11GHz. La pénalité liée à l'effet Brillouin peut être diminuée en augmentant la largeur de raie de la source optique par une modulation. Par conséquent, le seuil Brillouin est augmenté et sa valeur est donnée par :

$$P_{Bth} = \frac{21A_{eff}}{g_{Bmax}L_{eff}} \cdot \left( 1 + \frac{\Delta\nu_{laser}}{\Delta\nu_{SBS}} \right) \quad (2.36)$$

$\Delta\nu_{SBS}$  est la bande passante de gain de l'effet Brillouin et sa valeur est comprise entre [50 – 100]MHz.  $\Delta\nu_{laser}$  est la largeur du laser augmentée par la modulation directe. Lorsque  $\Delta\nu_{laser} > 100$ MHz, le seuil de laser est suffisamment augmenté pour qu'il y ait moins d'effet Brillouin. Par exemple en modulation directe du laser à 250MHz, avec  $\Delta\nu_{SBS}$  le seuil Brillouin se retrouve augmenté et est égal à 14,3mW (11,5dBm). Aussi, l'effet Brillouin est plus prononcé à 1550nm qu'à 1310 à cause d'une atténuation de la fibre plus élevée à 1310nm.

## 2.2.4.2 Cas d'applications

### 2.2.4.2.1 Montage expérimental

Pour cette expérience, nous avons utilisé un laser DFB (JDS-U CFQ 395 708) ayant une longueur d'onde centrale de 1557,81nm. Un atténuateur variable est utilisé pour modifier la puissance injectée dans la fibre. Un générateur de signaux vectoriels (VSG : *Vector Signal Generator*) crée les signaux radio avec différents formats de modulation et différentes fréquences. Ces signaux modulent directement le courant de polarisation du laser. Un analyseur de signaux vectoriels (VSA : *Vector Signal Analyser*) est utilisé pour mesurer la qualité du signal radio après la transmission dans la fibre. Après la photodiode, un amplificateur

faible bruit (LNA : *Low Noise Amplifier*) est utilisé pour se placer toujours au dessus de la sensibilité du VSA. Avec le montage expérimental de la figure 2.13, nous pouvons aussi mesurer le seuil de l'effet Brillouin (SBST : *Stimulated Brillouin Scattering Threshold*) et sa dépendance pour différents paramètres tels que la longueur de la fibre, le type de fibre (*Single Mode Fiber* (SMF) standard ITU-T G652 and Corning® *standard single-mode fiber with NexCor® Technology in compliance with ITU-T G.652.D*), la fréquence de modulation et son indice de modulation optique (OMI : *Optical Modulation Index*).

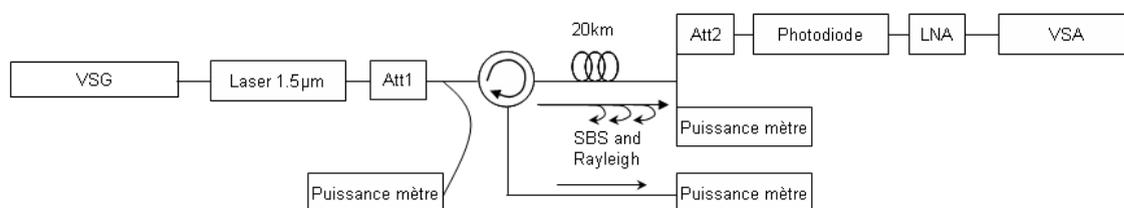


FIG. 2.13 – Montage expérimental pour mesurer le Brillouin

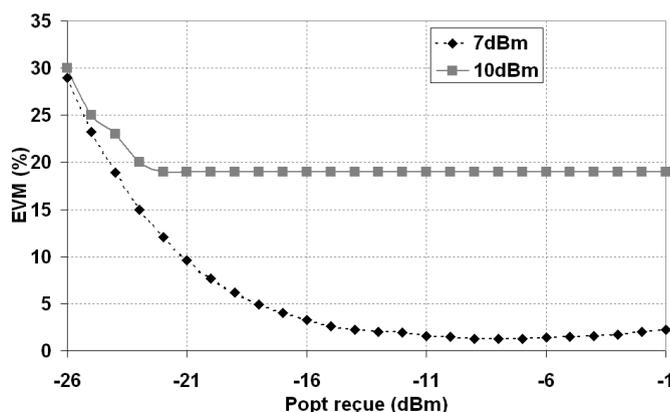


FIG. 2.14 – Évolution de l'EVM en fonction de la puissance optique reçue pour différentes valeurs (7 et 10dBm) de puissances optiques injectées dans 20km de fibre

**2.2.4.2.2 Résultats de la transmission** Pour augmenter la portée d'un système radio sur fibre, nous avons étudié l'impact de l'augmentation de la puissance optique injectée dans la fibre. Pour ces expériences, nous avons utilisé un OMI de 13,2% et 20km de fibre standard (SMF ITU-T G652). Nous avons caractérisé les performances du système pour un signal de type UMTS (à une fréquence de 2,14GHz et une bande passante de 3,84MHz) en mesurant l'erreur vectorielle (EVM : *Error Vector Magnitude*). Pour une puissance optique de 7dBm, l'EVM en fonction de la puissance optique reçue a l'évolution attendue, avec une augmentation de l'EVM pour les faibles puissances optiques reçues due aux bruits de la photodiode (figure 2.14). Au contraire, à 10dBm, nous observons une dégradation importante et un plafond d'EVM élevé qui sont au dessus des limites autorisées par les standards de l'UMTS (EVM limite : 17,5%). Cette dégradation est entièrement liée au

Brillouin, qui dégrade le signal RF et est responsable de l'augmentation des harmoniques d'ordre deux. Les intermodulations d'ordre trois apparaissent aussi, dues aux mélanges non-linéaires entre le signal RF et le signal de Brillouin.

**2.2.4.2.3 Étude de la suppression du Brillouin** La puissance de seuil de l'effet Brillouin dépend de la longueur de la fibre optique. Pour des distances inférieures à 10-15km, les effets perturbants du Brillouin peuvent être négligés pour des puissances de transmissions typiques (figure 2.15). Cependant, nous étudions des systèmes ayant des distances jusqu'à 20km pour le réseau d'accès. Nous avons défini le seuil Brillouin comme la puissance pour laquelle la puissance du signal transmis est égale à la puissance du signal rétrodiffusé dans la fibre. Il a été démontré [73] que l'effet Brillouin peut être réduit par une surmodulation du courant de polarisation du laser. Nous avons voulu caractériser les dégradations dues à l'effet Brillouin sur les systèmes radio sur fibre.

Sur la figure 2.16 nous comparons l'évolution de la puissance rétrodiffusée et de la puissance transmise en fonction de la puissance d'injection du laser dans la fibre. Pour cette expérience, nous avons comparé deux signaux, un signal continu optique et un signal optique modulé. Le courant de modulation utilisé pour moduler l'amplitude du signal optique est un signal de type UMTS ayant une bande passante de 3,84MHz et une fréquence porteuse de 2,14GHz à une puissance RF de 10dBm, ce qui correspond à un OMI de 13,2%. La longueur de la fibre est de 20km.

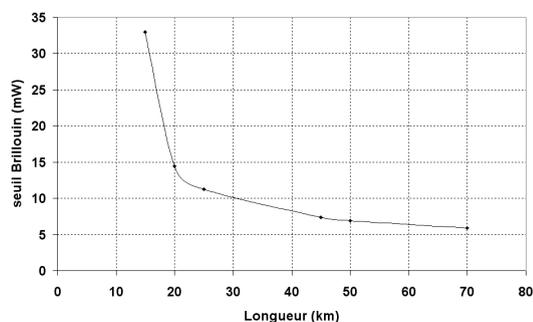


FIG. 2.15 – Évolution de la puissance nécessaire pour atteindre le seuil de Brillouin en fonction de la longueur de fibre

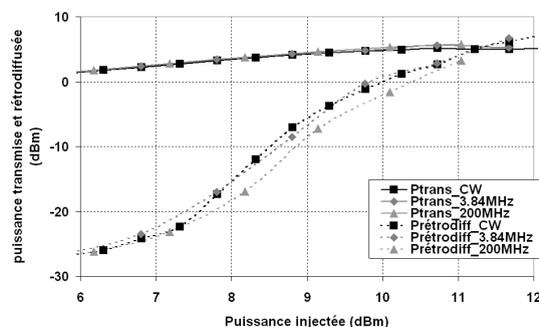


FIG. 2.16 – Puissance transmise et rétrodiffusée en fonction de la puissance optique injectée dans une fibre SMF de 20km (OMI 13.2%)

Pour le signal continu, le seuil Brillouin est atteint pour une puissance optique de 11,6dBm. Contrairement à ce que nous pouvions penser, nous constatons aussi que la lumière modulée par le signal UMTS, ne réduit pas l'effet du Brillouin. Afin de voir si les résultats dépendent de la largeur de la modulation ou non, nous avons mesuré le seuil Brillouin pour des signaux avec des modulations plus large (jusqu'à 200MHz), cependant nous n'avons trouvé aucune différence (figure 2.16).

La modulation directe d'amplitude (AM *Amplitude Modulation*) du courant de polarisation du laser crée une modulation de fréquence (FM *Frequency Modulation*). L'indice de modulation FM  $\beta$  est évalué à partir de la mesure normalisée de la

fréquence de déviation du laser [74](figure 2.17). En utilisant les valeurs obtenues pour différentes puissances RF d'injection et un courant de polarisation donné, nous avons tracé  $\beta$  en fonction de la fréquence de modulation (2.18). Un fort indice de modulation FM conduit à un étalement spectral et à un faible taux de rétrodiffusion de Brillouin (comme montré sur la figure 2.18). Cependant, pour une même puissance RF d'entrée, la suppression de l'effet Brillouin est plus efficace pour les fréquences basses.

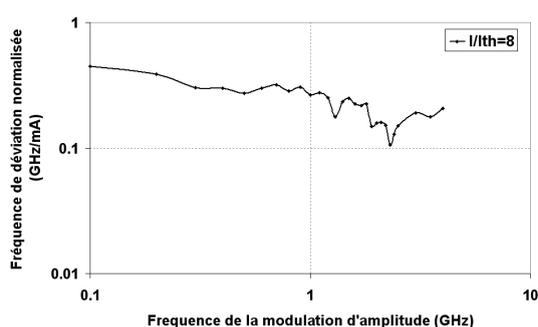


FIG. 2.17 – Évolution de la fréquence de déviation normalisée d'un laser DFB en fonction de la fréquence de modulation d'amplitude d'entrée

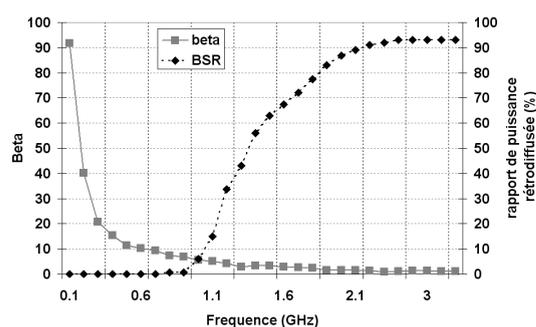


FIG. 2.18 – Evolution de l'indice de modulation FM  $\beta$  et du rapport de la puissance rétrodiffusée en fonction de la fréquence de modulation

Pour valider cela, nous avons observé (figure 2.19) la dépendance du Brillouin en fonction de la fréquence porteuse et de l'OMI. Pour les fréquences élevées, un fort OMI est nécessaire pour réduire l'effet Brillouin. Pour supprimer cet effet à une fréquence de 0,5GHz, un OMI inférieur à 10% est suffisant, alors qu'un OMI d'au moins 40% est nécessaire à une fréquence de 2,14GHz. Maintenant si nous traçons ces résultats en fonction de l'indice de modulation FM ( $\beta$ ), les deux courbes se superposent sur la figure 2.20, prouvant que la suppression de l'effet Brillouin dépend uniquement de l'indice  $\beta$ . Dans notre cas, nous trouvons qu'un  $\beta < 3,5$  est suffisant pour éliminer l'effet Brillouin.

Ces résultats expliquent que la modulation UMTS ne supprime pas le Brillouin, car plus la fréquence RF augmente plus l'indice de modulation FM ( $\beta$ ) est faible pour une même puissance RF de modulation d'amplitude. Il faudrait donc ajouter une surmodulation avec une fréquence faible pour diminuer efficacement l'effet Brillouin sans perturber le signal UMTS ou bien utiliser une fibre optique ayant un seuil plus élevé. Ces points vont être abordés dans le paragraphe suivant (2.2.4.2.4)

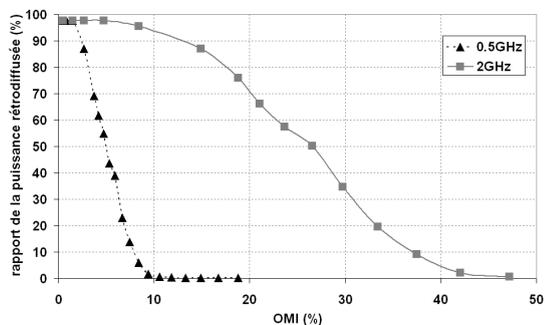


FIG. 2.19 – Évolution du rapport de la puissance rétrodiffusée en fonction de l'indice de modulation optique (OMI)

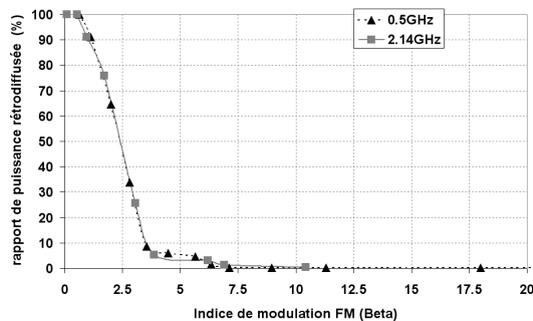


FIG. 2.20 – Évolution du rapport de la puissance rétrodiffusée en fonction de l'indice de modulation de fréquence ( $\beta$ )

#### 2.2.4.2.4 Les méthodes actives et passives pour supprimer l'effet Brillouin

Dans cette partie, nous comparons les performances d'un système qui utilise la fibre monomode standard (ITU-T G652) avec une porteuse de surmodulation pour supprimer l'effet Brillouin avec un système utilisant une fibre Corning SMF avec un seuil Brillouin plus élevé mais sans porteuse de surmodulation. Pour la fibre Corning, la réduction de l'effet Brillouin est obtenue en minimisant l'overlapping entre les modes optiques et les modes acoustiques. Ceci est lié à une modification du design du profil d'indice. Pour 20km de fibre, le seuil Brillouin est atteint pour une puissance optique de 11,6dBm pour une fibre monomode standard et de 15,6dBm pour la fibre Corning. Ces mesures ont été faites avec le même laser, le même signal modulant (un signal de type UMTS ayant une fréquence porteuse de 2,14GHz, une bande passante de 3,84MHz) et un même OMI de 13,2%.

La figure 2.21 compare les EVM d'un signal de type UMTS pour une fibre standard de 20km et une fibre Corning de 20km pour une puissance optique injectée dans la fibre de 14dBm. De plus pour la fibre standard, nous avons aussi testé la transmission en ajoutant une surmodulation au laser. La surmodulation utilisée a une fréquence porteuse de 300kHz, ce qui donne un OMI de 1,83%.

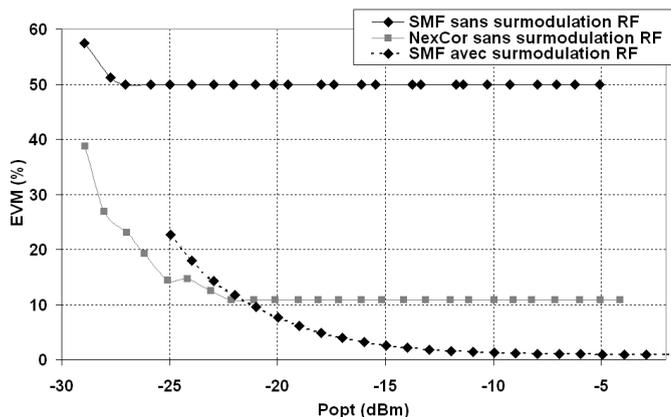


FIG. 2.21 – EVM en fonction de la puissance optique reçue (Popt) pour 20km SMF et la fibre NexCor

Sans la surmodulation, le lien radio sur fibre avec la fibre SMF montre une performance faible avec 50% d'EVM, ce qui fait que la transmission d'un signal UMTS est impossible. La fibre Corning, qui a un seuil Brillouin plus élevé, a de meilleurs résultats d'EVM (en dessous de 11%), ce qui est suffisant pour la transmission d'un signal radio sur fibre de type UMTS. La surmodulation du laser avec une fréquence de 300kHz, supprime efficacement les effets du Brillouin. Cette technique permet alors de transmettre un signal UMTS avec une puissance injectée dans la fibre de 14dBm.

#### 2.2.4.3 Conclusion sur l'influence du Brillouin dans une transmission radio sur fibre

Pour conclure, les nouvelles générations de lien radio sur fibre avec des distances parcourues dans la fibre supérieure à 15km et/ou ayant des liens avec d'importantes pertes optiques liées par exemple à l'utilisation de coupleur à fort taux de partage, sont limitées par les effets du Brillouin. L'effet Brillouin impose des limites au niveau de la puissance optique injectée dans la fibre et donc des distances pouvant être atteintes par la fibre et indirectement la couverture radio. Nous avons montré que les fréquences utilisées pour émettre un signal UMTS ne permettent pas de réduire les perturbations liées au Brillouin, et nous observons une dégradation importante de l'EVM. Nous avons étudié et testé deux méthodes possibles pour augmenter le seuil Brillouin. La première est de surmoduler le laser et la seconde est d'utiliser une fibre spécialement conçue pour avoir un seuil Brillouin plus élevé.

## 2.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes techniques pour réaliser un déport radio sur fibre sur une fréquence porteuse, puis les limitations liées à une transmission optique d'un signal radio.

Les différentes techniques pour réaliser un déport radio sur fibre sur une fréquence porteuse se classent en deux grandes catégories.

- La première est la détection directe, elle s'applique pour les signaux radio ayant des fréquences inférieures à 10GHz. C'est cette solution que nous utiliserons dans la thèse étant donné les signaux radio utilisés et les distances parcourues.
- La seconde est la détection hétérodyne. Elle s'applique pour des signaux radio ayant des fréquences supérieures à 10GHz principalement, cependant cette méthode de génération de fréquence millimétrique est plus complexe à mettre en œuvre, car elle demande des asservissements de fréquences que ce soit au niveau de la génération aussi bien qu'au niveau de la détection.

L'étude des distorsions nous permet de comprendre les différents paramètres qui limitent cette transmission.

Pour les sources de bruit nous en avons répertorié trois :

- le bruit du laser
- le bruit de la photodiode
- le bruit de l'amplificateur transimpédance qui permet de compenser une partie des pertes liées aux conversions électrique/optique.

Le chapitre 3 précisera dans quelles cas un bruit dominera sur les autres.

En ce qui concerne la dispersion chromatique nous devons en tenir compte pour réaliser un modèle si les fréquences radio utilisées sont élevées ou bien si les longueurs de fibres sont grandes (section 2.2.2).

Nous constatons que pour réaliser la modélisation d'un signal radio sur fibre nous pouvons négliger les effets liés au Brillouin, si nous nous plaçons à des puissances optiques faibles (inférieures à 11dBm pour une longueur de fibre de 20km).

Cette étude permet donc de déterminer les principaux phénomènes mis en jeu dans une transmission radio sur fibre et de négliger certains effets en fonction des cas d'applications.

## Chapitre 3

# Bilan de liaison et dimensionnement

Le chapitre 1 a présenté les différentes méthodes pour transmettre un signal radio sur fibre, soit par la technique de conversion analogique numérique 1.3.2 soit par la méthode RF sur fibre 1.3.3. Comme présenté dans le chapitre 2 il existe plusieurs méthodes pour réaliser une transmission radio sur fibre sur une fréquence porteuse. Étant donné les signaux que nous étudions, nous nous limitons à la modulation direct du laser. Cette technique a l'avantage d'être facile à mettre en œuvre, de plus cela ne nécessite pas de modifier l'infrastructure comme nous le décrirons dans le chapitre 5. Ce chapitre présente dans un premier temps les méthodes utilisées pour réaliser un bilan de liaison radio sur fibre, et dans un second temps donne quelques exemples théoriques pour différents signaux radio dans le cas où les bruits présents dans la chaîne optique sont tous blanc et gaussien.

## 3.1 Bilan RF linéaire d'une liaison radio sur fibre

### 3.1.1 Bilan Optique

Une liaison radio sur fibre est composée de différents éléments optiques et électro-optiques, tels que des lasers, des modulateurs, photodiodes, . . . Tous ces éléments influent sur la qualité de la liaison hybride optique/radio, en termes de bruit, d'efficacité de conversion, et de non linéarité. En effet, si le signal n'est pas linéaire, une baisse du rapport signal sur bruit ainsi qu'une augmentation de la puissance des harmoniques sont constatées [75]. Cette partie présente le bilan RF linéaire d'une liaison radio sur fibre.

#### 3.1.1.1 Liaison radio sur fibre

**3.1.1.1.1 Liaison sans amplificateur transimpédance** La figure 3.1 représente l'architecture de base d'une transmission hybride et les principales caractéristiques pour établir un bilan électrique de la liaison. Les valeurs utilisées sont celles typiques des composants ou bien celles des composants que nous avons utilisées lors des études expérimentales. Une liaison radio sur fibre est composée d'un convertisseur électro-optique, soit un laser plus modulateur électro-optique (Mach Zehnder, MEA : modulateur à électro-absorption), soit un laser modulé directement (DML : *Direct Modulator Laser*). Dans le cas DML, l'efficacité de conversion ( $\eta_{EO}$ ) dépend de la fréquence et du courant de modulation, tandis que dans le cas d'un modulateur externe, l'efficacité de conversion dépend de la fréquence, du courant de polarisation mais aussi de la puissance optique de sortie du laser. La connaissance de la résistance d'entrée ( $R_{in}$ ) et l'efficacité de conversion électrique/optique ou pente notée  $\eta_{EO}$  sont des paramètres importants. De même pour le récepteur optique les paramètres sont la résistance de sortie  $R_{out}$  et l'efficacité de conversion optique/électrique  $\eta_{OE}$ . Les pertes optiques ( $L_{opt,dB}$ ) sont aussi à prendre en compte lors d'un bilan radio sur fibre électrique.



FIG. 3.1 – Principales caractéristiques d'une transmission radio sur fibre

$$G_{OpticalLink_{dB},RF} = 20 \log(\eta_{EO} \cdot \eta_{OE}) - 2 \cdot L_{opt,dB} + 10 \log\left(\frac{R_{out}}{R_{in}}\right) \quad (3.1)$$

L'équation 3.1 représente le bilan RF de la partie électro/optique d'une liaison hybride [76] dans le cas où le laser est modulé directement. La perte de un décibel optique correspond à une perte de deux décibels RF. Le terme 2 de  $L_{opt,dB}$  vient de la conversion optique électrique. En effet, la puissance optique est convertie en un courant électrique, liée à la détection quadratique de la photodiode.

Une application numérique donne un gain de  $G_{OpticalLink_{dB},RF} = -15.92dB$ , dans le cas où il n'y a pas de propagation dans la fibre et aucun atténuateur ou coupleur optique, ce qui revient à transmission *back to back* (les paramètres utilisés sont ceux indiqués sur la figure 3.1)

**3.1.1.1.2 Liaison avec amplificateur transimpédance** Dans le cas d'une liaison ayant un amplificateur transimpédance (TIA = *Trans Impedance Amplifier*) l'équation 3.1 devient :

$$G_{OpticalLink_{dB},RF} = 20 \log(\eta_{EO} \cdot \eta_{OE}) - 2 \cdot L_{opt,dB} + 10 \log\left(\frac{R_{out}}{R_{in}}\right) + 20 \log\left(\frac{R_{TIA}}{R_{out}}\right) \quad (3.2)$$



FIG. 3.2 – Principales caractéristiques d'une liaison radio sur fibre avec un amplificateur transimpédance

Une application numérique donne un gain de  $G_{OpticalLink_{dB},RF} = 4.22dB$  dans le cas où il n'y a pas de propagation dans la fibre (les paramètres utilisés sont ceux indiqués sur la figure 3.2)

### 3.1.1.2 Bilan des bruits

Cette section a pour but de donner un exemple de la puissance de bruit générée par une chaîne radio sur fibre. Le calcul de la puissance de bruit en sortie de la chaîne électro-optique nous donne :

Pour le laser

$$N_{Laser} = \frac{1}{R_c} \cdot \left( 10^{\left(\frac{RIN_{dB}}{10}\right)} \left( \frac{(I_{dc} - I_{TH}) \eta_{EO} \eta_{OE}}{10^{\left(\frac{L_{opt,dB}}{10}\right)}} \right)^2 R_{TIA}^2 \right) \quad (3.3)$$

avec  $R_c$  résistance de charge d'une valeur de  $50\Omega$  en général.

Pour la photodiode

$$N_{Photodiode} = \frac{(2q (I_{dc} + I_{dark}) \Delta F) R_{TIA}^2}{R_c} \cdot \Delta F \quad (3.4)$$

Avec  $q$  la charge électrique.

Pour l'amplificateur transimpédance

$$N_{TIA} = \frac{i_{ENC} R_{TIA}^2}{R_c} \cdot \Delta F \quad (3.5)$$

L'unité du bruit  $N$  est le Watt  $W$  dans la bande  $\Delta F$ .

Le bruit total d'une chaîne est la somme des bruits (à condition que le système soit linéaire) donc le bruit total d'une liaison radio sur fibre est de la forme :

$$N_{Tot} = \frac{10^{\left(\frac{RIN_{dB}}{10}\right)} \left( \frac{(I_{dc} - I_{TH}) \eta_{EO} \eta_{OE}}{10^{\left(\frac{L_{opt}}{10}\right)}} \right)^2 R_{TIA}^2}{R_c} \quad (3.6)$$

$$+ \frac{(2q (I_{dc} + I_{dark}) \Delta F) R_{TIA}^2}{R_c} + \frac{i_{enc} R_{TIA}^2}{R_c}$$

Sur ce bilan, le bruit thermique en entrée est négligé car il est faible comparé aux autres bruits.

Pour connaître le bruit équivalent en entrée (EIN : *Equivalent Input Noise*) du système il suffit de le diviser par le gain

$$EIN_{Tot} = \frac{N_{tot}}{G_{OpticalLink,RF}} \quad (3.7)$$

L'unité est aussi le Watt dans la bande  $\Delta F$ .

**NB : toutes les équations pour le bruit sont données en linéaire sauf lorsque dB est indiqué**

### 3.1.1.3 Evolution du rapport signal sur bruit d'une liaison optique radio sur fibre

#### 3.1.1.3.1 Hypothèses et caractéristiques types d'une liaison radio sur fibre

Les hypothèses sont :

- La réponse en fréquence des composants optiques est linéaire et ne dépend pas du temps
- Les fréquences utilisées sont inférieures à 10GHz
- Les composants optiques n'introduisent pas de distorsion
- La dispersion chromatique est négligeable
- un signal de type UMTS avec une largeur de bande de 3,84MHz
- La fréquence centrale du signal UMTS est de 2,14GHz

Les caractéristiques d'une liaison radio sur fibre standard avec et sans amplificateur transimpédance sont indiquées dans le tableau 3.1.

Laser	Fibre	Photodiode	TIA
$I_{DC} = 50\text{mA}$	$L = 0\text{km}$	$R_c = 50\Omega$	$i_{enc} = 1, 2 \cdot 10^{-11}\text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$
$\eta_{EO} = 0, 20\text{A/W}$	Pertes= 0, 2dB/Km	$\eta_{OE} = 0, 80\text{A/W}$	$R_{TIA} = 508\Omega$
$R_{in} = 50\Omega$		$I_{dark} = 3, 3 \cdot 10^{-10}\text{A}$	
RIN= 150dBc/Hz			

TAB. 3.1 – Caractéristiques des différents équipements électro-optique d'une chaîne radio sur fibre

Le tableau 3.2 regroupe les paramètres de bruit, de gain et de SNR pour 0dB de pertes optiques et 20dB de pertes optiques avec et sans amplificateur transimpédance et une puissance d'entrée électrique de 0dBm.

Valeur en dB	Pertes optiques=0dB				Pertes optiques=20dB			
	Gain	Bruit	$P_{out}$	SNR	Gain	Bruit	$P_{out}$	SNR
Sans TIA	-15,92	-77,05	-15,92	61,13	-55,92	-110,95	-55,92	55,03
Avec TIA	4,22	-56,92	4,22	61,14	-35,78	-84,33	-35,78	48,55

TAB. 3.2 – Bilan électrique d'une chaîne radio sur fibre ( $P_{in} = 0\text{dBm}$ , Bruit et  $P_{out}$  exprimés en dBm, Gain et SNR en dB)

La figure 3.3 permet de connaître l'influence de la contribution de chaque bruit en fonction des pertes optiques. Pour des pertes optiques faibles ( $L_{opt}$ ), le bruit du laser limite la transmission (de 0 à 15dB dans notre cas). Ensuite le bruit de la photodiode limite le rapport signal sur bruit (SNR) (s'il n'y a pas d'amplificateur transimpédance ou bien en présence d'une photodiode ayant plus de bruit). Enfin le bruit de l'amplificateur transimpédance va limiter les performances du système.

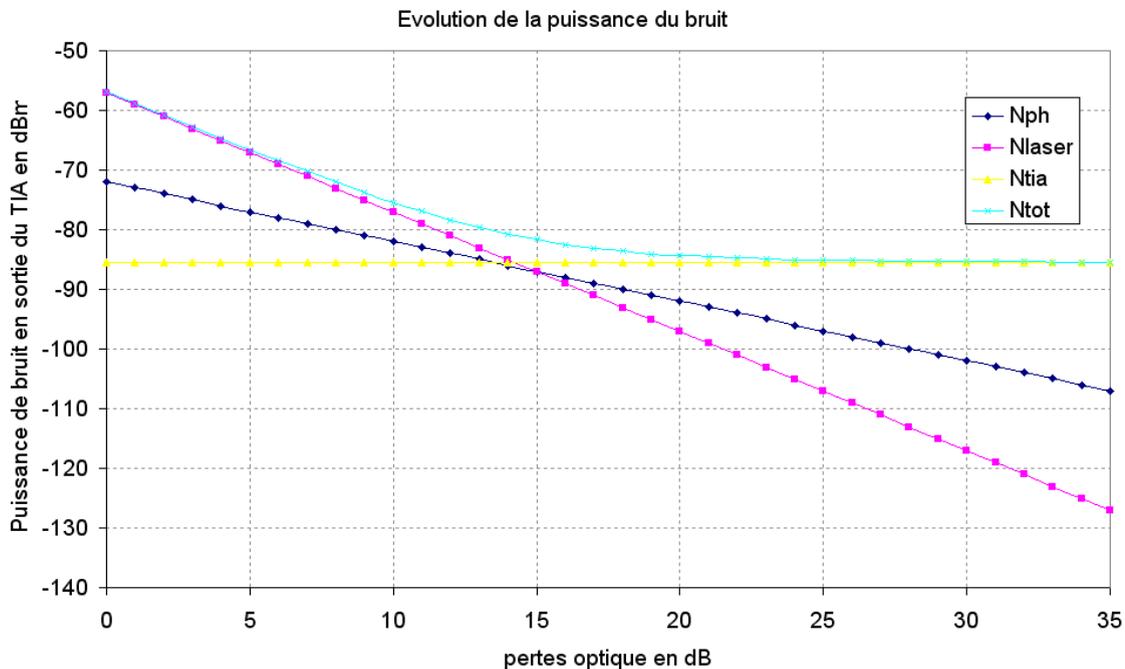


FIG. 3.3 – Évolution de la puissance de bruit en sortie de l'amplificateur transimpédance en fonction des pertes optiques

La figure 3.4 représente l'évolution du rapport signal sur bruit en fonction des pertes optiques liées à la fibre et/ou connecteurs et/ou aux coupleurs et/ou multiplexeurs. Pour une puissance électrique de 0dBm en entrée du laser nous remarquons que pour un SNR de 10dBm en sortie de fibre, le système tolère 66dB de pertes optiques pour liaison avec une photodiode sans amplificateur transimpédance et 40dB optique pour une photodiode avec un amplificateur transimpédance. Cependant il faut aussi tenir compte des puissances de sortie pour une propagation dans l'air du signal. Dans le cas avec un amplificateur transimpédance le SNR est plus faible, mais la puissance de sortie est plus forte. Nous verrons dans la section 3.2, qu'il faut trouver un compromis entre le SNR et la puissance de sortie.

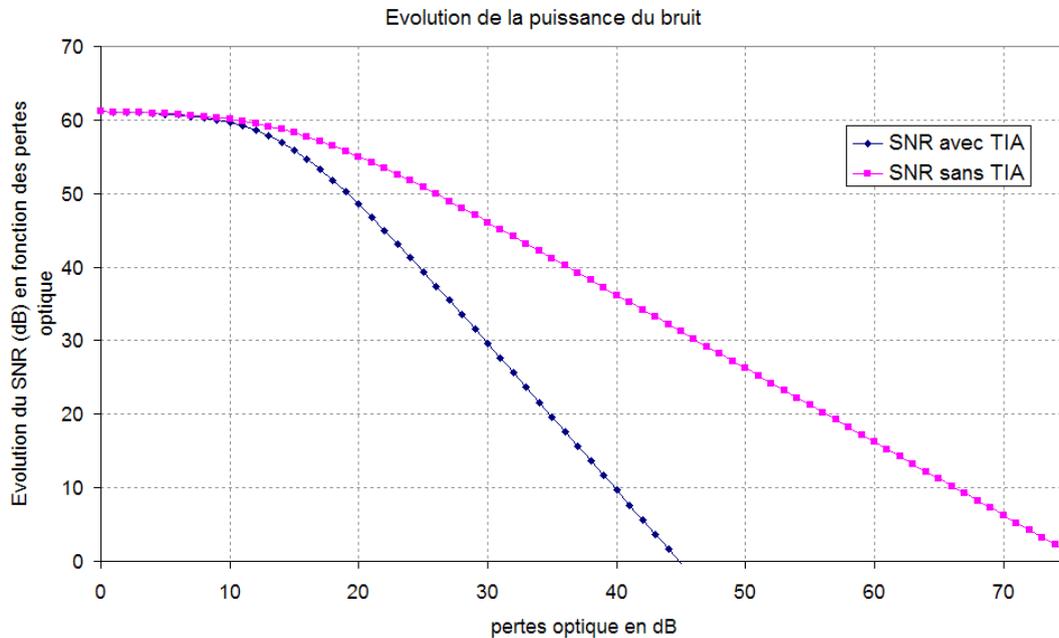


FIG. 3.4 – Évolution du SNR en fonction des pertes optiques

## 3.1.2 Bilan radio

### 3.1.2.1 Les sources de bruit dans une transmission radio

Les sources de bruit dans une transmission radio peuvent avoir des origines différentes. Les différents bruits sont le bruit thermique, et le bruit provenant d'autres sources radios ou bien les trajets multiples.

**3.1.2.1.1 Bruit thermique** Le bruit thermique se situe au niveau du récepteur. L'agitation thermique des électrons dans les résistances se traduit par une tension de bruit de valeur :

$$E^2 = 4 k_B \cdot T \cdot \Delta F \cdot R \quad (3.8)$$

où  $R$  est la valeur de la résistance,  $k_B$  est la constante de Boltzmann soit  $1,3810^{-23}$  J/°K,  $T$  est la température absolue en °K,  $\Delta f$  est la bande passante du système.

La puissance de bruit thermique est :

$$P = k_B \cdot T \cdot \Delta F \quad (3.9)$$

Pour une température de 290°K, la puissance de bruit est de  $-174$ dBm/Hz. Le bruit thermique est un bruit blanc, gaussien de moyenne nulle et s'ajoute aux autres signaux de manière additive (AWGN : *Additive White Gaussian Noise*). Sa densité spectrale de puissance est  $1/2 \cdot k_B \cdot T$ .

**3.1.2.1.2 Bruits radioélectriques** Les bruits radioélectriques sont tous les bruits provenant des systèmes extérieurs au système étudié. Ces bruits peuvent provenir des équipements domestiques ou industriels, ou bien d'un système radio utilisant la

même fréquence aux abords du système étudié. Ces sources de bruit sont difficiles à quantifier étant donné qu'elles sont aléatoires et dépendent de l'environnement dans lequel nous nous trouvons.

### 3.1.2.2 Pertes liées à la propagation dans l'air

Dans cette section nous présenterons le cas d'une propagation sans multitrajet que nous appellerons de référence car seul le bruit thermique de l'antenne (blanc et gaussien) et les pertes liées à la propagation en espace libre limitent la transmission. Par la suite nous présentons le cas d'une propagation d'un signal radio dans un canal multitrajet.

**3.1.2.2.1 Propagation sans multitrajet** La figure 3.5 représente l'architecture de base d'une transmission radio et les principales caractéristiques pour établir un bilan électrique linéaire de la liaison. Une liaison radio est composée d'une antenne d'émission avec un gain  $G_E$ , du canal hertzien avec des pertes  $L_{air}$  et d'une antenne de réception avec un gain  $G_R$ , alors que  $L_E$  et  $L_R$  sont les pertes entre d'une part l'émetteur et l'antenne et d'autre part l'antenne et le récepteur [77].

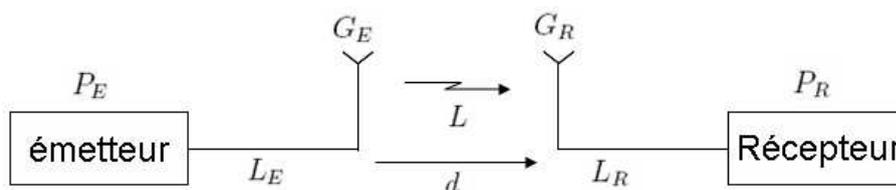


FIG. 3.5 – Principales caractéristiques d'une chaîne radio

L'équation 3.10 donne la puissance reçue. Le fait d'être en espace libre sans obstacle (en anglais *Line Of Sight* (LOS)) donne la relation  $L = f(d)$  mais cette relation est valable lorsque les pertes sont égales à  $L$ .

$$P_R = \frac{P_E G_E G_R}{L L_E L_R} \quad (3.10)$$

avec  $P_R$  la puissance au niveau du récepteur, et  $P_E$  puissance au niveau de l'émetteur.

Les pertes radio en espace libre proviennent surtout du partage de l'énergie dans l'espace. Dans le cas d'une source ponctuelle, au départ, l'énergie sera concentrée dans un point. À une distance  $d$ , l'énergie sera répartie sur toute la surface d'une sphère dans le cas d'une émission isotrope.

La formule ci-dessous donne la densité de puissance par unité de surface :

$$W = \frac{P_E G_E}{4 \pi d^2} \quad (3.11)$$

La figure 3.6 montre un exemple de propagation en espace libre d'une source ponctuelle d'origine O.

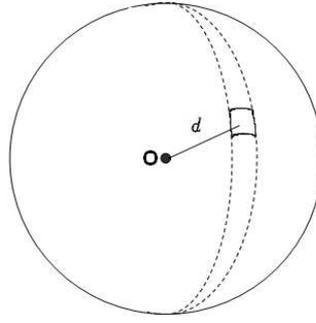


FIG. 3.6 – Exemple de propagation en espace libre d'une source ponctuelle

La puissance reçue peut donc s'exprimer de la façon suivante :

$$P_R = W A_R = W \frac{\lambda^2 G_R}{4 \pi} \quad (3.12)$$

Avec  $W$  densité de puissance, et  $A_R$  aire effective de l'antenne de réception.

Les équations 3.12 et 3.11 conduisent à la formule de Friis [78], qui permet de calculer l'atténuation en espace libre :

$$\frac{P_R}{P_E} = G_R G_E \left( \frac{c}{4 \pi f d} \right)^2 \quad (3.13)$$

où  $\lambda = c/f$  avec  $f$  la fréquence et  $c$  la vitesse de propagation dans le vide. Cette relation est valide si la distance entre l'émetteur et le récepteur est grande comparée à la longueur d'onde (champ lointain).

Les formules ci dessus sont valables dans le cas d'une transmission sans obstacle. Cependant toutes les propagations en espace libre ne se font pas sans obstacle. Il existe différentes perturbations du canal radio.

**3.1.2.2.2 Propagation multitrajet** Dans un environnement réel, la transmission d'un signal se fait généralement en empruntant, en plus d'un possible trajet direct, d'autres trajets de propagation. Ces trajets sont en nombre variable et subissent différents effets suivant la nature de l'interaction entre l'onde et un élément de l'environnement. Le signal obtenu au niveau de l'antenne réceptrice correspond à une recombinaison de ces ondes, qui ont subi un affaiblissement et une rotation de phase différente, et qui arrivent au récepteur avec un retard lié à la longueur du trajet de propagation. La présence de trajets multiples de propagation peut conduire à une distorsion importante du signal reçu. D'un autre côté, et plus particulièrement à l'intérieur des bâtiments, un trajet en visibilité directe, ou *Line Of Sight* (LOS), n'est pas toujours disponible. Dans ce cas, ce sont les trajets en non-visibilité, ou *Non Line Of Sight* (NLOS), qui permettent la communication radio. La figure 3.7 illustre le concept de propagation par trajets multiples, ainsi que les principaux phénomènes de propagation. La propagation par trajets multiples se compose de différents phénomènes qui sont la réflexion, la diffraction, la diffusion, la transmission (dans un milieu non opaque pour les ondes radios) et le guidage.

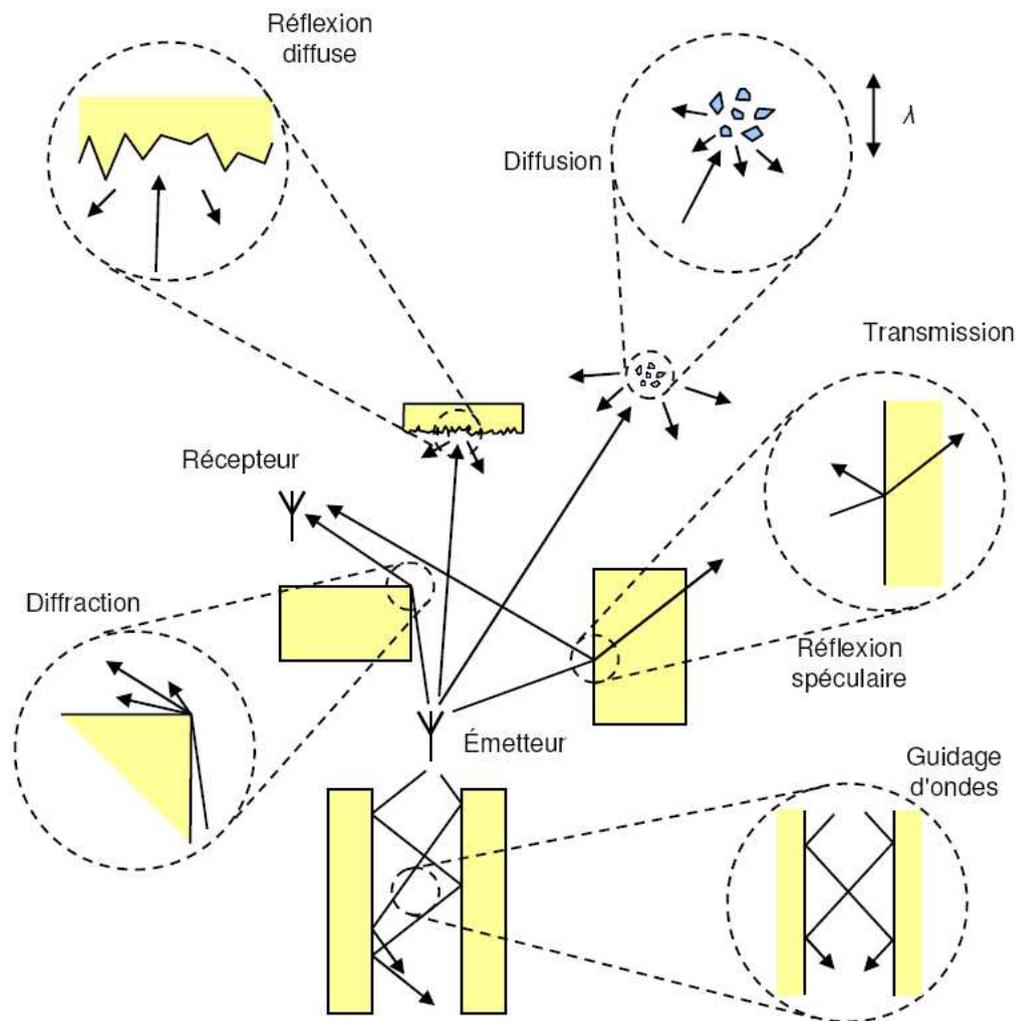


FIG. 3.7 – Principaux mécanismes de propagation [77]

Pour un taux d'erreur similaire, le rapport signal sur bruit d'un trajet multiple doit être plus grand que le rapport signal sur bruit obtenu dans un canal gaussien (section 3.1.2.2.1).

Il existe plusieurs modèles empirique pour représenter le canal radio qu'il soit en extérieur ou bien en intérieur. En extérieur, chaque type d'environnement (rural, suburbain, et urbain) est représenté par un ou plusieurs modèles. Dans le bilan de liaison présenté par l'équation 3.10 pour une propagation en espace libre, c'est le terme  $L$  qui change car il représente les pertes liées au canal de propagation radio. Suivant les différents modèles utilisé l'équation permettant de connaître cette perte est différente. Ici nous récapitulons les modèles de propagation que nous utiliserons pour réaliser nos bilans de liaisons. Alors que dans la partie 3.2 nous donnons les équations de ces pertes.

Pour l'UMTS (section 3.2.1 pour plus de détails) :

	rural	Suburbain et Urbain
Modèles	Okumura-hata(100-1500MHz)	Okumura-hata(100-1500MHz) COST231-Hata (1500-2000MHz) ECC-33 (3,4-3,8GHz) ( <i>Electronic Communication Committee</i> ) Walfish-Ikegami (800-2000MHz)

TAB. 3.3 – Modèles de propagation d’après [79]

Le modèle de propagation utilisé par le WiMAX est le modèle de Erceg [80] [81] qui corrige les limitations du modèle COST231-Hata [82]. Ce modèle couvre les trois catégories de terrain que nous pouvons rencontrer. La catégorie ayant les pertes de propagation maximum est le terrain montagneux avec une densité modérée d’arbres (Catégorie A). La catégorie ayant les pertes de propagation minimum est le terrain principalement plat avec une faible densité d’arbres (Catégorie C). La catégorie intermédiaire est appelée catégorie B (section 3.2.2 pour plus de détails).

Pour les systèmes WiFi, deux types de modèles sont utilisés, un modèle en extérieur appelé deux rayons [83] et un modèle en intérieur développé par le groupe de travail 802.11g [84] (section 3.2.3).

Pour les systèmes UWB, nous utilisons le modèle de propagation proposé par Pagani [77] (section 3.2.4 pour plus de détails).

Tous les modèles présentés ci-dessus sont des modèles empiriques obtenus à partir de mesures.

## 3.2 Applications numériques

Dans cette partie nous dressons le bilan complet d’une chaîne radio sur fibre, avec la partie optique présentée à la section 3.1.1, et la partie radio à la section 3.1.2.

### 3.2.1 Pour un signal UMTS

Dans cette partie, nous présentons d’abord les contraintes systèmes liées à un déport optique de l’UMTS. Puis nous décrivons les cas d’étude de déport radio sur fibre. Par la suite nous donnerons les résultats et les conclusions des bilans RF de déport d’un signal UMTS pour les voies descendantes et montantes.

#### 3.2.1.1 Contraintes systèmes d’un déport optique UMTS

Aujourd’hui les scénarii de déport de l’UMTS ont été imaginés dans le cas d’un déploiement pour une couverture en extérieur et en intérieur. Ces scénarii ont été proposés dans le cadre d’une étude menée par France Telecom R&D sur les systèmes d’antennes distribués [48] (DAS : *Distributed Antenna System*).

Il existe en réalité différents supports de transmission pour déporter un signal UMTS : le câble coaxial et la fibre optique. L’utilisation du câble coaxial est la plus

simple dans la mesure où cette technique ne nécessite pas de conversion électrique-optique et optique-électrique du signal. Cependant le câble coaxial présente une grande atténuation linéique et ne permettra donc pas un déport très important par rapport à celui possible avec la fibre optique. En effet, l'utilisation de la fibre optique va permettre un déport sur des distances relativement longues. C'est la raison pour laquelle il a été choisi de s'intéresser au déport de signaux radio sur la fibre optique.

Le déport d'un signal UMTS sur la fibre optique est rendu possible par une succession d'étapes qui vont chacune -à leur niveau- dégrader le signal. Ce paragraphe va présenter les paramètres essentiels dont il faut surveiller l'évolution lors du déport du signal UMTS sur la fibre optique. Ces premiers paramètres ont été mis en évidence lors de tests menés sur des systèmes commerciaux par le site France Telecom R&D d'Issy-les-Moulineaux.

Les principaux problèmes sont le temps de propagation, la linéarité et les pertes. La liste des paramètres à prendre en compte s'appuie sur les normes définies par le *Third Generation Partnership Project 3GPP*. Plus précisément sur les normes de la série n°25 de la release 99 [85] qui définissent l'aspect radio de l'UMTS.

**3.2.1.1.1 Limitations dues au temps de propagation** Cette contrainte va limiter la longueur du déport sur la fibre optique. En effet, même si la fibre optique est un support très performant grâce à sa faible atténuation ( $= 0,2 \text{ dB/km}$ ), il n'est cependant pas possible de parcourir plusieurs centaines de kilomètres.

La longueur maximum de fibre optique que l'on va pouvoir parcourir va en effet être limité par le temps de propagation entre le mobile et sa station de base. Ce délai est imposé par le *Round Trip Time* (RTT) et le *Transmit Power Control* (TPC) définit dans la norme TS25.133 R99 [86]. Pour définir la longueur maximum de fibre, il faut prendre en compte le RTT. Comme le précise la norme, la durée maximum du RTT doit être d'un *Time Slot* (TS), soit 2560 chips. Il faut considérer également le décalage entre la voix montante et la voix descendante. Ce temps de traitement et de commutation du mobile a une durée de 1024 chips.

Il vient donc :

$$\begin{aligned} 2560 &= tps\_propagation + 1024 + tps\_propagation + 1024 \\ 2560 &= 2 \cdot tps\_propagation + 2048 \end{aligned} \quad (3.14)$$

On a alors :

$$tps\_propagation = \frac{2560 - 2048}{2} = 256 \text{chips} \quad (3.15)$$

Selon la release 99 de la norme 3GPP, l'UMTS offre un débit de 3,84 MChips/s. La durée d'un chip est alors de  $0,260 \mu\text{s}$ . Cela nous permet de noter que le temps de propagation maximum est de :

$$256 \cdot 0,260 \cdot 10^{-6} = 66.56 \cdot 10^{-6} = 67 \mu\text{s} \quad (3.16)$$

Il est connu que le temps de propagation dans une fibre optique s'exprime sous la forme :

$$tps\_propagation = \frac{n \cdot L}{c} \quad (3.17)$$

avec  $n$  indice de la fibre,  $L$  longueur de la fibre et  $c$  vitesse de la lumière dans le vide.

Le temps de propagation imposé par la norme limite le temps de propagation dans la fibre optique. Soit :

$$67 \cdot 10^{-6} = \frac{1,5 \cdot L}{3 \cdot 10^8} \quad (3.18)$$

La longueur maximum de déport possible est alors de 13,4km.

Bien sûr, par mesure de précaution, nous prenons une marge de sécurité. Cette marge va permettre d'assurer la transmission de l'information par voie hertzienne. Sans cette marge, il n'y aurait aucune propagation dans l'air. Ainsi, la distance maximum de déport sur la fibre optique pour l'UMTS est fixée à 10 km. Cette limitation n'est pas compatible avec la notion du réseau d'accès optique, par contre dans la cas d'un déport dans un bâtiment, cette technique devient pertinente.

### 3.2.1.2 Choix des scénarii d'étude

Pour les cas d'applications d'un signal UMTS sur fibre optique nous considérons deux cas d'architecture optique, dans le sens descendant et le sens montant. Le premier cas d'architecture correspond à un déport d'antenne avec des pertes optiques faibles, ce qui correspond à une architecture point à point et de distance de propagation de 20km maximum (une perte optique inférieur ou égale 4dB). Le second cas d'architecture correspond à un réseau PON avec coupleur optique ayant des pertes optiques de l'ordre de 20dB.

Le modèle de propagation est le modèle COST231-Hata [79,82] pour une grande ville. Les pertes liées à la propagation pour le modèle COST231-Hata sont :

$$A_p = 46,3 + 33,9 \log(f_{MHz}) - 13,82 \log(h_b) + (44,9 - 6,55 \log(h_b)) \log(d) - 3,2 [\log(11,75h_m)]^2 - 4,97 + 3 \quad (3.19)$$

Pour nos exemples nous posons :  $h_b = 40m$ ,  $h_m = 1.70m$  et  $f_{MHz} = 2100MHz$ ,  $d$  est en km. L'équation précédente se réduit alors à :

$$A_p = 134.7 + 43.4 \log(d) \quad (3.20)$$

Pour l'application voie descendante (figure 3.8), un signal de type UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*) d'une puissance de sortie de 0dBm module le courant de polarisation d'un laser. L'antenne d'émission typique d'une station UMTS tri sectorielles est de 18dBi [87] et le gain de l'antenne du récepteur de 0dBi. Le seuil du bruit du récepteur est de  $-108dBm$  dans une bande de 3,84MHz, il correspond au bruit thermique. De plus le rapport signal sur bruit minimum est de 5dB. Le gain du processeur UMTS est de 25dB, son facteur de bruit de 7dB [88].

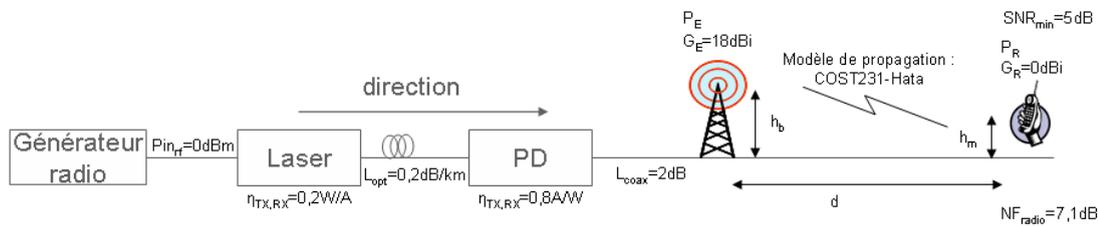


FIG. 3.8 – Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie descendante UMTS

Pour la voie montante (figure 3.9), la puissance de sortie du mobile est de 21dBm, les pertes liées à l’absorption du signal par le corps humain sont de 2dB. Le gain de l’antenne de réception est de 18dBi, la gain du processeur est de 25dB, de même que le facteur de bruit est toujours de 7dB. Les paramètres optiques sont les mêmes que pour la voie descendante.

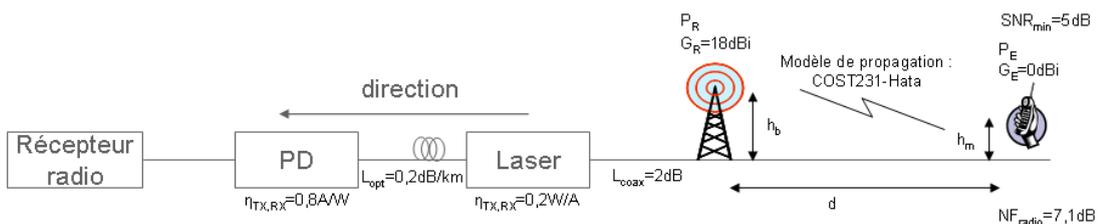


FIG. 3.9 – Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie montante UMTS

### 3.2.1.3 Voie descendante UMTS

La figure 3.10 récapitule les différents paramètres pris en compte. Les paramètres optiques utilisés sont ceux du tableau 3.4.

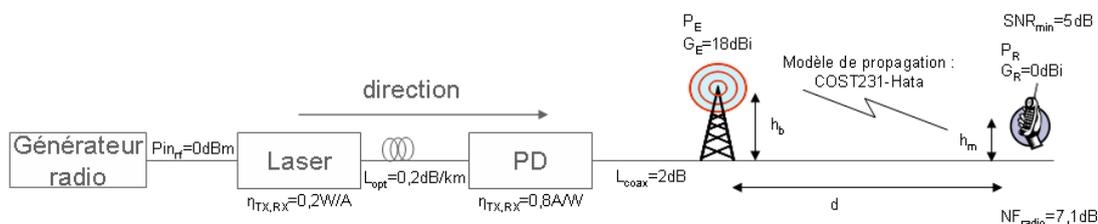


FIG. 3.10 – Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie descendante UMTS

Laser	Fibre	Photodiode	TIA
$I_{DC} = 50\text{mA}$	$L = 0\text{km}$	$R_c = 50\Omega$	$i_{enc} = 1, 2 \cdot 10^{-11} \text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$
$\eta_{EO} = 0, 20 \text{A/W}$	Pertes= 0, 2dB/Km	$\eta_{OE} = 0, 80 \text{A/W}$	$R_{TIA} = 508\Omega$
$R_{in} = 50\Omega$		$I_{dark} = 3, 3 \cdot 10^{-10} \text{A}$	
RIN= 150dBc/Hz			

TAB. 3.4 – Caractéristiques des différents équipements électro-optique d’une chaîne radio sur fibre

Les tableaux 3.5 et 3.6 regroupent les résultats obtenus pour la voie descendante d’une liaison radio sur fibre pour un signal UMTS, sans amplificateur transimpédance après la photodiode (tableau 3.5), et avec un amplificateur transimpédance après la photodiode (tableau 3.6).

Pertes optiques (dB)	4	20
bilan RF de la partie optique		
Puissance d’entrée RF (dBm)	0	0
Gain RF (dB)	-23,92	-55,92
Puissance de sortie RF (dBm)	-15,92	-55,92
bilan RF de la partie radio		
Pertes câbles coaxiaux (dB)	3	3
Pertes liées au corps humain (dB)	2	2
Gain de l’antenne d’émission (dBi)	18	18
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	7	7
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-167	-167
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 3, 84 \text{MHz}$ )	-101,2	-101,2
Marge d’interférence (dB)	3	3
Puissance d’interférence (dBm)	-101,2	-101,2
Puissance de bruit et interférence (dBm)	-98,2	-98,2
Gain du processeur (dB) $\left( 10 \log \left( \frac{3840}{12,2} \right) \right)$	25	25
SNR pour la voix (dB)	5	5
Marge évanouissement rapide (dB)	4	4
Sensibilité du mobile (dBm)	-127,2	-127,2
Pertes totales en transmission (dB)	103,28	72,28
Dimensionnement		
Marge d’évanouissement suivant la loi log normal (dB)	7	7
Gain lié au softhandover (dB)	3	3
Pertes totales de propagation (dB)	99,28	67,28
Distance de propagation (modèle COST231-Hata) (km)	0,152	0,027

TAB. 3.5 – Bilan RF et taille des cellules UMTS sans TIA après la photodiode (voie descendante)

Pertes optiques (dB)	4	20
bilan RF de la partie optique		
Puissance d'entrée RF (dBm)	0	0
Gain RF (dB)	-3,77	-35,78
Puissance de sortie RF (dBm)	-3,77	-35,78
bilan RF de la partie radio		
Pertes câbles coaxiaux (dB)	3	3
Pertes liées au corps humain (dB)	2	2
Gain de l'antenne d'émission (dBi)	18	18
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	7	7
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-167	-167
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 3,84MHz$ )	-101,2	-101,2
Marge d'interférence (dB)	3	3
Puissance d'interférence (dBm)	-101,2	-101,2
Puissance de bruit et interférence (dBm)	-98,2	-98,2
Gain du processeur (dB) $\left(10 \log \left(\frac{3840}{12,2}\right)\right)$	25	25
SNR pour la voix (dB)	5	5
Marge évanouissement rapide (dB)	4	4
Sensibilité du mobile (dBm)	-127,2	-127,2
Pertes totales en transmission (dB)	123,36	91,42
Dimensionnement		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	7	7
Gain lié au softhandover (dB)	3	3
Pertes totales de propagation (dB)	119,36	87,42
Distance de propagation (modèle COST231-Hata) (km)	0,443	0,081

TAB. 3.6 – Bilan RF et taille des cellules UMTS avec TIA après la photodiode (voie descendante)

La distance de propagation d'un signal UMTS pour la voie descendante est de l'ordre de 150 mètres pour une perte optique de 4dB ce qui correspond à un liaison point à point de 20 kilomètres. L'ajout d'un amplificateur transimpédance après la partie optique permet d'augmenter cette distance de propagation jusqu'à 450 mètres.

En ce qui concerne des pertes optiques de l'ordre de 20dB, c'est à dire lorsqu'un réseau PON est utilisé pour réaliser un déport UMTS, la distance de propagation est de l'ordre de 30 mètres et 80 mètres avec un amplificateur transimpédance. Pour une distance de propagation supérieure, il est nécessaire d'utiliser un amplificateur après la chaîne optique. Cependant si ce déport est utilisé pour une application femtocell UMTS pour le domestique, la solution avec un amplificateur transimpédance après la photodiode est suffisante.

De plus pour augmenter la distance de propagation de 10dB, nous pouvons augmenter dans un premier temps la puissance de modulation du laser. Dans un second

temps nous pouvons ajouter encore un amplificateur RF avec la photodiode pour augmenter la puissance de sortie RF de la chaîne optique.

### 3.2.1.4 Voie montante UMTS

La figure 3.11 récapitule les différents paramètres pris en compte. Les paramètres optiques utilisés sont ceux du tableau 3.7.

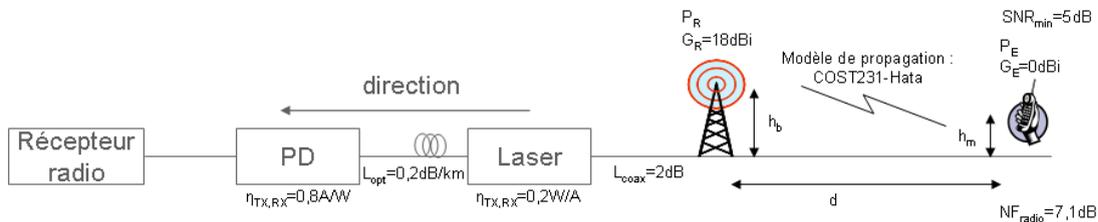


FIG. 3.11 – Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie montante UMTS

Laser	Fibre	Photodiode	TIA
$I_{DC} = 50\text{mA}$	$L = 0\text{km}$	$R_c = 50\Omega$	$i_{enc} = 1, 2 \cdot 10^{-11} \text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$
$\eta_{EO} = 0, 20\text{A/W}$	Pertes= 0, 2dB/Km	$\eta_{OE} = 0, 80\text{A/W}$	$R_{TIA} = 508\Omega$
$R_{in} = 50\Omega$		$I_{dark} = 3, 3 \cdot 10^{-10} \text{A}$	
RIN= 150dBc/Hz			

TAB. 3.7 – Caractéristiques des différents équipements électro-optique d'une chaîne radio sur fibre

Les tableaux 3.8 et 3.9 regroupent les résultats obtenus pour la voie montante d'une liaison radio sur fibre pour un signal UMTS, sans amplificateur transimpédance après la photodiode (tableau 3.8), et avec un amplificateur transimpédance après la photodiode (tableau 3.9).

Pertes optiques (dB)	4	20
bilan RF de la partie radio		
Puissance de sortie du mobile (dBm)	21	21
Pertes liés au corps humain (dB)	2	2
Puissance rayonnée (dBm)	19	19
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	7	7
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-167	-167
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 3,84MHz$ )	-101,2	-101,2
Marge d'interférence (dB)	3	3
Puissance d'interférence (dBm)	-101,2	-101,2
Puissance de bruit et interférence (dBm)	-98,2	-98,2
bilan RF de la partie optique		
Gain RF (dB)	-23,92	-55,92
Puissance de bruit en sortie (optique) (dBm)	-84,86	-98,2
Puissance de bruit ramenée en entrée (optique) (dBm)	-60,14	-42,28
Gain du processeur (dB) $\left(10 \log \left(\frac{3840}{12,2}\right)\right)$	25	25
SNR pour la voix (dB)	5	5
Marge évanouissement rapide (dB)	4	4
Pertes câbles coaxiaux (dB)	3	3
Gain de l'antenne de réception (dBi)	18	18
Sensibilité de la station de base (dBm)	-91,91	-72,28
Pertes totales en transmission (dB)	110,91	91,28
Dimensionnement		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	7	7
Gain lié au softhandover (dB)	3	3
Pertes totales de propagation (dB) (sans l'optique)	106,91	87,28
Distance de propagation (modèle COST231-Hata) (km)	0,229	0,080

TAB. 3.8 – Bilan RF et taille des cellules UMTS sans TIA après la photodiode (voie montante)

Pertes optiques (dB)	4	20
bilan RF de la partie radio		
Puissance de sortie du mobile (dBm)	21	21
Pertes liés au corps humain (dB)	2	2
Puissance rayonnée (dBm)	19	19
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	7	7
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-167	-167
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 3,84MHz$ )	-101,2	-101,2
Marge d'interférence (dB)	3	3
Puissance d'interférence (dBm)	-101,2	-101,2
Puissance de bruit et interférence (dBm)	-98,2	-98,2
bilan RF de la partie optique		
Gain RF (dB)	-3,77	-35,78
Puissance de bruit en sortie (optique) (dBm)	-64,59	-84,33
Puissance de bruit ramenée en entrée (optique) (dBm)	-60,82	-48,55
Gain du processeur (dB) $\left(10 \log \left(\frac{3840}{12,2}\right)\right)$	25	25
SNR pour la voix (dB)	5	5
Marge évanouissement rapide (dB)	4	4
Pertes câbles coaxiaux (dB)	3	3
Gain de l'antenne de réception (dBi)	18	18
Sensibilité de la station de base (dBm)	-91,79	-79,55
Pertes totales en transmission (dB)	110,79	98,55
Dimensionnement		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	7	7
Gain lié au softhandover (dB)	3	3
Pertes totales de propagation (dB) (sans l'optique)	106,79	94,55
Distance de propagation (modèle COST231-Hata) (km)	0,227	0,118

TAB. 3.9 – Bilan RF et taille des cellules UMTS avec TIA après la photodiode (voie montante)

En ce qui concerne le déport UMTS par fibre optique pour la voie montante. Pour de faibles pertes optiques, l'amplificateur transimpédance après la fibre optique n'a pas d'utilité, car c'est plus le bruit du laser qui limite la transmission optique. La distance de propagation pour des pertes optiques de 4dB est d'environ 220 mètres.

Pour de fortes pertes optiques, le bruit du récepteur de la station de base limite la transmission en l'absence d'amplificateur transimpédance. Par conséquent l'ajout d'un amplificateur relâche cette contrainte et permet donc une plus grande distance de propagation. Cette distance est de l'ordre de 80 mètres et de 120 mètres avec un amplificateur transimpédance. L'ajout d'un amplificateur avant la chaîne optique d'un gain de 35dB et d'un facteur de bruit de 3dB, permet d'avoir une distance de propagation de l'ordre de 1250 mètres pour des pertes optiques de 4dB et de parcourir

450 mètres et 650 mètres pour 20dB de pertes optiques pour une liaison avec et sans amplificateur transimpédance respectivement.

Pour augmenter la distance de propagation dans le sens descendant, il est préférable d'ajouter un amplificateur après la chaîne optique, alors que dans le sens montant la meilleure position de l'amplificateur est avant la chaîne optique pour compenser les pertes liées à la propagation hertzienne.

### 3.2.2 Pour un signal WiMAX

Dans cette partie, nous présentons d'abord les contraintes systèmes liées à un déport optique WiMAX. Puis nous décrirons les cas d'étude de déport radio sur fibre. Par la suite nous donnerons les résultats et les conclusions des bilans RF de déport d'un signal WiMAX pour les voies descendantes et montantes.

#### 3.2.2.1 Contraintes systèmes d'un déport optique WiMAX

**3.2.2.1.1 Time Division Duplexing (TDD)** Sur la figure 3.12 DL-MAP (*Down-Link MAP*) est une trame reçue par toutes les SS (*Subscribers Stations*). Elle indique à partir de quel moment la trame descendante commence. De plus elle prévient les SS à quel instant elles vont recevoir leur trame et le format de modulation associé.

Même chose pour le UL-MAP (*UpLink MAP*) qui indique quand et à quel moment les SS peuvent émettre. Les trames TDD ont un temps de validité qui correspond au temps pendant lequel la BS (*Base Station*) attend un acquittement, sinon la trame est de nouveau envoyée au SS. Ce temps est compris entre un ATDD (*Adaptative Time Division Duplex*) et un ATDD + Tf (un temps de trame)

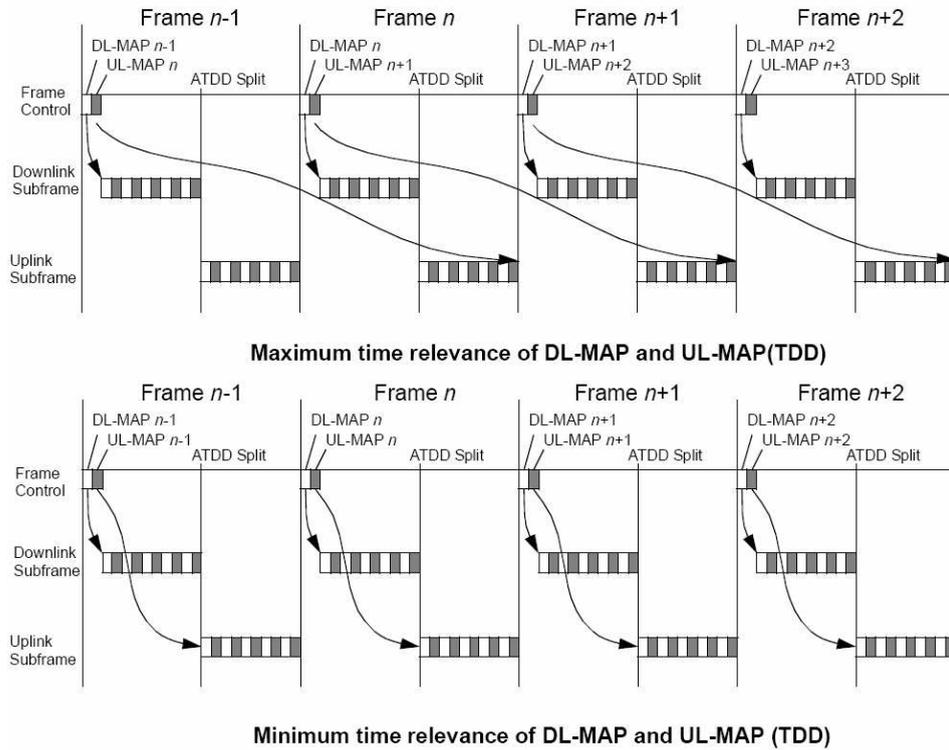


FIG. 3.12 – Temps validité min et max pour la trame TDD

**3.2.2.1.2 Frequency Division Duplexing (FDD)** Sur la figure 3.13, DL-MAP est une trame reçue par toutes les SS. Elle indique à partir de quel moment la trame descendante commence. De plus elle prévient les SS à quel instant elles vont recevoir leurs trames. Même chose pour le UL-MAP qui indique quand et à quel moment les SS peuvent émettre. Pour les trames FDD, le temps de validité est compris entre un RTD (*Round Trip Delay*) +  $T_{proc}$  et un temps de trame ( $T_f$ ).

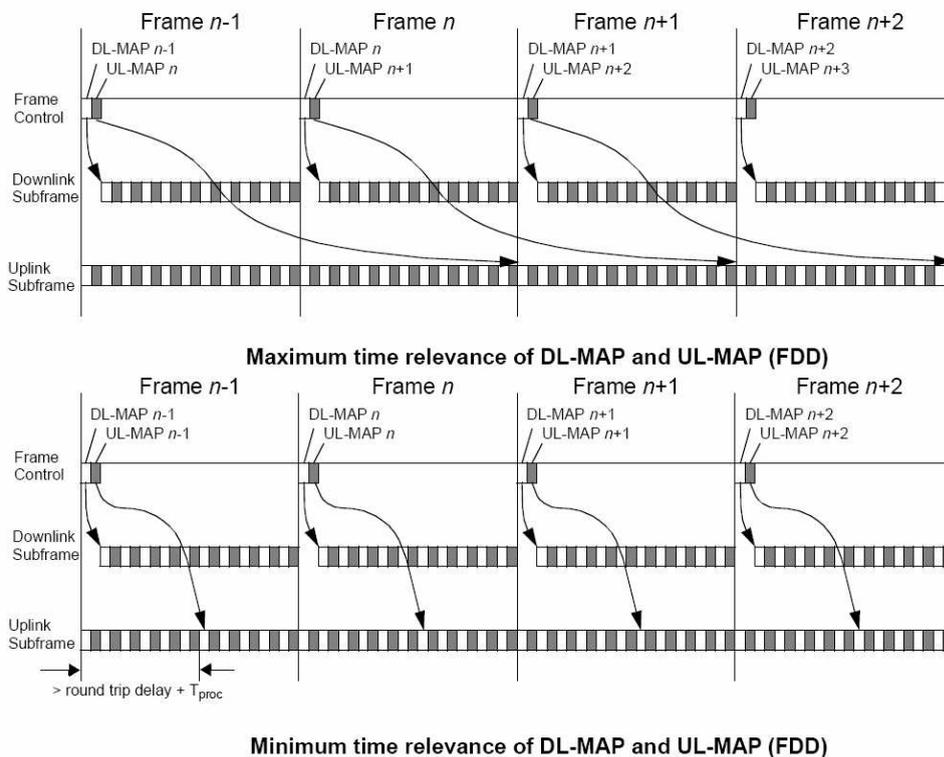


FIG. 3.13 – Temps pertinence min et max pour la trame FDD

La distance de propagation pour des conditions LOS (*Line Of Sight*) peut aller jusqu'à 50km, tandis que pour des conditions NLOS (*Non Line Of Site*) la distance peut aller jusqu'à 8km [89, 90].

Le temps de propagation pour 50 kilomètres est de :

$$t_{propa} = \frac{n \cdot L}{c} = \frac{1 \cdot 50 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^8} = 167.7 \mu s \quad (3.21)$$

Il faut donc 166,7μs car l'indice de l'air vaut 1. A partir de cette formule (3.21), et en remplaçant l'indice de l'air par l'indice de la fibre ( $n_{fibre} \approx 1,5$ ), la distance maximum dans la fibre est de 34km bien entendu cette distance sera plus faible étant donné qu'il faut garder une marge pour que le signal se propage dans l'air. Il est alors possible d'avoir une distance de propagation totale (aller ou retour) 25km dans la fibre avec une cellule d'un rayon de 10km (air). Ceci est compatible avec la notion de réseaux d'accès.

### 3.2.2.2 Choix des scénarii d'étude

Pour les cas d'applications d'un signal WiMAX sur fibre optique nous considérons deux cas d'architecture optique, dans le sens descendant et le sens montant. Le premier cas d'architecture correspond à un déport d'antenne avec des pertes optiques faibles, ce qui correspond à une architecture point à point et de distance de

propagation de 20km maximum (une perte optique inférieur ou égale 4dB). Le second cas d'architecture correspond à un réseau PON avec coupleur optique ayant des pertes optiques de l'ordre de 20dB.

Le modèle de propagation utilisé par le WiMAX est le modèle de Erceg [80, 81] qui corrige les limitations du modèle COST231-Hata [82].

Ce modèle couvre les trois catégories de terrain que nous pouvons rencontrer. La catégorie ayant les pertes de propagation maximum est le terrain montagneux avec une densité modérée d'arbres (Catégorie A). La catégorie ayant les pertes de propagation minimum est le terrain principalement plat avec une faible densité d'arbres (Catégorie C). La catégorie intermédiaire est appelée catégorie B.

L'équation qui détermine les pertes en fonction des différentes catégories est :

$$PL = A + 10\gamma \log \left( \frac{d}{d_0} \right) + s \text{ for } d > d_0 \quad (3.22)$$

Où  $A = 20 \log \left( \frac{4\pi d_0}{\lambda} \right)$  ( $\lambda$  est la longueur d'onde en mètres),  $\gamma$  est l'exposant des pertes de propagation avec  $\gamma = (a - bh_b + ch_b)$  pour  $h_b$  compris entre 10 et 80m ( $h_b$  est la hauteur de la station de base en mètre),  $d_0 = 100$ m et  $a, b, c$  sont des constantes dépendant de la catégorie du terrain. Les paramètres sont donnés dans le tableau 3.10

Paramètres du modèles	Catégorie A	Catégorie B	Catégorie C
$a$	4,6	4	3.6
$b$	0,0075	0,0065	0,005
$c$	12,6	17,1	20

TAB. 3.10 – Paramètres des modèles

L'effet d'évanouissement est représenté par  $s$  qui suit la distribution log normal. Les valeurs typiques de déviation standard sont comprises entre 8,2 et 10,6dB et dépendent du terrain et de la densité type [81].

Ce modèle est basé sur la littérature pour des fréquences proches de 2GHz et des antennes de réception proche de 2m. Afin d'utiliser le modèle pour d'autres fréquences et des hauteurs d'antennes entre 2 et 10m (antenne de réception WiMAX sur le toit des maisons) des termes de corrections doivent être ajoutés.

Les pertes de propagation en dB avec les termes de corrections deviennent :

$$PL_{\text{modifiée}} = PL + \Delta PL_f + \Delta PL_h \quad (3.23)$$

Où  $PL$  est la perte de propagation donnée par l'équation 3.22,  $\Delta PL_f$  (en dB) est le terme de correction pour la fréquence [91] donné par :

$$\Delta PL_f = 6 \log \left( \frac{f}{2000} \right) \quad (3.24)$$

Où  $f$  est la fréquence en MHz, et  $\Delta PL_h$  (en dB) est le terme de correction pour l'antenne de réception donné par :

$$\Delta PL_h = -10.8 \log \left( \frac{h}{2} \right) \text{ pour les catégories A et B [92]} \quad (3.25)$$

$$\Delta PL_h = -20 \log \left( \frac{h}{2} \right) \text{ pour les catégories C [93]} \quad (3.26)$$

Où  $h$  est la hauteur de l'antenne de réception comprise entre 2 et 10m

Pour l'application voie descendante (figure 3.14), un signal de type WiMAX d'une puissance de sortie de 0dBm module le courant de polarisation d'un laser. L'antenne d'émission typique d'une station WiMAX tri sectorielles est de 16dBi [94] et le gain de l'antenne du récepteur de 18dBi. Plusieurs formats de modulation peuvent être utilisés, mais nous utilisons celui qui propose la plus grande sensibilité pour connaître la distance maximale de propagation. La sensibilité est de  $-98\text{dBm}$  pour un signal BPSK. Le seuil du bruit du récepteur est de  $-108,5\text{dBm}$  dans une bande de 3,5MHz et la fréquence porteuse du signal WiMAX est de 3,5GHz. Le SNR minimum est de 6,4dB [8] et son facteur de bruit de 4dB car sa sensibilité à un signal BPSK est de  $-98\text{dBm}$  [95]. Pour le modèle de propagation nous utiliserons le modèle de Erceg catégorie A qui correspond à un modèle suburbain.

L'équation 3.27 donne l'expression des pertes de propagation pour le modèle de catégorie A. Pour  $h_b = 30\text{m}$  et  $h = 8\text{m}$ .

$$\begin{aligned} PL_{\text{modifiée}} &= PL + \Delta PL_f + \Delta PL_h \\ &= 83.32 + 47,95 \log \frac{d}{100} + 10 + 1,46 - 6,5 \\ &= 98,16 + 47,95 \log \frac{d}{100} \end{aligned} \quad (3.27)$$

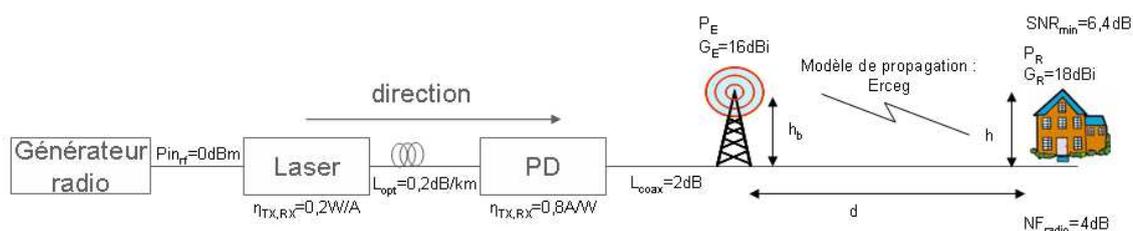


FIG. 3.14 – Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie descendante WiMAX

Pour la voie montante (figure 3.15), la puissance de sortie du mobile est de 20dBm. Le gain de l'antenne de réception est de 16dBi. Le gain de l'antenne d'émission est de 18dBi et le facteur de bruit est toujours de 4dB. Les paramètres optiques

sont les mêmes que pour la voie descendante. Pour le modèle de propagation nous utiliserons le modèle de Erceg catégorie A qui correspond à un modèle suburbain.

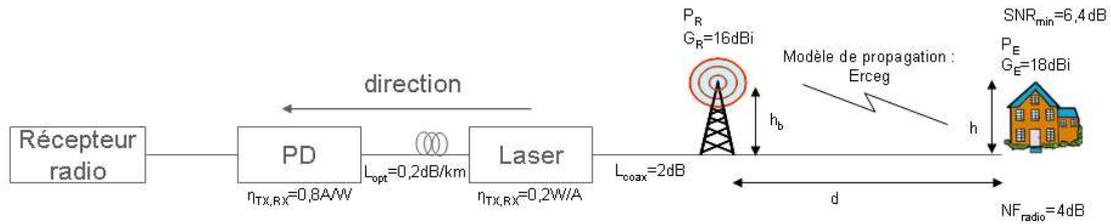


FIG. 3.15 – Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie montante WiMAX

### 3.2.2.3 Voie descendante WiMAX

La figure 3.16 récapitule les différents paramètres pris en compte. Les paramètres optiques utilisés sont ceux du tableau 3.11.

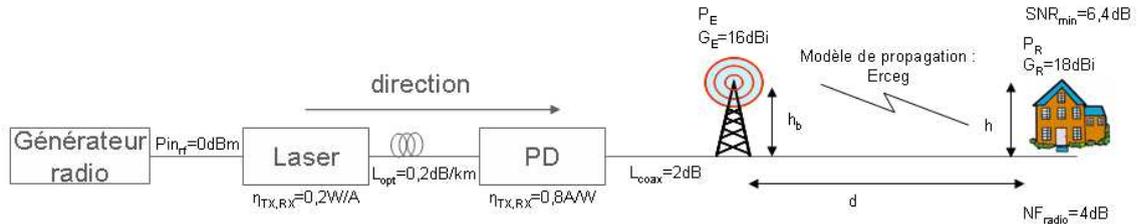


FIG. 3.16 – Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie descendante WiMAX

Laser	Fibre	Photodiode	TIA
$I_{DC} = 50\text{mA}$	$L = 0\text{km}$	$R_c = 50\Omega$	$i_{enc} = 1, 2 \cdot 10^{-11} \text{A} / \sqrt{\text{Hz}}$
$\eta_{EO} = 0, 20\text{A/W}$	Pertes = 0, 2dB/Km	$\eta_{OE} = 0, 80\text{A/W}$	$R_{TIA} = 508\Omega$
$R_{in} = 50\Omega$		$I_{dark} = 3, 3 \cdot 10^{-10} \text{A}$	
RIN = 150dBc/Hz			

TAB. 3.11 – Caractéristiques des différents équipements électro-optique d'une chaîne radio sur fibre

Les tableaux 3.12 et 3.13 regroupent les résultats obtenus pour la voie descendante d'une liaison radio sur fibre pour un signal WiMAX, sans amplificateur transimpédance après la photodiode (tableau 3.12), et avec un amplificateur transimpédance après la photodiode (tableau 3.13).

Pertes optiques (dB)	4	20
bilan RF de la partie optique		
Puissance d'entrée RF (dBm)	0	0
Gain RF (dB)	-23,92	-55,92
Puissance de sortie RF (dBm)	-23,92	-55,92
bilan RF de la partie radio		
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2	2
Gain de l'antenne d'émission (dBi)	16	16
Gain de l'antenne de réception (dBi)	18	18
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	4	4
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-170	-170
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 3,5\text{MHz}$ )	-104,5	-104,5
SNR BPSK (dB)	6,4	6,4
Sensibilité du récepteur (dBm)	-98,2	-98,2
Pertes totales en transmission (dB)	106,28	74,28
Dimensionnement		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	10	10
Pertes totales de propagation (dB)	96,28	64,28
Distance de propagation (Erceg) (km)	0,091	0,019

TAB. 3.12 – Bilan RF et taille des cellules WiMAX sans TIA après la photodiode (voie descendante)

Pertes optiques (dB)	4	20
bilan RF de la partie optique		
Puissance d'entrée RF (dBm)	0	0
Gain RF (dB)	-3,77	-35,78
Puissance de sortie RF (dBm)	-3,77	-35,78
bilan RF de la partie radio		
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2	2
Gain de l'antenne d'émission (dBi)	16	16
Gain de l'antenne de réception (dBi)	18	18
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	4	4
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-170	-170
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 3,5\text{MHz}$ )	-104,5	-104,5
SNR BPSK (dB)	6,4	6,4
Sensibilité du récepteur (dBm)	-98,2	-98,2
Pertes totales en transmission (dB)	126,38	94,45
Dimensionnement		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	10	10
Pertes totales de propagation (dB)	116,38	84,45
Distance de propagation (Erceg) (km)	0,239	0,051

TAB. 3.13 – Bilan RF et taille des cellules WiMAX avec TIA après la photodiode (voie descendante)

La distance de propagation d'un signal WiMAX pour la voie descendante est de l'ordre de 90 mètres pour une perte optique de 4dB ce qui correspond à une liaison point à point de 20 kilomètres. L'ajout d'un amplificateur transimpédance après la partie optique permet d'augmenter cette distance de propagation jusqu'à 240 mètres.

En ce qui concerne les pertes optiques de l'ordre de 20dB, c'est à dire lorsqu'un réseau PON est utilisé pour réaliser un déport WiMAX, la distance de propagation est de l'ordre de 20 mètres et 50 mètres avec un amplificateur transimpédance. Pour une distance de propagation supérieure, il est nécessaire d'utiliser un amplificateur après la chaîne optique. Cependant si ce déport est utilisé pour une application femtocell WiMAX pour le domestique, la solution avec un amplificateur transimpédance après la photodiode est suffisante.

De plus pour augmenter la distance de propagation de 10dB, nous pouvons augmenter dans un premier temps la puissance de modulation du laser. Dans un second temps nous pouvons ajouter encore un amplificateur RF avec la photodiode pour augmenter la puissance de sortie RF de la chaîne optique.

#### 3.2.2.4 Voie montante WiMAX

La figure 3.17 récapitule les différents paramètres pris en compte. Les paramètres optiques utilisés sont ceux du tableau 3.14.

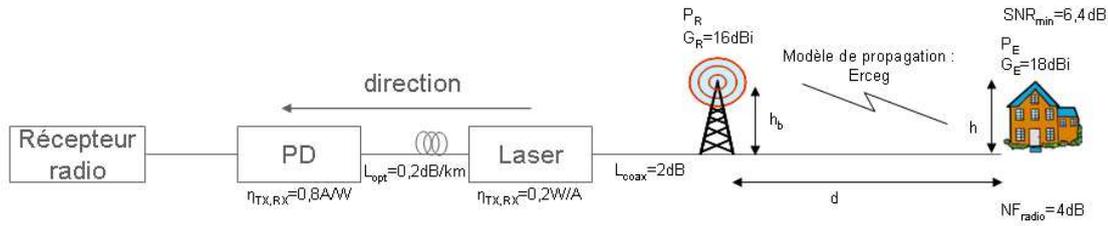


FIG. 3.17 – Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie montante WiMAX

Laser	Fibre	Photodiode	TIA
$I_{DC} = 50\text{mA}$	$L = 0\text{km}$	$R_c = 50\Omega$	$i_{enc} = 1,2 \cdot 10^{-11} \text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$
$\eta_{EO} = 0,20\text{A/W}$	Pertes= 0,2dB/Km	$\eta_{OE} = 0,80\text{A/W}$	$R_{TIA} = 508\Omega$
$R_{in} = 50\Omega$		$I_{dark} = 3,3 \cdot 10^{-10} \text{A}$	
RIN= 150dBc/Hz			

TAB. 3.14 – Caractéristiques des différents équipements électro-optique d’une chaîne radio sur fibre

Les tableaux 3.15 et 3.16 regroupent les résultats obtenus pour la voie montante d’une liaison radio sur fibre pour un signal WiMAX, sans amplificateur transimpédance après la photodiode (tableau 3.15), et avec un amplificateur transimpédance après la photodiode (tableau 3.16).

Pertes optiques (dB)	4	20
bilan RF de la partie radio		
Puissance de sortie de l'émetteur (maison) (dBm)	20	20
Puissance rayonnée (dBm)	20	20
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	4	4
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-170	-170
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 3,5\text{MHz}$ )	-104,5	-104,5
bilan RF de la partie optique		
Gain RF (dB)	-23,92	-55,92
Puissance de bruit en sortie (optique) (dBm)	-84,86	-104,5
Puissance de bruit ramenée en entrée (optique) (dBm)	-60,94	-48,58
SNR BPSK (dB)	6,4	6,4
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2	2
Gain de l'antenne de émission (dBi)	18	18
Gain de l'antenne de réception (dBi)	16	16
Pertes totales en transmission (dB)	106,54	94,18
Dimensionnement		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	10	10
Pertes totales de propagation (dB) (sans l'optique)	96,54	84,18
Distance de propagation (Erceg) (km)	0,092	0,051

TAB. 3.15 – Bilan RF et taille des cellules WiMAX sans TIA après la photodiode (voie montante)

Pertes optiques (dB)	4	20
bilan RF de la partie radio		
Puissance de sortie de l'émetteur (maison) (dBm)	20	20
Puissance rayonnée (dBm)	20	20
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	4	4
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-170	-170
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 3,5\text{MHz}$ )	-104,5	-104,5
bilan RF de la partie optique		
Gain RF (dB)	-3,77	-35,78
Puissance de bruit en sortie (optique) (dBm)	-64,59	-84,33
Puissance de bruit ramenée en entrée (optique) (dBm)	-60,82	-48,55
SNR BPSK (dB)	6,4	6,4
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2	2
Gain de l'antenne de émission (dBi)	18	18
Gain de l'antenne de réception (dBi)	16	16
Pertes totales en transmission (dB)	106,82	94,15
Dimensionnement		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	10	10
Pertes totales de propagation (dB) (sans l'optique)	96,42	84,15
Distance de propagation (Erceg) (km)	0,091	0,051

TAB. 3.16 – Bilan RF et taille des cellules WiMAX avec TIA après la photodiode (voie montante)

En ce qui concerne le déport WiMAX par fibre optique pour la voie montante. Pour de faible perte optique, l'amplificateur transimpédance après la fibre optique n'a pas d'utilité, car c'est plus le bruit du laser qui limite la transmission optique. La distance de propagation pour des pertes optiques de 4dB est d'environ 90 mètres.

Pour de fortes pertes optiques, le bruit, du récepteur de la station de base, limite la transmission en l'absence d'amplificateur transimpédance. Par conséquent, l'ajout d'un amplificateur, relâche cette contrainte et permet donc, une plus grande distance de propagation. Mais cette configuration correspond à un cas particulier où le bruit de l'amplificateur équivaut au bruit du récepteur WiMAX. Cette distance est de l'ordre de 50 mètres avec ou sans un amplificateur transimpédance. L'ajout, d'un amplificateur d'un gain de 35dB et d'un facteur de bruit de 3dB, avant la chaîne optique permet d'avoir une distance de propagation de l'ordre de 430 mètres pour des pertes optiques de 4dB et de parcourir 240 mètres pour 20dB de pertes optiques pour une liaison avec ou sans amplificateur transimpédance.

Pour augmenter la distance de propagation dans le sens descendant, il est préférable d'ajouter un amplificateur après la chaîne optique, alors que dans le sens montant la meilleure position de l'amplificateur est avant la chaîne optique pour compenser les pertes liées à la propagation hertzienne.

### 3.2.3 Pour un signal WiFi

#### 3.2.3.1 Contraintes systèmes d'un déport optique WiFi

Les principales contraintes liées au déport optique d'un signal WiFi, sont le temps de propagations, la linéarité et les pertes.

Le protocole utilisé par la norme WiFi pour éviter les collisions est le CSMA/CA (*Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance*) : Système de gestion des accès à un réseau selon le principe CSMA, c'est à dire que le utilisateur vérifie si personne ne transmet d'information avant d'en envoyer. Selon ce mode « Collision Avoidance » (CA), chaque station de travail souhaitant émettre sur le réseau, va au préalable vérifier que le trafic déjà existant ne risque pas d'être gêné par les données qu'elle souhaite envoyer, avec les risques de perte de données que cela impliquerait.

Tous les  $10\mu s$  (SIFS : *Short InterFrame Space*) l'appareil scanne donc le canal de propagation. Lorsque l'équipement ne détecte aucune transmission pendant  $50\mu s$  (DIFS intervalle : *Distributed InterFrame Space*) il commence sa procédure d'émission ou de ré-émission en absence d'une trame d'acquiescement (ACK : *Acknowledgment*). Le temps maximum d'aller-retour+temps processeur est donc de  $50\mu s$  [96]. Le temps de processeur est de  $10\mu s$ , il nous reste alors  $40\mu s$  comme temps de propagation (aller-retour) fibre+air. La distance maximale parcourue dans la fibre est :

$$d_{\text{MaxFibre}} = \frac{c.t}{n} = \frac{3.10^8 \cdot 20.10^{-6}}{1,45} = 8,275\text{km} \quad (3.28)$$

La distance maximale entre le central et l'antenne déportée ne peut dépasser plus de 4km, ce qui limite ce déport à un réseau local et non d'accès où les distances sont comprises généralement entre 20 et 40km.

La figure 3.18 présente la relation entre les trames qui autorisent le temps maximum de propagation.

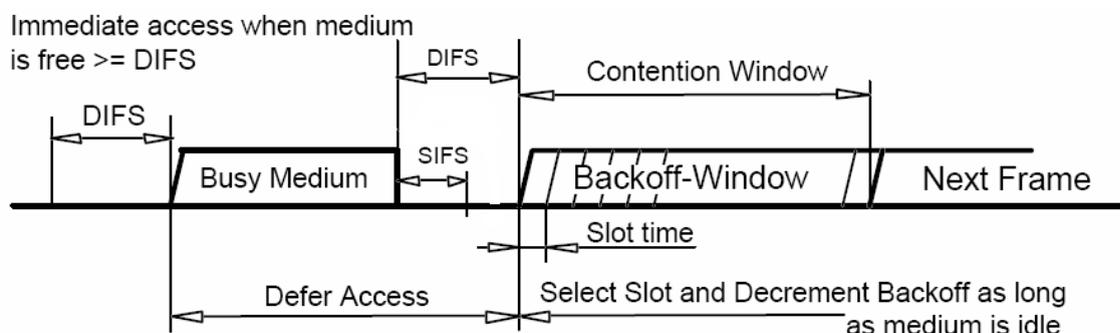


FIG. 3.18 – Relation entre les trames WiFi

#### 3.2.3.2 Choix des scénarii d'étude

Les scénarii d'étude du WiFi peuvent se classer en deux catégories, une catégorie pour les systèmes en extérieur, et une autre catégorie pour les systèmes en intérieur. Pour ces deux catégories, nous étudions les voies montantes et descendantes.

**3.2.3.2.1 En extérieur** Pour les scénarii en extérieur, quatre configurations sont étudiées pour la voie montante et la voie descendante. Ces quatre configurations sont :

- signal WiFi d’un débit de 6Mbit/s et une perte optique de 4dB (configuration d’un déport d’antenne entre 10 et 20km de fibre)
- signal WiFi d’un débit de 6Mbit/s et une perte optique de 20dB (configuration d’antenne distribuée sur un réseau optique de type PON)
- signal WiFi d’un débit de 54Mbit/s et une perte optique de 4dB (configuration d’un déport d’antenne entre 10 et 20km de fibre)
- signal WiFi d’un débit de 54Mbit/s et une perte optique de 20dB (configuration d’antenne distribuée sur un réseau optique de type PON)

Le modèle de propagation choisi pour le WiFi en extérieur est le modèle *Earth Plane Model* [83] appelé aussi modèle deux rayons.

La figure 3.19 représente le modèle à deux rayons.

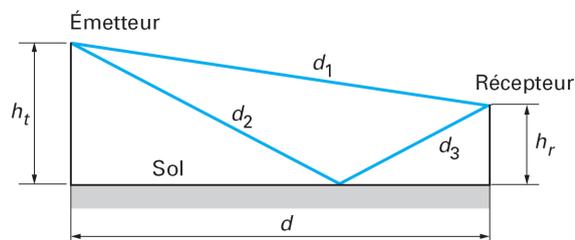


FIG. 3.19 – Modèle deux rayons

La perte de propagation en fonction de la distance  $d$  avec le modèle deux rayons [79] est :

$$PL = -10 \log(G_t) - 10 \log(G_r) - 20 \log(h_t) - 20 \log(h_r) + 40 \log(d) \quad (3.29)$$

**3.2.3.2.2 En intérieur** Les scénarii en intérieur sont :

- signal WiFi d’un débit de 6Mbit/s et une perte optique de 4dB (configuration d’un déport d’antenne entre 10 et 20km de fibre)
- signal WiFi d’un débit de 6Mbit/s et une perte optique de 20dB (configuration d’antenne distribuée sur un réseau optique de type PON)
- signal WiFi d’un débit de 54Mbit/s et une perte optique de 4dB (configuration d’un déport d’antenne entre 10 et 20km de fibre)
- signal WiFi d’un débit de 54Mbit/s et une perte optique de 20dB (configuration d’antenne distribuée sur un réseau optique de type PON)

Le modèle de propagation choisi est celui développé par le groupe de travail 802.11n [84]. Ce modèle d’atténuation consiste à une perte en espace libre d’une pente à 2 (FS : *Free Space*) jusqu’au point de rupture (BP : *BreakPoint*) et d’une pente à 3,5 après le point de rupture. L’affaiblissement du signal en fonction de la propagation s’exprime :

$$PL(d) = L_{FS}(d) = -27,6 + 20 \log(f) + 20 \log(d) \text{ pour } d \leq d_{BP} \quad (3.30)$$

$$PL(d) = L_{FS}(d_{BP}) + 35 \log \left( \frac{d}{d_{BP}} \right) \text{ pour } d > d_{BP} \quad (3.31)$$

où  $d$  est la distance entre l'émetteur et le récepteur en mètre,  $f$  la fréquence en Hz. Les paramètres sont résumés dans le tableau 3.20.

New Model	$d_{BP}$ (m)	Slope before $d_{BP}$	Slope after $d_{BP}$	Shadow fading std. dev. (dB) before $d_{BP}$ (LOS)	Shadow fading std. dev. (dB) after $d_{BP}$ (NLOS)
A (optional)	5	2	3.5	3	4
B	5	2	3.5	3	4
C	5	2	3.5	3	5
D	10	2	3.5	3	5
E	20	2	3.5	3	6
F	30	2	3.5	3	6

FIG. 3.20 – Paramètres du modèle de propagation

Le modèle utilisé en intérieur est le modèle D. Il correspond à un environnement typique de bureau.

Pour l'application voie descendante (figure 3.21), un signal de type WiFi d'une puissance de sortie de 0dBm module le courant de polarisation d'un laser. L'antenne d'émission typique d'une station WiFi est de 6dBi et le gain de l'antenne du récepteur de 3dBi. Le seuil du bruit du récepteur est de  $-95,5$ dBm dans une bande de 22MHz pour le signal à 6Mbit/s et le SNR pour ce signal est de 10dB. Le seuil du bruit du récepteur est de  $-95,5$ dBm dans une bande de 22MHz pour le signal à 54Mbit/s et le SNR pour ce signal est de 20dB. Le facteur de bruit est de 5dB [97]. La hauteur, de la station de base  $h_t$  et du récepteur  $h_r$ , est un mètre [98]

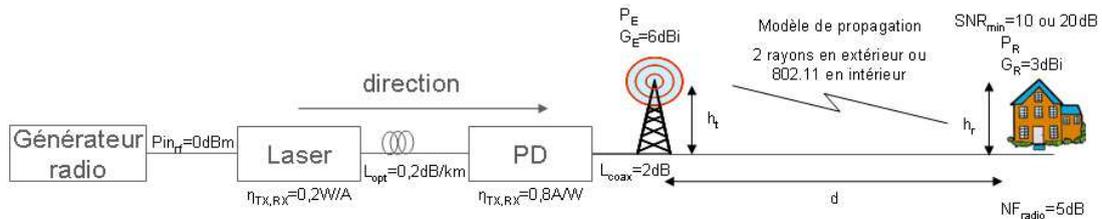


FIG. 3.21 – Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie descendante WiFi

Pour la voie montante (figure 3.22), la puissance de sortie du mobile est de 20dBm. Le gain de l'antenne de réception est de 3dBi. Le gain de l'antenne d'émission est de 6dBi et le facteur de bruit est toujours de 5dB. Les paramètres optiques sont les mêmes que pour la voie descendante.

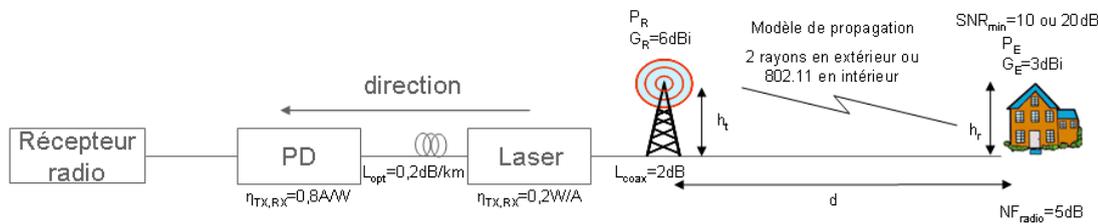


FIG. 3.22 – Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie montante WiFi

### 3.2.3.3 Voie descendante

La figure 3.23 rappelle les paramètres utilisés pour la voie descendante d’un signal WiFi.

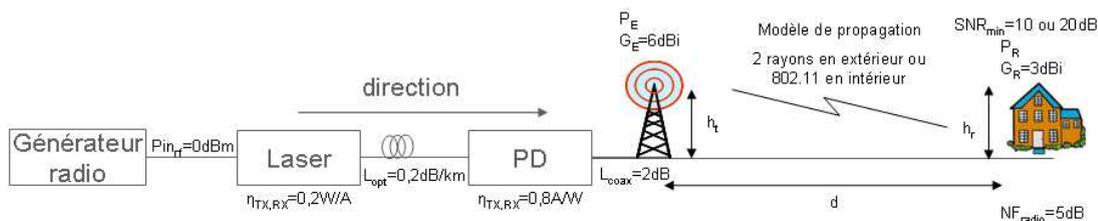


FIG. 3.23 – Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie descendante d’un signal WiFi

Le tableau 3.17 donne les paramètres utilisés pour la liaison optique.

Laser	Fibre	Photodiode	TIA
$I_{DC} = 50\text{mA}$	$L = 0\text{km}$	$R_c = 50\Omega$	$i_{enc} = 1, 2 \cdot 10^{-11} \text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$
$\eta_{EO} = 0, 20\text{A/W}$	Pertes= 0, 2dB/Km	$\eta_{OE} = 0, 80\text{A/W}$	$R_{TIA} = 508\Omega$
$R_{in} = 50\Omega$		$I_{dark} = 3, 3 \cdot 10^{-10} \text{A}$	
RIN= 150dBc/Hz			

TAB. 3.17 – Caractéristiques des différents équipements électro-optique d’une chaîne radio sur fibre

**3.2.3.3.1 En extérieur** Les tableaux 3.18 et 3.19 regroupent les résultats obtenus pour la voie descendante d’une liaison radio sur fibre pour un signal WiFi à un débit de 6Mbit/s, sans amplificateur transimpédance après la photodiode (tableau 3.18), et avec un amplificateur transimpédance après la photodiode (tableau 3.19).

Pertes optiques (dB)	4	20
bilan RF de la partie optique		
Puissance d'entrée RF (dBm)	0	0
Gain RF (dB)	-23,92	-55,92
Puissance de sortie RF (dBm)	-23,92	-55,92
bilan RF de la partie radio		
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2	2
Gain de l'antenne d'émission (dBi)	6	6
Gain de l'antenne de réception (dBi)	3	3
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	5	5
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-169	-169
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 22\text{MHz}$ )	-95,5	-95,5
SNR BPSK (dB)	10	10
Sensibilité du récepteur (dBm)	-85,5	-85,5
Pertes totales en transmission (dB)	68,6	36,6
Dimensionnement		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	10	10
Pertes totales de propagation (dB)	58,6	26,6
Distance de propagation (2 rayons) (m)	29,2	4,63

TAB. 3.18 – Bilan RF et taille des cellules WiFi sans TIA après la photodiode (voie descendante, débit : 6Mbit/s)

Pertes optiques (dB)	4	20
bilan RF de la partie optique		
Puissance d'entrée RF (dBm)	0	0
Gain RF (dB)	-23,92	-55,92
Puissance de sortie RF (dBm)	-3,77	-35,77
bilan RF de la partie radio		
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2	2
Gain de l'antenne d'émission (dBi)	6	6
Gain de l'antenne de réception (dBi)	3	3
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	5	5
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-169	-169
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 22\text{MHz}$ )	-95,5	-95,5
SNR BPSK (dB)	10	10
Sensibilité du récepteur (dBm)	-85,5	-85,5
Pertes totales en transmission (dB)	88,8	56,8
Dimensionnement		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	10	10
Pertes totales de propagation (dB)	78,8	46,8
Distance de propagation (2 rayons) (m)	93,3	14,7

TAB. 3.19 – Bilan RF et taille des cellules WiFi avec TIA après la photodiode (voie descendante, débit : 6Mbit/s)

Pour un signal WiFi d'un débit de 6Mbit/s, la distance de propagation du signal est d'une trentaine de mètre pour une perte optique de 4dB et de 5 mètres pour une perte optique de 20dB en l'absence d'amplificateur transimpédance après la photodiode. Avec cette amplificateur les distances de propagation sont de 93 mètres (perte optique de 4dB) et 14 mètres (perte optique de 20dB). Ce bilan de liaison radio sur fibre montre que l'atténuation liée à la partie optique limite la portée. Mais l'ajout d'un amplificateur transimpédance permet de compenser une partie de ses pertes.

Les tableaux 3.20 et 3.21 regroupent les résultats obtenus pour la voie descendante d'une liaison radio sur fibre pour un signal WiFi à un débit de 54Mbit/s, sans amplificateur transimpédance après la photodiode (tableau 3.20), et avec un amplificateur transimpédance après la photodiode (tableau 3.21).

Pertes optiques (dB)	4	20
bilan RF de la partie optique		
Puissance d'entrée RF (dBm)	0	0
Gain RF (dB)	-23,92	-55,92
Puissance de sortie RF (dBm)	-23,92	-55,92
bilan RF de la partie radio		
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2	2
Gain de l'antenne d'émission (dBi)	6	6
Gain de l'antenne de réception (dBi)	3	3
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	5	5
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-169	-169
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 22\text{MHz}$ )	-95,5	-95,5
SNR 64QAM (dB)	22	22
Sensibilité du récepteur (dBm)	-85,5	-85,5
Pertes totales en transmission (dB)	56,6	24,6
Dimensionnement		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	10	10
Pertes totales de propagation (dB)	46,6	14,6
Distance de propagation (2 rayons) (m)	14,6	2,32

TAB. 3.20 – Bilan RF et taille des cellules WiFi sans TIA après la photodiode (voie descendante, débit : 54Mbit/s)

Pertes optiques (dB)	4	20
bilan RF de la partie optique		
Puissance d'entrée RF (dBm)	0	0
Gain RF (dB)	-23,92	-55,92
Puissance de sortie RF (dBm)	-3,77	-35,77
bilan RF de la partie radio		
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2	2
Gain de l'antenne d'émission (dBi)	6	6
Gain de l'antenne de réception (dBi)	3	3
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	5	5
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-169	-169
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 22\text{MHz}$ )	-95,5	-95,5
SNR 64QAM (dB)	22	22
Sensibilité du récepteur (dBm)	-85,5	-85,5
Pertes totales en transmission (dB)	76,8	44,8
Dimensionnement		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	10	10
Pertes totales de propagation (dB)	66,8	34,8
Distance de propagation (2 rayons) (m)	46,78	7,41

TAB. 3.21 – Bilan RF et taille des cellules WiFi avec TIA après la photodiode (voie descendante, débit : 54Mbit/s)

Pour un signal WiFi d'un débit de 54Mbit/s, les distances de propagation sont de 14 mètres (perte optique de 4dB) et 2 mètres (perte optique de 20dB) pour une liaison radio sur fibre sans amplificateur transimpédance après la photodiode. Pour une liaison optique avec un amplificateur après la photodiode, les distance de propagation sont de 46 mètres (perte optique de 4dB) et de 7 mètres (perte optique de 20dB).

Le bilan de liaison, de la voie descendante d'une transmission radio sur fibre d'un signal WiFi en extérieur, montre que la présence d'un amplificateur après la chaîne optique augmente la portée radio de trois fois. Cependant une architecture optique ayant une perte de 20dB a une portée de 10 mètres maximum avec un amplificateur transimpédance après la photodiode. Cette portée n'est pas compatible avec une utilisation en extérieur sans ajouter un autre amplificateur entre la chaîne optique et l'antenne d'émission.

**3.2.3.3.2 En intérieur** Les tableaux 3.22 et 3.23 regroupent les résultats obtenus pour la voie descendante d'une liaison radio sur fibre avec un amplificateur transimpédance après la photodiode pour un signal WiFi à un débit de 6Mbit/s (tableau 3.22), et pour un signal WiFi à 54Mbit/s (tableau 3.23).

Pertes optiques (dB)	4	20
bilan RF de la partie optique		
Puissance d'entrée RF (dBm)	0	0
Gain RF (dB)	-23,92	-55,92
Puissance de sortie RF (dBm)	-3,77	-35,77
bilan RF de la partie radio		
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2	2
Gain de l'antenne d'émission (dBi)	6	6
Gain de l'antenne de réception (dBi)	3	3
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	5	5
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-169	-169
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 22\text{MHz}$ )	-95,5	-95,5
SNR BPSK (dB)	10	10
Sensibilité du récepteur (dBm)	-85,5	-85,5
Pertes totales en transmission (dB)	88,8	56,8
Dimensionnement		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	3	3
Pertes totales de propagation (dB)	85,8	53,8
Distance de propagation (802.11) (m)	47,8	4,89

TAB. 3.22 – Bilan RF et taille des cellules WiFi avec TIA après la photodiode (voie descendante, débit : 6Mbit/s)

Pertes optiques (dB)	4	20
bilan RF de la partie optique		
Puissance d'entrée RF (dBm)	0	0
Gain RF (dB)	-23,92	-55,92
Puissance de sortie RF (dBm)	-3,77	-35,77
bilan RF de la partie radio		
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2	2
Gain de l'antenne d'émission (dBi)	6	6
Gain de l'antenne de réception (dBi)	3	3
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	5	5
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-169	-169
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 22\text{MHz}$ )	-95,5	-95,5
SNR 64QAM (dB)	22	22
Sensibilité du récepteur (dBm)	-85,5	-85,5
Pertes totales en transmission (dB)	76,8	44,8
Dimensionnement		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	3	3
Pertes totales de propagation (dB)	73,8	41,8
Distance de propagation (802.11) (m)	21,7	1,2

TAB. 3.23 – Bilan RF et taille des cellules WiFi avec TIA après la photodiode (voie descendante, débit : 54Mbit/s)

Pour un signal WiFi d'un débit de 6Mbit/s, les distances de propagation sont de 47 mètres (perte optique de 4dB) et 5 mètres (perte optique de 20dB) pour une liaison radio sur fibre avec un amplificateur après la photodiode. Pour un débit de 54Mbit/s, les distances de propagation tombent à 21 mètres (perte optique de 4dB) et 1 mètres (perte optique de 20dB).

### 3.2.3.4 Voie Montante

La figure 3.24 rappelle les paramètres utilisés pour la voie montante d'un signal WiFi.

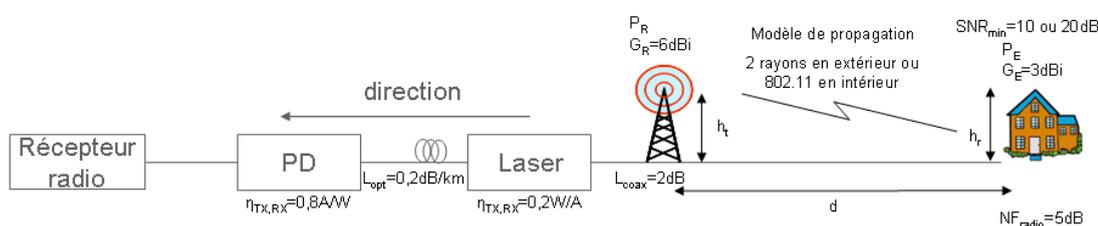


FIG. 3.24 – Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie montante d'un signal WiFi

Le tableau 3.24 donne les paramètres utilisés pour la liaison optique.

Laser	Fibre	Photodiode	TIA
$I_{DC} = 50\text{mA}$	$L = 0\text{km}$	$R_c = 50\Omega$	$i_{enc} = 1, 2 \cdot 10^{-11} \text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$
$\eta_{EO} = 0, 20\text{A/W}$	Pertes= 0, 2dB/Km	$\eta_{OE} = 0, 80\text{A/W}$	$R_{TIA} = 508\Omega$
$R_{in} = 50\Omega$		$I_{dark} = 3, 3 \cdot 10^{-10} \text{A}$	
RIN= 150dBc/Hz			

TAB. 3.24 – Caractéristiques des différents équipements électro-optique d’une chaîne radio sur fibre

**3.2.3.4.1 En extérieur** Les tableaux 3.25 et 3.26 regroupent les résultats obtenus pour la voie montante d’une liaison radio sur fibre pour un signal WiFi d’un débit de 6Mbit/s, sans amplificateur transimpédance après la photodiode (tableau 3.25), et avec un amplificateur transimpédance après la photodiode (tableau 3.26).

Pertes optiques (dB)	4	20
bilan RF de la partie radio		
Puissance de sortie de l’émetteur (maison) (dBm)	20	20
Puissance rayonnée (dBm)	20	20
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	5	5
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-169	-169
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 22\text{MHz}$ )	-95,5	-95,5
bilan RF de la partie optique		
Gain RF (dB)	-23,92	-55,92
Puissance de bruit en sortie (optique) (dBm)	-77,23	-95,57
Puissance de bruit ramenée en entrée (optique) (dBm)	-53,32	-39,65
SNR BPSK (dB)	10	10
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2	2
Gain de l’antenne de émission (dBi)	3	3
Gain de l’antenne de réception (dBi)	6	6
Pertes totales en transmission (dB)	70,32	56,65
Dimensionnement		
Marge d’évanouissement suivant la loi log normal (dB)	10	10
Pertes totales de propagation (dB) (sans l’optique)	60,32	46,65
Distance de propagation (2 rayons) (m)	16,24	8,43

TAB. 3.25 – Bilan RF et taille des cellules WiFi sans TIA après la photodiode (voie montante, débit : 6Mbit/s)

Pertes optiques (dB)	4	20
bilan RF de la partie radio		
Puissance de sortie de l'émetteur (maison) (dBm)	20	20
Puissance rayonnée (dBm)	20	20
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	5	5
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-169	-169
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 22\text{MHz}$ )	-95,5	-95,5
bilan RF de la partie optique		
Gain RF (dB)	-3,77	-35,78
Puissance de bruit en sortie (optique) (dBm)	-51,7	-76,75
Puissance de bruit ramenée en entrée (optique) (dBm)	-53,33	-40,98
SNR BPSK (dB)	10	10
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2	2
Gain de l'antenne de émission (dBi)	3	3
Gain de l'antenne de réception (dBi)	6	6
Pertes totales en transmission (dB)	70,33	57,98
Dimensionnement		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	10	10
Pertes totales de propagation (dB) (sans l'optique)	60,33	47,98
Distance de propagation (2 rayons) (m)	16,25	8,98

TAB. 3.26 – Bilan RF et taille des cellules WiFi avec TIA après la photodiode (voie montante, débit : 6Mbit/s)

Les tableaux 3.27 et 3.28 regroupent les résultats obtenus pour la voie montante d'une liaison radio sur fibre pour un signal WiFi d'un débit de 54Mbit/s, sans amplificateur transimpédance après la photodiode (tableau 3.27), et avec un amplificateur transimpédance après la photodiode (tableau 3.28).

Pertes optiques (dB)	4	20
bilan RF de la partie radio		
Puissance de sortie de l'émetteur (maison) (dBm)	20	20
Puissance rayonnée (dBm)	20	20
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	5	5
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-169	-169
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 22\text{MHz}$ )	-95,5	-95,5
bilan RF de la partie optique		
Gain RF (dB)	-23,92	-55,92
Puissance de bruit en sortie (optique) (dBm)	-77,24	-95,5
Puissance de bruit ramenée en entrée (optique) (dBm)	-53,32	-39,6
SNR 64QAM (dB)	22	22
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2	2
Gain de l'antenne de émission (dBi)	3	3
Gain de l'antenne de réception (dBi)	6	6
Pertes totales en transmission (dB)	58,32	44,65
Dimensionnement		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	10	10
Pertes totales de propagation (dB) (sans l'optique)	48,32	34,65
Distance de propagation (2 rayons) (m)	9,13	4,73

TAB. 3.27 – Bilan RF et taille des cellules WiFi sans TIA après la photodiode (voie montante, débit : 54Mbit/s)

Pertes optiques (dB)	4	20
bilan RF de la partie radio		
Puissance de sortie de l'émetteur (maison) (dBm)	20	20
Puissance rayonnée (dBm)	20	20
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	5	5
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-169	-169
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 22\text{MHz}$ )	-95,5	-95,5
bilan RF de la partie optique		
Gain RF (dB)	-3,77	-35,78
Puissance de bruit en sortie (optique) (dBm)	-51,7	-76,75
Puissance de bruit ramenée en entrée (optique) (dBm)	-53,33	-40,98
SNR 64QAM (dB)	22	22
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2	2
Gain de l'antenne de émission (dBi)	3	3
Gain de l'antenne de réception (dBi)	6	6
Pertes totales en transmission (dB)	58,33	45,98
Dimensionnement		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	10	10
Pertes totales de propagation (dB) (sans l'optique)	48,33	35,98
Distance de propagation (2 rayons) (m)	9,13	5,04

TAB. 3.28 – Bilan RF et taille des cellules WiFi avec TIA après la photodiode (voie montante, débit : 54Mbit/s)

Pour la voie montante que cela soit avec ou bien sans amplificateur transimpédance, les portées n'excèdent pas la quinzaine de mètres (6Mbit/s : 16m avec TIA et une perte optique de 4dB). Pour la configuration ayant une perte optique de 4dB, le bruit du laser limite la transmission. Pour celle ayant une perte optique de 20dB, le bruit du point d'accès limite la transmission, car l'ajout d'un amplificateur transimpédance permet d'augmenter la portée. Pour avoir une augmentation significative de la portée, il faut placer entre l'antenne et le laser un amplificateur qui compense la perte liée à la propagation radio.

**3.2.3.4.2 En intérieur** Les tableaux 3.29 et 3.30 regroupent les résultats obtenus pour la voie descendante d'une liaison radio sur fibre avec un amplificateur transimpédance après la photodiode pour un signal WiFi à un débit de 6Mbit/s (tableau 3.29), et pour un signal WiFi à 54Mbit/s (tableau 3.30).

Pertes optiques (dB)	4	20
bilan RF de la partie radio		
Puissance de sortie de l'émetteur (maison) (dBm)	20	20
Puissance rayonnée (dBm)	20	20
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	5	5
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-169	-169
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 22\text{MHz}$ )	-95,5	-95,5
bilan RF de la partie optique		
Gain RF (dB)	-3,77	-35,77
Puissance de bruit en sortie (optique) (dBm)	-57,1	-76,75
Puissance de bruit ramenée en entrée (optique) (dBm)	-53,33	-40,98
SNR BPSK (dB)	10	10
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2	2
Gain de l'antenne de émission (dBi)	3	3
Gain de l'antenne de réception (dBi)	6	6
Pertes totales en transmission (dB)	70,33	57,98
Dimensionnement		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	3	3
Pertes totales de propagation (dB) (sans l'optique)	67,33	54,98
Distance de propagation (802.11) (m)	14,19	5,60

TAB. 3.29 – Bilan RF et taille des cellules WiFi avec TIA après la photodiode (voie montante, débit : 6Mbit/s)

Pertes optiques (dB)	4	20
bilan RF de la partie radio		
Puissance de sortie de l'émetteur (maison) (dBm)	20	20
Puissance rayonnée (dBm)	20	20
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	5	5
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-169	-169
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 22\text{MHz}$ )	-95,5	-95,5
bilan RF de la partie optique		
Gain RF (dB)	-3,77	-35,78
Puissance de bruit en sortie (optique) (dBm)	-57,1	-76,75
Puissance de bruit ramenée en entrée (optique) (dBm)	-53,33	-40,98
SNR 64QAM (dB)	22	22
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2	2
Gain de l'antenne de émission (dBi)	3	3
Gain de l'antenne de réception (dBi)	6	6
Pertes totales en transmission (dB)	58,33	45,98
Dimensionnement		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	3	3
Pertes totales de propagation (dB) (sans l'optique)	55,33	45,98
Distance de propagation (802.11) (m)	5,83	1,4

TAB. 3.30 – Bilan RF et taille des cellules WiFi avec TIA après la photodiode (voie montante, débit : 54Mbit/s)

Pour un signal WiFi d'un débit de 6Mbit/s, les distances de propagation sont de 14 mètres (perte optique de 4dB) et 5 mètres (perte optique de 20dB) pour une liaison radio sur fibre avec un amplificateur après la photodiode. Pour un débit de 54Mbit/s, les distances de propagation sont de 5 mètres (perte optique de 4dB) et de 1,4 mètres (perte optique de 20dB). Ces distances sont compatibles avec une utilisation en intérieur pour une liaison optique de 4dB, mais sont un peu juste pour 20dB de perte optique et un débit de 54Mbit/s. Par contre ces portées peuvent être augmentées en ajoutant un amplificateur entre l'antenne de réception et la chaîne optique.

### 3.2.4 Pour un signal Ultra Large Bande

Dans cette partie, nous présentons d'abord les contraintes systèmes liées à un déport optique d'un signal UWB. Puis nous décrivons les cas d'étude de déport radio sur fibre. Par la suite nous donnons les résultats et les conclusions des bilans RF de déport d'un signal UWB pour les voies descendantes et montantes.

### 3.2.4.1 Contraintes systèmes d'un déport optique Ultra Large Bande

La puissance de sortie RF d'un signal UWB est de  $-41,3\text{dBm/MHz}$  dans le meilleur des cas il faut donc que la puissance en sortie de la chaîne optique soit du même ordre pour espérer une propagation de ce signal sur une dizaine de mètres. De plus une autre contrainte liée à l'architecture UWB est que ce signal n'a pas d'architecture centralisé comme pour l'UMTS et le WiMAX. Pour un signal UMTS et WiMAX, les informations sont regroupées avec une station de base et il y a un échange entre l'utilisateur et la station de base (figure 3.25). Pour le signal UWB nous pouvons avoir ce type d'échange mais aussi celui d'utilisateur à utilisateur étant donné que ce signal est de type WPAN (*Wireless Personal Area Network*) (figure 3.26). Par conséquent, il faut ajouter des amplificateurs pour régénérer le signal Ultra Large Bande (cf section 3.2.4.3).

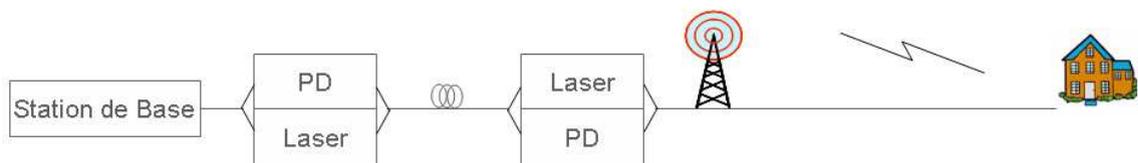


FIG. 3.25 – Schéma type d'un déport pour un système d'accès radio (UMTS, WiMAX) avec déport optique

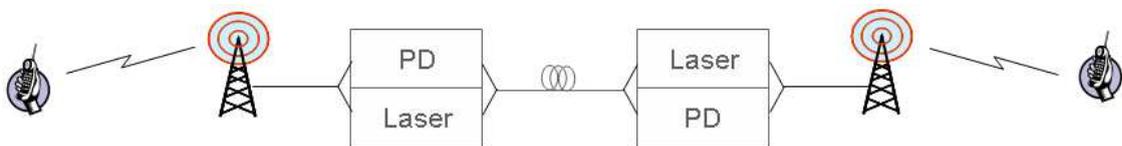


FIG. 3.26 – Schéma d'un déport optique d'un signal Ultra Large Bande

### 3.2.4.2 Choix des scénarii d'étude

Le projet européens UROOF (*Ultra-Wideband Radio Over Optical Fibre*) propose différents types de scénarii (figure 3.27). Nous considérons les cas 1a et 2a sur la figure 3.27, où les concentrateurs correspondent à des coupleurs ou bien des multiplexeurs optiques.

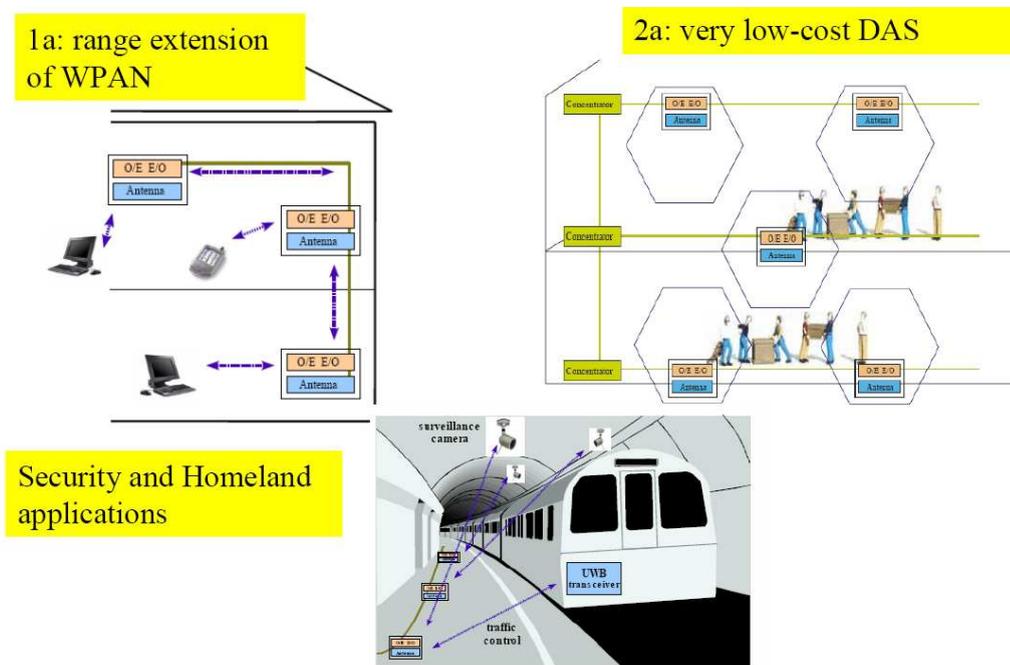


FIG. 3.27 – Scénarii Ultra Large Bande proposés par le projet européen UROOF

La distance de propagation entre l’antenne et l’utilisateur est de 10 mètres maximum, nous supposons qu’il n’y a pas d’obstacle entre l’antenne et l’utilisateur, ce qui signifie que nous utiliserons le modèle de propagation proposé par Pagani [77]. Cependant la réception du signal est dégradée par les multitrajets, d’après la référence [32], est de 7dB.

Le modèle de pertes par propagation s’exprimera donc de la façon suivante en dB [77, 32] :

$$PL = PL(d_0, f_0) + 20 \log \left( \frac{f}{f_0} \right) + 10N_d \log \left( \frac{d}{d_0} \right) + S(d) \quad (3.32)$$

	LOS	NLOS
$N_d$	1,62	3,22
$S$ (dB)	1,7	5,7
$PL(d_0, f_0)$ (dB)	48,9	54,6

TAB. 3.31 – Paramètres du modèle des pertes par la propagation. Les valeurs de  $PL(f_0, d_0)$  sont données pour  $f_0 = 3,939\text{GHz}$  et  $d_0 = 1\text{ m}$

Pour l’application numérique nous prendrons la chaîne de transmission décrite par la figure 3.28. C’est à dire, un signal émis par un utilisateur, une propagation hertzienne, passage du signal par la fibre puis de nouveau une propagation hertzienne et enfin le signal est reçu par un autre utilisateur.

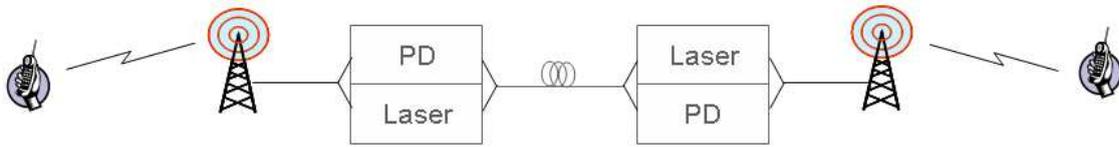


FIG. 3.28 – Schema d'un déport optique d'un signal Ultra Large Bande

Pour le gain des antennes, nous considérons qu'ils valent 0dBi pour les utilisateurs et 5dBi pour les antennes servant d'interface entre l'optique et l'air. De plus la propagation hertzienne est la même pour simplifier les équations.

### 3.2.4.3 Voies montante et descendante

La puissance d'émission du mobile est de  $-41,3\text{dBm/MHz}$ . Le tableau 3.32 rappelle les données optiques. La distance de propagation dans la fibre est de 100m maximum étant donné les applications des systèmes Ultra Large Bande, et en conséquence les pertes optiques sont donc de l'ordre de 1dB optique. Les tableaux 3.33 et 3.34 donnent les bilans de liaison RF pour un signal Ultra Large Bande sans amplificateur transimpédance après la photodiode. Le signal utilisé est un signal 58Mbit/s avec un SNR minimum de  $-2,2\text{dB}$  pour un bruit blanc gaussien et un taux d'erreur de  $10^{-4}$  et un signal à 480Mbit/s avec un SNR minimum de 14dB [32]. Le facteur de bruit est de 7dB [99]. Le gain de l'antenne de réception est de 5dBi, et les pertes des câbles coaxiaux de l'ordre de 2,5dB. La fréquence central du signal UWB est de 3,432GHz.

Laser	Fibre	Photodiode	TIA
$I_{DC} = 50\text{mA}$	$L = 0\text{km}$	$R_c = 50\Omega$	$i_{enc} = 1, 2 \cdot 10^{-11}\text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$
$\eta_{EO} = 0, 20\text{A/W}$	Pertes= 0, 2dB/Km	$\eta_{OE} = 0, 80\text{A/W}$	$R_{TIA} = 508\Omega$
$R_{in} = 50\Omega$		$I_{dark} = 3, 3 \cdot 10^{-10}\text{A}$	
RIN= 150dBc/Hz			

TAB. 3.32 – Caractéristiques des différents équipements électro-optique d'une chaîne radio sur fibre

Propagation	LOS	NLOS
Pertes optiques (dB)	1	1
bilan RF de la partie radio		
Puissance de sortie de l'émetteur (dBm/MHz)	-41,3	-41,3
Puissance de sortie de l'émetteur (dBm) (528MHz)	-14,1	-14,1
Puissance rayonnée (dBm)	-14,1	-14,1
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	7	7
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-167	-167
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 528\text{MHz}$ )	-86,77	-86,77
bilan RF de la partie optique		
Pertes optiques (dB)	1	1
Gain RF (dB)	-17,92	-17,92
Puissance de bruit en sortie (optique) (dBm)	-57,64	-57,64
Puissance de bruit ramenée en entrée (optique) (dBm)	-39,72	-39,72
SNR (dB)	-2,2	-2,2
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2,5	2,5
Facteur de bruit du récepteur (dB)	7	7
Gain de l'antenne de émission (dBi)	0	0
Gain de l'antenne de réception (dBi)	5	5
Pertes totales en transmission (dB)	23,32	23,32
Dimensionnement premier bond		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	1,7	5,7
Pertes totales de propagation (dB) (sans l'optique)	21,62	17,62
Distance de propagation (m)	0,024	0,077
Dimensionnement deuxième bond		
Puissance en sortie RF (optique) (dBm)	-53,64	-49,64
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 528\text{MHz}$ )	-86,77	-86,77
SNR (dB)	-2,2	-2,2
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2,5	2,5
Gain de l'antenne de réception (dBi)	5	5
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	1,7	5,7
Pertes totales de propagation (dB)	36,13	36,13
Distance de propagation (m)	0,19	0,29

TAB. 3.33 – Bilan RF et taille des cellules UWB sans TIA après la photodiode (58mbit/s)

Propagation	LOS	NLOS
Pertes optiques (dB)	1	1
bilan RF de la partie radio		
Puissance de sortie de l'émetteur (dBm/MHz)	-41,3	-41,3
Puissance de sortie de l'émetteur (dBm) (528MHz)	-14,1	-14,1
Puissance rayonnée (dBm)	-14,1	-14,1
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	7	7
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-167	-167
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 528\text{MHz}$ )	-86,77	-86,77
bilan RF de la partie optique		
Pertes optiques (dB)	1	1
Gain RF (dB)	-17,92	-17,92
Puissance de bruit en sortie (optique) (dBm)	-57,64	-57,64
Puissance de bruit ramenée en entrée (optique) (dBm)	-39,72	-39,72
SNR (dB)	14	14
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2,5	2,5
Facteur de bruit du récepteur (dB)	7	7
Gain de l'antenne de émission (dBi)	0	0
Gain de l'antenne de réception (dBi)	5	5
Pertes totales en transmission (dB)	7,12	7,12
Dimensionnement premier bond		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	1,7	5,7
Pertes totales de propagation (dB) (sans l'optique)	5,42	1,42
Distance de propagation (m)	0,002	0,024
Dimensionnement deuxième bond		
Puissance en sortie RF (optique) (dBm)	-37,44	-33,44
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 528\text{MHz}$ )	-86,77	-86,77
SNR (dB)	-2,2	-2,2
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2,5	2,5
Gain de l'antenne de réception (dBi)	5	5
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	1,7	5,7
Pertes totales de propagation (dB)	36,13	36,13
Distance de propagation (m)	0,19	0,29

TAB. 3.34 – Bilan RF et taille des cellules UWB sans TIA après la photodiode (480mbit/s)

Propagation	LOS	NLOS
Pertes optiques (dB)	1	1
bilan RF de la partie radio		
Puissance de sortie de l'émetteur (dBm/MHz)	-41,3	-41,3
Puissance de sortie de l'émetteur (dBm) (528MHz)	-14,1	-14,1
Puissance rayonnée (dBm)	-14,1	-14,1
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	7	7
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-167	-167
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 528\text{MHz}$ )	-86,77	-86,77
bilan RF de la partie optique		
Pertes optiques (dB)	1	1
Gain RF (dB)	2,22	2,22
Puissance de bruit en sortie (optique) (dBm)	-37,5	-37,5
Puissance de bruit ramenée en entrée (optique) (dBm)	-39,72	-39,72
SNR (dB)	-2,2	-2,2
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2,5	2,5
Facteur de bruit du récepteur (dB)	7	7
Gain de l'antenne de émission (dBi)	0	0
Gain de l'antenne de réception (dBi)	5	5
Pertes totales en transmission (dB)	23,32	23,32
Dimensionnement premier bond		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	1,7	5,7
Pertes totales de propagation (dB) (sans l'optique)	21,62	17,62
Distance de propagation (m)	0,024	0,077
Dimensionnement deuxième bond		
Puissance en sortie RF (optique) (dBm)	-33,5	-29,5
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 528\text{MHz}$ )	-86,77	-86,77
SNR (dB)	-2,2	-2,2
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2,5	2,5
Gain de l'antenne de réception (dBi)	5	5
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	1,7	5,7
Pertes totales de propagation (dB)	56,27	56,27
Distance de propagation (m)	3,379	1,227

TAB. 3.35 – Bilan RF et taille des cellules UWB avec TIA après la photodiode (58mbit/s)

Propagation	LOS	NLOS
Pertes optiques (dB)	1	1
bilan RF de la partie radio		
Puissance de sortie de l'émetteur (dBm/MHz)	-41,3	-41,3
Puissance de sortie de l'émetteur (dBm) (528MHz)	-14,1	-14,1
Puissance rayonnée (dBm)	-14,1	-14,1
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	7	7
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-167	-167
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 528\text{MHz}$ )	-86,77	-86,77
bilan RF de la partie optique		
Pertes optiques (dB)	1	1
Gain RF (dB)	2,22	2,22
Puissance de bruit en sortie (optique) (dBm)	-37,5	-37,5
Puissance de bruit ramenée en entrée (optique) (dBm)	-39,72	-39,72
SNR (dB)	14	14
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2,5	2,5
Facteur de bruit du récepteur (dB)	7	7
Gain de l'antenne de émission (dBi)	0	0
Gain de l'antenne de réception (dBi)	5	5
Pertes totales en transmission (dB)	7,12	7,12
Dimensionnement premier bond		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	1,7	5,7
Pertes totales de propagation (dB) (sans l'optique)	5,42	1,42
Distance de propagation (m)	0,024	0,077
Dimensionnement deuxième bond		
Puissance en sortie RF (optique) (dBm)	-33,5	-29,5
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 528\text{MHz}$ )	-86,77	-86,77
SNR (dB)	-2,2	-2,2
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2,5	2,5
Gain de l'antenne de réception (dBi)	5	5
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	1,7	5,7
Pertes totales de propagation (dB)	56,27	56,27
Distance de propagation (m)	3,379	1,227

TAB. 3.36 – Bilan RF et taille des cellules UWB avec TIA après la photodiode (480mbit/s)

Pour le signal allant de l'optique vers le mobile, sur les tableaux 3.33 et 3.34, nous constatons qu'en l'absence d'amplificateur transimpédance après la photodiode, la transmission d'un signal UWB ne peut se faire que sur quelques centimètres. Par contre avec l'amplificateur transimpédance (tableaux 3.34 et 3.35), le signal peut se propager sur 3,38 mètres pour une transmission LOS et de 1,23 mètres pour une transmission NLOS.

Pour le signal allant du mobile vers l'optique, il ne peut au mieux se propager que de quelques centimètres car le bruit produit par la partie optique limite la transmission (les tableaux 3.33, 3.34, 3.35 et 3.36).

Étant donné qu'une transmission UWB avec déport optique n'est pas très réaliste sans amplificateur avant la partie optique, nous avons donc réalisé une transmission radio sur fibre avec un amplificateur faible bruit avant la partie optique et un amplificateur transimpédance après la photodiode (figure 3.29). Les paramètres de l'amplificateur sont un gain de 35dB et un facteur de bruit de 3dB. Les tableaux 3.37 et 3.38 donnent les bilans de liaison pour cette configuration.

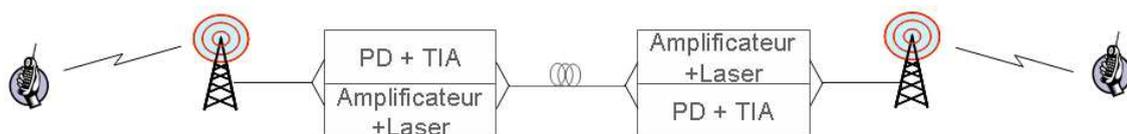


FIG. 3.29 – Schéma d'une transmission radio sur fibre UWB avec un amplificateur avant la partie optique

Propagation	LOS	NLOS
Pertes optiques (dB)	1	1
bilan RF de la partie radio		
Puissance de sortie de l'émetteur (dBm/MHz)	-41,3	-41,3
Puissance de sortie de l'émetteur (dBm) (528MHz)	-14,1	-14,1
Puissance rayonnée (dBm)	-14,1	-14,1
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	7	7
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-167	-167
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 528\text{MHz}$ )	-86,77	-86,77
bilan RF de la partie optique		
Pertes optiques (dB)	1	1
Gain RF (dB)	2,22	2,22
Puissance de bruit en sortie (optique) (dBm)	-37,5	-37,5
Puissance de bruit ramenée en entrée (optique) (dBm)	-39,72	-39,72
SNR (dB)	-2,2	-2,2
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2,5	2,5
Gain de l'amplificateur (dB)	35	35
Facteur de bruit de l'amplificateur (dB)	3	3
Facteur de bruit du récepteur (dB)	7	7
Gain de l'antenne de émission (dBi)	0	0
Gain de l'antenne de réception (dBi)	5	5
Pertes totales en transmission (dB)	55,32	55,32
Dimensionnement premier bond		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	1,7	5,7
Pertes totales de propagation (dB) (sans l'optique)	53,62	49,62
Distance de propagation (m)	2,318	0,762
Dimensionnement deuxième bond		
Puissance en sortie RF (optique) (dBm)	-33,5	-29,5
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 528\text{MHz}$ )	-86,77	-86,77
SNR (dB)	-2,2	-2,2
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2,5	2,5
Gain de l'antenne de réception (dBi)	5	5
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	1,7	5,7
Pertes totales de propagation (dB)	56,27	56,27
Distance de propagation (m)	3,379	1,227

TAB. 3.37 – Bilan RF et taille des cellules UWB avec un amplificateur avant la partie optique et un TIA après la photodiode (58mbit/s)

Propagation	LOS	NLOS
Pertes optiques (dB)	1	1
bilan RF de la partie radio		
Puissance de sortie de l'émetteur (dBm/MHz)	-41,3	-41,3
Puissance de sortie de l'émetteur (dBm) (528MHz)	-14,1	-14,1
Puissance rayonnée (dBm)	-14,1	-14,1
Bruit thermique récepteur (dBm/Hz)	-174	-174
Facteur de bruit du récepteur (dB)	7	7
Bruit récepteur total (dBm/Hz)	-167	-167
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 528\text{MHz}$ )	-86,77	-86,77
bilan RF de la partie optique		
Pertes optiques (dB)	1	1
Gain RF (dB)	2,22	2,22
Puissance de bruit en sortie (optique) (dBm)	-37,5	-37,5
Puissance de bruit ramenée en entrée (optique) (dBm)	-39,72	-39,72
SNR (dB)	14	14
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2,5	2,5
Gain de l'amplificateur (dB)	35	35
Facteur de bruit de l'amplificateur (dB)	3	3
Facteur de bruit du récepteur (dB)	7	7
Gain de l'antenne de émission (dBi)	0	0
Gain de l'antenne de réception (dBi)	5	5
Pertes totales en transmission (dB)	39,12	39,12
Dimensionnement premier bond		
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	1,7	5,7
Pertes totales de propagation (dB) (sans l'optique)	37,42	33,42
Distance de propagation (m)	0,231	0,239
Dimensionnement deuxième bond		
Puissance en sortie RF (optique) (dBm)	-33,5	-29,5
Puissance de bruit du récepteur ( $\Delta f = 528\text{MHz}$ )	-86,77	-86,77
SNR (dB)	-2,2	-2,2
Pertes câbles coaxiaux (dB)	2,5	2,5
Gain de l'antenne de réception (dBi)	5	5
Marge d'évanouissement suivant la loi log normal (dB)	1,7	5,7
Pertes totales de propagation (dB)	56,27	56,27
Distance de propagation (m)	3,379	1,227

TAB. 3.38 – Bilan RF et taille des cellules UWB avec un amplificateur avant la partie optique et un TIA après la photodiode (480mbit/s)

Les tableaux 3.37 et 3.38 montre qu'il est possible d'avoir une transmission radio sur fibre avec un signal UWB si un amplificateur est ajouté avant la partie optique. Cependant, la distance de propagation est limitée à une vingtaine de centimètres dans le cas d'un signal à 480Mbit/s pour la voie montante (tableau 3.38). Par contre

pour un débit de 58Mbit/s, le signal se propage sur plus de deux mètres dans le cas LOS et d'environ 75 centimètres dans le cas NLOS (tableau 3.37).

### 3.3 Conclusion

La partie 3.1 présente respectivement les bilans de liaisons pour l'optique et la radio.

La partie 3.2 permet d'avoir une vision générale d'un bilan de liaison radio sur fibre pour différents types de signaux radio, un signal radio de type mobile (UMTS), un signal radio de type fixe (WiMAX) et un signal radio de type domestique (WiFi et UWB). Pour chaque type de signaux radio correspond un modèle de propagation que nous avons brièvement présenté.

En ce qui concerne les signaux radio d'accès (UMTS et WiMAX), nous avons présenté des bilans de liaison radio sur fibre pour deux configurations optiques et ce pour les voies descendantes et les voies montantes. Les architectures optiques correspondent à une liaison optique point à point de 20 kilomètres (4dB de pertes optiques : cas 1) pour la première architecture, et une liaison point à multipoints de type PON (20dB de pertes optiques : cas 2) pour la seconde.

Pour la voie descendante, en l'absence d'amplification dans la chaîne optique les distances de propagation du signal sont de l'ordre de 100 mètres pour une perte optique de 4dB et de 20 mètres environ lorsque les pertes optiques sont de 20dB. En présence d'un amplificateur transimpédance après la photodiode, les distances sont de l'ordre de 400 mètres pour l'UMTS et 200 mètres pour le WiMAX pour le cas 1 et de 80 mètres (UMTS) et 50 mètres (WiMAX) pour le cas 2. Suivant les besoins nous pouvons ajouter un amplificateur après l'amplificateur transimpédance pour augmenter les portées de ces systèmes.

Pour la voie montante, en l'absence d'amplification dans la chaîne optique les distances de propagation du signal sont de l'ordre de 200 mètres (UMTS), 90 mètres (WiMAX) pour une perte optique de 4dB et de 80 mètres (UMTS), 50 mètres (WiMAX) environ lorsque les pertes optiques sont de 20dB. En présence d'un amplificateur transimpédance après la photodiode, les distances sont quasiment inchangées pour les 2 cas que ce soit avec l'UMTS ou le WiMAX. Par contre l'ajout d'un amplificateur avant la partie optique (donc après la propagation hertzienne) permet d'augmenter les portées de ces systèmes.

Dans le cas d'une liaison descendante de type accès, il est préférable de placer l'amplificateur après la fibre. Alors que pour la voie montante, au contraire, il est conseillé de placer l'amplificateur avec la fibre.

Pour le signal WiFi, nous avons considéré deux configurations de déploiement, un déploiement en extérieur et un déploiement en intérieur.

Dans la configuration extérieur et pour la voie descendante, nous constatons qu'avec une perte optique de 4dB, nous pouvons transmettre un signal WiFi d'une distance d'au moins 50 mètres avec seulement un amplificateur transimpédance après la photodiode. Par contre pour une perte optique de 20 dB nous devons ajouter un amplificateur en plus. Pour la voie montante, la transmission n'est pas envisageable si nous n'ajoutons pas d'amplificateur avant la chaîne optique pour compenser une

partie des pertes liées à la propagation hertzienne.

Dans la configuration intérieur, les portées étant courtes (une dizaine de mètres), il n'est pas nécessaire d'ajouter en plus de l'amplificateur transimpédance, un autre amplificateur. Ces configurations sont compatibles avec une utilisation en intérieur.

En ce qui concerne les liaisons radio sur fibre de type domestique, nous avons remarqué qu'il est nécessaire de mettre un amplificateur avant et après la fibre, pour que les distances de propagation soit supérieure au centimètre. Et comme pour les réseaux d'accès, c'est la voie montante qui limite le plus la transmission.

Les bilans de liaisons d'une chaîne radio sur fibre présentés dans le chapitre 3 ne tiennent pas compte des distorsions liées au passage par l'optique d'un signal radio. En effet les conversions électrique-optique et optique-électrique ne sont pas linéaires. Afin de tenir compte de ces effets dans le chapitre 4, nous présenterons et expliquerons le choix d'un modèle en bande de base pour représenter une liaison radio sur fibre.

## Chapitre 4

# Modélisation équivalente en bande de base de la radio sur fibre

Pour modéliser un composant optique, il existe différentes techniques. Le chapitre 3 a décrit le bilan de liaison d'une transmission radio sur fibre. Ce chapitre 4 présente une modélisation en bande de base de la partie optique d'une chaîne radio sur fibre. Dans un premier temps (section 4.1), nous présentons l'intérêt de cette modélisation pour des effets non-linéaires. Dans un second temps (section 4.2), nous faisons un état de l'art des modèles déjà existants, tenant compte des non-linéarités. Dans un troisième temps (section 4.3) nous expliquons le modèle que nous avons développé en présentant son principe et sa validation expérimentale. Enfin nous donnons les conclusions sur ce modèle ainsi que les perspectives.

## 4.1 Intérêt pour la radio sur fibre

Actuellement, la modélisation d'une chaîne radio sur fibre se fait en plusieurs étapes. En effet, la partie radio est séparée de la partie optique. La modélisation d'un signal radio peut se faire de deux façons. Une consiste à modéliser le signal RF (figure 4.1), et l'autre représente uniquement le signal en bande de base (figure 4.2), les étages RF sont modélisés à l'aide de modèles équivalents en bande de base. C'est le cas de modèle de bruit blanc filtré par les oscillateurs RF [100].

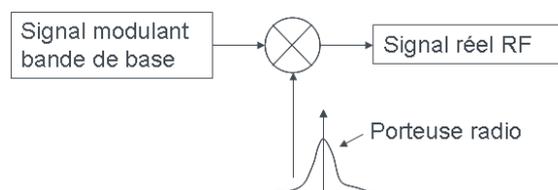


FIG. 4.1 – Principe de la modélisation du signal RF

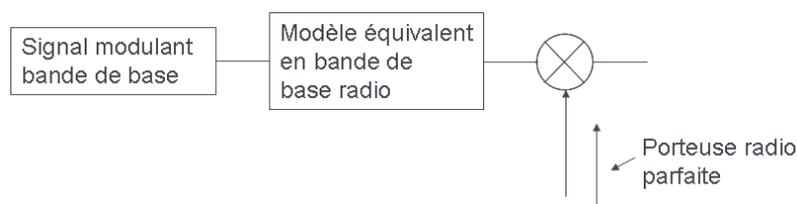


FIG. 4.2 – Principe de la modélisation d'un signal RF à l'aide de modèles équivalents en bande de base radio

Pour la partie optique, tout le signal RF est simulé (figure 4.3).

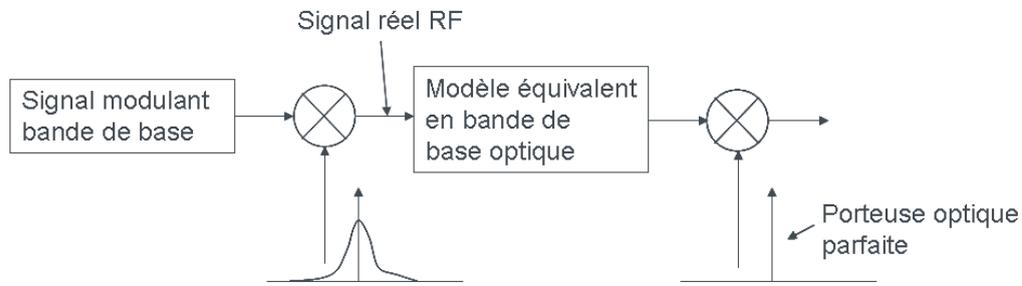


FIG. 4.3 – Principe d'une modélisation d'un signal RF radio sur fibre (simulation du signal RF)

Par exemple en optique, pour simuler l'évolution d'un signal UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*) (figure 4.4) d'une largeur de 3,84MHz (BT) et avec une fréquence porteuse autour de 1,96GHz ( $f_c$ ) (partie 1.2.1), la fréquence d'échantillonnage ( $f_e$ ) est d'au moins 3,844GHz pour représenter le signal RF ( $f_e > f_c = BT/2$ ).

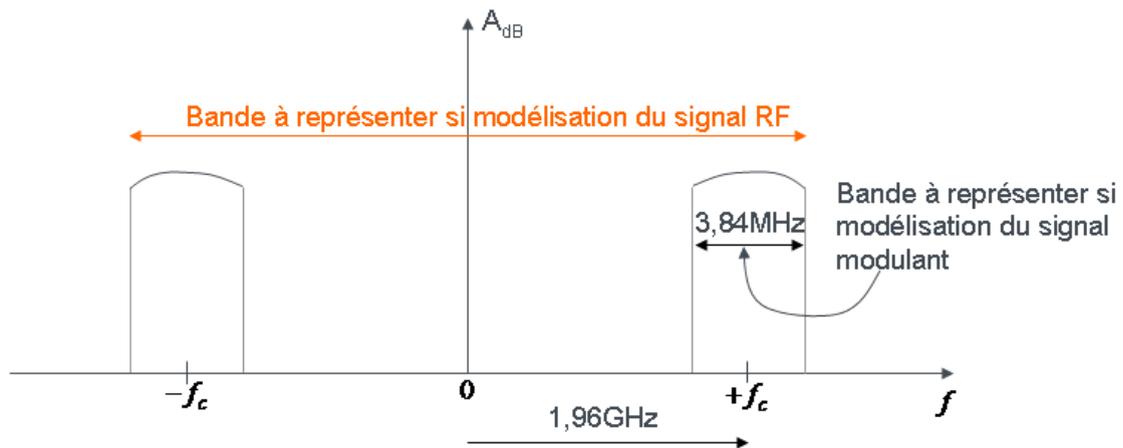


FIG. 4.4 – Représentation du signal RF de l'UMTS et visualisation des bandes à modéliser en fonction de la représentation choisie

En radio, la représentation en bande de base équivalente d'un signal radio UMTS demande une bande de 3,84MHz correspondant à la bande totale occupée par le signal. Cependant, pour définir les effets liés aux dégradations des équipements radio (générateur RF, amplificateur, oscillateur ...) et déterminer les traitements en bande de base permettant de les corriger, une fenêtre d'au moins trois fois la largeur de la bande du signal UMTS (11,52MHz) est nécessaire. Parmi les avantages d'un modèle équivalent en bande de base, pour un lien radio sur fibre (figure 4.5), figure celui d'avoir une seule et même représentation du canal que ce soit pour la partie radio ou pour la partie optique. De plus il simplifie aussi la simulation de bout en bout d'un lien radio sur fibre parce qu'il n'est pas nécessaire d'avoir un changement de la fréquence d'échantillonnage du signal radio (c'est à dire de passer d'une représentation d'un signal équivalent en bande de base à une représentation du signal RF). Un

autre avantage est que la largeur de bande à simuler est considérablement diminuée, pour la partie optique, vu qu'elle ne représente que trois fois la largeur de la bande utile (cf 4.3.2.2 pour les explications).

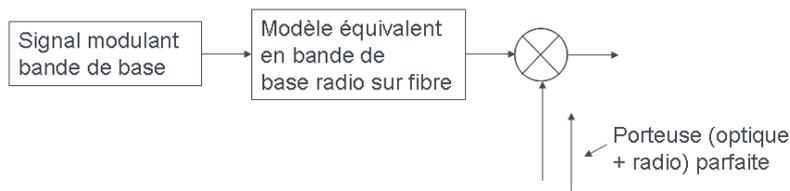


FIG. 4.5 – Principe de la modélisation du signal RF à l'aide de modèles équivalents en bande de base radio sur fibre

Par conséquent, cette modélisation permet de représenter sous la forme d'un signal modulant les effets de dégradation liées à la fibre et au conversion électro-optique. Enfin la description du lien optique, avec des modèles équivalents en bande de base de chaque élément (Laser, fibre et photodiode), permettra par la suite de modifier et d'optimiser les formats de modulations radio pour tenir compte des déformations liées au lien optique et de les compenser.

## 4.2 État de l'art des différentes modélisations de l'optique

Les logiciels de simulation optique existants, VPI Transmission Maker [101], OptiSystem [102] et Optsim [103], se basent sur des modèles mathématiques du fonctionnement des différents composants optiques. Ces modèles, développés à partir de publications ou de livres, décrivent le comportement du composant autour de sa longueur d'onde à partir des paramètres physiques. Les signaux, généralement utilisés en communication optique (transmission longue distance et réseau d'accès), une fréquence porteuse optique est modulé par un signal modulant de type OOK (*On Off Keying*). Ces logiciels modélisent le signal autour de la fréquence optique. La figure 4.6 représente le principe de la modélisation optique.

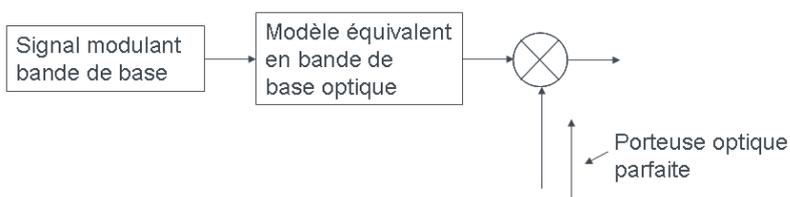


FIG. 4.6 – Principe de la modélisation d'un signal de communication optique (ex : de type OOK) à l'aide de modèles équivalents en bande de base de l'optique

Ce qui change est la largeur de la bande utile des signaux à représenter. Pour les signaux radio, la bande utile varie de quelques kilohertz jusqu'à 1 ou 2GHz, alors que pour les signaux optiques, cette largeur varie d'une centaine de mégahertz

à plusieurs gigahertz. Si les logiciels optiques veulent modéliser les non-linéarités des composants optiques (laser, fibre, amplificateur optique, photodiode, . . .), il est souhaitable de représenter une bande de fréquence supérieure (de trois fois). Suivant la résolution spectrale souhaitée, la fréquence d'échantillonnage est très élevée et le nombre d'échantillons à tester est important pour disposer d'une estimation fiable des modèles testés. La figure 4.7 présente le principe de simulation d'un signal radio sur fibre à l'aide d'un logiciel de simulation optique.

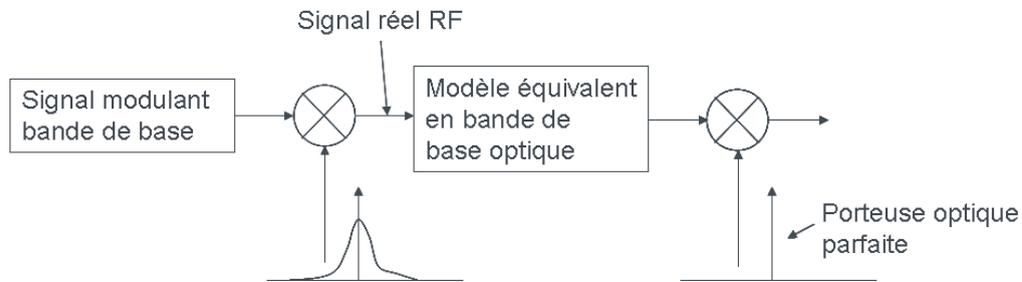


FIG. 4.7 – Principe de simulation d'un signal radio sur fibre à l'aide d'un logiciel de simulation optique

Des modèles spécifiques pour la radio sur fibre consistent à définir les grandeurs caractéristiques, comme le gain [104], ou bien le gain et le facteur de bruit [105] de chaque élément (laser, fibre, photodiode). Ces deux modèles permettent d'avoir une estimation des pertes et du bruit apportés par l'optique lors d'une transmission radio sur fibre. Un autre modèle utilise les paramètres  $S$ , qui est une représentation à l'aide d'un quadripôle d'un équipement électrique (amplificateur, antenne, . . .), pour représenter chaque équipement d'une chaîne optique (laser, fibre photodiode) [106]. Cette méthode décrit les composants par quatre paramètres (figure 4.8). Ces paramètres donnent l'amplitude et la phase à partir de la représentation fréquentielle (de sa fonction de transfert) de chaque bloc (laser, fibre photodiode).

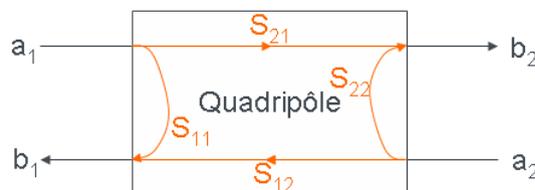


FIG. 4.8 – Schéma représente les paramètres  $S$  d'un quadripôle

Les composantes d'entrées sont des champs électriques notés  $a_1$  pour l'entrée 1 et  $a_2$  pour l'entrée 2. Les composantes de sorties sont des champs électriques notés  $b_1$  pour la sortie 1 et  $b_2$  pour la sortie 2. Les différentes relations entre ces quatre champs (données par les équations allant de 4.2 à 4.5) représentent la matrice de transfert du composant.

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Les différents paramètres de la matrice sont :

- $S_{11}$  le coefficient de réflexion propre (amplitude et phase) de l'entrée 1.

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad (4.2)$$

- $S_{12}$  est appelé coefficient de transmission (amplitude et phase) de l'onde de l'entrée 2 vers la sortie 1. Il correspond également à la fonction de transfert du laser. L'amplitude correspond à son module au carré. Et la phase à son argument.

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad (4.3)$$

- $S_{21}$  : coefficient de transmission de l'onde (amplitude et phase) de l'entrée 1 vers la sortie 2.

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad (4.4)$$

- $S_{22}$  est le coefficient de réflexion propre (amplitude et phase) de l'entrée 2.

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad (4.5)$$

Ces paramètres décrivent les réponses en fréquence et permettent de connaître leur phase et amplitude.

En plus de modéliser le canal optique avec des paramètres similaires à ceux utilisés pour une chaîne radioélectrique, l'intérêt de cette modélisation est de simuler une liaison radio sur fibre [107] de bout en bout en utilisant un logiciel de simulation fréquentielle. La thèse de Bdeoui [107] donne les représentations à l'aide de quadripôles électriques d'un laser, d'une fibre et d'une photodiode.

Dans cette thèse, nous proposons une autre façon de modéliser un signal radio sur fibre. Cette méthode consiste à modéliser les effets des composants (laser, fibre, photodiode) sous la forme d'un signal modulant modulé par une porteuse optique et radio parfaite (figure 4.9), ou plus exactement trois fois ce signal pour tenir compte des non-linéarités des composants (laser, fibre, photodiode). Par conséquent la porteuse optique et la porteuse radio ne sont pas représentées. Ce modèle s'inspire des modèles équivalents en bande de base utilisés pour les signaux radio.

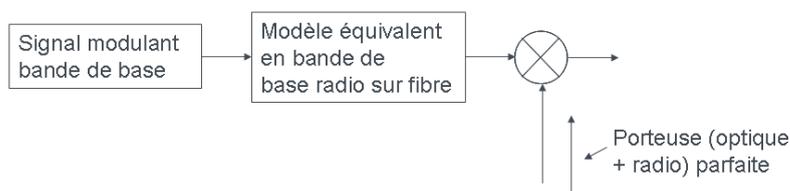


FIG. 4.9 – Principe de la modélisation du signal RF à l'aide de modèles équivalents en bande de base de la radio sur fibre proposé dans cette thèse

De plus, pour simuler une même durée de signal, cette représentation permet de diminuer le temps de calcul. Dans ce contexte, des modèles équivalents en bande de

base, du laser, de la fibre et de la photodiode, ont été développés et présentés dans la section 4.3.

## 4.3 Modèle équivalent en bande de base

Cette section présente dans un premier temps, le principe du modèle équivalent en bande de base. Dans un second temps, le modèle équivalent d'un composant optique ou bien électro-optique non-linéaire est expliqué. Dans un troisième temps, nous donnons les modèles équivalents en bande de base du laser, de la fibre et enfin de la photodiode. Dans un quatrième temps, nous validons ces modèles. Finalement nous concluons et donnons les perspectives liées à ce modèle.

### 4.3.1 Principe

#### 4.3.1.1 L'enveloppe complexe d'un signal

Les signaux à porteuses modulées sont traités comme des systèmes passe-bandes [108]. Puisque nous devons échantillonner ces signaux, nous souhaitons le faire de la manière la plus efficace possible en les analysant en bande de base. La technique utilisée, pour implémenter cette idée, est la méthode de l'enveloppe complexe. Elle utilise les concepts de signaux et de systèmes équivalents en bande de base [109] [110].

Soit  $e(t)$  un signal réel modulé autour d'une fréquence porteuse  $f_c$  avec une amplitude  $a(t)$  et une phase  $\Psi(t)$ . Les équations suivantes expliquent la relation entre le signal réel et le signal complexe.

$$e(t) = a(t) \cdot \cos(2\pi f_c t + \Psi(t)) \quad (4.6a)$$

$$= a(t) \cdot \cos(\Psi(t)) \cdot \cos(2\pi f_c t) - a(t) \cdot \sin(\Psi(t)) \cdot \sin(2\pi f_c t) \quad (4.6b)$$

$$= a_I(t) \cdot \cos(2\pi f_c t) - a_Q(t) \cdot \sin(2\pi f_c t) \quad (4.6c)$$

$$= \Re \{ a_e(t) \cdot e^{2i\pi f_c t} \} \quad (4.6d)$$

avec

$$a_I(t) = a(t) \cdot \cos(\Psi(t)) \quad (4.7a)$$

$$a_Q(t) = a(t) \cdot \sin(\Psi(t)) \quad (4.7b)$$

$$a_e(t) = a_I(t) + i \cdot a_Q(t) \quad (4.7c)$$

Dans l'équation 4.6, le signal émis  $e(t)$  correspond à la partie réelle du signal complexe  $a_e(t) \cdot \exp[2i\pi f_c t]$ . Le signal a deux parties distinctes, une partie contient la porteuse RF  $\exp[2i\pi f_c t]$  et l'autre partie contient le signal modulant  $a_e(t)$  appelé enveloppe complexe. Par la suite seule l'enveloppe complexe  $a_e(t)$  est conservée pour représenter la transmission du signal à travers les différents composants (laser, fibre photodiode). Cette modélisation est appelée la modélisation équivalente en bande de base.

La figure 4.10 présente la génération d'un signal RF à partir de son enveloppe complexe et la figure 4.11 présente la génération de l'enveloppe complexe ( $a_I$  et  $a_Q$ ) à partir d'un signal réel. Après les oscillateurs locaux (figure 4.11), des filtres passe-bas

sont ajoutés pour supprimer les composantes images située à deux fois la fréquence de l'oscillateur local.

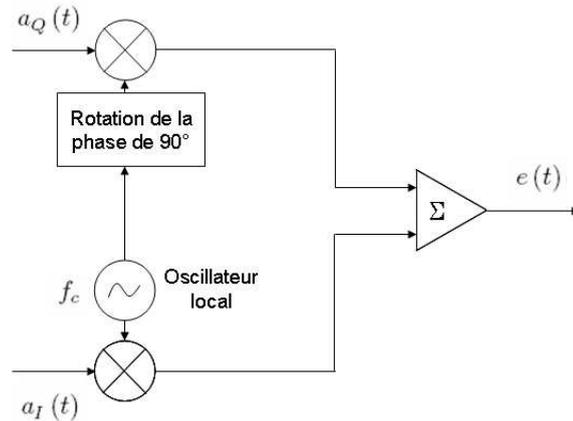


FIG. 4.10 – Génération d'un signal RF à partir de son enveloppe complexe

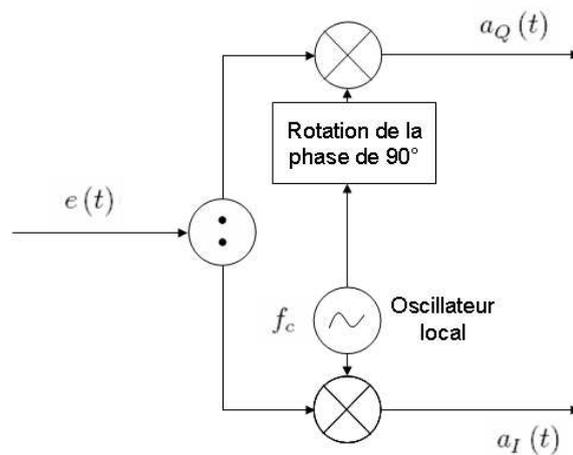


FIG. 4.11 – Génération de l'enveloppe complexe du signal à partir du signal RF

#### 4.3.1.2 Le signal analytique

Physiquement, seul le spectre obtenu pour les fréquences positives a un sens. Néanmoins au signal réel  $e(t)$  est associé un signal complexe noté  $z_e(t)$  tel que :

$$Z_e(f) = 2 \cdot E(f) \cdot U(f) \quad (4.8)$$

où  $U(f)$  est la fonction de Heaviside tandis que le facteur 2 permet d'avoir la conservation de l'énergie.

**NB** : Les notations en majuscule sont utilisées pour les transformées de Fourier, par exemple  $E(f)$  est la transformée de Fourier de  $e(t)$ .

$$U(f) = \begin{cases} 0 & \text{si } f < 0 \\ 1 & \text{si } f \geq 0 \end{cases} \quad (4.9)$$

ce qui donne dans l'espace des temps la relation suivante :

$$z_e(t) = 2 \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) \cdot E(f) \cdot e^{2i\pi ft} df \quad (4.10a)$$

$$= e(t) * \left[ \delta(t) - \text{V.P.} \frac{1}{i\pi t} \right] \quad (4.10b)$$

$$= e(t) + e(t) * \text{V.P.} \frac{i}{\pi t} \quad (4.10c)$$

$$= e(t) + i \text{V.P.} \int_{+\infty}^{+\infty} \frac{e(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (4.10d)$$

$$= e(t) + \hat{e}(t) \quad (4.10e)$$

$$= [a_I(t) + ia_Q(t)] \cdot e^{2i\pi f_c t} \quad (4.10f)$$

avec  $\hat{e}(t) = a_I(t) \cdot \sin(2\pi f_c t) + a_Q(t) \cdot \cos(2\pi f_c t)$ , V.P. est la valeur principale et avec  $*$  représentant l'opérateur du produit de convolution.

La figure 4.12 montre la relation en fréquence entre  $Z_e(f)$  et  $E(f)$ .

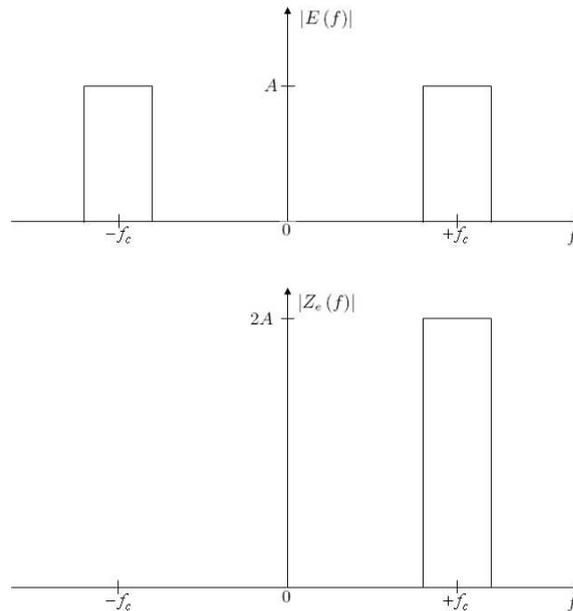


FIG. 4.12 – Illustration fréquentielle du signal analytique

### 4.3.1.3 Le filtre équivalent en bande de base

Dans le cas où le signal rencontre des perturbations qui sont linéaires, le canal et les composants sont modélisés par des filtres. Le filtre est représenté par la réponse percussionnelle  $h(t)$  et est de fonction de transfert  $H(f)$ . Si le signal en entrée du filtre est un signal réel à bande étroite  $e(t)$ , le filtre approprié est également à bande étroite (car seule la bande du filtre qui recouvre le signal est utile) ainsi que le signal filtré correspondant  $s(t)$ .

La figure 4.13 représente le passage du signal à travers un filtre :



FIG. 4.13 – La fonction de filtrage

L'équation 4.11 donne la représentation mathématique du passage d'un signal à travers un filtre :

$$s(t) = (h * e)(t) \equiv \int_{-\infty}^{+\infty} h(t - \tau) \cdot e(\tau) d\tau \quad (4.11)$$

Dans l'espace des fréquences, la fonction de transfert  $H(f)$  4.12 est :

$$S(f) = \mathcal{F}[s(t)] \quad (4.12a)$$

$$= \mathcal{F}[(h * e)(t)] \quad (4.12b)$$

$$= H(f) \cdot E(f) \quad (4.12c)$$

Si nous considérons un signal d'entrée à spectre borné, comme celui de l'équation 4.6, transmis à travers un filtre de réponse percussionnelle  $h_{Comp}(t)$  et de fonction de transfert  $H_{Comp}(f)$ . Seule une bande étroite de ce filtre autour de la porteuse  $f_c$  est utile, ce nouveau filtre est appelé  $h_{BPComp}(t)$  et de fonction de transfert  $H_{BPComp}(f)$  avec BP pour *Band Pass* (figure 4.14).

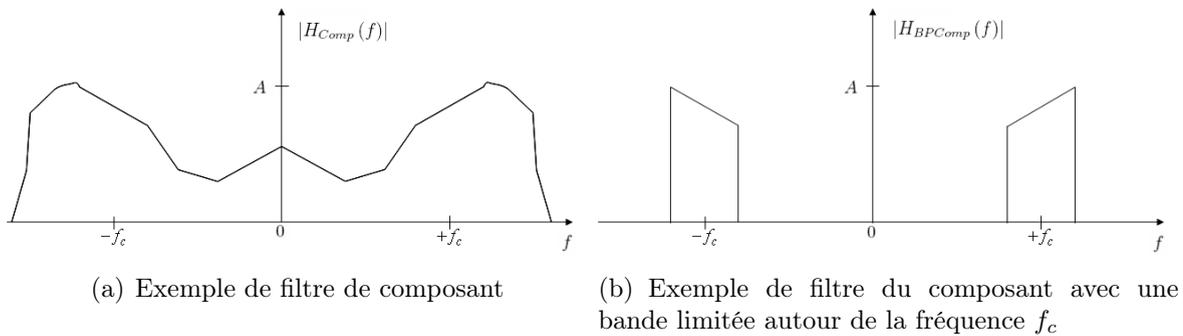


FIG. 4.14 – Passage du filtre du composant  $H_{Comp}(f)$  à un filtre du composant passe bande  $H_{BPComp}(f)$

le signal en sortie du filtre passe bande est :

$$s(t) = (h_{BPComp} * e)(t) \quad (4.13)$$

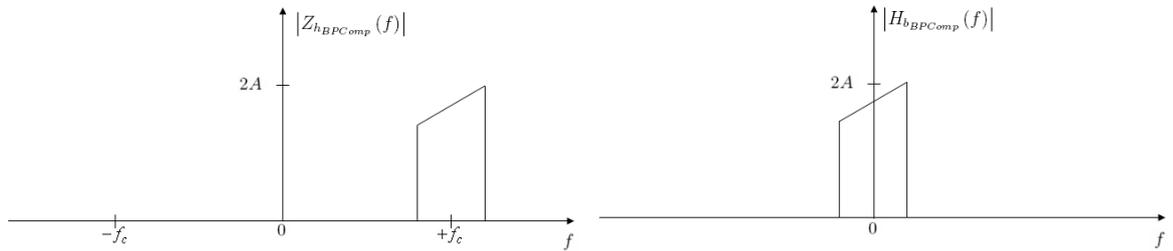
En représentant les signaux d'entrées et de sorties par leurs équivalents en bande de base ou enveloppes complexes  $a_e(t)$  et  $a_s(t)$ , il est alors possible d'obtenir un filtre  $h_{bBPComp}(t)$  tel que :

$$a_s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_{bBPComp}(t - \tau) \cdot a_e(\tau) d\tau \quad (4.14)$$

$H_{bBPComp}(f) = \mathcal{F}[h_{bBPComp}(t)]$  s'obtient de la façon suivante :

$$H_{bBPComp}(f) = Z_{hBPComp}(f + f_c) = 2 \cdot H_{BPComp}(f + f_c) \cdot U(f + f_c) \quad (4.15)$$

La figure 4.15(a) représente le filtre analytique et la figure 4.15(b) représente le filtre équivalent en bande de base du filtre  $H_{Comp}$ .



(a) Le filtre analytique de la fonction passe bande (b) Le filtre de la fonction passe bande en bande de base

FIG. 4.15 – Passage du filtre analytique à un filtre équivalent en bande de base

L'expression du signal de sortie en bande de base  $A_s(f)$  est donnée par la relation suivante :

$$A_s(f) = H_{bBPComp}(f) \cdot A_e(f) \quad (4.16)$$

### 4.3.2 Présentation du modèle

Le schéma classique d'une transmission radio sur fibre est le suivant 4.16 :

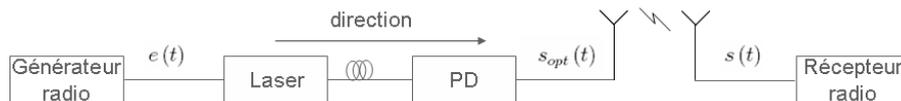


FIG. 4.16 – Représentation d'un lien radio sur fibre typique

En analogie avec les modèles radio, nous avons développé un modèle pour représenter le lien radio sur fibre, utilisant la modélisation équivalente en bande de base. Ce modèle est limité au cas RF sur fibre avec une modulation directe du courant de polarisation du laser et une détection directe à l'aide d'une photodiode à détection quadratique. Un lien radio sur fibre est composé de trois composants, un laser modulé directement qui réalise la conversion électro-optique, une fibre et une photodiode. Le signal radio détecté est par la suite transmis sur le lien radio. Si ces trois composants étaient linéaires, leurs modèles équivalents en bande de base correspondraient à la multiplication des filtres des composants avec des filtres de types passe-bandes centrés autour de la fréquence porteuse  $f_c$  du signal modulé et d'une largeur égale à la bande passante du signal généré. Cependant il est important de prendre en compte les non-linéarités d'une liaison radio sur fibre. Pour la fibre, les effets non-linéaires ne se produisent pas, si la puissance optique injectée dans la fibre est inférieure au seuil Brillouin et nous les considérons donc comme négligeables

(section 2.2.4). Les non-linéarités de la photodiode [111] [112] ne compromettent pas les performances du lien et peuvent donc être négligées. Seules les non-linéarités du laser seront considérées [113] [114].

En ce qui concerne le laser, nous avons pris la décision de le séparer en deux blocs. Un bloc représente la partie non-linéaire du composant (Fct NL), et un autre bloc représente la partie linéaire décrite par un filtre (Filtre). La mesure du filtre électrique du laser se fait au niveau de la sortie optique du laser. La figure 4.17 présente schématiquement la décomposition utilisée pour un composant électro-optique non-linéaire. Tout d'abord, Le signal passe par la fonction non-linéaire. Puis nous ajoutons au signal de sortie du bloc non-linéaire le bruit du composant (laser ou photodiode) que nous avons considéré comme un bruit blanc gaussien. Nous supposons, l'hypothèse classiquement utilisé, que le bruit est blanc et gaussien pour le laser et la photodiode. Cependant des modélisations plus précises du bruit du laser (RIN *Relative Intensity Noise*) [115] [116] [117] [118] [119] et de la photodiode (bruit de grenaille et bruit thermique principalement) [120] ont été décrites. Par la suite, le filtre du composant (laser, ou photodiode) filtre le bruit additif et le signal affecté par les non-linéarités.

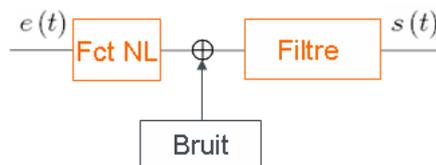


FIG. 4.17 – Implémentation du modèle d'un composant électro-optique non linéaire

L'équation 4.17 donne l'expression du signal à la sortie d'un composant électro-optique.

$$s(t) = (\text{Fct NL}(e(t)) + \text{Bruit}(t)) * \text{Filtre}(t) \quad (4.17)$$

Le canal optique est considéré comme constant dans le temps et sans trajets multiples car tous les composants optiques utilisés sont de type monomode, étant donné que ce modèle sera validé pour des applications radio de type accès et donc avec des distances à parcourir dans la fibre de plusieurs kilomètres.

#### 4.3.2.1 Modélisation de la partie linéaire d'un composant électro-optique

En général, les bandes passantes des équipements optiques sont grandes comparées aux bandes passantes des signaux radio utilisés. Les parties de la bande passante du composant qui ne sont pas utilisées par le signal sont inutiles. Pour limiter la bande passante des équipements utilisés, nous ajoutons des filtres passe-bandes,  $H_{BP}(f)$ , ayant une largeur plus grande que trois fois la bande passante du signal radio (cf la section 4.3.2.2 pour la justification). La figure 4.18 présente les différentes étapes pour passer du filtre du composant au filtre équivalent en bande.

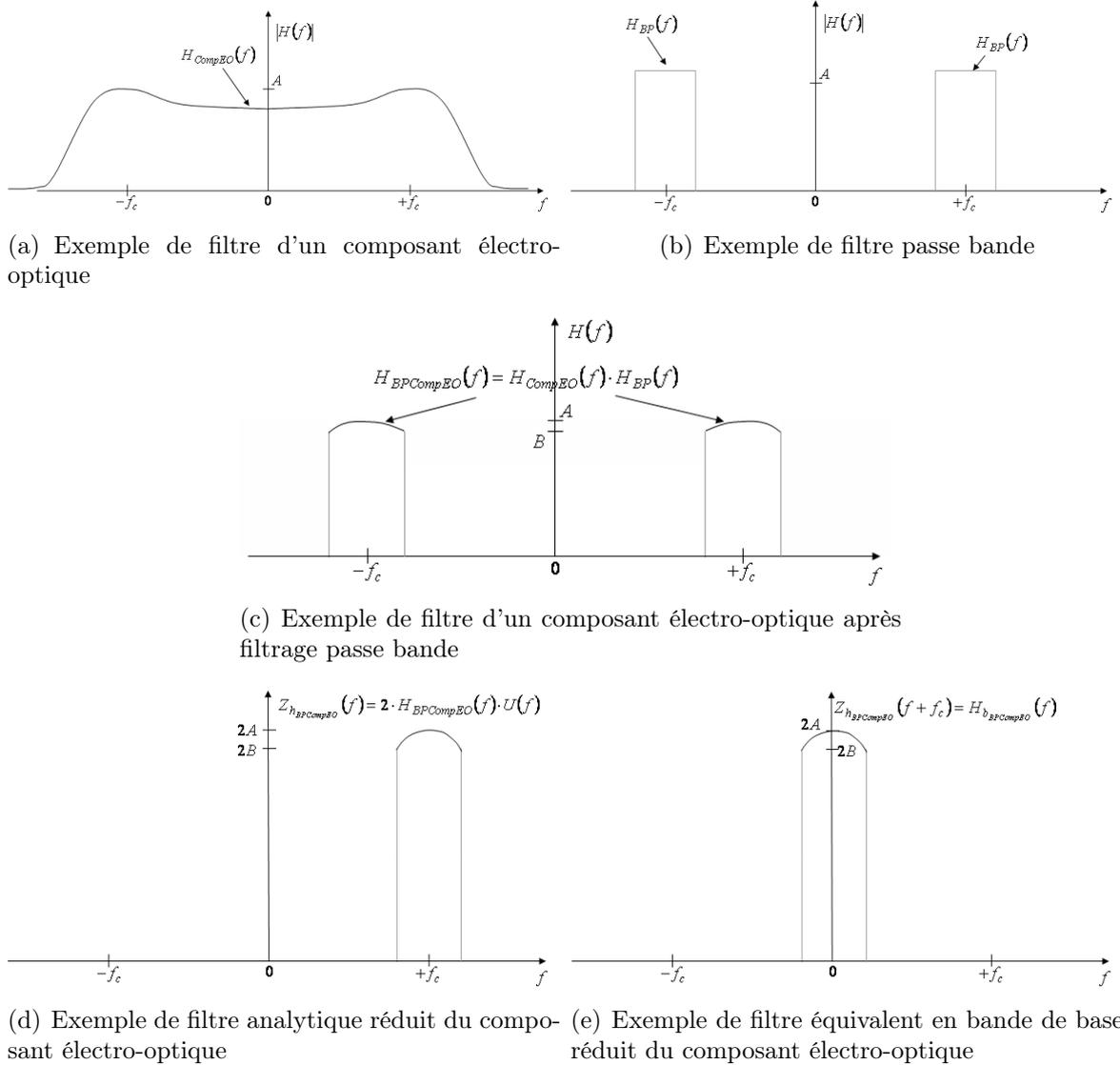


FIG. 4.18 – Les différentes étapes effectuées pour arriver au filtre équivalent en bande de base d'un composant électro-optique

Dans l'espace de Fourier, le filtre du composant électro-optique  $H_{CompEO}(f)$  est multiplié avec un filtre passe-bande  $H_{BP}(f)$  autour de la fréquence porteuse radio à  $+f_c$ .

$$H_{BPCompEO}(f) = H_{CompEO}(f) \cdot H_{BP}(f) \quad (4.18)$$

L'expression, du signal analytique du filtre du composant, notée  $Z_{hBPCompEO}$  (équation 4.19) est obtenue à partir de l'expression du filtre réduit du composant électro-optique limité en bande  $H_{BPCompEO}$  (cf l'équation 4.8 pour l'explication) :

$$Z_{hBPCompEO}(f) = 2 \cdot H_{BPCompEO}(f) \cdot U(f) \quad (4.19)$$

Son expression en bande de base est :

$$H_{bBPCompEO}(f) = Z_{hBPCompEO}(f + f_c) = 2 \cdot H_{BPCompEO}(f + f_c) \cdot U(f + f_c) \quad (4.20)$$

### 4.3.2.2 Modélisation de la partie non-linéaire du composant électro-optique

La non-linéarité de la fonction de conversion (électro-optique) est représentée par un polynôme d'ordre  $n$ . L'approximation polynomiale se limite à l'ordre 3, les termes d'ordre supérieur étant négligeables.

Un composant électro-optique non-linéaire est donc décrit par l'équation suivante :

$$s_{CompEO}(t) = A_1 \cdot e(t) + A_2 \cdot e(t)^2 + A_3 \cdot e(t)^3 \quad (4.21)$$

Cette fonction devient dans l'espace de Fourier :

$$S_{CompEO}(f) = A_1 \cdot E(f) + A_2 \cdot (E * E)(f) + A_3 \cdot (E * E * E)(f) \quad (4.22)$$

La figure 4.19 montre un exemple d'une fonction non-linéaire d'un composant électro-optique.

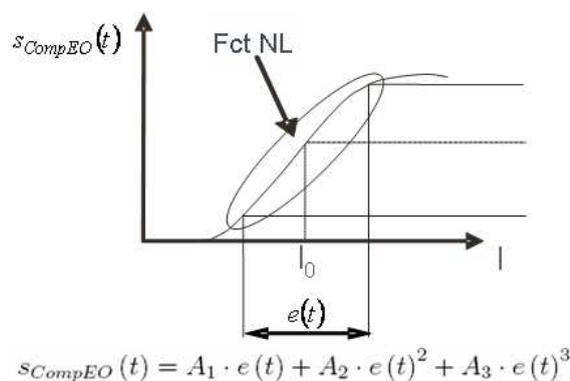


FIG. 4.19 – Modèle choisi pour la représentation de la fonction non-linéaire d'un composant électro-optique

L'étude de la réponse du signal composé de deux fréquences pures permet de déterminer l'influence des différentes distorsions.

Soit le signal d'entrée  $e(t)$  de la forme :

$$e(t) = a \cdot \cos(2\pi f_1 t) + b \cdot \cos(2\pi f_2 t) \quad (4.23)$$

Dans cette équation nous considérons que les deux fréquences  $f_1$  et  $f_2$  tel que la fréquence la plus basse  $f_1$  soit supérieure à deux fois la différence entre la fréquence la plus élevée  $f_2$  et la fréquence la plus basse  $f_1$ . Cette condition permet que les distorsions d'ordre 2 ne viennent pas s'ajouter avec les distorsions d'ordre 3.

Le signal de sortie (après décomposition des  $\cos^2$  et  $\cos^3$ ) est décrit par l'équation suivante :

$$\begin{aligned}
s_{compEO}(t) = & A_1 \cdot [a \cdot \cos(2\pi f_1 t) + b \cdot \cos(2\pi f_2 t)] \\
& + A_2 \cdot \left[ \frac{a^2}{2} \cdot (\cos(4\pi f_1 t) + 1) + \frac{b^2}{2} \cdot (\cos(4\pi f_2 t) + 1) \right] \\
& + A_2 \cdot ab \cdot [\cos(2\pi(f_1 + f_2)t) + \cos(2\pi(f_1 - f_2)t)] \\
& + A_3 \cdot \left[ \frac{a^3}{4} \cdot (\cos(6\pi f_1 t) + 3\cos(2\pi f_1 t)) \right] \\
& + A_3 \cdot \left[ \frac{b^3}{4} \cdot (\cos(6\pi f_2 t) + 3\cos(2\pi f_2 t)) \right] \\
& + A_3 \cdot \left[ \frac{3a^2b}{4} \cdot (\cos(2\pi(2f_1 + f_2)t) + \cos(2\pi(2f_1 - f_2)t)) \right] \\
& + A_3 \cdot \left[ \frac{3ab^2}{4} \cdot (\cos(2\pi(2f_2 + f_1)t) + \cos(2\pi(2f_2 - f_1)t)) \right] \\
& + A_3 \cdot \left[ \frac{3a^2b}{2} \cdot \cos(2\pi f_1 t) + \frac{3ab^2}{2} \cdot \cos(2\pi f_2 t) \right]
\end{aligned} \tag{4.24}$$

Dans l'équation précédente 4.24 les termes sont :

– autour de la fréquence nulle :

$$\underbrace{A_2 \cdot ab \cdot \cos(2\pi(f_1 - f_2)t) + A_2 \cdot \frac{a^2 + b^2}{2}}_{\text{Termes liés à la distorsion d'ordre deux}} \tag{4.25}$$

( $|f_1 - f_2|$  proche de la fréquence nulle)

– autour des fréquences  $f_1$  et  $f_2$  :

$$\underbrace{A_1 \cdot [a \cdot \cos(2\pi f_1 t) + b \cdot \cos(2\pi f_2 t)]}_{\text{Termes liés à l'ordre 1}} \tag{4.26}$$

$$\begin{aligned}
& A_3 \cdot \left[ \frac{3a^2b}{4} \cdot \cos(2\pi(2f_1 - f_2)t) + \frac{3ab^2}{4} \cdot \cos(2\pi(2f_2 - f_1)t) \right] \\
& + A_3 \cdot \left[ \frac{3a^2b}{2} \cdot \cos(2\pi f_1 t) + \frac{3ab^2}{2} \cdot \cos(2\pi f_2 t) \right]
\end{aligned} \tag{4.27}$$

Termes liés à la distorsion d'ordre 3

( $2f_1 - f_2$  et  $2f_2 - f_1$  sont autour de  $f_1$  et  $f_2$  par hypothèse)

– autour des fréquences  $2f_1$  et  $2f_2$  :

$$\underbrace{A_2 \cdot \left[ \frac{a^2}{2} \cdot \cos(4\pi f_1 t) + \frac{b^2}{2} \cdot \cos(4\pi f_2 t) + ab \cdot \cos(2\pi(f_1 + f_2)t) \right]}_{\text{Termes liés à la distorsion d'ordre 2}} \tag{4.28}$$

– autour des fréquences  $3f_1$  et  $3f_2$  :

$$\begin{aligned}
 & A_3 \cdot \left[ \frac{3a^2b}{4} \cdot \cos(2\pi(2f_1 + f_2)t) + \frac{3ab^2}{4} \cdot \cos(2\pi(2f_2 + f_1)t) \right] \\
 & + A_3 \cdot \left[ \frac{a^3}{4} \cdot \cos(6\pi f_1 t) + \frac{b^3}{4} \cdot \cos(6\pi f_2 t) \right]
 \end{aligned} \tag{4.29}$$

Termes liés à la distorsion d'ordre 3

La figure 4.20 donne l'influence et la position des différentes raies créées par les distorsions. Les flèches en rouge représentent les fréquences générées par les distorsions d'ordre trois, celles en bleu par l'ordre deux, en noir les fréquences présentes à l'entrée du système non linéaire.

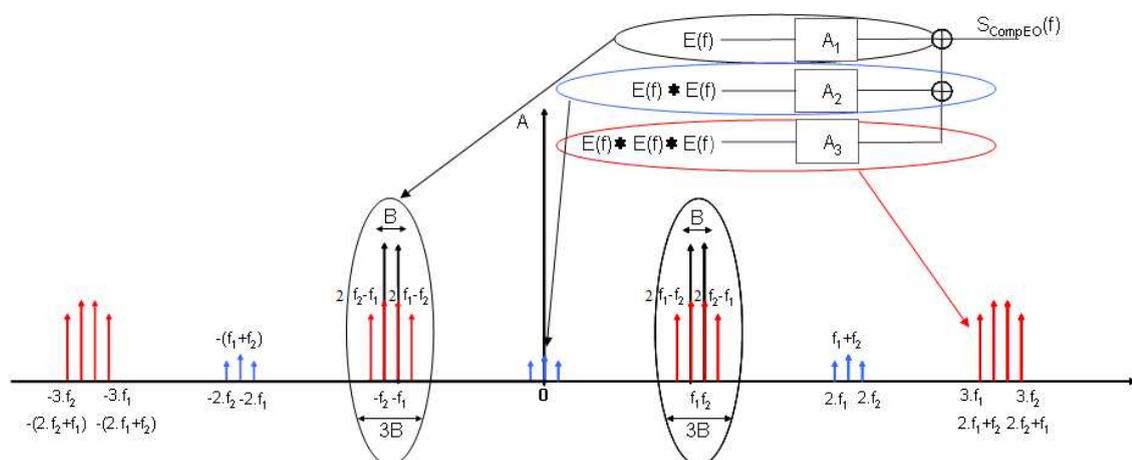


FIG. 4.20 – Représentation des différentes raies obtenues lors du passage d'un multiplexe à 2 fréquences dans un composant non-linéaire dans l'espace des fréquences

La figure 4.20 et l'équation 4.24 montrent les termes qui ne sont pas autour des fréquences utiles  $f_1$  et  $f_2$ . Ces termes peuvent être supprimés par filtrage et ils ne perturbent pas la transmission du signal. Seules les distorsions d'ordre trois ont un impact sur le signal transmis. La bande de fréquence minimale à considérer est de trois fois la bande utile de l'ensemble des signaux générés afin de représenter correctement ces distorsions.

Le signal utile à simuler est représenté sur la figure 4.21.

L'expression de la partie non linéaire dans son équivalent en bande de base est :

$$S_{b_{CompEO}}(f) = A_1 \cdot E_b(f) + \frac{3}{4} \cdot A_3 \cdot (E_b * E_b * E_b)(f) \tag{4.30}$$

### 4.3.2.3 Représentation de l'équivalent en bande de base d'un composant non-linéaire

Comme nous l'avons dit précédemment (4.3.2), le composant électro-optique est décomposé en deux blocs, un bloc linéaire (filtre) et un bloc non linéaire (figure

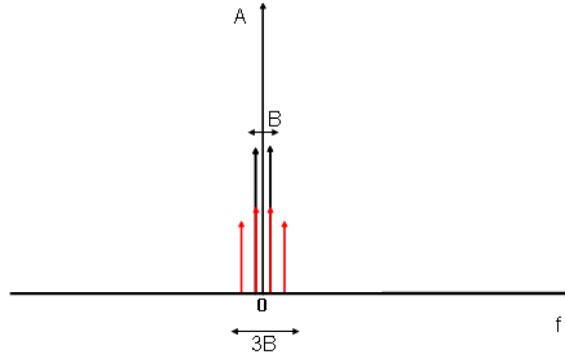


FIG. 4.21 – Représentation en bande de base des distorsions équivalentes dans l'espace de Fourier

4.17). D'après les sections 4.3.2.1 et 4.3.2.2, la représentation équivalente en bande de base d'un composant électro optique non linéaire est la suivante :

$$S_{b_{CompEO}}(f) = A_1 \cdot (H_{b_{CompEO}} * E_b)(f) + \frac{3}{4} \cdot A_3 \cdot (H_{b_{CompEO}} * E_b * E_b * E_b)(f) \quad (4.31)$$

### 4.3.3 Application du modèle

Dans cette partie, nous appliquons le modèle (décrit dans la section précédente 4.3.2) aux différents composants d'une chaîne radio sur fibre. Le modèle sera appliqué au laser, puis à la fibre et enfin à la photodiode.

La figure 4.22 présente le synoptique d'une transmission en bande de base avec l'indication du signal dans les différents points du lien.

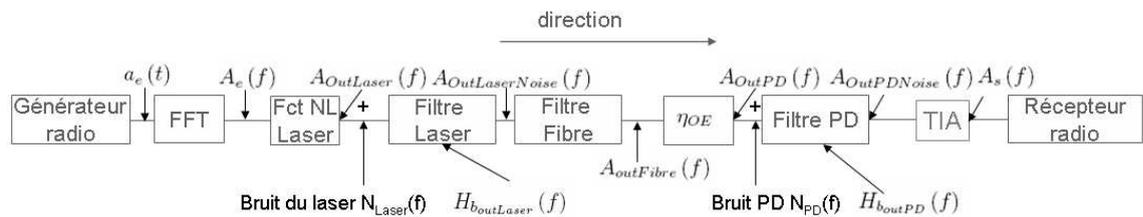
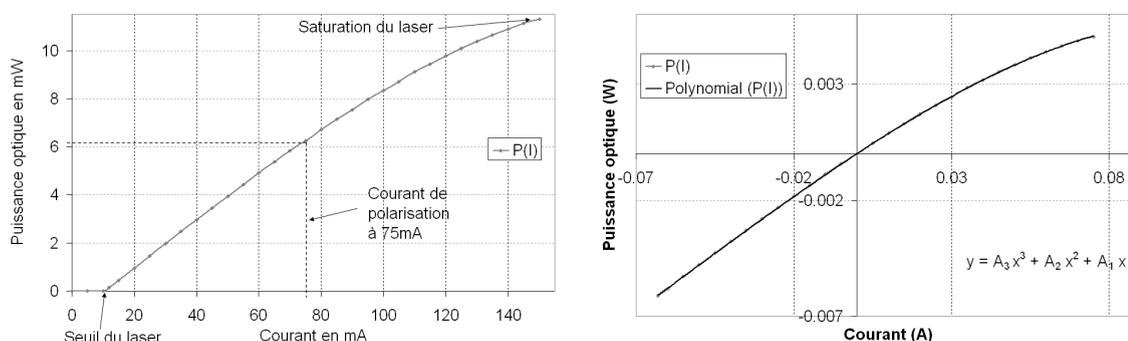


FIG. 4.22 – Synoptique d'une transmission radio sur fibre en bande de base

#### 4.3.3.1 modèle équivalent en bande de base du laser

Dans un premier temps nous allons décrire la méthode utilisée pour déterminer les paramètres de l'équation non linéaire du laser. Dans un second temps, nous donnerons la valeur du bruit, et dans un troisième temps nous présenterons la méthode pour caractériser les paramètres du filtre d'un laser.

**4.3.3.1.1 Modélisation de la partie non linéaire du laser** La méthode pour connaître l'efficacité de conversion électro-optique est de mesurer la puissance optique de sortie en fonction du courant d'entrée du laser. La figure 4.23 donne un exemple de conversion électro-optique. Comme nous l'avons signalé précédemment cette réponse n'est pas linéaire. Une saturation est constatée pour des courants de polarisations importants. Dans la suite de l'étude, nous considérons que le courant du laser modulé ne sera jamais en dessous du seuil du laser.



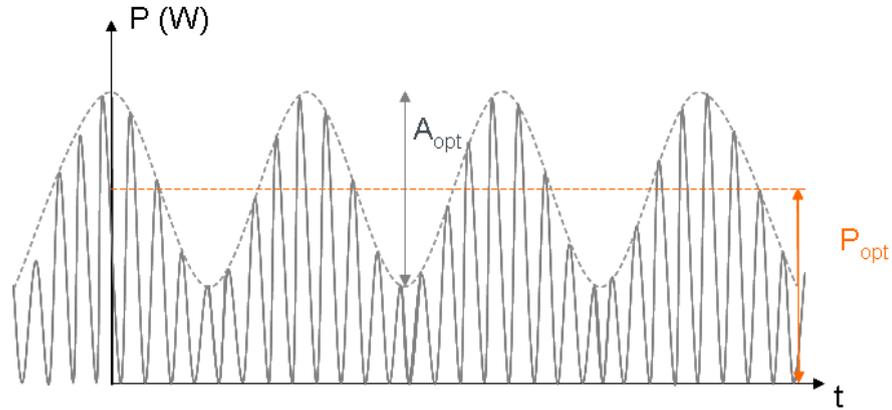
(a) Puissance de sortie en fonction de la puissance (b) Approximation polynomiale autour du courant d'entrée de polarisation

FIG. 4.23 – Puissance de sortie optique (W) en fonction du courant d'entrée (A) et son approximation polynomiale autour d'un courant de polarisation de 0.075A

L'interpolation polynomiale de la réponse du laser autour du pont de polarisation est indiquée sur la figure 4.23(b) et permet de calculer les valeurs de  $A_1$  et  $A_3$ . Cependant, cette représentation ne correspond pas exactement à la conversion électro-optique lorsque le courant du laser est modulé. Le comportement dynamique du laser est différent de son comportement statique. Pour connaître les paramètres dynamiques de  $A_1$  et  $A_3$  associés à une variation sinusoïdale, l'évolution des fréquences générées et des intermodulations d'ordres trois (IM3) est mesurée en fonction de la puissance et de la fréquence du signal d'entrée. Tout d'abord les deux fréquences sont créées avec un générateur de signaux vectoriels (VSG : *Vector Signal Generator*). Ce signal module le courant de polarisation du laser. Il passe par un atténuateur optique avant d'être détecté à l'aide d'une photodiode. Elle est utilisée dans sa zone de fonctionnement linéaire. C'est à dire que la puissance détectée est suffisamment faible pour ne pas ajouter de distorsion au signal, mais le seuil d'obscurité de la photodiode n'est pas atteint non plus. Après la photodiode, un analyseur de signaux vectoriels (VSA : *Vector Signal Analyser*) permet de mesurer la puissance électrique de sortie (PD : Photodiode)  $P_{outPD}$  de la chaîne radio sur fibre. La figure 4.25 représente le schéma expérimental.

L'amplitude de modulation optique est notée  $A_{opt}$  ( $A_{opt}$  = puissance optique maximum - puissance optique minimum), la figure 4.24 donne la représentation des valeurs mesurées.

Pour connaître les paramètres  $A_1$  et  $A_3$ , une relation entre l'amplitude de sortie du laser  $A_{outLaser}$  et la puissance mesurée en sortie de la photodiode  $P_{inVSA}$  est déterminée dans la section 4.3.3.1.1.

FIG. 4.24 – Définition des notations  $p$  et  $P$  de la partie optique

La figure 4.25 présente les paramètres à identifier pour définir l'équation de conversion électro-optique du laser.

FIG. 4.25 – Schéma représentant les valeurs mesurées ou calculées pour obtenir les coefficients  $A_1$  et  $A_3$ 

Le courant est  $i_{outPD}$  s'obtient à partir de l'équation suivante :

$$i_{outPD} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{inVSA}}{R_c}} \quad (4.32)$$

Avec  $R_c$  résistance de charge du VSA ( $50\Omega$ ).

Le coefficient de conversion optique électrique de la photodiode,  $\eta_{OE}$ , est connu. L'amplitude de modulation de la puissance d'entrée optique de la photodiode s'obtient donc à partir de 4.33 :

$$A_{inPD} = \frac{i_{outPD}}{\eta_{OE}} \quad (4.33)$$

Les pertes liées à l'atténuateur optique, notées  $L_{opt}$  et mesurées en dB, sont ajoutées afin de connaître l'amplitude de modulation optique à la sortie du laser. La puissance à la sortie du laser est notée  $A_{outLaser}$  et donnée par :

$$A_{outLaser} = A_{inPD} \cdot 10^{\frac{L_{opt}}{10}} \quad (4.34)$$

Les équations 4.32 à 4.34 permettent de déterminer les puissances des fréquences générées et des intermodulations d'ordre trois, à la sortie du laser à partir des mesures

de puissance du VSA. L'équation 4.35 permet d'obtenir le coefficient  $A_1$  et l'équation 4.36 le coefficient  $A_3$ .

$$A_1 = \frac{A_{outLaser}(\Delta f)}{i_{inlaser}} \quad (4.35)$$

$$A_3 = -\frac{4}{3} \cdot \frac{A_{outLaser}(3\Delta f)}{i_{inlaser}^3} \quad (4.36)$$

D'après la section 4.3.2.3 l'équation non-linéaire du laser est la suivante (4.37) :

$$A_{outLaser}(f) = A_1 \cdot A_e(f) + \frac{3}{4} \cdot A_3 \cdot (A_e * A_e * A_e)(f) \quad (4.37)$$

**4.3.3.1.2 Modélisation du bruit du laser** Le bruit du laser appelé RIN (*Relative Intensity Noise*) est ajouté à la sortie de la fonction non-linéaire. Il est supposé blanc et gaussien dans la zone utilisée. Sa densité spectrale est (4.38) :

$$\sigma_{Laser}^2 = 10^{\frac{RIN_{dB}}{10}} \quad (4.38)$$

**4.3.3.1.3 Modélisation de la partie linéaire du laser** D'après la résolution des équations différentielles d'état du laser (cf les références [121] [122] [123] [124] pour les détails), la fonction de transfert du laser est la suivante :

$$H_{outLaser}(f) = \frac{1}{1 + i \left( \frac{2 \cdot \xi \cdot f}{f_n} \right) + \left( \frac{i \cdot f}{f_n} \right)^2} \quad (4.39)$$

La réponse en fréquence d'un laser correspond à un filtre du second ordre car il contient deux pôles, avec  $\xi$  le facteur d'amortissement, et  $f_n$  la fréquence de relaxation. La figure 4.26 donne un exemple de réponse en fréquence d'un laser.

Sur la figure 4.26,  $M_p$  correspond au facteur de résonance du laser, il s'obtient à partir de  $\xi$  de la façon suivante 4.40 [125] :

$$M_p = \frac{\left\| \overline{H_{outLaser}(f_r)} \right\|}{\left\| \overline{H_{outLaser}(0)} \right\|} = \frac{1}{2 \cdot \xi \sqrt{1 - \xi^2}} \quad (4.40)$$

avec  $f_r$  fréquence de résonance du laser, sachant que  $f_r = f_n \cdot \sqrt{1 - 2 \cdot \xi^2}$

Le filtre équivalent en bande de base du laser s'obtient en multipliant le filtre passe bande adéquat au filtre du laser (cf section 4.3.2). L'expression de ce filtre est donnée par l'équation :

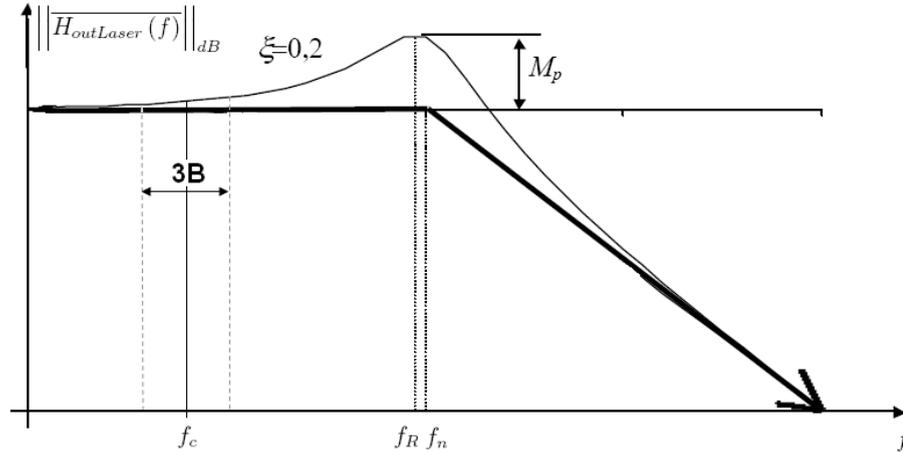


FIG. 4.26 – Exemple de filtre d'un laser (Filtre d'ordre deux)

$$H_{b_{outLaser}}(f) = 2 \cdot \frac{1}{1 + i \left( \frac{2 \cdot \xi \cdot (f + f_c)}{f_n^2} \right) + \left( \frac{i \cdot (f + f_c)}{f_n} \right)^2} \cdot H_{BP}(f + f_c) \cdot U(f + f_c) \tag{4.41}$$

La figure 4.27 représente la fonction de transfert en bande de base du laser autour de la fréquence centrale du signal.

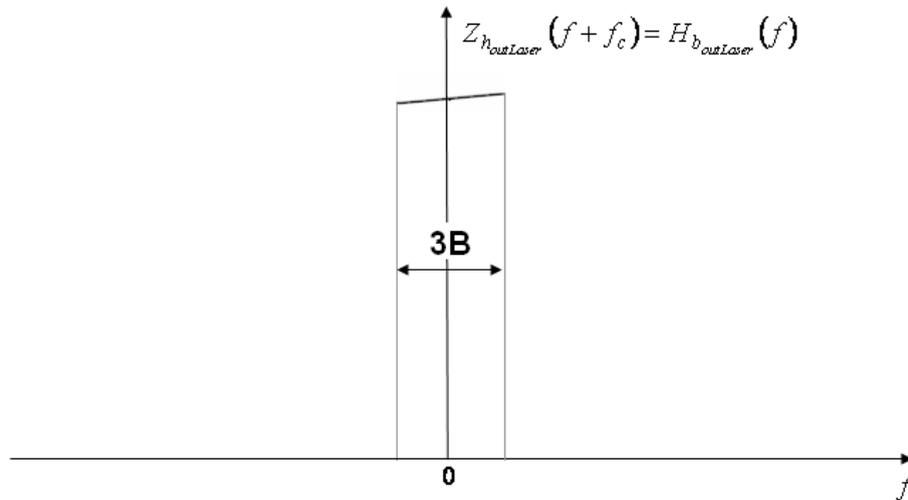


FIG. 4.27 – représentation du filtre du laser en bande de base

Pour obtenir le signal en sortie du laser, la partie non-linéaire et le bruit sont ajoutés à la partie linéaire du laser en bande de base (4.41). L'équation en sortie du laser est alors (4.42) :

$$A_{outLaserNoise}(f) = A_1 \cdot A_e(f) \cdot \|H_{b_{outLaser}}(f)\|^2 + n_{Laser} \cdot \|H_{b_{outLaser}}(f)\|^2 + \frac{3}{4} \cdot A_3 \cdot (A_e * A_e * A_e)(f) \cdot \|H_{b_{outLaser}}(f)\|^2 \tag{4.42}$$

### 4.3.3.2 Modèle équivalent en bande de base de la fibre

Dans cette partie, la fibre utilisée est monomode ce qui simplifie les équations de propagation de la lumière dans la fibre. De plus, la puissance injectée est faible, ou bien la distance de propagation est suffisamment courte pour que les effets non linéaires restent négligeables. La réponse de la fibre  $H_{Fibre}(f)$  (équation 4.43) dépend du chirp du laser  $\alpha$  (déphasage fréquentiel du champ électrique lié à la modulation d'intensité) et de la dispersion chromatique  $\Delta\phi$  (la vitesse de propagation varie en fonction des fréquences utilisées) est [68] :

$$\|H_{Fibre}\|^2(f) = \sqrt{1 + \alpha^2} \cdot |\cos(\Delta\phi - \arctan(\alpha))| \quad (4.43)$$

Avec  $\Delta\phi = \frac{\beta_2 \cdot L \cdot \omega}{2} = -\frac{\pi \cdot \lambda^2 \cdot D \cdot f^2}{c} \cdot L$ ,  $L$  longueur de la fibre,  $D$  le paramètre de dispersion chromatique,  $c$  la vitesse de la lumière et  $\alpha$  est le paramètre de chirp du laser.

La figure 4.28 donne un exemple de réponse en fréquence de la fibre pour un laser ayant un chirp de 4 et une longueur de fibre de 20km.

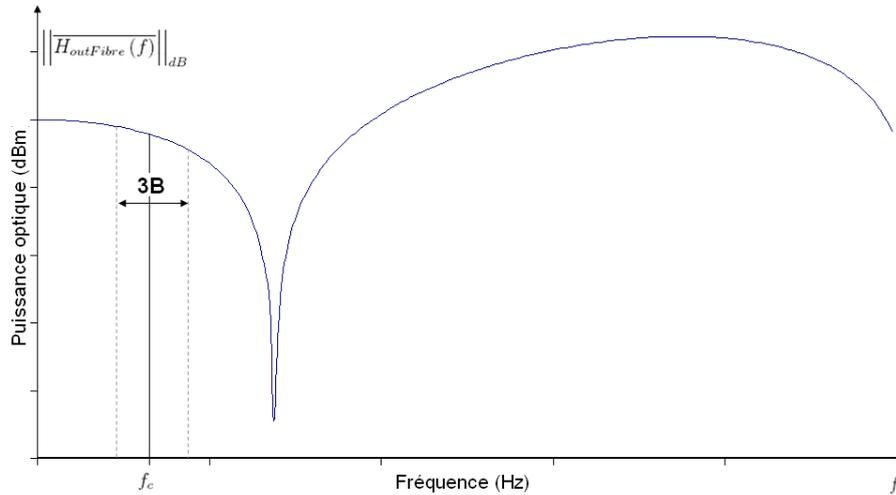


FIG. 4.28 – Exemple de réponse en fréquence d'une fibre de longueur 20km et un laser avec un chirp  $\alpha = 4$

Le filtre passe-bande décrit dans la section 4.3.2 d'une largeur égale à trois fois la bande passante ( $B$ ) du signal initial est multiplié avec le filtre de la fibre (équation 4.43). Le filtre passe bande de la fibre est alors donné par l'expression (4.44) :

$$\|H_{bFibre}\|^2(f) = \sqrt{1 + \alpha^2} \cdot |\cos(\Delta\phi - \arctan(\alpha))| \cdot \|H_{BP}\|^2(f + f_c) \cdot U(f + f_c) \quad (4.44)$$

Le signal en sortie du laser et de la fibre est alors (4.45) :

$$\begin{aligned} A_{outFibre}(f) &= A_1 \cdot A_e(f) \cdot \|H_{b_{outLaser}}(f)\|^2 \cdot \|H_{bFibre}(f)\|^2 \\ &+ n_{Laser} \cdot \|H_{b_{outLaser}}(f)\|^2 \cdot \|H_{bFibre}(f)\|^2 \\ &+ \frac{3}{4} \cdot A_3 \cdot (A_e * A_e * A_e)(f) \cdot \|H_{b_{outLaser}}(f)\|^2 \cdot \|H_{bFibre}(f)\|^2 \end{aligned} \quad (4.45)$$

La figure 4.29 représente la fonction de transfert en bande de base de la fibre autour de la fréquence centrale du signal.

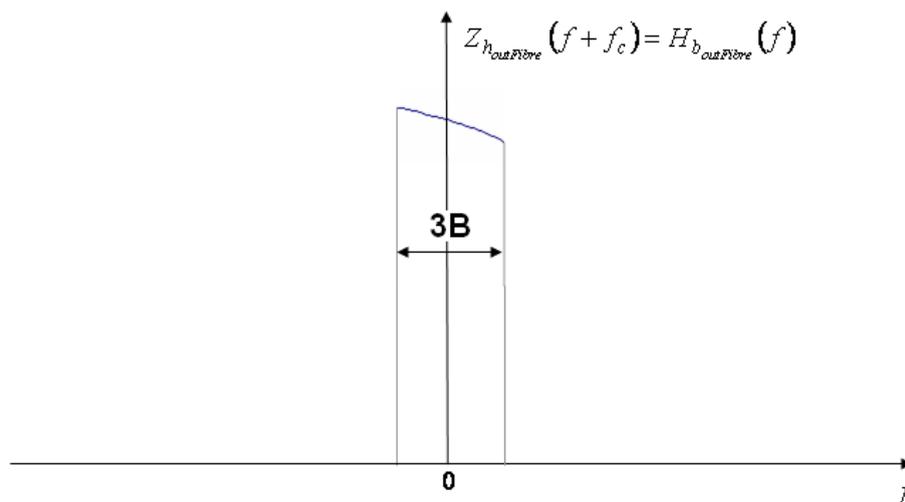


FIG. 4.29 – représentation du filtre de la fibre en bande de base

#### 4.3.3.3 Modèle équivalent en bande de base de la photodiode

Dans cette partie nous donnerons la puissance de bruit de la photodiode. Puis nous décrivons le modèle en bande de base de la photodiode. Comme l'influence des effets non-linéaires de la photodiode sont négligeables [111] [112], nous supposons que cette dernière est linéaire. De plus, les puissances optiques injectées sur la photodiode de type PIN (*Positive Intrinsic Negative*) sont faibles. Par conséquent, la photodiode fonctionne comme un filtre pour le signal.

**4.3.3.3.1 Modèle du bruit de la photodiode** Le bruit de la photodiode est composé de deux parties, une partie liée au courant d'obscurité du laser et une autre au bruit de grenaille 2.2.1.2. Le bruit dominant en présence d'un signal reçu par la photodiode est le bruit de grenaille. il est lié à la distribution aléatoire instantanée des photons émis par la source. Cette distribution sera considérée comme additive et gaussienne.

Sa densité spectrale est :

$$\sigma_{PD}^2 = 2q(I_{dc} + I_{dark}) \Delta F \quad (4.46)$$

**4.3.3.3.2 Modélisation linéaire de la photodiode** D'après [122, 126], la réponse en fréquence d'une photodiode est décrite par un filtre du premier ordre (4.47) :

$$H_{outPD}(f) = \frac{\tau}{1 + i \cdot 2\pi f \cdot \tau} \quad (4.47)$$

avec  $\tau = \frac{1}{2\pi f_{cPD}}$  où  $f_{cPD}$  est la fréquence de coupure à 3dB. La figure 4.30 donne un exemple de réponse en fréquence d'une photodiode.

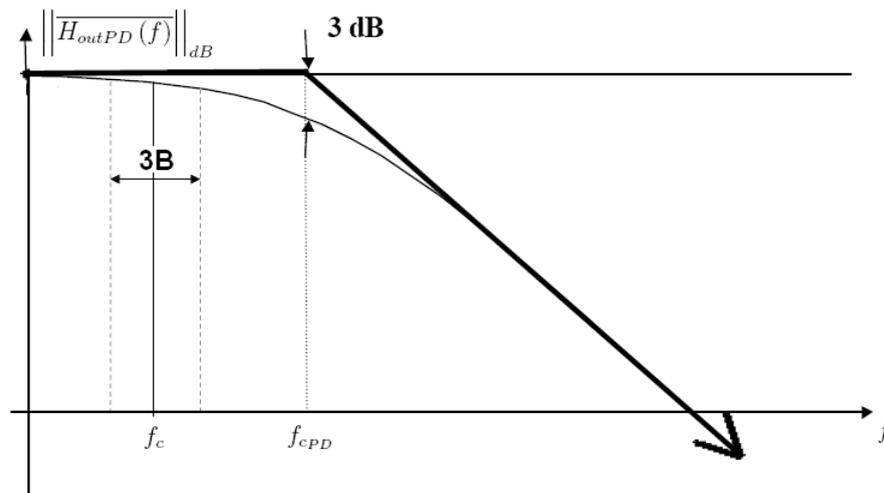


FIG. 4.30 – Exemple de réponse en fréquence d'une photodiode (Filtre d'ordre 1)

Comme pour le laser (4.3.3.1) et la fibre (4.3.3.2), le filtre passe-bande, décrit dans la section 4.3.2, d'une largeur égale à trois fois la bande passante ( $B$ ) du signal initial, est appliqué à la photodiode. Son expression est :

$$H_{b_{outPD}}(f) = \frac{\tau}{1 + i \cdot 2 \cdot \pi (f + f_c) \cdot \tau} \cdot H_{BP}(f + f_c) \cdot U(f + f_c) \quad (4.48)$$

La figure 4.31 représente la fonction de transfert en bande de base de la photodiode autour de la fréquence centrale du signal.

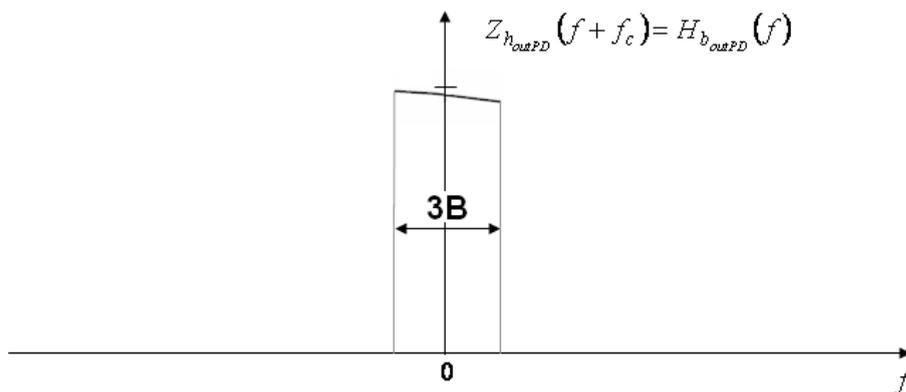


FIG. 4.31 – représentation du filtre de la photodiode en bande de base

Le signal en sortie du laser, de la fibre et de la photodiode est (4.49) :

$$\begin{aligned}
A_{outPD}(f) &= A_1 \cdot \eta_{OE} \cdot A_e(f) \cdot \|H_{b_{outLaser}}(f)\|^2 \cdot \|H_{b_{Fibre}}(f)\|^2 \cdot H_{b_{outPD}}(f) \\
&+ n_{Laser} \cdot \eta_{OE} \cdot \|H_{b_{outLaser}}(f)\|^2 \cdot \|H_{b_{Fibre}}(f)\|^2 \cdot H_{b_{outPD}}(f) \\
&+ \frac{3}{4} \cdot A_3 \cdot \eta_{OE} \cdot (A_e * A_e * A_e)(f) \cdot \|H_{b_{outLaser}}(f)\|^2 \cdot \|H_{b_{Fibre}}(f)\|^2 \\
&\cdot H_{b_{outPD}}(f) + n_{PD} \cdot H_{b_{outPD}}(f)
\end{aligned} \tag{4.49}$$

avec  $\eta_{OE}$  efficacité de conversion optique-électrique de la photodiode.

Cette équation exprime le signal de sortie en fonction du signal d'entrée, du bruit et des différents composants optiques. Cette formule avec les paramètres déterminés dans la section 4.3.4 donne le modèle en bande de base équivalent de la partie optique d'une chaîne radio sur fibre et sera utilisé dans la section 4.3.4.4 pour la simulation.

### 4.3.4 Validations expérimentales

Dans cette partie nous cherchons à vérifier le modèle présenté dans la section 4.3.3. Dans un premier temps, nous avons monté une chaîne de validation expérimentale. Celle-ci nous permet de mesurer les coefficients non-linéaires des équipements électro-optiques. Nous avons testé deux lasers différents (un laser NEL et un laser Fitel de type DFB). De plus cette chaîne nous a permis de vérifier si les paramètres extraits de cette expérience sont valables pour d'autres types de signaux notamment les signaux UMTS et les signaux de type OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) qui contiennent plus que deux fréquences. Par la suite, nous avons caractérisé les bandes passantes des différents équipements électro-optiques (laser et photodiode).

#### 4.3.4.1 Présentation et description de l'expérience

**Description de l'expérience pour la partie non-linéaire** Le schéma expérimental, représenté sur la figure 4.32, permet de mesurer les coefficients  $A_1$  et  $A_3$  des lasers. Dans cette expérience, deux fréquences espacées de 5MHz, dont la première a une fréquence de 2GHz, sont générées avec le VSG. Un amplificateur est placé avant le laser afin de comparer les différents types de modulations. Il permet d'harmoniser les distorsions quelques soient la modulation utilisée, et d'avoir plus d'amplitude de modulation à l'entrée du laser. En effet suivant le type de modulation généré avec le VSG les distorsions initiales changent. Ce signal module le courant de polarisation du laser. Un atténuateur optique, placé en amont de la photodiode, évite la saturation et permet de se situer dans une zone de fonctionnement linéaire. Il n'y a pas de propagation dans la fibre (afin de simplifier la caractérisation du laser) et la photodiode est de type PIN couplée avec un amplificateur transimpédance. Le VSA permet de mesurer les puissances de sorties des fréquences générées ainsi que des intermodulations d'ordres 3 (figure 4.33).

La courbe d'évolution de la puissance de sortie RF en fonction de la puissance d'entrée RF (figure 4.34) permet de déterminer le SFDR (*Spurious Free Dynamic*

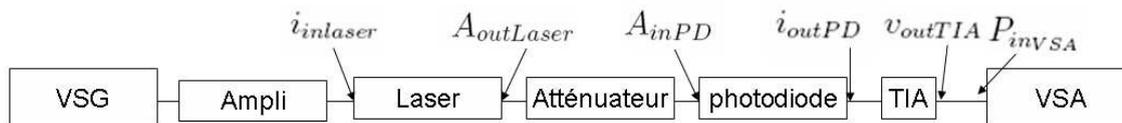


FIG. 4.32 – Schéma expérimental et grandeur à déterminer pour connaître les paramètres  $A_1$  et  $A_3$

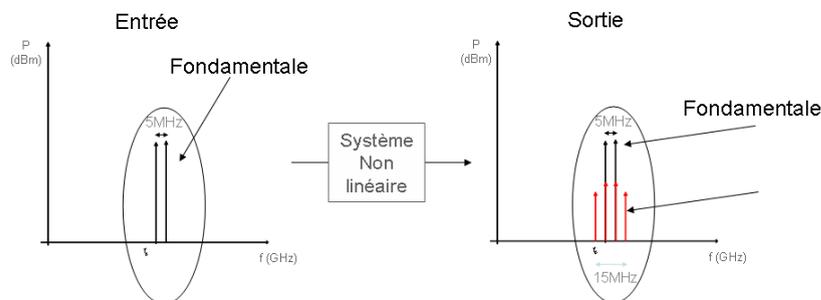


FIG. 4.33 – Schéma de la mesure

Range), les points OIP3 (*Output Intercept point of the third order*) et IIP3 (*Input Intercept Point of the third order*), ainsi que les coefficients non-linéaires.

Le SFRD caractérise le rapport de puissance entre le signal fondamental et la plus forte harmonique (ici l'ordre 3) dans le spectre. L'IIP3 est la puissance d'entrée nécessaire pour que la puissance de sortie du signal fondamental soit égale à la puissance de sortie des intermodulations d'ordre 3. L'OIP3 correspond à la puissance de sortie de cette égalité. Les équations des droites sont obtenues graphiquement. Et la résolution de ce système 4.50, donnent les valeurs de l'IIP3 et de l'OIP3.

$$y_1 = x - c_1 \quad (4.50a)$$

$$y_3 = 3x - c_3 \quad (4.50b)$$

avec  $x$  pour  $P_{inlaser}$   $y$  pour  $P_{inVSA}$ . Lorsque l'équation 4.50a est égale à l'équation 4.50b nous obtenons les valeurs de l'IIP3 et de l'OIP3.

Sur la figure 4.34, le seuil au niveau de la fréquence de distorsion est lié au bruit de fond de la chaîne optique.

Pour extraire les paramètres  $A_1$  et  $A_3$  du laser, nous utilisons la courbe (4.34). Ces coefficients sont obtenus à partir de la méthode décrite 4.3.3.1 avec les équations 4.33 à 4.36, sauf qu'un amplificateur transimpédance à la sortie de la photodiode est ajouté. La figure 4.32 présente les différentes valeurs que nous avons à déterminer pour connaître les paramètres  $A_1$  et  $A_3$ .

La tension à la sortie de l'amplificateur transimpédance est :

$$v_{outTIA} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{inVSA}}{R_c}} \quad (4.51)$$

Avec  $R_c$  résistance de charge du VSA (50 $\Omega$ ).

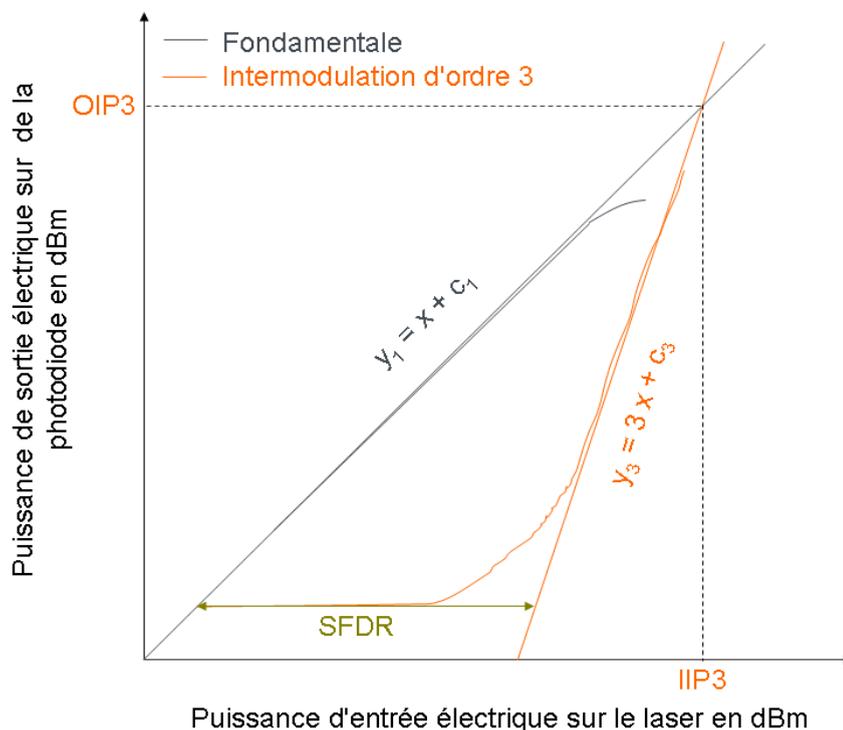


FIG. 4.34 – Exemple de courbe de la puissance de sortie des fréquences fondamentales et de l'harmonique en fonction de la puissance d'entrée du signal fondamental

Le courant en sortie de la photodiode est donc :

$$i_{outPD} = \frac{v_{outTIA}}{R_{TIA}} \quad (4.52)$$

Avec  $R_{TIA}$  résistance du TIA (*TransImpedance Amplifier*).

Pour le reste du calcul, les équations 4.33 à 4.36 ne changent pas pour obtenir les coefficients  $A_1$  et  $A_3$ .

**Description de l'expérience pour la partie linéaire** La réponse en fréquence des lasers s'obtient avec un analyseur de réseaux qui permet de connaître la bande passante d'un laser de 130MHz à 20GHz. La résolution entre chaque point dépend de la bande à analyser sachant que le nombre de point de mesures maximum est de 1601. Par exemple pour la bande maximum de l'analyseur (130MHz à 20GHz), l'espace entre chaque point de mesure est de 12MHz. Étant donné la bande passante d'un laser, nous supposons qu'entre deux points de mesure, la réponse est constante. La figure 4.35 présente un exemple de mesure de réponse en fréquence d'un laser.

#### 4.3.4.2 Résultats de la caractérisation des lasers

Dans cette partie nous présentons les résultats des caractérisations de deux lasers. Les lasers sont de type DFB (*Distributed FeedBack*), le premier est de marque NEL

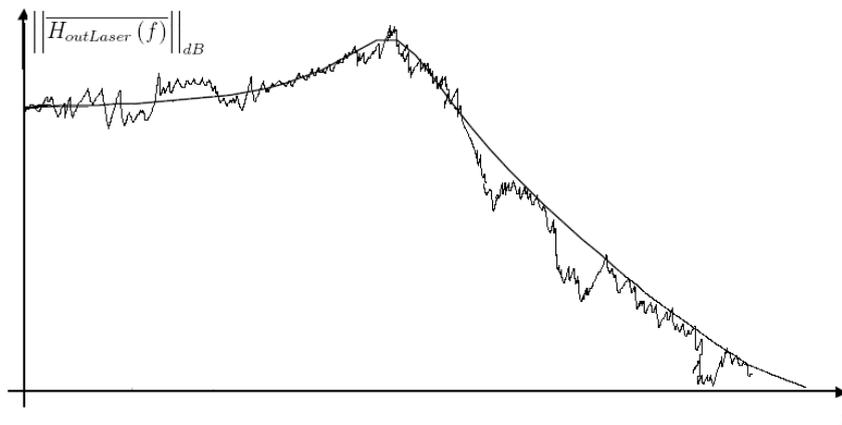


FIG. 4.35 – Réponse en fréquence et son approximation

(référence : *NLK5C5EBKA* – 500642) et le second est de marque Fitel (référence : 19270).

#### 4.3.4.2.1 Résultats pour le laser NEL

**Détermination de la partie non-linéaire** La figure 4.36 donne les résultats obtenus pour la mesure du SFDR.

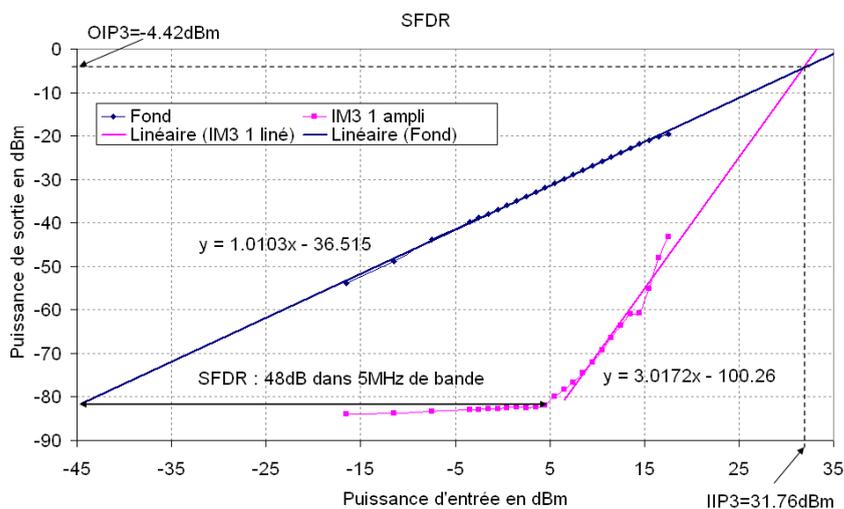


FIG. 4.36 – Évolution de la puissance de sortie de la fréquence fondamentale (VSA) et de la fréquence de distorsion d'ordre trois (VSA) en fonction de la puissance d'entrée (laser) de la fréquence fondamentale

Les équations qui régissent l'évolution de la fréquence fondamentale et de la fréquence d'intermodulation pour cet ensemble sont (4.53) :

$$y = 1,0103x - 36,515 \quad (4.53a)$$

$$y = 3,0172x - 100,26 \quad (4.53b)$$

Pour ce système d'équation (4.53), nous obtenons un point d'IIP3 de 31,76dBm et OIP3 de -4,42dBm. Les valeurs de  $A_1$  et  $A_3$  extraites et obtenues à l'aide de cette courbe sont respectivement 0.057W/A et  $-1,2\text{W/A}^3$ .

**Détermination de la partie linéaire** La figure 4.37 donne la réponse en fréquence du laser NEL ainsi que son approximation obtenue à partir des équations 4.39 et 4.40. Cette mesure a été réalisée pour un courant de polarisation de 75mA.

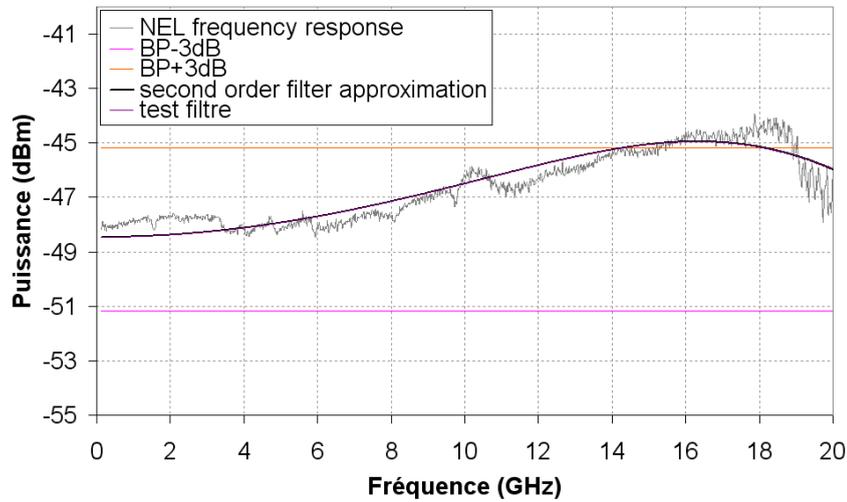


FIG. 4.37 – Réponse en fréquence et son approximation

La valeur de  $\xi$  est de 0,46, la fréquence de relaxation est 21,5GHz, et sa fréquence de résonance est 18,44GHz.

La fonction de transfert du laser NEL approximée est 4.54 :

$$H_{outLaser}(f) = \frac{1}{1 + i \left( \frac{2 \cdot 0,46 \cdot f}{21,5 \cdot 10^9} \right) + \left( \frac{i \cdot f}{21,5 \cdot 10^9} \right)^2} \quad (4.54)$$

#### 4.3.4.2.2 Résultats pour le laser Fitel

**Détermination de la partie non-linéaire** La figure 4.38 montre les résultats obtenus pour la mesure du SFDR.

Les équations qui régissent l'évolution de la fréquence fondamentale et de la fréquence d'intermodulation pour cet ensemble sont (4.55) :

$$y = 1,0236x - 37,934 \quad (4.55a)$$

$$y = 2,5423x - 98,654 \quad (4.55b)$$

Pour ce système d'équation (4.55), nous obtenons un point d'IIP3 de 39,98dBm et OIP3 de 2,99dBm. Les valeurs de  $A_1$  et  $A_3$  extraites et obtenues à l'aide de cette courbe sont respectivement 0.135W/A et  $-2.4\text{W/A}^3$ .

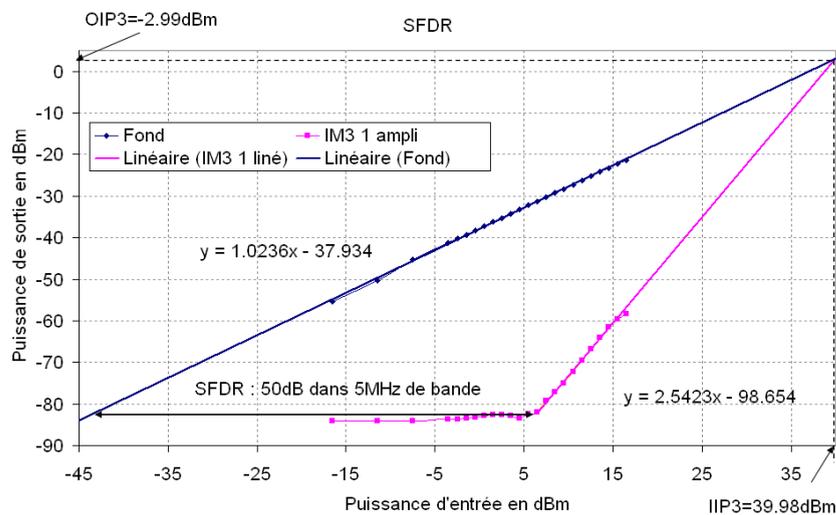


FIG. 4.38 – Évolution de la puissance de sortie de la fréquence fondamentale (VSA) et de la fréquence de distorsion d'ordre trois (VSA) en fonction de la puissance d'entrée (laser) de la fréquence fondamentale

**Détermination de la partie linéaire** La figure 4.39 donne la réponse en fréquence du laser Fitel ainsi que son approximation obtenue à partir des équations 4.39 et 4.40. Cette mesure a été réalisée pour un courant de polarisation de 75mA.

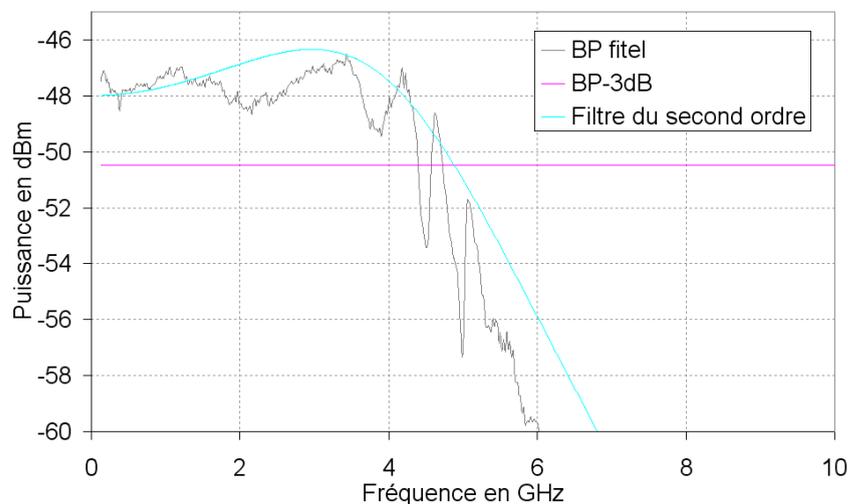


FIG. 4.39 – Réponse en fréquence et son approximation

La valeur de  $\xi$  est de 0,54, la fréquence de relaxation est 4,6GHz, et sa fréquence de résonance est 3,44GHz.

La fonction de transfert du laser Fitel approximée est 4.56 :

$$H_{outLaser}(f) = \frac{1}{1 + i \left( \frac{2 \cdot 0,54 \cdot f}{4,6 \cdot 10^9} \right) + \left( \frac{i \cdot f}{4,6 \cdot 10^9} \right)^2} \quad (4.56)$$

Les paramètres non-linéaire et linéaire des deux lasers qui ont été ainsi déterminés vont être utilisés pour réaliser les simulations. Le choix de deux lasers différents nous a permis de vérifier la méthode utilisée pour extraire les paramètres linéaires et par la suite permettra de valider le modèle en les utilisant pour comparer les résultats obtenus par les expérimentations et ceux obtenus avec les simulations.

#### 4.3.4.3 Description de la simulation

Cette partie décrit la méthode utilisée pour simuler une chaîne radio sur fibre en utilisant le modèle équivalent en bande de base présenté dans la section 4.3.2. Cette simulation est faite sous MATLAB, et les paramètres obtenus précédemment (4.3.4.2) sont ceux utilisés pour décrire les composants optiques. L'intérêt de cette simulation est de pouvoir valider le modèle en le comparant aux expériences dans la section 4.3.4.4.

La figure 4.40 donne les différentes étapes de la simulation.

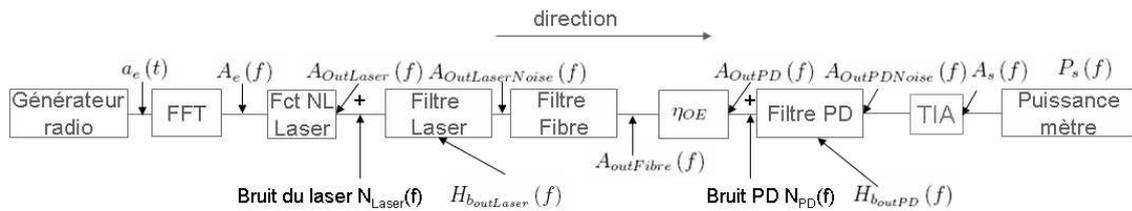


FIG. 4.40 – Les différentes étapes de la modélisation sous MatLab

Les signaux radio de test pour la simulation sont créés avec le VSG. Ces signaux sont ensuite capturés avec le VSA puis transférés sur l'ordinateur de test. Ils sont exprimés en phase (I) et en quadrature de phase (Q) et sont représentés par leur tension crête. Comme le modèle est conçu pour avoir un courant en entrée, le signal est converti en un courant (équation 4.57), puis normalisé (équation 4.58).

Conversion tension vers courant dans le fichier de simulation :

$$a_e(t) = \frac{v_I(t) + i \cdot v_Q(t)}{2 \cdot R_c} \quad (4.57)$$

Avec  $R_c$  résistance de charge ( $50\Omega$ ).

Normalisation du fichier de simulation :

$$a_e(t) = \frac{a_e(t)}{\sqrt{\|a_e(t)\|}} \quad (4.58)$$

$\|\cdot\|$  représente la norme du signal.

Par la suite, le signal est multiplié par l'amplitude désirée pour ajuster sa puissance (équation 4.59).

Multiplication du vecteur normalisé avec l'amplitude du signal voulu ( $a$ ) :

$$a_e(t) = a \cdot a_e(t) \quad (4.59)$$

La simulation se fait donc dans l'espace de Fourier (espace des fréquences). Ce changement d'espace est réalisé par une transformée de Fourier rapide (FFT : *Fast Fourier Transform*) divisée par le nombre d'échantillons total (équation 4.60).

Passage de l'espace des temps à l'espace des fréquences :

$$A_e(f) = \mathcal{F}[a_e(t)] \quad (4.60)$$

Pour connaître les distorsion d'ordre trois, le produit de convolution du signal d'entrée (4.61) avec lui-même est effectué deux fois de suite.

Produit de convolution pour obtenir les distorsions d'ordre trois :

$$A_{Distorsion}(f) = A_e(f) * A_e(f) * A_e(f) \quad (4.61)$$

Afin d'obtenir le signal de sortie du composant non linéaire, le coefficient  $A_1$  est appliqué au signal d'entrée et le coefficient  $A_3$  au produit de convolution (4.62). Les deux signaux obtenus sont additionnés puis le bruit du laser (RIN) est ajouté.

Spectre en sortie du laser avant le filtre :

$$A_{OutLaser}(f) = A_1 \cdot A_e(f) + \frac{3}{4} \cdot A_3 \cdot A_{Distorsion}(f) + N_{Laser}(f) \quad (4.62)$$

Enfin le filtre du laser est appliqué au bruit et au signal utile. Ce signal donne la puissance optique en sortie de la fibre car dans cette partie la dispersion chromatique n'est pas prise en compte.

Sortie en sortie du laser avec bruit + filtre :

$$A_{OutLaserNoise}(f) = (A_{OutLaser}(f) + N_{Laser}(f)) \cdot \|H_{b_{outLaser}}(f)\|^2 \quad (4.63)$$

Pour connaître le champ électrique en sortie de la chaîne, le signal de sortie de la fibre est multiplié par le coefficient de conversion optique électrique de la photodiode (4.64). Le bruit de l'amplificateur transimpédance est ensuite ajouté et ce signal est multiplié par la résistance de l'amplificateur transimpédance (4.65).

Signal en sortie de la photodiode avant ajout du bruit et du filtre du laser :

$$A_{OutPD}(f) = \eta_{OE} \cdot A_{OutLaserNoise}(f) \quad (4.64)$$

Spectre de sortie final photodiode + amplificateur transimpédance + filtre :

$$A_s(f) = \left( \frac{A_{OutPD}(f) \cdot R_{TIA}}{R_c} + N_{PD}(f) \right) \cdot H_{b_{outPD}}(f) \quad (4.65)$$

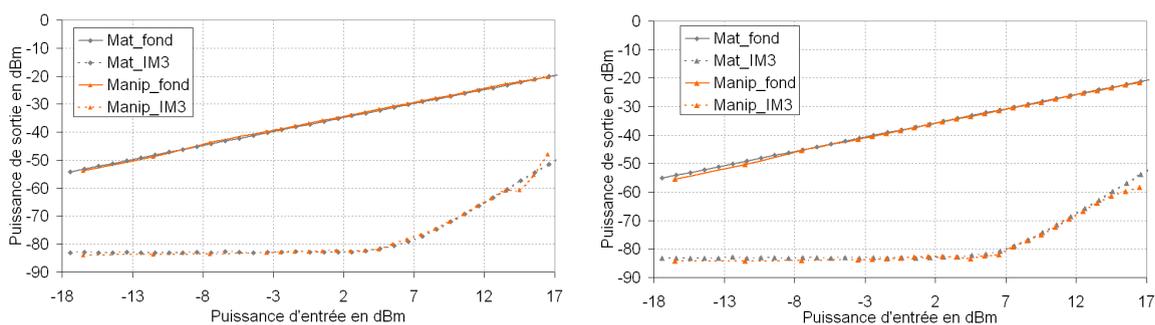
La puissance électrique est déterminée par l'équation (4.66).

$$P_s(f) = \|A_s(f)\|^2 \quad (4.66)$$

#### 4.3.4.4 Résultats des comparaisons

Dans cette partie (4.3.4.4) nous comparons les résultats obtenus expérimentalement avec les résultats obtenus en simulation. Pour ces tests, nous avons utilisé les paramètres  $A_1$ ,  $A_3$  et les réponses en fréquences des lasers NEL et Fitel obtenues dans la section 4.3.4.2. Dans un premier temps nous avons vérifié le modèle pour un système comprenant, à l'entrée, deux fréquences pures espacées de 5MHz. Par la suite nous avons testé le même système pour un signal de type UMTS avec une modulation QPSK ayant une largeur de bande de 3.84MHz. Pour la modulation QPSK, nous générons à l'entrée du système deux signaux UMTS. Enfin, nous avons simulé un signal de type OFDM ayant une largeur de 5.712MHz. Pour ce signal de type OFDM nous générons un seul canal, en effet cette modulation contient déjà un multiplex de fréquences orthogonales.

**4.3.4.4.1 Comparaison pour 2 fréquences pures** Les figures 4.41(a) et 4.41(b) présentent les résultats de la comparaison entre l'expérience et la simulation pour les lasers NEL et Fitel respectivement.



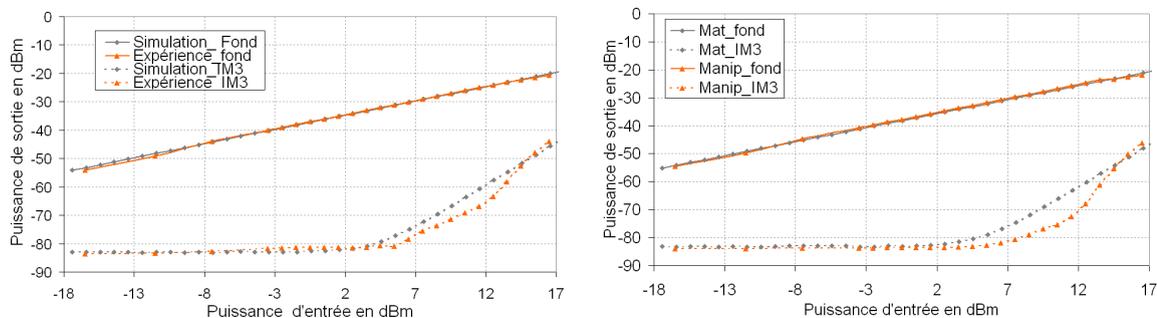
(a) deux fréquences RF modulent le laser NEL (b) deux fréquences RF modulent le laser Fitel

FIG. 4.41 – Comparaisons entre la simulation et les expériences des puissances de sortie de la fréquence fondamentale et de la fréquence générée par l'intermodulation d'ordre trois en fonction de la puissance d'entrée

La simulation donne de bons résultats lorsque deux fréquences pures sont générées. Ce résultat est logique sachant que les valeurs des coefficients  $A_1$  et  $A_3$  sont extraits de ces courbes.

**4.3.4.4.2 Comparaison pour 2 signaux UMTS** Les figures 4.42(a) et 4.42(b) présentent les résultats de la comparaison entre l'expérience et la simulation pour les lasers NEL et Fitel respectivement pour deux signaux UMTS adjacents en entrée de la chaîne radio sur fibre.

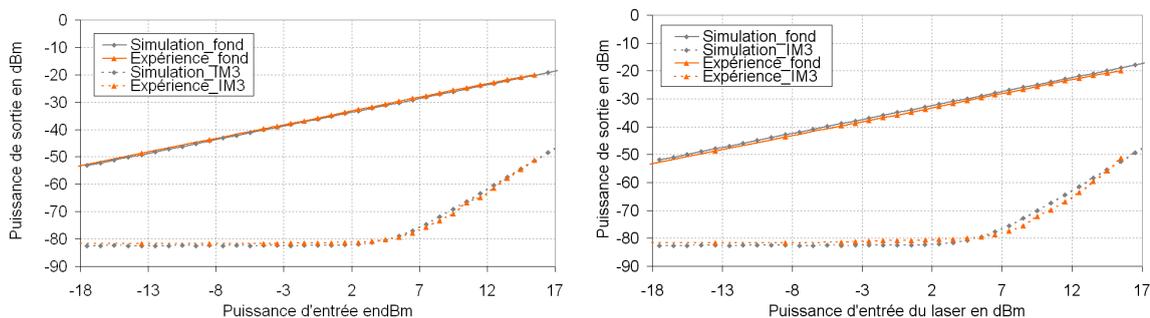
Sur les figures 4.42(a) et 4.42(b), Les puissances des intermodulations d'ordre trois mesurées expérimentalement sont plus faibles que celles obtenues en simulation. Cette différence s'explique par l'erreur de mesure lors de l'expérimentation, sachant que la valeur prise pour l'expérimentation est une valeur moyenne.



(a) deux signaux UMTS modulent le laser NEL (b) deux signaux UMTS modulent le laser Fitel

FIG. 4.42 – Comparaisons entre la simulation et les expériences des puissances de sortie de la fréquence fondamentale et de la fréquence générée par l’intermodulation d’ordre trois en fonction de la puissance d’entrée

**4.3.4.4.3 Comparaison pour un signal de type OFDM** Les figures 4.43(a) et 4.43(b) présentent les résultats de la comparaison entre l’expérience et la simulation pour les lasers NEL et Fitel respectivement pour un signal OFDM en entrée de la chaîne radio sur fibre.



(a) Un signal OFDM module le laser NEL (b) Un signal OFDM module le laser Fitel

FIG. 4.43 – Comparaisons entre la simulation et les expériences des puissances de sortie de la fréquence fondamentale et de la fréquence générée par l’intermodulation d’ordre trois en fonction de la puissance d’entrée

Sur la figure 4.43(a) les résultats obtenus en simulation correspondent aux résultats obtenus expérimentalement. Alors que pour la figure 4.43(b) (laser Fitel), les puissances obtenues en simulation sont supérieures de l’ordre de 1dB à celles obtenues expérimentalement. Cette différence provient de l’écart entre la réponse en fréquence expérimentale et la réponse en fréquence approximée à 2GHz (figure 4.39).

Les figures 4.44(a) et 4.44(b) présentent l’évolution de l’EVM (*Error Vector Magnitude*) en fonction de la puissance d’entrée électrique du signal OFDM.

Sur les figures 4.44(a) et 4.44(b), une différence entre les courbes d’EVM expérimentales et les courbes EVM obtenues à partir du modèle est présente. Elle se justifie par la sensibilité de l’appareil de mesure qui ne peut faire mieux qu’une EVM

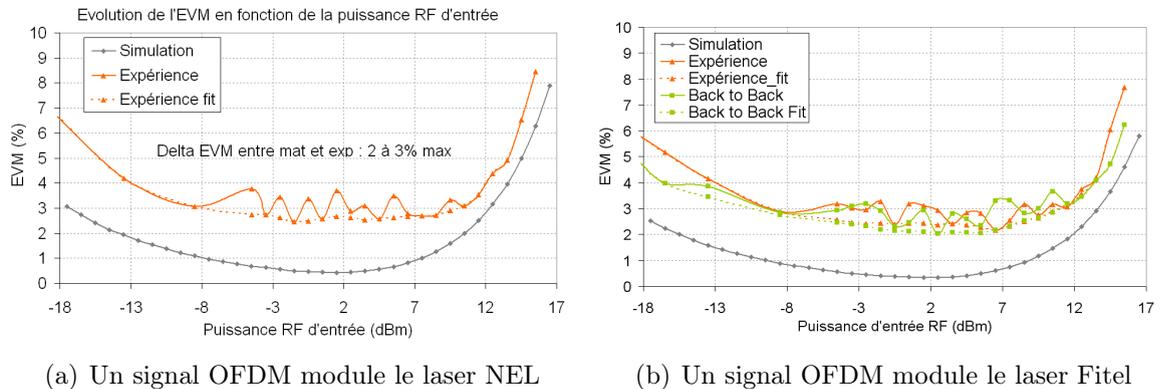


FIG. 4.44 – Comparaison entre la simulation et l'expérience de l'évolution de l'EVM en fonction de la puissance du signal OFDM d'entrée

de 2% comme observé sur la courbe back to back (Figure 4.44(b)). Cette différence provient du bruit de quantification de l'oscillateur numérique. Cependant l'évolution entre les courbes expérimentales et les courbes de simulations sont sensiblement les mêmes. L'écart entre ces deux courbes est autour de 2 à 3%.

Les figures 4.43(a), 4.43(b), 4.44(a) et 4.44(b) montrent que l'augmentation de l'EVM est liée aux bruits de la chaîne pour des puissances inférieures à 0dBm. Alors que pour les puissances supérieures à 5dBm, ce sont les distorsions d'ordre trois, liées aux équipements électro-optiques, qui dégradent le signal.

La figure 4.45 représente l'évolution du SNR en fonction de la puissance d'entrée RF pour le laser NEL. Pour les faibles puissances (inférieures à 6dBm) nous constatons que c'est le bruit de la chaîne optique qui limite le SNR. Alors que pour des puissances supérieures à 6dBm, les non-linéarités font diminuer ce rapport.

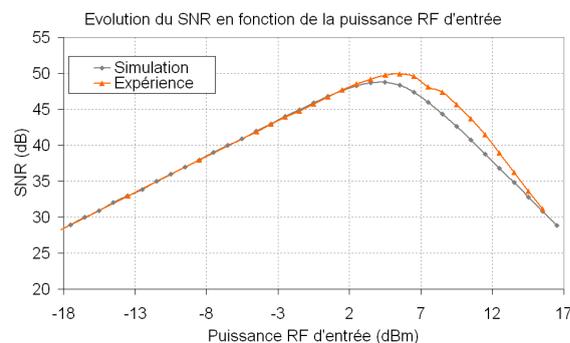


FIG. 4.45 – Évolution du rapport signal sur bruit (SNR) en fonction de la puissance électrique d'entrée pour la laser NEL

En rapprochant les résultats obtenus pour l'EVM avec ceux obtenus pour le SNR, nous notons que pour un rapport signal sur bruit (SNR : *Signal to Noise Ratio*) de 33dBm nous avons deux points de mesure, un à  $-13,5$ dBm et un autre à  $14,5$ dBm. Les résultats sont récapitulés dans le tableau 4.1 :

Le tableau 4.1 met en évidence l'influence liée aux distorsions d'ordre trois. De plus, pour un même SNR, le signal est plus dégradé avec les non-linéarités qu'avec

Pin RF	SNR	EVM simu	EVM manip	Distorsions
-13, 5dBm	33dB	1, 9%	4, 2%	Bruit de la chaîne optique
14, 5dBm	33dB	4, 9%	6, 5%	Distorsions d'ordre 3

TAB. 4.1 – Comparaison EVM simulation expérience

le bruit.

#### 4.3.4.5 Résultat du modèle avec la dispersion chromatique et le chirp

La fibre optique ajoute de la dispersion chromatique lors de la propagation du signal, par conséquent, les fréquences se propagent avec des vitesses différentes. Le signal optique étant bilatéral et la photodiode étant un récepteur quadratique des évanouissements de fréquences pour certaines longueurs de fibre apparaissent comme décrit dans le paragraphe 2.2.2. Quand au chirp du laser, son influence joue principalement sur un déphasage initial à la sortie du laser et donc sur la position des évanouissements.

Pour réaliser ces mesures nous avons mis un module du filtre de la fibre entre le laser et la photodiode (figure 4.46). Le signal utilisé est de type OFDM.

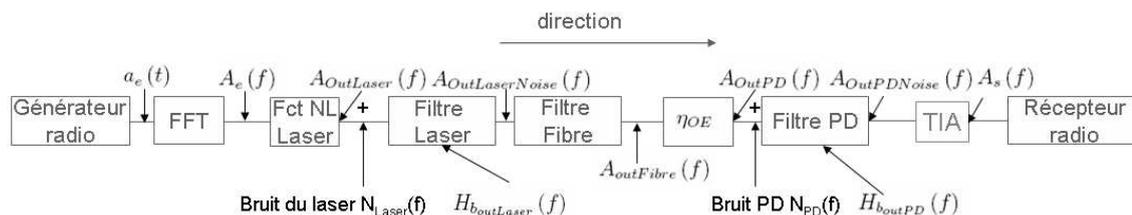


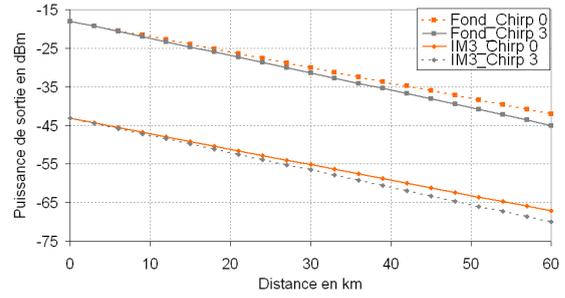
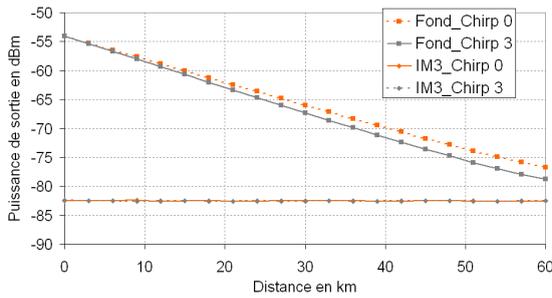
FIG. 4.46 – Synoptique d'une transmission radio sur fibre en bande de base avec les différentes notations utilisées pour caractériser chaque valeur

Les figures 4.47(a) à 4.47(d) montrent l'évolution de la puissance de sortie de la fréquence fondamentale en fonction de la distance parcourue dans la fibre pour des valeurs de chirp de 0 et 3 et des puissances d'entrée RF de -17, 5dBm et 18, 5dBm.

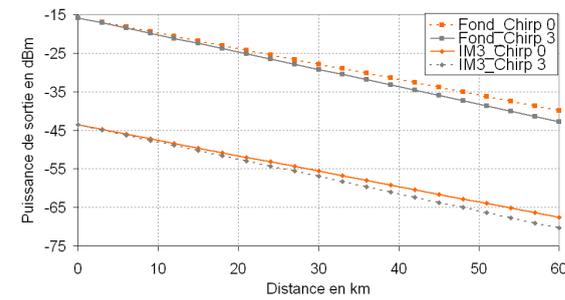
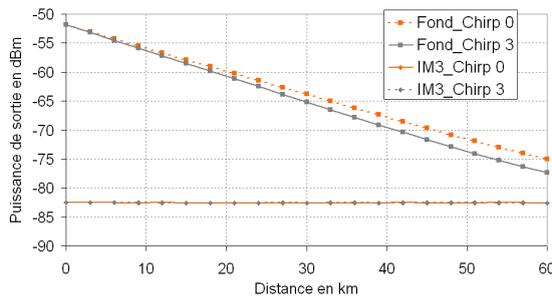
Sur les courbes 4.47(a) à 4.47(d), l'influence d'un chirp de 3 sur la puissance du signal pour une distance de 20km et une fréquence autour de 2GHz et d'environ 1dB et de 2, 5dB pour 60km.

Les figures 4.48(a) et 4.48(b) comparent l'évolution de l'EVM pour différentes valeur de chirp (0 et 3) aux longueurs 0, 20 et 60km.

Sur les courbes 4.48(a) et 4.48(b), à 0km, le chirp n'a aucune influence au niveau de l'EVM. A 20km, l'influence de la dispersion chromatique est d'environ 5% pour les faibles puissances. Pour les puissances supérieures à +0dBm (RF), elle n'a aucun impact car pour les fortes puissances c'est la distorsion d'ordre trois qui dégrade le signal plutôt que la dispersion chromatique. A 60km l'influence de la perte optique se fait sentir au niveau de l'EVM pour les valeurs inférieures à +10dBm et plus la distance de propagation dans la fibre augmente plus l'influence du chirp est importante.

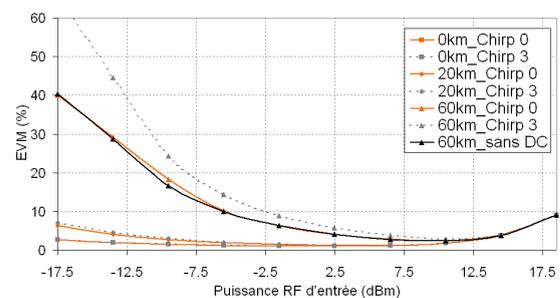
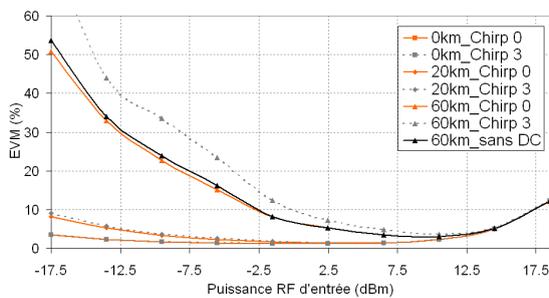


(a) Puissance d'entrée RF de -17,5dBm laser NEL (b) Puissance d'entrée RF de 18,5dBm laser NEL



(c) Puissance d'entrée RF de -17,5dBm laser Fitel (d) Puissance d'entrée RF de 18,5dBm laser Fitel

FIG. 4.47 – Evolution de la puissance de sortie de la fréquence fondamentale en fonction de la distance parcourue pour des valeurs de chirp de 0 et 3 et des puissances d'entrée RF de -17,5dBm et 18,5dBm



(a) Évolution de l'EVM pour le laser NEL (b) Évolution de l'EVM pour le laser Fitel

FIG. 4.48 – Évolution de l'EVM en fonction de la puissance d'entrée pour différente longueur de fibre et valeur de chirp

La comparaison d'un chirp 0 à 60km avec la propagation du signal sans dispersion chromatique, montre que, pour les fréquences et les distances que nous utilisons, l'effet de la dispersion chromatique (DC) est négligeable contrairement à l'atténuation de la fibre. L'effet du chirp ne peut pas être négligé pour des distances supérieures à 60km et des faibles puissances d'injection RF.

## 4.4 Conclusion et Perspectives

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'intérêt d'avoir une modélisation en bande de base pour représenter la partie optique d'une chaîne radio sur fibre. Les modèles existants (cf section 4.2) jusqu'à présent permettent de représenter les distorsions imposées par la partie optique pour un signal radio sur fibre. Cependant l'interface entre l'optique et la radio n'est pas simple (comme expliqué 4.1). Notre modèle a l'avantage d'uniformiser les modèles, et d'avoir les mêmes paramètres de modélisation que cela soit pour la radio ou bien l'optique (section 4.3.2). Les validations expérimentales (section 4.3.4) prouvent que ce modèle représente fidèlement la partie optique ou tout au moins l'évolution liée aux distorsions. En effet la sensibilité de l'équipement utilisé pour l'acquisition et la comparaison expérimentale induit une erreur vectorielle d'environ 2%. Avec ce modèle équivalent en bande de base de la partie optique, il est possible de voir le comportement une chaîne radio sur fibre sans devoir le faire expérimentalement. De plus il permettra d'affiner les bilans de liaisons que nous avons réalisé dans le chapitre 3. Enfin ce modèle permettra de prendre en compte les distorsions de l'optique pour les futures générations de signaux radio, qu'elles soient destinés aux réseaux d'accès ou bien aux réseaux locaux domestiques.

## Chapitre 5

# Les différentes architectures pour les applications télécoms

Ce chapitre 5 présente les différentes architectures étudiées pour transmettre des signaux analogiques sur des réseaux d'accès en utilisant les techniques radio sur fibre décrites dans les parties précédentes, avec leurs avantages et inconvénients ainsi que leurs limites. Dans le contexte d'un déploiement des infrastructures optiques pour l'accès, nous voulons étudier la possibilité de déployer un réseau radio en réutilisant les infrastructures existantes afin de partager les coûts d'infrastructures. Les architectures optiques déployées par France Télécom sont de type PON avec coupleur optique (cf section 1.1.2.2 pour plus de détails sur cette architecture). La section 5.1 présente la superposition sur une même longueur d'onde d'un signal radio sur fibre avec un signal de type PON. La section 5.2, teste l'ajout d'une longueur d'onde sur un réseau PON pour alimenter un ensemble de stations de bases UMTS.

## 5.1 Architectures avec multiplexage fréquentiel

Les premières architectures avec multiplexage fréquentiel sur des architectures point à multipoints optique ont été développées pour les réseaux câblés de télévisions [127] [128] [129] [130].

Dans le contexte du déploiement de la fibre optique jusqu'à l'abonné (FTTH : *Fiber To The Home*), l'utilisation du PON semble être la solution privilégiée par les opérateurs historiques car elle permet de partager l'infrastructure avec un grand nombre d'utilisateurs. L'ajout d'une porteuse RF sur la longueur d'onde utilisée par le PON permettrait d'optimiser l'utilisation de la bande passante, d'avoir une diminution de la complexité et du coût des antennes et une concentration des fonctionnalités au central. Nous proposons de transmettre simultanément un signal de type PON avec un signal radio de type UMTS. Dans cette architecture [131], nous couplons la méthode utilisée dans la référence [132] où une porteuse optique est modulée avec un signal en bande de base à 10Gbit/s (OOK : *On Off Keying*) et un signal RF à 60GHz avec un débit de 155Mbit/s au format DPSK (*Differential Phase Shift Keying* : modulation de phase différentiel) avec celle de l'article [50] qui utilise un réseau de type PON pour desservir des stations de base radio utilisant la technologie de partage d'accès par code (CDMA : *Code Division Multiple Access*).

Un système *Ethernet Passive Optical Network* (EPON) basé sur la norme IEEE 802.3ah [133], peut fournir un signal gigabit ethernet bidirectionnel pour 32 utilisateurs. Dans l'architecture que nous proposons figure 5.1, le central génère simultanément un signal gigabit Ethernet basé sur la norme IEEE802.3ah avec un signal RF sur une architecture EPON avec un même émetteur optique et donc sur la même porteuse optique. Dans le sens montant, les ONU transmettent soit le signal EPON remontant, soit un signal radio ou bien peuvent transmettre simultanément un signal EPON et un signal radio. De plus le standard EPON IEEE 802.3ah [133] défini pour la voie montante à une longueur d'onde à  $1,3\mu\text{m}$  et, pour la voie descendante une autre longueur d'onde à  $1,5\mu\text{m}$  afin d'éviter les interactions des signaux montant et descendant.

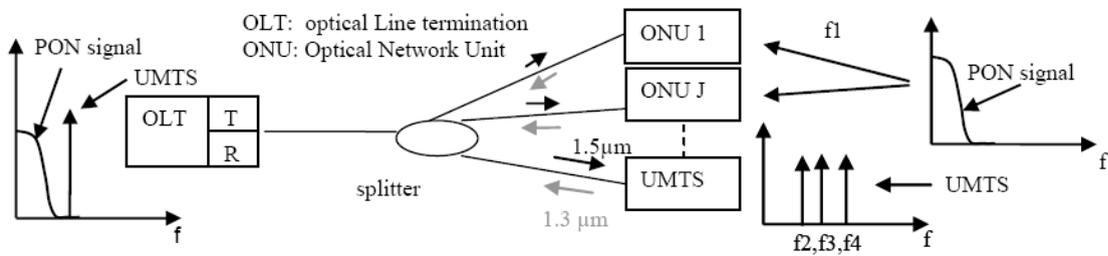


FIG. 5.1 – Architecture PON avec un signal UMTS en overlay sur la longueur d’onde optique

### 5.1.1 Architecture bi-fibres

Cette architecture bi-fibre utilise une fibre pour la voie descendante avec une longueur d’onde de  $1,5\mu\text{m}$  et une autre fibre dans le sens montant. Cette architecture évite les interférences entre la voie montante et descendante. La figure 5.2 présente le montage.

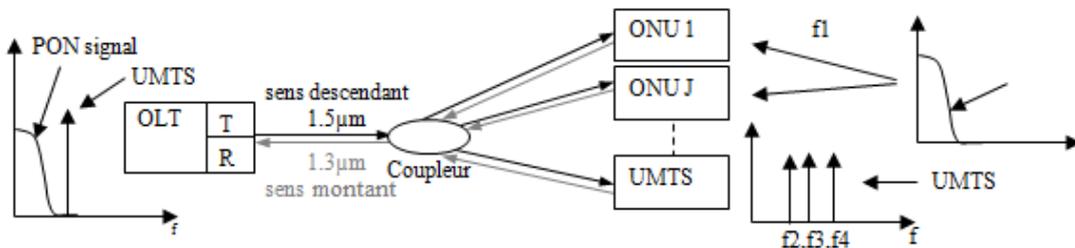


FIG. 5.2 – Schema de l’architecture bi-fibre

#### 5.1.1.1 Schéma expérimental

Pour réaliser la voie descendante (figure 5.3) de cette architecture, nous avons généré un signal à 1,25Gbit/s (modulation OOK) que nous avons filtré avec un filtre passe bas ayant une fréquence de coupure à 1,3GHz. À ce signal nous ajoutons un signal RF de type UMTS, à une fréquence de 2,14GHz, grâce à un coupleur électrique. Afin de respecter la norme UMTS qui définit les fréquences à utiliser pour la voie montante (1,92 à 1,98GHz) et pour la voie descendante (2,11 à 2,17GHz). Ces signaux sont ensuite utilisés pour moduler le courant d’une diode laser (DFB) ayant une longueur d’onde de 1555,6nm. Le signal optique se propage ensuite dans 20km de fibre monomode standard. Un atténuateur optique simule la présence d’un coupleur optique 1 vers N. À la réception, une seule photodiode est utilisée pour recevoir les deux signaux multiplexés. Ces deux signaux sont dissociés à l’aide d’un filtre. Un filtre passe bas ayant une fréquence de coupure de 1,3GHz récupère le signal un ou zero (OOK), tandis qu’un filtre passe bande est utilisé pour récupérer signal UMTS.

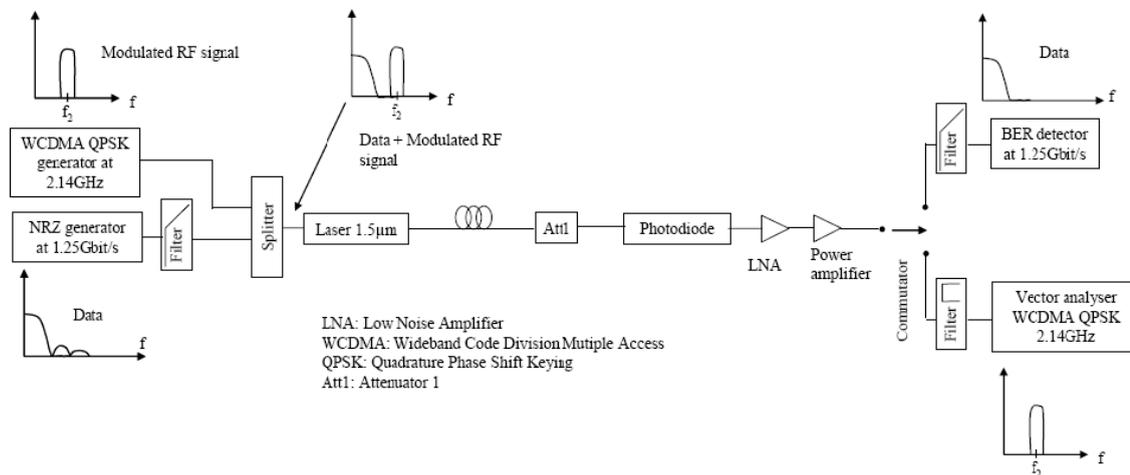


FIG. 5.3 – Schéma expérimental de la voie descendante

Pour la voie montante (figure 5.4), un module commercial « Fiber Span AC231-2.5 » (DFB à 1310nm d'une bande passante de 2,5GHz) est utilisé. Les paramètres électrique et optique (coupleur, atténuateur,...) pour la voie montante sont les mêmes que pour la voie descendante. Nous avons utilisé, pour la voie montante, une fréquence de 1,94GHz pour le signal UMTS.

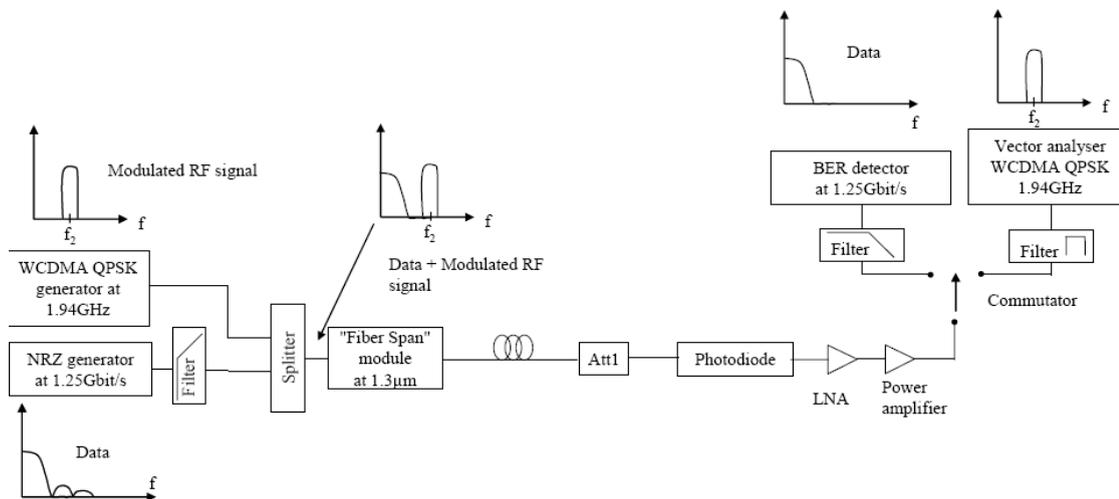


FIG. 5.4 – Schéma expérimental de la voie montante

Sur les figures qui suivent (5.5 à 5.8), nous avons regardé l'évolution du Taux d'Erreur Binaire (BER : *Bit Error Rate*) et de l'erreur vectorielle (EVM : *Error Vector Magnitude*) en fonction de la puissance optique reçue sur la photodiode ( $P_{opt}$ ) pour la voie montante et la voie descendante pour différentes longueurs de fibres variant de 0 à 20km.

Dans un premier temps nous avons testé les performances d'un signal OOK et celui d'un signal radio lorsqu'ils sont transmis indépendamment. Dans un second temps, nous avons transmis le signal OOK avec le signal radio simultanément, et

noté leurs performances respectives. Dans un troisième, temps nous avons analysé l'influence d'une transmission simultanée d'un signal OOK avec un signal radio.

### 5.1.1.2 Résultats voie descendante

Pour la voie descendante, la puissance optique de sortie du laser DFB est de +6,5dBm alors que la puissance électrique de chacun des signaux de modulation est de +10dBm avant le coupleur électrique.

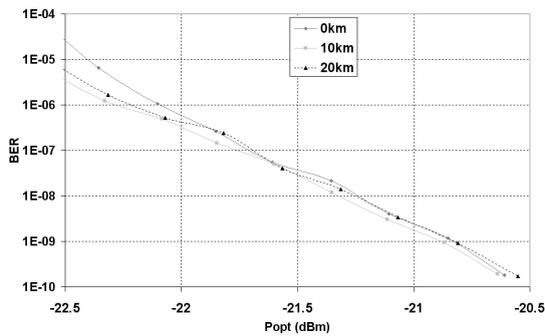


FIG. 5.5 – BER en fonction de la puissance optique reçue à 1550nm

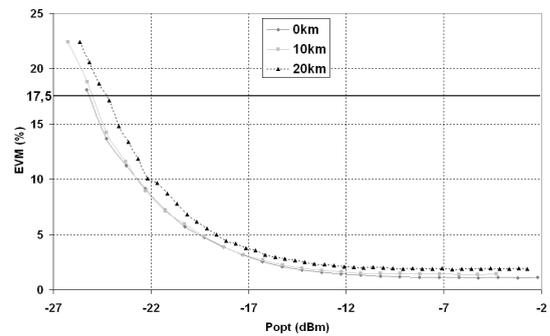


FIG. 5.6 – EVM en fonction de la puissance optique reçue à 1550nm

Sur la figure 5.5, un BER de  $10^{-9}$  (référence utilisée pour les signaux de type OOK dans les télécommunications optiques) requiert une puissance optique reçue sur la photodiode d'au moins  $-20,7$ dBm. Pour le signal RF, le standard UMTS [85] autorise une erreur vectorielle de 17,5% pour une modulation QPSK (Release 99 - 3GPP - 3<sup>th</sup> Generation Partnership Project). Dans notre cas cette EVM limite est obtenue pour une puissance optique de  $-24$ dBm (figure 5.6). Nous pouvons noter également, que l'erreur vectorielle et le taux d'erreur binaire ne dépendent pas de la longueur de fibre étant donné les faibles distances de propagation combinées aux faibles fréquences utilisées.

### 5.1.1.3 Résultats voie montante

Pour la voie montante, un module commercial Fiber Span AC231-2.5 est utilisé. Celui-ci a une puissance optique de sortie de +4,4dBm. Le signal RF et le signal OOK ont des puissances électriques de +10dBm respectivement avant le coupleur électrique.

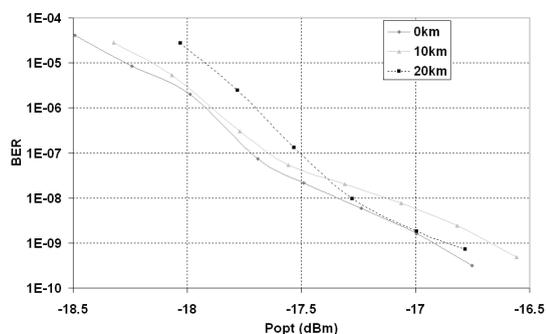


FIG. 5.7 – BER en fonction de la puissance optique reçue à 1550nm

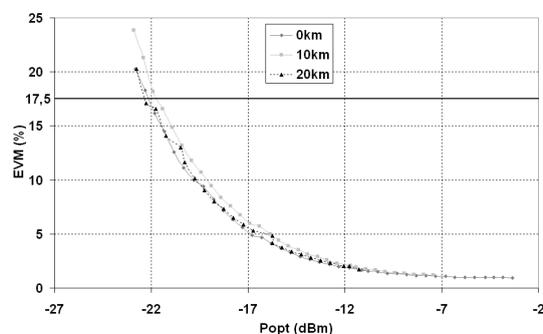


FIG. 5.8 – EVM en fonction de la puissance optique reçue à 1550nm

Pour la voie montante, le comportement de l'EVM et le BER en fonction de la puissance reçue sur la photodiode est le même que pour la voie descendante ; cependant, la sensibilité du récepteur est de  $-16,7\text{dBm}$  pour un BER de  $10^{-9}$  pour la voie montante (figure 5.7) et à une puissance optique de  $-22\text{dBm}$  nous obtenons une EVM de  $17,5\%$  sur la figure 5.8.

La différence de BER et d'EVM entre la voie montante et la voie descendante est due à l'indice de modulation optique (OMI : *Optical Modulation Index*) qui est plus faible pour la longueur d'onde montante à  $1310\text{nm}$ . Bien que nous ayons la même puissance RF qui module les deux lasers, nous n'avons pas les mêmes bilans de liaisons. Pour la voie descendante nous avons un budget de  $30\text{dB}$  et de  $26\text{dB}$  pour la voie montante, or si nous avons la même efficacité de conversion des lasers nous aurions le même budget optique. Pour la différence de sensibilité de détection de la photodiode, à la longueur d'onde  $1310\text{nm}$ , il nous est impossible de régler le courant de polarisation du laser Fiber Span pour obtenir le même OMI que pour la voie montante étant donné que nous utilisons un module commercial.

#### 5.1.1.4 Optimisation du courant de polarisation

Pour la voie descendante, il nous est possible d'optimiser le courant de polarisation. Sur la figure 5.9, nous avons mesuré le BER pour deux courants de polarisation (pour le laser à  $1555,6\text{nm}$ ) mais la puissance de modulation du signal OOK est identique dans les deux cas. Dans le premier cas, nous avons optimisé le courant de polarisation du laser afin d'avoir le meilleur taux d'extinction pour le signal binaire, alors que dans le second cas, le courant de polarisation est optimisé pour transmettre simultanément le signal binaire et le signal radio. Dans le deuxième cas, le taux d'extinction est plus faible à cause d'un courant de polarisation plus élevé, et par conséquent en comparaison avec le cas 1 ( $-22\text{dBm}$ ), la sensibilité du récepteur se détériore de  $1,5\text{dB}$ .

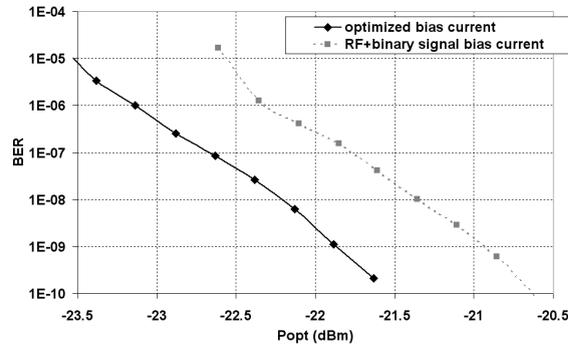


FIG. 5.9 – comparaison du BER en fonction de la puissance optique reçue pour différente valeur de courant de polarisation du laser

Il faut donc trouver un compromis entre le taux d'extinction et la linéarité du laser pour le signal radio. Si le courant de polarisation du laser diminue, la sensibilité pour le BER augmente, tandis que l'EVM baisse. Une optimisation du courant de polarisation est donc requise pour ce type de transmission.

Dans la partie qui suit, le signal OOK et le signal radio sont transmis simultanément sur la même longueur d'onde.

#### 5.1.1.5 Pénalité liée à la transmission simultanée d'un signal NRZ avec un signal radio

Dans cette partie nous voulons évaluer la pénalité liée à une transmission simultanée d'un signal radio avec un signal OOK. La figure 5.10 montre que l'évolution de l'EVM pour le signal radio en fonction de la puissance optique reçue pour les longueurs d'ondes 1310 et 1555,6nm sont identiques qu'il y ait ou non de signal OOK.

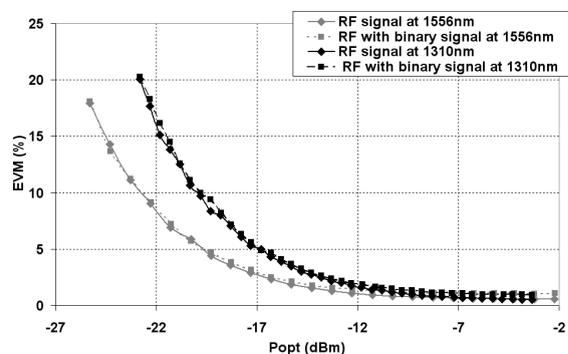


FIG. 5.10 – Comparaison de l'EVM d'un signal UMTS avec et sans signal OOK en fonction de la puissance optique reçue

Pour les faibles puissances optiques reçues (inférieure à  $-12$ dBm), le bruit provenant de la photodiode détériore l'EVM. De plus nous constatons que la présence d'un signal NRZ sur la même porteuse optique n'induit pas de pénalité sur la transmission d'un signal radio sur fibre.

Les figures 5.11 et 5.12 comparent le BER du signal NRZ seul avec le BER du signal NRZ combiné avec un signal radio en fonction de la puissance optique reçue. Que ce soit pour la voie montante ou bien la voie descendante, le signal radio n'a quasiment pas d'influence sur les BER grâce à l'utilisation du filtre passe bas.

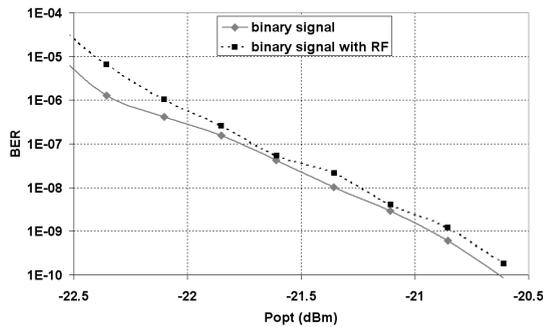


FIG. 5.11 – BER en fonction de la puissance optique reçue pour un signal NRZ seul et un signal NRZ avec un signal RF (voie descendante 1555,6nm)

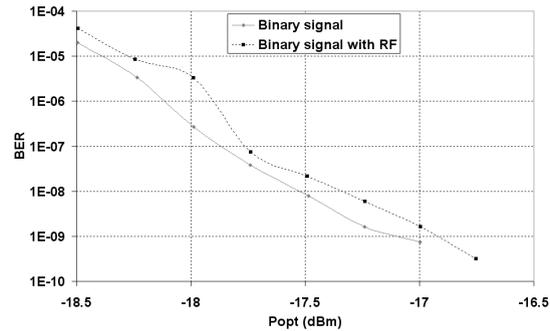


FIG. 5.12 – BER en fonction de la puissance optique reçue pour un signal NRZ seul et un signal NRZ avec un signal RF (voie montante 1310nm)

### 5.1.1.6 Bilan de liaison optique

La table 5.1 donne les bilans de la liaison optique pour le signal OOK et le signal UMTS. Nous obtenons un budget optique de 27dB pour la voie descendante et un budget optique de 21dB pour la voie montante. Le budget peut être amélioré pour la voie montante si un autre module laser (dont le courant de polarisation peut être réglé) est utilisé.

		Voie descendante	voie montante
Budget optique (dB)	EVM à 17,5%	30	26
	BER à $10^{-9}$	27	21
	total	27	21

TAB. 5.1 – Bilan électrique d'un PON avec un signal radio sur la même longueur d'onde

Dans cette partie 5.1.1, nous avons étudié les dégradations liées à l'ajout d'un signal radio sur une porteuse optique contenant déjà un signal de type OOK. Nous constatons qu'avec une architecture bi-fibre, il est possible de transmettre simultanément un signal EPON avec un taux de partage de 32 utilisateurs et 20 kilomètres de fibre (budget nécessaire 20dB).

### 5.1.2 Architecture mono-fibre

Dans la section précédente nous avons étudié l'influence du multiplexage d'un signal radio avec un signal de type OOK sur une même porteuse optique. Dans cette section, nous étudions l'influence d'une transmission bidirectionnelle dans une

même fibre avec le même multiplexage. Dans un premier temps nous avons testé l'architecture (figure 5.13) dans cette configuration puis nous avons comparé les résultats avec ceux obtenus dans une configuration bi-fibre.

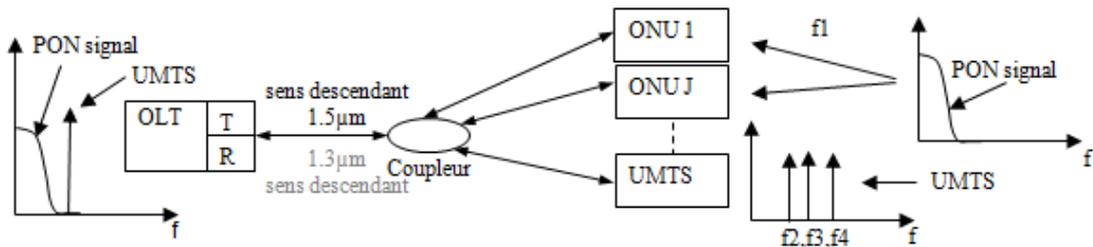


FIG. 5.13 – Schéma de l'architecture mono-fibre

Pour une architecture monofibre (figure 5.14), un duplexeur optique est utilisé pour séparer la voie montante de la voie descendante. Les paramètres électriques et optiques restent les mêmes.

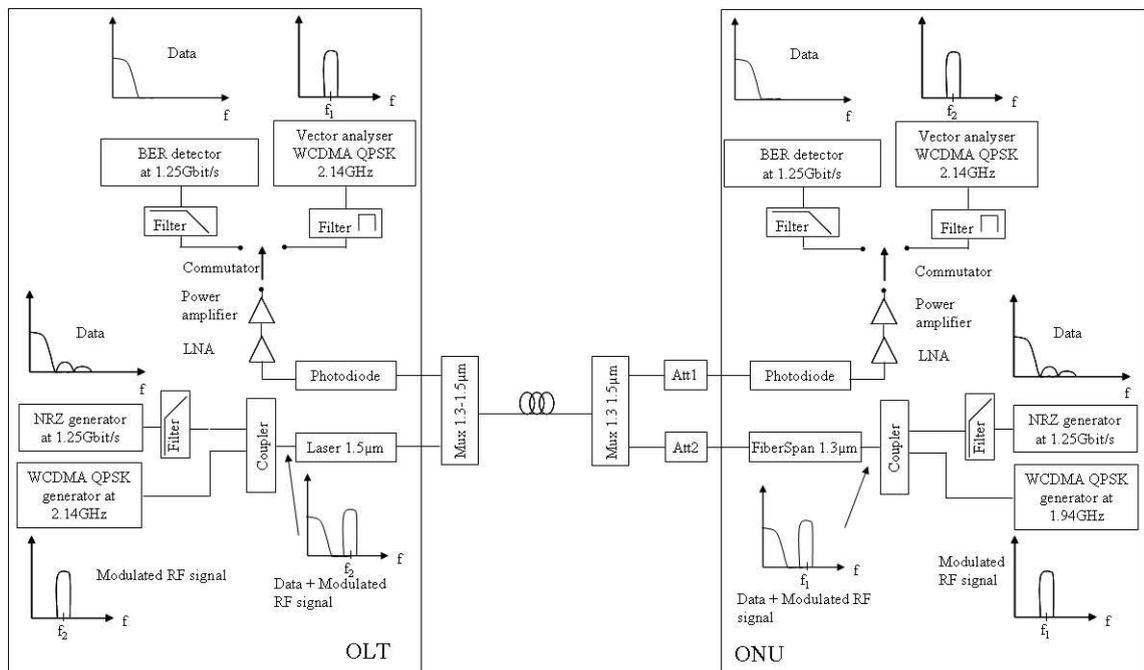


FIG. 5.14 – Schéma expérimental pour une architecture monofibre bidirectionnelle

Les figures 5.15 et 5.16 donnent l'évolution du BER en fonction de la puissance optique reçue pour les longueurs d'ondes 1555,6nm et 1310nm respectivement. Pour atteindre un BER de  $10^{-9}$ , une puissance optique de  $-20,7$ dBm est nécessaire pour la voie descendante et de  $-16,7$ dBm pour la voie montante.

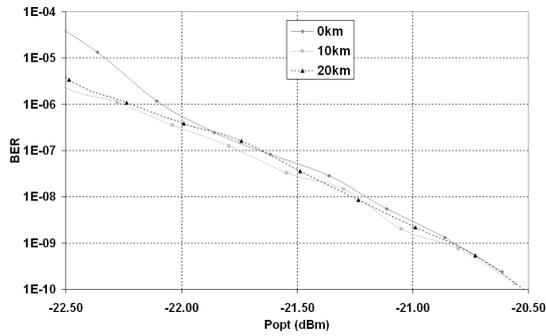


FIG. 5.15 – BER en fonction de la puissance optique reçue (voie descendante 1555,6nm)

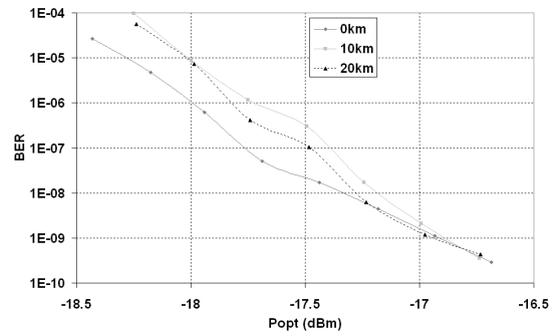


FIG. 5.16 – BER en fonction de la puissance optique reçue (voie montante 1310nm)

Nous avons ensuite tracé l'évolution de l'EVM en fonction de la puissance reçue sur la photodiode (figures 5.17 et 5.18). Une EVM de 17,5% est obtenue pour des puissances optiques de  $-25\text{dBm}$  (à 1555,6nm) et  $-22\text{dBm}$  (à 1310nm).

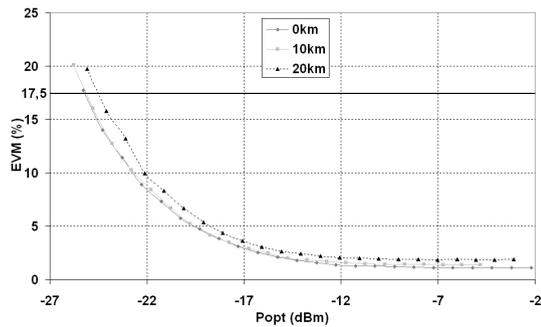


FIG. 5.17 – EVM en fonction de la puissance optique reçue (voie descendante 1555,6nm)

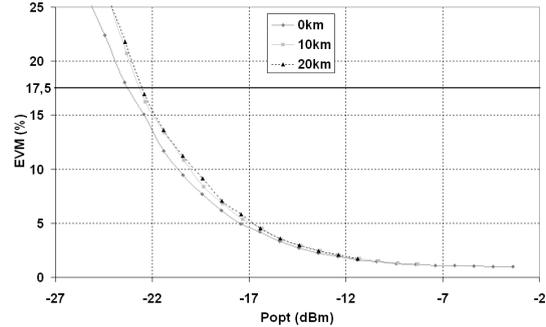


FIG. 5.18 – EVM en fonction de la puissance optique reçue (voie montante 1310nm)

Comme nous avons utilisé les mêmes puissances optiques et électriques, nous avons les mêmes comportements que dans le cas où nous avons une fibre pour la voie montante et une fibre pour la voie descendante.

### 5.1.2.1 Les pénalités liées à la transmission simultanée sur la même fibre

Les figures 5.19 et 5.20 comparent les BER et les EVM en fonction de la puissance optique reçue sur la photodiode pour la voie descendante lorsque le signal de la voie descendante et le signal de la voie montante sont transmis simultanément dans la même fibre, et lorsque le signal de la voie descendante est seulement transmis.

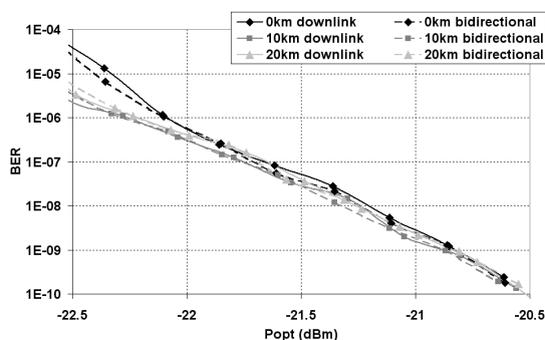


FIG. 5.19 – Comparaison du BER en fonction de la puissance optique reçue dans le cas avec 1 seule fibre ou 2 fibres (voie descendante 1555,6nm)

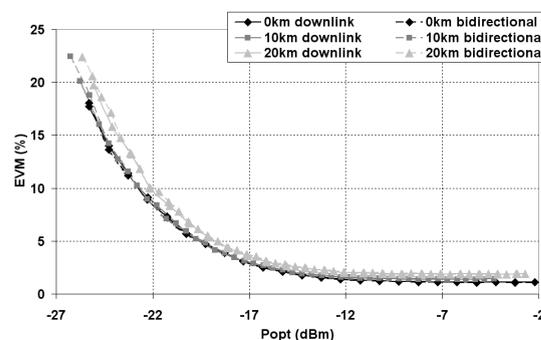


FIG. 5.20 – Comparaison de l'EVM en fonction de la puissance optique reçue dans le cas avec 1 seule fibre ou 2 fibres (voie descendante 1555,6nm)

La voie montante a une longueur d'onde à  $1,3\mu\text{m}$  et la voie descendante une autre à  $1,5\mu\text{m}$ . Comme les longueurs d'ondes sont bien espacées, il n'y a pas d'interaction entre elles. Par conséquent, l'architecture mono-fibre ne modifie pas l'évolution des BER et des EVM. Les résultats pour la voie montante sont similaires à ceux obtenus pour la voie descendante.

### 5.1.2.2 Bilan de liaison optique d'une architecture mono-fibre

Le standard UMTS [85] donne une limite haute de l'EVM pour le lien total (air + fibre) de 17,5%. Maintenant si nous considérons une marge de sécurité de 5% pour la propagation, l'EVM limite est alors de 12,5%. Le tableau 5.2 montre le budget optique nécessaire pour obtenir une EVM de 12,5% sur le signal UMTS et un BER de  $10^{-9}$  sur les données PON.

		Voie descendante	voie montante
Budget optique (dB)	EVM à 12,5%	28	24
	BER à $10^{-9}$	27	21
	$P_{min}$ requise	27	21

TAB. 5.2 – Bilan électrique d'un PON avec un signal radio sur la même longueur d'onde

Sur le tableau 5.2, nous remarquons que le BER du signal PON limite le budget optique à 27dB pour la voie descendante et 21dB pour la voie montante. Même avec une limite sur l'EVM de 12,5%, la transmission du signal radio a de la marge par rapport au signal OOK. Le signal EPON [133] [134] spécifie un budget optique de 26dB pour un taux de partage 1 vers 32 et 20km de fibre. Nous atteignons ces spécifications pour la voie descendante (27dB) avec 1dB de marge, alors que pour la voie montante l'utilisation d'un module commercial limite le budget optique (21dB). Cependant si nous changeons le module commercial par un laser DFB classique les budgets pour la voie montante et descendante sont alors égaux. Nous avons donc démontré qu'il est possible de transmettre un signal de type EPON avec un signal de type UMTS sur 20km de fibre et un coupleur optique 1 vers 32.

### 5.1.3 Conclusion

Dans cette partie nous avons étudié les dégradations liées à l'ajout d'une fréquence sur la longueur d'onde du signal EPON. La transmission d'un multiplex de longueur d'onde (une longueur d'onde pour la voie montante et une autre pour la voie descendante) sur une même fibre n'a pas d'effet. Moduler sur la même porteuse optique un signal radio avec un signal PON dégrade les performances du signal PON pour la transmission du signal UMTS. En effet pour transmettre le signal PON et le signal RF en même temps, nous avons dû augmenter le courant de polarisation du laser, ce qui a induit une pénalité de 1,5dB sur la sensibilité de la photodiode pour un signal OOK. En ce qui concerne la partie optique, l'utilisation d'un module commercial pour la voie montante nous a empêché de modifier le courant de polarisation et donc d'optimiser le budget optique, cependant avec un module laser usuel la transmission d'un signal PON avec l'ajout d'un signal radio sur la même longueur d'onde est possible et ce pour 20km de fibre et 32 utilisateurs. L'avantage de cette solution est de pouvoir ajouter un service sur un réseau de type PON sans devoir modifier l'architecture ou bien les équipements optiques tels que les lasers, le coupleur, et les photodiodes notamment.

Cependant de telles architectures présentent certains problèmes notamment au niveau de la voie montante en présence de plusieurs antennes déportées du fait des interférences possible entre les longueurs d'ondes montantes. la partie ci-dessous 5.2 présente ces problèmes et propose des solutions pour les contourner.

## 5.2 Architecture avec multiplexage en longueur d'onde d'un service radio

Suite à l'étude précédente nous avons voulu connaître les perturbations liées à la détection de plusieurs sources sur un même détecteur optique sur une architecture de type *Gigabit Passive Optical Network* (GPON). Cependant, bien que l'utilisation de la topologie PON soit pertinente pour un service de diffusion, ce type d'architecture complique l'implémentation de la voie montante. Une solution à ce problème est d'allouer des longueurs d'ondes différentes aux stations de bases et d'utiliser des coupleurs WDM [135] [136]. Ici nous étudions les performances d'une architecture PON intégrant plusieurs stations de bases UMTS déportées, qui sont reliées au central à l'aide d'un coupleur optique 1 vers N pour la voie montante et descendante (figure 5.21). Pour la voie descendante, la technique de multiplexage des fréquences (SCM : *Sub Carrier Multiplexing*) est utilisée pour combiner les signaux de plusieurs stations de bases (BS : *Base Station*) UMTS au niveau du central (CO : *Central Office*). Pour la voie montante, les signaux optiques délivrés par les stations de bases déportées (RBS : *Remote Base Station*) sont combinés avec un coupleur optique. Aux CO, les signaux provenant des différentes RBS sont détectés avec la même photodiode.

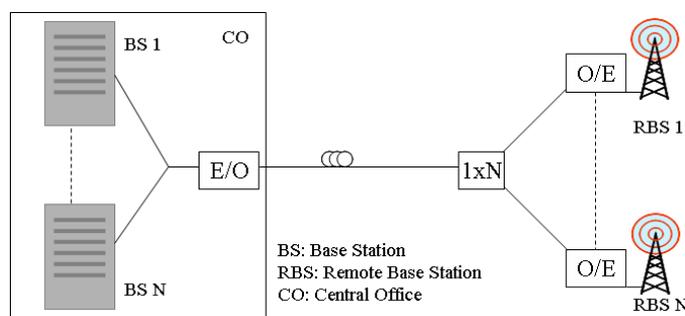


FIG. 5.21 – Architecture PON avec plusieurs stations de bases déportées

### 5.2.1 Le montage expérimental

La figure 5.22 montre le montage expérimental utilisé pour évaluer la configuration démontrant l'utilisation d'un PON pour alimenter plusieurs RBS. Au CO, deux RBS sont connectées au même laser à l'aide d'un coupleur électrique 1 vers 2. Contrairement au standard, nous avons utilisé la longueur d'onde à  $1,3\mu\text{m}$  pour la voie descendante et la longueur d'onde à  $1,5\mu\text{m}$  pour la voie montante. Cette configuration est liée à la disponibilité de deux lasers contrôlables en longueur d'onde à  $1,5\mu\text{m}$  et seulement d'un module DFB commercial à  $1,3\mu\text{m}$ . Les voies montantes et descendantes sont séparées à l'aide d'un duplexeur optique  $1,3\text{-}1,5\mu\text{m}$ .

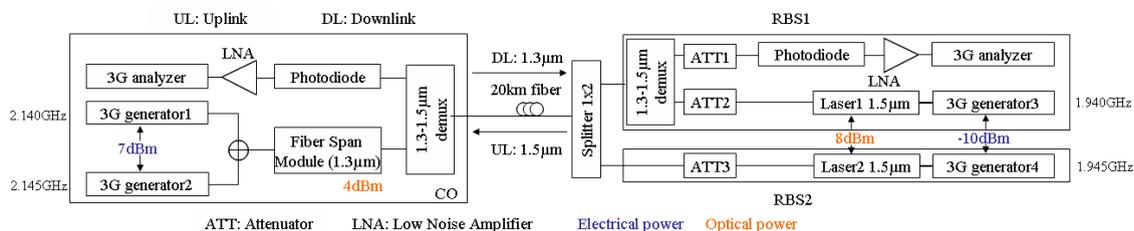


FIG. 5.22 – Montage expérimental

Pour la voie descendante, deux signaux UMTS, aux fréquences 2,14 et 2,145GHz ayant une puissance électrique de sortie totale de 10dBm, sont combinés. Ce signal module le courant de polarisation du laser à  $1,3\mu\text{m}$  dont la puissance optique est de 4dBm. La fibre reliant le CO et les RBS est d'une longueur de 20km. Un coupleur optique 1 vers 2 est utilisé pour diviser le signal optique vers les différentes RBS. De plus un atténuateur optique est utilisé pour simuler les pertes d'un coupleur 1 vers N présent dans les architectures PON. Après la photodiode, le signal électrique est amplifié et chaque RBS choisit le signal provenant de la bonne BS par filtrage électrique. Il faut noter que, pour des raisons de disponibilité de matériel, seule RBS1 reçoit le signal UMTS venant du CO. Toutefois il nous est possible d'évaluer la performance.

Pour la voie montante, deux lasers DFB WDM à  $1,5\mu\text{m}$ , ayant une puissance optique de sortie de 8dBm, sont utilisés. Les signaux optiques sont combinés avec le même coupleur optique 1 vers 2 utilisé pour la voie descendante. Les fréquences radio utilisées pour la voie montante sont de 1,94 et 1,945GHz avec une puissance

RF de  $-10\text{dBm}$  en entrée du laser. Au niveau du récepteur, une seule photodiode est utilisée pour détecter les différents signaux optiques montants. Les signaux UMTS sont générés par un générateur de signaux vectoriels (VSG : *Vector Signal Generator*) et les performances de transmission sont mesurées par un analyseur de signaux vectoriels (VSA : *Vector Signal Analyser*).

### 5.2.2 Résultats de la voie descendante

Pour les mesures de la voie descendante, deux signaux UMTS différents sont générés simultanément au CO (figure 5.23).

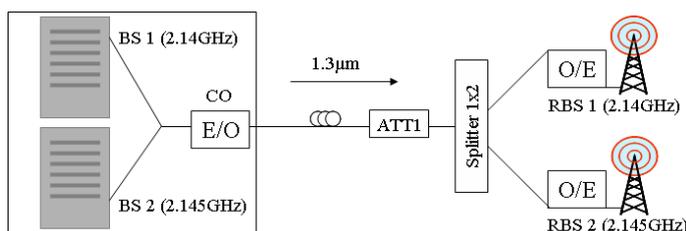


FIG. 5.23 – Schéma de la voie descendante

La figure 5.24 montre l'évolution de l'EVM en fonction de la puissance optique reçue sur la photodiode des RBS pour 20km de fibre. Pour une puissance optique supérieure à  $-8\text{dBm}$ , l'augmentation de l'EVM est liée à la saturation des amplificateurs RF placés après la photodiode. Alors que pour des puissances optiques reçues inférieures à  $-8\text{dBm}$ , la contribution du bruit de la photodiode prédomine et est responsable de la dégradation de l'EVM. La différence d'EVM entre les signaux UMTS (figure 5.24) est liée à l'utilisation de VSG différents.

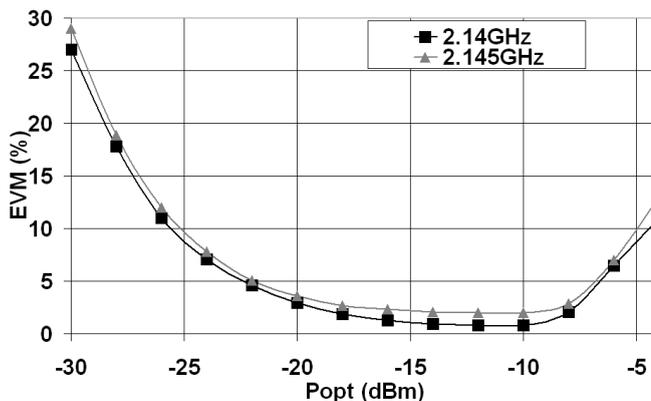


FIG. 5.24 – Évolution de l'EVM en fonction de la puissance optique reçue (20km de fibre)

### 5.2.3 Résultats de la voie montante

Pour la voie montante, lorsque plusieurs signaux optiques sont combinés et reçus simultanément, des interférences optiques (OBI : *Optical Beat Interference*) entre

les signaux apparaissent à la détection. Les limitations liées à l'OBI dans les réseaux Wavelength Division Multiple Access/Sub Carrier Multiplexing-Frequency Division Multiple Access [137] et sur les réseaux PON pour les systèmes de communications mobiles de type Code Division Multiple Access [50] sur 10km de fibre ont été étudiées. L'étude théorique des battements optiques est nécessaire pour en estimer l'influence et pour réaliser la voie montante d'un système radio sur fibre sur un PON. L'influence du battement optique est estimé à partir des études comparatives entre un PON ayant une seule RBS (que nous appellerons par la suite la transmission de référence) et un PON ayant deux RBS.

### 5.2.4 Variation de la longueur d'onde

Cette partie décrit l'influence des composantes du battement optique pour une modulation directe du courant de polarisation du laser. L'intensité optique d'un laser modulé directement est donnée par :

$$I(t) = I_0 \cdot (1 + m \cdot \sin(\omega_{RF}t)) \cdot \cos(\omega t) \quad (5.1)$$

La densité spectrale de puissance de l'intensité lumineuse est exprimée par :

$$S(f) = I_0^2 \cdot \left( \delta(f) + \frac{m^2}{4} \cdot (\delta(f - f_{RF}) + \delta(f + f_{RF})) \right) \quad (5.2)$$

$\omega_{RF}$  et  $f_{RF}$  sont respectivement la pulsation et la fréquence RF du signal,  $f$  est la fréquence optique du laser et  $m$  est l'indice de modulation.

Maintenant, si nous considérons deux lasers modulés directement (le laser 1 ayant une fréquence optique  $f_1$  avec une fréquence de modulation  $f_{RF1}$  et le laser 2 ayant une fréquence optique  $f_2$  avec une fréquence de modulation  $f_{RF2}$ ) et combinés avec le coupleur optique 1 vers 2, la puissance spectrale du battement optique est :

$$S_{beat}(f) = 4 \cdot S_{e1}(f) \otimes S_{e2}(f) \quad (5.3)$$

qui donne au premier ordre

$$S_{beat}(f) = \sum_{k=-1}^1 \sum_{l=-1}^1 \alpha_k \cdot \alpha_l [\delta_+ + \delta_-] \quad (5.4)$$

avec

$$\begin{aligned} \delta_+ &= \delta(f + f_1 - f_2 + k \cdot f_{RF1} - l \cdot f_{RF2}) \\ \delta_- &= \delta(f - f_1 + f_2 - k \cdot f_{RF1} + l \cdot f_{RF2}) \end{aligned} \quad (5.5)$$

$\delta_+$  et  $\delta_-$  donne la position des termes croisés sur le spectre RF et  $\alpha_k$ ,  $\alpha_l$  représentant l'amplitude des composantes  $k$  et  $l$ .

Dans l'équation 5.3, les termes  $S_{e1}$  et  $S_{e2}$  sont respectivement les termes de puissance spectrale des lasers 1 et 2 donnés par l'équation 5.6 qui suit :

$$S_e = I_0^2 \cdot \left( \delta(f) + \frac{m}{2} \cdot (\delta(f - f_{RF}) + \delta(f + f_{RF})) \right) \quad (5.6)$$

La figure 5.25 montre un exemple de spectre présentant un battement optique décrit par l'équation 5.3 en posant  $f = 0$ . Sur cette figure les raies  $f_{RF1}$  et  $f_{RF2}$  sont confondues étant donné la résolution choisie pour visualiser toute les raies.

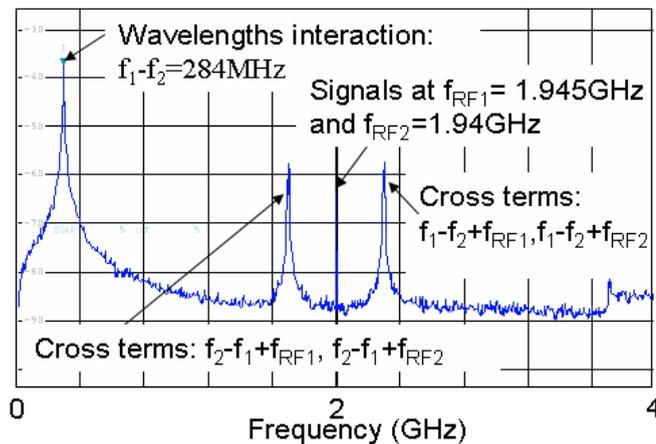


FIG. 5.25 – Le spectre RF détecté au niveau de la photodiode pour une puissance optique de  $-11\text{dBm}$  et une différence de fréquence entre les laser de  $284\text{MHz}$

Dans cet exemple nous considérons deux lasers WDM :

- Le laser 1 ayant une longueur d'onde ( $\lambda_1$ ) de  $1555.6\text{nm}$  et modulé à une fréquence RF ( $f_{RF1}$ ) de  $1,945\text{GHz}$
- Le laser 2 ayant une longueur d'onde ( $\lambda_2$ ) de  $1555.602\text{nm}$  et modulé à une fréquence RF ( $f_{RF2}$ ) de  $1,94\text{GHz}$

La bande passante de l'analyseur de spectre RF est de  $4\text{GHz}$ . Comme nous avons utilisé des fréquences de lasers proches les unes des autres, les deux signaux RF ( $1,945\text{GHz}$   $f_{RF1}$  et  $1,94\text{GHz}$   $f_{RF2}$ ) et les termes croisés sont visibles sur le spectre. Sur la figure 5.25, la raie la plus grande correspond à la fréquence générée par le battement optique des fréquences ( $f_1$  et  $f_2$ ).

Pour décrire l'influence du battement optique sur l'EVM, la longueur d'onde du laser 2 (ayant la fréquence RF à  $1,94\text{GHz}$   $f_{RF2}$ ) est maintenue constante, et nous mesurons l'évolution de l'EVM du signal UMTS à la fréquence  $f_{RF2}$  en fonction de la différence de longueur d'onde entre le laser 1 et le laser 2 (figure 5.26).

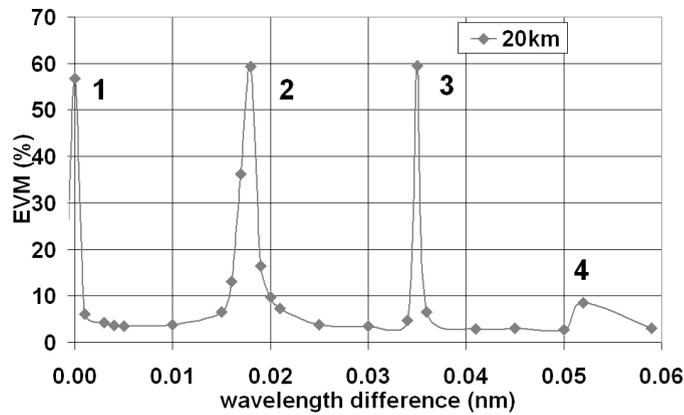


FIG. 5.26 – Évolution de l’EVM pour la fréquence à 1,94GHz (laser 2) en fonction de la différence entre les lasers (pour une puissance optique reçue sur la photodiode de -11dBm)

Sur la figure 5.26 chaque valeur d’EVM élevée correspond à une perte de transmission due au battement optique entre les différentes raies spectrales comme illustré sur les figures 5.27(a) à 5.27(d).

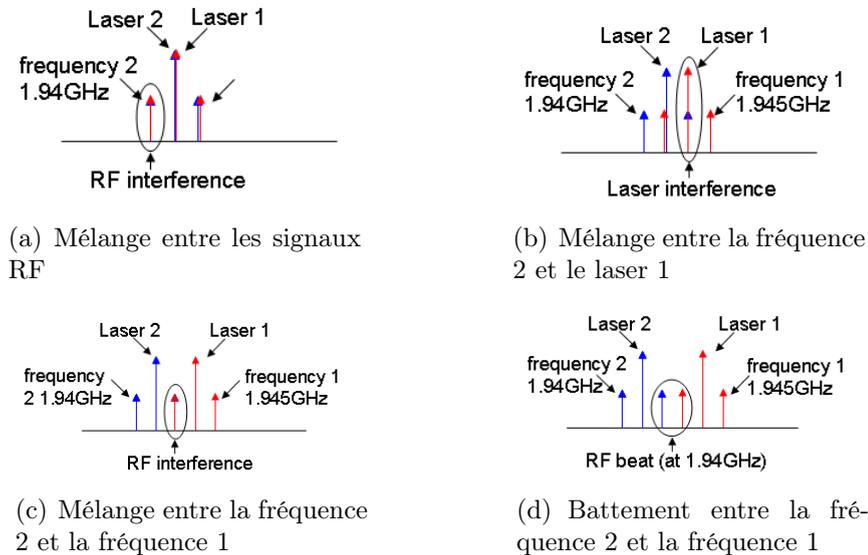


FIG. 5.27 – Schéma représentant les différents cas de battements

La figure 5.27 montre quatre types de battements différents.

1. lorsque les longueurs d’ondes des lasers sont très proches (5MHz), il y a un mélange entre les fréquences 1,940 et 1,945GHz (figure 5.27(a)).
2. La composante continue du second laser interfère avec une raie RF du premier laser (figure 5.27(b)) ( $f_1 - f_2 = \pm 1,94$  ou  $1,945$  GHz).
3. La composante RF haute du laser 2 interfère avec la composante basse du laser 1 (figure 5.27(c)) ( $f_1 - f_2 = 1,94 + 1,945$  GHz).

- Battement entre la composante RF haute du laser 2 avec la composante RF basse du laser 1 (figure 5.27(d)) ( $f_1 - f_2 = 1,94 + 1,945 + (1,94 \text{ ou } 1,945)$  GHz)

La transmission utilisant des porteuses lasers espacées de moins de 8GHz peut être possible entre les piques d'EVM. Cependant cette configuration n'est pas très stable, à cause de la dérive de la longueur d'onde des lasers usuellement spécifiés à  $\pm 2,5$ GHz pour des lasers stabilisés en température. Pour des longueurs d'ondes espacées d'au moins 0,1nm ( $\approx 15$ GHz), il n'y a pas d'interaction entre le signal et le laser, et nous obtenons de bons résultats de transmission sans dégradation de l'erreur vectorielle (EVM). En utilisant des lasers standards DWDM (*Dense Wavelength Division Multiplexing*, espacés généralement de 50 à 100GHz) le battement optique est supprimé et la transmission est possible.

### 5.2.5 Voie montante de référence

Nous considérons une transmission UMTS avec une seule station de base déportée (figure 5.28). Cette configuration est utilisée comme référence pour le lien radio sur fibre comportant plusieurs RBS.

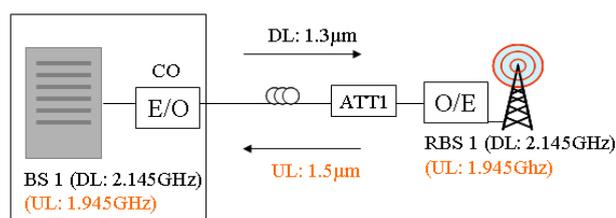


FIG. 5.28 – Voie montante de référence

La puissance électrique d'entrée du signal 3G est de  $-10$ dBm car nous supposons que le signal RF reçu à l'antenne de la station déportée est faible.

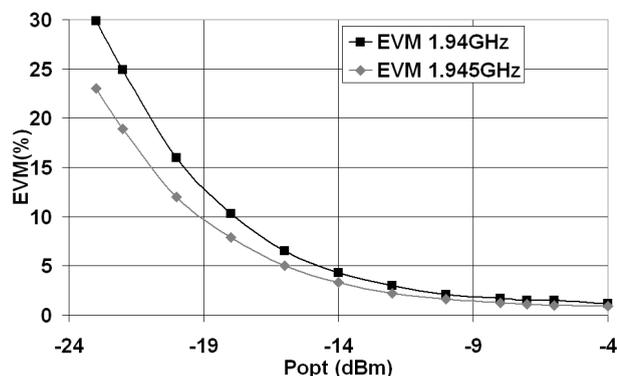


FIG. 5.29 – EVM de référence de la voie montante en fonction de la puissance optique reçue (20km de fibre)

La figure 5.29 montre l'EVM en fonction de la puissance reçue ( $P_{opt}$ ) pour un seul signal UMTS transmis. Cette mesure est réalisée avec le laser 2 pour un signal

UMTS à la fréquence 1,94GHz et le laser 1 avec une fréquence UMTS à 1,945GHz pour 20km de fibre. Comme l'indice de modulation n'est pas exactement le même pour les deux lasers, les courbes EVM sont légèrement différentes.

### 5.2.6 Voie montante avec deux stations de base déportées

Pour cette expérience (figure 5.30), deux lasers DWDM (laser 1 à 1554,7nm/1,945GHz et le laser 2 à 1555.6nm/1,94GHz) avec des régulateurs de température pour stabiliser les longueurs d'ondes ont été utilisés pour les émetteurs optiques des stations de base déportées.

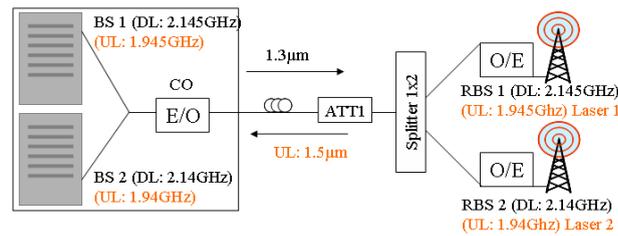


FIG. 5.30 – Schéma de la voie montante avec deux stations de base déportées

Sur la figure 5.31, nous comparons l'EVM en fonction de la puissance optique reçue ( $P_{opt}$ ) pour le laser 2 et avec un signal UMTS à une fréquence de 1,94GHz dans le cas où les deux stations de base déportées émettent en même temps et dans le cas où seulement une station de base est allumée (voie montante de référence). Lors de la combinaison de deux lasers de même puissance, la puissance optique reçue augmente de 3dB pour une EVM identique. Cependant, le budget optique du lien est toujours le même. Les résultats sont similaires pour le laser 1 avec la fréquence UMTS de 1,945GHz. Le fait d'avoir deux stations de base déportées utilisant deux longueurs d'ondes bien séparées ( $\Delta f_{opt} > 25\text{GHz}$ ) est donc sans influence sur la transmission.

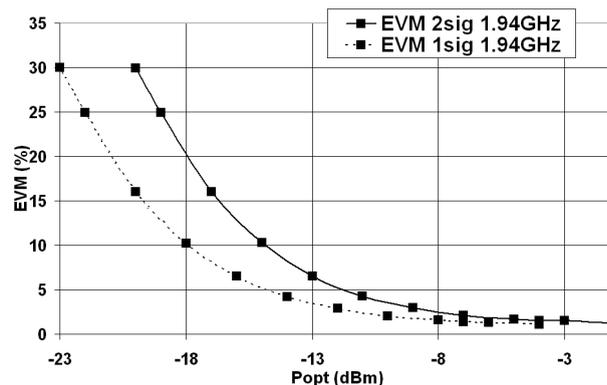


FIG. 5.31 – EVM en fonction de la puissance optique reçue pour une station de base allumée (ligne pointillée) et deux stations de base allumées (ligne continue)

### 5.2.7 Les performances du système

Afin de partager les réseaux d'accès efficacement et d'intégrer une convergence entre les technologies d'accès fixe et mobile, nous utilisons l'architecture GPON pour transporter les signaux UMTS. Le GPON est un standard d'architecture passive optique, qui peut avoir 32 ONU (*Optical Network Units*) sur 20km, avec un budget optique de 20dB (aussi appelé budget de classe A).

Dans le tableau 5.3, nous avons résumé les paramètres optiques et électriques pour les voies descendante et montante. Dans la dernière ligne, nous avons indiqué les EVM résultant de nos tests. Les EVM obtenues pour les 12 RBS sont des estimations.

	Voie descendante		Voie montante		
	2 RBS	12 RBS	1 RBS	2 RBS	12 RBS
Puissance optique émise (dBm)	4	4	8	8	8
Budget optique (dB)	20	20	20	20	20
Puissance optique reçue (dBm)	-16	-16	-12	-9	-1
EVM du lien (%)	<2,5%	<4%	<4%	<4%	<7%

TAB. 5.3 – Budget optique et erreur vectorielle d'une liaison radio sur fibre pour des signaux UMTS

Si nous considérons une perte optique de 20dB due à l'architecture GPON, les résultats expérimentaux pour 2 stations de base déportées montrent une EVM inférieure à 2,5% pour la voie descendante et une EVM inférieure à 4% pour la voie montante.

Bien que le GPON puisse connecter 32 utilisateurs, la bande de fréquence allouée pour transmettre les signaux UMTS, limite le nombre de canaux à 12 maximum. Il ne pourra donc pas y avoir plus de 12 RBS sur un même réseau.

Pour la voie descendante, la puissance de sortie des stations de base est limitée par la puissance maximum d'entrée que supporte le module DFB commercial (10dBm de puissance électrique injectée maximum). Dans ce cas pour augmenter le nombre de fréquences, nous devons réduire la puissance de sortie de chaque station de base. Pour distribuer 12 stations de base, la puissance électrique de sortie de chacune est de -1dBm. Nous avons mesuré la dégradation de l'EVM liée à la limitation de la puissance de sortie des stations de bases, et nous avons observé une EVM de 4% au lieu de 2,5%.

Pour la voie montante, lorsque nous augmentons le nombre de lasers, la puissance optique continue augmente ainsi que le bruit de grenaille ce qui diminue le rapport signal sur bruit. Pour quantifier ce bruit, nous avons augmenté la puissance optique du second laser jusqu'à ce que la puissance optique soit égale à celle de 11 stations de base déportées additionnées. Pour 12 stations de base déportées, nous avons une EVM proche de 7%.

Nous avons alors démontré la possibilité d'utiliser un réseau GPON de 20km pour distribuer 12 stations de base UMTS. Cette technologie peut permettre aux opérateurs de télécommunications de fournir plusieurs services sur le même réseau d'accès optique.

### 5.2.8 Conclusion sur l'ajout d'un service radio sur une autre longueur d'onde

Nous avons proposé d'utiliser une architecture GPON pour fournir des signaux UMTS avec la technologie radio sur fibre. Dans cette architecture, nous avons seulement besoin d'un seul émetteur optique pour le lien allant du central vers les stations de bases déportées. Pour la voie montante, des lasers DWDM ont été nécessaires pour éviter l'influence des battements optiques et une seule photodiode au central détecte tous les signaux provenant des stations déportées. Nous avons évalué cette transmission pour deux stations de base sur un PON et de bonnes performances ont été obtenues pour les signaux UMTS. Nous avons montré que 12 stations de base peuvent être distribuées sur un GPON sur 20km avec peu de dégradations comparé au cas avec deux stations de base. Cette technologie autorise les opérateurs de télécommunications à proposer plusieurs services sur le même réseau d'accès optique.

## 5.3 Conclusion

Dans ce chapitre 5, nous avons étudié les dégradations liées à l'ajout d'une fréquence sur la longueur d'onde du signal EPON (partie 5.1). La transmission d'un multiplex de longueur d'onde (une longueur d'onde pour la voie montante et une autre pour la voie descendante) sur une même fibre n'a pas d'effet. Moduler sur la même porteuse optique un signal radio avec un signal PON dégrade les performances du signal PON pour la transmission du signal UMTS. En effet pour transmettre le signal PON et le signal RF en même temps, nous avons dû augmenter le courant de polarisation du laser, ce qui a induit une pénalité de 1,5dB sur la sensibilité de la photodiode pour un signal NRZ. En ce qui concerne la partie optique, l'utilisation d'un module commercial pour la voie montante nous a empêché de modifier le courant de polarisation et donc d'optimiser le budget optique, cependant avec un module laser usuel la transmission d'un signal PON avec l'ajout d'un signal radio sur la même longueur d'onde est possible et ce pour 20km de fibre et 32 utilisateurs. L'avantage de cette solution est de pouvoir ajouter un service sur un réseau de type PON sans devoir modifier l'architecture ou bien les équipements optiques tels que les lasers, le coupleur, et les photodiodes notamment.

Nous avons proposé d'utiliser une architecture GPON pour fournir des signaux UMTS avec la technologie radio sur fibre. Dans cette architecture, nous avons seulement besoin d'un seul émetteur optique pour le lien du central vers les stations de base déportées. Pour la voie montante, des lasers DWDM ont été nécessaires pour éviter l'influence des battements optiques et une seule photodiode au central détecte tous les signaux provenant des stations déportées. Nous avons évalué cette transmission pour deux stations de base sur un PON et de bonnes performances ont été obtenues pour les signaux UMTS. Nous avons montré que 12 stations de base peuvent être distribuées sur un GPON de 20km avec peu de dégradations comparé au cas avec deux stations de base. Cette technologie autorise les opérateurs de télécommunications à proposer plusieurs services sur le même réseau d'accès optique.

Cette partie permet d'avoir une vision expérimentale des contraintes de la mutualisation d'une infrastructure optique entre les réseaux d'accès filaires et les réseaux

d'accès radio qui ne peuvent être simplement évaluées avec une étude uniquement théorique. Ces contraintes sont, par exemple, l'importance de l'optimisation du courant de polarisation pour une transmission simultanée (signal PON et signal UMTS, cf section 5.1.1.4), les problèmes liés aux battements optiques entre les longueurs d'ondes (cf section 5.2.4).

# Conclusion

Les principaux résultats de cette thèse résident dans la construction d'un modèle en bande de base de la partie optique d'une chaîne radio sur fibre et dans la proposition d'architectures hybrides combinant un système haut débit avec un système radio. Le modèle permet de simuler de manière globale une chaîne de transmission optique et radio en tenant compte des distorsions liées aux équipements optiques. De plus, il permet également de dimensionner un système radio sur fibre. Enfin nous proposons des solutions pour assurer le partage des infrastructures entre les différents réseaux d'accès. Ces architectures permettent de mutualiser les infrastructures optiques et d'ajouter de nouveaux services, sans modifier fondamentalement les infrastructures.

L'analyse approfondie, des différents composants et des architectures proposées dans diverses publications, nous a permis de déterminer les paramètres essentiels à modéliser et donc de dégager les architectures radios sur fibres les plus pertinentes en fonction des caractéristiques des réseaux d'accès optiques.

Une étude théorique d'un bilan de liaison radio sur fibre nous permet de déterminer quels sont les paramètres optiques et radio qui limitent les distances de propagation des différents signaux radios. Nous avons constaté qu'en l'absence d'amplificateur électrique, les distances de propagation des signaux radio sont très faibles. Pour augmenter leurs portées, la position de l'amplificateur a son importance. En ce qui concerne la voie montante (utilisateur vers central), l'amplificateur se place avant la chaîne optique pour compenser une partie des pertes liées à la propagation hertzienne. Pour la voie descendante (central vers utilisateur), l'amplificateur est placé après la chaîne optique. Cependant cette étude ne tenait pas compte des effets non linéaires des équipements électro-optiques.

Pour réaliser la simulation d'une chaîne optique radio sur fibre, nous avons défini, développé et validé un modèle équivalent en bande de base. Ce modèle a été choisi pour se rapprocher des modèles utilisés en radio pour tester la robustesse des signaux au canal de transmission. Il a pour avantage de tenir compte des effets linéaires et non-linéaires et de ne prendre en compte que la bande utile du signal radio sur fibre. Les validations expérimentales ont démontré que les résultats obtenus par les simulations sont pertinents et permettent de dimensionner une liaison radio sur fibre.

Le développement très important des réseaux FTTx en Europe et dans le monde offre un cadre idéal pour la radio sur fibre. En effet cette technologie permet de partager les infrastructures optiques existantes entre les systèmes hauts débits optiques et les systèmes radio. La multiplication de différents services sur le même support physique permet d'avoir une convergence fixe/mobile qui simplifie la maintenance du réseau et regroupe les différents systèmes sur un même site.

Afin de démontrer ces possibilités, deux architectures radios sur fibres pour le réseau d'accès ont été proposées, réalisées et testées en laboratoire.

La première architecture démontre l'ajout d'un service radio (UMTS) sur le réseau PON. Cette solution consiste à multiplexer en fréquence un signal PON avec un signal radio sur une même longueur d'onde optique. L'avantage est ainsi de pouvoir ajouter un service sur un réseau de type PON de manière tout à fait transparente (sans changer les équipements optiques tels que les lasers, le coupleur, et les photodiodes). Nous avons démontré qu'il est possible de transmettre un signal de type PON avec un signal de type UMTS sur une architecture de classe B (20km, pertes

de 25dB, 32 utilisateurs).

La seconde architecture consiste à ajouter une longueur d'onde supplémentaire sur un réseau PON. Cette technique apporte plus de flexibilité car plusieurs stations de base peuvent ainsi être alimentées. Nous avons montré que 12 stations de bases peuvent être distribuées sur un GPON de classe A (20km, pertes 20dB, 32 utilisateurs) avec peu de dégradations comparé au cas avec deux stations de bases.

Nous avons construit et validé un modèle de transmission radio sur fibre pouvant s'appliquer dans un très grand nombre de situations clés pour l'opérateur comme la mutualisation des infrastructures FTTx. De plus, il peut aussi s'appliquer aux futurs réseaux optiques privés très haut débit. Enfin, ce modèle qui harmonise les travaux de dimensionnement optique et radio pourra aussi être appliqué à l'optimisation des normes radio pour tenir compte des futurs réseaux radio sur fibre.



# Annexe A

## L'OFDM

## A.1 Principe

Le principe de l'OFDM consiste à diviser sur un grand nombre de porteuses le signal numérique comme si le signal à transmettre est combiné sur un grand nombre de systèmes de transmission (exemple : des émetteurs) indépendants et à des fréquences différentes. Pour que les fréquences des porteuses soient les plus proches possibles et ainsi transmettre le maximum d'information sur une portion de fréquences donnée, l'OFDM utilise des porteuses orthogonales entre elles. Les signaux des différentes porteuses se chevauchent mais grâce à l'orthogonalité n'interfèrent pas entre elles. Le signal à transmettre est généralement répété sur différentes fréquences porteuses. Ainsi dans un canal de transmission avec des chemins multiples où certaines fréquences seront détruites à cause de la combinaison destructive de chemins, le système sera tout de même capable de récupérer l'information perdue sur d'autres fréquences porteuses qui n'auront pas été détruites. Chaque porteuse est modulée indépendamment en utilisant des modulations numériques : QPSK, QAM-16, QAM-64,...

Ce principe permet de limiter l'interférence entre symboles. Pour l'éliminer, on peut ajouter un intervalle de garde (c'est-à-dire une période pendant laquelle il n'y a aucune transmission) après chaque symbole émis, très grand devant le délai de transmission (la distance séparant l'émetteur du récepteur divisée par la vitesse de la lumière).

### A.1.1 Principe du modulateur

Le signal OFDM résulte d'une conversion série-parallèle des symboles complexes  $C_{n,k}$  de données sur  $k$  voies. Le nombre de voies  $N$  correspond au nombre de sous porteuses du spectre du signal [138]. La figure A.1 décrit le modulateur OFDM.

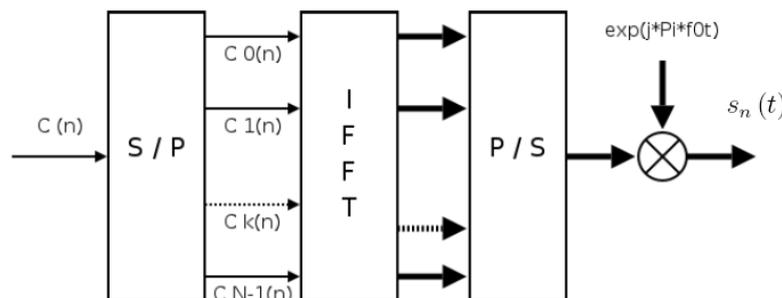


FIG. A.1 – Schéma du modulateur OFDM

Le signal de sortie du modulateur  $s_n(t)$  est

$$s_n(t) = \sum_{k=1}^N C_{n,k} e^{2i\pi f_k t} = e^{2i\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} e^{2i\pi \frac{k}{T_u} t} \quad (\text{A.1})$$

Avec  $n$  le symbole OFDM à l'instant  $n$ ,  $k$  le numéro de la sous porteuse OFDM  $f_k = k\Delta f = \frac{k}{T_u}$ ,  $T_u$  durée du symbole utile OFDM, et  $f_0$  la première fréquence du multiplexe OFDM,.

En discrétisant le signal et en le ramenant en bande de base pour l'étude du signal la sortie  $s_n(m)$ , à l'instant  $t = nT_u + \frac{mT_u}{N}$  est :

$$s_n(m) = \sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} e^{2i\pi \frac{km}{N}} = N \text{ IFFT} \{C_{n,k}\} \quad (\text{A.2})$$

En temps discret, le signal OFDM est généré à partir d'une transformée de Fourier rapide inverse (IFFT : *Inverse Fast Fourier Transform*).

### A.1.2 Principe du démodulateur

Pour démoduler un signal OFDM, il faut appliqué sa fonction réciproque, c'est à dire une transformée de Fourier rapide (FFT : *Fast Fourier Transform*).

La figure A.2 décrit le principe du démodulateur OFDM.

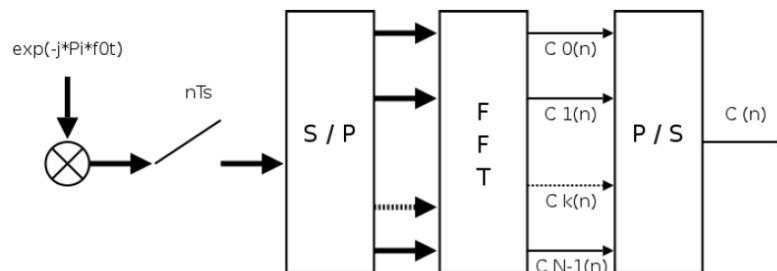


FIG. A.2 – Schéma du démodulateur OFDM

### A.1.3 Préfixe cyclique

Le préfixe cyclique du signal OFDM sert à lutter contre les interférences entre symbole. La durée du préfixe  $\Delta$  doit être supérieur au retard maximum  $\tau_{max}$  introduit par le canal de propagation. Le préfixe cyclique est une répétition de la fin du symbole OFDM qui est ensuite placé au début du symbole (figure A.3 [139]).

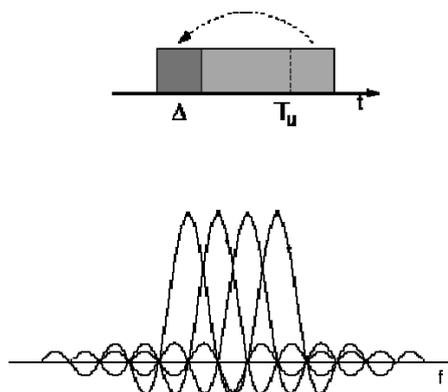


FIG. A.3 – Le signal OFDM et son préfixe cyclique

À la réception, le préfixe cyclique est retiré. Ainsi, les perturbations liées aux multitrajets sont supprimées et l'orthogonalité est conservée.



## Annexe B

# Publications Personnelles

Liste des publications personnelles :

- Hugues Le Bras et Maryse Moignard « Simulation of optical path degradations for Radio over Fibre link », *STREON 05*
- Hugues Le Bras, David Schumacher et Maryse Moignard « Etude de la transmission radio sur fibre d'un signa UMTS sur un réseau d'accès passif (PON) », *JNOG 2005*
- Hugues Le Bras et Maryse Moignard « Demonstration of Overlay UMTS signal transmission on a Gigabit Passive Optical Network (PON) », *Photonics Europe 2006*
- Hugues Le Bras et Maryse Moignard « Distribution of 3G Base Stations on Passive Optical Network Architecture », *Microwave Photonics 2006*
- Hugues Le Bras, Maryse Moignard et Benoit Charbonnier « Brillouin Scattering in Radio over Fiber transmission » *OFC 07*
- Hugues Le Bras, Isabelle Siaud, Anna Pizzinat et Benoit Charbonnier « Equivalent Baseband Model of Radio over Fiber link », *LEOS 07*

# Simulation of optical path degradations for Radio over Fibre link

H. Le Bras, M. Moignard

France Telecom Division R&D, 2 Avenue Pierre Marzin, 22307 Lannion Cedex  
France

Email : hugues.lebras@francetelecom.com

## ABSTRACT

In this paper, we carry out a simulation of a Radio over Fiber (RoF) link with VPI Transmission Maker, and Rohde&Schwarz (R&S) equipments. The VPI simulations perform optical path degradations for multiple radio modulation formats without using any specific radio numerical tools, while a Generator and a Vector Analyser are used for radio generation and reception.

## 1. INTRODUCTION

Increasing demands of data rates for radio systems, decreasing cell size, growing number of users within a cell and the increasing of bandwidth or frequencies push the use of optical fibre as an efficient medium for radio network backhaul. In this context, integration of the radio physical layer on optical fibre with radio over fibre technologies is an interesting trend for operators [1]. This paper describes the simulation study of multiple radio modulation formats in an optical feeder. With VPI Transmission Maker, the main difficulty is to modelize the radio part of complex modulation schemes. Therefore, we propose a solution to overcome the problem by using a numerical generator and a numerical analyser instead of simulation tools like MatLab, ADS. VPI Transmission Maker simulates the optical link, whereas a Generator and a Vector Analyser are used for radio signal generation and reception.

## 2. DESCRIPTION OF SIMULATION

### 2.1 Signal generation

The Generator creates a radio signal. It can also support ASCII input file but cannot deliver ASCII output file. This signal is transmitted directly to the Vector Analyser, which digitalizes I/Q (In phase / Quadrature phase) signal waveform via an ASCII output file. This file is used as the Input File of VPI simulation tool. (Fig. 5)

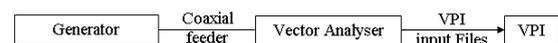


Figure 1 : Signal generation

### 2.2 Optical simulation

VPI Transmission Maker is used to simulate the behavior of the optical link. Numerical simulation is a solution to study multiple waveforms (UMTS, WiFi) in the same optical link. In fig. 2, input files have to be up converted before the optical modulation and propagation. The resulting output files contain sampled data of the waveform, after propagation in the fibre link, optical detection, filtering and down conversion.

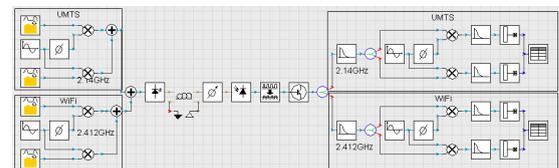


Figure 2 : VPI simulation of UMTS and WiFi radio signals through optical link

### 2.3 Signal detection

The Vector Analyzer can give ASCII output file but cannot have ASCII file as an input. As shown on fig. 3, the VPI output file is used to create a waveform with the Generator and the Vector Analyser detects the waveform. By this way, the optical path degradations are qualified through the Error Vector Magnitude (EVM) and the Signal to Noise Ratio (SNR) measurements, which are defined in wireless specifications [2-3].

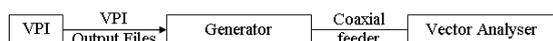


Figure 3 : Signal analysis

### 3. COMPARISON OF SIMULATION TO EXPERIMENTAL RESULTS

**3.1 Validation of the simulation** In this part, we compare the optical path degradation for the downlink radio signal obtained by experimental set up (fig. 4) and VPI simulation (fig. 2). UMTS and WiFi measurements are performed separately. For experimental measurements, optical output power of the laser is set to 7.4dBm, and no RF amplifier is used at the output of the photodiode.

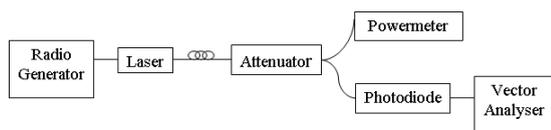


Figure 4 : experimental set-up

#### 3.2 UMTS link characterization

For UMTS signal (fig. 5-6), the RF input power is 5.23dBm at 2.14GHz frequency. EVM and SNR are measured versus the optical power received at the photodiode (Popt).

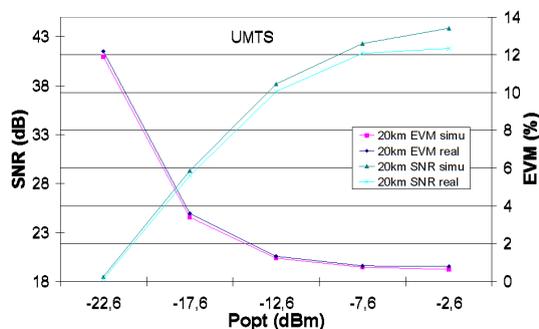


Figure 5 : EVM and SNR Vs Popt for UMTS. Comparison of experimental and simulation results (20km fibre length)

The results obtained by simulation and experimental measurements are similar, which confirm the simulation method.

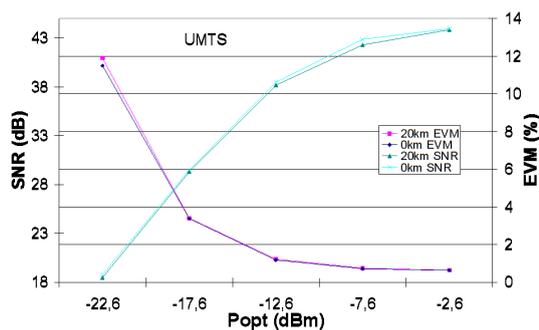


Figure 6 : Comparison of EVM and SNR Vs Popt in back to back and for 20km fiber length (Simulation)

We study the fibre dependency of the radio over fibre link. We perform simulation in back to back and we compare with 20 km length. EVM and SNR are the same (fig.6) therefore fibre has no influence on radio over fiber degradations. UMTS standard allows an EVM of 17.5% for UMTS QPSK modulation. In fig 6, EVM limit is obtained for less than -22.6 dBm sensitivity, which corresponds to 30 dB link loss. 3.3 Effect of Low Noise Amplifier after the photodiode for UMTS RoF transmission At -22.6dBm photodiode optical power, the SNR limitation

is due to the noise floor of the vector analyzer (-80dBm) for an RF power of -62dBm. In order to obtain best performances, we add a Low Noise Amplifier (LNA), with 30dB RF gain, (fig. 7).

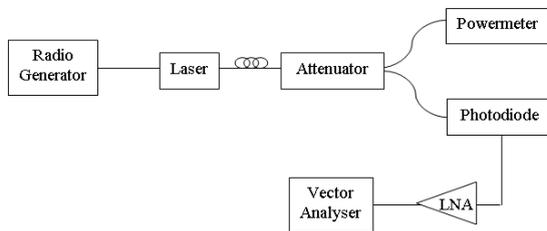


Figure 7 : experimental set-up with LNA

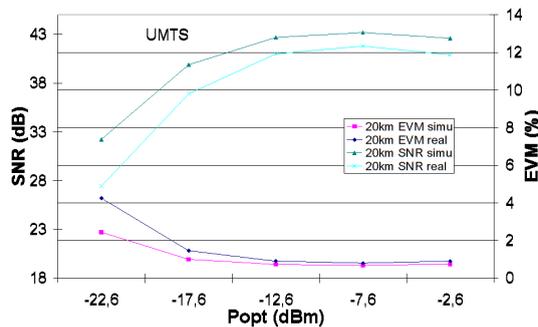


Figure 8 : EVM and SNR Vs Popt with RF amplifier (20km fibre length)

In fig. 8, we see that at -22.6dBm photodiode optical power, the EVM is improved to 3. However, amplifier saturation is responsible of EVM and SNR degradation, for an optical output power upper than -2.6dBm. If we compare simulation and experimental results, EVM, SNR are quite similar. However, in this case, the predominant noise comes from the photodiode. Differences noted between curves can be explained by the photodiode simulation model limitations.

### 3.4 WiFi link characterization

Considering the WiFi signal (802.11g, OFDM 64 QAM modulation) (fig 9-10) RF input power of WiFi signal is -3.22dBm at 2.412GHz frequency. EVM

are measured versus the optical power received at the photodiode (Popt). For Wifi signal, the SNR measurement is not directly available, we concentrate on the EVM measurement.

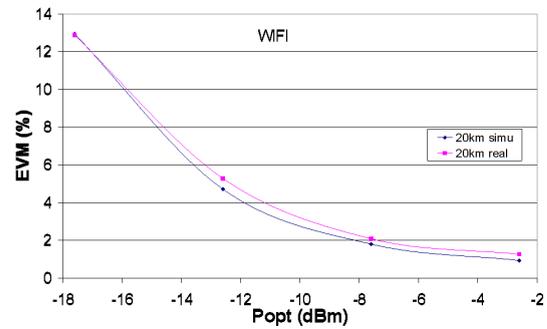


Figure 9 : EVM Vs Popt for Wifi. Comparison of experimental and simulation results (20km fibre length)

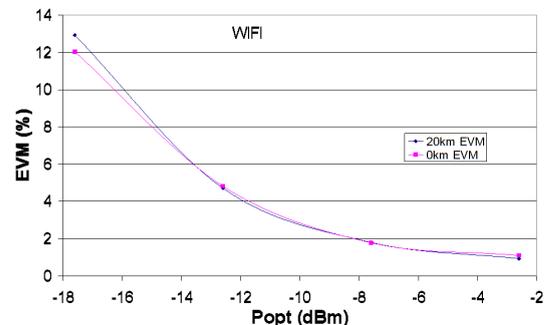


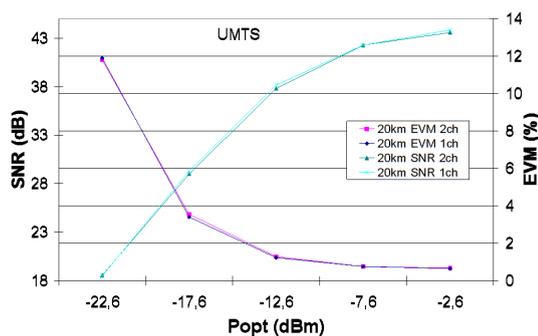
Figure 10 : Comparison of EVM Vs Popt in back to back and for 20km fiber length (Simulation)

Considering WiFi signal, fibre has no influence on EVM (fig. 10). For optical losses up to 20dBm, EVM is under 802.11g specifications (5.62%). The sensitivity is -13dBm. The WiFi OFDM signal is less tolerant than UMTS to radio over fibre degradations.

The evolutions of EVM, SNR Vs optical power are exactly the same for simulation as for experimental set up (fig. 9).

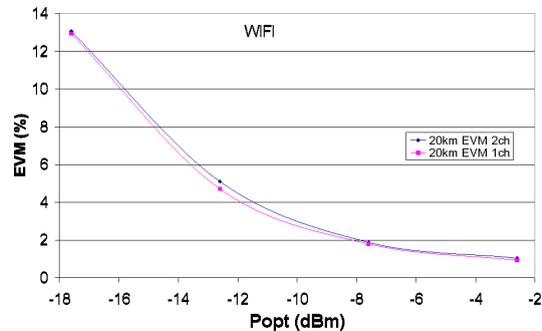
## 4. SIMULATION RESULTS OF MULTIPLE WAVEFORMS

For this simulation, UMTS and WiFi signal are combined to modulate a laser. UMTS input power is 5.23dBm (10dBm of Peak Envelop Power : PEP) and WiFi input power is -3.22dBm (10dBm PEP). These values are used to avoid laser saturation. No LNA amplifier has been added after the photodiode.



**Figure 11 : EVM and SNR Vs Popt for UMTS with and without WiFi signal (20km fibre length)**

In figure 11, the EVM and SNR parameters of UMTS link are compared between the combined UMTS and WiFi scenario (called 2ch) and the UMTS signal alone (called 1ch). The combination of the two signals (UMTS and WiFi) has no effect on these EVM and SNR parameters in back to back and for 20km fibre. In figure 12, the EVM simulation results of the Wifi show no penalty induced by the presence of UMTS signal.



**Figure 12 : EVM Vs Popt for WiFi with and without UMTS signal (20km fibre length)**

The combination of the two signals (UMTS and WiFi) has no effect on the EVM parameter in back to back and for 20km fibre. The intermodulations induced by the non linearity of the radio over fiber link are created out of band of UMTS and WiFi.

### CONCLUSION

In this paper, we demonstrate that a RoF downlink simulation is possible, with good accuracies. Thanks to this, simulations of multiple radio modulation formats have been tested without the use of specific radio numerical tools. No degradations caused by an optical link have been observed with a combined radio signal (UMTS and WiFi) as with each single WiFi or UMTS signals.

### ACKNOWLEDGEMENTS

The authors would like to thank the E-Photon One VD- 3 for support.

### REFERENCES

- [1] T. Cagenius : "*Fiber optics in the radio access network*", ECOC 2004
- [2] 3GPP specification
- [3] "*IEEE standard 802.11g*", 2003

## ÉTUDE DE LA TRANSMISSION RADIO SUR FIBRE D'UN SIGNAL UMTS SUR UN RÉSEAU D'ACCÈS OPTIQUE PASSIF (PON)

Hugues Le Bras, David Schumacher, Maryse Moignard

France Telecom Division Recherche et Développement, 2 Avenue Pierre Marzin  
22307 LANNION CEDEX

hugues.lebras@francetelecom.com

### RÉSUMÉ

Dans cet article, nous présentons une architecture de distribution du signal UMTS sur un réseau optique de type PON (Passive Optical Network). Nous avons étudié certains paramètres mis en jeu comme l'erreur vectorielle (EVM : Error Vector Magnitude), le rapport signal sur bruit (SNR : Signal to Noise Ratio) pour le transport de signaux UMTS et le taux d'erreur binaire (TEB) d'un signal en bande de base à 1,25Gbit/s pour les voies descendante et montante. L'utilisation d'une architecture PON 1 vers 32 sur 20km combinant un signal UMTS et binaire à un débit de 1,25Gbit/s a été démontrée

### 1. INTRODUCTION

L'arrivée de la fibre optique de plus en plus proche de l'utilisateur notamment avec le FTTH (Fibre To The Home) nous conduit à envisager une nouvelle façon de desservir les réseaux radios, en utilisant les architectures optiques existantes ou en cours de déploiement. Le PON représente la solution point à multipoints optique permettant de mutualiser une partie de l'infrastructure entre plusieurs clients [1]. De plus, l'augmentation des débits radios, la diminution de la taille des cellules et l'augmentation des fréquences nécessitent l'utilisation de la fibre optique comme support de propagation. Dans ce contexte, une intégration sur la couche physique de la radio et de l'optique par les technologies radio sur fibre peut offrir une solution intéressante pour l'opérateur. Différentes architectures ont été réalisées [3]-[4]. Dans cet article, nous nous proposons d'étudier la transmission en overlay d'un signal UMTS sur un PON à 1,25Gbit/s (voir fig. 1).

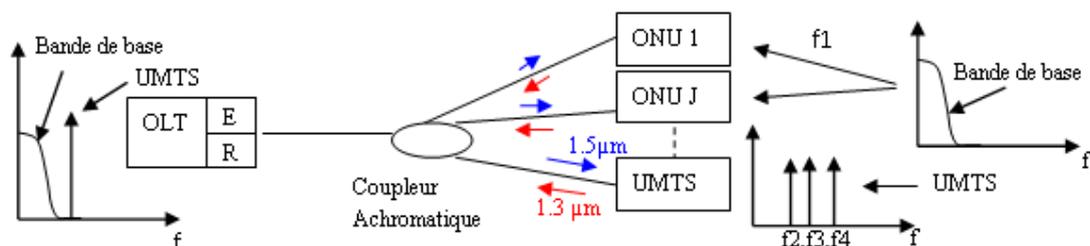


Figure 1 : Schéma du PON-TDM + UMTS

Dans la première partie, nous présentons le schéma de l'expérimentation. La deuxième partie présente les résultats et l'analyse du taux d'erreur binaire obtenus pour un signal en bande de base et les résultats de l'erreur vectorielle du signal UMTS.

## 2. EXPÉRIMENTATION

Le montage (fig. 2) est symétrique pour les trajets aller et retour. Pour le sens descendant, un laser DFB à 1553nm et dans le sens montant un module commercial "Fiber Span AC231-2.5" (Laser DFB à 1310nm + photodiode associée) sont utilisés. Dans le système proposé, un signal binaire NRZ est généré à un débit de 1,25Gbit/s, filtré par un passe-bas (2.05GHz). Un signal radio dans la bande UMTS est ajouté à l'aide d'un coupleur. Ces signaux modulent directement le laser. Un atténuateur simule les pertes d'un coupleur 1 vers N utilisé dans les réseaux PON. Au niveau de la réception, l'utilisation d'un filtre passe bas pour récupérer le signal binaire est nécessaire, d'une part pour diminuer le bruit lié à la photodiode, et d'autre part pour enlever le signal UMTS avant l'analyse du TEB. Enfin un analyseur vectoriel permet de déterminer la pénalité du système pour un signal radio.

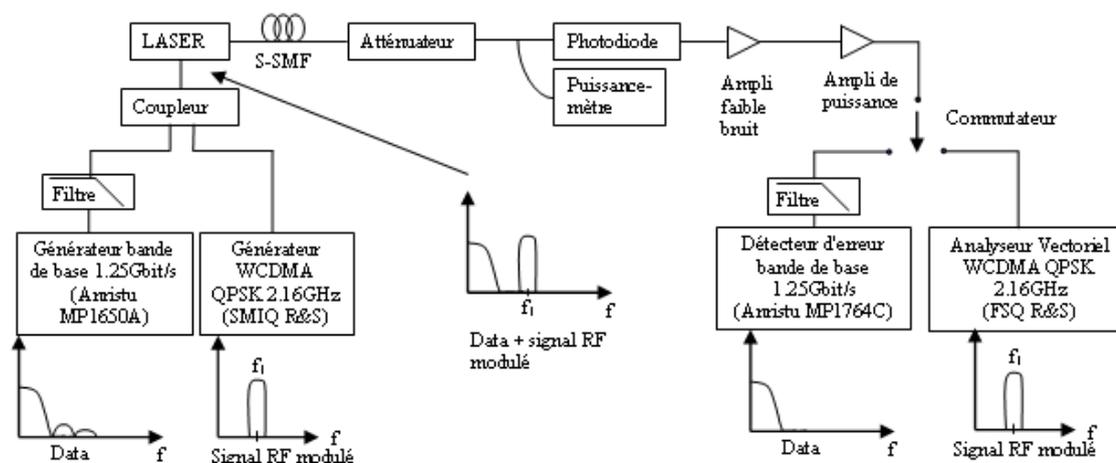


Figure 2 : Schéma expérimental PON TDM+signal radio UMTS

## 3. RÉSULTATS ET DISCUSSIONS

Les évolutions du TEB, de l'EVM et du SNR en fonction de la puissance reçue sur la photodiode sont observées pour différentes longueurs de fibre (10-15 et 20km) pour les voies descendante et montante. (fig. 3 et 4)

Pour la voie descendante ( $\lambda = 1553\text{nm}$ ), un signal binaire à 1.25Gbit/s avec une puissance de 10dBm et un signal UMTS dans la bande 2110-2170MHz (sens station de base vers utilisateur, ici  $f=2160\text{MHz}$ ) d'une puissance de -6dBm, avant le coupleur, modulent le laser.

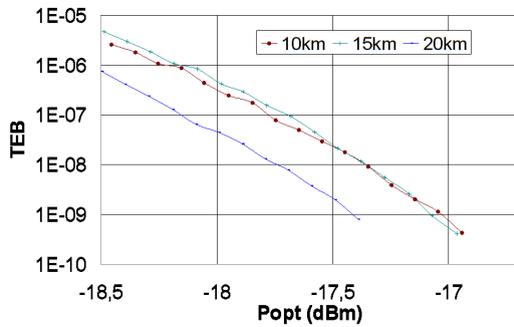


Figure 5 : TEB voie montante à 1314nm

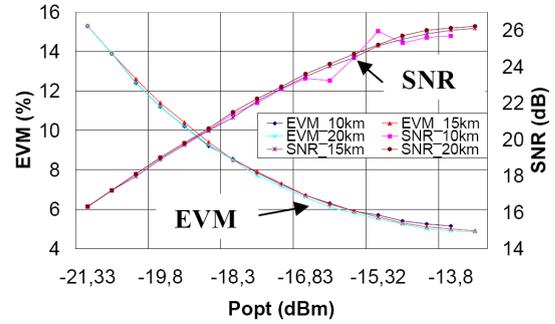


Figure 6 : EVM voie montante à 1314nm

La courbe figure 3 montre que le TEB ne dépend pas de la longueur de la fibre (la légère différence entre dans les imprécisions de mesures). L'EVM et le SNR (fig. 4) dépendent de la puissance reçue sur la photodiode et non de la distance parcourue dans la fibre.

Pour la voie montante à la longueur d'onde 1314nm (fig. 5-6), la bande de fréquence normalisée du sens utilisateur vers la station de base UMTS (1920-1980MHz) n'a pas été utilisée, car nous ne disposons pas de filtre correspondant à nos besoins. Le rapport signal sur bruit dans ce cas était alors de 8.4dB (correspondant à une EVM supérieure à 30% pour  $P_{opt} = -16,59\text{dBm}$ ). La fréquence 2160MHz a été conservée pour la voie montante (Pour  $P_{opt} = -16,59\text{dBm}$   $EVM = 6,6\%$ ,  $SNR = 23,5\text{dB}$ ). Les niveaux de puissances des signaux dans le sens montant sont les mêmes que ceux du sens descendant.

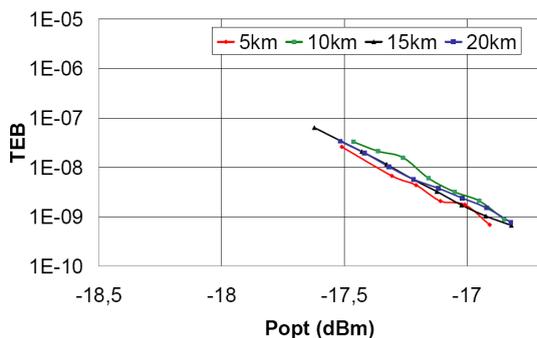


Figure 5 : TEB voie montante à 1314nm

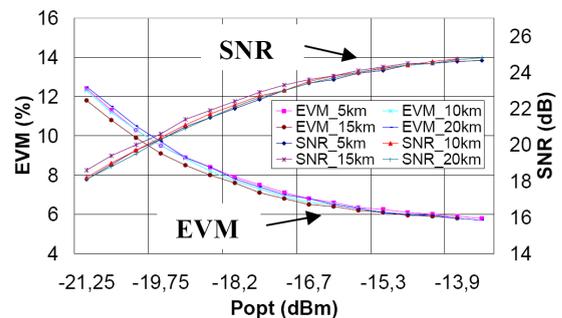


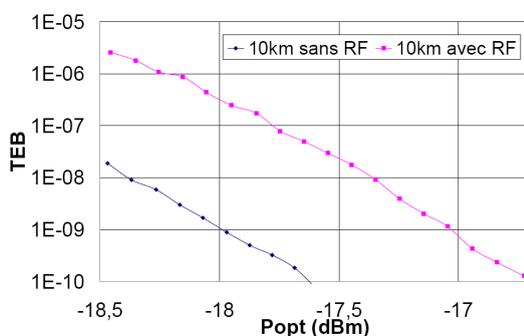
Figure 6 : EVM voie montante à 1314nm

Les résultats du sens montant (fig. 5-6), le TEB, l'EVM et le SNR ne dépendent pas de la distance parcourue dans la fibre mais de la puissance reçue sur la photodiode.

La norme UMTS [2] prévoit un taux d'EVM maximum de 17,5% pour une modulation QPSK (Release 99-3GPP - Generation Partnership Project). Une EVM de 12.5% permet d'avoir une marge de sécurité de 5% par rapport à la norme pour assurer la propagation du signal dans l'air. Nous obtenons une EVM de 12.5 % pour

une puissance reçue de -20.3dBm pour le sens descendant et -21dBm pour le sens montant. Nous obtenons un TEB à  $10^{-9}$  pour une puissance reçue de -17dBm dans le sens descendant et -16.8dBm dans le sens montant pour 20km de fibre.

Dans le cas à 1553nm, la présence d'un signal binaire filtré à la génération n'influe pas sur l'évolution de l'erreur vectorielle. Par contre la présence d'un signal UMTS modifie le taux d'erreur binaire du signal en bande de base, si la puissance de celui-ci est importante. Ici, la puissance UMTS est de -6dBm. On observe 1 dB de pénalité liée à la présence du signal UMTS pour le sens descendant (voir fig. 7). En outre, même sans UMTS, pour le signal descendant en bande de base, on obtient un TEB de  $10^{-9}$  pour une puissance reçue de -18dBm, or la valeur typique est de -24 dBm. En fait, le compromis entre le taux d'extinction du signal en bande de base et le point de polarisation optimum du laser pour le signal UMTS dégrade les performances du lien en bande de base.



**Figure 7 : Comparaison BER avec et sans UMTS à 1553nm**

Pour un PON, les pertes en ligne sont spécifiées à 21dB pour un taux de couplage de 1 vers 32. Dans notre cas, le bilan optique des voies descendante et montante est de 24,9dB et 22,5dB respectivement. Si on considère 20km de fibre (4.5dB) et des pertes d'insertion proches de 2 à 3dB (connectiques, filtres) cela nous laisse au moins 15dB de marge optique. Il est donc possible d'avoir un taux de couplage 1 vers 32 et 20km de fibre sur un PON avec un signal UMTS superposé.

## CONCLUSION

Dans cette étude, nous avons démontré la faisabilité d'ajouter un signal radio UMTS, sur le PON. Nous pouvons transmettre un signal PON et un signal UMTS sur une distance de 20km et pour 32 utilisateurs.

## RÉFÉRENCES

- [1] Norme ITU G983
- [2] *Base Station (BS) radio transmission and reception (FDD)* : 3GPP TS 25.104 V3.12.0
- [3] *PER and EVM Measurements of a Radio-Over-Fiber Network for Cellular and WLAN System Applications*, Journal Of Lightwave Technology, Vol. 22, No. 11, November 2004
- [4] *Passive Optical Network for CDMA-Bsed Microcellular Communication Systems*, Journal Of Lightwave Technology, Vol. 19, No. 3, March 2001

## Demonstration of Overlay UMTS signal transmission on a Gigabit Passive Optical Network (PON)

Hugues Le Bras, Maryse Moignard

France Telecom Research and Development Division, 2 avenue Pierre Marzin,  
22307 Lannion Cedex, FRANCE

### ABSTRACT

In order to share access infrastructure between mobile and access network, integration of wireless services on optical access network with Radio over Fibre (RoF) technologies is a potential solution for operators. In this paper, we propose an overlay Universal Mobile Telecommunication System (UMTS) or third generation (3G) signal transmission on a Gigabit Passive Optical Network. Main advantages of this transmission scheme are the use of only one laser to feed the signal and one photodiode to receive it. A trade-off between extinction ratio and laser linearity has been found and the penalty induced by the 3G signal overlay is small. We demonstrate a 1x32 PON over 20km, which can distribute UMTS signal for remote base station, and binary signal at 1.25Gbit/s for others users.

Keywords : Radio over Fibre, Passive Optical Network, Universal Mobile Telecommunication System.

### 1. INTRODUCTION

Fibre To The Home (FTTH) deployment is increasingly providing wide bandwidths to subscribers. Among various technologies, the Passive Optical Network (PON) [1] is emerging as a low cost solution because it is an optical point to multipoint solution, which allows sharing infrastructure and equipment between many users. Due to a higher traffic, cell sizes decrease and consequently the number of cells grows. Moreover the increase of radio bandwidth accentuates shadow areas and indoors coverage architectures have to be thought. To solve these problems, Distributed Antennas Systems (DAS) have been developed to have best indoors coverage. However coaxial cable has high link losses and fibre link may be used in some situations. In this context, integration on the physical layer of radio and optics with Radio over Fibre (RoF) technologies may be an attractive alternative to conventional wiring for operators.

Sharing access and mobile networks provides a way to both use the whole bandwidth available in the optical fibre backbone, and have a reduction of cost and complexity of radio Base Stations (BS) by rendering the functionalities in the Central Office (CO). Many architectures have been realised, like 3G over Gigabit Ethernet-PON [2], which uses one wavelength for the radio signal and another for the Gigabit Ethernet signal. Another architecture uses PON to feed Code Division Multiple Access (CDMA) radio signals [3]. In this article, we propose mixing these architectures and transmitting an overlay UMTS signal transmission on Gigabit Ethernet Passive Optical Network (Fig. 1). The advantages of this experiment are : the use of only one laser to feed the binary signal and UMTS signal, the need of only one photodiode, the exploitation of all the bandwidth available in the optical link, the concentration

of all the functionalities in the CO and the design simplification of the remote base station.

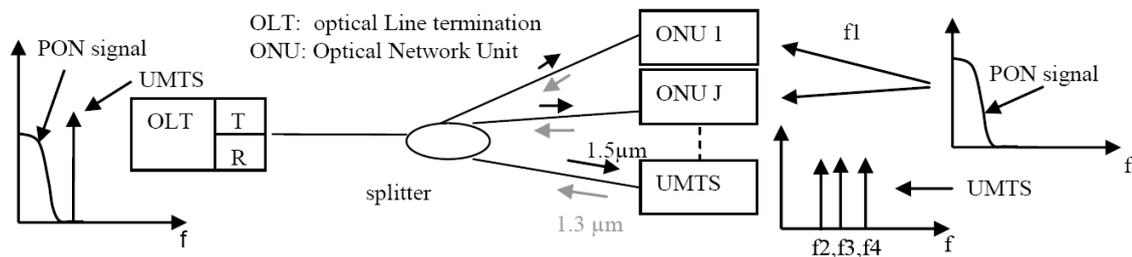


Figure 1 : PON with UMTS overlay.

Ethernet Passive Optical Network (EPON) system, based on IEEE802.3ah standard, can provide gigabit Ethernet bidirectional services for 32 users. In the proposed architecture (Fig.1), for the downlink, the Optical Line Termination (OLT) or CO distributes PON signal and RF signal simultaneously with the same optical transmitter by subcarrier multiplexing. In our experiment, we transmit only one frequency carrier to distribute one BS; however the architecture can accommodate several carriers at the same time. For the uplink, the Optical Network Unit (ONU) transmits PON uplink signal with RF subcarrier. At the OLT receiver side, both signals are detected with the same photodiode.

In the first part, we present the experimental setup and the results for PON and UMTS signals simultaneously transmitted for downlink and uplink separately. Then, we perform the bidirectional transmission on the same fibre and evaluate the penalty.

## 2. DOWNLINK AND UPLINK PERFORMANCES

### 2.1 Experimental setup

For the downlink (Fig. 2), a Distributed Feed Back (DFB) laser at 1555.6nm is used. In this experiment, a Non Return to Zero (NRZ) signal is generated at a bit rate of 1.25Gbit/s, and it is filtered with a low pass filter at 1.3GHz. A RF signal at 2.14GHz is added with an electrical splitter. Both signals directly modulate the laser and propagate in 20km of standard single mode fibre. An optical attenuator simulates 1xN optical splitter losses used in PON. At the reception, the use of a low pass filter is necessary to recover the NRZ signal, in order to decrease the noise coming from the photodiode and to remove the UMTS signal before the Bit Error Rate (BER) detection. The radio signal is filtered with a UMTS diplexer and a vector analyser allows us to establish the Error Vector Magnitude (EVM) of the UMTS signal.

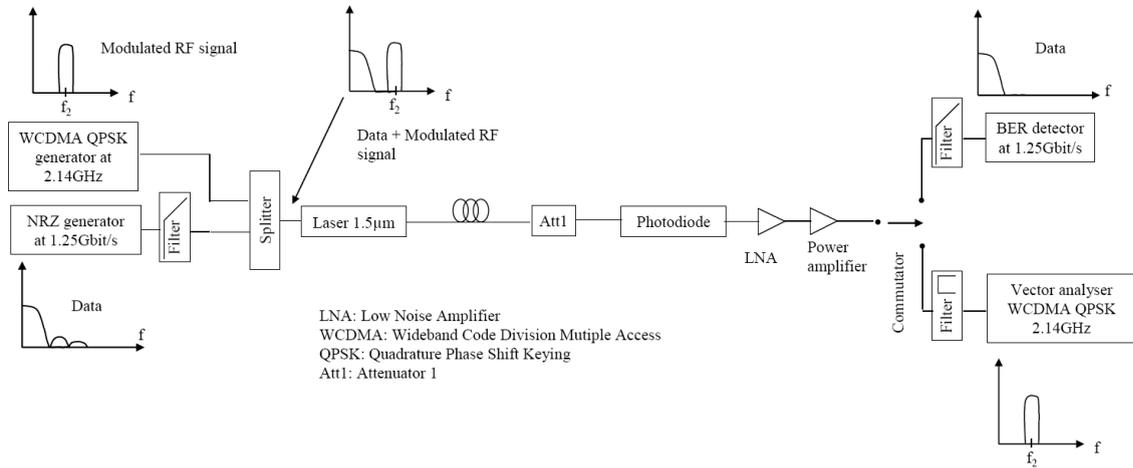


Figure 2 : Downlink experimental setup.

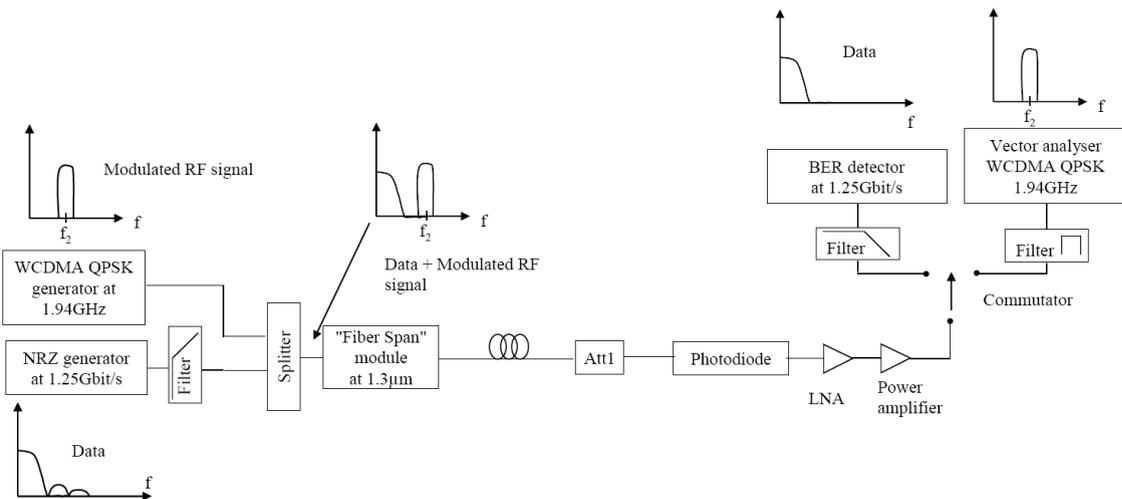


Figure 3 : Uplink experimental setup.

For the uplink (Fig. 3), a commercial module "Fiber Span AC231-2.5" (DFB at 1310nm) is used. Electrical and optical link parameters are the same as for the downlink. In order to respect the UMTS transmission scheme, which defines frequencies range for the downlink (2.11-2.17GHz) and for the uplink (1.92-1.98GHz), the uplink RF frequency is at 1.94GHz.

## 2.2 Results and discussion

In this section, the BER (fig. 4 and 6) and EVM (fig. 5 and 7) evolutions versus received optical power ( $P_{opt}$ ) are observed for different fibre lengths (back to back, 10km and 20km) for downlink and uplink.

### Downlink :

For the downlink ( $\lambda=1555.6$ ), the output power of the laser is set at 6.5dBm. Electrical powers for the NRZ signal and RF signal are 10dBm each before the electrical splitter.

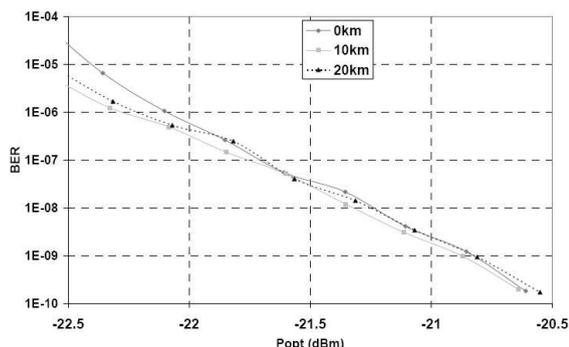


Figure 4 : downlink BER at 1555.6nm versus received optical power.

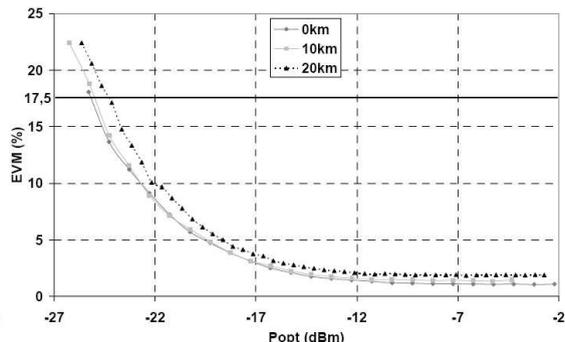


Figure 5 : Downlink EVM at 1555.6nm versus received optical power.

In figure 4, we observe that BER of  $10^{-9}$  (used for the NRZ signal) requires an optical power of -20.7dBm. For the RF signal, UMTS standard [5] allows an EVM of 17.5% for a QPSK modulation (Release 99-3GPP - Generation Partnership Project). In our case we obtain this EVM at -24dBm optical power (Fig. 5). We notice that EVM and BER do not depend on fibre lengths because in our experiment, fibre lengths are too short and frequencies too low to induce chromatic dispersion penalty.

**Uplink :**

For the uplink ( $\lambda$ ), we use a Fiber Span AC231-2.5 module with an optical output power of 4.4dBm. NRZ signal and RF signal are fixed at 10dBm.

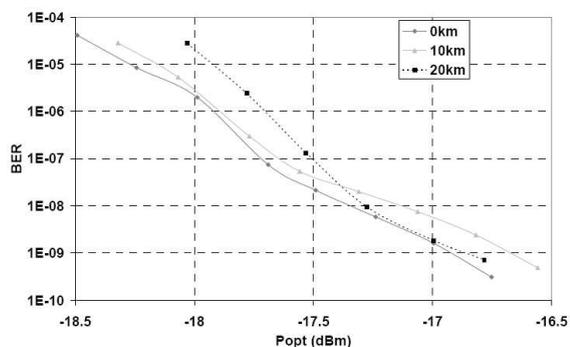


Figure 6 : uplink BER at 1310nm versus received optical power.

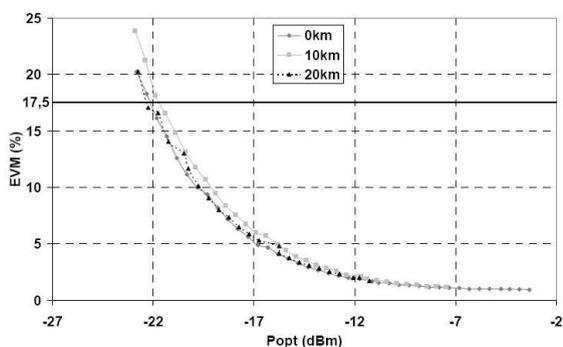


Figure 7 : uplink EVM at 1310nm versus received optical power.

For the uplink, the EVM and BER behaviours versus received optical power are the same as for the downlink ; however the receiver sensitivity is only -16.7dBm at  $10^{-9}$  for the uplink BER (Fig.6) and in figure 7, we have an EVM of 17.5% at -22dBm.

The difference between the downlink and uplink EVM and BER is due to Optical Modulation Index (OMI) of signals which are lower at 1310nm than at 1555.6nm. We have the same electrical modulation power for both ways, but the bias current and the laser slope efficiency are different. At 1310nm, we use a commercial module and we can not decrease the bias current to compensate the low slope efficiency and increase the OMI.

**Bias current optimization :**

For the downlink, we are able to optimize the bias current. In figure 8, we measure the BER for two bias currents of the 1555.6nm laser but with the same electrical power for the NRZ signal. In the first case, we optimize the bias current of the laser to have the best extinction ratio of the binary signal, whereas in the second case the bias current is optimized for both binary and RF signal. In the second case, the extinction ratio is lower due to higher bias current ; moreover the receiver sensitivity is deteriorated of 1.5dB compared to the first case (-22dBm).

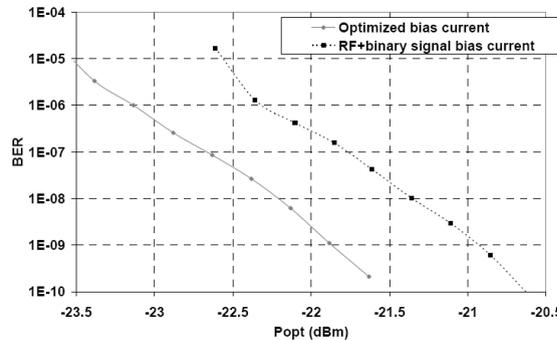


Figure 8 : BER versus received optical power comparison for different bias currents.

A trade-off between extinction ratio and laser linearity for the RF signal has to be found. If we decrease the bias current of the laser, we improve the BER, whereas the EVM increases. Optimisation of the laser bias current is fundamental for this transmission scheme.

**Simultaneous transmission penalty :**

Then, we want to evaluate penalty induced by simultaneous RF and binary signal transmission. Figure 9 shows EVM evolutions versus received optical power, at 1310nm and 1555.6nm when there are both RF and NRZ signals and when NRZ signal is switched off.

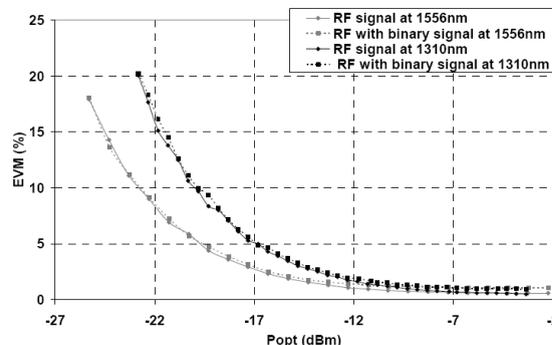


Figure 9 : EVM versus received optical power comparison between UMTS signal and UMTS signal combined with binary signal (Uplink at 1310nm and downlink at 1.556nm).

For low received optical power (smaller than -12dBm), the noise coming from the photodiode is greater than the noise coming from the NRZ signal, and consequently there is no penalty on EVM due to the NRZ signal presence. However for optical power higher than -12dBm, the NRZ signal adds noises, but the signal transmission degradation is negligible (0.4% degradation max).

Figures 10 and 11 compare the BER of a NRZ signal alone and the BER of a NRZ signal combined with a RF signal versus received optical power. For both up and downlink, the RF signal has no influence on the BER thanks to the use of a low pass filter.

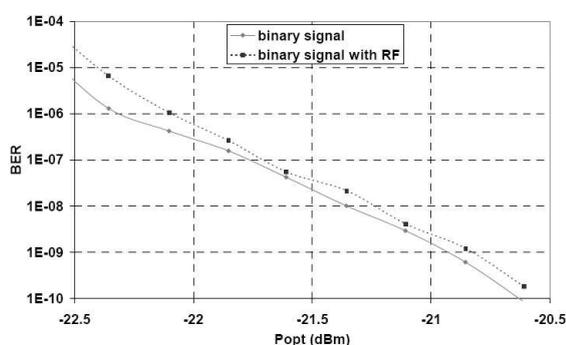


Figure 10 : BER versus received optical power for binary signal only and for binary signal with RF (Downlink at 1555.6nm).

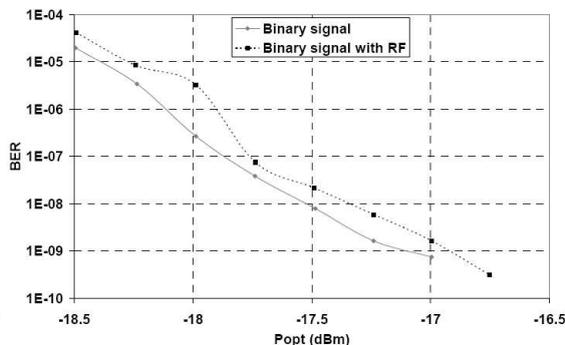


Figure 11 : BER versus received optical power for binary signal only and for binary signal with RF (Uplink at 1310nm).

**Optical link budget :**

Table 1 gives the optical power budget of RF and NRZ signals. The total power budget is 27dB for the downlink and 21dB for the uplink. The power budget of the uplink may be improved, if we change the laser module.

		Downlink	Uplink
Power budget (dB)	EVM at 17,5%	30	26
	BER ar $10^{-9}$	27	21
	total	27	21

Table 1 : Optical budget for uplink and downlink separately.

**3. BIDIRECTIONAL ARCHITECTURE**

**3.1 Experimental setup**

In bidirectional architecture, 1.3-1.5 $\mu\text{m}$  duplexers are used to separate downlink from uplink and the optical and electrical parameters are kept the same. Figure 12 shows the experimental setup.

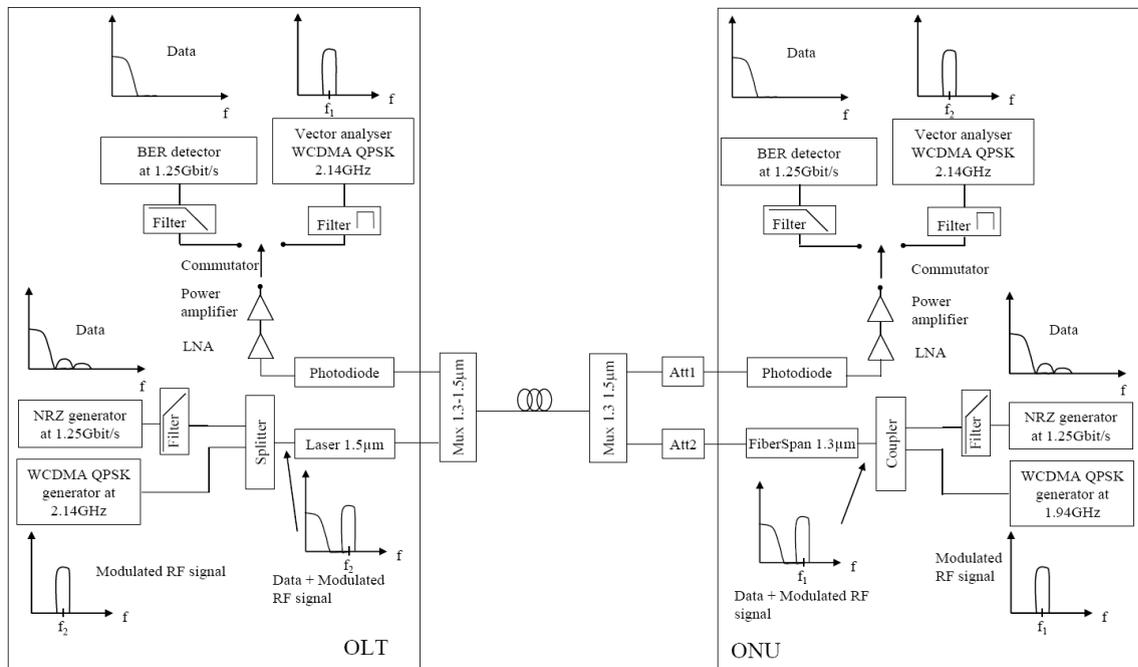


Figure 12 : Experimental setup for bidirectional architecture.

### 3.2 Results and discussion

Figures 13 and 14 describe BER evolutions versus received optical power at 1555.6 nm and 1310nm respectively. To reach the target BER of  $10^{-9}$ , we need an optical power of -20.7dBm for the downlink and -16.7dBm for the uplink.

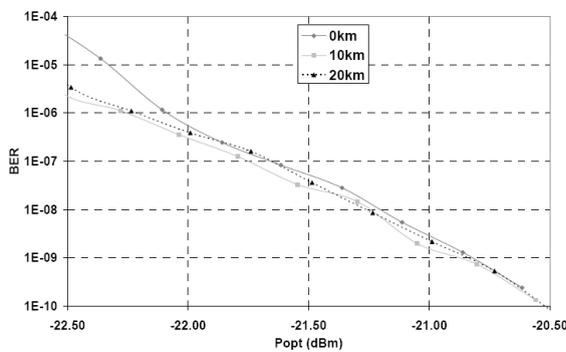


Figure 13 : downlink BER at 1555.6nm versus received optical power.

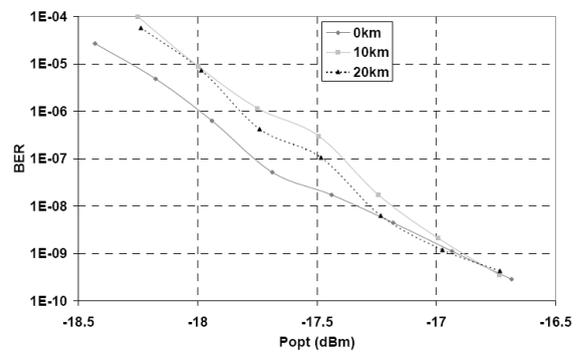


Figure 14 : uplink BER at 1310nm versus received optical power.

We outline EVM evolution versus received optical power in figures 15 (downlink) and 16 (uplink). EVM figures at 17.5% are -25dBm (at 1555.6nm) and -22.5dBm (at 1310nm).

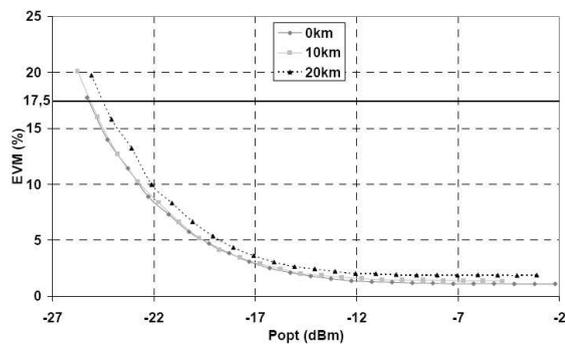


Figure 15 : Downlink EVM at 1555.6nm versus received optical power.

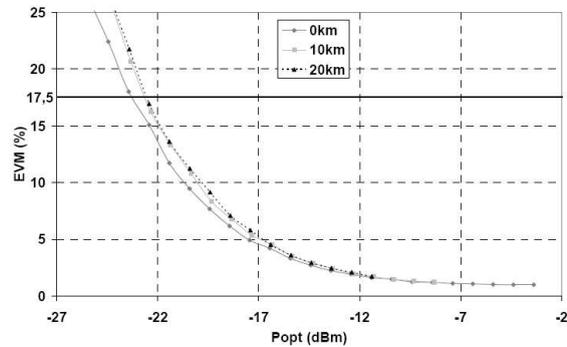


Figure 16 : uplink EVM at 1310nm versus received optical power.

Since we use the same optical and electrical parameters, we have the same behaviours for the EVM and the BER.

**Bidirectional penalty :**

Figure 17 and 18 compare BER and EVM (respectively) versus received optical power for the downlink when downlink and uplink signals are transmitted simultaneously and when only the downlink signal is transmitted.

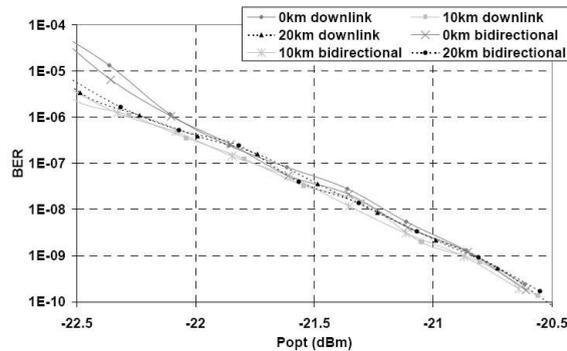


Figure 17 : BER comparison between single fibre and two-fibre architecture at 1555.6nm (downlink).

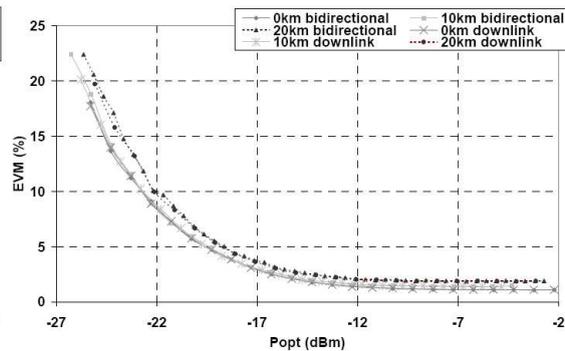


Figure 18 : EVM comparison between single fibre and two-fibre architecture at 1555.6nm (downlink).

The PON standard defines a wavelength for the uplink ( $1.3\mu m$ ) and the downlink ( $1.5\mu m$ ). As wavelengths are well separated, there is no interaction. Hence bidirectional architecture does not modify BER and EVM evolutions. We do not show the BER and EVM comparison for the uplink, because results are quite similar.

**Total link budget :**

The UMTS standard gives the maximum EVM for the total link (optical and air link), which is set at 17.5%. If we consider an EVM margin of 5% to allow signal deterioration due to air propagation, we fix an EVM of 12.5% for the optical link. Therefore, in order to calculate the radio over fibre link budget, we have to take into account the radio coverage and we use 12.5% EVM limit. Table 2 shows the optical power budget for : EVM at 12.5% and BER at  $10^{-9}$ .

		Downlink	Uplink
Power budget (dB)	EVM at 12,5%	28	24
	BER ar $10^{-9}$	27	21
	total	27	21

Table 2 : Optical budget for uplink and downlink.

We notice that the binary signal transmission limits optical power budget at 27dB for the downlink and 21dB for the uplink. Even with 12.5% EVM limit, the UMTS signal transmission for both paths has margin versus the binary signal transmission. The EPON [1, 5] specifies an optical power budget of 26 dB for a 1x32 splitting ratio and 20km fibre length. We reach the specification for the downlink (27dB) with 1dB margin whereas for the uplink, commercial module characteristics limit the power budget (21dB). If we change and use a laser at 1310nm, we can demonstrate an EPON with 32 users and UMTS overlay transmission over 20km.

### CONCLUSION

In this article, we have studied impairments due to a radio signal overlay on a PON. To transmit a RF signal and a NRZ signal at the same time, we have to increase the laser bias current, which induces 1.5dB penalty on binary signal transmission limit. Multiplexing RF and PON signals on the same optical carrier have no influence on the BER and EVM and a bidirectional transmission has no more effect. Concerning the optical transmission, the use of commercial module limits the optical budget 21dB for the uplink, however with another 1310nm laser, we can distribute the signal for 32 users, and 20km of fibre on a PON with an UMTS overlay transmission to provide UMTS remote base station. This transmission scheme has the advantage of adding services (like 3G or others radio technologies) without changing the access network.

### REFERENCES

1. IEEE 802.3ah, EPON.
2. Kaoru Imai, Akira Agata, Yukio Horiuchi, and Noboru Edagawa, *3G Cellular Phone Signal Optical Transmission Over Gigabit E-PON System*, MWP 2005.
3. H. Kim, Y.C. Chung, *Passive Optical Network for CDMA-Based Microcellular Communication Systems*, Journal of Lightwave Technology, March 2001.
4. 3GPP TS 25.104 V3.12.0, *Base Station (BS) radio transmission and reception (FDD)*.
5. J. George, *Designing Passive Optical Network for Cost Effective Triple Play support*, FTTH Conference, 2004

## Distribution of 3G Base Stations on Passive Optical Network Architecture

Hugues Le Bras, Maryse Moignard

France Telecom Research and Development Division, 2 avenue Pierre Marzin,  
22307 Lannion Cedex, FRANCE

**Abstract** - Combining Gigabit Passive Optical Network (GPON) architecture with Radio over Fibre (RoF) technology could be a cost-efficient and attractive solution for operators for the distribution of 3G Base Stations (BS). We have implemented a PON delivering 2 BS with WDM lasers at Remote Base Station (RBS) and a single photodiode at the Central Office (CO). An experimental study of this architecture for two BS has been performed and successful transmission has been shown for both uplink and downlink transmission. These results have been used to demonstrate the feasibility of distributing 12 3G BS over a 20km link on a GPON architecture.

**Index Terms** - Radio over Fibre (RoF), Passive Optical Network (PON), 3G.

### I. INTRODUCTION

Increasing demands for data rates in 3G systems and decreasing cell size induce an increase in the number of remote sites, which push for the use of optical fibre as an efficient medium for radio network backhaul. Fibre based wireless access schemes using Radio over Fibre (RoF) technology effectively combines high capacity of optical fibre and flexibility of wireless networks. As the number of cells increases, the sharing of infrastructure and equipment between several Base Stations (BS) through the

Passive Optical Network (PON) architecture is emerging as a low cost solution [1]-[2]. However, while PON topology is suitable for downlink service broadcasting, medium access technology is much more complicated to implement for uplink. Architectures with a wavelength allocated by BS have been proposed with WDM-PON [3]-[4]. In this paper, we study the link performances in a PON architecture integrating several 3G Remote Base Stations (RBS) linked to the Central Office (CO) by means of a 1xN splitter for up and downlink (Fig. 1). For the downlink transmission, Sub Carrier Multiplexing (SCM) technique is used to combine several BS signals at the CO. For the uplink, optical signals delivered by RBS are combined with an optical splitter. At the CO, RBS signals are detected with the same photodiode.

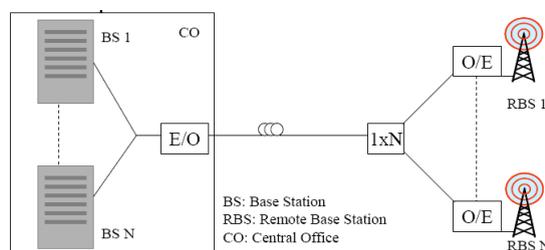


Fig. 1. PON with several 3G RBS

Firstly, we shall present the experimental setup. Afterwards the downlink Error Vector Magnitude (EVM) evolution versus the received optical power is presented for two BS. For the uplink, the influence of Optical Beat Interferences (OBI) is investigated by comparing the performances when either one or two

RBS are present in the link. Finally, we evaluate 3G performances for a PON comprised of 12 RBS over a link of 20km fiber.

## II. EXPERIMENTAL SETUP

Figure 2 shows the experimental set up to evaluate a PON configuration. The CO laser is connected to two RBS via

a 1x2 splitter. As opposed to standard PON specifications [5], the downlink wavelength is set at  $1.3\mu\text{m}$  instead of  $1.5\mu\text{m}$ , due to the availability of two tunable WDM lasers at  $1.5\mu\text{m}$  and only one commercial DFB modules at  $1.3\mu\text{m}$ . Both directions are separated by 1.3-1.5 $\mu\text{m}$  multiplexers.

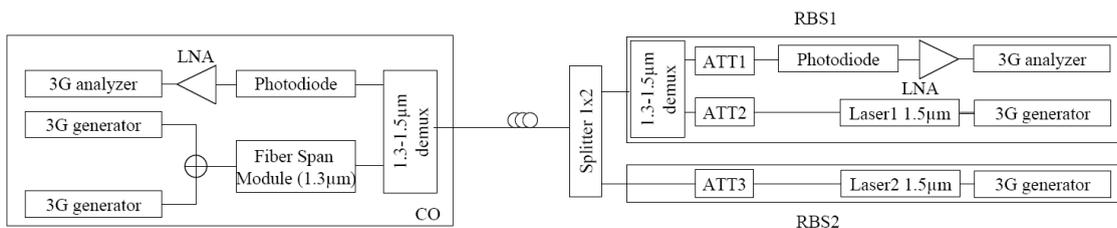


Fig. 2. Experimental setup.

For the downlink, 2 UMTS signals, at 2.14 and 2.145 GHz with an electrical output power of 10dBm, are combined. They directly modulate the current of the commercial module (DFB at  $1.3\mu\text{m}$ ) and the output optical power is 4dBm. The fibre link between the CO and the RBS is 20 km long. An optical 1x2 splitter is used to divide optical signals between both RBS. Optical attenuators simulate 1xN optical splitter losses in a PON. At the photodiode, the electrical signal is amplified and each RBS selects the right BS signal by filtering.

For the uplink, 2 DFB WDM lasers at  $1.5\mu\text{m}$ , with an optical output power of 8dBm, are used. Optical signals are combined by the same 1x2 optical splitter. Upstream frequencies of the 3G signals are 1.94 and 1.945GHz with a RF output power of -10dBm. At the receiver side, a single photodiode is used to detect both optical signals. The 3G signals are generated by Vector signal Generators (VSG) and transmission signal performances were measured by Vector Si-

gnal Analyzers (VSA).

## III. DOWNLINK RESULTS

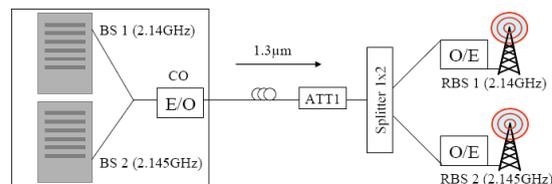


Fig. 3 Downlink setup.

For the downlink measurement, two different UMTS signals are generated simultaneously at the CO (Fig. 3). We show the EVM evolution versus received optical power (Popt) at the RBS1 and RBS2 for 20km on figure 4. The graphs show that for a received optical power higher than -8dBm, the RF amplifier saturation is responsible for the EVM increase. Whereas for lower optical power (<-8dBm), the contribution of the photodiode noise is predominant and is responsible for the link degradation. EVM difference between both signals is due to 3G

generators which do not have the same noise specification.

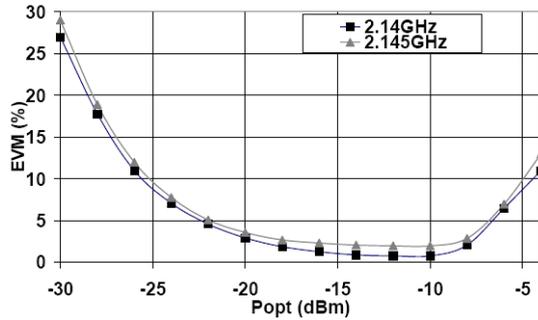


Fig.. 4. EVM Vs received optical power (Popt) for 20km

#### IV. UPLINK RESULTS

For the upstream link, when several optical signals are combined and received simultaneously, optical beat interferences (OBI) between signals can occur at the detection. Limitations due to OBI in both WDMA/Subcarrier-FDMA networks [6] and PON networks for CDMA-based microcellular communication systems [7] over 10km of fibre have been studied. In this section, a theoretical study of OBI is presented as it is important to estimate the penalty which results from interference of several signals before designing uplink transmission in PON for RoF signals. The OBI influence is estimated by comparing the uplink transmission between a PON comprised of 2 RBS and a PON comprised of a single RBS (reference link).

##### A. Wavelength variations

This section describes the influence of OBI components for direct modulation of laser.

The optical intensity of a directly modulated laser is given by :

$$I(t) = I_0 \cdot (1 + m \cdot \sin(\omega_{RF}t)) \quad (1)$$

The power spectral density of the intensity is expressed by :

$$S(f) = I_0^2 \cdot \left( \delta(f) + \frac{m^2}{4} \cdot (\delta(f - f_{RF}) + \delta(f + f_{RF})) \right) \quad (2)$$

Where  $\omega_{RF}$  and  $f_{RF}$  are respectively the pulsation and frequency of the RF signal,  $f$  is the optical frequency of the laser and  $m$  is the modulation index.

If we consider two directly modulated lasers (laser 1 at an optical frequency  $f_1$  with a modulation frequency of  $f_{RF1}$  and laser 2 at an optical frequency  $f_2$  with a modulation frequency  $f_{RF2}$ ) combined by an optical coupler, the optical beat power spectrum at the first order is :

$$S_{beat}(f) = 4 \cdot S_{e1}(f) \otimes S_{e2}(f)$$

$$S_{beat}(f) = \sum_{k=-1}^1 \sum_{l=-1}^1 \alpha_k \cdot \alpha_l [\delta_+ + \delta_-]$$

$$\delta_+ = \delta(f + f_1 - f_2 + k \cdot f_{RF1} - l \cdot f_{RF2})$$

$$\delta_- = \delta(f - f_1 + f_2 - k \cdot f_{RF1} + l \cdot f_{RF2})$$

$\delta_+$  and  $\delta_-$  give cross term positions in the RF spectrum.

In equations (3),  $S_{e1}$  et  $S_{e2}$  are the power spectra densities of the optical fields, of the laser 1 and laser 2 respectively, given by equation (4) as follows :

$$S_{e\epsilon} = \delta(f) + \frac{m}{2} \cdot (\delta(f - f_{RF}) + \delta(f + f_{RF}))$$

Figure 5 shows an example of OBI described in equation (3). We consider two WDM lasers (Laser 1 at 1555.6nm /  $f_{RF1}=1.945$ GHz. and laser 2 at 1555.602nm /  $f_{RF2}=1.94$ GHz).

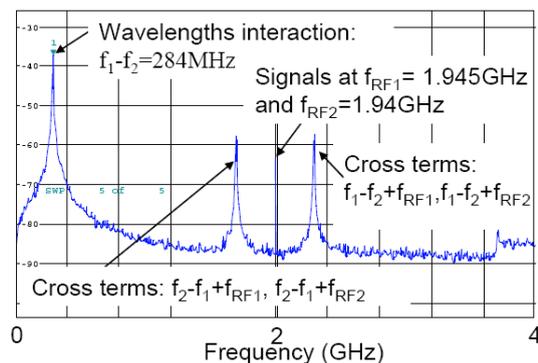


Fig. 5 Detected RF spectrum at a received optical power of -11dBm for optical frequencies difference 284MHz.

The spectrum bandwidth is 4GHz. As we use frequencies close to each other, the two RF signals (1.94GHz  $f_{RF2}$  and 1.945GHz  $f_{RF1}$ ) and the cross terms are merged on the spectrum. The highest spectral line ( $f_1 - f_2$ ) is the frequency generated by the optical beat between the DC components.

To describe the influence of OBI on EVM, laser 2 wavelength (1.94GHz frequency) is kept fixed and we measure the EVM evolution of the laser 2 transmission when we change the laser 1 wavelength (Fig. 6).

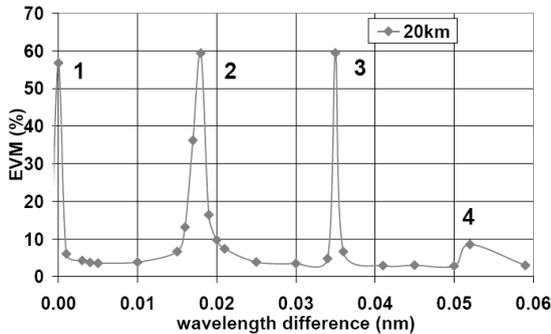


Fig. 6 EVM evolution for the 1.94GHz frequency (laser 2) versus the wavelength differences (optical power -11dBm)

In Fig. 6, each high EVM value corresponds to transmission outage due to OBI between different spectrum rays as explained below :

1. The first case corresponds to a mix between 1.94 and 1.945GHz signals (Fig 7a) when laser wavelengths are very close.

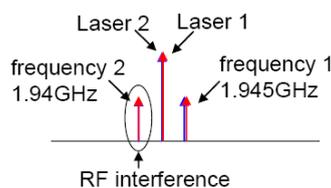


Fig. 7a case 1 : mix between RF signals.

2. The DC component of the second laser interferes with the RF ray of the first laser. (Fig. 7b)

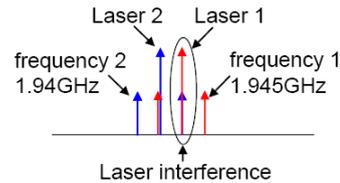


Fig. 7b case 2 : mix between frequency 2 and laser 1.

3. For the third case, the upper RF component of the laser 2 interferes with the lower RF component of the laser 1.

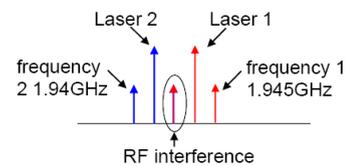


Fig. 7c case 3 : mix between frequency 2 and frequency 1.

4. The fourth case is the optical beat between the upper RF component of the laser 2 with the lower RF component of the laser 1

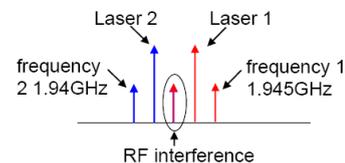


Fig. 7d case 4 : beat between frequency 2 and frequency 1.

The transmission using laser lines separated by less than 15GHz could be possible between EVM peaks. However this configuration is not stable, due to laser wavelength drift. For wavelength difference higher than 0.1nm ( 15GHz), there is no interaction between the signal and the laser and we obtain a good transmission without EVM degradation due to OBI. By

using standard DWDM lasers (50GHz or 100GHz grid), OBI impairments are overcome.

*B. reference Uplink*

We consider a UMTS transmission with a single RBS (Fig. 8). This configuration is used as a reference RoF link.

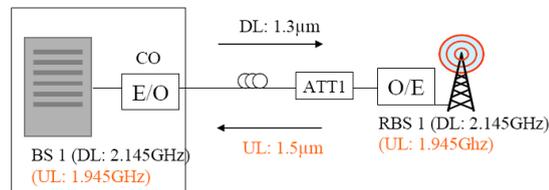


Fig. 8 Uplink setup.

The electrical input power of the 3G signal is set at -10dBm because we assume that the RF received signal at the antenna of the RBS is low.

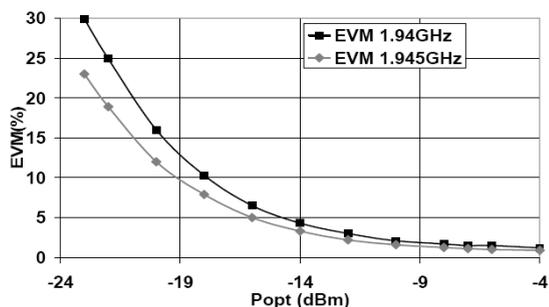


Fig. 9 shows the uplink EVM versus received optical power (Popt) for a single UMTS signal transmission.

This measurement is performed for laser 2 at 1.94GHz and laser 1 at 1.945GHz with 20km fibre. As the Optical Modulation Index (OMI) of the lasers are not exactly the same, the EVM curves are slightly different.

*C. Two Remote Base Stations*

For the experiment (Fig. 10), two DWDM lasers (Laser 1 1554.7nm/1.945GHz and laser 2 1555.6nm/1.94GHz) with thermoelectric cooler (TEC) for wavelength stabilization are used as RBS optical transmitters.

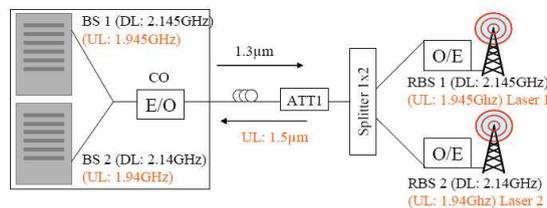


Fig. 10. Uplink setup.

In Fig. 11, we compare the EVM versus received optical power (Popt) for laser 2 at 1.94 GHz between the case when two RBS are transmitting simultaneously and the case when only one RBS is switched on (uplink reference). When we combine 2 lasers with the same power, the received optical power is increased by 3dB for the same EVM. However the optical power budget of the link is still the same. Results are similar for laser 1 at 1.945GHz.

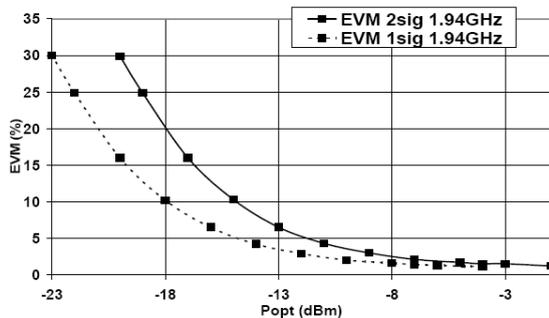


Fig. 11. EVM v/s received optical power (Popt) for single RBS (dashed line) and 2RBS (solid line).

V. SYSTEM PERFORMANCE

In order to share the access network efficiently and to integrate network convergence between mobile and fixed access technologies, we use the GPON architecture to feed UMTS signals. The GPON is a passive optical access standard which can provide 32 Optical Network Units over 20km, with an optical power budget of 20dB (class A).

In table I, we have summarized electrical and optical parameters of up and downlink and in the lower line, we have indicated the EVM resulting from our experiments.

	UMTS Downlink		UMTS Uplink		
	2 RBS	12 RBS	1 RBS	2 RBS	12 RBS
TX optical power (dBm)	4	4	8	8	8
Optical power budget (dB)	20	20	20	20	20
RX optical power (dBm)	-16	-16	-12	-9	-1
Optical link EVM	<2.5%	<4%	<4%	<4%	<7%

Table I : Optical budget for uplink and downlink.

If we consider the optical link loss of 20 dB due to GPON, experimental results for 2 RBS show an EVM lower than 2.5% for the downlink and an EVM under 4% for the uplink.

Although GPON can provide 32 users, frequency bands, allocated to transmit UMTS signal, limit the number of channels at 12 maximum.

For the downlink, the output power of BS is limited by the maximum RF input power of the commercial DFB module (10dBm electrical power). To increase the number of frequencies, we have to reduce the electrical output power of each BS. To distribute 12 BS, maximum electrical input power is -1dBm, we have measured the EVM degradation due to input power limitation and we observed 4% instead of 2.5%.

For the uplink, when we increase the number of lasers, the optical continuous power increases together with the shot noise, which reduces the signal to noise ratio. To quantify this noise, we increased the optical power of a second laser until the power of 11 RBS was attained. For 12 RBS we have an EVM near 7%.

We demonstrate the feasibility of a GPON distributing 12 UMTS BS with 20km fibre.

## V. CONCLUSION

We have proposed to use the GPON architecture to feed 3G signals with RoF technology. In this architecture, we need only a single optical transmitter to feed downstream signals. For the uplink, DWDM lasers have been used to avoid OBI and a single photodiode detects all upstream signals. We have evaluated transmission with 2 BS on a PON and good 3G performances have been obtained. We have shown that 12 BS could be distributed in a GPON over 20km with low EVM degradation compared to the distribution of 2 BS. This technology can allow telecom operators to provide many services on the same optical access network.

### *Acknowledgements*

The authors would like to thank Rohdes & Schwartz for lending VSG and VSA to realize bidirectional architecture with two signals on each side.

Aspects of this work were carried out the Network of Excellence (NoE) e-Photon/ONe, VD-A funded by the European Commission within the 6th FP.

## REFERENCES

- [1] K.Imai et. al., pp. 47-50, MPW 2005.
- [2] H. Le Bras et. al, Photonics Europe Conference, April 2006.
- [3] A. Casini et. al., ECOC 2003.
- [4] A.L.J. Teixeira, et. al., Electronics Letters, vol. 41, no. 1, pp. 30-32, January 2005.
- [5] Standard ITU G984.
- [6] N.K. Shankaranarayanan, et. al., IEEE Journal of Lightwave Technology., vol. 9, no. 7, pp. 931-943, July 1991.
- [7] K. Kim et. al., IEEE Journal of Lightwave Technology., vol. 19, no. 3, pp. 301-311, March 2001.

## Brillouin Scattering in Radio over Fiber transmission

Hugues Le Bras, Maryse Moignard, Benoit Charbonnier

France Telecom Research and Development Division, 2 avenue Pierre Marzin,  
22307 Lannion Cedex, France  
hugues.lebras@orange-ft.com

**Abstract :** Radio-over-Fiber signal transmission in Stimulated-Brillouin-Scattering (SBS)-limited systems is investigated. We found that SBS threshold is identical for 3G-RoF links and CW transmission and demonstrate that laser current modulation or increased SBS threshold fiber improves performance.

©2006 Optical Society of America

**OCIS codes :** (060.2330) Fiber optics communications ; (060.4250) Networks

### 1. Introduction

Increasing demand of data rates for cellular radio systems, decreasing cell sizes, growing number of users within a cell, and increasing bandwidth usage push the use of optical fiber as an efficient medium for radio network backhaul. Fiber based wireless access schemes using Radio over Fiber (RoF) technology effectively combines high capacity of optical fiber and flexibility of wireless networks. Today, remote antenna feeding via optical cables is commercially available. For future generations of such systems, it is necessary to envisage an increase in optical input power to allow for longer system reach and a higher number of remote antennas per system. In this paper, we show that RoF optical input power is strongly limited by nonlinear effects such as Stimulated Brillouin Scattering (SBS). To overcome this limitation, we will study and compare an active way of suppressing SBS (through laser frequency modulation) with a passive way : use of a specially designed fiber with higher SBS-threshold (fiber with NexCor Technology from Corning). Brillouin scattering impairments have been investigated for CATV transmission systems [1]. Here we carry out a similar study for 3G cellular signals transmitted over fiber.

### 2. Experimental setup

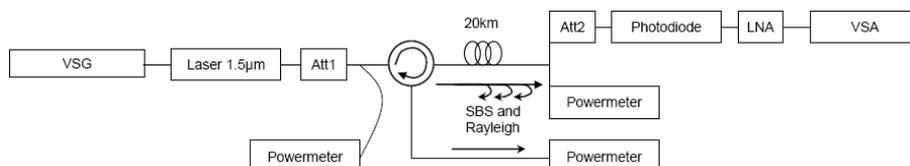


Fig. 1. Experimental setup.

For the experiment, we use a DFB laser (JDS-U CFQ 395-708) at 1557.81nm. A variable optical attenuator is used to vary the injected power into the fiber. A Vector Signal Generator (VSG) generates radio signals with different modulation formats and frequencies, which are used to directly modulate the laser current. A Vector Signal Analyzer (VSA) is used to analyze the radio signal quality after fiber transmission. After the photodiode, a Low Noise Amplifier (LNA) is used to overcome the VSA sensitivity. With the set-up of Fig. 1, we can also measure the Stimulated

Brillouin Scattering Threshold (SBST) [2] and its dependence on different parameters such as fiber length, fiber type (standard single mode fiber ITU-T G652 and Corning standard single-mode fiber with NexCor Technology in compliance with ITU-T G.652.D), modulation frequency and Optical Modulation Index (OMI).

### 3. Transmission results

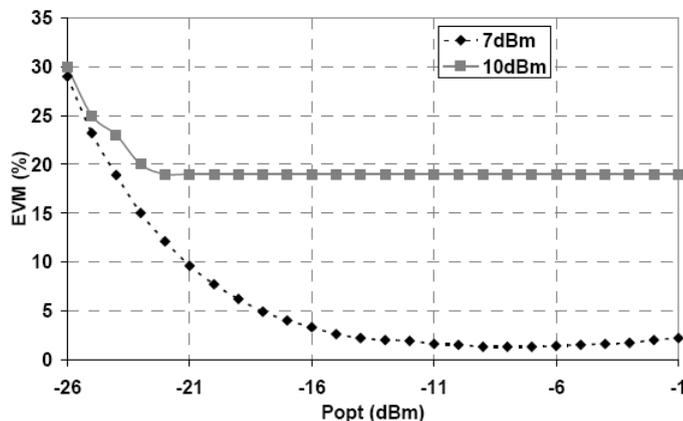


Fig. 2. EVM evolution vs. received optical power ( $P_{opt}$ ) after 20km SMF

To increase the RoF system reach we study the impact of increasing the optical input power. We use an OMI of 13.2% and 20km SMF ITU-T G652 fiber throughout this experiment. We characterize the system performance of 3G signal (at 2.14GHz carrier frequency and 3.84MHz bandwidth) by measuring Error Vector Magnitude (EVM). For 7dBm optical power, EVM vs. received optical power has an expected evolution with an increased EVM at low optical received power due to photodiode noise (Figure 2). On the contrary, at 10dBm, we observe significant degradations and very high EVM, which is above the limit of the 3G cellular standard (EVM limit for 3G : 17.5%). This degradation is due entirely to SBS noise which degrades the RF signal and is responsible for the increase of 2nd harmonic distortion. 3rd order intermodulation distortion also appears due to nonlinear mixing between the RF and Brillouin signals.

### 4. SBS suppression study

SBS Threshold of CW light depends on optical fiber length. For lengths shorter than 10 to 15km, SBS impairments can be neglected for typical transmission power levels. Therefore we study systems with 20km optical fiber lengths. In this paper, among the different possibilities [3], we define SBST to be the power for which transmitted power equals the reflected power. It has been demonstrated [4] that SBS effects can be reduced by dithering of the optical signal by direct laser current modulation. We would like to investigate impairments due to onset of SBS for RoF systems. Carrier frequency is set at 2.14GHz, RF input power at 10dBm (13.2%OMI) and 3G bandwidth is 3.84MHz. In Figure 3, we compare the evolution of backscattered and transmitted power versus optical input power for CW and 3G modulated signals for 20km fiber.

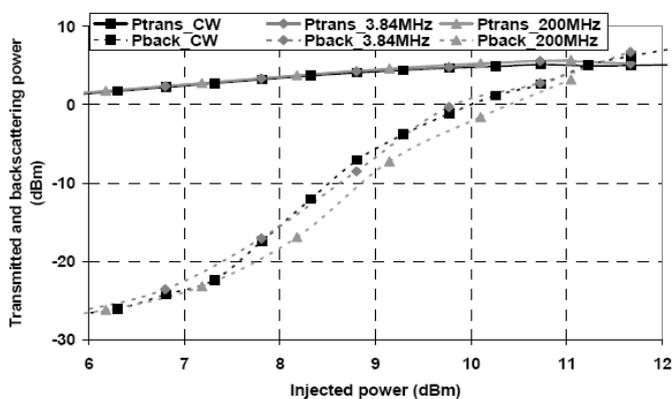


Fig. 3. Backscattering and transmitted output power vs. Injected power for 20km SMF (OMI 14.9%)

For CW signals, SBS threshold is reached for an optical input power of 11.6dBm. It can be seen that 3G RF modulated light has exactly the same SBST, showing that direct laser modulation does not reduce SBS effects. In order to check if the results depend on modulation bandwidth or not, we measure the SBST for signals with wider modulation bandwidth (up to 200MHz) and find no difference (Figure 3).

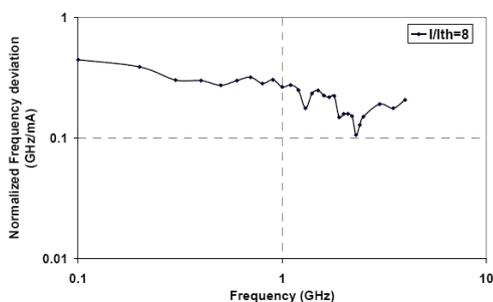


Fig. 4. Normalized frequency deviation for a DFB laser vs. frequency modulation.

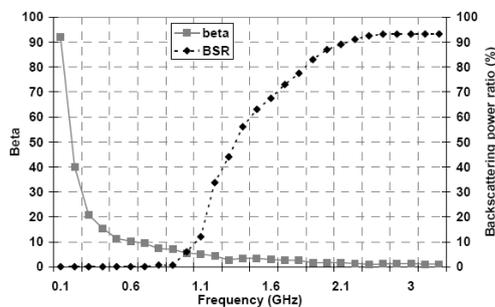


Fig. 5. Evolution of the FM index ( $\beta$  : beta) and BackScattering power Ratio (BSR) vs. frequency

Direct Amplitude Modulation (AM) of laser current generates Frequency Modulation [5]. The FM index  $\beta$  is evaluated from a measurement of the normalized frequency deviation of the laser (Figure 4). Using our values for RF input power and bias current we then compute  $\beta$  as a function of modulation frequency (Figure 5). Higher FM index leads to spectral spreading and lower SBS power (as shown in Figure 5). Therefore, for the same RF input power SBS suppression is more efficient for low modulation frequency.

To validate this, we observe (Figure 6) the SBS dependence on carrier frequency and on OMI. For high frequencies, higher OMI is needed to reduce SBS. To suppress SBS at 0.5GHz, OMI smaller than 10% is sufficient, whereas an OMI of at least 40% is needed at 2.14GHz. If we now plot the same results against  $\beta$ , the 2 curves are

superimposed (Figure 7), proving that SBS power ratio only depends on  $\beta$ . In our case we find that  $\beta > 3.5$  is enough to eliminate SBS.

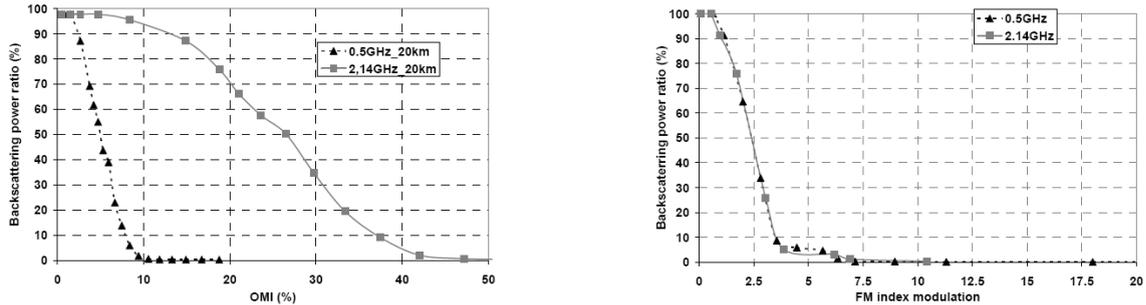


Fig. 6. Backscattering ratio vs. OMI Fig. 7. Backscattering ratio vs. FM index

### 5. Active and passive methods for SBS suppression

In this section, we compare the performance of a system which uses standard single mode fiber ITU-T G652 and a dither tone on the laser to suppress SBS with a system using Corning SMF optical fiber with NexCor technology [6] and no dithering. Corning’s single-mode optical fiber with NexCor technology is fully compliant with ITU-T G652.D but with a SBS threshold 3 dB higher than standard fibers. This reduction in the SBS effect is obtained by minimizing the overlapping between the optical and acoustic modes by modifying the index profile design. For 20km fiber length, SBS threshold is found at 11.6dBm for SMF G652 and 15.6dBm for Corning’s single-mode fiber with NexCor technology for the same laser modulated by a RF signal at 2.14GHz with a bandwidth of 3.84MHz and 13.2% OMI.

Figure 8 compares the EVM for a 3G radio RoF link between 20km of SMF and NexCor technology fiber for 14dBm optical transmit power. For SMF, we also test the transmission by dithering the laser with low power low frequency current modulation (300kHz, OMI 1.83%).

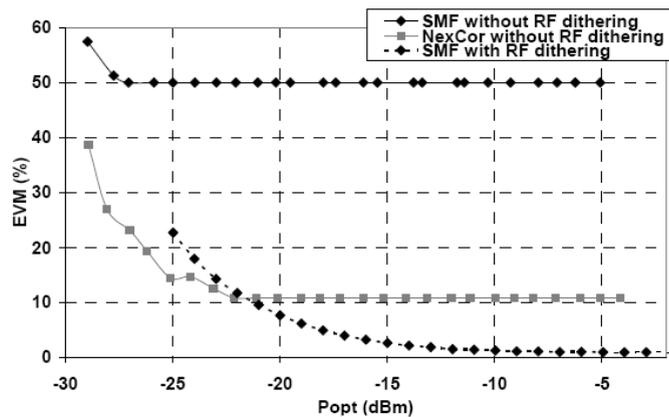


Fig. 8. EVM vs. optical received power (Popt) for 20 km SMF and NexCor

Without dithering, the SMF RoF link shows poor performance with 50% EVM making 3G signal transmission impossible. The NexCor technology fiber link has better EVM values (below 11%) sufficient for RoF transmission. Laser dithering at 300kHz efficiently suppress all SBS effects allowing 3G signal transmission at 14dBm.

## **6. Conclusion**

Next generation RoF links with fiber lengths longer than 15km and/or higher losses are limited by SBS effects. SBS imposes optical power limitations and therefore optical link reach and indirectly radio coverage. We show that at frequencies used for 3G signal (e.g. 2.14GHz), SBS effects are not reduced by modulation, therefore Brillouin impairments are as strong as for a CW light and we observe high EVM degradations. We have studied and successfully tested two possible ways of reducing SBS appearance. Firstly, by using laser modulation optimization and secondly, by using a specially designed fiber with higher SBST (Corning standard single-mode fiber with NexCor technology).

## **7. References**

- [1] X. P. Mao and al, IEEE PTL, 4 (1992), 287.
- [2] Y. Aoki and al, IEEE JLT, 6 (1988), 710.
- [3] TIA/EIA TSB-62-26.
- [4] F.W. Willems and al, IEEE PTL, 6 (1994), 1476.
- [5] S. Kobayashi and al, IEEE MTT, 30 (1982), 428.
- [6] A.B. Ruffin and al, ICAT (2006).

## **8. Acknowledgment**

The authors would like to thank C. Mazzali for helpful discussions and for providing the fiber samples (Corning).

## Equivalent Baseband Model of Radio over Fiber link

Hugues Le Bras, Isabelle Siaud, Anna Pizzinat, Benoit Charbonnier

France Telecom Research Development - 2, Av. P. Marzin - 22300 Lannion

(France) - E-mail address : name.surname@orange-ftgroup.com

**Abstract :** We develop a model of the Radio over Fiber (RoF) link based on baseband complex envelop. This model allows a complete simulation of RoF link (air and fiber propagation). We present and demonstrate this model for different modulation schemes.

In radio systems the baseband analysis is based on the definition of the complex envelop that is recalled below :

$$e(t) = a(t) \cdot \cos(2\pi f_c t + \Psi(t)) = a_I(t) \cdot \cos(2\pi f_c t) - a_Q(t) \cdot \sin(2\pi f_c t) \\ = \Re \{ a_e(t) \cdot e^{2i\pi f_c t} \} \text{ where } f_c \text{ is the radio carrier frequency.}$$

In analogy to radio systems, we develop our model on the same basis. Any RF over fiber link is composed of three components : a directly modulated laser diode that performs the electro-optic conversion, a fiber and a photodiode. The photo-detected RF signal is then transmitted on the radio channel. If these three components were linear, their equivalent baseband behavior would correspond to a pass band filter corresponding to the part of their frequency response centered at  $f_c$  and with a width equal to the signal band. Since, we consider RoF applications for access or in-building networks it is reasonable to neglect fiber non linear effects. Moreover, the photodiode has a linear behavior (for the moment we do not consider transimpedance amplifiers). On the contrary, it is important to take into account for the non linear electro-optical conversion performed in the laser. Thus, we model the laser by means of two blocks : a non linear one (NL) and a linear one (laser filter). A representation of the resulting model is given in figure 1.

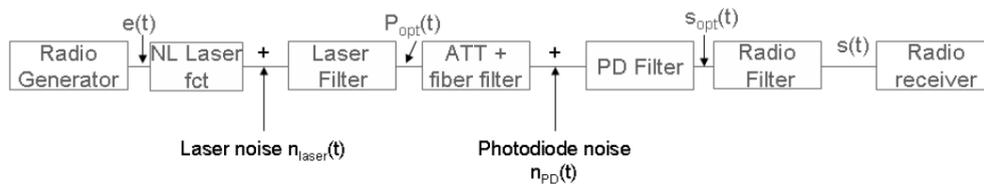


Figure 1 : Representation of the proposed equivalent baseband model.

The NL laser function is obtained by a polynomial approximation of the electro-optical conversion around the polarization current (figure 2). Actually, as shown in figure 3, it is sufficient to consider only the first and third order terms of the polynomial approximation, as only the third order term is cause of inter-modulations in the signal band.

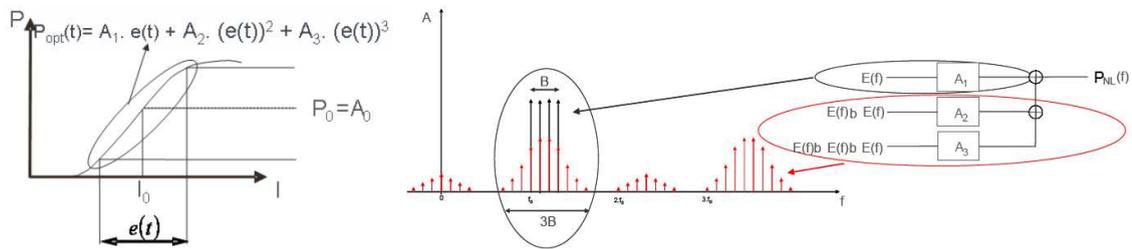


Figure 2 : Laser power vs. intensity    Figure 3 : Non linear response of a component for a 4 frequencies input.

The equations that represent the filters corresponding to the laser, fiber and photodiode can be found in [5], [6] and [7] respectively. Then, the signal at the output of the photodiode is :

$$S_{opt}(f) = \eta_{OE} \left[ A_1 \cdot A_e(f) + \frac{3}{4} \cdot A_3 \cdot (A_e * A_e * A_e)(f) \right] \cdot H_{blaser} \cdot H_{bfibre} \cdot H_{bphotodiode}$$

where  $A_e$  is the the input analytical signal. Note that since we have a threefold convolution product, we need to consider a frequency window equal to three times the signal bandwidth.

We have then validated the proposed model by means of the experiments described in the following. First of all we have characterised a laser diode (NEL laser design for numerical modulation) in terms of : static electro-optical conversion (figure 4), frequency response (figure 5) and spurious free dynamic range (SFDR) measurement.

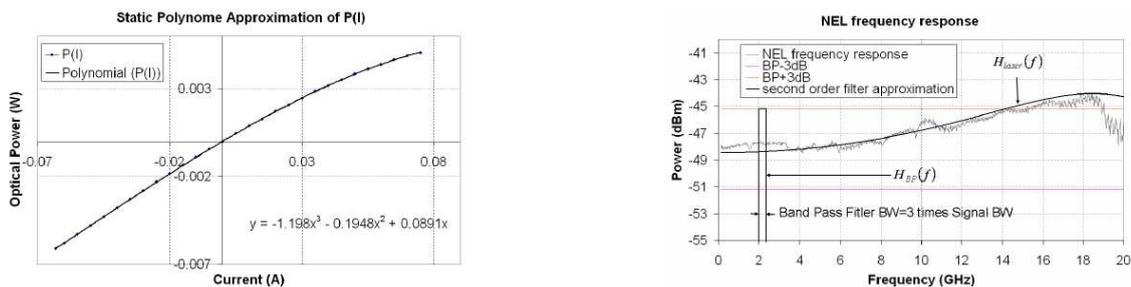


Figure 4 : P(I) NEL laser response.    Figure 5 : NEL Laser frequency response (75mA)

The P(I) and SFDR measurement are used to accurately estimate the coefficients  $A_1=0.055W/A$  and  $A_3=- 1.22W/A^3$  for the laser nonlinear function. From the laser frequency response we extract the parameters for the theoretical laser second order transfer function. The value of the damping parameter  $\gamma$  is 0.317 and the frequency relaxation is 20.65GHz. The laser frequency response is then ideally filtered as shown in figure 5.

We have then tested the model for two modulation schemes, a QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) modulation and an OFDM (Orthogonal Frequency Division

Multiplexing). Firstly we generate 2 tones with QPSK modulation, with a bandwidth of 3.84MHz, at a frequency of 2GHz and 5MHz between the two tones. Secondly we generate one tone with an OFDM modulation scheme at a frequency of 2GHz and a modulation bandwidth of 5.712MHz. These modulations are quite similar to outdoor radio ones. Figure 6 show comparison results between the experiment and simulation.



Figure 6 : Fondamental and IM3 frequency output electr. power vs electrical input power (left : QPSK, right : OFDM)

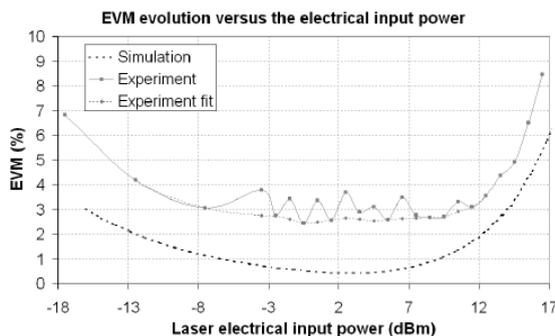


Figure 7 : Comparison of EVM evolution versus electrical input power

Finally, figure 7 shows the Error Vector Magnitude (EVM) evolution for the si-

mulation and experiment versus the electrical power. The difference between simulation and experiment can be explained by aliasing problems in the analog to digital conversion that is performed by means of a real time oscilloscope. However we can observe a good evolution agreement between simulation and experiment. We notice that for low electrical input power (under -3dBm), the transmission is noise limited, whereas for high input power (greater than 7dBm), the third order distortion degrades the transmission.

In standard RoF systems (mainly without high injected power in fiber and complex architecture), modeling RF over fiber link by considering the baseband complex envelop has many advantages : firstly, to reduce the simulated bandwidth, secondly unified radio and optical simulation with a same representation. Finally this model can be used to test the transmission with several configurations and to adapt the radio signal to optical link distortions. Moreover radio modulation scheme can be modified to take into account optical link influences.

### References

- [1] K Imai, et al., "3G Cellular Phone Signal Optical Transmission Over Gigabit E-PON System", IEEE MWP 2005.
- [2] A. Casini et. al., "Wavelength division multiplation technologies for UMTS radio coverage extension by using the RoF technique", ECOC'03.

- [3] Y. W. Chia, et al., "Wireless ultra wideband communications using radio over fiber" Conf. UWB Systems Technologies, pp 265-269, 2003.
- [4] M.C. Jeruchim et al. "Simulation of communication" Kluwer Academic 2000
- [5] L. Bjerkan, et al., IEEE JLT, vol. 14, pp. 839-850, 1996.
- [6] F. Devaux et al., IEEE JLT, vol. 11, pp. 1937-1940, 1993.
- [7] C. DeCusatis, "Handbook of Fiber Optic Data Communication" Elsevier Academic Press, 2002

# Table des figures

1.1	Accès large bande dans le monde (source Organisation de Coopération et de Développement Économique 2006) . . . . .	25
1.2	Nombre d'abonnés FTTH en Europe (Juin 2005-Juin 2006) . . . . .	26
1.3	Nombre de foyers et bâtiments raccordables en Europe (Juin 2005-Juin 2006) . . . . .	26
1.4	Architecture Point à Point optique . . . . .	27
1.5	Architecture PON . . . . .	29
1.6	Architecture PON TDM . . . . .	30
1.7	Architecture PON . . . . .	31
1.8	Fonctionnement schématique de l'accès multiple en longueurs d'onde .	32
1.9	Architecture point à point domestique traditionnelle . . . . .	33
1.10	PON-TDM architecture domestique . . . . .	34
1.11	PON-WDM architecture domestique . . . . .	34
1.12	Bus optique domestique . . . . .	35
1.13	Broadcast and Select CWDM architecture . . . . .	36
1.14	Principe de l'étalement de spectre en UMTS . . . . .	38
1.15	Architecture du réseau d'accès UMTS . . . . .	40
1.16	Évolution du format de modulation en fonction de la distance ou de l'atténuation . . . . .	43
1.17	Architecture du réseau d'accès WiMAX . . . . .	44
1.18	Rappel des spécifications physique d'un signal 802.11b . . . . .	46
1.19	Rappel des spécifications physique d'un signal 802.11g . . . . .	46
1.20	Principaux paramètres physiques de la modulation OFDM pour un signal de la norme 802.11g . . . . .	47
1.21	Architecture WiFi . . . . .	48
1.22	Masque UWB pour les États Unis . . . . .	49
1.23	Masque UWB pour l'Europe . . . . .	50
1.24	Organisation des canaux de la solution MBOA . . . . .	51
1.25	Codes utilisés pour introduire la redondance pour le canal 1 . . . . .	51
1.26	Exemple de transmission RF d'un signal MBOA . . . . .	52
1.27	Mode de transmission ECMA et débits . . . . .	53
1.28	Les différents types de déport d'antenne . . . . .	54
1.29	Synoptique d'une chaîne radio sur fibre classique . . . . .	54
1.30	schéma de principe d'un déport Radio sur Fibre avec conversion analogique numérique. . . . .	55
1.31	Schéma de principe d'un déport RF ou IF sur fibre . . . . .	56

---

1.32	Déport d'antenne par fibre optique pour l'UMTS . . . . .	58
1.33	Plusieurs stations de bases UMTS sur un même site . . . . .	58
1.34	Exemple d'architecture <i>indoor</i> radio sur fibre pour un immeuble . . . . .	59
1.35	Exemple d'architecture radio sur fibre couplée avec un réseau d'accès optique . . . . .	59
1.36	Exemple d'architecture radio sur fibre couplée avec un réseau d'accès optique . . . . .	60
1.37	Exemple d'architecture radio sur fibre pour un système WiFi . . . . .	60
1.38	Schéma d'un système d'antenne distribué utilisant la fibre optique en P2P . . . . .	62
1.39	Exemple d'un signal utilisant le multiplexage fréquentiel (CATV) . . . . .	63
1.40	PON pour les systèmes radio-mobile . . . . .	64
1.41	Exemple d'architecture radio sur fibre pour les bâtiments . . . . .	65
1.42	Exemple de passerelle domestique pour les signaux WLAN et WPAN . . . . .	65
2.1	Figure d'un modulateur Mach-Zehnder . . . . .	71
2.2	Schéma de principe de la détection hétérodyne . . . . .	72
2.3	Schéma de principe d'un déport radio sur fibre avec une détection hétérodyne . . . . .	73
2.4	Schéma d'une antenne déportée dans le cas d'une transmission d'une onde millimétrique avec déport de l'oscillateur local . . . . .	74
2.5	Schéma de principe de la boucle à verrouillage de phase ou/et de fréquence . . . . .	75
2.6	Schéma de principe d'une boucle à verrouillage de phase avec ver- rouillage pas injection optique . . . . .	76
2.7	Fonction de transfert en puissance du Mach-Zehnder . . . . .	77
2.8	Illustration de la méthode de Multiplication Optique de Fréquence . . . . .	78
2.9	Chaîne radio sur fibre typique . . . . .	79
2.10	Évolution de la puissance d'entrée de la photodiode en fonction de la distance parcourue ou bien de la fréquence comparée pour un laser idéale et un laser avec un chirp de 3 . . . . .	85
2.11	Ouverture numérique d'une fibre optique . . . . .	86
2.12	Propagation de la lumière dans une fibre multimode à gradient d'indice . . . . .	87
2.13	Montage expérimental pour mesurer le Brillouin . . . . .	89
2.14	Évolution de l'EVM en fonction de la puissance optique reçue pour différentes valeurs (7 et 10dBm) de puissances optiques injectées dans 20km de fibre . . . . .	89
2.15	Évolution de la puissance nécessaire pour atteindre le seuil de Brillouin en fonction de la longueur de fibre . . . . .	90
2.16	Puissance transmise et rétrodiffusée en fonction de la puissance op- tique injectée dans une fibre SMF de 20km (OMI 13.2%) . . . . .	90
2.17	Évolution de la fréquence de déviation normalisée d'un laser DFB en fonction de la fréquence de modulation d'amplitude d'entrée . . . . .	91
2.18	Evolution de l'indice de modulation FM $\beta$ et du rapport de la puis- sance rétrodiffusée en fonction de la fréquence de modulation . . . . .	91

---

2.19	Évolution du rapport de la puissance rétrodiffusée en fonction de l'indice de modulation optique (OMI) . . . . .	92
2.20	Évolution du rapport de la puissance rétrodiffusée en fonction de l'indice de modulation de fréquence ( $\beta$ ) . . . . .	92
2.21	EVM en fonction de la puissance optique reçue (Popt) pour 20km SMF et la fibre NexCor . . . . .	92
3.1	Principales caractéristiques d'une transmission radio sur fibre . . . . .	97
3.2	Principales caractéristiques d'une liaison radio sur fibre avec un amplificateur transimpédance . . . . .	97
3.3	Évolution de la puissance de bruit en sortie de l'amplificateur transimpédance en fonction des pertes optiques . . . . .	100
3.4	Évolution du SNR en fonction des pertes optiques . . . . .	101
3.5	Principales caractéristiques d'une chaîne radio . . . . .	102
3.6	Exemple de propagation en espace libre d'une source ponctuelle . . . . .	103
3.7	Principaux mécanismes de propagation [77] . . . . .	104
3.8	Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie descendante UMTS . . . . .	108
3.9	Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie montante UMTS . . . . .	108
3.10	Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie descendante UMTS . . . . .	108
3.11	Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie montante UMTS . . . . .	111
3.12	Temps validité min et max pour la trame TDD . . . . .	115
3.13	Temps pertinence min et max pour la trame FDD . . . . .	116
3.14	Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie descendante WiMAX . . . . .	118
3.15	Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie montante WiMAX . . . . .	119
3.16	Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie descendante WiMAX . . . . .	119
3.17	Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie montante WiMAX . . . . .	122
3.18	Relation entre les trames WiFi . . . . .	125
3.19	Modèle deux rayons . . . . .	126
3.20	Paramètres du modèle de propagation . . . . .	127
3.21	Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie descendante WiFi . . . . .	127
3.22	Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie montante WiFi . . . . .	128
3.23	Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie descendante d'un signal WiFi . . . . .	128
3.24	Paramètres utilisés pour le bilan de liaison radio sur fibre voie montante d'un signal WiFi . . . . .	134

3.25	Schéma type d'un déport pour un système d'accès radio (UMTS, Wi-MAX) avec déport optique . . . . .	141
3.26	Schéma d'un déport optique d'un signal Ultra Large Bande . . . . .	141
3.27	Sénarii Ultra Large Bande proposés par le projet européen UROOF . . . . .	142
3.28	Schema d'un déport optique d'un signal Ultra Large Bande . . . . .	143
3.29	Schéma d'une transmission radio sur fibre UWB avec un amplificateur avant la partie optique . . . . .	148
4.1	Principe de la modélisation du signal RF . . . . .	154
4.2	Principe de la modélisation d'un signal RF à l'aide de modèles équivalents en bande de base radio . . . . .	154
4.3	Principe d'une modélisation d'un signal RF radio sur fibre (simulation du signal RF) . . . . .	155
4.4	Représentation du signal RF de l'UMTS et visualisation des bandes à modéliser en fonction de la représentation choisie . . . . .	155
4.5	Principe de la modélisation du signal RF à l'aide de modèles équivalents en bande de base radio sur fibre . . . . .	156
4.6	Principe de la modélisation d'un signal de communication optique (ex : de type OOK) à l'aide de modèles équivalents en bande de base de l'optique . . . . .	156
4.7	Principe de simulation d'un signal radio sur fibre à l'aide d'un logiciel de simulation optique . . . . .	157
4.8	Schéma représente les paramètres S d'un quadripôle . . . . .	157
4.9	Principe de la modélisation du signal RF à l'aide de modèles équivalents en bande de base de la radio sur fibre proposé dans cette thèse . . . . .	158
4.10	Génération d'un signal RF à partir de son enveloppe complexe . . . . .	160
4.11	Génération de l'enveloppe complexe du signal à partir du signal RF . . . . .	160
4.12	Illustration fréquentielle du signal analytique . . . . .	161
4.13	La fonction de filtrage . . . . .	162
4.14	Passage du filtre du composant $H_{Comp}(f)$ à un filtre du composant passe bande $H_{BPComp}(f)$ . . . . .	162
4.15	Passage du filtre analytique à un filtre équivalent en bande de base . . . . .	163
4.16	Représentation d'un lien radio sur fibre typique . . . . .	163
4.17	Implémentation du modèle d'un composant électro-optique non linéaire . . . . .	164
4.18	Les différentes étapes effectuées pour arriver au filtre équivalent en bande de base d'un composant électro-optique . . . . .	165
4.19	Modèle choisi pour la représentation de la fonction non-linéaire d'un composant électro-optique . . . . .	166
4.20	Représentation des différentes raies obtenues lors du passage d'un multiplexe à 2 fréquences dans un composant non-linéaire dans l'espace des fréquences . . . . .	168
4.21	Représentation en bande de base des distorsions équivalentes dans l'espace de Fourier . . . . .	169
4.22	Synoptique d'une transmission radio sur fibre en bande de base . . . . .	169

---

4.23	Puissance de sortie optique (W) en fonction du courant d'entrée (A) et son approximation polynomiale autour d'un courant de polarisation de 0.075A . . . . .	170
4.24	Définition des notation $p$ et $P$ de la partie optique . . . . .	171
4.25	Schéma représentant les valeurs mesurées ou calculées pour obtenir les coefficients $A_1$ et $A_3$ . . . . .	171
4.26	Exemple de filtre d'un laser (Filtre d'ordre deux) . . . . .	173
4.27	représentation du filtre du laser en bande de base . . . . .	173
4.28	Exemple de réponse en fréquence d'une fibre de longueur 20km et un laser avec un chirp $\alpha = 4$ . . . . .	174
4.29	représentation du filtre de la fibre en bande de base . . . . .	175
4.30	Exemple de réponse en fréquence d'une photodiode (Filtre d'ordre 1) . . . . .	176
4.31	représentation du filtre de la photodiode en bande de base . . . . .	176
4.32	Schéma expérimental et grandeur à déterminer pour connaître les paramètres $A_1$ et $A_3$ . . . . .	178
4.33	Schéma de la mesure . . . . .	178
4.34	Exemple de courbe de la puissance de sortie des fréquences fondamentales et de l'harmonique en fonction de la puissance d'entrée du signal fondamental . . . . .	179
4.35	Réponse en fréquence et son approximation . . . . .	180
4.36	Évolution de la puissance de sortie de la fréquence fondamentale (VSA) et de la fréquence de distorsion d'ordre trois (VSA) en fonction de la puissance d'entrée (laser) de la fréquence fondamentale . . . . .	180
4.37	Réponse en fréquence et son approximation . . . . .	181
4.38	Évolution de la puissance de sortie de la fréquence fondamentale (VSA) et de la fréquence de distorsion d'ordre trois (VSA) en fonction de la puissance d'entrée (laser) de la fréquence fondamentale . . . . .	182
4.39	Réponse en fréquence et son approximation . . . . .	182
4.40	Les différentes étapes de la modélisation sous MatLab . . . . .	183
4.41	Comparaisons entre la simulation et les expériences des puissances de sortie de la fréquence fondamentale et de la fréquence générée par l'intermodulation d'ordre trois en fonction de la puissance d'entrée . . . . .	185
4.42	Comparaisons entre la simulation et les expériences des puissances de sortie de la fréquence fondamentale et de la fréquence générée par l'intermodulation d'ordre trois en fonction de la puissance d'entrée . . . . .	186
4.43	Comparaisons entre la simulation et les expériences des puissances de sortie de la fréquence fondamentale et de la fréquence générée par l'intermodulation d'ordre trois en fonction de la puissance d'entrée . . . . .	186
4.44	Comparaison entre la simulation et l'expérience de l'évolution de l'EVM en fonction de la puissance du signal OFDM d'entrée . . . . .	187
4.45	Évolution du rapport signal sur bruit (SNR) en fonction de la puissance électrique d'entrée pour la laser NEL . . . . .	187
4.46	Synoptique d'une transmission radio sur fibre en bande de base avec les différentes notations utilisées pour caractériser chaque valeur . . . . .	188

4.47	Evolution de la puissance de sortie de la fréquence fondamentale en fonction de la distance parcourue pour des valeurs de chirp de 0 et 3 et des puissances d'entrée RF de $-17,5\text{dBm}$ et $18,5\text{dBm}$ . . . . .	189
4.48	Évolution de l'EVM en fonction de la puissance d'entrée pour différente longueur de fibre et valeur de chirp . . . . .	189
5.1	Architecture PON avec un signal UMTS en overlay sur la longueur d'onde optique . . . . .	193
5.2	Schema de l'architecture bi-fibre . . . . .	193
5.3	Schéma expérimental de la voie descendante . . . . .	194
5.4	Schéma experimental de la voie montante . . . . .	194
5.5	BER en fonction de la puissance optique reçue à $1550\text{nm}$ . . . . .	195
5.6	EVM en fonction de la puissance optique reçue à $1550\text{nm}$ . . . . .	195
5.7	BER en fonction de la puissance optique reçue à $1550\text{nm}$ . . . . .	196
5.8	EVM en fonction de la puissance optique reçue à $1550\text{nm}$ . . . . .	196
5.9	comparaison du BER en fonction de la puissance optique reçue pour différente valeur de courant de polarisation du laser . . . . .	197
5.10	Comparaison de l'EVM d'un signal UMTS avec et sans signal OOK en fonction de la puissance optique reçue . . . . .	197
5.11	BER en fonction de la puissance optique reçue pour un signal NRZ seul et un signal NRZ avec un signal RF (voie descendante $1555,6\text{nm}$ )	198
5.12	BER en fonction de la puissance optique reçue pour un signal NRZ seul et un signal NRZ avec un signal RF (voie montante $1310\text{nm}$ ) . .	198
5.13	Schéma de l'architecture mono-fibre . . . . .	199
5.14	Schéma expérimental pour une architecture monofibre bidirectionnelle	199
5.15	BER en fonction de la puissance optique reçue (voie descendante $1555,6\text{nm}$ ) . . . . .	200
5.16	BER en fonction de la puissance optique reçue (voie montante $1310\text{nm}$ )	200
5.17	EVM en fonction de la puissance optique reçue (voie descendante $1555,6\text{nm}$ ) . . . . .	200
5.18	EVM en fonction de la puissance optique reçue (voie montante $1310\text{nm}$ )	200
5.19	Comparaison du BER en fonction de la puissance optique reçue dans le cas avec 1 seule fibre ou 2 fibres (voie descendante $1555,6\text{nm}$ ) . . .	201
5.20	Comparaison de EVM en fonction de la puissance optique reçue dans le cas avec 1 seule fibre ou 2 fibres (voie descendante $1555,6\text{nm}$ ) . . .	201
5.21	Architecture PON avec plusieurs stations de bases déportées . . . . .	203
5.22	Montage expérimental . . . . .	203
5.23	Schéma de la voie descendante . . . . .	204
5.24	Évolution de l'EVM en fonction de la puissance optique reçue ( $20\text{km}$ de fibre) . . . . .	204
5.25	Le spectre RF détecté au niveau de la photodiode pour une puissance optique de $-11\text{dBm}$ et une différence de fréquence entre les laser de $284\text{MHz}$ . . . . .	206
5.26	Évolution de l'EVM pour la fréquence à $1,94\text{GHz}$ (laser 2) en fonction de la différence entre les lasers (pour une puissance optique reçue sur la photodiode de $-11\text{dBm}$ ) . . . . .	207

5.27	Schéma représentant les différents cas de battements . . . . .	207
5.28	Voie montante de référence . . . . .	208
5.29	EVM de référence de la voie montante en fonction de la puissance optique reçue (20km de fibre) . . . . .	208
5.30	Schéma de la voie montante avec deux stations de base déportées . .	209
5.31	EVM en fonction de la puissance optique reçue pour une station de base allumée (ligne pointillée) et deux stations de base allumées (ligne continue) . . . . .	209
A.1	Schéma du modulateur OFDM . . . . .	218
A.2	Schéma du démodulateur OFDM . . . . .	219
A.3	Le signal OFDM et son préfixe cyclique . . . . .	219



## Liste des tableaux

1.1	Principaux industriels pour les solutions Point à Point . . . . .	28
1.2	Récapitulatif des performances des PON . . . . .	30
1.3	Paramètres normatifs importants . . . . .	39
1.4	Paramètres principaux de la solution MBOA . . . . .	52
2.1	Paramètres estimés pour un seuil Brillouin de 5,6mW(7, 5dBm) . . . . .	88
3.1	Caractéristiques des différents équipements électro-optique d'une chaîne radio sur fibre . . . . .	99
3.2	Bilan électrique d'une chaîne radio sur fibre ( $P_{in} = 0\text{dBm}$ , Bruit et $P_{out}$ exprimés en dBm, Gain et SNR en dB) . . . . .	99
3.3	Modèles de propagation d'après [79] . . . . .	105
3.4	Caractéristiques des différents équipements électro-optique d'une chaîne radio sur fibre . . . . .	109
3.5	Bilan RF et taille des cellules UMTS sans TIA après la photodiode (voie descendante) . . . . .	109
3.6	Bilan RF et taille des cellules UMTS avec TIA après la photodiode (voie descendante) . . . . .	110
3.7	Caractéristiques des différents équipements électro-optique d'une chaîne radio sur fibre . . . . .	111
3.8	Bilan RF et taille des cellules UMTS sans TIA après la photodiode (voie montante) . . . . .	112
3.9	Bilan RF et taille des cellules UMTS avec TIA après la photodiode (voie montante) . . . . .	113
3.10	Paramètres des modèles . . . . .	117
3.11	Caractéristiques des différents équipements électro-optique d'une chaîne radio sur fibre . . . . .	119
3.12	Bilan RF et taille des cellules WiMAX sans TIA après la photodiode (voie descendante) . . . . .	120
3.13	Bilan RF et taille des cellules WiMAX avec TIA après la photodiode (voie descendante) . . . . .	121
3.14	Caractéristiques des différents équipements électro-optique d'une chaîne radio sur fibre . . . . .	122
3.15	Bilan RF et taille des cellules WiMAX sans TIA après la photodiode (voie montante) . . . . .	123
3.16	Bilan RF et taille des cellules WiMAX avec TIA après la photodiode (voie montante) . . . . .	124

3.17	Caractéristiques des différents équipements électro-optique d'une chaîne radio sur fibre . . . . .	128
3.18	Bilan RF et taille des cellules WiFi sans TIA après la photodiode (voie descendante, débit : 6Mbit/s) . . . . .	129
3.19	Bilan RF et taille des cellules WiFi avec TIA après la photodiode (voie descendante, débit : 6Mbit/s) . . . . .	130
3.20	Bilan RF et taille des cellules WiFi sans TIA après la photodiode (voie descendante, débit : 54Mbit/s) . . . . .	131
3.21	Bilan RF et taille des cellules WiFi avec TIA après la photodiode (voie descendante, débit : 54Mbit/s) . . . . .	132
3.22	Bilan RF et taille des cellules WiFi avec TIA après la photodiode (voie descendante, débit : 6Mbit/s) . . . . .	133
3.23	Bilan RF et taille des cellules WiFi avec TIA après la photodiode (voie descendante, débit : 54Mbit/s) . . . . .	134
3.24	Caractéristiques des différents équipements électro-optique d'une chaîne radio sur fibre . . . . .	135
3.25	Bilan RF et taille des cellules WiFi sans TIA après la photodiode (voie montante, débit : 6Mbit/s) . . . . .	135
3.26	Bilan RF et taille des cellules WiFi avec TIA après la photodiode (voie montante, débit : 6Mbit/s) . . . . .	136
3.27	Bilan RF et taille des cellules WiFi sans TIA après la photodiode (voie montante, débit : 54Mbit/s) . . . . .	137
3.28	Bilan RF et taille des cellules WiFi avec TIA après la photodiode (voie montante, débit : 54Mbit/s) . . . . .	138
3.29	Bilan RF et taille des cellules WiFi avec TIA après la photodiode (voie montante, débit : 6Mbit/s) . . . . .	139
3.30	Bilan RF et taille des cellules WiFi avec TIA après la photodiode (voie montante, débit : 54Mbit/s) . . . . .	140
3.31	Paramètres du modèle des pertes par la propagation. Les valeurs de $PL(f_0, d_0)$ sont données pour $f_0 = 3,939\text{GHz}$ et $d_0 = 1\text{ m}$ . . . . .	142
3.32	Caractéristiques des différents équipements électro-optique d'une chaîne radio sur fibre . . . . .	143
3.33	Bilan RF et taille des cellules UWB sans TIA après la photodiode (58mbit/s) . . . . .	144
3.34	Bilan RF et taille des cellules UWB sans TIA après la photodiode (480mbit/s) . . . . .	145
3.35	Bilan RF et taille des cellules UWB avec TIA après la photodiode (58mbit/s) . . . . .	146
3.36	Bilan RF et taille des cellules UWB avec TIA après la photodiode (480mbit/s) . . . . .	147
3.37	Bilan RF et taille des cellules UWB avec un amplificateur avant la partie optique et un TIA après la photodiode (58mbit/s) . . . . .	149
3.38	Bilan RF et taille des cellules UWB avec un amplificateur avant la partie optique et un TIA après la photodiode (480mbit/s) . . . . .	150
4.1	Comparaison EVM simulation expérience . . . . .	188

5.1	Bilan électrique d'un PON avec un signal radio sur la même longueur d'onde . . . . .	198
5.2	Bilan électrique d'un PON avec un signal radio sur la même longueur d'onde . . . . .	201
5.3	Budget optique et erreur vectorielle d'une liaison radio sur fibre pour des signaux UMTS . . . . .	210



# Bibliographie

- [1] F. PAYOUX, *Étude des réseaux d'accès optiques exploitant le multiplexage en longueurs d'onde*. Thèse doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne, 2006.
- [2] ITU, *Norme PON TDM ITU G984*, 2000.
- [3] INFINEON, « Infineon Enables Mass Deployment of Video Home Networking : Reliable Plastic Optical Fiber Solution Transmits High-Definition Content to the End-Users TV or Audio Set ». Presse Information, mai 2006.
- [4] SIEMENS, « Gigaset Optical LAN Adapter Duo Go wired - for high-speed plug-and-play networking ». Datasheet.
- [5] NETOPIA, « Netopia MiAVo VDSL2 Wi-Fi Gateways ». Datasheet.
- [6] P. GUIGNARD, H. RAMANITRA et L. GUILLO, « Home Network based on CWDM Broadcast and Select technology », *in European Conference on Optical Communication*, 2007.
- [7] F. SANAEI et P. CHU, « Passive all-optical bus network based on mode-selective coupling », *in Global Telecommunications Conference, 1995. GLOBECOM '95., IEEE*, vol. 2, p. 1007–1011 vol.2, 1995.
- [8] IEEE 802.16-2004, *IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part 16 : Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems*, oct. 2004.
- [9] C. EKLUND, R. B. MARKS et K. L. STANWOOD, « IEEE Standard 802.16 : A Technical Overview of the WirelessMAN Air Interface for Broadband Wireless Access », *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, p. 98–107, juin 2002.
- [10] S. LE DÛ, « Le point sur... le WiMAX », août 2006.
- [11] *Part 11b : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications*, 1999.
- [12] *Part 11g : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications*, 2003.
- [13] J. D. TAYLOR, *Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems*. Boca Raton, 1995.
- [14] IEEE P802.15 Wireless Personal Area Networks, *Multi-band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a*, nov. 2003.
- [15] FCC, « First report and order, revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems », document technique et docket 98-153, FCC, avril 2002.

- [16] L. YANG et G. GIANNAKIS, « Ultra-wideband communications : an idea whose time has come », *Signal Processing Magazine, IEEE*, vol. 21, p. 26–54, nov. 2004.
- [17] G. AIELLO et G. ROGERSON, « Ultra-wideband wireless systems », *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 4, p. 36–47, juin 2003.
- [18] ELECTRONIC COMMUNICATIONS COMMITTEE (06) 04, « ECC Decision of 24 March 2006 amended 6 July 2007 at Constanta on the harmonised conditions for devices using Ultra-Wideband (UWB) technology in bands below 10.6 GHz », rap. tech., Electronic Communications Committee, juil. 2007.
- [19] ECMA, *Standard ECMA-368 : High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard*, déc. 2005.
- [20] <http://www.wimedia.org/en/index.asp>.
- [21] <http://www.telecom.ece.ntua.gr/magnet/index.html>.
- [22] <http://www.ist-iphobac.org/>.
- [23] W. D. D3.2.2B, « Candidate Air Interfaces and Enhancements ». MAGNET IST-507102, déc. 2005.
- [24] I. SIAUD, « Definition and evaluation of Millimeter short range WPANs Physical layer Systems for Very High Data Rate Applications », in *Wireless World Research Forum*, (Jeju Islands), mars 2005.
- [25] I. SIAUD, P. PAGANI et A.-M. ULMER-MOLL, « UWB WPAN benchmarking », in *Wireless World Research Forum*,, nov. 2007.
- [26] <http://www.ict-omega.eu/>.
- [27] R. FISHER, R. KOHNO, M. MC LAUGHLIN et M. WELBORN, « DS-UWB Physical Layer Submission to 802.15 Task Group 3a », rap. tech., IEEE P802.15-04/0137r3, juil. 2004.
- [28] <http://www.uwbforum.org/>.
- [29] L.-M. AUBERT, *Mise en place d'une couche physique pour les futurs systèmes de radiocommunication haut débit UWB*. Thèse doctorat, INSA Rennes, nov. 2005.
- [30] S. PAQUELET, « WPANs Part A : toward high data rate software defined radio communication systems », in *UWB Europe*, mars 2005.
- [31] M. TERRÉ, « Ultra WideBand », rap. tech., Conservatoire National des Arts et Métier (CNAM), nov. 2006.
- [32] I. SIAUD et A.-M. ULMER-MOLL, « Etat de l'art des systèmes UWB et Bilan de liaison ». BILBAO, sept. 2007.
- [33] L. MARET, I. SIAUD et Y. KAMIYA, « Ultra WideBand PHY layer MBOA performance and sensitivity to multipath channels (IST Magnet Project) », in *International Magnet Workshop*, nov. 2004.
- [34] I. SIAUD, N. MALHOUROUX et A.-M. ULMER-MOLL, « Radio-engineering for optimisation of PAN devices ». Magnet Beyond Internal report IR3.1.1, nov. 2006.

- [35] A. J. SEEDS et K. J. WILLIAMS, « Microwave Photonics », *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 24, no. 12, p. 4628–4641, 2006.
- [36] L. STALLER, « Understanding analog to digital converter specifications », *Embedded Systems Design*, fév. 2005.
- [37] H. NYQUIST, « Certain topics in telegraph transmission theory », *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, p. 280–305, fév. 2002.
- [38] ADC, « Digital Optical RF transport », rap. tech., ADC Inc., 2000.
- [39] ADC, « RF Digitalization », rap. tech., ADC Inc., 2001.
- [40] CNAM, « Livrable 2.3 BILBAO ». Projet BILBAO, 2008.
- [41] FTR&D, « Livrable 2.1 BILBAO ». BILBAO, 2008.
- [42] I. SIAUD et A.-M. ULMER-MOLL, « Turbo-like Processing for Scalable Interleaving Pattern Generation : application to 60 GHz UWB-OFDM systems », in *Ultra-Wideband, 2007. ICUWB 2007. IEEE International Conference on*, p. 436–441, 2007.
- [43] C. BERROU, A. GLAVIEUX et P. THITIMAJSHIMA, « Near Shannon limit error-correcting coding and decoding : Turbo-codes. 1 », in *Communications, 1993. ICC 93. Geneva. Technical Program, Conference Record, IEEE International Conference on*, vol. 2, p. 1064–1070 vol.2, 1993.
- [44] CNAM, « Livrable 4 BILBAO ». BILBAO.
- [45] I. SIAUD et A.-M. ULMER-MOLL, « A Novel Adaptive Sub-Carrier Interleaving Application to Millimeter-Wave WPAN OFDM Systems (IST MAGNET Project) », in *Portable Information Devices, 2007. PORTABLE07. IEEE International Conference on*, p. 1–5, 2007.
- [46] I. SIAUD et A.-M. ULMER-MOLL, « Interleaving based diversity techniques for 60GHz UWB-OFDM systems », in *Wireless World Research Forum Conference, 2007*.
- [47] I. SIAUD et A.-M. ULMER-MOLL, « Advanced Interleaving algorithms for OFDM based millimeter wave WPAN transmissions », in *SCEE Seminar, 2007*.
- [48] N. NOISETTE, « Remote RF solutions for outdoor scenarios », rap. tech., France Télécom R&D, jan. 2003.
- [49] T. DARCIE, « Subcarrier multiplexing for lightwave networks and video distribution systems », *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 8, no. 7, p. 1240–1248, 1990.
- [50] H. KIM et Y. CHUNG, « Passive optical network for CDMA-based microcellular communication systems », *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 19, no. 3, p. 301–311, 2001.
- [51] D. WAKE, « A Survey of Current and Emerging Radio-over-Fibre Technologies for Wireless Communications Applications ». Application Note, 2003.
- [52] L. ONG, M. YEE, B. LUO et M. FUJISE, « Low-Cost Radio-over-Fiber Network for 2.45GHz In-Building Signal Distribution », in *Optical Fiber Communication & Optoelectronic Exposition & Conference, 2006. AOE 2006. Asian*, p. 1–3, 2006.

- [53] H.-O. SCHECK et T. NÄSÄKKÄLÄ, « How to Optimize the Network Cost by Optical Applications », in *European Conference on Optical Communication*, 2004.
- [54] D. WAKE, « Trends and prospects for radio over fibre picocells », in *Microwave Photonics, 2002. International Topical Meeting on*, p. 21–24, 2002.
- [55] B. LUO, L. ONG, M. YEE, Y. GUO et M. CHIA, « Centralized UWB/WLAN distribution network using low cost radio over multimode fiber technology », in *Vehicular Technology Conference, 2005. VTC-2005-Fall. 2005 IEEE 62nd*, vol. 2, p. 799–801, 2005.
- [56] J. MEYZONNETTE, *Radiométrie et détection optique*. G. Roblin, éditeur scientifique, fév. 2002.
- [57] P. LAURENCIO et M. MEDEIROS, « Dynamic range of optical links employing optical single side-band modulation », *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 15, p. 748–750, mai 2003.
- [58] G. SMITH, D. NOVAK et Z. AHMED, « Overcoming chromatic-dispersion effects in fiber-wireless systems incorporating external modulators », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 45, p. 1410–1415, août 1997.
- [59] NG'OMA, *Radio-over-Fibre Technologies for Broadband Wireless Communication Systems*. Thèse doctorat, Technische Universiteit Eindhoven, 2005.
- [60] B. WILSON, Z. GHASSEMLOOY et I. DARWAZEH, *Analogue Optical Fibre Communications*. The Institution of Electrical Engineers, 1995.
- [61] U. GLIESE, T. NIELSEN, M. BRUUN, E. LINTZ CHRISTENSEN, K. STUBKJAER, S. LINDGREN et B. BROBERG, « A wideband heterodyne optical phase-locked loop for generation of 3-18 GHz microwave carriers », *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 4, no. 8, p. 936–938, 1992.
- [62] C. LIMA, D. WAKE et P. DAVIES, « Compact optical millimetre-wave source using a dual-mode semiconductor laser », *Electronics Letters*, vol. 31, no. 5, p. 364–366, 1995.
- [63] K. RAZAVI et P. DAVIES, « Semiconductor laser sources for the generation of millimetre-wave signals », *Optoelectronics, IEE Proceedings -*, vol. 145, no. 3, p. 159–163, 1998.
- [64] T. KOONEN, A. NG'OMA, M. G. LARRODÉ, F. HUIJSKENS, I. T. MONROY et G.-D. KHOE, « Novel Cost-Efficient Techniques for Microwave Signal Delivery in Fibre-Wireless Networks », in *IEEE European Conference on Optical Communication*, 2004.
- [65] P. PELLAT-FINET, *Ondes électromagnétiques 1*. Université de Bretagne Sud (UBS), 2000.
- [66] P. PELLAT-FINET, *Ondes électromagnétiques 2*. Université de Bretagne Sud (UBS), 1999.
- [67] k. PETERMANN, *LASER diode modulation and noise*. Kluwer Academic Publishers, 1988.

- [68] F. DEVAUX, Y. SOREL et J. KERDILES, « Simple measurement of fiber dispersion and of chirp parameter of intensity modulated light emitter », *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 11, no. 12, p. 1937–1940, 1993.
- [69] A. VANDER VORST, *Transmission, propagation et rayonnement*. Bibliothèque des universités, 1995.
- [70] P. PEPELJUGOSKI, S. GOLOWICH, A. RITGER, P. KOLESAR et A. RISTESKI, « Modeling and simulation of next-generation multimode fiber links », *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 21, no. 5, p. 1242–1255, 2003.
- [71] X. MAO, G. BODEEP, R. TKACH, A. CHRAPLYVY, T. DARCIE et R. DEROSIER, « Brillouin scattering in externally modulated lightwave AM-VSB CATV transmission systems », *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 4, no. 3, p. 287–289, 1992.
- [72] S. LE FLOCH, *Etudes de la diffusion Brillouin stimulée dans les fibres optiques monomodes standard. Application aux capteurs de température et de pression*. Thèse doctorat, Université de Bretagne Occidentale, déc. 2001.
- [73] F. WILLEMS, W. MUYS et J. LEONG, « Simultaneous suppression of stimulated Brillouin scattering and interferometric noise in externally modulated lightwave AM-SCM systems », *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 6, no. 12, p. 1476–1478, 1994.
- [74] S. KOBAYASHI, Y. YAMAMOTO, M. ITO et T. KIMURA, « Direct frequency modulation in AlGaAs semiconductor lasers », *Quantum Electronics, IEEE Journal of*, vol. 18, no. 4, p. 582–595, 1982.
- [75] I. COX, C.H., E. ACKERMAN, G. BETTS et J. PRINCE, « Limits on the performance of RF-over-fiber links and their impact on device design », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 2, p. 906–920, 2006.
- [76] AGERE, « RF and Microwave Fiber-Optic Design Guide », rap. tech., Agere Inc., avril 2001.
- [77] P. PAGANI, *Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande*. Thèse doctorat, INSA de Rennes, nov. 2005.
- [78] H. FRIIS et H. FRIIS, « A Note on a Simple Transmission Formula », *Proceedings of the IRE*, vol. 34, no. 5, p. 254–256, 1946.
- [79] H. SIZUN, *Propagation des ondes radioélectriques des réseaux terrestres*. Techniques de l'Ingénieur, 2008.
- [80] V. ERCEG, K. HARI, M. SMITH et D. BAUM, « Channel Models for Fixed Wireless Applications », rap. tech., IEEE 802.16.3 Task Group Contributions, fév. 2001.
- [81] V. ERCEG, V. ERCEG, L. GREENSTEIN, S. TJANDRA, S. PARKOFF, A. GUPTA, B. KULIC, A. JULIUS et R. BIANCHI, « An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments », *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 17, no. 7, p. 1205–1211, 1999.
- [82] E. COST231, éd., *Digital Mobile Radio Towards Future Generation Systems*. 1991.

- [83] I. SIAUD et A.-M. ULMER-MOLL, « Potentialities of Wireless Extension of X-DSL Transmissions for WLL Applications », *in WiMAX Summit*, 2004.
- [84] V. ERCEG, L. SCHUMACHER et P. KYRISTI, « TGN Channel Models », rap. tech., IEEE P802.11 Wireless LAN's, mai 2004.
- [85] *Base Station (BS) radio transmission and reception (FDD)*, 2004.
- [86] *Requirements for support of radio resource management (FDD)*, 2005.
- [87] P. GODLEWSKI, P. MARTINS et M. COUPECHOUX, *Concepts Cellulaires et Paramètres Radio*. ENST, déc. 2006.
- [88] CTS, « UMTS Picocell Front End Module ».
- [89] E. CROZIER et A. KLEIN, « WiMAXs technology for LOS and NLOS environments », rap. tech., WiMAX Forum, août 2004.
- [90] REDLINE, « RedMax Subscriber Unit », rap. tech., Redline Communication, 2005.
- [91] T.-S. CHU et L. GREENSTEIN, « A quantification of link budget differences between the cellular and PCS bands », *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 1, p. 60–65, 1999.
- [92] K. HARI, K. SHEIKH et C. BUSHUE, « Interim Channel Models for G2 MMDS Fixed Wireless Application », rap. tech., IEEE 802.16.3 Task Group Contributions, 2000.
- [93] Y. OKUMURA, E. OHMORI, T. KAWANO et K. FUKUDA, « Field Strength and Its Variability in VHF and UHF Land-Mobile Radio Service », *Review of the Electrical Communication Laboratory*, vol. 16, p. 825–873, sept. 1968.
- [94] W. AFRIC, W. AFRIC, N. MATOSIC et D. VAKANTE, « WiMAX on 3.5 GHz Cell Size Calculation », *in Multimedia Signal Processing and Communications, 48th International Symposium ELMAR-2006 focused on* (N. MATOSIC, éd.), p. 195–198, 2006.
- [95] REDLINE, « RedMAX Subscriber Unit ». Redline Communications.
- [96] K. LEUNG, B. MCNAIR, J. CIMINI, L.J. et J. WINTERS, « Outdoor IEEE 802.11 cellular networks : MAC protocol design and performance », *in Communications, 2002. ICC 2002. IEEE International Conference on*, vol. 1, p. 595–599, 2002.
- [97] M. CLARK, K. LEUNG, B. MCNAIR et Z. KOSTIC, « Outdoor IEEE 802.11 cellular networks : radio link performance », *in Communications, 2002. ICC 2002. IEEE International Conference on*, vol. 1, p. 512–516, 2002.
- [98] P. BARSOCCHI, G. OLIGERI et P. FRANCESCO, « Transmission range and frame error process in rural area Wi-Fi network », rap. tech., ISTI-CNR, 2006.
- [99] J. FOERSTER, « Channel Modeling Sub-committee Report Final », rap. tech., IEEE 802.15.SG3a, fév. 2003.
- [100] A. BEHRAVAN, F. MUNIER, T. SVENSSON, M. FLAMENT, T. ERIKSSON, A. SVENSSON et H. ZIRATH, « System Implications in Designing a 60 GHz WLAN RF Front-End », *in Proceedings of Gigahertz 2001 Symposium on Gigahertz Electronics*, nov. 2001.

- [101] VPISYSTEMS, « Photonic Design Automation », 2007.
- [102] OPTIWAVE, « Optical Communication System and Amplifier Design Software », 2007.
- [103] RSOFT, « The System and Network Software for Telecommunication Engineering », 2004.
- [104] I. COX, C.H., G. BETTS et L. JOHNSON, « An analytic and experimental comparison of direct and external modulation in analog fiber-optic links », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 38, p. 501–509, mai 1990.
- [105] E. ACKERMAN, « The "effective" gains and noise figures of individual components in an analog photonic link », in *Microwave Photonics, 2003. MWP 2003 Proceedings. International Topical Meeting on*, p. 369–372, 2003.
- [106] J.-L. POLLEUX, L. PASZKIEWICZ, A.-L. BILLABERT, J. SALSET et C. RUMELHARD, « Optimization of InP-InGaAs HPT gain : design of an opto-microwave monolithic amplifier », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 3, p. 871–881, 2004.
- [107] A. BDEOUI, *Etude des éléments d'une liaison optique en microondes : Modèle de laser avec transposition du bruit 1/f autour de la fréquence de modulation Nouvelle configuration de photodétecteur à cavité étendue microphotonique*. Thèse doctorat, ESYCOM CNAM, avril 2006.
- [108] A. GLAVIEUX et M. JOINDOT., *Communications numériques : introduction*. Collection pédagogique de Télécommunication, 1996.
- [109] I. SIAUD, *Introduction aux radiocommunications*. UMPC Paris VI, 2004.
- [110] F. J. C. REINARES, *Techniques de réduction d'Ordre des Modèles de Circuits Haute Fréquence Faiblement non Linéaires*. Thèse doctorat, Université de Limoges, 2003.
- [111] T. OZEKI et E. HARA, « Measurement of nonlinear distortion in photodiodes », *Electronics Letters*, vol. 12, no. 3, p. 80–81, 1976.
- [112] R. HAYES et D. PERSECHINI, « Nonlinearity of p-i-n photodetectors », *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 5, no. 1, p. 70–72, 1993.
- [113] T. DARCIÉ, R. TUCKER et G. SULLIVAN, « Intermodulation and harmonic distortion in InGaAsP lasers », *Electronics Letters*, vol. 21, no. 16, p. 665–666, 1985.
- [114] K. STUBKJAER et M. DANIELSEN, « Nonlinearities of GaAlAs lasers—Harmonic distortion », *Quantum Electronics, IEEE Journal of*, vol. 16, no. 5, p. 531–537, 1980.
- [115] J. MORGADO et A. CARTAXO, « Assessment of laser noise influence on direct-detection transmission system performance », *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 21, no. 3, p. 759–768, 2003.
- [116] N. SCHUNK et K. PETERMANN, « Noise analysis of injection-locked semiconductor injection lasers », *Quantum Electronics, IEEE Journal of*, vol. 22, no. 5, p. 642–650, 1986.

- [117] I. JOINDOT, « Measurements of relative intensity noise (RIN) in semiconductor lasers », *Journal Of Physics*, vol. 2, p. 1591–1603, sept. 1992.
- [118] X. LU, C. SU, R. LAUER, G. MESLENER et L. ULBRICHT, « Analysis of relative intensity noise in semiconductor lasers and its effect on subcarrier multiplexed lightwave systems », *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 12, no. 7, p. 1159–1166, 1994.
- [119] M. AHMED, M. YAMADA et M. SAITO, « Numerical Modeling of Intensity and Phase Noise in Semiconductor Lasers », *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 37, p. 1600–1610, déc. 2001.
- [120] L. NGUYEN, J. YOUNG et B. AAZHANG, « Photoelectric current distribution and bit error rate in optical communication systems using a superfluorescent fiber source », *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 14, no. 6, p. 1455–1466, 1996.
- [121] L. BJERKAN, A. ROYSET, L. HAFSKJAER et D. MYHRE, « Measurement of laser parameters for simulation of high-speed fiberoptic systems », *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 14, no. 5, p. 839–850, 1996.
- [122] I. JOINDOT et M. JOINDOT, *Les télécommunications par fibre optique*. Dunod, 1996.
- [123] J. CARTLEDGE et R. SRINIVASAN, « Extraction of DFB laser rate equation parameters for system simulation purposes », *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 15, no. 5, p. 852–860, 1997.
- [124] J. WANG et K. PETERMANN, « Small signal analysis for dispersive optical fiber communication systems », *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 10, no. 1, p. 96–100, 1992.
- [125] « Systèmes linéaire - Automatique ». Université de Savoie.
- [126] C. DECUSATIS, *Handbook of Fiber Optic Data Communication*. Elsevier Academic Press, 2002.
- [127] S. HOLLIS et A. ECKER, « Fiber Optics for CATV in Perspective », *Cable Television, IEEE Transactions on*, vol. CATV-2, no. 4, p. 154–157, 1977.
- [128] F. MCDEVITT, N. HAMILTON-PIERCY et D. HEMMINGS, « Optimized Designs for Fiber-Optic Cable Television Systems », *Cable Television, IEEE Transactions on*, vol. CATV-2, no. 4, p. 169–194, 1977.
- [129] T. NAKAHARA, H. KUMAMARU et S. TAKEUCHI, « An Optical Fiber Video System », *Communications, IEEE Transactions on [legacy, pre - 1988]*, vol. 26, no. 7, p. 955–961, 1978.
- [130] P. OZMAR, « A Look at Optical Fiber CATV », *Cable Television, IEEE Transactions on*, vol. CATV-4, no. 1, p. 43–46, 1979.
- [131] H. LE BRAS et M. MOIGNARD, « Demonstration of Overlay UMTS signal transmission on a Gigabit Passive Optical Network (PON) », in *Photonics Europe*, 2006.
- [132] T. KAMISAKA, T. KURI et K. KITAYAMA, « Simultaneous modulation and fiber-optic transmission of 10-Gb/s baseband and 60-GHz-band radio signals

- on a single wavelength », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 10, p. 2013–2017, 2001.
- [133] IEEE, *Standard IEEE 802.3ah (Ethernet Passive Optical Network)*.
- [134] J. GEORGE, « Designing Passive Optical Networks for Cost Effective Triple Play Support », in *FTTH Council*, 2004.
- [135] A. CASINI et P. FACCIN, « Wavelength division multiplication technologies for UMTS radio coverage extension by using the radio over fibre technique », in *Microwave Photonics, 2003. MWP 2003 Proceedings. International Topical Meeting on*, p. 123–128, 2003.
- [136] A. TEIXEIRA, R. NOGUEIRA, P. ANDRE, M. LIMA et J. da ROCHA, « Optimised wavelength interleaved radio-over-fibre system based on highly birefringent fibre Bragg gratings », *Electronics Letters*, vol. 41, no. 1, p. 30–32, 2005.
- [137] N. SHANKARANARAYANAN, S. ELBY et K. LAU, « WDMA/subcarrier-FDMA lightwave networks : limitations due to optical beat interference », *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 9, no. 7, p. 931–943, 1991.
- [138] I. SIAUD, « Modulation OFDM et application aux WLANs », rap. tech., Cours ENST Bretagne, 2005.
- [139] <http://www.ert.rwth-aachen.de/Projekte/Theo/OFDM/node6.html>.