



HAL
open science

ETUDE DE L'IMPACT DU FILTRAGE ET DES NON-LINEARITES SUR LES SIGNAUX ULB DANS LES FRONT-END RADIO-FREQUENCE ET LES RESEAUX HYBRIDES OPTIQUE-RADIO

Philippe Lombard

► **To cite this version:**

Philippe Lombard. ETUDE DE L'IMPACT DU FILTRAGE ET DES NON-LINEARITES SUR LES SIGNAUX ULB DANS LES FRONT-END RADIO-FREQUENCE ET LES RESEAUX HYBRIDES OPTIQUE-RADIO. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2007. Français. NNT: . tel-00196269

HAL Id: tel-00196269

<https://theses.hal.science/tel-00196269>

Submitted on 12 Dec 2007

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.

UNIVERSITE JOSEPH FOURIER DE GRENOBLE

T H E S E

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR de l'UNIVERSITE Joseph FOURIER de Grenoble

Spécialité : Optique et Radiofréquence

préparée à l'Institut de Microélectronique, Electromagnétisme et Photonique INP-Grenoble MINATEC

Dans le cadre de l'Ecole Doctorale Electronique, Electrotechnique, Automatique, Télécommunication et Signal

présentée et soutenue publiquement par

Philippe LOMBARD

Le 03 décembre 2007

**ETUDE DE L'IMPACT DU FILTRAGE ET DES NON-LINEARITES SUR
LES SIGNAUX ULB DANS LES FRONT-END RADIO-FREQUENCE
ET LES RESEAUX HYBRIDES OPTIQUE-RADIO**

Directeur de thèse

Mr Emil NOVAKOV

Co-directeurs de thèse

Mr Jean-Michel FOURNIER

Mr Yannis LE GUENNEC

JURY

Mr Michel TERRE

Mme Catherine ALGANI

Mr Pascal FOUILLAT

Mr Emil NOVAKOV

Mr Jean-Michel FOURNIER

Mr Yannis LE GUENNEC

Président

Rapporteur

Rapporteur

Directeur de thèse

Co-directeur

Co-directeur

A ma famille

A mon père et à ma mère

« Nihil nisi a numine »

François de Bonne (1543-1626)
Duc de Lesdiguière

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur Gérard GUIBAUDO et Monsieur Francis Balestra, respectivement Directeur et précédent Directeur, pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire IMEP-LHAC de MINATEC-Grenoble où se sont déroulés mes trois années de travaux de recherche.

J'exprime toute ma gratitude envers Madame Catherine ALGANI, Professeur au CNAM de Paris, et Monsieur Pascal FOUILLAT, Professeur et Directeur du GIP-CNFM de Bordeaux, pour avoir accepté d'être les rapporteurs de mes travaux et pour l'attention qu'ils ont accordée à la lecture de ce mémoire. J'associe également mes remerciements à Monsieur Michel TERRE, Professeur au CNAM de Paris, qui a accepté d'être examinateur de ce travail.

Je tiens à remercier Monsieur Emil NOVAKOV en tant que directeur de thèse pour son encadrement et le suivi de mon travail tout au long de mon doctorat.

Je remercie aussi Monsieur Jean-Michel FOURNIER en qualité de co-directeur pour toute son aide, sa rigueur et les nombreux conseils qu'il a su me prodiguer durant mes travaux.

J'exprime mon entière gratitude à l'attention de Monsieur Yannis LE GUENNEC également co-encadrant, pour son savoir, son aide précieuse et toute sa gentillesse pour la réussite de mon doctorat.

Je remercie l'ensemble des collaborateurs des projets BILBAO et ISIS pour les multiples échanges et la relation amicale que nous avons pu avoir durant ces trois années.

J'exprime mes remerciements dévoués envers Madame Béatrice CABON, pour son aide, son soutien ainsi que pour m'avoir impliqué dans divers travaux et projets. Je joins également à ces remerciements Madame Ghislaine MAURY, Messieurs Philippe FERRARI, Jean-Marc DUCHAMP et Philippe BENECH pour leurs aides, conseils et avis éclairés sur les divers problèmes que j'ai pu rencontrer.

Je remercie Monsieur Pascal XAVIER, chef d'équipe ainsi que l'ensemble des membres du thème RFHO avec lesquels j'ai eu un grand plaisir à travailler.

Je tiens également à remercier Monsieur Alexandre SHAGOYA pour son aide et sa sympathie lors de notre épopée informatique.

Je remercie spécialement Monsieur Jean-Daniel ARNOULD de son professionnalisme qui m'a été d'une grande aide ainsi que sa bonne humeur.

J'exprime une pensée amicale à l'encontre de Madame Anne VILCOT et de Monsieur Pierre SAGUET pour leurs nombreux conseils et aides.

Je remercie aussi l'ensemble du personnel technique et administratif pour leur soutien, leur disponibilité.

Un très grand merci à toutes les personnes, thésards, stagiaires et collègues avec lesquels j'ai passé d'agréables moments durant ces trois années de thèse.

J'adresse une mention toute particulière à mes collègues et amis de la L12 : une histoire, une légende, un mythe... Ainsi qu'à la Team 360° : la puissance n'est rien sans la maîtrise, et de la maîtrise du son jahi la parole.

Enfin, je tiens à remercier sincèrement ma famille, ma loulounette d'amour et mes amis pour le soutien sans faille qu'ils m'ont apporté pendant ces trois années et plus encore.

Sommaire

Introduction générale	29
Chapitre I – Contexte et situation actuelle des systèmes ULB	35
1 - Introduction	37
1.1 - Définition d'un signal ULB	38
1.2 - Historique et généralités sur les systèmes ULB.....	39
1.3 - Préoccupations à l'introduction des systèmes ULB.....	42
2 - Réglementation des communications ULB	43
2.1 - Division spectrale pour l'ULB.....	43
2.2 - Réglementation aux Etats-Unis.....	44
2.3 - Réglementation en Asie	45
2.4 - Réglementation en Europe.....	46
2.5 - Communication ULB dans la bande de fréquences des 60 GHz.....	48
2.6 - Bilan sur les masques d'émission des communications ULB	50
2.7 - Panorama de cohabitation des systèmes existants	50
2.8 - Bilan sur les réglementations des communications ULB.....	51
3 - Contraintes de puissances sur les systèmes ULB	52
3.1 - Puissance moyenne	54
3.2 - Puissance pic.....	54

4 - Les différents types de modulations ULB	57
4.1 - L'approche impulsionnelle	58
4.2 - Les approches multi-bandes.....	60
4.3 - Solution multi-bandes impulsionnelles.....	60
4.4 - Solution multi-bandes OOK	61
4.5 - Solution multi-bandes OFDM.....	62
4.6 - Bilan sur les différents types de modulation ULB.....	63
5 - Canal de propagation et de transmission pour les signaux ULB.....	63
5.1 – Définition des canaux.....	63
5.2 – Canal de propagation à bruit blanc gaussien.....	63
5.3 – Bilan sur le canal de propagation	66
6 - Systèmes UWB sur fibres	67
6.1 - Etat de l'art et intérêt de la distribution et du traitement du signal ULB par voie optique.....	67
6.2 - Architecture radio sur fibres RoF	68
6.2.1 – Architecture point-à-point.....	69
6.2.2 - Architecture point-à-multipoints.....	69
6.2.3 - Architecture multipoints-à-multipoints.....	70
7 - Conversion de fréquence porteuse ULB par voie optique.....	71
7.1 - Intérêt de la conversion de fréquence par voie optique	71
7.2 - Principe de la conversion de fréquence par voie optique	71
8 – Bilan sur la situation actuelle des systèmes ULB	72

Chapitre II – Systèmes de modulation ULB MB-OFDM et MB-OOK étudiés	75
1 - Introduction	77
2 - Systèmes de modulation MB-OFDM	78
2.1 - Historique et introduction	78
2.2 - Transmission multi-porteuses	79
2.3 - Principe des transmissions multi-porteuses OFDM.....	81
2.3.1 - <i>Notion d'orthogonalité</i>	81
2.3.2 - <i>Chaîne d'émission-réception</i>	83
2.3.3 - <i>Chaîne d'émission</i>	83
2.3.4 - <i>Chaîne de réception</i>	84
2.3.5 - <i>Intervalle de garde</i>	85
2.4 - Système MB-OFDM.....	86
2.4.1 - <i>Division du spectre en sous-bandes</i>	86
2.4.2 - <i>Sauts de fréquence</i>	88
2.5 - Bilan et paramètres des systèmes MB-OFDM utilisés	90
2.6 - Non linéarité dans les systèmes ULB-OFDM	91
2.6.1 - <i>Définition du PMER dans les systèmes OFDM</i>	91
2.7 - Non-linéarité des amplificateurs pour les systèmes OFDM	94
2.8 - Bilan sur les systèmes ULB MB-OFDM	95
3 - Systèmes de modulation MB-OOK	95
3.1 - Modulation OOK classique.....	95
3.2 - Principes de la modulation OOK proposée par Mitsubishi ITE	96
3.2.1 - <i>Principe de transmission du système MB-OOK</i>	97
3.2.2 - <i>Canal de transmission et systèmes impulsionnels</i>	98
3.2.3 - <i>Principe de réception du système MB-OOK</i>	100
3.2.4 - <i>Détermination du seuil de décision</i>	101
3.2.5 - <i>Filtres intégrateurs et seuil de décision</i>	103
3.2.6 - <i>Choix de la fréquence de coupure</i>	105
3.2.7 - <i>Détermination du seuil de décision</i>	105
3.2.8 - <i>Bilan sur les chaînes de transmission MB-OOK</i>	107
3.2.9 - <i>Paramètres du système MB-OOK considéré</i>	108
3.3 - Bilan sur les systèmes ULB MB-OOK.....	109

Chapitre III – Applications radio-fréquences – Etude des non linéarité des amplificateurs dans les systèmes ULB-OFDM, problèmes de filtrage dans un système MB-OOK	111
1 – Etude de l’influence des non-linéarités de l’amplificateur faible bruit (LNA) dans une chaîne de réception ULB MB-OFDM	114
1.1 - Amplificateur LNA dans une chaîne de transmission	114
1.2 - Chaîne de transmission ULB-OFDM	118
1.3 - Modèles de l’amplificateur LNA	122
1.3.1 - Non-linéarité d’amplitude et de phase dans le cadre des amplificateurs LNA	122
1.3.2 - Caractéristique AM/PM.....	123
1.3.3 - Caractéristique AM/AM.....	124
1.3.4 - Modèle comportemental développé	125
1.4 - Modèle de front-end.....	126
1.4.1 - Modèle d’amplificateur théorique proposé par Simulink.....	126
1.4.2 - Caractéristiques de l’amplificateur LNA réalisé à l’IMEP	127
1.5 - Résultats de simulation	129
1.5.1 - Comparaison des réponses en tension entre le modèle comportemental du LNA réel et le modèle numérique sur Simulink de Matlab	129
1.5.2 - Résultats de simulations.....	130
1.6 - Application concrète dans le cadre d’un front-end RF de réception	131
1.7 - Application dans la détermination de distances de communication	133
1.8 - Bilan sur les non-linéarités des amplificateurs LNA dans une chaîne de réception ULB MB-OFDM.....	134
2 - Etude de l’optimisation des gabarits des filtres pour le système MB-OOK	135
2.1 - Cahier des charges	136
2.2 - Choix des filtres	139
2.3 - Etude des largeurs de bande-passante maximales accessibles.....	143
2.4 - Influence du filtrage dans les canaux adjacents.....	144
2.4.1 - Méthodologie d’évaluation de l’influence du filtrage dans les canaux	144
2.4.2 - Résultats de l’influence du filtrage dans les canaux.....	147
2.5 - Etude du DER dans la chaîne de transmission MB- OOK	151
2.6 - Etude des signaux temporels émis dans le canal de propagation.....	154
2.7 - Bilan sur le filtrage des systèmes MB-OOK.....	155

Chapitre IV – Application optique : Distribution et traitement de signaux ULB par voie optique.....	157
1 - Critère d’EVM pour l’évaluation de performances de transmission.....	159
1.1- Constellations QPSK des symboles OFDM	160
1.2 -Critère de qualité l’EVM	161
2 -Transmission de signaux ULB sur fibre optique	164
2.1 - Description des liens de transmission optiques	164
2.2 - Caractéristiques expérimentales des transducteurs électrique/optique	166
2.3 - Sources de bruit dans le lien radio sur fibre.....	167
2.4 - Modèle de simulation.....	170
2.4.1 - <i>Description du modèle comportemental</i>	170
2.4.2 - <i>Paramètres des modèles</i>	170
2.5 - Résultats de simulations.....	171
2.5.1 - <i>Discussion des résultats de simulations pour la modulation directe de diode laser</i>	171
2.5.2 - <i>Discussion des résultats de simulations pour la modulation externe</i>	173
2.5.3 - <i>Bilan sur la transmission de signaux ULB par voie optique</i>	173
3 - Conversion de fréquence de signaux ULB par voie optique.....	174
3.1 - Intérêt de la conversion de fréquence	174
3.2 - Principe de la conversion de fréquence	176
3.2.1 - <i>Définition générale d’un mélangeur</i>	176
3.2.2 - <i>Cas du mélange par voie optique</i>	177
3.3 - Mélange par voie optique avec un modulateur externe	178
3.3.1 - <i>Principe du modulateur externe</i>	179
3.3.2 - <i>Expression de l’intensité en sortie du modulateur externe en régime non-linéaire</i>	180
3.3.3 - <i>Puissance de mélange photo-détectée</i>	181
3.3.4 - <i>Définition du gain de conversion</i>	182
3.4 - Modèle de simulation pour l’étude de la conversion de fréquence avec un modulateur externe MZM.....	184
3.4.1 - <i>Description du modèle</i>	184
3.4.2 - <i>Polarisation du modulateur Mach-Zehnder</i>	185
3.4.3 - <i>Principales caractéristiques de la chaîne de transmission</i>	187

4 - Résultats de simulation	188
4.1 - Simulation du gain de conversion.....	189
4.2 - Evaluation de l'EVM du signal ULB-OFDM converti en fréquence	191
4.3 - Résultats d'EVM optimaux au MIN-T et au MAX-T	192
5 - Résultats expérimentaux	193
6 - Bilan sur la conversion de fréquence pour les systèmes ULB	196
7 - Conclusion générale et perspectives	198
Bibliographie	203
Liste des publications	219
ANNEXES	221
Annexe 1 - BILBAO	223
Annexe 2 - Produit d'inter-modulation d'ordre 3 (IP_3).....	225

Liste des figures

Chapitre I – Contexte et situation actuelles des systèmes ULB

Figure I.1	: DSP pour un système ULB et un système à bande étroite.....	38
Figure I.2	: Positionnement des systèmes ULB par rapport aux systèmes existants en terme de débit et de mobilité (a), en terme de débit et de portée (b).....	42
Figure I.3	: Masques d'émission intra et extra-muros des signaux ULB pour la réglementation nord américaine.....	45
Figure I.4	: Evolution des masques d'émission des signaux ULB pour la réglementation singapourienne (a) et japonaise (B).....	46
Figure I.5	: Evolution des masques d'émission des signaux ULB pour la réglementation européenne : en 2003 (a), première (b) proposition de 2005, seconde (c), en 2007 (d).....	47
Figure I.6	: Bornes des spectres autorisés dans la bande des 60 GHz suivant les organismes de régulation.....	49
Figure I.7	: Panorama des systèmes existants autour de la bande ULB.....	51
Figure I.8	: Schéma synoptique d'un analyseur de spectre pour la mesure des puissances moyennes et pics des signaux ULB.....	53
Figure I.9	: Transposition de la DSP maximale autour de la fréquence porteuse f_c	53
Figure I.10	: Puissances pics mesurées dans une bande de 3 MHz de résolution, avec une fréquence vidéo de 50 MHz, avec codage d'étalement (a) et sans codage d'étalement (b).....	55
Figure I.11	: Schéma temporel d'occupation des bandes pour un système de transmission mono et multi-bandes.....	56
Figure I.12	: DSP pour des émissions mono (a) et multi (b) bandes.....	57
Figure I.13	: Exemple d'impulsions gaussiennes dans le domaine temporel (a) et fréquentiel (b).....	58
Figure I.14	: Spectres et formes d'ondes temporelles IR-ULB pour la bande basse (a) et haute (b).....	59
Figure I.15	: Exemple d'émission multi-bandes impulsionnelles sur quatre sous-bandes.....	61
Figure I.16	: Diagramme d'allocation des 14 sous-bandes pour les communications ULB MB-OFDM.....	62

Figure I.17	: Transmission d'une onde électromagnétique dans un canal de transmission et de propagation	64
Figure I.18	: Schéma du tunnel optique pour les communications RoF dans une liaison point-à-point	69
Figure I.19	: Schéma d'un réseau hybride radio-optique avec liens point-à-multipoints RoF basé sur un coupleur 1 vers N.....	70
Figure I.20	: Schéma d'un réseau hybride radio-filaire avec liens multipoints-à-multipoints en radio sur fibre basé sur un coupleur N vers N	70
Figure I.21	: Schéma de principe d'un mélangeur électro-optique, cas d'une conversion haute fréquence.....	72

Chapitre II – Systèmes de modulation ULB MB-OFDM et MB-OOK étudiés

Figure II.1	: Réponse fréquentielle du canal de transmission pour des modulations multi-bandes	80
Figure II.2	: Base orthogonale dans le domaine temporel à l'aide de fonctions portes	82
Figure II.3	: Division du spectre en SB ($N_{SP} = 3$) et notion d'orthogonalité entre les sous-porteuses pour les systèmes OFDM	82
Figure II.4	: Schéma synoptique d'une chaîne d'émission/réception OFDM	83
Figure II.5	: Schéma de principe d'un émetteur multi-porteuses OFDM.....	83
Figure II.6	: Schéma de principe d'un récepteur multi-porteuses OFDM.....	84
Figure II.7	: Intervalle de garde GI dans les symboles OFDM pour les applications ULB	85
Figure II.8	: Intervalle de garde GI dans les symboles OFDM	86
Figure II.9	: Découpage fréquentiel de la bande ULB comprise entre 3,1 et 10,6 GHz en 14 SB regroupées en 5 groupes de bandes.....	89
Figure II.10	: Sauts en fréquence de symboles OFDM en considérant le fonctionnement en mode 1 et pour le TFC 1	89
Figure II.11	: DSP en fréquence du signal ULB-OFDM émis.....	91
Figure II.12	: Relevé temporel de la partie réelle et imaginaire des signaux ULB-OFDM.....	92
Figure II.13	: Distribution pour des signaux gaussiens (a) et uniformes (b).....	92

Figure II.14 : Réponse en amplitude typique d'un amplificateur.....	94
Figure II.15 : Modulation OOK et spectre fréquentiel associé	96
Figure II.16 : Schéma de principe de l'émetteur MB-OOK, exemple de transmission ...	97
Figure II.17 : Signal impulsionnel temporel (a), et spectre en fréquence (b).....	97
Figure II.18 : Réponse impulsionnelle typique d'un canal de propagation ULB.....	98
Figure II.19 : Schéma de principe du récepteur MB-OOK, exemple d'une réception.....	100
Figure II.20 : Démodulateur quadratique non-cohérent.....	100
Figure II.21 : Réponse impulsionnelle typique du canal de propagation ULB par rapport au signal émis	101
Figure II.22 : Densité de probabilité après intégration du signal	102
Figure II.23 : Schéma de détection et d'estimation dynamique du seuil de décision	102
Figure II.24 : Intégration du signal reçu pour différents types de filtres passe-bas sur une durée d'une pulsation.....	104
Figure II.25 : Intégration du signal reçu avec un filtre de type Maximally Flat pour diverses valeurs de fréquences de coupures F_C	105
Figure II.26 : Densité de probabilité après intégration du signal pour différentes puissances de bruit dans le canal de propagation.....	106
Figure II.27 : Illustration de l'instant et du niveau du seuil de décision adopté.....	107
Figure II.28 : Signal impulsionnel employé dans le domaine temporel (a) et spectre en fréquence (b)	108

Chapitre III – Applications radio-fréquences – Etude des non-linéarités des amplificateurs dans les systèmes ULB-OFDM, problèmes de filtrage dans un système MB-OOK

Figure III.1 : Exemple d'une chaîne d'émission/réception dans le cas de la téléphonie cellulaire.....	114
Figure III.2 : Chaîne de transmission ULB-OFDM et front-end RF de réception	118
Figure III.3 : Disposition du système étudié par rapport aux perturbateurs dans le groupe de bande GB#1	121
Figure III.4 : DSP du signal ULB-OFDM transmis et des sous-bandes adjacentes	121
Figure III.5 : Réponse en tension typique d'un amplificateur	124
Figure III.6 : Modèle comportemental de l'amplificateur LNA.....	125
Figure III.7 : Structure du LNA	127
Figure III.8 : Courbes caractéristiques du LNA	128

Figure III.9 : Réponse en tension du modèle comportemental de l'amplificateur réel et de son modèle numérique pour un gain de 13,8 dB et différentes valeurs d'IIP3	129
Figure III.10: Variation du BER en fonction du rapport SIR pour différentes valeurs d'IIP3 et rapport SNR	130
Figure III.11: Variation du BER en fonction du rapport SIR avec les caractéristiques de deux front-end réels	132
Figure III.12: Illustration du calcul des distances de communications maximales	133
Figure III.13: Système de transmission MB-OOK	136
Figure III.14: Schéma de principe du démultiplexeur comprenant une bande de n filtres passe-bas PB.....	136
Figure III.15: Gabarit des deux premiers filtres passe-bande du démultiplexeur.....	137
Figure III.16: Filtre de type Chebyshev d'ordre 4, de largeur de bande 250 MHz observé sur le canal 3	138
Figure III.17: Exemple de fonction de transfert pour les 3 types de filtres de fréquence centrale $F_c = 3230$ MHz et d'ordre 6	139
Figure III.18: Gabarits des fonctions de transfert $ H(f) $ de chacun des types de filtres considérés.....	140
Figure III.19: Fonction de transfert pour les 3 types de filtres, de BP = 150 MHz de différent ordres, avec une fréquence centrale $F_c = 3230$ MHz.....	142
Figure III.20: Exemple de fonction de transfert d'un filtre Butterworth d'ordre 6 (a) et illustration de son découpage en sous-bandes SsBd (b).....	145
Figure III.21: Illustration du processus de calcul du rapport SIR_{SsBd}	147
Figure III.22: Evaluation du SNR_{SsBd} en fonction du numéro du canal, pour des filtres de type Butterworth et Chebyshev de différent ordres.....	148
Figure III.23: Exemple de fonctions de transfert d'un filtre Butterworth (a) et Chebyshev (b) d'ordre 2 et 8.....	149
Figure III.24: Fonctions de transfert des filtres Butterworth et Chebyshev d'ordres 6 et 8.....	150
Figure III.25: Schéma synoptique de la chaîne de transmission MB-OOK	151
Figure III.26: Variation du BER en fonction du numéro de canal avec un SNR de 6 dB pour des filtres Butterworth et Chebyshev	152
Figure III.27: BER en fonction du numéro de canal (a) en opposition au spectre en fréquence du signal d'entrée (b).....	153
Figure III.28: Variation du BER en fonction du rapport SNR pour les différents types et ordre de filtrages.....	153
Figure III.29: Réponse temporelle et délais de propagation pour les différents types et ordres de filtres	154

Chapitre IV – Application optique : distribution et traitement de signaux ULB par voie optique

Figure IV.1 : Modulation QPSK à 4 états de phase, et tableau de codage à sauts de phase minimale	161
Figure IV.2 : Critère d'EVM du symbole d'une modulation numérique.....	162
Figure IV.3 : Exemple de constellations pour différentes valeurs d'EVM.....	163
Figure IV.4 : Chaîne de transmission ULB sur fibre avec une transmission directe (laser DFB directement modulé).....	164
Figure IV.5 : Chaîne de transmission ULB sur fibre avec une modulation externe (modulateur MZM)	164
Figure IV.6 : Caractéristiques statiques des transducteurs E/O	166
Figure IV.7 : Réponses AM/AM des deux liens optiques considérés pour différentes valeurs caractéristiques	166
Figure IV.8 : Modélisation des sources de bruits dans la chaîne RoF	168
Figure IV.9 : Modèle comportemental des systèmes de transmission ULB sur fibre	170
Figure IV.10: Variation de l'EVM en fonction de la puissance $P_{ULB-OFDM}$ du signal ULB-OFDM d'entrée	172
Figure IV.11: Diagramme d'allocation des sous-bandes MB-OFDM pour les communications ULB en Europe, dans sa définition actuelle en 2007 et future en 2010.....	175
Figure IV.12: Schéma de principe d'un mélangeur électronique RF ou optique, exemple d'une conversion haute fréquence	176
Figure IV.13: Schéma de principe d'un mélangeur par voie optique	178
Figure IV.14: Modulateur d'intensité de type Mach-Zehnder	179
Figure IV.15: Schéma d'un modulateur externe Mach-Zehnder	180
Figure IV.16: Schéma électrique d'un photo-détecteur idéal	181
Figure IV.17: Lien RoF pour la conversion de fréquence de signaux ULB-OFDM par voie optique avec un modulateur externe MZM	184
Figure IV.18: Caractéristique statique du MZM, pour une puissance optique en entrée du MZM de 5 mW et une tension demi-onde V_{π} de 5,3 V	186
Figure IV.19: Principe de modulation d'intensité optique, exemple de polarisation dans la zone linéaire	186
Figure IV.20: Simulation du gain de conversion G_{CVt} en fonction de la puissance du signal d'OL.....	189
Figure IV.21: Simulation du gain de conversion G_{CV} en fonction de la puissance d'entrée des signaux CW et ULB.....	190

Figure IV.22: Variation de l'EVM en fonction de la puissance P_{ULB} aux points de polarisations MIN-T et MAX-T, pour différentes valeurs de puissances P_{OL}	191
Figure IV.23: Variation de l'EVM du signal ULB converti en fréquence en fonction de la puissance d'entrée du signal ULB à MIN-T et MAX-T.....	193
Figure IV.24: Comparaison du gain de conversion optique G_{CVOpt} simulé et mesuré, en fonction de la puissance du signal d'OL	194
Figure IV.25: DSP en sortie du photo-détecteur après conversion haute fréquence et signal d'entrée ULB-OFDM (encart).....	195

Annexe 2 – Produit d'inter-modulation d'ordre 3 (IP_3)

Figure A2.1 : Génération de produits d'IM à partir de deux signaux fondamentaux traversant une fonction non-linéaire.....	225
Figure A2.3 : Point d'interception d'ordre 3 (IP_3).....	227
Figure A2.3 : Mesure du niveau d'inter-modulation d'ordre 3 (IP_3).....	227

Liste des tableaux

Chapitre I – Contexte et situation actuelle des systèmes ULB

Tableau I.1	: Puissances d'émissions tolérées dans la bande des 60 GHz	49
-------------	--	----

Chapitre II – Systèmes de modulation ULB MB-OFDM et MB-OOK étudiés

Tableau II.1	: Allocation fréquentielle des groupes de bandes.....	86
Tableau II.2	: Relation entre les distances d'émission et la fréquence centrale de chaque BG	87
Tableau II.3	: Allocation codage temps –fréquence (TFC) pour les différents modes des système MB-OFDM.....	88
Tableau II.4	: Caractéristiques principales du générateur de pulses.....	108

Chapitre III – Applications radio-fréquences – Etude des non-linéarités des amplificateurs dans les systèmes ULB-OFDM, problèmes de filtrage dans un système MB-OOK

Tableau III.1	: Exemple de caractéristiques d'amplificateurs LNA ULB.....	117
Tableau III.2	: Principales caractéristiques de symboles ULB-OFDM utilisés.....	119
Tableau III.3	: Définition des fonctions AM/AM et AM/PM pour les modèles de Saleh, Ghorbani et Rapp.....	126
Tableau III.4	: Performances de l'amplificateur ULB-LNA réalisé à l'IMEP.....	128
Tableau III.5	: Principales caractéristiques des front-end.....	131
Tableau III.6	: Paramètres considérés dans la programmation des filtres.....	141
Tableau III.7	: Critères d'atténuations A et B dB pour les 3 types de filtres, d'ordres : 2, 4, 6, 8 de BP 150 MHz autour de $F_C = 3230$ MHz.....	142
Tableau III.8	: Bandes passantes maximales accessibles suivant l'ordre et le type de filtre, avec et sans décentrage des fréquences F_{C_Basse} et F_{C_Haute}	143

Chapitre IV – Application optique : Distribution et traitement de signaux ULB par voie optique

Tableau IV.1 : Caractéristiques du système optique en transmission directe

Tableau IV.2 : Caractéristiques des éléments optiques utilisés dans la chaîne de conversion de fréquence ULB-OFDM

ACRONYMES



Acronymes

A

ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AM	Amplitude Modulation
AMRC	Accès Multiple par Répartition en Code
A/N	Analogique/Numérique
ANR	Agence Nationale pour la Recherche
AsGa	Arséniure de gallium
AWG	Arbitrary Waveform Generator
AWGN	Additive White Gaussian Noise

B

BAW	Bulk Acoustic Wave
BBAG	Bruit Blanc Additif Gaussien
BdB	Bande de Base
BER	Bit Error Rate
BG	Band-Group
BILBAO	Borne d'Infrastructure Large Bande avec Accès Optique
BP	Bande-passante
BPF	Band Pass Filter
BPM	Bi-Phase Modulation
BPSK	Binary Phase Shift Keying

C

C	Capacité
CDMA	Code Division Multiple Access
CEPT	Conférence Européenne des administrations des Postes et des Télécommunications
CG	Common Gate
CIR	Canal Impulse Response
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
CPW	Coplanar Waveguides
CS	Common Source
CW	Continuous Wave

D

DAA	Data Access Arrangement
DAB	Digital Audio Broadcasting
DEL	Diode Electro-Luminescent
DFB	Distributed Feed Back
DoD	Department of Defense
DMT	Discrete MultiTone
DS-CDMA	Direct Sequence-CDMA
DS-UWB	Direct Sequence-UWB
DSL	Digital Subscriber Line
DSP	Densité Spectrale de Puissance
DSP ₂	Digital Signal Processor
DVB	Digital Video Broadcasting
DVD	Digital Versatile Disc

E

ECC	Electronic Communications Committee
ECMA	European Computer Manufacturers Association
EIRP	Equivalent Isotropically Radiated Power
EM	Electro-Magnétique
E/O	Electrique/Optique
ESA	Series Economy Spectrum Analysers
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
EVM	Error Vector Magnitude

F

F	noise Factor
FB	Fractional Bandwidth
FC	Facteur de Crête
FCC	Federal Communication Commission
FDM	Frequency Division Multiplexing
FET	Field-Effect Transistors
FFT	Fast Fourier Transform
FH	Frequency Hopping
FTTH	Fiber To The Home

G

GI	Guard Interval
GPR	Ground Penetrating Radar
GSM	Global System for Mobile communications
GPS	Global Positioning System

H

HIPERLAN	High Performance Radio Local Area Network
HTB	Heterojunction Bipolar Transistor

I

ICTSC	Information and Communication Technology Sub-Council
IDA	Infocomm Development Authority of Singapore
IDFT	Inverse Discret Fourier Transform
IES	Interférences Entre Symboles
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IP ₃	Third Order Intercept Point
IIP ₃	Input Third Order Intercept Point
IM _n	Produit d'Inter-Modulation d'ordre n
IP _n	Point d'Interception d'ordre n
I/Q	In-phase/Quadrature
IR	Impulse Radio
IR-UWB	Impulse Radio-UWB
ISI	Inter-Symbol Interference
ISIS	InfraStructures for broadband access in wireless/photronics and Integration of Strengths).
ISM	Industriel, Scientifique et Médical

L

L	Light
L ₂	Inductance
LBR	Largeur de Bande Relative
LDC	Low Duty Cycle
LNA	Low Noise Amplifier
LO	Local Oscillator
LOS	Line of Sight
LPF	Low Pass Filter

M

MAC	Medium Access Control
MBOA-SIG	MultiBand OFDM Allinace-Special Interest Group
MB-OOK	Multi-Band On Off Keying
MB-OFDM	Multi-Band-Orthogonal Frequency Division Multiplexing
MC-CDMA	Multi-Carrier-CDMA
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MIC	Ministry of Internal Affairs and Communications
MIM	Metal Insulator Metal
MU	Multi-Utilisateurs
MZ	Mach-Zehnder
MZM	Mach-Zehnder Modulator

N

N/A	Numérique/Analogique
NF	Noise Figure
NTIA	National Telecommunications and Information Administration

O

O/E	Optique/Electrique
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OIP ₃	Output Third Order Intercept Point
OL	Oscillateur Local
OOK	On Off Keying
ONT	Optical Network Terminal
OPM	Orthogonal Pulse Modulation

P

PA	Power Amplifier
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PAN	Personal Area Network
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PB	Passe Bande
PD	Photo-Détecteur
PHY	Couche PHYsique
PIRE	Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente
PM	Phase Modulation
PMEPR	Peak-to-Mean Envelope Power Ratio
PNC	PicoNet Coordinator
PPM	Pulse Position Modulation
PRF	Pulse Repetition Frequency
PSK	Phase Shift Keying

Q

QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying

R

RBW	Resolution Bandwidth
RF	Radio Fréquence
RIN	Relative Intensity Noise
RLAN	Radio Local Area Network
RMS	Root Mean Square
RNRT	Réseau National de Recherche en Télécommunications
RoF	Radio-over-Fiber
RSC	Radio Spectrum Committee

S

SAW	Surface Acoustic Wave
SB	Sous-Bande
Si	Silicium
SiGe	Silicium Germanium
SIR	Signal Interferer Ratio
SK	Spectral Keying
SNR	Signal to Noise Ratio
SMF	Single Mode Fiber
SsBd	Sous-Bandes

T

TDD	Time Division Duplex
TF	Transformée de Fourier
TFC	Time Frequency Code
TFD	Transformée de Fourier Discrete
THC	Time Hopping Code
TIA	TransImpedance Amplifier
TNT	Télévision Numérique Terrestre

U

UE	Union Européenne
UFZ	UWB Friendly Zone
UIT	Union Internationale des Télécommunications
ULB	Ultra Large Bande
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
USA	Etats-Unis d'Amérique
USB	Universal Serial Bus
UWB	Ultra Wide Band
UWBoF	UWB over Fiber

V

VBW	Video BandWidth
VCO	Voltage Control Oscillator
VGA	Variable Gain Amplifier

W

WiFi	Wireless Fidelity
WiMax	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

Introduction générale



*Ah... Je ne sais pas.
Il faut lire.
C'est écrit dans la norme.*

E. Kovanov

Introduction générale

L'engouement grandissant des consommateurs pour les systèmes de communication Radio-Fréquence (RF) sans fil nécessite l'émergence continue de nouveaux protocoles et systèmes de transmission. Connus depuis de nombreuses années mais inexploités dans le domaine des communications, les systèmes Ultra Large Bande (ULB) ou encore UWB (Ultra Wide Band) font aujourd'hui l'objet d'intenses activités de recherche.

Conforté par l'ouverture en 2002 de son utilisation sans licence dans la bande de fréquence initialement comprise entre 3,1 et 10,6 GHz avec une PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente) maximum de $-41,3$ dBm/MHz, l'ULB doit répondre à un cahier des charges rigoureux, et faire appel à des architectures innovantes encore mal maîtrisées. Puissance, linéarité, portée, taille, débit, etc., sont autant de paramètres critiques et problématiques dont l'étude et l'optimisation deviennent indispensables.

Ces nombreux problèmes qui viennent en particulier de l'extrême faiblesse des puissances considérées, nous amènent à étudier de nouveaux supports de communication tels que la fibre optique. Le domaine optique permettrait, d'une part, la déportation du signal ULB afin d'accroître les distances de transmission, et d'autre part, d'envisager des fonctions de traitement du signal directement réalisées dans le domaine optique afin d'en exploiter la très grande largeur de bande. Par exemple, la transposition fréquentielle haute fréquence ainsi que le filtrage par voie optique peuvent présenter un grand intérêt pour ces systèmes hybrides optiques ULB.

Ce travail de thèse s'est, en partie, inscrit dans les thématiques du projet BILBAO (Bornes d'Infrastructures Large Bande avec Accès Optique) du Réseau National pour la Recherche en Télécommunications. Ce projet vise notamment à démontrer la faisabilité d'un lien radio sur fibres, dédié à la distribution de signaux ULB dans un réseau. Ce travail s'est également impliqué dans le cadre du projet ISIS (Network of Excellence on InfraStructures for broadband access in wireless/photonics and Integration of Strengths). Le projet ISIS s'oriente sur les applications aux communications micro-ondes et optiques Larges Bandes, en particulier pour les systèmes optoélectroniques. Une présentation plus approfondie de ces deux projets est faite en annexe 1.

Ce travail de thèse a été motivé par de nombreuses interrogations liées à l'émergence récente de l'ULB pour la transmission de données très haut débit. Nous considérerons deux techniques de communication qui utilisent toutes deux une approche fréquentielle de type multi-bandes :

- La première méthode, appelée MB-OFDM (Multi-Band-Orthogonal Frequency Division Multiplexing) s'articule autour de signaux OFDM et emploie une technique de sauts de fréquence FH (Frequency Hopping) entre les sous-bandes.

- La seconde méthode de type MB-OOK (Multi-Band-On Off Keying) adopte une technique originale qui combine une approche impulsionnelle additionnée à une modulation OOK.

Parce que ces deux systèmes ne sont pas sensibles aux mêmes perturbations, et parce qu'ils n'adoptent pas la même conception, nous mènerons des études sur des axes séparés. Les recherches porteront sur l'influence des non-linéarités des amplificateurs faible bruit LNA (Low Noise Amplifier) dans la chaîne de réception RF des systèmes MB-OFDM. Nous étudierons également l'influence de divers liens optiques utilisés pour la réalisation de la partie radio sur fibres RoF (Radio over Fiber). Nous nous pencherons enfin sur les problèmes de filtrage dans les systèmes MB-OOK, qui ne sont pas, à l'heure actuelle, sans causer de problèmes.

Les systèmes ULB nécessitent en effet de repenser tout ce qui est lié à l'aspect large bande du signal, en particulier les problèmes de filtrage, d'amplification et d'adaptation. La qualité de conception de ces éléments, ainsi que leur fiabilité occupent un rôle prépondérant sur les performances globales du système. Leur conception nécessite de nombreux compromis. Il devient alors indispensable d'évaluer leur impact sur la globalité de la chaîne de transmission.

Après avoir étudié l'aspect néfaste que peuvent engendrer les non-linéarités sur la qualité de transmission, nous chercherons à en tirer profit en étudiant la transposition fréquentielle par voie optique. Cette technique est basée sur la génération de produits d'intermodulation liés aux non-linéarités des composants optoélectroniques. Elle devient particulièrement intéressante pour le développement des systèmes ULB qui sont localisés dans la bande des 60 GHz. L'émergence de nouvelles applications ULB dans cette bande de fréquence provient des nombreuses restrictions qui sont apparues dans la bande comprise entre 3,1 et 10,6 GHz. La bande des 60 GHz présente en effet l'avantage d'être encore libre d'utilisation et moins restrictive que celle actuellement considérée. Contrairement aux mélangeurs purement RF encore largement problématiques pour les fréquences millimétriques, les transducteurs électrique/optique permettent de réaliser facilement la transposition de fréquence. Ils bénéficient également de la très large bande-passante de la fibre optique.

Ce travail de thèse, pluridisciplinaire, s'inscrit à la fois dans le domaine des communications Radio-Fréquence mais également dans celui de l'optoélectronique. Nous présentons dans la suite de cette introduction les notions essentielles à la compréhension de ce travail de thèse.

CHAPITRE I - CONTEXTE ET SITUATION ACTUELLE DES SYSTEMES ULB

Le premier chapitre sera consacré dans son ensemble, à l'état de l'art des systèmes ULB. Au travers de son historique, nous d'écrirons ses principaux domaines d'applications ainsi qu'une liste non exhaustive des systèmes ULB rencontrés. Nous nous attarderons à développer les principales caractéristiques de chacun de ces points.

Les systèmes ULB étant, définis sur une très large bande de fréquence, l'une de leurs particularités réside dans des Densités Spectrales de Puissance (DSP) d'émission tolérées extrêmement faibles. Depuis son introduction en 2002, cette définition a été profondément remaniée par les différents organismes de régulation. Depuis, de nouvelles restrictions sont venues se greffer, en particulier pour l'Union Européenne (UE).

Nous verrons également que deux techniques de modulations ont été mises en rivalité durant sa phase d'émancipation : les solutions ULB impulsionnelles et multi-bandes.

Les faibles puissances allouées aux systèmes ULB limitant considérablement les distances d'émission, ceci nous amènera à montrer l'intérêt pour les nouvelles techniques de supports de communication RoF.

CHAPITRE II - SYSTEMES DE MODULATION ULB MB-OFDM et MB-OOK ETUDIES

Ce chapitre sera dédié à la description du principe de fonctionnement ainsi que des principales propriétés des deux techniques de transmission employées.

Dans une première partie, nous décrirons les systèmes de type MB-OFDM, qui adoptent les propriétés des transmissions multi-porteuses. Nous décrirons notamment la technique de sauts de fréquence propre aux modulations MB-OFDM.

Nous traiterons dans une seconde partie de la modulation MB-OOK, basée sur une approche à la fois multi-bandes et impulsionnelle.

Nous clôturerons ce chapitre par une brève description des outils de simulation qui ont été utilisés pour mener à bien ce travail.

CHAPITRE III - APPLICATIONS RADIO-FREQUENCES : PROBLEMES DE NON-LINEARITE DANS LES SYSTEMES MB-OFDM. PROBLEME DE FILTRAGE DANS LES SYSTEMES MB-OOK

Dans un premier temps, nous présenterons le protocole de mise en œuvre des modèles de simulation employé. Bien que développé dans le domaine RF pour les amplificateurs faible bruit, le procédé sera repris ultérieurement et d'une manière quasi-similaire dans le domaine optique. Nous l'utiliserons pour la modélisation comportementale des différents types de modulation optique étudiés. Il s'agit de modèles à la fois théoriques, mais également comportementaux réalisés à l'aide de mesures expérimentales.

Dans une seconde partie, nous étudierons l'impact des non-linéarités de l'interface RF dans les systèmes MB-OFDM. En effet, les signaux OFDM, et à plus forte raison ULB MB-OFDM, sont particulièrement sensibles aux non-linéarités des composants de la chaîne de transmission. Les éléments principalement mis en cause sont les amplificateurs, qu'ils soient de puissance PA (Power Amplifier) pour le transmetteur, ou faible bruit LNA (Low Noise Amplifier) pour le récepteur.

Le LNA reste sans doute un des éléments le plus critique du début de la chaîne de réception. Il doit être en mesure d'amplifier au maximum le signal reçu qui est à la réception très bruité et fortement atténué par le canal de propagation. Il doit être réalisé de manière à minimiser les distorsions préjudiciables, sans additionner trop de bruit.

Nous verrons également que les problèmes de non-linéarités sont d'autant plus critiques lorsque d'autres utilisateurs émettent dans les canaux adjacents dans le cadre des transmissions au sein d'un réseau de communications.

Enfin, nous nous attarderons sur l'étude de l'impact du filtrage des bancs de filtres du démultiplexeur. Ils sont utilisés pour la modulation de type MB-OOK et constituent un élément prédominant dans ce type de système. Ce banc de filtre est employé à trois reprises et peut, suivant son orientation, faire office de multiplexeur ou de démultiplexeur. La qualité du filtrage est la clef de l'efficacité de transmission d'un tel système. Il devient alors indispensable de déterminer les contraintes minimales à apporter, notamment en ce qui concerne la définition des gabarits et les types de filtres à employer.

CHAPITRE IV - APPLICATION OPTIQUE : DISTRIBUTION ET TRAITEMENT DE SIGNAUX ULB PAR VOIE OPTIQUE

Les systèmes ULB RF pour les communications sans fil montrent rapidement leurs limites, notamment en terme de portée d'émission. Les puissances envisagées sont en effet trop faibles pour espérer atteindre des distances de transmission importantes ($> 10-20$ m). Les systèmes RoF apparaissent alors comme une solution envisageable pour déporter les accès RF ULB. Il est vrai que les composants optoélectroniques présentent de nombreux atouts, comme la largeur de bande, la faible atténuation de la fibre, la protection aux interférences électromagnétiques. Les systèmes RoF nous offrent également la possibilité de concevoir des réseaux de communication complexes.

Dans une première partie de chapitre, le protocole de modélisation développé au chapitre 3 dans le cadre d'amplificateurs RF LNA, nous permettra par transposition d'étudier plusieurs configurations de liens optiques avec modulation directe ou externe.

Le domaine de l'optique ouvre aussi la voie à de nouvelles applications, comme par exemple la conversion de fréquence que nous développerons dans une seconde partie. La transposition fréquentielle de signaux ULB dans la bande des 60 GHz encore libre d'utilisation est en effet de plus en plus envisagée.

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Nous terminerons ce mémoire de thèse en concluant le travail qui a été présenté. Nous donnerons également quelques pistes d'évolutions et de poursuites à donner à cette étude.

CHAPITRE I

CONTEXTE ET SITUATION ACTUELLE DES SYSTEMES ULB

CHAPITRE I

CONTEXTE ET SITUATION ACTUELLE DES SYSTEMES ULB

1 Introduction

Face à la demande permanente pour le « tout sans fil », le monde des radiocommunications doit répondre continuellement à l'attente des consommateurs en augmentant sans cesse les débits de transmission [Pez03].

Connus depuis le début du 20^{ème} siècle, les signaux large bande ont été pendant longtemps dédiés aux applications militaires radar. Ce fut le cas notamment à cause de nombreuses difficultés de conception et d'implantation dues à des technologies et un savoir faire encore immature et onéreux. Ce n'est que dans les années 1980, alors que les technologies devinrent plus performantes et propices à leur emploi, qu'un regain d'intérêt revint auprès des industriels. L'importance de l'étalement fréquentiel confère en effet aux systèmes larges bandes et d'autant plus pour les systèmes ultra large bande, des caractéristiques uniques. Nous pouvons ainsi citer à titre d'exemple, un fort pouvoir de résolution ou encore la robustesse aux perturbations du canal radio. Ces caractéristiques sont idéales pour les systèmes de localisation ou de communication radio à haut débit et à courte portée.

Il faut attendre l'année 2002 et le coup d'envoi des autorités de régulation américaines pour obtenir l'autorisation d'émettre dans une bande fréquentielle de largeur 7,5 GHz. Comprise entre 3,1 et 10,6 GHz, la Densité Spectrale de Puissance (DSP) du signal est extrêmement faible et inférieure à -41,3 dBm/MHz. Depuis cette date, de grandes divergences sont apparues suivant les différentes autorités de régulation, notamment en ce qui concerne la définition des plages de fréquence. De plus, nous assistons à l'émergence de nouvelles applications dans la bande de fréquence aux alentours des 60 GHz encore libre d'utilisation.

Les très faibles puissances d'émission et distances de communication ont conduit à de nouvelles approches de transmission telles que la radio sur fibre. Cette technique lie le domaine de la radiofréquence à celui de l'optique et ouvre la voie à de grandes potentialités, tout en gardant à l'esprit l'aspect faible coût de conception. Nous pouvons ainsi citer la conception de réseaux de communication, l'augmentation considérable des distances de transmission et la transposition fréquentielle pour les futures applications à 60 GHz.

Les technologies ultra large bande offrent une approche résolution nouvelle et différente de toutes celles connues jusqu’alors. Elles nécessitent un travail considérable pour repenser entièrement les systèmes d’émission et de réception actuels qui ne présentent pas les performances requises nécessaires et suffisantes. Il devient également indispensable d’aborder d’un œil nouveau l’ensemble des problèmes jusque là inconnus en radiofréquence, que ce soit en terme d’énergie, d’occupation spectrale en fréquence, de débit ou de distance d’émission, le tout motivé par un souci de réaliser des systèmes bas coût.

Ce premier chapitre a pour principale vocation de placer le lecteur dans le contexte actuel des systèmes de communication ULB.

1.1 Définition d’un signal ULB

L’appellation Ultra Large Bande (ULB) vient de la traduction du terme anglo-saxons Ultra Wide Band (UWB) qui est un terme générique désignant les systèmes qui transmettent et reçoivent des ondes dont la Largeur de Bande Relative (LBR) ou Fractional Bandwidth (FB) est supérieure ou égale à 0,25 [Tay95]. La LBR à -3 dB est définie suivant l’équation :

$$LBR_{-3dB} = \frac{f_H - f_L}{f_C} \quad \text{avec,} \quad f_C = \frac{f_H + f_L}{2} \quad (I.1)$$

Où :

- f_C est la fréquence centrale du signal transmis,
- f_H et f_L sont respectivement la fréquence de coupure supérieure et inférieure à -3 dB de la bande-passante (BP).

La commition fédérale de communication FCC (Federal Communication Commission) des Etats-Unis a étendu cette définition en incluant les signaux dont la LBR à -10 dB est supérieure à 20 % ou présentant une bande de fréquence supérieure à 500 MHz [FCC02]. Une illustration est apportée par la figure I.1.

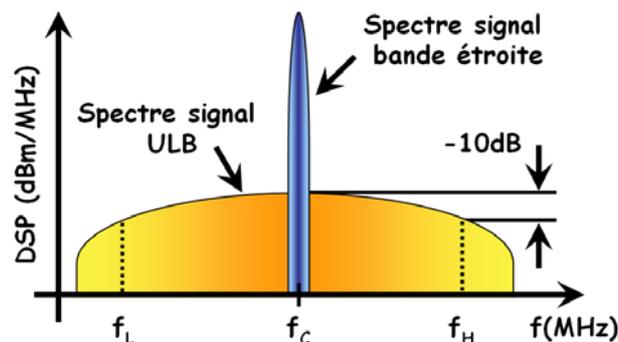


Figure I.1 : DSP pour un système ULB et un système à bande étroite.

Le terme ULB regroupe tout un ensemble de protocoles de communication différents. Il comprend à la fois des systèmes de type impulsionnel, sans porteuse, en bande de base, à porteuses orthogonales et d'autres encore [Bar00]. L'ULB définit un signal de largeur de bande comprise entre 500 MHz et plusieurs GHz sur un spectre en fréquence qui s'étale de 3,1 à 10,6 GHz d'après la définition de la FCC.

1.2 Historique et généralités sur les systèmes ULB.

Depuis son origine, l'homme a cherché à communiquer. Il a dû s'adapter en élaborant des techniques de plus en plus originales et complexes afin de répondre à ses besoins. L'histoire des radiocommunications n'est en regard que très récente puisqu'elle ne commence qu'au début du 20^{ème} siècle, où elle a rapidement été dynamisée par les intérêts stratégiques des applications militaires dans les conflits majeurs [Mon95].

Il faut attendre 1952 avec les travaux de Pierce et Hopper [Hop52] pour assister aux prémices des communications pulsées. En effet, les radiocommunications ont été, et sont encore très souvent basées sur la modulation d'une porteuse sinusoïdale à bande étroite. Initialement réservées aux militaires dans les applications radars, de nombreuses informations sur les systèmes impulsionnels sont rendues public par H. F. Harmuth [Har69] dès 1960. Bien que les systèmes pulsés présentent de nombreuses particularités très intéressantes en raison de la nature large bande des signaux, leurs développements ont été néanmoins limités et longtemps retardés en raison du besoin d'un fort pouvoir de résolution temporelle et d'une électronique très rapide. A ce titre, G. F. Ross [Ros73] dépose en 1973 le premier brevet pour un système de communication impulsionnelle inférieure à la nanoseconde. Une étude complète dans ce domaine sera présentée en 1978 [Ben78]. Il s'en suivra un grand nombre de travaux et publications.

En 1989, le terme d'Ultra Wide Bande est introduit par le département Américain de la défense DoD (Department of Defence). Les Etats-Unis utilisent principalement les signaux ULB pour des applications radar et non à des fins de radiocommunications [Fow90]. La recherche pour les communications a été plus tardive, puisqu'elle débute dans les années 90 [Sch93]. Il faudra attendre 1997 [Sch97] pour que le terme d'ULB soit repris dans le titre d'une publication consacrée aux systèmes radios pulsés IR (Impulse Radio). Ces travaux mettent à profit les principales caractéristiques des systèmes ULB qui sont : une résolution temporelle de l'ordre de la nanoseconde, la possibilité d'avoir de faibles rapports cycliques permettant des modulations de type « saut de fréquence » FH (Frequency Hopping), la gestion de Multi-Utilisateurs (MU), la multiplicité des techniques de modulation envisageables (impulsionnelles, sans porteuse, signaux orthogonaux, ...).

En 1998, la FCC lance une étude sur la possibilité d'utiliser les systèmes ULB [Doc98] et reconnaît en 2000 les nombreux avantages que pourraient avoir les systèmes larges bandes [FCC00]. En réponse, de nombreux industriels, partenaires et milieux de la recherche commencent à s'y intéresser de plus en plus. Ils incitent par ailleurs le gouvernement américain à prendre des mesures de réglementation, en particulier à statuer sur l'autorisation pour émettre sans licence. En effet, jusqu'en 2002, aucun texte de réglementation ne traite le cas de l'ULB. Seule la partie 15 des lois de la FCC relative aux émissions involontaires des systèmes commerciaux fonctionnant sans licence [Par15] [FCC98] définit une DSP inférieure

à -41,3 dBm/MHz. Cette DSP correspond à une puissance de champ rayonnée de 500 μ W/m. Elle est obtenue dans une bande fréquentielle de 1 MHz à 3 mètres de distance par rapport à l'antenne d'émission.

Il faut attendre février 2002 [FCC02] pour que la FCC se prononce sur la définition des systèmes communicants ULB sans fil aux Etats-Unis, en définissant un masque limitant la Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente (PIRE) ainsi que les bandes fréquentielles allouées. Cette définition impose alors une DSP de -41,3 dBm/MHz sur une plage de fréquences comprises entre 3,1 et 10,6 GHz. Ces contraintes sont érigées pour limiter les interférences susceptibles d'être provoquées sur les systèmes de communications actuellement mis en place, mais également ceux à venir.

En revanche, la FCC ne statue pas sur le type de modulation à employer. C'est pourquoi dès 2003 nous voyons émerger la proposition d'un standard nommé IEEE 802.15.3a. Cette proposition met en rivalité deux types de modulation : la première est soutenue par Motorola et XtremeSpectrum [Xtr03], elle utilise les techniques de type impulsif appelées Accès Multiples par Répartition en Code (AMRC), qui sont également connues sous le nom de Code Division Multiple Access (CDMA). La seconde emploie une modulation de type Multi-Bandes (MB) à porteuses orthogonales Multi-Band-Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MB-OFDM). Elle est portée par l'alliance MultiBand OFDM Alliance-Special Interest Group (MBOA-SIG) [MBO04]. La proposition IEEE 802.15.3a sera finalement reprise et adoptée par l'European Computer Manufacturers Association (ECMA) en 2005 [ECM05]. Les systèmes de type MB-OFDM seront finalement préconisés.

Les systèmes ULB présentent aujourd'hui un large potentiel dans de nombreux domaines d'application, que ce soit dans l'imagerie, la détection ou pour les transmissions de données. Les contraintes de puissance ainsi que les faibles distances de communication restent néanmoins problématiques. Les systèmes hybrides radio-sur-fibre RoF (Radio-over-Fiber) [BILB1/2/3/4] [UROOF] suscitent à ce titre un grand intérêt pour assurer le transport de signaux ULB de manière transparente. Ils utilisent en particulier les propriétés de la fibre optique : large bande, faible atténuation, résistance aux perturbations Electro-Magnétique (EM). Bien qu'ils soient très récents (début des années 1990) au regard des communications RF, les liens optiques pour les communications de type RoF présentent de nombreux avantages. Nous pouvons ainsi citer : l'accroissement des distances de transmission, l'utilisation de composants à très larges bandes passantes, les faibles coûts d'exploitation, une grande souplesse d'utilisation [Raw02] [Wak04] qui sont autant de raisons expliquant l'émergence grandissante des études sur les liens optiques radio ULB sur fibre appelés UWB over Fiber (UWBoF) ces trois dernières années.

Depuis sa définition en 2002 par la FCC, le gabarit du masque d'émission n'a cessé d'évoluer en particulier pour le marché européen. De profondes modifications sont apparues et certaines restrictions sont encore à venir. De nos jours, alors que pratiquement aucun système ULB n'est exploité de manière industrielle, de nouvelles applications dans la bande des 60 GHz tendent à émerger [Guo07] [Yeo05].

Domaines d'application des technologies ULB

Destinée à l'origine pour des applications militaires, la technologie ULB présente aujourd'hui un formidable potentiel tant les domaines d'application envisageables sont étendus. Nous regroupons ses applications dans trois grandes familles dont voici quelques exemples actuels et potentiels.

Systèmes d'imagerie radar [Imb99] : les signaux ULB pulsés présentent des propriétés de forte pénétration. Ils peuvent pénétrer dans les sols et les murs, mais également les traverser pour permettre la détection et l'imagerie d'éléments présents. De plus, la brièveté des signaux ULB impulsionnels est extrêmement riche en informations. Les signaux ULB possèdent d'une part, un fort contenu spectral permettant la mesure de distances avec précision. Ils permettent, d'autre part, d'obtenir des résultats sur toute la bande de fréquence allouée à partir d'une mesure unique. Ses domaines d'application sont :

- La localisation et la détection de mouvements : pour les services de sécurité, de sauvetage et d'incendie dans des applications telles que la détection et la recherche d'individu.
- L'imagerie par radar à pénétration du sol GPR (Ground Penetrating Radar) : pour la détection de gisements minéraux, canalisations, mines, sites archéologiques, analyse de structures d'édifices tels que les ponts et autres voies de communication.
- Les applications médicales : pour l'imagerie des organes internes d'un être vivant.

Systèmes radars détection et contrôle : cette catégorie comprend de nombreuses applications dans les domaines qui gravitent autour de la métrologie, des capteurs et des relevés d'information pour des utilisations externes ou en mouvements.

- Radars automobiles pour les systèmes anti-collisions, capteur d'activation des coussins gonflables, détection de l'état et du relief de la route, etc.
- Diverses autres applications de métrologie, comme les systèmes d'étiquetage, les détecteurs et capteurs de niveau de liquide, les systèmes de surveillance, les systèmes de localisation et de remplacement des connexions câblées à haut débit de données sur de courtes distances.

Systèmes de communication : Cette catégorie comprend deux grandes familles d'applications. La première est dite de bas débit, avec le groupe de travail IEEE 802.15.4a [Hét05] sur les réseaux ad hoc (débits jusqu'à 1 Mbit/s). La seconde, de haut débit, commence initialement avec le groupe de travail IEEE 802.15.3a, qui a été par la suite dissoute et dont les travaux ont été repris par l'ECMA [ECM05] pour les réseaux personnels (débits > 53 Mbit/s) avec une faible distance de couverture (< 20 m). Nous trouvons alors les réseaux personnels sans fil WLAN (Wireless Local Area Network) et les systèmes de mesure. Il est prévu une utilisation massive de ces dispositifs dans les domaines suivants :

- Réseaux de communication sans fil haut débit, courte portée et bon marché. Pour des applications domestiques personnel de type PAN (Personal Area Network) permettant aux téléviseurs, lecteurs DVD (Digital Versatile Disc), chaînes stéréo, ordinateurs,

imprimantes, etc., de communiquer entre eux sans liaison filaire. Ou bien encore, dans le cas d'applications industrielles où les liaisons ULB pourraient aisément remplacer les connexions entre instruments de mesure, machines-outils, ...

- Systèmes de communication sécurisés pour le transfert de données nécessitant une faible probabilité d'interception et de détection.

La figure I.2 permet de positionner les systèmes ULB parmi les protocoles de communication déjà existants. La figure I.2a illustre la mobilité des systèmes en fonction de leur débit. La figure I.2b positionne les différents protocoles suivant les débits en fonction des distances d'émission.

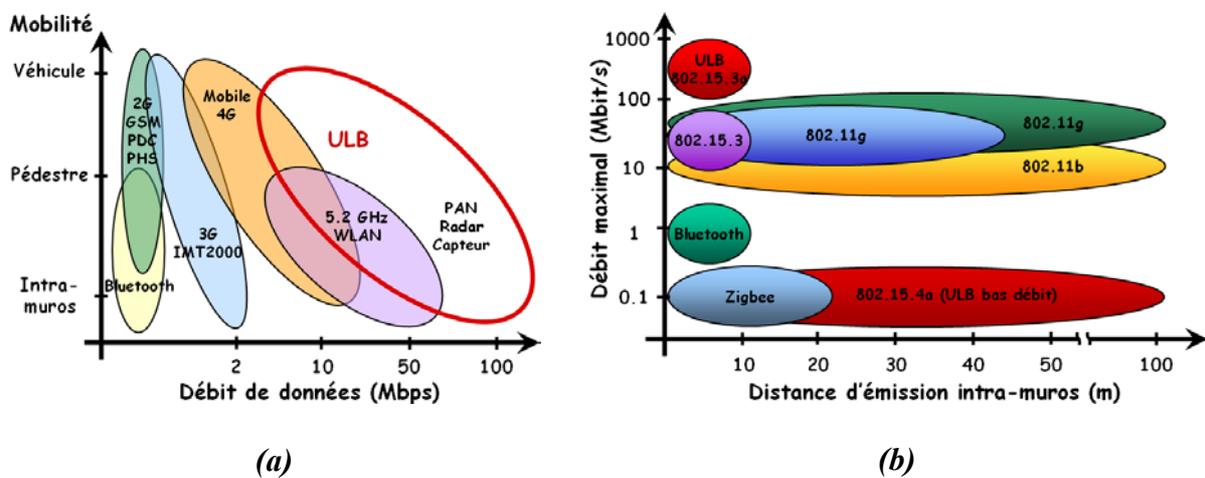


Figure I.2 : Positionnement des systèmes ULB par rapport aux systèmes existants en terme de débit et de mobilité (a), en terme de débit et de portée (b).

Les systèmes ULB ont un fort potentiel d'application aussi bien dans les communications mobiles que statiques (figure I.2a). Les débits peuvent être considérables (figure I.2a et I.2b) et atteindre 1 Gbit/s. Pour les communications haut débit, les distances de transmission sont en revanche très limitées (< 20 m). Le cas plus spécifique des systèmes bas débit ne sera pas abordé dans ce travail de thèse.

1.3 Préoccupations à l'introduction des systèmes ULB

L'introduction commerciale des systèmes de radiocommunication ULB, suscite de nombreuses préoccupations liées aux aspects suivants :

- *Occupation du spectre fréquentiel* : elle nécessite de déterminer un spectre en fréquence et en puissance de manière à introduire les applications ULB sans causer de brouillage préjudiciable aux systèmes radio communicants déjà existants.

- *Problèmes de répercussion globale* : bien que les systèmes ULB fonctionnent avec de très faibles puissances, leur prolifération potentielle suscite de nombreuses interrogations. Elles concernent notamment l'influence qu'ils peuvent avoir sur le bruit de fond radioélectrique ainsi que sur les services de radiocommunications.
- *Puissance crête* : des restrictions apparaissent sur la puissance crête des signaux émis car ils sont également des sources de brouillage pour les autres systèmes.

Les très faibles niveaux de puissance d'exploitation des systèmes ULB additionnés à des conditions d'utilisation extrêmes (distances d'émission, environnement perturbé) demandent des récepteurs avec des niveaux de sensibilité extrêmement faibles (compris entre -80,8 et -70,4 dBm pour les systèmes MB-OFDM [ECM05]).

2 Réglementation des communications ULB

Nous dénombrons trois régions géographiques de normalisation en ce qui concerne les normes globales : les Etats-Unis d'Amérique (USA), l'Union européenne (UE) et le Japon. Bien qu'il soit peu probable que l'harmonisation mondiale soit réalisable, l'inter-opérabilité permet d'adopter des règles identiques pour tous. La raison principale à ce manque d'harmonie est la compatibilité technologique ainsi que la protection des divers services déjà existants.

« Des produits harmonisés profiteraient bien sûr au consommateur, toutefois nous pensons que les réglementations aux Etats-Unis et en Europe présentent suffisamment de points communs pour que les fabricants souhaitent produire des équipements qui pourront être utilisés dans des régions différentes ». C'est en ces termes que Mona Lund, chargée de presse pour la commission européenne, confirme l'existence de divergences entre les restrictions techniques des grandes régions géographiques, où l'attribution des systèmes ULB reste provisoire en Asie.

Alors que les USA ont été des précurseurs en la matière, de nombreuses restrictions sont entrées en considération par l'UE et l'Asie. Aussi, nous proposons de faire le point sur les législations dans ces trois régions géographiques. Nous considérons plus particulièrement les contraintes sur les DSP des masques d'émission qui permettent la cohabitation des systèmes RF.

2.1 Division spectrale pour l'ULB

Aux Etats-Unis, la FCC spécifie comme étant « la partie 15 » [Par15], les radiations maximales permises pour les composants électroniques. La partie 15 de la section 47 du code de la régulation FCC définit pour l'émission non intentionnelle des composants de classe A (produits commerciaux, industriels ou marchés d'affaires), dont les signaux ont des fréquences supérieures à 960 MHz, une limite du champ électrique à 500 $\mu\text{V}/\text{m}$ pour une portée de 3 m. Cette régulation est orientée dans le but de limiter le bruit généré par les composants électroniques de manière à ce qu'ils n'interfèrent pas entre eux.

Cette régulation a ensuite été étendue pour permettre la radiation intentionnelle dans le cadre d'applications radio de classe B (application individuelle et résidentielle (Home RF)) de faible distance (quelques mètres). Elle limite également le champ électrique à une puissance de $500 \mu\text{V/m}$, dans une bande de fréquence de 1 MHz, pour des fréquences supérieures à 960 MHz. Cette nouvelle régulation diffère des précédentes de trois manières significatives : l'émission est intentionnelle et assimilable à du bruit, le niveau d'émission s'exprime par MHz, enfin la puissance de champ n'est pas limitée aux fréquences supérieures à 960 MHz.

La limitation à $500 \mu\text{V/m}$ à 3 m est équivalente à une PIRE de $-41,3 \text{ dBm/MHz}$. L'énergie totale rayonnée maximale est calculée en multipliant la valeur limite de PIRE par la largeur fréquentielle du signal considéré. A titre d'exemple, dans le cas d'une transmission de type MB-OFDM, la puissance moyenne transmise sur une largeur de bande de 528 MHz est limitée à $-9,25 \text{ dBm}$ ou $118,78 \mu\text{W}$, ce qui est très faible par rapport aux systèmes habituels qui peuvent dépasser le Watt. Nous comparons généralement cette puissance à la puissance lumineuse équivalente d'une chandelle qui est de $18,4 \text{ mW}$. Le rapport de puissance est considérable puisqu'il est 150 fois plus important.

Des puissances d'émission aussi faibles et dédiées spécifiquement à la transmission de signaux, remettent profondément en cause les façons de penser jusqu'à présent établies. Elles nous amènent à étudier et redimensionner les systèmes d'une nouvelle manière. Les systèmes ULB ouvre une voie nouvelle et offre pour la première fois la possibilité de concevoir des systèmes sur une bande fréquentielle de plusieurs GHz. L'ampleur de la tâche s'avère d'autant plus important que les spécificités spectrales en fréquence et en puissance se trouvent en conflit avec les intérêts propres de chaque organisme de régulation. Aussi, chacun d'entre eux a défini un masque d'émission différent. Ils définissent également des méthodes de mesures à employer afin de les respecter.

2.2 Réglementation aux Etats-Unis

Aux Etats-Unis, la FCC [FCC98] fait office d'organisme de régulation de tout usage du spectre fréquentiel. Il est épaulé dans sa tâche par la National Telecommunications and Information Administration (NTIA) qui supervise l'usage du spectre pour le gouvernement fédéral.

En février 2002, la FCC publie dans un rapport intitulé « First Report and Order » [FCC02] la réglementation des émissions ULB. A partir de cette date, l'émission de signaux ULB sans licence pour les systèmes de communication est autorisée pour des applications intra-muros (indoor). Elle l'est également pour des liaisons mobiles point à point dans les applications extra-muros (outdoor). En outre, aucune application ne peut être détournée de son développement original, ce qui interdit notamment l'usage de systèmes ULB pour la détection de personnes s'approchant d'un bâtiment. De la même manière, les applications extérieures ne doivent pas reposer sur une infrastructure fixe.

La FCC définit un masque d'émission représenté sur la figure I.3. Il fixe les niveaux de puissance en fonction des bandes de fréquence. Une distinction est faite entre les applications intra et extra-muros, les puissances de réjection sont plus importantes pour la dernière. La DSP est de $-41,3$ dBm/MHz pour la plage de fréquence allant de 3,1 à 10,6 GHz. Cela signifie que dans une bande de 1 MHz la puissance moyennée pour une durée inférieure à 1 ms ne doit pas excéder $-41,25$ dBm soit 75 nW. Nous verrons dans la suite de ce chapitre les contraintes sur les puissances pics à ne pas dépasser.

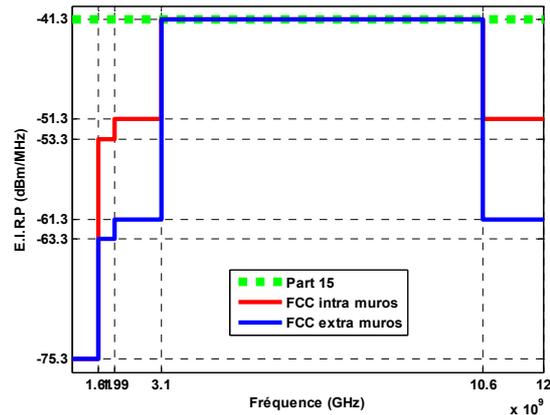


Figure I.3 : Masques d'émission intra et extra-muros des signaux ULB pour la réglementation nord américaine.

Dans le cadre des applications de communication, l'émission de signaux ULB doit être uniquement dédiée à la transmission d'informations vers un récepteur associé. Une réponse du récepteur est nécessaire pour s'assurer que celui-ci est à portée de l'émetteur.

2.3 Réglementation en Asie

Les principaux acteurs dans la régulation des systèmes ULB en Asie sont le Japon et Singapour.

Dés février 2002, les autorités singapouriennes de régulation Singapore Infocomm Development Authority (IDA) ont élaboré un comité de recherche nommé ULB Friendly Zone (UFZ) sur les activités ULB [Por03]. Il autorisait l'émission de signaux ULB pour une période expérimentale de 2 ans. Ces émissions étaient soumises au respect d'un masque illustré sur la figure I.4a plus favorable (10 dB supérieur) à celui de la FCC (figure I.3), et légèrement plus large puisqu'il était compris entre 2,2 et 10,6 GHz.

L'émission se cantonne à la zone géographique de l'UFZ située au cœur du pôle de recherche et développement de Singapour. Cette action avait pour but d'étudier la coexistence des systèmes ULB avec les applications existantes, ainsi que d'utiliser ces expérimentations pour une réglementation ultérieure autorisant le déploiement de l'ULB à des fins commerciales.

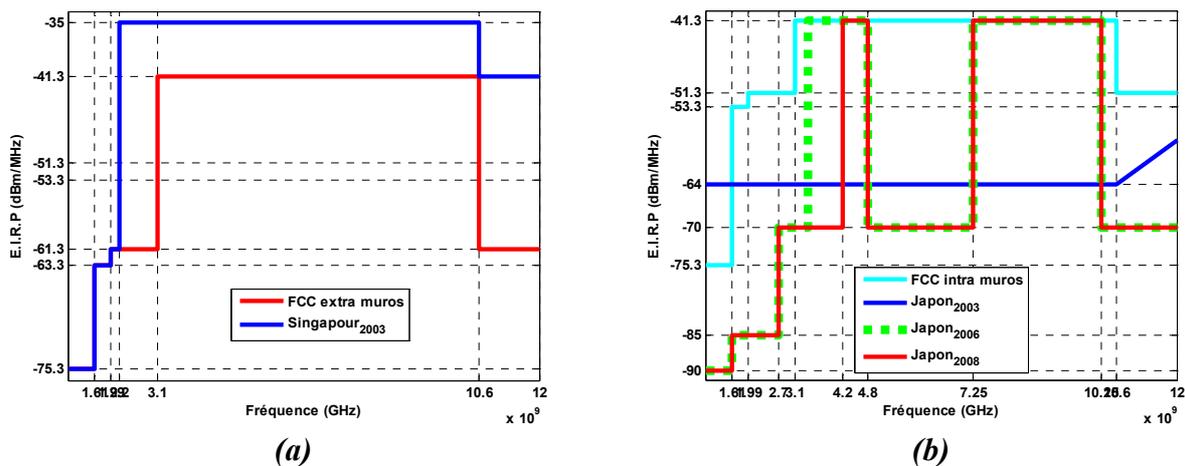


Figure I.4 : Evolution des masques d'émission des signaux ULB pour la réglementation singapourienne (a) et japonaise (b)

De son côté, le groupe de travail japonais Information and Communication Technology Sub-Council (ICTSC) a présenté ses premières investigations sur l'introduction des technologies ULB en 2002. Dans un premier temps, comme le montre la figure I.4b, les niveaux de puissance considérés en 2003 étaient extrêmement faibles. Il faut attendre août 2005 pour que le ministère de l'intérieur et de la communication MIC (Ministry of Internal affairs and Communications) japonaise autorise l'émission de signaux ULB sans licence. Le 2 février 2006, après consultation des autorités de régulation [Sou06], un masque d'émission est finalement alloué à deux bandes de fréquence pour les communications intra-muros. La bande basse est comprise entre 3,4 et 4,8 GHz et impose d'utiliser des mécanismes d'atténuation de type détection et évitement de signaux DAA (Data Access Arrangement) à -70 dBm/MHz. La bande haute comprise entre 7,25 à 10,25 GHz est en revanche moins contraignante (pas de DAA). Dans les deux cas, les contraintes de puissances proposées sur l'EIRP sont similaires à celles de la FCC avec -41,25 dBm/MHz.

2.4 Réglementation en Europe

Au sein de l'Union Internationale des Télécommunications (UIT), les administrations européennes négocient les propositions de télécommunications sur une base nationale. Toutefois, dans la mesure où les intérêts nationaux convergent sur de nombreux points, les états européens ont choisi d'élaborer dès 1959 leurs positions techniques de manière conjointe. Ils définissent au sein de la Conférence Européenne des administrations des Postes et des Télécommunications (CEPT) les conditions d'utilisation des systèmes RF de manière à harmoniser la disponibilité et les conditions d'utilisation du spectre radioélectrique. Bien que les mesures prises, impliquent la consultation du Radio Spectrum Committee (RSC), la CEPT reste détentrice des décisions finales concernant la réglementation du spectre en fréquence et contribue de manière certaine au renforcement de la position de l'UE dans le monde.

En 1988, le CEPT a créé l'European Telecommunications Standards Institute (ETSI) chargé de la normalisation et de la compatibilité électromagnétique des systèmes de radiocommunication. L'ETSI a repris dès 2002, et de manière quasi identique, la proposition initiale de la FCC sur les conditions d'utilisation des systèmes ULB dans les réseaux locaux de type RLAN (Radio Local Area Network) comme l'illustre la figure I.5a. Avec une plage fréquentielle comprise entre 3,1 à 10,6 GHz et une DSP de $-41,3$ dBm/MHz, le masque d'émission proposé présentait des taux de réjection plus importants dans les bandes latérales. Pour les systèmes extra-muros, la limite d'émission était inférieure de 20 dB, la DSP devait ainsi respecter une valeur de $-61,25$ dBm/MHz.

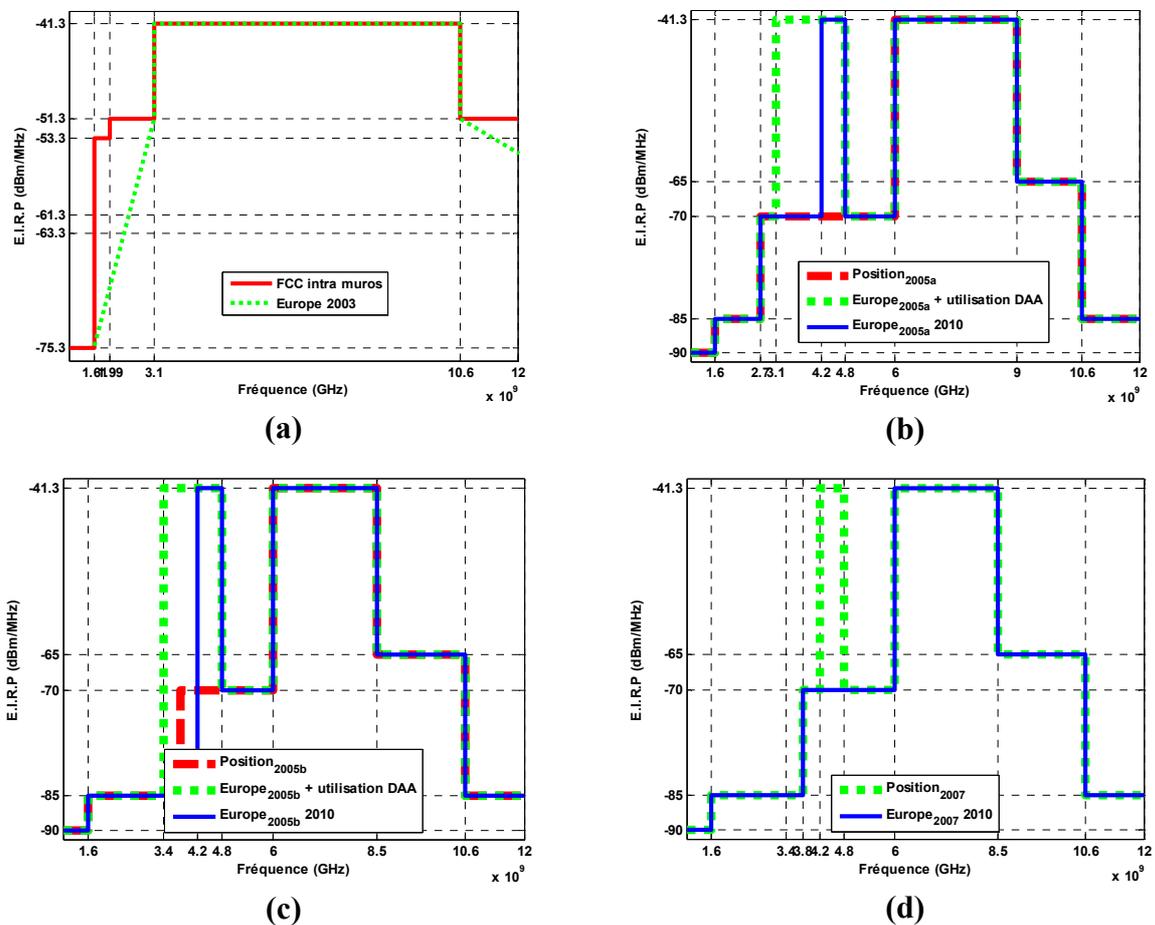


Figure I.5 : Evolution des masques d'émission des signaux ULB pour la réglementation européenne : en 2003 (a), première (b) proposition de 2005, seconde (c), en 2007 (d).

En 2005, l'Electronic Communications Committee (ECC) de la CEPT publie un rapport [CEP05] sur les conditions de protection des systèmes de communication radio au-dessous des 10,6 GHz. Cette étude s'est principalement basée sur une analyse théorique des données alors disponibles sur les caractéristiques techniques des systèmes ULB et des modèles de

propagation. Il a été montré que pour avoir une protection suffisante (en particulier pour les applications ULB pulsées), il est obligatoire de fixer une limite moyenne de puissance ainsi qu'une limite de puissance maximale. Ce rapport préconise également la nécessité d'augmenter la sensibilité de certains systèmes bande étroite. La conclusion générale fait état du fait que le masque d'émission ULB prescrit par la FCC ne garantit pas une protection suffisante vis-à-vis des autres systèmes de transmission. En réponse, la CEPT propose en octobre 2005 de nouveaux gabarits plus contraignants que ceux de 2002, représentés sur la figure I.5b. Ils protègent, avec des atténuations de près de 30 dB, les bandes centrées autour de 2,45 GHz (allouées aux communications Industriel, Scientifique et Médical (ISM)), et 5,8 GHz (Bluetooth, WiFi, etc.) et n'autorisent les transmissions de signaux ULB que dans la bande comprise entre 6 et 9 GHz. Néanmoins, deux conditions permettant de limiter ces restrictions à -41,3 dBm/MHz peuvent être mises en œuvre dans la bande des 3,1 à 4,8 GHz : l'utilisation de mécanismes d'atténuation efficaces de type DAA, et d'un faible rapport cyclique LDC (Low Duty Cycle). Ces mécanismes assurent la compatibilité avec les autres services opérant dans cette bande. Dans tous les cas, il est question que la bande de fréquence comprise entre 4,2 et 4,8 GHz reste libre d'utilisation uniquement jusqu'au 30 juin 2010, date à partir de laquelle cette bande de fréquence sera supprimée.

En Février 2006, lors d'une réunion du groupe de travail de la CEPT, et après la prise en compte des demandes exprimées en réponse à la consultation publique, une nouvelle proposition illustrée sur la figure I.5c a vu le jour [CEP06]. Les plages fréquentielles allouées ont diminué pour être comprises entre 3,4 et 4,8 GHz et entre 6 et 8,5 GHz avec l'utilisation de systèmes de protection DAA jusqu'en 2010.

Il faut attendre février 2007 pour voir enfin se dessiner les traits du masque d'émission « définitif », pour les communications ULB en Europe. Illustré sur la figure I.5d, ce masque est très similaire à celui de 2005. Alors que la bande de fréquence haute est identique, la bande basse est en revanche plus restreinte et sera totalement abrogée à l'horizon 2010.

Le masque d'émission pour l'UE a connu de profond remaniement depuis son ouverture en 2002. La largeur des bandes allouées a particulièrement diminué. Contrairement à son homologue nord américain, l'EU est beaucoup plus prudente pour l'ouverture de son spectre en exigeant d'avantage en terme de mécanismes de sécurité (DAA, LDC...).

2.5 Communication ULB dans la bande de fréquence des 60 GHz

Les technologies de fabrication des composants micro-électroniques et optiques ont considérablement évolué ces dix dernières années. Elles permettent aujourd'hui de concevoir des systèmes à très haute fréquence fonctionnant à plusieurs dizaines de GHz.

Les nombreuses restrictions survenues au cours de ces quatre dernières années sur le spectre fréquentiel ULB pour le marché européen ont considérablement diminué la bande-passante utilisable. Ceci nous amène aujourd'hui à considérer la bande de fréquence autour des 60 GHz encore libre d'utilisation et commercialement moins restrictive [Dan05] [Guo07] [Nik07]. En effet, une largeur de bande de 9 GHz, comprise entre 57 et 66 GHz pour le marché européen, ainsi qu'une utilisation sans licence dans les secteurs industriels et individuels justifient un tel

intérêt. Cette bande est disponible dans toutes les grandes zones géographiques du monde, avec une bande commune de 5 GHz pour les USA, l'UE, l'Amérique du Sud et l'Asie [Guo07], et présente l'avantage considérable de ne pas entrer en conflit avec d'autres services existants. Ces caractéristiques sont d'autant plus favorables aux équipementiers qui peuvent alors normaliser l'ensemble des équipements à l'échelle mondiale, tout en diminuant les coûts de production grâce à l'augmentation des débits de production. Les bornes en fréquence des différents spectres autorisés par les organismes de régulation à travers le monde sont illustrées sur la figure I.6.

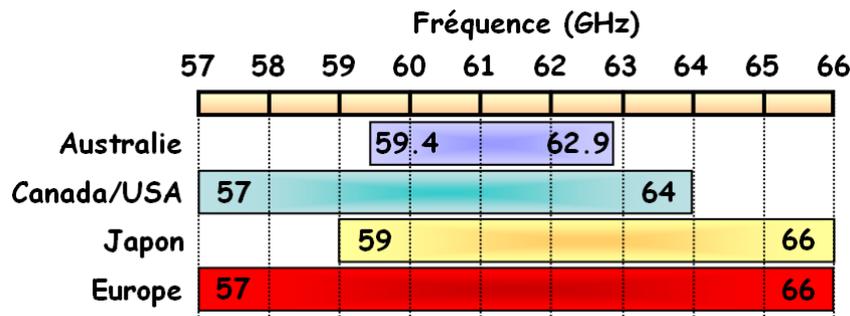


Figure I.6 : Bornes des spectres autorisés dans la bande des 60 GHz suivant les organismes de régulation.

Nous constatons que les bandes fréquentielles allouées pour les principales zones géographiques de régulation peuvent être largement supérieures aux 7 GHz actuellement définies par la FCC. Il en est de même pour les puissances qui sont définies dans le tableau I.1.

Région	Puissance de sortie	Autres considérations
Australie, Canada et USA	10 mW dans l'antenne 500 mW pic	150 W pic PIRE $BW_{\min} = 100$ MHz
Japon	10 mW dans l'antenne	47 dBi max. gain ant.
Europe	+57 dBm PIRE	$BW_{\min} = 500$ MHz

Tableau I.1 : Puissances d'émissions tolérées dans la bande des 60 GHz.

Nous remarquerons que les niveaux de puissance, quelque soit la région concernée, sont considérablement supérieurs.

Les domaines d'application restent identiques à ceux détaillés pour le fonctionnement ULB dans la bande de fréquence comprise entre 3,1 et 10,6 GHz. L'ouverture d'une bande proche des 77 GHz nous permettrait également d'envisager des applications dans le domaine des radars mobiles, pour la détection de collisions, le contrôle automatique de vitesse ainsi que l'imagerie millimétrique pour des applications de sécurité.

La bande des 60 GHz présente néanmoins certaines problématiques. Elle correspond notamment à un pic d'absorption atmosphérique, qui a pour conséquence de limiter considérablement les distances d'émission. Cette particularité reste néanmoins avantageuse dans le cas de transmissions sécurisées sur de courtes distances.

D'autres problèmes liés à la conception même de tels systèmes apparaissent : qu'ils soient liés aux technologies [Bro03] [Doa05] [Hey07] [Kim03], ou aux designs des différents éléments (Amplificateur LNA et PA [Mim02], LO [Zel00], VCO [Nis02], Mixers [Ema05], [Gun05], Front-end [Doa07], ...) de la chaîne de transmission.

Toutes ces caractéristiques ne sont pas à l'heure actuelle sans poser de contraintes, bien au contraire. Elles amplifient l'ensemble des problèmes rencontrés dans la bande des 3,1 à 10,6 GHz, notamment dans le domaine de la RF. C'est pourquoi la tendance actuelle est de déporter la majorité des problèmes (mixage, transposition, support de transmission, filtrage) vers des solutions empruntée à l'optique, qui présentent par nature une très large bande-passante.

2.6 Bilan sur les masques d'émission des communications ULB

Depuis son intronisation en 2002 par la FCC, le masque d'émission des systèmes radios communicants ULB n'a cessé d'évoluer au gré d'études, de compatibilités et autres impératifs économiques et géopolitiques.

Avec une largeur de bande initiale de 7,5 GHz comprise entre 3,1 et 10,6 GHz, le spectre en fréquence n'a cessé de diminuer, où il finira en Europe avec une largeur de 2,5 GHz à l'horizon 2010. En effet, contrairement aux Etats-Unis, l'Europe reste très prudente en ce qui concerne l'ouverture de son spectre. Elle réclame l'utilisation de protocoles de sécurité afin de protéger les systèmes déjà mis en place (ou ceux à venir), situés dans les canaux adjacents. Dans tous les cas, la valeur de PIRE est limitée à -41,3 dBm/MHz dans les bandes passantes autorisées pour l'EU et les USA.

L'ensemble de ces spécificités fait qu'aujourd'hui les acteurs du marché se focalisent d'avantage sur des systèmes modulables (systèmes multi-bandes) susceptibles de s'adapter rapidement aux lois du marché, mais également à l'exportation. De plus, afin de retrouver un aspect très large bande ainsi que toutes les potentialités offertes par l'ULB, des études se déportent de plus en plus vers les applications à 60 GHz. Encore libre d'utilisation et sans restriction apparente, nous retrouvons la possibilité d'exploiter une bande fréquentielle d'une largeur totale de 7 GHz.

2.7 Panorama de cohabitation des systèmes existants

La figure I.7 présente un nombre important de normes RF actuellement présentes dans le spectre en fréquence compris entre 1 et 2,5 GHz. Nous remarquerons que la définition de la FCC pour les systèmes ULB englobe également les systèmes WLAN fonctionnant à 5 GHz, ainsi que les systèmes connus sous le nom commercial WiMAX localisés à 3,5 GHz. Même si

les niveaux de puissance d'émission ULB sont suffisamment faibles et ne semblent pas être perturbants pour de tels systèmes, l'inverse n'est en revanche pas vérifié.

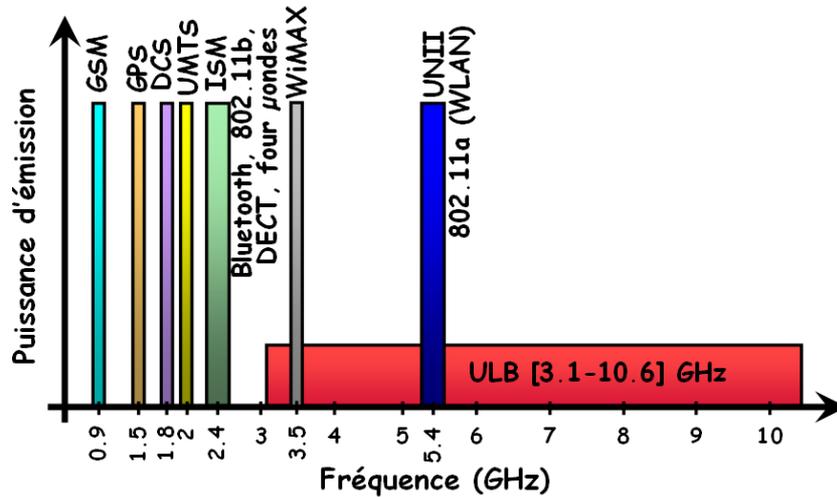


Figure I.7 : Panorama des systèmes existants autour de la bande ULB.

La cohabitation de l'ensemble de ces protocoles de communication nécessite une grande rigueur dans le respect des masques d'émission. Cela nous permet ainsi de minimiser les interférences et perturbations susceptibles de se produire.

2.8 Bilan sur les réglementations des communications ULB

Validés en 2002 aux Etats-Unis, les systèmes ULB présentent un marché potentiel énorme, notamment pour les communications RF sans fil à très hauts débits et faibles distances de communication. Sans droit de licence, ils viennent compléter une large gamme de systèmes et protocoles déjà existants. L'ULB offre pour la première fois la possibilité d'utiliser des systèmes très larges bandes comprises entre 3,1 et 10,6 GHz dans sa définition américaine. Les puissances de transmission sont extrêmement faibles et assimilables à du bruit, avec une PIRE de -41,3 dBm/MHz.

Le marché européen est beaucoup plus contraignant, que se soit en terme de protection des ses services de communications, que pour l'ouverture de son spectre. A ce titre, il faudra attendre le début du mois de décembre 2006 pour que la technologie ULB obtienne l'approbation du Radio Spectrum Committee (RSC). Prélude à l'introduction de déclinaison commerciale, cette ratification doit encore être transformée en loi au niveau de la commission européenne. Les éventuelles restrictions apportées par le RSC n'ont pour le moment pas été dévoilées, et en dépit du fait que l'ULB ne soit pas encore officiellement lancé sur le marché, différents fabricants ont déjà annoncé la compatibilité de leurs produits.

Particulièrement séduisante sur le papier, cette technologie suscite toutefois un certain nombre d'interrogations relatives aux interférences susceptibles d'être provoquées au niveau des réseaux de type GSM (Global System for Mobile communications), GPS (Global Positioning System), ou tous autres réseaux locaux de type WLAN IEEE 802.11a qui se situent dans la bande des 5 à 6 GHz. L'utilisation de procédures de détection et d'évitement des brouilleurs actuels et futurs semble dans l'avenir inévitable.

Dans ce contexte d'évolutions permanentes et souvent contraires suivant les organismes de régulation, l'utilisation d'architectures modulables semble être une manne afin de pouvoir jongler avec les différentes instances de normalisation.

Alors que les plages fréquentielles allouées aux systèmes ULB en Europe ont considérablement « fondu » et que les contraintes s'accumulent, tout un pan de la recherche penche vers la transposition des applications ULB dans la bande des 60 GHz. Actuellement libre d'utilisation et moins contraignante, une bande de 5 GHz peut être utilisée communément quelques soient les grandes zones de régulation. Le contrecoup d'une telle performance est : d'une part, l'accentuation de l'ensemble des problèmes rencontrés dans les systèmes ULB, compris entre 3,1 et 10,6 GHz,. D'autre part, il est nécessaire de trouver des topologies de systèmes RF et de réseaux de distribution d'émission/réception capables de supporter ces nouvelles contraintes.

3 Contraintes de puissance sur les systèmes ULB

Les autorités de régulation ne spécifient pas seulement les bandes de fréquence ou même la PIRE, elles décrivent également les méthodes qui permettent de les mesurer [Off07] [Agi05].

Par exemple, les spécifications de la FCC pour les émissions ULB imposent que la valeur de PIRE ne puisse pas excéder -41,3 dBm par largeur de bande de 1 MHz, dans une bande fréquentielle maximale comprise entre 3,1 et 10,6 GHz. Deux autres limites assurent également la régulation de la puissance rayonnée par les systèmes ULB : une contrainte sur la puissance moyenne, une autre sur la puissance pic qui permet de limiter les niveaux de puissance instantanée, provoqués par des rapports cycliques trop faibles.

En effet, la régulation sur les puissances pics a été établie pour empêcher les dérives abusives qui pouvaient être faites : en ce qui concerne les fréquences de répétition pour les systèmes impulsionnels, mais également les niveaux de puissance maximale par Sous-Bande (SB) pour les systèmes multi-bandes MB. Paradoxalement, l'EU n'a pas émis de réserve en ce qui concerne ces systèmes. Il est donc théoriquement possible d'augmenter les niveaux de puissance maximale afin d'élever la puissance instantanée tout en conservant une puissance moyenne identique. Cela nous permet alors d'amplifier les puissances d'émission, et ainsi d'améliorer les distances de transmission.

Par conséquent, pour réaliser une transmission de puissance adéquate, il convient de structurer au mieux la modulation du signal de sortie. Il est donc préférable que le signal soit le plus large possible, mais également que la composante de ligne de la DSP du signal transmis soit réduite au minimum (le plus monotone possible). Ceci est d'autant plus nécessaire que les

composants spectraux discrets constituent essentiellement de la puissance gaspillée qui participe à limiter la puissance transmise.

Afin d’avoir une bonne compréhension des limites de puissance sur les signaux ULB, il est intéressant de rappeler les protocoles de mesures de puissance réalisés à partir d’un analyseur de spectre. Un schéma synoptique [Agi05] est donné sur la figure I.8. Des recommandations concernant la mesure de ces puissances moyennes et pics sont disponibles dans les documents [FCC02] pour les Etats-Unis et [ETS05], [Off07] pour l’Europe.

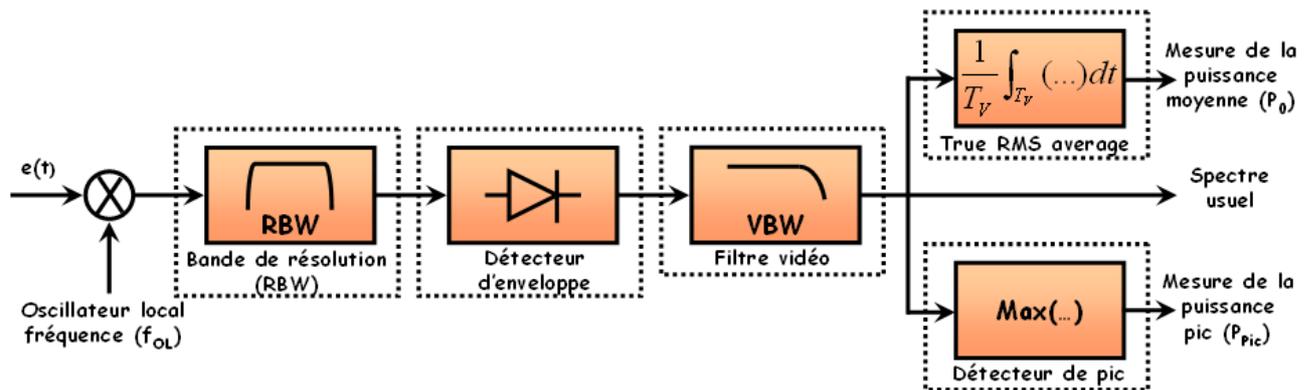


Figure I.8 : Schéma synoptique d’un analyseur de spectre pour la mesure des puissances moyennes et pics des signaux ULB.

Le signal traité est initialement transposé autour d’une fréquence centrale f_c pour laquelle la DSP est maximale. Une illustration est portée sur la figure I.9.

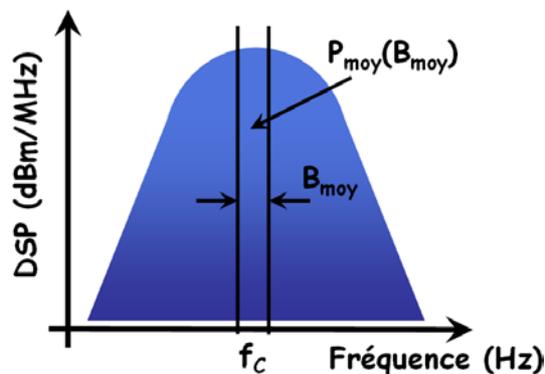


Figure I.9 : Transposition de la DSP maximale autour de la fréquence porteuse f_c .

Après transposition, le signal est filtré par un filtre passe-bande de résolution RBW (Resolution BandWidth). Il passe ensuite dans un détecteur d’enveloppe afin de mesurer et d’étudier les puissances moyenne et pic.

3.1 Puissance moyenne

La FCC définit la puissance moyenne transmise comme étant la moyenne de la puissance mesurée dans une bande RBW de largeur 1 MHz. L'acquisition est réalisée à l'aide d'un détecteur de type RMS (Root Mean Square) vrai (détection du niveau efficace vrai). Le temps de calcul de la puissance moyenne avec un temps d'intégration vidéo T_V doit être de 1 ms et peut être décrit suivant l'équation :

$$P_0(f_0) = \frac{1}{T_V} \int |x(t)|^2 dt = \frac{1}{T_V} \int_{-\infty}^{\infty} |x(t) \cdot \Pi_{T_V}(t)|^2 dt, \quad (I.2)$$

Où :

- $x(t)$ est le signal d'entrée filtré par le filtre passe-bande de résolution RBW, centré autour de la fréquence
- f_0 . $\Pi_{T_V}(t)$ est la fenêtre temporelle de mesure.
- En faisant l'approximation que le filtre de type passe-bas est idéal et présente une résolution RBW, nous pouvons alors réécrire l'équation (I.2) par l'intermédiaire de l'identité de Plancherel sous la forme :

$$P_0(f_0) = \frac{1}{T_V} \int_{f_0 - \frac{RBW}{2}}^{f_0 + \frac{RBW}{2}} |S(f) \cdot T_V \sin_c(T_V f)|^2 df, \quad (I.3)$$

Une autre simplification peut être introduite en supposant le rapport T_V comme étant très inférieur à la bande de résolution RBW de l'analyseur de spectre. Cela conduit à l'équation suivante :

$$\int_{RBW} \sin_c(T_V f) df \approx \int_{-\infty}^{+\infty} \sin_c(T_V f) df = \frac{1}{T_V}, \quad (I.4)$$

L'ensemble des simplifications nous permet d'écrire la puissance mesurée selon l'équation suivante :

$$P_0 = \int_{f_0 - \frac{RBW}{2}}^{f_0 + \frac{RBW}{2}} |S(f)|^2 df, \quad (I.5)$$

Nous constatons dans l'équation (I.4) que $P_0(f_0)$ est également la DSP exprimée en dBm/MHz intégrée sur une bande fréquentielle de largeur RBW.

3.2 Puissance pic

La puissance pic est définie comme étant la puissance intégrée dans une bande fréquentielle de largeur RBW comprise entre 1 MHz et 50 MHz, centrée sur la fréquence à laquelle le

maximum de puissance est rayonné. La valeur limite envisagée par la FCC est de 0 dBm dans une bande de 50 MHz. Dans le cas de l'analyseur de spectre, il faut une fréquence vidéo VBW (Video BandWidth) supérieure à la bande de résolution ainsi qu'un détecteur de pics (maximum-hold trace mode). D'un point de vue pratique, les analyseurs de spectre ne possèdent pas une bande de résolution aussi importante, c'est pour cette raison que la limite de puissance pic est également définie dans l'équation suivante :

$$P_{PicLim} = 20 \log_{10} \left(\frac{RBW}{50} \right) \quad (I.6)$$

Où la bande de résolution RBW est comprise entre 1 et 50 MHz.

Les restrictions sur les puissances pics ont été envisagées pour limiter les puissances instantanées rayonnées des deux principaux systèmes ULB (impulsionnels et multi-bandes).

Cas des systèmes impulsionnels : Dans les systèmes impulsionnels, la limite des puissances pics permet d'éviter des valeurs de fréquences de répétition des impulsions PRF (Pulse Repetition Frequency) trop faibles [Dub06]. En effet, à puissance moyenne constante, l'énergie (et donc la puissance pic) de chaque impulsion augmente lorsque la PRF diminue. L'utilisation d'algorithmes et de modèles de signaux proposés dans [Ouv05] permet de tracer la puissance pic P_{Pic} mesurée en fonction de la PRF. Il devient alors possible de déterminer le rapport cyclique maximum atteignable. La figure I.10 montre les résultats obtenus [Ouv05].

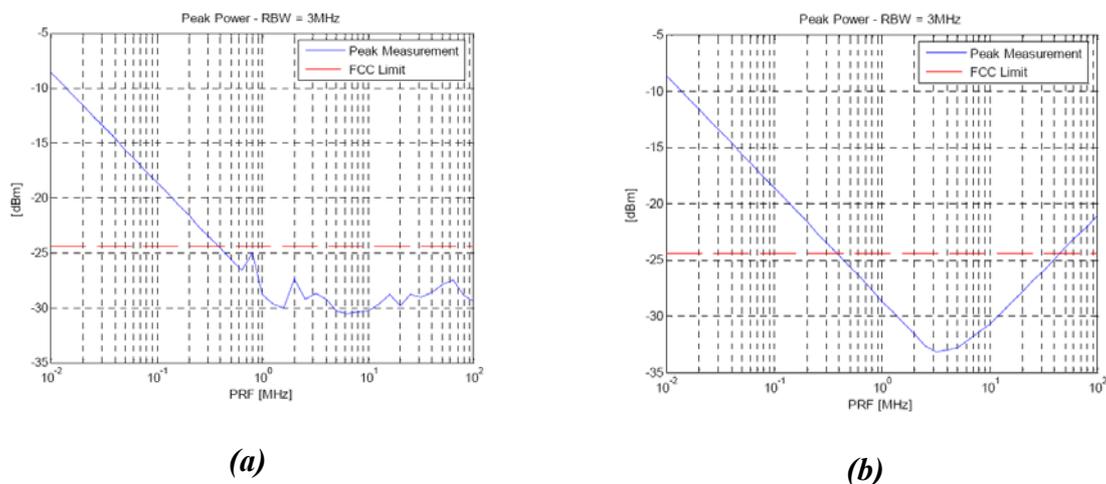


Figure I.10 : Puissances pics mesurées dans une bande de 3 MHz de résolution, de fréquence vidéo 50 MHz, avec codage d'étalement (a) et sans codage d'étalement (b).

La bande de résolution RBW mesurée dans [Dub06] est de 3 MHz, la limite P_{Pic} est alors de $20 \cdot \log_{10}(3/50) = -24,44$ dBm. Les résultats obtenus dans [Ouv05] montrent que P_{Pic} diminue jusqu'à ce que PRF atteigne la résolution de la bande-passante. Une fois la résolution atteinte, deux solutions se présentent : dans le cas d'un signal où le spectre est étalé de manière aléatoire, la puissance pic stagne (figure I.10a). Dans le cas d'un système sans codage d'étalement (figure I.10b), elle remonte de manière symétrique.

Contrairement à la régulation européenne qui impose dans sa dernière version une fréquence de répétition des impulsions supérieures à 1 MHz, les résultats précédents montrent que la fréquence de répétition autorisée par la FCC est de 400 kHz. De plus, la résolution de bande-passante qui est comprise entre 1 et 50 MHz est finalement très étroite par rapport aux 500 MHz de la définition générale des systèmes ULB.

Cas des systèmes multi-bandes : Dans le cas des systèmes de type multi-bandes, une restriction sur les puissances pics, ou plus exactement sur les puissances maximales émises pour chacune des SB, a été instaurée par la FCC. Les industriels voulaient en effet que la possibilité de considérer chaque SB comme un utilisateur unique et distinct soit reconnue. Cela rendait possible l’augmentation considérable des puissances maximales pour chacune des SB, tout en respectant la contrainte de puissance moyenne de DSP (-41,3 dBm/MHz). Dans ce sens, aucune contrainte n’a pour l’instant été imposée par l’UE.

Nous illustrons dans le domaine temporel sur la figure I.11, l’utilisation d’un système où l’émission est continue sur une seule SB (figure I.11a) et un système multi-bandes à sauts de fréquence (figure I.11b).

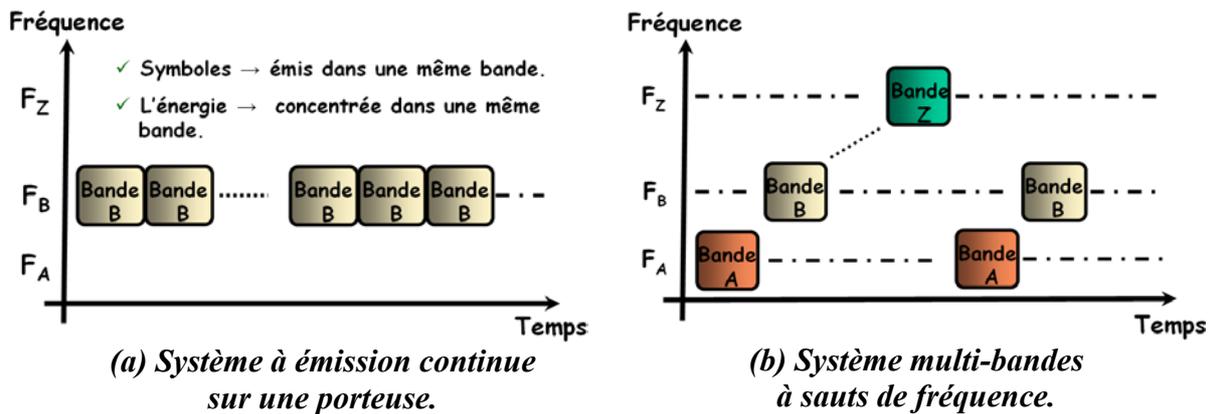


Figure I.11 : Schéma temporel d’occupation des bandes pour un système de transmission mono et multi-bandes.

Dans une approche multi-bandes de type sauts de fréquence FH (Frequency Hopping), la fréquence d’émission de chaque SB est égale à l’inverse du nombre de SB n . La différence entre les puissances moyennes de ces deux systèmes est alors donnée suivant l’équation :

$$P_{Moy\ Hopping\ Système} \left\langle \frac{1}{n} \times P_{Moy\ Emission\ Continue} \right. \quad (I.7)$$

Dans ce cas, si nous considérons chaque SB comme un système indépendant, par rapport à un système mono-bande (figure I.12a), la puissance pour chacun d’entre eux peut être augmentée d’un facteur n (figure I.12b).

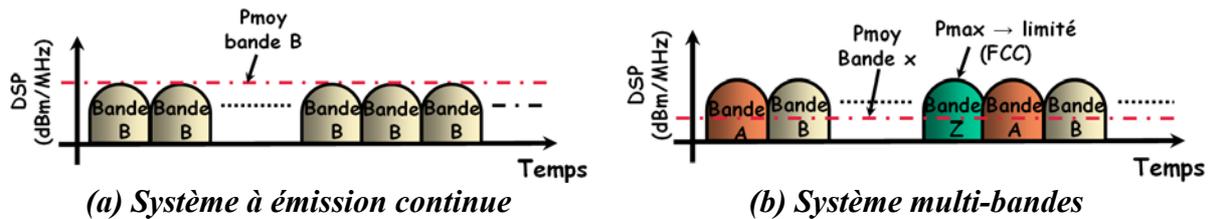


Figure I.12 : DSP pour une émissions mono (a) et multi (b) bandes.

La conséquence directe d'une telle mesure était de détourner les restrictions imposées par la FCC en augmentant les puissances d'émission et donc les distances de transmission. Cette « usurpation » a rapidement été abandonnée par le biais des limitations de puissances pic sous les protestations des partisans des systèmes pulsionnels.

Bien que les instances européennes n'aient pas pour l'heure suivi la limitation de puissance pic considérée par la FCC, nous en avons néanmoins tenu compte dans la suite de ce travail. La puissance moyenne d'émission P_{Moy} sera donc calculée suivant l'équation (I.8).

$$P_{Moy} = PIRE \cdot BW \cdot Tx_{Ratio} \quad (I.8)$$

Où :

- BW est la largeur fréquentielle du signal émis,
- Tx_{Ratio} sa période de répétition.

L'ensemble de ces contraintes sur les puissances moyennes et pics sont à appliquer quelque soit le type de modulation envisagé.

4 Les différents types de modulation ULB

Au cours du processus de sélection pour la standardisation des signaux ULB, deux grandes familles de formes d'ondes sont entrées en concurrence. Nous citerons d'une part, les signaux de type impulsionnel précurseurs à l'ULB [Sch93] et d'autre part, les signaux multi-porteurs. D'une manière plus générale, ces deux techniques opposent des formes d'ondes dans lesquelles les trains de symboles sont transmis en série ou en parallèle. Elles emploient usuellement une approche synchrone qui nécessite des structures souvent complexes et qui occupe une place importante en terme de consommation d'énergie. Elles demandent également une bonne connaissance du canal de propagation, que nous décrirons dans la suite de ce chapitre.

Derrière ces grandes familles se trouvent en fait, un conflit d'intérêt entre plusieurs industriels : le groupement autour d'XtremeSpectrum [Wel03] pour les systèmes Direct Sequence-CDMA (DS-CDMA) où la transmission est de type impulsionnel, et le groupement d'intérêts MBOA-SIG [MBO04] porteur des systèmes MB-OFDM.

De nouvelles approches originales comme les systèmes Multi-Band-On Off Keying (MB-OOK) soutenus par Mitsubishi ITE [Paq03] sont également à l'étude. Ils présentent de nombreux intérêts, notamment sur leur aspect asynchrone, mais plus particulièrement en ce qui concerne leurs performances ainsi que leur facilité de mise en œuvre.

Nous nous proposons de décrire succinctement les grandes familles de signaux utilisés dans les systèmes ULB.

4.1 L'approche impulsionnelle

Les systèmes ULB impulsionnels sont basés sur une transmission d'impulsions très brèves de quelques centaines de picosecondes. Il existe de nombreuses formes d'impulsion : gaussienne, dérivée première ou seconde gaussienne. Elles se caractérisent principalement par leurs différences d'occupation et de localisation dans le domaine fréquentiel, que nous illustrons sur la figure I.13.

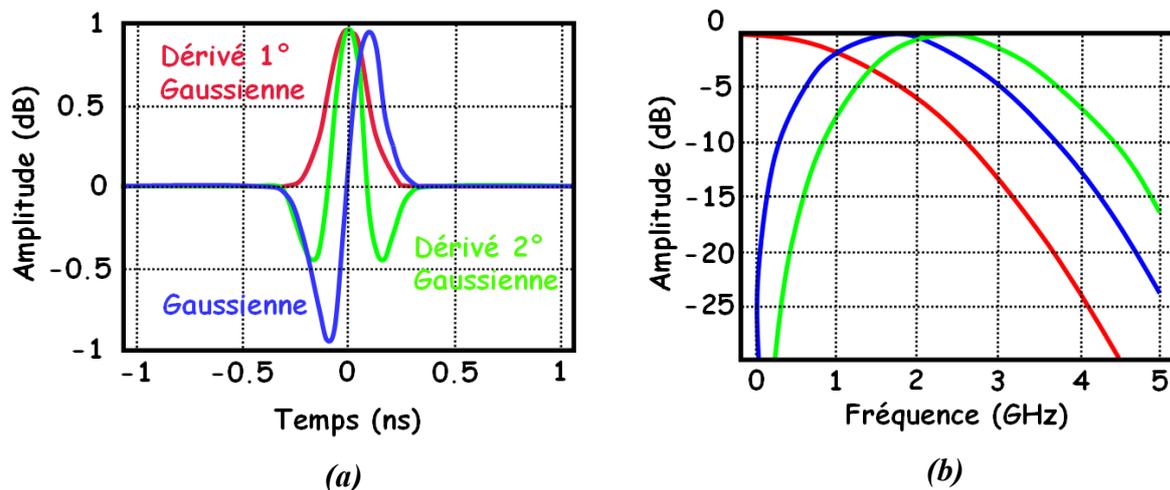


Figure I.13 : Exemple d'impulsions gaussiennes dans le domaine temporel (a) et fréquentiel (b).

Ces différents types d'impulsion sont ensuite envisagés dans de nombreuses modulations : en position PPM (Pulse Position Modulation) [Tim_01], par inversion de polarité BPM (Bi-Phase Modulation) [Mic02], orthogonale OPM (Orthogonal Pulse Modulation), en amplitude PAM (Pulse Amplitude Modulation).

L'approche impulsionnelle la plus connue reste sans doute celle proposée par XtremeSpectrum. En effet, XtremeSpectrum soutenu par Motorola [Wel03] a longtemps défendu une technologie ULB basée sur une transmission CDMA. La modulation DS-CDMA, également appelée Direct Sequence-UWB (DS-UWB), entre dans la famille des systèmes impulsionnels nommés communément Impulse Radio-UWB (IR-UWB). La modulation DS-CDMA sépare le spectre en deux bandes de fréquence réparties autour de la norme 802.11a

(HIPERLAN) [Foe03a]. Nous distinguons une bande basse de largeur 1,75 GHz comprise entre 3,1 et 4,9 GHz, et une bande haute de largeur 3,5 GHz allant de 6,2 à 9,7 GHz. Ces deux bandes peuvent être utilisées de manière indépendante ou simultanée afin d’offrir une flexibilité supplémentaire sur le fonctionnement du système.

Nous représentons sur la figure I.14 le contenu spectral ainsi que le relevé temporel des signaux DS-CDMA ULB. Contrairement aux solutions CDMA classiques qui utilisent des signaux sinusoïdaux, l’occupation large-bande est réalisée par l’intermédiaire de signaux pulsés.

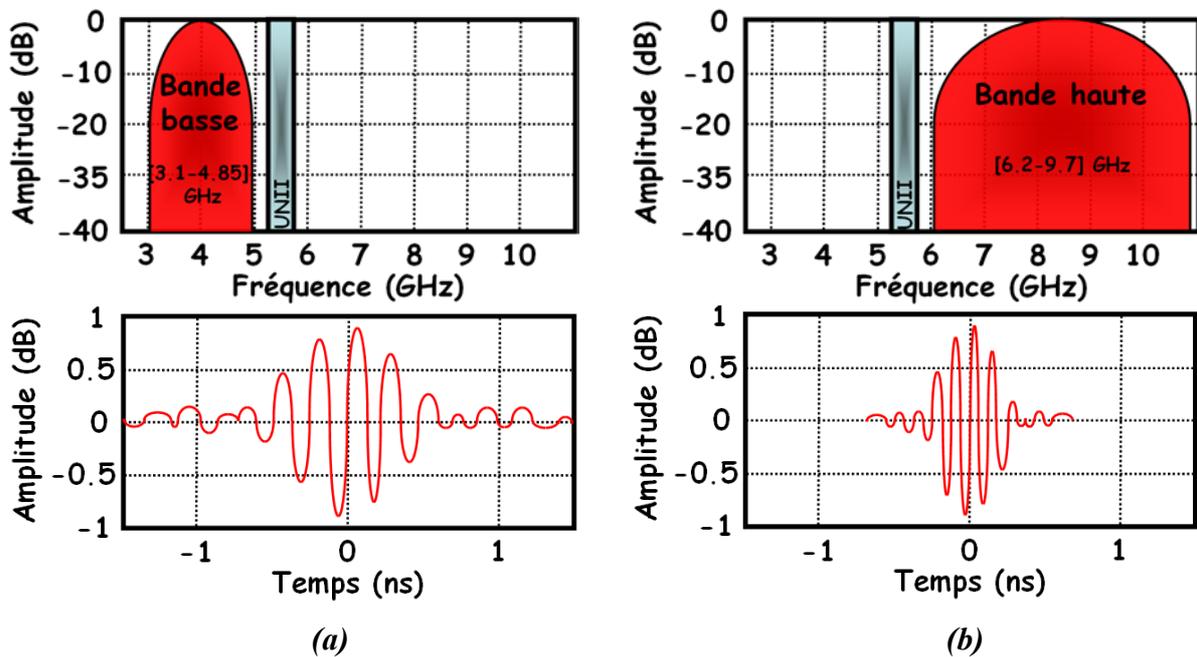


Figure I.14 : Spectres et formes d’ondes temporelles IR-ULB pour la bande basse (a) et haute (b).

Les paquets de signaux sont codés aléatoirement à chaque session d’émission. Ceci permet, d’une part, de les différencier parmi tous les autres paquets et, d’autre part, cela rend également possible l’accès multiple à différents utilisateurs. La méthode de différenciation n’est pas basée sur une approche fréquentielle ou sur l’une de ses subdivisions mais sur un code aléatoire unique. L’interception de données sur une très large bande de fréquences étant beaucoup plus complexe que sur une ou deux fréquences isolées. La solution DS-CDMA est notamment parfaitement appropriée pour la transmission de données sécurisées.

L’étalement du signal est effectué par l’utilisation d’un codage et les impulsions sont émises à un rythme régulier ($\approx 1,32$ GHz). Le rapprochement des impulsions conduit à des interférences inter-chips et inter-symboles qui nécessitent la mise en place d’un récepteur rake, ainsi que des traitements d’égalisation complexes.

Remarque : un récepteur rake comporte plusieurs branches utilisées pour effectuer l'alignement temporel, le dé-étalement et la combinaison des versions retardées des signaux initiaux.

Des codages judicieusement choisis ont permis dans un premier temps [Wel03] d'obtenir des débits de transmission compris entre 28,5 et 400 Mbit/s sur la bande inférieure. L'évolution des systèmes durant la phase de sélection des standards 802.11a a permis de mettre en œuvre la conception de systèmes moins complexes [Koh04] basés sur une modulation QPSK. Les débits accessibles ont pu être augmentés pour être compris entre 28 et 1320 Mbit/s.

Actuellement, l'UMTS utilise un accès CDMA qui a évolué vers une solution Multi-Carrier CDMA (MC-CDMA) et tend à être remplacé par une solution OFDM [Han04].

4.2 Les approches multi-bandes

L'approche multi-bandes impulsionnelles ou OFDM est basée sur la division du spectre fréquentiel en plusieurs SB. Les avantages de cette technique sont multiples :

- Elle permet une meilleure maîtrise et répartition de l'occupation spectrale du signal émis.
- Elle offre la possibilité d'avoir des systèmes MU.
- Elle rend également moins sensibles les communications aux perturbateurs et autres systèmes communicants déjà existants, grâce aux sauts de fréquence ou temporelle. L'un de ses plus grands atouts vient de sa grande souplesse à répondre aux exigences des masques d'émission des différents organismes de réglementation.

Les communications multi-bandes sont actuellement considérées dans plusieurs systèmes communicants comme par exemple : l'ADSL, la TNT, les réseaux WiFi et Wimax... qui utilisent généralement des symboles OFDM bandes étroites [Van00].

4.3 Solution multi-bandes impulsionnelles

Dans le cas d'une solution multi-bandes impulsionnelles, le spectre en fréquence est divisé en SB de largeur moyenne 500 MHz. Cette largeur de bande a été déterminée pour limiter les évanouissements (fading) du signal qui sont causés par les trajets multiples dans le canal de propagation.

Le traitement séquentiel est cohérent, ce qui est nécessaire pour chacune des SB en réception, mais ne permet pas de tirer pleinement profit de l'énergie disponible. Afin d'éviter les interférences inter-symboles ISI (Inter-Symbol Interference), les impulsions sont émises avec une périodicité supérieure à l'étalement du canal. L'augmentation du débit passe par une utilisation séquentielle des SB qui est réalisée à l'aide d'un codage de sauts temporels THC (Time Hopping Code) que nous illustrons sur la figure I.15.

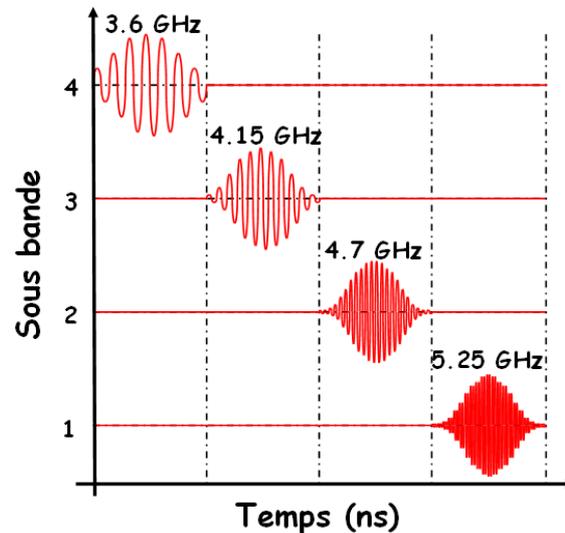


Figure I.15 : Exemple d'émission multi-bandes impulsionnelles sur quatre sous-bandes.

Nous pouvons citer deux types de solutions multi-bandes impulsionnelles. La première, proposée par les sociétés Time Domain, Intel, Wisair, Samsung, Discrete Time Communications et Focus Enhancements, code l'information binaire dans la phase des impulsions émises (modulation BPM). Dans certains cas, le codage passe aussi par le positionnement du pulse (modulation PPM). La seconde, proposée par les sociétés General Atomics et Philips, appelée modulation Spectral Keying (SK), exploite l'utilisation des SB pour coder l'information. Un codage temps-fréquence différent est associé à chaque symbole. Ce codage détermine la séquence d'utilisation de chaque SB. L'ensemble des récepteurs de ces systèmes demande des architectures de réception mises en parallèle dont le nombre est égal au nombre de SB considérées.

4.4 Solutions multi-bandes OOK

Des solutions plus originales dans le domaine impulsionnel ont également vu le jour. La solution MB-OOK portée par Mitsubishi ITE [Paq04a/b/c] est l'une d'entre elles. Elle fera l'objet d'une partie de ce travail. Nous développerons son mode de fonctionnement ainsi que ses principales caractéristiques dans le chapitre 2.

Les systèmes MB-OOK tirent profits des propriétés liées aux formes impulsionnelles (large occupation spectrale) et adoptent une modulation OOK très simple. Son originalité réside dans l'utilisation d'une seule impulsion qui permet de porter plusieurs bits de données. En revanche, il est nécessaire d'adopter un filtrage performant et d'utiliser un seuil de détection approprié [Aub05]. Nous évaluerons l'impact du filtrage sur les performances de transmission dans le chapitre 3.

Ce système permet également de faire abstraction des difficultés liées aux systèmes synchrones en réception [Paq03]. En effet, il s’articule autour d’un système non-cohérent (asynchrone) qui ne nécessite pas de connaître la forme d’onde du signal reçu, puisque son fonctionnement est basé sur une détection quadratique d’énergie. Cette architecture innovante et nouvelle en radiocommunication ULB permet d’alléger les contraintes matérielles et reste potentiellement capable de réaliser des transmissions avec des débits très élevés. Les débits accessibles sont de l’ordre de 150 à 600 Mbps pour des portées comprises entre 3 et 10 m. Ces caractéristiques sont sensiblement similaires aux performances obtenues avec des systèmes MB-OFDM.

4.5 Solution multi-bandes OFDM

Le groupement d’intérêt spécifique MBOA-SIG a décidé de porter en avant les systèmes de type MB-OFDM dès juin 2003.

L’utilisation d’un tel système implique la division de l’intégralité du spectre fréquentiel en quatorze sous-bandes SB de largeur 528 MHz, comme nous pouvons le voir sur la figure I.16. Chaque SB est regroupée de manière à former 5 groupes de bandes appelés bande-groupe.

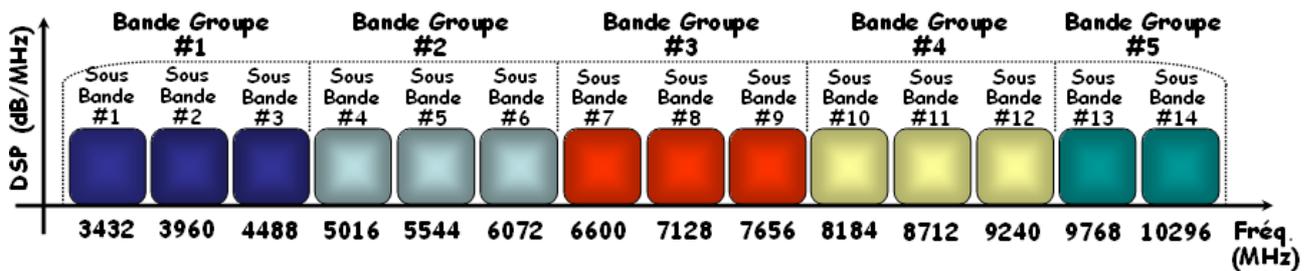


Figure I.16 : Diagramme d’allocation des 14 sous-bandes pour les communications ULB MB-OFDM.

Les systèmes MB-OFDM sont de type synchrone et basés essentiellement sur des composants numériques. Ils reposent sur une modulation OFDM classique construite à partir d’une transformée de Fourier rapide FFT (Fast Fourier Transform) et modulée avec une constellation QPSK. Composé de plusieurs porteuses, un symbole OFDM a une largeur de bande totale de 528 MHz [Bat03], ce qui correspond à l’occupation d’une SB complète.

La particularité des systèmes MB-OFDM repose sur la technique des sauts de fréquence. Egalement appelés Frequency Hopping (FH), les sauts de fréquence permettent de faire passer le signal au cours du temps d’une SB à une autre. Plusieurs séquences sont définies et pilotées par l’intermédiaire d’un codage temps/fréquence TFC (Time Frequency Code). Les débits de données atteignables avec un système MB-OFDM s’échelonnent de 53 à 480 Mbps. Nous étudierons d’avantage cette technique de transmission dans le chapitre 2.

Les communications de type OFDM sont de plus en plus adoptées. En plus d’être largement connues, elles présentent de nombreux avantages : que ce soit dans la robustesse contre les effets des multi-trajets [Den01] ou dans la possibilité de choisir les débits d’émission [Yu01] suivant la qualité de transmission.

4.6 Bilan sur les différents types de modulation ULB

Le processus de sélection pour la standardisation des signaux ULB a vu de très nombreuses techniques de modulation émerger. Les conflits d'intérêts ont mis principalement en rivalité deux types de modulation : pulsé et OFDM. Les systèmes MB-OFDM auront eu raison de cette confrontation fin 2005, avec leur normalisation par l'ECMA [ECM05].

La division en SB des solutions multi-bandes impulsives et OFDM permet de compenser l'étalement du canal. En revanche, la première est basée sur un traitement séquentiel des SB, ce qui ne permet pas de bénéficier de toute l'énergie disponible en réception. Inversement, l'émission et la réception des porteuses OFDM sont entièrement parallèles mais n'exploitent pas la totalité de la largeur de bande définie pour les systèmes ULB comprise entre 3,1 et 10,6 GHz.

L'approche multi-bandes, mais également les systèmes à sauts de fréquence, sont très appréciables et présentent de nombreux avantages : que ce soit pour le respect des normes en vigueur (masque d'émission), la possibilité de créer des systèmes multi-utilisateurs, mais aussi en terme d'efficacité face aux brouilleurs.

Alors que la recherche est en constante évolution, de nouvelles solutions émergent, comme par exemple les systèmes MB-OOK. Elles adoptent un concept résolument innovant basé sur une approche multi-bandes impulsives asynchrones, avec une architecture parallèle simple. Ils bénéficient à la fois de l'aspect fréquentiel large bande (fonctionnement impulsif), d'une approche multi-bandes, ainsi que la possibilité d'utiliser toute l'énergie disponible en réception.

Aussi performantes soient-elles, les techniques de modulation restent néanmoins largement tributaires de l'environnement et des conditions d'utilisation dans lesquelles elles sont considérées. Celles-ci sont modélisées et prises en compte au travers du canal de transmission.

5 Canal de propagation et de transmission pour les signaux UWB

Le canal de propagation sert de support physique pour la communication entre un émetteur et un récepteur. Il peut être extrêmement complexe à modéliser. Aussi, dans le cadre de certaines études, il nous est possible de le simplifier, notamment en utilisant un canal de propagation à bruit blanc gaussien.

5.1 Définition des canaux

En 1855, J. C. Maxwell met en évidence de manière théorique l'existence des ondes électromagnétiques [Max55]. Il faudra attendre les travaux de H. R. Hertz en 1886 pour assister aux premières expériences de propagation radioélectrique [Sch86]. Depuis, de nombreuses études ont été menées afin de caractériser les mécanismes de propagation des ondes électromagnétiques dans les systèmes de transmission radioélectrique.

Le canal de propagation est un système qui fait passer un signal électrique émis en un signal électrique reçu. Il prend en considération les interactions entre les ondes électromagnétiques et leur environnement. Nous devons faire la distinction entre le canal de propagation et le canal de transmission. Le premier représente la transformation des ondes électromagnétiques lors de leur propagation, alors que le second inclut également le diagramme de rayonnement des antennes comme nous l'illustrons sur la figure I.17 [Cos04].

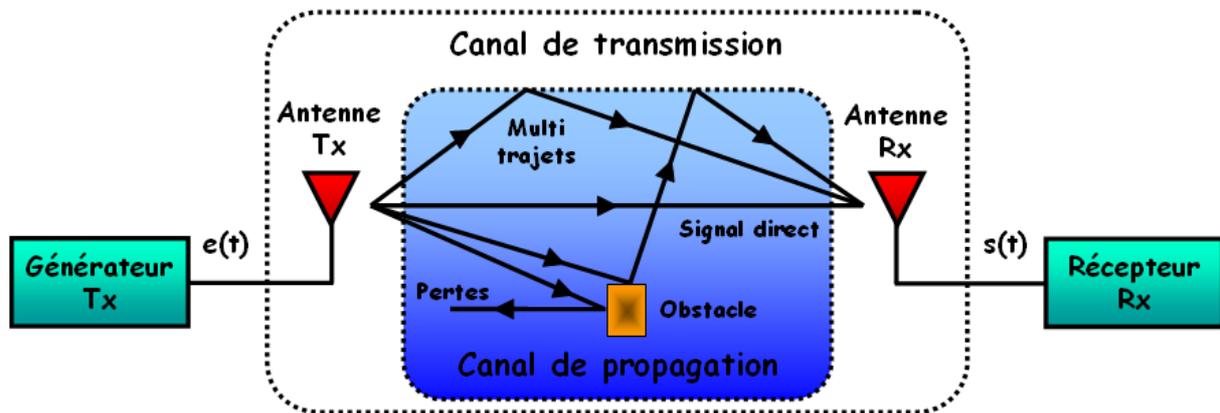


Figure I.17 : Transmission d'une onde électromagnétique dans un canal de transmission et de propagation.

Les performances des systèmes de transmission en terme de portée et de débit dépendent largement de l'état du canal de propagation. Dans le but de comprendre et d'appréhender les phénomènes de transmission radiofréquence, l'étude du canal devient essentielle. Nous pouvons en connaissance de cause prévoir et optimiser les architectures et interfaces en fonction de leurs zones de déploiement.

La spécificité fondamentale d'un canal ULB réside dans son extrême largeur de bande (de 500 MHz à plusieurs GHz) qui lui confère une résolution temporelle d'une fraction de nanosecondes. Cette résolution se traduit dans le domaine spatial par une capacité à distinguer les échos provenant d'obstacles séparés de quelques centimètres seulement. Dans les applications intra-muros, les réponses impulsionnelles de canal CIR (Canal Impulse Response), de longueur d'onde comprise entre 2,8 et 9,7 cm, sont plus ou moins riches en trajets multiples suivant la complexité de l'environnement. Cette particularité fait l'objet de nombreux travaux dans le domaine applicatif des radars et outils de détection.

La présence de trajets multiples reste néanmoins problématique. Dans un environnement réel, la transmission d'un signal est égale à la recombinaison des ondes d'un trajet direct avec celles de tous les trajets multiples (figure I.17). Ceci peut conduire à une distorsion importante et donc à la perte d'informations. Le signal est d'une part, retardé par la longueur du trajet de propagation, mais il subit également un affaiblissement énergétique ainsi qu'un changement de phase. D'un autre côté, il n'est pas toujours possible de réaliser des communications en visibilité directe et dans ce cas, ce sont les trajets en non-visibilité (multi-trajets) qui permettent d'établir une communication radio.

Nous dénombrons de nombreux modèles de canaux : modèle Cassioli-Win-Molisch [Cas02], IEEE 802.15.3a [Foe03b] [Mol03] et IEEE 802.15.4a [Mol04], approche fréquentielle [Gha04] [Lic03]. Actuellement, les modèles les plus utilisés sont principalement les modèles IEEE 802.15.3a et IEEE 802.15.4a, tous deux basés sur des mesures expérimentales. Le premier reste une référence pour les systèmes ULB, alors que le second paie le prix d'une plus grande complexité.

Les modèles développés s'efforcent de reproduire le comportement du canal radio de façon la plus réaliste possible. Ils respectent également autant que possible des contraintes de complexité, de manière à permettre des études et des simulations avec des temps de traitement raisonnables. Nous pouvons dénombrer en théorie autant de modèles qu'il y a de milieux différents. En pratique, nous cherchons à reproduire des phénomènes plus ciblés. Ainsi, certains modèles s'intéressent plus particulièrement à l'affaiblissement en puissance, tandis que d'autres s'attarderont à reproduire les effets de fluctuations rapides ou les changements de direction du signal.

Les modèles présentés dans la littérature sont classifiés suivant deux familles. Nous distinguons les modèles statiques [Siz05], ils sont basés sur un grand nombre de mesures expérimentales. Les modèles déterministes [Bel63] reproduisent en revanche les phénomènes de propagation dans un environnement prédéterminé. Cependant, certaines questions restent en suspens et de nombreux travaux sont à l'heure actuelle encore à l'étude. C'est notamment le cas en ce qui concerne les modèles couvrant la globalité de la bande fréquentielle ULB de 3,1 à 10,6 GHz, ainsi que les modèles prenant en compte la mobilité des antennes dans leur environnement.

L'incroyable panache des modèles de canaux utilisables tend à être radicalement simplifié lorsque l'objet de l'étude ne se focalise pas spécifiquement sur les problèmes de transmission (antennes, localisation...). Les modèles employés sont alors beaucoup plus simples. Nous utilisons classiquement un simple bruit blanc qui joue en quelque sorte un rôle d'étalon.

5.2 Canal de propagation à bruit blanc gaussien

Nous venons de voir précédemment qu'il existe de très nombreux modèles de canaux. Aussi, dans un souci de « normaliser » et de comparer des résultats réalisés dans des conditions identiques, le canal de type Bruit Blanc Additif Gaussien (BBAG) ou AWGN (Additive White Gaussian Noise) est très fréquemment utilisé. Il est également l'un des plus faciles à mettre en œuvre.

Un bruit blanc gaussien permet de modéliser à la fois les bruits d'origine interne (bruit thermique, bruit en $1/f$, ...), ainsi que ceux d'origine externe (bruit d'antenne, canal de propagation, ...). Ce modèle reste assimilable à une transmission filaire puisqu'il représente une transmission presque parfaite (absence de multi-trajets) de l'émetteur au récepteur. Il reste néanmoins très utile dans la modélisation comportementale des composants électriques.

Un canal de type BBAG est constitué d'un générateur de bruit blanc aléatoire sommé au signal transmis. Le signal reçu par le récepteur s'écrit alors sous la forme :

$$s(t) = e(t) + v(t) \quad (\text{I.9})$$

Où :

- $e(t)$ et $s(t)$ représentent respectivement les signaux temporels en entrée et en sortie.
- $v(t)$ est le bruit sommé dans le canal. Il se caractérise par un processus aléatoire gaussien de moyenne nulle, de variance σ_v^2 et de DSP bilatérale Φ qui s'écrit :

$$\Phi_{vv} = \frac{N_0}{2} \quad (\text{I.10})$$

La densité de probabilité conditionnelle est donnée par l'expression :

$$p(r/s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v}} e^{-\frac{(r-s)^2}{2\sigma_v^2}} \quad (\text{I.11})$$

La rapidité, la simplicité de mise en œuvre et la constance inconditionnelle de ce type de canal font que nous le considérerons dans toute la suite de cette étude.

5.3 Bilan sur le canal de propagation

Le canal de transmission et a fortiori celui de propagation suscitent à eux seuls de nombreuses interrogations. Ils font l'objet d'une multitude d'études qui se poursuivent à l'heure actuelle. Il existe à ce titre de très nombreuses façons plus ou moins complexes de les modéliser.

Dans le développement de systèmes, ou pour l'étude d'éléments plus spécifiques, nous pouvons faire abstraction de ces difficultés en optant pour une modélisation beaucoup plus simpliste. Dans notre étude, nous considérerons un canal de type bruit blanc gaussien BBGA. Il permet de mettre en relief les imperfections liées aux composants plutôt que celles dépendant d'un milieu de propagation particulier.

Dans le cadre des systèmes ULB, les conditions de transmission (faibles puissances, multi-trajets) sont très contraignantes. Il devient alors impératif de mettre en place des alternatives pour compenser ou minimiser aussi bien les pertes de propagation que les distorsions du canal sur les signaux. Dans le but d'accroître le rendement ainsi que les distances de transmission les liens optiques dans les systèmes de transmission RoF deviennent une alternative particulièrement séduisante.

6 Systèmes UWB sur fibres

L'augmentation des débits et les faibles puissances d'émission ULB tendent à diminuer considérablement les distances d'émission-réception. A titre d'exemple la couverture d'un système ULB avec un débit de 480 Mbits/s ne devrait pas excéder une portée supérieure à 4-5 m. Dans cette optique, il devient nécessaire d'envisager des infrastructures complémentaires transparentes. Le but étant d'accroître les distances de communication, et de permettre de relier plusieurs cellules entre elles afin de concevoir des réseaux de transmission tout en gardant l'intérêt original d'une communication sans fil haut débit.

Des solutions dans le domaine de l'optique tendent à émerger et suscitent actuellement un vif intérêt au vue de l'étendue des possibilités techniques et des solutions bas coût offertes. Cette approche n'est cependant pas dédiée aux communications ULB, mais l'intérêt est d'autant plus grand que les distances de communication et les puissances d'émission sont initialement très faibles. L'implantation de telles structures nécessite d'introduire, ou plutôt d'imbriquer, deux technologies : les systèmes de communication RF et un lien optique. Le lien optique permet alors d'accroître le domaine couvert en transportant directement le signal radio sur une fibre optique. Les champs d'application sont aussi divers que variés et concernent aussi bien des applications domestiques (maisons individuelles) que professionnelles (zones d'activités économiques).

Le concept dit de radio-sur-fibre RoF apparaît alors avec une contrainte de transparence et de bidirectionnalité. Le tunnel optique ainsi introduit n'est assujetti, grâce à la fibre optique, qu'à des perturbations bien plus faibles en regard d'un canal de transmission RF (interférences, pertes, multi-trajets, ...). Outre la possibilité de déporter l'émission radio, il permet également de relier des cellules ULB distantes (micro-cellules) afin que, d'un point de vue radio, leur association soit équivalente à une seule cellule radio de dimension plus grande (macro-cellule). Un système ULB sur fibre optique est donc conceptuellement très simple puisqu'il transmet tous les signaux radio d'une microcellule vers les autres. La couverture ULB haut débit est étendue à l'ensemble de la macro-cellule suivant différentes architectures.

Même si les propriétés des composants optiques et l'attrait que peut avoir les systèmes RoF ULB semblent être aux premiers abords très séduisants, de nombreuses questions subsistent. Les contraintes de transparence et de faisabilité doivent être étudiées avec attention. Nos études s'inscrivent également dans le cadre des deux projets : BILBAO et ISIS, que nous détaillons plus particulièrement en annexe 1.

6.1 Etat de l'art et intérêt de la distribution et du traitement du signal ULB par voie optique

Dans la perspective du déploiement des futurs réseaux radio larges bandes, les systèmes hybrides optique-radio sont très attractifs. Ils permettent de profiter à la fois des propriétés avantageuses des fibres optiques pour le transport longue distance, mais également de la souplesse et du faible coût d'exploitation de la liaison radio [Ai02] [Wak04]. Ainsi, de nombreuses études ont porté sur des systèmes RoF dédiés aux transports des standards WiFi à

bande étroite (comparés aux signaux ULB) sur fibre monomode [Tan04] [Fer04] ou sur fibre multimode [Koo04]. Les études portant sur la distribution de signaux ULB par voie optique sont beaucoup plus récentes [UROOF]. Les premiers résultats d'évaluation des performances de ce type de systèmes ont justement été obtenus dans le cadre du projet BILBAO [Piz06] [LeG07b].

En plus de la simple distribution de signaux radio par fibre, le domaine de l'optique offre aussi la possibilité de traiter le signal électrique directement par voie optique. Les avantages sont de plusieurs ordres : d'une part, la grande largeur de bande-passante des composants optiques par rapport aux dispositifs électroniques classiques, d'autre part, la possibilité de traiter le signal ULB directement sur la chaîne de transmission optique, ce qui évite ainsi d'avoir des pertes et distorsions supplémentaires engendrées par les conversions du domaine optique dans le domaine électrique (conversions O/E), et vis versa (conversions E/O) pour prolonger l'acheminement du signal.

Nous constaterons également qu'aucune norme ne semble à l'heure actuelle restreindre les applications ULB dans le domaine de l'optique. Ainsi, les restrictions en terme de puissance (notamment) applicables aux communications RF ne sont pas de rigueurs en optique. Les conséquences ne sont pas non plus similaires puisque tous les problèmes liés au canal de propagation RF sont bien moins problématiques dans le canal optique (fibre). Pour des questions pratiques de mise en œuvre et de compatibilité, nous considérerons pour les deux systèmes (RF et optique) des signaux soumis aux mêmes contraintes.

De nombreux travaux ont déjà été publiés concernant les possibilités de traitement du signal directement dans le domaine optique pour les signaux à bandes étroites [Nas01] [Set01]. Plus récentes, les études sur les signaux ULB portent en particulier sur la génération de formes d'ondes impulsionnelles [Nas01] [Ong07]. Des solutions de conversion de fréquence sont également envisagées pour permettre d'atteindre les bandes de fréquences millimétriques [Tos06].

Nous étudierons plus particulièrement les possibilités de transmettre des signaux de type ULB-OFDM par voie optique de manière directe ou par conversion de fréquence afin d'ouvrir la voie aux nouvelles applications ULB dans la plage de fréquence des 60 GHz.

6.2 Architecture radio sur fibres RoF

Différentes topologies de réseaux radio sur fibre sont envisageables [BILBAO]. Nous pouvons citer quelques exemples :

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

Les architectures point-à-point sont les plus simples à mettre en œuvre, mais elles restent d'une utilité très limitée puisqu'une liaison est exclusivement dédiée à une seule paire d'utilisateurs (ou éventuellement d'une pièce à une autre). Les configurations centralisées (point-à-multipoints optiques) ou décentralisées (multipoints-à-multipoints optiques) sont néanmoins plus avantageuses. Selon l'architecture implémentée, le lien optique pourra contenir une fibre à deux fibres ; de type multi-modes moins onéreuses, ou mono-mode plus performantes. En outre, puisque le point d'accès nécessite une alimentation électrique, le lien pourra également contenir la partie électronique.

6.2.1 Architecture point-à-point

Le lien optique point-à-point pour les communications RoF est représenté de manière schématique sur la figure I.18. Il a une fonction de « répéteur » en transportant le signal de l'antenne de réception à l'antenne de ré-émission en sortie du lien.

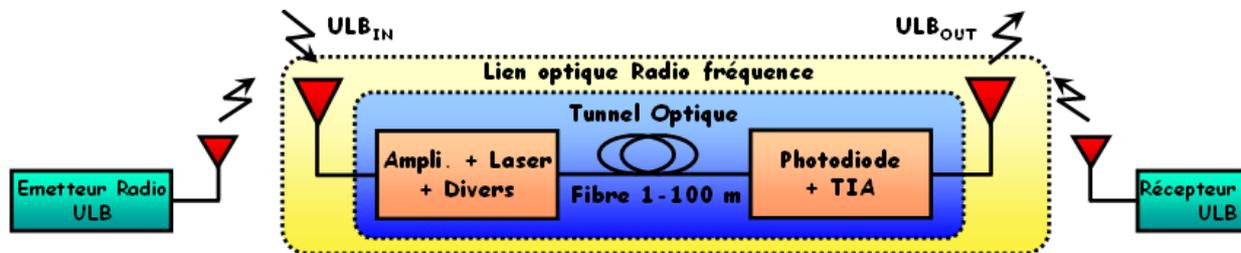


Figure I.18 : Schéma du tunnel optique pour les communications RoF dans une liaison point-à-point.

Cette liaison comprend tout d'abord une antenne de réception et un amplificateur faible bruit LNA. Une source laser (directe ou externe) est utilisée pour moduler le signal reçu sur la fibre optique. La longueur du lien optique varie de quelques centimètres à plusieurs centaines de mètres, pour une distance entre l'émetteur/récepteur RF ULB comprise entre 1 et 10 m (suivant le débit et l'état du canal de propagation). Divers types de fibres sont envisageables (multi-modes ou mono-mode). Enfin, le signal optique est reconverti en signal électrique par l'intermédiaire d'une photodiode associée à un amplificateur trans-impédance TIA (Trans-Impedance Amplifier) avant la réémission. La puissance fournie par la photodiode est proportionnelle à la puissance optique photo-détectée [Piz06] [Piz07].

L'ensemble des autres architectures étant développé sur cette base, nous ne considérerons par la suite que ce type de liaison.

6.2.2 Architecture point-à-multipoints

Dans les architectures centralisées (coupleur 1 vers N), toutes les antennes déportées sont connectées au routeur ULB au moyen d'un coupleur 1xN comme nous l'illustrons sur la figure I.19.

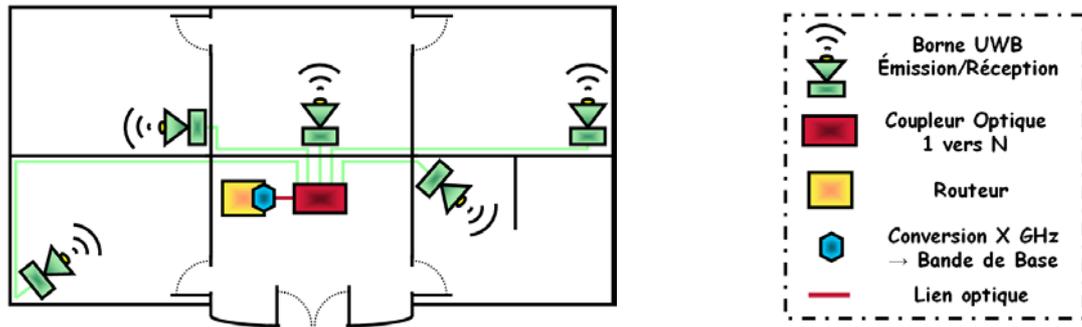


Figure I.19 : Schéma d'un réseau hybride radio-optique avec liens point-à-multipoints RoF basé sur un coupleur 1 vers N.

Le routeur ULB est connecté directement sur le réseau d'accès. Contrairement à une utilisation en point-à-point, l'idée est de limiter le nombre d'interfaces RoF sur le routeur. Dans le sens descendant (du routeur vers l'objet communicant via l'antenne), les données sont diffusées à toutes les antennes. La fonction de diffusion est donc très simple et les informations destinées à un objet communicant peuvent être par exemple décodées par l'intermédiaire de l'adresse de destination. Dans le sens montant (de l'objet communicant vers le routeur via l'antenne), il faut un partage temporel des droits de parole afin qu'il n'y ait pas de collision au niveau du coupleur optique. Le concept de coordinateur de pico réseau PNC (PicoNet Coordinator) de la norme 802.15.3 peut être tout à fait approprié pour ce système centralisé.

Les éléments nécessaires sont une interface électronique/optique sur le routeur ULB et l'antenne déportée au point d'accès dans chaque pièce de la maison.

6.2.3 Architecture multipoints-à-multipoints

Par rapport à l'architecture centralisée, l'idée d'une architecture multipoints-à-multipoints est d'utiliser un coupleur optique NxN afin que tous les points d'accès soient reliés. Une topologie originale de réseau RoF passif dédié à la distribution de signaux ULB par voie optique a été proposée dans le cadre du projet BILBAO sur la figure I.20. Cette topologie de réseau a fait l'objet d'un dépôt de brevet [Pay07].

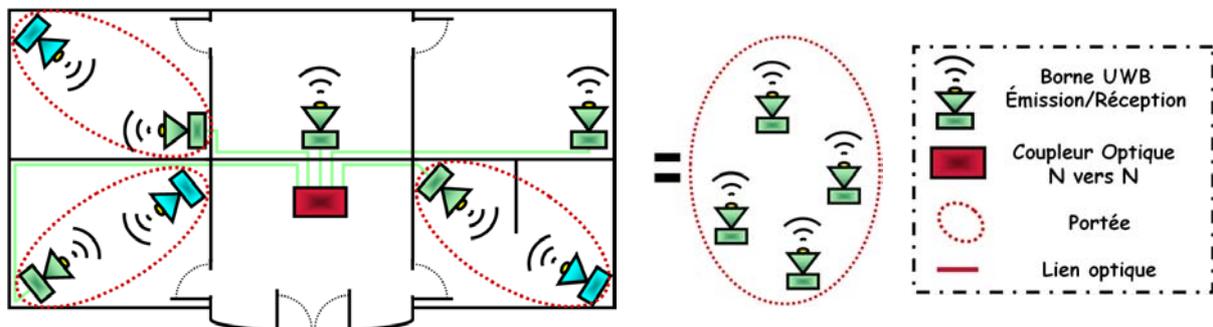


Figure I.20 : Schéma d'un réseau hybride radio-filaire avec liens multipoints à multipoints en radio sur fibre basé sur un coupleur N vers N.

De cette manière, l'information est diffusée vers toutes les autres antennes. Il s'agit d'un système distribué où le partage de la ressource est géré par la couche MAC (Medium Access Control) de chaque objet radio communicant.

7 Conversion de fréquence porteuse ULB par voie optique

Nous décrivons succinctement l'intérêt ainsi que le principe de la conversion de fréquence par voie optique. Nous le développerons plus en détail dans le chapitre 4.

7.1 Intérêt de la conversion de fréquence par voie optique

La bande-passante initialement allouée aux systèmes ULB pour le marché européen était comprise entre 3,1 et 10,6 GHz. Cette bande a depuis considérablement évolué et diminuée. De plus, comme nous l'avons déjà souligné auparavant, la bande basse comprise entre 4,2 et 4,8 GHz est vouée à disparaître à l'horizon 2010. Toutes ces raisons font, qu'aujourd'hui, nous assistons à l'émergence de nouveaux systèmes dans la bande des 60 GHz encore libre d'utilisation. Il devient alors nécessaire d'adopter de nouveaux outils de transposition fréquentielle adaptés, en dépassant les problèmes sérieux actuellement rencontrés pour implémenter des mélangeurs électroniques RF large bande [Guo07], [Yeo05], tout en gardant une approche bas coût.

Les solutions de traitement du signal ULB sur fibres permettent également d'envisager la conversion de fréquence par voie optique vers des bandes de fréquences millimétriques. Les fréquences concernées (60 GHz) ne permettent cependant pas l'utilisation directe de transducteurs E/O conventionnels car leurs bandes passantes sont trop faibles. Cependant, le problème peut être contourné en utilisant les propriétés de mélange liées à l'utilisation de modulateur fonctionnant dans leurs domaines non linéaires.

De cette façon, nous montrerons dans la suite de cette étude, qu'un modulateur unique de bande-passante modérée peut être utilisé à la fois pour la transmission de signaux directs dans la bande de fréquence comprise entre 3,1 et 10,6 GHz, mais également pour la conversion de fréquence dans la bande des 60 GHz.

7.2 Principe de la conversion de fréquence par voie optique

Un mélangeur optique a pour fonction la conversion de fréquence. Le principe du dispositif est le suivant : nous injectons à l'entrée du convertisseur un signal de données ainsi qu'un signal sinusoïdal continu CW (Continuous Waveform), de fréquence f_{OL} , qui a le rôle d'oscillateur local. Dans le cas des applications ULB, le signal d'information correspond à une SB OFDM, de largeur fréquentielle 528 MHz et de fréquence centrale f_{ULB} .

Nous récupérons à la sortie du système un signal à la fréquence $f_{OL}-f_{ULB}$ dans le cas d'une conversion basse fréquence, ou $f_{OL}+f_{ULB}$ pour une conversion haute fréquence. La fréquence centrale du résultat est appelée fréquence de mélange.

Le mélange est réalisé par l'intermédiaire des produits d'inter-modulation liés aux non-linéarités du modulateur. Le signal de sortie comporte alors les fréquences égales aux harmoniques et aux produits d'inter-modulation des fréquences d'entrée. Un filtrage passe-bande permet d'isoler le produit désiré comme le montre la figure I.21.

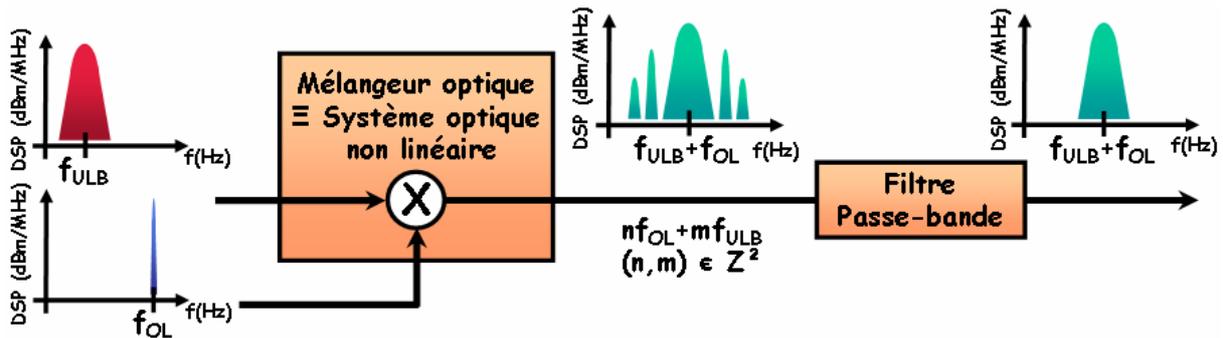


Figure I.21 : Schéma de principe d'un mélangeur électro-optique, cas d'une conversion haute fréquence.

Nous notons P_{OL} la puissance à l'entrée du mélangeur du signal issu de l'oscillateur local, et P_{ULB} la puissance du signal ULB-OFDM. Le signal en sortie du mélangeur contient à la fois les fréquences des signaux d'entrée, leurs harmoniques ainsi que les produits d'inter-modulation qui seront filtrés.

Une fois le signal transposé, il est émis au travers de l'antenne d'émission dans le canal de transmission. Les informations sont ensuite démodulées et traitées par l'ensemble des éléments de la chaîne de réception.

8. Bilan sur la situation actuelle des systèmes ULB

Les industriels doivent de nos jours répondre à un essor fulgurant de la demande des consommateurs pour le tout sans fil et l'augmentation des débits de transmission de données. Pour donner suite à cette attente, les milieux industriels et de la recherche se tournent vers des solutions de type ULB qui permettent de maximiser l'occupation spectrale et ainsi d'accroître les débits.

Connus depuis plus de 40 ans, les applications large bande ont été pendant longtemps réservées à des systèmes de détection radar. L'évolution des compétences et des technologies nous permet aujourd'hui de transposer ces applications pour la transmission d'informations. En effet, l'importance de l'occupation spectrale confère aux systèmes ULB des caractéristiques uniques, comme par exemple un fort pouvoir de résolution ainsi que la

robustesse aux perturbations extérieures. Ces caractéristiques sont idéales pour les systèmes de localisation ou de communication radio à haut débit et à courte portée qui sont dédiés aux applications de type WLAN.

C'est en 2002 que la FCC a autorisé l'émission de signaux ULB dans une bande de fréquence comprise entre 3,1 et 10,6 GHz avec une DSP extrêmement faible ; les systèmes ULB se sont alors amplement développés. Depuis, de nombreuses divergences sont apparues suivant les différentes autorités de régulation des grandes régions géographiques, notamment en ce qui concerne la définition des plages de fréquences. Avec une largeur de bande initiale de 7,5 GHz, le spectre en fréquence n'a cessé de diminuer en Europe, où il sera compris entre 6 et 8,5 GHz à l'horizon 2010 soit une largeur utilisable de 2,5 GHz.

Contrairement aux Etats-Unis, l'Europe reste très prudente en ce qui concerne l'ouverture de son spectre fréquentiel et réclame l'utilisation de protocoles de sécurité afin de protéger les systèmes déjà mis en place ou à venir, présents dans les canaux adjacents. Dans tous les cas, la valeur de PIRE est limitée à -41,3 dBm/MHz dans les bandes passantes autorisées pour l'EU et les USA. Les autorités de régulation ne définissent pas seulement les DSP, elles décrivent également la façon de les mesurer.

Au cours du processus de sélection pour la standardisation des signaux ULB, deux grandes familles de formes d'ondes sont entrées en concurrence. Nous pouvons citer d'une part, des signaux de type impulsif (DS-SS) précurseurs à l'ULB et, d'autre part, les signaux multi-porteurs (MB-OFDM, MB-OFDM). L'ensemble de ces spécificités fait, qu'aujourd'hui, les acteurs du marché de la transmission d'informations se focalisent d'avantage sur des systèmes modulables (systèmes multi-bandes) susceptibles de s'adapter rapidement aux lois du marché mais également au milieu de l'exportation. Ainsi, à la fin de l'année 2005 les systèmes MB-OFDM sortent fort d'une normalisation par l'ECMA.

Aujourd'hui, nous assistons également à l'émergence de nouvelles applications dans la bande de fréquences aux alentours des 60 GHz qui est encore libre d'utilisation. Elle présente une plage de 5 GHz commune aux grandes zones géographiques et supporte actuellement moins de contraintes.

Présentés comme une technologie de transmission résolument nouvelle, les systèmes ULB nécessitent un travail considérable pour repenser entièrement les protocoles d'émission et de réception actuels qui ne présentent pas les performances requises. Il devient alors indispensable d'aborder l'ensemble de ces nouveaux problèmes d'un point de vue différent de ceux jusqu'à présent rencontrés.

Bien que rivalisant d'ingéniosité, les conséquences physiques ne sont pas anodines en terme de distance d'émission puisque les puissances d'émission sont extrêmement faibles. Des solutions dans le domaine de l'optique tendent à émerger et suscitent actuellement un vif intérêt au vue de l'étendue des possibilités techniques et des solutions bas coût offertes. Le lien optique permet alors d'accroître le domaine couvert en transportant directement le signal radio sur une fibre optique. Le concept dit de « radio-sur-fibre RoF » apparaît alors avec une contrainte de transparence et d'unidirectionnalité. Le tunnel optique ainsi introduit n'est assujéti, grâce à la fibre optique, qu'à des contraintes bien plus faibles en regard d'un canal de transmission RF (interférences, pertes, multi-trajets...). L'utilisation de composants optiques présente également de nombreux avantages par rapport aux composants RF.

Quelque soit la modulation envisagée, la mise en œuvre de ces systèmes dans un contexte ULB pose un grand nombre de difficultés qui ne sont pour l'heure pas encore résolues. Les techniques de fabrication, la définition d'un cahier des charges nécessaire et suffisant qui conditionne le choix des structures à adopter sont autant de questions auxquelles nous chercherons, aux travers des chapitres suivants, à apporter quelques éléments de réponses.

Une description étendue de ces deux systèmes ainsi que l'ensemble des résultats obtenus seront présentés dans la suite de ce travail.

CHAPITRE II

SYSTEMES DE MODULATION

ULB MB-OFDM ET MB-OOK ETUDIES

CHAPITRE II

SYSTEMES DE MODULATION ULB MB-OFDM ET MB-OOK ETUDIÉS

1 Introduction

Nous évoquons dans le premier chapitre l'existence de nombreuses techniques susceptibles d'être employées pour les communications ULB. Elles présentent toute la particularité d'occuper un large spectre en fréquence.

Dans le cadre de ce travail, nous considérerons deux modulations de type multi-bandes : les modulations MB-OFDM, et MB-OOK.

- La modulation MB-OFDM utilise des symboles OFDM qui sont bien connus et utilisés depuis de nombreuses années. Cette modulation est basée sur une approche synchrone avec une démodulation cohérente. Cette technique a évolué lorsque nous lui avons associé un processus de sauts de fréquence, ce qui a donné naissance aux systèmes MB-OFDM. Ces systèmes présentent de bonnes performances mais restent complexes dans leur mise en œuvre. D'une part, l'approche synchrone nécessite la maîtrise de nombreux degrés de liberté liés au canal de propagation (retard dans le canal, multi-trajets, ...). D'autre part, les performances des systèmes OFDM sont généralement sensibles aux non-linéarités induites par les composants électroniques.
- L'approche asynchrone des systèmes MB-OOK permet d'alléger considérablement les contraintes matérielles, en particulier en ce qui concerne l'estimation du canal de transmission. Les systèmes OOK sont de conception très simple. L'aspect multi-bandes reste néanmoins problématique notamment en ce qui concerne le choix du filtrage. D'autres difficultés émergent également au niveau des seuils de décision à la fin de la chaîne de transmission.

Ce chapitre est dédié à la présentation de ces deux systèmes de transmission ULB qui ont été étudiés dans ce travail de thèse.

Dans une première partie, nous étudierons et décrirons la modulation multi-porteuses de type MB-OFDM. La seconde partie sera consacrée à la modulation MB-OOK. Pour chacune d'entre elles, nous détaillerons leurs modes de fonctionnement et étudierons leurs principales caractéristiques. Nous verrons les paramètres retenus pour la suite de cette étude dans chacun de ces deux cas. Enfin, nous terminerons par une brève description des outils de simulations qui ont été utilisés pour simuler ces deux chaînes de transmission.

2 Systèmes de modulation MB-OFDM

2.1 Historique et introduction

L'histoire des modulations multi-porteuses commence à la fin des années 50 aux Etats-Unis [Akm00]. A cette époque, la société Collins Radio Co. Kineplex développe un système [Doe54] conçu pour des liaisons radio militaires dans la bande de fréquences comprises entre 1,8 et 30 Mhz. L'objectif était de proposer, là où les systèmes classiques de types mono-porteuse avaient montré leurs limites, un système robuste aux problèmes des multi-trajets dans le canal de propagation, tout en offrant un débit élevé (pour l'époque) pour un taux d'erreur binaire faible. La solution consistait à émettre simultanément sur des fréquences porteuses différentes une modulation bas débit. Chacune des porteuses devenait alors peu sensible aux effets du canal tandis que l'émission de plusieurs porteuses en même temps permettait d'obtenir un débit binaire de 3 kbits/sec dans une bande fréquentielle de 0 à 3 kHz.

Plus tard, des études théoriques [Mos58] mirent en évidence la possibilité de réduire l'encombrement spectral en faisant chevaucher l'ensemble des sous-porteuses. Il faudra attendre 1966 pour que les conditions d'orthogonalité soient mises en évidence [Cha66], 1967 pour que l'utilisation de la Transformée de Fourier (TF) pour la modulation et démodulation soit proposée par Saltzberg [Sal67]. Enfin, c'est en 1971 [Wei71] que nous avons pu tirer profit des transformées de Fourier rapides FFT (Fast Fourier Transform), qui nous ont permis de réduire considérablement la complexité du modulateur/démodulateur, et donc la consommation des terminaux. Dès lors, la notion d'orthogonalité était posée. La complexité de réalisation et de mise en œuvre resta néanmoins pendant longtemps un large problème, confinant ainsi ces systèmes à des applications militaires. Effectivement, les processeurs développés ne permettaient pas de réaliser des Transformées de Fourier Discrètes (TFD) suffisamment rapides. De plus, les filtres analogiques parfaitement orthogonaux étaient onéreux.

En 1979, l'introduction de DSP₍₂₎ (Digital Signal Processor) permit de développer pleinement ces systèmes de modulation entraînant un fort regain d'intérêt [Bin90], [Hir81], [Pel80], et un essor presque immédiat de cette technologie.

Durant les années 1980, le codage s'est enrichi de codes correcteurs qui ont permis d'atteindre de meilleures performances dans les systèmes de transmission numériques. Cette technique a pris le nom d'Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), ce qui peut être traduit en français par modulation à répétition en fréquences orthogonales. Ce terme fut utilisé pour la première fois en 1989 [Zer89] [Bin90] [Cho91] dans le cadre des réseaux sans fil. En ce qui concerne les réseaux filaires, l'OFDM est également connu sous le nom de DMT (Discrete Multi Tone). Plusieurs standards ont ensuite adopté cette technique : le DAB et le DVB (Digital Audio/Video Broadcasting), qui sont des réseaux de diffusion hertzienne de signaux audio et vidéo [Ala87]. Les systèmes DSL (Digital Subscriber Line) pour la transmission de données hauts débit (entre 1,5 et 8 Mbps) employés pour des applications internet, les transmissions de données DMT (Discrete MultiTone) utilisées dans les communications xDSL [Bin00], l'ADSL (Asymmetric DSL) où les applications principales sont l'internet haut débit [Sal95].

Entre 1999 et 2001, de nombreuses applications pour les réseaux locaux WLAN (Wireless Local Area Network) ont vu le jour. Nous pouvons citer la norme IEEE 802.11a/g connue sous le nom commercial Wi-Fi [WiF07] et les réseaux locaux sans fil à haut débit HIPERLAN2 (High Performance Radio Local Area Network 2), [HIP00].

En 2005 après l'amélioration de la technologie Wi-Fi, le standard IEEE 802.16 ou Wi-Max [WiM07] garantit un débit théorique jusqu'à 80 Mbps et une portée linéaire de 50 km. Un an plus tard, un autre standard, le 802.11n, se présente sur la scène du Wi-Fi. Il permet d'atteindre des débits théoriques compris entre 100 et 540 Mbps en ajoutant l'utilisation de la technique MIMO (Multiple Input Multiple Output). Il améliore également la portée des réseaux sans fil. Début 2006, le procédé de modulation OFDM a été adopté par l'alliance WiMedia [WiMe07] pour les communications ULB à très haut débit (480 Mbps) et à courte portée (≈ 10 m). Nous noterons également que l'OFDM a été proposée pour les systèmes de téléphonie de troisième génération. Même s'il n'a pas été retenu, sa prise en considération dans les prochains développements est très fortement envisagée.

Riches d'une forte expérience acquise durant de nombreuses années, les techniques de modulation OFDM s'imposent de plus en plus dans les systèmes de communication. De telles transmissions présentent la particularité d'être robustes à la sélectivité en fréquence et aux environnements difficiles comme le bruit du canal de propagation, l'atténuation des signaux provoqués par les trajets multiples. Elles permettent également de simplifier le récepteur puisqu'il n'est pas nécessaire d'utiliser d'égaliseur pour retrouver les symboles émis.

Les modulations OFDM présentent en revanche de fortes valeurs de PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) que nous définirons dans la suite de ce chapitre. Ces valeurs sont dues aux fluctuations de l'enveloppe du signal OFDM, ce qui a pour conséquence d'engendrer des problèmes liés à la consommation du terminal mobile et de rendre également cette technique de modulation sensible aux non-linéarités de composants du système de transmission.

La modulation OFDM est aujourd'hui considérée pour les systèmes ULB [ECM05]. Les symboles OFDM ont une largeur de bande de 528 MHz et l'occupation de l'ensemble du spectre fréquentiel est réalisée par un système de sauts de fréquence entre SB, afin de couvrir une plage comprise entre 3,1 et 10,6 GHz. Avec une largeur de bande de 528 MHz, les symboles OFDM couvrent l'ensemble de la plage de fréquences comprises entre 3,1 et 10,6 GHz grâce à un système de sauts de fréquence.

2.2 Transmission multi-porteuses

Contrairement à un système mono-bande, où l'information peut être perdue lorsque le signal subit une atténuation ou des perturbations [Nee00], [Tuf00], les systèmes multi-porteuses sont plus robustes aux interférences du fait de leur occupation fréquentielle large bande.

L'utilisation de modulations fréquentielles multi-porteuses fait l'objet de nombreuses recherches. Elle permet d'éliminer les effets néfastes des transmissions multi-trajets lors de la propagation du signal, notamment en ce qui concerne l'étalement temporel du retard τ_R du signal dans une liaison série. Elle simplifie également les problèmes d'égaliseur, dont la complexité peut s'avérer importante, et devient, par le biais de codes correcteurs, très intéressante pour reconstituer l'information dans des canaux sélectifs en fréquence [Tub01].

Les systèmes multi-porteuses sont caractérisés par une grande efficacité spectrale, définie comme étant le débit binaire par unité de fréquence. Plus l'efficacité spectrale est importante, plus nous pouvons transmettre avec un débit important.

Ce type de modulation consiste à diviser la totalité du canal de transmission, rendu sélectif par la présence de multi-trajets, en un nombre important de N_{SP} sous-porteuses non sélective définissant autant de sous-canaux. Le principe est basé sur une modulation bas débit de chacun d'entre eux, permettant la transmission simultanée et en parallèle des informations sur plusieurs symboles. Chaque sous canal a une largeur fréquentielle Δf inférieure à la bande de cohérence du canal de propagation. Cette dernière est définie comme étant la bande de fréquences sur laquelle nous pouvons considérer la fonction de transfert du canal comme constante, c'est-à-dire où la réponse du canal varie peu. En effet, lorsque la largeur de chaque SB est assez faible, la réponse fréquentielle du canal sur chaque SB peut être considérée comme constante. Comme nous l'illustrons sur la figure II.1, le signal de chacune des porteuses tend à suivre les fluctuations du canal de propagation.

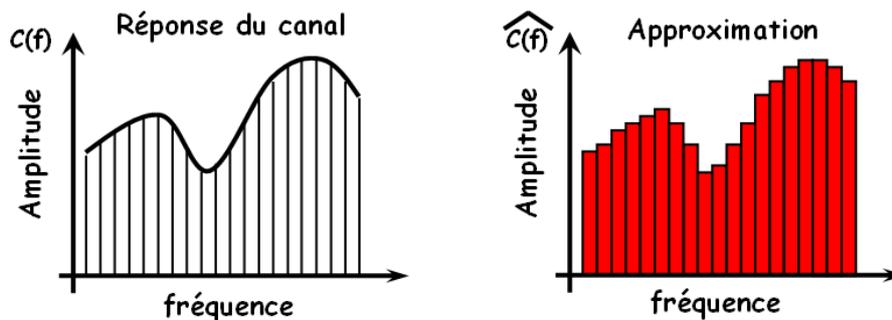


Figure II.1 : Réponse fréquentielle du canal de transmission pour des modulations multi-bandes.

Les symboles sont reçus avec une puissance différente suivant le sous-canal, l'égaliseur est alors réduit à un simple gain multiplicatif pour chacun d'entre eux. Après estimation du canal de propagation, nous corrigeons ces variations et retrouvons le signal original. Cependant, ces évanouissements se dégradent et dans certains cas annulent même la puissance du signal propagé. Cela peut ainsi induire un taux d'erreur irréductible en l'absence de bruit.

La méthode multi-porteuse consiste à transmettre les séquences de données sur les N_{SP} sous-porteuses en parallèle. En incluant une approche d'orthogonalité entre sous-porteuses, nous parlerons de modulation OFDM. Dans ce cas, le modulateur et le démodulateur peuvent être implémentés simplement en utilisant respectivement une FFT et une IFFT (Inverse FFT).

La durée $N_{SP}T_S$ d'un symbole OFDM transmis est supérieure à l'étalement temporel des retards T_R du canal. L'insertion d'un temps de garde, également appelé intervalle de garde T_G , où $T_G > T_R$ entre chaque symbole OFDM, permet d'éviter les Interférences Entre Symboles (IES) ou ISI (Inter-Symbol Interference). L'intervalle de garde est supprimé avant la démodulation.

Les performances d'un tel système peuvent être améliorées en combinant les symboles OFDM à un codage correcteur d'erreurs et en utilisant un entrelaceur pour s'affranchir des paquets d'erreurs associés aux évanouissements temporels du canal. Cette solution est appelée COFDM (Coded OFDM). Diverses techniques sont à l'étude pour limiter l'effet des non-linéarités : que ce soit au niveau du codage du canal afin de protéger la transmission [Wil95] [Lou00], par la prise en compte de modules correcteurs [Nis96], ou en considérant de nouvelles approches [Ter03]. Même si ces techniques sont efficaces, elles ne demeurent pas moins coûteuses en temps de traitement et en complexité de mise en œuvre, d'autant plus lorsque le nombre de porteuses est important.

Actuellement, les symboles OFDM de largeur de bande limitée à 528 MHz sont considérés dans les systèmes ULB. Une technique de sauts de fréquence plus généralement appelée « Frequency Hopping » (FH) est considérée afin d'élargir le spectre en fréquence occupé. Nous décrirons plus en détails le principe de fonctionnement du FH dans la suite de ce chapitre.

L'un des inconvénients majeurs des signaux OFDM réside dans une valeur du facteur de crête élevée (PAPR). La valeur de la puissance maximale du signal est supérieure à sa puissance moyenne, et des pics de forte amplitude apparaissent. Cette particularité a pour conséquence directe de rendre les symboles OFDM sensibles aux non-linéarités engendrées par les composants, notamment les amplificateurs d'émission et de réception qui conditionnent les signaux lors de leur transfert [Cos99].

2.3 Principe des transmissions multi-porteuses OFDM

La modulation OFDM se distingue des techniques classiques de modulation multi-porteuses par un encombrement spectral limité [Cha66] dû à des contraintes d'orthogonalité qui rendent en effet possible un recouvrement important des fréquences porteuses de chacune des SB dans le domaine temporel et fréquentiel.

2.3.1 Notion d'orthogonalité

La notion d'orthogonalité sur un intervalle $[a, b]$ peut être facilement traduite si deux fonctions $f(t)$ et $g(t)$ respectent la condition donnée par l'équation (II.1) qui traduit le produit scalaire, formant ainsi une base de l'espace fonctionnel.

$$\int_a^b f(t)g(t)dt = 0 \quad (\text{II.1})$$

Cette condition implique que les deux fonctions considérées sont linéairement indépendantes, c'est-à-dire qu'elles sont disjointes sur l'intervalle $[a, b]$ et n'interfèrent pas entre elles. Une base fonctionnelle à N dimensions sur un intervalle $[a, b]$ est construite de manière identique en considérant autant de fonctions ($g(t), h(t), \dots$) nécessaires. Celles-ci forment alors une base à N dimensions.

Dans le domaine temporel, et sur un intervalle de temps compris entre a et b, cela se traduit, si nous prenons en compte des signaux de type fenêtre (fonction porte), par une discontinuité de ceux-ci avec un intervalle de garde Δ entre eux. Une illustration est donnée sur la figure II.2.

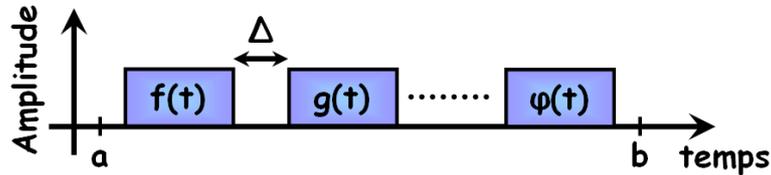


Figure II.2 : Base orthogonale dans le domaine temporel à l'aide de fonctions portes.

La transformée de Fourier $TF\{\cdot\}$ de la fonction porte $\Pi(t)$ d'amplitude A et de largeur temporelle T est exprimé suivant la relation :

$$TF\{A \cdot \Pi_T(t)\} = A \cdot \frac{\sin(\pi f \cdot T)}{\pi f} = AT \cdot Sinc(fT) \quad (II.2)$$

L'orthogonalité de fonctions porte dans le domaine temporel se traduit alors par une base orthogonale de fonctions sinus cardinal dans le domaine fréquentiel, ceci est illustré sur la figure II.3.

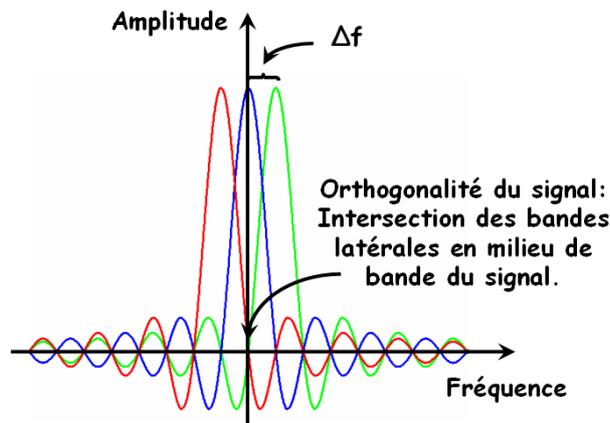


Figure II.3 : Division du spectre en SB ($N_{SP}=3$) et notion d'orthogonalité entre les sous-porteuses pour les systèmes OFDM.

A la fréquence centrale d'une sous-porteuse donnée le critère d'orthogonalité implique que l'amplitude des autres sous-porteuses soit nulle. Elle permet de minimiser l'encombrement spectral et ainsi d'optimiser les bandes allouées. L'espacement fréquentiel entre les N sinus cardinaux (les N sous-porteuses) est donc $\Delta f = 1/T$.

La conception de symboles OFDM passe systématiquement par l'orthogonalisation de ses SB avant d'être émise dans la chaîne de transmission.

2.3.2 Chaîne d'émission-réception

Le schéma synoptique d'une chaîne de transmission globale OFDM est représenté sur la figure II.4.

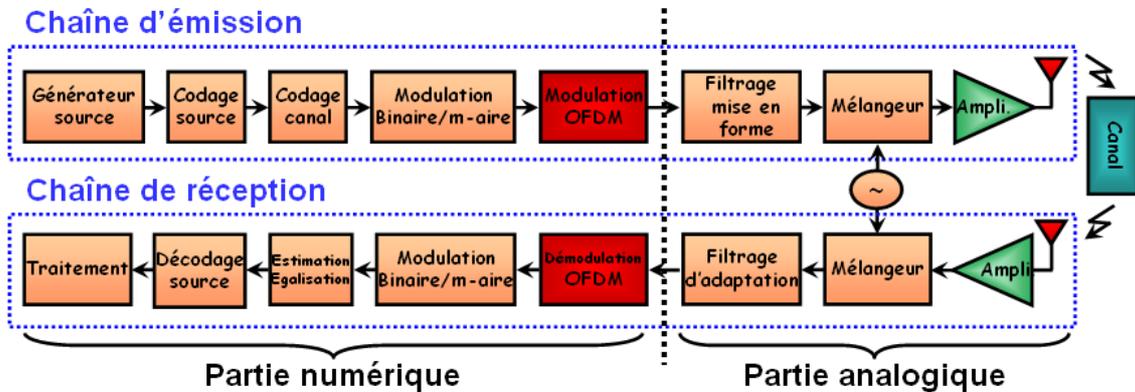


Figure II.4 : Schéma synoptique d'une chaîne d'émission/réception OFDM.

Le transmetteur et le récepteur se composent d'une partie numérique prépondérante où sont effectuées les opérations de modulation et de codage, ainsi que d'une partie analogique pour les opérations de filtrage, d'amplification et de transposition en fréquence.

2.3.3 Chaîne d'émission

La modulation simultanée de N_{SP} porteuses rend possible l'utilisation de symboles N_{SP} fois plus longs, tout en conservant un débit identique à celui que nous pourrions avoir avec une modulation mono-porteuse. En choisissant une valeur N_{SP} adéquate, la durée des symboles devient suffisamment grande devant l'étalement des retards dans le canal de transmission. Par conséquent, les perturbations liées aux échos deviennent négligeables.

Le schéma de principe d'une modulation multi-porteuses OFDM est représenté sur la figure II.5.

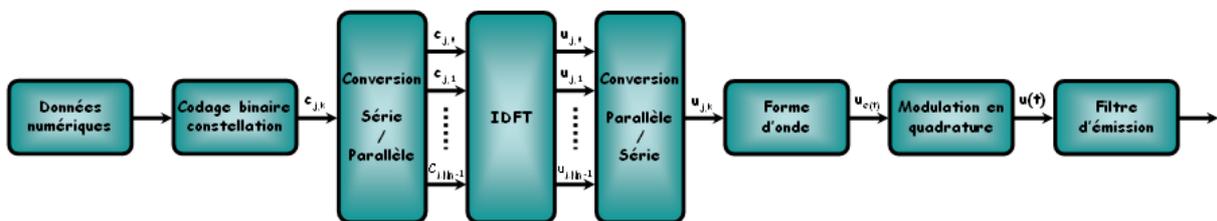


Figure II.5 : Schéma de principe d'un émetteur multi-porteuses OFDM.

Le modulateur se compose d'une source d'émission de symboles numériques de temps d'échantillonnage T_S et de débit $D_S = 1/T_S$ Symb/s. Un convertisseur série/parallèle permet de segmenter l'information en trames de N_{SP} symboles modulés simultanément par une sous-porteuse qui leur est propre. La durée T_{SM} des symboles multi-porteuses alors émis est fonction du nombre de sous-porteuses utilisées : $T_{SM} = N_{SP} * T_S$.

Du point de vue fréquentiel, la bande-passante totale du canal est divisée en N_{SP} sous-canaux de largeur identique, associés aux fréquences porteuses f_k ($k = 0, \dots, N_{SP}-1$). Nous pouvons envisager une modulation multi-porteuses comme la somme de N_{SP} modulations QAM indépendantes de débit identique sur des canaux parallèles.

La modulation OFDM peut sembler au premier abord complexe puisque le nombre théorique de modulateurs doit être égal au nombre N_{SP} de porteuses considérées. S'ajoute ensuite les problèmes de synchronisation ainsi que la notion d'orthogonalité nécessaire à une bonne transmission. En étudiant la décomposition de l'expression d'un symbole OFDM, nous nous apercevons que celle-ci peut être réalisée à l'aide de la Transformée de Fourier Inverse (TFI).

2.3.4 Chaîne de réception

Le schéma de principe du démodulateur OFDM est représenté sur la figure II.6.

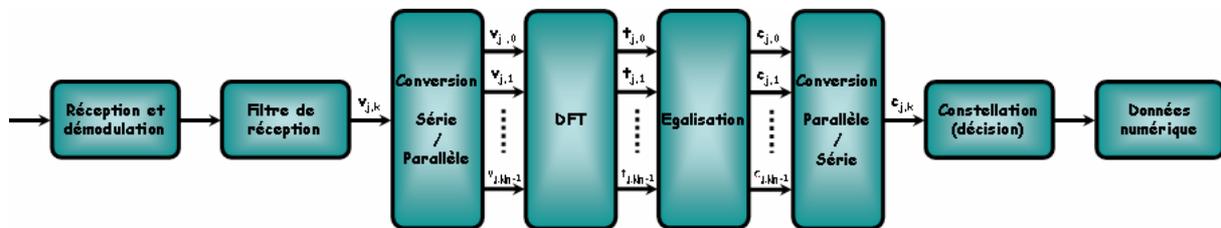


Figure II.6 : Schéma de principe d'un récepteur multi-porteuses OFDM.

Les symboles multi-porteuses sont démodulés suivant les N_{SP} sous-porteuses par l'intermédiaire d'un filtrage adapté. En sortie de chacun des modulateurs du canal, nous associons aux symboles émis un gain c_n . L'estimation des différents gains peut être utilisée pour compenser l'effet du canal de propagation et permettre de retrouver les symboles émis. Les systèmes multi-porteuses demandent néanmoins une bonne synchronisation [Edf96]. Le rapport signal sur bruit SNR (Signal to Noise Ratio) n'étant pas identique pour chacun des sous-canaux, il est possible d'augmenter l'efficacité de transmission pour chacun d'entre eux en utilisant une modulation en quadrature QAM (Quadrature Amplitude Modulation) adaptée. En pratique, ceci est difficilement réalisable puisque la modulation QAM utilisée est identique pour tous les sous-canaux, ce qui impose un débit binaire similaire pour chaque sous-canal.

Nous remarquerons qu'il existe une dualité temps/fréquence entre les modulations mono et multi-porteuses. Une modulation mono-porteuse réalise un multiplexage temporel, alors qu'une modulation multi-porteuses un multiplexage fréquentiel, d'où le nom de « Frequency Division Multiplexing » (FDM).

2.3.5 Intervalle de garde

L'IES est un phénomène inévitable dans les transmissions radio. Il se traduit dans le domaine temporel, par le recouvrement des échos d'un symbole OFDM sur le début d'un nouveau symbole. Il est dû à l'entrelacement des signaux directs et d'une partie du signal indirect précédent qui a été retardé par les trajets multiples. L'IES a pour conséquence le brouillage et la perte d'informations. Bien qu'inévitable, il est néanmoins possible d'insérer entre deux symboles ULB OFDM successifs, un intervalle de sécurité lié à l'étalement du canal. C'est le rôle du préfixe que nous décrivons dans la suite.

Les symboles OFDM sont également caractérisés par une bande de garde GI (Guard Interval). Une illustration dans le domaine fréquentiel est donnée sur la figure II.7.

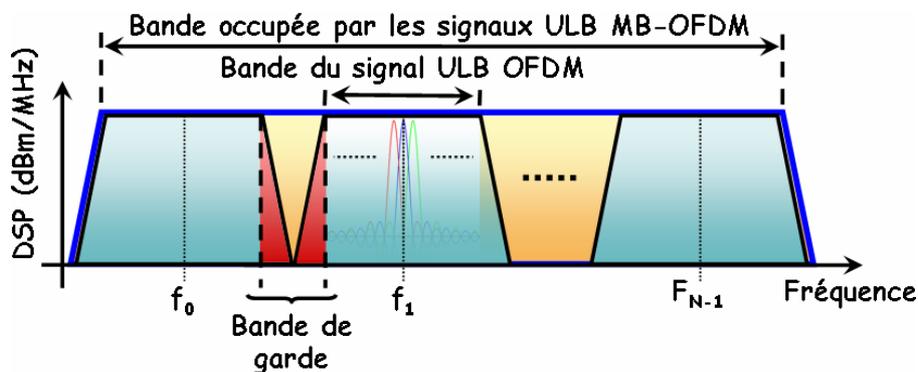


Figure II.7 : Intervalle de garde GI dans les symboles OFDM pour les applications ULB.

Le GI permet d'améliorer les performances de transmission en sécurisant l'information des interférences [Goe00]. En contrepartie, l'efficacité spectrale diminue.

Le temps de garde T_{GI} est pour sa part dédié à la synchronisation des données OFDM. Celle-ci est due à l'inexactitude et à la divergence entre la synchronisation des événements. Les données relatives au temps de garde sont insérées après les données OFDM. La durée T_{INFO} pendant laquelle est émise l'information diffère alors de la période symbole T_S . La durée totale du symbole OFDM est la somme du temps nécessaire pour transmettre à la fois les données utiles, mais également le temps relatif à l'insertion de l'intervalle de garde T_{GI} . Le temps total d'un symbole est alors donné par :

$$T_{INFO} = T_S + T_{GI} \quad (II.3)$$

L'augmentation du temps d'information a pour conséquence directe de diminuer le débit symbole, qui passe alors de N_{SP} / T_S , à N_{SP} / T_{INFO} . L'impact est peut être néanmoins limité dans la mesure où la durée du symbole OFDM est grande en comparaison du temps de garde ($T_g < 20\%$ de T_s). Certains systèmes OFDM profitent également des progrès dans le domaine de l'égalisation pour s'en affranchir.

2.4 Système MB-OFDM

Les systèmes Multi-Band-OFDM (MB-OFDM) présentent la particularité d'associer une modulation de symboles OFDM large bande (528 MHz) ainsi qu'un processus de sauts de fréquence également appelé Frequency Hopping (FH). Le FH est piloté par un codage fréquentiel temporel TFC (Time Frequency Code) où plusieurs séquences sont définies.

Les modulations MB-OFDM permettent alors :

- D'avoir une occupation fréquentielle plus importante (plus grande occupation du spectre).
- De rendre possible la gestion de Multi-Utilisateur (MU) dans une pico-cellule.
- D'augmenter la robustesse des signaux face aux interférences susceptibles d'être présentes dans une SB à un instant t , puisque nous serons à l'instant $t + 1$ dans une autre SB.

Les débits de transmission des systèmes MB-OFDM s'échelonnent entre 53 et 480 Mbps suivant le type de constellation employé. Nous constaterons à ce titre que l'augmentation du nombre de points de la constellation QAM permet d'accroître l'efficacité spectrale, au détriment d'une moins bonne résistance au bruit.

2.4.1 Division du spectre en sous-bandes

La bande de fréquence allouée pour les systèmes ULB dans la définition de la FCC est comprise entre 3,1 et 10,6 GHz. En définissant des symboles OFDM de largeur fréquentielle 528 MHz, il est possible de diviser la bande de fréquence totale en 14 SB identiques comme nous l'illustrons sur la figure II.8.



Figure II.8 : Découpage fréquentiel de la bande ULB comprise entre 3,1 et 10,6 GHz en 14 SB regroupées en 5 groupes de bandes.

L'ensemble des SB est regroupé en 5 groupes de bandes, également appelés BG (Band Group) [ECM05]. Les 4 premiers BG comprennent chacun 3 SB, alors que le dernier n'est composé que de 2 SB. L'allocation fréquentielle de cet ensemble est définie dans le tableau II.1.

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

Tableau II.1 : Allocation fréquentielle des groupes de bandes.

Le mode 1 a été dans un premier temps défini par le mode 1 [ECM05] les systèmes utilisant les trois premières SB du BG#1. Nous trouvons majoritairement dans la littérature des systèmes développés dans cette plage de fréquences. Il est envisagé d'utiliser par la suite les autres modes (2, 3, 4, 5) relatifs à l'ensemble des 5 BG. Un codage TFC spécifique est associé à chacun des modes.

Le choix du mode 1 est également justifié au regard des distances accessibles qui sont atteignables en fonction des fréquences centrales de chacun des BG. En effet, pour une même DSP d'émission, les pertes sont proportionnelles au logarithme du carré de la fréquence. Nous constatons suivant le tableau II.2, qui illustre la relation entre les distances d'émission et les fréquences centrales de chaque groupe de bandes, un écart considérable entre chaque SB.

Bande Groupe (BG)	Fréquence centrale (GHz)	Distance (m)
#1	3.960	10
#2	5.544	5.10
#3	7.128	3.09
#4	8.712	2.07
#5	10.032	1.56

Tableau II.2 : Relation entre les distances d'émission et la fréquence centrale de chaque BG.

Les distances d'émission accessibles entre les différents BG sont considérables. La plus importante est obtenue avec le BG#1 qui est d'environ 10 m, alors qu'elle n'est à peine de 1,56 m pour le BG#5.

Une remarque très importante peut également être faite vis à vis du masque d'émission défini dans le chapitre 1 pour le marché européen, mais aussi d'une manière pratiquement identique pour le marché asiatique. Nous constatons en effet que le fonctionnement en mode 1 ne pourra plus s'appliquer dès 2010 car il se trouvera dans des bandes de fréquences interdites. L'Europe tolérera la SB basse #3 du BG#1 et les SB hautes #7 à #10 du BG#3 et #4. Ceci implique que tous les développements jusqu'alors envisagés dans la BG#1 seront dans un avenir proche caduques. Il deviendra alors nécessaire de reconsidérer ces systèmes ou de transposer les signaux émis.

2.4.2 Sauts de fréquence

Les sauts de fréquence FH, ont pour rôle de transposer un symbole OFDM d'une SB à une autre. L'enchaînement des sauts est assimilable à une partition de musique dont la mélodie périodique est prédéfinie par l'application d'un codage fréquentiel TFC.

Le TFC permet à chaque utilisateur de bénéficier de la diversité fréquentielle liée aux SB qui composent un mode. Par ailleurs, un utilisateur ne pouvant émettre à un instant t que dans une seule des SB, plusieurs utilisateurs peuvent être définis et émettre en même temps dans les autres SB du mode. Ceci rend possible la conception d'un système MU.

L'émission ne durant dans chaque SB qu'un tiers du temps (mode 1 à 4), il devient alors possible d'optimiser la puissance émise, tout en respectant la DSP d'un masque d'émission donné. Nous avons vu dans le premier chapitre que les organismes de régulation ne définissaient pas seulement les DSP suivant les bandes de fréquences mais également suivant la façon de les mesurer. Cette particularité permet dans certains cas, notamment suivant les zones géographiques et pour des systèmes à sauts de fréquence, d'augmenter les puissances d'émission. L'UE ne spécifie pas de contraintes particulières sur le FH. Aussi, nous pourrions envisager d'augmenter la puissance dans chaque SB de manière à ce que la puissance moyenne reste constante.

L'utilisation d'un TFC permet également d'améliorer l'efficacité de transmission. En effet, dans le cas où un brouilleur est présent dans une certaine plage de fréquence à un instant t , il peut nous faire perdre l'information. Cependant, il est fort probable que nous retrouvions le signal utile à l'instant $t+1$ du fait que les sauts de fréquence nous éloigneront dudit perturbateur. Toute autre combinaison nous permettant de passer d'une SB à une autre, nous permet d'optimiser le transfert d'information en nous éloignant d'éventuelles perturbations.

Une combinaison logique unique est définie en employant jusqu'à sept codes temps-fréquence différents pour chacun des BG. Les TFC et les ordres de préambules associés au premier et dernier GB sont définis dans le tableau II.3 en fonction du numéro des SB. Les BG d'ordre supérieur sont définis de manière identique, en adoptant une numérotation cohérente par rapport aux SB.

	TFC	Séquence d'enchaînement des sous-bandes					
Bande Groupe #1 à #4	1	1	2	3	1	2	3
	2	1	3	2	1	3	2
	3	1	1	2	2	3	3
	4	1	1	3	3	2	2
	5	1	1	1	1	1	1
	6	2	2	2	2	2	2
	7	3	3	3	3	3	3
Bande Groupe #5	8	13	13	13	13	13	13
	9	14	14	14	14	14	14
Correspond respectivement aux sous-bandes #1, #2, #3 du bande groupe #1 les sous-bandes # 4,5,6 / 7,8,9 / 10,11,12 des bandes groupes #2,#3,#4.							

Tableau II.3 : Allocation codage temps-fréquence (TFC) pour les différents modes des systèmes MB-OFDM.

Les sauts de fréquence nécessitent de prendre en considération, en plus des GI, un temps relatif à la réponse des mélangeurs analogiques. En effet, le temps de réponse des mixers n'est pas instantané et le passage d'une SB à une autre peut entraîner la perte d'informations.

Il devient alors nécessaire de restructurer la trame OFDM en incluant un temps de sécurité appelé préfixe en début de chaque symbole OFDM, comme nous l'illustrons sur la figure II.9. Le préfixe est utilisé comme un temps d'attente entre deux symboles successifs. Il peut être « blanc » s'il ne comprend pas d'information utile, ou bien utilisé à bon-escient en recopiant une partie de la fin de la trame OFDM. Pour être efficace, il doit être supérieur à l'étalement temporel τ_R du canal. Il est donc judicieux de choisir cette valeur en fonction de retard introduit par le canal de propagation.

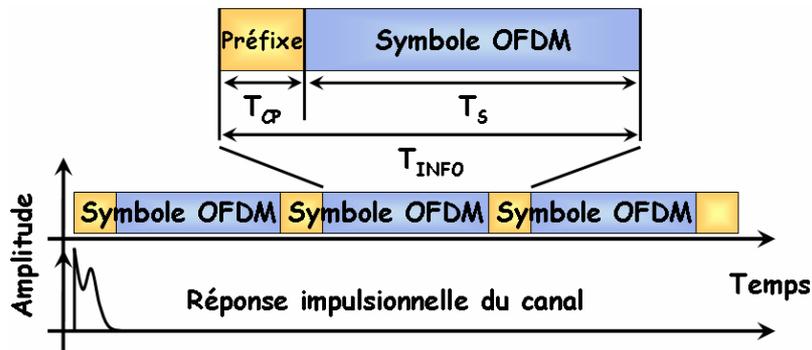


Figure II.9 : Intervalle de garde GI dans les symboles OFDM.

La figure II.10 illustre dans le domaine temporel les trames OFDM du mode 1 avec le TFC numéro 1.

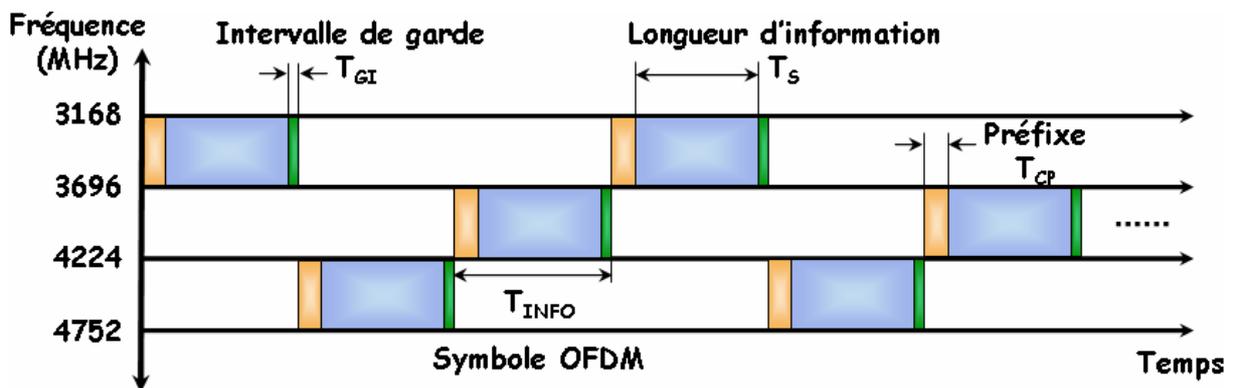


Figure II.10 : Sauts en fréquence de symboles OFDM en considérant le fonctionnement en mode 1 et pour le TFC 1.

Tout comme l'intervalle de garde T_{GI} , le préfixe allonge la durée totale du symbole émis. La durée totale T_{INFO} d'émission est la somme du temps nécessaire pour transmettre les données utiles T_S , du temps T_{GI} relatif au GI et du temps T_{CP} au préfixe. La durée T_{INFO} se calcule alors suivant :

$$T_{INFO} = T_S + T_{GI} + T_{CP} \quad (II.4)$$

Le débit symbole D est également affecté et diminue suivant l'équation :

$$D = \frac{N_{SP}}{T_{INFO}} \quad (\text{II.5})$$

L'utilisation de mélangeurs performants devient alors nécessaire pour minimiser les temps de commutation entre SB, ce qui permet d'augmenter le débit de transmission.

La réalisation de tels composants dans le domaine RF n'est pas sans poser quelques difficultés [Ali06]. Ceci est le cas en particulier pour l'accessibilité aux hautes fréquences, ce qui explique l'attrait grandissant pour le domaine de l'optique, notamment pour les transpositions fréquentielles [LeG07] [Zen06].

2.5 Bilan et paramètres des systèmes MB-OFDM utilisés

Construits à partir d'une transformée de Fourier rapide et modulée avec une constellation QPSK, les symboles OFDM utilisés dans la suite de cette étude sont répartis sur une bande fréquentielle de largeur 528 MHz. Ils comportent 128 porteuses distribuées de la manière suivante :

- 100 : Codage de l'information.
- 12 : Nombre de sous-porteuses pilotes.
- 10 : Nombre de sous-porteuses de garde.
- 6 : Données nulles.

La durée d'un symbole T_S est de 242,42 ns. Un symbole est intercalé entre un préfixe cyclique de durée $T_{CP} = 60,6$ ns et un intervalle de garde GI de durée $T_{GI} = 9,47$ ns. Le préfixe permet d'atténuer les trajets multiples introduits par le canal permettant ainsi de maintenir l'orthogonalité entre les porteuses reçues. Le GI est utilisé par l'oscillateur local pour les sauts de fréquence entre SB. La durée totale d'un symbole est donc de 312,5 ns.

Suivant le type de codage et la constellation initiale utilisée, les débits accessibles sont : 53,3, 80, 110, 160, 200, 320, 400, 480 Mbps. Dans notre cas, nous considérons un système dont le débit est médian. Il est réalisé à partir d'une modulation QPSK et a pour valeur 200 Mbps.

La DSP en fréquence émise en bande de base alors obtenue est illustrée sur la figure II.11.

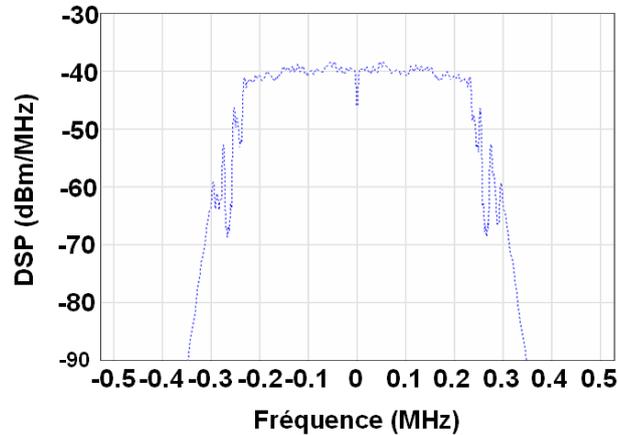


Figure II.11 : DSP en fréquence du signal ULB-OFDM émis.

L'utilisation d'un filtrage adéquat nous permet de respecter le gabarit d'émission imposé pour chacune des SB OFDM de largeur 528 MHz [ECM05].

2.6 Non linéarité dans les systèmes ULB-OFDM

Les signaux OFDM présentent la particularité d'avoir des pics de puissance dans leurs signaux. Ils sont caractérisés par la valeur de PMEPR. Cette caractéristique est particulièrement néfastes dans le cadre de l'utilisation d'éléments non linéaires comme le sont les amplificateurs.

2.6.1 Définition du PMEPR dans les systèmes OFDM

Le signal modulé d'une modulation mono-porteuse suit généralement une loi uniforme. En revanche, le théorème de la limite centrale permet de dire que la distribution d'amplitude d'un signal OFDM tend vers une loi normale lorsque le nombre de porteuses N_{SP} tend vers l'infini.

En considérant un nombre de porteuses limité, les simulations montrent que la distribution tend vers une loi gaussienne. La forme d'onde temporelle des parties réelle et imaginaire des signaux OFDM complexes précédemment décrits est illustrée sur la figure II.12.

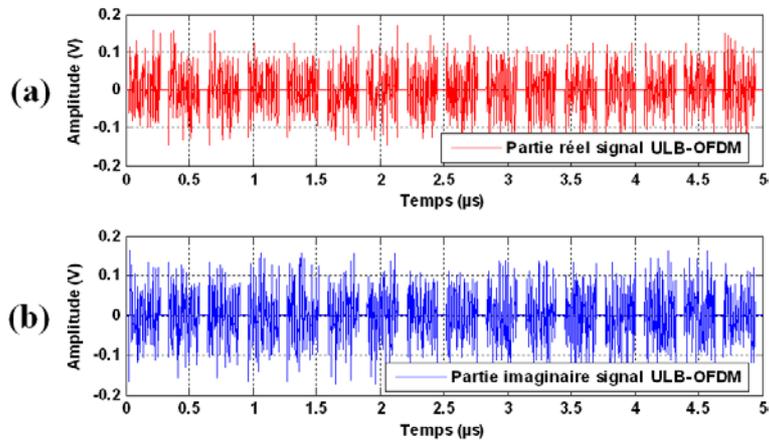


Figure II.12 : Relevé temporel de la partie réelle et imaginaire des signaux ULB-OFDM.

Nous comparons sur la figure II.13 deux signaux normalisés de puissance moyenne (variance) identique, de type gaussien pour le premier et uniforme pour le second.

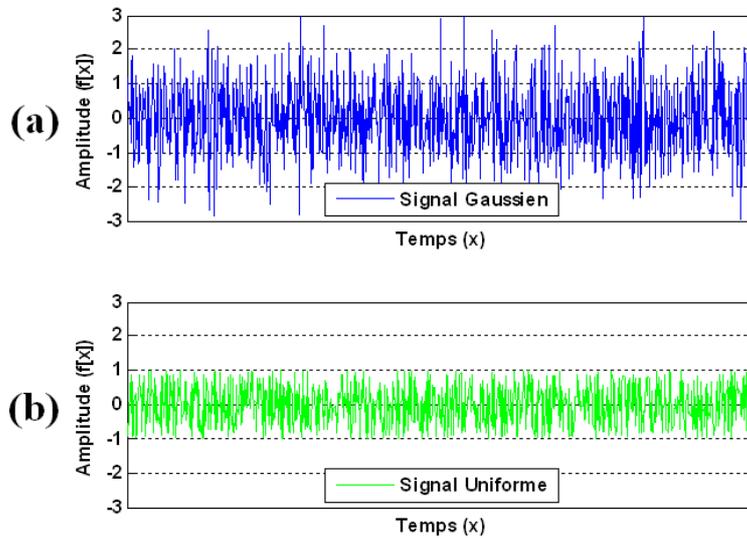


Figure II.13 : Distribution pour des signaux gaussiens (a) et uniformes (b).

La dynamique du signal est supérieure dans le cas d'un signal gaussien. Nous observons également la présence de pics d'amplitude importante. Cette différence peut être quantifiée par le Facteur de Crête (FC) défini par :

$$FC = \sqrt{PAPR} \tag{II.6}$$

Où le PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) caractérise la dynamique en puissance du signal modulé. Il est défini comme le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne pour un signal non nul $s(t)$, de moyenne nulle sur un intervalle $[0; T]$ à partir de l'équation :

$$PAPR(s) = \frac{\max_{t \in [0, T]} |s(t)|^2}{\frac{1}{T} \int_0^T |s(t)|^2 dt} \quad (II.7)$$

Cette expression permet d'affirmer que le facteur de crête est d'autant plus important que la valeur maximale du signal est grande devant la moyenne de celui-ci.

Dans le cadre des modulations multi-porteuses orthogonales comme l'OFDM, le PAPR est plus communément appelée PMEPR (Peak-to-Mean Envelope Power Ratio). L'OFDM représentent en effet un cas typique de signaux modulés à enveloppe non constante avec de fortes valeurs de PMEPR, comme nous pouvons le constater sur la figure II.12.

En considérant un signal OFDM complexe en Bande de Base (BdB) $OFDM_{BdB}(t)$ comportant N_{SP} symboles émis sur une durée T_S ($T = N_{Sym} * T_S$), l'équation (II.7) se traduit par la relation [Pal04] :

$$PAPR_{BdB}(N_{SP}) = \frac{\max_{t \in [0, N_{SP}T_S]} |OFDM_{BdB}(t)|^2}{\frac{1}{N_{SP}T_S} \int_0^{N_{SP}T_S} |OFDM_{BdB}(t)|^2 dt} \quad (II.8)$$

Nous pouvons également montrer que :

$$PMEPR \leq N_{SP} \frac{\max_{j,k} |c_{j,k}|^2}{\min_{j,k} |c_{j,k}|^2} \quad (II.9)$$

L'équation II.9 [Lou00] montre alors que la valeur de PMEPR est limitée. Elle est proportionnelle au nombre N_{SP} de porteuses et dépend des symboles $c_{j,k}$ modulés sur chacune d'entre elles.

La modulation OFDM est d'autant plus avantageuse que le nombre de porteuses est grand, ceci permettant d'augmenter le débit. En revanche, les valeurs de PMEPR tendent alors à être importantes. Cela a pour conséquence néfaste le fait que les signaux OFDM seront sensibles aux non-linéarités et en particulier aux points de compression ainsi qu'à l'écrêtage induit par les composants qui constituent la chaîne d'émission-réception. La dynamique du système tend alors à diminuer.

Nous pouvons aussi utiliser le paramètre de PMEPR pour mesurer la dynamique en puissance des signaux In-phase/Quadrature (I/Q) de l’enveloppe complexe en BdB du signal. Dans ce cas, [Rag06] relie la valeur de $PAPR_{BdB}$ au $PAPR_{RF}$ du signal modulé RF suivant l’équation :

$$PAPR_{RF} \leq 2 \cdot PAPR_{BdB} \quad (\text{II.10})$$

L’évaluation du facteur de crête devient de ce fait importante dans le dimensionnement des composants non linéaires de la chaîne. Différentes méthodes de réduction du PMEPR sont néanmoins à l’étude et peuvent être employées [Rag06] pour les systèmes OFDM.

2.7 Non-linéarité des amplificateurs pour les systèmes OFDM

L’évanouissement du signal RF dans le canal de propagation nécessite l’utilisation d’amplificateurs. Qu’ils soient majoritairement de puissance (PA), dans le cas de l’émetteur, ou faible bruit (LNA), pour le récepteur, ils présentent de nombreuses imperfections. La plus préjudiciable d’entre elle, qui a pour effet de distordre le signal transmis, est due aux problèmes de non-linéarités, que nous définirons dans le chapitre 3. Nous utiliserons en particulier celles définies suivant la valeur du point d’inter-modulation d’ordre 3 appelé IP3 (Third Order Intercept Point) qui est propre à chaque amplificateur.

A titre d’exemple, nous illustrons sur la figure II.14 la réponse en amplitude typique d’un amplificateur.

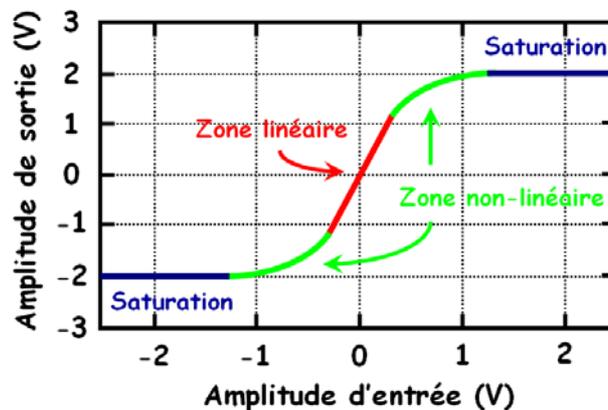


Figure II.14 : Réponse en amplitude typique d’un amplificateur.

La réponse en amplitude d’un amplificateur se divise en trois zones distinctes, qui peuvent être décomposées de la manière suivante :

- Une partie linéaire caractéristique du gain de l’amplificateur, elle permet d’obtenir un signal de sortie proportionnel à l’amplification du signal d’entrée. Cette partie est infinie dans le cadre d’un amplificateur idéal.
- Une zone de non-linéarité, les signaux dont la dynamique est trop importante sont alors partiellement distordus.
- La dernière partie est la zone de saturation. Au-delà de cette limite, le signal de sortie est intégralement écrêté.

La zone non-linéaire ainsi que celle de saturation sont particulièrement critiques dans le cas de signaux OFDM, dans la mesure où ils peuvent présenter de fortes valeurs de PMEPR. Effectivement, les amplitudes de certains pics du signal ont tendance à saturer les amplificateurs ce qui entraîne alors une dégradation du rendement.

L'influence des non-linéarités des amplificateurs pour la transmission de signaux ULB dans les systèmes MB-OFDM est encore mal maîtrisée et peu connue. Nous nous proposons d'étudier plus particulièrement leurs impacts dans le chapitre 3.

2.8 Bilan sur les systèmes ULB MB-OFDM

Cette première partie de chapitre nous a permis d'introduire la modulation multi-porteuses de type OFDM pour la transmission de signaux ULB.

Dans un historique, nous avons montré son évolution, ainsi que les divers attraits qu'elle suscite pour de nombreux systèmes de communication. Avec une occupation large bande, les systèmes ULB-OFDM offrent la possibilité de transmettre des informations à très haut débit. Ils sont aussi particulièrement robustes face aux interférences liées notamment aux problèmes de fading et de multi-trajets.

Nous avons ensuite présenté ses principales caractéristiques. Celles-ci sont étendues dans le cadre des systèmes MB-OFDM, où nous décrivons le processus des sauts de fréquence. Ils permettent d'une part, l'occupation de plus grandes largeurs de bandes fréquentielles et d'autre part, la possibilité de concevoir des systèmes multi-utilisateurs.

Enfin, nous soulevons les problèmes des signaux OFDM face à des valeurs de PMEPR élevées (fortes fluctuations de l'enveloppe du signal qui présente des pics d'amplitude élevés). Des valeurs de PMEPR importantes sont particulièrement préjudiciables dans la mesure où les éléments constitutifs d'une chaîne de transmission, et en particulier les amplificateurs, ne sont pas idéaux. Ils induiront des problèmes de distorsions inéluctables.

Les résultats des travaux présentés dans les chapitres 3 et 4 sur les signaux MB-OFDM seront réalisés à partir des caractéristiques que nous venons de décrire.

3 Systèmes de modulation MB-OOK

3.1 Modulation OOK classique

L'histoire de la modulation OOK (On Off Keying), également appelée modulation « tout ou rien », remonte aux débuts de la micro-informatique. Elle était utilisée pour sauvegarder les programmes sur des bandes magnétiques à l'aide d'un magnétophone ordinaire. La modulation OOK est également la modulation la plus simple qui est utilisée pour les communications optiques et infrarouges. Dans ce cas, l'oscillateur est soit une Diode Electro-Luminescente (DEL), soit un laser.

Cette modulation consiste dans sa forme classique à moduler directement une porteuse par un signal binaire en bande de base. Le spectre de sortie est obtenu par simple translation du spectre autour de la porteuse comme nous l'illustrons sur la figure II.15.

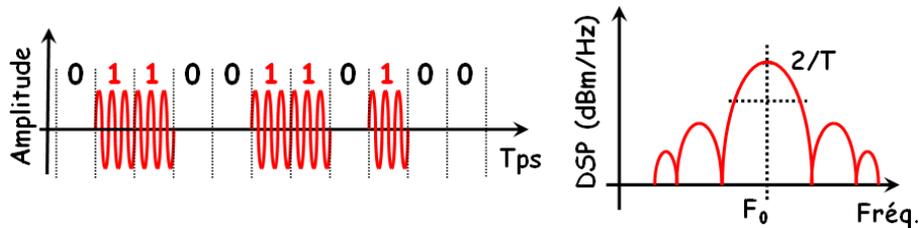


Figure II.15 : Modulation OOK et spectre fréquentiel associé.

Ce phénomène est une conséquence directe des propriétés de la modulation d'amplitude d'une porteuse. Il s'agit de modulation analogique dans le sens où l'information numérique est contenue dans l'enveloppe d'un sinus qui est utilisé comme porteuse.

Malgré la simplicité de démodulation par le biais d'un détecteur d'enveloppe, et même si elle est très utilisée en optique, la modulation OOK classique ne reste qu'occasionnelle pour la transmission de données RF. Il est en effet peu courant d'utiliser l'amplitude d'un signal comme paramètre de transmission d'informations suite aux nombreuses fluctuations et atténuations causées par le canal de propagation. Une modulation en phase est généralement préférée, elle présente de meilleures performances même si le démodulateur est plus complexe. Il existe également des modulateurs multi-niveaux, auxquels nous associons une modulation de phase. Dans ce derniers cas, nous retrouvons une modulation de type QAM.

3.2 Principes de la modulation OOK proposée par Mitsubishi ITE

Initialement développés par la société Mitsubishi ITE [Paq04a/b], les systèmes de transmission MB-OOK pour les solutions ULB bas coût reposent sur une architecture simple et adoptent une solution impulsionnelle originale.

En opposition aux systèmes MB-OFDM basés sur le synchronisme et l'estimation du canal ULB, le système MB-OOK s'articule autour de la détection d'énergie du signal reçu [Paq03]. Il se compose principalement d'une modulation de type OOK et d'une démodulation asynchrone non-cohérente.

Parce qu'il est généralement difficile d'établir avec rigueur les caractéristiques d'un canal de propagation (d'autant plus s'il est de type ULB et que nous lui incluons des critères de mobilité), les systèmes asynchrones montrent rapidement leurs intérêts. Ils permettent en effet la transmission d'informations avec une connaissance moindre du canal de propagation.

3.2.1 Principe de transmission du système MB-OOK

Le système de transmission MB-OOK proposé s'articule autour d'une modulation OOK mise en parallèle sur plusieurs bandes adjacentes. Le schéma de principe de l'émetteur est représenté sur la figure II.16.

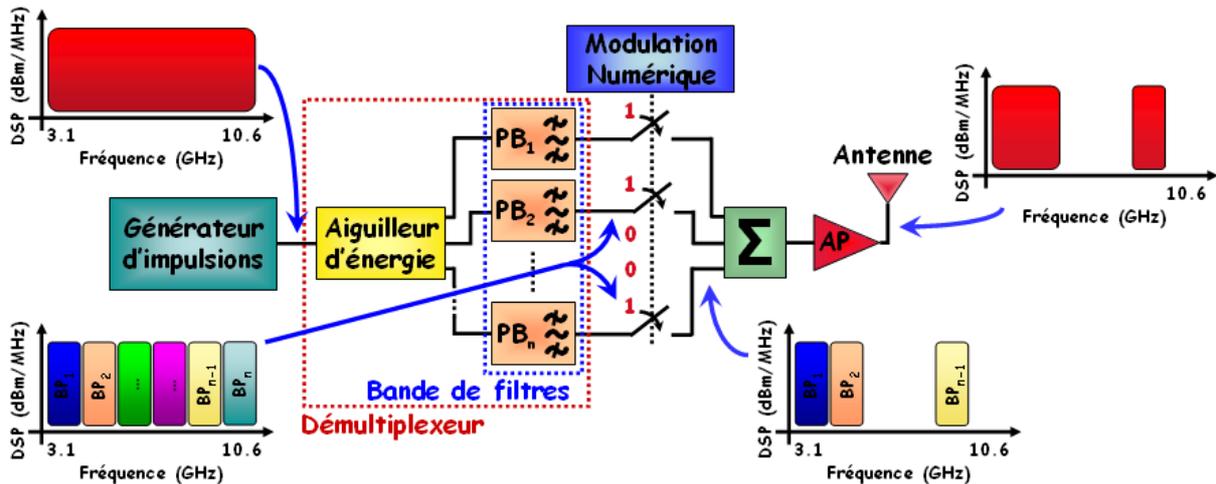


Figure II.16: Schéma de principe de l'émetteur MB-OOK, exemple de transmission.

La chaîne d'émission se compose d'un générateur d'impulsions périodiques, suivi d'un démultiplexeur pour la mise en parallèle de l'information. Le signal est modulé puis sommé avant d'être transmis après amplification.

Générateur d'impulsion : le signal impulsionnel utilisé est schématisé sur la figure II.17. D'une durée T_D d'environ 100 ps, et d'une périodicité T_P comprise entre 15 et 100 ns, l'impulsion peut couvrir dans le domaine fréquentiel l'intégralité de la bande ULB allant de 3,1 à 10,6 GHz.

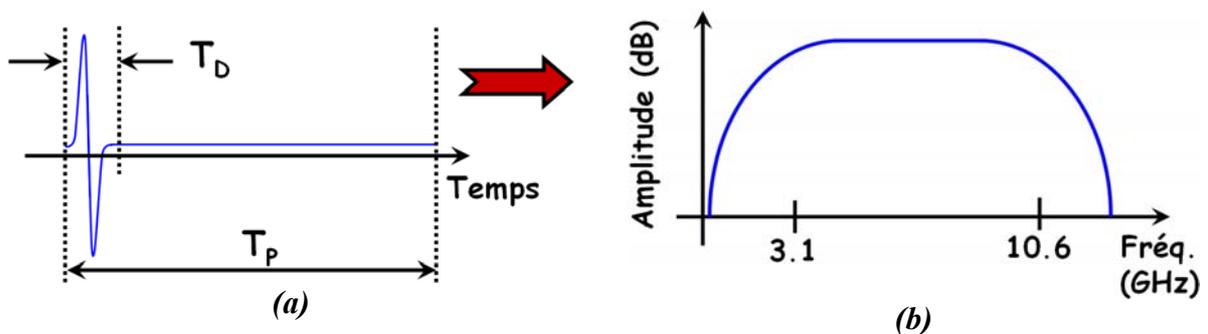


Figure II.17 : Signal impulsionnel temporel (a), et spectre en fréquence (b).

Le signal appliqué à l'entrée de la chaîne de transmission est une impulsion monocycle. Elle est initialement basée sur la réponse en tangente hyperbolique des structures à paires différentielles réalisées à base de transistors à effet de champ [BILBAO]. L'impulsion monocycle peut être facilement modélisée à partir de la fonction mathématique décrite par l'équation II.11, qui ne contient que des termes en tangente hyperbolique l'impulsion à été modélisée dans le cadre de BILBAO par le CNAM [BILBAO] [Maz06].

$$A(x) = -\tanh(x + 2) + \tanh(x + 5) + \tanh(x - 2) - \tanh(x + 1) \quad (\text{II.11})$$

La fonction $A(x)$, dont une représentation est donnée sur la figure II.15, est une très bonne approximation de l'impulsion monocycle gaussienne. Une équipe du projet BILBAO est actuellement en charge de la réalisation physique de ce générateur. Les premiers résultats pratiques s'accordent très bien avec la forme d'onde que nous venons de présenter.

Démultiplexeur : le spectre en fréquence obtenu avec de telles impulsions est divisé durant la phase de démultiplexage par le biais d'un répartiteur d'énergie jusqu'à un ensemble de n filtres passe-bandes décalés en fréquence, compris entre 15 et 30. La largeur de bande en fréquences des filtres est comprise entre 250 et 500 MHz suivant leur nombre. Cet ensemble appelé banc de filtre, répartit les composantes spectrales de l'impulsion sur les n SB adjacentes. Chacune des SB est ensuite modulée de manière indépendante via une modulation OOK à la fréquence $1/T_p$.

Sommation : une solution pratique que nous employons afin de réaliser la sommation des signaux est d'implémenter d'une manière symétrique un démultiplexeur. Celui-ci est identique à celui que nous venons de décrire. Nous utilisons ainsi les propriétés de réciprocité liées à cette structure.

Emission : une fois les signaux sommés, un amplificateur de puissance permet de se conformer au masque d'émission de la réglementation en vigueur.

Les données sont ensuite transmises dans le canal de propagation via une antenne ULB.

3.2.2 Canal de transmission et systèmes impulsionnels

Dans le but de comprendre les temps mis en œuvre par le générateur d'impulsions, il est intéressant de s'attarder sur la réponse impulsionnelle du canal de transmission. Une représentation typique est donnée sur la figure II.18.

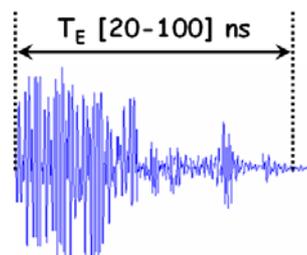


Figure II.18 : Réponse impulsionnelle typique d'un canal de propagation ULB.

D'une manière générale, la durée d'étalement T_E d'une impulsion est comprise entre 20 et 100 ns pour des distances de 1 à 10 m. Afin d'éviter les produits d'IES, la périodicité T_P des impulsions doit être supérieure à la durée d'étalement de l'impulsion reçue. Néanmoins, Sahin montre dans [Sah05] que les interférences inter-symboles dans un canal ULB peuvent être négligées pour une période de répétition T_r supérieure à 30 ns, et des distances de transmission inférieures à 4 m.

Parallèlement, en plus des antennes de transmission et des autres éléments de la chaîne de propagation, nous étudierons dans le chapitre 3 l'importance du filtrage. Nous montrerons notamment que le choix des filtres utilisés dans le banc de filtres du démultiplexeur a une large influence sur la réponse du signal dans le canal.

L'ensemble de ces distorsions ainsi que les produits d'IES rendent la forme d'onde des impulsions reçues imprévisible. Cela se traduit par une diminution des performances en terme d'efficacité et de débit.

Le débit de transmission est lui limité à $1/T_P$, ce qui est largement inférieur à la capacité totale C_{Totale} du canal du fait que celui-ci n'est pas estimé. Avec une parfaite connaissance de ce dernier, nous pouvons l'exprimer suivant l'équation :

$$C_{Totale} = B_{Totale} \log_2 \left(1 + \frac{\text{Puissance du signal}}{\text{Puissance du bruit}} \right) = B_{Totale} \log_2 \left(1 + \frac{\frac{E_{Totale}}{T_r}}{NB_{Totale}} \right) \quad (\text{II.12})$$

Où :

- E_{Totale} est l'énergie disponible intégrée sur la bande fréquentielle totale B_{Totale} disponible.
- N représente la DSP de bruit unilatéral.

Dans notre cas, le signal est réparti sur n SB. En considérant le cas idéal tel que $B_{Totale} = n*B$ et $E_{Totale} = n*E$, la capacité globale du système en SB reste identique à la capacité totale du système mono-bande $nC=C_{Totale}$. La capacité de chaque canal correspond alors à celui d'une SB. Dans le cas d'une réception cohérente, elle peut être écrite suivant l'équation :

$$C = B * \log_2 \left(1 + \frac{E/T_P}{N * B} \right) \quad (\text{II.13})$$

La division en SB permet donc d'augmenter les débits sans perte de capacité globale. Le débit brut global du système proposé est finalement égal à n/T_P . Ce débit est limité en pratique par des contraintes de réalisation, puisque nous ne pouvons pas occuper de manière optimale les SB.

3.2.3 Principe de réception du système MB-OOK

Le fonctionnement du récepteur MB-OOK illustré sur la figure II.19 est basé sur un principe similaire au générateur que nous venons de décrire. Le signal issu de l'antenne de réception est amplifié par un ou plusieurs LNA avant d'être réparti en n SB par le biais d'un démultiplexeur similaire à celui utilisé dans la chaîne d'émission. La largeur de chaque SB est donc identique à l'émission et à la réception.

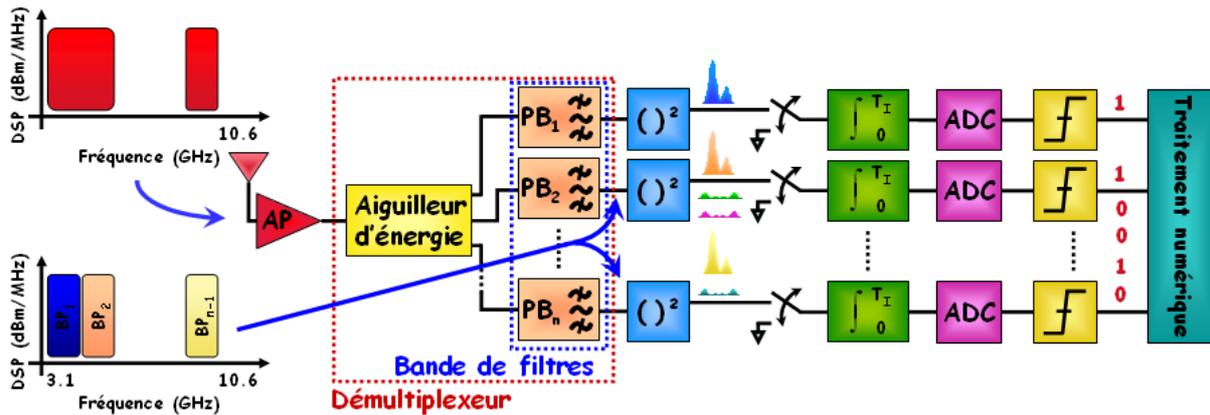


Figure II.19 : Schéma de principe du récepteur MB-OOK, exemple d'une réception.

Le récepteur employé et le décodage du signal utilisé sont respectivement basés sur une approche non-cohérente et une détection énergétique. Contrairement aux systèmes impulsionnels pour lesquels le codage de l'information est réalisé sur la polarisation ou le positionnement temporel de la pulsation dans le rapport cyclique, la détection est ici réalisée sur le niveau d'amplitude du signal. Nous utilisons alors une démodulation quadratique représentée sur la figure II.20.

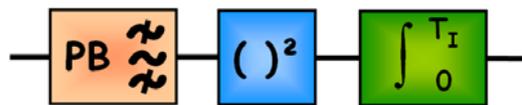
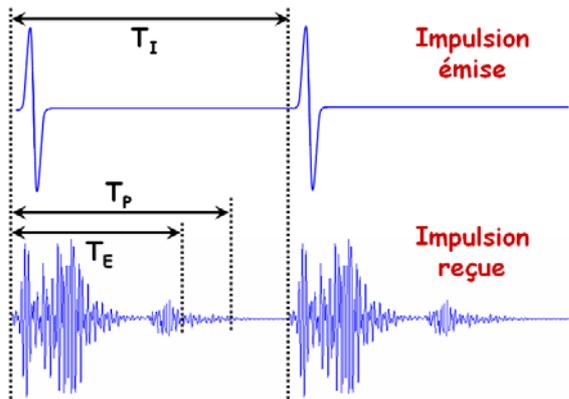


Figure II.20 : Démodulateur quadratique non-cohérent.

Le principe de fonctionnement du démodulateur est le suivant : pour chacune des n SB du récepteur MB-OOK, le signal analogique est élevé au carré puis intégré sur une durée déterminée ($< T_I$). Le niveau du signal intégré est comparé au seuil de décision. Une fois la décision prise, le signal de sortie binaire doit correspondre au signal OOK modulant.

Paquetalet décrit dans [Paq03] que la détection asynchrone d'une séquence conduit à des traitements quadratiques. Ceci nous amène à ne considérer que des quantités relatives à l'énergie du signal pour chacune de ces SB. L'énergie du signal reçu est donc intégrée en une seule fois sur la durée d'étalement du canal. Une seule estimation de l'instant d'arrivée du premier trajet et de la durée d'étalement du canal est nécessaire. Nous représentons sur la figure II.21, la forme impulsionnelle des signaux émis et reçus.



Où :

- T_I : le temps d'intégration.
- T_P : période de répétition des impulsions.
- T_E : durée d'étalement du canal.

Nous remarquerons l'égalité $T_I = T_P$ dans le cas d'une émission continue.

Figure II.21 : Réponse impulsionnelle typique du canal de propagation ULB par rapport au signal émis.

La détermination du seuil de détection optimale d'un tel système s'avère être une opération complexe. Bien qu'elle ait fait l'objet d'une étude complète dans [Aub05], nous apportons quelques simplifications, afin de simplifier le développement de notre chaîne de simulation, Celles-ci sont détaillées dans la suite de ce chapitre.

3.2.4 Détermination du seuil de décision

L.-M. Aubert étudie et montre dans [Aub05] la nécessité d'utiliser un seuil de décision adapté dynamiquement grâce à des procédures d'estimation du canal en fonction des conditions de propagation. En effet, le récepteur non-cohérent qui fonctionne par l'intermédiaire d'un détecteur d'énergie ne respecte pas une loi normale pour les niveaux hauts et bas de décision de sortie. Après l'instant d'intégration, nous observons une valeur scalaire x qui correspond à l'une ou l'autre des deux hypothèses H_0 ou H_1 des équations suivantes :

$$H_0 : x = \int_0^{T_I} [n(t)]^2 dt \quad (\text{bit } 0) \quad (\text{II.14})$$

$$H_1 : x = \int_0^{T_I} [s(t) + n(t)]^2 dt \quad (\text{bit } 1) \quad (\text{II.15})$$

Où :

- H_0 et H_1 sont respectivement les hypothèses d'un bit à 0 et à 1 de la modulation OOK.
- x est le résultat de l'intégration du signal sur le temps total T_1 d'un symbole.
- $n(t)$ correspond à la présence de bruit.
- $s(t)$ est le signal utile.

La représentation des densités de probabilité obtenues autour de ces deux hypothèses est illustrée sur la figure II.22.

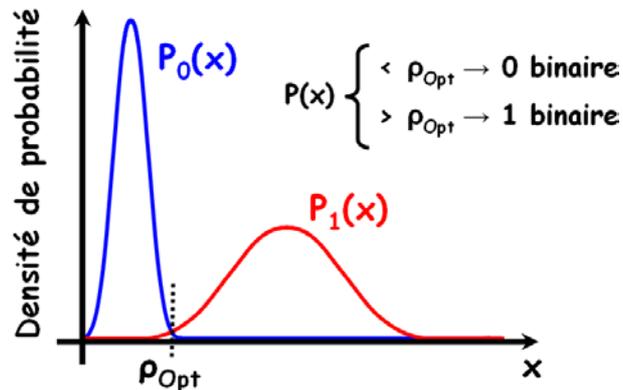


Figure II.22 : Densité de probabilité après intégration du signal.

Nous remarquons que la distribution de la densité de probabilité [Meu03] des signaux autour de ces deux hypothèses ne suit pas une loi normale, mais une loi en χ_i^2 [Mid60] [Paq04b] [Van68]. À l'inverse d'une distribution normale, la conséquence est que le seuil de décision ρ_{Opt} n'est pas centré entre les hypothèses H_0 et H_1 .

En considérant la bande de fréquence B du filtre d'entrée du récepteur, l'énergie E du signal et N du bruit intégré sur une période T_1 , nous pouvons estimer par l'intermédiaire d'un détecteur dynamique, illustré sur la figure II.23, le critère de décision optimal ρ_{Opt} qui minimise la probabilité d'erreur.

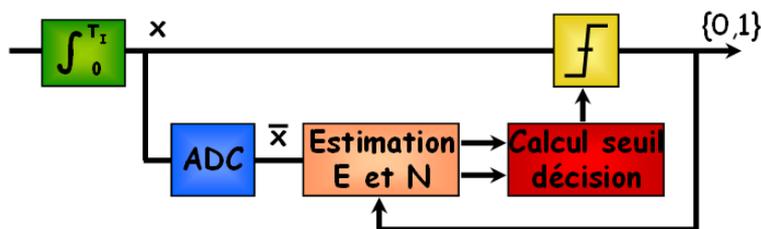


Figure II.23 : Schéma de détection et d'estimation dynamique du seuil de décision.

Dans ce dispositif [Paq04b], la sortie de l'intégrateur est échantillonnée à un taux de $1/T_p < 30$ MHz. Un convertisseur analogique/numérique est employé afin d'estimer l'énergie N du bruit et E du signal. Une fois que le seuil de décision est apprécié, nous pouvons réaliser la comparaison avec le signal initial en sortie de l'intégrateur. Il existe d'autres variantes de ce dispositif [Cou07] basées également sur des procédures d'estimation.

Bien qu'efficaces, ces systèmes restent contraignants à mettre en œuvre. Ils sont gourmands en terme de place (un système indépendant par canal), d'énergie consommée, et coûteux à concevoir.

3.2.5 Filtres intégrateurs et seuil de décision

Dans un souci de simplicité de développement, nous réalisons la fonction d'intégration par l'intermédiaire de filtres passe-bas. La fonction de transfert des filtres passe-bas du 1^{er} ordre est rappelée dans l'équation suivante :

$$H(j\omega) = \frac{v_{Sortie}}{v_{Entrée}} = \frac{K}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}} \quad \text{avec} \quad \omega = 2\pi f \quad \text{et} \quad \omega_c = 2\pi f_c \quad (\text{II.16})$$

Où :

- f_c est la fréquence de coupure du filtre passe-bas.
- K est le gain du filtre.

L'équation (II.16) est en effet assimilable à une fonction d'intégration. Il devient alors intéressant d'étudier le type de filtre et la fréquence de coupure f_c la mieux adaptée afin de remplacer l'intégrateur par un filtre passe-bas.

Nous comparons alors sur la figure II.24 les résultats obtenus avec un intégrateur ainsi que plusieurs types de filtres utilisables sous Simulink. Nous pouvons ainsi citer les filtres passe-bas de type : Maximally Flat (filtre idéal, qui présente une amplitude particulièrement plane et une phase parfaitement linéaire dans sa bande-passante), Butterworth, Chebychev et Elliptique. Les caractéristiques des trois derniers filtres seront particulièrement détaillées dans le chapitre 3. L'intégration est réalisée sur un temps T_1 égal à la durée d'une pulsation.

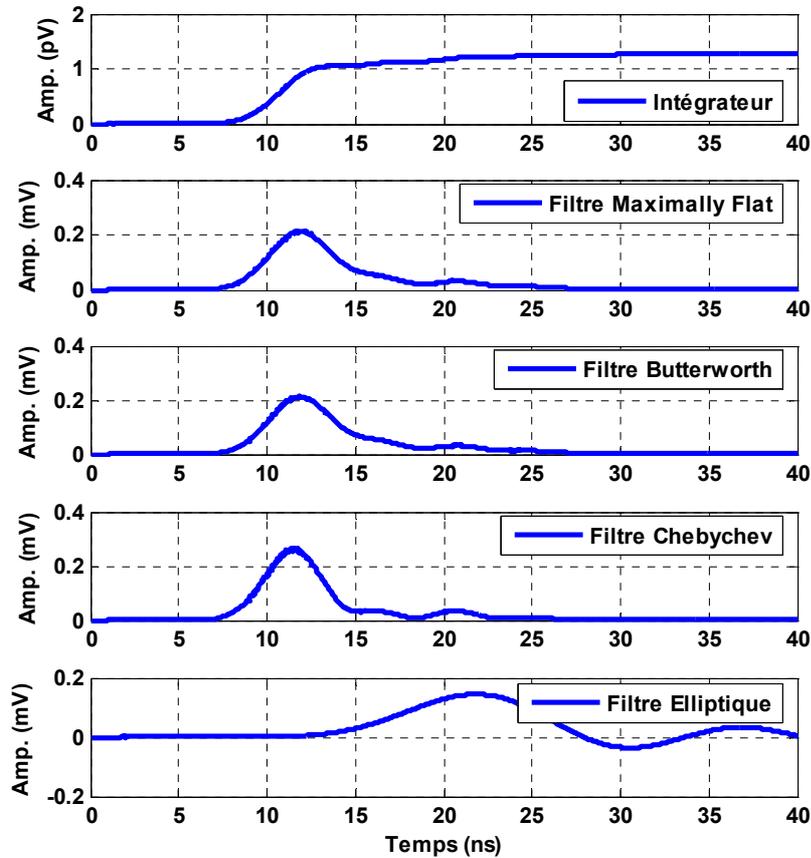


Figure II.24 : Intégration du signal reçu pour différents types de filtres passe-bas sur une durée d'une pulsation.

Nous constatons que les résultats sont pratiquement similaires pour les filtres Maximally Flat, Butterworth et Chebychev. Ils intègrent bien le signal en comparaison des résultats obtenus avec un intégrateur. En revanche, les filtres Elliptiques présentent une intégration très différente, oscillante et particulièrement retardée.

L'évolution des courbes montre que l'amplitude diminue avec le temps, ce qui est tout à fait normal puisque le signal intégré est de type impulsionnel. Aussi, nous synchroniserons l'instant de prise de décision au maximum de la valeur intégrée. Contrairement à un intégrateur, l'utilisation de filtres ne nécessite pas de remise à zéro, mais nous perdons dans les simulations réalisées l'aspect asynchrone caractéristique des systèmes MB-OOK.

Pour la suite de cette étude, nous opterons pour l'utilisation de filtres Maximally Flat qui sont supposés plus idéaux.

3.2.6 Choix de la fréquence de coupure

Nous illustrons sur la figure II.25 les résultats obtenus pour différentes valeurs de fréquences de coupure f_c à partir de filtres de type Maximally Flat.

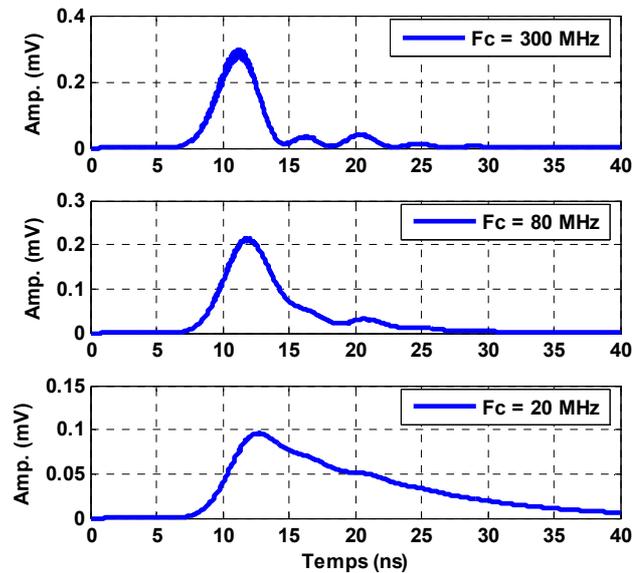


Figure II.25 : Intégration du signal reçu avec un filtre de type Maximally Flat pour diverses valeurs de fréquences de coupures F_c .

Nous constatons que le choix de la fréquence de coupure f_c est très important. Une valeur de f_c supérieure à 100 MHz permet d'obtenir un maximum d'intégration, mais provoque des ondulations du signal reçu. Une fréquence f_c inférieure à 50 MHz est caractérisée par des temps de décroissance trop importants, ce qui cause un débordement sur l'intégration de l'impulsion suivante. Enfin, une valeur de $f_c = 80$ MHz offre un résultat optimal, le temps de croissance et de décroissance sont pratiquement similaires et représentent un signal d'allure pseudo-gaussienne.

3.2.7 Détermination du seuil de décision

Comme nous l'évoquions précédemment, le seuil de décision n'a pas de valeur statique, étant donné qu'il varie en fonction de l'état du canal mais aussi de l'influence mutuelle des canaux les uns sur les autres. L'utilisation d'un estimateur et la variation dynamique du seuil sont confirmés par la figure II.26. Elle illustre la densité de répartition autour de la condition H_0 d'un niveau bas (pas de signal émis) et H_1 d'un niveau haut. Différentes courbes sont représentées en faisant varier dans le canal de propagation la valeur du rapport SNR entre la puissance du signal émis et la puissance d'un bruit blanc gaussien.

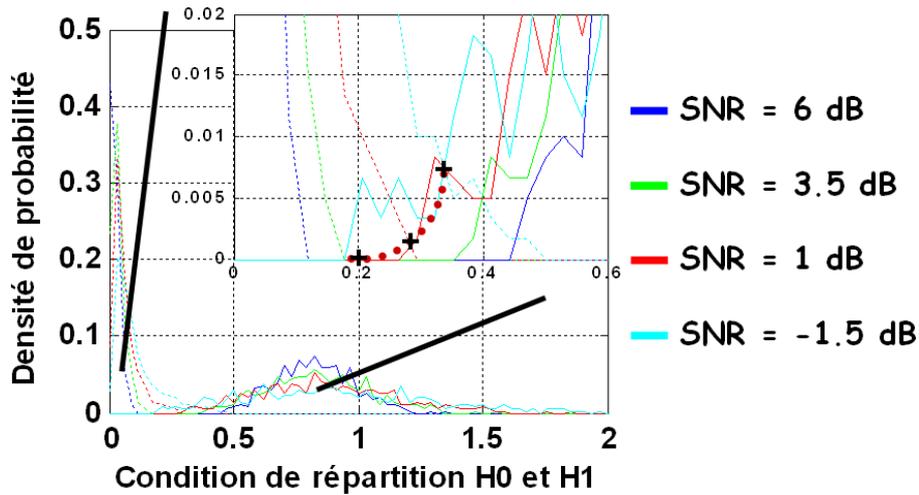


Figure II.26 : Densité de probabilité après intégration du signal pour différentes puissances de bruit dans le canal de propagation.

En considérant une faible puissance de bruit et en se plaçant par conséquent dans le cas d'une transmission de bonne performance, nous pouvons simplifier le problème d'un seuil dynamique en écrivant la relation suivante tiré de [Cou07] :

$$Seuil_{Détection} = \frac{Intégration_{Max}}{2} \quad (II.17)$$

Où :

- $Seuil_{Détection}$ est le niveau de prise de décision d'un état bas ou haut.
- $Intégration_{Max}$ est l'amplitude maximale du signal intégré.

Cette approximation est d'autant meilleure que la relation qui suit est vérifiée.

$$A/\sigma^2 \gg 1 \quad (II.18)$$

Où :

- σ^2 est la variance du bruit à l'entrée du détecteur d'enveloppe.
- A est la puissance moyenne de bruit.

De ce fait, l'instant de décision est dans notre cas pris au temps d'intégration maximal et aura pour valeur sa moitié, comme nous l'illustrons sur la figure II.27.

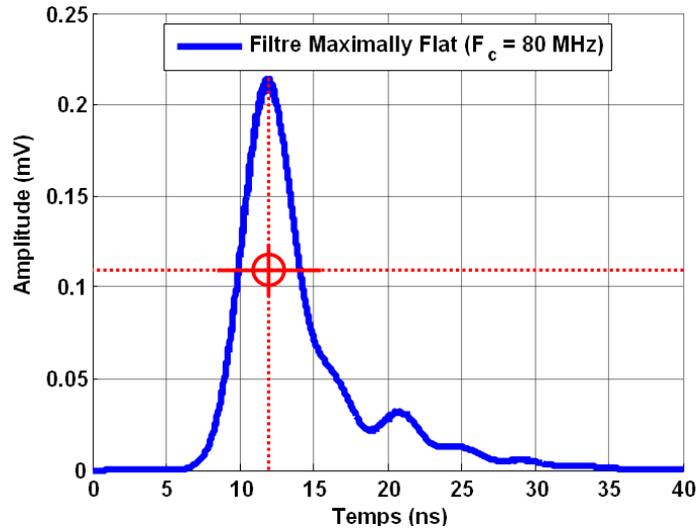


Figure II.27 : Illustration de l'instant et du niveau du seuil de décision adopté.

Bien que le seuil de décision soit surestimé, il offre néanmoins des performances très intéressantes. C'est le cas en particulier pour de faibles de critère de qualité (en relation avec l'équation (II.18)), comme par exemple les valeurs de taux d'erreur binaire BER (Bit Error Rate), que nous décrivons dans le chapitre 3, et qui sont synonymes de bonnes performances.

3.2.8 Bilan sur les chaînes de transmission MB-OOK

Les systèmes de transmission MB-OOK émanent d'une volonté de réaliser des systèmes de transmission ULB basés sur une architecture originale et simple à mettre en œuvre. La rupture dans sa conception avec les autres systèmes envisagés vient de l'association des caractéristiques suivantes :

- L'utilisation d'une modulation basée sur une technique simple de type OOK.
- Le multiplexage de la plage fréquentielle allouée en plusieurs SB.
- La réception asynchrone basée sur une détection non-cohérente de l'énergie du signal reçu.

Quelques points critiques subsistent néanmoins et complexifient la mise en place d'un tel système. Nous pouvons ainsi citer :

- La détermination d'un seuil de décision.
- La nécessité de trouver un cahier des charges adapté au multiplexeur, en particulier en ce qui concerne les caractéristiques du banc de filtre.

Un seuil de décision demande entre autre une adaptation dynamique pour être optimal. Celle-ci est liée aux conditions de propagation dans le canal, ce qui rend l'exercice particulièrement complexe.

Le multiplexeur est un élément prépondérant dans la chaîne de transmission. Il est utilisé à deux reprises dans la réalisation de l'émetteur, mais également une fois pour le récepteur. Sa complexité de réalisation vient tout particulièrement des contraintes minimales à respecter, que ce soit sur le choix du filtrage, ou encore et plus particulièrement sur la détermination du gabarit de l'ensemble des filtres.

3.2.9 Paramètres du système MB-OOK considéré

Nous faisons état dans ce paragraphe des principaux paramètres considérés dans la chaîne MB-OOK étudiée dans la seconde partie du chapitre 2. Dans le cadre du projet BILBAO, nous avons focalisé notre travail dans la bande basse de la définition du spectre ULB. Elle est comprise entre 3,1 et 5,1 GHz, ce qui représente une largeur de bande totale de 2 GHz.

Le générateur d'impulsion émet en continu des pulsations discrétisées dont les principales caractéristiques sont listées dans le tableau II.4.

Signal périodique de Période (T_T)	40 ns
Temps du pulse (T_D)	0.3 ns
Amplitude	4.2 mV
Puissance moyenne	$\approx 40,3$ nW (1Ω)
Puissance pic	4.247 mW (1Ω)
Temps d'échantillonnage	1^e-11 s

Tableau II.4 : Caractéristiques principales du générateur de pulses.

La représentation graphique résultante dans le domaine temporel et fréquentiel est donnée sur la figure II.28.

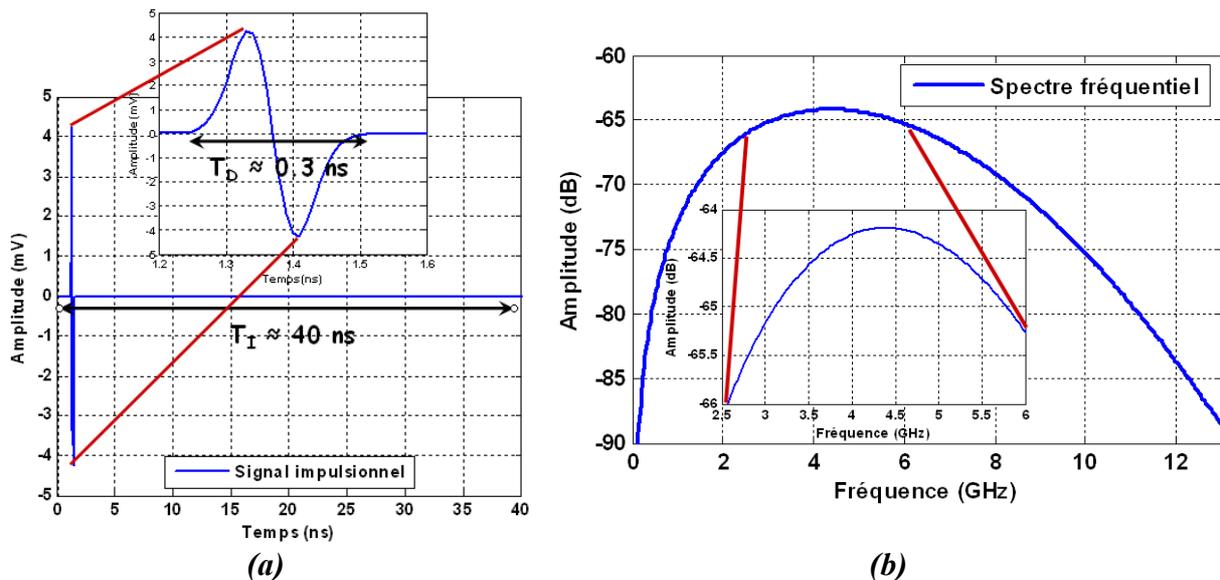


Figure II.28 : Signal impulsionnel employé dans le domaine temporel (a), et spectre en fréquence (b).

Avec un rapport cyclique faible (0,0075), nous constatons sur la figure II.28b que la DSP est maximale mais non monotone sur la plage de fréquence étudiée, comprise entre 3,1 et 5,1 GHz. Nous remarquons également que la réjection sur les fréquences latérales est très faible (< 5 dB/déc). Nous analyserons plus particulièrement les conséquences de ces caractéristiques sur les résultats obtenus dans le chapitre 3. La conséquence directe est que la puissance pour chaque SB sera fonction de la fréquence du canal considéré. De plus, il sera impératif d'utiliser des filtres adéquats pour respecter les gabarits d'émission tolérés.

En ce qui concerne le démultiplexeur, il est composé d'une bande de $n = 8$ filtres qui permet de diviser la plage de fréquences en 8 SB identiques de largeur maximale 250 MHz.

Enfin, la puissance moyenne en sortie de chaîne d'émission est contrôlée par un amplificateur de puissance et respecte la condition limite des systèmes ULB fixée à $-41,3$ dBm/MHz. La puissance moyenne d'émission est alors d'environ $-8,3$ dBm.

3.3 Bilan sur les systèmes ULB MB-OOK

Cette deuxième partie de chapitre nous a permis d'introduire la modulation de type impulsionnel MB-OOK pour la transmission de signaux ULB.

D'une manière similaire aux systèmes MB-OFDM, ce système MB-OOK présente un aspect de type multi-bandes. Il occupe une large bande de fréquence et offre la possibilité de transmettre des informations à très haut débit, tout en étant robuste aux interférences.

Nous avons présenté plus particulièrement la chaîne d'émission-réception développée dans le cadre du projet RNRT-BILBAO, détaillé en annexe 1.

Le principe de fonctionnement et les principaux paramètres de simulation considérés pour la suite de cette étude ont été exposés.

Les problèmes liés au seuil de décision ont également été développés, en particulier en ce qui concerne les simplifications adoptées. Ce seuil de décision est particulièrement correct dans la mesure où les valeurs de BER attendues seront faibles.

Enfin, nous montrons le rôle majeur des bancs de filtres du démultiplexeur que nous utilisons afin de diviser le spectre fréquentiel en plusieurs SB. Ils feront l'objet d'une étude toute particulière en deuxième partie du chapitre 3.

CHAPITRE III

APPLICATIONS RADIO-FREQUENCES

ETUDE DES NON-LINEARITES DES AMPLIFICATEURS

DANS LES SYSTEMES ULB-OFDM,

PROBLEMES DE FILTRAGE DANS UN SYSTEME MB-OOK

Chapitre III

APPLICATIONS RADIO-FREQUENCES ETUDE DES NON-LINEARITES DES AMPLIFICATEURS DANS LES SYSTEMES ULB-OFDM, PROBLEMES DE FILTRAGE DANS UN SYSTEME MB-OOK

Un problème récurrent lors du développement et de la conception de nouvelles techniques de transmission réside dans l'absence même d'outils adaptés. Il est en effet difficile d'étudier d'une manière pratique une fonction particulière du système (par exemple développer une antenne ULB) si nous ne pouvons pas l'exciter à partir d'un stimulus adéquat (générateur de signaux ULB), dans la mesure où il n'en existe pas encore. Il devient alors indispensable d'utiliser des outils de simulation. Ils nous permettent d'étudier le comportement d'un bloc particulier dans une chaîne complète suivant diverses configurations.

Les générateurs de signaux ULB fiables et performants n'étant pas disponibles à l'époque de cette étude, nous les avons réalisés avec l'outil de simulation Matlab. Différents modèles seront utilisés, il s'agit de modèles numériques théoriques, ou comportementaux issus de mesures pratiques. Ce chapitre se sépare en deux parties indépendantes.

Une première partie sera consacrée à l'étude de l'impact des non-linéarités de l'amplificateur faible bruit LNA. Il représente une partie particulièrement sensible du front-end de réception dans une chaîne de simulation ULB MB-OFDM. Les modèles étudiés seront élaborés à partir des caractéristiques d'un amplificateur LNA large bande intégré et optimisé en technologie RF CMOS 0,13 μm , dans la bande de fréquences comprises entre 3 et 5 GHz. Les caractéristiques pratiques liées à ce montage sont considérées afin de calibrer le modèle théorique proposé par le logiciel de simulation Simulink. Nous étudierons également l'impact de la non-linéarité des LNA en présence de perturbateurs externes (autres signaux ULB-OFDM) situés dans les bandes adjacentes. Enfin, nous terminerons cette partie par l'évaluation des distances minimales nécessaires entre un système d'émission-réception en présence de ces mêmes perturbateurs afin d'obtenir une bonne qualité de transmission.

Dans une seconde partie, nous étudierons l'influence du filtrage des bancs de filtres du démultiplexeur sur les performances des systèmes impulsions MB-OOK. En se basant sur trois types de filtres différents (Butterworth, Elliptique et Chebychev), nous déterminerons quelles sont les caractéristiques minimales et nécessaires pour respecter un taux de réjection et une occupation spectrale suffisante. Nous chercherons également à montrer les comportements caractéristiques des filtres les plus appropriés pour optimiser la transmission.

Dans tous les cas, notre objectif est de déterminer un cahier des charges suffisant afin d'obtenir des performances de transmission satisfaisantes dans un environnement perturbé.

1 Etude de l'influence des non-linéarités de l'amplificateur faible bruit (LNA) dans une chaîne de réception ULB MB-OFDM

1.1 Amplificateur LNA dans une chaîne de transmission

Le principe de fonctionnement d'une chaîne de transmission ULB MB-OFDM (hors systèmes impulsionnels et exotiques) reste, dans son principe, sensiblement identique à celui d'une chaîne de transmission RF classique. La figure III.1 illustre un exemple typique d'une chaîne de traitement de téléphonie cellulaire [Lar98]. L'étage de réception devient cependant plus complexe lorsque le fonctionnement du dispositif est de type multi-bandes [Rud97].

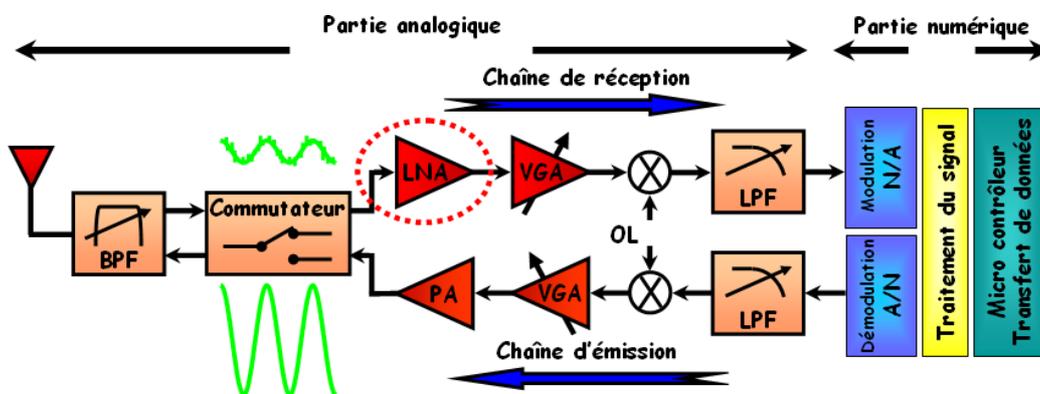


Figure III.1: Exemple d'une chaîne d'émission/réception dans le cas de la téléphonie cellulaire.

La chaîne de transmission comprend une partie numérique de traitement du signal qui est utilisée pour la mise en forme des trames de données émises et reçues. La chaîne se scinde ensuite en deux voies avec d'une part, un convertisseur Numérique/Analogique (N/A) pour la modulation de la voie de transmission T_X , et d'autre part, un démodulateur Analogique/Numérique (A/N) pour la voie de réception R_X .

La dernière partie de la chaîne fonctionne dans le domaine analogique. Elle comprend majoritairement une antenne et un commutateur R_X/T_X , des amplificateurs, des filtres, des oscillateurs et des mélangeurs. Tous ces éléments permettent de mettre en forme le signal avant conversion A/N pour le signal reçu par le R_X , et après conversion N/A pour le signal reçu par le T_X .

- **Les filtres** : les filtres passe-bas LPF (Low Pass Filter) et passe-bandes BPF (Band Pass Filter) filtrent le signal suivant les contraintes des gabarits d'émission et rejettent une partie des brouilleurs en réception.

- **Les mélangeurs de fréquences (Mixers)** : ils effectuent la transposition du signal T_X (initialement en bande de base) sur une porteuse RF à la fréquence f_{RF} . Ils effectuent la transposition inverse lors de la réception. Dans le cas des systèmes ULB MB-OFDM, ils permettent de transposer en émission le signal de la bande de base sur l'une des 14 sous-bandes comprises entre 3,1 et 10,6 GHz.
- **Le commutateur** : dans un système fonctionnant en TDD (Time Division Duplex) un commutateur RF situé après l'antenne aiguille le signal en émission ou en réception. Les principales contraintes d'un tel interrupteur sont : des contraintes de linéarité, une grande isolation à l'état bloqué et de faibles pertes d'insertion à l'état passant.

Dans ce système, nous dénombrons également trois types d'amplificateur :

- **L'amplificateur de puissance PA (Power Amplifier)** : nous l'utilisons afin d'émettre le signal avec un maximum d'énergie, il doit satisfaire des contraintes de gain, de linéarité, de puissance de sortie (normes), de bande-passante (large dans les applications ULB) et de consommation (rendement).
- **Les amplificateurs à gain variable VGA (Voltage Gain Amplifier)** : ils permettent d'ajuster le niveau de puissance reçu ou émis en fonction de la localisation de l'utilisateur (par exemple : par rapport aux bornes radios de son opérateur téléphonique).
- **L'amplificateur faible bruit LNA (Low Noise Amplifier)** : il se situe en début de chaîne de réception. Il doit présenter une figure de bruit NF (Noise Figure) la plus faible possible, une linéarité élevée pour éviter des inter-modulations dues aux brouilleurs présents à son entrée, et enfin une bande-passante adaptée à son application (large dans les applications ULB).

Les composants analogiques RF étant situés en tête d'émission et de réception, leur qualité est primordiale en ce qui concerne l'efficacité de transmission d'un système radio communicant.

Rôle de l'amplificateur LNA dans une chaîne de réception RF

Durant ce travail de thèse, nous nous sommes focalisés sur l'étude des amplificateurs faible bruit (LNA) afin de montrer l'influence des non-linéarités qu'ils pouvaient induire sur la qualité de transmission d'une chaîne de réception ULB MB-OFDM.

Le LNA est un élément majeur puisqu'il constitue le premier étage limitant les performances d'une chaîne de réception RF. En effet, les signaux reçus via l'antenne large bande contiennent à la fois :

- Le signal utile (qui peut être extrêmement faible), plus le bruit thermique généré par l'antenne elle-même.
- Une multitude de brouilleurs (pouvant présenter une puissance élevée) issus de l'environnement général, ainsi que des canaux adjacents (systèmes multi-bandes).

Le LNA doit donc présenter un gain suffisant pour que le signal puisse être traité par la chaîne en aval, sans pour autant le distordre ou lui additionner une trop grande quantité de bruit.

Il est nécessaire que les caractéristiques d'un LNA soient optimales et respectent un cahier des charges rigoureux que nous pouvons définir de la manière suivante :

- Un faible facteur de bruit ($NF < 3$ dB) pour accroître sa sensibilité.
- Une faible consommation (< 15 mW) dans le but d'augmenter l'autonomie du système.
- Une bonne adaptation en entrée ($S_{11} < -10$ dB sur la bande de réception).
- Un gain suffisant (15 dB $< G < 30$ dB) pour réaliser le traitement des informations en aval et minimiser l'influence du facteur de bruit du reste de la chaîne de réception.
- Une forte valeur d' IP_3 (Third Order Intercept Point) (> -10 dBm), afin d'optimiser la linéarité de l'amplificateur.

Ces caractéristiques dépendent à la fois du type de technologie utilisée pour réaliser les composants actifs (avec par exemple les transistors FET (Field-Effect Transistors), AsGa (Arséniure de Gallium), HTB (Heterojunction Bipolar Transistor) ou CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) Si (Silicium)). Elles sont également largement fonction de la qualité des composants passifs intégrés disponibles dans ces technologies. Le but des intégrateurs de systèmes de communication portables est de réduire le coût de fabrication ainsi que la consommation. Dans ce sens, les technologies Si-CMOS sont de plus en plus utilisées. Elles présentent une grande capacité d'intégration dans les systèmes complexes (numériques et analogiques), leurs performances fréquentielles sont de plus en plus élevées et leurs coûts de fabrication diminuent sans cesse.

Quelque soit la technologie envisagée, l'optimisation d'un amplificateur LNA résulte de plusieurs compromis entre les différents paramètres du cahier des charges précédemment établi. Il est également nécessaire de prendre en compte les performances réalistes des autres opérateurs RF de la chaîne de transmission, dans le but d'assurer les performances globales du système.

Durant ces dix dernières années, de nombreuses topologies de LNAs ont été développées. La plupart d'entre elles ont été élaborées pour des systèmes bande étroite (quelques dizaines de MHz) et sont à l'heure actuelle bien connues et maîtrisées. En revanche, ce n'est pas le cas pour les communications ULB. Elles offrent un nouveau challenge du fait de l'aspect très large bande obtenue au détriment d'autres caractéristiques fondamentales (figure de bruit, consommation et adaptation). De nombreux articles traitant des LNA ou de la conception globale de front-end de réception pour les communications à plus ou moins grande largeur de bande sont néanmoins apparus ces quatre dernières années. Une des grandes difficultés pour faire un choix judicieux sur les structures à adopter réside dans la comparaison même de leurs caractéristiques. En effet, dans une publication donnée, l'accent est souvent mis sur l'optimisation d'un certain paramètre (bande-passante, gain, bruit) alors que dans le même temps les performances des autres caractéristiques sont limitées. Au contraire, d'autres montages sont très prometteurs, mais les coûts de fabrication, taille ou consommation ne sont pas compatibles avec le marché actuel.

Le tableau III.1 illustre à titre d'exemple les performances de plusieurs réalisations de LNA rencontrées dans la littérature pour des applications large bande.

Réf.	Technologie	BW (GHz)	Gain -3dB (dB)	IIP3	S11	Puissance	NF	PT2 Compression dBm	Air (mm ²)	Année
[Bar04]	0,25µm SiGe	3,4-6,9	10	N/A	<-6	3,5	4,5	-10	N/A	2004
[Shi05]	0,25µm SOI SiGe	3,1-14,5	22	-32,5	<-1,0	13,2	2,7-3,9	-39,6	N/A	2005
[Zsm04]	0,18µm SiGe	2-10	21	-5,5	<-10	27	2,5	N/A	N/A	2004
[Lu06]	0,18µm SiGe	0,1-13,6	16,8-20,3	2,1	<-7,2	25,7/3,3V-26mA	1,8-3,1	-12,5	0,72	2006
[Lec06]	0,18µm SiGe HBT	3-10	16,4-18	-11,7	<-14	42,5mW 2,5V	3,4-4,7	N/A	0,53	2006
[Bal00]	0,6µm CMOS	0,5-5,5	6,5	-	<-7	83,4	5,7	N/A	N/A	2000
[Tsa05]	0,35µm CMOS	3,1-10,6	10	-4	<-7	5,4	4,5-5,5	N/A	0,47	2005
[Bru02]	0,25µm CMOS	0,02-1,6	13,7	0	<-8	35	<2,4	-9,1	0,3*0,25	2002
[And03]	0,18µm CMOS	1-7	12,2	-4,7	<-7,2	75	3,3	-15,2	N/A	2003
[Bev04]	0,18µm CMOS	2,3-9,2	9,3	-6,7	<-9,9	9mW 1,8V	4	-15	N/A	2004
[Liu04]	0,18µm CMOS	0,6-22	7,3	≈ 10	<-8	52mW 1,3V	≈ 5	5,3	0,9*1,5	2004
[Kim05]	0,18µm CMOS	2-4,6	9,8	-7	<-9	12,6	2,3-5,2	N/A	N/A	2005
[Zha05]	0,18µm CMOS	0,03-6,2	8,6	1,8	<-16	9mW 1,3V	4,2-6,2	-8,5	1,16	2005
[Cha05]	0,18µm CMOS	3-6	13,5-15,9	-5	<-12	59,4mW 1,8V 33mA	4,7-6,7	-14	1,05*1,05	2005
[Rei06]	0,18µm CMOS	3,1-10,6	13,7-16,7	-7	<-10	9mW 1,2V	2,1-2,8	N/A	0,87	2006
[Xic07]	0,18µm CMOS	3,1-10,6	12	N/A	<-9	9,8	3,8	-0,8	N/A	2007
[Yu07]	0,18µm CMOS	2,7-9,1	10	N/A	<-10	7 mW 0,6V	N/A	N/A	N/A	2007
[Lin07]	0,18µm CMOS	3,4-11,4	13,5-16	-7	<-8	11,9mW 1,8V	3,1-6	N/A	1,2	2007
[She06]	0,18µm CMOS	1,3-10,7	8,5	7,4-8,3	<-10	4,5mW 1,8V	4,3-5,3	N/A	1	2007
[Fu06]	0,18µm CMOS	1-11,6	10,8-12	-11	<-11	10,6mW 1,5V	4,7-5,6	-20	0,66	2007
[Cha05]	0,13µm Digital CMOS	2-5,2	16	-	<-7	38 (19mW/2V)	4,7-5,7	-8	-	2005
[Bev06]	0,13µm CMOS	2-4,6	9,5	-0,8	<-10	16,5mW	3,5	-6	1,2*0,9	2006
[Wan06]	0,09µm Digital CMOS	2-11	12	-4	<-10	17mW / 1,2V	5,5	N/A	N/A	2006
[Con06]	0,09µm CMOS	0,5-8,2	25	-16	<-8	42mW / 2,7V	1,9-2,6	N/A	0,025 µm*µm	2006

Tableau III.1 : Exemple de caractéristiques d'amplificateurs LNA ULB.

Réalisés à partir de différentes technologies, nous pouvons constater que les performances des LNA varient largement d'un montage à un autre. Il est également difficile de comparer les performances et de faire un choix judicieux sur les structures à adopter entre deux montages, du fait que les BP peuvent avoir un écart conséquent.

Ces publications montrent des systèmes généralement ponctuellement très performants, sans pour autant savoir quels critères prédominent sur la qualité de transmission d'un système complet.

Si l'impact des caractéristiques telles que : la figure de bruit, le gain et l'adaptation en entrée du LNA sur les performances globales d'une chaîne de réception MB-OFDM peut être évalué assez facilement, il n'en est pas de même de la non-linéarité. La configuration fréquentielle relativement complexe des signaux MB-OFDM rend effectivement difficile l'interprétation directe de l'effet de ce paramètre sur un critère de qualité. Dans le cas de l'étude du BER par exemple, nous le mesurons à la sortie du système de réception. Ce travail de thèse va nous permettre d'étudier un tel comportement en tirant profit d'une chaîne de simulation complète. Nous étudierons les performances du système en faisant varier les paramètres de non-linéarités du LNA. Nous prendrons comme critère sa valeur d'IP3. Pour mener cette étude dans un cadre réaliste, nous avons utilisé les résultats de simulation d'un LNA optimisé au sein du laboratoire IMEP. Il a été développé dans le cadre d'application ULB comprises entre 3 GHz et 5 GHz. Nous utiliserons également des paramètres empruntés dans la littérature et issus de mesures pratiques.

1.2. Chaîne de transmission ULB-OFDM

L'étude que nous proposons dans cette partie concerne la transmission RF de signaux ULB-OFDM de largeur fréquentielle 528 MHz et de débit 200 Mbps. La chaîne d'émission-réception considérée est illustrée sur la figure III.2.

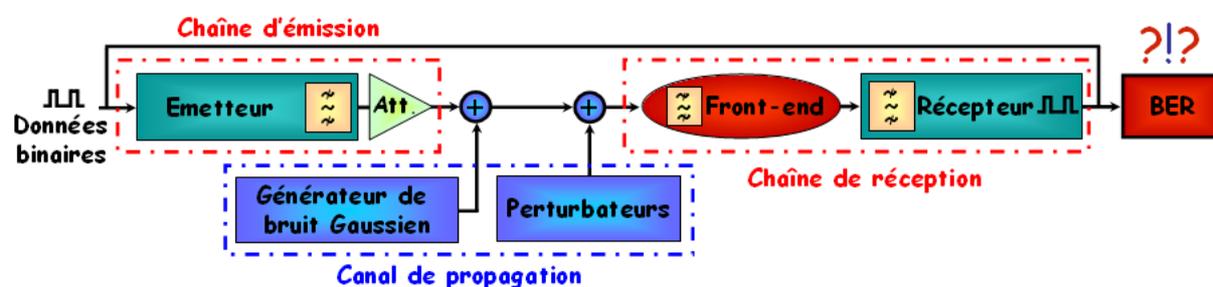


Figure III.2: Chaîne de transmission ULB-OFDM et front-end RF de réception.

L'intégralité de la chaîne de simulation a été implémentée à partir d'un système ULB MB-OFDM [Cla04] sous le logiciel de simulation Simulink de Matlab®.

Le modèle de l'émetteur et du récepteur ULB-OFDM ainsi que les principales caractéristiques sont présentés dans le chapitre II, et rappelés dans le tableau III.2. Les intervalles de garde (temps de commutation entre sous-bandes) ainsi que les préfixes relatifs aux codages TFC des systèmes MB-OFDM ont été conservés.

Bande passante du signal OFDM	528 MHz
Symbole OFDM	122 sous-porteuses 22 pilots
Taille FFT	128
Nbr. symboles OFDM par trame PLCP	30
Constellation	QPSK taux-5/8
Codage symboles OFDM TX/RX	16 bits
Débit binaire du canal	200 Mb/s
Longueur de l'information	242.42 ns
Préfix	60.6 ns
Intervalle de garde	9.47 ns
Temps symbole	312.5 ns
Nombre de bits émis	10^6

Tableau III.2 : Principales caractéristiques de symboles ULB-OFDM utilisés.

Ce modèle respecte les recommandations prescrites par le standard ECMA [ECM05], que se soit en terme de symboles, masques d'émission ou DSP, ceci grâce à l'utilisation de plusieurs filtres passe-bande. Un atténuateur de puissance en sortie de la chaîne d'émission permet de simuler les pertes de propagation.

Les simulations sont réalisées à partir d'une représentation complexe des signaux ULB-OFDM en bande de base.

La chaîne de transmission comprend également la modélisation d'un canal de propagation qui se compose :

- D'un générateur de bruit : afin de simuler le bruit de la chaîne de réception.
- De perturbateurs : ils symbolisent la présence ainsi que l'émission simultanée d'autres systèmes ULB-OFDM présents dans les bandes adjacentes. Nous nous placerons dans les conditions les plus défavorables en termes de perturbateurs, c'est-à-dire en considérant des perturbateurs présents dans les deux bandes adjacentes.

La nature ainsi que la description détaillée des éléments composants le canal de propagation seront décrites dans la suite de ce chapitre.

En sortie de démodulateur, nous obtenons un flux d'information binaire que nous comparons à celui émis afin d'évaluer les valeurs de BER. Le BER nous permet d'étudier les perturbations introduites par le LNA dans plusieurs configurations de non-linéarités. Il détermine le nombre de bits erronés reçus par rapport au nombre émis. Une transmission est d'autant plus efficace qu'elle présente une faible valeur de BER.

Il est généralement admis que des transmissions RF dont les valeurs de BER sont inférieures à 10^{-5} (dans le cadre de radiocommunications) présentent de bonnes performances. Cette valeur reste néanmoins variable suivant les performances recherchées. Afin d'estimer des valeurs d'une telle précision, avec des temps de calcul raisonnables, nous générerons 10^6 bits pour chaque point de simulation.

L'objet de cette étude porte sur l'influence des propriétés de l'amplificateur LNA sur la qualité de transmission d'une chaîne ULB-OFDM. Aussi, nous considérons deux modèles d'amplificateurs LNA :

- Le premier est un modèle comportemental : nous le réaliserons à partir des simulations obtenues sur un amplificateur LNA développé et conçu au laboratoire IMEP. Ce dernier été réalisé en technologie CMOS-RF 0,13 μm de chez ST-Microelectronic.
- Le second modèle provient d'une modélisation théorique paramétrable. Il est directement proposé par le logiciel de simulation Simulink.

Dans la suite de ce chapitre, nous détaillerons les caractéristiques des composantes du canal de propagation. Nous présenterons les caractéristiques et propriétés des deux modèles d'amplificateurs LNA adoptés. Enfin, nous réalisons une étude de sensibilité où la variation de BER est analysée dans plusieurs configurations de la chaîne de transmission.

Canal de propagation et perturbateurs

Dans le chapitre I, nous avons défini et détaillé le rôle du canal de propagation. Nous montrons son importance ainsi que la grande diversité des modèles rencontrés. Qu'ils soient fonction des contraintes géographiques, du type de signal émis, de la distance ou de la présence de perturbateurs, il est difficile pour un modèle d'être représentatif de l'ensemble des phénomènes qui le composent. Aussi, dans la mesure où l'objet de notre étude ne se focalise pas sur les problèmes liés à la propagation du signal, une approximation plus simpliste mais réaliste du canal peut être faite en utilisant un générateur aléatoire de bruit blanc gaussien. Ceci nous permet en effet d'avoir une parfaite maîtrise du rapport signal sur bruit SNR.

Le signal transmis peut également être affecté par la présence de perturbateurs externes. Les systèmes ULB MB-OFDM présentent en effet la particularité d'utiliser un codage temps fréquence TFC détaillé dans le chapitre 2. Le TFC rend à la fois les systèmes plus robustes aux perturbations et offrent également la possibilité de créer des systèmes MU. Bien que cette particularité soit potentiellement très intéressante, elle n'en reste pas moins problématique. Un signal information dans une bande de transmission donnée peut effectivement devenir un signal perturbateur pour les systèmes utilisant les bandes adjacentes.

A titre d'exemple, nous étudions le cas réaliste où trois systèmes ULB MB-OFDM communiquent simultanément dans des sous-bandes adjacentes les unes aux autres. Pour des questions de facilité, les fréquences porteuses des symboles OFDM sont considérées comme statiques. Dans notre cas, les résultats auraient été identiques avec un codage TFC dynamique.

Concrètement, l'exemple étudié peut être transposé dans le cas du groupe de bandes #1 (GB#1) comprenant les trois premières Sous-Bandes (SB) du spectre en fréquence ULB. Dans ce cas, le récepteur est positionné sur la SB#2 à 3960 MHz. Il est encadré par deux émetteurs, utilisant respectivement la SB#1 centrée à 3432 MHz et la SB#3 sur 4488 MHz, comme l'illustre la figure III.3.

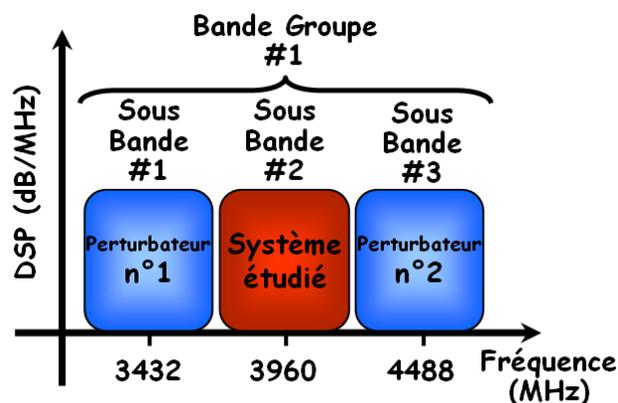


Figure III.3 : Disposition du système étudié par rapport aux perturbateurs dans le groupe de bande GB#1.

Les simulations réalisées adoptent alors une configuration de type WPAN (Wireless Personal Area Network) avec des communications multiples et des émissions simultanées.

Les signaux perturbants sont émis avec une DSP maximale (-41,25 dBm/MHz) et de manière constante, ce qui représente le cas le plus contraignant. Nous étudions plusieurs configurations en faisant varier la puissance du signal d'information ULB-OFDM. La figure III.4 illustre la DSP des trois signaux émis dans le canal de propagation avant la réception.

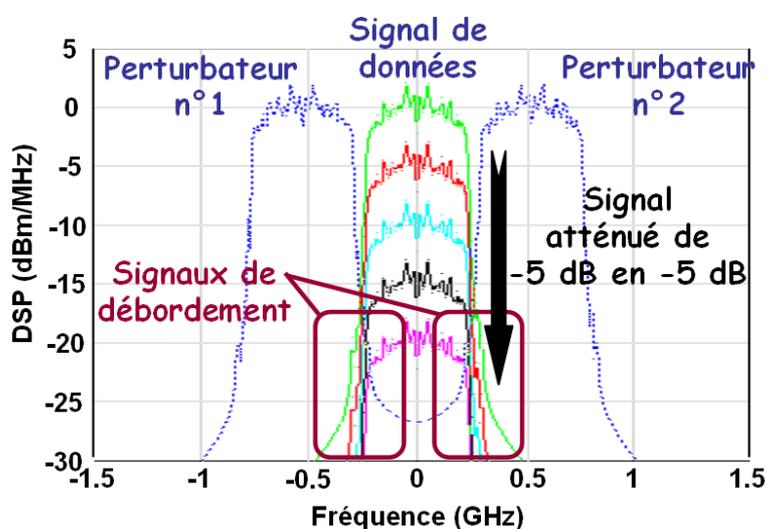


Figure III.4 : DSP du signal ULB-OFDM transmis et des sous-bandes adjacentes.

Bien que les gabarits des masques d'émission soient parfaitement respectés, nous constatons que les taux de réjection des filtres ne sont pas infinis. La conséquence directe est le débordement du signal émis dans une sous-bande donnée sur les sous-bandes adjacentes.

Cet effet a une influence limitée dans la mesure où les trois signaux ont une puissance approximativement similaire. En revanche, nous remarquons dans cet exemple que le chevauchement des bandes est d'autant plus préjudiciable que l'atténuation du signal de données (signal central) est importante.

Dans notre étude, les perturbations sur le signal transmis sont de deux ordres :

- D'une part, elles sont dues au bruit propre aux composants ainsi qu'au bruit ambiant ramené par le canal de propagation lié au rapport SNR.
- Elles viennent également de la possibilité d'émettre des symboles ULB-OFDM dans les bandes adjacentes. Les signaux sont à leurs tours particulièrement perturbants lorsque la différence de puissance avec le signal considéré est importante. Nous les caractériserons suivant le rapport signal interférence SIR (Signal Interferer Ratio).

Le SIR peut être défini à partir de l'équation suivante :

$$SIR = \frac{P_{Utile}}{P_{SB\#(n-1)} + P_{SB\#(n+1)}} \quad (III.1)$$

Le SIR est égal au rapport entre la puissance P_{Utile} du signal utile situé dans la sous-bande $SB_{\#n}$, et à la somme de la contribution des puissances $P_{SB\#(n-1)}$ et $P_{SB\#(n+1)}$ des signaux émettant dans les bandes adjacentes, situées respectivement dans la sous-bande $SB_{\#(n-1)}$ et $SB_{\#(n+1)}$, qui sont ramenés dans la sous-bande $SB_{\#n}$.

Nous étudierons l'évolution du BER pour diverses valeurs de SIR.

1.3 Modèles de l'amplificateur LNA

Dans un souci d'économie, de gain de temps et de reproductibilité, l'utilisation de modèles est particulièrement intéressante pour développer des composants tels que les amplificateurs LNA. La complexité de ces modèles est plus ou moins élémentaire suivant la précision exigée, les temps de calculs et de développement espérés.

Après avoir présenté les caractéristiques d'une modélisation en amplitude et en phase, nous réaliserons un modèle comportemental basé sur la caractérisation d'un amplificateur LNA. Nous comparerons ces résultats avec ceux obtenus par l'intermédiaire d'un modèle mathématique théorique. Enfin, le modèle théorique nous permettra d'étudier la qualité de transmission pour plusieurs valeurs caractéristiques de l'amplificateur LNA.

1.3.1 Non-linéarité d'amplitude et de phase dans le cadre des amplificateurs LNA.

La linéarité d'un opérateur tel qu'un LNA peut être décrite à partir des deux caractéristiques suivantes :

- La caractéristique AM/AM : elle représente la variation du gain en fonction de l'amplitude du signal d'entrée.

- La caractéristique AM/PM : elle représente la variation du déphasage de la sortie par rapport à l'entrée en fonction de l'amplitude du signal d'entrée.

Ces caractéristiques nous permettent de développer un modèle comportemental utilisé pour estimer les distorsions engendrées sur le signal reçu par le récepteur.

Le choix de cette méthode de modélisation a été motivé par plusieurs facteurs :

- Recherche de l'influence prépondérante (justifiant la complexité modérée du modèle) des paramètres caractéristiques de l'amplificateur LNA.
- Modélisation à partir d'éléments réalistes obtenus à partir d'un LNA réalisé dans une technologie d'intégration industrielle.
- Facilité et rapidité d'extraction des caractéristiques et de mise en place du modèle dans une chaîne de simulation globale.
- Diminution des temps de simulation liés à un modèle simple.

Ce type de modélisation montre néanmoins ses limites. Des comportements tels que la dépendance fréquentielle ou l'effet mémoire ne sont pas pris en compte. Un dispositif est dit à effet mémoire si son état de sortie à un instant t dépend à la fois du signal d'entrée et de l'état qu'il avait aux instants $t-n$ précédents [Sou02] [Vuo01]. Ce phénomène est dû à une accumulation d'énergie électrique ou thermique dans le composant lui-même. La constante de charge et de décharge détermine la gamme de fréquences affectée par cet effet. Ainsi, pour une certaine puissance du signal d'entrée, la puissance de sortie varie en fonction de la fréquence du système. Cette propriété reste néanmoins négligeable par rapport à la variation que peut avoir le gain (S_{21}) dans la bande-passante, où il est intimement lié à l'adaptation large-bande du système.

Dans la perspective de montrer l'influence majeure des paramètres caractéristiques de l'amplificateur, la complexité de cette modélisation reste amplement suffisante.

1.3.2 Caractéristique AM/PM

La courbe liant la valeur du déphasage entre le signal d'entrée et de sortie en fonction de la tension d'entrée est nommée caractéristique Amplitude/Phase (AM/PM). Cette caractéristique présente généralement une partie constante lorsque les puissances d'entrée sont faibles. En revanche, lorsque ces valeurs dépassent le gain de compression, cette caractéristique peut varier fortement mais elle ne suit pas de tendance particulière [Cri99].

La caractéristique AM/PM a un impact important dans le cadre des amplificateurs de puissance pour lesquels le niveau du signal utile est élevé. Par contre, en ce qui concerne les amplificateurs LNA, la puissance du signal utile est généralement faible et l'impact de la caractéristique AM/PM sur la distorsion de ce signal est limité. La caractéristique AM/AM a dans ce cas un effet majoritaire qui est dû aux inter-modulations avec les brouilleurs.

1.3.3 Caractéristique AM/AM

La courbe caractéristique AM/AM d'un amplificateur est définie par sa réponse en tension, qui est commune à la majorité des amplificateurs [Ken00] [Cri02]. Elle établit la relation entre les puissances d'entrée et de sortie (courbe de gain). Une illustration est rappelée sur la figure III.5.

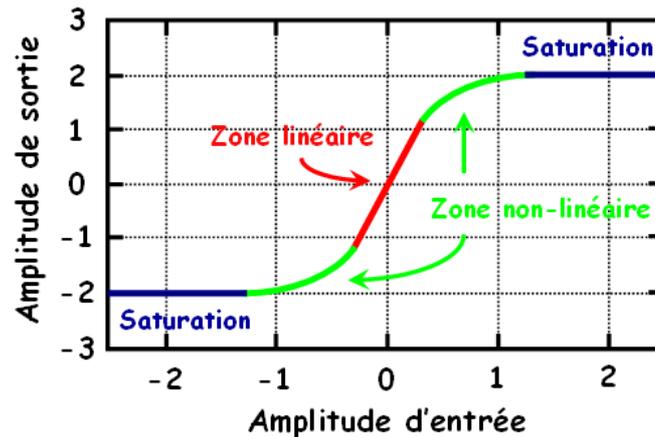


Figure III.5 : Réponse en tension typique d'un amplificateur.

La réponse en tension AM/AM d'un amplificateur se décompose en trois zones distinctes :

- *Une zone linéaire* : elle représente la partie centrale de la réponse de l'amplificateur. Nous cherchons usuellement à la maximiser avec une partie linéaire et une pente (gain) les plus grandes possibles.
- *Zone non-linéaire* : elle est répartie symétriquement autour de la zone linéaire. C'est une zone de compression où le signal tend à se distordre au fur et à mesure que sa puissance d'entrée augmente. Des produits d'intermodulation dus à la présence éventuelle de brouilleurs apparaissent en sortie de l'amplificateur. Le problème est d'autant plus critique dans le cadre des signaux ULB, pour lesquels le signal d'entrée est suffisamment large pour que les produits d'intermodulation interfèrent avec lui-même.
- *Zone de saturation* : également répartie d'une manière symétrique autour des deux zones précédentes, elle limite la puissance de sortie à une valeur quasi constante quelque soit la valeur du signal d'entrée. Le gain devient négligeable et le signal de sortie est de plus en plus écrêté à mesure que la puissance d'entrée augmente. Ce phénomène est particulièrement préjudiciable dans le cadre des amplificateurs de puissance et dans le cas des symboles OFDM qui présentent généralement de fortes valeurs de PMEPR (ou PAPR). Nous donnons une définition du PMEPR dans la première partie du chapitre 2. La zone de saturation est définie par la valeur de sa puissance de saturation P_{Sat} .

Les zones de compression et de saturation d'un amplificateur peuvent être globalement définies par : la valeur de son point d'interception d'ordre 3 nommé IP_3 (Third Order Intercept Point) défini en annexe 2, et de son point de compression à 1 dB PC_{1dB} .

Un système est d'autant meilleur que sa valeur d' IP_3 est élevée. Pour une puissance d'entrée donnée, plus la valeur d' IP_3 est importante, plus la puissance du produit d'IM est faible par rapport à la puissance de la réponse linéaire du système. Il est donc préférable que la puissance du signal d'entrée reste en dessous de la valeur d' IIP_3 (Input- IP_3) pour avoir le moins de perturbation possible. L' IP_3 représente alors la limite maximale pour laquelle la puissance du produit d'IM₃ est plus faible que la réponse linéaire du système.

1.3.4 Modèle comportemental développé

Quel que soit le type (complexe ou réel) de signal ULB-OFDM utilisé, il est facile de dissocier l'amplitude de la phase, afin que le signal traverse des blocs de modélisation AM/AM et AM/PM. Le modèle comportemental développé et utilisé est illustré sur la figure III.6.

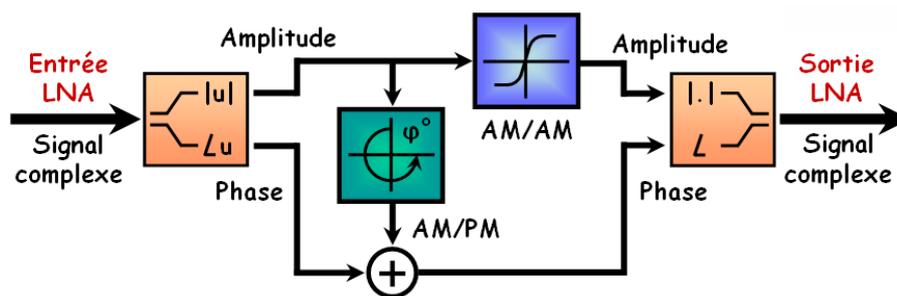


Figure III.6: Modèle comportemental de l'amplificateur LNA.

Ne disposant pas d'outils et de références comparatives pour caractériser notre système à partir de signaux large bande, les courbes AM/AM et AM/PM sont obtenues par l'intermédiaire d'une méthodologie classique. Nous appliquons ainsi à l'entrée du LNA un signal continu CW (Continus Waveform). Pour chacune de ces deux caractéristiques, nous utilisons un signal sinusoïdal de fréquence fixe f_0 ($f_0 = 3960$ MHz dans le cas du bande-groupe BG#1) et faisons varier sa puissance d'entrée.

En revanche, nous remarquerons que la réponse fréquentielle serait obtenue en balayant la fréquence f_0 du stimulus pour une amplitude d'entrée (avec une faible puissance) fixée. Elle nous permettrait d'analyser la dépendance en fréquence du système.

Le modèle présenté reste dans le principe identique aux modèles théoriques qui déterminent les courbes AM/AM et AM/PM à partir de coefficients paramétrables.

1.4 Modélisation du front-end

Dans cette partie de chapitre, nous comparons les fonctions de transfert obtenues entre :

- Le modèle comportemental de l'amplificateur LNA réalisé au sein du laboratoire.
- Le modèle d'amplificateur théorique proposé par Simulink [Sim07] et paramétré à partir des caractéristiques réelles du LNA.

Cette pseudo-calibration nous permet d'évaluer les différences de modélisation entre une approche par un modèle théorique et des résultats de simulation réalistes d'un amplificateur intégré.

1.4.1 Modèle d'amplificateur théorique proposé par Simulink

L'outil de simulation Simulink propose dans sa boîte de travail un modèle d'amplificateur théorique [Sim07]. Ce modèle paramétrable nécessite d'utiliser une représentation complexe du signal d'entrée. Son schéma de principe est identique à celui illustré sur la figure III.6, auquel il est rajouté un amplificateur à chacune des extrémités.

Six méthodes sont disponibles pour modéliser le comportement non linéaire de l'amplificateur :

- **Linéaire** : c'est le modèle le plus simple. Nous définissons simplement la valeur du gain ainsi que celle du bruit. Il ne nous permet pas de prendre en compte les non-linéarités.
- **Modèle de Saleh** [Sal81], **Ghorbani** [Gho91] **et Rapp** [Rap91] : Ces trois modèles différents [Whi03] sont spécifiques. Hormis les valeurs de bruit, nous définissons également des coefficients (α , β , x_i et y_i) liés à des fonctions particulières que nous répertorions dans le tableau III.3. Elles définissent (d'une manière différente du modèle polynomial) les fonctions de transferts AM/AM et AM/PM des modèles de Saleh et Ghorbani, et AM/PM pour le modèle de Rapp. Leur particularité fait que nous ne les avons pas abordées dans la suite de notre étude.

	Fonction AM/AM	Fonction AM/PM
Saleh [Sal81]	$A(r) = \frac{\alpha \cdot r}{1 + \beta \cdot r^2}$	$\phi(r) = \frac{\alpha \cdot r^2}{1 + \beta \cdot r^2}$
Ghorbani [Gho91]	$A(r) = \frac{x_1 r^{x_2}}{1 + x_3 r^{x_2}} + x_4 r$	$\phi(r) = \frac{y_1 r^{x_2}}{1 + y_3 r^{x_2}} + y_4 r$
Rapp [Rap91]	$A(r) = \frac{r}{\left(1 + \left(\frac{ r }{\alpha}\right)^{2\beta}\right)^{1/2\beta}}$	

Tableau III.3 : Définition des fonctions AM/AM et AM/PM pour les modèles de Saleh, Ghorbani et Rapp.

- **Cubique polynomial, tangente hyperbolique** : Ces deux modèles permettent indifféremment de définir les caractéristiques d'un amplificateur à partir de la valeur du gain, de l'IIP3, de la conversion AM/PM ainsi que celle du bruit.

Notre étude s'est portée sur l'utilisation d'un modèle cubique polynomial. La modélisation de la réponse en amplitude AM/AM et en phase AM/PM est réalisée à l'aide de polynômes. Ils intègrent les diverses données paramétrées (gain, IP3, déphasage entrée-sortie).

Ce modèle permet également de prendre en considération la puissance de bruit thermique associé à l'amplificateur. Nous pouvons spécifier soit la valeur du facteur de bruit F (noise Factor) défini suivant la relation :

$$F = \frac{\left(\frac{P_{\text{Signal}}}{P_{\text{Bruit}}} \right)_{\text{Sortie}}}{\left(\frac{P_{\text{Signal}}}{P_{\text{Bruit}}} \right)_{\text{Entrée}}} \quad (\text{III.2})$$

Qui s'écrit également sous la forme :

$$F = \frac{\text{Puissance totale de bruit en sortie de l'amplificateur}}{\text{Puissance de bruit en sortie due à la source d'entrée seulement}} \quad (\text{III.3})$$

Soit la valeur de la figure de bruit NF (Noise Figure) caractérisée par :

$$NF = 10 \cdot \log_{10}(F) \quad (\text{III.4})$$

Comme nous venons de le voir, le modèle proposé par Simulink est très facilement paramétrable et intégrable dans notre chaîne de transmission.

1.4.2 Caractéristiques de l'amplificateur LNA réalisé à l'IMEP

L'amplificateur réalisé au sein du laboratoire IMEP est intégré dans une technologie RF-CMOS 0,13 μm . Il a été développé pour des applications ULB dans une BP comprise entre 3,1 et 4,8 GHz. La structure du LNA est représentée sur la figure III.7.

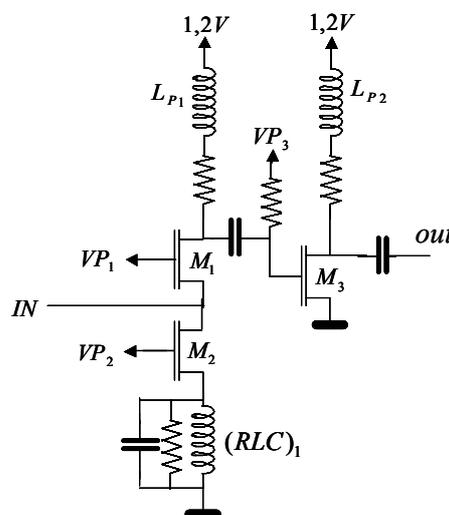
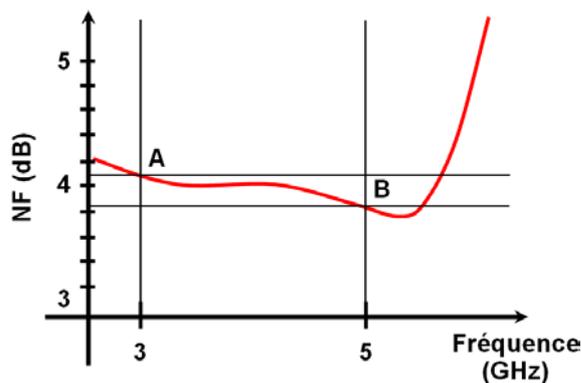


Figure III.7 : Structure du LNA.

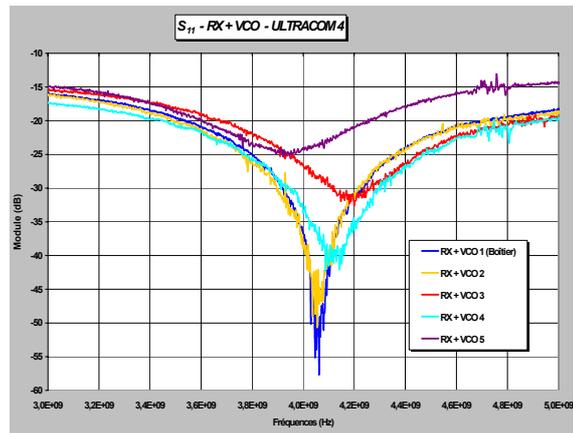
Le LNA est réalisé autour d'une structure à grille commune (M_1 - M_2) suivie par un étage à émetteur commun (M_3). Les deux étages utilisent une charge résistive avec picking (LP_1 , LP_2) et procure un gain de 14 dB sur la bande de fréquences allant de 3 à 5 GHz. Le circuit résonnant $(RLC)_1$ permet de diminuer le bruit dû au transistor de polarisation M_2 .

Cette structure à grille commune a été choisie pour ses facultés à présenter une adaptation inhérente en entrée sur une large bande de fréquence. L'adaptation est réalisée au détriment d'une figure de bruit (NF) plus élevée qu'une structure en source commune. En effet, si les structures classiques de type cascades en source commune à dégénération inductive sont bien adaptées aux bandes étroites, elles nécessitent en revanche, l'intégration de filtres complexes LC (Inductance-Capacité) pour l'adaptation large bande en entrée. Ces filtres présentent des pertes élevées qui, d'une part, influencent la NF du LNA et qui, d'autre part, nécessite des surfaces élevées de silicium dues au nombre relativement élevé d'inductances intégrées (4 à 5 en général).

La figure III.8 montre quelques courbes caractéristiques du LNA, avec notamment la figure de bruit simulée (figure III.8a) ainsi que l'évolution du paramètre S_{11} (figure III.8b) en fonction de la fréquence.



(a) Figure de bruit NF simulée.



(b) Paramètre S_{11} mesuré en entrée.

Figure III.8 : Courbes caractéristiques du LNA.

L'intégration directe du LNA dans une chaîne de réception ULB ne permet pas en effet de mesurer l'intégralité des paramètres, ce qui explique la simulation de certains d'entre eux.

Les caractéristiques simulées du LNA (en particulier l'IP3 et le gain) sont résumées dans le tableau III.4.

Technologie	Structure	BW (GHz)	Puissance (mW)	Gain en tension (dB)	NF_{Max} (dB)	IIP3 (dBm)	$S_{11,Max}$ (dB)
CMOS 0.13 μ m	Grille commune	3.1 - 4.8	1.8 Sous 1.2 V	13.8	3.7	-3	-15

Tableau III.4 : Performances de l'amplificateur ULB- LNA réalisé à l'IMEP.

La caractéristique de distorsion AM/PM simulée sur le LNA présente une variation inférieure à 2°C sur la bande de 1 à 5 GHz. Ce résultat ainsi que la remarque que nous avons faite antérieurement nous amène à considérer son impact comme négligeable sur la distorsion des signaux ULB-OFDM. Ceci nous permet ainsi de simplifier le modèle illustré sur la figure III.6 en ne considérant que la distorsion induite par la caractéristique AM/AM.

1.5 Résultats de simulation

Nous présentons les résultats de simulation obtenus entre le modèle théorique de Simulink et le modèle comportemental du LNA CMOS $0,13\ \mu\text{m}$.

Nous réaliserons ensuite une application concrète avec des caractéristiques de front-end récupérés dans la littérature.

1.5.1 Comparaison des réponses en tension entre le modèle comportemental du LNA réel et le modèle numérique sur Simulink de Matlab

Nous comparons sur la figure III.9 les réponses en tensions $V_s(V_e)$: elles sont obtenues à partir du modèle du LNA réel intégré en technologie RF-CMOS $0,13\ \mu\text{m}$ et de son modèle numérique équivalent sous Simulink. Les paramètres du LNA utilisés sont listés dans le tableau III.4. Nous reportons également les résultats obtenus pour différentes valeurs d'IIP₃ du modèle numérique.

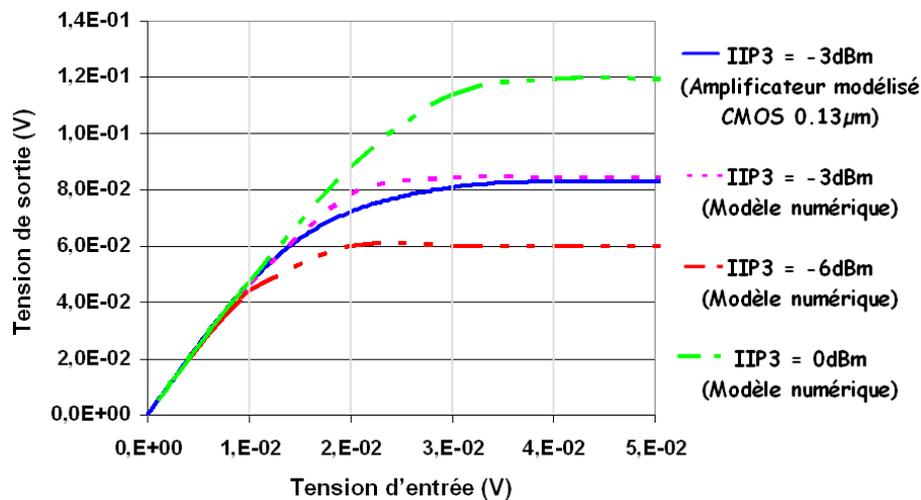


Figure III.9 : Réponse en tension du modèle comportemental de l'amplificateur réel et de son modèle numérique pour un gain de 13.8 dB et différentes valeurs d'IIP₃.

Nous observons que les résultats obtenus entre le modèle numérique et comportemental sont très similaires et présentent des niveaux de saturation ($V_{\text{sat}} = 8,42 \times 10^{-2}\ \text{V}$) quasi identiques.

Les divergences observées apparaissent dans la partie non-linéaire (coude de la caractéristique) et peuvent être expliquées par la présence d'autres distorsions dans la réponse en tension du LNA réel. Les résultats présentés mettront alors d'avantage en évidence l'influence que peut avoir une simple fonction d'écrouissage (modèle numérique), plutôt que celle liée à la partie non-linéaire (modèle comportemental) des réponses en tension dans les LNA.

Les deux autres réponses en tension du modèle numérique ont été tracées pour des valeurs d'IIP₃ de 0 et 6 dBm avec des valeurs de gains identiques. Elles se distinguent respectivement par une différence de niveaux de saturation en sortie avec $V_{\text{Sortie}} = 60$ et 120 mV, ainsi qu'une zone linéaire de largeur maximale $V_{\text{Entrée}} = 10$ mV et 28 mV.

1.5.2 Résultats de simulations

La figure III.10 montre l'évolution du BER en fonction du rapport signal sur perturbateurs SIR (équation (III.1)), pour différentes valeurs d'IIP₃ et valeurs du rapport signal sur bruit SNR, compris respectivement entre -6 et 0 dBm et de 3 à 10 dB.

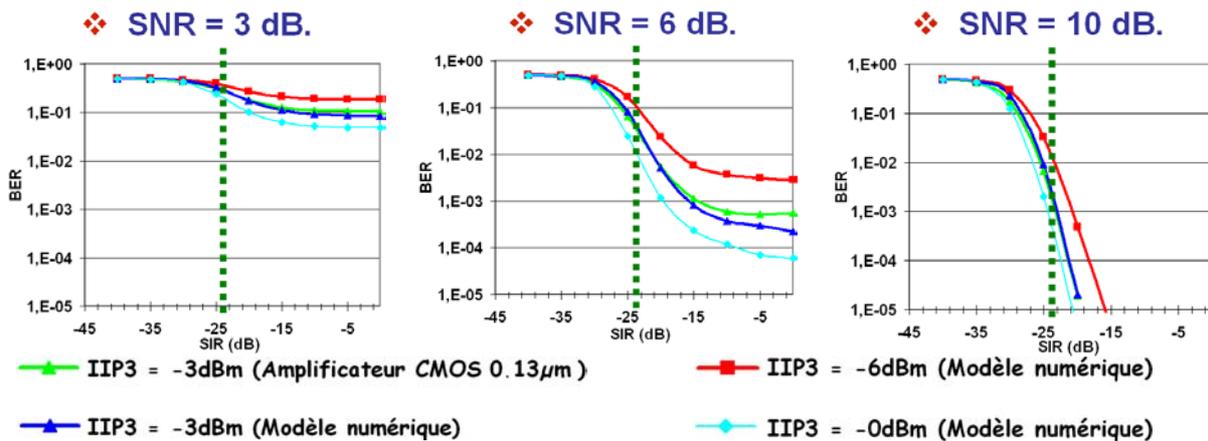


Figure III.10 : Variation du BER en fonction du rapport SIR pour différentes valeurs d'IIP₃ et rapport SNR.

Les résultats obtenus entre le modèle comportemental de l'amplificateur LNA et ceux obtenus avec le modèle numérique correspondant donnent des résultats approximativement identiques. Ceci nous amène à dire que le BER est d'avantage pénalisé par la valeur d'écrouissage de la réponse en tension du LNA, plutôt que par sa zone de non-linéarité (coude) située autour du point de compression.

Ces résultats permettent également de fixer des valeurs minimales aux trois paramètres mis en œuvre, au-delà desquelles la communication devient trop dégradée ($BER < 10^{-3}$) :

- SIR > - 25 dB.
- SNR > 6 dB.
- IIP₃ > - 3 dBm.

En dehors de ces limites, les valeurs de BER résultent d'un compromis entre ces trois paramètres, pour lesquels des valeurs de BER inférieures à 10^{-5} peuvent être espérées.

1.6 Application concrète dans le cadre d'un front-end RF de réception

Dans le but de donner une application concrète à cet outil de simulation, nous cherchons à évaluer l'impact sur le BER des caractéristiques de deux front-end RF-ULB relevés dans la littérature. Ils sont dans les deux cas dédiés aux applications ULB MB-OFDM [Ism05] et [Ber05].

En assimilant les caractéristiques globales de chacun des deux front-end à celles du modèle d'amplificateur avec l'outil Simulink, nous pouvons analyser la presque totalité de la partie analogique de la chaîne de réception ULB. Nous réalisons les simulations à partir des valeurs de trois paramètres qui nous sont fournies : le gain, l'IIP₃ et le NF. Le rapport signal sur bruit SNR est en revanche estimé à partir des valeurs de NF obtenues dans ces deux articles.

Les principales performances de ces deux front-end, conçues et mesurées dans une technologie SiGe BiCMOS 0,18 μm [Ism05] et 0,25 μm [Ber05], sont répertoriées dans le tableau III.5. Le gain est celui de la chaîne complète, il est donné ici pour information. Ce paramètre représente le gain petit signal et n'a pas d'influence sur les résultats de notre étude.

Référence	[Ism05]	[Ber05]
IIP3 (dBm)	-7.5	-3
Gain (dB)	52	60
NF (dB)	3.3	7.5
SNR-estimé (dB)	12.7	8.5

Tableau III.5 : Principales caractéristiques des front-end.

Le premier montage ([Ism05]) privilégie une faible valeur de NF (3,3 dB) au détriment d'une valeur d'IIP₃ modeste (-7,5 dBm). Cette caractéristique est inversée en ce qui concerne le second montage (NF = 7,5 dB, IIP₃ = -3dBm). Dans les deux cas, le gain global du système reste important et supérieur à 50 dB.

N'ayant pas accès aux valeurs du SNR, nous l'avons dans les deux cas estimé à partir des valeurs de NF fournies, en utilisant la relation de l'équation suivante qui décrit la sensibilité S du récepteur.

$$S = -174 + 10 \cdot \log(D) + NF + SNR \quad (\text{III.5})$$

Où $S = -71$ dBm la sensibilité requise pour les récepteurs ULB-OFDM de largeur de bande $D = 528$ MHz, fonctionnant avec un débit de 200 Mbps [ECM05].

En adoptant cette configuration, nous nous plaçons en limite de sensibilité, c'est-à-dire dans le cas le plus pénalisant. Les valeurs de SNR obtenues sont alors respectivement pour les articles [Ism05] et [Ber05], de 12.7 et 8,5 dB, ce qui présente une différence très importante de 4,2 dB.

Résultats de simulations

Les résultats de simulations montrant la variation du BER en fonction du rapport SIR sont illustrés sur la figure III.11. Ils sont obtenus à partir du modèle d'amplificateur cubique polynomial de Simulink en considérant comme paramètres de simulation les caractéristiques des deux front-end reportées dans le tableau III.5.

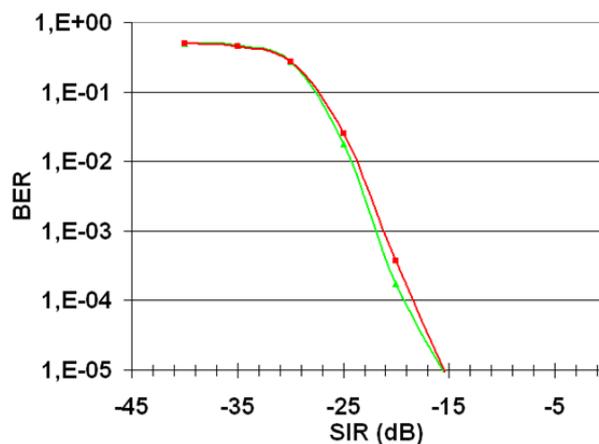


Figure III.11 : Variation du BER en fonction du rapport SIR avec les caractéristiques de deux front-end réels.

Paradoxalement, bien que les valeurs du rapport SNR des deux front-end soient différentes, nous observons que la variation du BER est approximativement identique dans les deux cas.

La décroissance du BER est monotone pour des valeurs de SIR inférieures à -29 dB et élevées ensuite. Dans les deux cas, une valeur de SIR minimale de -15 dB est nécessaire pour obtenir une valeur de BER inférieure à 10^{-5} (synonyme d'une bonne qualité de transmission).

Ces résultats montrent qu'il est possible d'obtenir de très bonnes performances en compensant un système présentant une valeur d'IIP₃ moyenne par une faible valeur de SNR (sous-entendue une faible valeur de NF), et inversement.

Nous montrons également avec ces résultats, l'intérêt de notre outil de simulation système dans la mise au point d'un front-end RF intégré. En effet, à partir des caractéristiques réalistes des différents blocs constituant un front-end RF, cet outil permet de répartir les contraintes sur un ensemble de blocs de façon à déterminer les performances visées pour la globalité du système intégré.

1.7 Application dans la détermination de distances de communication

Nous pouvons également, à partir d'une valeur de SIR donnée, évaluer la distance minimale d_{Min} entre un récepteur et deux sources de signaux perturbateurs ULB-OFDM.

Le scénario considéré est donné sur la figure III.12. Il illustre un cas limite de communication dans un exemple montrant un ordinateur A communiquant en limite de sensibilité (-71 dBm pour un système à 200 Mbps [ECM05]) avec un périphérique B (imprimante). Dans le même temps, la communication est perturbée par d'autres émetteurs C (communication d'un autre ordinateur avec une souris ainsi qu'un téléphone mobile par exemple) communiquant dans des canaux adjacents.

Il s'agit alors de déterminer à quelle distance minimale d_{Min} du périphérique B doivent se trouver les perturbateurs C afin de ne pas trop perturber la communication entre A et B. Le critère de qualité que nous retenons dans notre étude est une valeur de BER entre A et B de 10^{-5} . Par rapport à la figure III.11, nous l'obtenons pour une valeur de SIR de -15 dB pour les deux front-end étudiés.

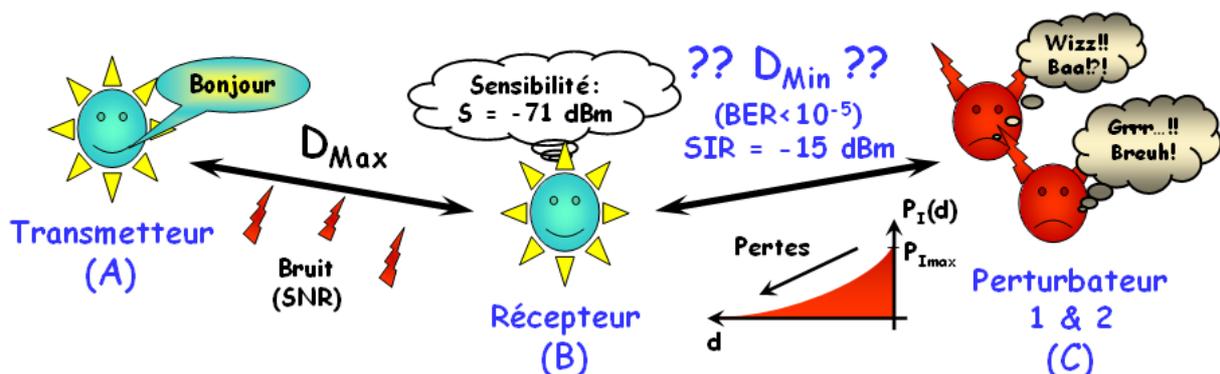


Figure III.12 : Illustration du calcul des distances de communications maximales.

La relation de l'équation suivante traduit les pertes L_{LOS} d'un signal en bande étroite localisé sur une porteuse f , en fonction de la distance d entre la source d'interférences C et le récepteur B.

$$L_{\text{LOS}} = 10 \cdot \log \left(\left(\frac{4\pi \cdot f}{c} \right)^2 d^n \right) \quad (\text{III.6})$$

Le coefficient n compris entre 2 et 5 est une constante qui dépend des contraintes du canal. Dans le cas d'une propagation la plus favorable, c'est-à-dire pour une transmission dans un canal en vue directe et en espace libre LOS (Line Of Sight). Le coefficient de n est très proche de 2.

L'utilisation de l'équation (III.6) suppose de prendre en compte l'hypothèse qui consiste à considérer le signal OFDM comme un signal à bande étroite sur une fréquence porteuse f fixe. Cette hypothèse est erronée puisque le signal est émis sur une bande de largeur $D = 528$ MHz.

La différence d'atténuation entre ses deux fréquences extrêmes reste néanmoins suffisamment faible (1,3 dB) pour que nous puissions la négliger en ne prenant en compte que la puissance à la fréquence centrale.

Nous resterons en accord avec la recommandation de la FCC en considérant une valeur de PIRE de -41,25 dBm/MHz. La puissance maximale d'une source interférente $P_{I_{Max}}$ pour des perturbateurs de largeur de bande $D = 528$ MHz est donnée par la relation :

$$P_{I_{Max}}(dBm) = PIRE + 10 \cdot \log(D_{MHz}) + Tx_{Ratio}(dB) = -9.25 dBm \quad (III.7)$$

Où Tx_{Ratio} est le rapport entre le temps d'émission et d'extinction des signaux MB-OFDM. Dans le cadre d'un fonctionnement en mode 1 [ECM05], sa valeur est de $Tx_{Ratio} = 1/3$.

La valeur minimale de SIR pour A et B communiquant en limite de sensibilité est liée à la sensibilité S du récepteur ($S = -71$ dBm) ainsi qu'aux pertes d'atténuation L_{LOS} suivant l'équation :

$$SIR = \frac{S \cdot L_{Los}}{P_{Imax}} \quad (III.8)$$

A partir des équations précédentes (III.6, III.7 et III.8), nous pouvons montrer que la distance minimale est alors de : $d_{Min} \approx 0.75 m$.

Cette valeur montre qu'il sera difficile d'envisager le fonctionnement simultané dans des bandes adjacentes de plusieurs systèmes MB-OFDM localisés dans un espace restreint. Les configurations de travail tel qu'un environnement de type bureautique et bien d'autres encore sont alors particulièrement remises en cause. En effet, les systèmes MB-OFDM peuvent se trouver dans des configurations de travail en vis-à-vis avec une grande densité d'appareillages susceptibles d'utiliser une technologie ULB (imprimante, téléphonie, vidéo, son,...) dans un espace réduit.

1.8 Bilan sur les non-linéarités des amplificateurs LNA dans une chaîne de réception ULB MB-OFDM

Dans cette partie de chapitre, nous présentons un outil de simulation système que nous avons mis au point et qui permet d'analyser les performances de transmission d'un système ULB dédié aux communications MB-OFDM. Nous nous sommes plus particulièrement intéressés à l'étude de l'influence sur le BER des non-linéarités des amplificateurs faible bruit LNA.

Ce travail a ensuite porté sur l'étude et le développement de deux types de modèles d'amplificateur. Le premier est un modèle comportemental établi à partir des caractéristiques d'un d'amplificateur LNA intégré dans une technologie CMOS 0,13 μm . Le second est un modèle numérique paramétrable proposé par le logiciel de simulation Simulink de Matlab.

Dans un premier temps, nous montrons que ces deux modèles donnent des résultats très similaires l'un de l'autre. Nous nous sommes ensuite placés dans un cas concret où le signal utile était encadré par deux autres signaux perturbateurs ULB-OFDM communicants dans des bandes adjacentes (communication au sein d'un réseau de transmissions). Nous avons alors étudié la variation du BER pour différentes valeurs du rapport signal sur bruit SNR et du rapport signal sur puissance des perturbateurs adjacents SIR.

Les résultats montrent que les signaux ULB-OFDM étaient particulièrement sensibles aux niveaux d'écrêtage de la caractéristique de la réponse en tension du LNA. Nous avons également déterminé les valeurs limites des trois paramètres mis en jeu ($SNR > 6$ dB, $SIR > -25$ dB et $IIP_3 > -3$ dBm) permettant d'obtenir un taux de transmission limite fixé par un BER inférieur 10^{-5} .

Cet outil de simulation système nous a aussi permis d'étudier deux front-end réels issus de la littérature. Aux travers de leurs caractéristiques, nous montrons qu'il était possible de compenser certaines caractéristiques, comme par exemple de fortes valeurs de NF, par des valeurs d' IP_3 élevées et vis versa. Cela montre la potentialité de cet outil pour l'optimisation d'un système ULB en répartissant les contraintes sur les blocs le constituant.

Enfin, nous nous sommes servis de ces résultats pour évaluer les distances minimales entre un système MB-OFDM communicant en limite de sensibilité et deux sources perturbantes situées à proximité de ce système. Les résultats obtenus montrent que les distances entre émetteur/récepteur par rapport à des brouilleurs doivent être relativement importantes (> 75 cm) pour espérer avoir une bonne qualité de transmission ($BER < 10^{-5}$).

2 Etude de l'optimisation des gabarits des filtres pour le système MB-OOK

Cette seconde partie de chapitre est consacrée à l'étude théorique du filtrage dans les démultiplexeurs, et aux performances globales de transmission de la chaîne MB-OOK. Nous réaliserons une étude comportementale de l'influence des principales caractéristiques des filtres.

Dans une première partie, nous commencerons par établir un cahier des charges relatif aux contraintes à respecter (occupation du spectre en fréquence, réjection,...). Nous présenterons ensuite les différents types de filtres considérés. Nous déterminerons et mettrons en avant les paramètres critiques ainsi que les bandes passantes maximales accessibles. Nous mettrons également en évidence l'influence du filtrage de chaque canal sur les canaux adjacents qui est dû en particulier aux problèmes de recouvrement.

Enfin, nous étudierons les performances d'un système complet dans un canal bruité et déterminerons les critères préjudiciables liés à la réponse fréquentielle des filtres. L'implémentation de la chaîne est détaillée dans le chapitre 2, elle sera réalisée à l'aide du logiciel Simulink de Matlab.

2.1 Cahier des charges

La chaîne de transmission ULB MB-OOK définie dans la seconde partie du chapitre 2 est rappelée sur la figure III.13.

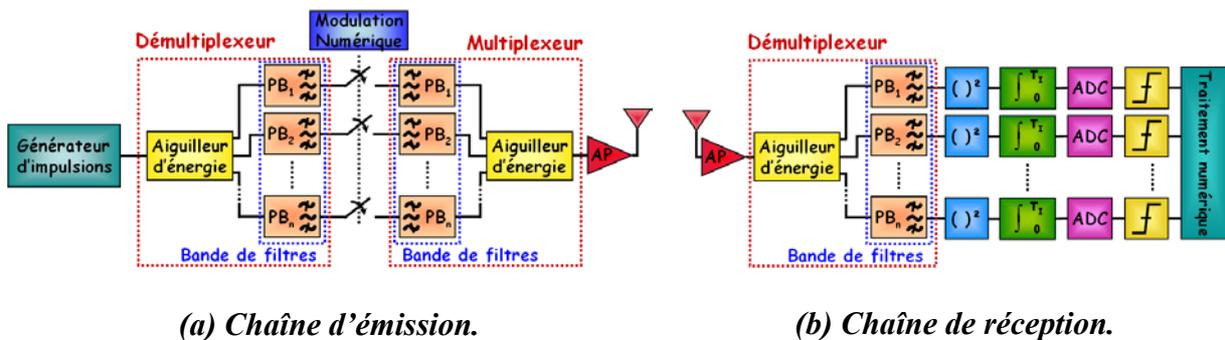


Figure III.13 : Système de transmission MB-OOK.

Nous pouvons observer que les fonctions de multiplexage et de démultiplexage dans l'émetteur et le récepteur sont réalisées à partir d'une structure micro-ondes passifs commune. Elle se compose d'un aiguilleur d'énergie et d'un banc de filtres PB (Passe-Bande). Utilisés à deux reprises dans l'émetteur et une fois dans le récepteur, la qualité de transmission est donc en grande partie liée aux performances de cet élément.

Une solution pratique a été employée afin de réaliser la sommation (multiplexage) des signaux avant qu'ils ne soient transmis. Elle consiste à implémenter un démultiplexeur (identique aux deux autres) d'une manière symétrique. Nous utilisons alors les propriétés de réciprocité liées à la structure développée. Parce qu'ils présentent des propriétés similaires, nous les appellerons indistinctement sous le nom de « démultiplexeur ».

La figure III.14 illustre ainsi indifféremment chacun des trois multiplexeurs/démultiplexeurs. Dans toute cette étude, nous considérerons des répartiteurs d'énergie idéaux. Ils sont couplés à un banc de filtres composé de n filtres PB de fréquences centrales décalées, de types et d'ordres différents.

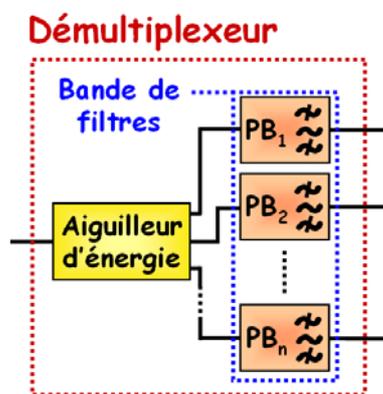


Figure III.14 : Schéma de principe du démultiplexeur comprenant une bande de n filtres passe-bas PB.

Le banc de filtres du système étudié permet de répartir les composantes spectrales de l'impulsion sur $n = 8$ sous-bandes adjacentes et de largeur identique. La plage fréquentielle de notre étude étant comprise entre 3,1 et 5,1 GHz, la largeur de BP (Bande-passante) maximale de chacun des filtres est alors de $BP_{Max} = 250$ MHz.

Des études antérieures [BILBAO] ont montré que les caractéristiques des démultiplexeurs devaient respecter les contraintes suivantes :

- Etre réciproque afin de réaliser les fonctions de multiplexage et de démultiplexage énergétique avec un seul et même composant.
- Distribuer le signal uniformément entre les sous-bandes.
- Montrer des pertes d'insertion les plus faibles possibles (≤ 3 dB).
- Présenter une atténuation de A dB supérieure à 10-15 dB au point d'intersection entre chacune des sous-bandes adjacentes, le but étant de minimiser tout risque de recouvrement énergétique.
- Présenter une atténuation de B dB supérieure à 20-25 dB entre les fréquences centrales de deux sous-bandes adjacentes.
- Montrer des oscillations limitées dans une BP la plus large possible.
- Avoir une réjection hors bande maximale supérieure à 30 dB, de manière à ce que le signal d'une sous-bande donnée ne parasite pas les sous-bandes adjacentes.

Nous représentons sur la figure III.15 le gabarit de filtrage à respecter.

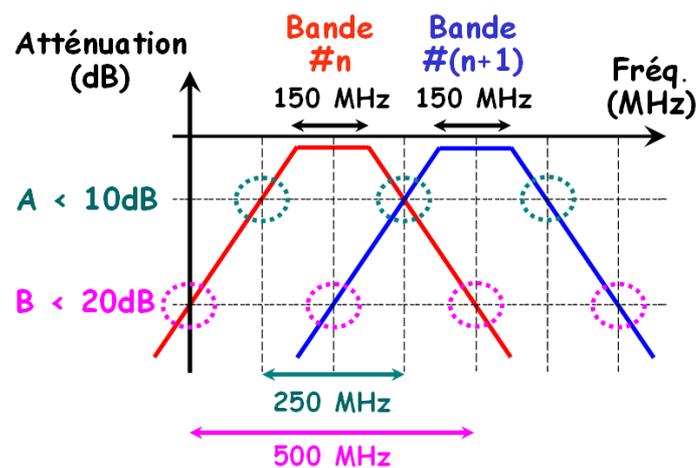


Figure III.15 : Gabarit des deux premiers filtres passe-bande du démultiplexeur.

Ces mêmes études [BILBAO] ont montré la faisabilité de telles structures avec une BP de 150 MHz pour chacun des n filtres du démultiplexeur. Il reste cependant indispensable d'étudier l'influence des caractéristiques des filtres sur les performances globales de la chaîne de transmission afin d'optimiser ses performances.

Le choix du filtrage n'est à priori pas évident et suscite de nombreuses interrogations, notamment en ce qui concerne l'ordre, le type de filtre et la BP optimale.

Le récepteur employé dans la chaîne de réception est basé sur une détection d'énergie. Elle est réalisée suivant le niveau d'amplitude du signal intégré, qui est ensuite comparé à un seuil de décision. Nous comprenons alors qu'il est d'autant plus avantageux d'utiliser des filtres de grandes largeurs de BP afin qu'ils puissent laisser passer un maximum de la puissance utile.

Le choix de la BP considérée réside également dans un compromis qui doit être fait de manière à ce que la puissance d'une sous-bande donnée ne déborde pas dans les sous-bandes adjacentes.

Mise en évidence de l'influence du filtrage d'un canal sur les canaux adjacents

Nous montrons dans un exemple donné sur la figure III.16 (filtres de type Chebyshev, d'ordre 4 et de BP maximale 250 MHz), l'influence que peut avoir un filtrage mal maîtrisé et mal adapté sur le signal reçu. Le schéma de simulation considéré est identique à celui illustré sur la figure III.13. Nous constatons ainsi que le canal #3 est perturbé par les deux canaux adjacents #2 et #4

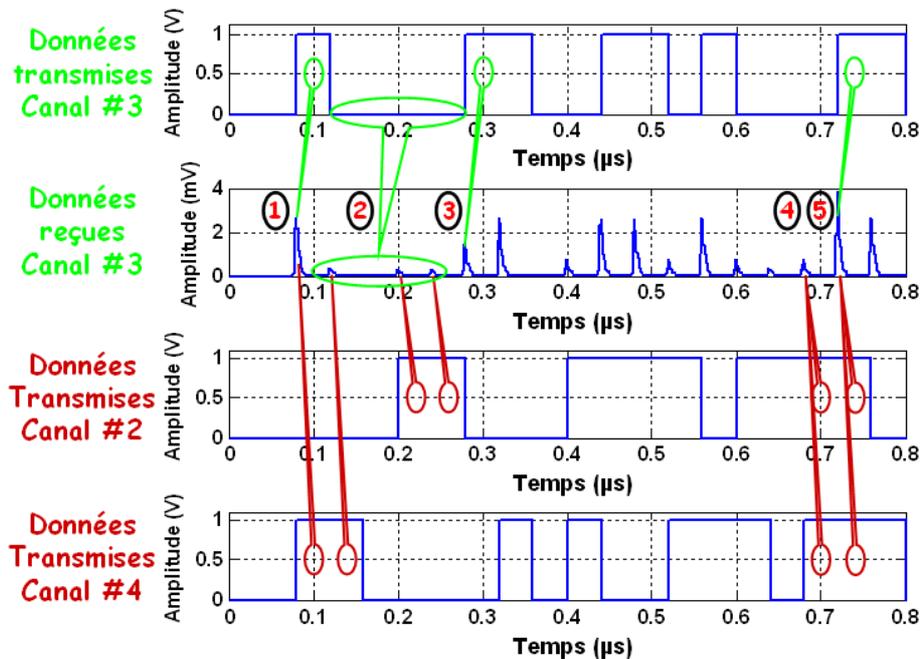


Figure III.16 : Filtre de type Chebyshev d'ordre 4, de largeur de bande 250 MHz observé sur le canal 3.

Nous comparons dans le canal #3 le signal émis et celui reçu juste avant la prise de décision. Nous mettons ainsi clairement en évidence dans le signal reçu du canal #3 la présence de signaux résiduels dus au débordement de la puissance des canaux adjacents #2 et #4.

En effet, après avoir comparé la séquence d'émission de chacun des trois premiers canaux, nous retrouvons dans le canal central la présence de ceux-ci. Les différents indices reportés sur la figure III.16 mettent en évidence les différents cas observables. Le pic de puissance observé à l'indice 1 indique nettement la contribution du canal #3 (ce qui est normal) et

partiellement celle du canal #4. Nous le déduisons du fait que le niveau de puissance est supérieur au cas 3 où seul le canal #3 émet. D'une manière similaire, l'indice 2 montre une influence identique des canaux #2 et #4 alors que le canal #3 n'émet rien.

Bien que leurs influences restent modérées lorsqu'elles sont prises de manière individuelle, la somme de celles-ci peut néanmoins devenir conséquente. Cette particularité n'est pas préjudiciable lorsque du signal est émis comme dans le cas 5. En revanche, le choix d'un seuil de décision trop faible conduit inéluctablement à une erreur d'appréciation dans le cas 4, où la somme des contributions des canaux adjacents est conséquente, alors qu'aucun signal n'est émis dans le canal #3.

Nous comprendrons alors qu'un choix de filtrage éclairé passe avant tout par une étude complète.

2.2 Choix des filtres

Une multitude de types et de structures de filtres différents sont susceptibles d'être exploités à bon-escient dans les systèmes MB-OOK. Dans cette étude comportementale, nous cherchons à mettre en évidence les effets et contraintes majeurs jouant un rôle prépondérant sur les performances globales de transmission.

Afin de réaliser ce travail, trois types de filtres sont ainsi envisagés :

- Elliptique.
- Butterworth.
- Chebyshev.

Ces types de filtres ont été choisis car se sont des structures parfaitement connues et idéalement paramétrables. A titre d'exemple, nous illustrons sur la figure III.17 la fonction de transfert pour chacun d'entre eux, avec une fréquence centrale f_c (3230 MHz) et des ordres (ordre 6) identiques.

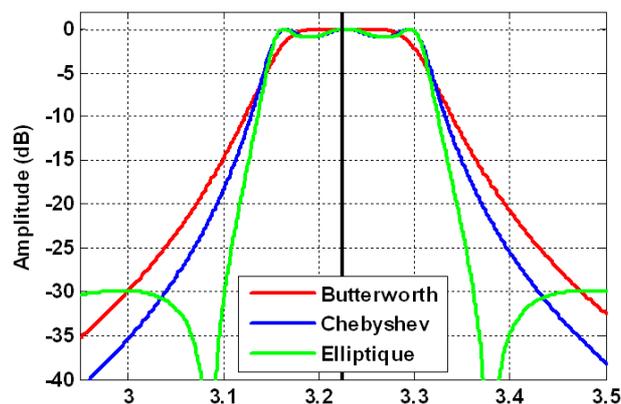


Figure III.17 : Exemple de fonction de transfert pour les 3 types de filtres, de fréquence centrale $F_c = 3230$ MHz et d'ordre 6.

Les filtres de type Butterworth sont caractérisés par une réponse en gain particulièrement plane dans la bande-passante et monotone partout ailleurs.

Inversement, les filtres de type Chebyshev sacrifient la monotonie dans la bande-passante au profit d'un taux de réjection hors bande (pente du filtre) important. Les filtres Chebyshev sont à oscillations constantes dans la bande-passante et monotone dans les bandes latérales.

A titre de comparaison, la réjection des filtres Chebyshev est supérieure à celle des filtres Butterworth pour un ordre équivalent.

Les filtres de type Elliptique concilient les propriétés d'un filtrage de type Butterworth et Chebyshev. Ils présentent une oscillation plus modérée dans la bande-passante et un taux de réjection supérieur à celui d'un filtrage Chebyshev de même ordre. Une de ses caractéristiques est la présence d'une remontée rapide des lobes de réjection de chaque côté des fréquences de coupure haute et basse.

L'étude de ces trois types de filtres, aux propriétés complémentaires, va nous permettre de mettre en avant quelles propriétés seront les plus adaptées pour accroître les performances de transmission d'un système MB-OOK. Dans la suite de cette étude, le critère de qualité considéré sera le BER.

Gabarit de filtres

Chacun des filtres envisagés est défini par un gabarit que nous représentons sur la figure III.18. Nous définissons également l'ensemble des paramètres qui leur sont associés dans le cadre du logiciel Simulink. Nous les utiliserons dans la suite de cette étude afin de modifier la fonction de transfert $|H(f)|$ de chacun de ces filtres.

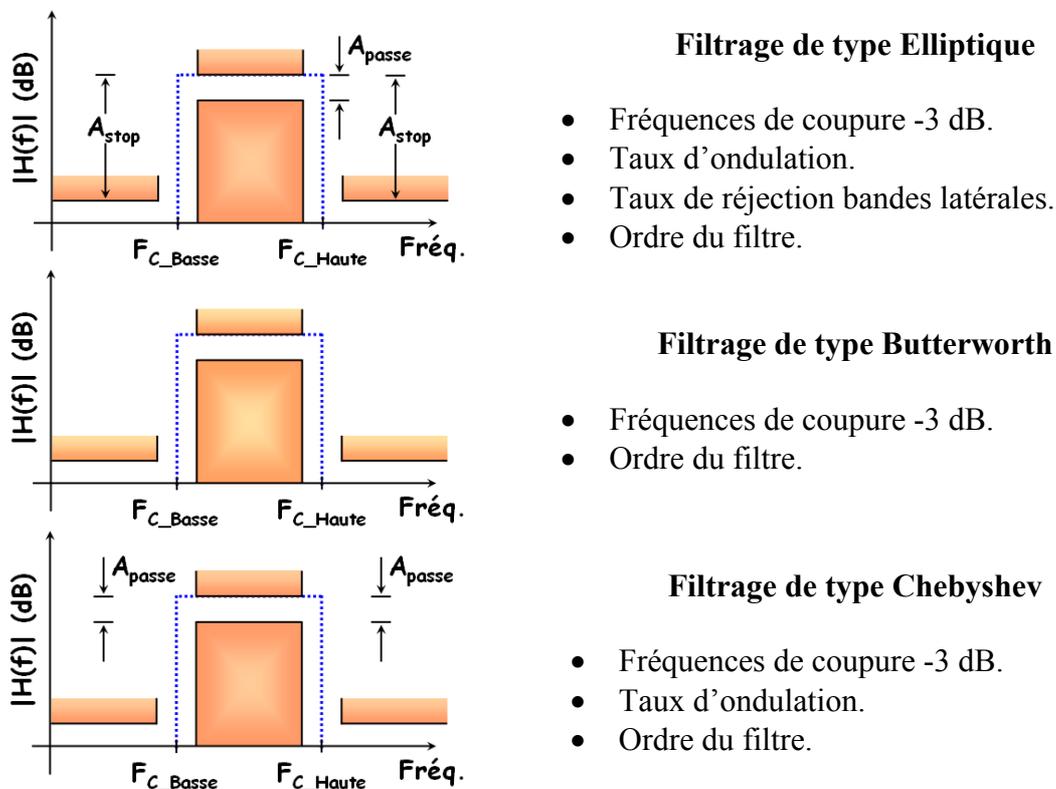


Figure III.18 : Gabarits des fonctions de transfert $|H(f)|$ de chacun des types de filtres considérés.

En plus de sa réponse en amplitude, chacun des filtres est également caractérisé par sa réponse en phase φ exprimée en degré. C'est elle qui génère des oscillations. Dans le cas idéal, pour ne pas avoir d'oscillations, nous devons utiliser un filtrage à phase linéaire, puisque le temps de retard du filtre $\tau^\circ = d\varphi/dt = \text{constante}$. Le filtrage ne fait alors qu'introduire un décalage constant pour toutes les fréquences. Malheureusement, les réponses fréquentielles d'amplitude (module) et de phase sont liées entre elles (relation de Bayard-Bode), ce qui ne permet par toujours de respecter la condition de linéarité. Dans nos simulations, le déphasage induit par les filtres considérés reste suffisamment faible pour ne pas avoir d'influence prédominante (par rapport aux caractéristiques considérées). Le déphasage est toutefois plus important dans le cadre des filtres Elliptique et Chebyshev que dans celui des filtres Butterworth (pour lesquels il reste très linéaire). Ceci est dû à la possibilité dans les deux premiers cas de pouvoir paramétrer le taux d'ondulation (= 1 dB dans la suite de notre étude) dans la bande-passante.

Trois types de filtres sont ainsi étudiés. Au regard du cahier des charges précédemment établi, nous les considérons avec une largeur de bande-passante fixe et des ordres différents. Nous cherchons à déterminer lesquels d'entre eux respectent le mieux les critères de réjection A et B dB. Nous limitons l'ordre des filtres à des valeurs facilement réalisables en pratique. Le tableau III.6 résume l'ensemble des paramètres pris en compte dans cette étude.

Bande Passante (BP)	150 MHz
Taux d'ondulation	≤ 1 dB
Taux de réjection	≥ 30 dB
Ordres des filtres	2, 4, 6, 8
Type de filtre	Elliptique, Butterworth, Chebyshev

Tableau III.6 : Paramètres considérés dans la programmation des filtres.

La largeur de BP de 150 MHz a été choisie en relation avec l'étude antérieure reportée dans [BILBAO]. Celle-ci a permis d'obtenir, lors de la réalisation pratique d'un démultiplexeur, de telles performances. A partir de ces premiers travaux concluants, nous cherchons à connaître quels sont les ordres pour chaque type de filtre, qui permettent de respecter aux mieux l'ensemble des critères du cahier des charges. Nous nous plaçons dans le cas le moins contraignant, c'est-à-dire : A = 10 dB et B = 20 dB.

La figure III.19 représente les fonctions de transfert obtenues pour les 3 types de filtres, en considérant la première sous-bande (1^{er} filtre du démultiplexeur) qui est centrée à la fréquence $F_C = 3230$ MHz.

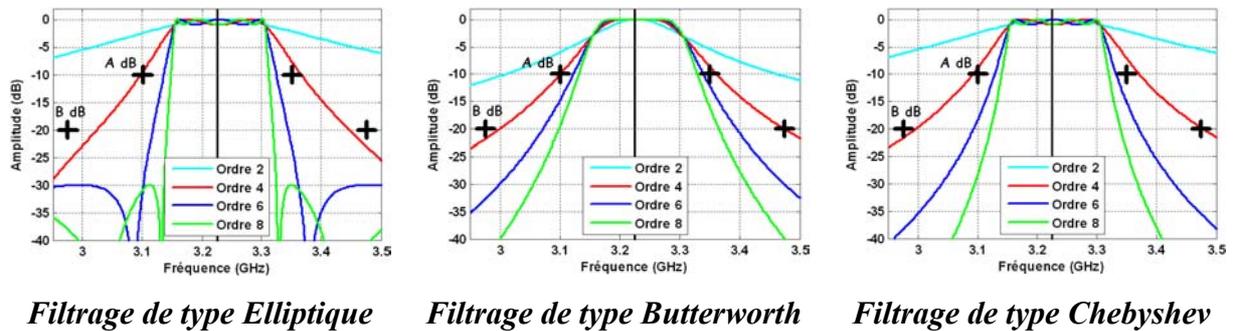
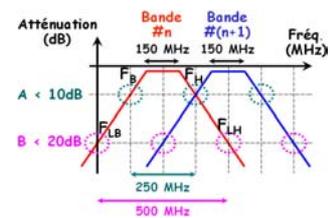


Figure III.19 : Fonction de transfert pour les 3 types de filtres, de BP = 150 MHz de fréquence centrale $F_C = 3230$ MHz.

Le tableau III.7 synthétise les résultats obtenus aux fréquences particulières F_B et F_H , ainsi que F_{LB} et F_{LH} . Elles correspondent respectivement aux critères d’atténuation A et B dB définis sur la figure III.15 et reporté dans l’encart.

		F_B	F_H	Critère	F_{LB}	F_{LH}	Critère
	Ordre	3,1 GHz	3,35 GHz	A dB	2,975 GHz	3,48 GHz	B dB
Butter.	2	6,11	5,44	< 10	11,29	10,57	< 20
	4	10,22	8,61	< 10	21,95	20,38	> 20
	6	14,83	12,23	> 10	32,88	30,52	> 20
	8	19,64	16,07	> 10	43,84	40,70	> 20
Cheby.	2	2,55	2,17	< 10	6,26	5,67	< 20
	4	8,99	7,13	< 10	21,74	20,11	> 20
	6	18,50	15,18	> 10	38,51	36,04	> 20
Ellip.	2	2,55	2,17	< 10	6,26	5,67	< 20
	4	9,64	7,57	< 10	25,95	23,42	> 20
	6	31,43	22,99	> 10	30,10	29,99	> 20
	8	31,00	29,99	> 10	37,88	40,70	> 20



Rappel du gabarit du démultiplexeur

Tableau III.7 : Critères d’atténuations A et B dB pour les 3 types de filtres, d’ordres : 2, 4, 6, 8, de BP 150 MHz autour de $F_C = 3230$ MHz.

Ces résultats montrent que le critère A dB d’atténuation est plus contraignant que le critère B dB, ce dernier étant respecté dans la majorité des cas que nous avons considérés.

Avec une bande-passante de 150 MHz, quelque soit le type, des filtres d’ordre 2 et 4 ne présentent pas de réjection suffisante pour respecter les conditions d’atténuation A dB et B dB. Il sera donc nécessaire d’utiliser au minimum un filtrage d’ordre 6 qui présente en revanche des taux de réjection amplement suffisants.

Une solution alternative pour utiliser des filtres d’ordre inférieur peut consister à diminuer la BP du filtrage. La conséquence est alors une diminution de la puissance émise par sous-bande et donc une énergie du signal utile détectée plus faible.

Ces premiers résultats montrent également des taux de réjection plus importants pour les filtres de type Chebyshev et Elliptique, par rapport à ceux de type Butterworth.

Le bilan de ces premiers résultats ne nous permet pas de conclure sur le choix du filtrage le plus approprié. En revanche, il nous permet de constater que des filtres d'ordre supérieur à 6 nous permettraient d'accroître les largeurs de bande-passante. Aussi, il devient intéressant de chercher à quantifier l'augmentation des largeurs de bande-passante qu'il est possible d'obtenir.

2.3 Etude des largeurs de bande-passante maximales accessibles

Dans le paragraphe précédent, nous avons mis en évidence la nécessité d'utiliser des filtres d'ordre supérieur à 6, pour une bande-passante de 150 MHz, afin de respecter les critères d'atténuation A et B dB. Les taux de réjection engendrés avec un ordre supérieur à 6 (quelque soit le type de filtre) restent suffisamment importants pour espérer augmenter la bande-passante BP des filtres. Nous chercherons alors à déterminer quelle largeur de bande maximale (< 250 MHz) il est possible d'atteindre avec des filtres d'ordres 6 et 8 en respectant toujours les contraintes d'atténuation A et B dB.

Nous constatons également, grâce aux tracés des fonctions de transfert, que les 3 types de filtres ne sont pas parfaitement symétriques. En effet, bien que ce soit des filtres passe-bandes, nous pouvons vérifier leur dissymétrie avec les valeurs répertoriées dans le tableau III.7. Le caractère asymétrique des filtres nous permet d'augmenter la largeur de la BP en décalant de quelques MHz la valeur des fréquences de coupure basse F_{C_Basse} et haute F_{C_Haute} .

Le tableau III.8 récapitule les largeurs de BP maximales accessibles pour les 3 types de filtres du démultiplexeur. Quelque soit la position des filtres dans le démultiplexeur, nous obtenons grâce à Simulink des résultats identiques. Nous considérons et comparons les résultats obtenus pour des filtres d'ordres 6 et 8, avec et sans le décentrage des fréquences F_{C_Basse} et F_{C_Haute} .

	Largeur de bande-passante en MHz			
	Ordre 6		Ordre 8	
	Fc	Décentré	Fc	Décentré
Butterworth	160 (+6,6%)	170 (+13,3%)	180 (+20%)	190 (+26.6%)
Chebyshev	175 (+16.6%)	185 (+23,3%)	190 (+26,6%)	210 (+40%)
Elliptique	190 (+26.6%)	200 (+33,3%)	235 (+56,6%)	/
Démultiplexeur	150 MHz			

Tableau III.8 : Bandes passantes maximales accessibles suivant l'ordre et le type de filtre, avec et sans décentrage des fréquences F_{C_Basse} et F_{C_Haute}

Les résultats présentés dans le tableau III.8 montrent qu'il est possible d'accroître considérablement sa BP tout en respectant les critères d'atténuation A et B dB.

Loin devant les autres, les filtres Elliptique d'ordre 8 permettent de couvrir une BP de 235 MHz, ce qui représente la quasi totalité de la bande-passante maximale ($BP_{\text{Max}} = 250$ MHz).

Avec une efficacité moindre, les filtres de type Chebyshev et Butterworth d'ordre 8 couvrent au maximum (lorsqu'ils sont décentrés) une BP respective de 210 et 190 MHz.

Les fonctions de transfert des filtres n'étant pas symétriques, un simple décalage de quelques MHz des fréquences caractéristiques permet d'accroître d'avantage la BP. L'augmentation que nous pouvons espérer est ainsi comprise entre 6 et 13 %. Le décalage de la fréquence centrale peut également être utilisé pour minimiser l'influence d'un canal sur les canaux adjacents. Ce phénomène de débordement peut s'avérer en effet largement problématique, aussi nous l'étudions dans la suite de ce chapitre.

2.4 Influence du filtrage dans les canaux adjacents

Nous avons vu précédemment que le taux de réjection des filtres n'était pas infini. La réjection s'avère d'autant plus importante que l'ordre des filtres est élevé. Elle reste également intimement liée aux types de filtres employés.

Une question se pose alors en ce qui concerne l'influence des canaux entre eux. En effet, malgré la définition d'un gabarit de filtrage (critère A et B dB d'atténuation), le débordement des DSP de chaque canal (multiplexeur = 8 filtres = 8 canaux) est inéluctable. Dans ce cas, le signal qui est considéré comme utile pour l'un des canaux, devient du bruit (I) pour ceux qui l'entourent. Ceci est d'autant plus préjudiciable lors d'une transmission dans un canal de propagation réel, puisqu'il rajoute à son tour une puissance de bruit (N) qui peut être très importante. La résultante de la somme des puissances de bruit du canal de transmission N et des perturbations de recouvrement du filtrage I peut devenir suffisamment importante pour que le signal d'un canal soit noyé. Le niveau du signal (N+I) devient supérieur au seuil de détection alors qu'aucune donnée n'est transmise. Ceci a pour effet de causer inéluctablement des erreurs de transmission.

2.4.1 Méthodologie d'évaluation de l'influence du filtrage dans les canaux

Afin de déterminer l'influence des canaux adjacents, nous mettons en place une méthodologie simple. Elle consiste à calculer le rapport $SNR_{S_{\text{Bd}}}$ dans une BP commune entre la puissance du signal d'un canal et la somme des puissances des signaux parasites provenant des canaux adjacents. Dans le but de calculer ce rapport, nous considérerons un signal de DSP constante à l'entrée de chaque filtre.

Nous décomposons notre méthode de calcul de la manière suivante :

- Mise en équation des fonctions de transfert de chaque filtre dans chacun des canaux.
- Découpage de chacune des fonctions en Sous-Bandes (SsBd) de largeur 250 MHz (BP_{Max}).
- Calcul des coefficients d'atténuation moyens propres à chaque type de filtres dans chacune des sous-bandes (de largeur 250 MHz).
- Détermination de la puissance moyenne équivalente des SsBd estimée à partir de la DSP appliquée en entrée du démultiplexeur.
- Calcul du rapport SIR entre la puissance du signal utile, dans une bande de fréquence donnée, et la somme de la contribution des puissances parasites des signaux dans les bandes adjacentes, pour chaque SsBd.

Nous décrivons dans la suite de ce chapitre, les grandes étapes de décomposition de cette méthodologie.

Mise en équation des fonctions de transfert de chaque filtre : la première étape consiste à mettre en équation la fonction de transfert (dont un exemple est donné figure III.20a) de chacun des filtres du démultiplexeur. Nous utilisons alors la fonction donnée par :

$$H(e)^{j\omega} = \frac{B(e)^{j\omega}}{A(e)^{j\omega}} = \frac{b(1) + b(2)e^{-j\omega} + \dots + b(m+1)e^{-jm\omega}}{a(1) + a(2)e^{-j\omega} + \dots + a(n+1)e^{-jm\omega}} \quad (III.9)$$

Où a(i) et b(i) sont respectivement les coefficients du numérateur B et du dénominateur A de la fonction de transfert H de chaque filtre.

Découpage de chacune des fonctions en sous-bandes : comme nous l'illustrons sur la figure III.20, nous découpons ensuite chacune de ces fonctions en sous-bandes SsBd de largeur maximale 250 MHz.

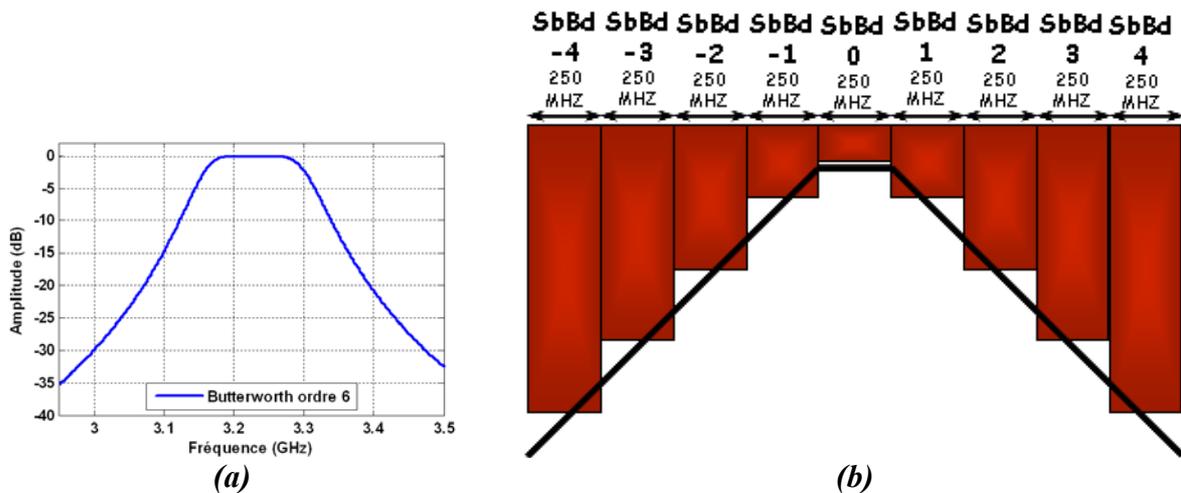


Figure III.20 : Exemple de fonction de transfert d'un filtre Butterworth d'ordre 6 (a), et illustration de son découpage en sous-bandes SsBd (b).

La largeur fréquentielle BW_{SsBd} des SsBd est définie dans le cas général suivant l'équation :

$$BW_{SsBd} = BP_{Max} = \frac{Borne_{Haute} - Borne_{Basse}}{n} = 250 \text{ MHz} \quad (\text{III.10})$$

Où les paramètres du démultiplexeur considérés dans notre étude sont :

- $Borne_{Basse} = 3,1 \text{ GHz}$ et $Borne_{Haute} = 5,1 \text{ GHz}$: bornes du spectre en fréquence étudié.
- $n = 8$: nombre de filtres considérés dans le démultiplexeur.

Calcul des coefficients d'atténuation moyen : le découpage fréquentiel nous permet, à partir de l'équation de la fonction de transfert des filtres, de calculer le coefficient d'atténuation moyen de chacune des SsBd.

Détermination de la puissance moyenne équivalente des SsBd : connaissant la valeur initiale de la DSP du signal appliqué en entrée du démultiplexeur, nous déduisons alors la puissance moyenne P_{Moy_SsBd} ramenée par SsBd d'indice $i \in [-n, 0[\cup]0, n]$, dans le canal $p \in [1, n]$. Cette puissance est donnée suivant l'équation :

$$P_{Moy_SsBd_p}^i = DSP * BW_{SsBd} * C_p^i \quad (\text{III.11})$$

Où :

- DSP : densité spectrale de puissance du signal d'entrée.
- BW_{SsBd} : largeur fréquentielle des SsBd.
- C_p^i : coefficient d'atténuation moyen d'une SsBd « i » dans le canal « p ».

En répétant ces opérations pour chacun des n filtres du démultiplexeur, nous déduisons alors l'influence du filtrage sur la bande « p » considérée par rapport aux canaux adjacents. Une illustration de ce processus est donnée sur la figure III.21.

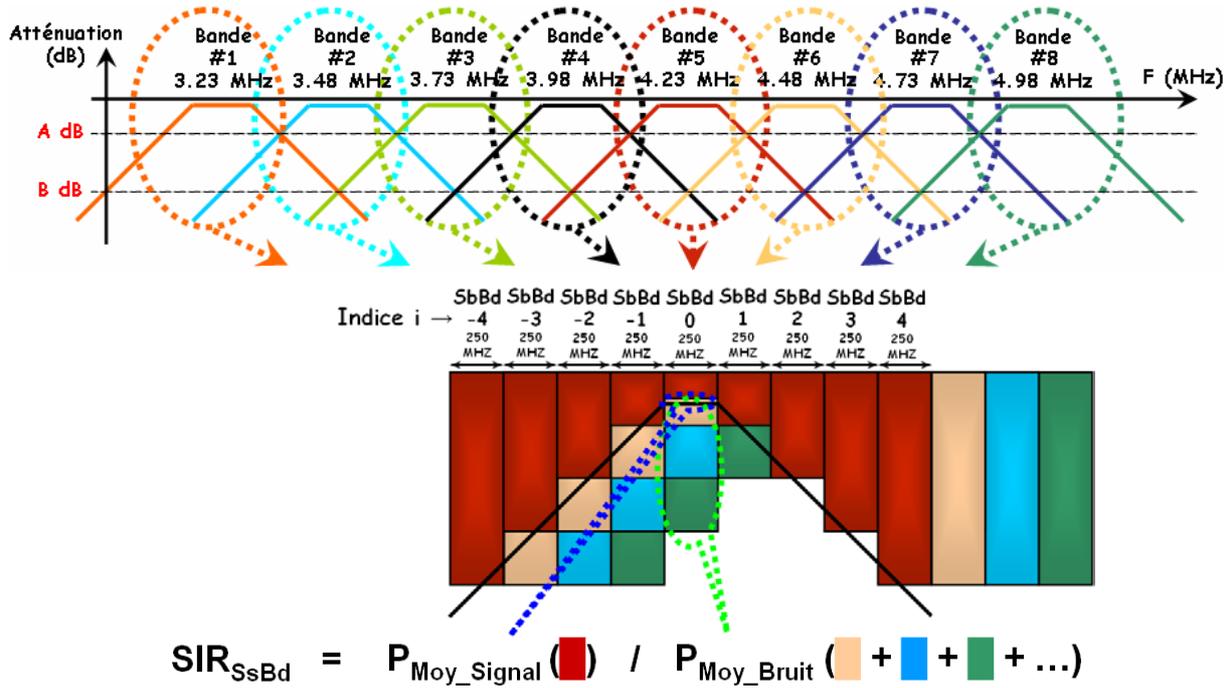


Figure III.21 : Illustration du processus de calcul du rapport SIR_{SsBd} .

Calcul du rapport SIR : d'une manière plus générale, nous écrivons l'équation suivante qui définit le rapport SIR_{SsBd} entre le signal (bande-passante utile) et le bruit (contribution des bandes adjacentes), pour chacun des canaux p.

$$SIR_p = \frac{P_{Moy_Signal}}{\sum_{r=1, r \neq p}^n P_{Moy_Bruit_p}} = \frac{DSP \cdot BW_{SsBd} \cdot C_p}{\sum_{r=1, r \neq p}^n DSP \cdot BW_{SsBd} \cdot C_r^p} = \frac{C_p}{\sum_{r=1, r \neq p}^n C_r^p} \quad (III.12)$$

Où le coefficient r est utilisé pour balayer l'ensemble des SsBd à l'exception du canal p sur lequel est considéré le signal utile.

A partir de ces valeurs, nous tracerons l'évolution du rapport SIR_{SsBd} en fonction du canal p.

2.4.2 Résultats de l'évaluation de l'influence du filtrage dans les canaux

Les résultats obtenus sont représentés sur la figure III.22. Nous montrons l'évolution du SIR_{SsBd} pour chacune des sous-bandes en fonction du numéro du canal p (ordre des filtres passe-bandes dans le démultiplexeur).

Seuls les filtres de type Butterworth et Chebyshev d'ordres 2, 4, 6 et 8 ont été considérés. Les filtres Elliptique utilisés pour les calculs de coefficients d'atténuation sous Matlab, et les filtres utilisés sous Simulink présentaient des divergences au niveau de la fonction de transfert. En effet, nous constatons un écart d'atténuation de plusieurs dB entre les deux lobes de remontée. N'ayant pu résoudre ce problème de divergence, nous ne les avons pas considérés dans la suite de notre étude.

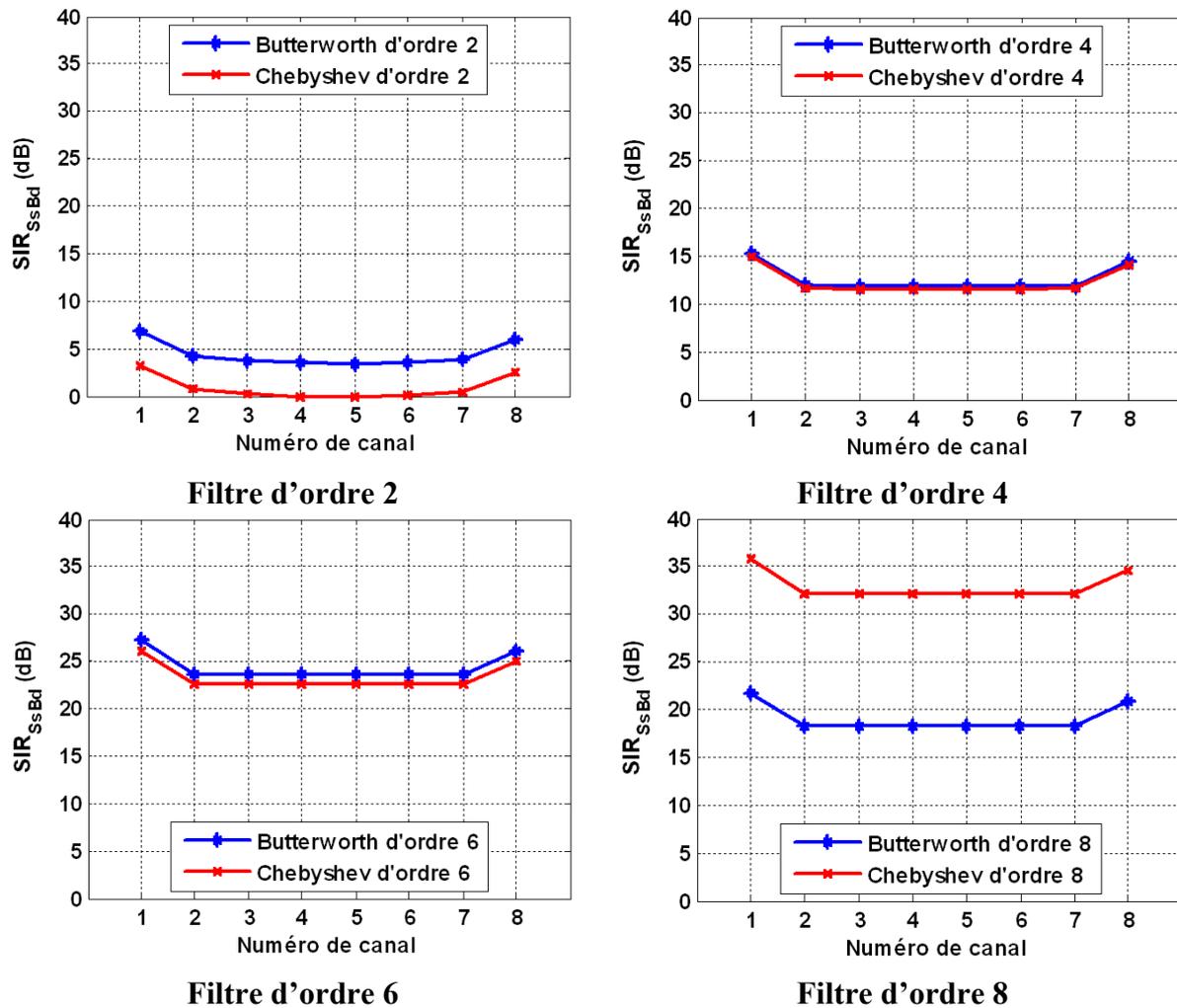


Figure III.22 : Evaluation du SNR_{SsBd} en fonction du numéro du canal, pour des filtres de type Butterworth et Chebyshev de différents ordres.

Ces résultats montrent que les valeurs de SIR_{SsBd} peuvent être très faibles. Elles sont d'environ 10 dB pour les filtres d'ordre 4. Ils confirment également qu'un filtrage trop faible n'est pas réaliste pour des transmissions de qualité, pour lesquelles les valeurs de SIR_{SsBd} initiales sont inférieures à 5 dB quelque soit le type de filtre d'ordre 2.

Dans tous les cas, nous constatons, d'une manière attendue, une remontée importante de la valeur du SIR_{SsBd} sur les canaux les plus extérieurs (canal 1 et 8). Ceci est dû à une contribution moins importante des canaux adjacents (la contribution n'a lieu que d'un seul côté). En revanche, elle est maximale en ce qui concerne le canal central (contribution des canaux adjacents des deux côtés). L'écart observé est d'environ 5 dB.

Il a été envisagé dans [BILBAO] que le système doit présenter des valeurs minimales de SIR_{SsBd} de 15 dB. Les résultats obtenus montrent que nous dépassons ces valeurs avec des filtres d'ordres 6 et 8, pour lesquels les valeurs de SIR_{SsBd} sont respectivement supérieures à 20 et 30 dB.

Les résultats obtenus avec des filtres de types Butterworth sont meilleurs pour des filtres d'ordres 2 et 6. Paradoxalement, ceux-ci tendent à être identiques pour des ordres 4. En revanche, la tendance s'inverse lorsque nous considérons des filtres d'ordre 8. Les résultats obtenus avec des filtres Chebyshev sont meilleurs, la différence entre ces deux résultats est considérable puisqu'elle représente un écart supérieur à 10 dB.

Un exemple illustre sur la figure III.23a et III.23b la différence d'occupation fréquentielle entre les fonctions de transfert d'un filtre Butterworth et Chebyshev, d'ordres 2 et 8.

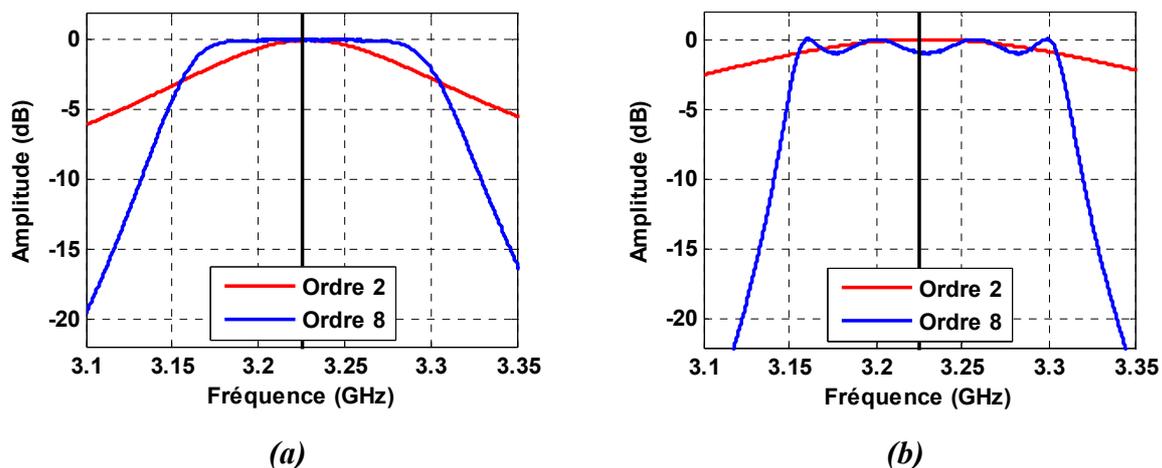


Figure III.23 : Exemple de fonctions de transfert d'un filtre Butterworth (a) et Chebyshev (b) d'ordre 2 et 8.

L'amélioration des résultats en fonction de l'augmentation de l'ordre des filtres peut s'expliquer suivant plusieurs critères :

- Elle permet une meilleure occupation de la bande-passante du signal.
- Elle accroît la réjection du signal dans les bandes latérales. La contribution de celles-ci devient alors beaucoup moins importante.

Une différence apparaît également entre la définition de la BP des filtres et la bande d'intégration du signal, étant donné que l'occupation spectrale des filtres ne peut pas être totale. La première a pour valeur 150 MHz, alors que la seconde est de 250 MHz. Cette caractéristique permet d'expliquer la différence observée entre les deux filtres pour des ordres 6 et 8. Nous illustrons leurs fonctions de transfert sur la figure III.24.

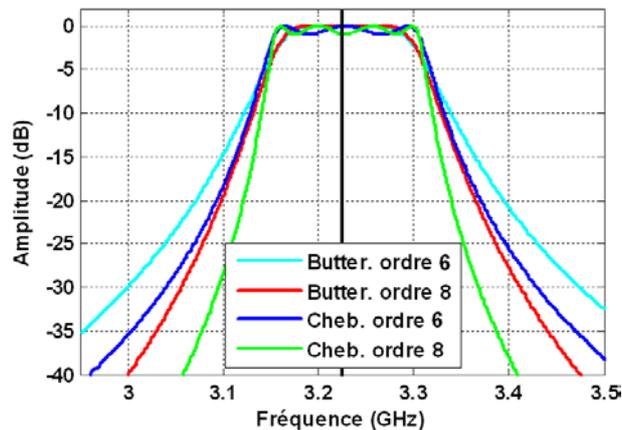


Figure III.24 : Fonctions de transfert des filtres Butterworth et Chebyshev d'ordres 6 et 8.

L'augmentation de l'ordre des filtres permet de limiter la contribution des puissances inter-canaux. En revanche, la puissance intégrée captée dans la BP des filtres qui est ici de 150 MHz n'est pas proportionnelle à celle perdue (grâce à l'augmentation de l'ordre des filtres) dans la bande des 250 MHz. Les rapports de puissances sont alors plus faibles et expliquent les différences obtenues précédemment.

Nous constatons également que le nombre d'oscillations dans la BP de 150 MHz pour les filtres de type Chebyshev est plus important pour les ordres 8. La différence entre le nombre de ventres (la dynamique de l'ondulation a été paramétrée à 1 dB) influe également sur la valeur de la puissance transmise.

Ces résultats montrent que l'ordre des filtres est déterminant en ce qui concerne les valeurs initiales des rapports entre les puissances de signaux utiles sur les puissances de bruits ramenées par les canaux adjacents. Ces valeurs peuvent être extrêmement faibles et donc entraîner systématiquement des erreurs lors de la transmission.

Au vue de ces résultats, un filtrage d'ordre 8 de type Chebyshev ($SIR_{SsBd} > 30$ dB) semble offrir de bien meilleures performances qu'un filtrage équivalent de type Butterworth ($SIR_{SsBd} < 20$ dB).

2.5 Etude du BER dans la chaîne de transmission MB-OOK

Afin de déterminer l'influence du filtrage sur les performances globales du système, nous considérons dans la suite de ce travail, la chaîne de simulation représentée sur la figure III.25.

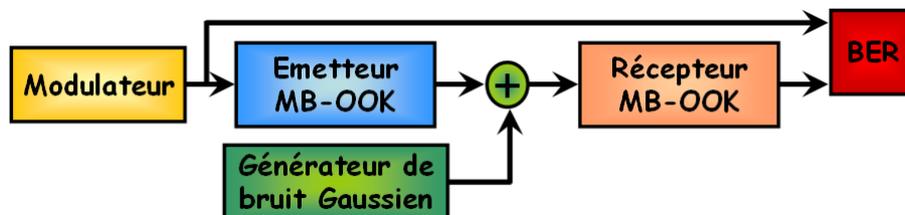


Figure III.25 : Schéma synoptique de la chaîne de transmission MB-OOK.

La chaîne de transmission employée se compose d'un émetteur/récepteur MB-OOK présenté en détail dans le chapitre II. Afin de limiter la complexité du canal de propagation, un simple bruit blanc gaussien est envisagé. De plus, dans notre cas, les problèmes de fading ne sont pas très critiques puisqu'ils ne modifient pas particulièrement le comportement spectral du signal.

Le critère de qualité choisi pour évaluer les performances des différents filtres est le taux d'erreur binaire BER. Il est calculé de manière indépendante pour chacun des 8 canaux.

Les résultats suivants sont représentés en fonction de la valeur du rapport signal sur bruit SNR. Nous le définissons suivant l'équation :

$$SNR = \frac{P_{Signal_Moy}}{P_{Bruit_Moy}} \quad (III.13)$$

Où :

- P_{Signal_Moy} : Puissance moyenne du signal en sortie de l'émetteur.
- P_{Bruit_Moy} : Puissance moyenne de bruit ajouté dans le canal.

La valeur P_{Bruit_Moy} considérée dans l'expression (III.13) ne peut pas prendre en compte la contribution du bruit liée au débordement du filtrage dans les canaux adjacents. En effet, l'influence inter-canaux étudiée précédemment est déjà prise en compte dans la valeur de la puissance P_{Signal_Moy} . Cela justifie donc l'étude précédente ainsi que cette nouvelle approche.

La figure III.26 donne un exemple de la variation du BER en fonction du numéro de canal. Nous avons fixé une valeur de SNR moyenne de 6 dB, dans le cas des filtres de types Butterworth et Chebyshev, pour des ordres 6 et 8.

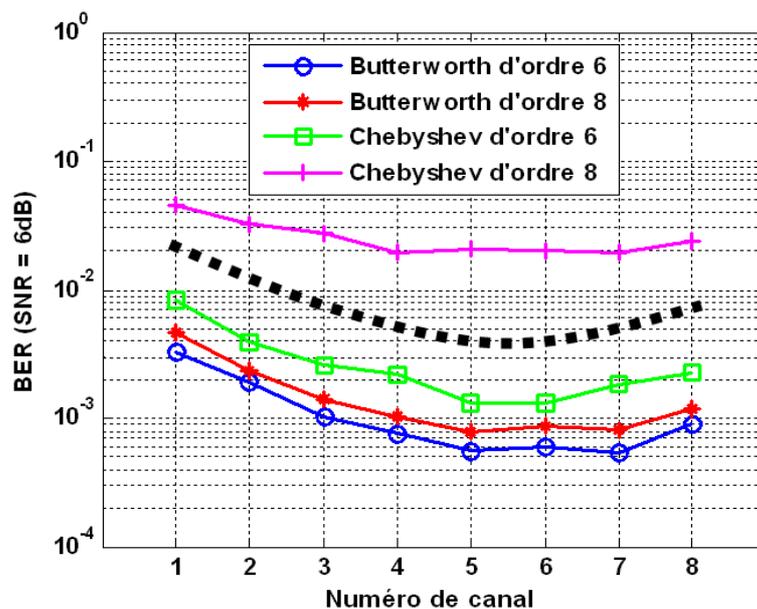


Figure III.26 : Variation du BER en fonction du numéro de canal avec un SNR de 6 dB pour des filtres Butterworth et Chebyshev.

Les résultats de simulation montrent que les valeurs de BER sont plus faibles dans le cas de filtres de type Butterworth.

Une différence significative de résultats est observée sur les performances des deux filtres Chebyshev, alors que les résultats sont pratiquement similaires dans le cas des filtres Butterworth. Paradoxalement, les valeurs de BER sont meilleures pour les filtres d'ordre 6 et non d'ordre 8, quelque soit le type de filtre.

L'étude précédente portait sur l'influence du débordement des signaux d'un canal sur les canaux adjacents dû à un filtrage mal adapté. Elle nous a permis de montrer de meilleures performances pour les canaux situés sur les extrémités. En effet, ces canaux sont soumis à la contribution des filtres que d'un seul côté. En revanche, les résultats présentés sur la figure III.26 montrent un comportement inverse. Les valeurs de BER sont meilleures pour les canaux dont la fréquence centrale se trouve en milieu de la bande étudiée (comprise dans notre étude entre 3,1 et 5,1 MHz). L'exemple donné montre, dans le cas du filtre Butterworth d'ordre 6, une valeur maximale de BER de $2 \cdot 10^{-3}$, alors que dans le même temps, la valeur minimale est de $4 \cdot 10^{-4}$. Ceci représente une différence de performance importante.

Ce résultat peut être directement relié à la forme du spectre en fréquence du pulse monocycle appliqué à l'entrée du système et illustré sur la figure III.27. La relation de cause à effet est clairement perceptible en comparant la valeur de BER obtenue à la DSP de chacun des canaux. Nous remarquons ainsi que la DSP du pulse suit parfaitement l'évolution du BER. Elle est plus importante pour les bandes de fréquences centrales, ce qui améliore directement la valeur du rapport SNR et donc diminue le BER.

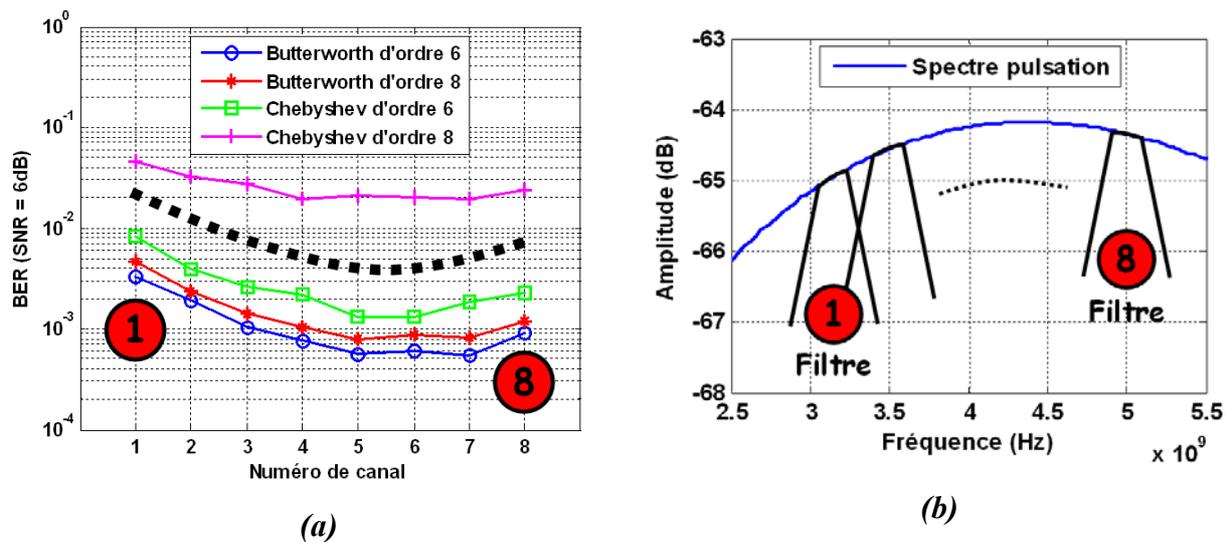


Figure III.27 : BER en fonction du numéro de canal (a) en opposition au spectre en fréquence du signal d'entrée (b).

La figure III.28 représente la variation du BER en fonction du rapport SNR pour les différents filtres et ordres étudiés. Nous donnons pour chaque point de mesure une valeur de BER moyenne, c'est-à-dire la valeur moyenne des BER sur les 8 canaux.

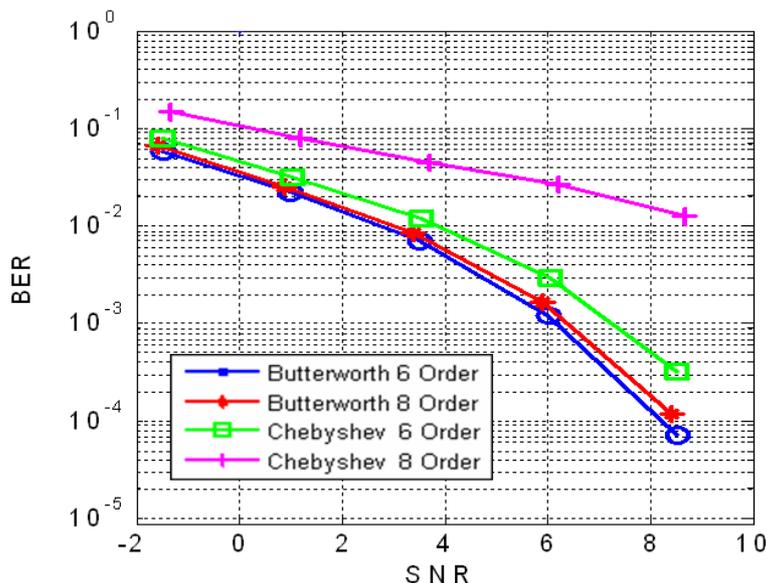


Figure III.28 : Variation du BER en fonction du rapport SNR pour les différents types et ordres de filtrages.

Les performances obtenues sont très similaires à celles présentées précédemment. Les résultats des deux filtres Butterworth sont semblables et restent meilleurs que ceux des filtres Chebyshev.

Une valeur de SNR supérieure à 8 dB est nécessaire pour prétendre à des valeurs de BER inférieures à 10^{-4} afin d'obtenir une qualité de transmission convenable pour ce type de système. Dans le cas d'un filtrage de type Chebyshev et d'ordre 8, la rapidité de décroissance du BER n'est en revanche pas suffisante pour espérer avoir de bonnes performances avec une valeur de SNR réaliste.

2.6 Etude des signaux temporels émis dans le canal de propagation

Afin de comprendre les raisons d'une telle différence de performances de BER entre les filtres, nous considérons sur la figure III.29 la réponse temporelle du signal émis. Les signaux sont relevés directement en sortie de l'émetteur avant d'être sommés avec le bruit blanc gaussien du canal de propagation.

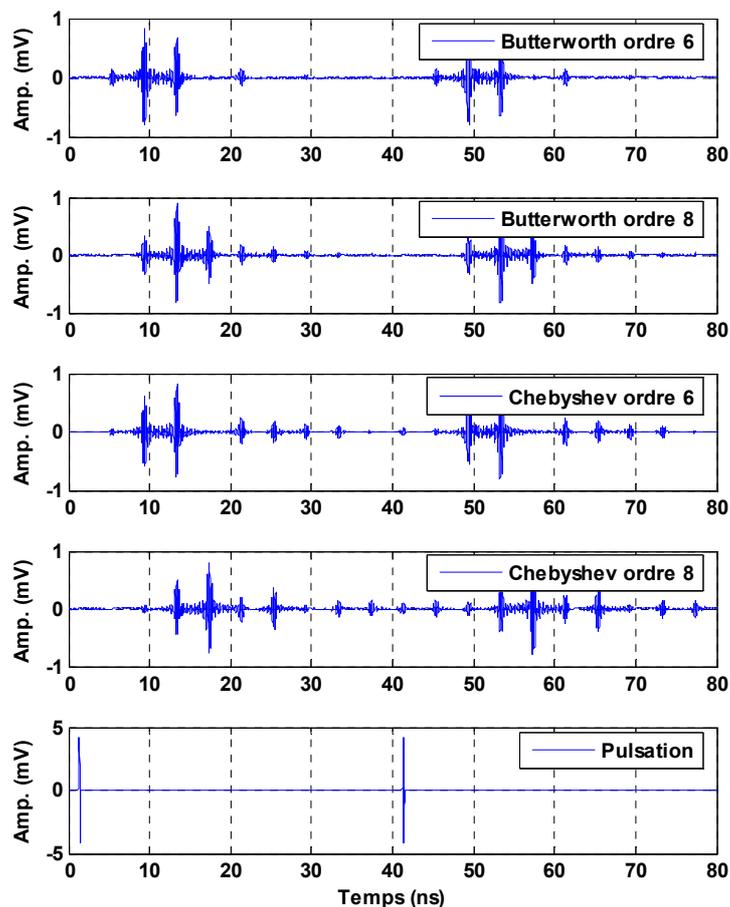


Figure III.29 : Réponse temporelle et délais de propagation pour les différents types et ordres de filtres.

La figure III.29 permet de constater que la réponse temporelle des signaux en sortie de l'émetteur est très significative pour chacun des types et ordres de filtres. Leur influence est très importante sur la forme d'onde MB-OOK transmise dans le canal de propagation.

La valeur de l'ordre modifie particulièrement les temps d'étalement. Des produits d'IES apparaissent, ce qui augmente le taux d'erreur. Dans le cas du filtre Chebyshev, le passage de l'ordre 6 à l'ordre 8 entraîne un recouvrement de l'information transmise à l'instant t par une partie des résidus de l'information émise à l'instant $t-1$.

La zone dans laquelle est concentrée le maximum d'énergie tend également à être retardée en fonction de l'ordre du filtre. Ce constat serait d'autant plus vrai dans la mesure où il est amplifié par des problèmes de phase dans les filtres. Le déphasage linéaire dans un filtre a pour conséquence d'introduire un retard pur, qui peut être facilement corrigé par un égaliseur. Les problèmes se posent pour un déphasage non-linéaire (temps de propagation de groupe non constant qui déforme également la forme du signal).

D'après ces résultats, nous déduisons que les IES apparaissent d'autant plus vite que l'ordre des filtres est élevé. Ce phénomène concerne plus particulièrement les filtres de type Chebyshev que les filtres de Butterworth, ce qui explique les résultats montrés sur la figure III.28.

2.7 Bilan sur le filtrage des systèmes MB-OOK

L'étude comportementale de plusieurs types et ordres de filtres, aux propriétés complémentaires, permet de mettre en évidence les propriétés de filtrage les plus adaptées. Cette démarche a été réalisée dans le but d'accroître les performances de transmission dans les systèmes MB-OOK.

Nous avons dans un premier temps considéré l'influence des filtres de type Butterworth, Chebyshev et Elliptique. Ces filtres présentent la particularité d'avoir des structures et des caractéristiques parfaitement connues. Les résultats ont montré que l'ordre des filtres est déterminant en ce qui concerne le débordement de la puissance d'un canal dans les canaux adjacents. Plus l'ordre des filtres est faible, plus la valeur du rapport SIR est important et diminue les performances du système. Ainsi, nous avons montré que les valeurs de SIR peuvent être initialement très faibles, ce qui peut entraîner des erreurs systématiques lors de la transmission de données. Ce premier travail nous a démontré dans ce sens que les filtres de type Chebyshev et d'ordre élevé (ordre 8) présentent les meilleurs résultats en terme de SIR.

Dans une seconde partie, nous avons simulé une chaîne de transmission complète. Nous avons considéré la puissance de bruit ramené par le canal de propagation et calculé les valeurs de BER. Les résultats de simulations ont montré de meilleures performances pour des filtres de type Butterworth d'ordre 6. D'autre part, nous avons montré le lien de cause à effet entre la variation des valeurs de BER pour chacun des canaux et la forme de la DSP initiale du pulse

appliquée en entrée de la chaîne d'émission. Ainsi, la DSP du pulse d'entrée n'étant pas uniforme (elle est maximale en milieu de bande), de fortes variations sur les valeurs de BER apparaissent suivant le canal considéré. Elles sont dues à des valeurs de rapport SNR différents suivant le canal. Aussi, dans la suite de cette étude, il serait intéressant de définir des dispositifs correcteurs (comme par exemple des amplificateurs) afin de compenser les différences de puissance (SNR) dans chaque canal. Nous pourrions également affiner le signal impulsionnel de manière à avoir une réponse fréquentielle plus linéaire.

Enfin, la réponse temporelle en sortie de chaîne d'émission pour les différents types et ordres de filtres nous permet de conclure sur l'influence des caractéristiques prépondérantes des filtres étudiés. Nous montrons ainsi que la monotonie des filtres Butterworth est préférable pour augmenter les performances dans les systèmes MB-OOK, au détriment d'un taux de réjection important. En effet, malgré des taux de réjections supérieurs, les filtres Chebyshev présentent plus de produits d'IES, ce qui a pour effet de dégrader fortement la transmission. L'IES augmente également avec l'ordre des filtres, cela explique les meilleurs résultats obtenus avec les filtres Butterworth d'ordre 6.

Le choix d'un filtrage adapté passera ainsi par un compromis entre l'ordre des filtres et le dynamisme qu'ils peuvent avoir en termes de réjection et d'oscillation dans la bande-passante.

CHAPITRE IV

APPLICATION OPTIQUE : DISTRIBUTION ET TRAITEMENT DE SIGNAUX ULB PAR VOIE OPTIQUE



CHAPITRE IV

APPLICATION OPTIQUE : DISTRIBUTION ET TRAITEMENT DE SIGNAUX ULB PAR VOIE OPTIQUE

Nous avons montré dans le chapitre I l'intérêt grandissant suscité par les liens optiques dans les systèmes communicants, et tout particulièrement pour les communications ULB. Les composants optiques présentent en effet de nombreux avantages que ce soit au niveau de largeur de bande-passante, ou de la possibilité d'étendre considérablement les distances de couverture par l'intermédiaire de fibres optiques.

Ce chapitre comporte deux parties consacrées à la distribution et au traitement de signaux ULB-OFDM par voie optique. Dans la première, nous étudierons la transmission optique de ces signaux suivant une modulation directe et externe. La seconde partie sera consacrée au principe de conversion de fréquence porteuse dans la perspective d'étendre la BP des transducteurs E/O. Nous détaillerons plus particulièrement le cas du mélange par voie optique à partir d'un modulateur externe réalisé avec un interféromètre de type Mach-Zehnder.

1. Critère d'évaluation de performances de la transmission ULB

Nous commencerons cette partie de chapitre en rappelant la définition des constellations QPSK à partir desquelles sont issus les symboles ULB-OFDM utilisés. Nous définirons le critère de qualité d'EVM utilisé afin de comparer les résultats obtenus.

Nous mettrons en place un modèle comportemental original. Il est basé sur une approche identique à celle développée dans le cadre des amplificateurs RF-LNA décrits dans le chapitre III. Ce modèle permet d'analyser l'impact des effets non-linéaires des composants du lien optique dans une transmission RoF. Ceux-ci sont basés sur les résultats de caractérisations expérimentales. Cela nous permet ainsi de nous rapprocher d'un comportement le plus réaliste possible.

La modélisation de deux transducteurs E/O permet de comparer les performances de transmission de signaux ULB-OFDM sur fibres suivant différentes topologies. Nous considérerons également différentes valeurs de paramètres caractéristiques afin de faire un choix plus éclairé sur les solutions les mieux adaptées.

Nous étudierons ces deux chaînes de transmission pour réaliser la transmission RoF. La première d'entre-elle utilise une modulation directe, alors que la seconde est développée autour d'une modulation externe. Après les avoir caractérisées, nous discuterons des résultats obtenus.

1.1 Constellations QPSK des symboles OFDM

Les symboles OFDM décrits dans la première partie du chapitre II sont formés à partir d'une modulation de phase de type PSK (Phase Shift Keying). Cette modulation consiste à faire varier la phase de la porteuse en fonction du signal. En considérant une porteuse $A \cdot \cos(\omega_0 t)$, d'amplitude A et de pulsation ω_0 , le signal modulé s'écrit suivant l'équation :

$$m(t) = A \cdot \cos(\omega_0 t + \phi_k) \quad (\text{IV.1})$$

Cette équation peut également s'écrire comme la somme de 2 porteuses en quadrature modulées en amplitude :

$$m(t) = A \cdot \cos(\omega_0 t) \cdot \cos(\phi_k) - A \cdot \sin(\omega_0 t) \cdot \sin(\phi_k) \quad (\text{IV.2})$$

Où l'ensemble des phases ϕ_k possibles est donné par :

$$\phi_k = \phi_0 + (2k + 1) \frac{\pi}{M} \quad \text{avec} \quad 0 \leq k < M \quad (\text{IV.3})$$

Avec, la valeur $M = 2^n$ est le nombre de symboles distincts de la constellation ainsi formée.

Dans notre étude, les symboles OFDM sont formés avec une modulation à quatre états également appelée QPSK (Quadrature Phase Shift Keying). Elle correspond à $\phi_0 = 0$ et $M = 4$ dans l'équation (IV.3).

Comme nous l'illustrons sur la figure IV.1, l'information codée sur 2 bits est répartie de manière uniforme sur un cercle de rayon unité. La phase du signal modulée peut ainsi varier de $0, \pm (\pi/2)$ ou π lors du passage d'un symbole à un autre. Le signal binaire d'entrée est divisé en deux parties : les bits impairs modulent la porteuse en phase « $\cos(\omega_0 t)$ », tandis que les bits pairs modulent la porteuse en quadrature « $-\sin(\omega_0 t)$ », la somme de ces deux termes est alors transmise.

La démodulation nécessite deux démodulateurs BPSK (Binary Phase Shift Keying). Le signal reçu est multiplié d'une part, par la porteuse en phase et d'autre part, par la porteuse en quadrature. Pour la porteuse en phase, nous obtenons l'équation :

$$a_1(t) = A^2 \cdot \cos(\omega_0 t) \cdot (\cos(\omega_0 t) \cdot \cos(\phi_k) - \sin(\omega_0 t) \cdot \sin(\phi_k)) \quad (\text{IV.4})$$

Le développement de cette relation ainsi que le filtrage des composantes $2\omega_0$ nous permet d'obtenir $\frac{\cos(\phi_k)}{2}$. D'une manière similaire, nous obtenons $\frac{\sin(\phi_k)}{2}$ pour la porteuse en quadrature. Cela nous permet donc de pouvoir retrouver les symboles.

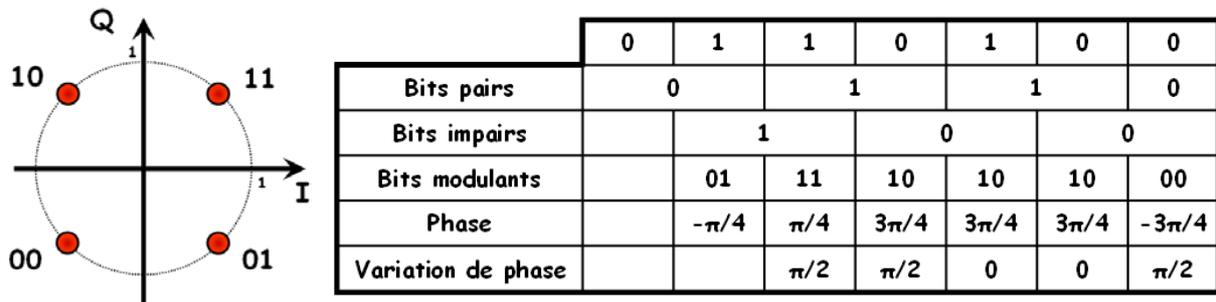


Figure IV.1 : Modulation QPSK à 4 états de phase, et tableau de codage à sauts de phase minimale.

En modifiant la procédure de codage de la modulation QPSK de manière à ce que deux symboles adjacents ne diffèrent que d'un seul bit, les sauts de phase sont alors limités à $\pm(\pi/2)$. Ceci est vrai à condition d'avoir utilisé un code de type Gray [Bre56]. Un exemple est illustré dans le tableau de la figure IV.1. Les tableaux de codage employés pour la conception des symboles OFDM sont donnés dans [ECM05].

La modulation QPSK que nous venons de présenter permet d'obtenir des symboles OFDM d'un débit de 200 Mbps. L'augmentation du débit passe par l'utilisation d'une constellation plus importante (QAM-16,32, ...). Cela implique d'accroître la densité de points contenus dans la constellation et donc, a fortiori, d'avoir une plus grande sensibilité aux perturbations.

Bien que la chaîne de transmission utilise de nombreux correcteurs, nous constatons aux chapitres II que la transmission de signaux OFDM est naturellement sensible au bruit. Dans notre cas, l'influence du bruit (intensité, thermique, grenaille) dans les liens optiques, a pour conséquence de former un nuage de points à la place des états de la constellation d'origine. Nous pouvons apprécier cette déformation suivant le critère d'EVM.

1.2 Critère de qualité : l'EVM

Le critère d'EVM (Error Vector Magnitude) permet de quantifier les déformations induites par l'ensemble des éléments non-idéaux ainsi que les perturbations extérieures dans une chaîne de transmission globale. Il mesure les déformations entre la constellation numérique finale et celle initiale [Heu96] [Lin00] [Woo01]. Une représentation du critère d'EVM est donnée sur la figure IV.2.

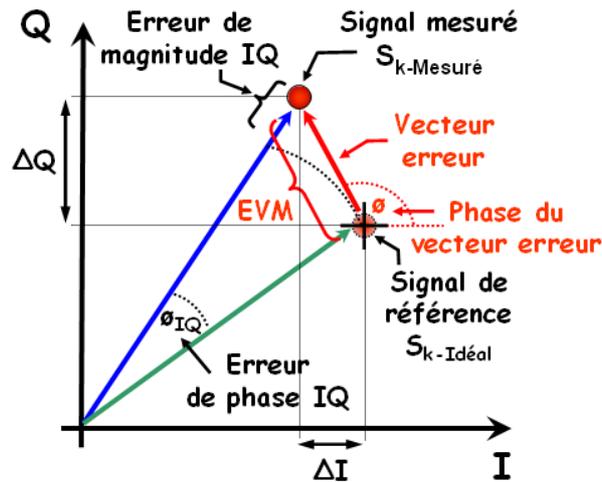


Figure IV.2 : Critère d'EVM du symbole d'une modulation numérique.

Exprimé en pourcentage (%), l'EVM mesure l'écart de positionnement absolu entre un symbole mesuré, et à sa position de référence à l'émission.

L'EVM moyen, que nous appelons EVM_{RMS} (EVM Root Mean Square) permet de caractériser la moyenne des erreurs dues aux fluctuations de gain mais aussi de phase d'un nombre N de symboles émis. Il est également souvent appelé par abus de langage EVM. Le calcul de l' EVM_{RMS} est réalisé suivant l'équation [McK04] :

$$EVM_{RMS} = 100 * \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (S_{k-Idéal} - S_{k-Mesuré})^2}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (S_{k-Idéal})^2}} \quad [\%] \quad (IV.5)$$

Où :

- $S_{k-Idéal}$ est le symbole idéal numéro k de la constellation.
- $S_{k-Mesuré}$ est le symbole réel associé à $S_{k-Idéal}$.
- N est le nombre de symboles nécessaires pour la modulation (QPSK : $N = 4$).

La relation (IV.5) montre qu'une transmission est d'autant plus efficace qu'elle présente une faible valeur d' EVM_{RMS} . Afin d'alléger l'écriture, dans la suite de ce chapitre, nous adopterons la notation d'EVM et non plus d' EVM_{RMS} .

Contrairement au BER utilisé comme valeur d'efficacité dans le chapitre III, l'EVM permet d'avoir un critère de qualité beaucoup plus fin. En effet, une valeur d'EVM de quelques pourcents pour une modulation de type QPSK n'est pas suffisamment importante pour engendrer statistiquement une erreur de transmission ($BER > 0$). L'EVM permet ainsi d'observer quelles sont les conséquences sur la qualité de transmission de la variation d'un paramètre étudié, aussi faible soit-il.

Les valeurs de BER sont d'avantage employées dans le cadre de transmissions RF assujetties à des contraintes plus importantes. A ce titre, les valeurs que nous recherchons sont de l'ordre de $BER_{RF} \approx 10^{-5}$. En revanche, dans le cadre des systèmes optiques étudiés pour distribuer les signaux ULB, nous attendons une plus grande transparence. La meilleure efficacité escomptée sur le signal transmis conduit à des valeurs de BER beaucoup plus faibles qui seraient de l'ordre de $BER_{Opt} \approx 10^{-8}$ à 10^{-9} .

Sachant que l'obtention d'une valeur de BER de 10^{-5} demande parfois jusqu'à plusieurs jours de simulation (suivant la complexité du système), le critère d'EVM devient alors particulièrement intéressant. Il est en effet possible, en réalisant une moyenne sur quelques milliers de bits transmis, d'obtenir une très bonne approximation de sa valeur. Les temps de simulation sont ainsi considérablement écourtés, quelques minutes sont suffisantes.

La figure IV.3 illustre, à titre d'exemple, un montage graphique montrant la dispersion des points de la constellation QPSK reçue par rapport à celle d'origine, pour plusieurs valeurs d'EVM.

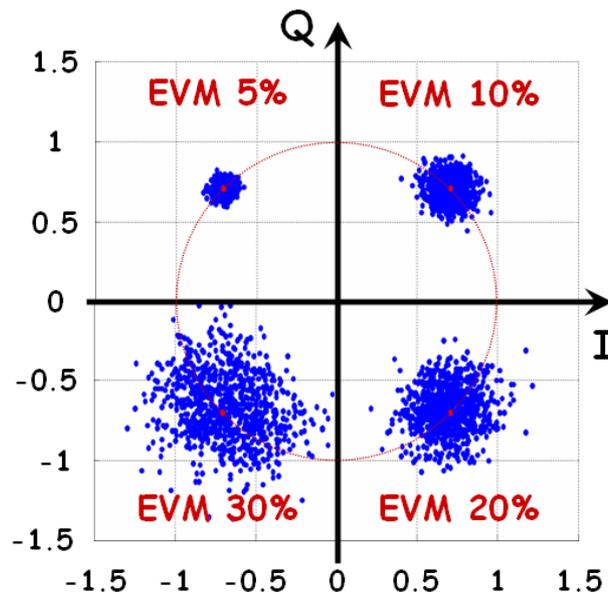


Figure IV.3 : Exemple de constellations pour différentes valeurs d'EVM.

Nous constatons que le nuage de points est bien concentré autour des valeurs d'EVM < 10 %. La dispersion des points pour des valeurs d'EVM proche de 20 % reste cependant très limitée. En revanche, pour des valeurs d'EVM supérieures à 30 %, le nuage de points est beaucoup plus diffus. Un risque de débordement apparaît, ce qui augmente les possibilités d'apparition d'erreurs.

Dans le développement d'une liaison RoF, nous cherchons à ce que la chaîne optique soit la plus transparente possible, aussi nous nous fixons comme critère de qualité des valeurs d'EVM inférieures à 5 %.

2. Transmission de signaux ULB sur fibre optique

L'étude proposée dans cette partie concerne la transmission par voie optique de signaux ULB-OFDM de largeur fréquentielle 528 MHz. Nous étudions plus particulièrement l'impact de deux transducteurs E/O classiquement employés dans les systèmes radios sur fibres.

2.1 Description des liens de transmission optiques

Les deux chaînes de transmission RoF étudiées exploitent les propriétés d'une transmission directe ou externe et sont respectivement illustrées sur les figures IV.4 et IV.5. Elles s'articulent toutes les deux autour d'une même structure.

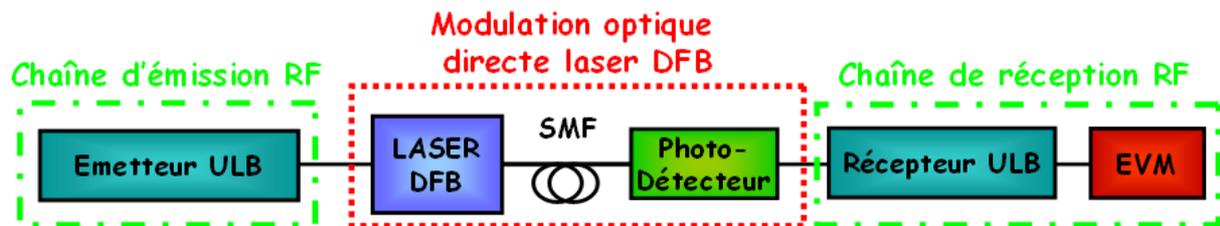


Figure IV.4 : Chaîne de transmission ULB sur fibre avec une transmission directe (laser DFB directement modulé).

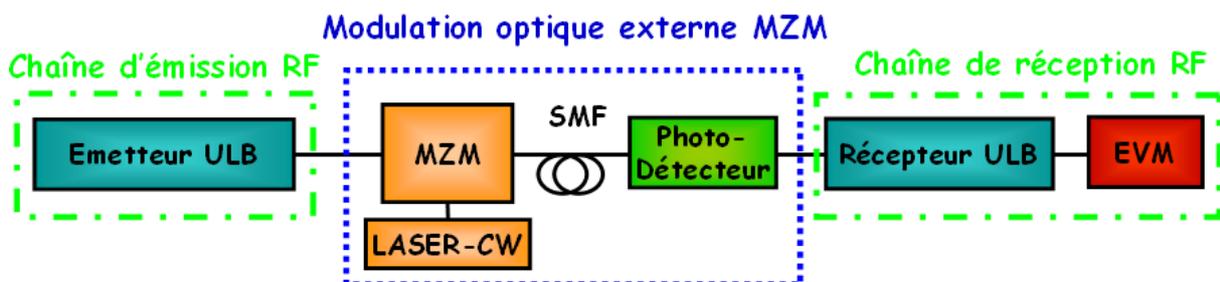


Figure IV.5 : Chaîne de transmission ULB sur fibre avec une modulation externe (modulateur MZM).

Les signaux RF injectés à l'entrée des deux chaînes optiques sont dans les deux cas identiques. Ce sont des signaux de données ULB-OFDM, de puissance P_{ULB} et de fréquence centrale f_{ULB} . Les paramètres de ces symboles sont particulièrement détaillés dans le chapitre II et identiques à ceux employés dans la chaîne de transmission RF du chapitre III. Les puissances d'émission peuvent être contrôlées indépendamment à la sortie de l'émetteur par l'intermédiaire d'un amplificateur à gain variable.

Les deux transducteurs E/O employés dans le canal optique sont les suivants :

- Laser monomode directement modulé de type DFB (Distributed FeedBack) et de longueur d'onde 1550 nm. Il est utilisé dans le cadre de la modulation optique directe de la figure IV.4 : le courant de polarisation est modulé par les signaux ULB. C'est une diode particulièrement utilisée dans le cadre des applications de télécommunication, et qui a pour référence DFB-LD-68-PDF-61-A [Mit07].
- Modulateur externe Mach-Zehnder MZM (Mach-Zehnder Modulator) pour la modulation optique externe illustrée sur la figure IV.5. Son principe de fonctionnement sera particulièrement détaillé dans la seconde partie de ce chapitre dans le cadre des transpositions fréquentielles. Sa référence chez le constructeur est Sumitomo MZ40 [Sum07].

Ces deux transducteurs permettent de réaliser une modulation d'intensité optique par l'intermédiaire du signal ULB.

Le choix de ces deux types de modulation a porté sur les critères suivants : la modulation directe de la diode laser DFB est utilisée comme une solution peu onéreuse. Elle présente en revanche (suivant les caractéristiques des diodes) une largeur de BP relativement limitée (≈ 6 GHz). Cela ne permet pas dans tous les cas de transmettre l'intégralité des sous-bandes OFDM comprises entre 3,1 à 10,6 GHz. De plus, cette solution entraîne une modulation de fréquence parasite (chirp). Inversement, la modulation externe qui utilise un modulateur MZM montre une plus large BP qui peut aller jusqu'à 40 GHz au détriment d'un coût plus important [LeG07].

Le signal se propage ensuite le long d'une fibre optique monomode SMF (Single Mode Fiber) répondant à la norme G652. La longueur choisie est $l \approx 100$ m. Contrairement aux fibres multi-modes, les fibres monomodes présentent l'avantage d'avoir une BP beaucoup plus large et des distorsions moins importantes. Dans notre application, ses performances la rendent transparente aux perturbations apportées par les transducteurs E/O sur le signal ULB-OFDM. En revanche, dans le cas d'une application bas coût, les fibres multi-modes seront d'avantage préconisées. Un Photo-Détecteur (PD) réalisant la conversion O/E termine la chaîne optique. Il s'agit d'un photo-détecteur PIN de responsivité 0.7 A/W et de BP 20 GHz [U2T07].

Le reste des éléments de la chaîne de réception ULB-RF est identique pour les deux transducteurs. Elle est détaillée dans le chapitre II, et nous l'utilisons également dans le chapitre IV.

L'influence des perturbations du canal optique sur la qualité du signal transmis est quantifiée après démodulation par l'évaluation de l'EVM. Les pénalités introduites par la chaîne optique sont étudiées pour plusieurs valeurs de courant de polarisation du laser DFB, ainsi que plusieurs valeurs de tensions demi-onde V_π du modulateur MZM.

2.2 Caractéristiques expérimentales des transducteurs électrique/optique

La modélisation de chacun des deux transducteurs E/O est basée sur la caractérisation expérimentale de composants disponibles au sein du laboratoire. Nous présentons sur la figure IV.6 les caractéristiques statiques correspondantes aux deux modulateurs.

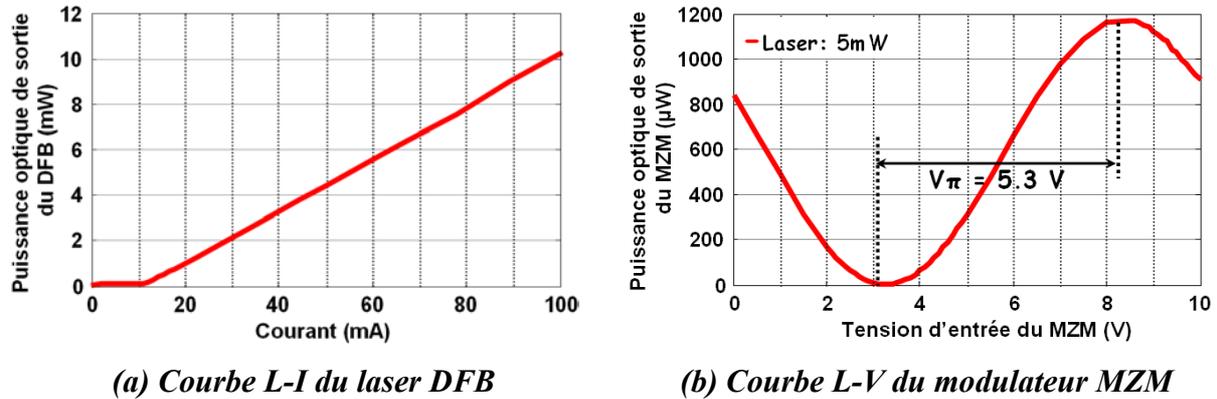


Figure IV.6 : Caractéristiques statiques des transducteurs E/O.

La diode laser DFB est caractérisée par sa puissance optique L (Light) de sortie en fonction du courant de polarisation I (courbe L-I). Cette caractéristique est reportée sur la figure IV.6a.

Dans le cas du modulateur MZM, nous relevons la puissance optique L de sortie en fonction de la tension de polarisation V (courbe L-V) d'entrée, illustré sur la figure IV.6b avec une tension demi-onde V_{π} de 5,3 V.

La figure IV.7 illustre les réponses en gain AM/AM (Amplitude Modulation) correspondantes aux deux liens optiques des figures IV.4 et IV.5.

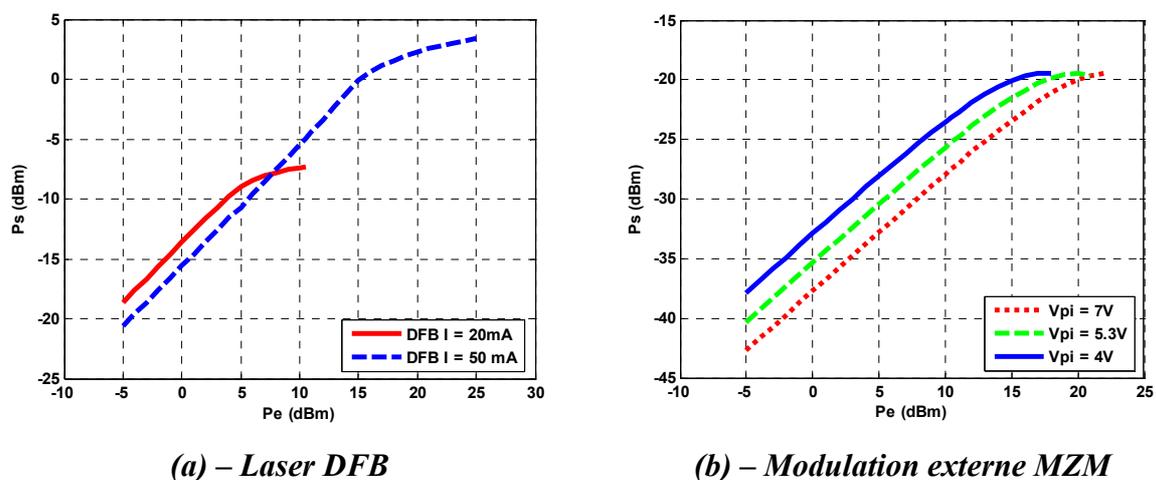


Figure IV.7 : Réponses AM/AM des deux liens optiques considérés pour différentes valeurs caractéristiques.

Les courbes caractéristiques de la figure IV.7 sont obtenues en faisant varier l'amplitude d'un signal RF sinusoïdal. Nous l'appliquons à l'entrée de la DFB ou du MZM avec une fréquence $f_0 = 4$ GHz et nous relevons en sortie l'amplitude du signal photo-détekté. Les caractéristiques du photo-détekté employé sont supposées être linéaires.

Afin de tester plusieurs configurations possibles, nous réalisons divers relevés de réponse AM/AM :

- Dans le cas d'une transmission directe, nous choisissons deux valeurs de courant de polarisation pour le laser DFB : 50 mA, dans le but de placer le point de polarisation en milieu de caractéristique statique (zone linéaire) 20 mA, pour se rapprocher du courant de seuil $I_{th} = 11$ mA (zone non linéaire). Bien que de faibles valeurs de courants limitent les puissances consommées, nous observons sur la figure IV.7a que ces courants limitent également la dynamique du système en terme de puissance de modulation. Le courant appliqué à la diode laser doit également rester positif sous peine d'endommager le laser.
- En ce qui concerne le modulateur externe MZM, nous considérons plusieurs valeurs de tension demi-onde V_π : 4, 5,3 et 7 V. Nous le polarisons de manière à nous placer dans sa zone linéaire. Nous observons sur la figure IV.7b que le point de compression augmente avec la valeur de la tension demi-onde V_π , alors que le gain du système diminue. Ceci est cohérent avec le relevé de la caractéristique statique du modulateur (figure IV.6b)

L'ensemble de ces configurations nous permet d'envisager plusieurs scénarios de transmission et de comportements non-linéaires. Elles nous permettent ainsi d'en déduire des limites de distorsions acceptables pour les signaux ULB-OFDM. La caractéristique AM/AM de chacune des sources est intégrée dans le modèle comportemental sous la forme :

$$v_S = f(v_E) \quad (IV.6)$$

Où, v_E et v_S sont respectivement les tensions d'entrée et de sortie du lien optique complet.

La mesure du déphasage ϕ lors de la caractérisation AM/PM du laser DFB et du modulateur MZM est suffisamment faible ($< 2^\circ$) et linéaire pour être négligée dans le modèle utilisé. Cela a été vérifié sur toute la plage de fréquences allant de 3,1 à 10,6 GHz, ainsi que dans tous les cas de mesures considérées précédemment.

Le modèle que nous développons prend également en considération la puissance de bruit théorique. Nous l'avons calculé à partir des données des constructeurs.

2.3 Sources de bruit dans le lien radio sur fibre

La transmission d'un signal est toujours entachée par des fluctuations plus ou moins importantes. Ces fluctuations, dont les origines peuvent être très diverses, sont communément appelées bruits (bruit électrique, de fond, ...). Ces bruits d'origine externe (perturbations ou systèmes extérieurs) ou interne (liés aux propriétés physiques des composants).

Dans notre étude, nous calculerons la contribution prédominante de trois types de bruit : grenaille, intensité, thermique. Leurs contributions dans la chaîne de simulation peuvent être illustrées suivant la figure IV.8 [Sai05].

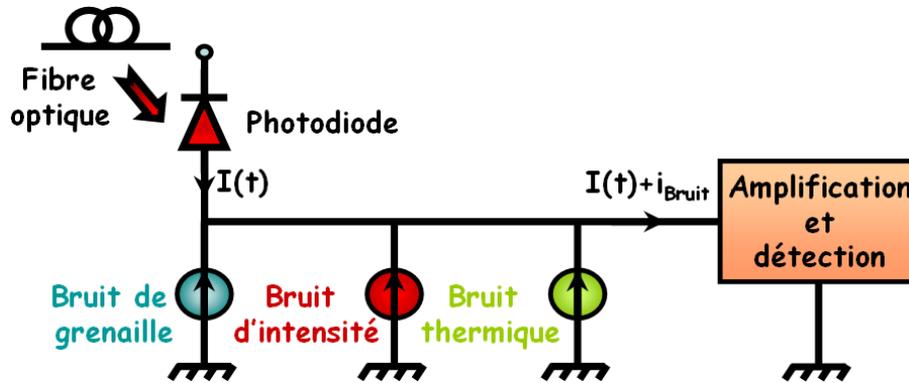


Figure IV.8 : Modélisation des sources de bruits dans la chaîne RoF.

Cette représentation décrit la modélisation des bruits dominants dans un système de communication optique. Elle référence le signal et le bruit par rapport à une photodiode idéale (qui ne présente aucun bruit) de responsabilité η_{PD} . Elle convertit ensuite la puissance optique moyenne P_0 en un courant I_{PD} décrit par la relation :

$$I_{PD} = \eta_{PD} \cdot P_0 \quad (IV.7)$$

Chacune des contributions de bruits apparaît comme une source de courant stochastique et génère un bruit blanc dans la bande-passante BW de bruit du générateur. Nous définissons et calculons par rapport à une impédance de mesure R_0 prise comme référence, la variance en courant de chacun de ces bruits de la manière suivante.

Bruit de grenaille : également appelé « shot noise », le bruit de grenaille vient du fait que le courant électrique n'est pas continu. Il est constitué de porteurs de charges élémentaires (généralement des électrons) qui n'arrivent pas régulièrement mais en ordres dispersés suivant une probabilité constante par unité de temps. La variance en courant de bruit de grenaille est donnée suivant l'équation (IV.8).

$$\sigma_{Grenaille}^2 = 2q \cdot I_{PD} \cdot BW \quad (IV.8)$$

Où $q = 1.6 \cdot 10^{-19}$ est la charge d'un électron.

Bruit d'intensité : la lumière produite par un laser à semi-conducteur peut dans certains cas avoir un bruit d'intensité en dessous du bruit de photon. Cette propriété est due au mécanisme particulier de pompage des diodes laser qui permet l'injection régulière

d'électrons dans le milieu actif. Au-dessus du seuil du laser, l'émission stimulée de photons diminue mais l'émission spontanée minoritaire entraîne des fluctuations de l'intensité [Mac87] [Ric91]. La variance en courant de bruits d'intensité est définie suivant l'équation :

$$\sigma_{Intensité}^2 = RIN \cdot I_{PD}^2 \cdot BW \quad (IV.9)$$

Où :

- I_{PD} est le courant moyen photo-déecté à la sortie de la photodiode.
- Le RIN (Relative Intensity Noise) est la DSP de bruit d'intensité supposée être constante.
- Le bruit d'intensité est particulièrement important et est fortement dépendant de la valeur de RIN, elle-même fonction du courant de polarisation.

Bruit thermique : également appelé bruit de résistance, de Johnson ou Johnson-Nyquist, le bruit thermique est généré par l'agitation thermique des porteurs de charge. C'est-à-dire qu'il est lié au mouvement des électrons dans une résistance électrique en équilibre thermique. La variance en courant de bruit thermique est indépendante de la tension appliquée et s'écrit suivant la relation de Nyquist :

$$\sigma_{Thermique}^2 = \frac{4kT}{R_0} \cdot BW \quad (IV.10)$$

Où :

- $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K est la constante de Boltzmann,
- $T = 293$ °K est la température de fonctionnement exprimée en degrés Kelvin.

Le bruit thermique permet également de prévoir le bruit minimum présent dans un système électronique et donc la limite des signaux détectables.

Bruit génération-recombinaison et en 1/f : nous pourrions également citer d'autres types de bruit mais leurs influences restent négligeables dans notre application. Ceci est le cas dans les deux exemples suivants ou il apparaît particulièrement pour les basses fréquences :

- *Le bruit de génération-recombinaison* : il est lié à la génération de paires électrons-trous. Il se manifeste à des fréquences inférieures à une limite variant entre 10 kHz et 1 MHz.
- *Le bruit en 1/f* : il est également appelé bruit de flicker, de scintillement, de papillonnement, en excès, basse fréquence ou rose. Il décroît avec la fréquence est ne dépasse pas quelques dizaines de Hz pour les meilleures technologies actuelles. Il est toujours présent dans les composants actifs, ainsi que certains passifs où il est dû à des impuretés dans le matériau.

Le caractère aléatoire du bruit ainsi que leur grande diversité explique qu'ils soient présents dans tout le spectre fréquentiel. Aussi, nous considérerons pour la modélisation des transducteurs dans les liens optiques un spectre en bruit constant et continu sur toute la gamme de fréquences.

Les bruits dominants considérés peuvent être assimilés à des bruits additifs gaussiens. Nous les modéliserons par un générateur de bruits blancs gaussiens. La puissance du générateur est égale à la somme de la contribution de tous les bruits précédemment mis en équation.

2.4 Modèle de simulation

Nous décrivons le modèle de simulation comportemental adopté ainsi que les principaux paramètres de simulation considérée.

2.4.1 Description du modèle comportemental

Le modèle développé que nous utiliserons est représenté sur la figure IV.9.

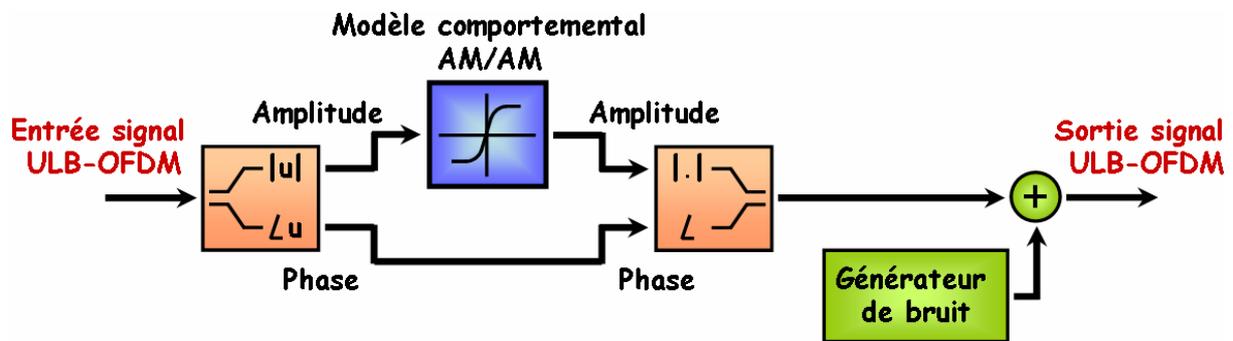


Figure IV.9 : Modèle comportemental des systèmes de transmission ULB sur fibre.

L'intégralité de la chaîne de simulation a été implémentée sous le logiciel de simulation Simulink du software Matlab. Le modèle de l'émetteur et du récepteur ULB-OFDM est identique à celui présenté et utilisé respectivement dans les chapitres II et III. Les simulations sont réalisées à partir d'une représentation complexe des symboles OFDM en bandes de base. Les modèles comportementaux des deux liens optiques (figure IV.4 et IV.5) ont été développés à partir des réponses AM/AM des modulations directes et externes mesurées (figure IV.7). Les puissances de bruits sont calculées en tenant compte des caractéristiques des composants détaillés dans le paragraphe suivant.

2.4.2 Paramètres des modèles

Les caractéristiques des composants utilisés dans les chaînes de transmission ULB sur fibre sont reportées dans le tableau IV.1. Ces paramètres permettent de calculer les contributions de bruit en sortie du lien optique pour les différentes configurations retenues (modulation externe ou directe) et différents points de polarisations.

Diode laser DFB	Longueur d'onde	1550 nm
	Courant de seuil	11 mA
	Courant de polarisation	20 et 50 mA
	Bruit d'intensité relatif (RIN)	I = 20 mA
I = 50 mA		-140 dB/Hz
Modulateur externe MZM	Puissance optique moyenne du laser CW (P_O)	5 mW
	Tension demi-onde (V_π)	4, 5.3, 7 V
	Pertes d'insertion optique	3.9 dB
Autres éléments de la chaîne optique	Responsivité du photo-détecteur (ρ_{PD})	0.7 A/W
	Longueur de la fibre monomode SMF (l)	100 m
	Atténuation dans la fibre SMF	2.10^{-4} dB/m
	Impédance de référence Z_0	50 Ω
	Charge d'un électron (e)	$1.6.10^{-19}$ C

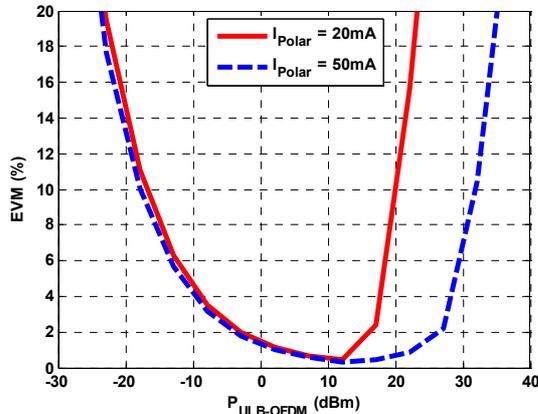
Tableau IV.1 : Caractéristiques du système optique en transmission directe.

A partir de l'ensemble de ces caractéristiques, un modèle comportemental particulier sera alors associé à chacune des configurations présentées précédemment.

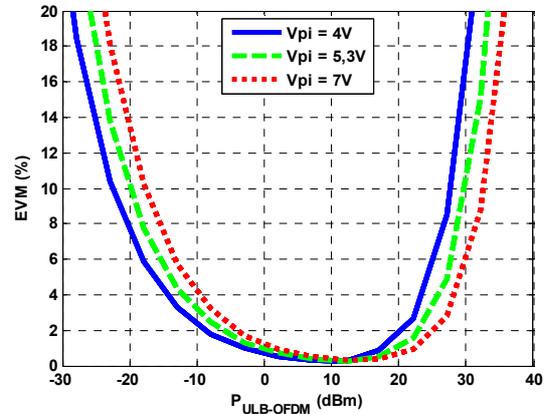
2.5 Résultats de simulations

Avant d'étudier l'influence du lien optique dans la chaîne de transmission globale, la première étape a été de déterminer la valeur d'EVM initiale. Cette valeur est dans notre cas induite par la présence des filtres qui ne sont pas parfaitement idéaux. Il pourrait également provenir de toute autre perturbation qui influencerait sur le signal. Une simulation en « back to back », qui est réalisée en reliant directement l'émetteur au récepteur ULB-RF (sans la partie correspondante au lien optique) a montré une valeur d'EVM négligeable ($\ll 0.1\%$). En d'autres termes, les résultats présentés ne reflèteront que l'influence des composants appartenant au lien optique considéré.

Les figures IV.10a et IV.10b montrent l'évolution de l'EVM en fonction de la puissance d'entrée $P_{ULB-OFDM}$ des signaux ULB-OFDM dans le lien optique avec respectivement une modulation directe et externe.



(a) – Modulation directe utilisant un laser DFB



(b) – Modulation externe utilisant un MZM

Figure IV.10 : Variation de l'EVM en fonction de la puissance $P_{ULB-OFDM}$ du signal ULB-OFDM d'entrée.

2.5.1 Discussion des résultats de simulations pour la modulation directe de diode laser

Dans le cas de la modulation directe du laser DFB, les résultats sont reportés pour les deux valeurs de courant de polarisation 20 mA et 50 mA (Fig. IV.10(a)). Nous observons pour une puissance du signal ULB-OFDM comprise entre -8 et 28 dBm pour $I = 50$ mA, et entre -7 et 17 dBm pour $I = 20$ mA, des valeurs d'EVM inférieures à 3 %. Quelque soit la puissance du signal d'entrée, les résultats obtenus avec un courant de 50 mA sont systématiquement meilleurs que ceux obtenus avec un courant de 20 mA.

Pour des signaux ULB-OFDM de faible puissance, la contribution plus importante du RIN photo-déecté à 20 mA explique la dégradation plus conséquente de l'EVM. Ce phénomène est d'autant plus important que le courant de polarisation se rapproche du courant de seuil, puisque le rapport signal sur bruit reçu est plus faible.

Si nous considérons de fortes valeurs de puissances $P_{ULB-OFDM}$, l'EVM est pénalisé par le phénomène d'écrtage du signal d'entrée au travers du transducteur E/O. L'influence de l'écrtage obtenu avec un courant de polarisation de 20 mA apparaît plus rapidement qu'à 50 mA. Cela est cohérent avec l'analyse des caractéristiques statiques AM/AM du laser DFB reportées sur les figures IV.6.a et IV.7.a. La dynamique en puissance d'entrée étant plus faible pour rester dans le domaine linéaire, la dégradation de l'EVM apparaît plus rapidement lorsque nous faisons croître la puissance $P_{ULB-OFDM}$.

2.5.2 - Discussion des résultats de simulations pour la modulation externe

La figure IV.10b montre la variation de l'EVM en fonction de la puissance des signaux ULB-OFDM à l'entrée du modulateur MZM. Les résultats de simulations sont reportés pour des valeurs de tension demi-onde comprises entre 4 et 7 V.

Nous observons des valeurs d'EVM inférieures à 2 % pour des plages de puissance d'entrée $P_{\text{Entrée-MZM}}$ comprises entre -8 à 25, -6 à 23 et -4 à 20 dBm pour des tensions demi-ondes V_{π} respectives de 4, 5.3 et 7 V. L'augmentation de la tension V_{π} a ainsi engendré une diminution de cette plage de puissance de plus de 4 dB.

Une valeur optimale d'EVM inférieur à 1 % est obtenue dans les trois cas pour une puissance $P_{\text{ULB-OFDM}}$ égale à 11 dBm.

Pour de faibles puissances d'entrée, l'EVM est également pénalisé par la valeur de RIN photo-détectée du laser CW dont le courant de polarisation est de 50 mA.

Lorsque les puissances d'entrées sont comprises entre -40 et 0 dBm, l'EVM est d'autant moins pénalisé que les valeurs V_{π} sont faibles, puisque l'efficacité de modulation du modulateur MZM est accrue (sa caractéristique statique est plus raide en régime linéaire). En revanche, lorsque les puissances sont comprises entre 15 et 40 dBm, l'EVM est dégradé par l'effet des non-linéarités qui apparaissent plus rapidement pour de faibles valeurs de V_{π} , ce qui est en accord avec les courbes caractéristiques de la figure IV.7b.

La puissance moyenne maximale qu'il est possible d'émettre avec un signal ULB-OFDM de largeur de bande 528 MHz est de -9,81 dBm (en supposant que les générateurs commerciaux généreront des DSP maximales de -41,3 dBm/MHz). Les résultats précédents montrent qu'il sera ainsi préférable d'utiliser un préamplificateur dans le cas d'une modulation externe, alors que son utilisation sera indispensable pour une transmission directe afin d'avoir des valeurs d'EVM optimales.

2.5.3 Bilan sur la transmission de signaux ULB par voie optique

Cette étude nous a permis de présenter et d'analyser les résultats de simulations des performances de transmission de signaux ULB-OFDM au travers d'une transmission par fibre optique. Deux types de modulation ont été utilisées : la première comprend une modulation directe en utilisant un laser de type DFB. La seconde se compose d'une modulation externe développée autour d'un modulateur de type MZM.

La modélisation des non-linéarités des transducteurs optiques a été réalisée à partir de modèles comportementaux basés sur des résultats de caractérisations expérimentales. Ces modèles ont ensuite été intégrés dans une chaîne de simulation RoF ULB-OFDM complète.

Ces résultats nous montrent qu'une puissance du signal d'entrée ULB-OFDM de l'ordre de -10 dBm (limite FCC) émise sur une sous-bande (MB-OFDM) n'est pas suffisante pour transmettre de manière optimale. Il devient alors impératif d'utiliser des contrôleurs automatiques de gain en entrée du lien optique. De cette manière, nous pouvons rester dans les plages de puissances donnant des valeurs d'EVM minimales (inférieures à 5 %).

Les résultats obtenus pour les deux liens optiques considérés montrent dans certaines conditions de très bons résultats. Nous obtenons des valeurs d'EVM inférieures à 2 % pour une plage de puissances plus importante dans le cas du modulateur externe MZM (33 dB), par rapport à une transmission directe DFB (13 dB).

Lorsque la puissance du signal d'entrée ULB-OFDM du lien optique est faible, les pénalités sur l'EVM sont dues à la contribution majoritaire du RIN de la source laser photo-détectée.

Les non-linéarités induites par une modulation directe (qui est fonction du courant de polarisation) sont généralement plus importantes pour de fortes puissances d'entrée, que celles induites par le modulateur MZM. Nous pouvons expliquer ces résultats par le fait que les phénomènes d'écrêtage et de non-linéarité apparaissent plus rapidement.

Pour la modulation directe, nous aurions pu travailler avec de plus fortes valeurs de courants de polarisation. L'impact des non-linéarités serait alors intervenu pour des valeurs de puissances d'entrée plus grandes, mais le bruit RIN photo-détecté aurait été plus important. Aussi, nous avons choisi de travailler à la même puissance moyenne ($I_0 = 50$ mA) en sortie du laser pour les modulations directe et externe.

3 Conversion de fréquence de signaux ULB par voie optique

3.1 Intérêt de la conversion de fréquence

Les contraintes définies par les grandes instances de régulation en ce qui concerne les communications ULB ont été détaillées dans le chapitre I. Initialement compris entre 3,1 et 10,6 GHz, le spectre en fréquence des systèmes ULB a depuis considérablement évolué et diminué pour le marché européen. Il est important de noter que ces transformations continueront au moins jusqu'en 2010. A cette date, la bande de fréquences comprises entre 3,1 et 4,2 GHz disparaîtra, et seul le spectre compris entre 6 et 8,5 GHz sera toléré.

Ces considérations amènent aujourd'hui la recherche à transposer les applications ULB vers des bandes fréquentielles beaucoup plus hautes. Actuellement, la bande pressentie est celle qui est définie autour des 60 GHz [Guo07]. Elle présente une largeur de plusieurs GHz commune aux différentes instances de normalisation. Ceci nous permet de retrouver le bénéfice tiré des applications ULB. Cependant, l'utilisation de mélangeurs s'avère être indispensable pour réaliser la transposition en fréquence des signaux RF à transmettre.

Des solutions dans le domaine RF existent mais restent problématiques et onéreuses [Yeo05]. C’est pourquoi de nombreux espoirs se portent aujourd’hui sur les solutions de traitement du signal ULB par voie optique. Ce domaine permet effectivement d’envisager la conversion de fréquence vers les bandes millimétriques situées à 60 GHz et au-delà.

Dans un premier temps, nous présenterons le principe général de la conversion de fréquence. Nous détaillerons plus particulièrement le cas du mélange par voie optique à partir d’un modulateur externe réalisé avec un interféromètre de type Mach-Zehnder. Nous présenterons également la chaîne de simulation avec ses principales caractéristiques. Les résultats obtenus avec le modulateur externe seront développés avant d’être intégrés dans une chaîne de simulation globale. Enfin, nous présenterons les premiers résultats pratiques expérimentaux, que nous comparerons à ceux obtenus d’une manière théorique.

La figure IV.11 permet de localiser les sous-bandes allouées aux systèmes ULB MB-OFDM. Celles-ci sont définies à partir de la définition originale établie en 2003 que nous avons développée dans le chapitre 1, et qui sont encore d’actualité pour le marché nord américain.

Nous laissons apparaître les sous-bandes actuellement définies et celles qui seront encore présentes après 2010 en Europe.

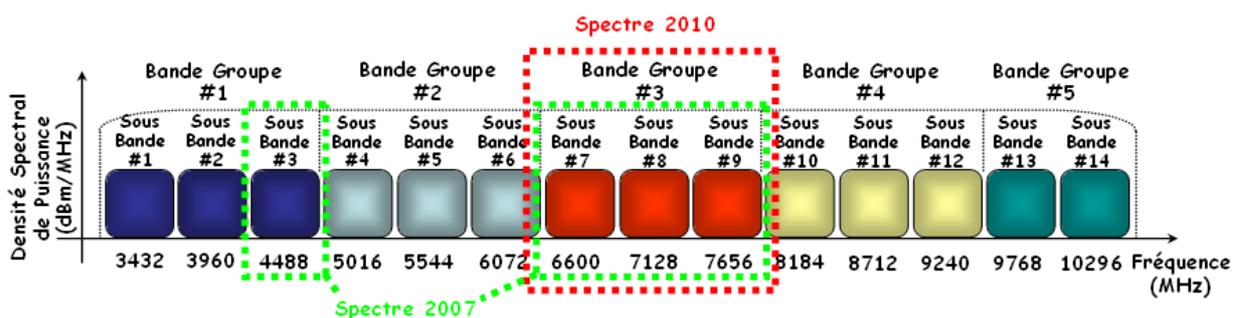


Figure IV.11 : Diagramme d’allocation des sous-bandes MB-OFDM pour les communications ULB en Europe, dans sa définition actuelle en 2007, et future en 2010.

Nous avons montré dans la première partie de ce chapitre qu’il était possible de transmettre d’une manière directe les signaux ULB-OFDM par fibres optiques. Nous nous attardons maintenant sur les possibilités de transposer ces mêmes signaux sur des fréquences beaucoup plus élevées. Nous étudierons alors la faisabilité pour réaliser une conversion de fréquences à partir de transducteurs E/O. Le but est de valider le principe de fonctionnement qui montrerait la flexibilité des systèmes optiques pour les communications ULB et, plus particulièrement, leurs capacités à être utilisés quelque soit la zone géographique de déploiement (Amérique du nord, Europe et Asie).

La transposition peut s’appliquer actuellement dans le cadre du marché européen, entre la SB#3 (Sous-Bande #3) et toutes les autres SB du BG#3 (Bande-Groupe #3), illustrées sur la figure IV.11. Nous pouvons également envisager toute autre transposition à des fréquences plus élevées, en particulier celles qui sont situées dans la bande des 60 GHz.

Dans ce dernier cas les fréquences de transposition millimétriques ne permettent pas d'utiliser directement des transducteurs E/O. Les transducteurs conventionnels bas coût présentent en effet des BP souvent trop faibles. Bien que certains modulateurs externes aient une BP supérieure à 40 GHz, les fréquences autour des 60 GHz sont difficilement accessibles. Ce problème peut être contourné en utilisant les propriétés non-linéaires des transducteurs E/O. Elles permettent de réaliser le mélange en fréquence afin d'étendre les BP des transducteurs.

3.2 Principe de la conversion de fréquence

Cette partie de chapitre est consacrée à la conversion de fréquence par voie optique. Après avoir rappelé qu'elle est son intérêt, nous décrivons son principe de fonctionnement général. Nous présenterons ensuite les résultats obtenus dans le cadre d'un modulateur externe de type Mach-Zehnder.

3.2.1 Définition générale d'un mélangeur

Un mélangeur fréquentiel est utilisé pour réaliser des fonctions de conversion de fréquence. Il permet de transposer un signal centré à une fréquence donnée sur une autre fréquence de valeur supérieure ou inférieure. Qu'il soit appliqué dans le domaine RF ou optique, son schéma de principe est identique à celui illustré sur la figure IV.12.

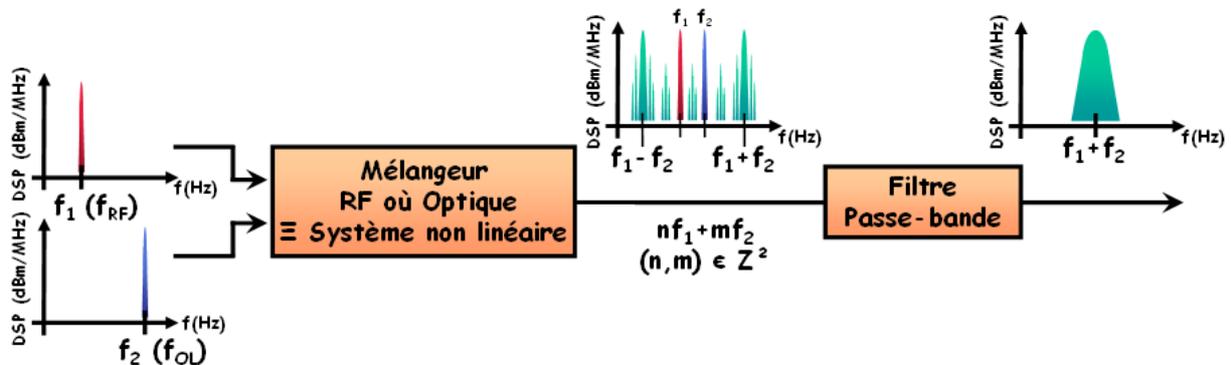


Figure IV.12 : Schéma de principe d'un mélangeur électronique RF ou optique, exemple d'une conversion haute fréquence.

Le principe de fonctionnement est le suivant : soit deux signaux sinusoïdaux de fréquences fondamentales f_1 et f_2 . L'injection de ces deux signaux dans un dispositif non linéaire permet d'obtenir les fréquences dites de mélanges. Elles se composent d'une conversion de type basse fréquence (down-conversion) centrée sur la fréquence $f_1 - f_2$ et d'une conversion de type haute fréquence (up-conversion) centrée sur la fréquence $f_1 + f_2$. Nous devons également associer à ces fréquences de conversion tout un ensemble de produits d'intermodulations résultant des combinaisons $nf_1 + mf_2$, où n et $m \in \mathbb{Z}^2$. L'utilisation d'un simple filtre passe-bande permet de sélectionner la fréquence de transposition désirée.

La transposition basse fréquence est généralement utilisée pour les opérations de traitement de données. En revanche la conversion haute fréquence est plus particulièrement employée pour s'adapter aux contraintes du canal de transmission ou satisfaire une norme de transmission.

La transposition est réalisée en injectant deux signaux en entrée du dispositif non-linéaire. L'un d'eux est le signal information noté RF, le second est un signal porteur sinusoïdal appelé OL (Oscillateur Local). Ce dernier a habituellement une puissance beaucoup plus importante que le premier. Nous noterons respectivement P_{OLe} , P_{OLs} , P_{RFe} , P_{RFs} , les puissances d'entrée et de sortie de l'OL et du signal RF, qui se situent aux fréquences centrales f_{OL} et f_{RF} . Nous définissons P_{Mel} la puissance du signal converti en fréquence (puissance de mélange), centrée indifféremment sur les fréquences $f_{RF} \pm f_{OL}$. Plusieurs paramètres caractérisant les performances d'un mélangeur électronique peuvent être définies [Com85] :

- Les pertes de conversion sont définies suivant l'équation :

$$P_{CV} = P_{Mel} - P_{RFe} \quad (IV.11)$$

- L'isolation est décrite par la relation :

$$I = P_{OLe} - P_{OLs} \quad (IV.12)$$

- Nous définissons également d'autres caractéristiques comme la réjection des fréquences parasites, le point de compression à 1 dB, le point d'interception en entrée et l'échelle dynamique.

Dans notre étude, nous considérerons la conversion de fréquence dans le cadre du mélange par voie optique.

3.2.2 Cas du mélange par voie optique

Le mélange de fréquence est dit par voie optique si au moins l'un des signaux de l'OL ou du signal de données a été converti dans le domaine de l'optique.

Un mélangeur optique comprend systématiquement un convertisseur E/O ainsi qu'un convertisseur O/E. Le rôle de ces deux composants est généralement rempli à la fois par une diode laser et par un photo-détecteur que nous illustrons sur la figure IV.13. La conversion de fréquence est alors réalisée en exploitant la non-linéarité des transducteurs E/O ou O/E.

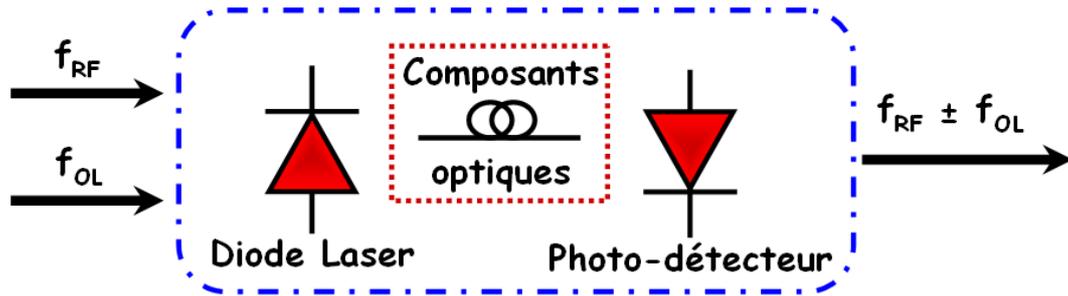


Figure IV.13 : Schéma de principe d'un mélangeur par voie optique.

Dans notre étude, la diode laser n'est pas directement modulée, elle est suivie d'un modulateur externe qui réalise la modulation de l'intensité optique. Il présente l'avantage de s'affranchir des problèmes de modulation de fréquence optique parasite qui apparaissent dans le cas d'une modulation directe. La conversion de fréquence s'effectue alors par l'intermédiaire des produits d'inter-modulation qui apparaissent lors de l'utilisation du modulateur en régime non-linéaire.

Nous remarquerons que l'ensemble laser, modulateur externe et photo-détecteur présente des entrées et une sortie micro-ondes. Ceci permet alors d'apparenter ce dispositif à un mélangeur électronique classique.

Notre travail porte sur l'utilisation d'un mélangeur optique dans une chaîne RoF complète dans le but de réaliser la distribution et la conversion de fréquence de signaux ULB MB-OFDM. Principalement basé sur l'association d'un modulateur externe et d'une source laser [Kol87] [Gop93] [Mau92] [Pol93], la chaîne de transmission est particulièrement détaillée dans la suite de ce chapitre.

Pour mener à bien cette étude, nous utiliserons le développement analytique de l'expression du champ optique en sortie du modulateur.

3.3 Mélange par voie optique avec un modulateur externe

Cette partie de chapitre est consacrée à la mise en équation des propriétés du modulateur externe. Après avoir rappelé son principe, nous mettrons en équation l'expression de l'intensité en sortie du modulateur externe polarisé en régime non-linéaire. Nous établirons également la puissance de mélange photo-détectée ainsi que la définition du Gain de conversion.

3.3.1 Principe du modulateur externe

La structure du modulateur externe que nous utilisons est basée sur l'association d'un interféromètre de Mach-Zehnder (MZ) et d'un modulateur de phase qui est inséré sur un des bras de l'interféromètre. Une illustration est donnée sur la figure IV.14.

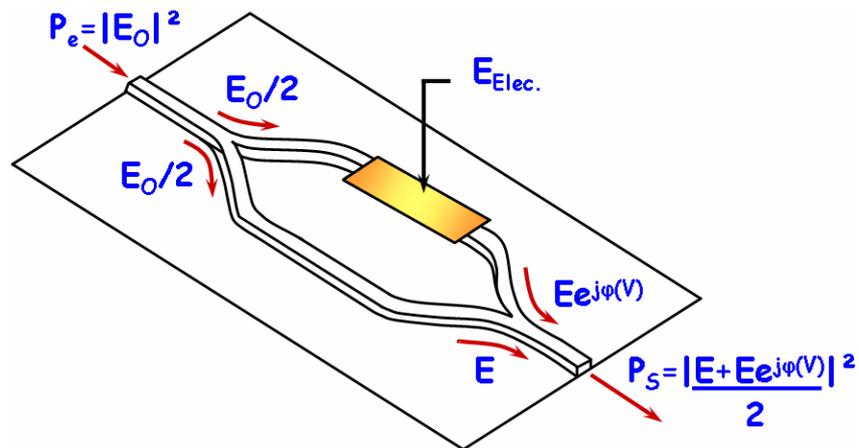


Figure IV.14 : Modulateur d'intensité de type Mach-Zehnder.

Le principe de fonctionnement est le suivant : le faisceau lumineux appliqué à l'entrée de l'interféromètre est divisé en deux parties identiques. Une des deux voies emprunte un cheminement direct, alors que le trajet dans la seconde voie est retardé. Le retard causé engendre le déphasage d'un des deux signaux qui interfère avec le second lors de leur recombinaison à la sortie de l'interféromètre.

Le déphasage est réalisé par l'intermédiaire d'une électrode sur laquelle est appliqué un champ électrique. L'intensité du champ modifie l'indice du milieu du matériau (effet Pockels) et, par conséquent, il retarde l'onde qui le traverse. Un matériau électro-optique classiquement utilisé est le Niobate de Lithium (LiNbO_3).

L'intensité des interférences du signal optique en sortie du modulateur est fonction de la tension du signal de commande du déphaseur mais également de la longueur des bras de l'interféromètre et du coefficient r_{33} du tenseur électro-optique.

La tension demi-onde est spécifiée comme étant la tension introduisant un déphasage $\Delta\phi = \pi$ entre les deux bras de l'interféromètre. Nous définissons la fonction de déphasage engendrée par une tension V comme :

$$\Delta\phi(t) = \frac{\pi L}{\lambda} n_{opt}^3 r_{33} \Gamma \frac{V}{d} = \frac{\pi V}{V_\pi} \quad (\text{IV.13})$$

Cette fonction peut également être définie à partir de la tension demi-onde suivant l'équation :

$$V_{\pi} = \frac{\lambda_0}{n_{opt}^3 r_{33} \Gamma L} d \quad (IV.14)$$

Où :

- λ_0 : Longueur d'onde du signal optique.
- n_{opt} : Indice de réfraction.
- r_{33} : Coefficient du tenseur électro-optique.
- d : Ecart entre les électrodes.
- L : Longueur active du guide optique.
- Γ : Intégrale de recouvrement [Lee00].

Dans la suite de cette étude, nous mettrons en équation les propriétés du modulateur externe pour réaliser la fonction de transposition.

3.3.2 Expression de l'intensité en sortie du modulateur externe en régime non-linéaire.

Le système de mélange par voie optique se compose d'une source laser continue caractérisée par un champ optique continu E_0 , couplé à un modulateur de type Mach-Zehnder polarisé en régime non-linéaire avec une tension V_{DC} . Une illustration est donnée sur la figure IV.15. La conversion E/O du signal résultant est réalisée par l'intermédiaire d'un photo-détecteur. Le signal information ainsi que l'OL sont contenus dans le signal d'entrée $V(t)$.

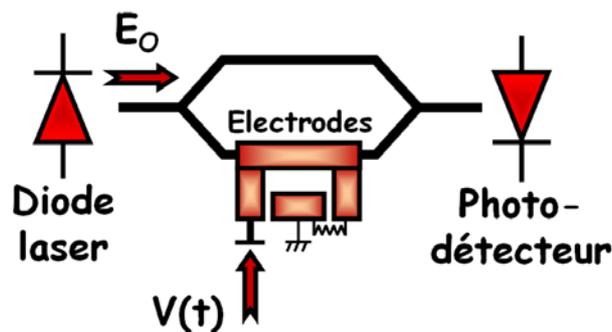


Figure IV.15 : Schéma d'un modulateur externe Mach-Zehnder.

L'amplitude $E(t)$ du champ électrique est égale à la somme des champs contenus dans les deux bras de l'interféromètre. Il est défini dans l'équation suivante :

$$E(t) = \frac{1}{2} E_0 [\exp(j2\pi f_{opt} t) + \exp(j(2\pi f_{opt} t + \Delta\phi))] \quad (IV.15)$$

Où E_0 définit l'amplitude du champ optique continu, d'intensité P_0 et de fréquence f_{opt} .

L'une des deux branches subie également par rapport à l'autre un déphasage $\Delta\phi$ proportionnel à la tension appliquée sur les électrodes du modulateur de phase, comme nous le décrivons dans l'équation (IV.13).

En tenant compte des pertes d'insertion optique T_I engendrées par le MZM, la puissance optique peut être exprimée en fonction de la tension $V(t)$ appliquée en entrée :

$$P_s(t) = \frac{1}{2} T_I P_0 [1 + \cos \Delta\phi] = \frac{1}{2} T_I P_0 \left[1 + \cos \left(\frac{\pi V(t)}{V_\pi} \right) \right] \quad (IV.16)$$

La tension $V(t)$ de l'équation (IV.17) se compose de deux termes : une tension de polarisation continue V_{DC} et une tension alternative $V_S(t)$.

$$V(t) = V_{DC} + V_S(t) \quad \text{Où} \quad V_{DC} = (2k+1) \frac{V_\pi}{2} \quad \text{avec} \quad k \in \mathbb{Z} \quad (IV.17)$$

Dans le cadre du mélange, le signal $V_S(t)$ contient à la fois le signal d'information à transmettre V_{RF} et la porteuse V_{OL} , centrés respectivement sur les fréquences f_{RF} et f_{OL} précédemment définies. Dans cette première approche théorique, nous considérerons ces deux signaux comme étant de type CW. Cela nous permet alors d'écrire la relation sur la dépendance entre le déphasage $\Delta\phi$ et le signal $V(t)$ appliqué aux bornes du modulateur :

$$\Delta\phi = \frac{\pi V(t)}{V_\pi} \quad \text{avec} \quad V(t) = V_{DC} + V_{RF} \cos(2\pi f_{RF} t) + V_{OL} \cos(2\pi f_{OL} t) \quad (IV.18)$$

3.3.3 Puissance de mélange photo-détectée

Le photo-détecteur dont la fonction est de permettre la conversion O/E est modélisé suivant la figure IV.16. Son modèle équivalent peut être réalisé en mettant en parallèle : un générateur de courant idéal et une résistance d'impédance interne R_1 de valeur 50 Ohms. Nous considérons que le courant délivré par le générateur est proportionnel à l'intensité optique photo-détectée. Nous pouvons également limiter la complexité de ce modèle, du fait qu'il ne présente qu'une capacité négligeable de quelques centaines de pf. Cette modélisation simpliste peut être employée dans le cadre d'un régime en fonctionnement linéaire.

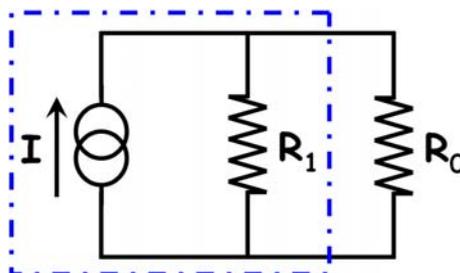


Figure V.16 : Schéma électrique d'un photo-détecteur idéal.

L'expression de la puissance électrique de mélange P_{Mel} délivrée dans une impédance R_0 , qui modélise par exemple l'impédance d'entrée d'un analyseur de spectre, s'exprime suivant l'équation :

$$P_{Mel} = R_0 \frac{I_C^2}{2} \quad \text{où} \quad I_C = \frac{R_1}{R_0 + R_1} \rho P_{f_{OL} \pm f_{RF}}^2 \quad (IV.19)$$

Où :

- ρ est la responsivité du photo-détecteur.
- I_C représente le courant induit par le générateur idéal.

La résistance de charge R_0 , qui est généralement égale à 50 Ohms, permet de simplifier la relation (IV.19) de la puissance de mélange suivant l'équation :

$$P_{Mel} = \frac{R_0 \rho^2 P_{f_{OL} \pm f_{RF}}^2}{8} \quad (IV.20)$$

D'après les relations des équations (IV.12) et (IV.14), la puissance du signal de mélange micro-onde P_{mel} photo-détectée à la fréquence de mélange ($f_{OL} \pm f_{RF}$) s'exprime suivant l'équation :

$$P_{Mel} = \frac{R_0}{8} \left(\rho T_I P_0 J_1 \left(\frac{\pi V_{OL}}{V_\pi} \right) J_1 \left(\frac{\pi V_{RF}}{V_\pi} \right) \right)^2 \quad \text{avec} \quad R_0 = R_1 = 50 \Omega \quad (IV.21)$$

Après avoir défini la puissance de mélange, nous définissons le gain de conversion.

3.3.4 Définition du gain de conversion

Nous définissons le gain de conversion G_{CV} comme étant :

$$G_{CV} = P_{Mel} (dBm) - P_{RF} (dBm) \quad (IV.22)$$

Exprimé en dB, G_{CV} traduit la différence de puissance entre le mélange à la sortie du photo-détecteur et le signal d'information P_{RF} à l'entrée du modulateur.

La puissance de mélange est une fonction dépendant à la fois de la puissance du signal d'information RF et de l'oscillateur local OL. Il existe une valeur optimale du gain de conversion. Cette valeur correspond à celle qui maximise la fonction de Bessel. Elle est définie par la relation établie dans l'équation :

$$\frac{\pi V_{OL}}{V_\pi} \approx 1.84 \quad \text{et} \quad J_1 \left(\frac{\pi V_{OL}}{V_\pi} \right) \approx 0.58 \quad (IV.23)$$

Ceci correspond pour un MZM avec une tension demi-onde $V_\pi = 5.3$ V à $P_{OL} = 19.8$ dBm.

En prenant en considération l'hypothèse de l'équation (IV.23) dans le cas d'un signal RF de faible puissance, nous pouvons écrire l'équation :

$$J_1\left(\frac{\pi V_{RF}}{V_\pi}\right) \approx \frac{\pi V_{RF}}{2V_\pi} \approx \frac{\pi}{2V_\pi} \sqrt{2R_0 P_{RF}} \quad (IV.24)$$

Le point de polarisation optimal du modulateur MZM doit être fixé au maximum ou au minimum de transmission de la caractéristique statique du modulateur. En considérant les relations (IV.23) et (IV.24), le gain de conversion optimal s'écrit également suivant l'expression :

$$G_{CV} = \frac{\left(R_0 \rho T_l P_0 * J_1\left(\frac{\pi V_{OL}}{V_\pi}\right) * \frac{\pi}{V_\pi}\right)^2}{16} \quad (IV.25)$$

Nous donnons également une autre définition du gain de conversion, en définissant les pertes dues uniquement au mélange optique. Nous calculons alors la puissance détectée à la fréquence f_{RF} dans le cas d'une simple liaison optique, c'est-à-dire dans le cas où le modulateur MZM fonctionne en régime linéaire ($P_{lin,RF}$), modulé par le signal à la fréquence f_{RF} . Le gain de conversion G_{CVOpt} dû uniquement au mélange par voie optique s'écrit suivant l'équation :

$$G_{CVOpt} = P_{Mel}(dBm) - P_{lin,RF}(dBm) \quad (IV.26)$$

Cette définition est plus appropriée puisque nous voulons évaluer les pertes de conversion d'un mélangeur par voie optique rajouté sur un lien optique permettant la distribution du signal ULB.

La valeur de la puissance d'OL qui maximise la fonction de Bessel est décrite par :

$$G_{CVOpt} = J_1\left(\frac{\pi V_{OL}}{V_\pi}\right)^2 \quad (IV.27)$$

Elle permet d'atteindre une valeur de gain de conversion G_{CVOpt} proche de -4,7 dB. Nous remarquerons que cette valeur est faible en comparaison des pertes de conversion de mélangeurs électroniques passifs.

Enfin, nous noterons que dans la bande fréquentielle de fonctionnement du modulateur, la réponse de mélange optique reste constante. Les fréquences d'entrées sont limitées par la fréquence de coupure du modulateur.

Le développement analytique du champ optique en sortie du modulateur (équation IV.16) et des différentes relations que nous venons de présenter nous permet d'étudier la conversion en

fréquence de signaux par voie optique. Nous utiliserons l'ensemble de ces relations pour définir un modèle de simulation.

3.4 Modèle de simulation pour l'étude de la conversion de fréquence avec un modulateur externe MZM

Nous présentons dans cette partie de chapitre une description globale du montage considéré. Nous présenterons les points de polarisation du modulateur Mach-Zehnder ainsi que les principales caractéristiques de la chaîne de transmission.

3.4.1 Description du modèle

L'étude menée concerne la transmission de signaux ULB de type MB-OFDM. Le travail porte plus particulièrement sur la transposition d'une sous-bande OFDM de largeur 528 MHz. Une illustration de la chaîne de transmission RoF utilisée est portée sur la figure IV.17.

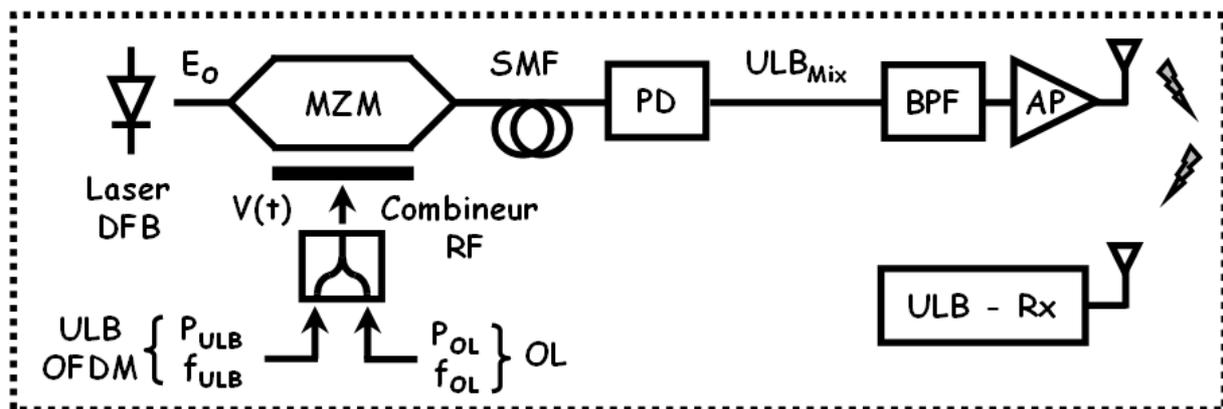


Figure IV.17 : Lien RoF pour la conversion de fréquence de signaux ULB-OFDM par voie optique avec un modulateur externe MZM.

Les signaux injectés en entrée de chaîne optique sont :

- Un signal de données ULB-OFDM, de puissance P_{ULB} et de fréquence centrale f_{ULB} , que nous détaillons plus particulièrement dans le chapitre II.
- Un signal sinusoïdal continu CW, de puissance P_{OL} et de fréquence f_{OL} utilisé comme signal d'OL.

Les puissances de ces deux signaux peuvent être contrôlées indépendamment par l'intermédiaire d'amplificateurs à gain variable.

Le signal de donnée ULB ainsi que l'OL sont sommés par l'intermédiaire d'un combineur RF, avant d'être injecté sur l'entrée RF du modulateur externe de type MZM.

Le signal optique modulé se propage ensuite dans une fibre optique mono-mode SMF de longueur l . Les fibres mono-modes présentent l'avantage d'avoir une bande-passante beaucoup plus large que les fibres multi-modes, moins onéreuses. Dans notre application, les performances de la fibre monomode la rendent transparente à la transmission du signal ULB-OFDM.

La chaîne optique se termine par un photo-détecteur qui réalise la conversion O/E. A cette étape, le signal contient à la fois les fréquences des signaux d'entrées, leurs harmoniques ainsi que leurs produits d'inter-modulation. Un filtrage passe-bande adapté en fréquence permet d'isoler le produit d'IM ainsi désiré. Il est centré sur la fréquence de mélange $f_{OL}+f_{ULB}$ et correspond à une conversion haute fréquence.

Une fois le filtrage passe-bande réalisé, un amplificateur nous permet d'ajuster la puissance P_{Canal} du signal RF émis dans le canal de propagation. Le signal reçu est démodulé après transposition en bande de base par l'intermédiaire d'un OL de fréquence $f_{OL}+f_{ULB}$. Le reste de la chaîne de réception est identique à celle décrite dans le chapitre II et qui est également utilisée dans le chapitre III.

La démodulation nous permet d'accéder aux valeurs d' EVM_{RMS} à partir desquelles nous étudions les pénalités introduites par ce procédé de conversion de fréquence par voie optique pour plusieurs valeurs du point de polarisation du MZM. La transmission sera d'autant plus efficace qu'elle présentera de faibles valeurs d'EVM. Nous choisissons comme critère de qualité des valeurs d'EVM inférieures à 5 % afin de considérer la transmission comme étant de bonne qualité.

La modélisation du lien optique illustré sur la figure IV.17, et en particulier celle du modulateur, a été développée à partir des relations précédemment établies pour le champ optique en sortie du MZM suivant l'équation (IV.15).

3.4.2 Polarisation du modulateur Mach-Zehnder

Il a été montré précédemment que l'utilisation du modulateur MZM en régime non-linéaire pouvait être réalisée en le polarisant de deux manières différentes. Ces valeurs de tension de polarisation correspondent à un minimum ou un maximum de transmission, que nous notons respectivement MIN-T et MAX-T.

Une illustration de la caractéristique statique expérimentale d'un MZM produit par la société Suminoto [Sum07] est donnée sur la figure IV.18. Elle montre l'évolution de la puissance optique en sortie du modulateur en fonction de la tension continue appliquée en entrée. Nous la traçons pour une tension demi-onde V_{π} de 5,3 V et une puissance optique en entrée du modulateur externe de 5 mW. La figure IV.19 donne l'exemple d'une modulation appliquée en régime linéaire du modulateur.

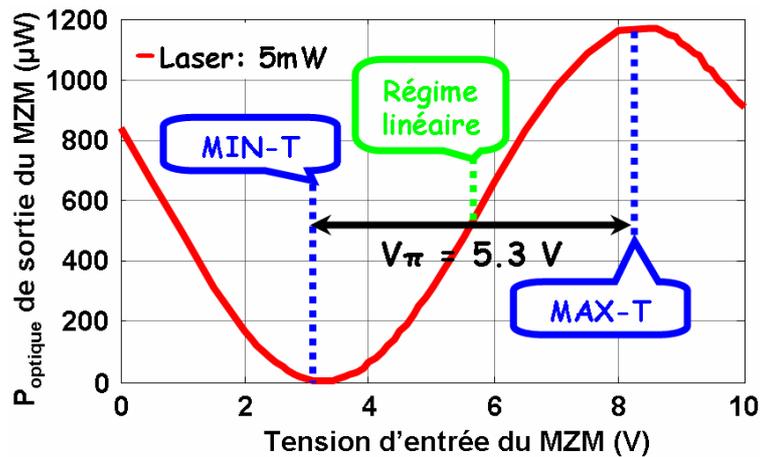


Figure IV.18 : Caractéristique statique du MZM, pour une puissance optique en entrée du MZM de 5 mW, et une tension demi-onde V_{π} de 5,3 V.

Nous remarquerons que la courbe caractéristique de la figure IV.18 est conforme à l'expression théorique donnée par l'équation (IV.16).

La figure IV.19 illustre le principe de la modulation d'intensité optique. Pour faciliter la compréhension, l'exemple est donné dans le cadre d'une polarisation dans la zone linéaire du MZM. Nous repérons également la tension demi-onde V_{π} de la courbe statique du MZM.

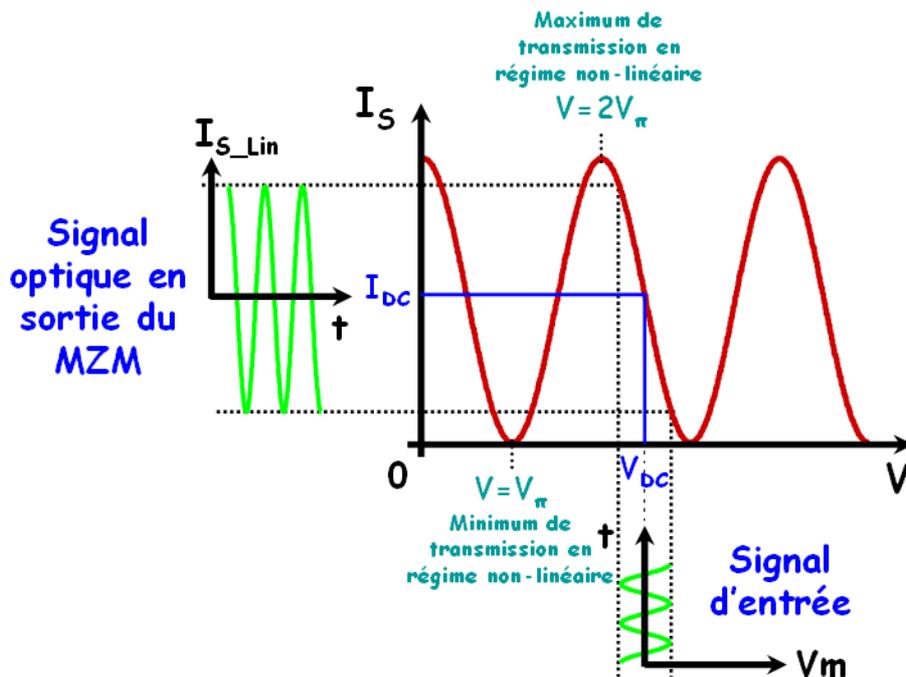


Figure IV.19 : Principe de modulation d'intensité optique, exemple de polarisation dans la zone linéaire.

La forme d'onde de l'intensité optique $I_{S-Lin}(t)$ suit parfaitement la caractéristique de la courbe statique du modulateur. Cette dernière est obtenue en relevant la puissance optique de sortie du modulateur en fonction de sa tension d'entrée $V(t)$.

Nous constatons qu'une faible valeur de la tension V_π tend à limiter les valeurs des puissances d'entrée accessibles, que ce soit dans le cadre d'une utilisation en régime linéaire ou non. Cette particularité est d'autant plus préjudiciable que les signaux utilisés sont de type OFDM. En effet, ils sont connus pour présenter de fortes valeurs de PMEPR (défini dans le chapitre I). La diminution de la dynamique du système les rend à ce titre particulièrement sensibles aux distorsions, et plus particulièrement aux phénomènes d'écrêtage. Comme nous l'avons vu en début de ce chapitre, le choix de la tension demi-onde V_π constitue ainsi un élément important.

3.4.3 Principales caractéristiques de la chaîne de transmission

Les principaux paramètres des éléments du système RoF présenté sur la figure IV.18 sont répertoriés dans le tableau IV.2. Ces caractéristiques sont issues de composants réels classiquement utilisés dans le milieu des télécommunications et présents au sein du laboratoire. Ce sont les mêmes composants qui seront utilisés dans la suite de cette étude afin de réaliser la partie pratique.

Puissance optique moyenne du laser DFB (P_O)	5 mW
Bruit d'intensité relative du laser DFB (RIN)	-140 dB/Hz
Tension demi-onde (V_π)	5.3 V
Pertes d'insertion optique du modulateur (P_I)	-3.9 dB
Rapport d'extinction du MZM (r_e)	10 dB
Responsivité du photo-détecteur (ρ)	0.7 A/W
Longueur de la fibre mono-mode (l)	100 m
Atténuation dans la fibre SMF	2.10^{-4} dB/m
Bande-passante (BP) du modulateur	5 GHz

Tableau IV.2 : Caractéristiques des éléments optiques utilisés dans la chaîne de conversion de fréquence ULB-OFDM.

Le rapport entre un maximum et un minimum de transmission est traduit par la valeur du taux d'extinction r_e du modulateur, définit par :

$$r_e = \frac{P_{O_on}}{P_{O_off}} \quad (IV.28)$$

Où P_{O_on} et P_{O_off} sont respectivement les puissances en sortie du modulateur polarisé respectivement au maximum MAX-T et au minimum MIN-T de transmission.

Nous remarquons que ces paramètres ne sont pas optimaux. Il serait parfaitement réaliste d'employer actuellement des composants beaucoup plus performants. En effet, un rapport d'extinction de 10 dB pour le modulateur est particulièrement faible (nous pourrions espérer actuellement sur $r_e = 20$ dB). La responsivité du photo-détecteur est moyenne avec une valeur de 0,7 A/W. L'atténuation dans la fibre reste faible avec une valeur de 0,2 dB/km.

Nous utilisons également un modulateur externe bas coût de BP limitée à 5 GHz. Cette faible largeur de bande nous permet d'envisager les deux configurations de transmission suivantes :

- Une transmission directe, en polarisant le MZM dans sa zone linéaire. Les applications premières sont, à titre d'exemple, la transmission directe des SB ULB-OFDM correspondantes au BG #1 de la figure IV.11. Ce travail a été réalisé dans la première partie de ce chapitre.
- Une transmission par transposition. Elle est réalisée en polarisant le MZM suivant un minimum MIN-T, ou un maximum MAX-T de transmission (figure IV.18). Grâce à une conversion haute fréquence, nous générons à partir de SB du BG #1, ou de signaux en bandes de bases, d'autres SB situées dans les BG supérieures qui sont comprises entre 3,1 et 10,6 GHz. Une conversion de fréquence dans la bande des 60 GHz est envisageable avec un modulateur externe de bande-passante de plus de 30 GHz.

L'utilisation du modulateur optique en régime de transmission directe ou en régime non-linéaire nous permet de couvrir l'intégralité des sous-bandes tolérées pour les systèmes ULB. Ce double mode de fonctionnement présente un attrait considérable puisque un seul et même composant optique de BP limitée est nécessaire.

Dans la suite de ce travail, ne disposant pas de photo-détecteur et de générateur permettant d'accéder à la bande des 60 GHz, nous limiterons notre étude à la transposition de signaux ULB compris entre 3,1 et 10,6 GHz. Les résultats théoriques de simulation et expérimentaux permettent néanmoins de valider cette approche. Elle aurait été identique en changeant simplement la fréquence d'OL pour générer des signaux ULB dans la bande de fréquences millimétriques.

L'exemple concret considéré dans notre étude est le suivant : un signal ULB-OFDM de fréquence centrale 4488 MHz, localisé sur la SB #3 du BG #1 (figure IV.11), est émis par le générateur. Dans la configuration d'une transmission par transposition, nous ajoutons un signal d'OL de fréquence 2112 MHz. Après conversion, nous obtenons alors un signal ULB-OFDM transposé à la fréquence centrale 6600 MHz. Cette fréquence correspond à la première sous-bande du BG #3.

4 Résultats de simulations

Nous présentons dans cette partie de chapitre, les résultats de simulation obtenus. Nous commencerons par montrer l'évolution du gain de conversion. Nous évaluerons ensuite l'évolution de l'EVM du signal ULB-OFDM converti en fréquence.

4.1 Simulation du gain de conversion

Le gain de conversion G_{CV} défini suivant l'équation (IV.22) est obtenu lorsque le modulateur MZM opère en régime non linéaire.

Les résultats de simulation présentés sur la figure IV.20 montrent l'évolution du gain de conversion en fonction de la puissance P_{OL} du signal d'OL. Le signal de données RF considéré est : soit une sous-bande ULB-OFDM, soit un signal sinusoïdal continu CW (équation (VI.25)). Les courbes sont reportées pour des puissances $P_{ULB} = P_{CW} = -9,9$ dBm.

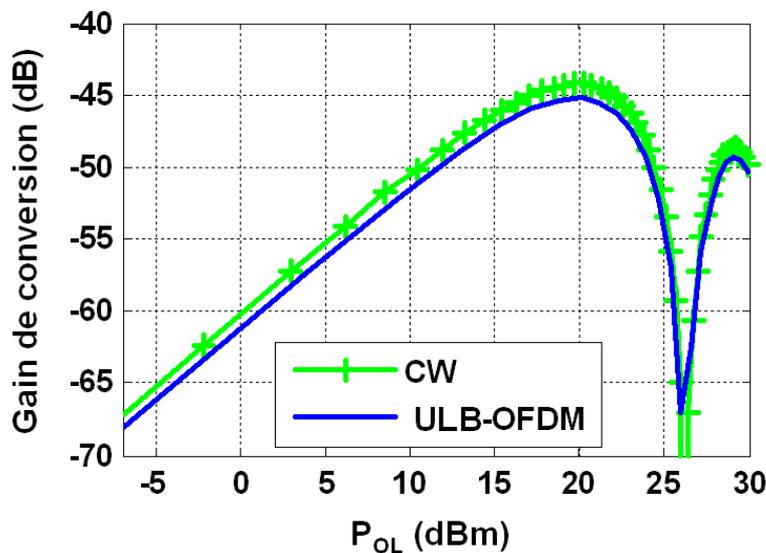


Figure IV.20 : Simulation du gain de conversion G_{CVt} en fonction de la puissance du signal d'OL.

Ces résultats indiquent un meilleur gain de conversion dans le cas d'un signal CW que pour la conversion de fréquence du signal ULB-OFDM. En effet, les pics d'amplitude élevée des symboles OFDM dépassent largement de la partie non linéaire de la caractéristique statique du modulateur (fortes valeurs de PMEPR). Ceci entraîne une efficacité moindre du processus de mélange par voie optique et augmente alors les valeurs d'EVM.

Les meilleurs gains de conversion qui prennent également en compte les pertes de la liaison optique sont respectivement de -44 dB et -45 dB pour les signaux CW et ULB-OFDM. Nous les obtenons pour une puissance du signal d'OL identique dans les deux cas qui est de 19,8 dBm. Cette valeur correspond effectivement à celle qui maximise la fonction de Bessel donnée à l'équation (IV.21), pour une tension demi-onde $V_{\pi} = 5,3$ V.

En suivant la définition du gain de conversion $G_{CV_{opt}}$ de l'équation (IV.26), nous trouvons dans le cas des signaux CW, un gain de conversion proche de -4,7 dB, ce qui est conforme à la théorie. Ceci nous permet de conclure sur le fait que la pénalité induite par le mélange par voie optique en terme de pertes de conversion est modérée. Elle est inférieure à 5 dB par rapport à la transmission directe des signaux ULB-OFDM en régime linéaire du modulateur.

La figure IV.21 montre l'évolution du gain de conversion G_{CV} en fonction de la puissance P_{ULB} et P_{OL} , respectivement pour des signaux ULB-OFDM et CW appliqués à l'entrée du modulateur MZM. La puissance d'OL est fixée à la valeur qui maximise le gain de conversion, c'est à dire 19,8 dBm.

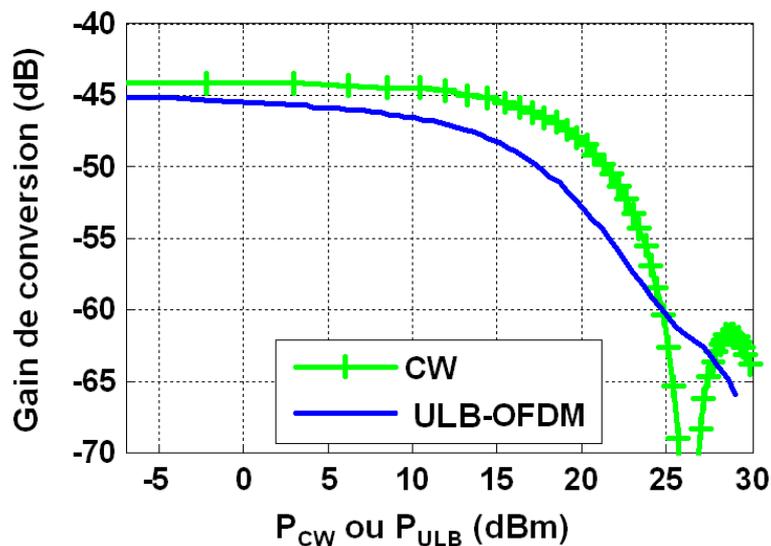


Figure IV.21 : Simulation du gain de conversion G_{CV} en fonction de la puissance d'entrée des signaux CW et ULB.

Ces résultats de simulation montrent que pour des puissances d'entrée inférieures à 0 dBm, le gain de conversion reste constant. Il est proche de -45 dBm et de -44 dBm respectivement pour les signaux ULB-OFDM et CW. Dans le cas de signaux CW, le gain de conversion G_{CV} décroît ensuite de 1 dB jusqu'à $P_{OL} = 15$ dB. En-dessous de cette valeur, la décroissance est très rapide. Pour les signaux ULB-OFDM, la décroissance est plus prononcée jusqu'à $P_{OL} = 15$ dB, où elle atteint -3 dB par rapport à la valeur maximale de -45 dB. La décroissance est ensuite moins rapide que dans le cas des signaux CW.

Les valeurs optimales de G_{CV} sont obtenues pour une conversion haute fréquence, réalisée avec un signal CW. Les résultats obtenus à partir des signaux ULB-OFDM restent pénalisés par l'impact négatif du PMEPR. L'impact est d'autant plus important que la puissance du signal augmente. Les amplitudes des pics contenus dans les symboles OFDM sont alors de plus en plus nombreuses à déborder dans la zone non-linéaire du modulateur externe. L'efficacité de mélange est réduite, ce qui limite le gain de conversion.

4.2 Evaluation de l'EVM du signal ULB-OFDM converti en fréquence

Nous étudions maintenant l'impact sur les valeurs d'EVM de la transposition des signaux ULB-OFDM par voie optique. Le cas concret que nous étudierons est le suivant : un signal ULB-OFDM localisé sur une fréquence porteuse de 4488 MHz est transposé à 6600 MHz par l'intermédiaire d'un signal d'OL de fréquence 2112 MHz. Le modulateur MZM est polarisé en régime non linéaire suivant deux valeurs : au minimum MIN-T et au maximum MAX-T de transmission (figure IV.19).

Avant d'étudier l'influence du lien optique dans la chaîne de transmission globale, la première étape a été de déterminer la valeur d'EVM initiale. Une simulation en « back to back », obtenue en reliant directement l'émetteur au récepteur ULB-RF (sans la partie correspondant au lien optique) a montré une valeur d'EVM initiale d'environ 1 %. Cette faible valeur est exclusivement liée à l'imperfection des filtres utilisés pour isoler le signal ULB OFDM à la fréquence de mélange $f_{RF} = 6600$ Mhz. En d'autres termes, les résultats présentés ne pourront pas être meilleurs que cette valeur. Nous rappelons également qu'un simple calcul arithmétique entre deux valeurs d'EVM n'est pas possible. Aussi, nous ne pourrons pas présenter les résultats en soustrayant les valeurs d'EVM à celles initialement obtenues.

La figure IV.22 illustre les résultats de simulations de l'EVM pour les deux configurations (MIN-T et MAX-T), en fonction de la puissance P_{ULB} du signal ULB-OFDM à l'entrée du lien optique pour différentes valeurs de puissance d'OL.

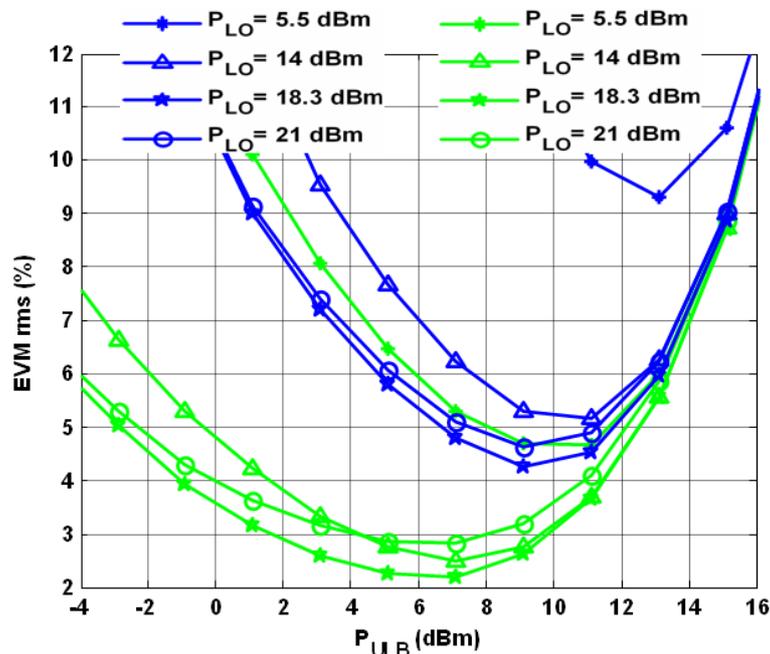


Figure IV.22 : Variation de l'EVM en fonction de la puissance P_{ULB} aux points de polarisations MIN-T et MAX-T, pour différentes valeurs de puissances P_{OL} .

Les résultats obtenus montrent que les valeurs d'EVM du signal ULB-OFDM converti par voie optique peuvent être inférieures à 5 %. Les plages de puissances des signaux en entrée du lien optique sont alors respectivement comprises entre -3 et 12,5 dBm à MIN-T et entre 6,5 et 12 dBm à MAX-T.

Les meilleures performances sont obtenues pour un modulateur MZM polarisé à MIN-T, puisqu'il offre une plus grande dynamique sur les puissances ULB en entrée. Ceci vient du fait que le bruit photo-déetecté est beaucoup plus faible. En effet, la valeur du rapport d'extinction (10 dB) permet de diminuer la valeur de la puissance de bruit RIN photo-déetectée prédominant à MAX-T et qui devient comparable au bruit thermique au MIN-T. Les valeurs d'EVM sont donc plus faibles à MIN-T qu'à MAX-T puisque le SNR est supérieur.

Nous constatons également une forte dépendance des performances de l'EVM en fonction de la puissance du signal d'OL dans les deux configurations de polarisation. Ceci est prévisible en regard des résultats obtenus sur la figure IV.21. Les performances sont d'autant meilleures que la puissance d'OL augmente jusqu'à une valeur optimale $P_{OL} = 18,3$ dBm. Cette valeur est proche de la valeur théorique de 19,8 dBm montrée précédemment qui permet en effet d'optimiser le gain de conversion G_{CV} . La valeur ainsi trouvée correspond au maximum du rapport SNR pour la conversion haute fréquence des signaux ULB-OFDM. Les performances diminuent à nouveau pour des valeurs de puissance d'OL supérieures à 18,3 dBm.

D'une manière similaire à la transmission directe étudiée en première partie de ce chapitre, la pénalité induite sur l'EVM pour de faibles valeurs de puissances d'entrée P_{ULB} est causée par la dégradation du rapport SNR. Nous la devons à l'augmentation de l'influence des puissances de bruits. En revanche, pour de fortes valeurs de puissance P_{ULB} , la dégradation de l'EVM est directement reliée à la décroissance du gain de conversion G_{CV} (figure IV.21).

La valeur minimale d'EVM obtenue à MIN-T atteint une très faible valeur de 2,2%. Elle est obtenue lorsque $P_{ULB} = 6,5$ dBm et $P_{OL} = 18,3$ dBm. Cette valeur reflète une très faible pénalité induite par le lien optique après transposition et se rapproche de celle initialement obtenue en back to back (≈ 1 %). La meilleure performance obtenue à MAX-T est également réalisée pour une valeur $P_{OL} = 18,3$ dBm pour laquelle l'EVM est de 4,2 % avec $P_{ULB} = 9,2$ dBm.

4.3 Résultats d'Evm optimaux au MIN-T et au MAX-T

La figure IV.23 synthétise l'évolution de l'EVM suivant la polarisation du modulateur MZM. Elle montre les résultats d'EVM du signal ULB OFDM converti en fréquence obtenus en régime non-linéaire aux points de polarisation du MZM correspondant à MIN-T et MAX-T. La puissance d'OL est de 18,3 dBm.

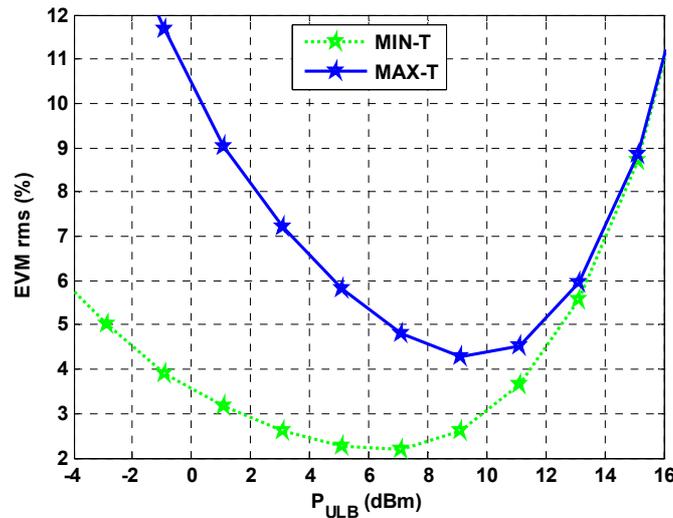


Figure IV.23 : Variation de l'EVM du signal ULB converti en fréquence en fonction de la puissance d'entrée du signal ULB à MIN-T et MAX-T.

Quelque soit le type de polarisation, des valeurs d'EVM inférieures à 5 % sont obtenues sur les plages de puissances P_{ULB} du signal ULB-OFDM suivantes :

- -3 à 12,5 dBm ($\Delta P = 15,5$ dB) à MIN-T.
- 6,5 à 12 dBm ($\Delta P = 5,5$ dB) à MAX-T.

Il est intéressant de remarquer que les performances observées après conversion de fréquence pour une polarisation du MZM à MIN-T sont systématiquement meilleures que celles obtenues à MAX-T. Cela est vrai lorsque $P_{ULB} < 12$ dBm, au-delà, elles sont identiques. Comme nous l'avons indiqué au paragraphe précédent, nous l'expliquons par de plus fortes valeurs du rapport SNR dans le cas de MIN-T.

Afin d'optimiser les résultats de transmission, l'utilisation d'un amplificateur à gain variable est indispensable. Il permettra d'ajuster la puissance du signal reçu P_{ULB} de manière à minimiser les valeurs d'EVM quelque soit le point de polarisation du modulateur MZM choisi.

5 Résultats expérimentaux

La chaîne de transmission RoF illustrée sur la figure IV.17 et décrite précédemment a été implémentée de manière expérimentale au sein du laboratoire. Nous présentons les premiers résultats expérimentaux obtenus.

Centré à la fréquence de 4488 MHz, le signal d'entrée ULB-OFDM a été généré à partir d'un générateur de formes d'ondes arbitraires AWG (Arbitrary Waveform Generator). Sa référence est l'AWG7102, il a été conçu par la firme Tektronix [Tek07]. Ce générateur nous a été gracieusement prêté pour une courte campagne de mesures.

Les caractéristiques des convertisseurs E/O et O/E sont identiques à celles décrites et répertoriées dans le tableau IV.2. Ce photodétecteur est constitué d'une photodiode suivie d'un LNA de 30 dB de gain. Le modulateur MZN a été polarisé au minimum de transmission (MIN-T).

Après avoir normalisé le gain global de la chaîne, en prenant en compte le gain du LNA, les premiers résultats expérimentaux sont comparés sur la figure IV.24 aux résultats de simulations. Ils présentent l'évolution du gain de conversion optique G_{CV} en fonction de la puissance du signal d'OL.

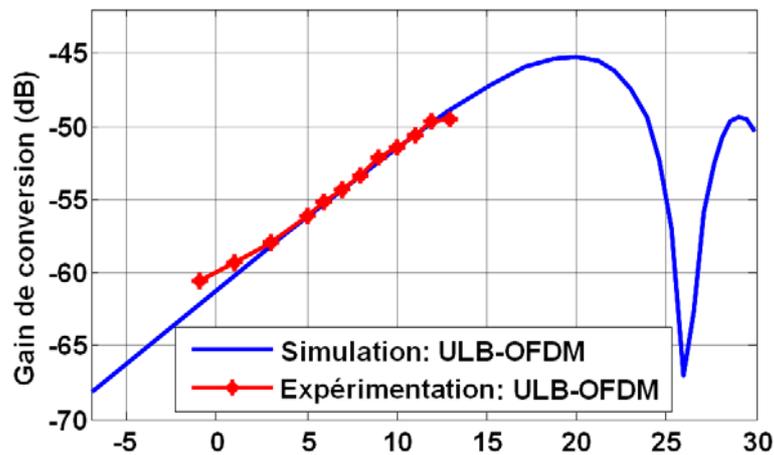


Figure IV.24 : Comparaison du gain de conversion optique $G_{CV_{Opt}}$ simulé et mesuré, en fonction de la puissance du signal d'OL.

Nous observons une bonne similitude entre les résultats théoriques et expérimentaux.

La restriction du tracé du gain de conversion à une puissance d'OL inférieure à 15 dBm se justifie par l'utilisation d'un générateur limité en puissance, ainsi que les pertes d'insertion du combineur RF utilisé pour ajouter les signaux ULB et l'OL envoyés sur le MZM (figure IV.17).

Dans le but de réaliser une analyse spectrale du signal transposé, la puissance moyenne du signal P_{ULB} ainsi que celle du signal d'OL P_{OL} ont été fixées respectivement à 0 dBm et 10 dBm.

La DSP mesurée est reportée sur la figure IV.25. Elle a été relevée à partir de l'analyseur de spectre ESA (Electrical Spectrum Analyser) de BP = 40 GHz de la société Agilent [Agi07]. Nous montrons également dans l'encart la sous-bande ULB-OFDM de largeur 528 MHz et de fréquence centrale 4488 MHz. Nous l'utilisons comme signal d'entrée de la chaîne optique.

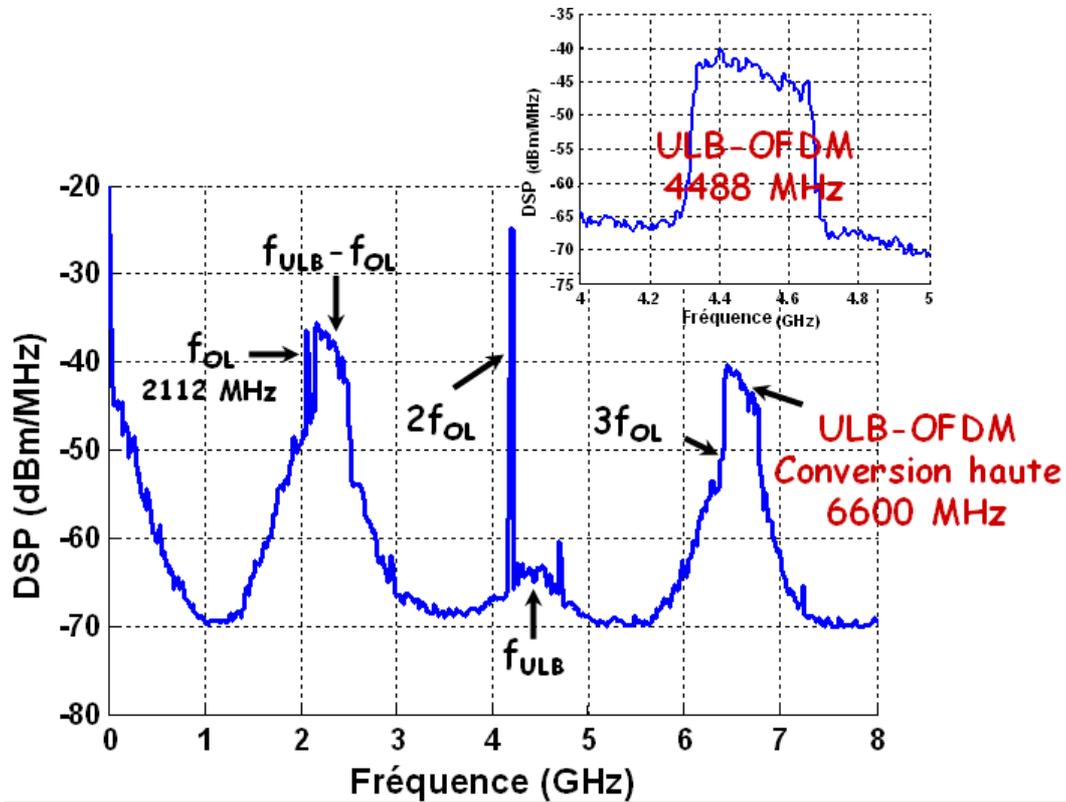


Figure IV.25 : DSP en sortie du photo-détecteur après conversion haute fréquence, et signal d'entrée ULB-OFDM (encart).

La DSP du signal présenté montre la transposition haute fréquence réalisée avec succès de la sous-bande ULB-OFDM initiale à la fréquence de mélange de $f_{RF} + f_{LO} = 6600$ MHz. Les différents produits d'inter-modulation présents dans le reste du spectre sont également bien identifiés.

Nous constatons également, que le gain de 30 dB du LNA a permis au signal ULB-OFDM transposé d'être ajusté au maximum du masque d'émission (-41,3 dBm/MHz). Cette valeur est aussi la condition optimale pour la transmission radio.

Le spectre expérimental montre que le signal ULB-OFDM converti sur la sous-bande centrée à 6600 MHz peut facilement être filtré. En accord avec la théorie [Kol87] et l'équation IV.22, les produits d'inter-modulation d'ordre pairs sont nuls lorsque le modulateur MZM est polarisé à MINT_T ou MAX-T. Cependant, les résultats expérimentaux, confortés par des simulations, montrent la nécessité impérieuse d'avoir une polarisation du MZM parfaitement stable pour assurer une bonne réjection des harmoniques d'ordre 3.

En effet, l'amplitude de l'harmonique située à la fréquence $3f_{LO} = 6336$ MHz tend à augmenter considérablement pour une faible déviation de la polarisation du modulateur externe. Ceci est particulièrement critique puisque cette harmonique est localisée à proximité immédiate du signal ULB-OFDM transposé. La conséquence est la corruption des signaux transmis et donc la perte d'information. Ce phénomène reste limité au choix de fréquences que nous avons fait initialement. Il ne serait pas forcément pénalisant pour des combinaisons de fréquences différentes, notamment pour des fréquences de transposition supérieures (60 GHz par exemple).

En ce qui concerne les fortes puissances de la seconde harmonique localisée à $2f_{LO}$, le choix des fréquences $f_{LO} = 2112$ MHz, 2640 MHz et 3168 MHz pour la génération de toutes les sous-bandes appartenant au BG#3 garantit le fait que les produits d'inter-modulations parasites à $2f_{LO}$ sont localisés hors de la totalité de la BG#3.

En utilisant un contrôleur de polarisation stabilisé, un simple modulateur MZM peut donc être polarisé soit :

- *En régime linéaire* : dans le cadre de la transmission par voie optique d'un signal ULB-OFDM dans la SB#3 de la BG#1.
- *En régime non-linéaire* : pour générer des sous-bandes de fréquences supérieures, en choisissant une fréquence d'OL adaptée. Nous citerons ainsi par exemple, toutes les SB appartenant au BG#3, et cela sans être pénalisé par les produits d'inter-modulation liés à la transposition fréquentielle. Nous pourrions également viser des applications à des fréquences beaucoup plus importantes comme les applications autour des 60 GHz.

Ces deux particularités sont d'autant plus intéressantes que la SB#3 du BG#1 ainsi que toutes les sous-bandes du BG#3 sont actuellement rendues utilisables par la dernière définition de la réglementation européenne. Cela est bien évidemment de rigueur pour le marché des Etats-Unis qui a une définition beaucoup plus large.

6 Bilan sur la conversion de fréquence pour les systèmes ULB

Cette dernière partie a porté sur le développement d'un lien optique RoF bas coût dédié au mélange de fréquence pour les systèmes de communications ULB-OFDM. Les mélanges RF posent problèmes en particulier dans les bandes de fréquences millimétriques. Aussi, le mélange par voie optique semble très prometteur puisqu'il tire profit de nombreux avantages (facilité de mise en œuvre, largeur de bande, association avec le déport du signal par fibre optique, ...).

Dans un premier temps, nous avons réalisé la modélisation du modulateur externe MZM à partir du développement analytique de l'expression de son champ optique de sortie. Les paramètres considérés viennent des caractéristiques de composants réels. Les simulations ont

ensuite porté sur différentes valeurs du point de polarisation du MZM. Elles permettent au modulateur de fonctionner dans sa zone non-linéaire, ce qui permet de réaliser la fonction de mélange. Les résultats présentés ont été obtenus au minimum (MIN-T) et au maximum (MAX-T) de transmission. Nous les comparons avec ceux correspondants à une transmission directe en régime linéaire.

Les conditions optimales de puissance de l'oscillateur local ainsi que celles du signal ULB-OFDM sont définies. Nous montrons que l'impact des signaux ULB-OFDM, caractérisés par un fort PAPR, entraîne une diminution sensible de l'efficacité de conversion.

La transmission optique directe montre de très bons résultats avec un EVM inférieur à 2.6 % sur une large puissance de signal d'entrée. Les résultats de simulations avec un signal ULB-OFDM transposé indiquent également un très faible impact du processus de mélange sur la qualité du signal converti en fréquence. La valeur d'EVM pour un signal ULB-OFDM transposé de 4488 MHz à 6600 MHz avec un minimum de transmission est très faible puisqu'elle est de l'ordre de 2,2 %.

Dans tous les cas, les résultats obtenus avec un minimum de transmission (MIN-T) ont toujours été meilleurs que ceux obtenus avec un maximum de transmission (MAX-T). Cela s'explique par l'impact du taux d'extinction du modulateur qui minimise le bruit d'intensité optique photo-détectée qui est dominant pour les transmissions optiques de faibles portées. Ces résultats montrent également la nécessité d'utiliser un amplificateur à gain variable (pour une conversion de fréquence haute). Il permet en effet d'ajuster la puissance du signal P_{ULB} reçu, de manière à minimiser les valeurs d'EVM quelque soit le point de polarisation du modulateur MZM choisi.

Les premiers résultats expérimentaux réalisés au sein du laboratoire montrent la faisabilité de la conversion haute fréquence des signaux ULB-OFDM. Ils pointent également la nécessité d'avoir une tension de polarisation parfaitement stable afin de rejeter idéalement les produits d'inter-modulations indésirables (dans le cadre des fréquences de transpositions choisies).

Cette étude a ainsi permis de démontrer qu'un modulateur externe de bande-passante limitée peut transmettre des signaux ULB-OFDM de manière transparente. Que ce soit d'une manière directe ou par le biais d'une transposition. Nous montrons également qu'il est possible de couvrir, avec une fréquence d'OL adaptée, la totalité des bandes ULB. Ceci est vérifié que ce soit suivant la législation européenne ou celle de n'importe quelle autre grande région géographique. Les possibilités offertes sont encore plus intéressantes dans la perspective des applications à très hautes fréquences, notamment celles pressenties dans la bande des 60 GHz.

7 Conclusion générale et perspectives

Réalisé en partie dans le cadre des projets RNRT-BILBAO et ISIS, ce travail de thèse est pluridisciplinaire. Il s'inscrit à la fois dans le domaine des communications radio-fréquence mais également dans celui de l'optoélectronique.

Le travail dans le domaine RF a consisté dans un premier temps à mettre au point un outil de simulation système qui a permis d'analyser les performances de transmission d'un système dédié aux communications ULB MB-OFDM. Nous nous sommes intéressés à l'étude de l'influence sur le BER des non-linéarités des amplificateurs faible bruit LNA (caractérisés par leur valeur d' IIP_3). Les problèmes des signaux OFDM, définis en partie par des valeurs importantes de PMEPR (traduisant la dynamique de l'amplitude des signaux), ont été soulevés. Ces valeurs sont particulièrement préjudiciables dans la mesure où les éléments constitutifs d'une chaîne de transmission (en particulier les amplificateurs) ne sont pas idéaux et totalement linéaires. Les distorsions alors induites par ces amplificateurs engendrent notamment des produits d'intermodulation, ce qui amène à des erreurs.

Deux modèles d'amplificateur ont été développés et étudiés au cours de ces travaux. Le premier est un modèle comportemental établi à partir des caractéristiques d'un amplificateur LNA développé au sein du laboratoire IMEP, et intégré dans une technologie CMOS 0,13 μm . Le second est un modèle numérique paramétrable proposé par le logiciel de simulation Simulink de Matlab. Dans les deux cas, les caractéristiques en tension AM/AM se sont avérées être sensiblement équivalentes. Le modèle numérique a ainsi pu être étudié pour différentes valeurs caractéristiques.

Nous avons ensuite considéré le cas concret d'une communication ULB au sein d'un réseau de transmission MB-OFDM. Le cas envisagé a été de prendre un signal ULB-OFDM encadré par deux autres signaux perturbateurs du même type mais positionnés dans les bandes adjacentes. La variation du BER pour différentes valeurs du rapport signal sur bruit SNR, ainsi que la variation du rapport signal sur puissance des signaux perturbateurs adjacents SIR ont été étudiées. Les résultats obtenus montrent que les signaux ULB-OFDM sont plus sensibles aux niveaux d'écrtage de la caractéristique de la réponse en tension du LNA qu'à sa partie non-linéaire. Les valeurs limites des trois paramètres mis en jeu ($\text{SNR} > 6 \text{ dB}$, $\text{SIR} > -25 \text{ dB}$ et $\text{IIP}_3 > -3 \text{ dBm}$) ont été déterminées afin d'obtenir une bonne qualité de transmission qui a été définie par une valeur de BER inférieure à 10^{-5} .

Cet outil de simulation système a également permis d'étudier deux front-end dont les caractéristiques sont issues de publications tirées de la littérature. Nous avons montré que des caractéristiques différentes en termes de figure de bruit NF et d' IIP_3 peuvent se compenser pour donner des qualités de transmission semblables. Ceci met clairement en évidence l'intérêt de cet outil de simulation mis au point pour optimiser un système de transmission en répartissant au mieux les contraintes entre les différentes fonctions constituant ce système.

La distance minimale entre un système ULB-OFDM communicant en limite de sensibilité et deux sources perturbantes situées à proximité a été estimée. Les résultats montrent que la distance entre émetteur/récepteur par rapport aux brouilleurs doit être relativement importante (> 75 cm) pour espérer avoir une bonne qualité de transmission ($BER < 10^{-5}$). A ce titre, certaines réserves peuvent être émises sur la qualité de transmission dans une configuration de travail de type bureautique, pour laquelle de nombreux objets communicants, très proches les uns des autres, sont présents.

Nous avons ainsi montré, au travers de l'ensemble de ces résultats, la potentialité de cet outil pour optimiser des systèmes de transmission ULB. Il est alors possible d'évaluer et de dimensionner les performances d'éléments comme les amplificateurs. Nous pouvons étudier leurs caractéristiques prépondérantes, ou celles de publications provenant de la littérature actuelle. Par analogie, ces applications peuvent être transposées à bien d'autres composants, comme par exemple les mixers, switches, filtres, et bien d'autres encore.

Dans le cadre du travail qui a porté sur l'optimisation des systèmes MB-OOK, nous avons réalisé une étude comportementale sur plusieurs types (Butterworth, Chebyshev et Elliptique) et ordres (deux à huit) de filtres. Ils présentent l'avantage d'avoir des propriétés complémentaires et parfaitement connues. Cette étude a permis de mettre en évidence les propriétés de filtrage les plus adaptées pour la réalisation des bancs de filtres présents dans les démultiplexeurs. La qualité du filtrage joue en effet un rôle prépondérant sur l'efficacité de transmission de ces systèmes de communication puisqu'il est utilisé à de nombreuses reprises dans l'émetteur/récepteur.

Notre étude a montré que l'ordre des filtres est essentiel pour obtenir une largeur de bande-passante conséquente mais aussi, et surtout, afin de limiter le débordement de la puissance du signal d'un canal dans les canaux adjacents. La caractérisation de ce débordement par le rapport SIR et l'étude de son influence sur les performances du système ont été effectuées. Nous montrons que de très faibles valeurs de SIR peuvent être initialement obtenues. Des valeurs de SIR trop limitées entraînent, lors de la transmission d'informations, la perte systématique d'informations.

Notre travail a également porté sur l'étude du BER pour une chaîne de transmission complète, en considérant différents rapports SNR obtenus en faisant varier la puissance de bruit dans le canal de propagation. Cela nous a notamment permis de montrer la relation de cause à effet entre la variation des valeurs de BER pour chacun des canaux et la forme de la DSP initiale du pulse appliqué en entrée de la chaîne d'émission. Nous avons constaté que la DSP du pulse n'est pas uniforme, elle est caractérisée par un maximum de puissance au milieu de sa bande-passante. Cela a pour conséquence d'induire de fortes variations sur les valeurs de BER obtenues entre les canaux centraux et ceux localisés aux extrémités du banc de filtres des démultiplexeurs.

Enfin, cette étude sur l'influence des caractéristiques prépondérantes des filtres nous a finalement permis de montrer que la monotonie des filtres Butterworth est préférable à un taux de réjection important. En effet, malgré des taux de réjection supérieurs, les filtres Chebyshev présentent d'avantage de produits d'intermodulation entre symboles IES dégradant le signal transmis. L'IES augmente également suivant l'ordre des filtres, ce qui explique les meilleurs résultats obtenus avec les filtres Butterworth d'ordre 6 et non 8. Dans le cadre des systèmes MB-OOK, le choix d'un filtrage adapté passera donc par un compromis entre l'ordre des filtres et leurs taux de réjection et d'oscillation qui permettent de maximiser la bande-passante tout en limitant les produits d'IES.

Le domaine de l'optique a fait l'objet de la seconde partie de cette thèse. Ce travail nous a permis de présenter et d'analyser les résultats de simulations des performances de transmission de signaux ULB-OFDM au travers d'une transmission par fibre optique. Dans un premier temps, deux types de modulation ont été considérés : le premier comprend une modulation directe avec un laser de type DFB, alors que le second est composé d'une modulation externe développée autour d'un modulateur de type MZM.

Les non-linéarités des transducteurs optiques ont également été modélisées à partir de modèles comportementaux basés sur des résultats de caractérisation expérimentale. Ces modèles ont été intégrés dans une chaîne de simulation radio sur fibre RoF ULB-OFDM complète. Les résultats obtenus pour les deux liens optiques montrent dans certaines conditions de très bonnes performances et présentent de faibles valeurs d'EVM ($EVM < 2\%$) pour des plages de puissances d'entrée supérieures à 10 dB.

Nous montrons que les pénalités induites sur les valeurs d'EVM pour une faible valeur de puissance d'entrée du signal ULB-OFDM sont la conséquence d'une contribution majoritaire du bruit d'intensité relative RIN de la source laser photo-détectée. En revanche, pour une forte puissance d'entrée, les non-linéarités induites par une modulation directe sont généralement plus importantes que celles induites par le modulateur MZM.

Nous avons également étudié et développé un lien optique RoF bas coût. Il est dédié au mélange de fréquences pour les systèmes de communications ULB-OFDM dans le cadre du futur déploiement des applications millimétriques dans la bande des 60 GHz. Un modulateur externe a été réalisé et modélisé à partir des caractéristiques de composants réels MZM. Il a été conçu grâce au développement analytique de l'expression de son champ optique de sortie.

Les conditions optimales de puissance de l'oscillateur local ainsi que celles du signal ULB-OFDM ont été définies. L'impact des signaux ULB-OFDM, caractérisés par une forte PMEPR, entraîne alors une diminution sensible de l'efficacité de conversion. Différentes valeurs du point de polarisation du MZM ont été considérées afin de travailler dans la zone non-linéaire du modulateur avec un minimum ou un maximum de transmission. Les résultats de simulations obtenus avec un signal ULB-OFDM transposé indiquent un très faible impact du processus de mélange sur la qualité du signal converti en fréquence.

Les résultats obtenus avec un minimum de transmission ont toujours montré de meilleures performances et des valeurs d'EVM très faibles de l'ordre de 2,2 %. Nous l'expliquons par l'impact du taux d'extinction du modulateur qui minimise le bruit d'intensité optique photo-détecté, il est dominant pour les transmissions optiques de faibles portées.

Les premiers résultats expérimentaux montrant la faisabilité de cette approche sont présentés et développés. Ils montrent la nécessité d'avoir une tension de polarisation du modulateur externe MZM parfaitement stable afin de rejeter idéalement les produits d'inter-modulation indésirables.

Finalement, cette étude nous a permis de démontrer qu'un modulateur externe de bande-passante limitée peut transmettre des signaux ULB-OFDM de façon transparente. La transmission peut être réalisée d'une manière directe ou par le biais d'une transposition en fréquence. Nous montrons également qu'il est possible de couvrir avec une fréquence d'OL adaptée, la totalité des bandes ULB comprises entre 3,1 et 10,6 GHz, mais aussi celles pour les applications à 60 GHz.

Perspectives

Même si plusieurs barrières se sont levées ces dernières années en ce qui concerne le développement des systèmes ULB, de nombreux travaux sont encore à poursuivre ou à réaliser.

En ce qui concerne les perspectives à donner à ce travail de thèse, nous pourrions tout d'abord étendre l'étude de l'impact des non-linéarités aux amplificateurs de puissance. Il serait également judicieux d'étudier les systèmes MB-OOK dans un système RoF ainsi que de continuer le développement des applications de transposition ULB dans la bande des 60 GHz.

Une des grandes restrictions des systèmes ULB reste également liée au filtrage. A ce titre, il serait très intéressant de mener des investigations en considérant l'utilisation de filtres optiques. En effet, nous avons montré dans ce mémoire de thèse que le domaine de l'optique pouvait prendre une place à part entière dans le futur déploiement des réseaux et des communications ULB à très haut débit. Ainsi, un filtre UWB couvrant la bande de fréquences comprises entre 3,1 et 10,6 GHz est réalisable sur une surface inférieure à 4 mm² avec une technologie semi-localisée lignes/capacités MIM (Metal Insulator Metal) et de plusieurs mm/cm en version hybride. En revanche, pour des filtres dans un système MB-OFDM, il n'est guère envisageable de dépasser les 5 GHz avec les technologies actuelles. Ceci est dû au fait qu'à cette fréquence, le facteur de qualité Q chargé du filtre doit être approximativement de 10 (5 GHz/528 MHz), alors qu'à 10 GHz il sera voisin de 20. En misant sur des lignes intégrées ayant un facteur de qualité de 10 (Q à vide), nous aurons donc au mieux respectivement 6 dB et 9,5 dB (Pertes insertion = $20 \cdot \text{Log}(1+Q_{\text{chargé}}/Q_{\text{vide}})$), ce qui est donc réducteur.

Une solution serait l'utilisation de filtres SAW (Surface Acoustic Wave) qui ne sont malheureusement pas intégrables. Les filtres BAW (Bulk Acoustic Wave) quant à eux sont plus compatibles avec la technologie silicium. En revanche, ils sont assez peu précis et nécessitent un circuit externe d'accord des fréquences de résonance préjudiciable à la complexité et au rapport SNR.

L'IMEP-LAHC travaille actuellement sur une topologie prometteuse de lignes coplanaires intégrées CPW (Coplanar Waveguides) à onde lente et avec un Q de 50. Dans ce cas, le filtre à 10 GHz donnerait des pertes d'insertion de 3 dB, ce qui reste important mais peut être acceptable en fonction de leurs positions dans la chaîne du récepteur. Il est aussi possible de réaliser le filtre comme une combinaison d'un filtre passe-haut PH et passe-bas PB en utilisant des éléments externes rapportés sur un circuit imprimé avec un substrat HF. Mais, dans ce cas, le filtre occupera une grande surface et cette solution est très préjudiciable en terme de coût d'assemblage. L'approche optique peut donc tout à fait se justifier et justifie des recherches futures.

Oui, oui... 100 % ! Tout va bien. On continue.

E. Kovanov

BIBLIOGRAPHIE

- [Agi05] Agilent Technologies - “Ultra-Wideband Communication RF Measurements” - Application Note 1488, 29 June 2005.
- [Agi07] www.agilent.com.
- [Ai02] H. Ai-Raweshidy and S.Komaki - “Radio over fiber technologies for mobile communications networks” - Editors, Artech House, Boston, 2002.
- [Ala87] M. Alard and R. Lasalle - “Principles of Modulation and Channel Coding for Digital Broadcasting for Mobile Receivers” - EBU Review - Technical, n° 224, pp. 168-190, August 1987.
- [Akm00] Akmouche - « Etude et caractérisation des modulations multiporteuses OFDM » - Thèse de Doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Oct. 2000.
- [Ali06] Alireza Motieifar, Alireza Motieifar, Zahra Allahgholi Pour, Greg Bridges, Cyrus Shafai, Lotfollah Shafai - “An Ultrawideband (UWB) Mixer with 0.18 μ m RF CMOS Technology” - IEEE CCECE/CCGEI, Ottawa, May 2006.
- [And03] S. Andersson, C. Svensson, et O. Drugge - “Wideband LNA for a multistandard wireless receiver in 0.18 μ m CMOS” - In Proc. ESSCIRC, pp. 655–658, Sep. 2003.
- [Aub05] L-M Aubert - « Mise en place d’une couche physique pour les futurs systèmes de radiocommunications hauts débits UWB » - Mémoire de Thèse, novembre 2005.
- [Aub05] Louis-Marie Aubert - « Mise en place d’une couche physique pour les futurs systèmes de radiocommunications hauts débits UWB » - Thèse de l’Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, soutenue le 8 Novembre 2005.
- [Bal00] Brian M. Ballweber, Ravi Gupta, et David J. Allstot - “A Fully Integrated 0.5–5.5-GHz CMOS Distributed Amplifier” - IEEE Transactions on Solid-State Circuits, Vol. 35, N°. 2, pp. 231-239, February 2000.
- [Bar00] T. W. Barrett - “History of ultrawideband (UWB) radar & communications : pioneers and innovators” - In Progress in Electromagnetics Symposium, Cambridge, MA, USA, juillet 2000.
- [Bar04] David Barras, Frank Ellinger, Heinz Jäckel, et Walter Hirt - “A Low Supply Voltage SiGe LNA for Ultra-Wideband Frontends” - IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 14, N°. 10, pp. 469-471, October 2004.

- [Bat03] A. Batra, J. Balakrishnan, A. Dabak, R. Gharpurey, P. Fontaine, J. Lin, J.-M. Ho, S. Lee, M. Frechette, S. March et H. Yamaguchi - “*TI Physical Layer Proposal : Time-Frequency Interleaved OFDM*” - IEEE 802.15- 03/141r1, 2003.
- [Bel63] P. A. Bello - “*Characterization of randomly time-variant linear channels*” - IEEE Transactions on Communication Systems, vol. 11, pages 360–393, décembre 1963.
- [Ben78] C. L. Bennett et G. F. Ross - “*Time-domain electromagnetics and its application*” - IEEE Proceedings, vol. 66, no 3, pages 299-318, mars 1978.
- [Ber05] J. Bergervoet et al - “*An Inteference Robust Receive Chain for UWB Radio in SiGe BiCMOS*” - ISSCC 2005 – IEEE International Solid-State Circuits Conference.
- [Bev04] A. Bevilacqua et A. M. Niknejad - “*An Ultrawideband CMOS Low-Noise Amplifier for 3,1–10,6-GHz Wireless Receivers*” - IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 39, no. 12, pp. 2259-2268, Dec 2004.
- [Bev06] Andrea Bevilacqua, Christoph Sandner, Andrea Gerosa, et Andrea Neviani - “*A Fully Integrated Differential CMOS LNA for 3–5-GHz Ultrawideband Wireless Receivers*” - IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 16, N°. 3, pp. 134-136, March 2006.
- [BILBAO] Se référencer à l’ensemble des livrables présentés dans le projet RNRT-BILBAO.
- [Bin00] J.A.C. Bingham - “*ADSL, VDSL and Multicarrier Modulation*” - John Wiley and Sons Ltd, Wiley, January 2000.
- [Bin90] J.A. Bingham - “*Multicarrier modulation for data transmission : An idea whose time has come*” - IEEE Commun. Mag., vol. 28, pp. 5-14, May 1990.
- [Bre56] J. Breckman - “*Encoding Circuit*” - Jan 31, 1956 (filed Dec. 1953) – [U.S. Patent 2,733,432](#).
- [Bro03] R. Brodersen - “*CMOS for Ultra Wideband and 60 GHz Communications*” - Presented at Oakland-East Bay IEEE ComSoc Meeting, September 2003, [Online]. Available at : http://www.comsoc.org/oeb/Past_Meetings.htm.
- [Bru02] F. Bruccoleri, E.A.M. Klumperink et B. Nauta - “*Noise Cancelling in Wideband CMOS LNAs*” - 2002 IEEE International Solid-State Circuits Conference, ISSCC 2002 / Session 24 / RF Systems / 24.6.
- [Cla04] M. Clark and M. Mulligan - “*Fixed-Point Modelling in an Ultra Wideband (UWB) Wireless Communication System*” - Matlab Digest, May 2004.
- [Cas02] D. Cassioli, M. Z. Win, Et A. F. Molisch - “*The ultra-wide bandwidth indoor channel : from statistical model to simulations*” - IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 20, N° 6, pages 1247–1257, août 2002.

- [CEP05] CEPT/ECC - “*The Protection Requirements of Radiocommunication Systems below 10,6 GHz from Generic UWB Applications*” - ECC Report 64, 2005.
- [CEP06] CEPT – ECC - “*ECC Decision of dd mm 2006 on the harmonised conditions for devices using UWB technology in bands below 10,6 GHz*” - February 2006 draft (ECC/DEC/(06)AA) - Document 13_33-A8R0_Annex8_draft ECC, AA_Modifications proposed by TG3, Dec 2006.
- [Cha05] C.-P. Chang et H.-R. Chuang - “*0.18 μ m 3–6 GHz CMOS broadband LNA for UWB radio*” - Electronics Letters, Vol. 41 No. 12, 9th June 2005.
- [Cha66] R.W. Chang - “*Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channels data transmission*” - Bell Syst. Tech. J., Vol. 45, pp. 1775-1796, Dec. 1966.
- [Cho91] J.S. Chow, J.C. Tu, J.M. Cioffi – “*A Discrete Multitone Transceiver System for HDSL Applications*” - IEEE Journal on Selected Area in Communications, vol. 9, n° 6, pp. 895-908, Aug. 1991.
- [Com85] P. F. Combes, J. Graffeuil, J. F. Sautereau – « *Composants, dispositifs et circuits actifs en micro-ondes* » - Editions Dunod Université, Bordas, Paris, 1985.
- [Con06] Jing-Hong Conan Zhan et Stewart S. Taylor - “*A 5GHz Resistive-Feedback CMOS LNA for Low-Cost Multi-Standard Applications*” - Solid-State Circuits, 2006 IEEE International Conference Digest of Technical Papers, page(s) : 721 – 730, Feb. 6-9, 2006.
- [Cos04] R. Cosquer - Conception d’un sondeur de canal MIMO - « *Caractérisation du canal de propagation d’un point de vue directionnel et doublement directionnel* » - Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, France, 2004.
- [Cos99] E. Costa, M. Midrio et S. Pupolin - “*Impact of Amplifier Nonlinearities on OFDM Transmission System Performance*” - IEEE Communications Letters, Vol. 3, N° 2.
- [Cou07] Leon W. Couch - “*Digital and Analog Communication Systems (7th edition)*” - 2007.
- [Cri02] S.C. Cripps – “*Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*” – Artech House, 2002.
- [Cri99] S.C. Cripps, - “*RF Power Amplifiers for Wireless Communications*” – Artech House, April 1999.
- [Dan05] Danijela Cabric, Mike S.W. Chen, David A. Sobel, Jing Yang And Robert W. Brodersen - “*Future Wireless Systems : UWB, 60GHz, and Cognitive Radios*” - IEEE Custom Integrated Circuits Conference 2005.

- [Den01] L. Deneire, B. Gysekinckx, M. Engels - Training Sequence versus Cyclic Prefix - “*A New Look on Single Carrier Communication*” - IEEE Communications Letters, vol. 5, n° 7, July 2001.
- [Doa05] Doan, C.H.; Emami, S. Niknejad, A.M. Brodersen, R.W. - “*Millimeter-wave CMOS design*” - Solid-State Circuits, IEEE Journal of_Volume 40, Issue 1, page(s) : 144-155, Jan. 2005.
- [Doa07] H. Doan, S. Emami, A.M. Niknejad, R.W. Brodersen - “*A 60 GHz CMOS Front-End Receiver*” - ISSCC 2007, pp. 190-191.
- [Doc98] Et Docket n° 98-153, 65 Fed Reg. 37332 - “*Notice of Proposed Rule Making*” - June 14, 2000, See also : Notice of Inquiry in ET DOCKET n° 98-153, 63 Fed. Reg. 50184, September 21, 1998.
- [Doe57] M. L. Doeltz, E. T. Heald and D.L. Martin - “*Binary data transmission techniques for linear systems*” - Proc. IRE, vol. 45, pp 656-661, May 1957.
- [Dub06]. Samuel Dubouloz, Laurent Ouvry – « *Vers des Radiocommunications Reconfigurables et Cognitives* » - Journées Scientifiques du CNRS, Paris, les 28 et 29 Mars 2006.
- [ECM05] ECMA International, Standard ECMA-368 - “*High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard*” - Première édition Décembre 2005.
- [Edf96] O. Edfors - “*Low Complexity Algorithms in Digital Receivers*” - Doctoral Thesis, Lulea University of Technology, September 1996.
- [Ema05] Emami S., Doan C.H., Niknejad A.M., Brodersen R.W. - “*A 60-GHz down-converting CMOS single-gate mixer*” - Radio Frequency integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2005. Digest of Papers. 2005 IEEE 12-14, page(s) : 163 – 166, June 2005.
- [ETS05] ETSI - “*Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM) ; Short Range Devices (SRD) using Ultra Wide Band (UWB) technology for communication purposes in the frequency range 3,1 GHz to 10,6 GHz ; Harmonized EN covering essential requirements under article 3.2 of the R&TTE Directive*” - European Standard, ETSI EN 302 065 Draft v0.0.1, December 2005.
- [Fer04] X. N. Fernando and S. Z. Pinter - “*Radio over Fiber for Broadband Wireless Access*” - Photons: Technical Review of the Canadian Institute for Photonic Innovations, vol. 2, no. 1, pp. 24–26, 2004.
- [FCC00] Et Docket n° 98-153 - “*Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, Federal Communications Commission*” - Adopted February 14, 2002, Released April 22, 2002.
- [FCC02] FCC - “*First report and order*” - ET Docket No. 98-153. Rapport, Federal Communication Commission, Apr 2002.

- [FCC02] 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.
- [FCC98] FCC - “*Revision of the Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, Notice of Inquiry*” - Rapport, Federal Communications Commission, 1998.
- [Foe03] J. Foerster, V. Somayazulu, S. Roy, E. Green, K. Tinsley, C. Brabenac, D. Leeper et M. Ho - “*Intel CFP Presentation for a UWB PHY*” - IEEE 802.15-03/109r1, 2003.
- [Foe03b] J. Foerster - “*Channel Modeling Sub-comitee Report Final*” - Document technique IEEE P802.15- 02/490r1-SG3a, IEEE P802.15 Working Group for WPANs, février 2003.
- [Fow90] C. Fowler, J. Entzminger, et J. O. Corum - “*Assessment of ultra wideband (UWB) technology*” - IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 5, n° 11, pages 45–49, novembre 1990.
- [Fu06] Chang-Tsung Fu and Chien-Nan Kuo - “*3~11-GHz CMOS UWB LNA Using Dual Feedback for Broadband Matching*” - Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 11-13 June 2006.
- [Gha04] S. S. Ghassemzadeh, R. Jana, C. W. Rice, et al. - “*Measurement and modeling of an ultra-wide bandwidth indoor channel*” - IEEE Transactions on Communications, Vol. 52, N° 10, pages 1786–1796, octobre 2004.
- [Gha05] Ranjit Gharpurey - “*A Broadband Low-Noise Front-End Amplifier for Ultra Wideband in 0,13 μm CMOS*” - IEEE Journal Of Solid-State Circuits, Vol. 40, N°. 9, September 2005, pp. 1983-1986.
- [Gho91] A. Ghorbani, and M. Sheikhan - “*The effect of Solid State Power Amplifiers (SSPAs) Nonlinearities on MPSK and M-QAM Signal Transmission*” - Sixth Conference on Digital Processing of Signals in Comm, pp. 193-197, 1991.
- [Goe00] D.L. Goeckel, G.A.P. Prùeco - “*Comparison of Single carrier and Multicarrier System*” - IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 18, N° 6, June 2000.
- [Gop93] G. K. Gopalakrishnan, W. K. Burns, C. H. Bulmers - “*Microwave-Optical Mixing in LiNbO3 Modulators*” - IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 41, N°. 12, pp 2383-2391, Dec. 1993.
- [Gun05] Gunnarsson, S.E.; Zirath, H. - “*A 60 GHz MMIC dual-quadrature mixer in pHEMT technology for ultra wideband IF signals and high LO to RF isolation*” - Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International, 12-17, page(s) : 4 pp, June 2005.

- [Guo07] Nan Guo, Robert C. Qiu, Shaomin S.Mo, et Kazuaki Takahashi - “60-GHz Millimeter-Wave Radio: Principle, Technology, and New Results” - EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, Volume 2007, Article ID 68253, 8 pages.
- [Han04] L. Hanzo, M. Münster, B.J. Choi, T. Keller - “OFDM and MC- CDMA for Broadband Multi-user Communications” - WLAN and Broadcasting”, Wiley, 2004.
- [Har69] H. F. Harmuth - “Transmission of Information by Orthogonal Functions” - First Edition. Springer, New York, 1969.
- [Hét05] S. Hethuin, A. Tonnerre - “Terminal Grand Public à Interfaces Radio Multiples –Fonctionnalités d’un Module UWB Intégré” - Journées Scientifiques du CNFRS, Vers des Radiocommunications Reconfigurables et Cognitives, Février 2005.
- [Heu96] M.S. Heutmaker, E. Wu, J. Welch - “Envelope distortion models with memory improve the prediction of spectral regrowth for some RF amplifiers” - 48th ARFTG Conference & NIST/ARFTG Microwave Measurements, Clearwater, Florida, Dec. 5-6, 1996.
- [Hey07] B. Heydari, M. Bohsali, E. Adabi, A.M. Niknejad - “Low-Power mm-Wave Components up to 104GHz in 90 nm CMOS” - ISSCC 2007, pp. 200-201, 597.
- [HIP00] HIPERLAN - Broadband Radio Access Networks (BRAN) - “HIPERLAN Type 2, Physical (PHY) layer” - ETSI TS 101 475, European Telecommunications Standard Institute ETSI, Sophia Antipolis - France, 02-2000.
- [Hir81] B.Hirosaki - “An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete Fourier Transform” - IEEE Trans. Commun., Vol. COM-29, pp. 982-989, July 1981.
- [Hop52] J. R. Pierce et A. L. Hopper - “Nonsynchronous time division with holding and with random sampling” - Proceedings of the IRE, Vol. 40, pages 1079–1088, Sep 1952.
- [Ism04] A. Ismail and A. Abidi - “A 3 to 10 GHz LNA using a wideband LC-ladder matching network” - In IEEE ISSCC Dig. Tech. Papers, pp. 384–385, 2004.
- [Ism05] A. Ismail, A. Abidi - “A 3,1 to 8.2GHz Direct Conversion Receiver for MB-OFDM UWB Communications” - ISSCC 2005 – IEEE International Solid-State Circuits Conference.
- [Imb99] Y. Imbs - “Etude de Systèmes de Détection Radar Large Bande en Régime Transitoire” - Thèse de Doctorat, p. 213, Université de Limoges, 1999.
- [Ken00] P.B. Kenington - “High Linearity RF Amplifier Design” - Artech House, October-2000.

- [Kim03] J. Kim, et al. - "*High-Performance V-Band Cascode HEMT Mixer and Downconverter Module*" - IEEE Trans. On MTT, Vol. 51, N°. 3, March 2003.
- [Kim05] Chang-Wan Kim, Min-Suk Kang, Phan Tuan Anh, Hoon-Tae Kim, and Sang-Gug Lee - "*An Ultra-Wideband CMOS Low Noise Amplifier for 3–5-GHz UWB System*" - IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 40, N°. 2, February 2005.
- [Koh04] R. Kohno, Welborn M. et M. Mc Laughlin - "DS-UWB Proposal Update" - IEEE 802.15-04/140r2, 2004.
- [Kol87] B. H. Kolner, D. W. Dolfi - "*Intermodulation distortion and compression in an integrated electrooptic modulator*" - Applied Optics, Vol. 26, N°. 17, pp 3676-3680, Sept. 1987.
- [Koo04] T. Koonen, H. Van den Boom, A. Ng'oma, L. Bakker, I. Tafur-Monroy, G.-D. Khoe - "*Novel signal multiplexing methods for integration of services in in-building broadband multimode fibre networks*" - Proc. of ISSLS 2004, Edinburgh, 2004.
- [Lar98] L.E. Larson - "*Integrated Circuit Technology Options for Rfic's- Present Status and Future Directions*" – IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 33, 3, pp. 387-399, 1988.
- [Lee06] Jongsoo Lee, et John D. Cressler - "*Analysis and Design of an Ultra-Wideband Low-Noise Amplifier Using Resistive Feedback in SiGe HBT Technology*" - IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, pp. 1-7.
- [LeG07] Y. Le Guennec, R. Gary - "*Optical Frequency Conversion for Millimeter Wave Ultra Wide Band-over-Fiber Systems*" - IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 19, no. 13, pp 996-998, Jul. 2007.
- [LeG07b] Y. Le Guennec, P. Lombard, B. Cabon, G. Maury, M. Lourdiane, and Stéphanie Constant - "*Low cost distribution and optical signal processing of UWB waveforms over fiber*" - IEEE RWS'2007- Radio and Wireless Symposium, Long Beach - California, conference proceedings, Jan. 2007.
- [Lee00] S. Lee, S. M. Garner, V. Chuyanov, H. Zhang, W. H. Steier, F. Wang, L. R. Dalton, A. H. Udupa, and H. R Fetterman - "*Optical Intensity Modulator Based on a Novel Electro-optic Polymer Incorporating a High $\mu\beta$ Chromophore*" - IEEE J. of Quantum Electron., Vol. 36, N°5 pp. 527-532, May 2000.
- [Lic03] S. Licul, W. A. Davis, Et W. L. Stutzman - "*Ultra-wideband (UWB) communication link modeling and characterization*" - In IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, Reston, VA, USA, pages 310–314, Novembre 2003.

- [LeG03] Y. Le Guennec, G. Maury, B. Cabon - "*Improvement of dispersion resistance in analog radio-on-fiber up-conversion links*" - IEEE J. of Lightwave Technol., vol. 21, issue 10, pp 2211-2216, Oct. 2003.
- [LeG07] Y. Le Guennec, B. Cabon, G. Maury, M. Lourdiane, P. Lombard and S. Constant - "*Low cost distribution and optical signal processing of UWB waveforms over fiber*" - IEEE Radio and Wireless Symposium, Long Beach, California, conference proceedings IEEE 2007, Jan. 2007.
- [Lin00] F.-L. Lin, S.-F. Chen, H.-R. Chuang - "*Computer simulation of nonlinear effects of RF power amplifiers based on EVM and ACPR for digital wireless communication*" - Electronics Letter, Vol. 36, N° 1, pp. 77-79, 6th January 2000.
- [Lin07] Yi-Jing Lin, Shawn S. H. Hsu, Jun-De Jin, et C. Y. Chan - "*A 3,1–10,6 GHz Ultra-Wideband CMOS Low Noise Amplifier With Current-Reused Technique*" - IEEE Microwave And Wireless Components Letters, Vol. 17, No. 3, March 2007, pp. 232-234.
- [Liu04] Ren-Chieh Liu, Chin-Shen Lin, Kuo-Liang Deng, et Huei Wang - "*Design and Analysis of DC-to-14-GHz and 22-GHz CMOS Cascode Distributed Amplifiers*" - IEEE Journal Of Solid-State Circuits, Vol. 39, N°. 8, pp. 1370-1374, August 2004.
- [Lou00] Yves Louët – « *Mise en oeuvre et performances des codes de Reed-Muller pour la réduction du facteur de crête dans la modulation O.F.D.M.* » - Thèse présentée devant l'Université de Rennes 1. 2000.
- [Lu06] Yuan Lu, Ramkumar Krithivasan, Wei-Min Lance Kuo, et John D. Cressler - "*A 1.8-3,1 dB noise figure (3-10 GHz) SiGe HBT LNA for UWB Applications*" - 2006 - IEEE MTT-S International Microwave Symposium, San Francisco, CA, June 11–16, 2006.
- [Mac87] S. Machida, Y. Yamamoto, and Y. Itaya - "*Observation of amplitude squeezing in a constant current driven semiconductor laser*" - Phys. Rev. Lett. 58, 1000, 1987.
- [Max55] J. C. Maxwell - "*On Faraday's lines of forces*" - in Cambridge Philosophical Society Conference, Cambridge, United Kingdom, décembre 1855.
- [MBO04] MBOA-SIG MultiBand OFDM Alliance SIG - "*MultiBand OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a*" - 14 Septembre 2004.
- [Mat07] <http://www.mathworks.com/>
- [Mau92] G. Roux-Maury - "*Mélange de Signaux Micro-Ondes par Voie Optique*" - Mémoire de thèse de l'INPG, soutenue le 12 Nov. 1992.
- [Maz06] S. Mazer - "*Etude de circuits pour une liaison ultra large bande de type MB-OOK*" - Thèse de doctorat de l'université de Marne-la-Vallée, Décembre 2006.

- [McK04] Michael D. McKinley¹, Kate A. Remley¹, Maciej Myslinski², J. Stevenson Kenney³, Dominique - “*EVM Calculation for Broadband Modulated Signals*” - 64th ARFTG Conf. Dig., Orlando, FL, pp. 45-52, Dec. 2004.
- [Meu03] C. Meunier - “*Probabilistic Density Calculation for a Quadratic Detector*” - Training made at the Telecommunication Laboratory of Mitsubishi, July 31, 2003.
- [Mic02] L.B. Michael, M. Ghavami, R. Kohno - “*Multiple Pulse Generator for Ultra-Wideband Communication using Hermite Polynomial Based orthogonal Pulses*” - UWB2002, 2002.
- [Mid60] Middleton, D. - “*An introduction to statistical communication theory*” - McGraw-Hill, New York, 1960.
- [Mim02] Y. Mimino, et al. - “*A 60 GHz Millimeter-wave MMIC Chipset for Broadband Wireless Access System Front-End*” - IEEE MTT-S Digest, 2002.
- [Mit07] <http://global.mitsubishielectric.com/>.
- [Mol03] A. F. Molisch, J. R. Foerster, et M. Pendergrass - “*Channel models for ultrawideband personal area networks*” - IEEE Wireless Communications, Vol. 10, N° 6, pages 14–21, Décembre 2003.
- [Mol04] A. F. Molisch, K. Balakrishnan, C. C. Chong, et al. - “*IEEE 802.15.4a channel model - final report*” - Document technique IEEE P802.15-04/0662, IEEE 802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), Novembre 2004.
- [Mon95] *Histoire des moyens de télécommunication de l'Antiquité à la Seconde Guerre mondiale* - Reliure inconnue : 476 pages - Editeur : Jean-Claude Montagné, décembre 1995.
- [Mos58] R. R. Mosier, R. G. Clabaugh - “*Kineplex, a bandwidth-efficient binary transmission system*” - AIEE Trans., Vol. 76, pp. 723-728, Jan. 1958.
- [Nas01] H. Nasu, K. Isawa, T. Matsunaga, S. I. Takashima, and H. Omura - “*An optically repeated SCM system with subcarrier frequency conversion*” - Electronics and Communications in Japan, Part 2, Vol. 84, N°. 1, pp. 1-10, Jan. 2001.
- [Nee00] R.V. Nee, R. Prasad - “*OFDM for Wireless Multimeadia Communications*” - Artech House Publishers, Boston – London, January 2000.
- [Nik07] A.M. Niknejad - “*0-60 GHz in Four Years: 60 GHz RF in Digital CMOS*” - IEEE Solid State Circuits 2007.

- [Nis02] K. Nishikawa, et al. - "*Compact LNA and VCO 3-D MMICs Using Commercial GaAs PHEMT technology for V-band Single-Chip TRX MMIC*" - IEEE MMT-S Digest, 2002.
- [Nis96] H. Nishijima, M. Okada, et S. Komaki - "*A sub-optimum non-linear distortion compensation scheme for orthogonal multi-carrier modulation systems*" - Proceedings of PIMRC'96. pp. 45-48. 1996.
- [Off07] Official Journal of the European Union - "*On allowing the use of the radio spectrum for equipment using ultra-wideband technology in a harmonised manner in the Community*" - Commission Decision of 21 February 2007.
- [Ong07] C. Ong - "*Performance Analysis of Ultra Wideband Signals Transmission in Radio-over-Fiber System*" - Radio and Wireless Symposium, Workshop on UWB-over-fiber, Long Beach, California, 2007.
- [Ouv05] L. Ouvry, S. Dubouloz & G.M. Maggio - "*UWB Power Measurements*" - May 2005 IEEE document number 15-05-0354-01-004a.
- [Pal04] J. Palicot and S. Zabré - "*PAPR Analysis of a Multiplex of Modulated Carriers in a Software Radio Context*" - Frequence Revue, N°. 58, May. 2004.
- [Paq03] S. Paquelet - "*UWB : Optimal Receiver Architecture for Asynchronous Detection*" -Rapport, Mitsubishi ITE, 2003. 4.1, 4.2.1.
- [Paq04a] S. Paquelet, L.-M. Aubert et B. Uguen - "*An Impulse Radio Asynchronous Transceiver for High Data Rates*" - IEEE Joint UWBST & IWUWBS 2004 Conf., Kyoto, 2004.
- [Paq04b] S. Paquelet et L.-M. Aubert - "*An Energy Adaptive Demodulation for High Data Rates with Impulse Radio*" - IEEE Radio and Wireless Conf. RAWCON, Atlanta, 2004.
- [Paq04c] S. Paquelet, C. Moy, L.M. Aubert - "*RF Front End Considerations for SDR Ultra-Wideband Communications Systems*" - RF Design, July 2004, <http://rfdesign.com/mag/407rfd4.pdf>.
- [Par15] Part 15 - "*Radio Frequency Devices*" - Rapport, FCC - OET.
- [Pel80] A. Peled and A. Ruiz - "*Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms*" - In Proc. IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Processing, pp. 964-967, Apr. 1980.
- [Pez03] M. Pezzin, J. Keignart, N. Daniele, et al. - "*Ultra Wideband: the radio link of the future*" - Annales des Télécommunications, Vol. 58, N° 3-4, pages 464-506, Mars 2003.
- [Piz06] A. Pizzinat, B. Charbonnier, M. Moignard, "*Analysis of Laser Induced Distortions in Ultra Wide Band MB-OFDM over Fiber*" - IEEE LEOS 2006, pp. 520-521, Montreal, Canada, Nov 2006.

- [Piz07] A. Pizzinat, S. Paquelet, S. Mallegol, G. Froc, A. Bisiaux, B. Charbonnier, N. Malhouroux, S. Meyer, F. Payoux, I. Siaud, G. Salingue, D. Morche, H. Jacquinet, S. Bories, C. Algani, A-L. Billabert, S. Mazer, J-L. Polleux, C. Rumelhard, M. Terré, C. Sillans, Y. Le Guennec, B. Cabon, M. Lourdiane, G. Maury, Ph. Lombard - "*RNRT/BILBAO project: first result on Ultra Wide Band over fiber*" - UWB'2007 - European Ultra Wide Band Radio Technology Workshop - Grenoble - France, conference proceedings May 10-11/2007.
- [Pol93] D. Polifko, H. Ogawa - "*Comparison of Traveling Wave External Modulator Microwave Mixers*" - IEICE Trans. Electron., Vol. E76-C, N°. 2, pp 257-263, Feb. 1993.
- [Por03] D. Porcino et W. Hirt - "*Ultra-wideband radio technology: potential and challenges ahead*" - IEEE Communications Magazine, vol. 41, n° 7, pages 66–74, juillet 2003.
- [Rag06] Salvatore RAGUSA - « *Ecrêtage Inversible pour l'Amplification Non-Linéaire des Signaux OFDM dans les Terminaux Mobiles* » - Mémoire de thèse, le 26 juin 2006.
- [Rap91] C. Rapp - "*Effects of HPA-Nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-Signal for a Digital Sound Broadcasting System*" - In Proceedings of the Second European Conference on Satellite Communications, Liege, Belgium, 1991, pp. 179-184, Oct. 22-24.
- [Raw02] H. Ai-Raweshidy and S. Komaki - "*Radio over fiber technologies for mobile communications networks*" - Editors, Artech House, Boston, 2002.
- [Rei06] Michael T. Reiha, John R. Long et John J. Pekarik - "*A 1.2 V Reactive-Feedback 3,1-10,6 GHz Ultrawideband Low-Noise Amplifier in 0,13 μm CMOS*" - RFIC 2006.
- [Ric91] W.H. Richardson, S. Machida, and Y. Yamamoto - "*Squeezed photon-number noise and sub-Poissonian electrical partition noise in a semiconductor laser*" - Phys. Rev. Lett. 66, 2867, 1991.
- [Ros73] G.F. Ross - "*Transmission and Reception System for Generating and Receiving base-band Duration Pulse Signals without Distorsion for Short Base-band Pulse Communication System*" - U.S. Patent 3, 728, 632, April 1973.
- [Rud97] J.C. Rudell, J.-J. Ou, T. Byunghak et al. - "*A 1.9-GHz Wide-Band If Double Conversion Cmos Receive for Cordless Telephone Applications*" - IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 32, 12, pp. 2071-2087, 1997.
- [Sah05] M. E. Sahin et H. Arslan - "*Inter-symbol Interference in High Data Rate UWB Communications Using Energy Detector Receivers*" - IEEE International Conference on UWB, ICU, 2005.

- [Sai05] Fadi SAIBI - « Signal Processing For High-Capacity Bandwidth Efficient Optical Communications » - Mémoire de Thèse de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Soutenu le 10 janvier 2005.
- [Sal67] B.R.Saltzberg - "*Performance of an efficient Parallel Data Transmission System*" - IEEE Trans. Comun., Vol. COM-15, pp. 805-811, December 1967.
- [Sal81] Saleh, A.A.M. - "*Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers*" - IEEE Trans. Communications, Vol. COM-29, pp.1715-1720, November 1981.
- [Sal95] B. R. Saltzberg - "*Comparison of single-carrier and multi one digital modulations for ADSL applications*" - IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 13, N°. 9, pp. 1537-1702, Dec. 1995.
- [Sch86] H. Schrank - "*A centennial of electromagnetics*" - IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter, Vol. 28, N° 6, pages 35–38, décembre 1986.
- [Sch93] R. A. Scholtz - "*Multiple access with time-hopping impulse modulation*" - In IEEE Military Communications Conference, Bedford, MA, USA, Vol. 2, pages 447–450, October 1993.
- [Sch97] R. A. Scholtz Et M. Z. Win - "*Impulse radio*" - In Wireless communications : TDMA vs. CDMA (S. Glisic et P. A. Leppänen, eds.), Norwell : Kluwer, 1997.
- [Set01] I. Seto, H. Shoki, and S. Ohshima - "*Optical subcarrier multiplexing transmission for base station with adaptive array antenna*" - IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. 49, N°. 10, pp. 2036- 2041, Oct. 2001.
- [She06] S. Shekhar, X. Li and D.J. Allstot - "*A CMOS 3,1-10,6GHz UWB LNA Employing Stagger-Compensated Series Peaking*" - Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2006 IEEE, page(s) : 4 pp, 11-13 June 2006.
- [Shi05] Nobuhiro Shiramizu, Tom Masuda, Masamichi Tanabe et Katsuyoshi Washio - "*A 3-10 GHz Bandwidth Low-Noise and Low-Power Amplifier for Full-Band UWB Communications in 0.25- μ m SiGe BiCMOS Technology*" - Radio Frequency integrated Circuit (RFIC) Symposium, 2005 Digest of papers 2005 IEEE, 12-14, Page(s):39 – 42, June 2005.
- [Sim07] R.F. Blockset - Simuling function - "*Amplifier*" – <http://www.mathworks.com/> - 2007.
- [Siz05] H. Sizun – "*Radio Wave Propagation for Telecommunication Applications*" - Berlin : Springer, 2005.
- [Sou02] A. Soury - « *Modélisation des phénomènes de mémoire à long terme des amplificateurs de puissance pour la simulation des systèmes de télécommunications* » - Thèse de Doctorat, l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Microones IRCOM, Université de Limoges, 20002.

- [Sou06] Press release http://www.soumu.go.jp/joho_tsusin/eng/Releases/Telecommunications/news060202_1.html.
- [Sum07] Sumitomo - “40Gbit/s Dual Electrode Intensity Modulator” - http://www.socnb.com/index_e.html.
- [Tan04] P. K. Tang, L. C. Ong, A. Alphones, B. Luo, and M. Fujise - “*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.
- [Tar05] Thierry TARIS, Jean Baptiste Begueret, Hervé Lapuyade et Yann Deval - “*A 3-10 GHz 0,13 μ m CMOS body effect reuse LNA for UWB applications*” - IEEE 2005.
- [Tay95] J.D. Taylor - “*Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems*” - CRC Press, 1995.
- [Ter03] Sylvain TERTOIS - Thèse de l'école Doctorale : Matisse - « *Réduction des effets des non-linéarités dans une modulation multiporteuse à l'aide de réseaux de neurones* » le 12 Décembre 2003.
- [Tim01] Time Domaine - “*Time Modulated Ultra-Wideband for Wireless Applications*” - 2001.
- [Tos06] Toshiaki Kuri, Yuki Omiya, Tetsuya Kawanishi, Shinsuke Hara, and Ken-ichi Kitayama - “*Optical Transmitter and Receiver of 24-GHz Ultra-Wideband Signal by Direct Photonic Conversion Techniques*” - International Topical Meeting on Microwave Photonics, Grenoble, France, Oct. 2006.
- [Tsa05] Ming-Da Tsai, Kun-You Lin, and Huei Wang – “*A 5.4-mW LNA Using 0.35- μ m SiGe BiCMOS Technology for 3,1 - 10,6-GHz UWB Wireless Receivers*” - Radio Frequency integrated Circuit (RFIC) Symposium, 2005 Digest of papers 2005 IEEE, 12-14, Page(s) : 335 – 338, June 2005.
- [Tub01] J. Tubbax, B. Côme, L.V. der Perre, L. Deneire, S. Donnay, M. Engels – “*OFDM versus Single Carrier with Cyclic Prefix : a system-based comparison*” - Proc. Of IEEE Vehicular Technology Conference Fall, Vol. 2, pp. 1115-1119, October 2001.
- [Tuf00] F. Tufvesson - “*Design of Wireless Communication Systems – Issues on Synchronization, Channel Estimation and Multi-carrier Systems*” - Department of Applied Electronics, Lund University, Sweden, Aug. 2000.
- [Tek07] www.tektronix.com/fr.
- [U2T07] <http://www.u2t.de/english.products.html>.

- [UROOF] Ultra wide-band Radio Over Optical Fiber (UROOF), project number FP6-IST-003615, Specific Targeted Research Project supported by the European Union.
- [Van00] R. Van Nee, P. Ramjee - *“OFDM for Wireless Multimedia Communications”* - Artech House Publishers, 2000.
- [Van68] Van Trees, H. L.; *“Detection, estimation and modulation theory, part I,”* Wiley, New York, 1968.
- [Vuo01] J. Vuolevi - *“Analysis, Measurement and Cancellation of the Bandwidth and Amplitude Dependence of Intermodulation Distortion in RF Power Amplifiers”* – PhD Thesis, Department of Electrical Engineering, University of Oulu, Finland, 2001.
- [Wak04] D. Wake, M. Webster, G. Wimpenny, K. Beacham, and L. Crawford - *“Radio over fiber for mobile communications”*, 2004 - IEEE Int. Topical Meeting on Microwave Photonics, pp. 157-160, Oct. 2004.
- [Wan06] Chao-Shiun Wang, Chong-Kuang Wang - *“A 90nm CMOS Low Noise Amplifier Using Noise Neutralizing for 3,1-10,6GHz UWB System”* - Solid State Circuits Conference, ESSCIRC 2006, Proceedings of the 32nd European, page(s):251 – 254, Sept. 2006.
- [Wei71] S.B. Weinstein, P.M. Ebert - *“Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform”* - IEEE Trans. Commun. Tech., Vol. COM-19, N° 5, pp. 628-34, Oct. 1971.
- [Wel03] Welborn, Matt - *“XtremeSpectrum Presentation”* - IEEE contribution 802.15-03/153r3.
- [Whi03] G.P. White, A.G. Burr and T. Javomik - *“Modelling of nonlinear distortion in broadband fixed wireless access systems”* - Electronics Letters Vol. 39 N°. 8, 17th April 2003
- [WiFi07] WIFI 2006 – *« Portail Internet de l'Alliance pour le Wi-Fi »* - <http://www.wi-fi.org>.
- [Wil95] T. A. Wilkinson et A. E. Jones – *“Minimisation of the Peak to Mean Envelope Power Ratio of Multicarrier Transmission Schemes by Block Coding”* - IEEE VTC'95. N° 2. pp. 825-829. 1995.
- [WiMa07] *« Portail Internet de support pour la Technologie WI-Max »* - <http://www.wimaxforum.org>.
- [WiMe07] WIME 2006 – *« Portail Internet de l'Alliance WiMedia »* - <http://www.wimedia.org>.
- [Woo01] W. Woo, L. Ding, J.S.Kenny, G.T. Zhou - *“An RF/DSP Test Bed for Baseband Pre-Distorsion of RF Power Amplifiers”* - 57th Automatic RF Testing Group (ARFTG) Conf. Dig., pp. 54-70, Phoenix, AZ, May 24-25, 2001.

- [Xie07] Haolu Xie, Xin Wang, Albert Wang, Zhihua Wang, Chun Zhang et Bin Zhao - "*A Fully-Integrated Low-Power 3,1-10,6 GHz UWB LNA in 0.18 μm CMOS*" - Radio and Wireless Symposium, 2007 IEEE, pp. 197 – 200, 9-11 Jan. 2007.
- [Yeo05] K. Yeom, Du-Hyun KO - "*A novel 60-GHz monolithic star mixer using gate-drain-connected pHEMT diodes*" - IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no7, pp. 2435-2440, 2005.
- [Yu01] W. Yu, J.M. Cioffi - "*On constant power water-filling*" - In proc. ICC 2001, vol 6, pp 1665-1669, June 2001.
- [Yu07] Yueh-Hua Yu, Yi-Jan Emery Chen, and Deukhyoun Heo - "*A 0.6-V Low Power UWB CMOS LNA*" - IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 17, N^o. 3, pp. 229-231, March 2007.
- [Zel00] C. Zelaya, et al. - "*A 60 GHz Integrated Sub-harmonic receiver MMIC*" - IEEE GaAs Digest, 2000.
- [Zen06] F. Zeng, J. Yao - "*Optical Generation and Distribution of UWB Signals*" - IEEE LEOS conference, Special Symposium on Photonic Generation and Distribution of Ultra-Wideband Signals, Conference proceedings, pp. 2024-2029, Montreal, Canada, Nov. 2006.
- [Zer89] N.A. Zervas, I. Kalet - "*Optimized Decision Feedback Equalization versus Optimized Orthogonal Frequency Division Multiplexing for High-Speed Data Transmission over the Local Cable Network*" - Proceedings of the International Conference on Communications 1989, Vol. 2, pp. 1080-1085, Boston MA, September 1989.
- [Zha05] Frank Zhang and Peter Kinget - "*Low Power Programmable-Gain CMOS Distributed LNA for Ultra-Wideband Applications*" - Symposium on VLSI Circuits Digest of Technical Papers, pp. 78-81, 2005.

Liste des Publications

Articles de revues internationales [RI]

Article soumis à publication.

- [RI 1] Ph. Lombard, Y. Le Guennec, G. Maury - *“Optical Mixing for Up-Conversion of MB-OFDM for Ultra Wide Band Over Fiber Application”* - IEEE Photonics Technology Letters.

Papiers invités [Inv x] de conférences internationales avec comité de lecture

- [Inv 1] Y. Le Guennec, **P. Lombard**, B. Cabon, G. Maury, M. Lourdiane, and S. Constant - *“Low cost distribution and optical signal processing of UWB waveforms over fiber”* - IEEE RWS’2007- Radio and Wireless Symposium, Long Beach - California, conference proceedings, Jan. 2007.
- [Inv 2] **Ph. Lombard**, E. Ponthus, E. Novakov, J-M Fournier - *“Effect of RF Front-End Parameters on UWB-OFDM Receiver Performances in Presence of Adjacent Channel Interferers”* - IEEE ICECS’2006 - International Conference on Electronics, Circuits and Systems, Nice – France, conference proceedings December 11-13/2006.
- [Inv 3] Y. Le Guennec, M. Lourdiane, B. Cabon, G. Maury, **P. Lombard** - *“Technologies for UWB-Over-Fiber”* - IEEE LEOS’2006 - Laser and Electro-Optics Society Society Annual Meeting , Montréal – Quebec - Canada, conference proceedings 29 Oct.-2 Nov. 2006.

Livrable [Liv x] projet BILBAO

- [Liv 1] A. Pizzinat, B. Charbonnier, C. Algani, A.-L. Billabert, J.-L. Polleux, M. Lourdiane, **Ph. Lombard**, G. Maury, Y. Le Guennec, B. Cabon - *“L3-1, Etude d’architectures optique-radio (électrique) point à point monomodes”*.
- [Liv 2] **Ph. Lombard**, Y. Le Guennec, M. Lourdiane ; G. Maury, B. Cabon, A. Pizzinat, S. Meyer, F. Payoux, B. Charbonnier, B. Charbonnier, C. Algani, A.-L. Billabert, J.-L. Polleux - *“L3-2, Solutions d’accès point à point multimodes”*.

- [Liv 3] **Ph. Lombard**, Y. Le Guennec, M. Lourdiane ; G. Maury, B. Cabon, A. Pizzinat, S. Meyer, F. Payoux, B. Charbonnier - ***“L3-3, Solutions d’accès point multipoints. Traitement du signal par voie optique (Points multipoints access solutions. Optical way signal treatment)”***.
- [Liv 4] C. Algani, P. Benech, **Ph. Lombard**, J. B. David, J. M. Duchamp, P. Ferrari, Ph. Benech, J-M. Fournier, M. Lourdiane, Y. Le Guennec, S. Mallégol, A. Pizzinat, J. L. Polleux, C. Sillans - ***“L5-3, Spécification complète du prototype radio ULB (Complete specification of UWB radio operator prototype)”***.

Articles de conférences internationales [CI x] avec comité de lecture

- [CI 1] **Ph. Lombard**, M. Lourdiane, Y. Le Guennec - ***“Transmission of MB-OFDM Signals over Optical Fiber using Direct and External Optical Modulations”*** - MOW’2007 - Mobile Optical Wireless Conference Week, Budapest, conference proceedings May 14-18/2007.
- [CI 2] **Ph. Lombard**, Y. Le Guennec, E. Novakov, J-M Fournier - ***“Impact of Filters on the Performances of UWB MB-OOK Systems”*** - UWB’2007 - European Ultra Wide Band Radio Technology Workshop - Grenoble - France, conference proceedings May 10-11/2007.
- [CI 3] A. Pizzinat, S. Paquelet, S. Mallegol, G. Froc, A. Bisiaux, B. Charbonnier, N. Malhouroux, S. Meyer, F. Payoux, I. Siaud, G. Salingue, D. Morche, H. Jacquinet, S. Bories, C. Algani, A-L. Billabert, S. Mazer, J-L. Polleux, C. Rumelhard, M. Terré, C. Sillans, Y. Le Guennec, B. Cabon, M. Lourdiane, G. Maury, **Ph. Lombard** - ***“RNRT/BILBAO project: first result on Ultra Wide Band over fiber”*** - UWB’2007 - European Ultra Wide Band Radio Technology Workshop - Grenoble - France, conference proceedings May 10-11/2007.
- [CI 4] **Ph. Lombard**, M. Lourdiane, Y. Le Guennec and G. Maury - ***“Radiofrequency UWB Transposition on Optical Transmission System”*** - European ISIS Workshop on Emerging Optical Broadband Technologies, Boppard am Rhein, Germany, conference proceedings May 2006.

ANNEXES

—

ANNEXE 1

Projet BILBAO

BILBAO (Borne d'Infrastructure Large Bande avec Accès Optique) est un projet de recherche financé par l'Agence Nationale pour la Recherche (ANR). Ce projet a été labellisé depuis mars 2006 par le Réseau National de Recherche en Télécommunications (RNRT).

BILBAO porte sur la définition des spécifications des éléments radio-fréquences et optiques critiques dans le but de réaliser un démonstrateur ULB hybride optique/RF.

Les partenaires du projet sont : *IMEP-LHAC, CNAM ESYCOM, FRANCE TELECOM, CEA LETI, IFOTEC, ITE TCL*

Le projet BILBAO vise à la mise en place d'une infrastructure légère et bas coût en vue d'étendre et de densifier la fourniture d'applications haut débit voir très haut débit dans un environnement intra-bâtiment. La distribution visée est basée sur l'utilisation d'une distribution optique alimentant un ou des liens sans fil sur les derniers mètres.

La transparence exigée des architectures (sur les interfaces fibre ou air) pour l'utilisateur et la nécessité (liée au statut historique à part de l'ULB) de partager des infrastructures radio avec les services existants sont constitutives des systèmes envisagés. Ces éléments positionnent nettement BILBAO dans la thématique mobilité et interopérabilité.

L'intégration transversale des technologies optique et radio ULB constitue l'enjeu premier du projet. La double fonction assignée à la réalisation d'un démonstrateur est très en amont du développement industriel. Elle participe ainsi à :

- Valider les principes physiques de la transition à l'interface air/optique,
- Montrer la capacité limite d'un lien ULB.

Le potentiel de propriété intellectuelle est d'autant plus fort que le couplage de ces technologies a été peu exploré jusqu'à ce jour. Dans une hypothèse favorable, les offres de service haut-débit se verraient démultipliées dans les espaces publics, domestiques et privés. Des millions d'utilisateurs seraient potentiellement concernés.

Avec toutes les précautions qu'impose l'usage des prévisions en recherche, la maturation actuelle des principes techniques étayant les concepts et la volonté politique inscrite dans l'amorce du processus de réglementation laissent entrevoir un horizon de 5 ans.

Ces caractéristiques situent sans ambiguïté BILBAO dans la catégorie des projets précompétitifs.

Projet ISIS



ISIS (Network of Excellence on InfraStructures for broadband access in wireless/photronics and Integration of Strengths) est un réseau d'excellence d'ordre européen sur les applications aux communications micro-ondes et optique larges bandes en particulier pour les systèmes optoélectroniques.

ISIS est aussi un consortium qui regroupe pas moins de 19 partenaires dont 4 industriels dans 10 pays européens, plus 2 autres (Canada, Singapour) : *Centre National de la Recherche Scientifique (FR)*, *Institut National Polytechnique de Grenoble (FR)*, *Universität Duisburg-Essen (DE)*, *University of Kent (UK)*, *University of Leeds (UK)*, *Vrije Universiteit Brussel (BE)*, *Budapest University of Technology and Economics (HU)*, *Instituto de Telecomunicações (PT)*, *THALES Airborne Systems (FR)*, *Alcatel Thales III-V Lab (FR)*, *Kista Photonics Research Center (SE)*, *Agilent Technologies R&D and Marketing GmbH & Co.KG (DE)*, *SELEX Sistemi Integrati S.p.A. (IT)*, *Université d'Ottawa (Ca)*, *Nanyang Technological University (Sg)*, *Eindhoven University of Technology (NL)*, *Universidad Politecnica de Valencia (ES)*, *Chalmers University of Technology (SE)*, *University College London (UK)*.

Il est également composé d'un comité exécutif composé d'industriels européens : *Alcatel*, *Thalès*, *Siemens*, *Selex*, *Ericsson*, *Zarlink*, *Modulight*, *Agilent*

Les Objectifs d'ISIS sont de plusieurs ordres :

- Innovation scientifique :
 - ✓ Solution bas-coût, pour les communications de très haut débit (> 10 Gb/s) et large bande (> 1 GHz).
 - ✓ Synergie des techniques « sans fil » et « optiques ».
- Retombées industrielles potentielles, dans les domaines :
 - ✓ Du test large bande (Agilent).
 - ✓ Des architectures radar et applications à la défense (Thales, Selex).
 - ✓ Du développement de composants (Zarlink, Siemens).
 - ✓ Des architectures innovantes RoF et sans fil (Ericsson, Alcatel).
- Renforcer la recherche européenne par rapport au niveau mondial dans les domaines
 - ✓ RoF et sans fil.
 - ✓ Distribution par fibre optique FTTH (Fiber To The Home) à l'abonné.

L'objectif d'ISIS est ainsi de favoriser l'échange de compétences en terme de connaissances, ou par le biais d'utilisation de matériels entre les différents acteurs de la recherche et de l'industrie.

ANNEXE II

Produit d'inter-modulation d'ordre 3 (IP₃)

Les systèmes non-linéaires génèrent plus généralement des produits d'IM_n (Inter-Modulation d'ordre n). La valeur de l'ordre n est directement liée au degré de l'équation polynomial (A2.1). Cette équation décrit la fonction non-linéaire du produit d'IM de l'amplitude de sortie v_S en fonction de celle de son entrée v_E à l'aide de coefficients a_i .

$$v_S = a_1 v_E + a_2 v_E^2 + a_3 v_E^3 + \dots \quad (\text{A2.1})$$

La mise en évidence des IM_n peut être réalisée suivant le schéma illustré sur la figure A2.1.

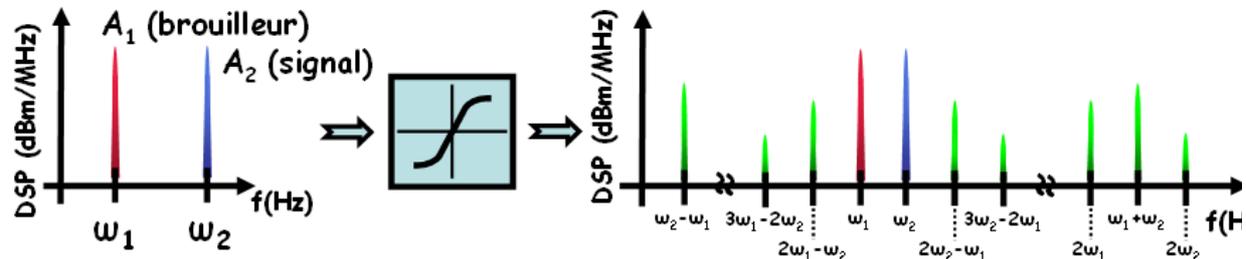


Figure A2.1 : Génération de produits d'IM à partir de deux signaux fondamentaux traversant une fonction non-linéaire.

Le signal d'entrée deux tons décrit dans l'équation (A2.2) et composé de la somme de deux sinusoïdes d'amplitude A_1 et A_2 de fréquences respectives ω_1 et ω_2 .

$$v_E(t) = A_1 \cdot \cos(\omega_1 t) + A_2 \cdot \cos(\omega_2 t) \quad (\text{A2.2})$$

En considérant les équations (A2.1) et (A2.2), nous déduisons le signal de sortie qui peut être mis sous la forme de l'équation (A2.3).

$$\begin{aligned}
v_s(t) = & a_1 A_1 \cdot \cos(\omega_1 t) + a_1 A_2 \cdot \cos(\omega_2 t) && \text{Fondamental.} \\
& + \frac{a_2 A_1^2}{2} + \frac{a_2 A_2^2}{2} && \text{Composante continue.} \\
& + \frac{a_2 A_1^2}{2} \cdot \cos(2\omega_1 t) + \frac{a_2 A_2^2}{2} \cdot \cos(2\omega_2 t) && \text{2}^{\text{ème}} \text{ harmonique.} \\
& + a_2 A_1 A_2 [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t] && \text{IM}_2. \\
& + \left(\frac{3a_3 A_1 A_2^2}{2} + \frac{3a_3 A_1^3}{4} \right) \cdot \cos(\omega_1 t) + \dots && \text{Fondamental.} \\
& \dots + \left(\frac{3a_3 A_1^2 A_2}{2} + \frac{3a_3 A_2^2}{4} \right) \cdot \cos(\omega_2 t) && \text{(A2.3)} \\
& + \frac{a_3 A_1^3}{4} \cdot \cos(3\omega_1 t) + \frac{a_3 A_2^3}{4} \cdot \cos(3\omega_2 t) && \text{3}^{\text{ème}} \text{ harmonique.} \\
& + \frac{3a_3 A_1 A_2^2}{4} [\cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(2\omega_1 - \omega_2)t] + \dots && \text{IM}_3. \\
& \dots + \frac{3a_3 A_1^2 A_2}{4} [\cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t] \\
& + \dots && \text{Termes d'ordre supérieur à 3.}
\end{aligned}$$

Nous constatons dans l'équation (A2.3), la présence des termes fondamentaux ainsi que de nombreux harmoniques dus aux produits d'IM. Les fréquences harmoniques sont des multiples ou des combinaisons linéaires des fréquences fondamentales.

Nous remarquons également sur la figure A2.1 que les amplitudes des produits d'IM à la sortie du système non-linéaire décroissent suivant la valeur de l'ordre n . Néanmoins, les produits situés à proximité des fréquences fondamentales, comme par exemple les harmoniques d'ordre 3, sont particulièrement gênants. Les autres produits d'IM restent pour la plupart suffisamment éloignés pour être éliminés par l'intermédiaire d'un simple filtrage.

Ne pouvant être mesuré dans la réalité, le point d'interception d'ordre 3 (IP_3) est estimé à partir de la représentation graphique donnée sur la figure A2.2. Ce point correspond à l'intersection entre les deux droites du gain et des produits d'inter-modulation d'ordre 3 issus des mesures.

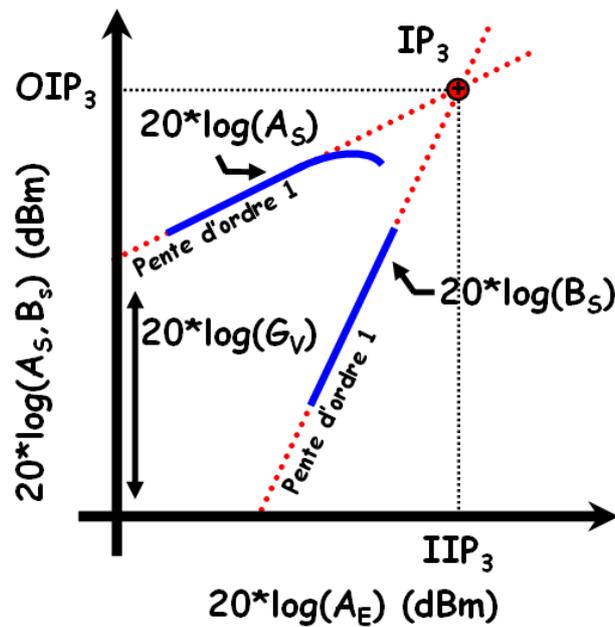


Figure A2.2 : Point d'interception d'ordre 3 (IP_3).

Les points de mesures sont obtenus à partir du schéma illustré sur la figure A2.3.

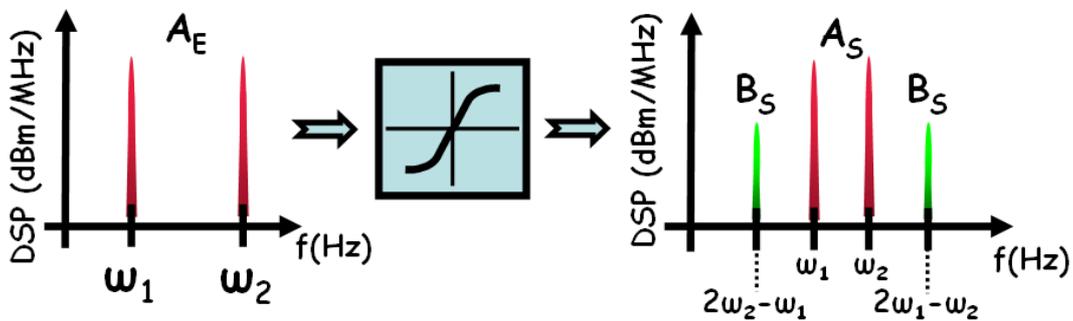


Figure A2.3 : Mesure du niveau d'inter-modulation d'ordre 3 (IP_3).

Nous faisons varier à l'entrée d'un dispositif non-linéaire, deux signaux sinusoïdaux de fréquences respectives ω_1 et ω_2 , et d'amplitudes A_E identiques. Nous relevons en sortie de celui-ci, les valeurs des amplitudes A_S correspondant aux signaux fondamentaux (A_E), ainsi que les amplitudes B_S des produits d'IM₃ situés aux fréquences $2\omega_2 - \omega_1$ et $2\omega_1 - \omega_2$.

Nous parlerons d'IIP₃ (Input-IP₃) en ce qui concerne l'entrée, et d'OIP₃ (Output-IP₃) pour la sortie. L'équation (A2.4) relie ces deux termes en fonction du gain en tension G de l'amplificateur.

$$OIP_3 = G \cdot IIP_3 \quad (A2.4)$$

Le point d'interception étant indépendant du niveau de puissance du signal d'entrée, il est très souvent utilisé pour caractériser les non-linéarités d'un dispositif.

D'après l'équation (A2.3) et la figure A2.2, la relation entre l'OIP₃ et l'IIP₃ peut également être décrite par le système suivant :

$$\begin{cases} OIP_3 = a_1 IIP_3 \\ OIP_3 = \frac{3}{4} a_3 IIP_3^3 \end{cases} \quad (A2.5)$$

Ces deux paramètres peuvent être aussi décrits à partir des coefficients a_1 et a_3 :

$$IIP_3 = \sqrt{\frac{4 a_1}{3 a_3}} \quad OIP_3 = \sqrt{\frac{4 a_1^3}{3 a_3}} \quad (A2.6)$$

Un bon système est caractérisé par une valeur d'IP₃ élevée. Cela signifie que pour une puissance donnée en entrée, plus la valeur d'IP₃ est importante, plus la puissance du produit d'IM est faible par rapport à la puissance de la réponse linéaire du système. Il est ainsi nécessaire que la puissance du signal d'entrée soit toujours en dessous de la valeur d'IIP₃. Elle représente alors la limite maximale pour laquelle la puissance du produit d'IM₃ est plus faible que la réponse linéaire du système.

Résumé – Les systèmes Ultra Large Bandes (ULB) représentent une nouvelle technologie de communication sans fil pour la transmission d'informations à très hauts débits. Avec une Densité Spectrale de Puissance (DSP) inférieure à -41.3 dBm/MHz, les distances de propagation sont considérablement restreintes (< 20 m). C'est en février 2002, que la commission fédérale de communication des Etats-Unis (FCC) a alloué pour les systèmes ULB une bande de fréquence comprise entre 3,1 et 10,6 GHz. Depuis, de nombreuses divergences sont apparues suivant les grandes zones géographiques de normalisation.

Au travers des nombreuses techniques de transmission ULB, nous étudions la modulation multi-bandes à répétition en fréquence orthogonale (MB-OFDM) qui a été proposée par l'European Computing Machinery Association (ECMA) en temps que standard en 2005. L'efficacité des signaux Impulsionnel Radio (IR), précurseur à l'ULB, a cependant été montrée. Nous présentons à ce titre une topologie originale nommée Multi-Bandes On-Off Keying (MB-OOK).

Dans le cadre de cette thèse, nous développons un outil de simulation système (SST) afin d'analyser les performances d'un système ULB-OFDM. Nous étudions l'influence sur le taux d'erreur binaire (BER) des non-linéarités du front-end de réception Radio-Fréquence (RF) et de l'amplification de puissance faible bruit (LNA) dans une chaîne de transmission globale.

Dans le cadre des systèmes MB-OOK, différents types de filtres sont envisagés. L'impact sur le BER est étudié afin de connaître les propriétés prédominantes des filtres sur les performances de transmission.

Le domaine de l'optique peut également être avantageusement employé dans des processus de transmission ULB. Les réseaux large bande radio sur fibres (RoF) présentent de nombreux intérêts pour fournir à moindre coût la distribution du signal mais également la possibilité de pouvoir le traiter directement. Dans ce sens, Nous évaluons les possibilités de convertir fréquemment des signaux de type ULB-OFDM, ainsi que d'évaluer l'impact de transmetteurs Electrique/Optique (E/O) sur les performances d'un système ULB sur fibre à partir des valeurs du vecteur d'erreur d'amplitude (EVM).

Mots clefs : ULB, MB-OFDM, MB-OOK, Radio Impulsionnel, LNA, Filtre, Non-linéarité, BER, EVM, Radio-sur-Fibre, DFB, MZM, Conversion de fréquence.

Abstract – Ultra Wide Band (UWB) systems are a new wireless technology capable of transmitting high data rate over a wide frequency spectrum for short distances (< 20 m) for wireless applications. The Power Spectrum Density (PSD) of the emitted signals must be as low as -41.3 dBm/MHz. In February 2002, the Federal Communication Commission (FCC) has allocated a band from 3.1 to 10.6 GHz for UWB communications. From that time, some differences appear depending on the country.

Among all the various transmission techniques using UWB labelled modulations, we study the Multi-Band-Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MB-OFDM) modulation which has been proposed by the European Computing Machinery Association (ECMA) in 2005. However, the efficiency of Impulse Radio (IR) was pointed out. In this way, an original topology known as Multi-Band On-Off Keying (MB-OOK) is also presented.

In this thesis, we develop a System Simulation Tool (SST) to analyze the performances of UWB-OFDM system. The impact of the Radio-Frequency (RF) front-end and Low Noise Amplifier (LNA) non-linearity is studied on the Bit Error Rate (BER) of the overall receiver.

In the MB-OOK transmission chain, different filters are introduced. BER is studied in order to know which properties of the filters have the main impact on the MB-OOK transmission performances.

The optical domain can also be advantageously used to provide broadband optical UWB signal processing functions. Broadband Radio-over-Fiber (RoF) networks are raising great interest to provide both low cost optical intra-building distribution and signal processing of UWB signals. We investigate, from Error Vector Magnitude (EVM), optical transmission and frequency up-conversion of UWB-OFDM signals. In this proof of concept, a specific study is carried out to evaluate the capability to up-convert a MB-OFDM signal, and the impact of the Electronic/Optical (E/O) transceiver on the performance of the UWB-over-fiber system.

Keywords: UWB, MB-OFDM, MB-OOK, Impulse Radio, LNA, Filter, Non-linearity, BER, EVM, Radio-over-Fiber, DFB, MZM, Frequency up-conversion.