



HAL
open science

Architectures multi-bandes en mode impulsionnel et circuits pour des applications nomades très haut débit autour de 60GHz

Rahma Abdaoui

► **To cite this version:**

Rahma Abdaoui. Architectures multi-bandes en mode impulsionnel et circuits pour des applications nomades très haut débit autour de 60GHz. Autre. Université Paris-Est, 2012. Français. NNT : 2012PEST1056 . tel-00802381

HAL Id: tel-00802381

<https://theses.hal.science/tel-00802381>

Submitted on 19 Mar 2013

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

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



ÉCOLE DOCTORALE ICMS

Thèse de doctorat

Spécialité : Electronique, Optronique et Systèmes (CNU 63)

Présentée et soutenue publiquement par

Rahma ABDAOUI

Le 10 Décembre 2012

**Architectures multi-bandes en mode
impulsionnel et circuits, pour des applications
nomades très haut débit autour de 60GHz**

Thèse dirigée par :

Prof. Martine VILLEGAS (ESYCOM/ ESIEE Paris).
Prof. Geneviève BAUDOIN (ESYCOM/ ESIEE Paris).

Composition du jury :

Rapporteurs : Prof. Christian PERSON (ENST Bretagne – LEST)
Prof. Nathalie ROLLAND (IEMN-ISEN)
Examineurs : Prof. Raymond QUERE (XLIM-CNRS)
Prof. Atika RIVENQ (Université de Valenciennes)
Dr. Dominique MORCHE (CEA-LETI)
Dr. Antoine Diet (L2S-DRE/ Université Paris Sud-11)

Remerciements

Je tiens à remercier toutes les personnes qui m'ont accompagnées et guidées durant mes trois années de thèse. Je tiens tout particulièrement à remercier Martine Villegas, Genviève Baudoin et Antoine Diet, qui m'ont proposé ce sujet de thèse et qui m'ont beaucoup apporté dans le domaine scientifique en m'encadrant dans mes activités de recherches. Merci pour tout ce que vous m'avez appris scientifiquement, professionnellement et humainement. Je tiens donc à vous exprimer toute ma gratitude pour m'avoir suivi et de m'avoir donné autant de confiance et de liberté dans mes choix. Vos idées enrichissantes, vos conseils très constructifs ont été d'une grande utilité lors de mon parcours.

Mes remerciements vont également à Nathalie Rolland et Christian Person pour avoir accepté d'être les rapporteurs de ma thèse, et aussi à Raymond Queré, Dominique Morche, Atika Rivenq pour avoir accepté de faire partie de mon jury d'examineurs.

Merci à toute l'équipe Esycom, au département télécom et aux administratifs de l'ESIEE que j'ai connus d'abord en tant qu'élève ingénieur puis doctorante en thèse. Mon expérience au sein du laboratoire a été très agréable et enrichissante.

Je veux aussi remercier mes amis doctorants. Merci à Martha, Vaclav, et Toufic, avec vous l'ambiance était extraordinaire, grâce à vous je n'ai pu avoir qu'une bonne impression de la thèse. Et malgré le fait que vous soyez loin, les bons souvenirs resteront toujours gravés dans ma mémoire. Je tiens à remercier les doctorants actuels Marc, Julien S, Carlos, Oscar, Thomas, Amadou et Charles pour les moments partagés, les discussions autour d'un café et la bonne ambiance.

Je tiens à remercier mes amis qui ont toujours cru en moi et m'ont encouragée pendant les moments difficiles, Wiem, Emna, Sarah, Inès, Latifa, Julien P, Flavie la « dream team » ST : Vanessa, Elodie, Adlène et tous les autres.

Un grand merci à Fabien, toi qui a tenu sa promesse de me soutenir pendant la période de rédaction. Tu m'as encouragée, tu m'as motivée et tu n'as pas hésité une seconde à

m'apporter toute l'aide dont j'avais besoin. Merci aussi à François, Eric et Marie Claude qui m'ont bien encouragée.

Enfin je veux dédier cette thèse à ma famille, à mon père qui m'a toujours soutenue dans mes choix et qui m'a toujours montrée l'importance de l'apprentissage et de la recherche scientifique. Je la dédie aussi à ma mère, qui m'a apporté tant d'amour et de valeurs. Je la dédie à mes deux adorables frères Aymen et Abderrahmane, ma petite princesse Eya que j'aime tant et aussi à ma tante Rym qui avait commencé un bout de chemin pour sa thèse, et qui n'était jamais avare en conseils et encouragements.

Je remercie toute ma famille pour leur amour, leur foi et leurs encouragements dans les durs moments de ma vie.

Résumé

Avec la croissance actuelle du marché des applications de transfert de données multimédia à très haut débit, les bandes de fréquences autour de 60 GHz sont une nouvelle alternative promettant des performances intéressantes en terme de débits mais soulèvent des défis techniques et technologiques au niveau des architectures et circuits. C'est dans ce cadre que s'inscrit cette thèse, qui propose une approche multi bande impulsionnelle MBOOK avec un récepteur à détection d'énergie, et qui analyse plus spécifiquement les verrous au niveau de l'émetteur.

L'étude du canal de propagation à 60 GHz, basée sur les modèles de canaux du standard IEEE 802.15.3c, a permis de démontrer la potentialité de cette architecture et permet d'atteindre des débits de 2 Gbps à 2 mètres dans un environnement de type résidentiel.

Le dimensionnement de l'architecture ainsi que des performances des principaux blocs ont conduit à plusieurs possibilités pour l'architecture de l'émetteur MBOOK à 60 GHz. Les critères ont été d'assurer un compromis performances-consommation.

Une étude approfondie sur les imperfections de certains blocs critiques et l'impact sur l'impulsion transmise, et donc sur les performances du système ont été établies.

Le banc de filtres, nécessaire à l'émission et à la réception, représente l'un des verrous, et nous proposons une solution de filtrage à base de lignes couplées. L'étude des solutions de génération d'impulsions, des étages de commutation, et des étages d'amplification de l'émetteur sont détaillées et discutées dans les deux derniers chapitres.

Mots clés : 60GHz, MBOOK, récepteur à détection d'énergie, canal de propagation à 60 GHz, filtres à lignes couplées

Abstract

With the current increasing market request concerning high speed data rates applications, the 60 GHz frequency bands seems to be one of the new promising alternatives for high data rate wireless communications. In this context, the development of new systems operating at these frequencies becomes a very attractive research subject. This study focuses on nomadic systems offering high data and reconfigurable rates, low complexity, low power consumption for short communications.

One of the important tasks in the millimetre wave architecture design is to consider the channel propagation characteristics simultaneously with the technological performance of integrated circuits and antennas. This requires a co-design of the entire system. Therefore, we begun by studying the characteristics of the channel propagation channel à 60GHz according to the IEEE 802.15.3c and IEEE 802.11.ad models.

This PHD thesis proposes a new transceiver architecture based on multi-band impulse mode, with *On Off Keying* modulation schema and non coherent receiver. This architecture is dedicated to nomadic systems offering high data and reconfigurable rates, low complexity, low power consumption for short communications. Analysis and performances for the proposed architecture are presented. More than 2 Gbps at 2 m are obtained.

The imperfections of some critical blocks and their impact on the transmitted pulses were analysed and thus the performance of the system has been established. The potentiality of microstrip band pass filter bank presenting a constant relative bandwidth and reasonable insertion losses is presented in this study.

The study of pulse generation solutions, switchers, amplification stages and antennas are detailed and discussed in the last two chapters.

Keywords: 60GHz, MBOOK, non coherent receiver based on energy detection, 60 GHz channel propagation channel, coupled lines band pass filters.

Liste des acronymes

Acronymes anglo-saxons

3G	Third Generation
ADC	Analog-Digital Converter
ACMA	Australian Communications and Media Authority
ACPR	Adjacent Chanel Power ratio
AOA	Angle Of Arrival
BER	Bit Error Rate
CMOS	Complementary Metal Oxyde Semiconductor
DAC	Digital Analog Converter
ECC	European Communications Committee
EVM	Error Vector Magnitude
FCC	Federal Communications Commission
FDD	Frequency Division Duplexing
FIR	Finite Impulse Response
GSM	Global System for Mobile communication
GBPS	Giga Bit Per Second
IDF	Infocomm Development Authority
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
LTCC	Low Temperature Co-fired Ceramic
MBOOK	Multi Band On Off Keying
MBPS	Mega Bit Per Second
MIMO	Multiple Input Multiple Output
OFDM	Orthogonal frequency Division Multiplexing
OOK	On Off Keying
LOS	Line Of Sight
MWFSG	Millimeter Wave band Frequency Study Group
NLOS	Non Light Of Sight
PAN	Personal Area Network
PAPR	Peak to Average Power ratio
PER	Packet Error Rate
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
SNR	Signal to Noise Ratio
SPST	Single Pole Single Throw
SPDT	Single Pole double Throw
SP4T	Single Pole 4 Throw
TOA	Time Of Arrival
UWB	Ultra Wide Band
UM	Usage Model

WiFi	Wireless Fidelity
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network

Acronymes francophones

ANFR	Agence Nationale des Fréquences
CEPT	Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications
ETSI	Institut Européen des normes de Télécommunication
DSP	Densité Spectrale de Puissance
RF	Radio-Fréquence
ULB	Ultra Large Bande

Table de Matières

Remerciements	i
Résumé	iii
Abstract	iv
Liste des acronymes	v
Table de Matières	vii
Liste des Figures.....	xi
Introduction générale.....	15
Chapitre I. La bande millimétrique : caractéristiques spectrales et réglementation.....	17
I.1. Potentialité des communications radio sans fil ultra large bande en bande millimétrique	17
I.1.1. L'évolution des systèmes de communications radio	17
I.1.2. Intérêt des communications UWB (en basses fréquences et en bandes millimétriques)	18
I.1.2.1. L'UWB dans la bande [3-10 GHz]	18
I.1.2.1.1. Réglementation aux Etats-Unis	18
I.1.2.1.2. Réglementation en Europe	20
I.1.2.2. Caractéristiques de la bande de fréquence autour de 60 GHz.....	21
I.1.2.2.1. Pourquoi a-t-on recours à la bande millimétrique ?.....	21
I.1.2.2.2. L'absorption de l'oxygène.....	21
I.1.2.2.3. Atténuation des pluies	22
I.1.2.2.4. Atténuation importante en espace libre à 60 GHz	22
I.1.3. Conclusion	24
I.2. Standardisation et normes à 60 GHz : IEEE 802.15.3c et IEEE 802.11.ad	25
I.2.1. Réglementation dans le monde	25
I.2.1.1. Réglementation et spécifications en Europe	25
I.2.1.2. Réglementation et spécifications aux USA / Canada.....	26
I.2.1.3. Réglementation et spécifications en Asie	27
I.2.2. Le standard IEEE 802.15.3c.....	28
I.2.3. La norme -ECMA TC48	32
I.2.4. L'alliance WirelessHD.....	33
I.2.5. L'alliance WiGig.....	34
I.2.6. Le standard IEEE 802.11.ad.....	35
Bibliographie Chapitre I.....	37
Chapitre II. Etude du canal de propagation indoor à 60 GHz	39
II. 1. Introduction	39
II.2. Modélisation statistique du canal de propagation à 60 GHz.....	40
II.2.1. Le modèle de Saleh-Valenzuela (S-V)	40

II.2.2. Le modèle de Triple S (Shoji-Sawada-Saleh-Valenzuela) (TSV)	41
II.3. Modèle de propagation IEEE 802.15.3c pour les applications très haut débit	46
II.3.1. Les différents environnements du standard IEEE 802.15.3c	47
II.3.1.1. Environnement résidentiel	47
II.3.1.2. Environnement bureau	48
II.3.1.3. Environnement « Desktop »	48
II.3.1.4. Environnement « Kiosque »	48
II.3.1.5. Environnement bibliothèque	48
II.3.2. Paramétrage des modèles	49
II.3.3. Simulations des modèles de canaux IEEE 802.15.3c dans les différents environnements	53
II.3.4. Etude statistique et comparaison entre les paramètres temporels des configurations	59
II.4. Le modèle de propagation IEEE 802.11.ad pour les applications très haut débit.....	62
II.4.1. Les différents environnements du standard IEEE 802.11.ad	62
II.4.1.1. Environnement « <i>conférence room</i> » [15]	63
II.4.1.2. L'environnement « <i>Living room</i> » [15]	64
II.4.1.3. L'environnement « <i>Entreprise Cubicle</i> » [15] :	66
II.4.2. Influence de l'angle d'ouverture des antennes dans le canal de propagation.....	68
II.4.3. Influence de la distance, et de la polarisation des antennes dans les caractéristiques du canal de propagation à 60 GHz (IEEE 802.11.ad).....	68
II.4.4. Influence du « <i>beamforming</i> » dans les caractéristiques du canal de propagation à 60 GHz (IEEE 802.11.ad).....	69
II.5. Conclusion et analyse comparative.....	71
II.5.1. Comparaison entre les modèles de canaux du standard IEEE 802.15.3c et le nouveau standard IEEE 802.11.ad	71
II.6. Conclusion générale	75
Liste des publications pour le chapitre II.....	75
Bibliographie Chapitre II :.....	76
Chapitre III. Architectures d'émetteurs-récepteurs pour des systèmes communicants nomades à haut débit fonctionnant autour de 60 GHz	78
III.1. Objectif à atteindre pour les architectures nomades.....	79
III.2. Etat de l'art des solutions proposées en bande millimétrique	80
III.2. 1. Solutions utilisant une modulation multi porteuse OFDM	80
III.2. 1. 1. La modulation OFDM.....	80
III.2. 1. 2. Couche physique pour l'OFDM à 60GHz.....	81
III.2. 2. Solutions utilisant une modulation de type QPSK, BPSK.....	85
III.2. 3. Solutions utilisant une modulation <i>ASK, Amplitude Shift Keying</i>	85
III.3. Approche multi bande impulsionnelle en bande millimétrique	87
III.4. Potentialités de l'approche multi bandes impulsionnelle par rapport à une approche impulsionnelle classique.....	90
III.5. Présentation de la solution multi bande impulsionnelle.....	92
III.5.1. L'architecture de l'émetteur	92
III.5.2. L'architecture du récepteur.....	96
III.5.3. Estimation des performances de la solution proposée	97
III.5.4. Les évolutions possibles de l'architecture de l'émetteur	98

III.5.4.1. De point de vue de l'amplification	98
III.5.4.1.1. 1 ^{ère} version : un seul étage d'amplification	99
III.5.4.1.2. 2 ^{ème} version : Un amplificateur pour chaque sous bande	100
III.5.4.2. De point de vue commutation	102
III.5.4.2.1. 1 ^{ère} configuration.....	102
III.5.4.2.2. 2 ^{ème} configuration	103
III.5.4.3. De point de vue générateur d'impulsions.....	103
III.5. L'impulsion : un critère important pour l'estimation des débits	104
III.5.1. Le générateur d'impulsions	104
III.5.1.1 État de l'art des générateurs impulsionnels en bande millimétrique	104
III.5.1.1.a. Solution présentée par une équipe de l'université de Taiwan	104
III.5.1.1.b. Solution présentée par une équipe de l'université de Tokyo (School of Frontier Sciences and School of Engineering) [13].....	106
III.5.1.1.c. Solution développée par Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie, IEMN, Lille, France [20].....	107
III.5.2. Spécifications fonctionnelles pour le générateur dans l'architecture MBOOK.....	110
III.5.3. Comparaison des différentes approches pour le générateur d'impulsions.....	111
III.6. L'approche non cohérente du récepteur	113
III.7. Conclusion	118
Liste des publications pour le chapitre III	118
Bibliographie chapitre III :	119
IV. Dimensionnement de l'émetteur et conception de ses principaux éléments.....	122
IV.1. Les défis techniques et technologiques de l'émetteur MB-OOK	122
IV.1.1. L'antenne et l'environnement du système.....	122
IV.1.1.1. Etat de l'art des antennes en bande millimétrique	124
IV.1.1.2. Conception d'une antenne « patch » 60 GHz.....	127
IV.1.1.3. Simulations électromagnétique et temporelle de l'antenne.....	128
IV.1.1.3.1. Caractérisation fréquentielle de l'antenne	129
IV.1.1.3.2. Caractérisation temporelle de l'antenne	131
IV.1.1.4 L'importance d'une approche « co-design » Emetteur / Récepteur / Antennes / Canal.....	134
IV.1.2. Le banc de filtre : le défi de l'architecture MB-OOK	138
IV.1.2.1. Solutions proposées dans la littérature	138
V.1.2.2.1. Cahier de charges pour la solution de filtrage.....	141
V.1.3.2.2. Implémentation et réalisation du filtre à lignes couplées	155
V.1.3.2.2.1. Technologie TQP15 de Triquint :	155
IV.1.3.2.2.1. Technologie D01PH d'OMMIC	158
IV.1.4. L'étage de commutation : ses défis et ses limitations	160
IV.1.4.1. Etat de l'art des commutateurs en bande millimétrique	160
IV.1.4.2. Approches proposées	162
IV.1.4.2.1. Utilisation de commutateurs <i>SPST</i>	162
IV.1.4.2.2. Utilisation de commutateurs <i>SPDT</i> une entrée /deux sorties.....	164
IV.1.4.3. Analyse des performances des étages de commutation dans l'architecture	166
IV.1.5. Les étages de division et de combinaison.....	169
IV.1.5. 1. Etage de division.....	169
IV.1.5. 2. Etage de combinaison	169
IV.1.5. 3. L'étage d'amplification	170
IV.1.5. 3. 1. Solutions proposées dans la littérature	171
IV.1.5.3. Vers une approche différentielle et ses implications sur les choix de l'architecture.....	173

IV.3. Conclusion	178
Listes des publications pour le chapitre IV	178
Bibliographie chapitre IV	180
Conclusion et perspectives	185

Liste des Figures

Figure 1 : L'évolution des standards en fonction des débits et des distances.....	17
Figure 2 : Le masque de la FCC pour l'émission des signaux UWB.....	19
Figure 3 : Masque CEPT pour l'émission des signaux UWB en Europe.....	20
Figure 4 : Diagramme d'absorption de l'oxygène en dB par km et en fonction de la fréquence.....	21
Figure 5 : Atténuation en fonction du taux de précipitations.....	22
Figure 6 : "Pathloss" pour différents environnements dans le cas LOS et NLOS à 60 GHz.....	24
Figure 7 : Allocation de bandes de fréquence autour de 60 GHz dans différents pays.....	25
Figure 8 : Modèle d'usage numéro 1.....	29
Figure 9 : Modèle d'usage numéro 2.....	29
Figure 10 : Modèle d'usage numéro 3.....	30
Figure 11 : Modèle d'usage numéro 4.....	30
Figure 12 : Modèle d'usage numéro 5.....	31
Figure 13 : Occupation spectrale et division en canaux de la bande 60 GHz selon l'ECMA.....	32
Figure 14 : Masque du signal transmis dans chacun des canaux.....	33
Figure 15 : Exemple d'applications visées par l'alliance WirelessHD.....	35
Figure 16: Structure globale d'un système radio.....	39
Figure 17 : Modèle statistique Saleh-Valenzuela (S-V) classique.....	40
Figure 18 : Modèle des deux trajets (Two-path model).....	41
Figure 19 : Représentation graphique de la réponse impulsionnelle en fonction de TOA et AOA.....	42
Figure 20 : Modèle Two Path Saleh Valenzuela (TSV).....	44
Figure 21 : Exemple d'environnement résidentiel.....	47
Figure 22 : Exemple d'environnement bureau, "Office".....	48
Figure 23 : Exemple d'environnement "Desktop".....	48
Figure 24 : Angle d'ouverture et portée des antennes.....	50
Figure 25 : Les différents types d'antennes utilisées pour les mesures.....	51
Figure 26 : Réponse impulsionnelle d'un exemple de réalisation d'un canal résidentiel LOS.....	52
Figure 27 : Réponse impulsionnelle d'un exemple de réalisation d'un canal résidentiel NLOS.....	52
Figure 28 : Exemple 1 d'une réalisation de canal dans un environnement résidentiel LOS.....	53
Figure 29 : Exemple 2 d'une réalisation de canal dans un environnement résidentiel LOS.....	54
Figure 30 : Exemple 1 d'une réalisation de canal dans un environnement résidentiel NLOS.....	54
Figure 31 : Exemple 2 d'une réalisation de canal dans un environnement résidentiel NLOS.....	55
Figure 32 : Exemple 1 d'une réalisation de canal dans un environnement "Desktop" LOS.....	55
Figure 33 : Exemple 2 d'une réalisation de canal dans un environnement "Desktop" LOS.....	56
Figure 34 : Exemple 1 d'une réalisation de canal dans un environnement "Desktop" NLOS.....	56
Figure 35 : Exemple 2 d'une réalisation de canal dans un environnement "Desktop" NLOS.....	57
Figure 36 : Exemple 1 d'une réalisation de canal dans un environnement "Office" LOS.....	57
Figure 37 : Exemple 2 d'une réalisation de canal dans un environnement "Office" LOS.....	58
Figure 38 : Exemple 1 d'une réalisation de canal dans un environnement "Office" NLOS.....	58
Figure 39 : Exemple 1 d'une réalisation de canal dans un environnement "Office" NLOS.....	59
Figure 40 : Effets d'un canal multi-trajets sur une impulsion émise.....	59
Figure 41 : Illustration des notions de trajets significatif et Maximum excess delay.....	60
Figure 42 : Disposition de l'environnement "conference room" [15].....	63
Figure 43 : Configuration STA-STA [15].....	64
Figure 44 : Configuration STA-AP [15].....	64
Figure 45 : "Living room" scénario [15].....	65

Figure 46 : Schéma des trajets de rayons dans un contexte "living Room" [15].....	66
Figure 47 : "Entreprise cubital" scénario [15]	66
Figure 48 : Schéma des rayons pour le cas "Entreprise Cubicle" [15].....	67
Figure 49: Comparaison des étalements de canaux pour les environnements résidentiel du standard IEEE 802.15.3c et l'environnement "Living room" du standard IEEE 802.11.ad	74
Figure 50 : Comparaison des étalements de canaux pour les environnements "Desktop" du standard IEEE 802.15.3c et l'environnement "Conference room" du standard IEEE 802.11.ad.	74
Figure 51 : Schéma illustratif du cahier des charges du système	79
Figure 52 : Schéma des principaux blocs d'un système OFDM.....	81
Figure 53 : La divisions en canaux de la bande 60 GHz pour les systemes OFDM.....	81
Figure 54 : Etat de l'art de convertisseurs en technologie CMOS représentant les vitesses d'échantillonnage en fonction du nombre de bits de résolution	84
Figure 55 : Etat de l'art de convertisseurs en technologie CMOS représentant les puissances consommées en fonction des vitesses d'échantillonnage	84
Figure 56 : Schéma d'une modulation OOK impulsionnelle	86
Figure 57 : Temps de répétition T_r , temps d'étalement du canal T_d et temps d'intégration T_i	88
Figure 58 : Différentes fonctions de transfert de filtres en fonction du nombre de sous bandes	90
Figure 59 : Rapport entre l'énergie moyenne transmise et la puissance du bruit en fonction du nombre de sous bandes et de la distance émetteur récepteur	91
Figure 60 : Courbes de probabilité d'erreur moyenne en fonction du nombre de sous bandes et de la distance émetteur récepteur	91
Figure 61 : Caractéristiques de l'impulsion générée dans les domaines fréquentiel et temporel, simulées avec le logiciel HP-ADS.....	93
Figure 62 : Architecture de l'émetteur multi bandes OOK.....	93
Figure 63 : Impulsions transmises sur chaque sous bande et signal total transmis sur une période T_r	94
Figure 64 : Implémentation sous ADS de l'émetteur MB-OOK	96
Figure 65 : Architecture du récepteur multi bandes OOK.....	96
Figure 66 : Architecture MB-OOK avec un seul étage d'amplification avant l'antenne.....	99
Figure 67 : Spectre à la sortie de l'émetteur pour un message de [0 1 1 1] sur une durée de T_r	99
Figure 68 : Emetteur MB-OOK avec un amplificateur sur chaque sous bande.....	100
Figure 69 : Spectre à la sortie de l'émetteur pour un message de [0 1 1 1] sur une durée de T_r	100
Figure 70 : Comparaison entre la probabilité d'erreur moyenne	101
Figure 71 : Première approche de l'architecture MB-OOK	102
Figure 72 : Architecture MBOOK avec l'étage de commutation avant le filtrage.....	102
Figure 73 : Architecture MB-OOK avec des commutateurs SPDT.....	103
Figure 74 : Architecture MB-OOK avec deux générateurs d'impulsions	103
Figure 75 : Architecture MB-OOK avec deux générateurs d'impulsions	104
Figure 76 : Schéma global de l'architecture [12].....	105
Figure 77 : Schéma du modulateur OOK [12]	105
Figure 78 : Train d'impulsions générées à la sortie du PA pour un débit de $D=2.5\text{Gbps}$ [12]	105
Figure 79 : Schéma global de l'architecture impulsionnelle en technologie CMOS [13]	106
Figure 80 : Schéma du modulateur ASK et les simulations temporelles des impulsions [13]	106
Figure 81 : Sortie du modulateur mesurée pour un train d'impulsions à 8 Gbps	107
Figure 82 : Architecture de l'émetteur-récepteur impulsionnel à 60 GHz [21].....	107
Figure 83 : Schéma de base du générateur d'impulsions [21].....	108
Figure 84 : Largeur temporelle de l'impulsion en fonction de la tension de commande de la diode varactor [21]	108
Figure 85 : Impulsion générée directement à 60 GHz puis amplifiée.....	110
Figure 86 : Impulsion générée à basse fréquence puis transposée à 60 GHz	111
Figure 87 : Caractéristiques temporelles et fréquentielles de l'impulsion.....	111
Figure 88 : Configuration 1, structure de départ avec un seul générateur d'impulsions	112
Figure 89 : Configuration 2, structure de départ avec deux générateurs d'impulsions	112
Figure 90 : Caractéristiques temporelles et fréquentielles des impulsions générées	113

Figure 91 : Densité de probabilité de 0 et 1	114
Figure 92 : Schéma d'un récepteur non cohérent	115
Figure 93 : Schéma d'implémentation sous ADS du récepteur	116
Figure 94 : Cheminement du signal reçu au niveau du récepteur	117
Figure 95 : Schéma global du bloc antennes-canal.....	123
Figure 96 : Fréquences d'utilisation des substrats en fonction de leurs épaisseurs	126
Figure 97 : Structure de l'antenne proposée (a) vue de dessus (b) vue de face	127
Figure 98 : Différentes dimensions de l'antenne simulée	128
Figure 99 : Caractéristiques fréquentielles de l'antenne.....	130
Figure 100 : Caractéristiques de l'antenne avec Empro, FEM et FDTD	131
Figure 101 : Facteur de fidélité de l'antenne dans le premier scénario	133
Figure 102 : Facteur de fidélité de l'antenne dans le deuxième scénario.....	133
Figure 103 : Nouvelle structure de l'antenne sous CST.....	134
Figure 104 : Caractéristiques de la nouvelle antenne simulée sous CST.....	135
Figure 105 : Différents scénarii considérés.....	136
Figure 106 : Principe de calcul de l'énergie du canal.....	137
Figure 107 : Amplitude de la réponse impulsionnelle estimée du canal pour certains scénarii	137
Figure 108 : Illustration des pertes d'insertion en fonction de la fréquence centrale pour des filtres en bande millimétrique	139
Figure 109 : Illustration des pertes d'insertion en fonction de la de la bande passante du filtre pour des filtres en bande millimétrique	139
Figure 110 : Paramètres caractéristiques d'un filtre.....	141
Figure 111 : Schéma de simulation sous ADS pour la détermination de l'ordre des filtres	144
Figure 112 : Filtres Tchebycheff pour $n = 1$ à $n = 4$	144
Figure 113 : Filtres Butterworth pour $n = 1$ à $n = 4$	145
Figure 114 : Filtres Elliptiques pour $n = 1$ à $n = 4$	145
Figure 115 : Schéma d'une ligne micro-ruban	146
Figure 116 : Paramètres d'une ligne micro-ruban (à gauche) et ses lignes de champs électriques (à droite)...	146
Figure 117 : Schéma de la simulation avec l'outil de synthèse des filtres à lignes couplées avec HP-ADS.....	147
Figure 118 : Proposition de filtre à lignes couplées d'ordre 2	147
Figure 119 : Réponse de la proposition de filtre à lignes couplées d'ordre 2	148
Figure 120 : Proposition de filtre à lignes couplées d'ordre 3	148
Figure 121 : Réponse de la proposition de filtre à lignes couplées d'ordre 3	148
Figure 122 : Deux exemples de filtre simulé d'ordre 2	149
Figure 123 : Exemple de filtre d'ordre 4 simulé	149
Figure 124 : Structure de filtre à lignes couplées retenue.....	149
Figure 125 : Exemple des différentes dimensions de l'un des filtres passe bande simulés	150
Figure 126 : Convergence des simulations électriques et électromagnétiques de l'un des filtres simulés avec HP-ADS.....	150
Figure 127 : Simulations électriques du banc de filtres.....	151
Figure 128 : Simulations électromagnétiques du banc de filtres.....	151
Figure 129 : Spectre du signal à la sortie des 4 filtres passe bande.....	152
Figure 130 : Spectre du signal à la sortie des 3 filtres passe bande.....	152
Figure 131 : Illustration de la notion d'ACPR adjacent	153
Figure 132 : Illustration de la notion d'ACPR adjacent "alternate"	153
Figure 133 : Schéma de coupe pour la technologie TQP15 de Triquint	155
Figure 134 : Layout des deux filtres à 61 GHz et 63 GHz.....	157
Figure 135 : Réponses des filtres conçus et simulés sous Momentum avec la technologie TQP15.....	157
Figure 136 : Schéma en coupe pour la technologie D01PH d'OMMIC	158
Figure 137 : Layout du filtre en technologie D01PH d'Ommic.....	159
Figure 138 : Simulations électromagnétique de la réponse des filtres	159
Figure 139 : Illustration des pertes d'insertion des commutateurs en fonction de leurs isolations	162
Figure 140 : Schéma global de l'architecture du SPST simulé.....	162

<i>Figure 141 : Simulations fréquentielles du commutateur pour l'état passant et l'état bloqué autour de 60 GHz</i>	163
<i>Figure 142 : Allure des impulsions à l'entrée et à la sortie du commutateur SPST</i>	164
<i>Figure 143 : Estimation du temps de montée et de descente du commutateur SPST</i>	164
<i>Figure 144 : Schéma global de l'architecture du commutateur SPDT</i>	165
<i>Figure 145 : Simulation des paramètres S pour l'état passant et l'état bloqué</i>	165
<i>Figure 146 : Temps de commutations pour le commutateur SPDT</i>	166
<i>Figure 147 : Schéma du bloc commutateur SPST sous ADS</i>	166
<i>Figure 148 : Illustration d'un cas critique</i>	167
<i>Figure 149 : Données envoyées sur les différentes bandes</i>	167
<i>Figure 150 : Bilan de puissance simplifié de l'émetteur MBOOK</i>	171
<i>Figure 151 : Illustration des notions de Non linéarité d'un amplificateur</i>	171
<i>Figure 152 : Les gains des amplificateurs de puissance en Technologie CMOS en fonction de la puissance de saturation</i>	173
<i>Figure 153 : 1^{ère} proposition d'architecture des étages d'amplification différentielle</i>	173
<i>Figure 154 : 2^{ème} proposition d'architecture des étages d'amplification différentielle</i>	174
<i>Figure 155 : Schéma sous HPADS du bloc caractérisant un étage d'amplificateur différentiel pour la division des signaux</i>	174
<i>Figure 156 : Schéma sous HPADS du bloc caractérisant un étage d'amplificateur différentiel pour la combinaison des signaux</i>	175
<i>Figure 157 : 1^{ère} proposition de distribution des étages d'amplification différentielle</i>	176
<i>Figure 158 : 2^{ème} proposition de distribution des étages d'amplification différentielle</i>	176
<i>Figure 159 : 3^{ème} proposition distribution des étages d'amplification différentielle</i>	176
<i>Figure 160 : Schéma d'une structure différentielle</i>	177

Introduction générale

Contexte :

Cette thèse s'inscrit dans le cadre de l'évolution des systèmes de communications radio en bandes millimétriques. Ces derniers représentent actuellement un domaine de recherche très attractif suite à la finalisation du standard IEEE 802.15.3c, du groupe IEEE 802.11ad, ainsi que la norme Ecma 387. L'augmentation des fréquences de fonctionnement des composants et l'amélioration des performances technologiques et techniques ont permis un fort développement des produits fonctionnant autour de 60 GHz. Les premiers produits montrent une forte puissance consommée et doivent donc être alimentée sur secteur, ce qui exclut l'adaptation de ces produits à des systèmes mobiles. Notre étude s'inscrit alors dans ce cadre dans le but de trouver une architecture optimale d'émetteur récepteur pour des systèmes communicants nomades à haut débit fonctionnant autour de 60 GHz.

Organisation de la thèse :

Le rapport de thèse se compose de quatre chapitres : le premier est dédié à la présentation des communications radio en bandes millimétriques ainsi que la standardisation de la bande 60 GHz, le second chapitre porte sur la caractérisation du canal de propagation dans la bande 60 GHz, le troisième concerne la présentation de l'architecture multi bandes impulsionnelle et son dimensionnement et le dernier chapitre est centré sur les verrous technologiques et techniques des principaux blocs de l'architecture avec la conception de l'un d'eux.

Dans le chapitre I, la première partie présente la technologie ULB et sa réglementation de la bande [3-10.6GHz] allant vers la bande millimétrique. Ce chapitre détaille ensuite les avantages de cette bande de fréquence pour des applications « *indoor* » très haut débit. Les différents standards dédiés à la bande autour de 60 GHz sont donnés et les spécifications techniques, requises lors de la réglementation pour différents pays, sont décrites.

Le chapitre II permet de réaliser une étude statistique pour les caractéristiques temporelles de l'environnement de propagation à 60 GHz basée sur les modèles de canaux des groupes TG3c (groupe de travail du standard IEEE 802.15.3c) et TGad (groupe de travail pour le standard IEEE 802.11.ad). Une comparaison entre les deux approches est établie. Cette étude permet

ensuite de démontrer la potentialité d'une approche impulsionnelle pour des environnements de type résidentiels peu perturbés.

Dans le chapitre III, le cahier des charges résumant les objectifs à atteindre pour les architectures nomades est établi. Dans un deuxième temps, un état de l'art des architectures développées dans ces bandes de fréquences est présenté. Les différentes solutions peuvent se classer dans trois grandes familles : celles basées sur une modulation multi porteuses OFDM, celles utilisant une modulation mono porteuse de type M-QAM et finalement les solutions basées sur une approche impulsionnelle. Une comparaison des performances des différentes approches est effectuée. La solution multi bande impulsionnelle, *MBOOK*, est ensuite introduite. Les structures de l'émetteur et du récepteur non cohérent, basées sur un principe de détection d'énergie, sont présentées. Les performances de cette approche sont calculées en se référant aux modèles de canaux à 60GHz. L'intérêt de cette approche est validée avec un débit atteignant les 2 Gbps à 2 mètres dans un environnement résidentiel. Des améliorations possibles de l'architecture *MBOOK* de départ sont aussi décrites.

Enfin, le chapitre IV expose les principaux verrous technologiques de l'architecture en détaillant les caractéristiques des blocs de l'émetteur. L'importance d'une vision globale incluant l'émetteur, le récepteur et le canal lors de la conception de la solution proposée est démontrée à l'aide des simulations d'une antenne planaire dans des environnements moyennement complexes.

Un banc de filtre basé sur des résonateurs à lignes couplées, présentant des pertes d'insertion entre 2.5 et 3.5dB et une bande passante relative de 3%, est simulé et réalisé sur un « Run » de production multi projets avec la technologie D01PH de OMMIC. L'analyse du banc de commutation et de l'étage d'amplifications permet de déterminer leurs influences sur les performances globales de l'architecture *MBOOK*.

Le document se termine par certaines conclusions et perspectives.

Cette thèse a fait l'objet de 6 publications dans des conférences internationales et une publication en conférence nationale.

Chapitre I. La bande millimétrique : caractéristiques spectrales et réglementation

I.1. Potentialité des communications radio sans fil ultra large bande en bande millimétrique

I.1.1. L'évolution des systèmes de communications radio

De nos jours, les applications multimédia sans fil sont omniprésentes dans notre vie quotidienne. Les besoins de partage de données multimédia avec une très haute résolution, nécessitent des communications assurant des liaisons radio avec des débits dépassant les quelques gigabits par seconde.

La saturation des bandes de fréquences entre 1GHz et 20 GHz, les problèmes d'interférences entre standards ainsi que l'ouverture de nouvelles bandes telles que les bandes autour de 60 GHz, 71-76GHz et 81-86 GHz libérées ont favorisé le développement de nouvelles applications radios en bande millimétrique [1]. Ces bandes étaient auparavant destinées à d'autres applications telles que les applications militaires, le radar automobile anti collision, ainsi que l'imagerie micro-onde.

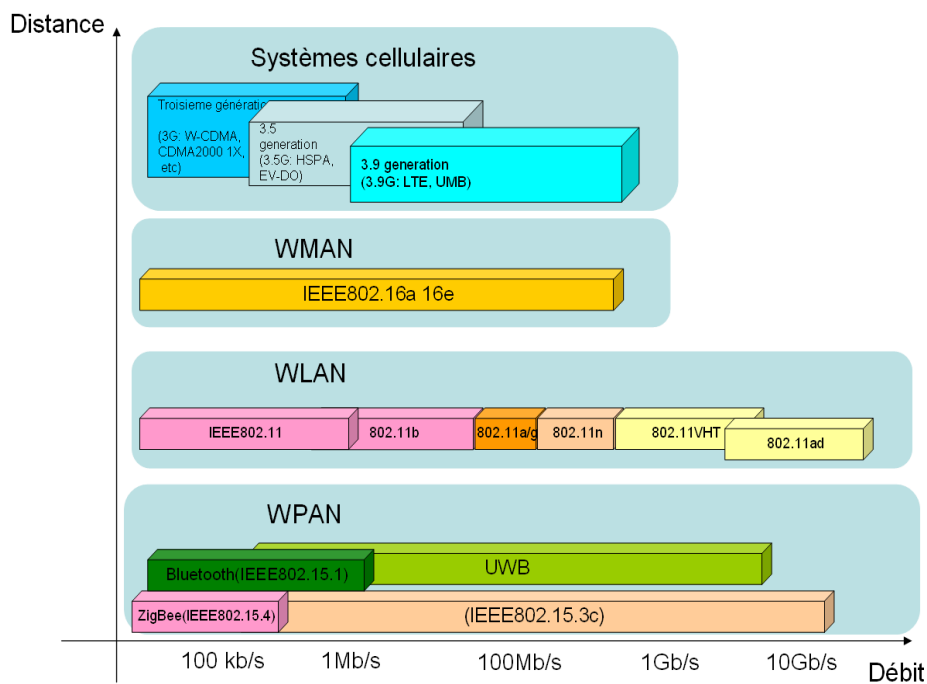


Figure 1 : L'évolution des standards en fonction des débits et des distances

De même, l'évolution des performances et des technologies des composants fonctionnant dans ces bandes de fréquences, l'amélioration des outils et des techniques de conception de circuits, en termes d'intégration et de consommation, ont poussé les chercheurs et les industriels à se pencher sur de nouveaux dispositifs et systèmes.

La bande 60 GHz représente donc une solution envisageable pour les systèmes radio et on s'attend à des systèmes offrant de meilleures performances en débit, rapidité et pour une complexité moindre [2].

C'est dans ce cadre que des groupes de travail comme les groupes IEEE 802.15.3c, ECMA, le groupe IEEE 802.11.ad ainsi que les alliances WiGig et Wireless HD se sont penchés depuis 2005 sur une norme applicable aux réseaux radio personnels (WPAN) exploitant la bande des 60GHz. L'objectif est de définir une couche physique capable de supporter des débits de quelques Gbps pour une distance de quelques mètres dans la bande 57-64GHz [3].

I.1.2. Intérêt des communications UWB (en basses fréquences et en bandes millimétriques)

I.1.2.1. L'UWB dans la bande [3-10 GHz]

La technologie *Ultra Large Bande* ULB (*Ultra Wide Band* UWB) a été réservée initialement aux applications militaires et aux systèmes radar, mais suite à la réglementation de la bande [3.1-10.6 GHz] par la *Federal Communications Commission* (FCC), cette bande a été utilisée pour des applications sans fil haut débits.

Le principe de la technologie *UWB* repose, contrairement aux systèmes bande étroite comme le GSM ou le Bluetooth, sur l'émission de signaux très large bande, par exemple de très courte durée temporelle, comme les impulsions.

La réglementation de l'UWB concerne depuis 2002 les systèmes de communications très haut débits (supérieurs à 100 Mbps), faibles portées (quelques mètres). Les applications visées par le standard IEEE 802.15.3a, sont les applications de transfert de fichiers multimédia et le « *streaming* ». Cependant, le standard IEEE 802.15.4a s'intéresse plutôt aux applications bas débits (inferieurs à 2Mbps) moyennes portées (jusqu'à quelques centaines de mètres [4].

I.1.2.1.1. Réglementation aux Etats-Unis

Le rapport concernant la réglementation de l'UWB par la FCC a été publié en février 2002[5]. Les applications concernées sont des applications sans fil « *indoor* » et des liaisons

point à point mobiles en « *outdoor* ». On y spécifie une bande continue, qui s'étend de 3.1 GHz à 10.6GHz. La figure 2 montre les masques d'émission des signaux UWB en « *indoor* » et en « *outdoor* ». La puissance isotrope rayonnée équivalente (*PIRE*) maximale autorisée pour les deux cas par la FCC, est de -41.3dBm/MHz. Quant à la rejection hors bande, elle est de -10 dB pour le contexte « *indoor* » et de -20dB pour le « *outdoor* ».

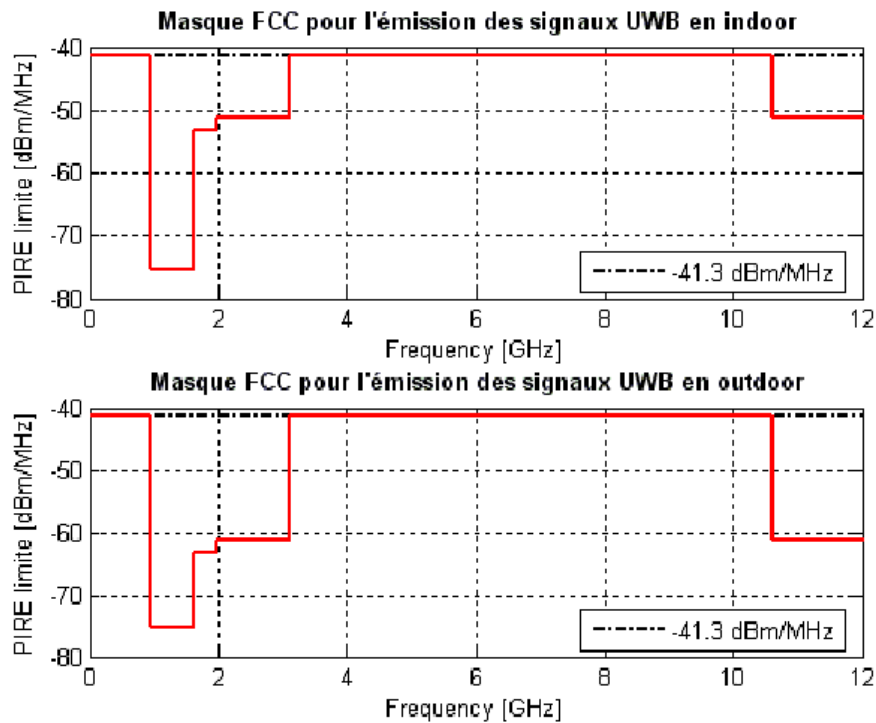


Figure 2 : Le masque de la FCC pour l'émission des signaux UWB

La puissance de -41.3dBm/MHz correspond à la mesure d'un champ électromagnétique de 500 $\mu\text{V/m}$ à une distance de 1 mètre de l'émetteur.

La puissance maximale, en se référant au rapport de FCC, est mesurée autour de la fréquence pour laquelle le rayonnement est maximum et se calcule à partir de :

$$P_{pic}^{lim}(RBW) = 20\log_{10}\left(\frac{RBW}{50}\right)$$

où RBW est la bande de résolution de la mesure exprimée, en MHz. Pour RBW = 50MHz, la puissance pic ne doit pas dépasser 0dBm, soit 1mW.

I.1.2.1.2. Réglementation en Europe

La réglementation en Europe pour l'*UWB* avait commencé en février 2004 avec la volonté de la commission européenne *CE* d'harmoniser l'utilisation de cette technologie pour les applications radios sans fils dans l'Union Européenne.

Des études ont été menées par *ECC*, European Communications Committee, [5] et la *CEPT*, la Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications, concernant l'impact des systèmes *UWB* sur les systèmes de communication sans fil déjà existants, ce qui a permis de fixer les conditions nécessaires pour l'harmonisation du spectre radio et la protection de la majorité des systèmes existants dans la même bande de fréquence avec un masque pour l'émission des signaux *UWB* en « *indoor* » et en « *outdoor* ».

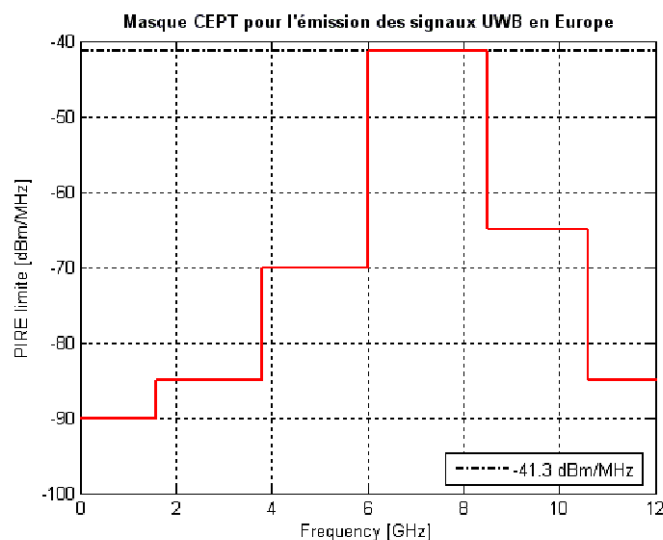


Figure 3 : Masque CEPT pour l'émission des signaux UWB en Europe

Les limites maximales de la PIRE établies par la *CEPT*, en mars 2006, sont plus strictes en Europe qu'aux Etats-Unis, comme le montrent les masques fixés par la *FCC*, figure 3.

La bande située entre 6GHz à 8.5 GHz est donc privilégiée en Europe pour les communications *UWB*. En revanche, la bande complète, de 3.1 GHz à 10.6 GHz, est celle qui a été retenue aux Etats Unis. Cette bande de 7 GHz permet donc d'allouer plus de canaux et donc d'obtenir plus de débit. Cependant, les contraintes de type niveau de puissance émise (assez faible), les problèmes d'interférences entre utilisateurs, et la coexistence avec les autres standards sont des critères à prendre en considération lors de la conception d'un système *UWB*.

I.1.2.2 Caractéristiques de la bande de fréquence autour de 60 GHz

I.1.2.2.1. Pourquoi a-t-on recours à la bande millimétrique ?

En observant le spectre radio pour la partie basses fréquences [100MHz -10 GHz], on remarque une concentration d'applications et de normes, ce qui ne laisse qu'une bande libre assez réduite. L'exploitation des bandes de fréquences élevées représente donc une solution très intéressante. D'autre part, afin d'atteindre des débits élevés, il fallait monter en fréquence et cela est devenu possible avec les progrès des technologies et des méthodes de conception permettant de travailler jusqu'à des fréquences de quelques centaines de GHz.

La bande de fréquence millimétrique correspond à la partie du spectre électromagnétique caractérisée par des longueurs d'onde de 1 centimètre à 1 millimètre.

Actuellement, elle présente un sujet de recherche très intéressant afin de tirer le maximum de profit des avantages de cette bande.

D'autre part, étant donné que la portée des systèmes à 60 GHz est très réduite et la puissance autorisée est très faible, l'interférence entre différents utilisateurs de ces systèmes devrait être très faibles.

I.1.2.2.2. L'absorption de l'oxygène

Le diagramme d'absorption de l'oxygène montre un pic à la fréquence de 60 GHz. Les molécules d'O₂ résonnent à cette fréquence. Cela implique que les ondes électromagnétiques dans cette bande ont une portée très réduite favorisant donc les applications « *indoor* » à courtes portées. L'atténuation dans cette bande atteint les 16 dB/km (l'équivalent de 98% de l'énergie émise est absorbé par l'oxygène) [6].

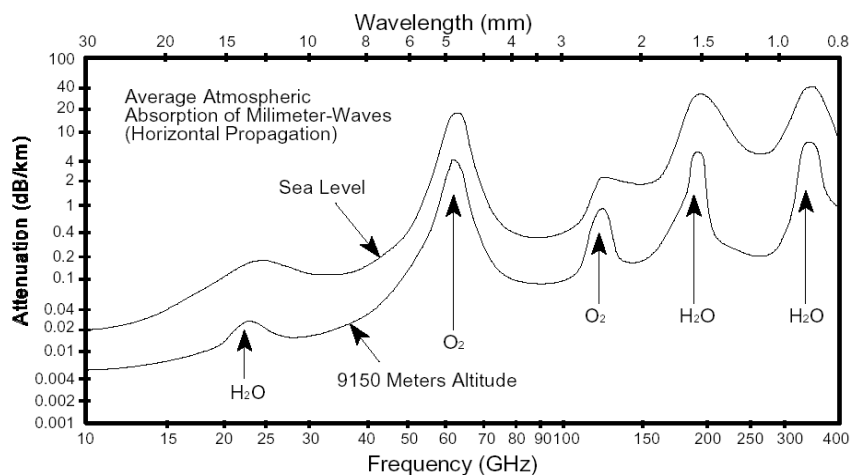


Figure 4 : Diagramme d'absorption de l'oxygène en dB par km et en fonction de la fréquence

I.1.2.2.3. Atténuation des pluies

Un deuxième facteur naturel affectant la propagation des ondes électromagnétiques est l'atténuation causée par les pluies. En effet, plus le taux de précipitation est élevé plus la portée des ondes est faible. Pour les environnements « indoor », ce problème ne se pose pas. Mais à l'extérieur, l'atténuation due à la pluie peut avoir un impact deux fois supérieur à l'atténuation de l'oxygène et elle peut même être jusqu'à trois fois supérieure dans des régions avec un fort taux de précipitation [7].

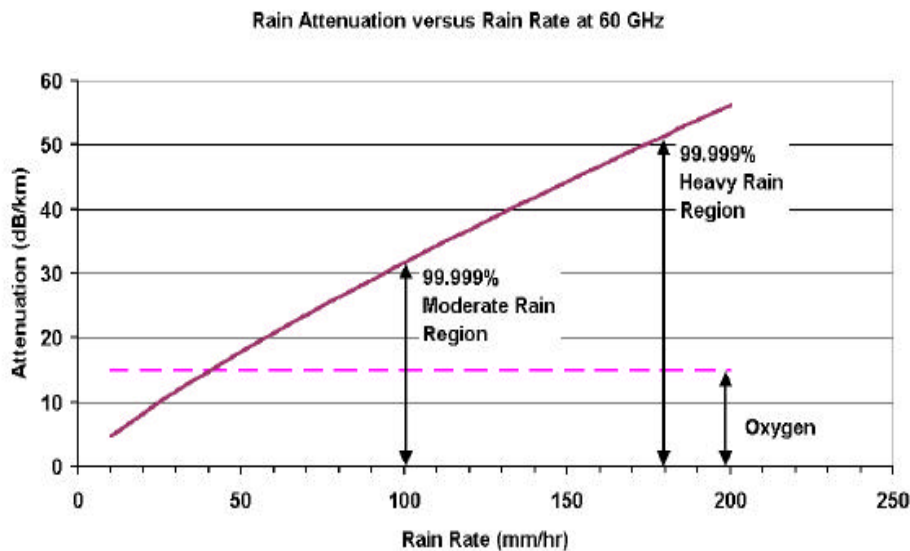


Figure 5 : Atténuation en fonction du taux de précipitations

I.1.2.2.4. Atténuation importante en espace libre à 60 GHz

Une onde électromagnétique qui se propage subit un affaiblissement et une dispersion de puissance. Cet affaiblissement appelé aussi « *PathLoss* » (*PL*) est fonction de la fréquence de l'onde, de la distance parcourue, de la nature du milieu traversé et de la présence ou non d'obstacles. Il s'agit donc d'un critère important à prendre en compte lors de l'analyse et la conception du bilan de liaison d'un système de télécommunication.

L'affaiblissement peut être dû à de nombreux effets, tels que la perte en espace libre (*Free Space Loss*), la réfraction, la diffraction, la réflexion et l'absorption. Il est également influencé par les contours du terrain, de l'environnement, du milieu de propagation, de la distance entre l'émetteur et le récepteur, de la fréquence de l'onde et de la hauteur et l'emplacement des antennes.

L'expression du « *Path Loss* » est la suivante :

$$PL(d)[dB] = \overline{PL}(d)[dB] + X_{\sigma_s}$$

avec

- $\overline{PL}(d)[dB]$: affaiblissement moyen qui est une fonction de la distance et de l'indice du milieu :

$$\overline{PL}(d)[dB] = PL_0 + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right)$$

- X_{σ_s} : « *shadowing* » (effet de masque, ombrage) qui représente un phénomène assez local et aléatoire dû aux atténuations successives. Il s'agit d'une variable aléatoire normale (de moyenne 0 et de variance σ^2) en dB.
- PL_0 : affaiblissement de propagation, normalisé à la distance de 1m (donnée expérimentale qui varie en fonction du milieu étudié).
- n : indice du milieu.

L'atténuation de référence et l'indice du milieu pour les pertes sont extraits des campagnes de mesures menées par les compagnes de mesures et de standardisation du groupe IEEE 802.15.3c

Le tableau ci-dessous donne quelques valeurs de $PL(dB)$ en fonction du milieu dans lequel se propage l'onde.

Tableau 1 : Calcul du « *pathloss* » théorique en fonction de l'environnement et de la distance

Environnement		indice du milieu n	valeur du shadowing X_{σ_s}	PL0 (dB) mesuré	PL (dB) à d=5m	PL (dB) à d=10m
Résidentiel	LOS*	1,53	1,5	75,1	99.7	110.3
	NLOS*	2,44	6,2	86	125.3	142.2
Bureau	LOS	1,16	5,4	84,6	103.3	111.3
	NLOS	3,74	8,6	56,1	116.3	142.2

*LOS: Line Of Sight *NLOS: Non Light Of Sight

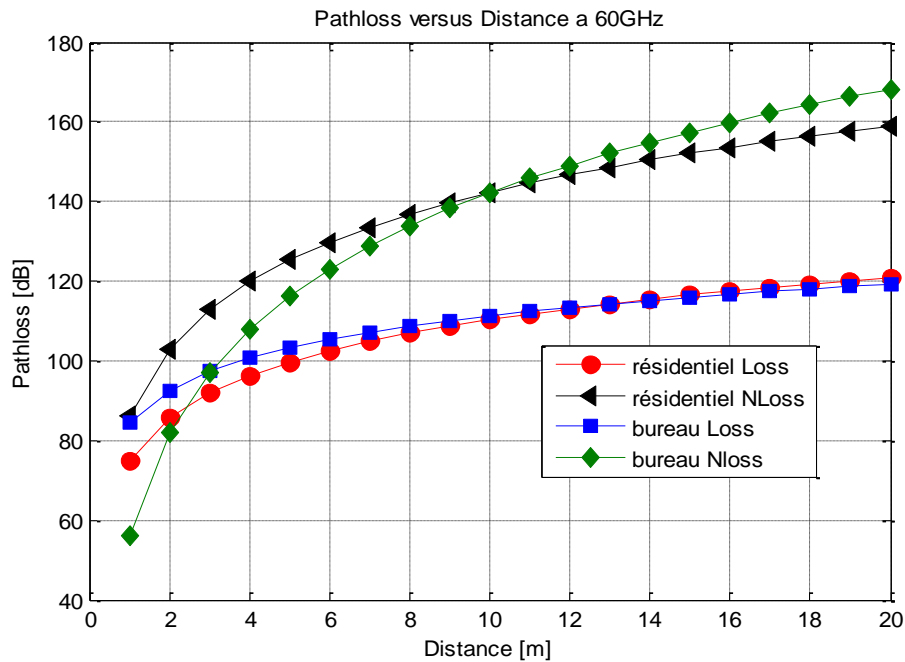


Figure 6 : "Pathloss" pour différents environnements dans le cas LOS et NLOS à 60 GHz

La figure 6, rapporte quelques valeurs d'affaiblissements en espace libre à 60 GHz, en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur en se basant sur les travaux et les compagnes de mesures du groupe IEEE 802.15.3 [8]. Les valeurs de « path loss » dépassent les 80dB à deux mètres dans un environnement résidentiel dans une configuration *Line-Of-Sight LOS*, à titre d'exemple. On en déduit la limitation de portée des applications en bande millimétrique et les besoins de niveaux de puissance élevés afin d'assurer une bonne qualité de communication.

I.1.3. Conclusion

Les technologies sans fil sont omni présentes dans les foyers. Les téléphones portables, les appareils communicants par Bluetooth ou par Wifi sont de plus en plus utilisés par un plus grand nombre de personnes. En raison de l'augmentation croissante du nombre d'utilisateurs, les réseaux locaux sans fil (WPAN) doivent répondre à l'attente générale des débits croissants pour les utilisateurs, mais doit aussi gérer les problèmes d'interférences entre utilisateurs et entre standards qui peuvent limiter les débits de transmission de données. Il faut donc essayer de profiter au maximum des avantages de la bande de 60 GHz pour développer des systèmes bas coût et répondant aux besoins recherchés.

I.2. Standardisation et normes à 60 GHz : IEEE 802.15.3c et IEEE 802.11.ad

Différentes commissions internationales dans différents pays comme : l'*ETSI*, *Institut Européen des normes de Télécommunication*, la *CEPT* en Europe, la *FCC* aux Etats Unis et au Canada, la chambre des affaires et le ministère du management public au Japon , *Millimeter Wave band Frequency Study Group (MWFSG)* pour la Corée du Sud ainsi que *Australian Communications and Media Authority (ACMA)* pour l'Australie, ont travaillé sur la standardisation et l'harmonisation des bandes de fréquences allouées dans chacun de ces pays comme le montre le schéma ci-dessous :

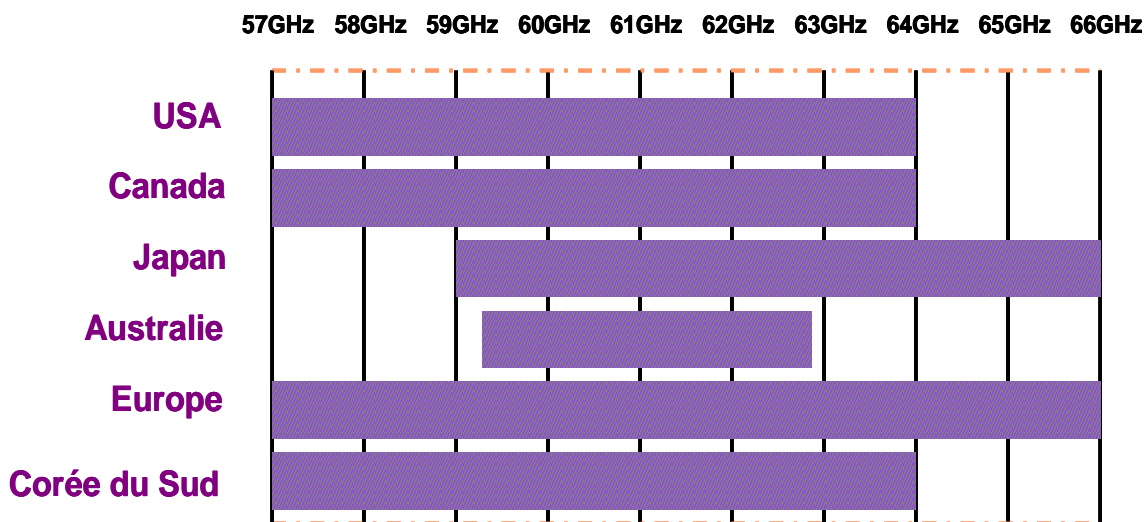


Figure 7 : Allocation de bandes de fréquence autour de 60 GHz dans différents pays

Afin de régulariser la bande de fréquence autour de 60 GHz, un groupe de travail *TG3c* comportant des scientifiques, des chercheurs et des industriels a été créé en Mars 2005. Son rôle était de mettre en place le premier standard pour la bande de 60 GHz IEEE 802.15.3c.

I.2.1. Réglementation dans le monde

I.2.1.1. Réglementation et spécifications en Europe

L'*ETSI* et la *CEPT* ont travaillé ensemble pour l'établissement d'une charte d'utilisation pour le développement des applications à 60GHz

En mars 2009, l'*ETSI* a publié un document portant sur la standardisation de la bande de fréquence de 60 GHz [10].

En effet, l'utilisation de la bande allant de 59 GHz à 66 GHz a été permise pour les applications mobiles sans décisions concrètes quant à la réglementation. La CEPT a alloué provisoirement, dans son rapport T/R22-03 [11], la bande allant de 54 GHz jusqu'à 66 GHz pour les applications terrestres et les systèmes de communications fixes.

Le Comité des Communications Electroniques (ECC) a décidé ensuite l'utilisation de la bande de 64-66 GHz pour des applications « point à point » [12]. L'ETSI a demandé plus tard la régularisation par l'ECC de la bande 60 GHz pour les réseaux personnels sans fil WPANs [13]. Suite à cette dernière demande, une bande de 9 GHz de spectre a été allouée pour des applications non licenciées. Cela représente l'union des différentes bandes déjà allouées et approuvées.

En octobre 2009, certaines spécifications ont été fixées [14]. Ces spécifications sont données dans le tableau ci-dessous :

Tableau 2 : Spécifications techniques pour l'utilisation de la bande 60 GHz

Applications Indoor		Applications Outdoor	
Densité spectrale de Puissance maximale	Niveau de puissance maximal [57-66GHz] (toute la bande)	Densité spectrale de Puissance maximale	Niveau de puissance maximal
13dBm/MHz	40dBm	-2dBm/MHz	25dBm

De plus, une bande minimale de 500 MHz est requise lors de la transmission des signaux à 60 GHz avec une puissance « PIRE » maximale de 57 dBm. Quant aux gains des antennes en émission et en réception, leurs valeurs maximales n'ont pas été fixées.

I.2.1.2. Réglementation et spécifications aux USA / Canada

En 2001, la *Commission Fédérale des Communications FCC*, [15] a alloué 7 GHz de bande entre 54 -66 GHz pour des applications non licenciées. En terme de limitation de puissance, la FCC a autorisé une densité de puissance moyenne de $9 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ et une densité de puissance maximale de $18 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ à 3 mètres de l'émetteur, ce qui est équivalent à une puissance isotopique « PIRE » de 40 dBm et 43 dBm respectivement.

La FCC a spécifié aussi une puissance maximale transmise de 500mW pour une bande d'émission supérieure à 100 MHz. Un gain maximal de 33 dBi pour les antennes est spécifié pour une puissance à l'entrée de l'antenne de 10 dBm.

I.2.1.3. Réglementation et spécifications en Asie

La réglementation de la bande à 60GHz au Japon avait commencé en 2001 [16] avec l'allocation de la bande de 59GHz à 66GHz, pour une utilisation libre et non licenciée. La puissance maximale transmise est de 10dBm avec un gain maximal de l'antenne de 47dBi et une bande passante du signal transmis qui ne doit pas dépasser les 2.5 GHz.

En Corée du sud, un groupe de travail concernant les fréquences millimétriques a été formé en juin 2005. Ce dernier avait autorisé 7 GHz de bande entre 57GHz et 64 GHz pour tous types d'applications radios [17]. Concernant les applications « *indoor* », une puissance maximale transmise de 10 dBm a été néanmoins fixée avec un gain maximal possible pour les antennes de 17dBi. Quant aux applications « *outdoor* », le maximum de puissance autorisé dépend de la bande de fréquence utilisée : -20dBm dans la bande de 57-58GHz et 10dBm dans la bande 58-64GHz avec un gain maximal autorisé de 47dBi.

A Singapour, une charte de régularisation de la bande de 60 GHz a été proposée par IDA, *Infocomm Development Authority* [18], en février 2010. La bande concernée est la bande de 57-63GHz comme 116 canaux de 50 MHz pour des applications « point à point ». La puissance maximale autorisée est de 57dBm et la densité spectrale de puissance maximale est de - 10dBm/MHz.

Le tableau ci-dessous résume les bandes de fréquences et les caractéristiques techniques autorisées dans les différents pays.

Tableau 3 : Spécifications techniques autorisées par les comités de réglementation autour du monde

Pays / Région		Bande allouée	Densité spectrale de puissance maximale	Puissance maximale	Gain max d'antenne
Europe		57-66 GHz	13dBm/MHz	40 dBm	13dBi
USA/Canada		57-64 GHz	27dBm/MHz	43 dBm	33 dBi pour une puissance de 10dBm
Asie	Japon	59-66 GHz	10dBm/MHz	10 dBm	47dBi
	Corée du sud	58-64 GHz	10dBm/MHz	10 dBm	17dBi
	Singapour	57-63 GHz	-10dBm/MHz		
Australie		59.4-62.9 GHz	57 dBm	10dBm	41 dBi

Des groupes de chercheurs et d'industriels se sont penchés sur la question d'harmonisation de l'utilisation de la bande autour de 60GHz afin de faciliter l'exploitation du spectre et des prototypes développés et donc produire des normes qui fixent le cadre de l'utilisation, les objectifs et les limitations de cette nouvelle bande de fréquence.

Les travaux de ces groupes ont permis l'élaboration de plusieurs normes pour les communications très haut débit courte portée à 60 GHz : le standard IEEE 802.15.3c, la norme ECMA-387, le standard IEEE802.11ad, le consortium WirelessHD, et l'alliance WiGig.

I.2.2. Le standard IEEE 802.15.3c

Depuis mars 2005, un groupe de travail (*TG3C*), comportant des scientifiques, des chercheurs et des industriels, a travaillé à l'élaboration du premier standard pour les applications très haut débit courte portée pour les réseaux personnels sans fil WPAN à 60 GHz [19].

Son rôle était de mettre en place le standard IEEE 802.15.3c.

Les activités de ce groupe se résument dans ce qui suit :

- La définition des réseaux personnels sans fils WPAN à 60GHz et des applications dédiées. Ces réseaux sont caractérisés par leurs courtes portées, ne dépassant pas les 10 mètres, et leurs hauts débits pouvant atteindre les quelques gigabits par seconde, dépassant très largement les débits offerts par les réseaux populaires comme les WLANs et les réseaux Wifi).
- La caractérisation de la propagation des ondes dans les environnements 60 GHz, le codage canal et les modulations utilisées par les systèmes à 60 GHz., ce qui a permis de définir les cahiers des charges des circuits et des antennes.

Le standard IEEE 802.15.3c a donc défini cinq principaux modèles d'utilisation des applications visées par la bande 60 GHz comme suit :

L'UM1 (Usage Model 1): simple video streaming non compressé "*single set uncompressed video streaming*".

Ce type d'applications est dédié plutôt à un environnement de type résidentiel. La liaison établie entre les différents objets peut être en visibilité directe ou non (*LOS / NLOS*).

Le taux d'erreur binaire maximal autorisé pour ce cas d'utilisation est de l'ordre de 10^{-6} , avec des débits envisagés allant de 1.8 Gbps à 3.5 Gbps pour des distances entre l'émetteur et le récepteur de 5 mètres à 10 mètres respectivement.



Figure 8 : Modèle d'usage numéro 1

L'UM2 (Usage Model 2): multi video streaming non compressé “*multi set uncompressed video streaming*”

Il s'agit donc d'un modèle plus avancé du modèle précédent. Il est dédié au même type d'environnement et avec le même taux d'erreur binaire. Néanmoins, les débits envisagés sont plus faibles ce qui est normal vu qu'on établit plusieurs liaisons entre un dispositif et différents appareils multimédia. Les débits atteignent dans ce cas les 1.75 Gbps pour le cas LOS à 5m et ne dépassent pas les 650 Mbps dans le cas NLOS

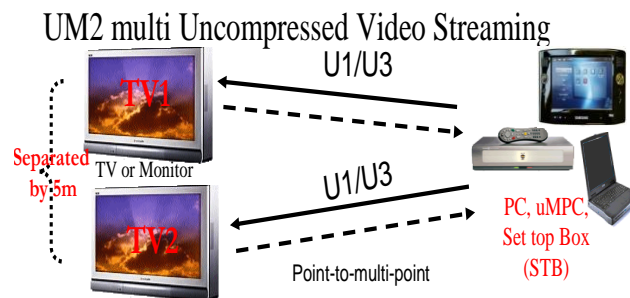


Figure 9 : Modèle d'usage numéro 2

L'UM3 (Usage Model 3): transfert de données dans les bureaux « *office desktop data transfer* »

Ce modèle d'usage correspond aux transferts de données et de fichiers entre les éléments d'un réseau informatique par exemple dans les environnements de types bureau ou les espaces de travail arrangés en espaces ouverts en scénarios LOS et NLOS.

Le taux d'erreur binaire pour ce type de communications est de 10^{-6} .

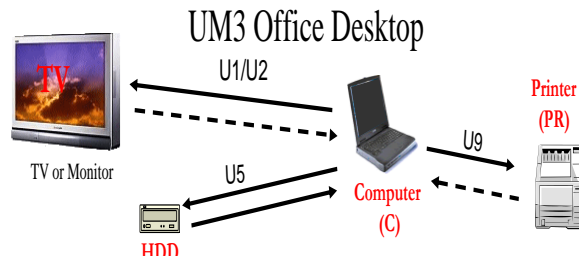


Figure 10 : Modèle d'usage numéro 3

L'UM4 (*Usage Model 4*): transfert de données lors des conférences pour des réseaux Ad Hoc « *conference ad-hoc data transfer* »

Ce modèle correspond aux transferts de données entre les éléments d'un réseau Ad-Hoc. On peut trouver trois types de communications dans ce modèle d'usage :

- La liaison entre les ordinateurs portables et le vidéo projecteur, pour l'environnement office en LOS. Le débit envisagé est de 1.75 Gbps pour une distance de 5 mètres.
- Les liaisons entre les ordinateurs portables dans un environnement bureau en LOS avec un débit de 400 Mbps à des distances de 1 mètre.
- Les liaisons entre les ordinateurs portables dans un environnement office en LOS avec un débit de 125 Mbps à 3 mètres.

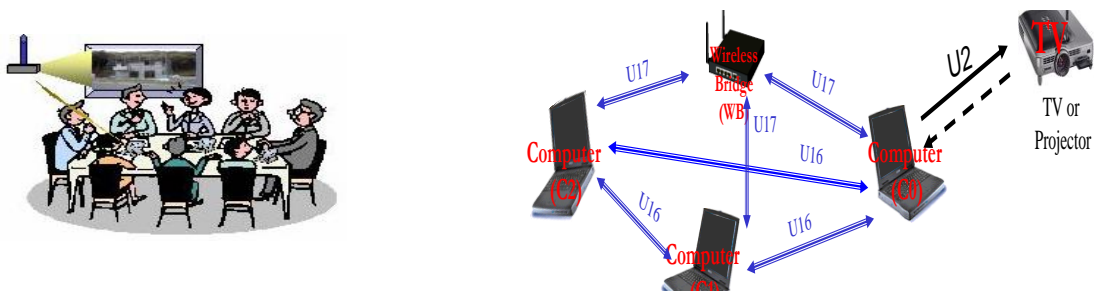


Figure 11 : Modèle d'usage numéro 4

L'UM5 (*Usage Model 3*): Le téléchargement de fichier à partir d'un kiosque. « *Kiosk model for file downloading* »

Deux sens de liaisons peuvent s'établir dans cet environnement : du serveur vers l'appareil mobile puis de ce dernier vers un autre appareil multimédia fixe. Les appareils sont en visibilité directe.

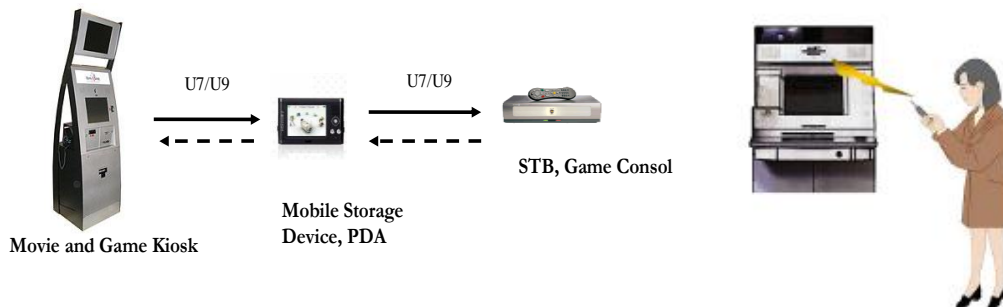


Figure 12 : Modèle d'usage numéro 5

Le taux d'erreur de paquet (*Packet Error Rate*) ne doit pas dépasser les 8% et les débits envisagés pour une distance de 1 mètre dans ce cas de configuration vont de 1.5Gbps à 2.5Gbps.

Le but des réseaux WPAN à 60 GHz consiste donc au transfert de fichiers, au téléchargement rapide de fichiers ou de données, au vidéo streaming et aux interfaces multimédia haute définition (HDMI), en remplaçant les liaisons qui étaient auparavant des liaisons filaires par des liaisons radios dans des environnements « *indoor* ».

Les exigences techniques et technologiques fixées par ce standard dépendent donc du type d'application, des débits visés, de la consommation d'énergie, de l'environnement ainsi que de la configuration choisie (LOS ou NLOS).

Concernant les schémas de modulation et de codage, deux axes principaux ont été spécifiés [20] :

- Modulation simple sur une seule porteuse « *single carrier* », pour des débits de l'ordre de 1 Gbps avec des systèmes ne nécessitant pas d'antennes à fort gain.

Exemple de modulation : BPSK, QPSK, DQPSK, 16 QAM, OOK/4-ASK

- Modulation multi porteuses avec une modulation QPSK ou 16 QAM et utilisant la technique de « *beamforming* » pour des scénarii de type *NLOS* et pour des distances entre 5 à 10 mètres et des applications de type streaming vidéo en très haute résolution HDMI par exemple. Ces systèmes sont souvent alimentés sur secteur et n'ont pas de contrainte de puissance consommée.

La dernière version du standard a été finalisée en octobre 2009.

I.2.3. La norme -ECMA TC48

Ecma International est une association d'industriels, sans but lucratif, basée à Genève et qui a été créée en 1961 dans le but de développer et publier des normes et des rapports techniques dans le domaine des technologies de l'information et des communications (TIC). En décembre 2008, Ecma a publié la première édition de son rapport ECMA-387 pour le standard haut débit à 60 GHz courtes portées [21]. Ce rapport définit à la fois les spécifications pour la couche MAC et la couche physique pour les applications en bande 60 GHz sans demande d'autorisation.

Ce document a été ensuite soumis à la procédure de l'ISO / CEI et a obtenu son approbation pour devenir la norme ISO / IEC 13156. Plus récemment, en décembre 2010, Ecma a publié sa deuxième édition de la norme ECMA-387, qui a été à son tour acceptée par l'ISO / CEI JTC 1.

Les applications visées par ce standard tournent autour des transmissions de données et de la diffusion de flux multimédia en continu sur les réseaux radio personnels à haut débit (y compris en mode point à point).

La norme ECMA divise la bande de 7 GHz en 4 sous canaux de 2,16GHz entre 57,24GHz et 65GHz, qui respecte chacun un masque bien spécifique.

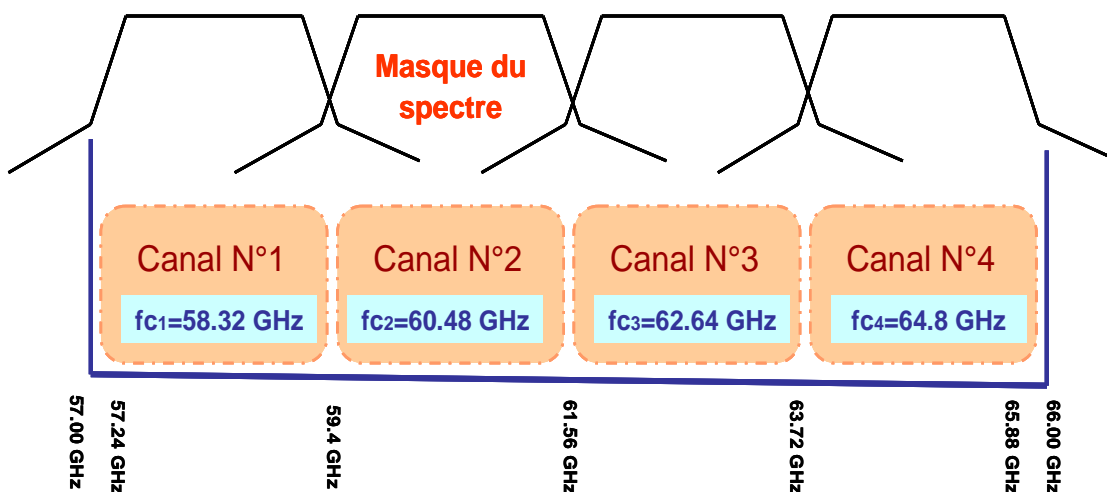


Figure 13 : Occupation spectrale et division en canaux de la bande 60 GHz selon l'ECMA

Le masque correspondant à chaque canal impose une atténuation de 20dB, 25 dB et 30 dB par rapport au niveau du signal dans la bande passante à 1.2 GHz, 1.8 GHz et 2.2 GHz respectivement de la fréquence centrale.

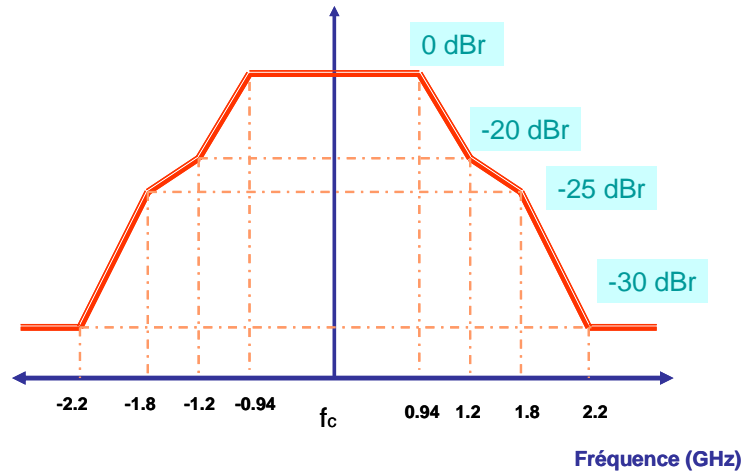


Figure 14 : Masque du signal transmis dans chacun des canaux

Les applications spécifiées par cette norme peuvent être regroupées en trois familles. La première concerne les réseaux radio personnels sans fil (WPAN) et le vidéo streaming avec des possibilités de multi trajets, sans visibilité directe, ou du multi streaming pour une distance ne dépassant pas les 10 mètres. La deuxième famille regroupe des applications plus économiques en termes de débits et de consommation de puissance. Ces applications sont de type transfert de fichiers de données ou vidéos pour des courtes portées (< 3 mètres) dans un scénario LOS. Enfin la dernière famille avec des applications de transmissions de données et des liaisons point-à-point à des distances inférieures à 1 mètre et des débits moyens.

Deux types de schémas de modulation sont supportés par cette norme [22] :

- les modulations simples, mono porteuse ('Single Carrier Block Transmission')

Par exemple : BPSK, QPSK, 16 QAM.

- les modulations OFDM avec une QPSK ou une 16 QAM.

I.2.4. L'alliance WirelessHD

Le besoin de débits élevés et de meilleures performances ont poussé en 2005 un groupe d'entreprises à former un consortium dont le but est de développer l'interface WHDMI [23]. Le but de cette norme est la diffusion de contenu HD sans fil (fréquence 60GHz et débit de 4

Gbits pour des distances de l'ordre d'une dizaine de mètres), ainsi que la liaison entre les différents équipements d'un réseau sans fils et la suppression donc les besoins de câblage.

Les sept entreprises à l'origine de ce projet sont : LG, NEC, Panasonic, Samsung, SiBeam, Sony et Toshiba.

Parmi les spécifications de cette norme, on citer :

- des débits variant entre 50Mbps et 10 Gbps,
- les canaux de largeur de 1GHz ou 2GHz,
- Deux types de modulations possibles :
 - Modulation simple (Single Carrier) : BPSK, GMSK, QPSK, 8QAM, 16QAM
 - Modulation multi porteuses OFDM : BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM

I.2.5. L'alliance WiGig

La Wireless Gigabit (WiGig) Alliance [24] a été formée pour proposer un cahier des charges unifié pour les applications sans fils avec des débits de plusieurs gigabits par seconde, 10 fois supérieurs aux débits offerts par la norme Wifi IEEE 802.11n.

La spécification WiGig est basée sur la norme 802.11, qui est au cœur de centaines de millions de produits Wifi déployés dans le monde entier.

La spécification permet une gamme étendue d'applications et d'utilisations, y compris les connectivités instantanées, les différentes opérations de téléchargement, de sauvegarde, et de synchronisation de fichiers entre les ordinateurs et appareils mobiles. Les utilisateurs seront donc en mesure de créer un environnement informatique complet sans fil.

La spécification WiGig définit la couche physique (PHY) et la couche (MAC) en se basant sur la norme IEEE 802.11. Ce qui permet également une production plus simple et moins coûteuse des dispositifs communiquant à la fois sur la norme WiGig et les standards existants Wifi sur trois bandes (2,4 GHz, 5 GHz et 60 GHz).



Figure 15 : Exemple d'applications visées par l'alliance *WirelessHD*

I.2.6. Le standard IEEE 802.11.ad

Un deuxième groupe de travail IEEE 802.11.ad (TGAD) a été formé en janvier 2009 et avait pour but la modification de la norme WLAN IEEE 802.11, 2007 dans l'objectif d'atteindre les débits de 6 Gbps pour des applications sans licence dans la bande de 60 GHz [25]. Cet amendement de la couche physique et la couche MAC de la norme WIFI 802.11 précise la conservation de la même architecture de réseau, mais en garantissant un minimum de débit de 1Gbps. La coexistence avec le standard IEEE 802.15.3c et la norme ECMA-378 devrait être assurée vers la fin de l'année 2012.

En 2010, l'alliance WI-FI IEEE 802.11.ad a annoncé un partenariat avec l'alliance WIGig sur les produits et le matériel à 60 GHz. Cette alliance pourra avoir son poids face aux concurrents comme l'alliance *WirelessHD*.

La norme IEEE 802.11.ad, toujours en cours de développement à l'heure actuelle, devrait voir le jour en décembre 2012.

Concernant les caractéristiques techniques comme le spectre, les canaux, le masque ainsi que les schémas de modulation approuvés par le standard, ont les mêmes que celles déjà citées pour le standard IEEE 802.15.3c.

I.3. Conclusion

Les applications haut débit à 60 GHz représentent un marché potentiel important. Les progrès techniques et technologiques qui ont permis d'atteindre ces bandes de fréquences, amènent les premiers produits en cours de commercialisation. Les différences de réglementation dans le monde ont laissé beaucoup de liberté pour les industriels et les laboratoires de recherche dans l'élaboration de leurs solutions. Les cahiers des charges dépendent donc des applications visées, des moyens technologiques et techniques utilisés, afin de profiter au maximum des avantages de la nouvelle bande de fréquence allouée.

Un état de l'art des architectures et solutions développées depuis 2002 montre deux grands axes : un premier favorisant des applications très hauts débits de l'ordre d'une dizaine de Gigabits par seconde sans contraintes de consommation. Quant au deuxième axe, la puissance consommée représente un critère primordial promettant des solutions avec modulations simples et avec le minimum de complexité.

Les performances des architectures 60 GHz présentées dans la littérature se basent surtout sur les performances pouvant être tirées de la technologie utilisée et des composants atteignant ces bandes de fréquence. Cependant, une considération globale de l'émetteur, du récepteur et du canal est essentielle.

Le chapitre II détaillera les caractéristiques du canal de propagation basé sur les campagnes de mesures et de standardisation des groupes IEEE 802.15.3c (*TG3c*) et IEEE 802.11.ad (*TGad*).

Bibliographie Chapitre I

- [1] David R.Vizard, « Millimeter-wave Applications: From Satellite Communications to Security Systems », *Microwave Journal* 2006.
- [2] Chia-Chin Chong, Kiyoshi Hamaguchi, Peter F. M. Smulders, and Su-Khiong Yong. «Millimeter-Wave Wireless Communication Systems: Theory and Applications »
A special issue published in volume 2007 of « *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*. Hindawi Publishing Corporation. 2007.
- [3] Kenichi Maruhashi, « Advances in Millimeter-wave Technology for Wireless LAN/PAN Applications », *40th European Microwave Conference, EuMW*, Paris 2010
- [4] IEEE. 802.15.4a: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) – Amendment1 : Add Alternate PHYs, August 2007.
- [5] FCC 02-48, « First Report and Order: 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
- [6] CEPT/ECC, « ECC Decision of 24 March 2006 on the harmonized conditions devices using Ultra-Wideband (UWB) technology in bands below 10.6GHz ». Doc. *ECC/DEC/(06)04* amended 6 July 2007, 2007
- [7] FCC, «Millimeter Wave Propagation ; Spectrum Management Implications », *FCC bulletin on MMW propagation* : juillet 2007
- [8] Su-Khiong Yong, « Summary and Recommendations to TG3c Channel Model Subgroup », *IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs)*, TG3C group, juillet 2006.
- [9] Module 5. Radio Spectrum Management, ICT Regulatory Toolkit.
- [10] ETSI EN 302 567, « Broadband Radio Access Networks (BRAN); 60 GHz Multiple-Gigabit WAS/RLAN Systems », Harmonized EN covering the essential requirements of article 3.2 of the R&TTE Directive, Mars 2009.
- [11] CEPT Recommendation T/R 22-03 (1990) *Provisional Recommended Use of the Frequency Range 54.25-66GHz by Terrestrial Fixed and Mobile Systems*. Athens, pp. 1–3, January.
- [12] ERC/REC: “Radio frequency channel arrangement for Fixed Service systems operating in the band 57.0 - 59.0 GHz which do not require frequency planning”, 2004
- [13] ECC/REC/(05)02: "Use of the 64-66 GHz frequency band for Fixed Service" , juin 2005.
- [14] TR 102 555: “Technical characteristics of multiple gigabit wireless systems in the 60 GHz range System Reference Document”

[15] Federal Communications Commission, Code of Federal Regulations, “Part 15—radio frequency devices section 15.255: operation within the band 57.0–64.0 GHz,” USA: FCC, Janvier, 2001.

[16] Ministère des affaires intérieures et de la communication au Japon
http://www.soumu.go.jp/main_sosiki/joho_tsusin/eng/Releases/Telecommunications/110803_b.html

[17] Ministère de l’information et de la communication en Corée du Sud (2006) «*Frequency Allocation Comment of 60GHz Band* », Avril 2006.

[18] Infocomm Development Authority (**IDA**) à Singapour, « IDA’S DECISION AND EXPLANATORY MEMORANDUM ON THE REGULATORY FRAMEWORK FOR 60 GHz FREQUENCY BAND »

[19] <http://www.ieee802.org/15/pub/TG3c.html>

[20] IEEE Standard for Information technology - Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks - Specific requirements. Part 15.3: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) Amendment 2: Millimeter-wave-based Alternative Physical Layer Extension

[21] <http://www.ecma-international.org/publications/standards/Ecma-387.htm>

[22] K.Marubishi . Advances in Millimeter-wave Technology for Wireless LAN/PAN Applications. In *40th European Microwave Conference*, September 2010, Paris, France

[23] <http://www.wirelesshd.org/>

[24] <http://wirelessgigabitalliance.org/>

[25] http://www.ieee802.org/11/Reports/tgad_update.htm

Chapitre II. Etude du canal de propagation indoor à 60 GHz

II. 1. Introduction

Le canal de propagation radio est le milieu incluant l'antenne d'émission et l'antenne de réception dans lequel se propage le signal entre l'émetteur et le récepteur. Il peut être caractérisé par l'atténuation, le retard et la distorsion subis par chaque trajet émis.

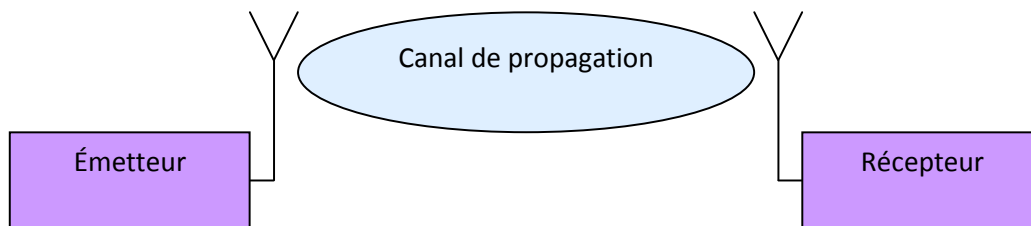


Figure 16: Structure globale d'un système radio

Une étape fondamentale dans la conception des architectures d'émetteurs récepteurs est l'étude du canal de propagation et de ses caractéristiques. Les besoins de débits élevés nécessitent une connaissance précise du canal de propagation, des caractéristiques de la bande de fréquence et de l'environnement. La puissance reçue dépend de plusieurs facteurs : des facteurs dépendant de l'architecture tels que les gains des antennes d'émission et de réception, la distance entre l'émetteur et le récepteur, et des facteurs dépendant de l'environnement tels que les phénomènes de multi trajets, les affaiblissements (*Path Loss*) et de la marge de liaison (*shadowing*).

Généralement, le canal radio peut être modélisé par un modèle mathématique qui, se basant sur les caractéristiques physiques de l'environnement, permet de simuler les phénomènes de propagation.

Des campagnes de mesures ont été menées, dans le cadre de la standardisation de la bande de 60 GHz, par des laboratoires de recherche et des industriels dans le monde entier et ont permis de définir et de mesurer les paramètres des modèles de propagation à 60 GHz avec différents

scénarii selon le type d'environnement, les distances et les antennes utilisées à l'émission et à la réception.

II.2. Modélisation statistique du canal de propagation à 60 GHz

La modélisation du canal de 60GHz (indoor) est basée sur le modèle statistique de Saleh-Valenzuela(S-V) [1] qui est assez utilisé dans le domaine des télécommunications. Ce modèle se base sur le principe des « *clusters* » et de la notion d'angle d'arrivée AOA (*angle of arrival*).

II.2.1. Le modèle de Saleh-Valenzuela (S-V)

Le modèle Saleh Valenzuela (SV) est l'un des modèles statistiques les plus utilisés dans le domaine des communications « *indoor* » et en particulier avec le standard IEEE 802.15 [2]. Il s'agit d'un modèle statistique ultra large bande qui considère que les composants multi-trajets du signal émis arrivent au niveau du récepteur dans des groupes appelés « *clusters* ».

De ce fait, un « *cluster* » peut être assimilé à un ensemble de rayons de caractéristiques voisines. Les « *clusters* » sont caractérisés par une décroissance exponentielle de la puissance (linéaire pour une représentation en dB), figure 2.

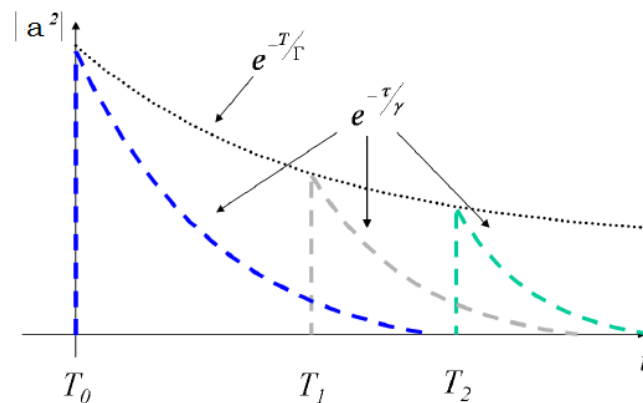


Figure 17 : Modèle statistique Saleh-Valenzuela (S-V) classique

Le modèle de SV ne dépend que du paramètre temps d'arrivé TOA, (Time Of Arrival), et ne tient pas compte de la notion d'angle d'arrivée (AOA).

Le modèle statistique étendu du modèle SV et qui prend en considération les angles d'arrivée des rayons présente la réponse impulsionnelle suivante :

$$h(t, \varphi) = \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^{K_l} a_{k,l} \delta(t - T_l - t_{k,l}) \delta(\varphi - Q_l - w_{k,l})$$

avec L : nombre de clusters.

K_l : nombre de rayons dans le $l^{\text{ième}}$ cluster.

a_{kl}, t_{kl}, w_{kl} : amplitude complexe, retard et azimuth du $k^{\text{ième}}$ rayon du $l^{\text{ième}}$ « cluster ».

T_l et Q_l : retard et angle d'arrivée moyen du $l^{\text{ième}}$ cluster.

$$\begin{aligned} |\alpha_{l,m}|^2 &= \Omega_0 e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{l,m}/\gamma - k|1-\delta| m|} \sqrt{G_r |0, \Psi_l + \psi_{l,m}|}, \\ \arg(\alpha_{l,m}) &\propto \text{Uniform}[0, 2\pi] \end{aligned}$$

→ Cette vision suppose la décorrélation spatio-temporelle des signaux.

II.2.2. Le modèle de Triple S (Shoji-Sawada-Saleh-Valenzuela) (TSV)

Shoji et Sawada ont développé un modèle statistique de canal à deux trajets combiné avec le modèle SV [3].

Les mesures réalisées ont montré qu'il existait bien, contrairement au modèle SV classique, une corrélation entre le domaine spatial et le domaine temporel, et en utilisant des antennes directives (LOS scénario), il a été remarqué l'apparition d'une composante supplémentaire qui s'ajoute à la réponse impulsionnelle du modèle SV [4]:

$$h(t, \varphi) = \beta \delta(t, \varphi) + \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^{K_l} a_{k,l} \delta(t - T_l - t_{k,l}) \delta(\varphi - Q_l - w_{k,l})$$

avec $\beta \delta(t, f)$ le terme correspondant au trajet direct

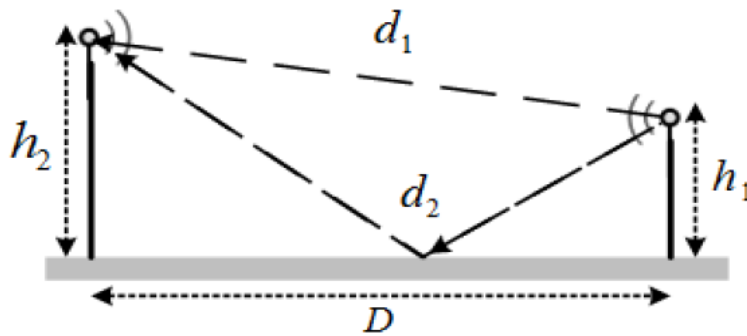


Figure 18 : Modèle des deux trajets (Two-path model)

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta \text{ [dB]} = 20 \cdot \log_{10} \left[\left(\frac{\mu_d}{d} \right) \left| \sqrt{G_{t1} G_{r1}} + \sqrt{G_{t2} G_{r2}} \Gamma_0 \exp \left[j \frac{2\pi}{\lambda_f} \frac{2h_1 h_2}{d} \right] \right| \right] - PL_d \quad \mu_d \\ PL_d \quad \mu_d \text{ [dB]} = PL_d \quad d_0 + 10 \cdot n_d \cdot \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \\ PL_d \quad d_0 \text{ [dB]} = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d_0}{\lambda_f} \right) + A_{NLOS} \end{array} \right.$$

PL_d : affaiblissement du signal ou « *Path Loss* ».

λ_f : longueur d'onde correspondante.

A_{NLOS} : composante *NLOS*.

μ_d : distance moyenne entre l'émetteur et le récepteur.

Γ_0 : coefficient de réflexion.

h_1 et h_2 : hauteur de l'antenne d'émission et de réception respectivement.

G_{t1} et G_{t2} : gain de l'antenne T_x pour le 1^{er} et le 2^{ème} trajet.

G_{r1} et G_{r2} : gain de l'antenne R_x pour le 1^{er} et le 2^{ème} trajet.

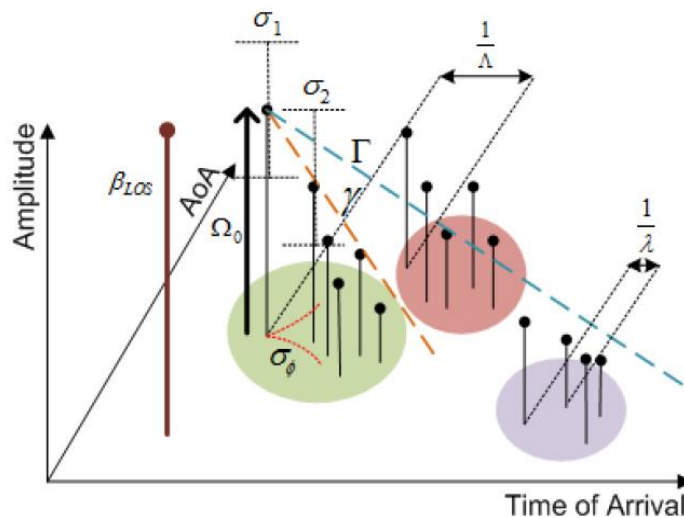


Figure 19 : Représentation graphique de la réponse impulsionnelle en fonction de TOA et AOA

Le nombre de « *clusters* » est l'un des paramètres les plus importants dans la modélisation d'un canal. Il ne suit pas une distribution spécifique, mais il peut être calculé et il varie généralement entre 3 et 14 pour certains scénarii. Dans certains scénarii (des environnements très meublés etc....) le nombre de clusters peut être plus élevé.

Parmi les caractéristiques de la modélisation du canal, on trouve aussi la notion du « *Power Delay Profile* ». Il s'agit d'une puissance moyenne en fonction des retards des trajets. Ces derniers sont fonction des composantes LOS a_{LOS} , des paramètres « *inter-cluster* » (T_l, L) qui caractérisent le « *cluster* » et des paramètres « *intra-cluster* » (K_l, a_{kl}, t_{kl}) qui caractérisent les composantes multi- trajets.

La distribution des temps d'arrivée des « *clusters* » suit la loi de Poisson :

$$p(T_l | T_{l-1}) = \Lambda - \Lambda \exp(T_l - T_{l-1}) , \quad l > 0$$

La distribution des temps d'arrivée des rayons dans les « *clusters* » suit également une loi de Poisson comme suit :

$$p(\tau_{k,l} | \tau_{(k-1),l}) = \lambda \left[-\lambda \exp(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l}) \right], \quad k > 0$$

Une deuxième notion, aussi caractéristique du modèle de canal, est la notion du *Power Azimuth Profile*. Il s'agit d'une puissance moyenne en fonction des angles d'arrivées. Cette dernière est fonction de la composante LOS a_{LOS} , des paramètres inter-cluster (Q_l, L) qui caractérisent le cluster et des paramètres intra-cluster (K_l, a_{kl}, w_{kl}) caractérisant les composantes multi-trajets.

La distribution des angles d'arrivée des « *clusters* » suit une loi gaussienne comme le montre la formule ci-dessous :

$$p(\omega_{k,l}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\phi} \exp -\omega_{k,l}^2 / 2\sigma_\phi^2$$

La distribution des angles d'arrivée des rayons dans un cluster suit, elle aussi, une loi gaussienne.

$$p(\omega_{k,l}) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_\phi} \exp -\left| \sqrt{2}\omega_{k,l} / \sigma_\phi \right|$$

avec σ_φ : déviation standard.

La troisième et dernière notion, c'est l'évanouissement à petite échelle, le « *Small Scale Fading Statics* », qui est une rapide fluctuation de l'amplitude et de la phase du signal reçu dans un point de l'espace à un instant t causant des interférences destructives ou constructives entre les composantes multi trajets.

La distribution des amplitudes des raies est la suivante :

$$p_l(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_r r} \exp - \ln r - \mu_r \quad ^2 / 2\sigma_r^2$$

avec $\mu_r = E[\ln r]$ et σ_r^2 : moyenne et variance de la Gaussienne ($\ln(r)$).

Les paramètres des distributions sont dépendants de l'environnement de propagation. Les campagnes de mesures permettent donc de définir les différentes valeurs des paramètres du modèle [5].

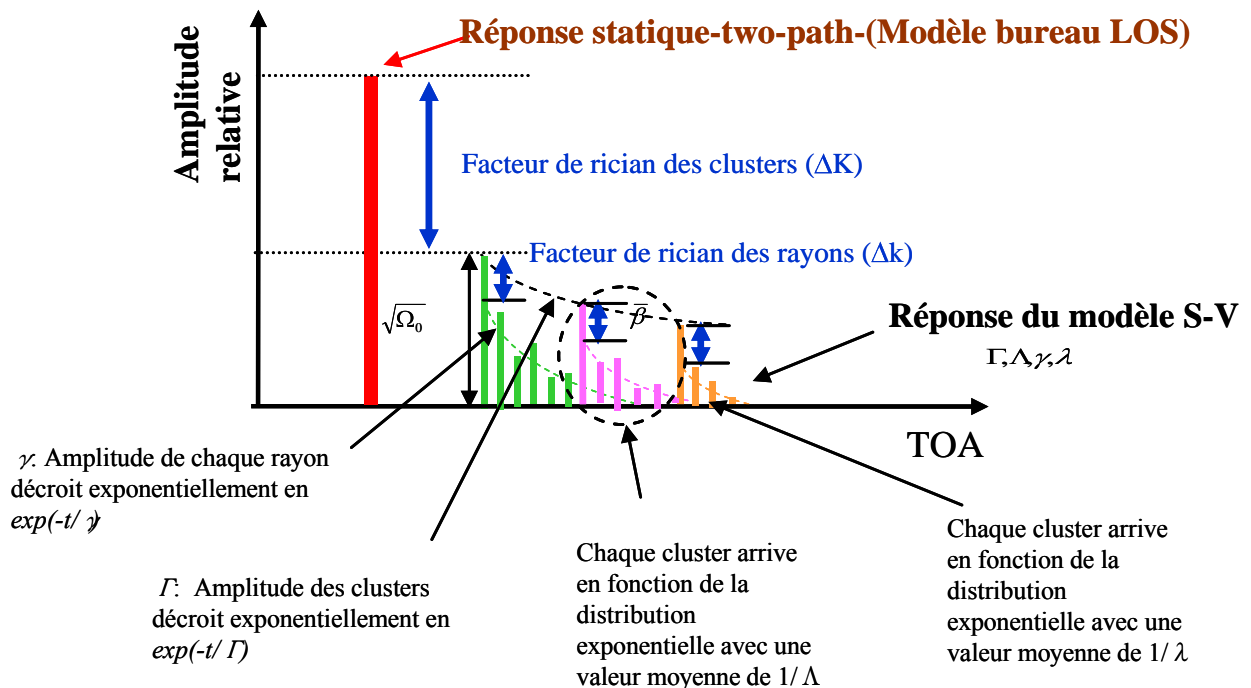


Figure 20 : Modèle Two Path Saleh Valenzuela (TSV)

Liste des paramètres et des abréviations utilisés dans la modélisation :

PL_d : Path loss de la première réponse impulsionnelle

t : temps [ns]

l : numéro du cluster

k : numéro du rayon dans the cluster numéro l

l : nombre total de clusters

K_l : nombre total de rayons dans le $l^{\text{ème}}$ cluster;

T_l : temps d'arrivée du premier rayon dans le $l^{\text{ème}}$ cluster.

$\tau_{l,k}$: retard du $k^{\text{ème}}$ rayon dans le $l^{\text{ème}}$ cluster relativement au temps d'arrivée du premier trajet

W_0 : Puissance moyenne du premier rayon du premier cluster.

Y_l : angle d'arrivée du premier rayon du $l^{\text{ème}}$ cluster. Il suit une loi uniforme de 0 à 2π .

$y_{l,k}$: angle d'arrivée du rayon m du $l^{\text{ème}}$ cluster en fonction de l'angle d'arrivée du premier trajet y_l .

a_{LOS} : Composante LOS.

PL_0 : Affaiblissement à la distance de 1m.

n : Indice d'affaiblissement.

σ_s : Déviation standard due à l'évanouissement.

β : Amplitude du premier trajet direct.

$1/\Lambda$: Taux d'arrivée des clusters.

$1/\lambda$: Taux d'arrivée des rayons dans un cluster.

Γ : Facteur de dégradation des clusters.

γ : Dégradation des rayons dans un cluster.

σ_c : Déviation standard lognormale des clusters.

σ_r : Déviation standard lognormale des rayons.

σ_ϕ : Angle de propagation de groupe.

\bar{L} , Nombre moyen des clusters.

d : Distance entre Tx-Rx.

h_1 : Hauteur de Tx , h_2 : Hauteur de Rx.

G_T : Gain de Tx, G_R : Gain de Rx , Δk : Rician factor des rayons .

Ω : Puissance moyenne du premier rayon du premier cluster (pour le modèle TSV two path et S-V model). $\mu_d \propto$ distance moyenne entre Tx et Rx

$|\Gamma_0|$: Coefficient de réflexion.

$|\Gamma_0| \cong 1$: Dans un environnement LOS (bureau), angle d'incidence $\cong \pi/2$

$|\Gamma_0| \cong 0$: Dans d'autres environnements de type LOS/NLOS

$G_t(\theta, \phi)$: gain de l'antenne Tx
 $G_r(\theta, \iota)$: gain de l'antenne Rx
 } Paramètres des antennes

Ces campagnes de mesures et le modèle statistique du canal à 60 GHz ont permis à R. Funada, H.Sawada, H. Harada, Y.Shoji, et C-H Choi de réaliser, à l'aide de l'outil de simulation Matlab, des modèles de canaux pour les différents scénarii visés [6].

II.3. Modèle de propagation IEEE 802.15.3c pour les applications très haut débit

Une considération globale de l'émetteur, du récepteur, des avancés technologiques ainsi que du canal de propagation est une étape primordiale pour le dimensionnement des architectures d'émetteurs récepteurs à 60 GHz ainsi que pour l'estimation de leurs performances. C'est ainsi que plusieurs équipes du groupe TG3c se sont penchées sur la modélisation du canal de propagation, sur la définition des types d'environnements indoor et des applications possibles

afin de définir un cahier de charges assez complet pour les solutions proposées dans cette bande de fréquence.

Le groupe de travail TG3c a pu spécifier neuf types de modèles de canaux à 60 GHz en fonction de l'environnement et du scénario choisis (*LOS*, Light Of Sight / *NLOS*, Non Light Of Sight) [7].

Tableau 4 : Les différents modèles de canaux considérés par le groupe TG3c

Environnement	Scénario	Numéro du modèle de canal
Résidentiel	LOS	CM1
	NLOS	CM2
Office	LOS	CM3
	NLOS	CM4
Bibliothèque	LOS	CM5
	NLOS	CM6
Desktop	LOS	CM7
	NLOS	CM8
Kiosk	LOS	CM9

II.3.1. Les différents environnements du standard IEEE 802.15.3c

Les environnements pris en considération dans notre étude sont :

II.3.1.1. Environnement résidentiel

Il s'agit du premier type d'environnement « *indoor* » auquel seront correspondent un grand nombre d'applications quotidiennes. Ce type d'environnement peut être caractérisé ou modélisé par des maisons typiques avec des chambres sans accessoires, avec les murs, les planchers et les plafonds en bois ou en ciment, avec des fenêtres en verre et avec des portes en bois.



Figure 21 : Exemple d'environnement résidentiel

Les campagnes de mesures pour ce cas, ont été réalisées par NICT : National Institute of Information and Communications Technology, Japon, sous les conditions suivantes : une antenne avec une polarisation verticale, une hauteur de 1.1m et une distance (*Tx-Rx*) de 3m [8].

II.3.1.2. Environnement bureau

Le deuxième type d'environnement étudié est l'environnement Office (bureau typique) caractérisé par des murs métalliques, des fenêtres en verre, des armoires, un sol recouvert de moquette et des fournitures de type chaises en métal, ordinateurs, LCD, TV, livres.

Les mesures ont été faites par *NICT*, sous les conditions suivantes : une antenne avec une polarisation verticale, une hauteur de 1.1m et une distance (Tx-Rx) de 10m [9]



Figure 22 : Exemple d'environnement bureau, "Office"

II.3.1.3. Environnement « Desktop »

Ce cas caractérise un environnement plus réduit en taille et en dimensions modélisant un espace de travail personnel avec un encombrement de type bureau, un ordinateur et des éléments de travail [10].



Figure 23 : Exemple d'environnement "Desktop"

II.3.1.4. Environnement « Kiosque »

Il s'agit d'un environnement caractérisé par un ensemble d'appareils mobiles pointant un serveur de type kiosque.

II.3.1.5. Environnement bibliothèque

C'est un environnement de type petite bibliothèque avec des tables, des chaises et des étagères en métal. Les étagères sont remplies de livres et de magazines. Les tables et les chaises sont disposées entre les rangées des étagères. La pièce dispose aussi de fenêtres et d'une porte. Les murs sont en ciment.

II.3.2. Paramétrage des modèles

Ces campagnes de mesures ont donc permis de définir et mesurer les paramètres des modèles de propagation à 60 GHz avec différents scénarii selon le type d'environnement, les distances émetteur-récepteur et les antennes utilisées à l'émission et à la réception.

Un programme Matlab à été élaboré par H. Harada [11], dans le cadre des travaux du groupe de standardisation IEEE 802.15.3c. Ce programme permet de générer des réponses impulsionnelles de canaux en fonction des scénarios choisis et selon des grandeurs définies en fonction les besoins (telle que la distance émetteur-récepteur, les ouvertures des antennes et donc leurs gains)

Quelques exemples des principaux paramètres modifiables au niveau du code Matlab lors de la génération des réponses impulsionnelles pour chaque environnement sont présentés dans le tableau suivant:

Tableau 5 : Les principaux paramètres modifiables du programme Matlab

Environnement	Type de scénario	Angle d'ouverture de l'antenne Tx	Angle d'ouverture de l'antenne Rx	Distance
Résidentiel	LOS	360° ; 60° ; 30° ; 15°	Sans limitation	Sans limitation
Résidentiel	NLOS	360° ; 60° ; 30° ; 15°	Sans limitation	Sans limitation
Bureau	LOS	60° ; 30°	Sans limitation	Sans limitation
Bureau	NLOS	360° ; 60°	Sans limitation	Sans limitation
Desktop	LOS	60° ; 30°	Sans limitation	Sans limitation
Desktop	NLOS	60° ; 30°	Sans limitation	Sans limitation

Le choix de l'angle d'ouverture des antennes à -3 dB dépend donc de l'environnement et du modèle d'usage [12].

Tableau 6 : Caractéristiques des antennes en fonction du modèle d'usage

	Appareil ou dispositif	Angle d'ouverture à -3 dB	Gain max d'antenne correspondant	Bande de fréquence
UM1	TV	15	22	[57-66 GHz]
	Set Top Box (STB)	15	22	
UM2	TV	15	22	
	STB	15	22	
UM3	PC	60	10	
	Peripheral	60	10	
	TV	15	22	
UM4	PC	60	10	
	Wireless bridge	60	10	
	TV	15	22	
UM5	Serveur (STB)	60	10	
	PDA	30	16	

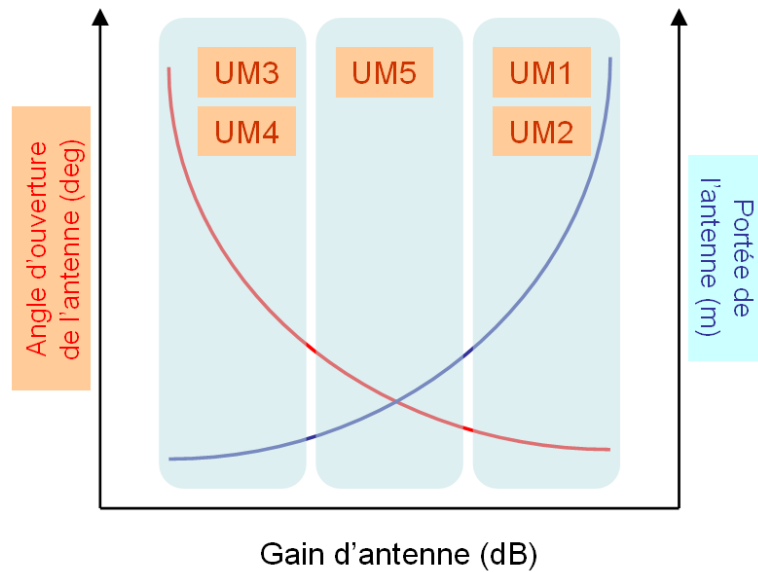


Figure 24 : Angle d'ouverture et portée des antennes

Les deux premiers modèles d'usage requièrent des antennes à très faibles angles d'ouverture (de l'ordre de 15°) afin d'assurer des communications à très grandes portées.

Les modèles 3 & 4 requièrent quant à eux des angles d'ouverture importants. Et finalement le dernier modèle d'usage demande un compromis gain-couverture angulaire afin de permettre une bonne qualité du signal transmis.

Le modèle d'antenne ainsi créé a été comparé à des mesures d'antennes, faites au sein du groupe de normalisation, avec les mêmes ouvertures afin de valider ce modèle.

Les types d'antennes utilisées dans les mesures sont des antennes cornets avec des angles d'ouverture différents. Citons quelques unes [13] :



Figure 25 : Les différents types d'antennes utilisées pour les mesures

Les gains de ces antennes sont calculés à l'aide de la formule suivante :

$$G_0 = 10 \log \left(\left(\frac{1.6162}{\sin\left(\frac{\theta_{-3dB}}{2}\right)} \right)^2 \right)$$

avec θ_{-3dB} l'angle d'ouverture à - 3dB de l'antenne cornet utilisée.

Tableau 7 : Calcul des gains d'antennes en fonction de leurs ouvertures angulaire

Angle d'ouverture	15°	30°	60°	360°
Gain max (dBi) G0	22	16	10	0

Un gain d'antenne de 10 dBi semble être le plus réalisable pour des antennes de type patch couvrants les fréquences de 60 GHz présentant un compromis gain-diagramme de

rayonnement-ouverture. Cette valeur de gain sera prise comme référence pour le reste de l'étude.

Ci dessous quelques exemples de réponses impulsionnelles de réalisations de canaux, générées avec des modèles d'antennes basés sur des modèles d'antennes à diagramme de rayonnement gaussien avec une distance émetteur-récepteur de deux mètres dans un environnement résidentiel dans le cas LOS et NLOS et avec des angles d'ouverture pour l'émission et la réception de $\theta_{-3dB}t = 60^\circ$ et $\theta_{-3dB}r = 60^\circ$ respectivement.

Dans le cas LOS , la réponse du canal se résume principalement à un seul trajet direct. Par contre, la présence de trajets multiples est assez claire dans le cas NLOS comme le montre la figure ci-dessous :

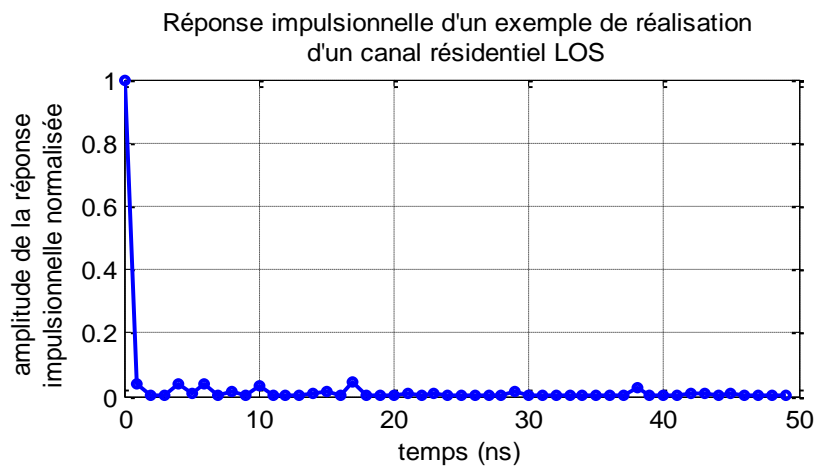


Figure 26 : Réponse impulsionnelle d'un exemple de réalisation d'un canal résidentiel LOS

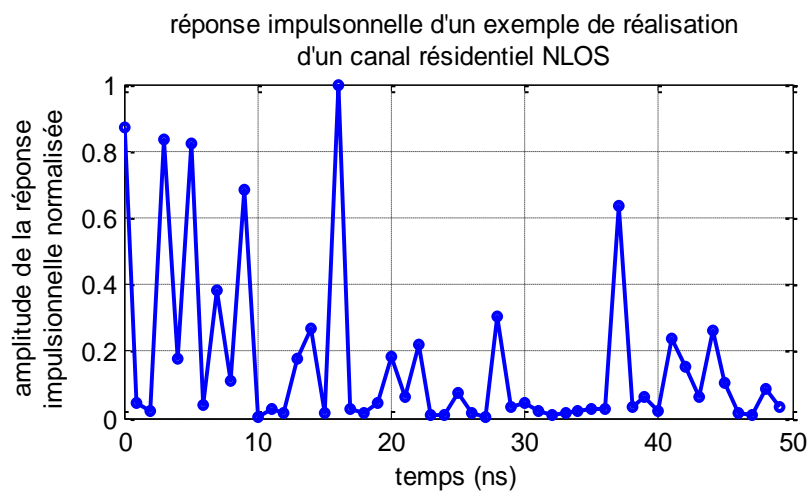


Figure 27 : Réponse impulsionnelle d'un exemple de réalisation d'un canal résidentiel NLOS

II.3.3. Simulations des modèles de canaux IEEE 802.15.3c dans les différents environnements

Le programme Matlab, développés par Hiroshi Harada, Ryuhei Funada, Hirokazu Sawada et Shuzo Kato en janvier 2007, permet de choisir entre trois options :

- générer une réponse impulsionnelle du canal sans prendre en compte l'effet des antennes.
- générer une réponse impulsionnelle du canal avec prise en compte de l'effet des antennes.

Les antennes considérées ici sont des antennes cornets utilisées lors des campagnes de mesures avec différentes ouvertures possibles.

Les figures ci-dessous représentent des exemples de réalisations de canaux pour plusieurs visions du modèle IEEE 802.15.3c et des configurations en visibilité directe ainsi que des configurations avec absence de trajet direct. Les canaux ont été générés pour des centaines de réalisations avec un même gain (10 dBi), une même ouverture angulaire à -3dB (60°) et une distance de 2 m.

Plusieurs cas de réalisations sont représentés dans les figures suivantes.

Résidentiel LOS d = 2m

Le cas résidentiel en visibilité directe représente l'un des cas les plus répandus dans les modèles d'usage des applications visées. Il s'agit aussi du cas le moins contraignant vu la présence d'un seul trajet direct dans la majorité des cas. Ci-dessous quelques réalisations :

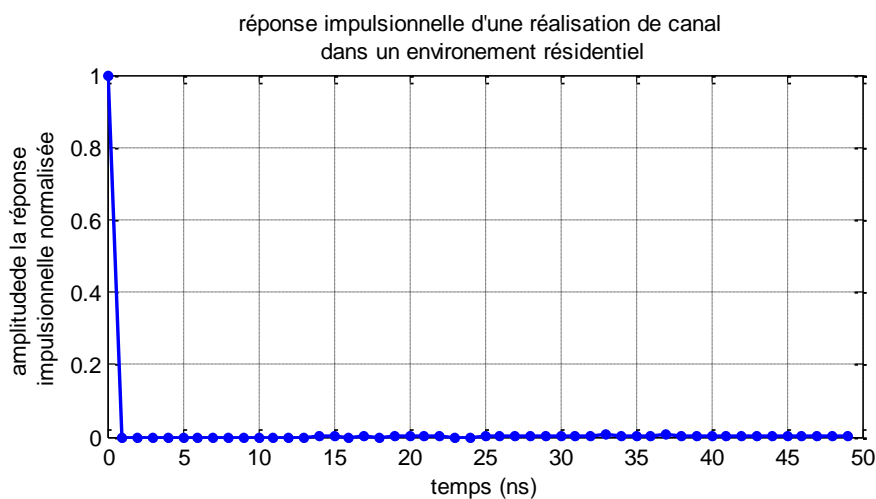


Figure 28 : Exemple 1 d'une réalisation de canal dans un environnement résidentiel LOS

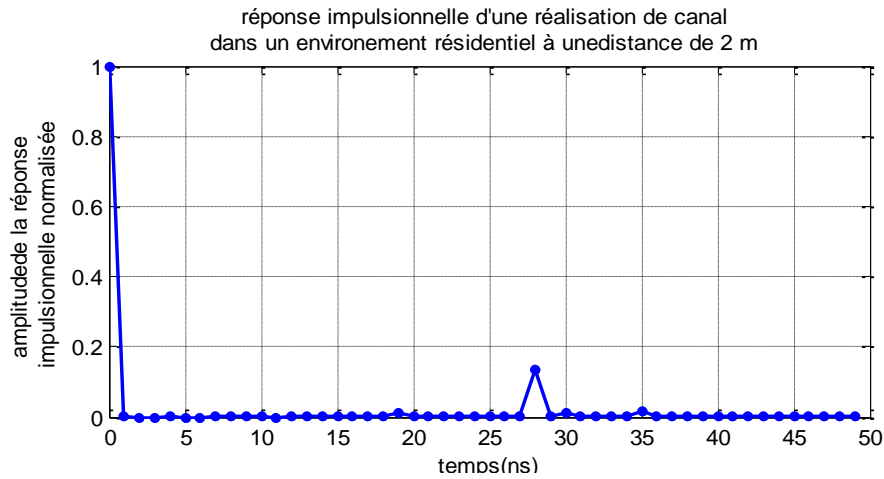


Figure 29 : Exemple 2 d'une réalisation de canal dans un environnement résidentiel LOS

Résidentiel NLOS d = 2m

Si l'émetteur et le récepteur ne sont plus en visibilité directe, on parle d'un scénario NLOS avec la présence d'objets, d'obstacles ou la prise en compte de l'environnement entourant les émetteurs et les et les récepteurs avec possibilité de réflexion sur les murs ou sur les fenêtres. Il en résulte l'apparition de plusieurs nouveaux trajets dans la réponse impulsionnelle et l'augmentation d'étalement temporel du canal qui devient plus sensible et plus contraignant comme on le voit sur l'exemple de réalisation :

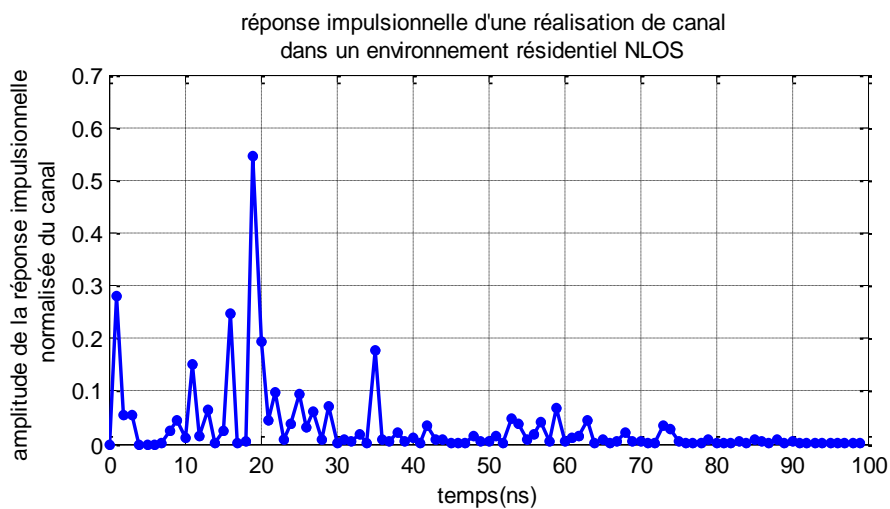


Figure 30 : Exemple 1 d'une réalisation de canal dans un environnement résidentiel NLOS

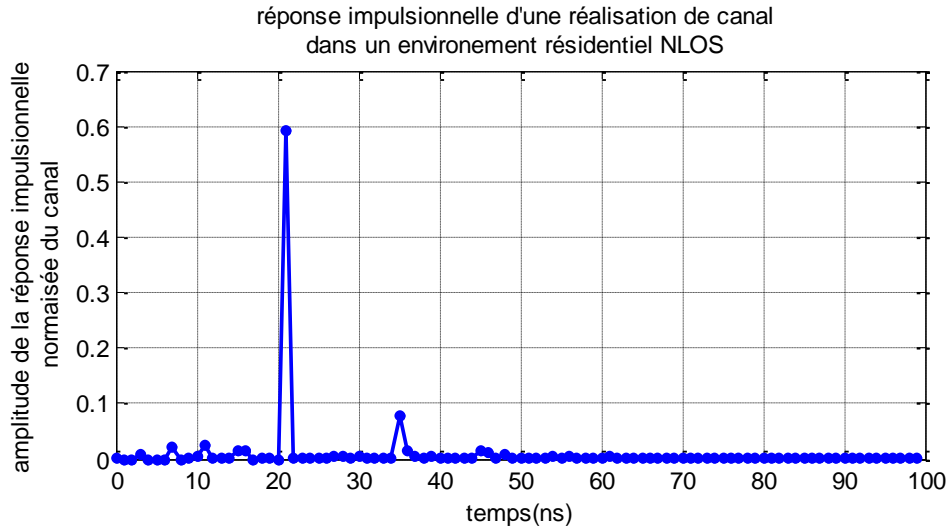


Figure 31 : Exemple 2 d'une réalisation de canal dans un environnement résidentiel NLOS

Desktop LOS d = 1 m

L'environnement bureau classique, c'est-à-dire une table de bureau avec son PC et son matériel informatique est le deuxième environnement visé par les applications de transfert de données très haut débit entre les appareils multimédias. Dans 90 % des cas il s'agit d'une configuration LOS, où le récepteur est dirigé vers l'émetteur, donc un premier trajet direct est assuré. Néanmoins, vu l'ouverture angulaire des antennes, quelques réflexions peuvent avoir lieu avec tous les équipements entourant l'émetteur et le récepteur. L'apparition de trajets retardés en témoigne.

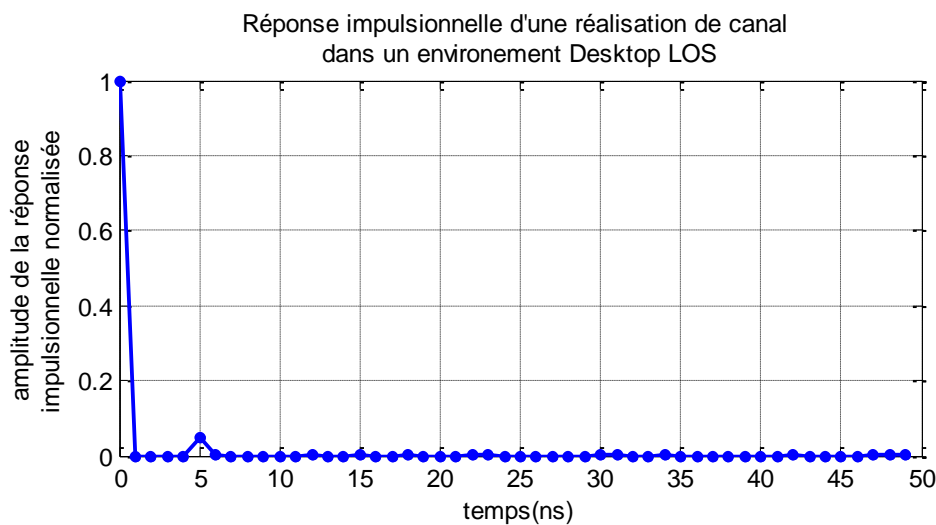


Figure 32 : Exemple 1 d'une réalisation de canal dans un environnement "Desktop" LOS

réponse impulsionnelle d'une réalisation de canal
dans un environnement Desktop LO

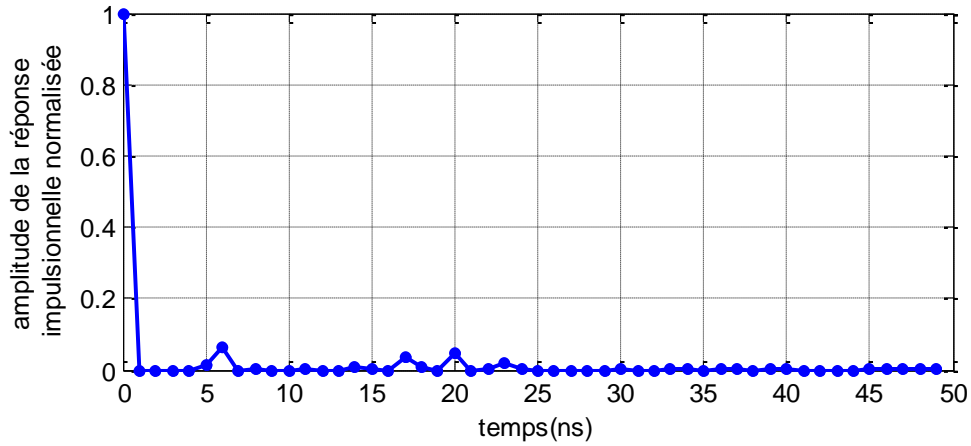


Figure 33 : Exemple 2 d'une réalisation de canal dans un environnement "Desktop" LOS

Desktop NLOS d = 1m

En positionnant des objets entre l'émetteur et le récepteur la réponse du canal devient plus complexe et plus étalée en temps.

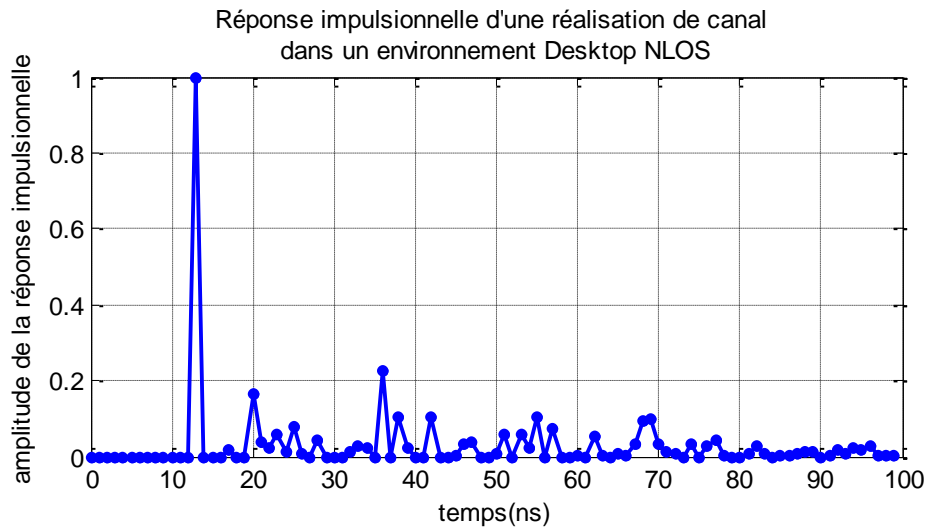


Figure 34 : Exemple 1 d'une réalisation de canal dans un environnement "Desktop" NLOS

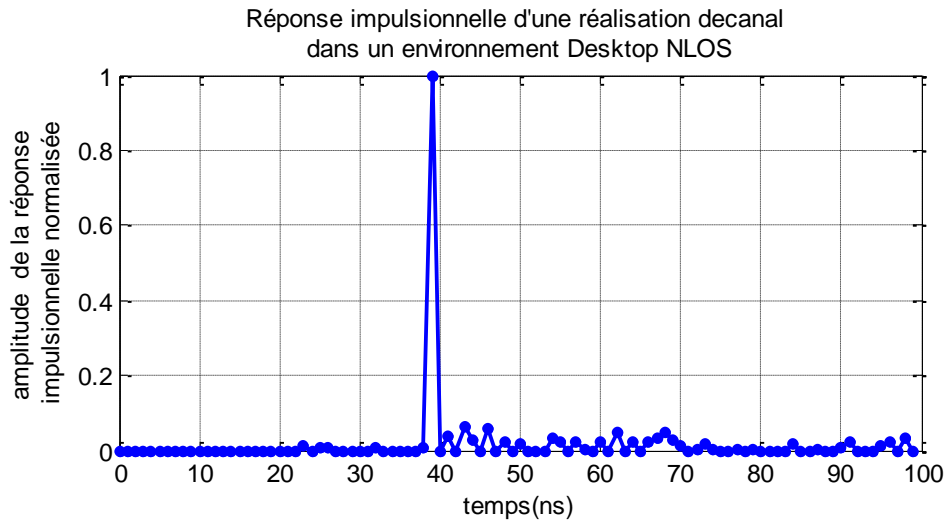


Figure 35 : Exemple 2 d'une réalisation de canal dans un environnement "Desktop" NLOS

Office LOS d = 2m

Le troisième type d'environnement appelé « *Office* » est l'environnement le plus complexe parmi ceux étudiés dans notre cas. Car même en vision directe, et avec une distance de 2 m séparant l'émetteur et le récepteur, la probabilité d'avoir des réflexions n'est pas négligée surtout avec la présence de murs et d'objets métalliques entourant le système.

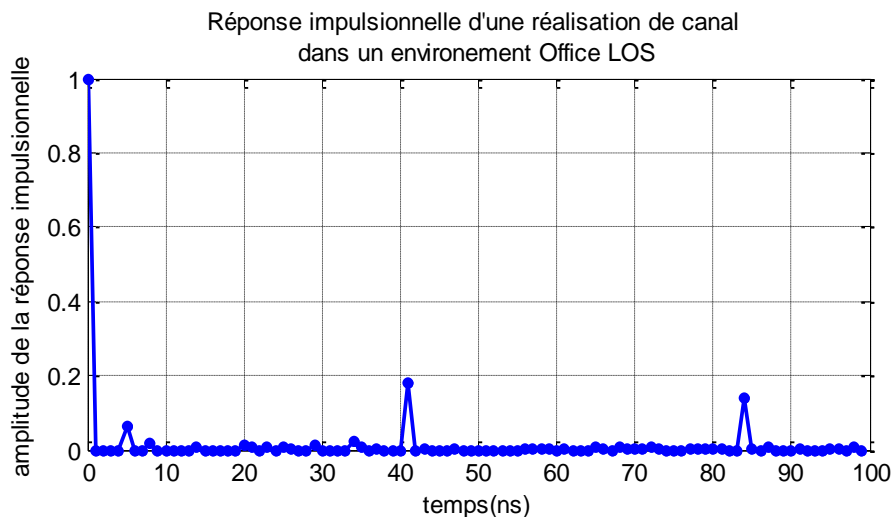


Figure 36 : Exemple 1 d'une réalisation de canal dans un environnement "Office" LOS

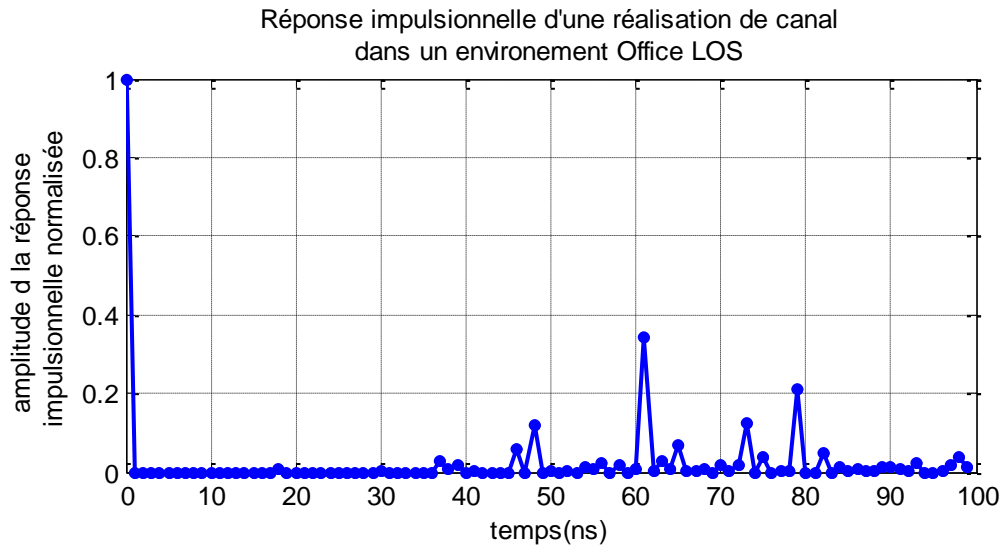


Figure 37 : Exemple 2 d'une réalisation de canal dans un environnement "Office" LOS

Office NLOS d = 2m

Le canal radio dans ce cas de figure devient est difficile, et l'influence du canal sur la qualité de transmission doit être étudiée avec précision.

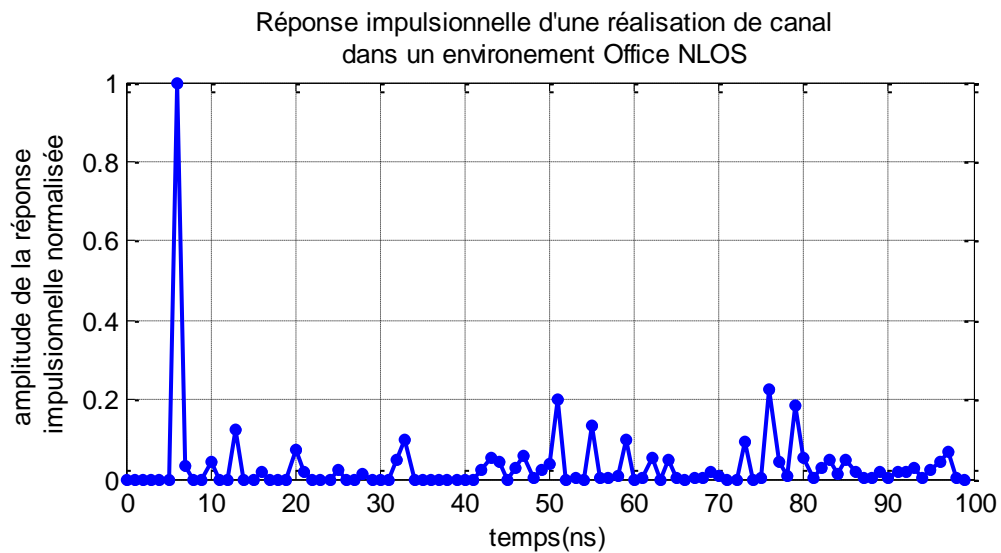


Figure 38 : Exemple 1 d'une réalisation de canal dans un environnement "Office" NLOS

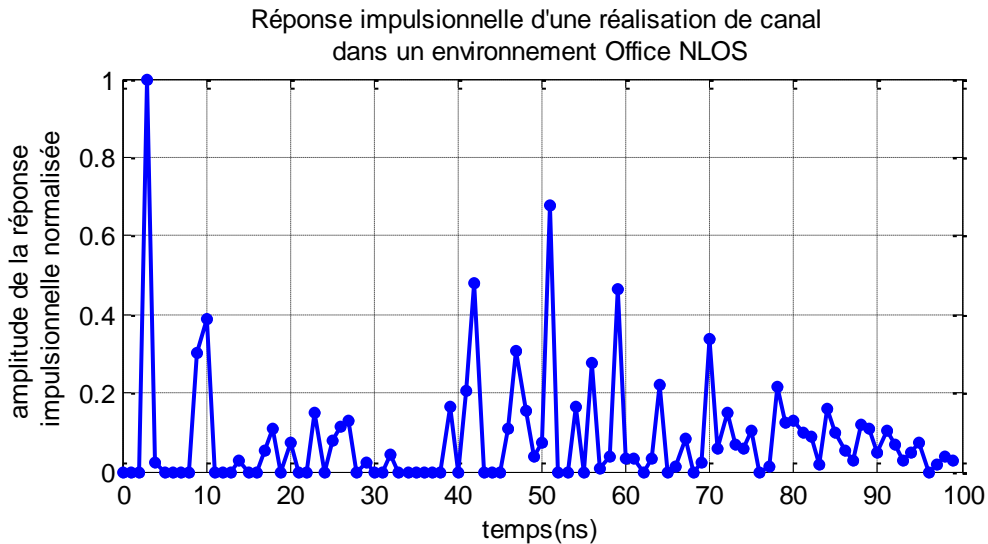


Figure 39 : Exemple 1 d'une réalisation de canal dans un environnement "Office" NLOS

II.3.4. Etude statistique et comparaison entre les paramètres temporels des différentes configurations

Afin de réaliser une étude comparative entre les différents types d'environnements, et d'estimer l'influence des scénarii et des configurations choisies dans la génération du canal de propagation correspondant, une étude statistique a été réalisée dans le but de relever les critères primordiaux à prendre en compte lors du dimensionnement de l'architecture à 60 GHz.

On a défini quatre grandeurs à calculer et qui permettront d'estimer de façon plus concrète la variation fréquentielle du canal et sa dispersion temporelle.

En effet, si l'on envoie une impulsion dans un canal multi trajets, il en résultera un signal reçu composé de la somme d'impulsions réfléchies, ou diffractées, ou retardées avec un certain étalement temporel.

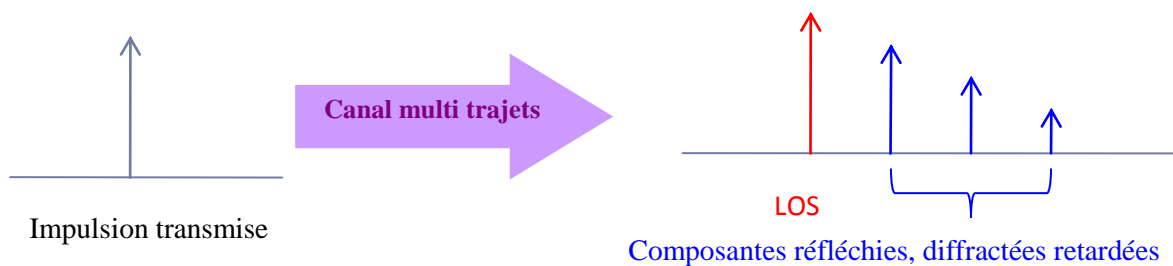


Figure 40 : Effets d'un canal multi-trajets sur une impulsion émise

- **Maximum excess delay** : ce paramètre temporel est défini dans l'étude comme étant la durée au bout de laquelle on récupère 95% de l'énergie totale du canal radio.
- **Mean excess delay** : cette grandeur caractérise le retard moyen relatif de l'ensemble des rayons. Elle est définie comme étant la moyenne des délais pondérés par la puissance.

$$\tau = \frac{\sum_k h_k^2 \tau_k}{\sum_k h_k^2}$$

avec τ_k le retard du $k^{\text{ième}}$ rayon par rapport au 1^{er} rayon et h_k^2 l'énergie du $k^{\text{ième}}$ rayon.

- **RMS delay (delay spread)** : il est défini comme l'écart-type pondéré par les puissances et exprimé mathématiquement comme la racine carré du moment d'ordre 2 centré des retards comme suit :

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_k h_k^2 \tau_k^2}{\sum_k h_k^2} - \tau^2}$$

- **Nombre de trajets significatifs** : c'est le nombre de trajets ayant une énergie supérieure à 20% de l'énergie du rayon ayant l'énergie maximale.

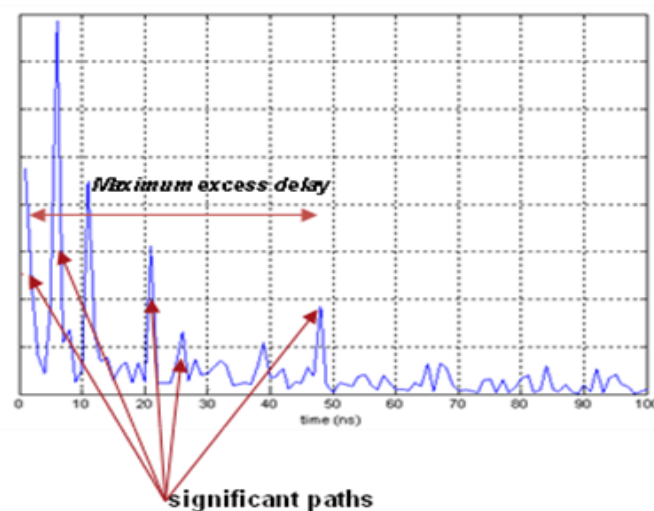


Figure 41 : Illustration des notions de trajets significatifs et Maximum excess delay

Une moyenne sur un millier de réalisations est effectuée. Les valeurs calculées des paramètres précédents, pour les différents environnements et dans plusieurs configurations en

changeant la distance émetteur-récepteur et les gains des antennes, sont données dans le tableau 4.

Tableau 8 : Paramètres statistiques calculés pour les différents environnements

Type de canal	Gain d'antenne max (dBi)	Nombre de trajets significatifs	Étalement du canal	Mean excess delay (ns)	RMS delay spread (ns)	D(m)
Résidentiel LOS	10	1	≈0	0.013	0.4	1
Résidentiel LOS	10	1	0.03	0.05	0.9	2
Residential LOS	10	1.04	0.03	0.12	1.3	3
Desktop LOS	10	1.01	0.63	0.33	1.3	1
Desktop LOS	10	1.21	5.2	2	5	2
Desktop LOS	10	1.55	7.9	3.5	7.6	3
Office LOS	10	1.36	122	7.4	25	1
Office LOS	10	2.1	194.8	18.6	41.0	2
Office LOS	10	2.72	240	28.8	50.4	3
Résidentiel NLOS	10	5.8	56.4	19.8	10.1	1
Résidentiel NLOS	20	6.4	54	27.8	11.5	1
Office NLOS	20	13.5	359.4	130.6	66.9	2

L'influence des différents paramètres comme la distance émetteur-récepteur et les gains des antennes apparaît clairement sur le tableau précédent. On constate que pour l'environnement résidentiel LOS par exemple, avec une antenne ayant un compromis gain-ouverture angulaire, on obtient un canal formé d'un seul trajet direct, ce qui engendre un étalement temporel de canal quasi nul pour des distances de l'ordre de quelques mètres. Cependant pour le cas bureau LOS, l'apparition de trajets dus à la réflexion est remarquée à partir d'une distance de 2 m. Le cas « *Office* » prend plus en considération les effets de réflexion sur les murs et sur les objets métalliques de l'environnement entourant l'émetteur et le récepteur, d'où l'apparition d'un 2^{ème} trajet à partir d'une distance de 2 m.

L'étalement temporel du canal dans une configuration NLOS, dans les différents environnements, est assez important même pour des distances de 1 m. Rappelons qu'une configuration NLOS, est une configuration où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vision directe. Les phénomènes de réflexion et de diffraction sont donc prépondérants et risquent de dégrader les performances des systèmes communicants à ces fréquences là.

Le modèle de canal du standard IEEE 802.15.3c permet donc d'avoir un support d'évaluation pour la propagation à 60 GHz. Néanmoins, ce support SIMO, *Single In Multiple Output*, possède quelques limitations telles que la prise en compte de l'angle de départ des rayons. Concernant l'angle d'arrivée, seul l'azimut est supporté. La polarisation n'est pas prise en compte et les problèmes de polarisation peuvent engendrer une atténuation allant jusqu'à 20 dB.

II.4. Le modèle de propagation IEEE 802.11.ad pour les applications très haut débit

Le standard IEEE 802.11ad [14] est la nouvelle norme WIFI pour la bande de fréquence 60 GHz garantissant une coexistence avec les autres standards et normes de la bande des 60GHz tels que IEEE 802.15.3c et ECMA-378.

II.4.1. Les différents environnements du standard IEEE 802.11.ad

Le standard IEEE 802.11ad, comparé au standard IEEE 802 15.3c, considère une vue un peu plus globale et complexe de l'environnement entourant les émetteurs récepteurs et présente donc des aspects plus intéressants comme le fait de prendre en considération la polarisation des signaux et des antennes, la distribution spatiale dans l'environnement, les angles de départs et d'arrivée des rayons, ainsi que les éventuels effets de blocages dus à la présence humaine. Le modèle dans ce cas est un modèle MIMO, *Multiple In Multiple Output*.

Pour ce standard on trouve trois environnements différents:

- l'environnement « *Conférence room* »
- l'environnement « *Living room* »
- l'environnement « *Entreprise Cubicle* »

L'ajout d'autres environnements aurait compliqué le développement du modèle du canal et la gestion des campagnes de mesures.

II.4.1.1. Environnement « conférence room » [15]

Cet environnement se compose d'une grande table avec des chaises autour, de hauteur 1m, longueur 2.5m et largeur 1m. Les dimensions de ce scénario sont : 4.5m x 3m x 3m. La salle peut contenir de 8 à 10 personnes.

Le mur de la façade avec les fenêtres est un mur en béton avec la surface couverte par des plaques de plâtre. Les trois autres murs sont des murs intérieurs composés de deux plaques en plâtre avec un espace d'air entre eux.

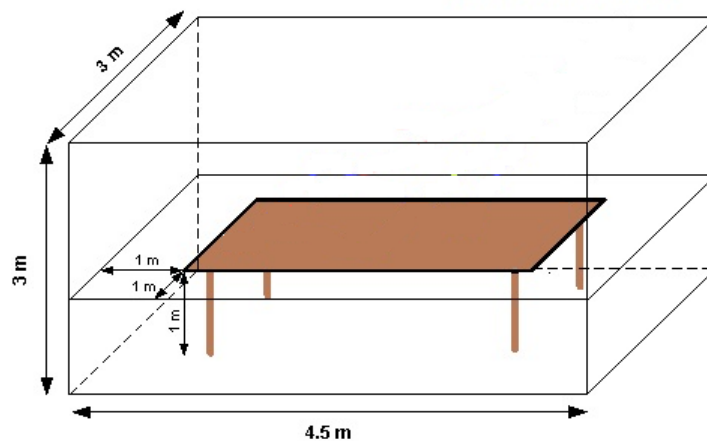


Figure 42 : Disposition de l'environnement "conference room" [15]

Les réflexions du sol ne sont pas prises en compte dans cet environnement car elles sont supposées être bloquées par la table. Les réflexions de la table sont aussi négligées. Les déplacements dans la salle ou la présence d'objets peuvent engendrer des modifications de la réponse du canal.

Pour cet environnement, on trouve deux configurations possibles, STA-STA et STA-AP. Pour la configuration STA-STA, la distance peut varier entre 0.5 et 2.5 m et la valeur maximale pour l'ouverture des antennes est de 80° . Par contre pour la configuration STA-AP, les distances peuvent varier entre 2 et 3 m, et l'ouverture maximale pour les antennes est la même que dans le cas précédent. Ces chiffres sont valables pour les deux scénarii, LOS et NLOS.

La polarisation des antennes est prise en compte dans le cas s'un scénario NLOS.

- **La configuration STA-STA**

L'émetteur et le récepteur sont situés sur la table. Pour ce scénario, les seules réflexions prises en compte sont les réflexions des murs de premier et deuxième ordre et les réflexions de premier ordre provenant du plafond qui ne sont pas influencées par la présence de personnes dans la salle et ont donc une probabilité de blocage nulle.

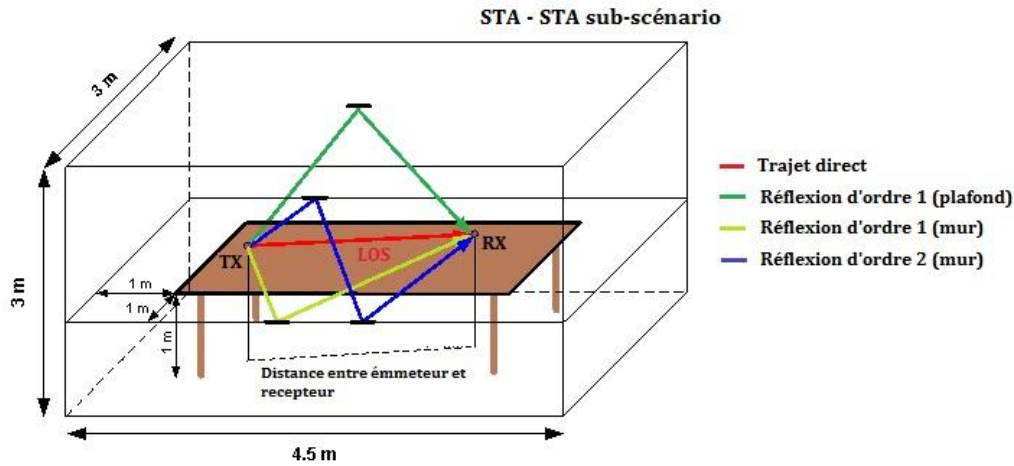


Figure 43 : Configuration STA-STA [15]

▪ **La configuration STA-PA**

Dans cette configuration, le STA (récepteur) est situé sur la table et l'AP (émetteur) est accroché au plafond. Seules les réflexions du premier et deuxième ordre provenant des murs sont prises en compte.

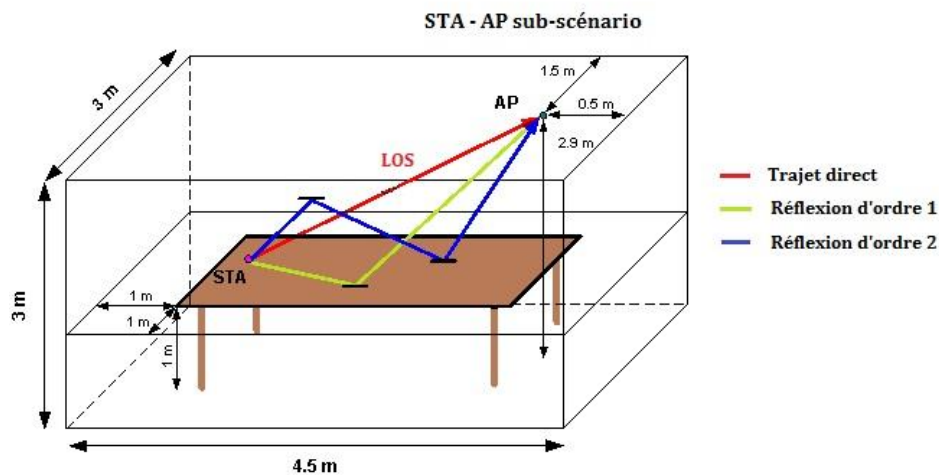


Figure 44 : Configuration STA-AP [15]

II.4.1.2. L'environnement « Living room » [15]

Il s'agit du troisième type d'environnement considéré dans le standard IEEE.802.11.ad. Il s'agit d'un environnement de vie quotidienne comportant une table au milieu, deux canapés et un fauteuil autour de la table. Les dimensions de la salle sont de l'ordre de: 7m x 7m x 3m. L'émetteur peut être placé dans la zone rectangulaire de dimensions 4 m x 7 m. Quant au récepteur, il est fixé au niveau du centre du mur à une hauteur de 1.5 m. La figure suivante illustre la disposition de l'environnement, *figure 25*.

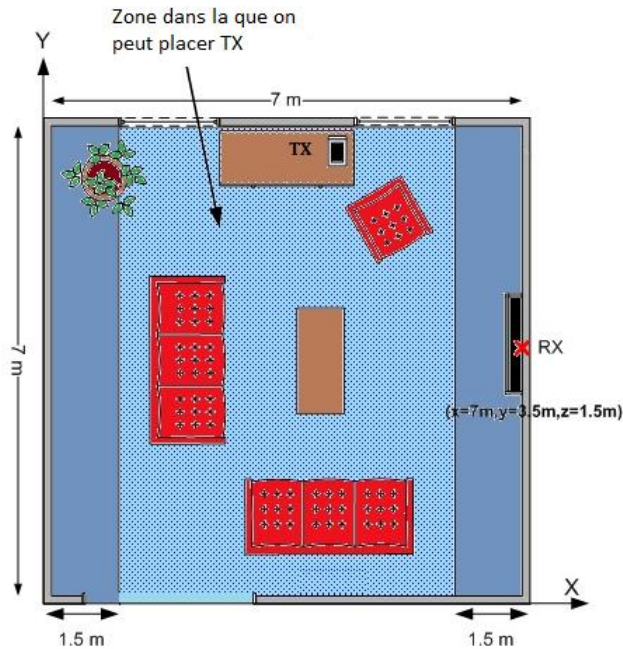


Figure 45 : "Living room" scénario [15]

Les réflexions considérées sont les réflexions de premier et deuxième ordre sur les murs, le sol et le plafond. Les réflexions provenant des autres objets (table, canapés) et la propagation dues à la diffraction ne sont pas considérées.

De même, on considère qu'une partie des « clusters » peut être bloquée par des meubles, par des gens assis ou se déplaçant dans le salon et aussi par d'autres objets.

Dans la figure suivante, nous pouvons voir un schéma du modèle des rayonnements réfléchis dans l'environnement, *figure 46* :

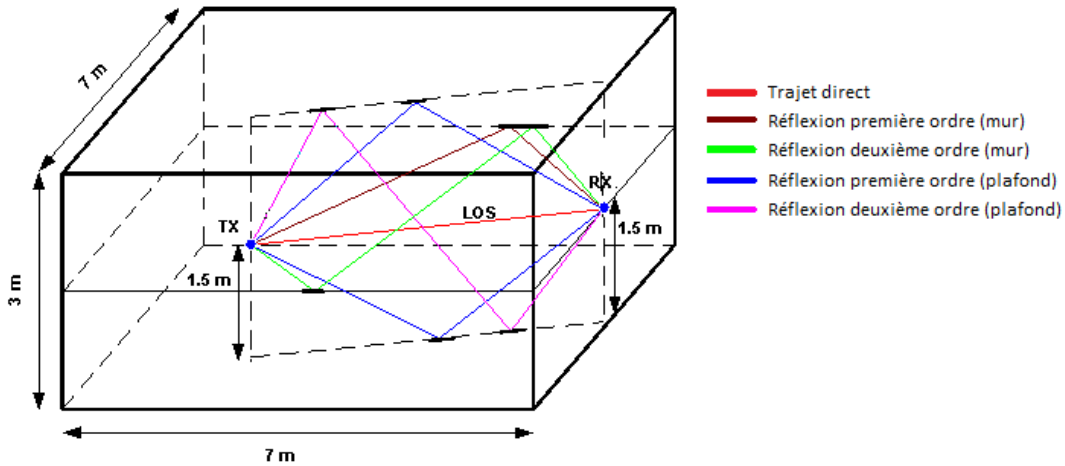


Figure 46 : Schéma des trajets de rayons dans un contexte "living Room" [15]

II.4.1.3. L'environnement « *Entreprise Cubicle* » [15] :

Pour cet environnement les dimensions sont 25m x 25m x 3m. Cet environnement est divisé en huit sous cubes de dimensions 1.8 m x 2.5 m x 1.5 m. Seulement trois parmi ces cubes (1,2 et 5) sont considérés comme disponibles. L'émetteur (AP) est accroché au plafond au milieu des huit cubes et à une hauteur de 2.9m. Pour mieux comprendre la localisation des objets et la disposition des cubes, la *figure 27* illustre ce qui précède :

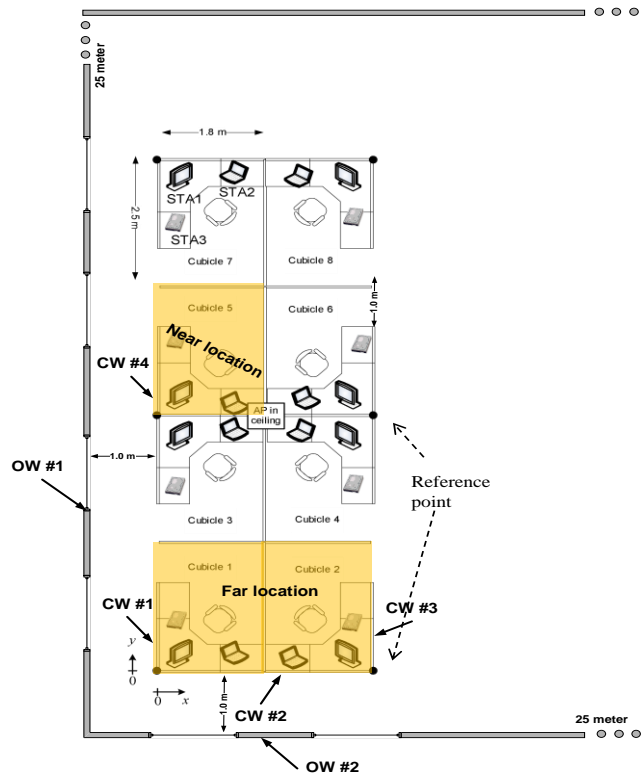


Figure 47 : "Entreprise cubital" scénario [15]

Le récepteur, souvent un ordinateur portable, est généralement placé sur une table de hauteur 0.7m dans chaque bureau (cube).

On peut voir que les cubes 1 et 2 sont situés à une distance plus lointaine que le cube 5 par exemple.

Pour le champ proche les réflexions considérées sont des réflexions de premier ordre provenant de la table et de deuxième ordre provenant du plafond et de la table.

Les réflexions de premier ordre provenant du plafond sont exclues parce que l'AP est sensé transmettre seulement vers le bas. Néanmoins, ces réflexions de premier ordre du plafond sont prises en compte pour les cubes lointains. Les réflexions provenant des autres objets et la propagation due à la diffraction sont exclues.

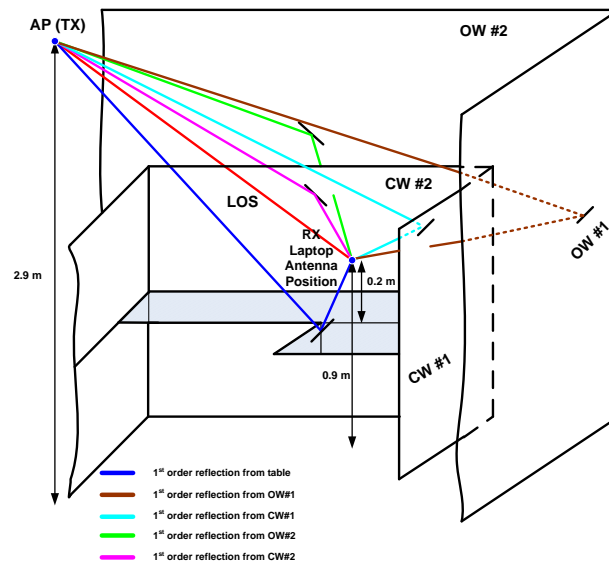


Figure 48 : Schéma des rayons pour le cas "Entreprise Cubicle" [15]

La différence entre les deux standards réside dans la prise en compte de certains paramètres avancés pour les configurations et les options dans le deuxième cas de standard, citons par exemple la possibilité de changement de polarisation des antennes, la présence et le déplacement des personnes et la présence d'objets dans les environnements considérés .

Les paramètres statistiques du canal de propagation définis en début du chapitre ont été calculés en se basant sur le modèle du canal IEEE 802.11.ad pour 5000 réalisations et en changeant différents paramètres comme la configuration (LOS / NLOS), la distance, la polarisation des antennes ainsi que l'utilisation de la technique de « *beamforming* » ou non.

II.4.2. Influence de l'angle d'ouverture des antennes dans le canal de propagation

Le choix d'une antenne directive ou non dépend du type d'application et de la portée visée.

Tableau 9 : Paramètres statistiques calculées pour l'environnement "Conference room" en fonction de l'ouverture des antennes utilisées

CONFERENCE ROOM (5000)	LOS				NLOS			
	1m		2m		1m		2m	
Angle	30°/30°	60°/60°	30°/30°	60°/60°	30°/30°	60°/60°	30°/30°	60°/60°
RMS Moyenne	0.14	0.270	0.235	0.46	2.58	3.06	2.6	3.04
Mean excess delay	0.004	0.009	0.013	0.03	15.12	13.8	15.15	13.9
Nombre de trajets significatifs	1	1	1	1	40.1	37.4	40.2	37.8

II.4.3. Influence de la distance, et de la polarisation des antennes dans les caractéristiques du canal de propagation à 60 GHz (IEEE 802.11.ad)

Le type de polarisation de l'antenne est l'un des critères affectant la qualité de la réception du signal. Pour assurer une bonne qualité de transmission, les antennes d'émission et de réception doivent avoir le même type de polarisation. Les phénomènes de réflexion peuvent affecter la polarisation du signal surtout dans des environnements assez perturbants et donc risquent d'atténuer l'onde reçue.

Tableau 10 : Paramètres statistiques calculées pour l'environnement "Conference room" dans une configuration STA-AP en fonction de la polarisation des antennes utilisées

CONFERENCE ROOM LOS STA-AP	LOS				NLOS			
	1.5m		3m		1.5m		3m	
Polarisation	verticale	horizontale	verticale	horizontale	verticale	horizontale	verticale	horizontale
RMS Moyenne	0.603	0.607	0.639	0.642	3.408	3.446	3.411	3.451

Tableau 7 : Paramètres statistiques calculées pour l'environnement "Conference room" dans une configuration STA-STA en fonction de la polarisation des antennes utilisées

CONFERENCE ROOM N LOS STA-STA	LOS				NLOS			
	1.5m		3m		1.5m		3m	
Polarisation	verticale	horizontale	verticale	horizontale	verticale	horizontale	verticale	horizontale
RMS Moyenne	0.373	0.358	0.6	0.573	3	2.966	3.1	3.2

Tableau 8 : Paramètres statistiques calculées pour l'environnement "Living room" dans une configuration STA-AP en fonction de la polarisation des antennes utilisées

Living ROOM LOS STA-AP	LOS				NLOS			
	1.5m		3m		1.5m		3m	
Polarisation	verticale	horizontale	verticale	horizontale	verticale	horizontale	verticale	horizontale
RMS Moyenne	0.55	0.546	0.806	0.793	4.183	4.231	4.607	4.616

II.4.4. Influence du « *beamforming* » dans les caractéristiques du canal de propagation à 60 GHz (IEEE 802.11.ad)

La présence de trajets multiples ainsi que la présence de brouilleurs et d'interférences, affecte fortement la qualité de la transmission. Pour compenser ces effets, une solution est l'utilisation d'antennes intelligentes avec la technique de formation de voies, connue sous le nom de « *beamforming* » en anglais.

La technique du « *beamforming* » est une technique utilisée avec les systèmes de réseaux d'antennes afin d'améliorer la qualité d'émission et d'éviter les pertes de signaux ou les problèmes de déphasage. Elle se base sur la sélection du meilleur secteur et du meilleur faisceau en contrôlant le diagramme de rayonnement des antennes ou leurs ouvertures afin de focaliser le lobe principal du diagramme de rayonnement vers la direction désirée, et d'améliorer donc le rapport signal sur bruit.

Nombre de réalisations = 5000 sans « beamforming » :

Tableau 9 : Paramètres statistiques calculées pour l'environnement "Conference room" sans "beamforming"

CONFERENCE ROOM	LOS				NLOS			
	1m		2m		1m		2m	
Angle	30°/30°	60°/60°	30°/30°	60°/60°	30°/30°	60°/60°	30°/30°	60°/60°
RMS Moyenne	0.14	0.270	0.235	0.46	2.58	3.06	2.6	3.04
Mean excess delay	0.004	0.009	0.013	0.03	15.121	13.8	15.15	13.9
Nombre de trajets significatifs	1	1	1	1	40.1	37.4	40.2	37.8

Tableau 10: Paramètres statistiques calculées pour l'environnement "Living room" sans "beamforming"

LIVING ROOM	LOS				NLOS			
	1.5m		2m		1.5m		2m	
Angle	30°/30°	60°/60°	30°/30°	60°/60°	30°/30°	60°/60°	30°/30°	60°/60°
RMS Moyenne	0.096	0.44	0.12	0.51	3.3	3.4	3.3	3.5
Mean excess delay	0.002	0.037	0.003	0.05	8.5	4.9	8.7	5.0
Nombre de trajets significatifs	1	1	1	1	22	9.3	22.5	9.5

Nombre de réalisations = 5000 avec « beamforming »

Tableau 11: Paramètres statistiques calculées pour l'environnement "Conference room" avec "beamforming"

CONFERENCE ROOM	LOS				NLOS			
	1m		2m		1m		2m	
Angle	30°/30°	60°/60°	30°/30°	60°/60°	30°/30°	60°/60°	30°/30°	60°/60°
Average RMS	0.17	0.3	0.28	0.5	1.5	1.9	1.6	1.95
Mean excess delay	0.005	0.010	0.014	0.03	8.3	8.4	8.7	8.5
Nombre de trajets significatifs	1	1	1	1	22.2	22.5	23.75	22.8

Tableau 12 : Paramètres statistiques calculées pour l'environnement "Living room" avec "beamforming"

LIVING ROOM	LOS				NLOS			
DISTANCE	1.5m		2m		1.5m		2m	
Angle	30°/30°	60°/60°	30°/30°	60°/60°	30°/30°	60°/60°	30°/30°	60°/60°
Average RMS	0.27	0.46	0.31	0.54	1.66	2.23	1.8	2.27
Mean excess delay	0.022	0.05	0.027	0.06	3.7	4.5	4	4.8
Nombre de trajets significatifs	1	1	1	1	9.1	10.0	9.22	10.56

II.5. Conclusion et analyse comparative

Pour assurer une bonne qualité de transmission à 60 GHz, il est nécessaire de connaître et de disposer d'un modèle de canal précis et simple à mettre en œuvre, qui nous permettra de tester les solutions proposées ainsi que les chiffrer avec le plus de précision possible, les performances pouvant être atteintes. Dans ce chapitre on a présenté les modèles statistiques du canal de propagation à 60 GHz, en se basant sur les groupes de standardisation IEEE 802.15.3c et IEEE 802.11.ad. Le deuxième modèle est un modèle plus élaboré que le premier et prend en compte les facteurs extérieurs tels que l'environnement, la polarisation des antennes, la présence de personnes ainsi que la position des meubles. L'utilisation de l'un des modèles ou de l'autre dépend du cadre dans lequel le système va être utilisé ou testé et dans la perspective d'avoir la modélisation et l'approche les plus appropriées.

Ci-dessous une comparaison entre les étalements temporels des canaux modélisant les environnements de type « *indoor* » dans une maison, le résidentiel du standard IEEE 802.15.3c et l'environnement « *Living Room* » du standard IEEE 802.11.ad.

II.5.1. Comparaison entre les modèles de canaux du standard IEEE 802.15.3c et le nouveau standard IEEE 802.11.ad

La comparaison entre les chiffres de retard calculés pour les différents environnements du standards IEEE 802.15.3c et IEEE 802.11.ad est faite dans ce paragraphe en essayant d'harmoniser les critères de comparaison.

La première série de calcul a été réalisée dans le but de comparer les deux environnements (Résidentiel et « *Living Room* »), qui caractérisent des environnements de type maison ou domicile, avec des antennes d'ouverture 30° et 60° respectivement, et dans un contexte sans polarisation.

Tableau 13: Comparaison des paramètres statistiques pour l'environnement "Living room" LOS et le standard IEEE 802.11.ad et l'environnement résidentiel LOS du standard IEEE 802.15.3c avec des ouvertures d'antennes de 30° sans polarisation

Canal	HPBW TX (°)	HPBW RX (°)	Nbr De trajets significatifs	Max axcess delay (ns)	mean axcess delay (ns)	Mean RMS (ns)	Max RMS (ns)	D (m)
Living Room LOS	30	30	1	0.023	0.015	0.219	0.86	1
Résidentiel LOS	30	30	1	0	0.001	0.164	0.47	1
Living Room LOS	30	30	1	0.090	0.027	0.308	1.18	2
Résidentiel LOS	30	30	1	0	0.004	0.327	3.84	2

Tableau 14 : Comparaison des paramètres statistiques pour l'environnement "Living room" LOS et le standard IEEE 802.11.ad et l'environnement résidentiel LOS du standard IEEE 802.15.3c avec des ouvertures d'antennes de 60° sans polarisation

Canal	HPBW TX (°)	HPBW RX (°)	Nbr De trajets Signif	Max axcess delay (ns)	mean axcess delay (ns)	Mean RMS (ns)	Max RMS (ns)	D (m)
LivingRoom LOS	60	60	1	0.112	0.034	0.373	1.2 1	1
Résidentiel LOS	60	60	1	0	0.013	0.442	1.943	1
LivingRoom LOS	60	60	1	0.293	0.061	0.542	1.771	2
Résidentiel LOS	60	60	1	0.030	0.051	0.880	3.838	2

Dans les différents cas précédents, on obtient un seul trajet direct et des étalements temporels très faibles pour les distances de 1 m et 2 m. En revanche, les retards temporels du cas résidentiel LOS dépassent légèrement le cas « *Living Room* » dans la majorité des cas.

La deuxième série de calcul concerne les deux environnements (« *Conférence room* » et « *Desktop* » LOS), qui caractérisent des environnements de type bureaux ou espaces de

travail, avec des antennes d'ouvertures 30° et 60° respectivement, et dans un contexte sans polarisation.

Tableau 13 : Comparaison des paramètres statistiques pour l'environnement "Conference" LOS et le standard IEEE 802.11.ad et l'environnement "Desktop" LOS du standard IEEE 802.15.3c avec des ouvertures d'antennes de 30° sans polarisation

Canal	HPB W TX (°)	HPBW RX (°)	Nbr De trajets significatifs	Max axcess delay (ns)	mean axcess delay (ns)	Mean RMS (ns)	Max RMS (ns)	D (m)
Conference LOS	30	30	1	0.00	0.005	0.16	1.36	1
Desktop LOS	30	30	1	0	0.056	0.76	9.11	1
Conference LOS	30	30	1	0.00	0.014	0.28	2.32	2
Desktop LOS	30	30	1	3.75	0.627	2.64	27.5	2

Tableau 14 : Paramètres statistiques calculées pour le standard IEEE 802.11.af dans les différents environnements avec des ouvertures d'antennes de 60° avec et sans polarisation

Canal	HPB W TX (°)	HPBW RX (°)	Nbr De trajets significatifs	Max axcess delay (ns)	Mean axcess delay (ns)	Mean R MS (ns)	Max RMS (ns)	D (m)
Conference LOS	60	60	1	0.000	0.010	0.3	1.399	1
Desktop LOS	60	60	1	0.59	0.148	1.25	19.384	1
Conference LOS	60	60	1	0.000	0.028	0.5	2.386	2
Desktop LOS	60	60	2.190	8.180	1.996	5	68.561	2

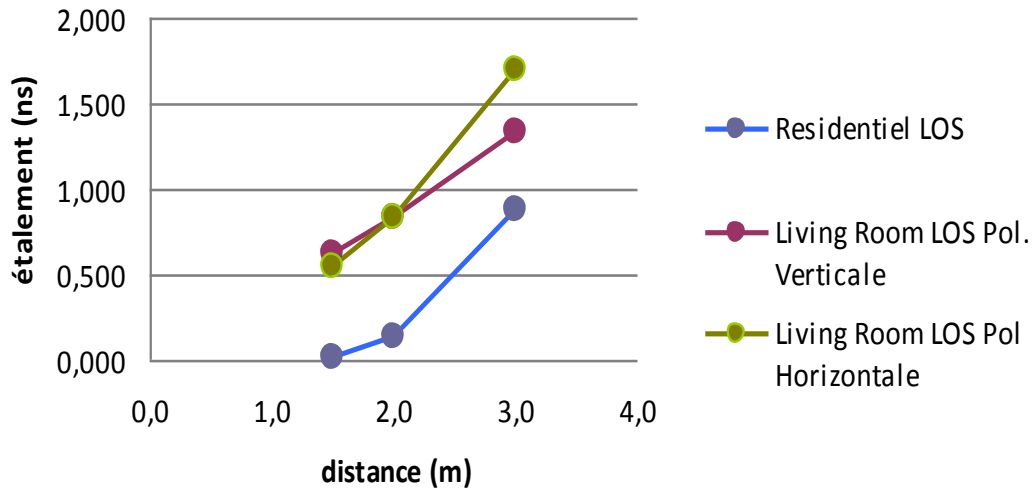


Figure 49 : Comparaison des étalements de canaux pour les environnements résidentiel du standard IEEE 802.15.3c et l'environnement "Living room" du standard IEEE 802.11.ad

L'environnement Résidentiel possède des étalements temporels moins importants que son équivalent du standard IEEE.802.11ad avec les deux types de polarisation. Ceci est compréhensible vu que le premier modèle est plus simpliste.

Pour les environnements plutôt du type bureau ou espace de travail, deux visions sont décrites ici la première concerne le standard IEEE 802.15.3c avec le modèle du canal Desktop et la deuxième avec le modèle du canal Conférence Room du standard IEEE 802.11.ad.

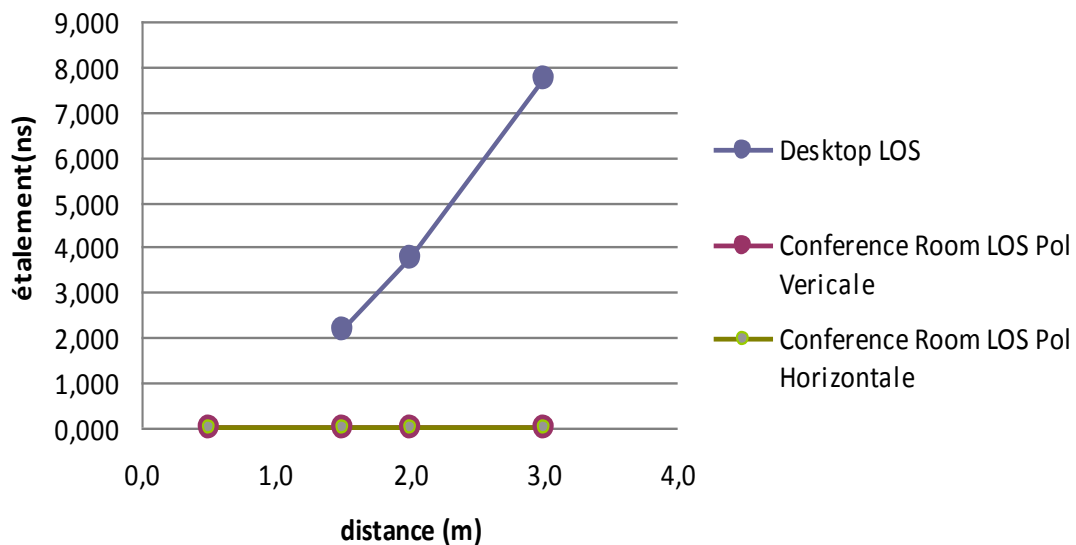


Figure 50 : Comparaison des étalements de canaux pour les environnements "Desktop" du standard IEEE 802.15.3c et l'environnement "Conference room" du standard IEEE 802.11.ad.

L'étalement temporel du canal dans le cas du Conférence Room est presque nul, la réponse du canal se résume dans les deux cas de polarisation en un seul trajet direct. Cependant le retard induit par le canal desktop est plus important et il est croissant en fonction de la distance pouvant même atteindre les 8ns à une distance de 3 m.

II.6. Conclusion générale

Une bonne connaissance de l'application visée par le système radio, du cadre de son utilisation, des distances séparant l'émetteur et le récepteur et de l'environnement permettra de bien estimer les performances envisageables par les systèmes développés, de bien choisir l'architecture radio la plus adaptée, le mode de communication le plus convenable et la modulation la plus appropriée dans le but d'avoir la meilleure gestion possible du spectre et d'atteindre les meilleures performances en termes de débit et de consommation pour des applications nomades.

Liste des publications pour le chapitre II

- **R. Abdaoui**, M. Villegas, G. Baudoin, ML. Suarez Penaloza, "Performance assessment of a transceiver architecture based on millimeter wave multiband impulse modes", Publié à *GSMM 2010. Global Symposium on Millimeter Waves, IEEE*. 4 pages, Ramada Songdo Hotel, Incheon, Korea. du 14 au 16 Avril 2010.

Bibliographie Chapitre II :

- [1] Adel A. M Saleh and Reinaldo A.Valenzuela « A statistical model for indoor multipath propagation » IEEE Journal on selected Areas in Communications, pp 128-137, Fevrier 1987
- [2] IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), IEEE P802.15-02/279r0-SG3a , juin 2002
- [3] H.Sawada , Y.Shoji et Ch.-S. Choi , « Proposal of novel statistical channel model for millimeter-wave WPAN –TSV : Shoji-Sawada-Saleh(Triple S)-Valenzuea model--» APMC 2006 .
- [4] Y.Shoji, H.Sawada , Ch-S. Choi et H.Ogawa , « A modified SV-Model Suitable for Line Of Sight Desktop Usage of Millimeter-Wave WPAN Systems », IEEE Transactions on Antennas and Propagation , Vol 57, Octobre 2009 .
- [5] IEEE 15-07-0584-01-003c , IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), « TG3c Channel Modeling Sub-committee Final Report », Mai 2009.
- [6] H.Harada, R.Funada , H.Sawada et S.Kato, « CM MATLAB Release Support Document » , IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), Mars 2007
- [7] S.Khiong Yong , « Summary and Recommendations to TG3c Channel Model Subgroup », IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs),Mai 2006.
- [8] T.Pollock, Z.Krusevac , S.Krusevac, A.Gupta , « Residential 60 GHz Channel Measurements and Model », *IEEE 802.15-06-0317-00-003c* , IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), Juillet 2006.
- [9] H.Sawada , Y.Shoji, Ch.-S.Choi , K. Sato, R.Funada, H.Harada , S.Kato et M.Umehira , « NLOS office channel model based on TSV model », IEEE 802.15-06-478-01-003c, IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), Novembre 2006
- [10] C.Liu, E.Skafidas , T.Pollock et R.Evans , « Residential 60 GHz Channel Measurements and Model », IEEE 802.15-06-0318-00-003c, IEEE 802.15-06-478-01-003c, IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), juillet 2006.
- [11] H. Harada , R. Funada , H. sawad , Y.Shoji , C-H Choi et S.Kato , 15-07-0566-00-003c-channel model code release , janvier 2006.
- [12] H.Sawada , Y.Shoji, C.S. Choi , K.Sato, R.Funada, H.Harada , S.Kato , M.Umehira, I.Toyoda , K.Kawasaki , Y.Oishi , K.Takahashi , « Reference antenna models proposal for each Usage Model Definition », IEEE 802.15-06-427-04-003c, IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs),novembre 2006.

-
- [13] I.Toyoda , T.Seki , K.Iigusa , H.Sawada ,Y.Fujita , Amane Miura, N.Orihashi , « Reference antenna model with side lobe for TG3c evaluation », IEEE 802.15-06-474-r0 , IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs),novembre 2006.
- [14] E.Perahia , C.Cordeiro, M.Park et L.Lily Yang , « IEEE 802.11.ad :Defining the next Generation Multi-Gbps Wifi », IEEE CCNC 2010 .
- [15] A.Maltsev, V.Erceg, E.Perahia , C.Hansen , R.Maslennikov , A.Lomayev , A.Sevastynov, A.Khoryaev , « IEEE P802.11 Wireless LANs , Channel Models for 60 GHz WLAN Systems » , IEEE 802.11-09 /0334r3 , juillet 2009.
- [16] H.Sawada , S.Kato , K.Sato , H.Harada et M.Alexender , « Intra cluster response model and parameter for the enterprise cubicle environments at 60 GHz », IEEE 802.11-10/0372r0 , Mars 2010

Chapitre III. Architectures d'émetteurs-récepteurs pour des systèmes communicants nomades à haut débit fonctionnant autour de 60 GHz

L'étude des architectures d'émetteur-récepteur pour la bande 60 GHz a représenté depuis plusieurs années quatre vingt dix, un sujet de recherche assez actif et innovant aussi bien pour les industriels que pour les laboratoires de recherche.

Les visions et les solutions proposées sont différentes en fonction du type d'application envisagée, du débit recherché, de la distance émetteur-récepteur, de la technologie utilisée, de la bande passante et de la puissance consommée.

Peu de travaux portent sur la réalisation d'un système de communication sans fil complet à 60 GHz avec l'estimation des performances obtenues dans des contextes réels.

Un état de l'art des architectures développées pour cette bande de fréquence montre trois axes principaux pour les démonstrateurs ou dispositifs conçus.

Les architectures peuvent être classées selon les modes de communication utilisés en trois familles :

- les architectures basées sur des modes de transmission sur fréquence porteuse avec une modulation dite classique ou simple comme une QPSK ou une 16QAM.
- les architectures basées sur la technique de modulation multi-porteuses de type OFDM.
- les architectures basées sur une transmission en mode impulsionnel mono bande ou multi bandes.

Un état de l'art détaillé sera présenté dans le paragraphe IV.2 et montrera que la bande 60 GHz représente un fort intérêt pour les systèmes radio dans présentant des performances en termes de débit, de rapidité et de complexité.

C'est dans ce cadre que s'inscrit la thèse dont le but est de trouver une solution permettant d'avoir le maximum de débit possible pour une distance de l'ordre de 2m et dans des

environnements spécifiques tels que l'environnement résidentiel et l'environnement « *desktop* » pour des applications de type transmission de données entre des appareils nomades, tout en conservant une faible consommation.

III.1. Objectif à atteindre pour les architectures nomades

Les principaux critères à prendre en compte pour les spécifications du cahier de charges de notre étude se basent sur trois critères primordiaux : le haut débit, des architectures de faible complexité, une faible consommation permettant l'utilisation nomade du système.

Le défi à relever consiste donc à trouver et valider le mode de communication le plus approprié, et l'architecture la mieux adaptée offrant les meilleures performances avec la meilleure exploitation du spectre alloué.

Les exigences du système sont donc :

- un haut débit dépassant les quelques Giga bits par seconde,
- un système assurant les communications du type point à point, à domicile ou dans les bureaux,
- un système nomade ce qui implique un système mobile, avec le minimum de complexité et de puissance consommée possible,
- une facilité d'intégration et un faible coût,
- un système adaptatif qui réagit avec son environnement pour optimiser son fonctionnement,

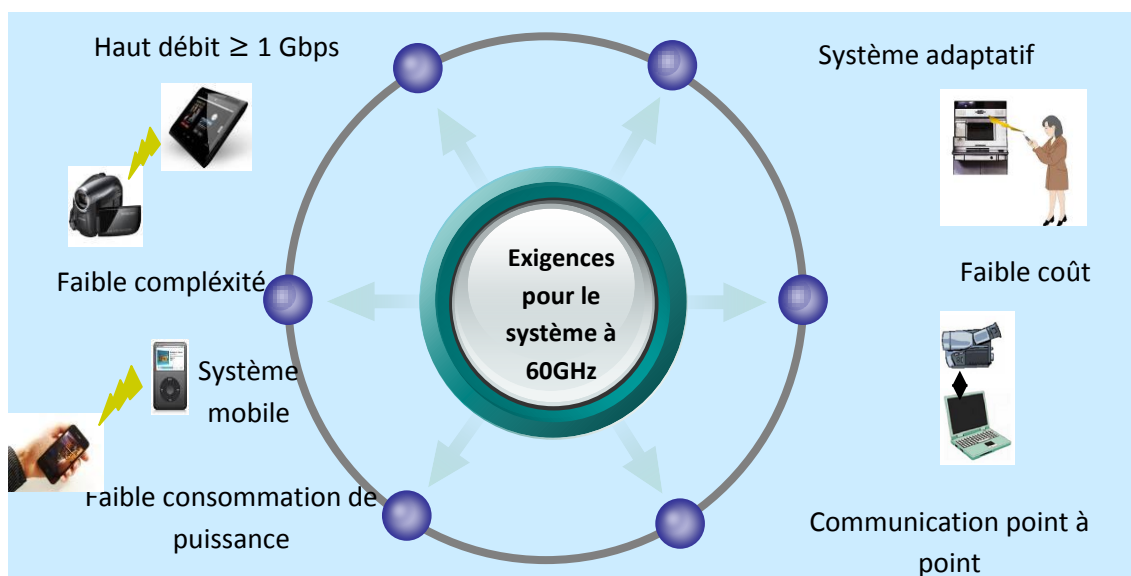


Figure 51 : Schéma illustratif du cahier des charges du système

La première étape de cette étude consiste à étudier les systèmes radio développés dans la bande millimétrique et plus spécifiquement la bande 60 GHz. L'étude se concentre sur les trois principales techniques de modulation déjà mentionnées.

III.2. Etat de l'art des solutions proposées en bande millimétrique

III.2. 1. Solutions utilisant une modulation multi porteuse OFDM

III.2. 1. 1. La modulation OFDM

La modulation multi-porteuses OFDM, *Orthogonal Frequency Division Multiplex*, est une technique très utilisée dans les systèmes de communications radio très haut débit. Elle consiste à répartir sur un grand nombre de sous porteuses orthogonales l'information à transmettre. Un train de symboles $b(n)$ est de ce fait décomposé au rythme de $\frac{1}{T_s}$, où T_s est le temps symbole, en N trains parallèles plus lents $b_i(n)$. Chaque train de symboles est émis sur une porteuse f_n différente. Les différentes porteuses sont orthogonales.

Deux porteuses sont dites orthogonales, si leur produit scalaire est nul [1] :

$$\int_0^{T_s} \cos(2\pi f_1 t) \cos(2\pi f_2 t) dt = 0$$

Quand le spectre d'une porteuse est maximal, les spectres des autres porteuses sont nuls. Le signal OFDM résulte de la somme des différentes porteuses modulées chacune avec une modulation M-QAM.

L'émetteur et le récepteur OFDM se composent de deux parties, une partie numérique et une partie RF. La partie numérique consiste à générer le signal en bande de base, le codage source, le codage canal ainsi que les modulations QAM et OFDM, pour la partie émission, la démodulation QAM et OFDM, l'estimation, l'égalisation, le décodage source et le traitement pour la partie réception. La partie analogique correspond aux étages de filtrage, transposition de fréquence et amplification.

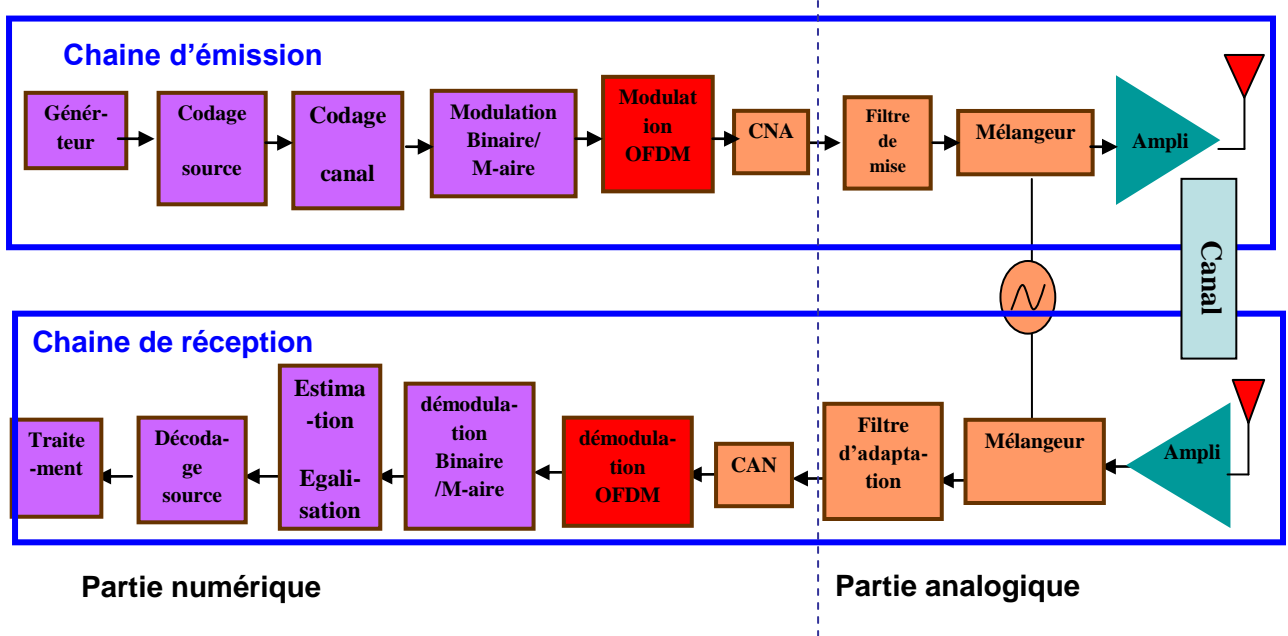


Figure 52 : Schéma des principaux blocs d'un système OFDM

Cette technique de modulation présente plusieurs avantages tels qu'une bonne efficacité spectrale, la résistance aux multi-trajets, et une égalisation du canal simplifiée ; d'où le recours à cette technique de modulation pour les environnements assez perturbés et de type NLOS pour garantir de bonnes performances. Cependant, la partie numérique est assez coûteuse en termes de mémoire et de puissance consommée.

III.2. 1. 2. Couche physique pour l'OFDM à 60GHz

Deux options sont possibles pour le cas de l'OFDM à 60 GHz satisfaisant le découpage en canaux spécifiés par le standard IEEE 802.15.3c : le cas large bande et le cas bande étroite.

Le mode large bande supporte 4 canaux de 2160 MHz de largeur de bande, W_i (i allant de 1 à 4). Le mode bande étroite comporte 16 canaux de 540 MHz de bande chacun, N_i (i allant de 1 à 16) [2].

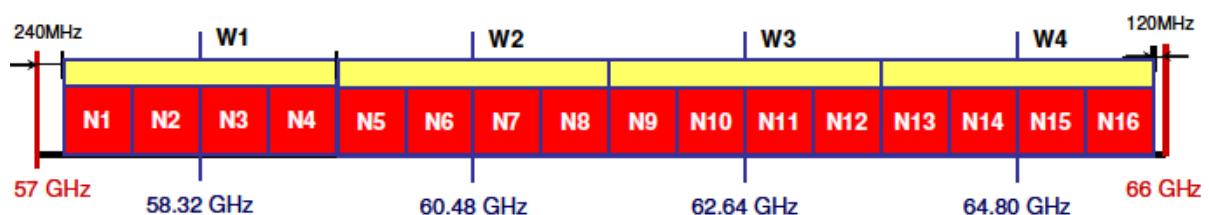


Figure 53 : La divisions en canaux de la bande 60 GHz pour les systèmes OFDM

Les caractéristiques techniques que doivent respecter les systèmes OFDM à 60 GHz sont données par le tableau suivant :

Tableau 11 : Les caractéristiques techniques pour les deux modes utilisés en OFDM

Paramètre	Mode large bande	Mode bande étroite
Largeur de bande du canal	2160 MHz	540 MHz
Largeur de bande de la FFT	2304 MHz	576 MHz
Taille de la FFT	1024	256
Espacement entre les sous porteuses	2.25 MHz	2.25 MHz
Intervalle de garde	111 ns	111 ns
Durée de la FFT	444 ns	444 ns
Temps symbole OFDM	556 ns	556 ns
Largeur de bande nominale utilisée	2049.75 MHz	479.25 MHz

Les débits atteints avec la modulation OFDM dépendent de la modulation utilisée sur les porteuses. Ci dessous, quelques chiffres illustrant les débits pouvant être atteints avec ces systèmes [3] :

Tableau 12 : Estimation des débits atteints en fonction du type de modulation utilisée et du code correcteur pour un système OFDM

Modulation avec un code correcteur Reed Solomon (255, 233)	Large bande	Bande étroite
BPSK- 1/2	708.6 Mbps	162 Mbps
BPSK -3/4	1062.9 Mbps	243 Mbps
QPSK -1/2	1417.2 Mbps	323 Mbps
QPSK -3/4	2125.7 Mbps	486 Mbps
16-QAM-1/2	2834.3 Mbps	647.8 Mbps
16-QAM-3/4	4251.4 Mbps	971.75 Mbps
64-QAM-2/3	5668.5 Mbps	1295.66 Mbps

Le tableau suivant présente un état de l'art rapportant quelques exemples d'architectures à 60 GHz basées sur la technique OFDM :

Tableau 13 : Etat de l'art des principaux émetteurs récepteurs à 60 GHz fondés sur une modulation OFDM

Equipe	Technologie	Débit	Émetteur	Récepteur	Type de modulation
IBM, Décembre 2006 [4]	0.13µm SiGe	630Mbps	$P_{Tx} = 800mW$ $P_{out} = 10 \text{ à } 12 \text{ dBm}$ $P_{sat} = 15 \text{ à } 17 \text{ dBm}$	$P_{RX} = 500mW$ $NF = 6 \text{ dB}$ - Récepteur hétérodyne	QPSK OFDM
			- antennes planaires avec un gain de 7dBi - d = 10m	N.C	
IHP, germany, 2008 [5]	0.25 SiGe BiCMOS	2 Gbps à 10m	$P_{consommée} = 1.2 \text{ W}$		64 QAM OFDM
Tokyo institute of technology, 2008 [6]	SiGe BiCMOS	1 Gbps à 5m	N.C	N.C	64 QAM OFDM
S.Emami ISSCC 2011[7]	65 nm Digital CMOS	0.95 Gbps à 3.8 Gbps	$P_{Tx} = 1820 \text{ mW}$ $PIRE = 28 \text{ dBm}$ $EVM = -19 \text{ dB}$ @ 28 dBm	$P_{RX} = 1250mW$ $NF = 10 \text{ dB}$ Sensibilité = -72 dBm	16 QAM OFDM
GeorgiaTec, ISSCC2008 [8]	90nm CMOS	7Gbps (QPSK)	$P_{Tx} = 173mW$	$P_{RX} = 189mW$	-QPSK OFDM
		15 Gbps (16QAM)			-16 QAM OFDM

Les performances citées, ci-dessus, montrent des chiffres de débits assez élevés compatibles avec les applications de transmissions de données et de « *streaming* » à haut débit. En revanche ces architectures ont une consommation assez importante peu compatible avec des systèmes nomades mais visant plutôt des produits alimentés sur le secteur donc avec peu de contraintes de puissance consommée. Les architectures basées sur l'OFDM utilisent souvent des convertisseurs analogiques numériques, CAN, et convertisseurs numériques analogiques, CNA, qui demandent des taux de conversion élevés.

Plus la vitesse d'échantillonnage du CAN est élevée, plus la largeur de bande du signal capturé est grande. Et plus le nombre de bits de résolution est élevé, plus le rapport signal sur bruit est faible. Cependant, le problème rencontré est la consommation élevée des convertisseurs haut débit. Il faudra donc essayer de trouver les CANs ainsi que les CNAs avec

les meilleures performances possibles en termes de vitesse de conversion, de résolution et de consommation.

Ci-dessous un état de l'art des convertisseurs analogiques numériques et numériques analogique pour la technologie CMOS en fonction de la vitesse d'échantillonnage et du nombre de bits de résolution.

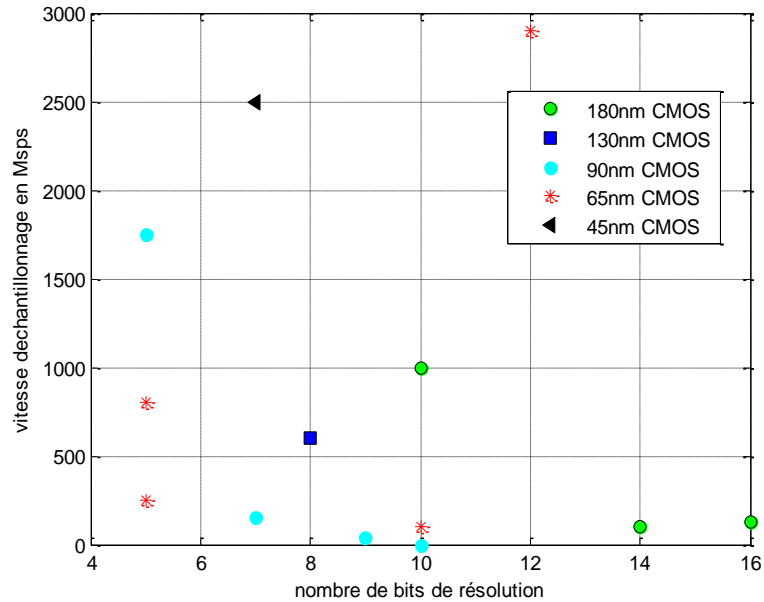


Figure 54 : Etat de l'art de convertisseurs en technologie CMOS représentant les vitesses d'échantillonnage en fonction du nombre de bits de résolution

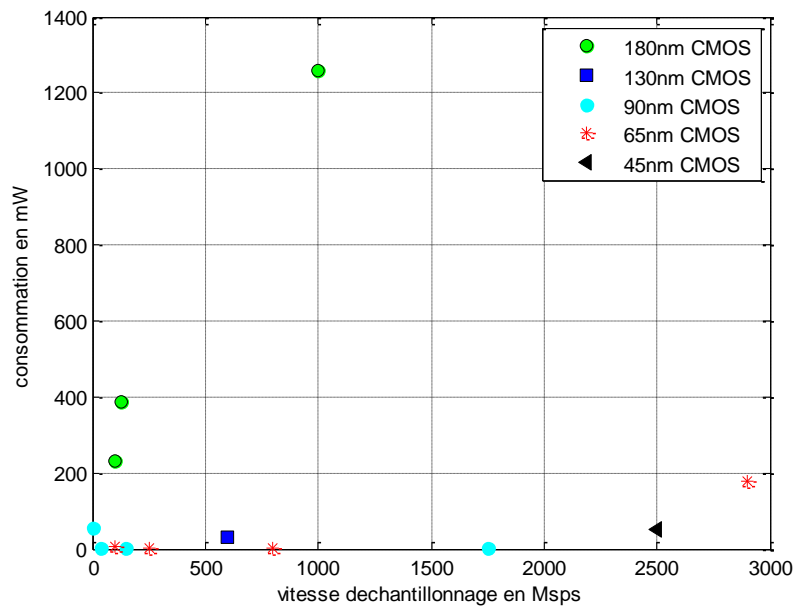


Figure 55 : Etat de l'art de convertisseurs en technologie CMOS représentant les puissances consommées en fonction des vitesses d'échantillonnage

On voit bien que les puissances consommées sont très élevées dès qu'on demande une bonne résolution et une rapidité de traitement de données élevées, ce qui est très limitant pour l'approche OFDM.

III.2. 2. Solutions utilisant une modulation de type QPSK, BPSK

Le deuxième axe de développement pour les architectures 60 GHz concerne les architectures se basant sur des schémas de modulations simples de type M-QAM et avec la technique de multiplexage fréquentiel FDD pour une utilisation partielle ou totale de la bande de fréquence.

Tableau 14 : Etat de l'art des principaux émetteurs récepteurs à 60 GHz basés sur une modulation M-QAM

Equipe	Technologie	Débit	Émetteur	Récepteur	Type de modulation	Remarques
Nec 2008 [9]	90 nm CMOS	2.6 Gbps	$P_{TX} = 133 \text{ mW}$ $P_{out} = 6 \text{ dBm}$	$P_{RX} = 206 \text{ mW}$ $NF = 9 \text{ dB}$	QPSK	La bande utilisée est 60-64 GHz Les performances sont estimées en connectant l'émetteur et le récepteur par un guide d'onde.
Berekeley ISSCC 2009 [10]	90 nm CMOS	5 à 10 Gbps	$P_{TX} = 170 \text{ mW}$	$P_{RX} = 138 \text{ mW}$	QPSK	Même VCO pour l'émetteur et le récepteur Pas de démonstrateur
Université de Toronto 2009[11]	65nm CMOS	3.5 Gbps à 2 m	$P_{out} = 2.4 \text{ dBm}$ $P_{consommée} = 374 \text{ mW (1.2V)}$	$NF = 5.6 \text{ dB}$	BPSK	la bande utilisée est 55-64 GHz

III.2. 3. Solutions utilisant une modulation ASK, Amplitude Shift Keying

La modulation ASK est une modulation par déplacement d'amplitude. Il s'agit de l'une des modulations numériques classiques avec une porteuse modulée en amplitude en fonction du message à transmettre.

La modulation OOK, « *On Off Keying* », s'inscrit dans ce type de modulation et dans laquelle la transmission d'une impulsion correspond à la transmission d'un « 1 » logique et l'absence d'impulsion correspond à un « 0 » logique.

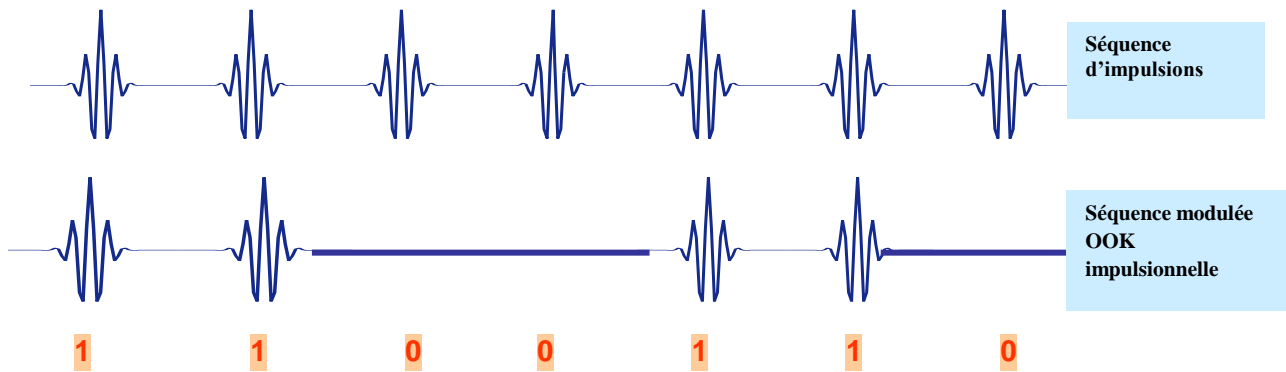


Figure 56 : Schéma d'une modulation OOK impulsionnelle

Quelques exemples de ces architectures sont cités dans le tableau suivant :

Tableau 15 : Etat de l'art des principaux émetteurs récepteurs à 60 GHz basés sur une modulation OOK

Equipe	Technologie	Débit	Émetteur	Récepteur	Type de modulation
National Taiwan University, Taipei, Taiwan, 2009 [12]	90 nm CMOS	*2Gbps à d = 5cm *2.5Gbps à d = 4 cm	Gain = 9.6dB Pout = 7.6dB P _{TX} = 180mW	NF = 7dB Gain = 25dB P _{RX} = 103mW	OOK
University of Tokyo, 2008 [13]	90nm CMOS	2 Gbps	ASK modulateur	P _{RX} = 19.2mW	OOK
Institute of Microelectronics Singapore, 2009 [14]	90 nm CMOS	1-2 GBps à 30 cm	P _{TX} = 26mW	P _{RX} = 6mW	OOK
Sch. of Electr. & Comput. Eng., Georgia Inst. of Technol., Atlanta, GA, USA, 2010 [15]	90 nm CMOS	3.5 Gbps	P _{TX} = 156mW	P _{RX} = 108mW	OOK

L'approche OOK semble être très intéressante pour un compromis complexité, consommation et débit. En revanche, la durée des impulsions et leurs périodes de répétition semblent être un des paramètres limitant les performances des architectures basées sur ce type de modulation.

Les performances présentées dans les différents tableaux précédents ont été généralement estimées et mesurées sans prendre en compte le canal radio à 60 GHz, ce qui met ces chiffres en question car une vision globale des architectures, avec l'émetteur, le récepteur, les antennes et le canal de propagation à 60 GHz avec ses multi trajets, est essentielle. D'où l'intérêt de l'étude menée dans le chapitre précédent.

En se basant sur les chiffres calculés pour les étalements temporels des canaux de propagation, ces derniers peuvent atteindre, dans le cas de l'environnement « *Desktop* » dans un scénario LOS, les 5 ns avec une distance Tx/Rx de 2m alors qu'ils ne dépassent pas 1 ns dans le cas du résidentiel LOS dans les mêmes conditions. Les modes de transmission impulsionnels peuvent permettre des débits assez élevés. En revanche, la solution OOK classique (mono-bande) risque d'avoir quelques limitations liées directement au choix du temps de répétition de l'impulsion transmise et à l'étalement du canal. En effet, le temps de répétition de l'impulsion doit être supérieur à l'étalement du canal de propagation dans le but d'éviter toute interférence entre symboles à la réception. Avec des étalements dépassant 2ns, il devient difficile d'atteindre des débits de l'ordre des Gbps avec une modulation OOK classique. Une approche multi bandes impulsionnelle est une approche intéressante en termes de complexité et de consommation. A titre d'exemple, si l'on considère le cas d'une approche mono bande dans un environnement résidentiel à 1 m, le temps d'étalement du canal est de 0.44ns, et une durée de 0.143 ps pour l'impulsion générée, le minimum de temps de répétition possible est de 0.72ns ce qui permet d'atteindre un débit maximal de 1.4Gbps. Cependant, une approche qui parallélise le même système sur 4 bandes permet de relâcher la contrainte sur le temps de répétition de l'impulsion pour le générateur, celui-ci devient donc de l'ordre de $4 \times 0.72\text{ns}$ et on obtient un débit dépassant les 2Gbps dans les nouvelles conditions.

Un autre point important de cette architecture, est le fait que les débits peuvent être modulables et donc ajustés en fonction des besoins des utilisateurs, soit en augmentant ou en diminuant le nombre de sous bandes actives pour une meilleure utilisation de spectre. Néanmoins, le nombre de sous bandes ne peut pas être augmenté indéfiniment pour des raisons techniques qui seront détaillées ultérieurement.

III.3. Approche multi bande impulsionnelle en bande millimétrique

Les systèmes impulsionnels classiques profitent de la grande largeur de bande disponible. La demande de haut débit impose donc le rapprochement des impulsions ce qui risque d'engendrer des problèmes d'interférences inter-symboles, des limitations de débit pour les canaux perturbés et des complexités de traitement pour les récepteurs.

Pour limiter les interférences entre symboles, une approche avec une division de la bande totale de fréquence en sous bandes permettra de relâcher les contraintes sur le temps de

répétition des impulsions. Pour utiliser toute la capacité du canal, le même circuit élémentaire est parallélisé sur différentes sous bandes adjacentes

Une solution a été proposée par Mitsubishi ITE, en 2004 [16], sous forme d'un système multi bandes impulsionnel avec un récepteur non cohérent basé sur le principe de détection et de comparaison du signal reçu avec un seuil d'énergie. Ainsi, le récepteur travaille comme un détecteur d'énergie, et l'information n'est pas codée par la polarité de l'impulsion mais par son amplitude. Dans ce cas, la modulation d'amplitude la plus adaptée est la modulation tout ou rien OOK.

Ce type de système tire profit de son récepteur non cohérent basé sur la détection d'énergie.

La période de répétition de l'impulsion (T_r) doit être au moins d'une durée égale à la durée de l'impulsion plus la durée de l'étalement du canal (T_d) plus les retards induits par les différents composants de l'architecture.

Quant au temps d'intégration dans le récepteur (T_i), il est calculé à partir d'une estimation initiale du canal. L'énergie du signal reçu est donc intégrée en une seule fois sur la durée de l'étalement du canal, car l'impulsion reçue après le passage dans le canal, est le résultat du produit de convolution entre l'impulsion émise et la réponse impulsionnelle du canal.

Le problème de la synchronisation est ainsi relâché : Seule une estimation de l'instant d'arrivée du premier trajet et de la durée d'étalement du canal est nécessaire. De plus, la précision requise sur cette synchronisation est de l'ordre de la durée de l'impulsion émise. La relation entre T_r , T_d et T_i est présentée dans le schéma ci-dessous :

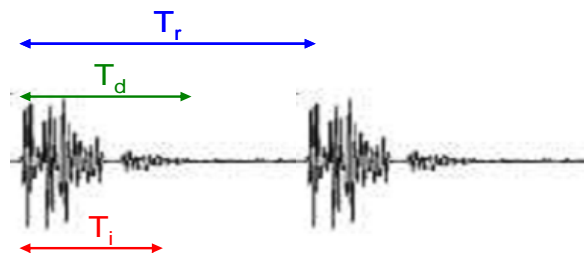


Figure 57 : Temps de répétition T_r , temps d'étalement du canal T_d et temps d'intégration T_i

La démodulation des données au niveau du récepteur se base sur deux hypothèses :

La première hypothèse, H_0 : correspond à la réception d'un $\mathbf{0}$. Elle correspond seulement à un bruit.

La deuxième hypothèse, H_1 : correspond à la réception d'un $\mathbf{1}$. Elle considère que le signal reçu est la somme du signal utile et du bruit.

$$\begin{cases} H_0 : x = \int_0^T \mathbf{0} dt \\ H_1 : x = \int_0^T \mathbf{1}(t) + n(t) dt \end{cases}$$

Le récepteur dispose donc d'une observation scalaire x qui lui permet de décider entre les deux hypothèses en comparant le signal reçu à un seuil prédéterminé fixé pour minimiser la probabilité d'erreur.

Le calcul du seuil requière la connaissance de l'étalement du canal, du rapport signal sur bruit, et de la bande du signal reçu.

On peut calculer la probabilité d'erreur moyenne, pour un canal multi trajets, en fonction du rapport entre l'énergie moyenne reçue et de la puissance du bruit $\frac{E_{av}}{N}$ (le bruit est supposé être un bruit gaussien), de la distance entre l'émetteur et le récepteur, de la fonction Γ et d'un facteur M . La probabilité d'erreur peut être estimée avec la formule suivante [17]:

$$\overline{P_e} \left(\frac{E_{av}}{N} \right) = \frac{q^q}{2^{M-1} \left(d + \frac{1}{2} \frac{E_{av}}{N} \right)^q} \sum_{k=0}^{\frac{M}{2}-1} \sum_{l=0}^{\frac{M}{2}-k-1} \left(\frac{(M-1)!}{k! (M-1-k)!} \right) \frac{\Gamma(M+q)}{\Gamma(M+1) \Gamma(q)} \left(1 + \frac{2q}{\frac{E_{av}}{N}} \right)^{-1}$$

Le facteur M représentant le produit de la largeur de bande du filtre et du temps de l'intégration à la réception.

Le rapport $\frac{E_{av}}{N}$ peut s'exprimer en fonction de n l'indice du milieu, PL_{0dB} l'atténuation du milieu à 1 mètre de l'émetteur, N l'énergie thermique, E_{Tx} l'énergie transmise.

$$\left(\frac{E_{av}}{N} \right)_{dB} = \left(\frac{E_{Tx}}{N} \right)_{dB} - PL_{0dB} - 10n \log_{10} \left(\frac{d}{1} \right)$$

III.4. Potentialités de l'approche multi bandes impulsionnelle par rapport à une approche impulsionnelle classique

Le rapport signal sur bruit en réception, est déterminé en estimant l'énergie transmise et le bruit thermique de l'émetteur qui sont liés à la bande de fréquence de fonctionnement. Les pertes de propagation dans le canal doivent être aussi évaluées et prises en considération dans le bilan de la liaison.

On donne, ci-dessous, une illustration de la division en sous bandes dans quatre cas de figures, avec les réponses impulsionnelles des bancs filtres passe-bande dans des cas idéaux de filtres elliptiques. Ceci permet d'illustrer l'influence du nombre de sous-bandes sur les performances du système MBOOK. Comme la probabilité d'erreur moyenne dépend de la largeur de bande des filtres, on a décidé de considérer le cas du filtre le plus contraignant avec la fréquence centrale la plus haute.

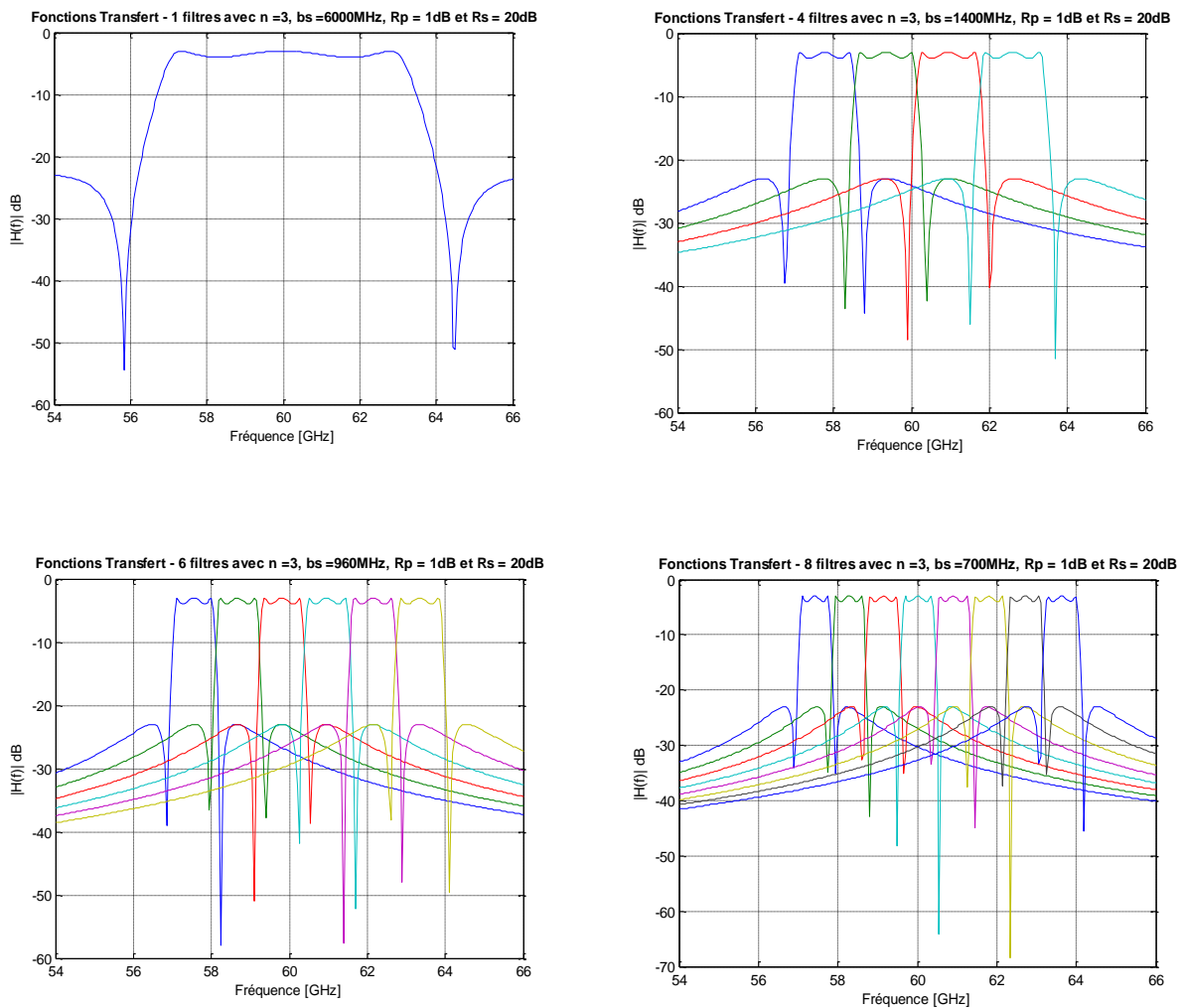


Figure 58 : Différentes fonctions de transfert de filtres en fonction du nombre de sous bandes

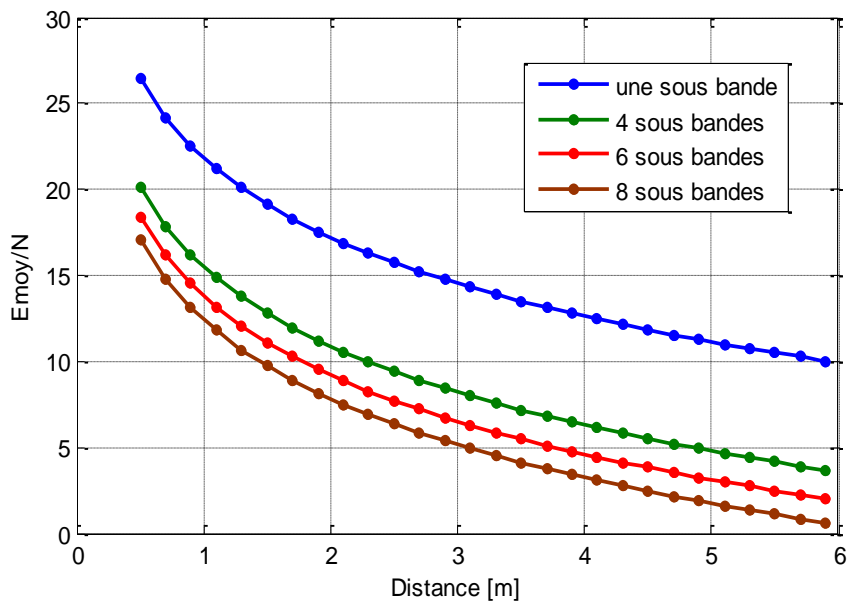


Figure 59 : Rapport entre l'énergie moyenne transmise et la puissance du bruit en fonction du nombre de sous bandes et de la distance émetteur récepteur

Les courbes de probabilité d'erreur moyenne sont tracées grâce aux équations précédentes pour différentes valeurs de M allant de 1 à 8 $M = 1, 4, 6, 8$ et des bandes passantes de $B = 6.5$ GHz, $B = 1.5$ GHz, $B = 1.15$ GHz et $B = 0.85$ GHz respectivement, et avec un temps de répétition de 2ns correspondant à un environnement de type résidentiel.

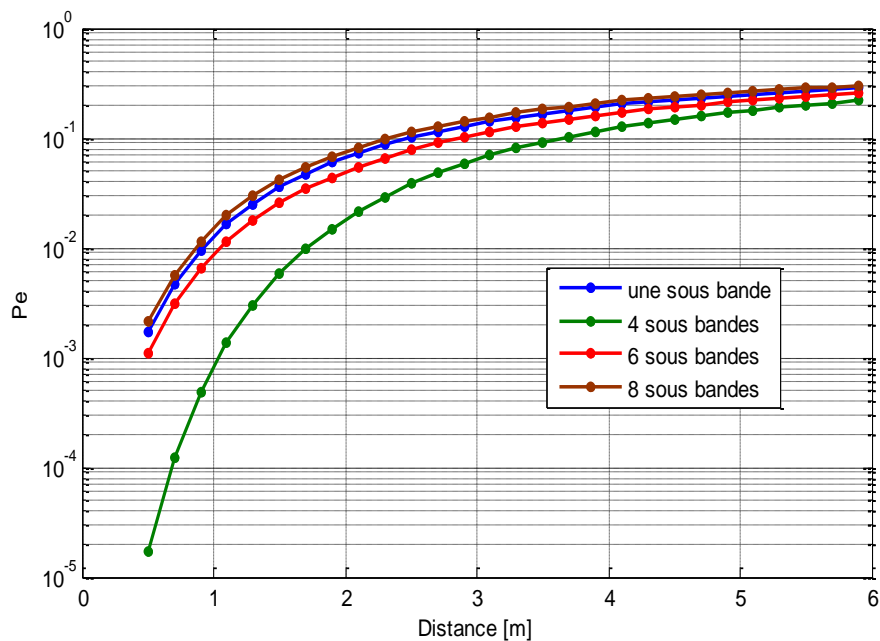


Figure 60 : Courbes de probabilité d'erreur moyenne en fonction du nombre de sous bandes et de la distance émetteur récepteur

On relève donc une probabilité d'erreur moyenne de $7,3.10^{-2}$ pour le cas impulsif mono bande classique, de $2,2.10^{-2}$ pour le cas de 4 sous bandes et $8,3.10^{-2}$ pour le cas de 8 sous bandes pour une distance entre l'émetteur et le récepteur de 2m.

On voit que pour assurer une bonne transmission de données à 2 mètres dans l'environnement résidentiel, par exemple, l'approche 4 sous bandes semble être la plus appropriée en terme de compromis probabilité d'erreur moyenne, énergie moyenne transmise sur bruit, et complexité.

En outre, l'élément clé pour le dimensionnement de l'architecture MBOOK, est le banc de filtres passe bande. Plus on augmente le nombre de sous bandes, plus les contraintes en filtrage deviennent strictes.

Les calculs présentés se basent sur plusieurs hypothèses et approximations simplificatrices de l'architecture et du canal de propagation radio à 60 GHz. Ces approximations permettent d'estimer théoriquement les performances du système et laissent envisager sa pertinence et faisabilité.

Conclusion :

Il faut prendre en considération plusieurs critères lors de la conception de l'architecture, à savoir les performances (débit, niveau de puissance transmise, la probabilité d'erreur moyenne et le rapport énergie transmise sur bruit), la consommation et la complexité de l'architecture d'émetteur-récepteur.

III.5. Présentation de la solution multi bande impulsif

III.5.1. L'architecture de l'émetteur

L'émetteur se compose d'un générateur d'impulsions caractérisé par le temps de répétition de l'impulsion T_r et sa durée T_s . La durée T_s est choisie de façon à couvrir toute la bande de fréquence allouée de [57 GHz-64GHz], *figure 61*, comme suit :

$$T_s = \frac{1}{f_1 - f_2} = \frac{1}{64 - 57} ns \cong 0,15 ns$$

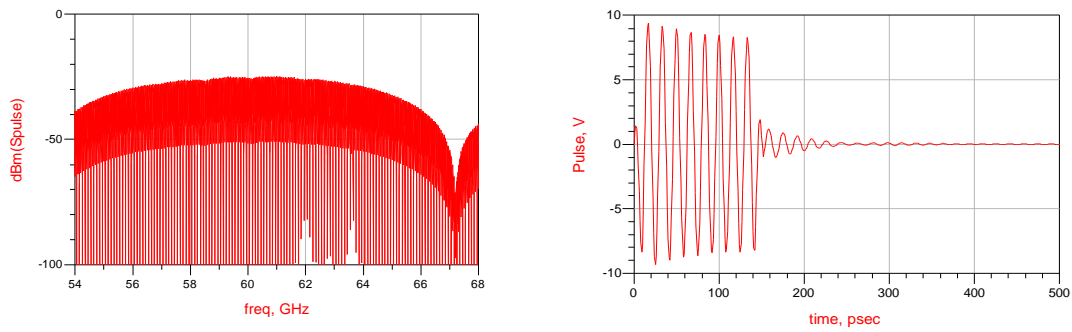


Figure 61 : Caractéristiques de l'impulsion générée dans les domaines fréquentiel et temporel, simulées avec le logiciel HP-ADS

L'énergie de l'impulsion générée est ensuite divisée en N voies parallèles avec un diviseur N sorties. Un banc de filtres a ensuite le rôle de répartir l'énergie du signal sur chaque sous bande. Les impulsions sont ensuite modulées au rythme de $\frac{1}{T_r}$ selon la suite de bits que l'on veut transmettre. Un étage d'amplification précède l'antenne.

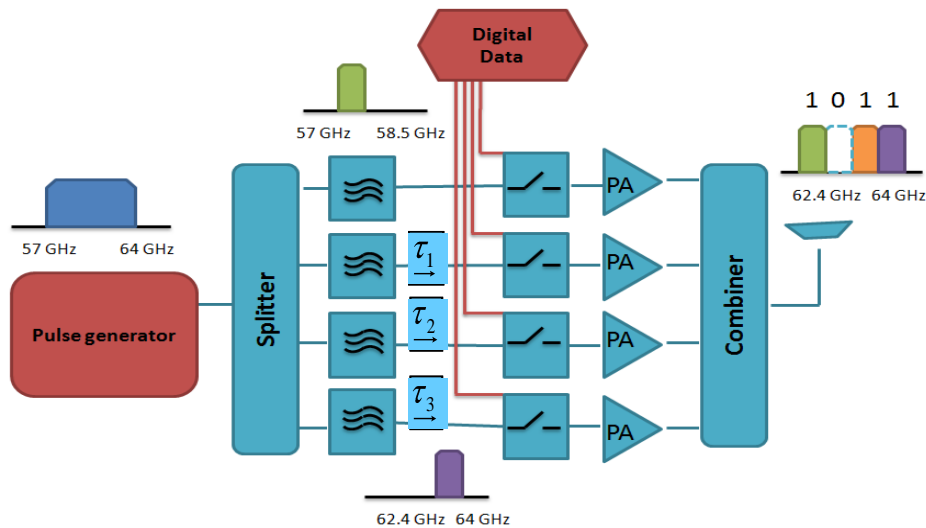


Figure 62 : Architecture de l'émetteur multi bandes OOK

Les impulsions sont décalées d'une bande à l'autre d'un retard τ_i choisie de façon optimale en fonction du temps de répétition des impulsions générées afin d'éviter les interférences.

Un chronogramme des impulsions sur les quatre sous bandes de l'architecture est présenté sur la figure 63 pour une durée $T_r = 6$ ns. Les impulsions sont visualisées à l'entrée et à la sortie des filtres, dans l'architecture *MBOOK*, simulée avec HPADS.

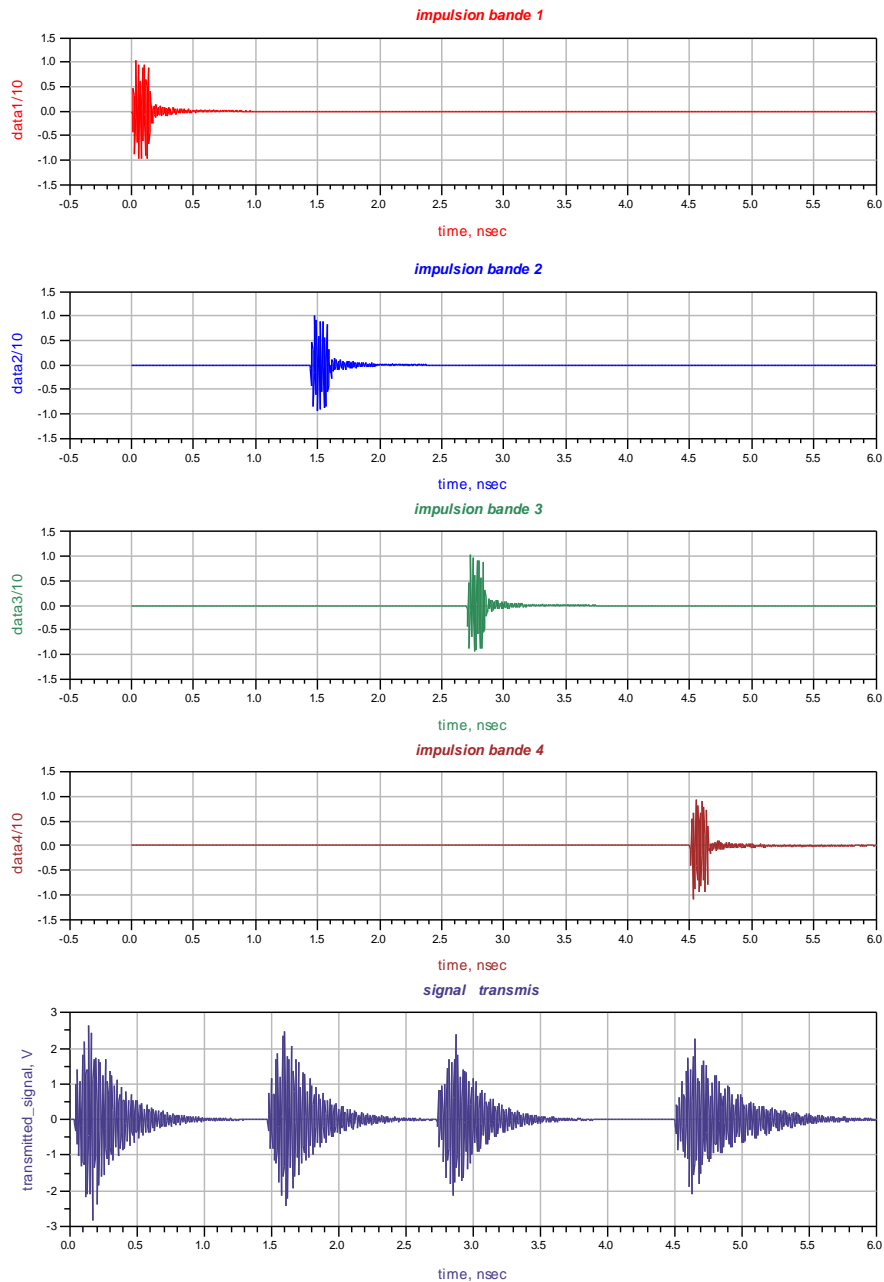


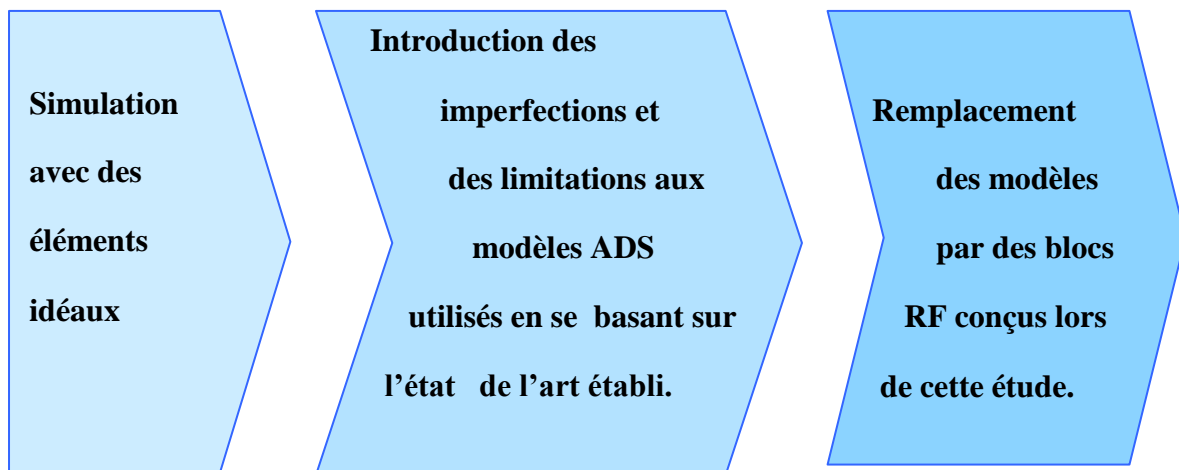
Figure 63 : Impulsions transmises sur chaque sous bande et signal total transmis sur une période T_r ,

Cette approche présente la difficulté de générer une seule impulsion en entrée qui occupe toute la bande allouée et des besoins d'amplification assez importants. Des approches basées sur la parallélisation de plusieurs générateurs d'impulsions ou d'étages d'amplification afin de

relacher les contraintes sur la génération d'impulsion ou sur l'amplification seront détaillées dans les paragraphes suivants.

Simulations avec le logiciel HP-ADS :

Les étapes d'enchaînement des simulations au cours de la thèse se résument dans le schéma ci-dessous :



À l'aide du logiciel de simulation HP-ADS, les différents éléments de l'émetteur ainsi que du récepteur ont été construits et le canal de propagation à 60 GHz a été introduit sous forme d'un filtre FIR dont les coefficients sont les coefficients de la réponse impulsionnelle de l'une des réalisations du modèle de canal de propagation générée sous Matlab.

Une co-simulation DataFlow /RF a été réalisée, avec le générateur d'impulsions, le générateur de données, les commutateurs, le canal et une partie de la détection d'énergie représentés par des éléments en DataFlow. Le diviseur, les bancs de filtres, le sommateur, l'amplificateur et le comparateur sont représentés par des modèles RF de HP-ADS. La première étape des simulations a consisté à implémenter la première version de l'architecture MB-OOK pour le cas 4 bandes avec des éléments idéaux et dont les performances sont introduites en se basant sur un état de l'art des circuits pouvant réaliser les différents blocs constituant l'émetteur

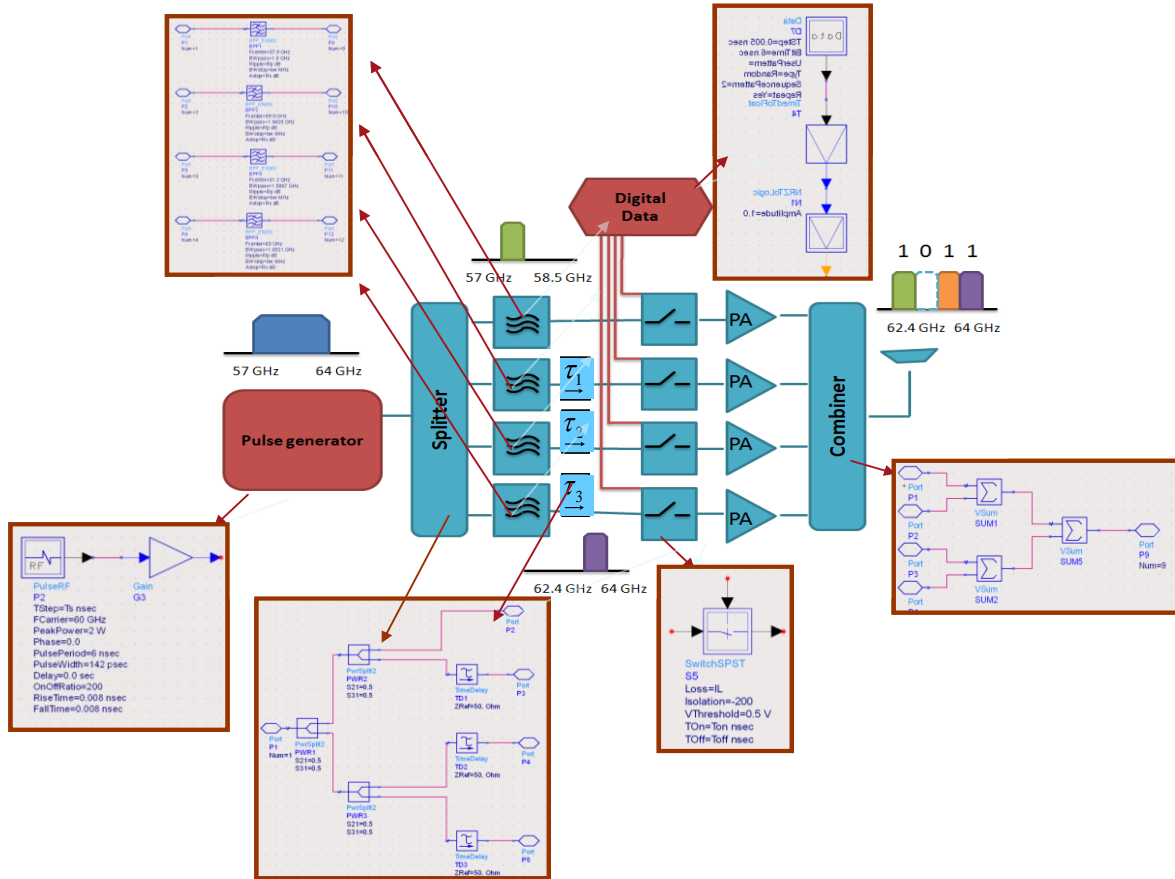


Figure 64 : Implémentation sous ADS de l'émetteur MB-OOK

III.5.2. L'architecture du récepteur

Concernant l'architecture du récepteur, elle est considérée comme symétrique basée sur le principe de détection d'énergie. Elle inclut un diviseur d'énergie et sur chaque sous bande on trouve un filtre passe bande, un élévateur au carré et un intégrateur suivis par un étage de décision.

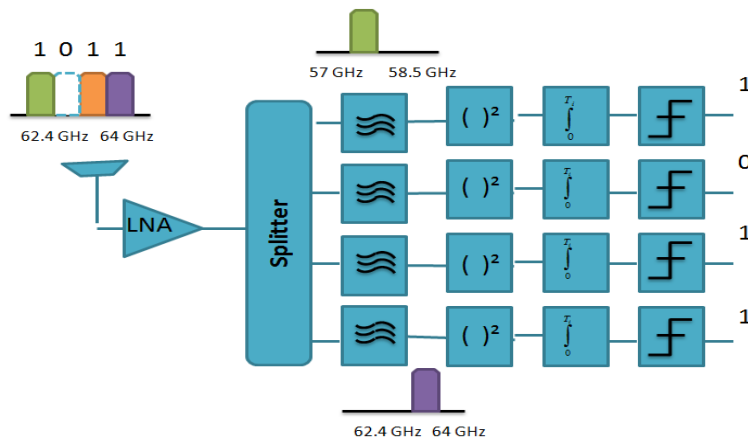


Figure 65 : Architecture du récepteur multi bandes OOK

Le nombre de sous bandes et le temps de répétition T_r permettent de déterminer le débit total à la sortie de l'émetteur avec la formule suivante :

$$D = \frac{N}{T_r}$$

L'approche considérée, par la suite de l'étude, est l'approche 4 sous bandes. Celle-ci présente, le bon compromis probabilité d'erreur moyenne P_e , rapport énergie transmise sur bruit et complexité, et d'autre part, la vision la plus cohérente avec la norme IEEE 802.15.3c et la norme ECMA qui divisent la bande allouée en 4 canaux.

III.5.3. Estimation des performances de la solution proposée

La grandeur T_r représente un des facteurs fondamentaux pour l'évaluation des performances de la solution proposée. Elle doit être choisie de façon à éviter les interférences inter symboles en respectant la condition suivante :

$$T_r \geq T_d + T_s + T_f$$

avec T_d : temps d'étalement du canal de propagation

T_s : durée de l'impulsion générée

T_f : durée de la réponse impulsionnelle des filtres ($T_f = \frac{1}{B_f}$)

On peut estimer théoriquement quelques performances de l'architecture proposée en terme de débit atteint à la sortie de l'émetteur dans les cas d'un environnement résidentiel et d'un environnement « *Desktop* », par exemple, avec un gain d'antenne à l'émission et à la réception de 10 dBi.

Tableau 16 : Débits estimés pour l'architecture MBOOK en fonction de l'environnement et de la distance

D	N= 1	N = 4	N = 6
Residential LOS (d = 1m) ($T_d = 0,44\text{ns}$)	D = 1,4 Gbps $T_r = 0,72 \text{ ns}$	D = 3,2 Gbps $T_r = 1,24 \text{ ns}$	D = 3,7 Gbps $T_r = 1,6 \text{ ns}$
Residential LOS (d = 2m) ($T_d = 0,9\text{ns}$)	D = 0,87 Gbps $T_r = 1,15 \text{ ns}$	D = 2,4 Gbps $T_r = 1,67 \text{ ns}$	D = 2,95 Gbps $T_r = 2 \text{ ns}$
Desktop LOS (d =1m) ($T_d = 1,3 \text{ ns}$)	D = 0,63 Gbps $T_r = 1,57 \text{ ns}$	D = 1,91 Gbps $T_r = 2,1 \text{ ns}$	D = 2,44 Gbps $T_r = 2,46\text{ns}$
Desktop LOS (d = 2m) ($T_d = 5 \text{ ns}$)	D = 0,19 Gbps $T_r = 5,3 \text{ ns}$	D = 0,69 Gbps $T_r = 5,8 \text{ ns}$	D = 0,98 Gbps $T_r = 6,15 \text{ ns}$

On voit bien que face à la solution basée sur l'OOK classique, la MB-OOK offre des plus hauts débits tout en étant simple et peu complexe à intégrer. On peut atteindre 3 Gbps dans le cas d'un scénario résidentiel LOS avec une distance de 1 mètre et un gain d'antenne de 10dBi contre 1.4 Gbps au maximum avec une modulation OOK classique. De même, dans le cas d'un environnement « Desktop » LOS à 2 mètres, on obtient un débit de l'ordre de 200Mbps avec une OOK mono bande contre 700Mbps avec une solution 4 sous bandes.

III.5.4. Les évolutions possibles de l'architecture de l'émetteur

La potentialité de l'approche MB-OOK a été validée grâce aux simulations sous HPADS. Il reste maintenant à choisir le meilleur dimensionnement permettant d'avoir un compromis haut débit-basse consommation. Les points critiques à discuter dans cette partie seront l'étage d'amplification, l'étage de commutation ainsi que l'approche mono antenne ou multi antenne.

III.5.4.1. De point de vue de l'amplification

Les puissances à la sortie des générateurs d'impulsions en bande millimétrique sont faibles. Donc, dans le but de respecter les limites de puissance fixées par la standardisation et de compenser les pertes introduites aux niveaux des différents étages de l'architecture, des étages d'amplification sont essentiels.

Actuellement, les amplificateurs de puissance dans la bande 60 GHz, permettent d'obtenir des gains dépassant les 15 dB [18] avec des puissances de saturation dépassant les 10 dBm pour des puissances consommées inférieures à 50 mW. Un état de l'art des amplificateurs de puissance à 60 GHz sera présenté dans le chapitre suivant.

En se basant sur ces chiffres, et à l'aide d'un bilan de liaison de puissance de l'architecture, deux propositions d'architectures semblent être intéressantes.

III.5.4.1.1. 1^{ère} version : un seul étage d'amplification

La première approche est l'approche de base qui suppose l'utilisation d'un seul étage d'amplification se situant juste avant l'antenne T_x . Cet amplificateur aura le rôle d'amener la puissance du signal transmis à un niveau de puissance assez élevé afin d'assurer une bonne liaison radio. Il devra d'autre part avoir une largeur de bande couvrant les 7 GHz de bande avec un gain plat sur toute la bande.

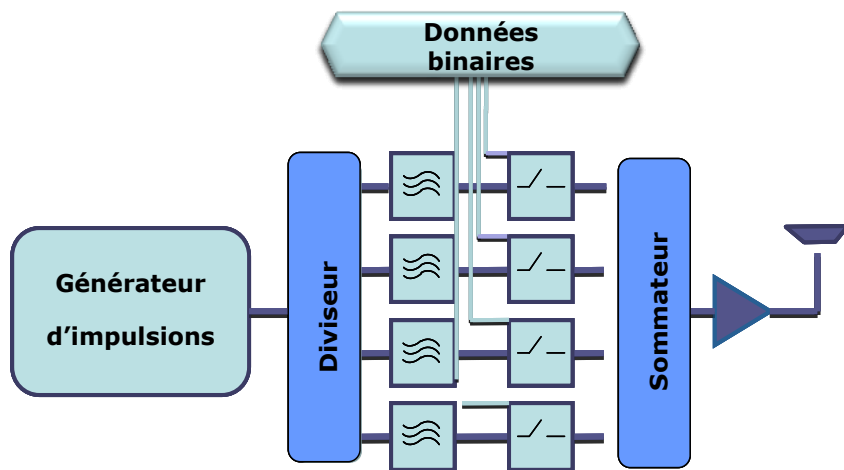


Figure 66 : Architecture MB-OOK avec un seul étage d'amplification avant l'antenne

Un exemple de spectre émis sur une durée de T_r correspondant à ce scénario pour un message de $[0\ 1\ 1\ 1]$ est donné sur la figure ci-dessous :

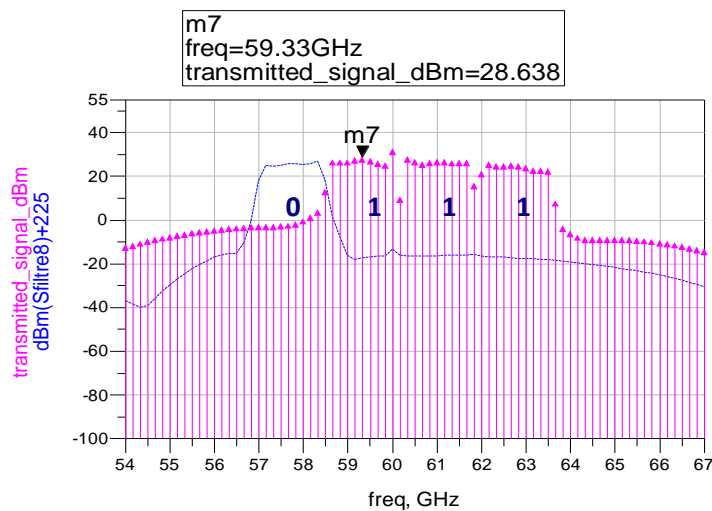


Figure 67 : Spectre à la sortie de l'émetteur pour un message de $[0\ 1\ 1\ 1]$ sur une durée de T_r

Les simulations ont été réalisées en introduisant comme performances des amplificateurs HPA, High Power Amplifier, comme suit : largeur de bande $BW = 10$ GHz, une puissance de saturation de $P_{sat} = 12$ dBm, une puissance à 1dB de compression de $P_{1dBc} = 10$ dBm, un gain de $G = 16$ dB et une $IP3 = 11$ dBm et une puissance consommée de 43mW [19].

III.5.4.1.2. 2^{ème} version : Un amplificateur pour chaque sous bande

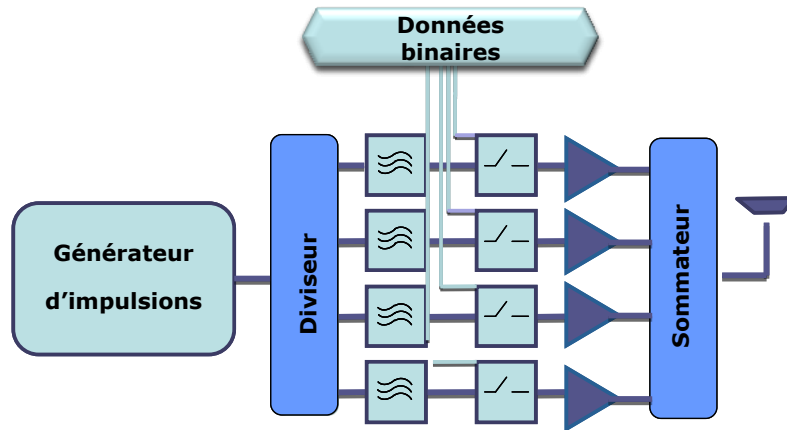


Figure 68 : Emetteur MB-OOK avec un amplificateur sur chaque sous bande

Un deuxième scénario offrant plus de puissance à l'entrée de l'antenne d'émission et relâchant les contraintes de gain et de largeur de bande sur les amplificateurs de puissance est illustré dans la figure 68. Ce cas de figure pourrait être intéressant en terme de puissance transmise. Néanmoins, il présente une consommation globale plus élevée et des problèmes de non linéarité et de chevauchement spectral plus importants que dans le premier scénario.

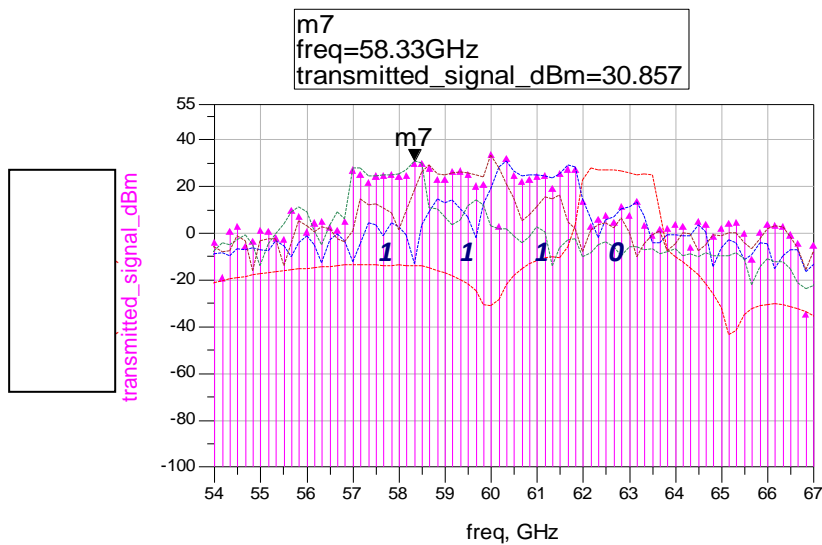


Figure 69 : Spectre à la sortie de l'émetteur pour un message de [0 1 1 1] sur une durée de T_r

La puissance de sortie du bloc générateur d'impulsion (générateur+préampli) est de 10dBm, les amplificateurs utilisés lors des simulations ont une puissance de saturation de 11.5dBm, un gain de 15dB et les antennes ont des gains de 8dBi à l'émission et à la réception.

Les pertes totales de la chaîne sont de l'ordre de 8dB et les amplificateurs travaillent en régime de compression, avec une puissance de compression de 10dBm pour le premier cas et en régime non linéaire pour le deuxième cas avec un gain de 16dB.

Une comparaison des performances des deux scénarii en termes de probabilité d'erreur moyenne et d'énergie moyenne reçue dans le cas d'un canal gaussien dans un environnement résidentiel est faite en se basant sur les équations déjà citées dans le paragraphe IV.3

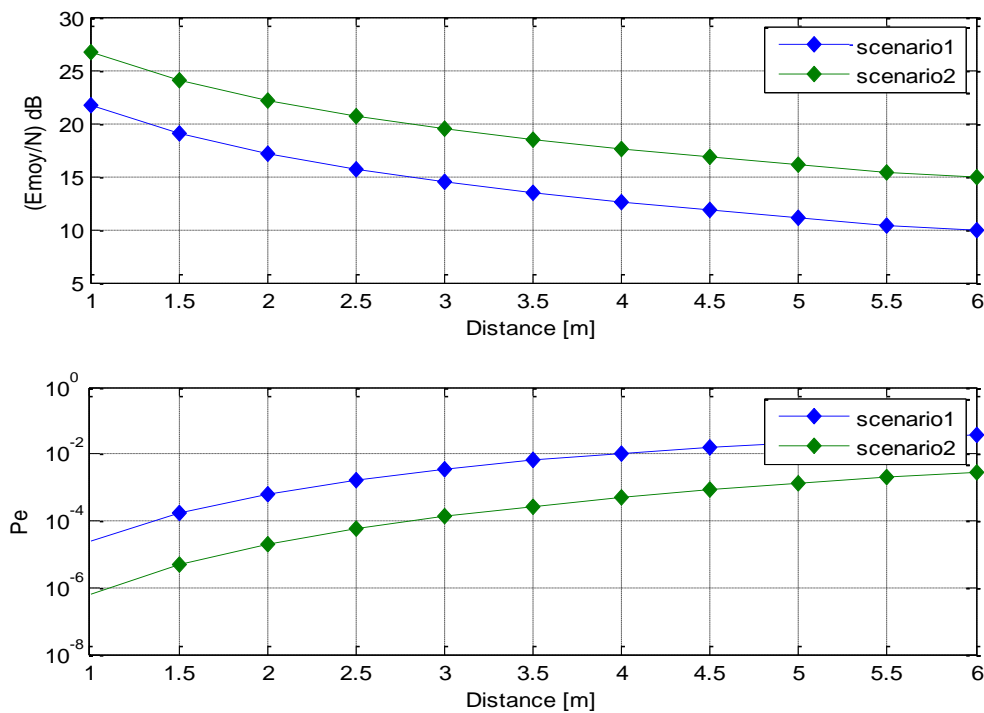


Figure 70 : Comparaison entre la probabilité d'erreur moyenne et l'énergie moyenne reçue en fonction de la distance

On peut prélever quelques chiffres à titre indicatif :

Tableau 17 : Comparaison entre la probabilité d'erreur moyenne et l'énergie moyenne reçue en fonction de la distance pour les deux scénarios

D=2m	Débit	$\left(\frac{E_{av}}{N}\right)_{dB}$	$\overline{P_e}$
Scenario 1	2 Gbps	15 dB	10 e-4
Scenario 2	2 Gbps	20 dB	10 e-4

III.5.4.2. De point de vue commutation

III.5.4.2.1. 1^{ère} configuration

L'étage de commutation de données est l'un des blocs essentiels de l'architecture. Ces paramètres affectent directement le dimensionnement de celle-ci. On considèrera les pertes d'insertion, l'isolation et la vitesse de commutation dans l'analyse des performances. La première vision de l'architecture favorise un étage de commutation pour chaque sous bande avec une forme de multiplexage fréquentiel en FDM (*frequency division multiplexing*). Les commutateurs sont commandés en fonction des bits transmis.

Un bit à $0 \rightarrow$ Commutateur bloqué.

Un bit à $1 \rightarrow$ Commutateur passant.

Les commutateurs dans ce cas peuvent être placés après les filtres.

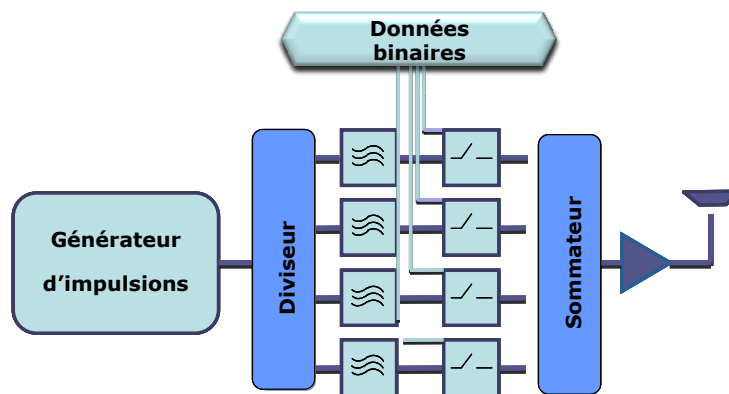


Figure 71 : Première approche de l'architecture MB-OOK

Ou bien on filtre après l'étage de commutation comme le montre la figure 72.

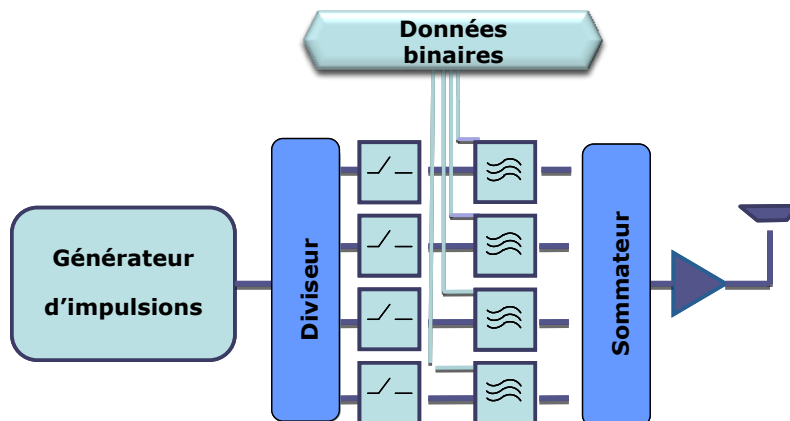


Figure 72 : Architecture MBOOK avec l'étage de commutation avant le filtrage

Le choix entre les deux approches se fait en se basant sur la sensibilité des impulsions aux temps de commutation et aux étalements temporels engendrés par les deux étages. Une étude plus approfondie sur ce critère sera présentée dans le prochain chapitre.

III.5.4.2.2. 2^{ème} configuration

Cette approche se base sur le remplacement de l'étage de division et des quatre commutateurs SPST (*Single Put Single Throw*) par des commutateurs SPDT (*Single Put Double Throw*). Il en résulte un gain de 2 dB minimum dans le bilan de puissance de l'émetteur.

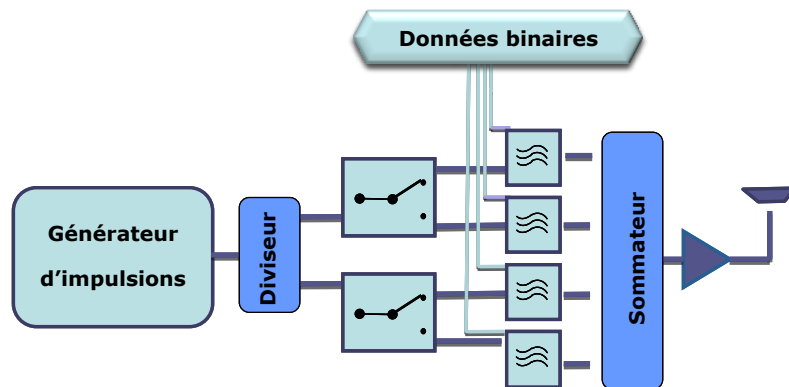


Figure 73 : Architecture MB-OOK avec des commutateurs SPDT

III.5.4.3. De point de vue générateur d'impulsions

Relâcher les contraintes de point de vue génération d'impulsion semble aussi être une approche intéressante qui permettra d'éviter tout l'étage de division avec ses pertes importantes et donc de gagner encore plus en terme de puissance transmise. L'utilisation de deux amplificateurs différentiels (2 ports d'entrée / 2 ports de sorties) apportera un gain au niveau de la fonction de combineur en combinant et amplifiant simultanément les signaux.

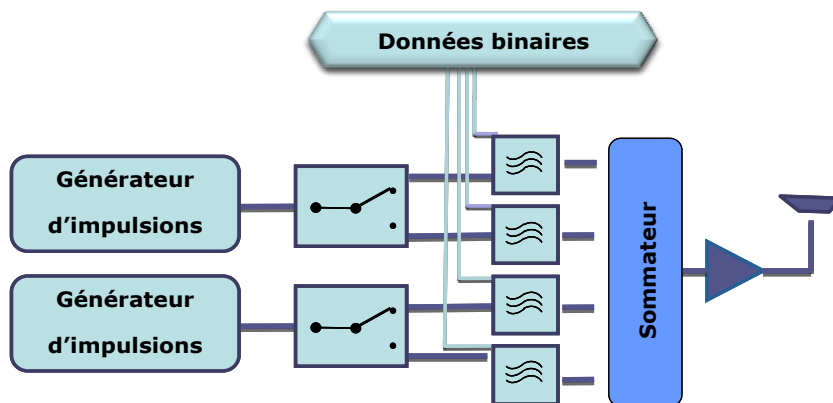


Figure 74 : Architecture MB-OOK avec deux générateurs d'impulsions

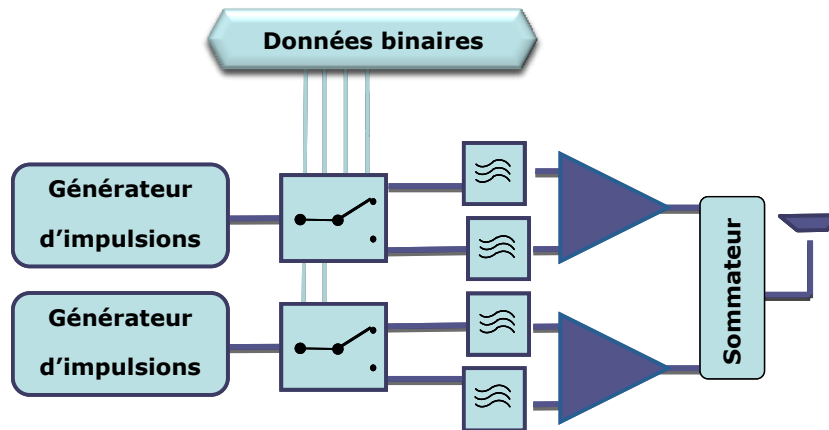


Figure 75 : Architecture MB-OOK avec deux générateurs d'impulsions et deux amplificateurs différentiels

III.5. L'impulsion : un critère important pour l'estimation des débits

L'impulsion dans un système de communication UWB représente le support de l'information et l'élément fondamental de la solution MB-OOK. Il est nécessaire donc de faire une étude approfondie sur les avancées des solutions pour la génération de l'impulsion en bande millimétrique, avec un état de l'art des solutions de générateurs impulsionnels à 60 GHz, pour pouvoir ensuite fixer les caractéristiques de l'impulsion générée dans le système avec des données réalistes.

Le générateur d'impulsion est le premier élément de l'architecture, et il fera le sujet de l'étude réalisée dans le paragraphe suivant.

III.5.1. Le générateur d'impulsions

III.5.1.1 État de l'art des générateurs impulsionnels en bande millimétrique

III.5.1.1.a. Solution présentée par une équipe de l'université de Taiwan

L'approche impulsionnelle pour la transmission de données haut débit à 60 GHz a été adoptée par plusieurs laboratoires dans le monde et des solutions de générateurs d'impulsions ont été publiées.

Parmi ces solutions, on trouve le système développé par l'université nationale de Taiwan [12]. La génération d'impulsions est basée sur un oscillateur commandé en tension (VCO) à 60

GHz suivi par un modulateur OOK commandé par les données, et intégré en technologie 90 nm CMOS. Le schéma global de l'architecture est donné en figure 76.

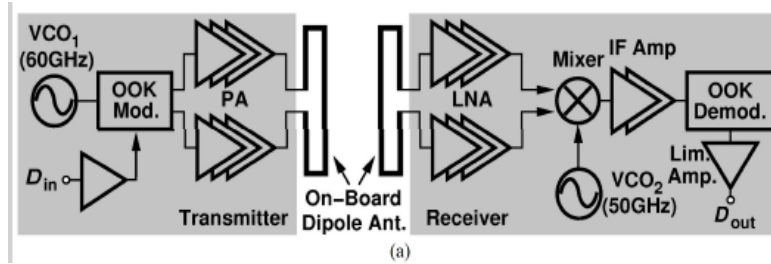


Figure 76 : Schéma global de l'architecture [12]

Le modulateur OOK est basé sur un système de commutateurs à base transistors pMOS : les transistors M6, M7 et M8 sont bloqués pour un bit égal à 0 et inversement. Le rôle du transistor M9 est d'assurer un meilleur temps de commutation. (temps de descente), voir figure 77. Les impulsions générées ont une durée de 500ps à 800 ps. Le système assure une liaison directe avec un débit atteignant 2.5 Gbps pour une distance émetteur récepteur de 4 cm.

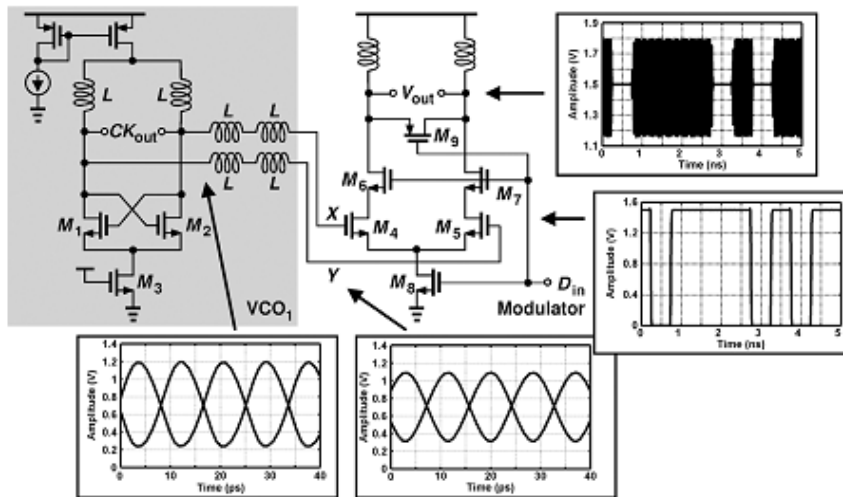


Figure 77 : Schéma du modulateur OOK [12]

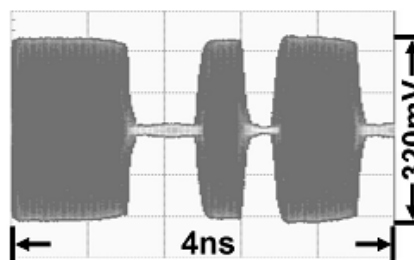


Figure 78 : Train d'impulsions générées à la sortie du PA pour un débit de $D=2.5\text{Gbps}$ [12]

III.5.1.1.b. Solution présentée par une équipe de l'université de Tokyo (School of Frontier Sciences and School of Engineering) [13]

L'université de Tokyo a présenté à son tour en 2008 une solution pour un modulateur OOK basée sur des commutateurs à transistors NMOSFET. La commutation se fait par étage entre le signal transmis et la masse. Les différents commutateurs sont séparés par des lignes de transmission dont la longueur est ajustée de façon à avoir la meilleure isolation possible tout en réduisant au maximum le nombre de commutateur cascades. Ce système a été réalisé en technologie 90 nm CMOS avec 6 couches de métallisation et une couche de polysilicium.

L'isolation ON/OFF du modulateur est mesurée à 26.6dB et le débit de données atteint 8 Gbps.

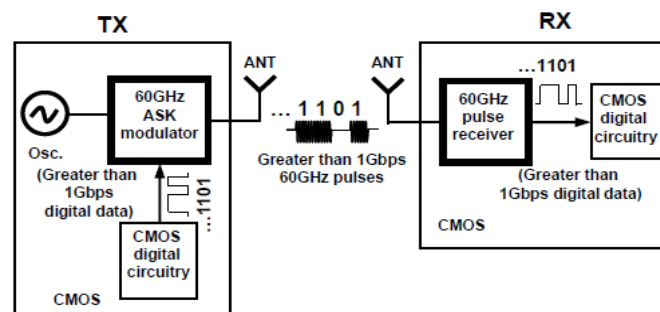


Figure 79 : Schéma global de l'architecture impulsionnelle en technologie CMOS [13]

Dans cette architecture, quand les commutateurs sont à l'état bloqué, le signal est transmis à la sortie du modulateur et on obtient un bit à 1. En revanche, quand les commutateurs sont passants, aucun signal n'est transmis et on obtient un bit à zéro.

La structure distribuée, cascade de plusieurs transistors en parallèles, requière un grand nombre de transistors (commutateurs) vu que les résistances des commutateurs à l'état bloqué sont très faibles.

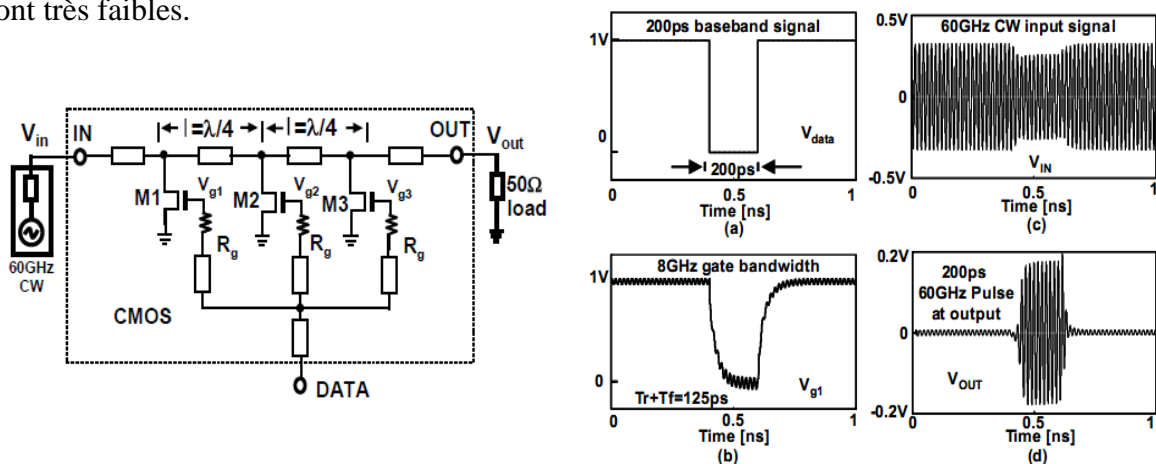


Figure 80 : Schéma du modulateur ASK et les simulations temporelles des impulsions [13]

Les performances de cette solution sont considérables et des impulsions de 125 ps à la sortie du modulateur OOK sont mesurées et sont présentées dans la figure ci dessous.

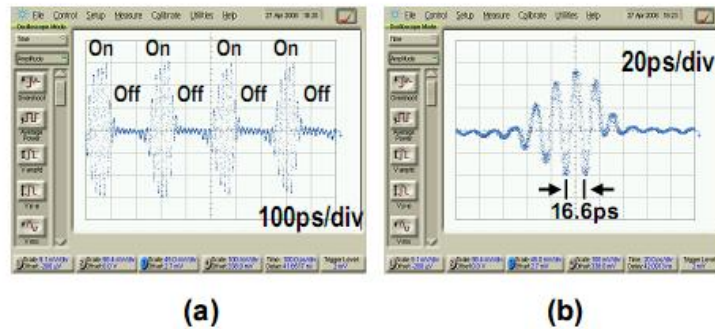


Figure 81 : Sortie du modulateur mesurée pour un train d'impulsions à 8 Gbps avec une largeur d'impulsion de 125 ps

III.5.1.1.c. Solution développée par Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie, IEMN, Lille, France [20]

Une architecture impulsionnelle à 60 GHz dédiée à des applications de réseaux de capteurs à faible consommation a été développée au sein de l'équipe de l'IEMN [20].

Cette solution se base sur la génération d'impulsions avec des portes logiques en technologie 65 nm CMOS SOI dans le but de minimiser au maximum la consommation du système.

L'architecture du module est présentée, *figure 82*.

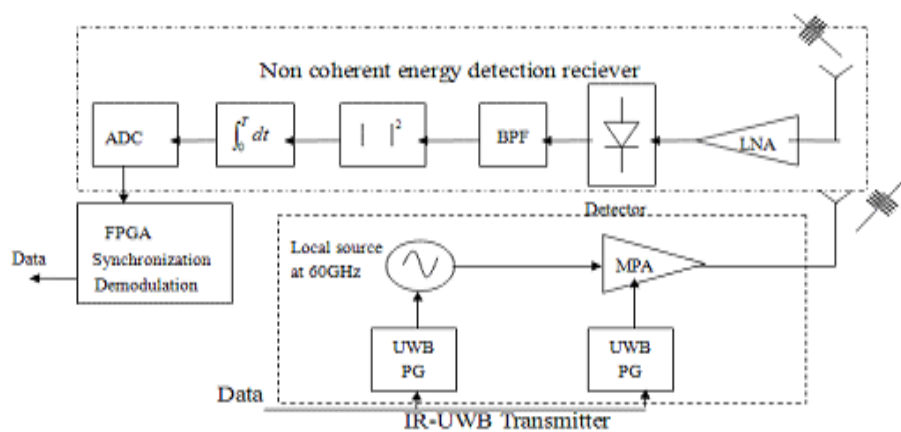


Figure 82 : Architecture de l'émetteur-récepteur impulsionnel à 60 GHz [21]

Le générateur d'impulsions est basé sur une porte NOR dont les entrées sont les sorties complémentaires d'un comparateur fournissant une horloge carrée. L'une des deux entrées est retardée par rapport à la deuxième à l'aide d'une diode varactor.

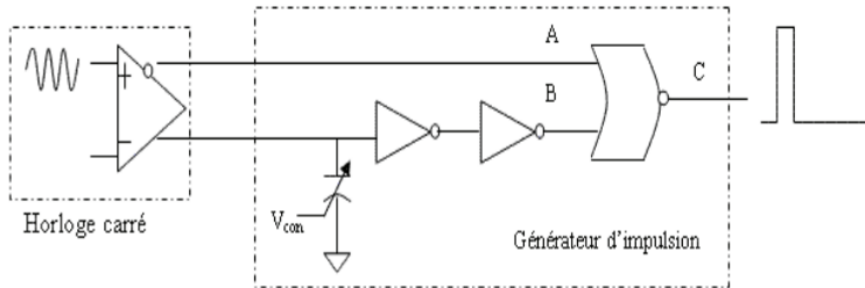


Figure 83 : Schéma de base du générateur d'impulsions [21]

La tension de commande de la diode varactor définit la largeur temporelle de l'impulsion comme le montre la figure 34.

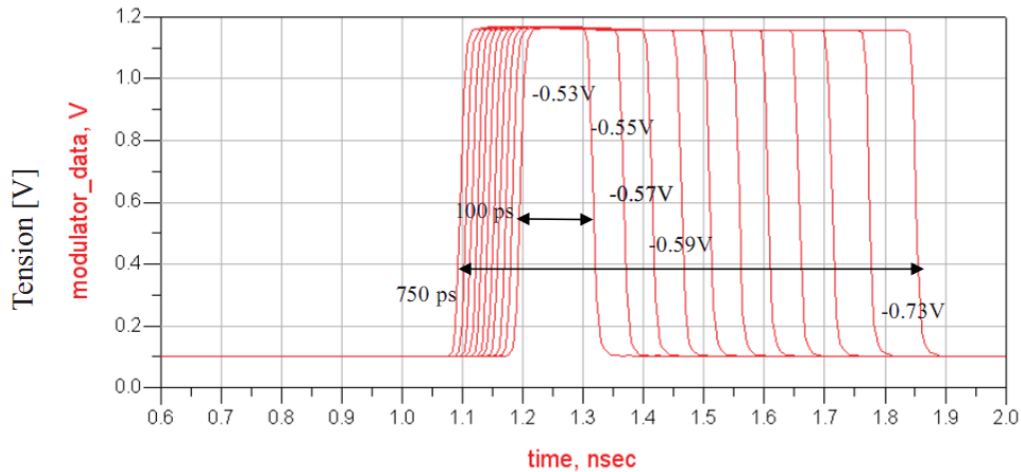


Figure 84 : Largeur temporelle de l'impulsion en fonction de la tension de commande de la diode varactor [21]

Le tableau 8 synthétise un état de l'art des générateurs d'impulsions développés avec différentes technologies et différentes techniques, et dédiés à une utilisation en bande millimétrique.

Tableau 18 : Etat de l'art des générateurs d'impulsions en bande millimétrique

Ref	Fréquence (GHz)	Largeur de l'impulsion (ps)	Technologie	consommation (mW)	Puissance/ tension de sortie	ON/OFF isolation	tON/ tOFF (ps)
[22]	40	N.C	GaAs HBT	1100	220 mVpp	N.C	N.C
[23]	59 - 66	33 - 100	Diode Tunnel	57	-12 dBm /135Vpp	N.C	N.C
[24]	60	100	Diode Tunnel	N.C	206 mVpp	N.C	N.C
[25]	59 - 66	16	CMOS	11,5	-25 dBm / 77 mVpp	N.C	N.C
[26]	60	125	CMOS	N.C	N.C	<-26,6dB	6/8
[27]	60	500	CMOS	14,4	1,5dBm	<-28,4dB	N.C
[28]	57 - 66	500	BiCMOS	N.C	200 mVpp	N.C	N.C
[29]	59 - 62	350	SiGe BiCMOS	150 (sans amplificateur)	9 dBm	< -30dB	N.C
[30]	195	1 - 9	PHEMT	620 - 640	0,8 - 0,4 V	N.C	N.C
[31]	53 - 61	50 - 800	PHEMT	280	3 dBm	N.C	25/25
[32]	60	N.C	PHEMT	820	3,3 dBm	N.C	N.C
[33]	60	500	PHEMT	308 (à 28 GHz)	9 dBm	N.C	N.C
[19]	30 x2	50 - 800	PHEMT	120	11 dBm	N.C	N.C

Les performances des générateurs dépendent de la plage de fréquence de fonctionnement, de la technologie utilisée et de la largeur de l'impulsion désirée.

La consommation de la structure est directement liée à la puissance ou à l'amplitude de l'impulsion générée ce qui ajoute des contraintes à prendre en considération dans l'étude.

Pour des raisons d'intégration de l'architecture et d'accès à des fonderies, on se focalise sur les générateurs d'impulsions en technologie pHEMT (GaAs), qui est aussi la technologie considérée pour les solutions de filtrage et de commutation qui seront présentés dans le chapitre IV.

La solution présentée dans [20], semble être très intéressante en termes de faisabilité, de possibilité d'ajustement de la largeur d'impulsion (entre 50ps -800ps), de consommation (120 mW) et de puissance délivrée (11 dBm).

III.5.2. Spécifications fonctionnelles pour le générateur dans l'architecture MBOOK

Les critères essentiels à prendre en compte pour un générateur d'impulsion sont les suivants :

- la forme temporelle de l'impulsion et son occupation spectrale.
- la largeur de l'impulsion
- le niveau de puissance ou l'amplitude crête de l'impulsion
- la période de répétition de la génération d'impulsion
- la fréquence porteuse qui est assurée généralement par un VCO à 60 GHz.

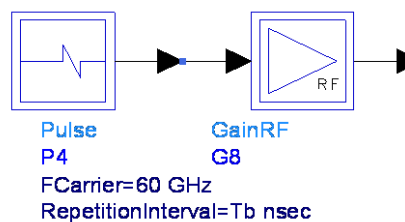


Figure 85 : Impulsion générée directement à 60 GHz puis amplifiée

Une deuxième option pour la génération d'impulsion consiste en la génération de l'impulsion en plus basses fréquences puis suivie d'un étage de transposition afin de ramener la fréquence à 60 GHz.

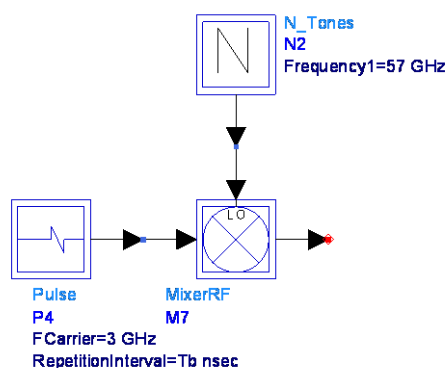


Figure 86 : Impulsion générée à basse fréquence puis transposée à 60 GHz

Cette approche permettra de relâcher les contraintes de génération d'impulsion en termes de faisabilité et de complexité, mais elle risque d'être plus coûteuse et plus encombrante.

Afin de réaliser des simulations avec une considération réaliste des problèmes de génération d'impulsions, les caractéristiques des générateurs d'impulsions utilisés dans l'étude sont inspirées de l'état de l'art précédent.

L'utilisation d'impulsions de 150 ps de durée, pour couvrir les 7 GHz [57-66GHz] de bande, a donc été validée sachant que la génération d'impulsions avec une telle durée a été démontrée dans le paragraphe précédent.

Le niveau de puissance considéré à la sortie du bloc générateur d'impulsions est estimé à 5 dBm. Et finalement le temps de répétition est directement lié à la nature du canal de propagation et aux débits désirés.

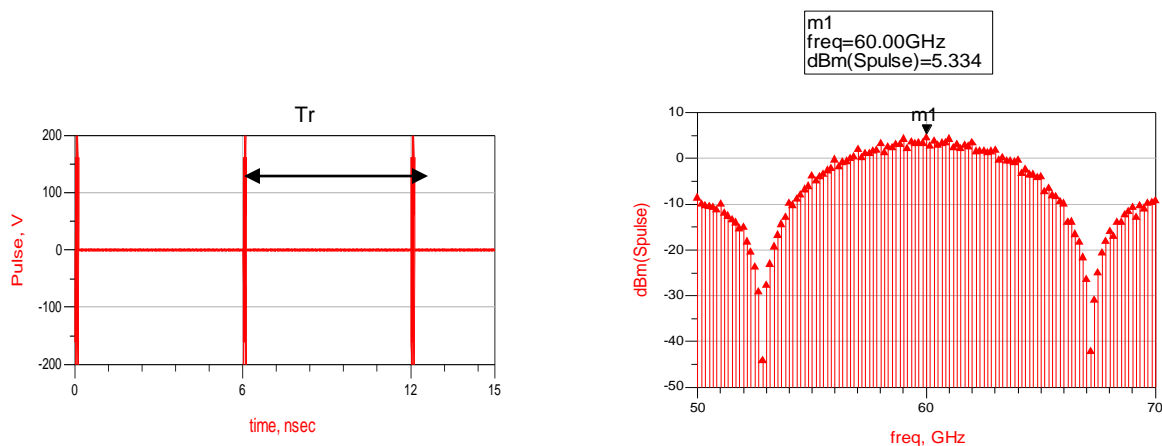


Figure 87 : Caractéristiques temporelles et fréquentielles de l'impulsion dans le cas d'un seul générateur d'impulsions, simulée avec HP-ADS

III.5.3. Comparaison des différentes approches pour le générateur d'impulsions

Après avoir fait l'analyse sur les paramètres essentiels pour le générateur d'impulsions, cette partie présentera deux visions pour la génération de l'impulsion. Une comparaison des performances et des limites des deux approches sera établie pour essayer de conclure avec la structure la plus favorable en termes de consommation et performances.

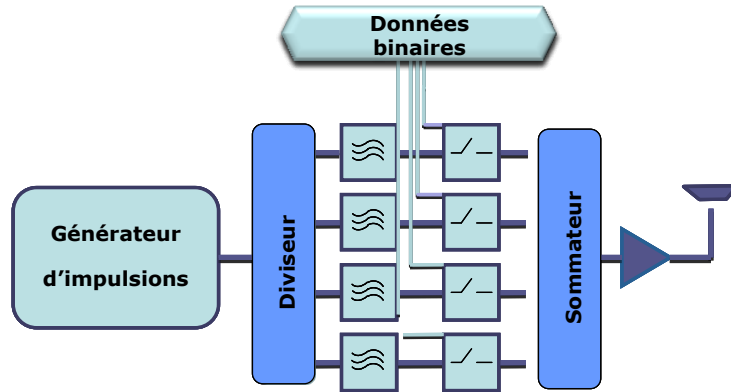


Figure 88 : Configuration 1, structure de départ avec un seul générateur d'impulsions

La nouveauté dans ce paragraphe réside dans l'utilisation de deux générateurs d'impulsions au lieu d'un seul comme dans l'architecture de départ. Ce changement a pour avantages :

- l'utilisation d'un étage de division en moins, ce qui implique moins de pertes et plus de gain en puissance.
- moins de contraintes sur le générateur : on doit générer des impulsions avec une largeur de 350ps au lieu de 150ps, de manière à ne couvrir que la moitié de la bande avec chaque générateur [57-60.5GHz] et [60.5-64GHz] au lieu de [57-64GHz]
- moins de contraintes sur les commutateurs surtout en termes de temps de commutation et de passage à l'état OFF.

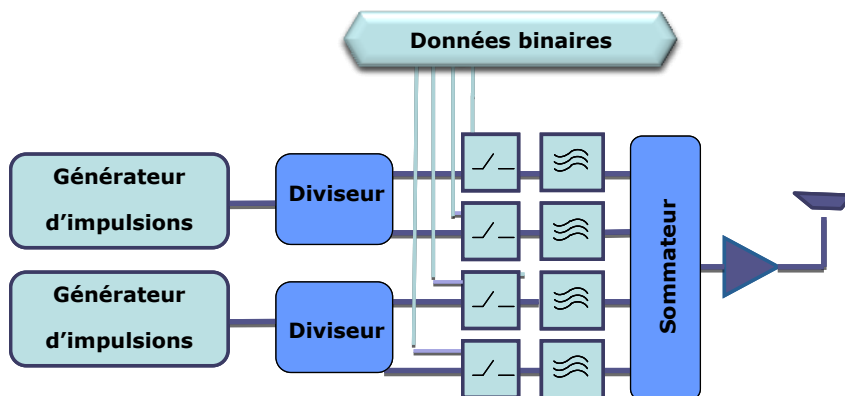
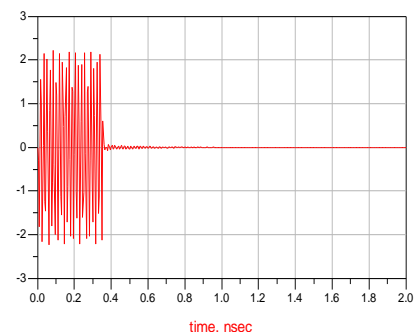


Figure 89 : Configuration 2, structure de départ avec deux générateurs d'impulsions

Caractéristiques des générateurs d'impulsions :



Générateur 1 : * fréquence centrale : 58.7GHz

* Largeur de l'impulsion générée : 350ps

Générateur 2 : * fréquence centrale : 62.1GHz

* Largeur de l'impulsion générée : 350ps

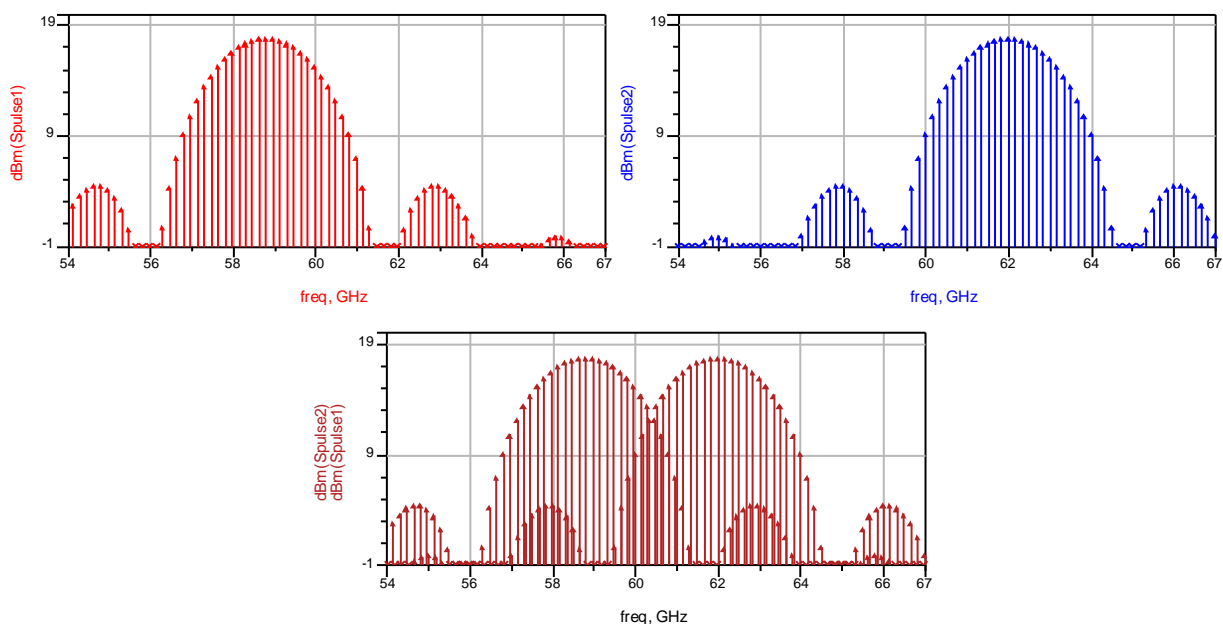


Figure 90 : Caractéristiques temporelles et fréquentielles des impulsions générées
dans le cas de deux générateurs, simulées dans le cas de deux générateurs

L'occupation spectrale dans ce cas de figure est moins bonne mais ceci n'affecte que peu les performances du système étant donné l'utilisation d'un récepteur non cohérent à détection d'énergie. On obtient un débit de 2Gbits pour un temps de répétition des impulsions de 4ns pour chaque générateur.

III.6. L'approche non cohérente du récepteur

Un des intérêts de l'approche multi bandes impulsionnelle est de permettre l'utilisation d'un récepteur non cohérent basé sur le principe de détection d'énergie. Ce type de récepteur ne nécessite pas une connaissance approfondie du canal. Néanmoins la durée d'étalement du canal et le temps d'arrivée du premier trajet sont des données essentielles pour une bonne

démodulation du signal. De plus, la précision requise sur cette synchronisation est de l'ordre de la durée de l'impulsion émise. Le problème de la synchronisation qui se pose dans une approche OFDM est ainsi relâché. Au niveau du récepteur, les deux hypothèses H_0 et H_1 déjà citées en début du chapitre permettent de conclure quant à la démodulation.

L'hypothèse H_0 correspond à un bit à 0 modulé en OOK et l'hypothèse H_1 correspond à un bit à 1. Le rôle du récepteur est donc de décider entre ces deux hypothèses en comparant le signal reçu à un certain niveau d'énergie tout en essayant de minimiser le bruit.

Une étude assez complète a été faite par Mitsubishi pour la détermination d'un seuil de décision dynamique. Ce seuillage nécessite donc la connaissance de l'étalement du canal, du rapport signal sur bruit et de la densité spectrale du bruit.

Un processus d'estimation récursive a été ensuite étudié afin de calculer le seuil optimal en se basant sur une connaissance des conditions de propagation et du temps d'arrivée des trains d'impulsions.

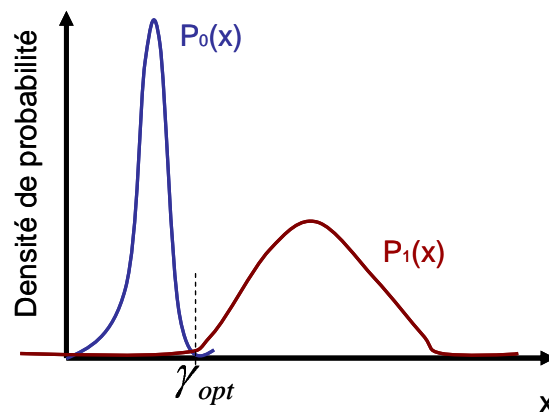


Figure 91 : Densité de probabilité de 0 et 1

$$\begin{cases} P(x) < \gamma_{opt} \Rightarrow x = 0 \\ P(x) > \gamma_{opt} \Rightarrow x = 1 \end{cases}$$

x étant l'observation scalaire correspondante au bit modulé.

L'expression de γ_{opt} est une fonction du rapport signal sur bruit L et d'un facteur M comme le montre la formule suivante [17] :

$$\gamma_{opt} = \frac{L}{4} + M + \sqrt{M-1}\varphi(L)$$

Avec $M = BT_i$ où B est la largeur de bande du filtre à l'entrée du récepteur, T_i est le temps d'intégration et φ est une fonction tabulée approximée à un polynôme du troisième degré valable pour des valeurs de L entre 0 et 20dB.

$$\varphi(L) \approx 2.1 \cdot 10^{-6} x^{-3} - 0.00046x^2 + 0.045x + 0.032$$

Cette méthode dynamique de recherche du seuil de décision permettant d'optimiser la probabilité d'erreur et nécessite un convertisseur analogique numérique. Ce qui est plutôt coûteux en termes de puissance consommée, de prix et d'occupation pour la solution à 60 GHz malgré son efficacité. On va donc opter pour une autre solution plus simple pour l'étape de décision par détection d'énergie.

Revenons donc à la structure globale du récepteur, qui est basée sur la parallélisation de l'ensemble d'éléments donnés à la *figure 92*. Le rapport signal sur bruit est amplifié grâce à un LNA. Ce signal analogique est ensuite filtré, élevé au carré et intégré sur une durée déjà définie T_i . Le résultat de l'intégration est comparé à un seuil de décision prédéfini et les données sont ensuite restituées.

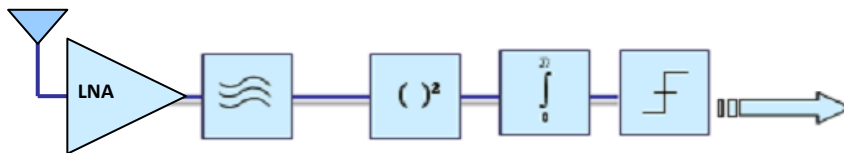


Figure 92 : Schéma d'un récepteur non cohérent

Dans le cadre de l'étude dédiée à des systèmes de transfert de données dans un contexte résidentiel ou professionnel, avec un canal généralement non perturbé et assurant une bonne transmission avec une faible puissance de bruit, le seuil de détection est simplifié et considéré comme étant la moitié de l'énergie d'une impulsion correspondante à un bit égal à 1.

Un schéma d'implémentation sous HP-ADS, du récepteur, pour une sous bande, est donné par la figure 93 et un exemple de cheminement de données dans un récepteur pour un message envoyé de $[0010101110101111]$ est rapporté dans la figure 94.

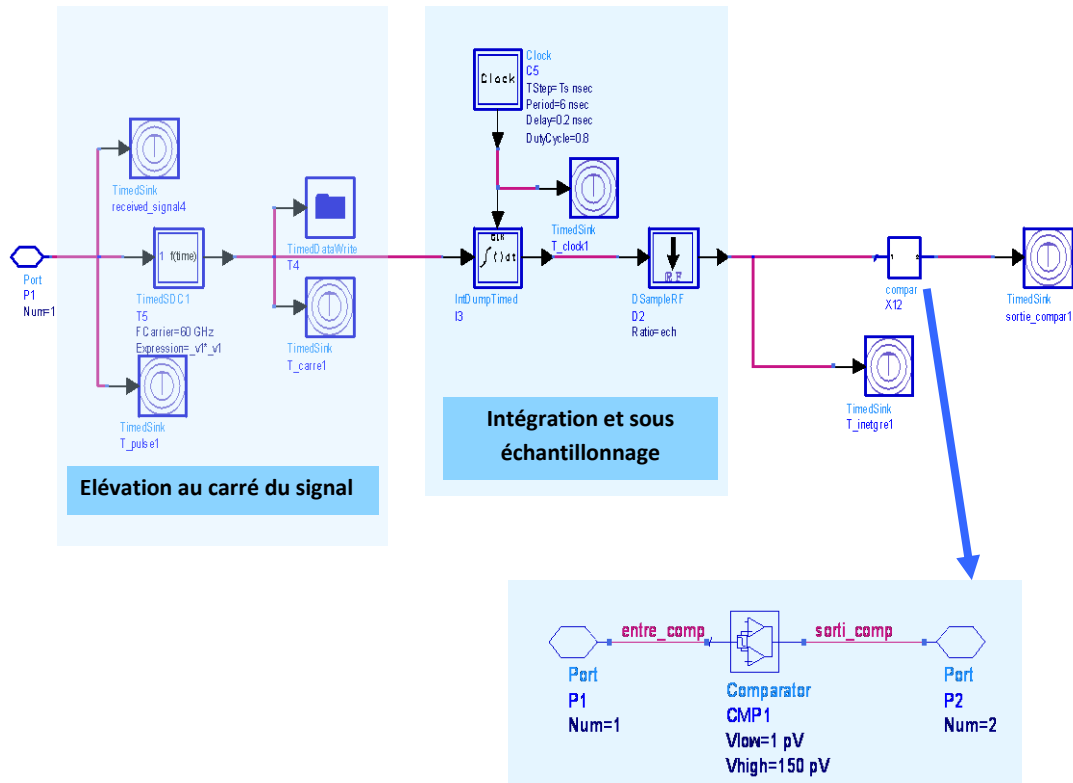


Figure 93 : Schéma d'implémentation sous ADS du récepteur

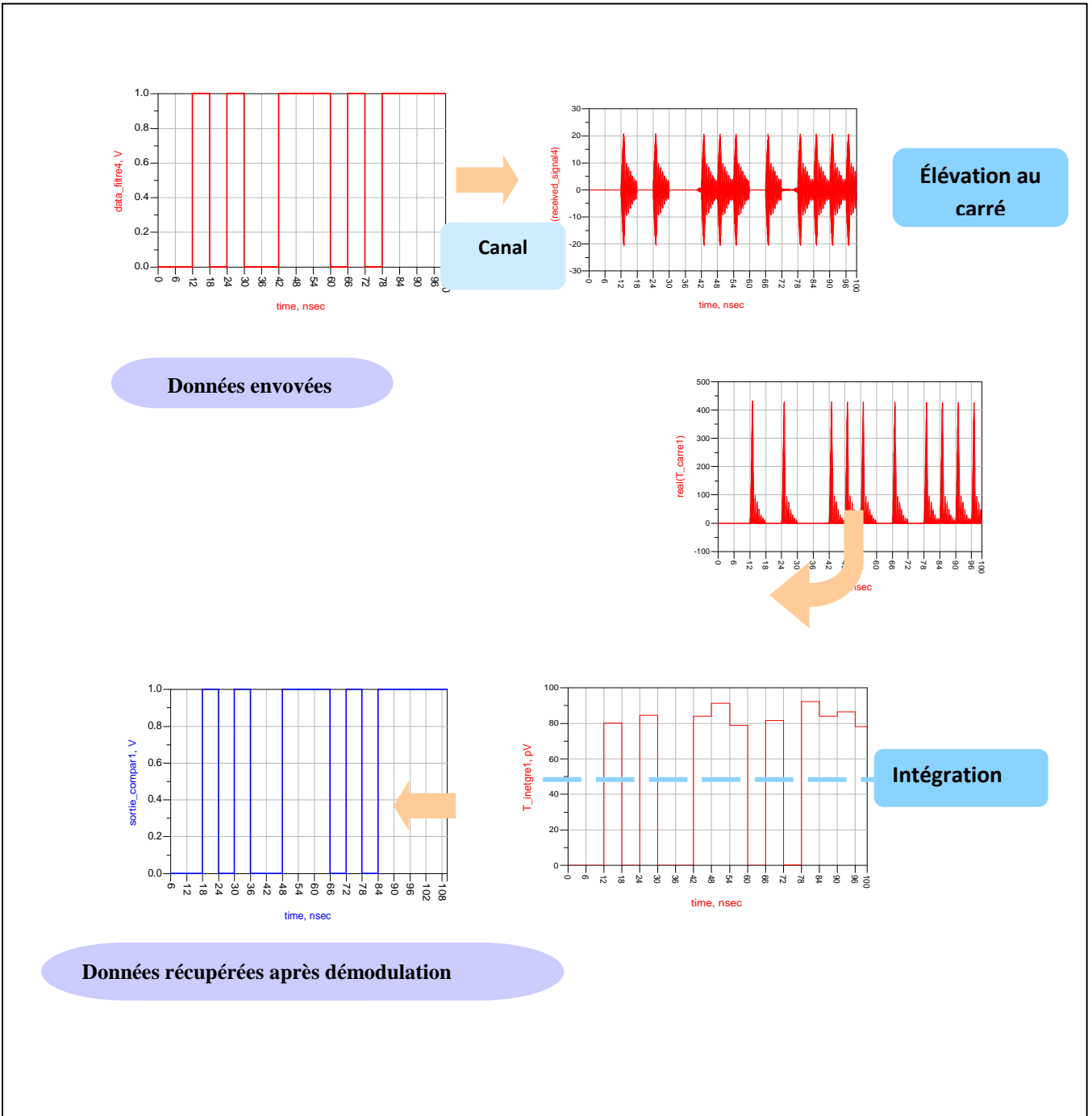


Figure 94 : Cheminement du signal reçu au niveau du récepteur

III.7. Conclusion

Ce chapitre a permis de réaliser un état de l'art des propositions d'architectures pour les systèmes opérant à 60 GHz et a conduit à une comparaison entre les performances atteintes, les puissances consommées et les modes de communications utilisés.

Une solution pour un système nomade pour la même bande de fréquence a été ensuite proposée et ses performances ont été estimées en se basant sur les caractéristiques du canal de propagation à 60 GHz. Il s'agit d'une solution multi bandes impulsionnelle avec un récepteur asynchrone, utilisant le principe de détection d'énergie. Seule une estimation de la durée de l'étalement temporel du canal et du temps d'arrivée du premier trajet est ainsi requise, ce qui relâche les contraintes sur le système et le rend plus insensible aux imperfections des horloges. De plus, grâce au principe de détection d'énergie, le système global n'est pas très affecté par les non linéarités et les distorsions de phase pouvant être introduites par certains blocs de la chaîne. L'architecture présente aussi l'avantage d'ajuster le débit en optimisant l'utilisation des sous bandes entre utilisateurs.

Le dimensionnement des principaux blocs de l'émetteur a fait l'objet de la deuxième partie du chapitre 5 ainsi que les évolutions possibles de l'architecture, dans le but d'obtenir les meilleures performances en débit, coût, complexité, et consommation et en assurant une facilité d'intégration.

L'architecture MB-OOK a été implémentée et simulée sous le logiciel HP-ADS, en trois étapes : la première consiste à ignorer les imperfections des blocs de l'architecture mais avec une considération de l'architecture et du canal, grâce au logiciel Matlab, la deuxième prend en considération les imperfections aux niveaux des blocs modélisés. Et finalement, la troisième étape consiste à remplacer des principaux blocs par des solutions conçues et simulées sous HP-ADS comme le montrera le prochain chapitre.

Liste des publications pour le chapitre III

- **R. Abdaoui**, M. Villegas, G. Baudoin, ML. Suarez Penaloza, "Performances analysis dedicated to 60 GHz multiband impulse transceiver for Gbits data rate short range communication systems", Publié à *European Microwave Week 2010. EuWiT 2010, Proceedings of the 3rd European Wireless Technology Conference*, ISBN :978-1-4244-7233-8, IEEE Computer Society. pp. 41-44, CNIT - Paris la Défense, France. du 27 au 28 Septembre 2010

Bibliographie chapitre III :

- [1] G. Baudoin et Coll. « Radiocommunications numériques /1. Principes, modélisation et simulation ». 2^e édition .ISBN 978-2-10-050514-2. *Dunod, Paris, 2007.*
- [2] Chang-Soon Choi, Eckhard Grass, Maxim Piz, Marcus Ehrig, Miroslav Marinkovic, Rolf Kraemer and Christoph Scheytt “60-GHz OFDM systems for multi-gigabit wireless LAN applications”, *IEEE CCNC 2010 proceedings.*
- [3] Chang-Soon Choi, Maxim Piz, and Eckhard Grass, “Performance Evaluation of Gbps OFDM PHY Layers for 60-GHz Wireless LAN Applications”, *IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2009.*
- [4] Scott K.Reynolds, Brian A.Floyd, Ullrich R.Pfeiffer, Troy Beukema, Janusz Grzyb, Chuck Haymes, Brian Gaucher, Mehmet Soyuer, “A Silicon 60-GHz Receiver and Transmitter Chipset for Broadband Communications”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2006.*
- [5] Chang-Soon Choi, “60GHz OFDM hardware demonstrators in SiGe BiCMOS: State-of-the-art and future development”, *IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2008. PIMRC 2008.*
- [6] C.-H. Wang et al., “A 60GHz Transmitter with Integrated Antenna in 0.18 μ m SiGe BiCMOS Technology”, in *IEEE International Solid-State, Circuits Conference, Digest of Technical Papers (ISSCC 2006)*, pp 659 - 668, Feb. 6-9 2006
- [7] Siligaris, A. “A 65nm CMOS fully integrated transceiver module for 60GHz wireless HD applications”, *IEEE International Solid-State Circuits Conference, (ISSCC), 2011.*
- [8] Stephane Pinel, Saikat Sarkar, Padmanava Sen, Bevin Perumana, David Yeh, Debasis Dawn, Joy Laskar, Georgia Institute of Technology, Atlanta, “A 90nm CMOS 60GHz Radio”, *IEEE International Solid-State Circuits Conference, ISSCC2008.*
- [9] Maruhashi, K., “60-GHz-Band CMOS MMIC Technology for High-Speed Wireless Personal Area Networks”, *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuits Symposium, 2008. CSIC '08.*
- [10] Cristian Marcu, Debopriyo Chowdhury, Chintan Thakkar, Ling-Kai Kong, Maryam Tabesh, Jung-Dong Park, Yanjie Wang, Bagher Afshar, Abhina Gupta, Amin Arbabian, Simone Gambini, Reza Zamani, Ali M. Niknejad, Elad Alon, “A 90nm CMOS Low-Power 60GHz Transceiver with Integrated Baseband Circuitry”, *IEEE International Solid-State Circuits Conference, ISSCC2009*
- [11] TOMKINS Alexander et al, “A Zero-IF 60 GHz 65 nm CMOS Transceiver With Direct BPSK Modulation Demonstrating up to 6 Gb/s Data Rates Over a 2 m Wireless Link”, *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 44, NO. 8, AUGUST 2009*

- [12] Jri Lee, Yenlin Huang, Yentso Chen, Hsinchia Lu, Chiajung Chang, "A Low-Power Fully Integrated 60GHz Transceiver System with OOK Modulation and On-Board Antenna Assembly", National Taiwan University, *IEEE International Solid-State Circuits Conference ISSCC2009*.
- [13] Ahmet Oncu1 and Minoru Fujishima, "19.2mW 2Gbps CMOS Pulse Receiver for 60GHz Band Wireless Communication", School of Frontier Sciences and 2School of Engineering, The University of Tokyo, *2008 IEEE Symposium on VLSI Circuits*.
- [14] Juntunen E, Leung, M.C.-H, Barale, F Rachamadugu, A. Yeh, D.A.; Perumana, B.G.; Sen, P.; Dawn, D.; Sarkar, S.; Pinel, S. Laskar, Sch. of Electr. & Comput. Eng., "A 60-GHz 38-pJ/bit 3.5-Gb/s 90-nm CMOS OOK Digital Radio", Georgia Inst. of Technol, Atlanta, GA, USA, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2010.
- [15] Kai Kang; Pham Duy Dong; Brinkhoff, J.; Chun-Huat Heng; Fujiang Lin; Xiaojun Yuan, "A power efficient 60 GHz 90nm CMOS OOK receiver with an on-chip antenna", Inst. of Microelectron., A*STAR (Agency for Sci., Technol. & Res.), Singapore, Singapore
- [16] Stéphane Paquelet, Louis-Marie Aubert, Bernard Uguen, Misubishi ITE-TCL et l'Institut d'Electronique et de Télécommunication de Rennes/INSA Rennes, "An Impulse Radio Asynchronous Transeiver for High Data Rates", *IEEE Joint UWBST&IWUWBS2004* Kyoto.
- [17] Louis-Marie AUBERT, " Mise en place d'une couche physique pour les futurs syst`emes de radiocommunications hauts débits UWB", rapport de thèse avec Mitsubishi ITE-TCL et l'Institut d'Electronique et de Télécommunication de Rennes/INSA Rennes, soutenue en novembre 2005.
- [18] Jie Wei Lai, Alberto Valdes Garcia, Media Tek Taiwan, IBM NY, « A 1V 17,9dBm 60GHz Power Amplifier in Standard 65nm CMOS », *IEEE International Solid-State Circuits Conference, ISSCC2010*.
- [19] Wei L. Chan¹, John R. Long¹, Marco Spirito¹, John J. Pekarik « A 60GHz-Band 1V 11.5dBm Power Amplifier with 11% PAE in 65nm CMOS », *Delft University of Technology, Netherlands, IBM, Burlington, VT, IEEE International Solid-State Circuits Conference, ISSCC 2009*.
- [20] Deparis, N. Boe, A.; Loyez, C.; Rolland, N. ; Rolland, P.-A. , IEMN, Lille, "UWB-IR transceiver for millimeter wave WLAN", *IEEE Annual Conference on Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd*.
- [21] J.Ling, « Contribution à l'étude de modules radios ultra faible consommation pour réseaux de capteurs en gamme millimétrique », Université des sciences et technologies de Lille, soutenue le 19 Mai 2010.
- [22] M. G. Chen, et. al. « A 3.3-V 21-Gb/s PRBS Generator in AlGaAs/GaAs HBT Technology », *IEEE Journal of Solid-. State Circuits*, Vol. 35, No. 9, Sep. 2000, pp

- [23] M. Ärlelid, et al, « Coherent V-Band Pulse Generator for Impulse Radio BPSK », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* (2010)
- [24] M. Egard, M Arlelid, E Lind, P Caroff, G Astromskas, M Borg, L. E Wemersson , « 60 GHz Wavelet Generator for Impulse Radio Applications », *EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, 2009*.
- [25] B.B.M. Wasanthamala Badalawa et M. Fujishima, « 60 GHz CMOS pulse generator », The University of Tokyo, Japan, *Electronic Letters*, January 2007
- [26] Ahmet Oncu et Minoru Fujishima, « 8 Gbps CMOS ASK modulator for 60 GHz Wireless communication », *ISSCC 2009*.
- [27] Jae Jin Lee et Chul Soon Park, « 60 GHz Gigabits-per-second OOK modulator with high output power in 90-nm CMOS », *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express briefs*, Mai 2011.
- [28] Marco Cavallaro, Tino Copani et Giuseppe Palmisano, « A Gaussian Pulse Generator for Millimeter-Wave Applications », *IEEE Transaction on Circuits and systems*, 2010.
- [29] M. Devulder, N. Deparis, I. Telliez, S. Pruvost, N. Rolland, F. Danneville, et P. A. Rolland, « 60 GHz UWB transmitter for use in WLAN communication », *ISSSE*, Montréal, Aout 2007.
- [30] Y. Kawano, Y. Nakasha, T. Suzuki, T. Ohki, T. Takahashi, K. Makiyama, T. Hirose, et K. Joshin, « Sub-10 ps Pulse Generator with Biphase Modulation Function in 0.13- μm InP HEMT », *3rd European Radar Conference, 2006. EuRAD 2006*.
- [31] N. Deparis, A Boe, C. Loyez, N. Rolland, P-A. Rolland, « UWB-IR transceiver for millimeter wave WLAN », *IEEE Conference on Industrial Electronics, IECON 2006*.
- [32] Sten E. Gunnarsson, Camilla Kärfelt, Herbert Zirath, « Highly Integrated 60 GHz Transmitter and Receiver MMICs in a GaAs pHEMT Technology », *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, VOL. 40, NO. 11, NOVEMBER 2005.
- [33] L. Jin, C. Loyez, N. Rolland, P.A. Rolland, « An UWB Millimeter-Wave Transceiver Architecture for Wireless Sensor Networks Applications », *European Microwave Conference (EuMC)*, 2010

IV. Dimensionnement de l'émetteur et conception de ses principaux éléments

Malgré les potentialités de l'architecture multi bandes en mode impulsionnel, ses performances restent sensibles aux caractéristiques des principaux blocs de l'architecture et à leurs effets sur les impulsions transmises.

Ce chapitre concerne donc l'étude de certains verrous techniques et technologiques de l'émetteur MB-OOK, et en particulier, le banc de filtres, qui est nécessaire à l'émission et à la réception, l'étage de commutation, l'étage d'amplification et les antennes.

IV.1. Les défis techniques et technologiques de l'émetteur MB-OOK

IV.1.1. L'antenne et l'environnement du système

Un des éléments clés de la chaîne d'émission réception est l'antenne. Cette dernière aura un impact sur les performances des architectures et notamment celles basées sur un mode de communication impulsionnel en engendrant des distorsions sur les impulsions transmises. Les antennes UWB à 60 GHz doivent donc satisfaire un cahier de charge assez contraignant. Elles doivent présenter des performances en termes de gain (un gain assez constant sur la largeur de bande de l'antenne supérieur à 6 dBi), bande passante, phase, angle et une faible déformation du signal émis. Un compromis rendement, taille et coût est également essentiel (petite taille et facilité d'intégration). La conception de ces antennes est délicate et demande des outils spécifiques et puissants. Leur mesure et caractérisation sont également complexes.

En régime impulsionnel, l'impact de la distorsion temporelle de l'antenne doit être étudié et analysé, car il affecte les performances globales de l'architecture.

Le type d'applications visées dans l'étude concerne le transfert de données entre des appareils mobiles dans des environnements « *indoor* » ou des applications de type « *Kiosk* ». Il est donc préférable d'avoir des antennes intégrées avec de petites dimensions et satisfaisant un compromis gain-diagramme de rayonnement.

Une vision globale du système complet, émetteur, antenne à l'émission, canal, antenne à la réception et récepteur, est fondamentale pour avoir une approche la plus réaliste et complète possible.

Considérons d'abord l'ensemble antennes-canal

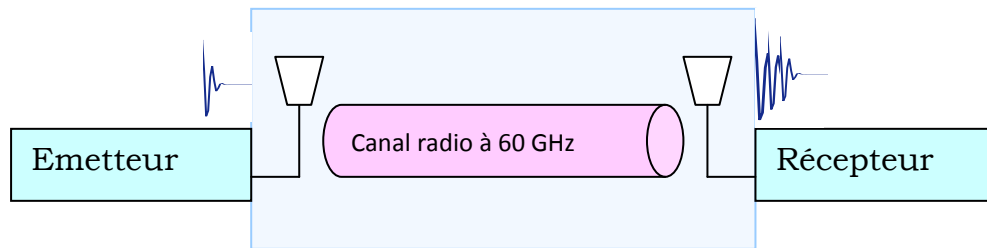


Figure 95 : Schéma global du bloc antennes-canal

L'ensemble des distorsions temporelles engendrées par le système (antenne T_x , canal, antenne R_x) peut être groupé en deux grandes familles :

- un étalement temporel induit par le canal et l'environnement (obstacles, multi-trajets...)
- une déformation temporelle et / ou angulaire dues aux antennes.

L'ensemble pourrait ensuite être rassemblé dans un seul bloc dont les caractéristiques dépendent de l'association des différents blocs.

Sachant que les modèles établis pour les antennes et le canal sont des modèles à temps discret [1], la réponse pour chaque antenne s'écrit sous la forme :

- une réponse impulsionnelle des antennes : $h_{ant}(n) = \sum a_m \delta_{n-m}$
- une réponse impulsionnelle du canal : $h_{canal}(n) = \sum c_m \delta_{n-m}$
-

La réponse impulsionnelle globale du nouveau bloc (ant T_x , canal, ant R_x) :

$$h_{tot}(n) = h_{Ant,Tx} * h_{canal} * h_{Ant,Rx} = \sum \alpha_m \delta_{m-n}$$

Dans un contexte de récepteur non cohérent basé sur la détection d'énergie :

$$s^2 = \int_0^{T_i} r^2(t).dt \propto \sum \alpha_m^2$$

Donc l'énergie reçue est toujours proportionnelle à l'énergie de la réponse impulsionnelle des antennes et du canal d'où l'intérêt d'une étude temporelle des caractéristiques des antennes utilisées pour les communications impulsionnelles à 60 GHz.

Le type d'applications considéré dans le cahier des charges de notre étude, chapitre III, ne nécessite pas des antennes très directives. Par conséquent, les antennes patch planaire peuvent être des candidats appropriés présentant un compromis gain, largeur de bande à -3dB et étalement temporel. Dans ce paragraphe, une proposition d'antenne imprimée à 60 GHz est présentée, et l'effet de cette antenne sur l'impulsion émise et reçue est également analysé en différents points de l'espace.

Le but de cette partie est de simuler une antenne pouvant couvrir la bande allouée à 60 GHz c'est-à-dire une antenne large bande avec 7 GHz de largeur de bande et une fréquence centrale autour de 60 GHz.

IV.1.1.1. Etat de l'art des antennes en bande millimétrique

La première étape de cette partie est de faire l'état de l'art des publications portant sur des antennes planaires en bande millimétrique et fonctionnant autour de 60 GHz.

Tableau 19 : Etat de l'art des antennes à 60 GHz

Ref	type d'antenne	substrat utilisé	ϵ_r	largeur de bande	gain Max	dimensions
[2]	Réseau d'antennes patch 8x8	RT Duroid 5880	$\epsilon_r = 2.2$	59-62 GHz @6dB	> 20 dBi	N.C
[3]	Réseau d'antennes patches 4*3	Rogers RO4003 * FR4	$\epsilon_r = 3,38$	1-2GHz	14,2dBi	N.C
[3]	Antenne Dipole	Rogers RO4003 * FR4	$\epsilon_r = 3,38$	8 GHz	5.5 dBi	N.C
[4]	PIFA antenna	0.13 μm SOI technology	N.C	N.C	1 dBi,	N.C
[4]	slot antenna	0.13 μm SOI technology	N.C	N.C	3 dBi	N.C
[4]	dipole antenna	0.13 μm SOI technology	N.C	N.C	4.5 dBi	N.C
[5]	antenne dipôle demi-onde	dioxyde de silicium	$\epsilon_r = 3.$	14%	8dBi	N.C
[6]	réseau d'antennes patch (4*8)	LTCC	$\epsilon_r = 5,8$	13%=57-65GHz	20,2dBi	N.C
[7]	antenne dipole $\lambda/2$	dioxyde de silicium	$\epsilon_r = 3.9$	N.C	-6,5 dBi	L= 632,5um W=30 um
[7]	Antenne Yagi			10 GHz (55GHz-65GHz)	N.C	N.C
[7]	antenne diamond			N.C	-0,2 dBi	N.C
[8]	Réseau de quatres antennes quasi-Yagi	Critaux liquides polymere (LCP)	$\epsilon_r = 3.16$	58GHz-64GHz	11.5 dBi à 60GHz	12,43mm*10,7mm
[9]	Antenne Vivaldi	Critaux liquides polymere (LCP)	$\epsilon_r = 3.16$	5.6 GHz.	9.98 dBi,	10 mm x 5 mm

Les solutions sont donc assez variées, allant des antennes de type patch et des antennes dipôles vers des réseaux d'antennes et d'autres structures plus complexes.

Deux familles de substrats sont utilisées : les technologies basées sur un substrat simple, mono couche (FR4, AsGa, RT Duroid) , ou les technologies basées sur des substrats intégrés multicouches(IPD, 180 nm CMOS).

Pour des raisons de simplicité et de faisabilité, on a choisi de travailler avec la première option (substrat à une seule couche).

La première étape consiste à chercher les substrats (monocouche) les plus utilisés pour les antennes imprimées en bande millimétrique :

Tableau 20 : Exemples de substrats mono couches utilisés en bande millimétrique

Substrat	år	tang(ä)	H épaisseur du substrat (mm)
PTFE RT Duroid 5880	2.17	0.0009	0.017245
Quartz	3.78	0.0001	0.051
96% Alumina	9.4	0.001	0.127
99.5% Alumina	9.8	0.0001	0.127
Saphire	9.4	0.0001	0.102
GaAS	12.9	0.002	0.102

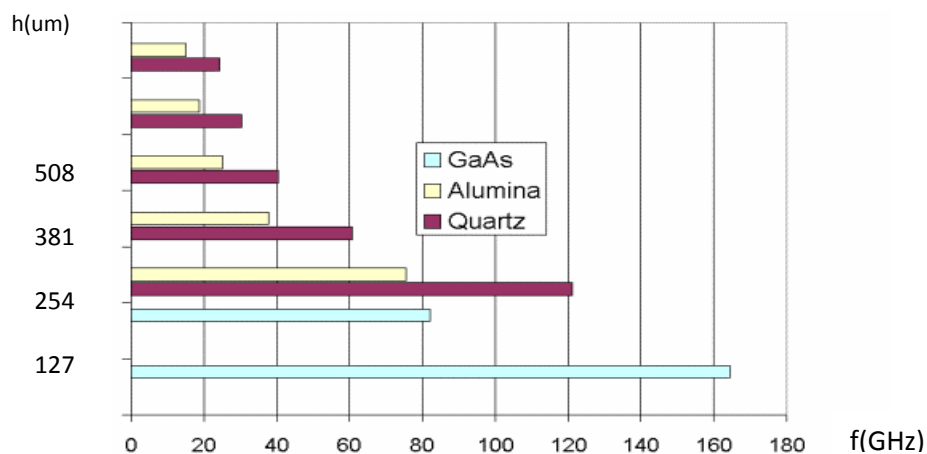


Figure 96 : Fréquences d'utilisation des substrats en fonction de leurs épaisseurs

Dans ces types de substrat, la dépendance en fréquence de la constante diélectrique n'est pas très élevée (Elle diminue en fonction de la fréquence) et le choix de l'épaisseur du substrat se fait en respectant la relation : $h \prec \frac{\lambda}{10}$

IV.1.1.2. Conception d'une antenne « patch » 60 GHz

Le choix s'est porté sur une antenne patch planaire. Etant donné que l'on cherche une antenne large bande, la structure de départ est un patch triangle que l'on a tronqué ensuite pour faire apparaître des marches d'escaliers des deux cotés symétriquement, ce qui simplifie la conception et permet de paramétrer l'antenne avec plus de degrés de liberté sur chaque sous-bloc L_i (longueur des marches d'escalier) et W_i (largeur des marches d'escalier) pour chaque bloc i . L'excitation de l'antenne est assurée par une ligne 50Ω suivi par une fente perpendiculairement.

La figure 97 présente la structure de l'antenne décrite ci-dessous. Elle a été conçue et simulée avec le substrat RT Roger 5880 possédant une constante diélectrique de $\epsilon_r = 2.2$, une tangente de pertes à 10 GHz de $\tan\delta = 0.0009$, et une épaisseur de $h = 0.254$ mm afin de maximiser le rayonnement de l'antenne. La taille totale du dispositif est, dans ce cas, de 6.6mm*3.8 mm.

Les fentes jouent un rôle important quant à l'adaptation de l'antenne et les marches d'escalier influencent la fréquence de fonctionnement.

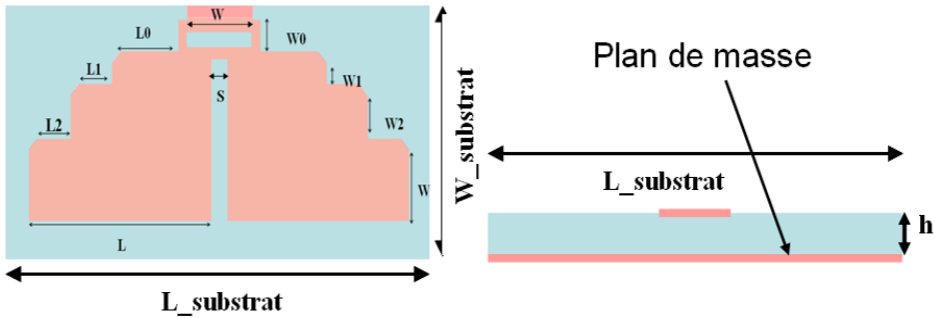


Figure 97 : Structure de l'antenne proposée (a) vue de dessus (b) vue de face

Tableau 21 : Dimensions générales de l'antenne

L_substrat	6.6 mm
W_substrat	3.8 mm
W	0.8 mm
L	2.2 mm

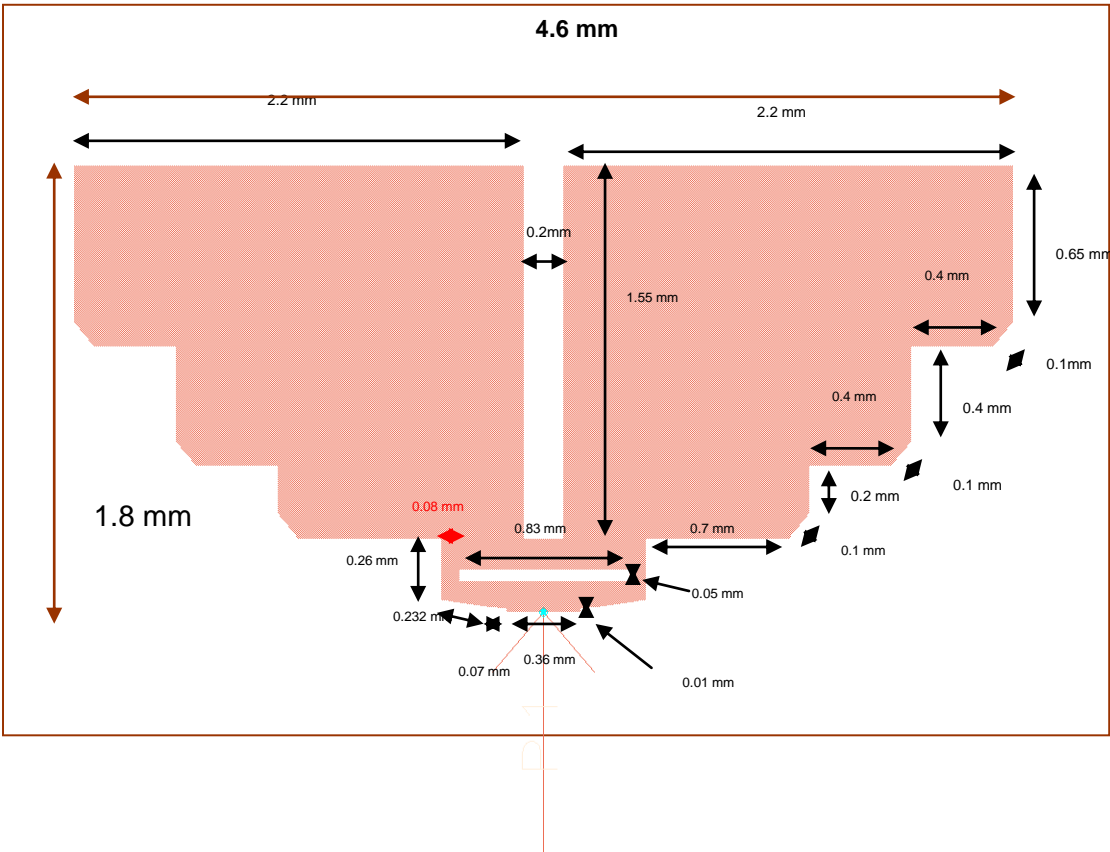


Figure 98 : Différentes dimensions de l'antenne simulée

IV.1.1.3. Simulations électromagnétique et temporelle de l'antenne

L'antenne a été simulée avec 4 logiciels de simulation électromagnétique différente, basés sur différentes méthodes de calcul.

Momentum	CST	Empo

Les trois simulateurs utilisent des méthodes de calcul pour les champs électromagnétiques basées sur des méthodes numériques différentes : la méthode des moments, la méthode des éléments finis et la méthode des différences finies dans le domaine temporel:

- **Momentum** est un logiciel d'Agilent de simulation électromagnétique 2.5 D basé sur la méthode des moments. Le maillage des structures planaires peut se faire de façon adaptative en s'adaptant au maximum à la structure simulée et le calcul des équations de Maxwell se fait dans chaque maille en prenant en compte les caractéristiques du substrat utilisé. Toutefois, cette analyse électromagnétique peut conduire à des temps de calcul importants en fonction, de la fréquence de travail, de la structure et du nombre de couches du substrat.
- **CST Microwave Studio** utilise la méthode d'intégration finie *Finite Integration Technique*, qui se base sur une décomposition en cube de l'espace pour la résolution des équations de Maxwell avec une prise en considération précise des bords de la structure, *Perfect Boundary Approximation*. Les simulations dans le domaine temporel sont aussi possibles.
- **EMpro**, est un nouvel outil de Agilent, sorti en 2009, pour la simulation et la conception électromagnétique 3D, intégré avec le logiciel *Advanced Design System* (ADS), qui permet la conception RF des System-in-Package (SiP), les circuits intégrés monolithique hyperfréquences (*MMIC*) et les antennes. Les méthodes de calcul utilisées sont la FEM, *méthode des éléments finis*, qui est une méthode répondue grâce à sa robustesse et sa fiabilité .et la FDTD, *méthode des différences finies dans le domaine temporel*. Elle permet de suivre un signal électromagnétique dans le temps dans une approche 3D. La réponse fréquentielle du signal s'obtient à l'aide d'une transformée de Fourier. Cette méthode connaît beaucoup de succès actuellement.

Résultats obtenus :

IV.1.1.3.1. Caractérisation fréquentielle de l'antenne

La première étape de la conception de l'antenne a été réalisée avec mometum. Les performances obtenues de cette antenne sont présentées sur la figure 99. La bande passante de

l'antenne à -10 dB de 57 GHz à 64 GHz. L'antenne présente un gain maximum de 7.5 dBi à 60.6 GHz et un angle d'ouverture à -3dB de 90°.

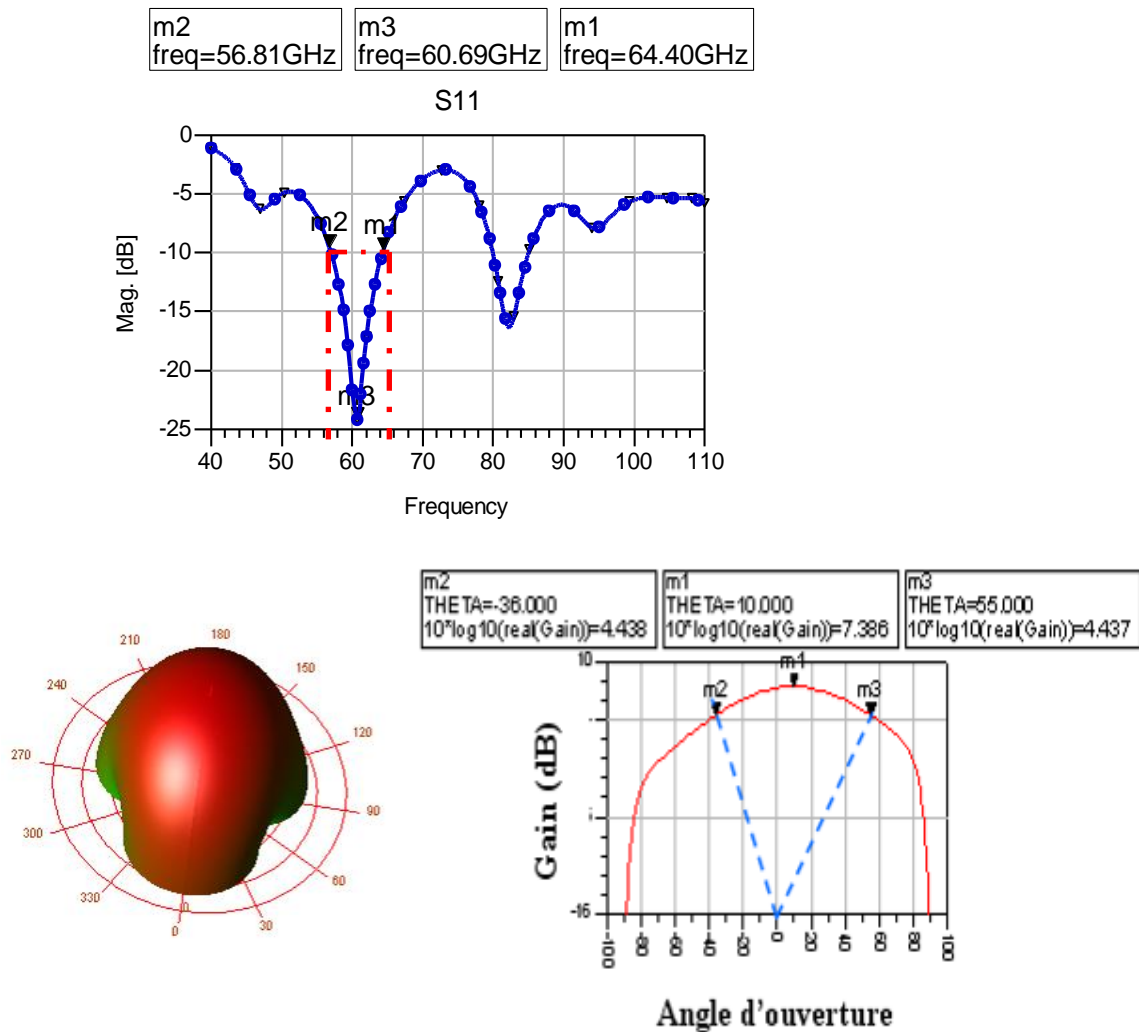


Figure 99 : Caractéristiques fréquentielles de l'antenne

Simulations fréquentielles avec Empro

Suite à la disponibilité du logiciel Empro de Agilent au sein de notre laboratoire, nous avons décidé de vérifier les caractéristiques de l'antenne avec ce nouveau simulateur. Néanmoins, la définition des ports d'excitations pour ces simulations temporelles reste un problème assez important avec Empro, car en FDTD, deux types d'excitations sont possibles : un port discret engendrant une excitation ponctuelle de l'antenne au niveau de sa ligne d'accès ou une excitation de type guide d'onde. D'où le décalage en fréquence pour les résultats de simulations obtenus avec la méthode FDTD dans la figure 100.

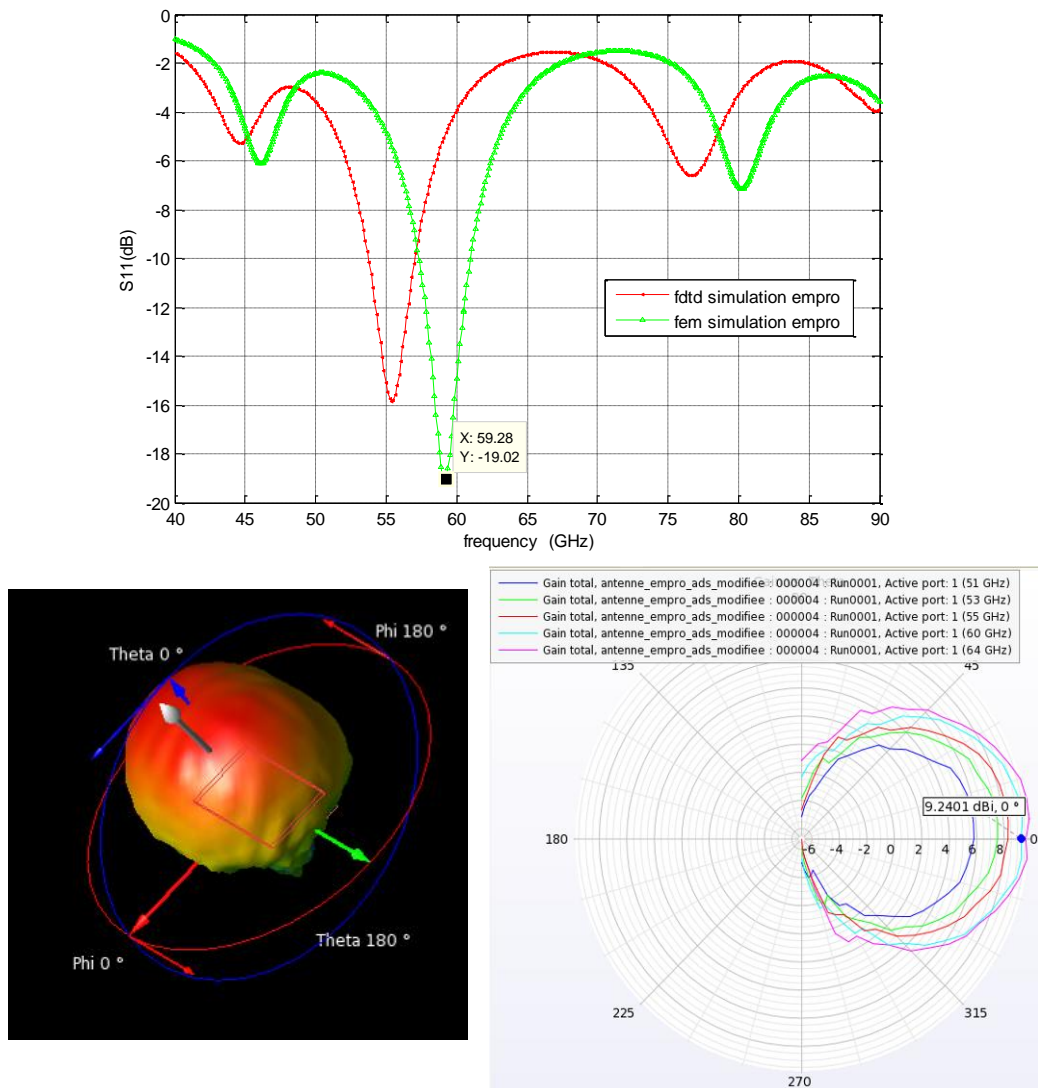


Figure 100 : Caractéristiques de l'antenne avec Empro, FEM et FDTD

IV.1.1.3.2. Caractérisation temporelle de l'antenne

Les effets de l'antenne sur les impulsions transmises et reçues ont un impact important sur les performances de l'architecture et sur les débits.

L'étalement temporel engendré par les antennes en émission et en réception sur l'impulsion doit être pris en compte lors des calculs des débits.

La fidélité de l'allure de l'impulsion doit être aussi prise en compte. Le facteur de fidélité d'une antenne caractérise la distorsion introduite par l'antenne sur l'impulsion émise. Ainsi il

décrit le degré de similarité entre l'impulsion émise et l'impulsion reçue à la direction (θ, φ) .
L'expression du facteur de fidélité est donnée comme suit :

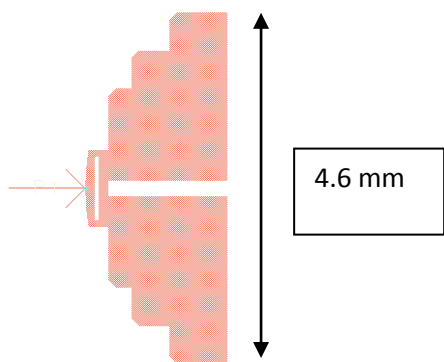
$$FF = \max_{\tau} \left[\frac{R_{xy}}{\sqrt{R_{xx} R_{yy}}} \right]$$

avec x : impulsion émise (à la sortie de l'antenne d'émission)

y : impulsion reçue (à la sortie de l'antenne de réception)

En considérant une impulsion gaussienne modulée à 60 GHz, avec une durée de 150 ps, le facteur de fidélité de l'antenne est calculé dans plusieurs directions de l'espace, pour deux cas de configuration. Des capteurs ont donc été placés à des distances de 5mm pour éviter les temps de calculs trop long et des besoins en mémoire trop conséquents.

Limite champ proche - champ lointain :



$$\frac{2 \times D^2}{\lambda} = \frac{2 \times |4,6 \cdot 10^{-3}|^2}{5 \cdot 10^{-3}} = 1.84 \text{ mm}$$

Les sondes placées à 5 mm sont en champ lointain et les résultats peuvent donc être extrapolés pour des distances plus importantes.

Dans le premier scénario, figure101, nous nous concentrons sur la similitude entre l'impulsion transmise et les impulsions rayonnées dans de plusieurs directions de l'espace.

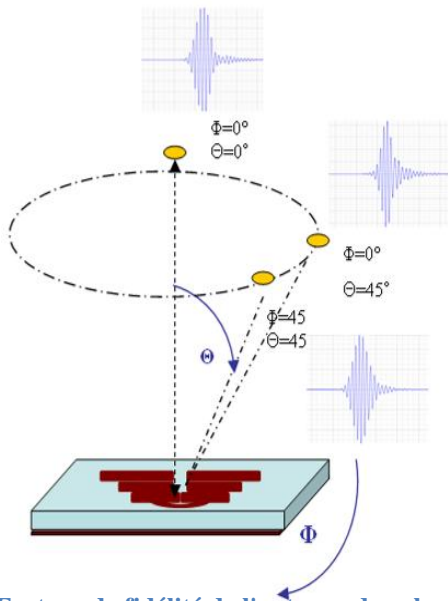
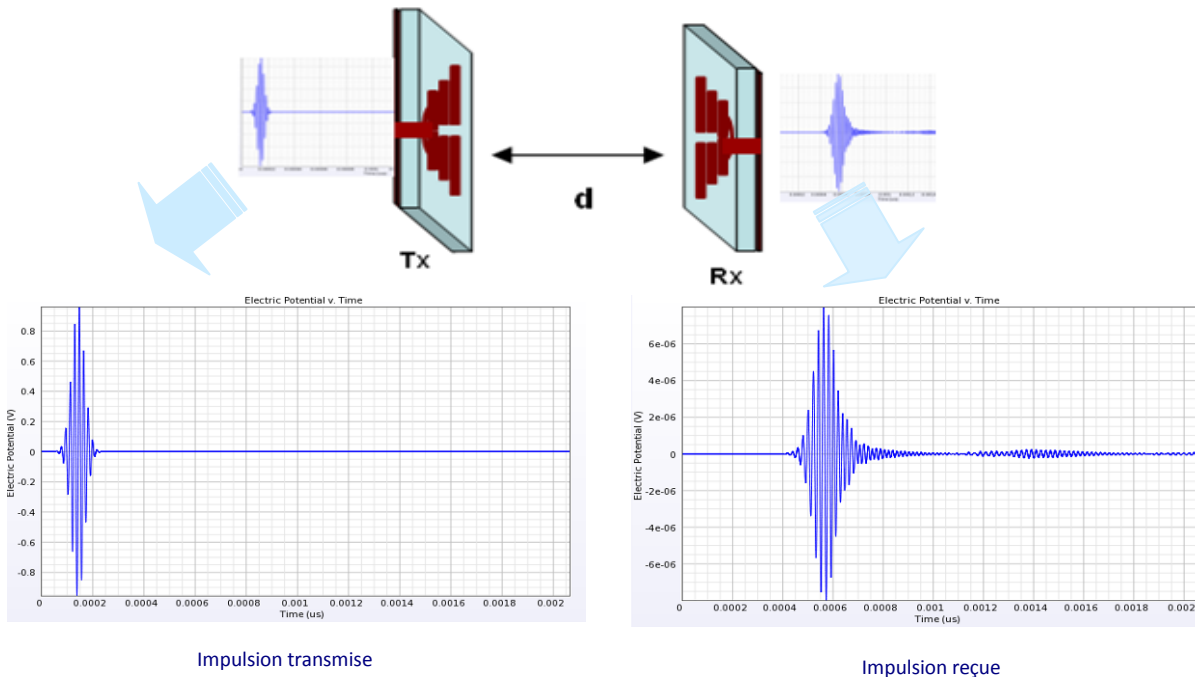


Figure 101 : Facteur de fidélité de l'antenne dans le premier scénario

Tableau 22 : Facteur de fidélité de l'antenne selon la direction

thêta	phi	FF
0	0	80.2%
45	0	79.7%
45	45	84.1%

La même antenne est utilisée dans le deuxième scénario en réception, figure 102. La fidélité antenne est alors estimée à la sortie de la seconde antenne. Elle atteint dans ce cas 61%.



Impulsion transmise

Impulsion reçue

Figure 102 : Facteur de fidélité de l'antenne dans le deuxième scénario

L'impulsion reçue est la deuxième dérivée gaussienne de l'impulsion d'excitation. Par conséquent, l'impulsion reçue est similaire à l'impulsion d'entrée avec une distorsion de 50 ps. Cette distorsion est acceptable, car elle ne dépasse pas, dans ce cas, un tiers de la durée d'impulsion, 150 ps, afin d'éviter les interférences inter symboles dans le cas d'une transmission d'un train d'impulsions et donc garantir des débits élevés.

IV.1.1.4 L'importance d'une approche « co-design » Emetteur / Récepteur / Antennes / Canal

Pour les architectures d'émetteurs-récepteurs en mode impulsionnel, le temps de répétition de l'impulsion est l'un des facteurs importants limitant leurs performances. Il est choisi pour éviter les interférences inter-symboles en respectant la condition: $T_r > T_s + T_d + T_a$ où T_d est la propagation de retard du canal, T_s est la durée d'impulsion et T_a représente les différents étalements temporels induits par les blocs de l'architecture. Donc, si l'antenne induit une distorsion au niveau de l'impulsion, la condition précédente risque de ne pas être respectée.

Dans ce contexte, l'antenne qui induit un étalement de 50 ps de l'impulsion la traversant semble être un bon candidat.

Vu les contraintes rencontrées avec le logiciel Empro, et dans le but de réaliser des simulations de l'antenne avec une considération plus réaliste de l'environnement extérieur, on a eu recours au logiciel CST Microwave Studio.

Dans ce contexte, l'antenne a été simplifiée en éliminant les fentes et en gardant des marches rectangulaires comme le montre la figure 9, ci-dessous.

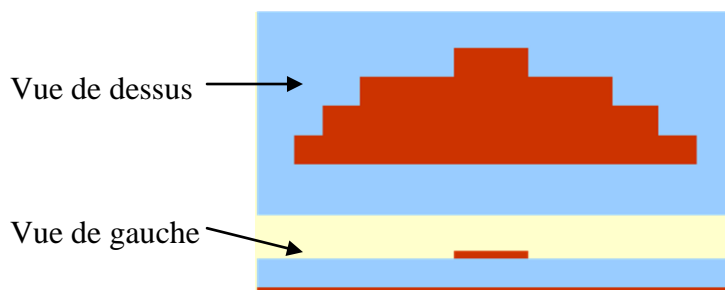
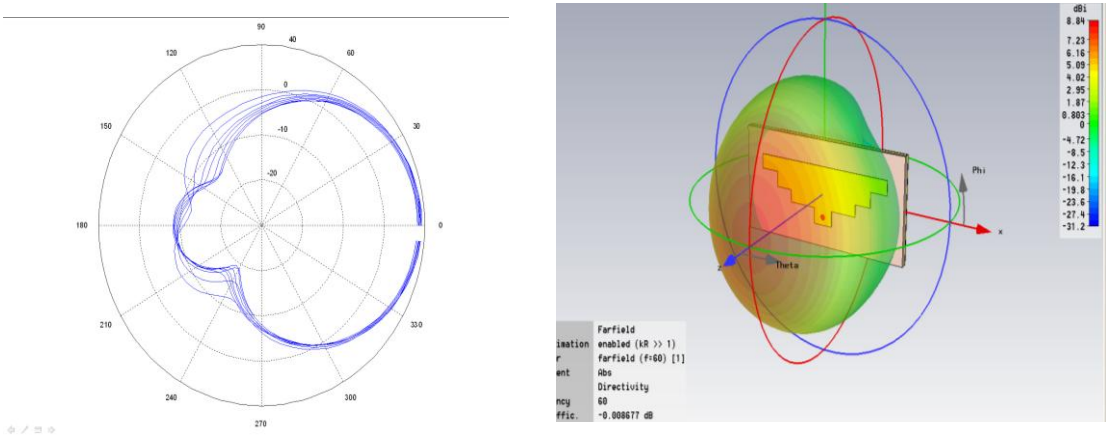
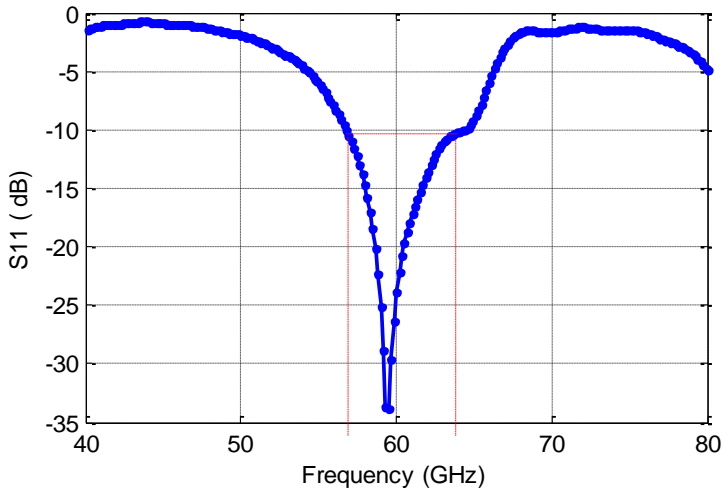


Figure 103 : Nouvelle structure de l'antenne sous CST

Tableau 23 : Nouvelles dimensions de l'antenne sous CST

L_substrat	8 mm
W_substrat	4 mm
h_substrat	0.254 mm

Les nouvelles caractéristiques de l'antenne optimisée sont données ci-dessous :



Plan xz

Figure 104 : Caractéristiques de la nouvelle antenne simulée sous CST

L'antenne cette fois ci fait $4 \times 8 \text{ mm}^2$. Elle présente un gain maximal de 8.6 dBi, garantit une bande passante de 7 GHz (bande relative de 11%) et un retard temporel de 70 ps.

Tenir compte des caractéristiques de propagation des canaux simultanément avec les performances des antennes est très important.

Pour avoir une vue complète sur l'émetteur, le récepteur, les antennes et l'environnement des canaux, différents scénarii ont été considérés et simulés. Ces scénarii peuvent être résumés comme suit:

- 1) **Configuration 1** : cas où deux antennes sont sur le même axe et face à face (visibilité directe, LOS), *scénario 1*.
- 2) **Configuration 2** : la deuxième antenne est tournée d'un angle de 45° selon un des axes (x, y ou z): *scénario 2* (rotation selon z), *scénario 3* (rotation selon y) et *scénario 4* (rotation selon x).
- 3) **Configuration 3** : un objet de petite taille (conducteur parfait) est placé entre les deux antennes et cache une partie de la seconde antenne. *scénario 5* et *scénario 6*.
- 4) **Configuration 4** : deux plaques métalliques sont placées de part et d'autre des deux antennes, *scénario 7*.

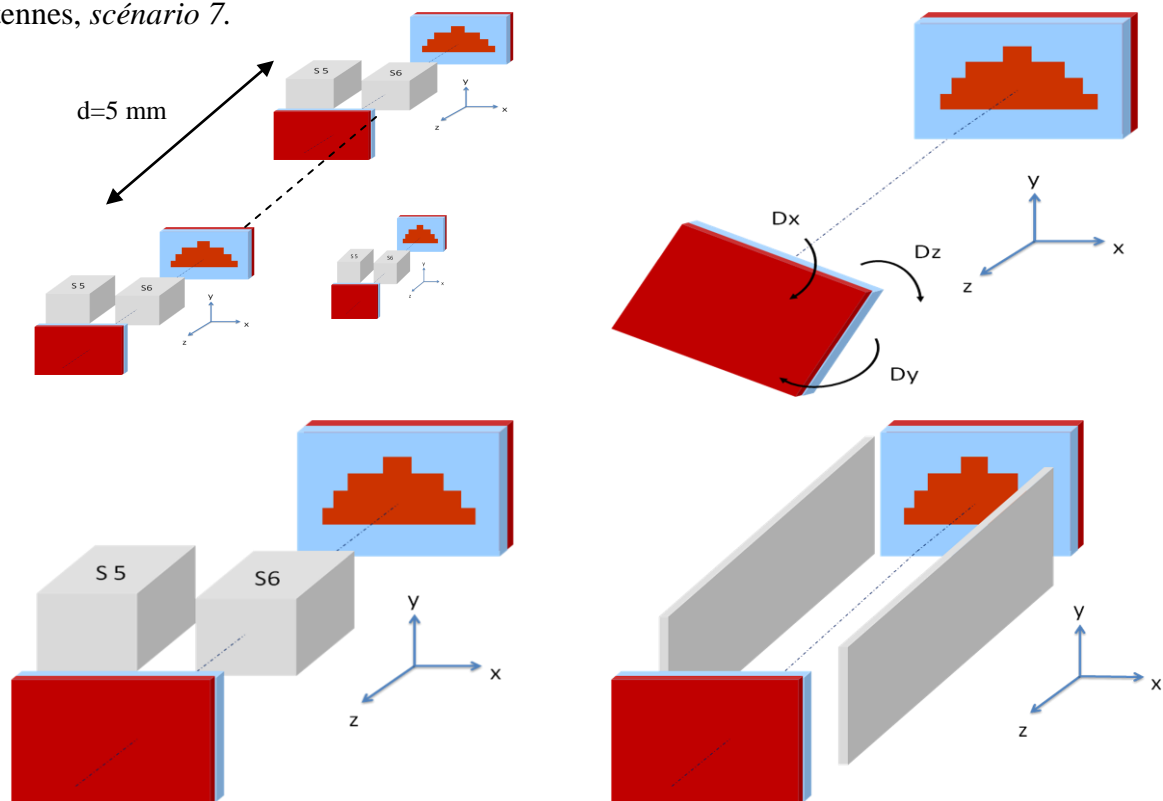


Figure 105 : Différents scénarii considérés

Les étalements des canaux dans chacune des configurations prennent en compte les dispositions des antennes, la présence ou non des objets ou d'obstacles et la présence des murs réflecteurs.

Chaque configuration a été simulée sous CST et une réponse du canal a été déduite pour chaque cas. Le canal sera plus tard intégré dans la simulation de l'architecture complète afin d'évaluer les performances de la solution proposée dans chaque cas. Le temps d'étalement induit par le canal est calculé comme la durée au bout de laquelle on récupère 90% de l'énergie totale émise.

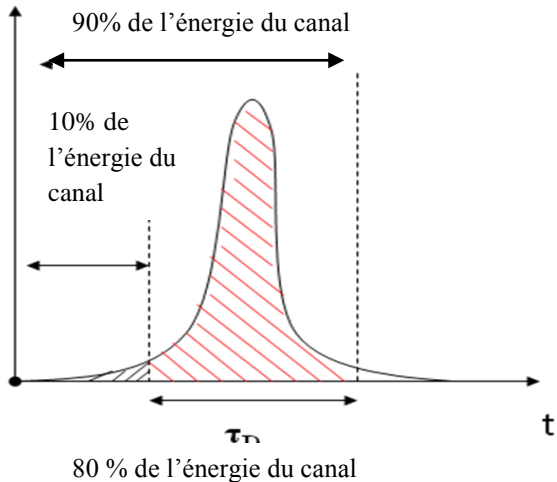


Figure 106 : Principe de calcul de l'énergie du canal

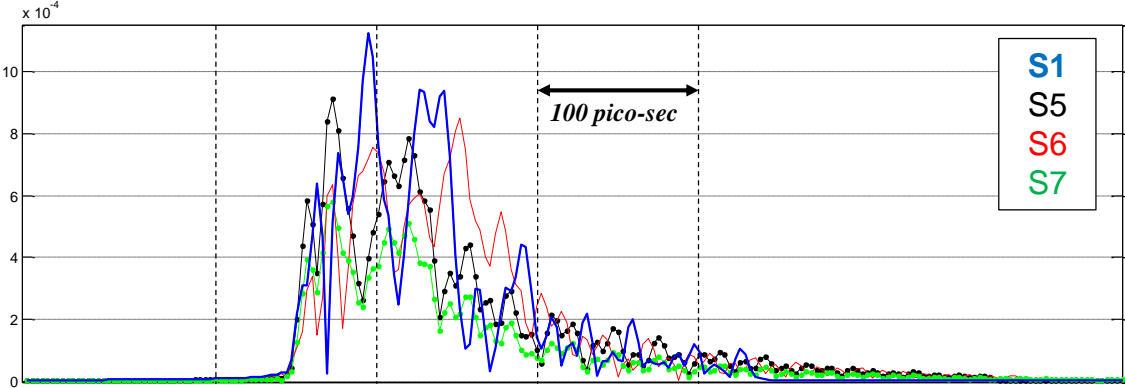


Figure 107 : Amplitude de la réponse impulsionnelle estimée du canal pour certains scénarii

Les temps d'étalement calculés sont donnés dans le tableau ci-dessous :

Tableau 24 : Etalements calculés pour chaque scénario

	τ_D (ps)
scenario 1	150
scenario 2	85
scenario 3	200
scenario 4	240
scenario 5	145
scenario 6	85
scenario 7	95

Les valeurs d'étalement montrent l'importance de l'environnement entourant le système de transmission car il peut influencer la réponse du canal de propagation et donc ajouter des limitations de débits dans certains cas critiques.

Dans notre cas, le temps de répétition de l'impulsion est choisie supérieur à 2ns pour atteindre les 2 Gbps. Par conséquent, les retards temporels des canaux précédents restent raisonnables pour l'architecture et sont donc sans incidence sur les estimations de débit maximum calculés sur la base des modèles du standard IEEE 802.15.3c.

IV.1.2. Le banc de filtre : le défi de l'architecture MB-OOK

Un des blocs décisifs de l'architecture multi bandes impulsionnelle est le banc de filtres passe bande. Il est clairement difficile de concevoir des filtres en bande millimétrique avec une bande passante relative inférieure à 2%. La bande passante relative est définie comme le rapport entre la bande passante du filtre B_f et sa fréquence centrale. Plusieurs solutions avec différentes techniques et avec différents technologies ont été développées.

Le banc de filtre définit le nombre de sous bandes pouvant être adaptées pour l'approche MB-OOK. Il représente donc un verrou technologique très important à bien étudier.

IV.1.2.1. Solutions proposées dans la littérature

Une étude bibliographique des solutions de filtrage proposées dans la littérature est présentée dans la figure 8 et le tableau 7. Les filtres publiés présentent des performances assez variées

en termes de largeur de bande à 3dB, des pertes d'insertion qui dépendent de la technologie utilisée, de la topologie du filtre, de sa bande relative et de sa rejection.

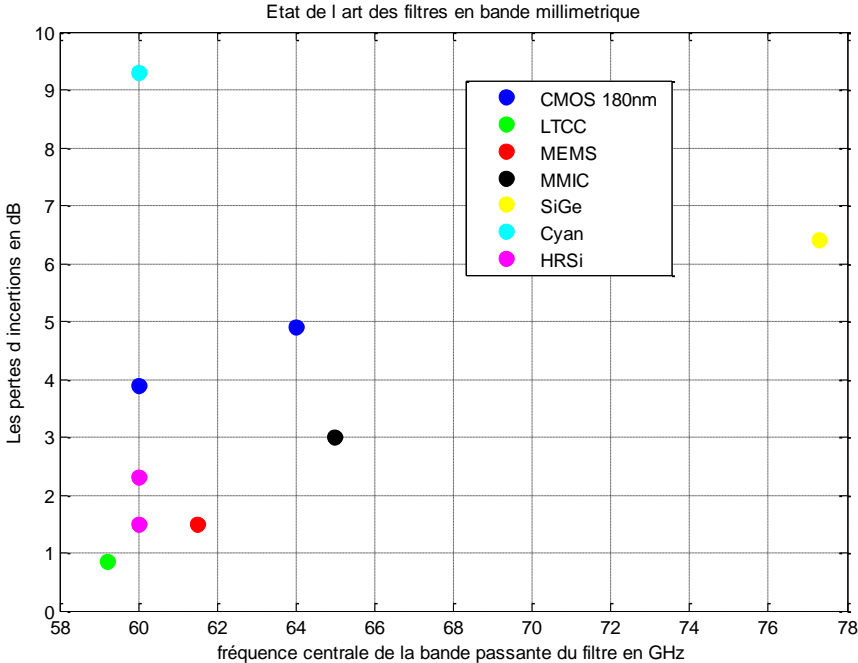


Figure 108 : Illustration des pertes d'insertion en fonction de la fréquence centrale pour des filtres en bande millimétrique

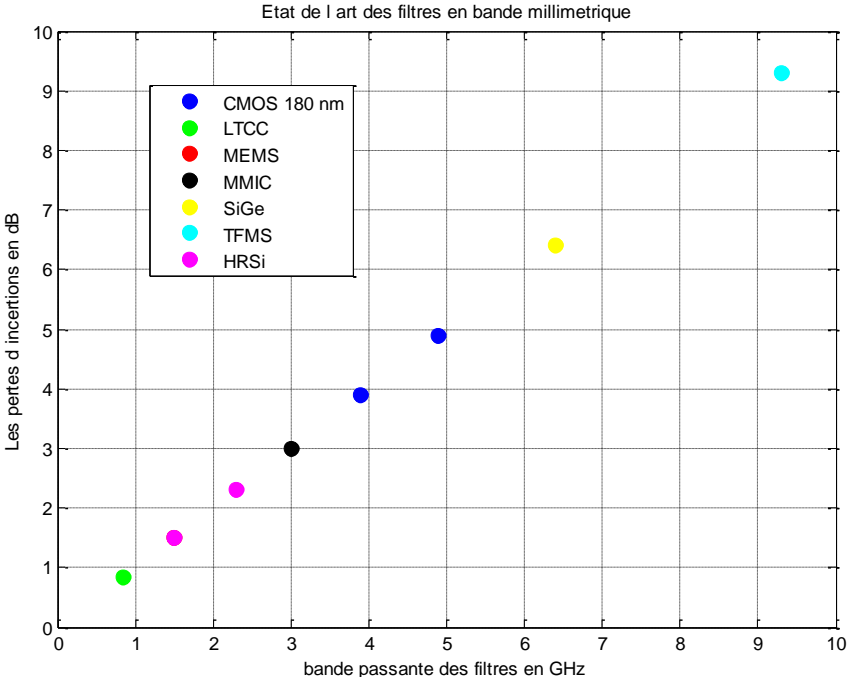
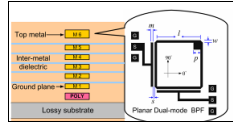
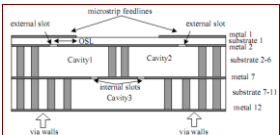
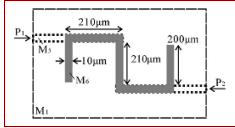
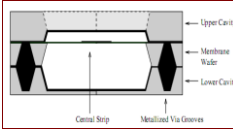
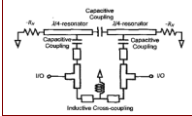
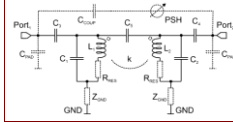
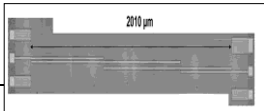


Figure 109 : Illustration des pertes d'insertion en fonction de la de la bande passante du filtre pour des filtres en bande millimétrique

Réf	technologie	topologie	F _c	pertes d'insertion	largeur de bande	réjection	Dimensions	Figure
[10]	0.18-µm CMOS	résonateur en anneau carré avec une structure multi couches	64GHz	4,9dB	12GHz	30dB @(2-45GHz) et (85-110GHz)	1.148 x 1.49 mm ²	
[11]	low-temperature cofired ceramic (LTCC)	résonateur à cavité avec des via a la place des murs latéraux	59,2GHz	0,84dB	0,89GHz	20,6dB hors bande	N.C	
[12]	0.18-µm CMOS process (six-metal layers)	résonateur (TFMS, thin film microstrip)	60 GHz	3,9dB	51,8% = 31,8GHz	N.C	N.C	
[13]	MEMS Package (une couche de SiO ₂ /Si ₃ N ₄ /SiO ₂ sur silicon)	microstrip structure, guide d'onde à cavité	61.5GHz	1,5dB	8% = 4,8GHz	N.C	4*6mm ²	
[14]	technologie MMIC	filtre actif basé sur une résistance négative	65GHz	3dB	2,6GHz	20dB @ 3GHz de F _c	2.5 mm x 1.1 mm.	
[15]	SiGe	filtre à éléments localisés	77,3 GHz	6,4dB	12GHz	N.C	110* 60 µm ²	
[16]	The thin-film microstrip (TFMS)	filtre à lignes couplées	60GHz	9,3dB	10GHz	N.C	0,14mm ²	

La seconde partie de ce paragraphe est consacrée à l'établissement d'un cahier de charges à respecter résumant les contraintes de filtrage dans le contexte MB-OOK à 60 GHz. Les paramètres critiques des filtres seront étudiés et leurs influences sur les performances de l'architecture et les problèmes de chevauchement et de recouvrement entre canaux adjacents seront mis en évidence.

V.1.2.2.1. Cahier de charges pour la solution de filtrage

Les contraintes de filtrage dépendent de l'emplacement des filtres dans l'architecture, du standard à respecter et de la décomposition en canaux.

De façon générale, les caractéristiques d'un filtre passe bande, définissent son gabarit et se résument dans :

- la largeur de bande.
- les fréquences de coupure.
- les pertes d'insertion dans la bande.
- la rejection hors bande, sélectivité.
- les impédances en entrée et en sortie, TOS.
- le déphasage et le retard de groupe induits.
- le niveau de puissance supporté à l'entrée du filtre.
- encombrement, poids et coût.

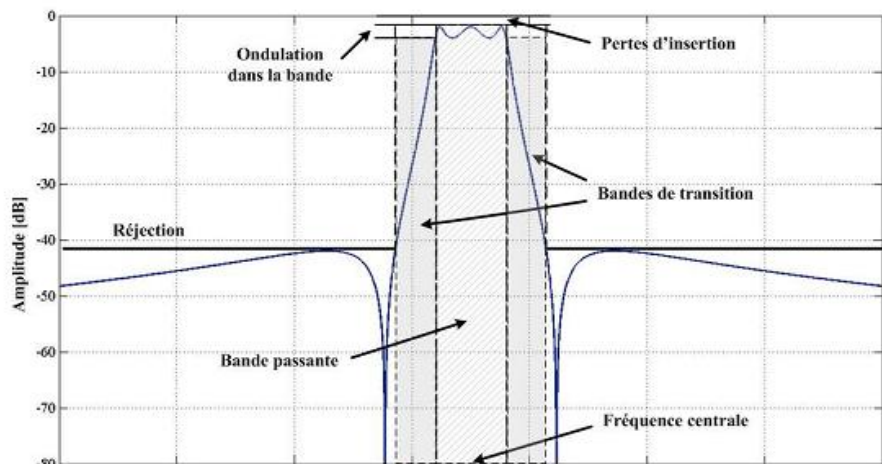


Figure 110 : Paramètres caractéristiques d'un filtre

Dans le cas de l'étude, on a décidé de travailler dans le cas de 4 sous bandes de fréquences avec une bande relative constante $\frac{\Delta f}{f_c} = 2.7\%$

Tableau 25 : Gabarit du banc de filtres passe bandes dans une configuration 4 sous bandes

Fréquence centrale	Largeur de bande	Pertes d'insertion	Ondulations dans la BP	Réjection
57.8	1.6	entre 1.5 et 2	0.5	15 à 25
59.5	1.65	entre 1.5 et 2	0.5	15 à 25
61.3	1.7	entre 1.5 et 2	0.5	15 à 25
63.1	1.75	entre 1.5 et 2	0.5	15 à 25

En se basant sur ce cahier de charges pour la fonction de filtrage, on a essayé de déterminer l'ordre minimum requis pour la réponse du filtre à concevoir.

Théoriquement :

Tchebycheff :

Il s'agit d'une approximation polynomiale assez populaire car elle présente la plus grande raideur parmi toutes les approximations pour un ordre donné du filtre. Cependant, cette approximation présente quelques inconvénients, comme l'ondulation dans la bande et un temps de propagation du groupe non constant dans la bande passante.

Sa fonction de transfert est sous la forme :

$$T(x) = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \cdot C_n^2(x)}}$$

avec $C_0(x) = 1$, $C_1(x) = x$ et $C_{n+1}(x) = 2 \cdot x \cdot C_n(x) - C_{n-1}(x)$

L'ordre du filtre respecte la relation ci-dessous :

$$n \geq \frac{\arg ch \left(\sqrt{\frac{10^{\frac{b}{10}} - 1}{10^{\frac{a}{10}} - 1}} \right)}{\arg ch(X_1)}$$

avec

$$X_1 = \frac{|f_1'^2 - f_2'^2|}{f_1' f_2' - f_1 f_2}$$

b : la réjection hors bande

a : atténuation dans la bande

En utilisant les valeurs fixées dans le cahier des charges, on trouve $X_1 = 1.99$ $n \geq 1.91$

Butterworth :

Il s'agit d'un deuxième type des filtres polynomiaux présentant comme avantages : une amplitude assez constante sur la bande passante, un bon retard de groupe et une facilité de calcul. Néanmoins, il présente une réjection moyenne.

Sa fonction de transfert est sous la forme :

$$T(x) = \frac{1}{\sqrt{1 + x^{2n}}}$$

L'ordre du filtre est déterminé de la façon suivante :

$$n \geq \frac{\ln \left(\frac{10^{\frac{b}{10}} - 1}{10^{\frac{a}{10}} - 1} \right)}{2 \ln(X_1)}$$

On obtient dans ce cas $n \geq 2.8$

A l'aide de HP-ADS :

A l'aide du module complémentaire d'ADS de synthèse de filtres, on va essayer de déterminer en fonction des contraintes de filtrage précédemment définies, l'ordre minimum donné avec chaque approximation de filtres pour rentrer dans le gabarit voulu.

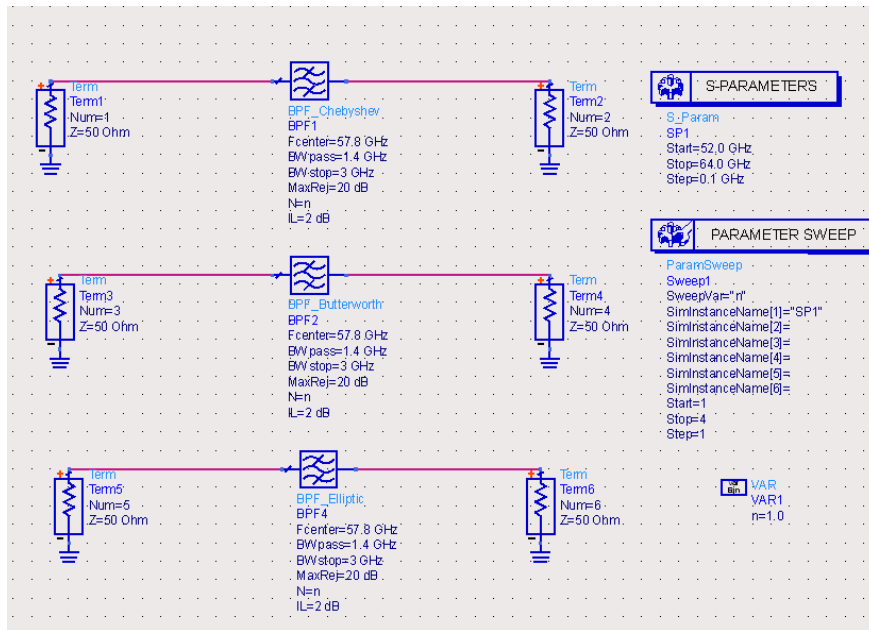


Figure 111 : Schéma de simulation sous ADS pour la détermination de l'ordre des filtres

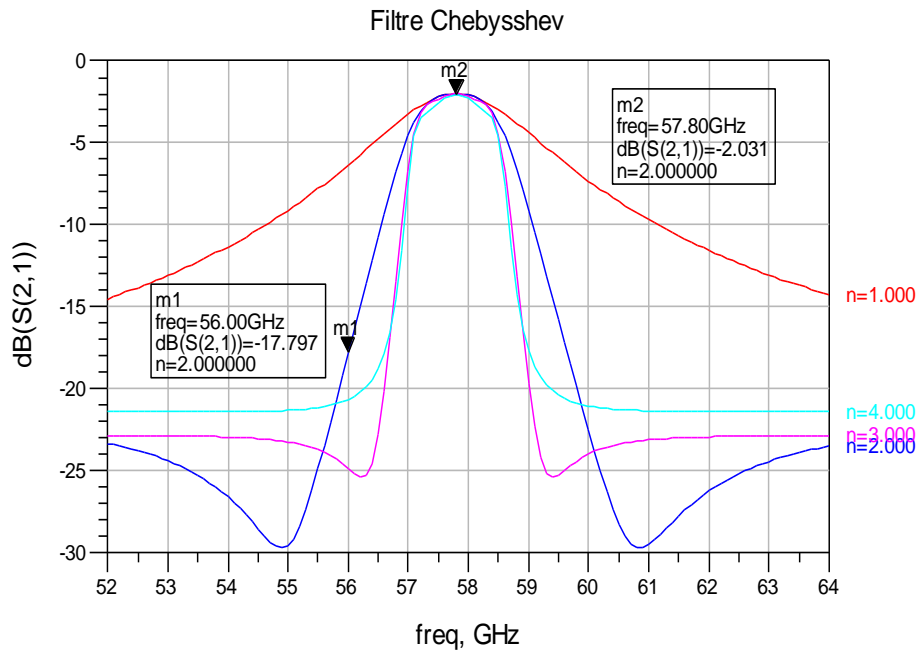


Figure 112 : Filtres Tchebycheff pour n = 1 à n = 4

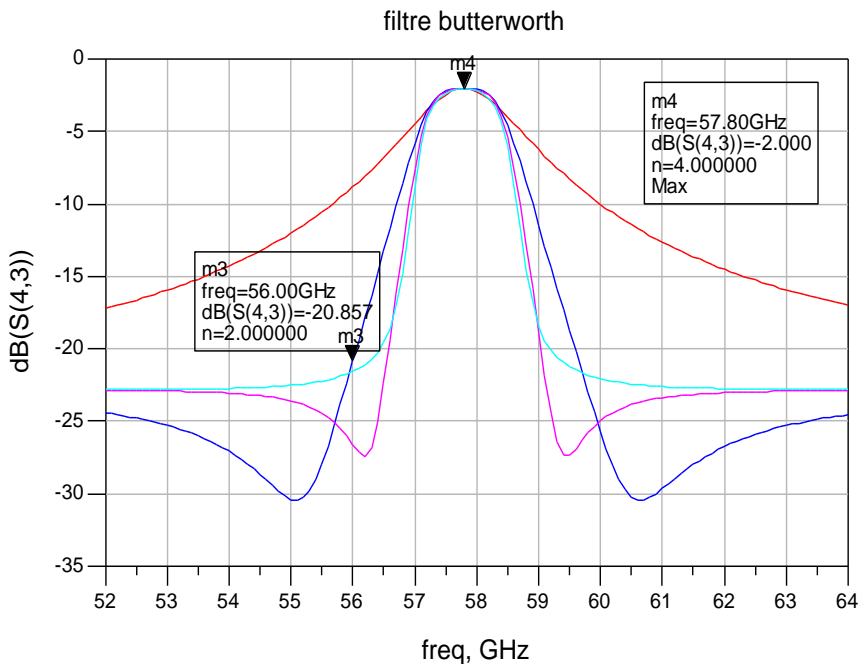


Figure 113 : Filtres Butterworth pour n = 1 à n = 4

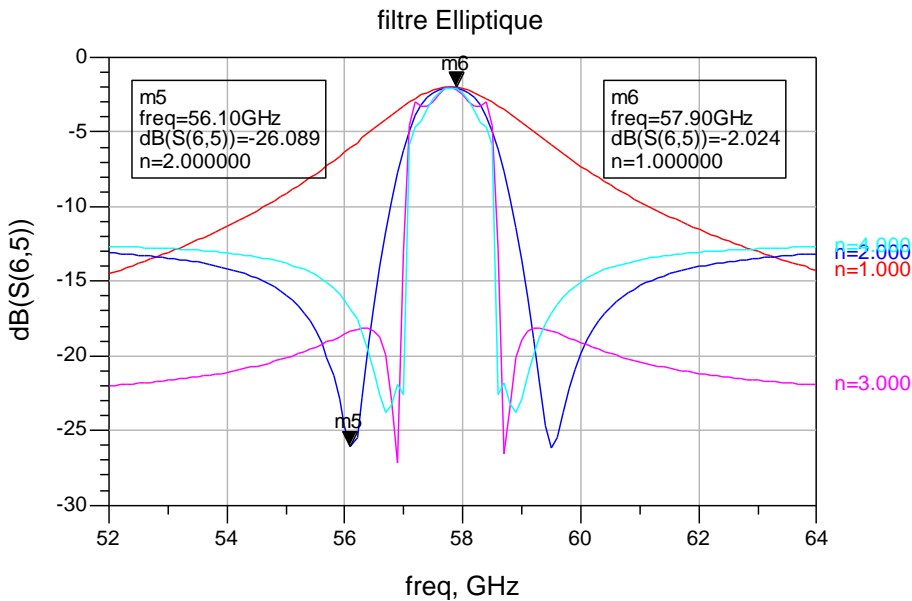


Figure 114 : Filtres Elliptiques pour n = 1 à n = 4

On partira donc sur une approche de filtre d'ordre 2 dans le but de minimiser au maximum les éléments utilisés et donc avoir un encombrement et un coût les plus faibles possibles.

Notre choix pour la solution de filtrage s'est porté sur des lignes couplées car la gamme de fréquences typique pour leur utilisation est comprise entre quelques Gigahertz et quelques dizaines de gigahertz.

Quant au choix du substrat utilisé, il s'est porté sur un substrat III-V, l'Arséniure de Gallium (*AsGa*), qui a été très utilisé pour les circuits microondes et millimétrique. Les substrats III-V comme l'*AsGa* et l'*InP* présentent les meilleures performances en termes de pertes.

Ligne Microstrip :



Figure 115 : Schéma d'une ligne micro-ruban

Une ligne microruban *microstrip* est l'une des technologies les plus utilisées dans les circuits MMIC. Ces lignes permettent d'assurer la transmission des signaux mais aussi les connexions entre les composants. Elles sont à la base de la conception de plusieurs composants passifs comme les coupleurs, les déphaseurs, les filtres et les diviseurs.

La structure micro-ruban est constituée d'une couche métallique mince déposée sur un substrat diélectrique. Ce type de structure est caractérisé par un plan de masse en face arrière.

Le substrat est caractérisé par son épaisseur h , sa permittivité diélectrique relative ϵ_r , et sa tangente de pertes.

La couche métallique est caractérisée par sa largeur et son épaisseur t .



Figure 116 : Paramètres d'une ligne micro-ruban (à gauche) et ses lignes de champs électriques (à droite)

Lignes couplées :

Deux lignes placées parallèlement de façon assez proche, présentent un couplage électromagnétique en assurant la transmission de l'énergie d'une ligne à l'autre. Les modes de propagation de l'onde sont de type TEM (Transverse Electric et Magnétique) ou quasi TEM, les composantes des champs électrique et magnétique selon la direction de propagation de l'onde sont nulles.

Les filtres à lignes couplées utilisent souvent des résonateurs basés sur des lignes demi-onde $\frac{\lambda}{2}$ ou des lignes quart d'onde à couplage parallèle $\frac{\lambda}{4}$. La réponse du filtre est directement liée aux nombre de résonateurs utilisés, nombre de pôles du filtre, de l'espacement entre les lignes et des impédances des résonateurs.

Ce genre de filtre est assez encombrant dès que l'on augmente le nombre de résonateurs. Il faut donc essayer de trouver le bon compromis entre le nombre de résonateurs et les performances obtenues.

En se basant sur l'outil de conception annexe de HP-ADS pour la conception de circuits passifs, on va essayer de chercher le nombre minimum de résonateurs permettant de respecter le gabarit.

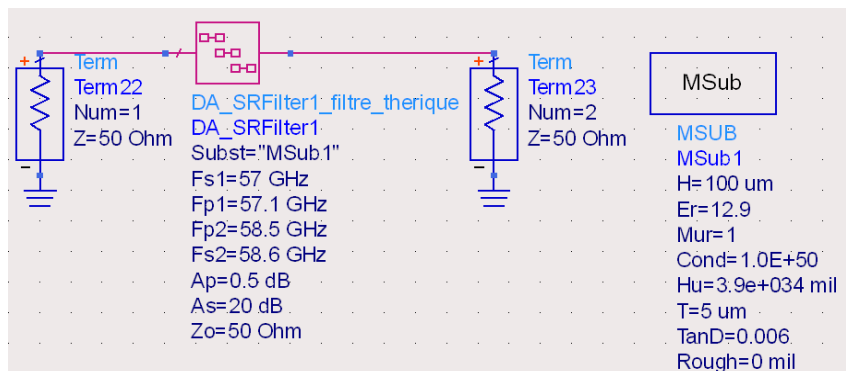


Figure 117 : Schéma de la simulation avec l'outil de synthèse des filtres à lignes couplées avec HP-ADS

Le filtre obtenu en minimisant au maximum le nombre de résonateurs : (n=2)

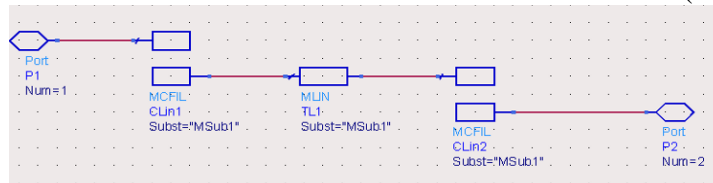


Figure 118 : Proposition de filtre à lignes couplées d'ordre 2

On voit bien que dans ce cas les contraintes en termes de pertes d'insertion sont respectées. Cependant la raideur du filtre est moyenne.

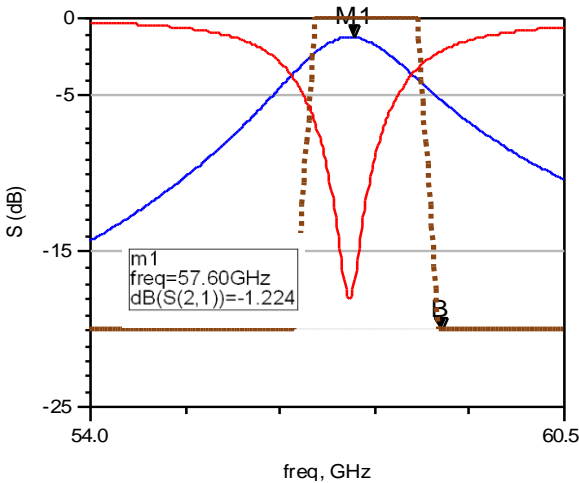


Figure 119 : Réponse de la proposition de filtre à lignes couplées d'ordre 2

On essaye d'augmenter le nombre de résonateurs pour améliorer la raideur du filtre, on obtient :

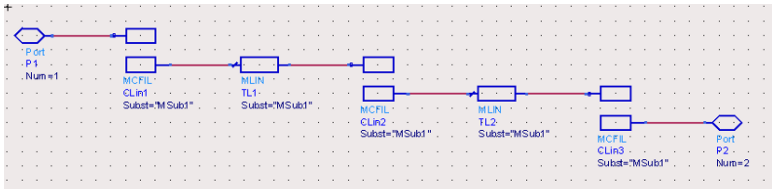


Figure 120 : Proposition de filtre à lignes couplées d'ordre 3

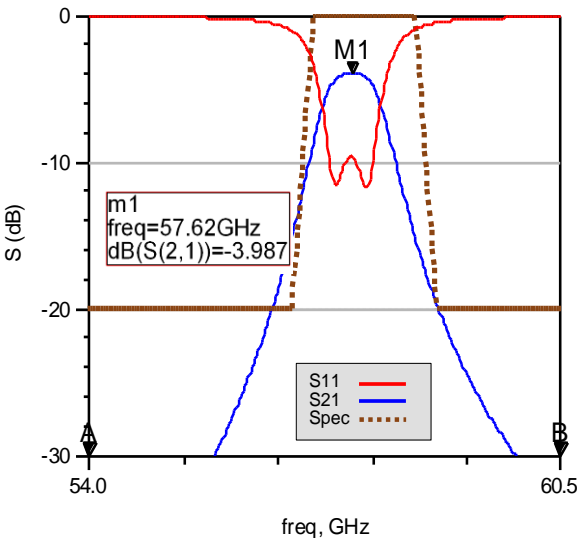


Figure 121 : Réponse de la proposition de filtre à lignes couplées d'ordre 3

Cette fois ci, le filtre présente beaucoup plus de pertes d'insertions, mais avec une meilleure raideur et une bande passante plus plate.

La structure va donc être améliorée dans la perspective d'occuper le moins de surface avec les meilleures performances.

La structure adoptée :

La structure du filtre adoptée finalement est donnée par la figure suivante. Dans cette première partie, les simulations ont été réalisées avec un substrat AsGa ayant une seule couche de métallisation d'épaisseur 5 um. Ci-dessous des exemples de structures qui ont été analysées et simulées :

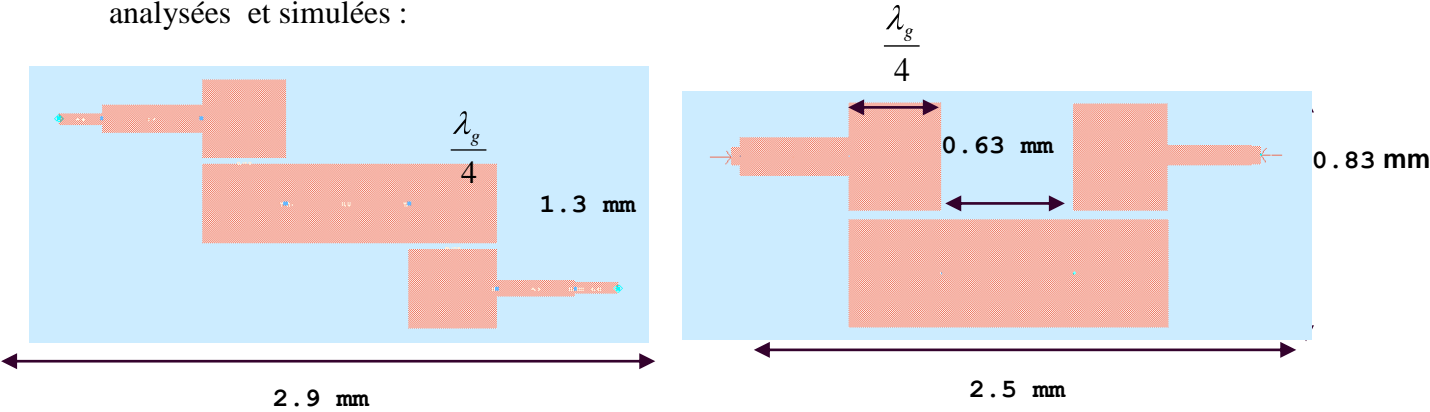


Figure 122 : Deux exemples de filtre simulé d'ordre 2

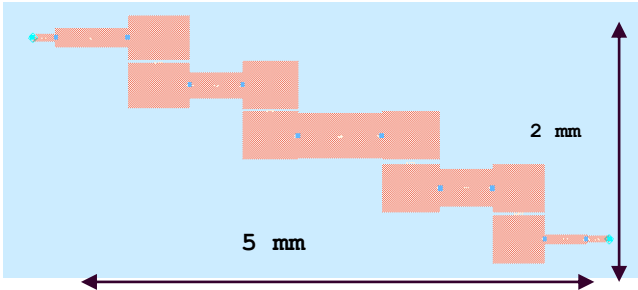


Figure 123 : Exemple de filtre d'ordre 4 simulé

La structure qui a été retenue pour l'étude est la suivante :

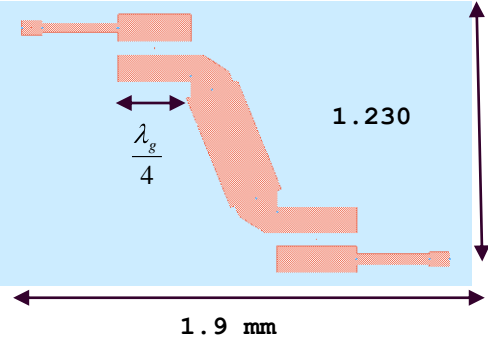


Figure 124 : Structure de filtre à lignes couplées retenue

La structure a été utilisée pour la conception des 4 filtres, en jouant sur les dimensions du filtre afin d'accorder les filtres en fréquence.

La figure présente un exemple de filtre optimisé pour la bande 4, avec $f_c=63.3$ GHz, avec les différentes dimensions.

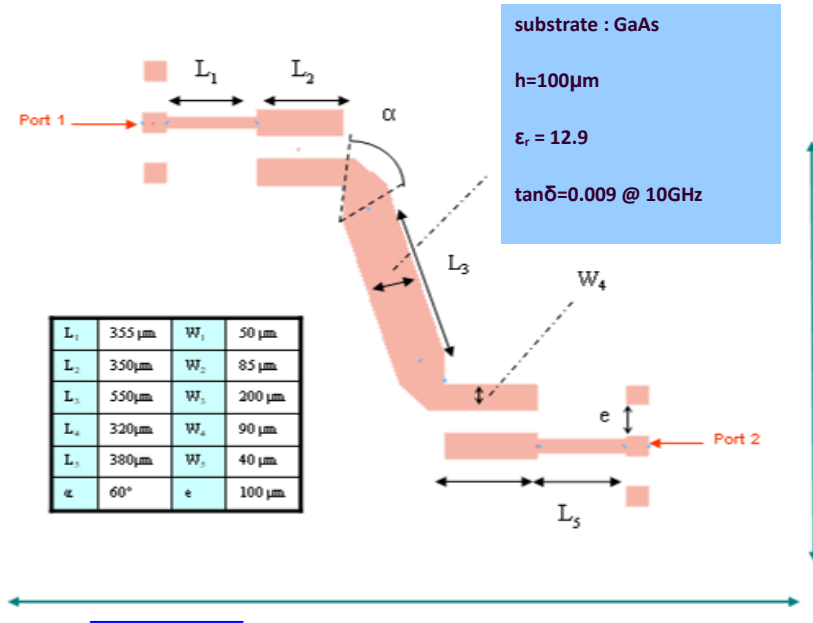


Figure 125 : Exemple des différentes dimensions de l'un des filtres passe bande simulés

Le filtre présente des pertes d'insertion inférieures à 3 dB, une bande passante à -3dB de 1.8 GHz et une réjection de -15 dB à 2 GHz de la fréquence centrale. Les simulations électriques et électromagnétiques convergent.

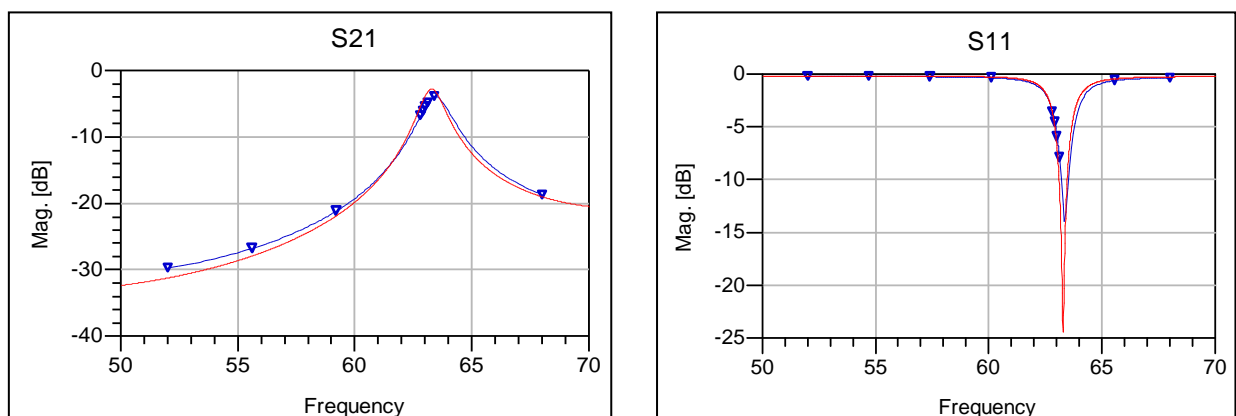
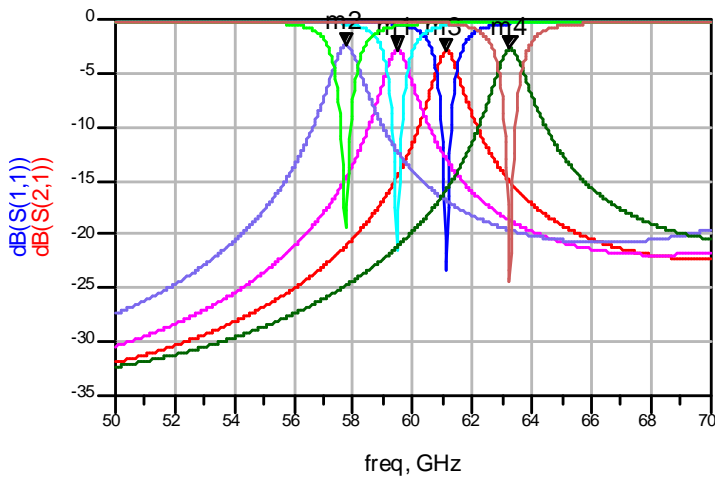


Figure 126 : Convergence des simulations électriques et électromagnétiques de l'un des filtres simulés avec HP-ADS



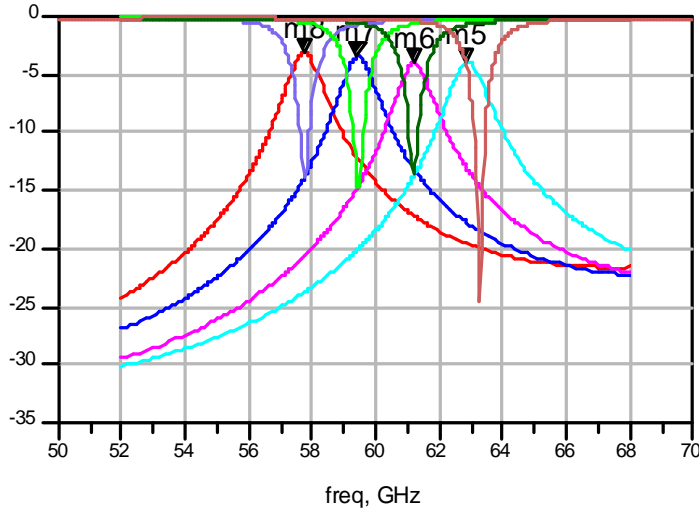
m2
freq =57.74 GHz
dB(S(2,1))=-2.42

m3
freq =61.12 GHz
dB(S(2,1))=-2.95

m1
freq =59.47 GHz
dB(S(2,1))=-2.82

m4
freq =63.26GHz
dB(S(2,1))=-2.74

Figure 127 : Simulations électriques du banc de filtres



m8
freq =57.74 GHz
dB(S(2,1))=-3.1

m6
freq =61.19 GHz
dB(S(2,1))=-4

m7
freq =59.43GHz
dB(S(2,1))=-3.4

m5
freq =63.1GHz
dB(S(2,1))=-3.9

Figure 128 : Simulations électromagnétiques du banc de filtres

Un avantage majeur de ce type de filtres est qu'il peut être aussi réalisé pour une approche 3 bandes avec une largeur de bandes relative $\frac{B_f}{f_c} = 2.7\%$ supérieure à celle de l'approche 4 sous bandes $\frac{B_f}{f_c} = 3.9\%$. L'approche trois sous bandes peut être intéressante pour éviter les risques de chevauchements entre sous bandes avec des filtres à rejection moyenne.

Ces filtres ont été introduits au niveau de la simulation de la chaine complète et les spectres à la sortie des blocs de filtres ont été visualisés dans les deux scénarii.

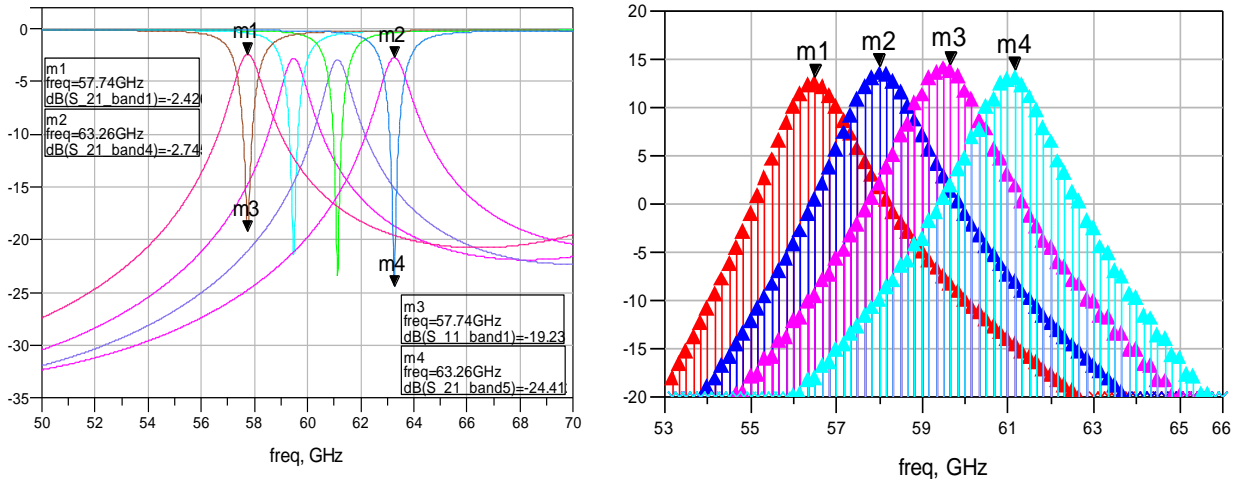


Figure 129 : Spectre du signal à la sortie des 4 filtres passe bande

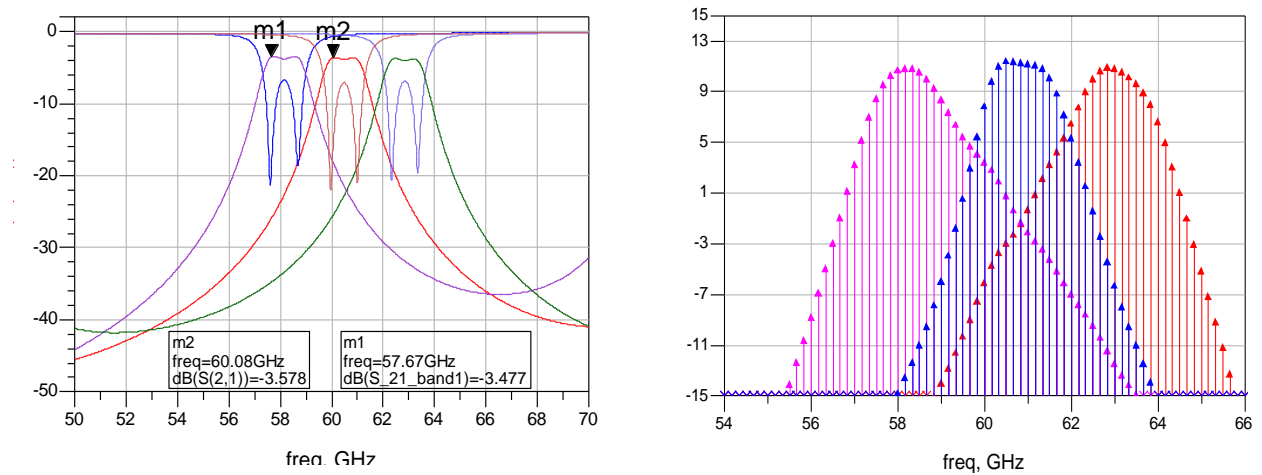


Figure 130 : Spectre du signal à la sortie des 3 filtres passe bande

Le problème de chevauchement entre les bandes est plus important dans le cas 4 sous bandes. Une comparaison des interférences entre sous bandes dans les deux cas est estimée à l'aide de l'ACPR.

ACPR : Adjacent channel power ratio

L'ACPR est défini comme étant le rapport entre la puissance du canal adjacent sur la puissance du canal principal. Ce paramètre permet de donner une idée sur les perturbations introduites aux niveaux des différents canaux adjacents, voir figure 131.

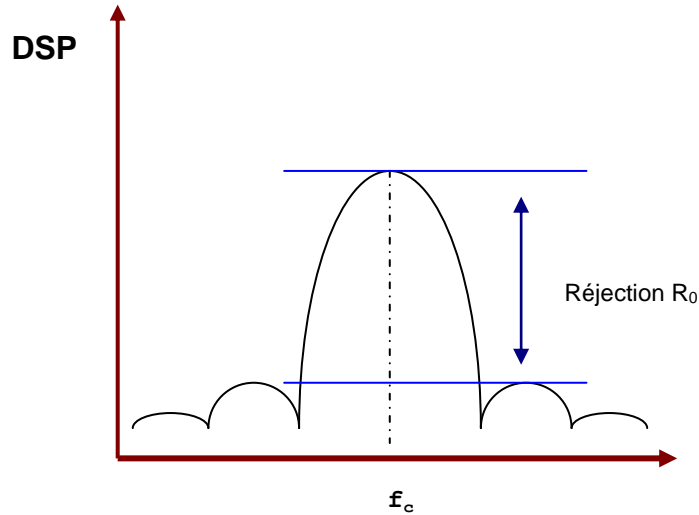


Figure 131 : Illustration de la notion d'ACPR adjacent

$$ACPR = \frac{P_0}{P_{adj1}} = \frac{\int_{C_{prin}} PSD(f)df}{\int_{C_{adj}} PSD(f)df}$$

Quant à l'ACPR « *alternate* », il est défini comme le rapport entre la puissance du canal *alternate* et la puissance du canal principal. Comme le montre la figure suivante :

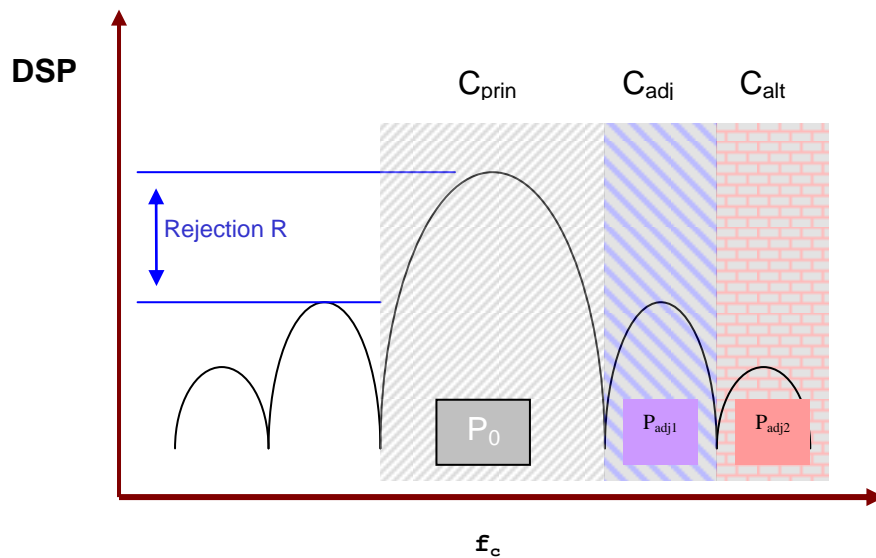


Figure 132 : Illustration de la notion d'ACPR adjacent "alternate"

$$ACPR_alternate = \frac{P_0}{P_{adj2}} = \frac{\int_{C_{prin}} PSD(f).df}{\int_{C_{adj2}} PSD(f).df}$$

Les chiffres d'ACPR calculés sont reportés dans les deux tableaux suivants :

Tableau 26 : Chiffres d'ACPR et ACPR "alternate" calculés pour N = 4

1^{er} Cas (4 filtres)	ACPR droite (dBc)	ACPR «Alternate» droite (dBc)	ACPR gauche (dBc)	ACPR «Alternate» gauche (dBc)
Bande 1	-14.3	-17.6		
Bande 2	-16.1	-21.7	-12.3	
Bande 3	-20		-12	-18.3
Bande 4			-18	-19.4

Tableau 27 : Chiffres d'ACPR et ACPR "alternate" calculés pour N = 3

2^{ème} Cas (3 filtres)	ACPR droite (dBc)	ACPR «Alternate» droite (dBc)	ACPR gauche (dBc)	ACPR «Alternate» gauche (dBc)
Bande 1'	-15.1	-27.1		
Bande 2'	-16.1		-24.2	
Bande 3'			-18.2	-33.3

Une meilleure séparation des bandes est constatée dans le deuxième cas de figure avec des chiffres d'ACPR moins critiques et on a donc moins de chevauchements entre les différentes sous bandes.

Un deuxième paramètre à prendre en considération, est la distorsion temporelle introduite par le filtre sur l'impulsion. Plus le filtre est large bande, est la distorsion temporelle induite. Cette dernière peut être approximée à [17] :

$$T_f = \frac{1}{B_f}$$

Ce temps, doit être pris en considération lors du choix de la durée de répétition de l'impulsion transmise $T_r \geq T_d + T_s + T_f$. Cependant, il est négligeable par rapport au temps de répétition choisi le long de cette étude et sans conséquence sur les performances de l'architecture.

Augmenter le nombre de sous bandes permettrait donc d'augmenter les débits atteints mais présentera plus de contraintes pour les étages de division, de commutation (les temps de commutations des données), de filtrage (réalisation de banc de filtres passe bande avec des bandes relatives plus faibles et avec des pertes raisonnables).

Le tableau suivant donne une illustration des débits atteints dans les deux configurations à une distance de 2m dans un environnement résidentiel avec un étalement de canal ($T_d=0.142\text{ns}$).

Tableau 28 : Comparaison des débits atteints dans le cas N = 3 et N = 4

	1 ^{er} Cas	2 ^{ème} Cas
T_f (ns)	0.66	0.43
T_r (ns)	1.7	1.47
D (Gbps)	2.35	2.04

V.1.3.2.2. Implémentation et réalisation du filtre à lignes couplées

Nous avons à notre disposition deux technologies pour l'AsGa, Triquint TPQ15 et Ommic D01PH. La conception des filtres passe bande nous a permis de comparer les performances de ces deux technologies.

V.1.3.2.2.1. Technologie TQP15 de Triquint :

Le substrat de Triquint est composé du diélectrique AsGa avec une épaisseur de 85 μm et de deux niveaux de métallisation d'épaisseur 0.4 μm et 4 μm .

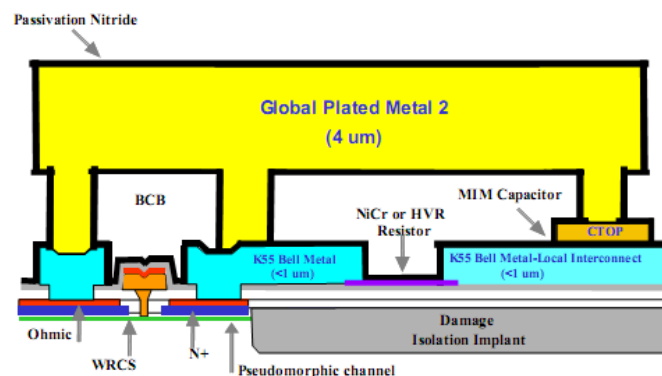


Figure 133 : Schéma de coupe pour la technologie TQP15 de Triquint

Tableau 29 : Caractéristiques des différentes couches dans la technologie TQP15 pHEMT

couche de substrat	épaisseur (um)	Er	tangente de perte
Free space	-	1	0
BCB	1.4	2.86.8	0.0006
SiNx_2	0.1	6.8	0.0004
SiNx_1	0.1	4.1	0.0004
SiO2	0.24	12.9	0.0006
GaAs	85		0.0006

Tableau 30 : Caractéristiques des couches de métallisation de la technologie TQP15 pHEMT

Couche de Métallisation	épaisseur (um)	Conductivité
Metal2	4 um	$4.1 \cdot 10^7$
Blemt	0.4 um	$4.1 \cdot 10^7$

Les pertes de la ligne 50Ω Ohm Triquint sont très faibles, de l'ordre de 10^{-3} dB/85 um à 60 GHz face à 10^{-2} dans le cas d'une ligne AsGa avec une seule couche de métallisation d'épaisseur 0.4um. La technologie Triquint semble être adaptée pour l'implémentation de la solution de filtrage.

Le masque du filtre

Les simulations sous ADS, nous ont permis d'optimiser la structure afin d'avoir les quatre filtres passe bande. Cependant, pour des raisons de tailles disponibles, nous avons dessiné le masque avec des filtres pour la bande 2 et la bande 4.

Afin de diminuer les pertes des lignes, des « via » entre les deux couches de métallisation ont été ajoutés le long de la structure.

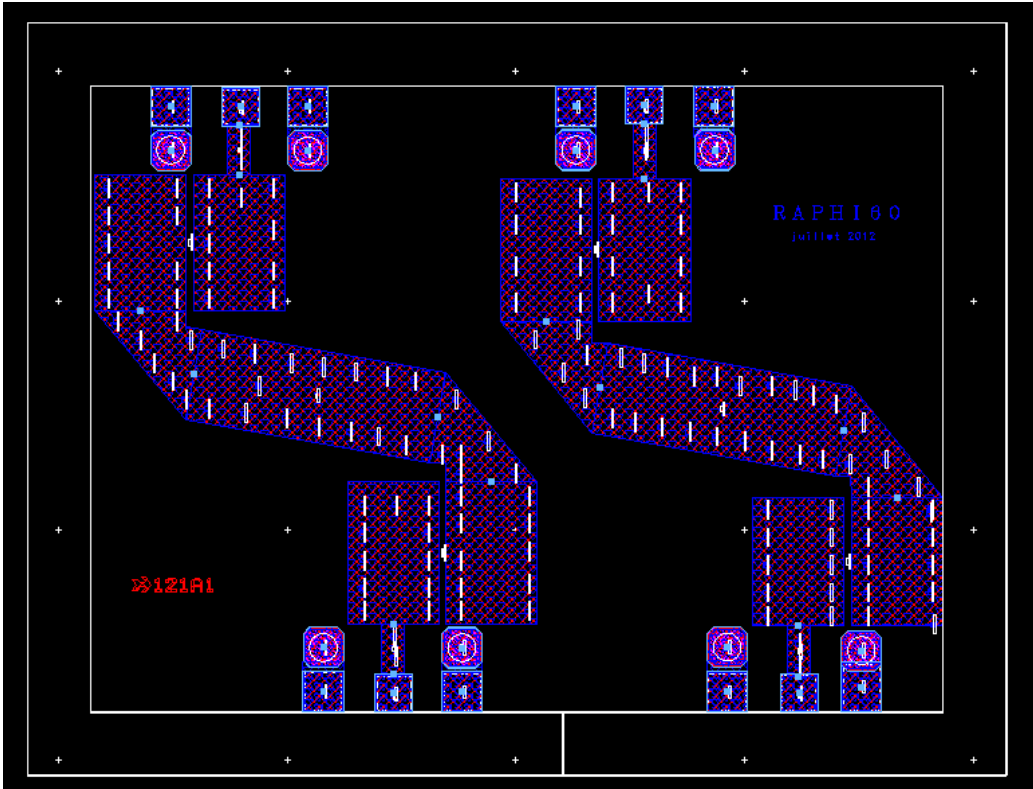


Figure 134 : Layout des deux filtres à 61 GHz et 63 GHz

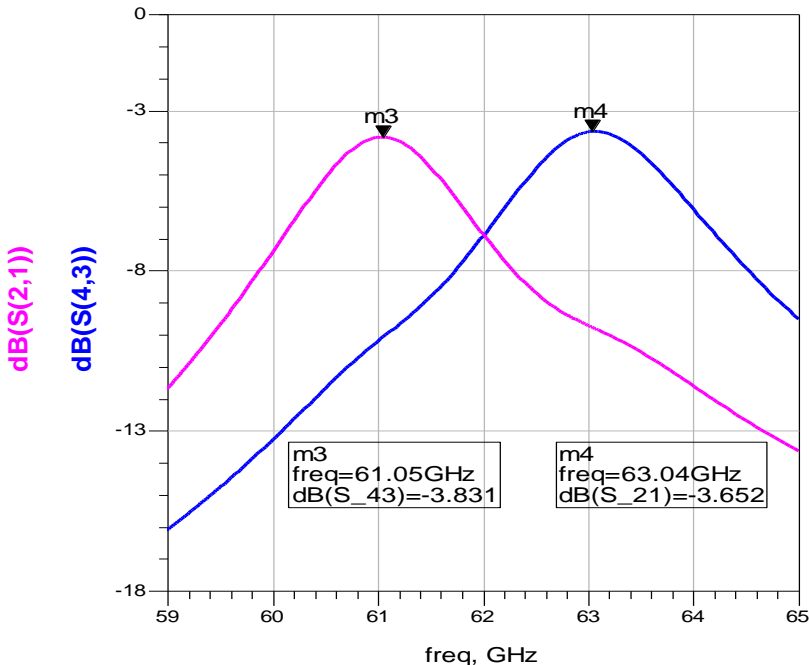


Figure 135 : Réponses des filtres conçus et simulés sous Momentum avec la technologie TQP15

IV.1.3.2.2.1. Technologie D01PH d’OMMIC

La technologie d’Ommic comporte une couche de AsGa de 100um d’épaisseur et de de deux niveaux de métallisation d’épaisseur 0.65um et 2um.

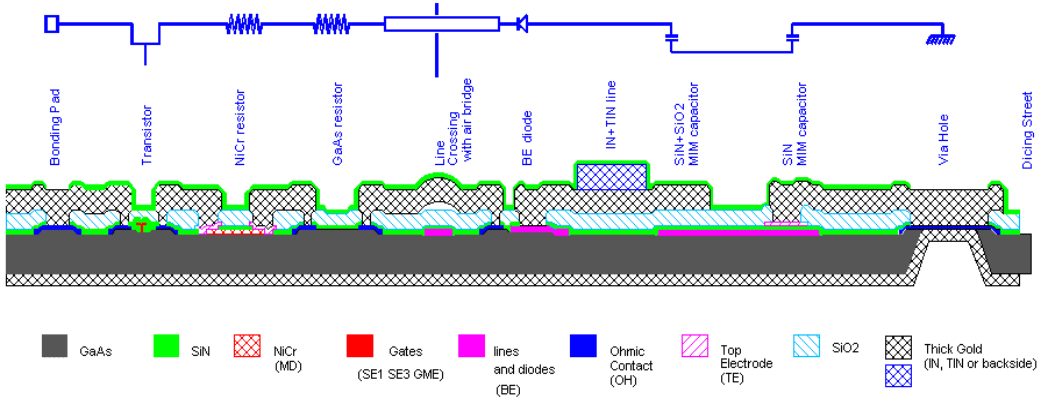


Figure 136 : Schéma en coupe pour la technologie D01PH d'OMMIC

Tableau 31 : Caractéristiques des différentes couches de substrat de la technologie D01PH d'OMMIC

couche de substrat	épaisseur (um)	Er	tangente de perte
Free space	-	1	0
Sin_0	0.15	6.8	0
SiO	0.85	5	0
Sin	0.15	6.8	0
GaAs	100	12.9	0.006

Tableau 32 : Caractéristiques des couches de métallisation de la technologie D01PH d'OMMIC

Couche de Métallisation	épaisseur (um)	Conductivité
Tin	2 um	$2.35 e^7$
Be	0.65 um	$2.3 e^7$

Le masque pour les filtres optimisés dans ce cas est le suivant (bandes 1 et 3) :

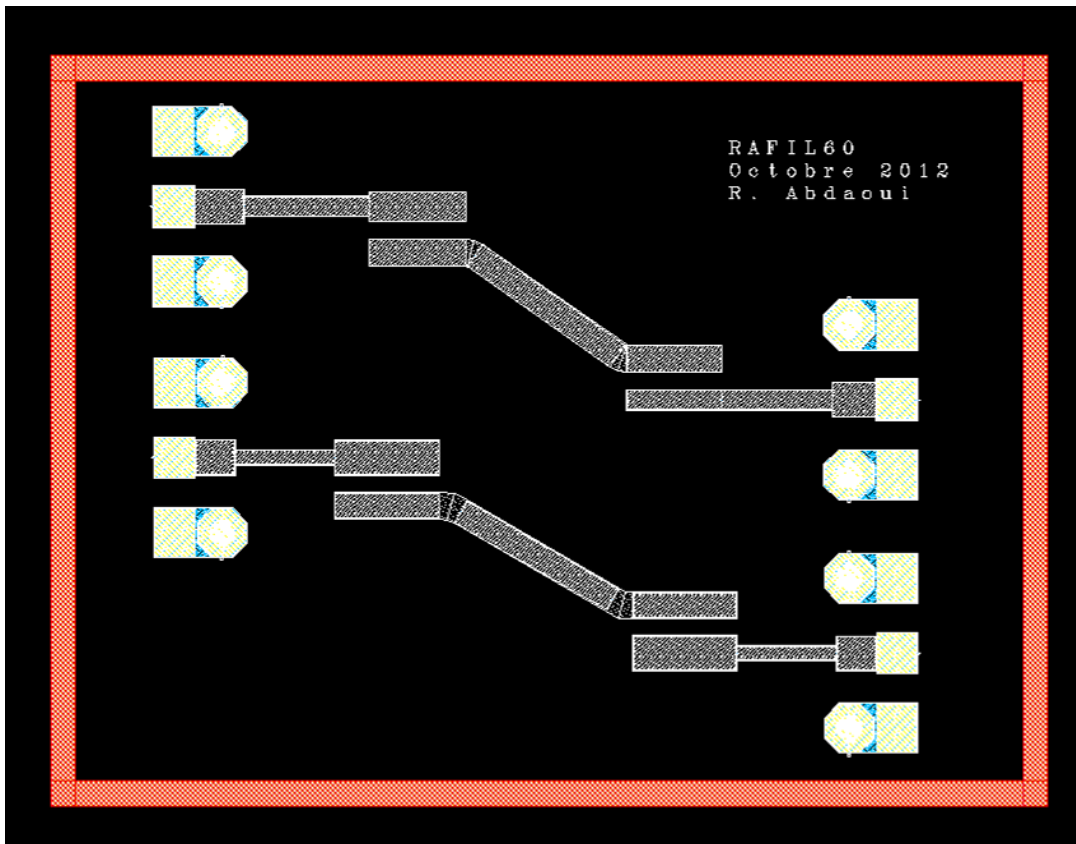


Figure 137 : Layout du filtre en technologie D01PH d'Ommic

Les pertes d'insertions de l'ordre de 3dB. La rejection, est cependant moyenne avec un rapport de -10dB à 4GHz de la fréquence centrale de chaque filtre.

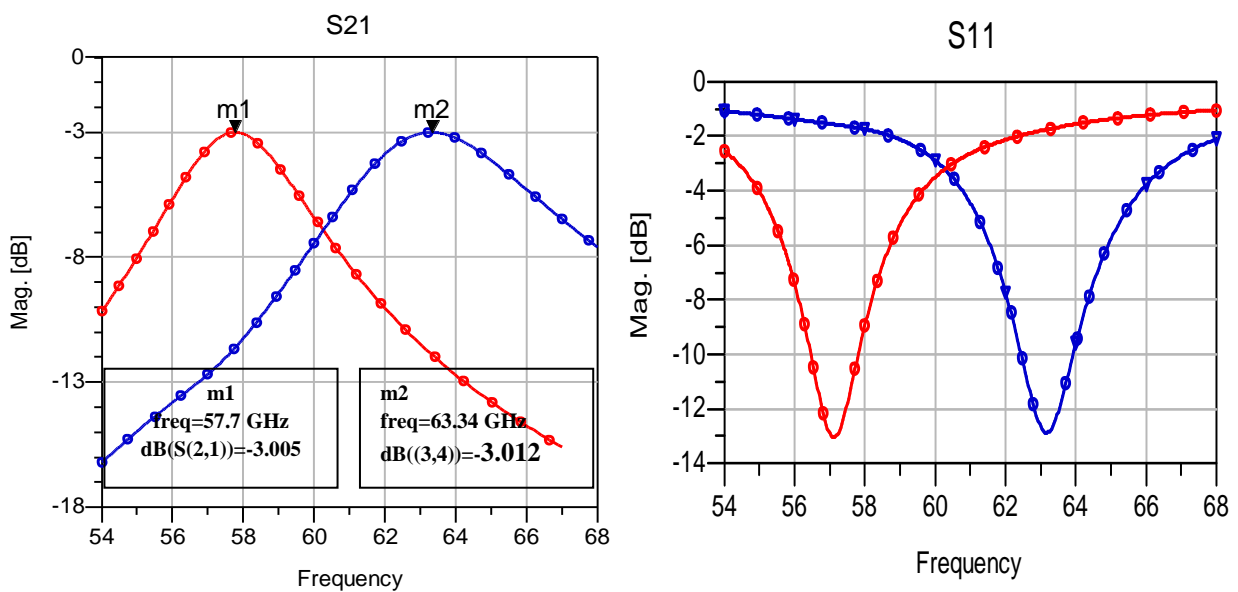


Figure 138 : Simulations électromagnétique de la réponse des filtres

Des contraintes au niveau du CMP, point d'accès chez Triquint, ne nous ont pas permis la fabrication des premiers filtres même s'ils présentaient les meilleures performances.

Afin de valider le concept nous avons tout de même envoyé en fabrication les filtres utilisant la technologie Ommic.

IV.1.4.L'étage de commutation : ses défis et ses limitations

IV.1.4.1. Etat de l'art des commutateurs en bande millimétrique

L'étage de commutation est le troisième élément clé de l'architecture impulsionnelle. Un état de l'art des architectures des commutateurs en bande millimétrique montre la diversité des solutions proposées.

Le choix de la technologie de conception des commutateurs dépend de la fréquence de fonctionnement, de la largeur de bande, de la vitesse de commutation et de la puissance supportée.

La vitesse de commutation est un critère incontournable dans notre cas, car il affecte directement le débit global atteignable par l'architecture multi bande impulsionnelle. Ce point sera détaillé dans la deuxième partie de ce paragraphe.

Les grandeurs caractéristiques pour le bloc de commutation sont :

- ***l'isolation entre l'état passant et l'état bloqué*** : il s'agit du rapport d'amplitude entre une impulsion transmise, modulée par un bit à 1, et une impulsion bloquée, modulée par un bit à 0.

- ***la vitesse de commutation*** : caractérisée par le temps de montée, temps au bout duquel l'impulsion atteint 90% de sa valeur, et le temps de descente, temps au bout duquel l'impulsion atteint 10% de sa valeur maximale.

- ***les pertes d'insertion*** : correspondant au rapport entre la puissance envoyée en entrée et la puissance en sortie de l'interrupteur fermé.

- ***La tenue en puissance*** : caractérisée par la puissance maximale acceptée par le commutateur à 1dB de la compression à une fréquence donnée.

Ci-dessous un état de l'art de quelques commutateurs de type *SPST*, « *Single Put Single Throw* », *SPDT* « *Single Put Double Throw* » ainsi que quelques commutateur de type *SP4T*, « *Single Put 4 Throws* ».

Tableau 33 : Etat de l'art des commutateurs en bande millimétrique

Ref	nature du commutateur	technologie	fréquence d'opération	pertes d'insertions	isolation	P_{1dB}	dimensions (mm ²)	temps de montée	temps de descente
[18]	SPDT	90nm CMOS	50 GHz	3,4dB	13,7dB	14dBm	0,004	N.C	N.C
[19]	SPDT	130 nm CMOS	60 GHz	4,5dB à 5,8dB	24dB à 26dB	4,1dBm	0,221	400ps	360ps
[20]	SPDT	45-nm CMOS SOI	60 GHz	2,5 dB	22 dB	7,1 dBm	0,47*0,56	350ps	300 ps
[21]	SP4T	130 nm CMOS	30 GHz	2,7 dB	25 dB	9dBm	0,045	N.C	N.C
[22]	SPST	HJFET MMIC	60 GHz	1,64 dB	20 dB	N.C	0,52*0,63	N.C	N.C
[22]	SPDT		40 GHz	3-4 dB	25dB	N.C	0,86*0,96	N.C	N.C
[23]	SPDT	AsGa pHEMT MMIC	60 GHz	<2 dB	>30 dB	N.C	1,45*1	N.C	N.C
[23]	SPST		60 GHz	0,4 dB	34 dB	N.C	N.C	N.C	N.C
[24]	SPDT		60 GHz	< 3 dB	>25 dB	N.C	1*1	N.C	N.C
[24]	SPDT		15-80 GHz	< 3,6 dB	>25 dB	N.C	1,5*1,5	N.C	N.C
[24]	SPST		80 GHz	< 3 dB	>24 dB	N.C	1*0,75	N.C	N.C
[25]	SPST		94 GHz	1,6 dB	22 dB	N.C	N.C	N.C	N.C

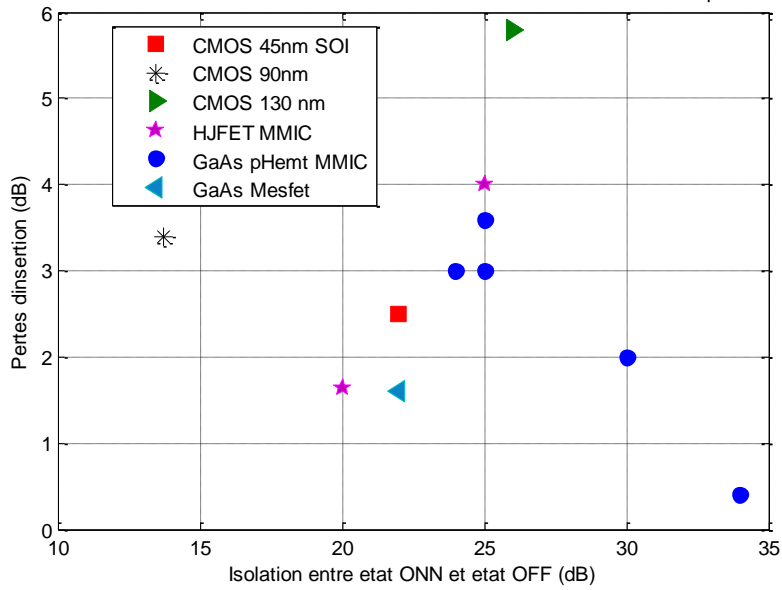


Figure 139 : Illustration des pertes d'insertion des commutateurs en fonction de leurs isolations

IV.1.4.2. Approches proposées

IV.1.4.2.1. Utilisation de commutateurs SPST

Le choix de la topologie du commutateur est basé sur deux critères importants du cahier des charges, la complexité et la facilité d'intégration. Ce a conduit à des structures de commutateur assez classiques avec une mise en cascade de plusieurs dispositifs de commutation dans des configurations série-parallèle afin d'augmenter la plage de fonctionnement de ces commutateurs tout en analysant les temps de commutations et les adaptations.

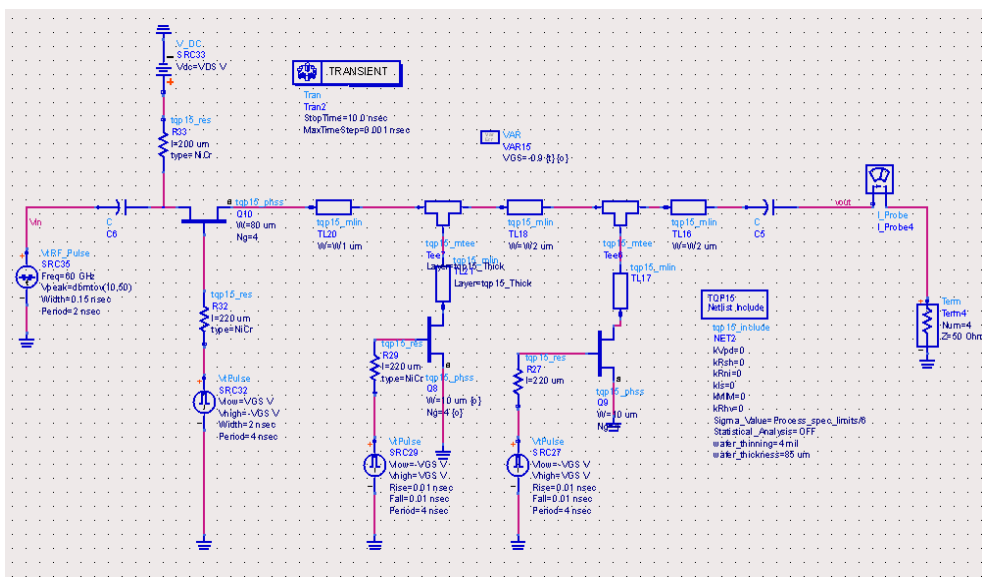


Figure 140 : Schéma global de l'architecture du SPST simulé

Cette structure est composée de la cascade d'un transistor pHEMT en série et deux en parallèle. Les transistors montés en série et en parallèle sont polarisés de façon complémentaire : quand le premier est passant les deux suivant sont bloqués et inversement.

La mise en cascade de plusieurs transistors en permet d'améliorer l'isolation (R_{on} court-circuite le signal RF en hautes fréquences).

La structure SPST, ainsi présentée a été simulée et les résultats suivants ont été obtenus:

Adaptation et Isolation

Le commutateur présente des pertes d'insertion inférieures à 2dB à l'état passant avec une bonne adaptation ($S_{11} \approx -40\text{dB}$).

Pour l'isolation *On /Off* (entre l'état passant et l'état bloqué), elle atteint 20dB dans ce cas.

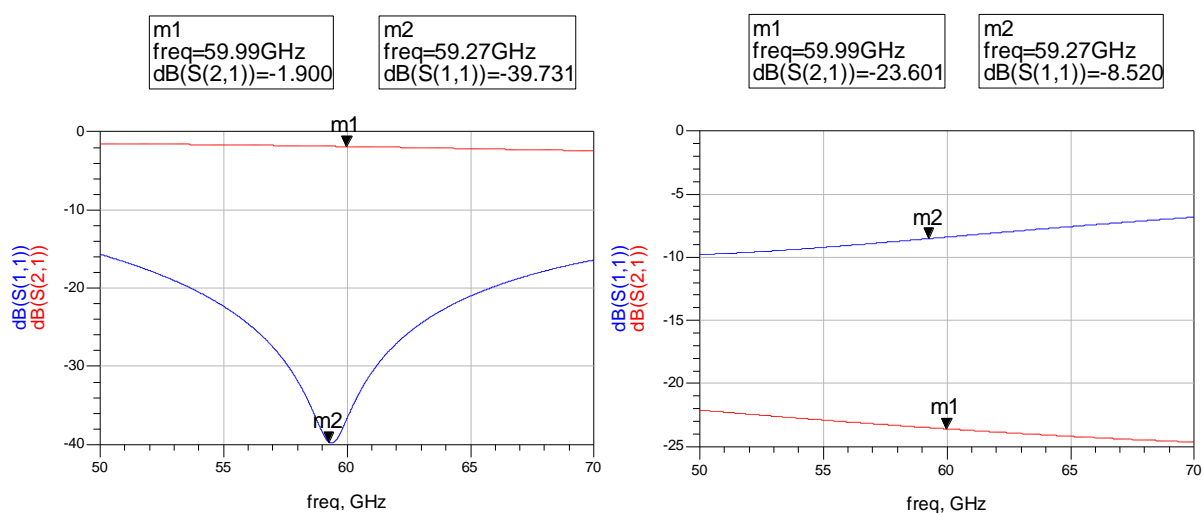


Figure 141 : Simulations fréquentielles du commutateur pour l'état passant et l'état bloqué autour de 60 GHz

Vitesse de commutation

Le commutateur est commandé à l'aide de la tension de polarisation V_{GS} des transistors pHEMT. Celle-ci dépend des données envoyées. Le commutateur est bloqué pour un bit à 0 et il est passant pour un bit à 1.

La figure 140 montre l'allure d'un train d'impulsions modulées à 60 GHz, avec une durée temporelle de 150ps, à la sortie du commutateur pour le train de données suivant [1 0 1 0 1].

On obtient un rapport de 5 entre l'amplitude de l'impulsion transmise et l'impulsion bloquée. Ceci est dû à des fuites aux niveaux des différents transistors mais reste raisonnable comme le montrera la partie suivante qui aura pour objet de déterminer le seuil minimum à partir duquel l'impulsion de fuite devient gênante.

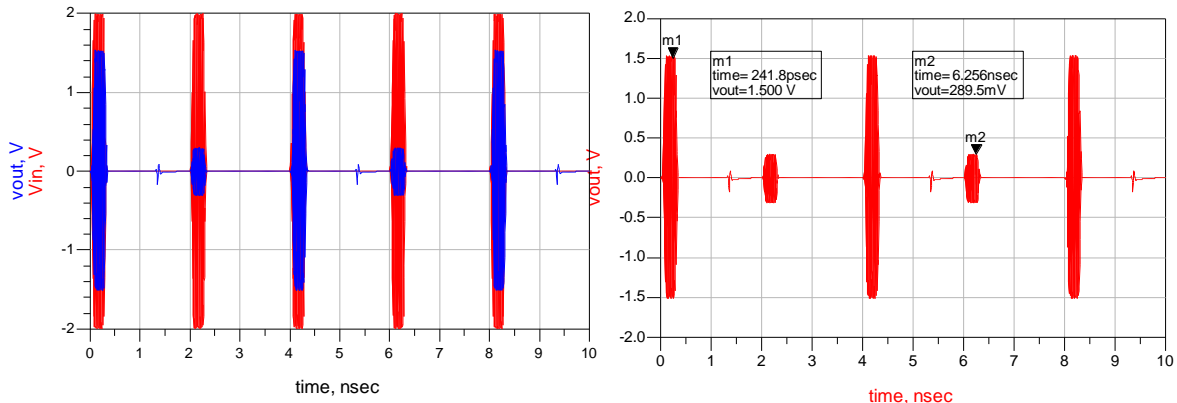


Figure 142 : Allure des impulsions à l'entrée et à la sortie du commutateur SPST

Une impulsion de type rectangulaire est maintenant envoyée au niveau du commutateur afin d'estimer le temps de montée et le temps de descente. Le temps de montée est calculé à 12.5 ps et le temps de descente est de 51 ps, figure 143.

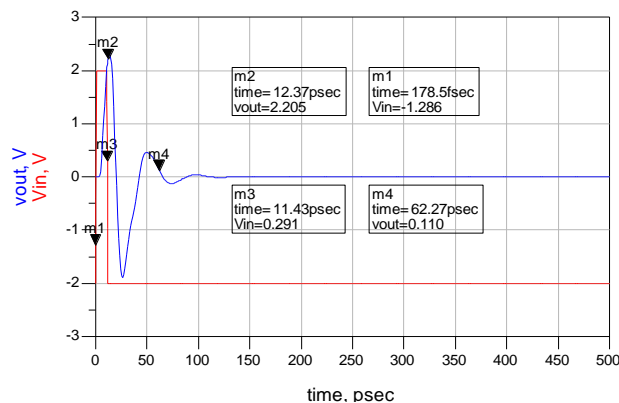


Figure 143 : Estimation du temps de montée et de descente du commutateur SPST

IV.1.4.2.2. Utilisation de commutateurs SPDT une entrée /deux sorties

A partir de la structure précédente, on a étudié le cas de commutateur une entrée et deux sorties, SPDT. Chacune des deux branches se compose du précédent SPST adaptée chacune en entrée à 25 Ohms.

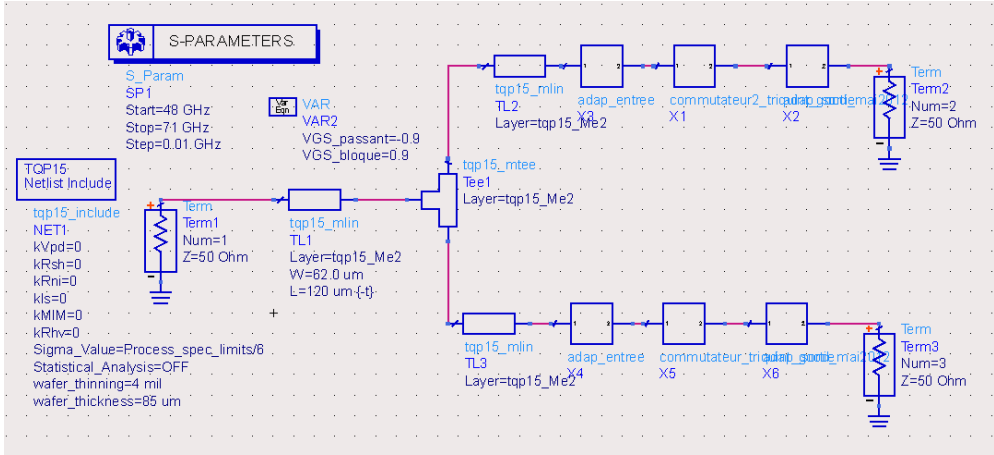


Figure 144 : Schéma global de l'architecture du commutateur SPDT

On obtient des pertes d'insertions de l'ordre de 5dB. Quant à l'isolation On /Off elle est de 4,5dB. L'isolation entre les deux bandes est de 16dB, on rappelle que les deux voies ne peuvent pas être passantes simultanément car le SPDT dans ce cas va jouer le rôle de commutateur et il assurera la répartition des impulsions sur les deux bandes, étant donné que les données sur les différentes bandes sont décalées d'un temps τ qui est de l'ordre d'un quart du temps de répétition des impulsions.

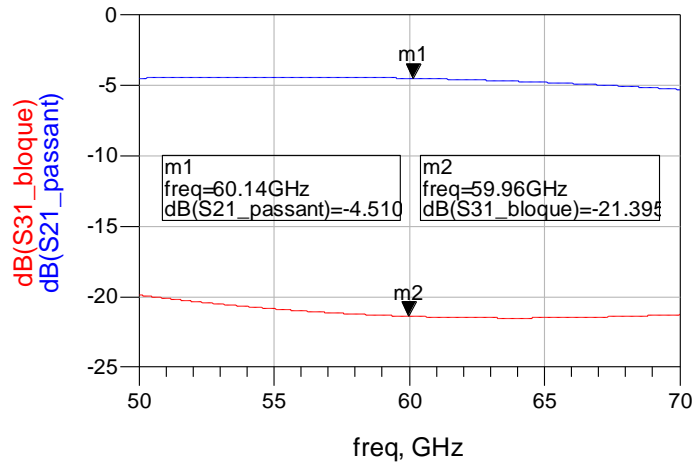


Figure 145 : Simulation des paramètres S pour l'état passant et l'état bloqué

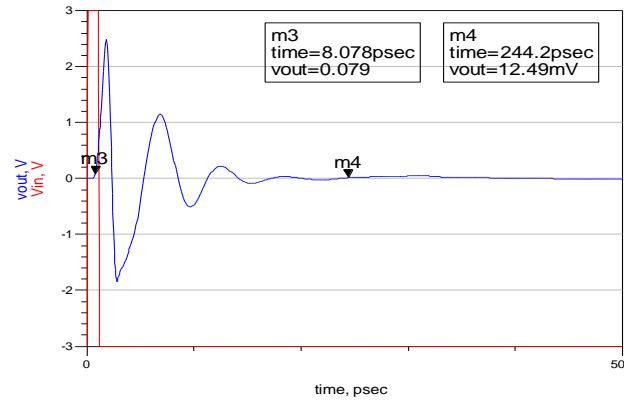


Figure 146 : Temps de commutations pour le commutateur SPDT

Le temps de montée dans ce cas n'a pas beaucoup augmenté (10ps). Toutefois, le temps de descente a beaucoup augmenté et dépasse les 200ps ce qui peut être critique car il devient comparable à la durée de l'impulsion mais reste toujours inférieur à 400ps qui est le temps de séparation des données de modulation

IV.1.4.3. Analyse des performances des étages de commutation dans l'architecture

Pour conclure quant à la qualité des performances du commutateur, on utilisera un bloc d'ADS permettant de modéliser un commutateur SPST. Les performances de ce composant sont donc analysées dans le but de fixer les limitations acceptables pour un bon fonctionnement de l'architecture MB-OOK.

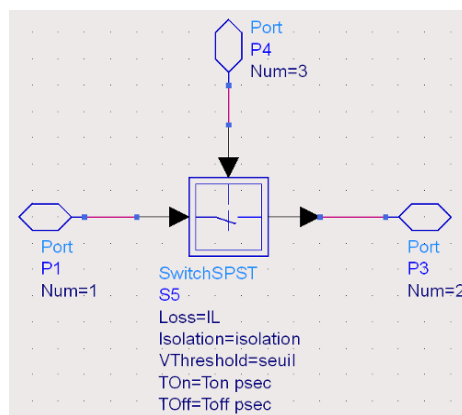


Figure 147 : Schéma du bloc commutateur SPST sous ADS

Le premier critère à étudier est le temps de montée T_{on} et le temps de descente T_{off} .

Les considérations établies sont les suivantes :

- pour une impulsion correspondant à un bit à « 0 », on doit avoir une amplitude de moins de 1/6 de la tension l'amplitude maximale possible
- pour une impulsion correspondant à un bit à « 1 » on doit avoir une amplitude dépassant les 80% de l'amplitude maximale d'une impulsion.

La figure 43, ci-dessous montre les deux conditions dans un cas critique, ($T_{ON}=600ps$ et $T_{OFF}=250ps$, isolation de 20dB)

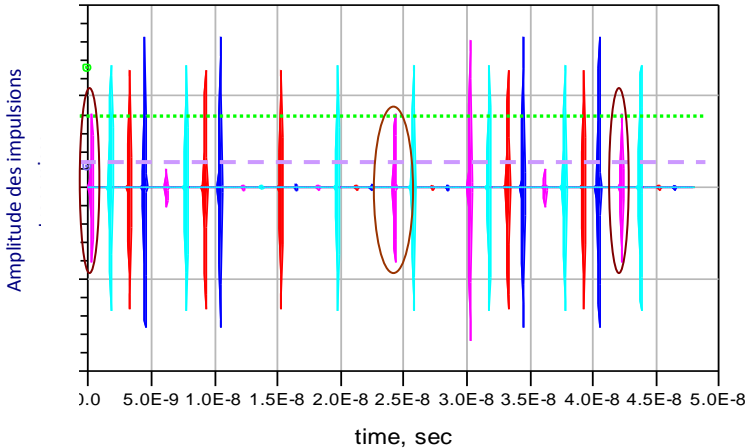


Figure 148 : Illustration d'un cas critique

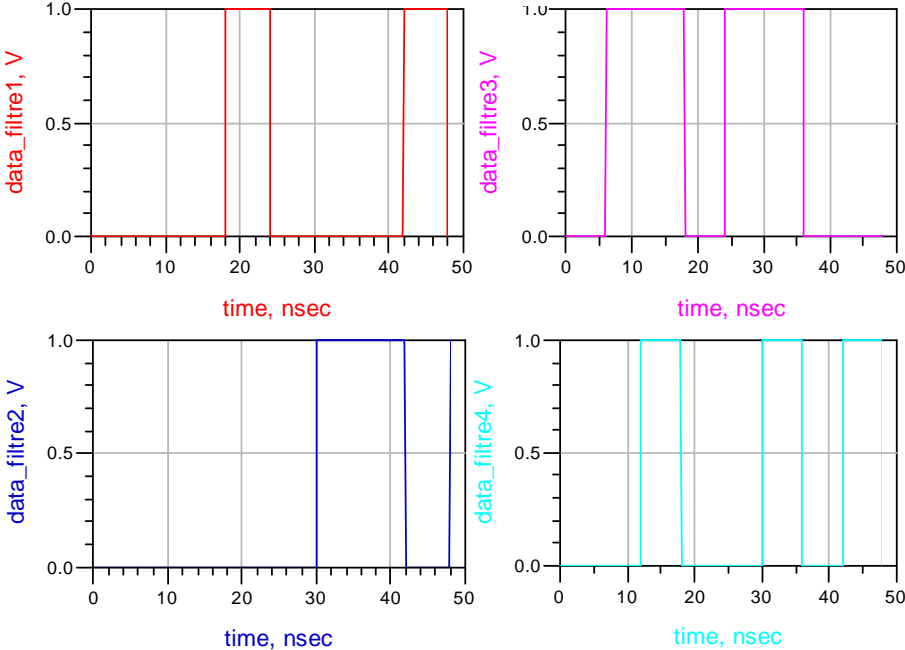


Figure 149 : Données envoyées sur les différentes bandes

En vérifiant donc les données binaires envoyées sur les différentes sous bandes, on s'aperçoit que les impulsions entourées dans la figure 43, correspondent à des bits à «0». Il s'agit donc d'un critère très important à prendre en considération.

Les temps de commutation ont donc été analysés, afin de retrouver la limite pour les différentes approches de l'architecture MB-OOK (l'approche où le banc de filtre est placé avant l'étage de commutation, l'approche où le banc de filtres est placé après les commutateurs et l'approche avec les deux générateurs d'impulsions et des SPDT). Le tableau reporte les valeurs de T_{on} / T_{off} max obtenus :

Tableau 34 : Résultats pour les limitations de temps de commutation pour les quatre configurations

Structure Filtre – Commutateur	un générateur		
	Tr = 6ns	ton max = 550ps	toff max = 300ps
	Tr = 2ns	ton max = 550ps	toff max = 300ps
	deux générateurs		
	Tr = 6ns	ton max = 700ps	toff max = 400ps
	Tr = 2ns	ton max = 550ps	toff max = 400ps
Structure Commutateur – Filtre	un générateur		
	Tr = 6ns	ton max = 30ps	toff max = 40ps
	Tr = 2ns	ton max = 30ps	toff max = 40ps
	deux générateurs		
	Tr = 6ns	ton max = 80ps	toff max = 30ps
	Tr = 2ns	ton max = 60ps	toff max = 30ps

Il y a donc une configuration plus favorable qui permet de relâcher un peu plus les contraintes aux niveaux des temps de commutation, la configuration filtre-commutateur.

Tableau 35 : Influence de l'isolation entre l'état passant et l'état bloqué sur les temps de commutations dans deux configurations

un générateur		
Isolation On/Off (dB)	T _{ON} max (ps)	T _{OFF} max (ps)
-15	700	-
-20	700	400
-25	700	450

deux générateurs		
Isolation On/Off (dB)	T _{ON} max (ps)	T _{OFF} max (ps)
-15	750	-
-20	750	400
-25	750	550

L'isolation entre l'état on et off affecte aussi les limitations pour les temps de commutation. Les commutateurs simulés dans la partie V.1.4.2., respectent bien les contraintes imposées.

IV.1.5. Les étages de division et de combinaison

IV.1.5. 1. Etage de division

Les approches classiques de division de puissance présentent souvent des pertes d'insertion assez élevées et affectent donc le bilan de liaison l'architecture étudiée et impose par conséquent des étages d'amplification supplémentaires.

Ci-dessous un état de l'art des performances récentes atteintes en termes de pertes d'insertion pour les diviseurs en bande millimétrique.

Tableau 36 : Etat de l'art des diviseurs de puissance à 60 GHz

Ref	Bande de fréquence (GHz)	Technologie	Pertes d'insertion (dB)	Isolation (dB)
[26]	57 - 67	CMOS	0,5	-20
[27]	60	CMOS	0,18	-20
[28]	60	MHMIC*	0,5	-25

*MHMIC: Miniaturized Hybrid Microwave Integrated Circuits

IV.1.5. 2. Etage de combinaison

Les combineurs ont généralement un fonctionnement réciproque des diviseurs. On trouve des approches classiques basées sur des circuits passifs et des approches actives tendant à regrouper deux fonctions : la combinaison des signaux et l'amplification.

Le tableau 19 dresse un état de l'art de quelques combineurs dédiés à un fonctionnement en bande millimétrique.

Tableau 37 : Etat de l'art de combineur en bande millimétrique

Réf	Bande de fréquence (GHz)	Technologie	Actif / passif	IL (dB)	consommation	polarisation	Gain	P _{1dB}	P _{sat} (dBm)
[29]	52-63	MMIC	Actif	1,2	N.C	4	N.C	N.C	25
[30]	60	CMOS	Actif	2,4	N.C	1,2	11,2	8,3	11,2
[31]	60	CMOS	Actif	N.C	81mW (SPDT) 145mW(SP4T)	1	8,2- 4,2	10- 12	11,6- 14,2
[32]	58-63	guide d'ondes	Passif	0,2	N.C	N.C	N.C	N.C	N.C

IV.1.5. 3. L'étage d'amplification

L'importance de l'étage d'amplification peut être rapidement démontrée par un bilan de puissance simplifié de l'émetteur MB-OOK, figure 150.

Chaque étage de division diminue de 3dB la puissance transmise. A cela s'ajoutent les différentes pertes d'insertion des diviseurs, filtres, commutateurs et combineurs. Et étant donné que la puissance maximale des générateurs d'impulsions ne peut pas dépasser les 3dBm, des étages d'amplification sont primordiaux tout au long de la chaîne de transmission.

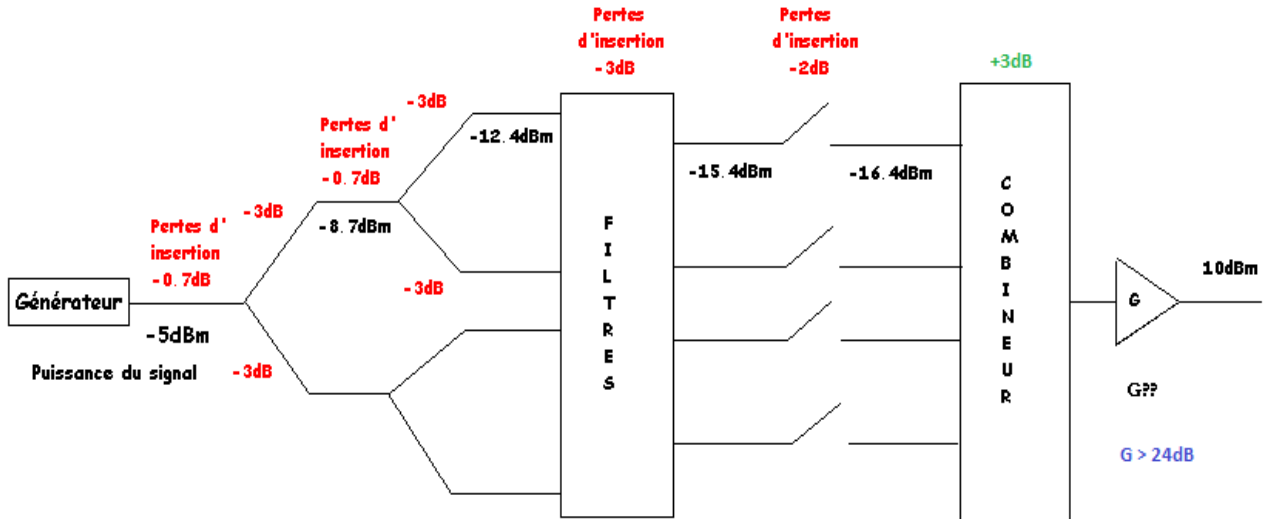


Figure 150 : Bilan de puissance simplifié de l'émetteur MBOOK

IV.1.5. 3. 1. Solutions proposées dans la littérature

Dans une approche impulsionnelle la linéarité de l'amplificateur n'est pas un paramètre très critique car elle affecte très peu les performances du système.

De façon générale les caractéristiques essentielles des amplificateurs de puissance sont :

- gain
- la puissance maximale de sortie.
- linéarité (P_{1dB} , P_{sat} , IIP_3)

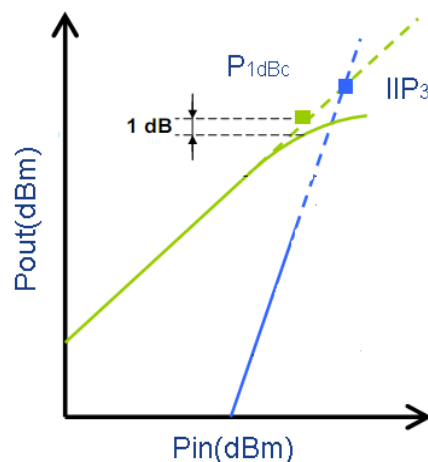


Figure 151 : Illustration des notions de Non linéarité d'un amplificateur

En termes de gain, puissance de sortie et puissance consommée, la technologie CMOS peut être considérée comme un très bon candidat comme le montre les tableaux suivants.

Tableau 38 : Etat de l'art des amplificateurs de puissance en bande millimétrique

Ref	techno	topologie	Fop (GHz)	Psat (dBm)	P _{1dB}	Gain (dB)	BW (GHz)	PAE (%)	classe	P _{consommée} (dBm)
[33]	CMOS 65nm	Deux étages en source commune	60	13	8.92	8	Z	11	A	72mA @0.9V
[34]	CMOS 65nm	Trois étages en cascades	63.5	9	4	31	4.2	7.2	AB	143mA @1V
[35]	CMOS 65nm	4 etages en source commune	60	10.3	6.2	23.7	14	16	A	54mW @1.2 V
[36]	CMOS 65nm	N.C	N.C	17,9dBm	15,4dBm	18,9	N.C	N.C	N.C	N.C
[37]	CMOS 65nm	Amplificateur 4 étages	58 [50-62]	13.8	12.2	13.4	12GHz	7.6	A	250mA @ 1.2 V
[38]	CMOS 65nm	Un seul étage	60	9.2dBm	6.4dBm	4.5	N.C	26	A	20.5mW
[39]	CMOS 65nm bulk	“Mirror transistor” structure	52-61	14	10.8	10.2	9	7.2	N.C	143mA @1.6V
[40]	CMOS 65nm SOI	Deux étages en cascade	N.C	10.5	7.1	14	N.C	22.3	A	77.4mW @1.2 V
			N.C	16.5	15.2	15	N.C	18.2	AB	169mW @2.6 V
[41]	45nm CMOS	Deux étages différentiels	53-67	14.5	11.2	20	10	N.C	A	90 mA @ 2 V

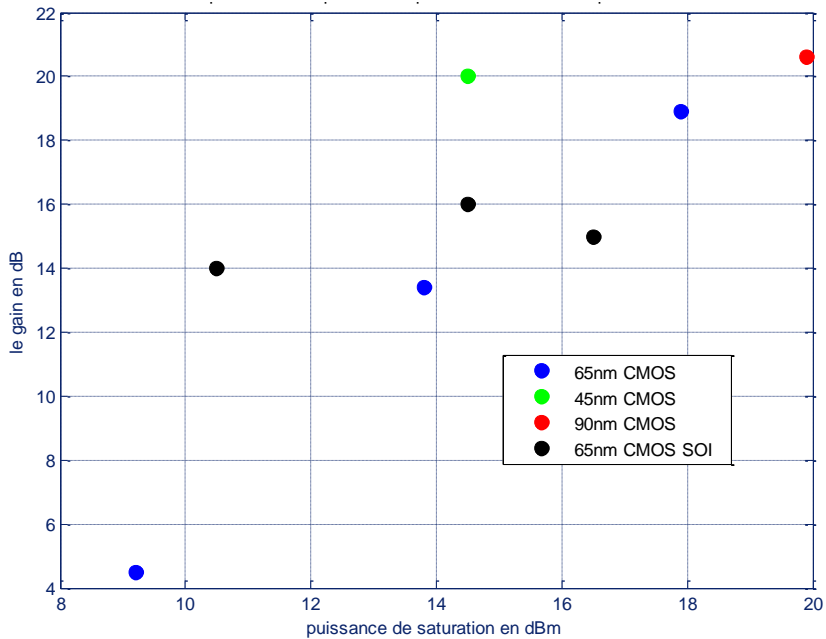


Figure 152 : Les gains des amplificateurs de puissance en Technologie CMOS en fonction de la puissance de saturation

Les amplificateurs de puissance en technologie CMOS 65nm peuvent donc atteindre des gains de l'ordre de 19dB avec puissance de saturation de 18dBm.

IV.1.5.3. Vers une approche différentielle et ses implications sur les choix de l'architecture

Une idée qui semblerait être intéressante à ce niveau est la regroupement des étages d'amplification et de division d'un côté et d'amplification et de combinaison de l'autre côté dans le but de simplifier la chaine, de gagner les différentes pertes de puissance tout au long de la chaine et de relâcher les contraintes de gain demandé au niveau du dernier étage de l'émetteur.

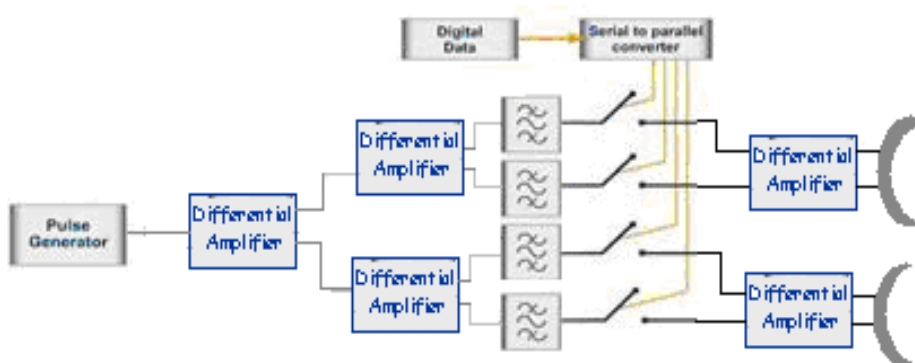


Figure 153 : 1^{ère} proposition d'architecture des étages d'amplification différentielle

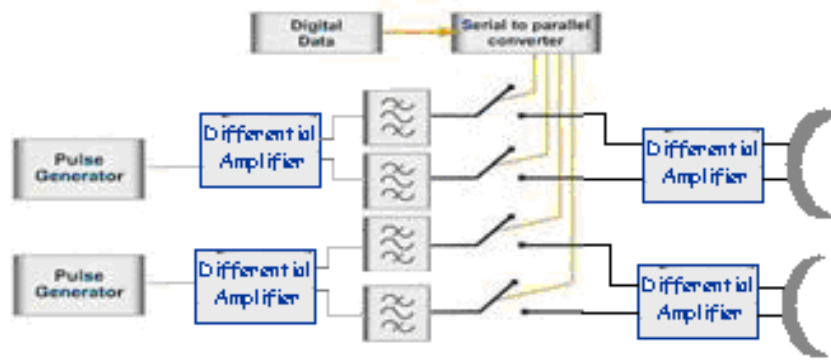


Figure 154 : 2^{ème} proposition d'architecture des étages d'amplification différentielle

Ces solutions ont donc été simulées sous ADS à l'aide d'un octopôle (4 ports et 4 masses) afin de déterminer les caractéristiques en termes d'amplification dans les différentes configurations.

Les paramètres S du bloc considéré ont été définis de la manière suivante:

Pour la division+amplification :

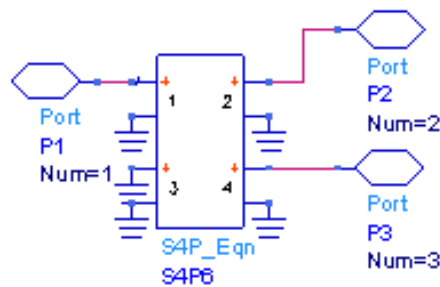


Figure 155 : Schéma sous HPADS du bloc caractérisant un étage d'amplificateur différentiel pour la division des signaux

- les gains $S(2,1)$ et $S(3,1)$ étant variables.
- l'isolation entre les différentes voies 1 et 3 et 1 et 2 ont été fixées à -26dB.
- le coefficient de réflexion à l'entre des différents ports fixé -20dB
- l'isolation entre les voies 2 et 3 est de -40dB

Pour la combinaison+amplification :

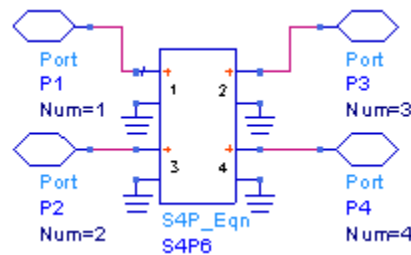


Figure 156 : Schéma sous HPADS du bloc caractérisant un étage d'amplificateur différentiel pour la combinaison des signaux

- l'isolation entre les ports 1 et 2 et 3 et 4 à -26dB
- les coefficients de réflexion à l'entrée des ports fixés à -26dB
- l'isolation entre les voies à 1 et 4, 1 et 3, 2 et 3 et 2 et 4 de -40dB
- les gains $S(3,1)$ et $S(4,1)$ sont identiques, mais avec inversion de phase. De même pour $S(3,2)$ et $S(4,2)$.

En établissant le bilan de puissance de la chaîne, on constate deux cas de figure:

- si le générateur impulsionnel émet -5dBm, en considérant les 3dB de pertes d'insertion des filtres, les 2dB des pertes d'insertion des commutateurs → il est nécessaire d'avoir 20dB de gain total pour obtenir à la fin de la chaîne une puissance transmise de 10dBm.
- Si le générateur impulsionnel émet 0dBm, avec les mêmes considérations de chiffrage des pertes → il est nécessaire d'avoir 15dB de gain total pour obtenir en fin de chaîne une puissance de 10dBm.

En s'appuyant sur les composants ADS présentés précédemment, on va dimensionner et répartir de façon optimale les différents étages d'amplification différentielle.

Les résultats de cette partie de l'étude, sont illustrés par les figures ci-dessous :

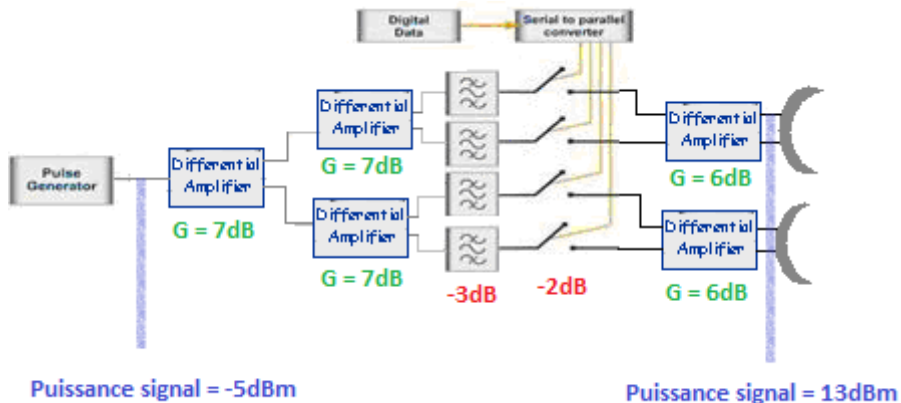


Figure 157 : 1^{ère} proposition de distribution des étages d'amplification différentielle

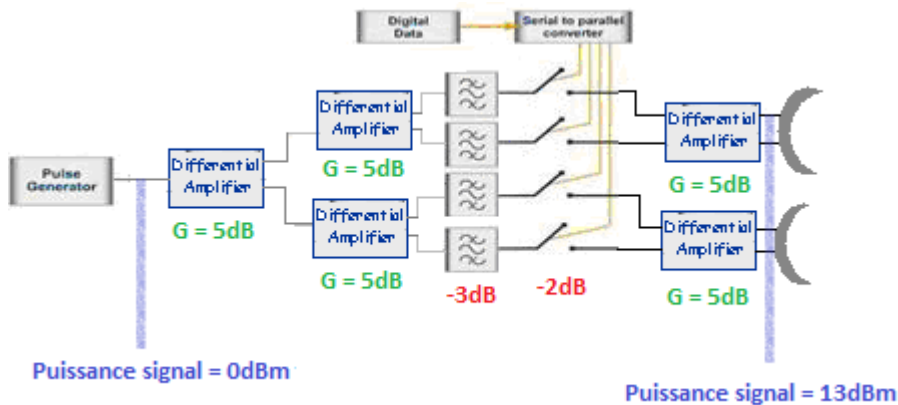


Figure 158 : 2^{ème} proposition de distribution des étages d'amplification différentielle

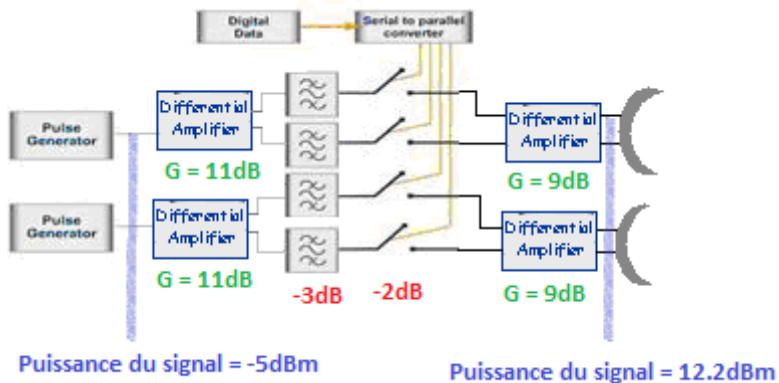


Figure 159 : 3^{ème} proposition distribution des étages d'amplification différentielle

Les résultats précédents permettent de :

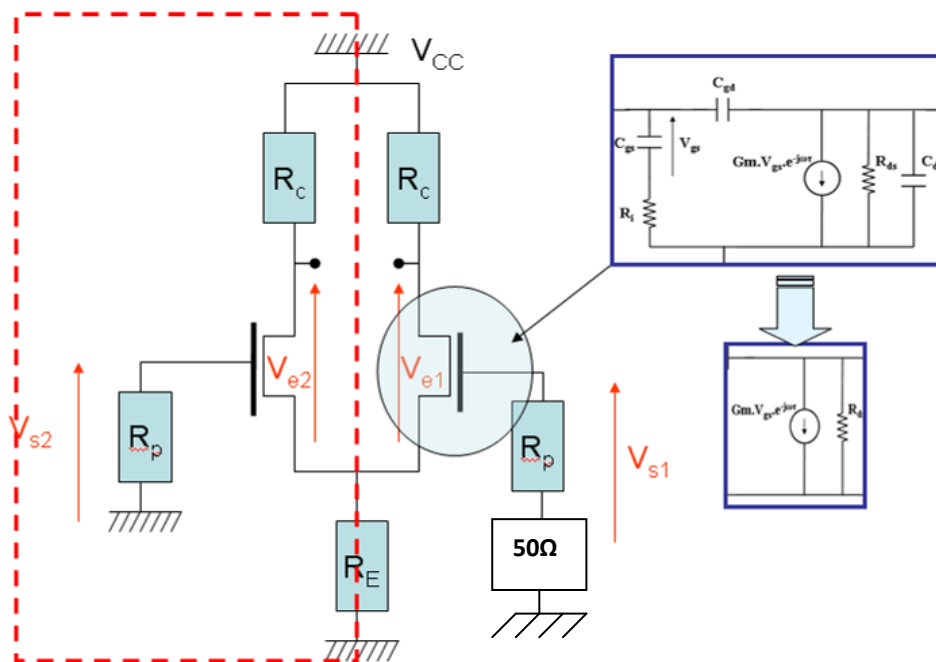
- réduire le gain total nécessaire tout au long de la chaîne, grâce à l'absence des diviseurs/combineurs de puissance qui introduisent beaucoup des pertes.
- Réduire le gain des étages d'amplification de 30dB à 20dB. Cela permet donc de réduire la consommation globale.

Un candidat intéressant pour la solution de division et d'amplification serait l'amplificateur « *paraphase* » [42] qui permet de réaliser simultanément la division et l'amplification d'un signal RF. Les deux signaux en sortie sont déphasés de 180° .

Ce type d'amplificateur est donc composé d'une paire différentielle et d'une impédance de couplage.

Le principe de conception se base sur la décomposition en mode pair et mode impair.

Figure 160 : Schéma d'une structure différentielle



Il faut donc optimiser l'impédance de couplage de façon à rejeter le mode pair en faisant tendre S_{21p} vers zéro.

Cette étude n'a pas été achevée et fait partie des perspectives de la thèse.

IV.3. Conclusion

Les principaux blocs de l'architecture de l'émetteur MBOOK ont été étudiés, analysés et simulés avec le logiciel ADS. Une proposition d'antenne planaire présentant un gain maximal entre 7 et 8 dBi a été présentée. L'influence des environnements de propagation sur les performances globales du système et l'importance d'une approche « co-design » : émetteur / récepteur / antennes / canal ont été ensuite démontrées.

Le cahier des charges du filtre, essentiel à l'émission ainsi qu'à la réception a été détaillé. En conséquence, une solution de filtrage basée sur des lignes couplée planaires a été simulée et conçue grâce aux logiciels ADS et Momentum. Deux filtres correspondant aux bande 1 et 3 ont été envoyés en fabrication également.

L'étage de commutation représente à son tour, un élément clé de l'architecture MB-OOK.

Dans ce contexte, on a simulé un commutateur SPST, présentant des pertes d'insertion de 2dB, un T_{on} de 15ps et un T_{off} de 51 ps, et un commutateur SPDT présentant des pertes d'insertion de 4.5dB et un T_{off} de 200ps. Ces deux commutateurs respectent les limitations établies en terme de vitesse de commutation.

Une analyse des besoins d'amplification a fait l'objet du dernier paragraphe et a permis d'ouvrir de nouvelles perspectives à notre étude avec une approche d'amplification différentielle très intéressante.

Listes des publications pour le chapitre IV

- **R. Abdaoui**, M. Villegas, G. Baudoin, A. Diet, "Microstrip band pass filter bank for 60 GHz UWB impulse radio multi band architectures" Publié à *IMWS 2011. IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Integration Technologies*, ISBN :978-1-61284-963-8, IEEE Computer Society. pp. 192-195, Sitges, Spain. du 15 au 16 Septembre 2011.
- **Rahma Abdaoui**, Martine Villegas, Genevieve Baudoin, Antoine Diet , « Optimal printed antenna for 60 GHz short range impulse communication systems”, Publié à *GSMM 2011. Global Symposium on Millimeter Waves, Heilsinki , Finland* .
- **Rahma Abdaoui**, Martine Villegas, Genvieve Baudoin, Antoine Diet , « Architecture multi-bandes impulsionnelle et antenne planaire intégrée pour des communications UWB impulsionnelles très hauts débits en bande millimétrique", *Journées nationales Microondes , Mai 2011 , Brest*.

-
- **Rahma Abdaoui**, Antoine Diet, Martine Villegas and Geneviève Baudoin, “Technological locks for 60 GHz high data rate Impulse Radio Multi-band OOK Front end, with channel effect consideration”, Publié à *RWS 2012, IEEE Radio and Wireless Symposium*, 15-18 janvier 2012. , Santa Clara ,CA , USA
 - Cherif Hamouda, **Rahma Abdaoui**, Martine Villegas, Benoit Poussot, Laurent Cirio, “A Differential printed antenna design for multiband Impulse radio transmitter at 60 GHz”, soumis à *IWS2013, IEEE The International Wireless Symposium*.

Bibliographie chapitre IV

- [1] A.Sibille, «Role of joint antenna-channel dispersions on UWB energy capture in pulsed schemes», ICUWB,25-27 sept.2006,Boston(USA).
- [2] S. Holzwarth, «Planar antenna design at 60 GHz for high data rate point-to-point connections », *Antennas and Propagation Society International Symposium*, juillet 2005.
- [3] J. Lee, Y. Chen, ; Y. Huang «A Low Power Low cost Fully integrated 60 GHz Transceiver System with OOK Modulation and On Board Antenna Assembly » , *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2010
- [4] M.H. Barakat, F. Ndagijimana, C. Delaveaud « On the design of 60 GHz integrated antennas on 0.13 μm SOI technology», *IEEE International SOI Conference*, 2007
- [5] T. Zwick, D. Liu, «Broadband Planar Superstrate Antenna for Integrated Millimeter wave Transceivers» , *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, OCTOBER 2006.
- [7] D. S. Jun et all, «Design Of an array antenna with aperture coupled patch elements on LTCC», *Global Symposium on Millimeter-Waves, Corée du sud, GSMM2010*.
- [8] F. Gutierrez, K.Parrish,; T.S. Rappaport , « On chip Integrated Antenna Structures in CMOS for 60 GHz WPAN Systems», *IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM 2009*.
- [9] Arnaud L. Amadjikpe, Debabani Choudhury, George E. Ponchak et John Papapolymerou, «A Compact Conformal End-Fire Antenna for 60 GHz Wireless Applications», *IEEE Antennas and Propagation International Symposium*, Juin 2009.
- [10] Cheng-Ying Hsu, , Chu-Yu Chen, et Huey-Ru Chuang, « A 60-GHz Millimeter-Wave Bandpass Filter Using 0.18- μm CMOS Technology», *IEEE Electron Device Letters*, Mars 2008.
- [11] Jong-Hoon Lee, Stephane Pinel, John Papapolymerou, Joy Laskar, et Manos M. Tentzeris, Senior Member, IEEE « Low Loss LTCC Cavity Filters Using System-on Package Technology at 60 GHz», *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques - IEEE TRANS MICROWAVE THEORY* , 2005
- [12] Sheng Sun , Jinglin Shi , Lei Zhu ; S.C. Rustagi, K.Mouthaan, «Millimeter-Wave Band pass Filters by Standard 0.18- μm CMOS Technology», *IEEE Electron Device Letters*, Mars 2007
- [13] Pierre Blondy, Andrew R. Brown, Dominique Cros, Gabriel M. Rebeiz, «Low Loss Micromachined Filters for Millimeter-Wave Communication Systems», *TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Mars, 1998.

- [14] M.Ito, K.Marubishi, S.Kishimoto, K.Ohata, « A 60 GHz-band Coplanar MMIC Active Filter», *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Mars 2004.
- [15] Bernhard Dehlink, Mario Engl, Klaus Aufinger, and Herbert Knapp, « Integrated Bandpass Filter at 77GHz in SiGe Technology», *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, MAY 2007.
- [16] Lan Nan, Koen Mouthaan, Yong-Zhong Xiong, Jinglin Shi, Subhash Chander Rustagi, Ban-Leong Ooi «Design of 60-and 77-GHz Narrow- Bandpass Filters in CMOS Technology», *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, Aout 2008.
- [17] Martha Liliana Suárez Peñaloza, Geneviève Baudoin, Martine Villegas, et Luis Andia Montes «Considering a Non-Uniform Filter Bank in an UWB Multi Band On-Off Keying Transceiver», *JOURNAL OF COMMUNICATIONS (JCM)*, 2007.
- [18] Ehsan Adabi, Ali M. Niknejad, EECS Department, University of California at Berkeley, « A mm-Wave Transformer Based Transmit/Receive Switchin 90nm CMOS Technology», *European Microwave Conference, 2009. EuMC 2009*.
- [19] Chien M. Ta, Efstratios Skafidas, and Robin J. Evans, National ICT Australia University of Melbourne, « A 60-GHz CMOS Transmit/Receive Switch», *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2007*.
- [20] Mehmet Parlak et James F. Buckwalter, «A 2.5-dB Insertion Loss, DC-60 GHz CMOS SPDT Switchin 45-nm SOI», *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, 2011.
- [21] Byung-Wook Min and Gabriel M. Rebeiz, «A Compact DC–30 GHz 0.13- μ m CMOS SP4T Switch », *IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2009. SiRF '09*.
- [22] Gabriel M. Rebeiz and Yoichiro Takayama, «Compact DC–60-GHz HJFET MMIC Switches Using Ohmic Electrode-Sharing Technology », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Novembre 1998.

- [23] Junghyun Kim, Won Ko, Sung-Ho Kim, Jinho Jeong, and Young wooK won , «A High-Performance 40–85 GHz MMIC SPDT Switch Using FET-Integrated Transmission Line Structure», *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Dec. 2003.
- [24] Kun-You Lin, Wen-Hua Tu, Ping-Yu Chen, Hong-Yeh Chang, « Millimeter-wave MMIC passive HEMT switches using traveling-wave concept », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Aout 2004.
- [25] Hideki Takasu, Fumio Sasaki, Hisao Kawasaki , «W band SPST Transistor Switches », *IEEE MICROWAVE AND GUIDED WAVE LETTERS*, VOL. 6, NO. 9, SEPTEMBER 1996.
- [26] Mariano Ercoli, Daniela Dragomirescu, et Robert Plana « Small Size High Isolation Wilkinson Power Splitter for 60 GHz Wireless Sensor Network Applications », *Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SIRF 2011)*.
- [27] E. Pistono, N. Corrao, D. Gloria, P. Ferrari, «Compact high-Q, low-loss mmW transmission lines and power splitters in RF CMOS technology», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, 2011.
- [28] D. Hammou, «Novel MHMIC Millimeter Wave Power Divider/Combiner », *In proceeding of: Proceedings of the 24th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, CCECE 2011*.
- [29] Jinho Jeong , Dongki Kim ; Seongho Kim ; Youngwoo Kwon , «V-band high-efficiency broadband power combiner and power-combining module usig double antipodal finline transitions», *Electronics Letters*, Fevrier 2003.
- [30] Y. Yoshihara, R. Fujimoto, N. Ono, T. Mitomo, H. Hoshino, and M. Hamada «A 60 GHz CMOS Power Amplifier with Marchand Balun-based Parallel Power Combiner», *IEEE Asian Solid-State Circuits Conference, 2008. A-SSCC '08*.
- [31] M. Bohsali, A.M. Niknejad, «Current Combining 60 GHz CMOS Power Amplifiers», *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2009. RFIC 2009*.

- [32] Shi-wei Dong ; Zhongbo Zhu ; Ying Wang Yazhou Dong Shi-wei Dong , Zhongbo Zhu , Ying Wang , « 60 GHz low loss, amplitude and phase balanced radial waveguide power combiner », *International Conference on Electronics, Communications and Control (ICECC)*, 2011.
- [33] Sofiane Aloui , Eric Kerherve , Didier Belot , Robert Plana , «A 60GHz, 13dBm Fully Integrated 65nm RF-CMOS Power Amplifier», *Circuits and Systems and TAISA Conference, 2008. NEWCAS-TAISA ,Montreal ,Canada , 2008 .*
- [34] Jenny Y.-C. Liu, Q.J. Gu, T. LaRocca, N.-Y. Wang, Y.-C. Wu, M.-C. F. Chang, «A 60GHz High Gain Transformer-Coupled Differential Power Amplifier in 65nm CMOS», *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2010)*, 7-10 December 2010.
- [35] Chia-Yu Hsieh, Jhe-Jia Kuo; Zuo-Min Tsai; Kun-You Lin, «A 57-66 GHz Medium Power Amplifier in 65-nm CMOS Technology », *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2010)*, 7-10 December 2010.
- [36] Jie-Wei, Alberto Valdes-Garcia, « A 1V 17,9dBm 60GHz Power Amplifier in Standard 65nm CMOS», *ISSCC2010*.
- [37] T.Quémerais, L. Moquillon, S. Pruvost, J.-M. Fournier, P. Benech, N. Corrao, «A CMOS Class-A 65nm Power Amplifier for 60 GHz Applications», *Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, *SiRF 2010*.
- [38] T. , L. , T. Moquillon, V. Huard, J.M.Fournier, ; P. Benech, ; Corrao, N. ; Mescot, X. « Hot-Carrier Stress Effect on a CMOS 65-nm 60-GHz One-Stage Power Amplifier », *Electron device letters* Septembre 2010.
- [39] Ying He, Dixian Zhao, Lianming Li; P.Reynaert,«Design Considerations for 60 GHz CMOS Power Amplifiers », *APMC2010*.

[40] Alexandre Siligaris, Yasuhiro Hamada, C. Raynaud, C. Martineau; C. Mounet, B.Martineau , N.Deparis, N.Rolland, ; M.Fukaishi, ; P.Vincent, «A60 GHz Power Amplifier With 14.5 dBm Saturation Power and 25% Peak PAE in CMOS 65nm SOI» , *IEEE ISSCS, JULY2010*.

[41] Morteza Abbasi et all, «A Broadband Differential Cascode Power Amplifier In 45nm CMOS for High-Speed 60GHz System-on-Chip» , *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), 2010*.

[42]Martine Villegas , «du circuit hybride micro-ondes aux architectures UWB», Mémoire d'habilitation à diriger des recherches.

Conclusion et perspectives

La finalisation du standard IEEE.802.15.3c en octobre 2009, a marqué un important tournant pour les activités de recherche dans le domaine millimétrique. La diversité des solutions proposées a encouragé un esprit de compétition et de concurrence afin d'atteindre les meilleures performances en termes de débit et par suite conquérir les nouveaux marchés voulant profiter de la montée des besoins de débit pour les transferts de données multimédia à très haute résolution.

Ce travail de thèse, s'est intéressé à la faisabilité d'une nouvelle approche multi bandes impulsionnelle, dédiée à des applications nomades en bande millimétrique, permettant d'assurer un débit de 2 Gbps pour des environnements « *indoor* », face à des systèmes basés sur des modulations de type *OFDM* assurant des débits élevés mais avec une puissance consommée conséquente.

Dans un premier temps, l'intérêt des communications ultra large bande allant de la bande [3.1-10.6GHz] vers la bande millimétrique a été montré en soulignant les caractéristiques et les avantages de la bande autour de 60 GHz. La réglementation de la bande allant de 57GHz jusqu'à 66 GHz a fait l'objet de la partie suivante. Les spécifications techniques autorisées par les comités de réglementation à travers le monde ont été reportées et les caractéristiques techniques ont été discutées. De plus, l'étude des différents modèles d'usages présentés par le standard IEEE 802.15.3c, le standard IEEE 802.11.ad et la norme ECMA, et des techniques de modulations supportées nous a permis de se positionner par rapport aux besoins visés par cette étude.

L'étude du canal de propagation à 60 GHz a démontré la potentialité des approches impulsionnelles et plus précisément l'approche multi bandes impulsionnelle asynchrone face à des solutions de type *OFDM* nécessitant une connaissance précise du canal de propagation, une synchronisation assez fine, et un traitement numérique complexe avec une puissance consommée conséquente.

Ces considérations ont conduit à une solution d'architecture tirant profit des avantages du canal de propagation ULB à 60 GHz. L'architecture est composée d'un émetteur multi-bande basé sur une modulation de type *OOK*, *On Off Keying*, et d'un récepteur non cohérent basé sur le principe de détection d'énergie. Cette structure présente donc plusieurs avantages :

d'une part, les contraintes de synchronisation du système sont relâchées et seule une estimation de la durée de l'étalement du canal et le temps d'arrivée du premier rayon est requise, et d'autre part, l'architecture est peu sensible aux non linéarités et distorsions de phase pouvant être introduites aux niveaux de certains étages de la structure.

L'architecture MB-OOK, peut présenter des débits ajustables en fonction des besoins des utilisateurs, et ceci en fonction du nombre de sous bandes utilisées et des environnements considérés. Dans ce cadre, la solution permet d'atteindre un débit de 2 Gbps pour une distance de 2 m entre l'émetteur et le récepteur dans un environnement de type résidentiel. Ces chiffres ont été estimés en se basant sur les modèles de canaux des standards IEEE 802.15.3c et IEEE 802.11.ad.

Dans le troisième chapitre, un cahier de charges du système global est établi et une caractérisation technique plus spécifique du bloc de génération d'impulsions est détaillée. Ce dimensionnement a permis d'envisager plusieurs améliorations possibles de l'architecture dans la perspective d'avoir un compromis performances-complexité-puissance consommée.

L'intérêt de l'approche MB-OOK étant validé, le dimensionnement de l'architecture devient une étape primordiale. Les principaux blocs de l'architecture ont été simulés dans un contexte plus réaliste. Tout d'abord, une antenne patch sur un substrat RT-Duroid 5880 a été conçue et simulée grâce à plusieurs outils de simulation électromagnétique. Celle-ci présente un gain de 8 dBi, respectant le cahier des charges, un étalement temporel de 50ps, un angle d'ouverture à -3dB de 90° et une occupation de 3.8*6.6mm². Des simulations d'environnements complexes avec ces antennes ont été élaborées et nous ont permis de conclure quant à la potentialité de cette proposition et viennent renforcer l'idée de l'importance d'une vision globale de l'émetteur-récepteur, des antennes et du canal. En outre, une étude de l'un des éléments clés de l'architecture, présent à l'émission ainsi qu'à la réception, a fait l'objet de la partie suivante et a conduit à une solution de filtrage passe bande basée sur des lignes couplées.

Ces filtres présentent une bande passante relative de 3% des pertes d'insertion entre 2.5 dB et 3.5 dB et une rejection de 15dB à 1GHz de la fréquence centrale. Deux des quatre filtres simulés en technologie AsGa, D01PH de OMMIC ont été envoyés en fabrication.

L'étage de commutation a été étudié et des propositions de commutateurs SPST et SPDT sont présentées. Les caractéristiques de l'étage de commutation et leurs influences sur les performances globales du système sont discutées.

Les besoins en amplification de l'architecture viennent compenser les pertes induites tout au long de la chaîne d'émission. Une approche d'amplification différentielle semble être intéressante et peut impliquer des changements au niveau de l'architecture.

Le développement de cet axe est intéressant et son implémentation sera l'une des perspectives de cette thèse.

Un banc de communication radio basé sur un générateur de fonctions arbitraires avec une largeur de bande de 500 MHz, permettra de mesurer les performances de la chaîne de transmission avec les deux filtres réalisés.

Finalement, la solution proposée semble bien répondre aux besoins des applications de transmissions de données multimédia très haut débit à courte portée et faible consommation.

Cette approche pourrait être extrapolée vers les nouvelles bandes allouées comme la bande E qui est formée par deux sous bandes de 5GHz séparées de 71GHz à 76GHz et 81GHz à 86 GHz qui commence à attirer des applications de type « point to point ».

Communications avec Actes à des colloques et conférences

- **R. Abdaoui, M. Villegas, G. Baudoin, ML. Suarez Penaloza**, "Performance assessment of a transceiver architecture based on millimeter wave multiband impulse modes", **Publié à GSMM 2010. Global Symposium on Millimeter Waves, IEEE. 4 pages, Ramada Songdo Hotel, Incheon, Korea. du 14 au 16 Avril 2010.**

- **R. Abdaoui, M. Villegas, G. Baudoin, ML. Suarez Penaloza**, "Performances analysis dedicated to 60 GHz multiband impulse transceiver for Gbits data rate short range communication systems", **Publié à European Microwave Week 2010. EuWiT 2010, Proceedings of the 3rd European Wireless Technology Conference, ISBN :978-1-4244-7233-8, IEEE Computer Society. pp. 41-44, CNIT - Paris la Défense, France. du 27 au 28 Septembre 2010**

- **R. Abdaoui, M. Villegas, G. Baudoin, A. Diet**, "Microstrip band pass filter bank for 60 GHz UWB impulse radio multi band architectures" **Publié à IMWS 2011. IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Integration Technologies, ISBN :978-1-61284-963-8, IEEE Computer Society. pp. 192-195, Sitges, Spain. du 15 au 16 Septembre 2011.**

- **Rahma Abdaoui, Martine Villegas, Genevieve Baudoin, Antoine Diet** , « Optimal printed antenna for 60 GHz short range impulse communication systems”, **Publié à GSMM 2011. Global Symposium on Millimeter Waves, Heilsinki , Finland .**

- **Rahma Abdaoui, Martine Villegas, Genevieve Baudoin, Antoine Diet** , « Architecture multi-bandes impulsionsnelle et antenne planaire intégrée pour des communications UWB impulsionsnelles très hauts débits en bande millimétrique", **Journées nationales Microondes , Mai 2011 , Brest.**

- **Rahma Abdaoui, Antoine Diet, Martine Villegas and Geneviève Baudoin**, “Technological locks for 60 GHz high data rate Impulse Radio Multi-band OOK Front end,

with channel effect consideration”, **Publié à *RWS 2012, IEEE Radio and Wireless Symposium*, 15-18 janvier 2012. , Santa Clara ,CA , USA**

- **Cherif Hamouda, Rahma Abdaoui, Martine Villegas, Benoit Poussot, Laurent Cirio, “A Differential printed antenna design for multiband Impulse radio transmitter at 60 GHz”, soumis à *IWS2013, IEEE The International Wireless Symposium*.**