



HAL
open science

Étude d'une architecture d'émission/réception impulsionnelle ULB pour dispositifs nomades à 60 GHz

Cherif Hamouda

► **To cite this version:**

Cherif Hamouda. Étude d'une architecture d'émission/réception impulsionnelle ULB pour dispositifs nomades à 60 GHz. Electronique. Université Paris-Est, 2014. Français. NNT : 2014PEST1098 . tel-01127034

HAL Id: tel-01127034

<https://theses.hal.science/tel-01127034>

Submitted on 6 Mar 2015

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.



**UNIVERSITÉ PARIS-EST
ÉCOLE DOCTORALE MSTIC**

THÈSE

Pour obtenir le grade de
Docteur de l'Université Paris-Est
Spécialité : Électronique, optronique et systèmes

Thèse soutenue publiquement le 11/12/2014 par :
Cherif HAMOUDA

**Etude d'une architecture
d'émission/réception impulsionnelle ULB
pour dispositifs nomades haut débit à 60 GHz**

Dirigée par Pr. Jean-Marc LAHEURTE
Co-dirigée par Pr. Martine VILLEGAS
Encadrée par Dr. Benoît POUSSOT

Composition du jury

Pr. Xavier BEGAUD	TELECOM ParisTech	Président et rapporteur
Pr. Thierry PARRA	Univ. Paul Sabatier de Toulouse	Rapporteur
Pr. Jean-Marc LAHEURTE	Univ. Paris-Est Marne-la-Vallée	Directeur de thèse
Pr. Martine VILLEGAS	ESIEE Paris	Co-directeur de thèse
Dr. Laurent DUSSOPT	CEA Grenoble	Examineur
Dr. Benoît POUSSOT	Univ. Paris-Est Marne-la-Vallée	Examineur

A mes parents et à ma famille - Octobre 2014

Remerciements

Ce travail a été réalisé au sein des équipes « Electromagnétisme, Applications et Mesures » et « Systèmes de communication » du laboratoire ESYCOM à l'Université Paris-Est.

Je tiens à remercier toutes les personnes qui m'ont encouragées et guidées durant mes trois années de thèse. Je présente mes sincères remerciements à tous ceux qui m'ont aidé en contribuant à l'aboutissement de cette thèse, en particulier mon directeur de thèse Jean-Marc Laheurte, ma co-directrice Martine Villegas et mon encadrant Benoît Poussot.

Je les remercie du fond du cœur de m'avoir fait l'honneur d'avoir dirigé cette thèse. Merci pour la confiance accordée tout au long de ce parcours de recherche, pour leurs conseils scientifiques qui m'ont à chaque fois apporté la motivation nécessaire à l'avancement de mes travaux et pour leurs qualités humaines qui m'ont permis d'être à l'aise pendant ma thèse.

Mes remerciements vont également à Xavier Begaud et Thierry Parra pour avoir accepté d'être les rapporteurs de ma thèse, et à tous les examinateurs d'avoir accepté de faire partie de mon jury.

Je tiens à remercier tous les enseignants chercheurs du laboratoire ESYCOM qui m'ont aidé de près ou de loin. Je remercie en particulier Odile Picon la directrice d'ESYCOM, Elodie Richalot, Geneviève Baudouin, Hakim Takhedmit, Laurent Cirio, Shermila Mostarshedi, Marjorie Grzeskowiak. Je remercie également les ingénieurs du laboratoire David Delcroix, Stéphane Protat pour le temps qu'ils m'ont consacré, pour nos discussions scientifiques ainsi que pour leur gentillesse.

Je remercie du fond du cœur mes collègues et amis, les Thésards ici en France et aussi en Algérie pour leur solidarité, leur confiance, leurs encouragements, pour les moments agréables qu'on a passés ensemble.

Je tiens à remercier mes amis qui ont toujours cru en moi et m'ont encouragé pendant les moments difficiles, Yassine, Piergiacomo, Zakaria, Abdelghafour, Zied, riad, Fetheddine, Lamine, Toufik, Mearej, Aissa, Tita, Bachir, Samir, Redouane, Omar, Mohammed et tous les autres.

Je voudrais enfin dédier ce travail à mes parents, mes frères et mes sœurs car malgré la distance qui nous séparait, j'étais toujours présent dans leurs cœurs. Ils n'ont jamais cessé de me soutenir. Que ce travail soit une autre preuve de ma reconnaissance.

Résumé

Ce travail porte sur l'étude de faisabilité d'une architecture radio, dédiée aux applications WPANs nomades et faible consommation en utilisant la bande autour de 60 GHz. Des débits de l'ordre de Gbps, une compacité élevée et une consommation de puissance faible sont obtenues en réalisant une conception conjointe "front-end" antenne.

Avant de proposer l'architecture adaptée au cahier des charges, une étude préalable du canal de propagation à 60 GHz est faite. Les deux principales normes de canal IEEE, le 802.15.3c et le 802.11.ad, sont étudiées. L'analyse d'une architecture impulsionnelle mono-bande adaptée aux systèmes à faible consommation montre une limitation du débit quand des antennes non directives sont utilisées dans la norme de canal 802.11.ad. Afin de remédier à ce problème, une architecture multi-bandes impulsionnelle MB-OOK à récepteur non-cohérent est proposée. Cette architecture autorise un haut débit avec l'utilisation de quatre sous bandes. Elle conduit également à une consommation faible grâce à l'utilisation d'un récepteur non-cohérent et d'une topologie différentielle de l'émetteur évitant l'intégration de combineurs.

Pour valider le concept d'architecture proposée, des antennes différentielles dédiées à l'architecture différentielle sont conçues. Les premières antennes sont de type patch différentiel excité par des lignes microrubans. Ces dernières présentent des caractéristiques de rayonnement adaptées aux besoins du cahier de charge. Néanmoins elles occupent une surface importante. Afin d'avoir une meilleure compacité, un patch alimenté par couplage à fente est développé. Il exploite deux polarisations linéaires orthogonales excitées par une paire d'entrées différentielles. Afin d'obtenir la directivité élevée nécessaire pour les scénarios LOS à 60 GHz sans utiliser de réseaux d'antennes ou de lentilles diélectriques, des métamatériaux sont utilisés. La mesure des antennes est basée sur la réalisation d'une transition guide d'onde WR-15 ligne microruban pour connecter l'antenne à l'analyseur de réseau. La mesure de l'antenne patch différentielle présente une bonne concordance avec les résultats de simulations.

La technologie TQP15 de TriQuint est utilisée pour concevoir plusieurs éléments de la partie "front-end". L'évaluation de la consommation globale d'émetteur valide l'architecture proposée en termes de faible consommation.

Ce travail se termine par une évaluation du débit du système en tenant en compte de l'influence de l'antenne et du canal de propagation. Cette évaluation prouve la potentialité de l'architecture en termes de haut débit. On propose finalement une technique basée sur la technologie LTCC pour l'assemblage antenne/"front-end".

Mots clés : 60GHz, antenne différentielle, amplificateur différentiel, architecture radio, IEEE 802.11.ad, radio impulsionnelle, MBOOK, récepteur à détection d'énergie, canal de propagation à 60 GHz, "front-end".

Abstract

This work deals with the feasibility study of a radio architecture dedicated to mobile WPAN applications at 60 GHz and characterized by a low power consumption. Data rates of the order of Gbps, high compactness and low power consumption are obtained by co-designing the antenna and the "front-end".

Before proposing the architecture matching the specification needs, a preliminary study of the propagation channel at 60 GHz is made. The two main standards IEEE 802.15.3c and 802.11.ad the channel are studied. The analysis of a single-band architecture suitable for low-power systems shows a data rate limitation when non directional antennas are used in the standard channel 802.11.ad. To address this problem, a multi-band impulse architecture MBOOK using a non-coherent receiver is proposed. This architecture allows high throughput with the use of four sub-bands. It also leads to a low power consumption through the use of a non-coherent receiver and a differential transmitter topology avoiding combiners.

To validate the concept of the proposed architecture, differential antennas dedicated to the differential architecture are designed. Patch antennas excited by differential microstrip lines fulfil the needs of the specifications but occupy a large area. In order to miniaturize the antenna, slot-fed patch antennas are designed using two orthogonal linear polarizations excited by a pair of differential inputs. To achieve the high directivity required in LOS scenarios without using antenna arrays or dielectric lenses, metamaterials are used. The antenna measurement is based on the realization of a WR-15 waveguide-to-microstrip line transition to connect the antenna to the network analyzer. The differential measurement of the antenna patch exhibits a good agreement with the simulated results.

The TriQuint's TQP15 technology is used to design the various circuits of the "front-end". The emitter architecture is validated once the overall consumption has been evaluated.

This work ends with an evaluation of the throughput of the system taking into account the influence of the antenna and the propagation channel. This evaluation shows the potential of the architecture in terms of high throughput. We finally propose an approach based on the LTCC technology for the antenna / "front-end" assembly.

Key words: 60GHz, differential antenna, differential amplifier, radio architecture, IEEE 802.11.ad, impulse radio, MBOOK, receiver energy detection, propagation channel at 60 GHz "front-end" architecture.

Liste des acronymes

Acronymes anglo-saxons

3G: Third Generation

ACMA: Australian Communications and Media Authority

ACPR: Adjacent Channel Power ratio

ADC: Analog-Digital Converter

AOA: Angle Of Arrival

AOD: Angle Of Departure

AP: Access Point

ASK: Amplitude Shift Keying

AWGN: Additive White Gaussian Noise

BER: Bit Error Rate

BGA: Ball Grid Array

BPSK: Binary phase-shift keying

CMOS: Complementary Metal Oxyde Semiconductor

CMS: Common Mode Signalisation

DAC: Digital-Analog Converter

DAMI: Dual Alternate Mark Inversion

DC: Direct Current

ECC: European Communications Committee

ECMA: European Computer Manufacturers Association

ECP: Equal error protection

EVM: Error Vector Magnitude

FCC: Federal Communications Commission

FDD: Frequency Division Duplexing

FEM: Finite Element Method

FET: Field Effect Transistor

FFT: Fast Fourier Transform

FIR: Finite Impulse Response

GSM: Global System for Mobile communication

GBPS: Giga Bit Per Second

HD: High Definition

HDMI: High-Definition Multimedia Interface

HPBW: Half Power BeamWidth

HSI: High Speed Interface

IDF: Infocomm Development Authority
IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT: Inverse Fast Fourier Transform

LDPC: Low Density Parity Check
LHCP: Left Hand Circular Polarization
LHM: Left-Handed Materials
LNA: Low Noise Amplifier
LOS: Line Of Sight
LTCC: Low Temperature Co-fired Ceramic

MAC: Media Access Control
MB-OOK: Multi Band On Off Keying
MBPS: Mega Bit Per Second
MCS: modulation and coding scheme
MEMS: Micro-Electro-Mechanical Systems
MIMO: Multiple Input Multiple Output
MMIC: Monolithic Microwave Integrated Circuit
MWFSG: Millimeter Wave band Frequency Study Group

NLOS: Non Light Of Sight

OFDM: Orthogonal frequency Division Multiplexing
OOK: On Off Keying

PA: Power Amplifier
PAE: Power added efficiency
PAL: Protocol Adaptation Layer
PAN: Personal Area Network
PAPR: Peak to Average Power ratio
PCB: Printed Circuit Board
PEC: Perfect Electric Conductor
PER: Packet Error Rate
pHEMT: pseudomorphic High-Electron-Mobility Transistor
PMC: Perfect Magnetic Conductor
PL: Path Loss
PLL: Phase-Locked Loop

QPSK: Quadrature Phase Shift Keying
QAM: Quadrature Amplitude Modulation

RF: Radio Frequency
RHCP: Right Hand Circular Polarization
RMS: Root Mean Square

SC: Single Carrier
SIMO: Single Input Multiple Output
SNR: Signal to Noise Ratio

SOI: Silicon On Insulator
SPST: Single Pole Single Throw
SPDT: Single Pole double Throw
SP4T: Single Pole 4 Throw
SRR: Split-Ring Resonators
STA: Station
S-V: Saleh-Valenzuela

TE: Transverse Electric
TEM: Transverse Electric Magnetic
TM: Transverse Magnetic
TOA: Time Of Arrival
TRL: Thru-Reflect-Line

UEP: Unequal error protection
UM: Usage Model
UWB: Ultra Wide Band

VSAT: Very Small Aperture Terminal

WiFi: Wireless Fidelity
WiGig: Wireless Gigabit
WMAN: Wireless Metropolitan Area Network
WPAN: Wireless Personal Area Network
WRLM: WR-15/Ligne Microruban
WSN: Wireless Sensor Network

ZIM: Zero Index Metamaterial
ZIML: Zero Index Metamaterial Lenses

Acronymes francophones

AD: Antenne Différentielle
ANFR : Agence Nationale des Fréquences
APD : Antennes Patch Différentielles
AP4P-AD : Antenne Patch à Quat Ports et à Alimentation Différentielle
CAO : Conception Assistée par Ordinateur
CDN : Conductance Différentielle Négative
CEPT : Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications
ETSI : Institut Européen des normes de Télécommunication
FI : Fréquence Intermédiaire
DSP : Densité Spectrale de Puissance
MG : Main Gauche
OL: Oscillateur Local
PIRE: Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente
RAF : Résonateurs à Anneaux Fendus
RF : Radio Fréquence
TEB : taux d'erreur binaire

TRMC : Taux de réjection du mode commun
ULB : Ultra Large Bande

Table des matières

Remerciement.....	3
Résumé.....	4
Abstract.....	5
Liste des acronymes.....	6
Table de matière.....	10
Liste des figures.....	13
Introduction générale.....	17
Chapitre I : Systèmes de communication à 60 GHz et positionnement de la thèse	19
I.1. Communications sans fil à haut débit et faible consommation	19
I.2. Avantage de la bande non licenciée autour de 60 GHz	23
I.3. Régulation dans la bande 60 GHz	25
I.4. Standardisation dans la bande de 60 GHz	26
Bibliographie du Chapitre I	30
Chapitre II : Canal de propagation à 60 GHz	32
II.1. Introduction	32
II.2. Caractérisation du canal de propagation	32
II.2.1. Phénomènes à grande échelle	33
II.2.2. Phénomènes à petite échelle	33
II.3. Modélisation statistique du canal de propagation.....	34
II.3.1. Modèle de S-V.....	34
II.3.2. Modèle de Triple S (Shoji-Sawada-Saleh-Valenzuela).....	35
II.4. Paramètres de dispersion temporelle du canal de propagation	36
II.5. Standards industriels du canal de propagation à 60 GHz	37
II.5.1. La norme 802.15.3c.....	37
II.5.2. La norme 802.11ad.....	39
II.6. Résultats des simulations	43
II.6.1. Exemple de réalisation d'un canal de propagation de la norme 802.11ad	43
II.6.2. Plan d'expérience du l'étalement RMS	44
II.6.3. Influence de la polarisation des antennes	45
II.6.4. Influence de l'algorithme de "beamforming"	46
II.6.5. Débit d'une architecture mono-bande impulsionnelle	47
II .7. Conclusion	48
Bibliographie du Chapitre II	50
Chapitre III : Architecture MB-OOK différentielle	52
III.1. Introduction	52
III .2. Architecture des "fronts-end" RF à 60 GHz.....	53
III.2.1. Architecture superhétérodyne.....	53
III.2.2. Architecture homodyne.....	53
III.2.3. Architecture à faible fréquence intermédiaire	54
III .3. État de l'art des modulations à 60 GHz.....	55

III.3.1. Systèmes basés sur la modulation OFDM.....	55
III.3.2. Systèmes basés sur la modulation d'amplitude en quadrature	58
III.3.3. Systèmes basés sur la modulation Impulsionnelle	59
III .4. Architecture MB-OOK	62
III .4.1. Solution proposée par Mitsubishi ITE [28].....	62
III .4.2. Solution proposée dans le cadre de la thèse de R. Abdaoui [27].....	66
III .4.3. Proposition d'une architecture optimale.....	67
III .4.4. Estimation des performances de l'architecture proposée.....	68
III .5. Conclusion.....	72
Bibliographie du Chapitre III.....	73
Chapitre IV : Antenne différentielle à 60GHz.....	76
IV.1. Introduction	76
IV .2. Choix et description des outils de simulation électromagnétique pour modéliser les antennes	76
IV .3. Conception des lignes microrubans en bande millimétrique	77
IV .3.1.Les modes parasites	77
IV .3.2.Influence des modes parasites sur la distribution du champ électrique.....	80
IV.4.Conception d'une structure de deux antennes patch différentielles	82
IV.4.1.État de l'art.....	82
IV.4.2.Théorie des antennes différentielles	84
IV.4.3. Dimensionnement des antennes	86
IV.4.4. Résultats de simulation.....	87
IV.5.Antenne patch à double alimentation différentielle (AP-DAD).....	89
IV.5.1. Théorie de la AP-DAD	90
IV.5.2. Résultats de simulation.....	91
IV.6.Métamatériaux pour antenne à haute directivité à 60GHz	94
IV.6.1. Introduction.....	94
IV.6.2. Types de métamatériaux	94
IV.6.3. Estimation des paramètres électromagnétiques des métamatériaux.....	97
IV.6.4. Simulations d'un patch différentiel sans et avec métamatériau	102
IV.7. Mesures d'antennes.....	107
IV.7.1. Transition WR-15 ligne microruban	108
IV.7.2. Méthode TRL.....	110
IV.7.3. Mesure d'antennes	112
IV.8. Conclusion	115
Bibliographie du Chapitre IV.....	116
Chapitre V : Conception de la partie "front-end" de l'architecture MB-OOK différentielle	120
V.1. Introduction	120
V.2. Choix de la technologie de fabrication	120
V.2.1. Etat de l'art des technologies de fabrication	120
V.2.2. Les technologies utilisées à 60 GHz.....	121
V.2.3. La technologie 0.15 pHEMT de TriQuint	122
V.2.4. Eléments passifs dans la technologie TQP 15 de TriQuint.....	124
V.2.5. Les éléments actifs dans la technologie 0.15 pHEMT.....	126

V.3. Amplificateurs de puissance à structures différentielles (APD) 2 et 4	131
V.3.1. Théorie des amplificateurs	131
V.3.2. Théorie d'amplificateur différentiel [1].....	133
V.4. Commutateurs	138
V.5. Filtres	141
V.6. Amplificateurs de puissance différentiels 1 et 2.....	142
V.7. Préamplificateurs 1 et 3.....	145
V.8. Les générateurs d'impulsions 1 et 2	147
V.9. Bilan de puissance d'émetteur	152
V.10. Conclusion.....	153
Bibliographie du Chapitre V.....	154
Chapitre VI : Performances de l'architecture MB-OOK différentielle.....	156
VI.1. Introduction	156
VI. 2. Performance de l'architecture MB-OOK différentielle avec prise en compte de l'antenne et du canal.....	156
VI.2.1. Architecture basée sur deux antennes différentielles (AD)	156
VI.2.2. Architecture basée sur l'antenne patch à quatre portes avec une alimentation différentielle (AP4P-AD).....	159
VI.3. Assemblage "front-end"/antenne	161
VI.3.1. Synthèse des techniques d'assemblage à 60 GHz.....	161
VI.3.2. Assemblage du "front-end"/antenne en utilisant la technologie LTCC .	163
VI.4. Conclusion	164
Bibliographie du Chapitre VI.....	165
Conclusion générale et perspectives.....	167
Publications scientifiques	170
Annexes.....	171

Liste des figures

Figure I.1. Liaison entre une télévision HD et une source de vidéo HD	19
Figure I.2. Exemple d'applications de transfert de fichiers dans un environnement à domicile : communications entre un ordinateur et ses périphériques et communications entre terminaux mobiles	20
Figure I.3. Téléchargement sans fil des données multimédia à partir d'un kiosque	21
Figure I.4. Réseau de capteurs multi-hop sans fil (WSN).....	21
Figure I.5. Architecture MB-OOK proposée dans la thèse de R. Abdaoui	23
Figure I.6. Architecture MB-OOK différentielle proposée.....	23
Figure I.7. Régulations de la PIRE et de la puissance maximale à 60 GHz selon les pays	26
Figure I.8. Régulations de la bande de fréquence à 60 GHz selon les pays	26
Figure I.9. Les quatre canaux définis dans le standard 802.15.3c	28
Figure II.1. Fluctuation à grande et petite échelle du canal de propagation [1].....	33
Figure II.2. Modèle statistique de Saleh-Valenzuela classique.....	35
Figure II.3. Modèle d'un cluster dans le domaine temporel	42
Figure II.4. Réponse impulsionnelle du canal de propagation dans un environnement "Living room"	43
Figure II.5. L'étalement RMS pour l'environnement "Living room" à scénario LOS	44
Figure II.6. Etalement RMS pour l'environnement "Living room" à scénario NLOS.....	44
Figure II.7. Etalement RMS pour l'environnement "Conference room" STA-STA à scénario LOS.....	45
Figure II.8. Etalement RMS pour l'environnement "Conference room" STA-STA à scénario NLOS.....	45
Figure II.9. Réponse impulsionnelle du canal de propagation pour une polarisation V/H de TX/RX	46
Figure II.10. Débit dans un environnement "Living room" à scénario LOS	48
Figure II.11. Débit dans un environnement "Conference room" STA-STA à scénario LOS ..	48
Figure III.1. Architecture RF d'un récepteur (a) hétérodyne (b) homodyne (c) à faible fréquence intermédiaire.....	54
Figure III.2. Diagramme bloc de simulation de la couche physique d'un système OFDM [8]	56
Figure III.3. Modulation OOK.....	60
Figure III.4. Structure d'un récepteur non-cohérent.....	60
Figure III.5. Schéma de l'émetteur	63
Figure III.6. Schéma du récepteur.....	63
Figure III.7. Période de répétition des impulsions T_r , durée d'étalement du canal T_d et durée d'intégration du signal T	64
Figure III.8. Architecture MB-OOK proposé dans [27] par R. Abdaoui et All	67
Figure III.9. Architecture MB-OOK différentielle.....	68
Figure III.10. Architecture MB-OOK différentielle utilisant une antenne à double alimentation différentielle	68
Figure III. 11. Diagramme de rayonnement de antenne cornet circulaire idéale (a) en 2 D en fonction des valeurs de θ_{3dB} (b) en 3D pour $\theta_{3dB} = 30^0$	69
Figure III.12. Energie moyenne reçue en fonction de la distance.....	71
Figure III.13. BER en fonction de la distance	71
Figure IV.1. Fréquence de coupure du premier mode de surface TM	78
Figure IV.2. Fréquence de coupure du premier mode de surface TE	79
Figure IV.3. Fréquence de coupure du premier mode d'ordre supérieur.....	80

Figure IV.4. Distribution du champ électrique dans une ligne microruban en fonction de ϵ_r et h à 60 GHz.....	81
Figure IV.5. Antenne différentielle modélisée par un quadripôle	85
Figure IV.6. Impédance d'entrée de l'antenne différentielle	86
Figure IV.7. APD 1 et 2	87
Figure IV.8. Coefficient de réflexion en mode impair pour l'APD 1 (a) et 2 (b)	87
Figure IV.9. Gains réalisés pour l'APD 1 (a) et 2 (b)	88
Figure IV.10. Amplitude du champ électrique de l'APD1 à 58.5 GHz.....	88
Figure IV.11. Diagrammes de rayonnement de l'APD 1 à 58.5 GHz dans les plans E (a) et H (b).....	89
Figure IV.12. Topologie de l'AP-DAD.....	90
Figure IV.13. AP-DAD modélisée comme un octopole	91
Figure IV. 14. (a) Coefficient de réflexion en mode impair (b) impédance différentielle (c) couplage entre les accès 1 et 2	92
Figure IV.15. Distribution de l'amplitude du champ électrique dans AP-DAD pour une excitation différentielle à 60 GHz sur l'accès : 1 (a) 2 (b).....	92
Figure IV.16. Diagrammes de rayonnement de l'AP-DAD simulée à la fréquence 60 GHz pour une alimentation différentielle des ports 1 et 2 : plan E (a) plan H (b).....	93
Figure IV.17. Gains réalisés (a) et diagramme de rayonnement en 3 D (b) de l'AP-DAD pour une excitation différentielle sur l'accès 1	93
Figure IV.18. Représentation d'une onde plane (a) Main droite (b) Main gauche	94
Figure IV.19. Unité de cellule du métamatériau main gauche fait de : RAF (a) tige métallique (b).....	95
Figure IV.20. Métamatériau à indice de réfraction proche de zéro : loi de Snell-Descartes et application antenne : focalisation	96
Figure IV.21. Structure périodique considéré comme un milieu homogène	98
Figure IV.22. Cellule élémentaire du métamatériau	99
Figure IV.23. (a) Simulation de l'élément élémentaire sous HFSS (b) Condition PEC/PMC	100
Figure IV.24. Paramètres de transmission et de réflexion du motif élémentaire du métamatériau	101
Figure IV.25. Indice de réfraction (a) et impédance normalisée (b) équivalents du milieu... ..	101
Figure IV.26. Permittivité (a) et perméabilité (b) équivalentes du milieu	102
Figure IV.27. Antenne patch différentiel (a) et son coefficient de réflexion (b).....	102
Figure IV.28. Diagramme de rayonnement du patch différentiel à 60 GHz	103
Figure IV.29. Diagramme de rayonnement du patch différentiel	103
Figure IV.30. APD avec couche de métamatériau à grille 11×11 en dessus (a) vue en dessus (b) vue latérale.....	104
Figure IV.31. Gain d'antenne en fonction de la fréquence et de la hauteur du métamatériau	104
Figure IV.32. Distribution de l'amplitude du champ électrique en fonction de la taille du motif	105
Figure IV.33. Gain d'antenne (a) et coefficient de réflexion (b) en fonction de la fréquence	106
Figure IV.34. Diagramme de rayonnement de la structure patch/métamatériau à taille de grille de 7×7 à 60.5 GHz	107
Figure IV.35. Transition WR-15/ligne microruban.....	108
Figure IV.36. Paramètres S de la transition back-to-back.....	109
Figure IV.37. Mesures de la transition	109
Figure IV.38. Principe de mesures TRL.....	110

Figure IV.39. Estimation de la matrice S de la transition	111
Figure IV.40. Gamma simulé et mesuré	111
Figure IV.41. Mesures avec la transition Wiltron	112
Figure IV.42. Mesure du patch avec la transition WRLM	112
Figure IV.43. Coefficient de réflexion du patch	113
Figure IV.44. Coefficient de réflexion de l'APD	114
Figure IV.45. Mesure de l'APD avec la transition WRLM	114
Figure V.1. Emetteur de l'architecture MB-OOK différentielle	120
Figure V.2. Schéma de coupe pour la technologie TQP15 de Triquint	122
Figure V.3. Atténuation d'une ligne microruban dans la technologie TQP15 de Triquint ...	124
Figure V.4. Exemple de capacité de 1 pF dans la technologie TQP15 de TriQuint	125
Figure V.5. Coefficient de réflexion d'une capacité dans la technologie TQP15 de TriQuint	125
Figure V.6. Exemple d'une inductance de la technologie TQP15 de TriQuint ($w=10\ \mu\text{m}$, $s=10\ \mu\text{m}$, $n=12$, $l1=200\ \mu\text{m}$, $l2=200\ \mu\text{m}$)	126
Figure V.7. Transistor de dimensions $50\times 2\ \mu\text{m}$ dans la technologie 0.15 pHEMT de TriQuint	126
Figure V.8. Courbes I_{ds} en fonction de V_{ds}	127
Figure V.9. Courbes I_{ds} en fonction de V_{gs}	127
Figure V.10. F_t et F_{max} en fonction de V_{gs} ($V_{ds} = 3\ \text{V}$, dimension de transistor = $50\times 2\ \mu\text{m}$)	127
Figure V.11. Transconductance du transistor TQP15 de TriQuint de dimensions $50\times 2\ \mu\text{m}$.	128
Figure V.12. Polarisation du transistor par inductance de choc	128
Figure V.13. Schéma de polarisation du transistor par ligne quart d'onde	129
Figure V.14. Facteur de stabilité du transistor ($V_{gs}=-0.4\text{V}$, $V_{ds}=2\ \text{V}$)	129
Figure V.15. Cercles de stabilité à l'entrée et à la sortie du transistor	130
Figure V.16. Gain disponible du transistor ($V_{gs}=-0.4\text{V}$, $V_{ds}=2\text{V}$, dimensions du transistor = $2\times 50\ \mu\text{m}$)	130
Figure V.17. APD 3 et 4 dans l'architecture MB-OOK différentielle	131
Figure V.18. Bilan de puissance sur un amplificateur	131
Figure V.19. Point 1 dB de compression d'un amplificateur	132
Figure V.20. Structure d'un amplificateur différentiel	134
Figure V.21. Schéma électrique de l'APD	136
Figure V.22. Paramètres S (a) et erreurs de phase et de gain (b) de l'APD 3	137
Figure V.23. Rendement et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (a) et masque (b) de l'APD 3	137
Figure V.24. Paramètres S (a) et erreurs de phase et de gain (b) de l'APD 4	137
Figure V.25. Rendement et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (a) et masque (b) de l'APD 4	138
Figure V.26. Schéma électrique équivalent d'un commutateur micro-ondes	139
Figure V.27. Commutateur SPST conçu dans la référence [6]	140
Figure V.28. Schéma ADS du commutateur	140
Figure V.29. Pertes d'insertion et isolation du commutateur	141
Figure V.30. Masque du commutateur	141
Figure V.31. Banc de filtres dans l'architecture MB-OOK différentielle	141
Figure V.32. Masque des filtres 3 et 4	142
Figure V.33. Pertes d'insertion des filtres	142
Figure V.34. Les APD 1 et 2 dans l'architecture MB-OOK différentielle	143

Figure V.35. Paramètres S (a) et erreurs de phase et de gain (b) de l'APD 1	143
Figure V.36. Rendement et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (a) et masque (b) de l'APD 1.....	143
Figure V.37. Paramètres S (a) et erreurs de phase et de gain (b) de l'APD 2	144
Figure V.38. Rendement et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (a) et masque (b) de l'APD 2.....	144
Figure V.39. Les préamplificateurs 1 et 2 dans l'architecture MB-OOK différentielle.....	145
Figure V.40. Paramètres S (a) et rendement et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (b) du préamplificateur 1	145
Figure V.41. Masque du préamplificateur 1	145
Figure V.42. Paramètres S (a) et rendement et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (b) du préamplificateur 2	146
Figure V.43. Masque du préamplificateur 2	146
Figure V.44. Les générateurs d'impulsions 1 et 2 dans l'architecture MB-OOK différentielle	147
Figure V.45. Topologie des générateurs d'impulsion à 60 GHz.....	148
Figure V.46. Schéma électrique du générateur d'impulsions	150
Figure V.47. Générateur d'impulsions 1 (a) forme temporelle (b) masque	150
Figure V.48. Générateur d'impulsions 2 (a) forme temporelle (b) masque	150
Figure V.49. Temps de montée (a) et d'arrêt (b) des générateurs d'impulsions	151
Figure V.50. Fréquence porteuse des générateurs d'impulsions 1 (a) et 2 (b)	151
Figure V.51. Bilan de puissance de l'émetteur MB-OOK	152
Figure VI.1. Architecture MB-OOK différentielle.....	156
Figure VI.2. Processus de génération du canal de propagation dans le standard 802.11.ad ..	157
Figure VI.3. Architecture MB-OOK différentielle utilisant un AP4P-AD.....	159
Figure VI.4. Réponse impulsionnelle du canal dans un environnement "Living room" pour une distance de 3 m	160
Figure VI.5. Exemple de circuits assemblés par câblage à fil à 60 GHz	161
Figure VI.6. Exemple d'assemblage par flip chip à 60 GHz	162
Figure VI.7. Exemple d'assemblage par LTCC à 60 GHz (a) référence [17] (b) référence [18]	162
Figure VI.8. Assemblage par BGA.....	163
Figure VI.9. Assemblage "front-end"/antenne	163
Figure VI.10. Antenne patch à alimentation différentielle.....	163
Figure VI.11. Patch à polarisation circulaire avec une excitation différentielle	164
Figure VI.12. Antenne patch à quatre portes avec une alimentation différentielle	164

Introduction générale

Les télécommunications sans fil connaissent un intérêt soutenu depuis deux décennies car elles permettent une simplification des infrastructures par rapport aux télécommunications filaires, une mobilité accrue des terminaux, et finalement un usage plus souple pour l'utilisateur.

L'un des défis actuels de ce champ des télécommunications est d'assurer une augmentation des débits de transmission tout en garantissant une certaine qualité de service. Pour cela, plusieurs techniques sont envisagées. Le recours à des systèmes à entrées et sorties multiples (MIMO –Multiple Input Multiple Output) constitue l'une de ces techniques. Les perspectives ouvertes par les transmissions ultra large bande (ULB) sont également prometteuses. Ces systèmes ne permettent pas de fournir un débit supérieur à 1 Gbps qu'autorise les technologies filaires, ou les sans fil point à point. Cependant, dans le contexte du haut débit dans les réseaux WPAN (communications à des distances inférieures à 10 m), de nouvelles applications orientées clients ont émergé récemment.

Parmi ces applications WPANs, on trouve la liaison sans fil entre une télévision HD et une source de vidéo HD, la liaison sans fil entre un ordinateur personnel et un vidéo projecteur, le téléchargement sans fil des données multimédia à partir d'un kiosque, et les réseaux de capteurs multi-hop sans fil,...

Pour répondre au besoin en débit de ces applications, la montée en fréquence vers le spectre des ondes millimétriques présente une solution idéale. En particulier, la bande autour de 60 GHz avec une large bande passante réservée et commune à différents pays bénéficie des récents développements en microélectronique aux hautes fréquences. Cette approche est au cœur de cette thèse qui va réaliser une étude de la faisabilité d'une solution à 60 GHz avec une conception conjointe "front-end" antenne dans le but de réaliser des terminaux nomades et très haut débit.

Le document est constitué des chapitres suivants:

Dans le chapitre I, on définit le contexte de la thèse qui consiste à concevoir un terminal nomade et très haut débit à 60 GHz. Puis on décrit les caractéristiques et les avantages de la bande à 60 GHz ainsi que les normes et standards déjà déployés.

Le chapitre II traite du canal de propagation. Deux normes IEEE sont étudiées; la norme 802.15.3c et la norme 802.11ad. Les paramètres de dispersion temporelle utiles à l'évaluation des performances des architectures radios sont ensuite calculés pour quelques environnements de la norme 802.11.ad. Puis, le débit d'une architecture impulsionnelle mono-bande adaptée aux systèmes nomades est évalué. Les performances dépendent principalement de l'étalement RMS. Les résultats montrent des débits limités ne respectant pas le cahier de charge quand le diagramme de rayonnement de l'antenne est large. Ceci est le cas pour notre

système basé sur des antennes à directivité modérée afin de faciliter d'utilisation de l'émetteur et du récepteur. En conclusion du chapitre, on fixe les caractéristiques d'une architecture optimale respectant les performances du cahier de charge.

Dans le chapitre III, l'architecture de type MB-OOK (Multi Band On Off Keying), proposée dans la thèse de R.Abdaoui est étudiée. Cette architecture présente des performances intéressantes en termes de haut débit mais sa faible compacité et sa consommation sont des handicaps pour un système nomade. Pour surmonter ce problème, une topologie de type différentiel est proposée.

Le chapitre IV est consacré à la réalisation des antennes différentielles adaptées à l'architecture différentielle du chapitre III. Ce sont des antennes de type patch excitées par des lignes microrubans. En premier lieu, on examine le choix du substrat diélectrique pour éviter toute propagation des modes parasites dans les lignes d'excitation d'antennes. Puis, on décrit la théorie de ces antennes basée sur l'analyse en mode pair et impair. On présente ensuite les résultats de simulations réalisées sur HFSS. Afin d'avoir une meilleure compacité, un patch alimenté par couplage à fente est développé. Il exploite deux polarisations linéaires orthogonales excitées par une paire d'entrées différentielles. Pour obtenir la directivité élevée nécessaire aux scénarios LOS à 60 GHz sans utiliser de réseaux d'antennes ou de lentilles diélectriques, on étudie l'apport des métamatériaux dans la focalisation du rayonnement. Enfin, une méthode de mesure est développée pour contrôler la pertinence des résultats de simulations. Elle est basée sur le développement d'une transition guide d'onde WR-15 ligne microruban pour connecter l'antenne à l'analyseur de réseau.

Pour terminer la validation du concept de l'architecture proposée dans le chapitre III, la technologie TriQuint TPQ15 est utilisée dans le chapitre V pour concevoir les différents éléments du circuit "front-end". Le "front-end" est constitué de quatre amplificateurs différentiels, d'un banc de quatre commutateurs, d'un banc de quatre filtres, de deux préamplificateurs et de deux générateurs d'impulsions. La conception des amplificateurs différentiels utilise une masse virtuelle dans les quadripôles d'adaptation d'entrée et de sortie pour éliminer le mode impair. Ceci constitue un point original de la thèse puisque les amplificateurs différentiels classiques utilisent une source du courant dans les sources des deux transistors, La puissance totale consommée par le circuit est évaluée en fin de chapitre.

Dans le chapitre VI, les performances de l'architecture sont évaluées en termes de débit en prenant en compte l'effet de l'antenne et du canal de propagation. Enfin une technique d'assemblage de l'antenne avec le circuit "front-end" est proposée autour de la technologie LTCC (Low Temperature Cofired Ceramics).

Le document se termine par une conclusion générale suivie par des perspectives pour la suite de ce travail.

Chapitre I : Systèmes de communication à 60 GHz et positionnement de la thèse

I.1. Communications sans fil à haut débit et faible consommation

Durant les dernières années, les systèmes de communications très hauts débits (supérieurs à 1 Gbps) ont été limités aux technologies filaires. Cependant, dans le contexte du haut débit dans un réseau WPAN (Wireless Personal Area Network) pour des distances de communications inférieures à 10 m, de nouvelles applications exploitant la bande de 60 GHz ont émergé récemment [1].

Parmi ces applications WPANs on trouve notamment dans la norme décrite dans [2] les flux et enregistrement vidéo haute définition (HD), le transfert de fichiers, le Gigabit Ethernet sans fil, les stations d'accueil sans fil, les transmissions point à multipoints dans les bureaux, les liaisons de raccordement hertziennes et les réseaux ad hoc sans fil point à point. Pour chaque application, le scénario peut varier selon l'environnement (résidentiel, bureau ou conférence), la distance émetteur-récepteur, la position de l'émetteur et du récepteur, le type de propagation LOS ou NLOS, la mobilité des terminaux.

Le nouveau marché des WLANs attire de nombreuses entreprises avec une croissance du nombre de terminaux de 49 millions en 2013 à 500 millions estimé en 2018 [3]. Par exemple, IBM a démontré une solution haut débit utilisant la bande de 60 GHz en technologie 0.13 μm SiGe [4]. Sibeam a développé une puce haut débit à 60 GHz en technologie 90 nm CMOS [5].

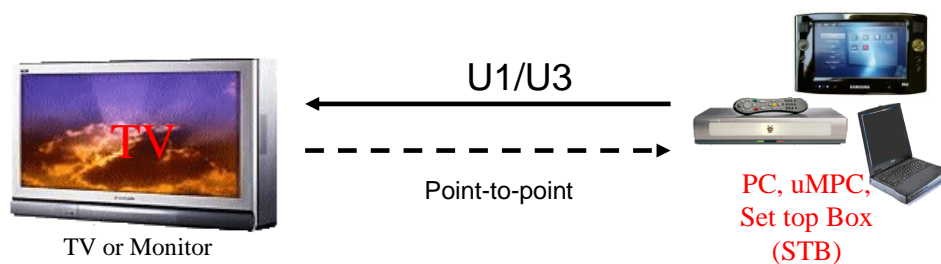


Figure I.1. Liaison entre une télévision HD et une source de vidéo HD

Dans l'application du flux et enregistrement vidéo HD décrite dans la norme [2], le transfert de données HDTV non compressées par un lecteur DVD vers un HDTV est spécifié dans un environnement "domicile" (figure I.1). La distance typique pour cette application est de 5 à 10 m dans les deux scénarios LOS et NLOS. Le flux de vidéo non compressée dans les communications entre ordinateur portable et vidéo projecteur est quant à lui spécifié pour un environnement "Conference room". Pour ces applications, les dispositifs de communication

disposant de l'accès à l'énergie électrique du secteur, la consommation n'est pas un critère essentiel dans leur conception.

Inversement, si le flux vidéo HD a comme source un terminal mobile de type micro portable, PDA (Personal Data Assistant) ou PMP (Portable Media Player), les contraintes énergétiques sont fortes. Ces terminaux sont placés aléatoirement dans la même salle que l'HDTV, la distance de communication pouvant aller de 3 à 5 m dans les deux scénarios LOS et NLOS. D'autre part, dans le scénario "Conference room", plusieurs personnes autour de la table et ayant chacun un dispositif mobile pourrait capter les données envoyées par une des personnes ou des données émises par une source locale sur la table.



Figure I.2. Exemple d'applications de transfert de fichiers dans un environnement à domicile : communications entre un ordinateur et ses périphériques et communications entre terminaux mobiles

Dans les applications de transfert de fichiers dans des environnements résidentiels ou bureautiques [2], la communication peut se faire entre un ordinateur ou des terminaux mobiles et des périphériques de type imprimante, caméra digitale, caméscope,... (figure I.2). Des transferts de fichiers plus volumineux existent dans les kiosques, les musées, les bibliothèques ou dans des magasins qui vendent les contenus audio/vidéos (streaming, download file sharing, linking, etc.) (figure I.3). Dans les connexions entre terminal fixe et périphériques, le scénario de propagation est supposé NLOS alors qu'il est de type LOS pour le transfert de fichiers entre appareils nomades.

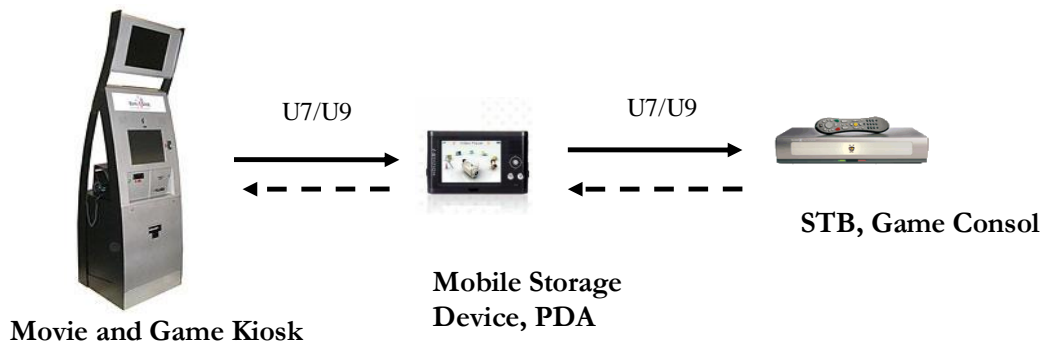


Figure I. 3. Téléchargement sans fil des données multimédia à partir d'un kiosque

La figure I.4 illustre un réseau de capteurs multi-hop sans fil (Wireless Sensor Network ou WSN en anglais) pour les applications de bureau, par exemple entre un ordinateur et un vidéoprojecteur, ou entre un ordinateur portable et un pont sans fil (Wireless Bridge: WB). Pour ce type d'application définie en [2], les terminaux peuvent être proches du secteur, et la consommation n'est pas un problème. En revanche, dans des applications médicales ou avioniques des WSN (maintenance des avions [6]), une consommation faible est primordiale pour le fonctionnement du système.

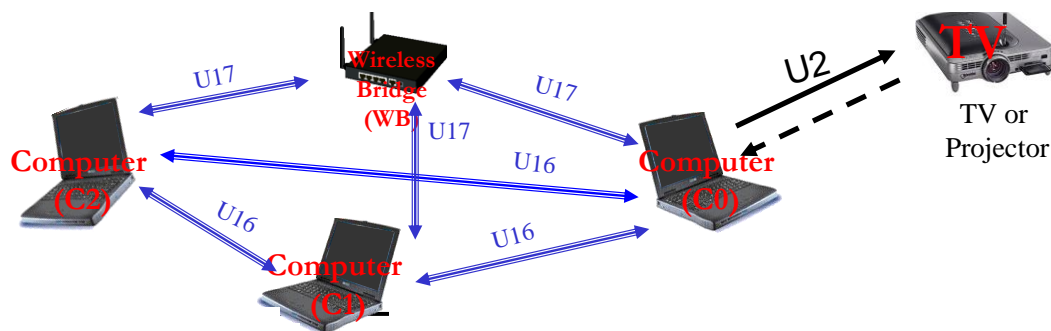


Figure I.4. Réseau de capteurs multi-hop sans fil (WSN)

Dans la conception d'une interface radio pour les applications nomades citées précédemment, le principal enjeu est de garantir un débit élevé supérieur à 1 Gbps avec une consommation faible pour optimiser la ressource énergétique du dispositif.

Cette thèse contribue à l'étude de faisabilité d'une solution nomade et haut débit à 60 GHz pour une application point à point, le défi consistant à déterminer et valider le mode de communication et l'architecture les plus adaptés avec les exigences suivantes :

- haut débit dépassant les quelques Gbps,
- système nomade présentant un minimum de complexité et de puissance consommée,
- facilité d'intégration et faible coût,
- communications point à point à l'intérieur des bâtiments avec une portée de quelques mètres.

Pour répondre aux exigences des applications visées, les aspects techniques suivants seront plus particulièrement traités:

- Analyse du **canal de propagation** de quelques environnements à l'intérieur du bâtiment (résidentiel, conférence), choix résultant de l'architecture optimale et évaluation de ses performances.
- Choix du **mode de communication** entre une modulation sur fréquence porteuse et une transmission de type impulsionnel (tableau I.1). Pour atteindre les exigences des applications nomades citées précédemment, on retiendra une solution impulsionnelle multi-bandes, comme meilleur compromis. Elle constitue une variante de l'architecture multi-bandes OOK étudiée dans la thèse de R. Abdaoui (figure I.5) [7], la différence résidant dans l'utilisation d'éléments différentiels pour obtenir une architecture compacte à faible consommation (figure I.6). Actuellement, les modulations impulsionnelles ne sont pas normalisées autour de 60GHz, mais font l'objet de recherche dans cette bande de fréquence notamment en Asie [8-12].

Tableau I.1. Modes de communication à 60 GHz

Modulations à fréquences porteuses		Modulations impulsionnelles	
Modulations M-QAM	Modulations OFDM	Modulations impulsionnelles mono-bande	Modulations impulsionnelles multi-bandes

- Conception d'**antennes différentielles** (AD) dédiées à l'architecture. Elles sont compactes, planaires avec un gain supérieur à 7 dBi et un angle d'ouverture modéré. Pour valider la pertinence des résultats, une technique de mesure est proposée et une bonne concordance simulation/mesures est constatée.
- Développement des **blocs RF de l'architecture** en technologie 0.15um pHEMT de TriQuint : générateurs d'impulsions, banc de commutateurs, amplificateurs de puissance différentiels (APD). Pour les amplificateurs différentiels, une conception originale utilise une masse virtuelle dans les blocs d'adaptation d'entrée et de sortie pour éliminer le mode pair d'APD et non un générateur de courant. Les filtres ont été conçus dans la thèse de R. Abdaoui.
- Détermination des **performances de l'architecture** en incluant l'effet du canal et d'antenne. On montre que les débits satisfont le cahier des charges.
- Proposition d'une **technique d'assemblage "front-end"/antenne** basée sur la technologie LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramic).

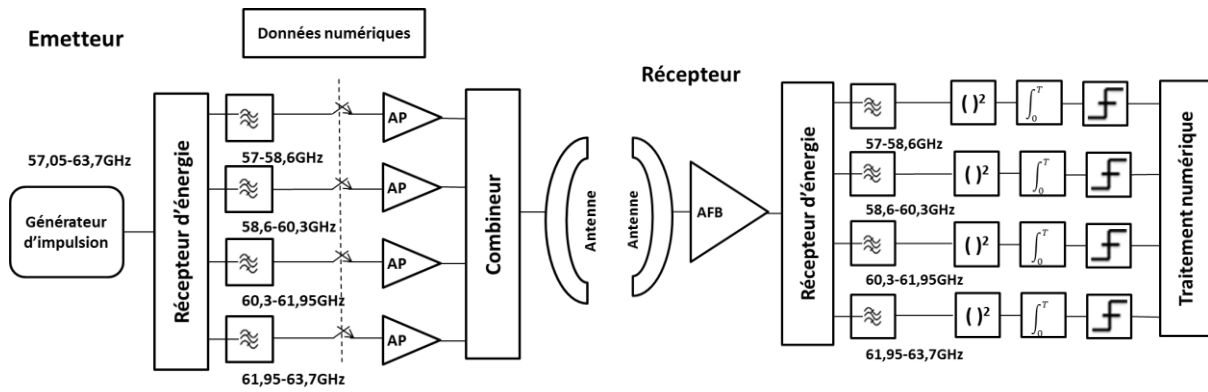


Figure I.5. Architecture MB-OOK proposée dans la thèse de R. Abdaoui

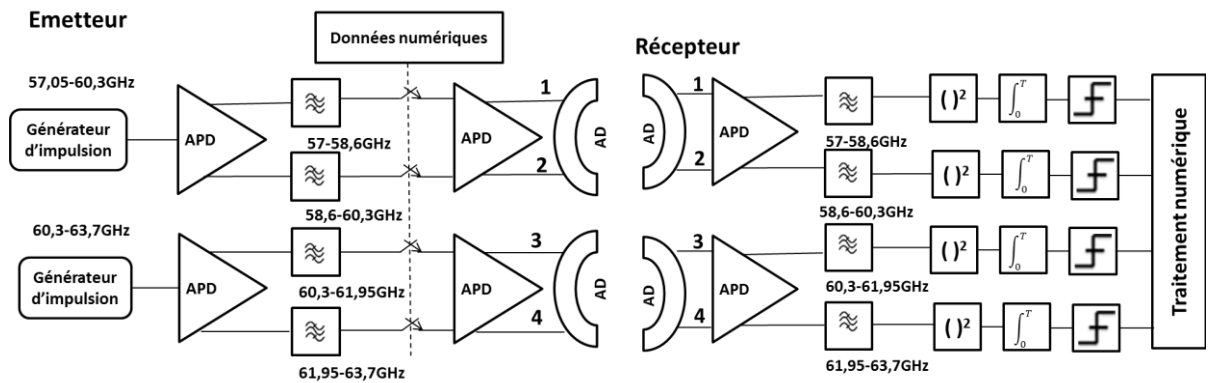


Figure I.6. Architecture MB-OOK différentielle proposée

Nous allons maintenant détailler les caractéristiques de propagation, les régulations, et les standards dans la bande de fréquence non licenciée autour de 60 GHz ;

I.2. Avantage de la bande non licenciée autour de 60 GHz

La bande de fréquences autour de 60 GHz ne permet pas seulement d'obtenir des débits très élevés de plusieurs Gbps. Elle possède d'autres avantages qui étaient considérés il y a encore une vingtaine d'années comme des inconvénients limitant son utilisation.

- Forte atténuation en espace libre:

L'atténuation en espace libre se calcule grâce à la formule suivante :

$$\text{Atténuation en espace libre} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{I.1})$$

avec λ la longueur d'onde, et d la distance.

L'atténuation en espace libre pour une distance d de 10 m a été calculée pour différentes fréquences (Tableau I.2). On constate que l'atténuation augmente avec la fréquence. A 60 GHz, elle atteint 88 dB à 10 m. Les communications à 60 GHz ne sont donc possibles qu'à courte distance, sauf si on dispose de fortes puissances à l'émission.

Tableau I.2. Atténuation en espace libre en fonction de la fréquence

Fréquence (GHz)	Longueur d'onde (mm)	Atténuation en espace libre (dB)
2.4	125	30
5	60	66
60	5	88

- *Dimension des antennes :*

L'un des avantages de la bande 60 GHz est lié à la petite longueur d'onde permettant un haut degré d'intégration pour tous les éléments : les filtres, les composants passifs et les antennes. Par exemple, pour obtenir une même valeur du gain d'antenne à 60 GHz et à 6 GHz, la surface de l'antenne à 60 GHz sera cent fois plus petite qu'à 6 GHz, comme montré par la relation (I.3) qui exprime la directivité maximale D_{max} en fonction de la surface équivalente de réception de l'antenne S et de la longueur d'onde λ :

$$D_{max} = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \quad (I.2)$$

- *Absorption de l'oxygène :*

Pour les applications WLANs, la bande de 60 GHz présente un intérêt particulier lié aux caractéristiques d'atténuation spécifique de 10-15 dB/km causée par l'absorption de l'onde par l'oxygène de l'air. Cette atténuation interdit l'utilisation de la bande dans les communications à grande distance (>2 km). En revanche, pour communications courtes distance (<50 m), cette atténuation n'affecte quasiment pas la communication. Cette valeur d'atténuation de 10-15 dB/km existant dans une bande passante de 8 GHz autour de la fréquence 60 GHz, on a en principe 8 GHz de bande réservée pour les communications courtes distances [13].

- *Atténuation dans un environnement intérieur:*

L'atténuation de l'onde à 60 GHz dans les matériaux courants à l'intérieur des bâtiments est plus importante qu'aux fréquences inférieures comme indiqué dans l'étude [14] qui compare les coefficients d'atténuation mesurés pour différents matériaux (plâtre, verres,...) à 2.5 GHz et 60 GHz.

- *Réutilisation de fréquence* :

La très forte atténuation subie par les liaisons à 60 GHz permet de réutiliser la fréquence dans des zones très proches. Ainsi, il est possible de déployer de nombreux terminaux fonctionnant à la même fréquence dans une configuration de grande densité et sans risque d'interférences.

- *Sécurité* :

La forte atténuation permet de sécuriser les liaisons haut débit sur des distances limitées.

I .3. Régulation dans la bande 60 GHz

Les dernières avancées en microélectronique ont rendu possible la réalisation des circuits aux fréquences millimétriques, ce qui a conduit à l'ouverture de bandes non licenciées et non utilisées. En janvier 2001, la FCC (Federal Communications Commission) a décidé de réattribuer la bande de fréquences des 60 GHz, dans un but de commercialisation. Ce qui a rendu l'utilisation de la bande 57 et 64 GHz possible avec une densité de puissance moyenne de $9\mu\text{W}/\text{cm}^2$ pour une distance de 3m (PIRE de 40 dBm), et maximale de $18\mu\text{W}/\text{cm}^2$ pour une distance de 3 m (PIRE de 43dBm) [15]. La puissance maximale de sortie est limitée à 500mW, néanmoins sa valeur sera plus petite si la bande d'émission est inférieure à 100 MHz. De plus, le terminal doit respecter les limites d'exposition au rayonnement. Notons que l'utilisation de cette bande dans les avions et les satellites reste non autorisée [16].

En 2000 et 2005, le Japon et l'Australie ont réservé respectivement la bande 59-66 GHz et la bande 59.4-62.9 GHz pour les applications non licenciées.

En Europe, l'institut européen de normalisation des télécommunications (ETSI) a établi les bases de la future régulation de la bande 60 GHz en 2007. Elles recommandent le changement de l'allocation de fréquences pour réaliser des communications ultra large bande à 60 GHz pour des courtes distances. En mai 2009, la commission européenne (EC) a modifié l'ancienne régulation avec l'harmonisation du spectre radiofréquences pour les terminaux à courte distance (décision 2009/381/EC). Elle met en œuvre la norme européenne normalisée ETSI EN 302 567 qui réserve la bande des fréquences de 57 à 66 GHz pour les applications non licenciées à travers l'union européenne. A l'intérieur de cette bande, pour les applications "indoor", la densité de puissance maximale est de 40 dBm/MHz, et la PIRE est de 40 dBm. Pour les applications extérieures, "outdoor", la puissance autorisée doit être inférieure à 15 dBm.

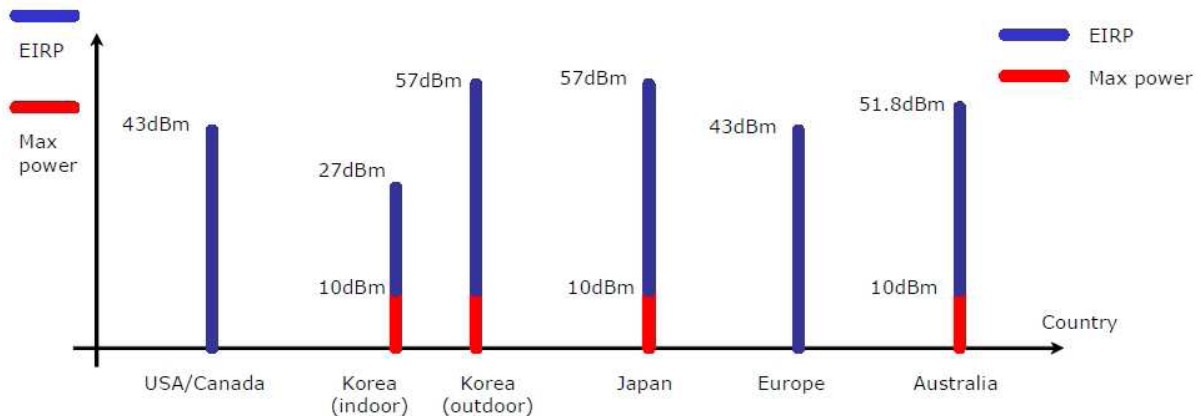


Figure I.7. Régulations de la PIRE et de la puissance maximale à 60 GHz selon les pays

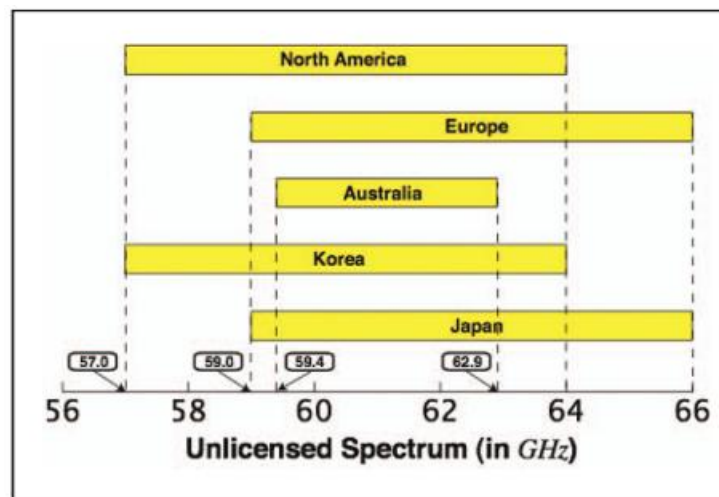


Figure I.8. Régulations de la bande de fréquence à 60 GHz selon les pays

La figure I.8 montre la bande non licenciée de 60 GHz à travers le monde. On note que la bande 59.4-62.9 GHz est commune aux différents pays du monde et que la puissance maximale transmise est inférieure à 10 dBm dans la majorité des pays.

I.4. Standardisation dans la bande de 60 GHz

Une bande non licenciée permet d'offrir de la souplesse dans la conception d'un système radiofréquence car il n'existe pas de contraintes de normes. Cette caractéristique est avantageuse pour les réseaux WSN puisqu'on peut ajuster les puissances émises aux besoins ou pour les entités qui utilisent des interfaces spécifiques. En revanche, pour les applications commerciales, des standards industriels sont nécessaires pour assurer une interopérabilité entre les terminaux des différents constructeurs.

Dans ce qui suit, on présente les principales normes de communication à 60 GHz. On soulignera les similitudes et différences entre elles et les applications visées par chacune. On se focalisera principalement sur la norme 802.15.3c, qui est la référence. On étudiera également la norme 802.11ad qui présente des avantages sur la norme 802.15.3c, avec un modèle plus réaliste et inter-fonctionnel avec la norme WiFi.

La norme 802.15.3c [17] définit la couche contrôle de données (MAC) et la couche physique (PHY), pour les applications WPAN dans le domaine des fréquences millimétriques. Le standard MAC inclue deux possibilités différentes pour les algorithmes de formation des faisceaux et utilise les réseaux d'antennes à 60 GHz pour avoir un gain élevé dans une direction arbitraire.

L'allocation du spectre est internationalement différente. Pour surmonter ce problème, la norme définit dans sa couche physique des canaux de communication qui présentent un bon compromis entre les régulations de spectre des différentes régions. Comme l'indique la figure I.7, chaque région utilise les canaux qui conviennent à sa régulation. Les fréquences porteuses de deux canaux adjacents sont séparées de 2.16 GHz, la figure I.9 indique aussi le masque spectral qu'il faut respecter pour un terminal conforme. La densité de puissance reste constante dans chaque canal de largeur égale à 1728 MHz.

Les principaux modes définis dans la norme 802.15.3c sont :

- Le mode à porteuse unique (nommé SC PHY) qui fournit trois classes de communication utilisant des schémas de modulation mono-porteuse, et pour la partie codage, soit un code RS (Reed-Solomon), soit un code de contrôle de parité à faible densité (LDPC : Low-Density Parity-Check). La première classe donne un débit supérieur à 1.5 Gbps pour les applications mobiles à bas coût et faible consommation, la deuxième classe fournit un débit supérieur à 3 Gbps, enfin, la troisième classe assure un débit qui dépasse les 5 Gbps pour les applications à hautes performances. Une autre classe optionnelle qui utilise une double inversion de marque alternée (DAMI) ou une modulation OOK est définie.
- Le mode d'interface à haute vitesse (HSI PHY) qui fournit un débit supérieur à 5.7 Gbps en utilisant la modulation OFDM. Un système de protection anisotrope ou isotrope contre les erreurs est utilisé (EEP ou UEP).
- Le mode Audio Visual (A/V PHY) qui fournit deux classes. Le haut débit A/V PHY qui fournit un débit supérieur à 3.8 Gbps pour la transmission audio/vidéo non compressée, et le faible débit A/V PHY omnidirectionnel, qui a un débit supérieur à 10 Mbit/s utilisé pour la signalisation. Ce mode utilise la modulation OFDM avec un codage convolutif intérieur et un codage RS.

De plus, pour la coexistence et l'interfonctionnement du système, la norme utilise un mode de signalisation en mode commun (Common Mode Signalisation: CMS) basé sur le

mode mono-porteuse à faible débit. Ces multitudes de modes font de la norme 802.15.3c un standard général qui couvre la majorité des applications WPAN à 60 GHz.

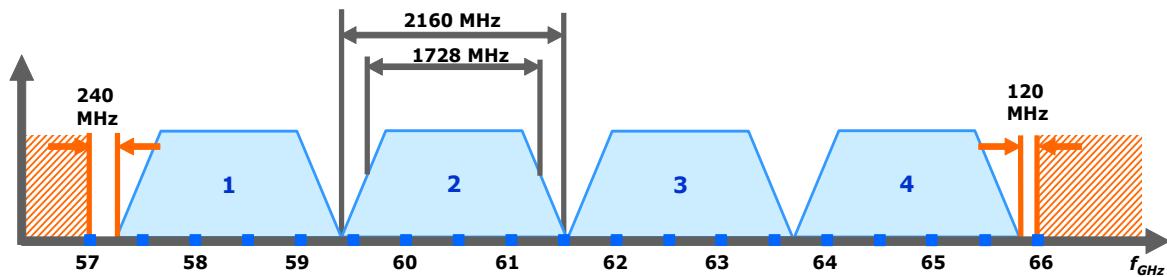


Figure I.9. Les quatre canaux définis dans le standard 802.15.3c

Les autres standards que l'on va présenter sont, soit inspirés de la norme 802.15.3c, soit possèdent les mêmes propriétés, en particulier les canaux de fréquences qui sont presque tous les mêmes. Tous ces standards implémentent la technique de formation de faisceaux dans leurs couches MAC.

Le standard WirelessHD [18] se focalise sur une haute qualité audio/vidéo non compressée. Avec, dans la version 1.0a, une résolution supérieure à 1080p, une fréquence de rafraîchissement de 60 Hz, et des couleurs sur 24 bits. La portée de la liaison est d'au moins 10 m. La version 1.0a supporte un débit supérieur à 3 Gbps, néanmoins, les dernières versions définissent une résolution élevée et un débit qui dépasse les 28 Gbps.

Le standard ECMA-387 [19] définit les couches physiques/MAC, et le protocole des couches d'adaptation (PAL) pour HDMI. Le standard s'adresse aussi bien au transfert de données qu'au streaming audio/vidéo non compressé. Donc, comme la norme 802.15.3c, cette norme pourrait être utilisée dans toutes les applications WPAN à 60 GHz. Le débit atteint pour un seul canal est de 6.35 Gbps, d'où un débit total pour le fonctionnement en parallèle de tous les canaux de 25Gbps.

La norme WiGig 1.0 (Wireless Gigabit Alliances) [20], développée par un groupement de constructeurs d'ordinateurs et de "software", est beaucoup plus orientée vers les applications de transfert de données dans le contexte des réseaux WiFi. Donc, cette norme est compatible avec le standard IEEE 802.11. Une distance qui dépasse le 10 m est prévue avec l'utilisation d'antennes très directives ou en utilisant la technique de formation de faisceaux. La norme définit un débit de transmission avec différents modes supérieurs à 7 Gbps.

Une norme similaire à WiGig est la norme 802.11ad task group [21], elle est initiée aussi en 2008. Elle présente une évolution de la norme IEEE 802.11.ac, dont l'objectif est de modifier les couches physiques et liaison de données de la norme 802.11 pour intégrer les opérations à 60 GHz dans le but final d'avoir un débit élevé. Un terminal IEEE 802.11.ac/ad, utilise IEEE 802.11.ad pour les applications courtes distance et le IEEE 802.11.ac pour des distances plus importantes. Ce terminal travaille alors dans trois bandes de fréquences : 2.4

GHz, 5 GHz et 60 GHz, et un mécanisme automatique de détection est utilisé pour optimiser le réseau et choisir la communication optimale à chaque fois.

Cette thèse n'est pas basée sur un standard spécifique, elle adopte les définitions générales communes pour toutes les normes, en particulier pour le canal de propagation. La modulation adoptée dans notre système, est de type impulsionnel.

Les performances des systèmes de communication à 60 GHz dépendent du choix de la modulation, des éléments de l'architecture, de la technologie utilisée pour leur conception, et aussi des types d'assemblages. Cependant, une prise en compte globale de l'émetteur, du récepteur et du canal est essentielle. L'étude des caractéristiques du canal influence le choix d'architecture et permet d'estimer les performances en termes de débit.

Le chapitre suivant porte sur l'étude du canal de propagation à 60 GHz, deux normes seront analysées, le IEEE 802.15.3c (*TG3c*) et IEEE 802.11.ad (*TGad*).

Bibliographie du Chapitre I

- [1] IEEE 802.15 Working Group for WPAN, <http://www.ieee802.org/15/>.
- [2] A. Sadri, "802.15.3c Usage Model Document (UMD), Draft," IEEE 802.15 TG3c document: 15-06-0055-14-003c, January 2006.
- [3] 60 GHz et competing high speed wireless technologies report 2013, <http://www.displayplus.net/news/articleView.html?idxno=53206>
- [4] B. Floyd, S. Reynolds, U. Pfeiffer, T. Beukema, J. Grzyb, and C. Haymes, "A silicon 60 GHz receiver and transmitter chipset for broadband communications," in *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Dig. Tech. Papers*, Feb. 2006, pp. 649–658.
- [5] J. M. Gilbert, C. H. Doan, S. Emami, and C. B. Shung, "A 4-Gbps Uncompressed Wireless HD A/V Transceiver Chipset", *IEEE Micro*, pp. 56-64, March-April 2008.
- [6] Dragomirescu, D., Kraemer, M., Jatlaoui, MM, Pons, P., Aubert, H., Thain, A., et al. (2010). "60 GHz wireless nano-sensors network for structure health monitoring as enabler for safer, greener aircrafts." In: *Proceedings of SPIE. Advanced Topics in Optoelectronics Microelectronics and Nanotechnologies IV*. (p. 78215, vol.7821).
- [7] R. Abdaoui, " Architecture multi-bandes en mode impulsional et circuits pour des applications nomades très haut débit autour de 60 GHz". rapport de thèse, laboratoire ESYCOM , ESIEE Paris, Dec.2012.
- [8] 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*.
- [9] 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.
- [10] 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*.
- [11] W. Shin et al., "60 GHz low power 1.5 Gb/s ASK transmitter in 90 nm CMOS with on-board Yagi-Uda antenna", *EuMC*, pp. 272-275, Sep. 2010.

- [12] A. Hamidian et al., "Multi-gigabit 60 GHz OOK front-end in 90 nm CMOS", SiRF, pp. 96-98, Jan 2013.
- [13] P. Smulders, "Exploiting the 60 GHz Band for Local Wireless Multimedia Access: Prospects and Future directions", IEEE Commun. Mag., Vol. 2, No. 1, pp. 140-147, Jan. 2002.
- [14] C.R. Anderson, "In-Building Wideband Multipath Characteristics at 2.5 and 60 GHz", Proc. Of IEEE Veh. Techn. Conf. 2002, Vol. 2, 24-28 Sept. 2002, pp 97-101.
- [15] US Code of Federal Regulation (CFR) - title 47, chapter 1 - part 15.255. Federal Communications Commission (FCC), October 2004. URL <http://www.gpo.gov>. (Cited on page 8.)
- [16] Su-Khiong Yong and Chia-Chin Chong. "An overview of multigigabit wireless through millimeter wave technology: Potentials and technical challenges". EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2007:10, 2007. (Cited on pages 8, 14, 15, 16, and 17.)
- [17] 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: Millimeterwave-based alternative physical layer extension. IEEE Std 802.15.3c-2009 (Amendment to IEEE Std 802.15.3-2003), page 187, 12 2009. (Cited on pages 9 and 10.)
- [18] Wireless HD Specification Version 1.0a. URL <http://www.wirelesshd.org>.(Cited on pages 10 and 11.)
- [19] Standard ECMA-387. ECMA international, 1st edition, December 2008. URL <http://www.ecma-international.org>. (Cited on page 11.)
- [20] "Marketing requirements document," *WiGig*, Version 1.0 2011. [Online]. Available: <http://wигig.org/>
- [21] IEEE 802.11ad - Very High Throughput in 60 GHz. URL http://www.ieee802.org/11/Reports/tgad_update.htm. (Cited on page 11.)

Chapitre II : Canal de propagation à 60 GHz

II.1. Introduction

Dans les communications sans fil, le canal de propagation constitue le milieu séparant l'émetteur du récepteur. Du fait des besoins croissants des télécommunications sans fil en matière de débit, il est nécessaire de fournir des modèles toujours plus précis du canal de propagation en fonction des conditions d'environnement, de la gamme de fréquence et des largeurs de bandes utilisées. Cette modélisation permet de dimensionner au mieux les interfaces radio en termes de qualité de service, d'optimiser les réseaux lors de leur déploiement (détermination des zones de couverture, choix des sites, définition des puissances, gains d'antenne, etc.) et de déterminer les brouillages éventuels.

Pour estimer la puissance reçue en un point, une modélisation des différents mécanismes de propagation et de l'environnement est mise en œuvre. Cette puissance dépend entre autres des trajets multiples résultant de l'interaction du signal émis avec les nombreux obstacles présents dans l'environnement et de l'affaiblissement du trajet direct PL (Path Loss). Deux approches de modélisation sont généralement retenues : l'approche théorique et l'approche statistique. Elles conduisent respectivement à des modèles déterministes, empiriques et semi-empiriques. Les modèles déterministes s'appuient sur les lois de la physique. Les modèles empiriques sont basés sur l'analyse d'un grand nombre de mesures expérimentales en fonction de différents paramètres tels que la fréquence, la distance, la hauteur des antennes. Les modèles semi-empiriques combinent une formulation analytique des phénomènes physiques (réflexion, diffraction, diffusion) et un ajustement statistique à l'aide de mesures expérimentales. Ils nécessitent la prise en compte de l'environnement, en général à travers les techniques du lancer ou du tracé de rayons.

Dans les sections suivantes, on définira d'abord les phénomènes importants pour l'analyse d'un canal de propagation et sa modélisation statistique. On étudiera ensuite les deux principales normes de canal de propagation à 60 GHz définies dans les standards 802.15.3c et 802.11ad. Et pour terminer, on calculera les paramètres statistiques et on évaluera les performances d'une architecture impulsionnelle mono-bande, et cela dans deux environnements de la norme 802.11.ad.

II.2. Caractérisation du canal de propagation

Pour caractériser le canal de propagation, on distingue les phénomènes à grande échelle et à petite échelle [1].

II.2.1. Phénomènes à grande échelle

Les évanouissements à grande échelle définissent les fluctuations de la puissance moyenne mesurées sur un déplacement (Figure II.1) ou sur un intervalle de temps suffisamment grands. Les deux phénomènes à l'origine des variations à grande échelle sont les pertes en distance et les effets de masquage [2].

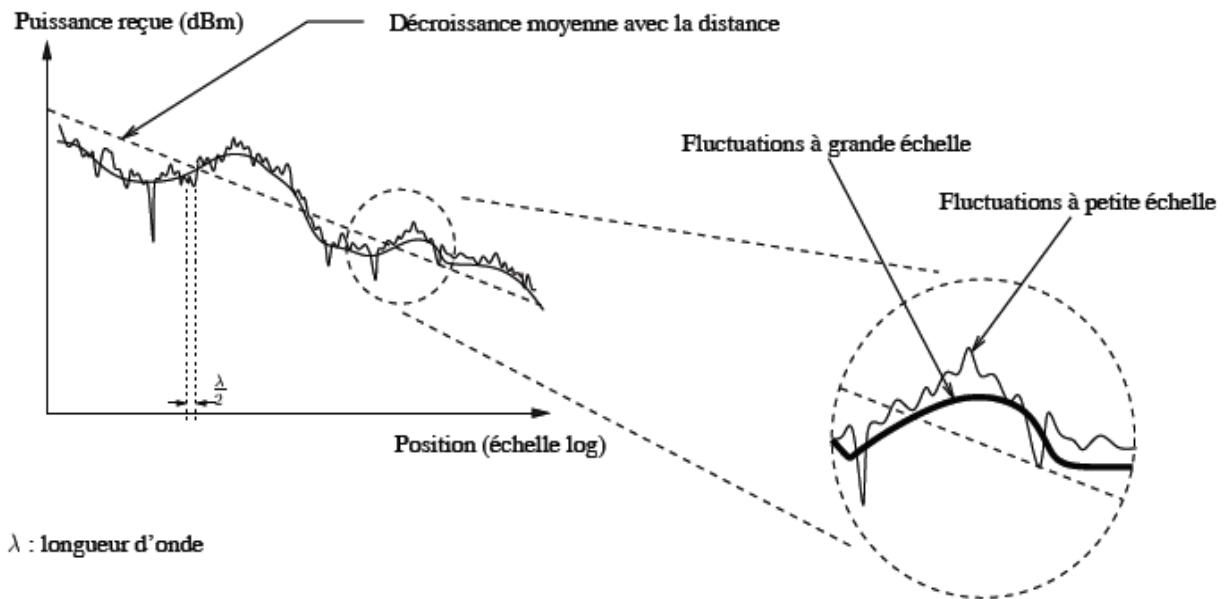


Figure II.1. Fluctuation à grande et petite échelle du canal de propagation [1]

II.2.2. Phénomènes à petite échelle

Les fluctuations à petite échelle sont observées sur un intervalle de temps ou un déplacement spatial suffisamment petit pour négliger les variations à grande échelle (Figure II.1). À l'origine de ces phénomènes, la présence d'objets dans l'environnement de propagation engendre, au niveau du récepteur, l'apparition de plusieurs répliques du signal transmis interférant de manière constructive ou destructive. Ces interférences créent une dispersion temporelle du signal liée au retard temporel des échos. On parle de propagation à trajets multiples. D'autre part on observe des variations de l'enveloppe du signal reçu, liée à la modulation de fréquence aléatoire due au déplacement relatif de l'émetteur par rapport au récepteur (effet Doppler) et à la non stationnarité de l'environnement. Ces phénomènes limitent les performances en termes de débit dans les modulations quadratiques et impulsionnelles. Pour compenser les effets du canal, des égaliseurs adaptatifs sont souvent mis en place à la réception.

II.3. Modélisation statistique du canal de propagation

La modélisation du canal de propagation à 60GHz (indoor) est basée sur le modèle statistique de Saleh-Valenzuela (S-V) [3] combinant les concepts de "clusters" et d'angles d'arrivée AOA (Angle Of Arrival).

II.3.1. Modèle de S-V

Le modèle de S-V est l'un des modèles statistiques les plus utilisés dans le domaine des communications "indoor", en particulier dans le standard IEEE 802.15 [4]. Il s'agit d'un modèle statistique ultra large bande considérant que les composantes 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 trajets de caractéristiques voisines. Les "clusters" sont caractérisés par une décroissance exponentielle de la puissance (figure II.2). Le modèle de S-V ne dépend que du paramètre temps d'arrivée TOA (Time Of Arrival), et ne tient pas compte de la notion d'AOA.

$$h(t) = \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^{K_l} \beta_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (\text{II.1})$$

avec L nombre de clusters, K_l nombre de trajets dans le $l^{\text{ème}}$ cluster, $t_{k,l}$ retard du $k^{\text{ème}}$ rayon du $l^{\text{ème}}$ cluster, T_l retard du $l^{\text{ème}}$ cluster. On a $\beta_{k,l}$ amplitude complexe du $k^{\text{ème}}$ rayon du $l^{\text{ème}}$ cluster donné par :

$$\overline{\beta_{k,l}^2} = \overline{\beta^2(T_l, \tau_{k,l})} = \overline{\beta^2(0,0)} e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma} \quad (\text{II.2})$$

où $\overline{\beta^2(0,0)}$ est le gain en puissance moyen du premier trajet du premier groupe. Les affaiblissements en puissance des clusters et trajets sont générés par une loi exponentielle de paramètres Γ et γ , respectivement. D'autre part, les temps d'arrivée des clusters et trajets sont générés par des lois de Poisson de paramètres respectifs Λ et λ .

Le modèle statistique étendu du modèle S-V consiste à définir un modèle de S-V classique pour chaque AOA. Il présente la réponse impulsionnelle suivante :

$$h(t, \varphi) = \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^{K_l} \beta_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \delta(\varphi - \Omega_l - \omega_{k,l}) \quad (\text{II.3})$$

avec $\omega_{k,l}$ angle du $k^{\text{ème}}$ trajet du $l^{\text{ème}}$ cluster et Ω_l angle d'arrivée moyen du $l^{\text{ème}}$ cluster.

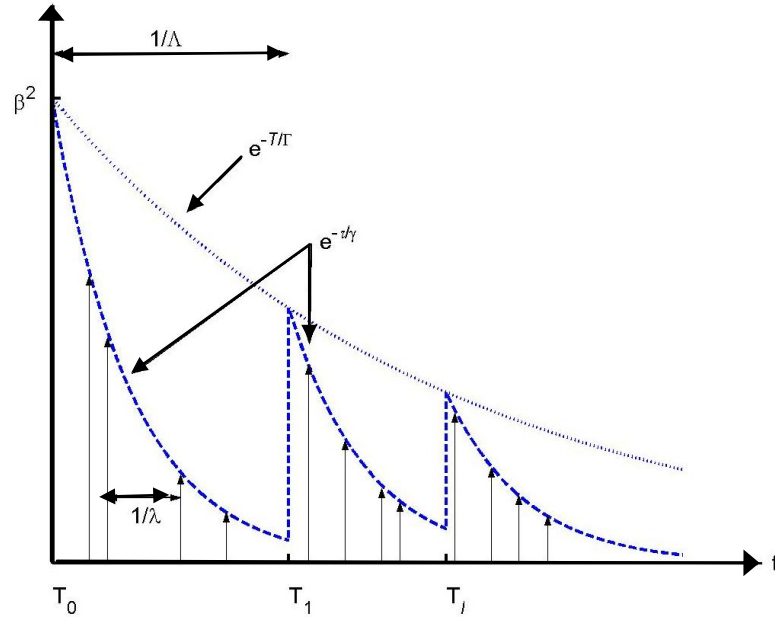


Figure II.2. Modèle statistique de Saleh-Valenzuela classique

Dans la norme IEEE 802.15.3a (TG3a) décrivant les communications UWB dans la bande de fréquences 3-10 GHz, le modèle de S-V a été adopté par le groupe de travail. En revanche, pour les communications indoor autour de 60 GHz, (norme IEEE 802.15.3c : TG3c) [5-6] ont montré que le modèle de S-V n'est pas adapté. Shoji et Sawada ont donc développé un modèle statistique de canal à deux trajets combinés avec le modèle S-V [7-8].

II .3.2. Modèle de Triple S (Shoji-Sawada-Saleh-Valenzuela)

Le modèle triple S convient bien aux communications UWB, quand des antennes directives ou un scénario LOS (Line-Of-Sight) sont utilisés, ce qui est le cas en général à 60 GHz avec des pertes de propagation très élevées.

La réponse impulsionnelle du modèle triple S est donnée par :

$$h(t, \varphi) = \beta \delta(\tau, \varphi) + \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^{K_l} \beta_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \delta(\varphi - \Omega_l - \omega_{k,l}) \quad (\text{II.4})$$

où $\beta \delta(\tau, \varphi)$ est le terme correspondant à la composante LOS supplémentaire, et le terme à droite au modèle de S-V étendu.

Ce modèle de canal est implanté dans l'ensemble des normes à 60GHz.

II .4. Paramètres de dispersion temporelle du canal de propagation

À partir de la connaissance de la réponse impulsionnelle du canal de propagation, il est intéressant de se doter d'outils permettant d'évaluer sa dispersion.

Le retard moyen $\bar{\tau}$ est la moyenne des retards pondérés par leurs puissances :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k h_k^2 \tau_k}{\sum_k h_k^2} \quad (\text{II.5})$$

Ce retard moyen est intéressant pour le dimensionnement d'architectures basées sur les modulations quadratiques. Il permet de déterminer la période des symboles émis pour éviter le problème d'interférences inter-symbole, et de calculer le retard moyen de propagation qui est très important dans les processus de synchronisation

L'étalement RMS (Root Mean Square delay Spread) est défini par l'équation suivante :

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (\text{II.6})$$

avec :

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k h_k^2 \tau_k^2}{\sum_k h_k^2} \quad (\text{II.7})$$

La réalisation du canal de propagation est un processus aléatoire. Pour caractériser le canal, un très grand nombre de réalisations est nécessaire, et à chaque fois l'étalement RMS est calculé. On définit alors l'étalement RMS minimum, maximum et moyen, comme le minimum, maximum et la moyenne de tous les étalement RMS déjà calculés. L'étalement RMS moyen est très important pour dimensionner une architecture impulsionnelle sachant que l'étalement de l'impulsion à la réception dépend principalement de cette grandeur.

Le retard maximum est la durée, comptée à partir du premier trajet reçu, pendant laquelle on reçoit 90% de l'énergie du signal. Ce retard est important pour fixer la longueur de l'intervalle de garde dans les modulations OFDM. D'autre part, on définit le nombre de trajets significatifs comme le nombre de trajets ayant une puissance totale supérieure à 20% de la puissance du trajet transportant le maximum de puissance.

II .5. Standards normalisés du canal de propagation à 60 GHz

Dans cette section, deux standards industriels de canal de propagation seront examinés, la norme 802.15.3c et la norme 802.11ad. Ils constituent les principaux modèles utilisés pour évaluer une liaison de communication à 60 GHz.

II .5.1. La norme 802.15.3c

Le modèle de canal 802.15.3c est dérivé à partir des résultats de mesures large bande réalisées dans les environnements : résidentiel, bibliothèque, kiosque, desktop et bureau. Pour chaque environnement, un scénario LOS et NLOS (Non-Line-Of-Sight) est défini, sauf pour l'environnement kiosque où seul le scénario LOS est envisagé. 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 comme indiqué dans le Tableau II.1 [9].

Tableau II.1. Les différents modèles de canaux de propagation considérés par le groupe TG3c

Type d'environnement	Scénario	Numéro du modèle de canal
Résidentiel	LOS	CM1
	NLOS	CM2
Bureau	LOS	CM3
	NLOS	CM4
Bibliothèque	LOS	CM5
	NLOS	CM6
Desktop	LOS	CM7
	NLOS	CM8
Kiosque	LOS	CM9

a. Caractérisation à grande échelle

Dans la norme 802.15.3c, les évanouissements à grande échelle sont évalués par l'équation suivante :

$$\overline{PL}(d)[dB] = \underbrace{PL(d_0)[dB]}_{\text{PL à la distance de référence}} + \underbrace{10n \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + \sigma_s [dB]}_{\text{le terme exposant de PL}}, \quad \text{for } d \geq d_0 \quad (\text{II.8})$$

où :

- d : distance entre l'émetteur et le récepteur ;
- d_0 : distance de référence, généralement égale à 1 m ;
- n : exposant de l'affaiblissement de propagation ;
- σ_s : variance d'une loi log-normale qui modélise l'effet de masque.

La norme définit un modèle PL pour un environnement bureau et résidentiel avec les scénarios LOS et NLOS. Les paramètres de modèle PL sont donnés dans le Tableau II.2. Ces paramètres sont calculés à partir des mesures faites en utilisant différentes valeurs des gains d'antennes d'émission et de réception.

Tableau II.2. Valeurs de PL dans différents environnements et scénarios (TX : Transmitter, RX : Receiver, HPBW : Half Power BeamWidth)

Environnement	Scénario	n	$PL (d_0=1m)$	σ_s	Antennes	Réf.
Résidentiel	LOS	1.53	75.1	1.5	TX (HPBW : 72°), RX (HPBW : 60°)	[10]
Résidentiel	NLOS	2.44	86.0	6.2	TX (HPBW : 72°), RX (HPBW : 60°)	
Bureau	LOS	1.16	84.6	5.4	TX (omni), RX cornet (HPBW : 30°)	[11]
Bureau	NLOS	3.14	56.1	8.6	TX (omni), RX cornet (HPBW : 30°)	

b. Caractérisation à petite échelle

La norme 802.15.3c adopte le modèle de triple S décrit dans la section (II.3.2) pour modéliser le canal de propagation. La réponse impulsionnelle du canal est donnée par l'équation II.4, le premier terme β est déterminé par la méthode du tracé de rayon, par exemple, dans un environnement de bureau avec un scénario LOS, deux trajets sont observés dans la composante principale : le trajet direct et le trajet réfléchi sur une table. β est donné par :

$$\beta[dB] = 20 \log_{10} \left[\frac{\mu_d}{d} \left| \sqrt{G_{t1} G_{r1}} + \sqrt{G_{t2} G_{r2}} \Gamma_0 \exp \left[j \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda d} \right] \right| \right] - PL_d(\mu_d) \quad (\text{II.9})$$

tel que :

$$PL_d(\mu_d) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d_0}{\lambda} \right) + A_{NLOS} + 10n_d \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (\text{II.10})$$

où :

- λ , A_{NLOS} , μ_d , Γ_0 , h_1 et h_2 sont respectivement la longueur d'onde, la valeur d'atténuation dans un environnement NLOS, la distance moyenne des deux trajets, le coefficient de réflexion, et la hauteur de TX et RX ;
- G_{t1} , G_{t2} , G_{r1} , G_{r2} sont les gains des antennes TX pour les trajets 1 et 2, et les gains des antennes RX pour respectivement les mêmes trajets;

Pour le deuxième terme S-V étendu de l'équation II.4, le nombre de clusters moyens \bar{L} observés dans le modèle de canal 802.15.3c varie entre 3 et 14, il dépend de l'environnement et du scénario (LOS ou NLOS). Le nombre de clusters est obtenu à partir d'une loi uniforme dont la moyenne est \bar{L} .

Le modèle du canal 802.15.3c est de type SIMO (Single Input Multiple Output), il caractérise seulement l'angle d'arrivée. La norme adopte une distribution uniforme entre 0 et 2π pour l'angle d'arrivée des clusters Ω_l . Cette distribution est conditionnée par la moyenne de l'angle d'arrivée du premier cluster Ω_0 . D'autre part, la distribution des angles des trajets d'un cluster $\omega_{k,l}$, suit une loi Normale ou Laplacienne de moyenne nulle. L'analyse des résultats de mesures TG3c pour différentes bandes passantes et dans différents environnements, montre que l'amplitude des clusters et des trajets r suit une loi log-normale donnée par l'équation suivante :

$$Pl(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_r r} \exp\left(-\frac{(\ln r - \mu_r)^2}{2 \sigma_r^2}\right) \quad (\text{II.11})$$

où $\mu_r = E[\ln r]$ et σ_r^2 désignent respectivement la moyenne et la variance de la distribution Gaussienne de $\ln(r)$.

II .5.2. La norme 802.11ad

Comparée à la norme IEEE 802 15.3c, la norme IEEE 802.11ad propose un modèle plus complexe de l'environnement entourant les émetteurs et les récepteurs, avec la prise en compte de la polarisation des signaux au niveau des antennes d'émission et de réception, la distribution spatiale dans l'environnement, les angles de départ (Angle Of Departure : AOD) des trajets, ainsi que les éventuels effets de masquage dus à la présence humaine. Pour ce standard, trois environnements différents sont définis: "Conference room", "Living room" et "Entreprise cubicle" [12].

a. Caractérisation à grande échelle

Le modèle du PL de la norme 802.11ad est développé en faisant la moyenne de plusieurs réalisations menées avec différentes valeurs de la distance RX/TX, et cela en utilisant : soit des antennes directionnelles (HPBW compris entre 10° et 60°) pour TX et RX, soit des algorithmes de formation de faisceau en émission et en réception. La représentation générale de PL est donnée par :

$$\overline{PL}(d)[dB] = A_c + 20 \log_{10}(f) + 10n \log_{10}(d) \quad (\text{II.12})$$

où A_c est une valeur constante. La somme des deux premiers termes correspond au $PL(d_0)$ de l'équation II.8. Un résumé des valeurs de A_c , n et $PL(d_0)$ à 60 GHz, pour des environnements de "Conference room" et "Living room" dans différents scénarios, sont données dans le Tableau II.3.

Tableau II.3. Valeurs de PL dans différents environnements et scénario (STA : Station, AP : Access Point)

Environnement	Scénario	A_c	n	$PL(d_0)$	σ_s	Réf.
"Conference room" STA-STA	LOS	32.5	2.0	68.0	0	[12]
"Conference room" STA-STA	NLOS	51.5	0.6	87.0	3.3	
"Conference room" STA-AP	LOS	32.5	2.0	68.0	0	
"Conference room" STA-AP	NLOS	45.5	1.4	81.1	3.0	
Living room	LOS	32.5	2.0	68.0	0	
Living room	NLOS	44.7	1.5	80.2	3.4	

b. Caractérisation à petite échelle

La norme IEEE 802.11ad (TGad) adopte le modèle générique de la réponse impulsionnelle du canal introduit dans la norme 802.15.3c. Néanmoins, TGad utilise une approche simple basée sur le modèle de Friis pour générer la composante LOS dans l'équation II.4. A noter que la norme 802.11ad considère plusieurs types de clusters, avec un nombre fixe de clusters pour chaque type. L'existence d'un type dépend de l'environnement et du scénario de propagation. En général, le nombre de réflexions subies donne l'ordre du cluster. On distingue les clusters jusqu'à l'ordre n . Pour un ordre donné, on déterminera différents types de clusters en fonction de la nature des réflexions (sur les murs, le plafond ou le sol).

Le trajet LOS est un cluster qui contient un seul rayon calculé par la relation suivante :

$$\beta_{LOS}(dB) = G_t + G_r + 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right) \quad (\text{II.13})$$

où G_t, G_r sont respectivement les gains des antennes TX et RX, λ la longueur d'onde et d la distance entre TX et RX.

Le modèle prend le trajet LOS comme le repère des angles de départ et d'arrivée et aussi le temps d'arrivée des clusters NLOS. Le nombre de clusters L est calculé à partir des simulations de tracé de rayons, ses valeurs dans un environnement de "Living room" et de "Conference room" sont données dans l'annexe A. D'autre part, le gain de chaque cluster β_i est donné par l'équation suivante :

$$\beta_i[dB] = 20 \log_{10} \left(\frac{g_i \lambda}{4\lambda(d+R)} \right); \quad R = ct \quad (\text{II.14})$$

où g_i le coefficient de pertes par réflexion, à noter que g_i est modélisé par une distribution log-normal de moyenne -10dB et de RMS 4dB dans le cas d'une réflexion du premier ordre, et une moyenne de -16dB et un RMS de 5 dB dans le cas d'une réflexion du deuxième ordre; d distance entre TX et RX suivant le trajet LOS ; R distance totale parcourue le long du chemin d'un cluster, égale au produit de TOA du cluster par la vitesse de la lumière.

Les temps d'arrivée des clusters sont générés à partir de leurs lois de distribution statistique (voir annexe A). Contrairement à la norme IEEE 802.15.3c, la norme IEEE 802.11ad adopte un modèle MIMO, quatre types d'information angulaires sont caractérisées elles correspondent aux trajets réfléchis une fois par les murs, une fois par le plafond, deux fois par les murs et deux fois par le plafond. La génération de l'AOA pour un type d'information angulaire suit certaines propriétés statistiques, dans la référence [12] on trouve les lois de distribution statistique dans des environnements de "Living room" et "Conference room" (pour les AODs, elles seront calculées à partir des l'AOA). Une fois les caractéristiques des clusters (amplitudes, temps d'arrivée, AOA et AOD) sont générées, la probabilité de blocage de chaque cluster est appliquée, ses valeurs dans les environnements de "Living room" et de "Conference room" sont données dans l'annexe A. Après la génération des clusters non bloqués, le modèle d'antenne sera appliqué, il comporte deux termes multiplicateurs : un terme du gain d'antenne et un terme RL modélisant d'affaiblissement dû à la polarisation, ce dernier est la multiplication de trois vecteurs :

$$RL = e_{RX}^t H e_{TX} \quad (II.15)$$

où e_{TX} et e_{RX} sont respectivement les vecteurs de Jones des antennes d'émission et de réception, H la matrice de polarisation du cluster, et t le transposé de la matrice. La matrice H dépend du type du cluster, sa loi de distribution statistique, dans différents environnements de propagation est décrite dans la référence [12].

Maintenant, les trajets de chaque cluster sont à générer, le modèle de génération est dérivé à partir des données de mesures et non sur le modèle de tracé de rayons, ce dernier est difficile à mettre en œuvre puisque de hautes résolutions temporelle et angulaire sont nécessaires pour décrire les trajets de chaque cluster qui ont des caractéristiques très proches. La puissance totale de chaque cluster est normalisée à 1. Trois types de trajets sont à spécifier : un rayon central, les rayons précurseurs et les rayons postcurseurs. Le rayon central est un rayon unique ayant une amplitude $\alpha_{i,0}$ fixe. Tandis que les trajets précurseurs et postcurseurs sont des groupes de trajets dont le nombre sont respectivement de N_{pre} et N_{post} . Les retards de ces groupes sont modélisés par des processus de Poisson ayant des fréquences d'arrivée respectives λ_{pre} et λ_{post} . De plus, les amplitudes moyennes correspondant à un retard des trajets précurseurs et postcurseurs suivent une loi de décroissance exponentielle avec des coefficients respectifs de γ_{pre} et γ_{post} et dont les amplitudes du premier trajet sont respectivement de A_{pre} et A_{post} (Figure II.3). Ces derniers sont reliés à $\alpha_{i,0}$ par les relations suivantes :

$$K_{pre} = 20 \log_{10} \left| \frac{\alpha_{i,0}}{A_{pre}(\tau=0)} \right| \quad (\text{II.16})$$

$$K_{post} = 20 \log_{10} \left| \frac{\alpha_{i,0}}{A_{post}(\tau=0)} \right| \quad (\text{II.17})$$

où K_{pre} et K_{post} sont respectivement les valeurs du facteur K des rayons précurseurs et postcurseurs.

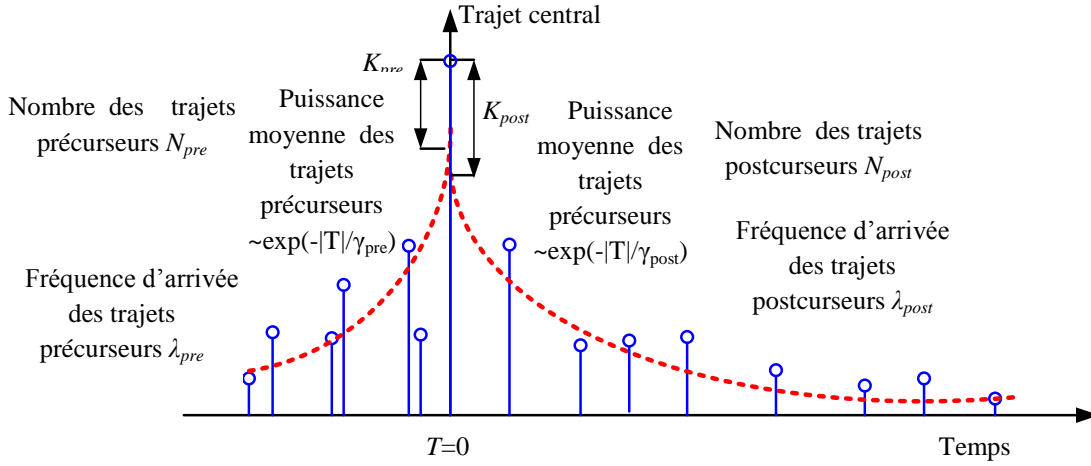


Figure II.3. Modèle d'un cluster dans le domaine temporelle

Tableau II.4. Valeurs des paramètres intra-cluster dans un environnement de "Living room" et de "Conference room"

Paramètre	Conference room	Living room
Facteur K des trajets précurseurs, K_{pre}	10 dB	11.5 dB
Facteur de décroissance de puissance des trajets précurseurs, γ_{pre}	3.7 ns	1.25ns
Fréquence d'arrivée des trajets précurseurs λ_{pre}	0.37 ns^{-1}	0.28 ns^{-1}
Fonction de distributions de l'amplitude des trajets précurseurs	Rayleigh	Rayleigh
Nombre de trajets précurseurs N_{post}	6	6
Facteur K des trajets postcurseurs, K_{post}	14.2dB	10.9dB
Facteur de décroissance de puissance des trajets postcurseurs, γ_{post}	4.5 ns	8.7ns
Fréquence d'arrivée des trajets postcurseurs λ_{post}	0.31 ns^{-1}	1.0 ns^{-1}
Fonction de distributions de l'amplitude des trajets postcurseurs	Rayleigh	Rayleigh
Nombre de trajets postcurseurs N_{post}	8	8

Le tableau II.4 récapitule les valeurs des paramètres intra-cluster dans un environnement "Living room" et "Conference room". Dans le modèle IEEE 802.11ad, les phases des trajets des groupes précurseurs et postcurseurs suivent une loi uniforme dans l'intervalle $[0, 2\pi]$, et les amplitudes suivent une loi de distribution de Rayleigh. L'amplitude du premier trajet du groupe précurseur ou postcurseur est respectivement à un niveau de -5 dB

et -10 dB par rapport le trajet central. Les AOD et AOA des trajets d'un cluster suivent respectivement une loi Normale dont la moyenne est l'AOD et AOA du cluster avec une valeur RMS de 5 °.

II.6. Résultats des simulations

Dans cette section, on analyse les paramètres de dispersion temporelle du canal de propagation de deux environnements de la norme 802.11.ad : "Living room" et "Conference room" STA-STA. L'analyse se basera principalement sur l'étalement RMS car l'architecture qui sera proposée ultérieurement est de type impulsionnelle. Dans toutes les simulations, on utilisera des antennes cornets circulaires idéales [13-14] à l'émission et à la réception. Le nombre de réalisations du canal sera égal à 5000.

II.6.1. Exemple de réalisation d'un canal de propagation de la norme 802.11ad

La figure II.4 présente la réponse impulsionnelle du canal de propagation d'un environnement "Living room" ayant les paramètres suivants : un scénario NLOS, une distance STA-PA de 4 m, un HPBW des antennes de 60°. Les paramètres de dispersion temporelle du canal sont résumés dans le Tableau II.5. L'étalement RMS présente une valeur moyenne de 3.737 ns, un maximum de 16.018 ns, et un minimum de 0.615 ns. En outre, le retard moyen présente une moyenne de 5.277 ns, et un maximum de 12.105ns. Le nombre de trajets significatifs moyen est de 10.

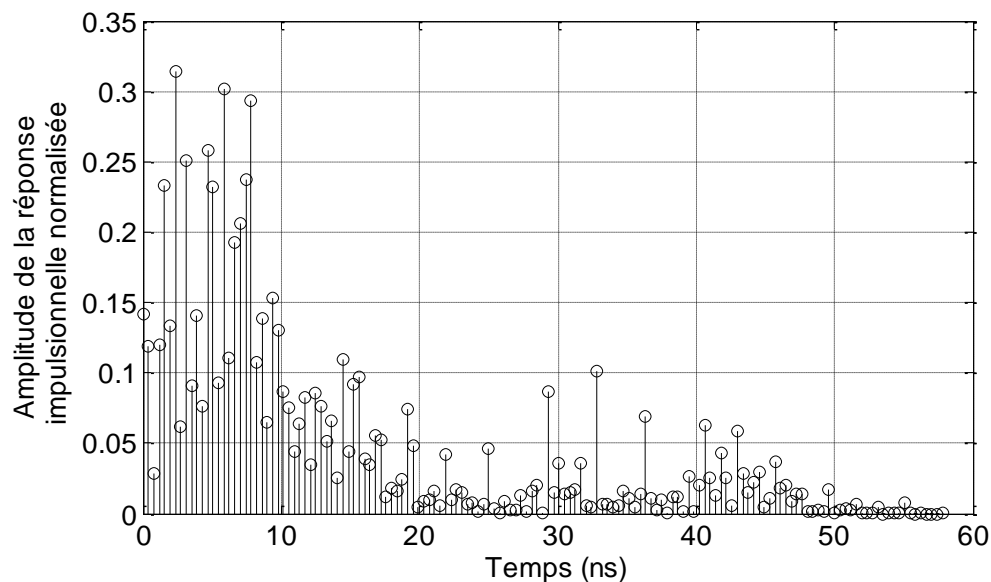


Figure II.4. Réponse impulsionnelle du canal de propagation dans un environnement de "Living room"

Tableau II.5. Paramètres de dispersion temporelle d'un canal de propagation dont la réponse impulsionnelle est illustrée sur la figure II.4

Étalement RMS (ns)	Étalement RMS maximum (ns)	Étalement RMS Minimum (ns)	Retard moyen (ns)	Retard maximum (ns)	Nombre de trajets significatifs
3.737	16.018	0.615	5.277	12.105	10

II.6.2. Plan d'expérience de l'étalement RMS

Les figures II.5 à II.8 présentent la variation de l'étalement RMS en fonction de l'HPBW des antennes et de la distance pour un scénario LOS et NLOS. Dans un environnement "Living room" (la distance moyenne de communication est de 4m) comme "Conference room" STA-STA (la distance de communication maximale est de 2.7m), l'étalement RMS est logiquement plus important dans un scénario LOS que dans un scénario NLOS. Dans les deux scénarios, on observe également que l'étalement RMS augmente avec l'augmentation de la distance et du HPBW des antennes.

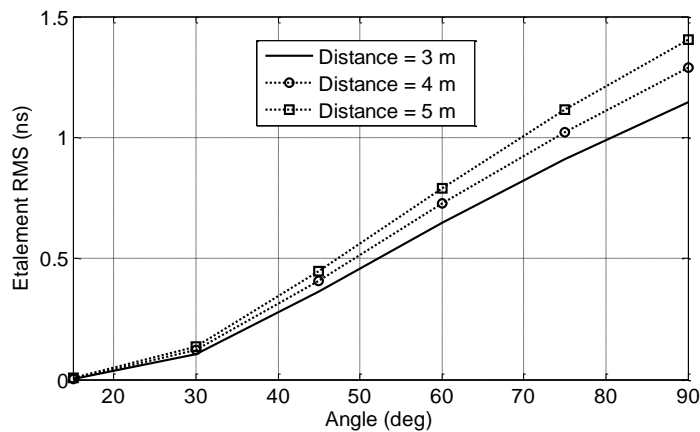


Figure II.5. L'étalement RMS pour l'environnement "Living room" à scénario LOS

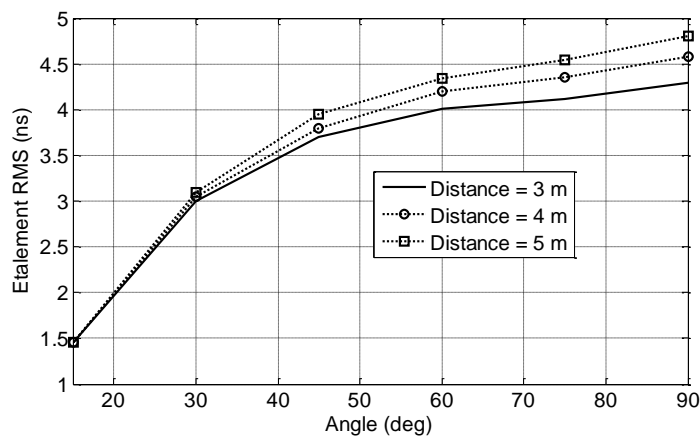


Figure II.6. Etalement RMS pour l'environnement "Living room" à scénario NLOS

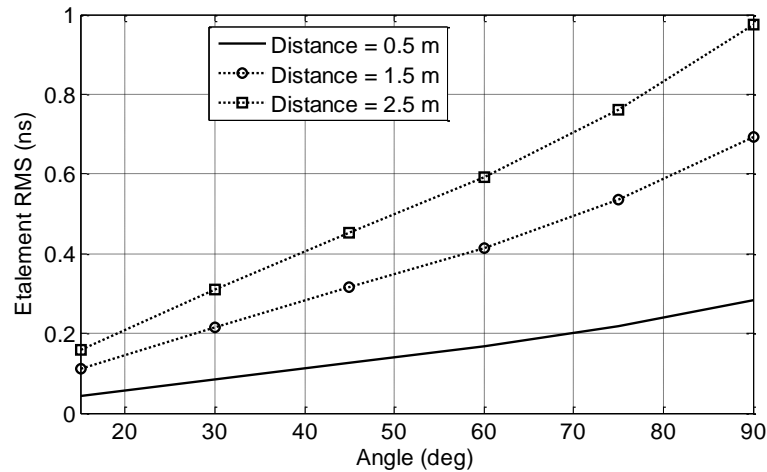


Figure II.7. Étalement RMS pour l'environnement "Conference room" STA-STA à scénario LOS

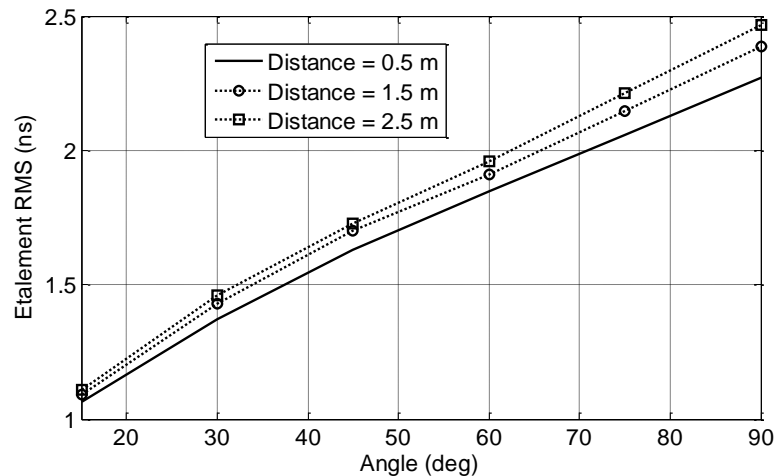


Figure II.8. Étalement RMS pour l'environnement "Conference room" STA-STA à scénario NLOS

II.6.3. Influence de la polarisation des antennes

On prend le cas d'un environnement "Living room", avec une distance TX/ RX de 4 m, et un HPBW des antennes de 60°. Les résultats des calculs des paramètres statistiques du canal en fonction de la polarisation sont récapitulés dans le Tableau II.6.

On constate que l'étalement RMS est important pour les configurations suivantes des polarisations:

- circulaire droite (Right Hand Circular Polarisation : RHCP) pour TX et circulaire gauche (Left Hand Circular Polarisation : LHCP) pour RX, ou l'inverse,
- verticale (V) pour TX et horizontale (H) pour RX, ou l'inverse.

En revanche, les valeurs de l'étalement RMS sont très faibles pour des polarisations identiques à l'émission et à la réception. Elles augmentent légèrement pour des combinaisons de polarisation des antennes (TX, RX) : (linéaire, circulaire), ou l'inverse.

Tableau II.6. Influence de la polarisation des antennes sur la réponse impulsionnelle du canal de propagation

Polarisation TX/ RX	V/ H	V/ H	V/ LHCP	V/ RHCP	LHCP/ RHCP	LHCP/ LHCP
Étalement RMS moyen (ns)	4.607	1.881	2.407	2.204	4.793	1.878
Nombre de trajets significatifs	19	5	5	5	22	5
Facteur de Rice K (dB)	2.106	22.101	19.134	19.134	-inf	22.115

On visualise maintenant la réponse impulsionnelle du canal pour le même environnement dans le cas d'une polarisation TX/RX de type V/H (figure II.9). On constate que le nombre de trajets significatifs moyen est de 19, malgré un scénario LOS. Cela découle de la forte désadaptation de polarisation entre l'émetteur et le récepteur, qui induit un fort évanouissement du trajet LOS, donc une importance relative accrue des trajets non significatifs. Il en résulte une faible valeur du facteur de Rice K qui vaut 2.106 dB.

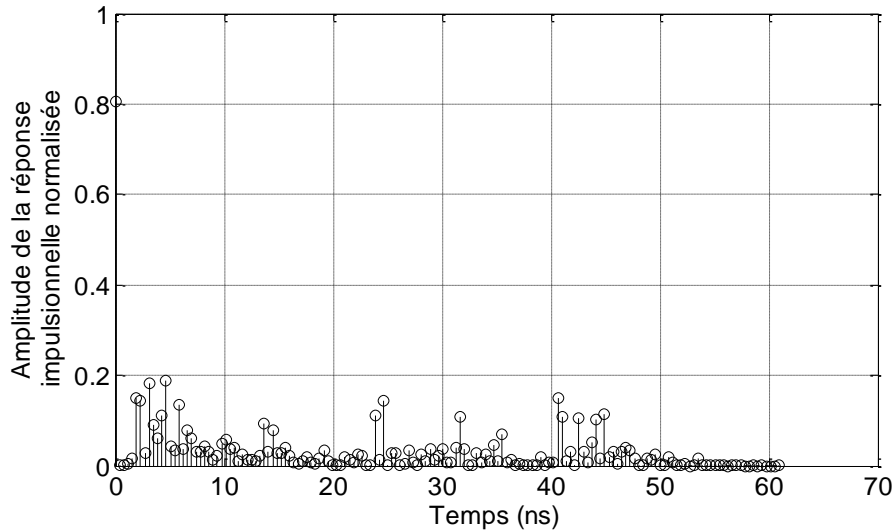


Figure II.9. Réponse impulsionnelle du canal de propagation pour une polarisation V/H de TX/RX

II.6.4. Influence de l'algorithme de "beamforming"

Pour permettre un débit élevé, la norme 802.11.ad, utilise la technique de formation de voies, connue sous le nom de "beamforming" en anglais. Cette dernière utilise un réseau d'antennes à l'émission et à la réception, et des blocs de traitement numérique à la réception pour orienter le lobe principal du réseau d'antennes d'émission vers celui de la réception. La norme adopte deux algorithmes de "beamforming" [13]. Le premier est basé sur la détection de l'angle du rayon qui porte le maximum de puissance. Il nécessite donc la connaissance des dispersions temporelles et spatiales du canal de propagation. Le deuxième algorithme est basé sur la recherche de la puissance maximale. Il consiste à orienter les antennes d'émission et de réception pour assurer un transfert optimal de puissance.

Tableau II.7. Paramètres statistiques du canal de propagation "Conference room" STA-STA : HPBW=60°, distance=2.5m

Living room	Sans "beamforming"				"beamforming": algorithme du rayon à puissance maximale			
	60		30		60		30	
HPBW (deg)								
Scénario	LOS	NLOS	LOS	NLOS	LOS	NLOS	LOS	NLOS
Étalement RMS moyen (ns)	0.533	3.037	0.277	2.548	0.593	1.958	0.593	1.518
Nombre de trajets significatifs	1	38	1	40	1	23	1	23

Les tableaux II.7 et II.8 présentent les paramètres de dispersion temporelle du canal de propagation de deux environnements : "Living room" et "Conference room" STA-STA, avec et sans "beamforming" (Pour le cas sans "beamforming", le réseau d'antennes et le bloc de traitement sont remplacés par une antenne cornet circulaire idéale ayant le même HPBW). Tant pour un HPBW de 30° que 60°, l'étalement RMS n'est pas influencé par le "beamforming" dans un scénario LOS et ce pour les deux environnements. Inversement, le "beamforming" fait chuter l'étalement RMS dans le cas NLOS.

Tableau II.8. Paramètres statistiques du canal de propagation "Living room" : HPBW=60°, distance=4m

Living room	Sans "beamforming"				"beamforming": algorithme du rayon à puissance maximale			
	60		30		60		30	
HPBW (deg)								
Scénario	LOS	NLOS	LOS	NLOS	LOS	NLOS	LOS	NLOS
Étalement RMS moyen (ns)	0.690	3.803	0.112	2.977	0.756	2.271	0.158	1.626
Nombre de trajets significatifs	1	11	1	23	1	11	1	12

Le circuit à concevoir est dédié aux applications haut débit, de l'ordre du Gbps, pour les applications de transfert de fichiers et de HDMI sans fil. Ce circuit fonctionne dans un scénario LOS dans un environnement de type "Living room" ou "Conference room" STA-STA. Le circuit à réaliser doit de surcroît être compact et à faible consommation. La solution à formation de faisceau étant gourmande en puissance à cause du bloc de traitement numérique, et peu utile dans le cadre LOS, on se contentera d'une antenne statique dans la suite du travail.

II.6.5. Débit d'une architecture mono-bande impulsionnelle

Si on suppose que le circuit est basé sur une architecture impulsionnelle mono-bande, son débit maximal est $1/(Tr+Td)$, avec Tr durée l'impulsion émise et Td durée d'étalement du canal. Les figures II.10 et II.11 présentent les débits obtenus pour un Tr de 150 ps, qui est équivalent à une largeur de bande de 7 GHz, largeur de bande millimétrique réservée en général à 60 GHz. On constate que dans l'environnement "Living room", on ne peut pas assurer un débit de 1.5 Gbps quand HPBW est supérieur à 55°, et 1 Gbps pour HPBW supérieur à 70°. D'autre part, dans l'environnement "Conference room" STA-STA, pour une

distance de 2.5 m, la liaison ne peut pas assurer un débit de 1.5 Gbps quand HPBW est supérieur à 50°, et 1 Gbps pour HPBW supérieur à 80°. Or on choisit volontairement des antennes pas trop directives de type planaire avec un HPBW supérieur à 60° pour un gain de l'ordre 7 dBi ceci afin d'éviter le volume (lentille), la surface (réseau) et surtout pour autoriser une utilisation simple de l'objet communicant. Ce choix d'antenne limite le débit théorique maximal à 1.5Gbps dans l'environnement "Conference room" STA-STA, et 1 Gbps dans l'environnement "Living room" lorsque l'on souhaite une distance de communication de 2.5m.

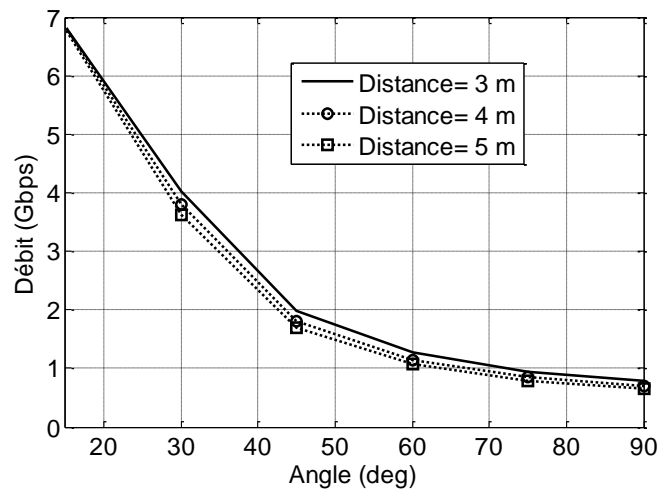


Figure II.10. Débit dans un environnement "Living room" à scénario LOS

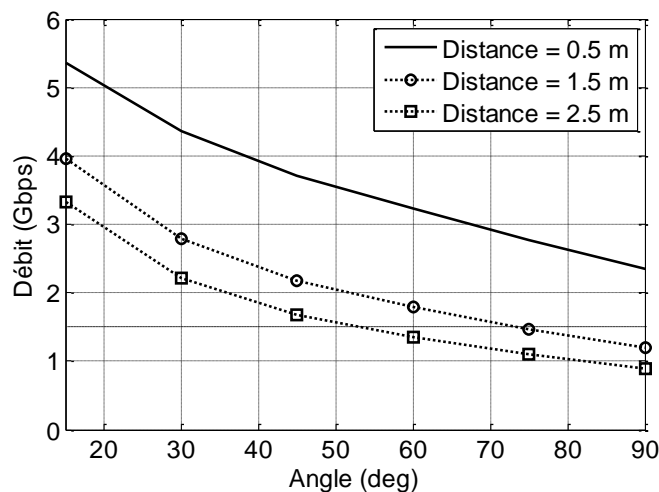


Figure II.11. Débit dans un environnement "Conference room" STA-STA à scénario LOS

II .7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié deux normes IEEE du canal de propagation à 60 GHz, le 802.15.3c et le 802.11ad. Ce dernier utilise un modèle plus réaliste de canal, en plus de l'interopérabilité du standard 802.11.ad avec la norme WiFi.

Nous avons ensuite analysé les performances dans deux des environnements décrits dans la norme 802.11.ad, soit "Living room" et "Conference room" STA-STA. Les performances en débit d'une architecture impulsionnelle mono-bande, utilisant des antennes à HPBW supérieur à 50° restent inférieures à celle du cahier de charge. Le chapitre suivant sera consacré à la proposition d'une architecture impulsionnelle, utilisant des antennes à HPBW supérieur à 50°, et permettant d'atteindre les performances souhaitées en termes de débit tout en respectant les limites d'encombrement et de la puissance consommée.

Bibliographie du Chapitre II

- [1] S.Collonge " *Caractérisation et modélisation de la propagation des ondes électromagnétique à 60 GHz à l'intérieur des bâtiments* ", thèse de Doctorat, INSA de Rennes, Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, Groupe Systèmes-Propagation-Radar, 17 Décembre 2003.
- [2] T.S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, Prentice Hall, 1996.
- [3] 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.
- [4] IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), *IEEE P802.15-02/279r0-SG3a*, juin2002.
- [5] H. Sawada, Y. Shoji, C.-Soon. Choi, and H. Ogawa, "doc.: IEEE 802.15-06-0109-00-003c", March 2006.
- [6] H. Sawada, Y. Shoji, C.-Soon. Choi, and H. Ogawa, "doc.: IEEE 802.15-06-0228-00-003c", May 2006.
- [7] 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*.
- [8] 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 .
- [9] S.Khiong Yong , "Summary and Recommendations to TG3c Channel Model Subgroup", *IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs)*, Mai 2006.
- [10] Pagani, P., Siaud, I., Malhouroux, N. and Li, W. (2006) Adaptation of the France Telecom 60 GHz channel model to the TG3c framework. *IEEE 802.15-06-0218-00-003c*, April.
- [11] Fiacco, M., Parks, M., Radi, H. and Saunders, S.R (1998) Final Report: Indoor propagation factors at 17 and 60 GHz. *Technical report and study carried out on behalf of the Radiocommunications Agency, University of Surrey, August*.
- [12] IEEE 802.11 TASK GROUP AD, http://www.ieee802.org/11/Reports/tgad_update.htm

[13] IEEE doc. 802.15-06/474r0, Reference antenna model with side lobe for TG3c evaluation, I. Toyoda et al, Nov. 2006.

[14] C.A. Balanis, Antenna Theory. New Jersey: Wiley, 2005.

Chapitre III : Architecture MB-OOK différentielle

III.1. Introduction

Toute modulation permet de transmettre des données numériques sur une porteuse afin d'en assurer la transmission par voie hertzienne. Les modulations numériques d'efficacité spectrale plus ou moins élevée doivent assurer un débit maximum avec un taux d'erreur acceptable. Pour des applications très haut débit, une efficacité spectrale élevée est en général nécessaire. Dans le contexte des communications dans la bande 60 GHz, l'utilisation des modulations à faible efficacité spectrale peut s'avérer suffisante grâce à la large bande de fréquences disponible. Cela permet de relâcher les contraintes sur le choix de la modulation, et d'optimiser d'autres performances telles que la faible consommation, le coût ou la compacité.

Le but de ce chapitre est de proposer une architecture à 60 GHz pour réaliser un système de communications très haut débit et nomade. Le dispositif qui doit travailler dans un environnement de canal de propagation du standard 802.11.ad, doit avoir les performances suivantes :

- haut débit : de l'ordre du Gbps pour une distance allant jusqu'à 4 m,
- nomade : faible consommation, facilité d'intégration, compacité
- architecture simple et faible coût.

Le chapitre débutera par l'étude des architectures de "front-end" RF à 60 GHz (homodyne, hétérodyne ou à faible fréquence intermédiaire). Nous analyserons leur capacité à répondre aux performances recherchées.

Dans une seconde partie, une étude sur l'état de l'art des solutions proposées à 60 GHz sera faite. On peut les classer en fonction du mode de communication en trois familles :

- les architectures basées sur la modulation multi-porteuses de type OFDM.
- les modes de transmission à porteuse unique utilisant des modulations quadratiques de type QPSK ou 6QAM.
- les architectures basées sur la transmission en mode impulsionnel.

En troisième lieu, l'architecture radio sera sélectionnée afin de remplir les critères demandés. Ses performances en termes de débit et de taux d'erreur binaire seront évaluées à la fin du chapitre.

III .2. Architecture des "front-end" RF à 60 GHz

La partie radio fréquence (RF) d'un "front-end" a pour rôle de transposer un signal numérique en bande de base en un signal RF adapté au milieu de propagation. On peut distinguer deux grandes familles suivant le passage entre la fréquence RF et la bande de base : les systèmes homodynes dits à conversion directe et les systèmes hétérodynes où la conversion se fait en deux étapes. Entre ces deux grandes familles, on trouve les architectures à fréquence intermédiaire faible [1].

III.2.1. Architecture superhétérodyne

Cette architecture était considérée comme un choix standard pour les architectures sans-fil étant donné ses performances en termes de sélectivité et de sensibilité. Son principe de fonctionnement consiste à transposer le signal RF en signal en bande de base via deux transpositions grâce à deux oscillateurs locaux, un à fréquence intermédiaire (OL FI) et l'autre à fréquence RF (OL RF) (Figure III.1a).

Le problème de la réjection de la fréquence image est résolu en intégrant un filtre à FI élevée de quelques GHz. Par exemple, des travaux utilisent des FI de 5, 9 et 12 GHz dans les références [2-5], une FI de 5 GHz permettant d'utiliser le bloc FI dans les applications WLAN. La FI peut être générée à partir du bloc RF en utilisant un diviseur de fréquence, ce qui permet de retirer un oscillateur et une PLL (de l'anglais "Phase-Locked Loop"). L'architecture est alors plus compacte et moins gourmande en puissance. Néanmoins, elle conserve une consommation importante par rapport aux exigences d'un système nomade.

III.2.2. Architecture homodyne

Dans l'architecture homodyne, dite aussi à fréquence intermédiaire nulle (FI nulle), la conversion entre les signaux RF et la bande de base se fait directement sans étage intermédiaire (Figure III.1b). Cette architecture est plus simple et nécessite moins de composants que la précédente architecture. Elle n'est pas affectée par les problèmes de fréquence image, ce qui simplifie l'architecture. Son inconvénient majeur est la dynamique étendue requise pour les amplificateurs RF et les mélangeurs avec une sélection de canal se faisant en bande de base. L'existence d'une tension continue de décalage ou "DC offset", causée principalement par les défauts d'isolation au niveau de mélangeur, peut saturer les étages suivants. Un autre inconvénient est l'appariement difficile entre les voies I et Q, ce qui se traduit par une erreur de gain ou de phase qui va déformer la constellation du signal et augmenter le taux d'erreur binaire.

A 60 GHz, plusieurs "front-ends" ont été réalisés en utilisant l'architecture homodyne, en particulier pour le transfert de données à courtes distances qui nécessite des circuits à bas coût et faible consommation [6].

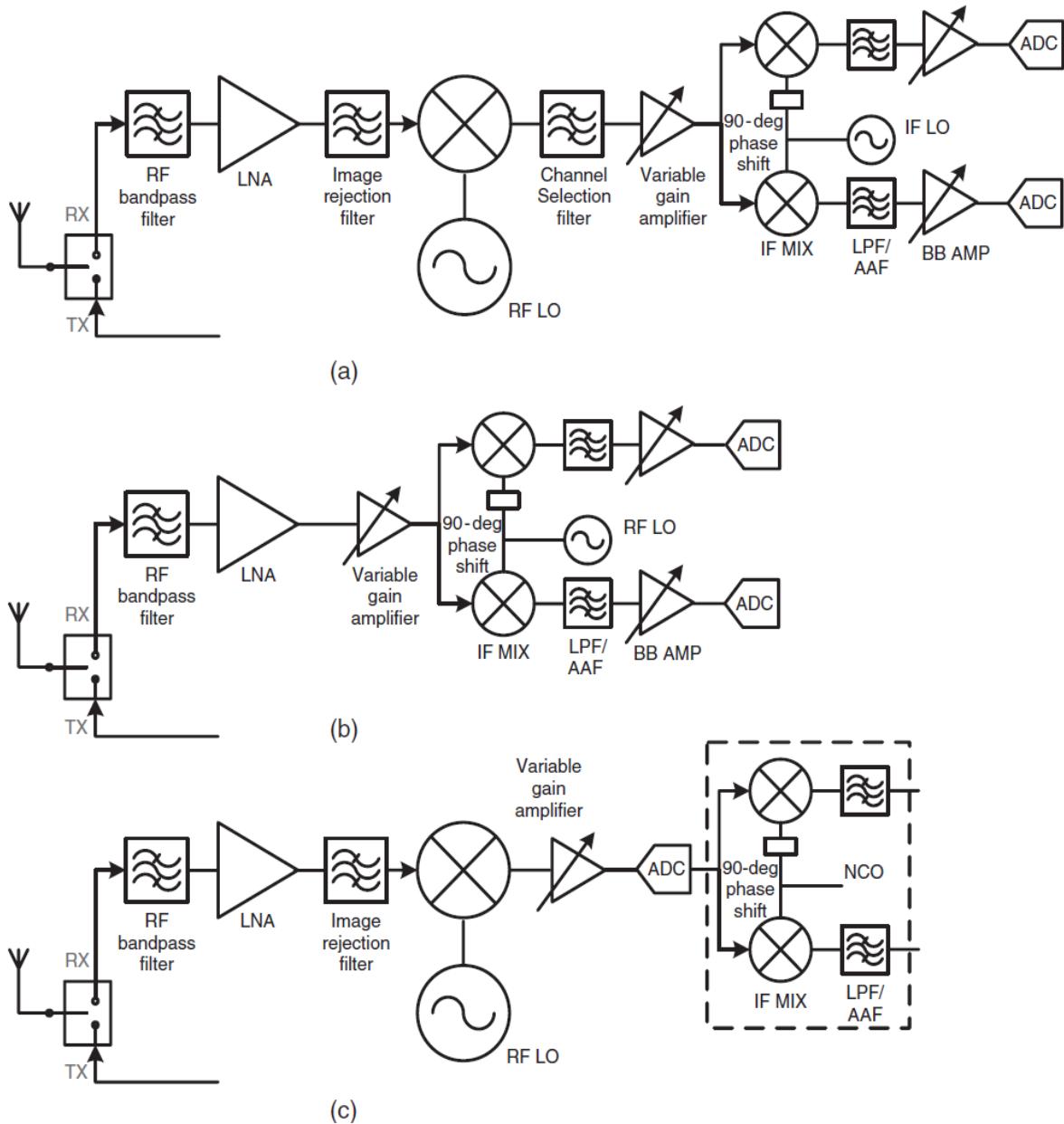


Figure III.1. Architecture RF d'un récepteur (a) hétérodyne (b) homodyne (c) à faible fréquence intermédiaire [1]

III.2.3. Architecture à faible fréquence intermédiaire

Le principe de fonctionnement de ce type d'architecture est le même que pour l'architecture à FI nulle puisqu'il s'agit de transposer le signal radio directement en bande de base pour le traitement numérique (Figure III.1c). Cette architecture permet donc de profiter des avantages de l'architecture homodyne tout en s'affranchissant du problème de "DC-offset" puisque la fréquence intermédiaire n'est pas nulle mais faible. Néanmoins, cela nécessite un CAN ayant un taux d'échantillonnage élevé et une grande dynamique.

Le taux d'échantillonnage des CAN reste toujours un handicap pour les systèmes Gbps sans fil à 60 GHz en particulier lorsqu'une faible consommation est recherchée. Par exemple, le standard IEEE 802.15.3c exige un taux d'échantillonnage de 2.6 GHz [7]. L'architecture à faible FI nécessite un taux d'échantillonnage de 5 GHz avec un nombre de bits supérieur à 8, ce qui est difficile à mettre en œuvre avec les technologies actuelles. Donc, ces architectures ne sont pas utilisées à 60 GHz.

III .3. État de l'art des modulations à 60 GHz

III.3.1. Systèmes basés sur la modulation OFDM

a. Modulation OFDM

La modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est une technique de multiplexage en fréquence qui consiste à transmettre des données numériques par paquets de N en les modulant sur un grand nombre de sous-porteuses. Afin de transmettre le maximum d'information sur une portion de fréquence donnée, les fréquences des sous-porteuses sont aussi proches que possible en utilisant des fréquences orthogonales entre elles. Deux sous-porteuses sont dites orthogonales si leur produit scalaire est nul :

$$\int_0^{T_s} \cos(2\pi f_1 t) \cos(2\pi f_2 t) dt = 0 \quad (\text{III.1})$$

avec f_1 et f_2 les fréquences des deux sous-porteuses, et T_s la durée d'un symbole OFDM c'est-à-dire le temps qui sépare 2 séquences de N données.

La Figure III.2 récapitule le bloc-diagramme de simulation de la couche physique d'un système OFDM dans le standard de 60 GHz 802.11.ad [8]. Il est constitué d'une partie numérique d'émetteur, d'une partie RF et d'une partie numérique du récepteur. La partie numérique de l'émetteur est composée dans l'ordre des blocs suivants: codage de source et de canal, multiplexage (MUX), insertion des symboles pilotes nécessaires pour l'égalisation à la réception, IFFT (Inverse Fast Fourier Transform), insertion d'un intervalle de garde pour combattre l'effet des multi-trajets. La partie numérique du récepteur est l'inverse de celle de l'émetteur. Elle est constituée dans l'ordre des blocs suivants : suppression de l'intervalle de garde, FFT (Fast Fourier Transform), égaliseur, suppression des données pilotes, démultiplexage (DEM), et décodage canal et source. La partie RF est constituée d'un bloc RF émetteur séparé du bloc numérique d'émetteur par un CNA, d'un bloc de canal de propagation, et d'un bloc RF récepteur séparé du bloc numérique du récepteur par un CAN.

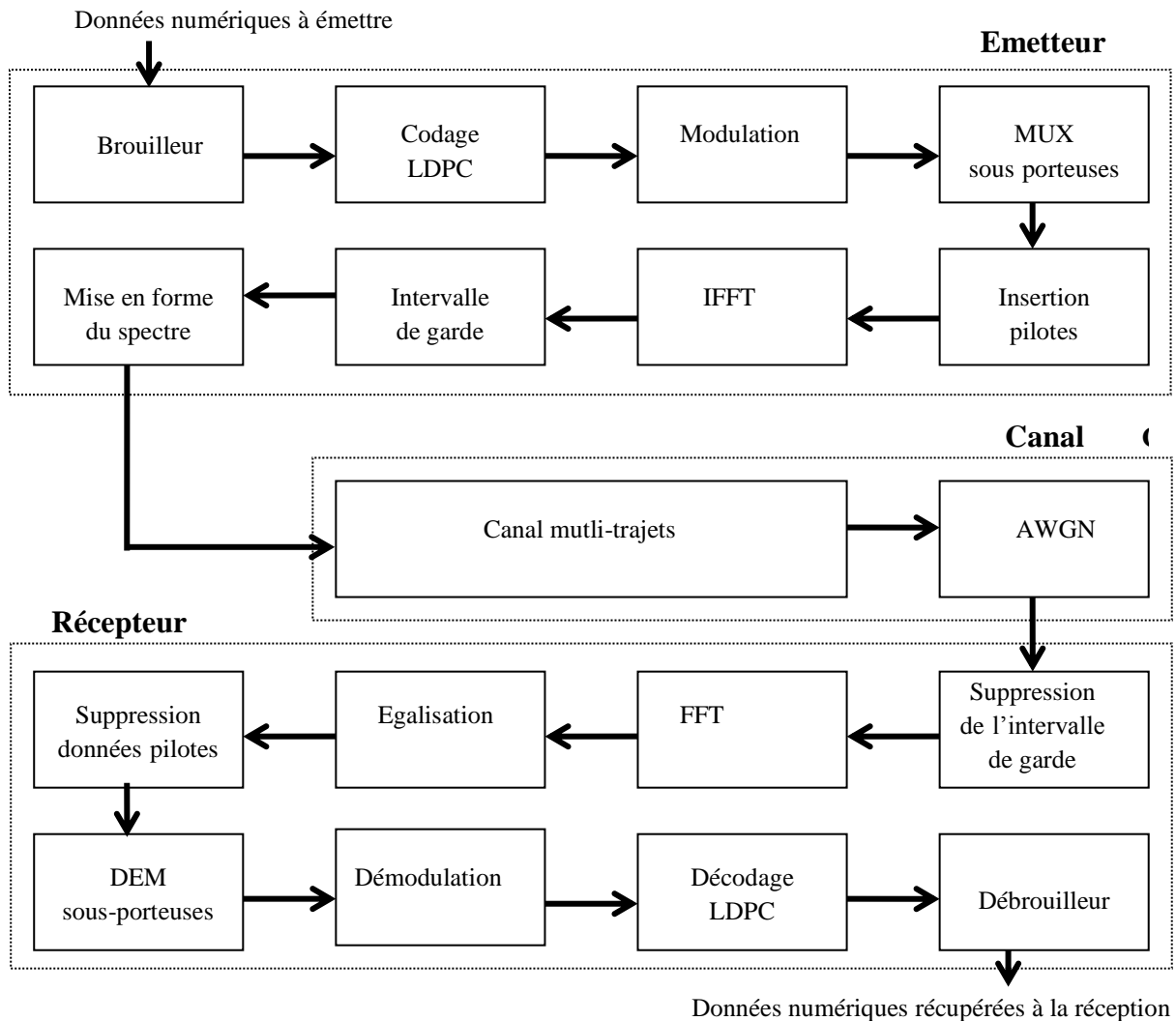


Figure III.2. Bloc-diagramme de simulation de la couche physique d'un système OFDM [8]

Cette technique de modulation présente plusieurs avantages (efficacité spectrale, résistance aux multi-trajets, égalisation du canal simplifiée) qui expliquent son utilisation dans les environnements de type NLOS pour garantir de bonnes performances. Cependant, la partie numérique est très coûteuse en termes de mémoire et de puissance consommée.

b. Couche physique d'un système OFDM dans le standard 802.11.ad

Le standard 802.11.ad supporte 4 canaux de fréquences en Europe et au Japon tandis les trois premiers sont considérés aux États-Unis. La largeur de chaque canal est de 2160 MHz, et la fréquence initiale du premier canal est de 56.16 GHz. La fréquence centrale f_c de chaque canal est calculée par la relation suivante [8] :

$$f_c = \text{fréquence initiale du premier canal} + \text{largeur de canal} \times \text{nombre de canaux}$$

Le Tableau III.1 présente les paramètres temporels d'un système OFDM dans le standard 802.11.ad.

Tableau III.1 Caractéristiques temporelles d'un bloc OFDM dans le standard 802.11.ad

Paramètre	Valeur
Nombre des sous-porteuses données	336
Nombre des sous-porteuses pilotes	16
Nombre de sous-porteuses DC	3
Nombre total des sous-porteuses	355
Espacement entre les sous-porteuses	5.15625 MHz (2640 MHz/512)
Fréquence d'échantillonnage OFDM	2640 MHz
Temps d'un symbole OFDM	0.38 ns
Durée FFT	0.194 μ s
Durée de l'intervalle de garde	48.4 ns
Temps symbole	0.242 μ s

Tableau III.2. Débit d'un système OFDM en fonction des schémas de codage et de modulation dans le standard 802.11.ad (MCS: Modulation and Coding Scheme, LDPC/ Low-Density Parity-Check)

MCS	Modulation	Codage LDPC	Débit (Mbps)
13	OFDM-SQPSK	1/2	693
14		5/8	866
15	OFDM-QPSK	1/2	1386
16		5/8	1732
17		3/4	2079
18	OFDM-16-QAM	1/2	2772
19		5/8	3465
20		3/4	4158
21		13/16	4504
22	OFDM-64-QAM	5/8	5197
23		3/4	6237
24		13/16	6756
25	LPSC- $\pi/2$ -BPSK	RS (224,208)	626

Le Tableau III.2 montre les débits réalisés dans le standard 802.11.ad dans le cas d'un mode de communication OFDM. On constate que la plage de débit, en fonction du schéma de modulation et de codage, s'étend de 626 Mbps à 6.756 Gbps (valeur atteinte avec une modulation 64 QAM et un code LDPC 13/16).

Le Tableau III.3 montre que les débits obtenus dans les systèmes basés sur la modulation OFDM à 60 GHz sont très élevés. Néanmoins, leur consommation est importante, et ce malgré la non prise en compte de la consommation des ADC/DAC et de la partie numérique. Cela est dû à :

- la nécessité d'utiliser des amplificateurs de puissance à "back-off" élevés pour assurer la transmission du signal OFDM qui a un PAPR élevé,

- l'utilisation d'architectures hétérodynes qui assure une bonne qualité de sélectivité et de sensibilité fréquentielle ce qui permet d'éviter les "offsets" fréquents des sous-porteuses.

En conclusion, les systèmes OFDM sont adaptés à une communication dans un milieu à forte dispersion temporelle due aux mutli-trajets. Ils peuvent assurer un débit important, mais ils sont gourmands en puissance.

Tableau III.3. État de l'art des principaux émetteurs/récepteurs à 60 GHz basés sur la modulation OFDM

Equipe	Technologie	Débit	Modulation	Emetteur	Récepteur	Antenne
IBM, 2006 [9]	0.13 μm SiGe BiCMOS	630 Mbps (10 m)	QPSK OFDM	$P_{Tx}=800$ mW $P_{out}=10$ à 12 dBm $P_{sat}=16$ à 17 dBm hétérodyne	$P_{Rx}=500$ mW NF=6 dB -hétérodyne	Antenne planaire Gain:7dBi
National Taiwan University, 2006 [10]	0.18 μm SiGe BiCMOS	1 Gb/s à 5 m	-	$P_{Tx}=281$ mW $P_{out} = 15.8$ dBm homodyne	-	- tapered- slot antenne on chip
IHP, Allemagne 2008 [11]	0.25 μm SiGe BiCMOS	2 Gbps (10 m)	64 QAM OFDM	$P_{Tx}=800$ mW $P_{out}=10.5$ dBm $P_{sat}=14.9$ dBm hétérodyne	hétérodyne	Antenne Vivaldi
IBM, 2010 [12]	0.12 μm SiGe BiCMOS	5.3 Gbps (4.5 m)	16 QAM OFDM	-	$P_{Rx}=1.8$ W NF=7.4-7.9 dB (22°) - hétérodyne	Réseau d'antenne 16 éléments
CEA-LETI, Grenoble 2011 [13]	65 nm digital CMOS	3.8 Gbps (1 m)	16 QAM OFDM	$P_{Tx}=1090$ mW $P_{sat}=12$ dBm heterodyne	$P_{Rx}=450$ mW NF=8-11 dB heterodyne	Dipôle replié gain: 5 dBi
IHP, Allemagne 2011 [14]	0.25 μm SiGe BiCMOS	3.6 Gbps (15 m)	64 QAM OFDM	$P_{Tx}=1300$ mW $P_{out}=12.6$ dBm $P_{sat}=16.2$ dBm hétérodyne	-	Oreille de lapin 11.5 dBi

III.3.2. Systèmes basés sur la modulation d'amplitude en quadrature

La modulation d'amplitude en quadrature (en anglais, Quadrature Amplitude Modulation : QAM) est basée sur la modification de l'amplitude de la porteuse et du signal en quadrature (déphasage de 90° avec la porteuse) selon l'information transportée par deux trains binaires d'entrée. La modulation BPSK (en anglais : Binary phase-shift keying) est une forme du QAM avec une amplitude nulle de la porteuse.

Le Tableau III.4 présente l'état de l'art des "front-ends" à 60 GHz basés sur les modulations quadratiques. On constate que toutes les architectures sont à conversion directe de fréquence porteuse, donc simples et à consommations raisonnables, car une haute pureté fréquentielle n'est pas exigée à l'inverse des modulations OFDM. Les solutions proposées

dans [15-18] sont testées en utilisant un atténuateur à guide d'onde reliant l'émetteur au récepteur ou bien en utilisant des antennes cornets très directives. Ces solutions ne sont donc pas nomades. En revanche, la solution proposée en [19] est nomade avec l'utilisation d'antennes planaires et une puissance d'émetteur de 1 dBm très inférieure aux 10 dBm autorisés par le standard 802.11.ad.

Tableau II.4. État de l'art des principaux émetteurs/récepteurs à 60 GHz basés sur la modulation quadratique

Equipe	Technologie	Débit (Gbps)	Modulation	Emetteur	Récepteur	Antenne	nomade
NEC, 2008 [15]	90 nm CMOS	2.6	QPSK Conversion directe	$P_{Tx}=133$ mW $P_{out}=6$ dBm	$P_{Rx}=206$ mW NF=9 dB	E/R connectés via guide d'onde	Non
Berkeley, 2009 [16]	90 nm CMOS	4 (1 m)	QPSK Conversion directe	$P_{Tx}=170$ mW	$P_{Rx}=138$ mW	cornet : 25 dBi	Non
Université de Toronto, 2009 [17]	65 nm CMOS	4 (2 m)	BPSK Conversion directe	$P_{out}=2.4$ dBm $(P_{Tx} + P_{Rx})=374$ mW (1.2 V)	NF=5.6 dB	cornet : 25 dBi	Non
IMEC, 2012 [18]	40 nm LP CMOS	7	16QAM Conversion directe	$P_{Tx}=167$ mW $P_{1dB}=10.2$ dBm	$P_{Rx}=112$ mW NF=5.5 dB	E/R connectés via guide d'onde	Non
Tokyo tech, 2013 [19]	65 nm CMOS	8 (QPSK)10 (16QAM)	QPSK, 16QAM Conversion directe	$P_{Tx}=319$ mW $P_{out}=1$ dBm	$P_{Rx}=223$ mW NF=4.9 dB	Antenne in package : 6 dBi	Oui

III.3.3. Systèmes basés sur la modulation impulsionnelle

La modulation d'amplitude numérique (en anglais, Amplitude Shift Keying : ASK) est une version de modulation d'amplitude qui représente les données numériques par la variation d'amplitude d'une porteuse. Le signal modulé $m(t)$ s'écrit alors :

$$m(t) = \sum_k a_k \cdot g(t - kT) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (\text{III.2})$$

où $g(t)$ est un signal rectangulaire de durée T , ω_0 et φ_0 sont respectivement la pulsation et la phase initiale de la porteuse. Le symbole a_k prend sa valeur dans l'alphabet (A_1, A_2, \dots, A_M) , avec $M = 2^n$ le nombre d'amplitudes possibles du signal. La valeur n désigne le nombre de bits constituant un symbole. Les bits sont transmis avec une amplitude a_k et une période T .

La modulation tout ou rien (en anglais, On Off Keying : OOK) s'inscrit dans ce type de modulation dans laquelle un seul bit est transmis par période T . Par conséquent $n=1$ et $M=2$. Le symbole a_k prend sa valeur dans l'alphabet $(0, a_0)$ (Figure III.3).

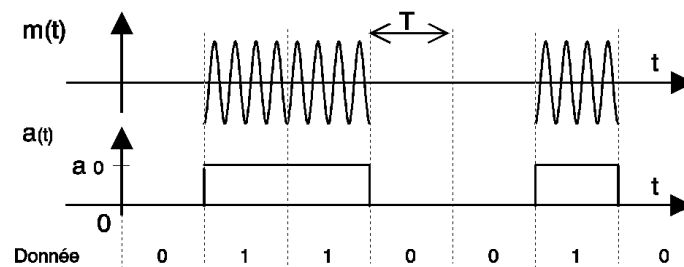


Figure III.3. Modulation OOK

Pour la réception du signal OOK, deux approches existent, la réception cohérente et la réception non-cohérente. La réception cohérente repose sur la corrélation du signal reçu avec un motif généré localement à partir d'une estimation du signal attendu. Pour réaliser cette corrélation, le récepteur a besoin d'avoir une base de temps très fine dans les phases d'acquisition et de synchronisation, ce qui augmente donc la complexité et l'énergie consommée du récepteur. La réception non-cohérente repose sur une intégration de l'énergie reçue pendant une durée T (Figure III.4), du même ordre de grandeur que la profondeur du canal. Elle souffre principalement d'une faible performance liée au fait que l'information de phase est négligée mais elle est facile à mettre en oeuvre. En effet, alors que les récepteurs cohérents nécessitent une haute résolution temporelle pour l'opération de corrélation, la durée d'intégration de l'énergie des récepteurs non-cohérents permet de relâcher cette contrainte.

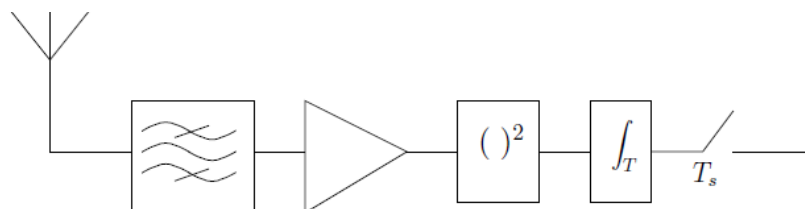


Figure III.4. Structure d'un récepteur non-cohérent

Le Tableau III.5 présente l'état de l'art des performances de quelques solutions à 60 GHz basées sur la modulation OOK. Il montre l'intérêt des modulations impulsionnelles en termes de faible consommation, faible complexité et haute intégration. Les débits obtenus sont très importants mais sur une courte distance. Néanmoins, ces valeurs de débit ne sont pas exactes car elles ne prennent pas en considération l'effet du canal et l'impact de l'antenne.

Tableau III.5. État de l'art des principaux "front-ends" à 60 GHz basés sur les modulations impulsives

Equipe	Technologie	Débit (Gbps)	Modulation	Emetteur	Récepteur	Antenne
Université de Tokyo, 2008 [20]	90nm CMOS	2	OOK	-	$P_{Rx}=19.2$ mW	-
Université nationale de Taiwan, 2009 [21]	90nm CMOS	2 (5 cm) 2.5 (4cm)	OOK	$P_{Tx}=180$ mW $P_{out}=7.6$ dBm	$P_{Rx}=103$ mW NF=7 dB	-
Institut de microélectronique de Singapour, 2009 [22]	90 nm CMOS	1.2 (10 cm)	OOK	-	$P_{Rx}=42$ mW	Conducteurs magnétiques artificiels (gain: 2 dBi)
Institut de technologie de Georgia, 2010 [23]	90 nm CMOS	3.5	OOK	$P_{Tx}=156$ mW	$P_{Rx}=108$ mW	-
Université de Californie, 2010 [24]	90 nm CMOS	1.5 (3-5 cm)	OOK	$P_{Tx}=31$ mW	-	Yagi-Uda 11.5 dBi
Institut de technologie de Berlin, 2013 [25]	90 nm CMOS	6 (1-4 m)	OOK	$P_{Tx}=36$ mW	-	cornet : 25 dBi

Le débit d'une modulation OOK est basé sur le temps de répétition du générateur d'impulsion qui doit être supérieur à la somme des étalements temporels induits le long de la chaîne de transmission. Dans une solution OOK mono-bande, l'étalement est dû principalement à la dispersion générée par le canal de propagation.

L'étalement dépend de la nature de canal et de l'HPBW des antennes. En général, un HPBW étroit conduit à un moindre étalement du canal mais nécessite des réseaux d'antenne ou des antennes plus complexes (type cornet,...) donc plus de contraintes d'intégration et de compacité du système. En revanche, l'utilisation d'antennes planaires moins directives se répercute sur l'étalement du canal et donc le débit envisagé. Par exemple, il est difficile d'atteindre des débits de l'ordre des Gbps avec la mono-bande OOK si on a un canal ayant un étalement RMS de 1 ns (valeur de l'étalement RMS obtenu dans le paragraphe II.6.2 pour le cas d'un environnement "Living room", un scénario LOS, une distance de communication de 4 m et un HPBW des antennes de 75°).

Une solution à ce problème, est l'utilisation de l'approche multi-bandes. Cette étude a été menée dans le cadre de la thèse de R. Abdaoui [26] qui s'est inspiré d'une architecture UWB étudiée à Mitsubishi ITE [27] en 2004. Néanmoins, l'architecture proposée n'est pas finalisée et il reste des verrous à lever.

III .4. Architecture MB-OOK

Les solutions UWB (Ultra-Wide Band) classiques se basent sur des systèmes synchrones dans lesquels l'émetteur et le récepteur sont parfaitement synchronisés. En réception, la démodulation cohérente est réalisée en corrélant le signal reçu avec un signal généré localement. Cette approche nécessite une connaissance très précise du canal de propagation. Etant données les caractéristiques des signaux et du canal UWB, la synchronisation et l'estimation du canal se révèlent être les verrous majeurs pour la mise en œuvre d'un système synchrone. D'autre part, le débit dans un système UWB classique dépend du taux de répétition des impulsions T_r . Un débit élevé est obtenu avec un T_r faible (rapprochement des impulsions), ce qui risque d'engendrer des problèmes d'interférences inter-symboles, des limitations de débit pour les canaux perturbés et une complexité accrue de traitement pour les récepteurs.

III .4.1. Solution proposée par Mitsubishi ITE [28]

Pour lutter contre les interférences entre symboles dans le cas d'un débit élevé, et éviter les problèmes de synchronisation des récepteurs cohérents, Mitsubishi ITE a proposé en 2004 une solution reposant sur la modulation multi-bandes OOK (MB-OOK) utilisant un récepteur non-cohérent.

Le concept du multi-bandes est utilisé pour lever le verrou de limitation de débit dans des environnements à multi-trajets. Le temps de répétition T_r est fixé pour être supérieur à l'ensemble des temps d'étalement induits le long de la chaîne de communication. Ces étalements sont liés au canal de propagation T_d et aux filtres, le temps d'étalement des filtres ayant peu d'influence. Les débits réalisés sont nettement meilleurs qu'avec une modulation mono-bande malgré une dégradation des performances en termes de consommation et de complexité. Donc, un choix judicieux du nombre de sous bandes est possible pour satisfaire le cahier de charges demandé et trouver un bon compromis débit, consommation et complexité.

Dans le récepteur non-cohérent (Figure III.6), pour une durée d'impulsion émise négligeable devant T_d , l'énergie du signal reçu est intégrée en une seule fois sur T_d ($T \approx T_d$). Le problème de la synchronisation est ainsi relâché et seule une estimation de l'instant d'arrivée du premier trajet et de la durée d'étalement du canal sont nécessaires. De plus, la précision requise sur cette synchronisation est de l'ordre de l'impulsion émise.

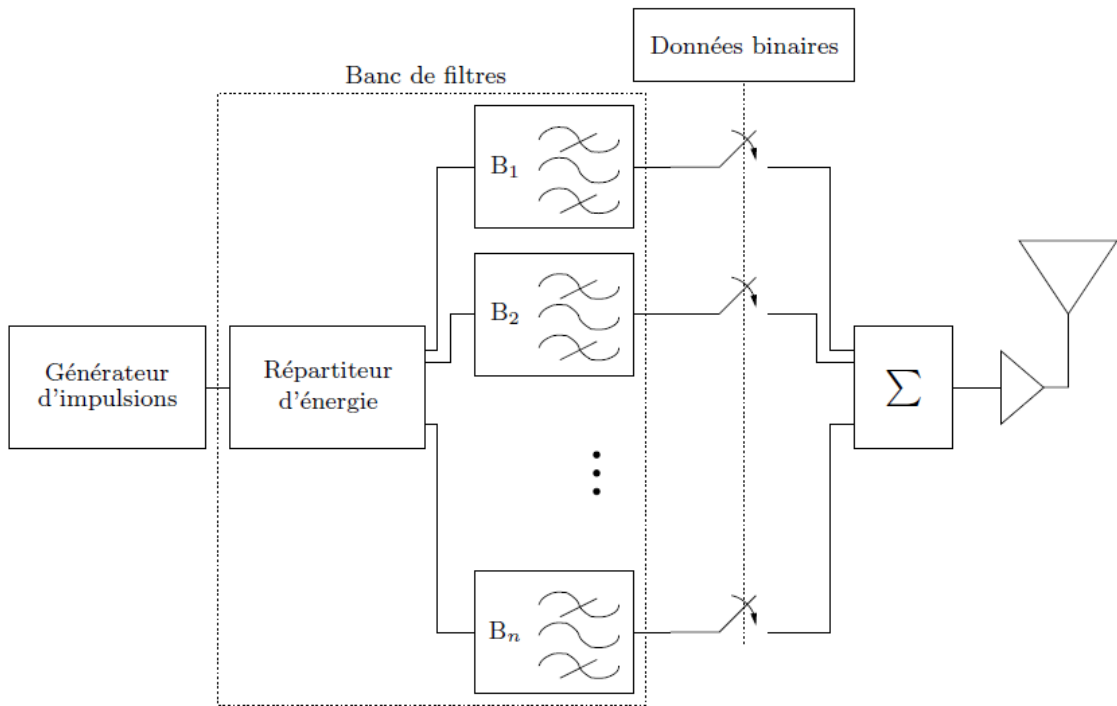


Figure II.5. Schéma de l'émetteur

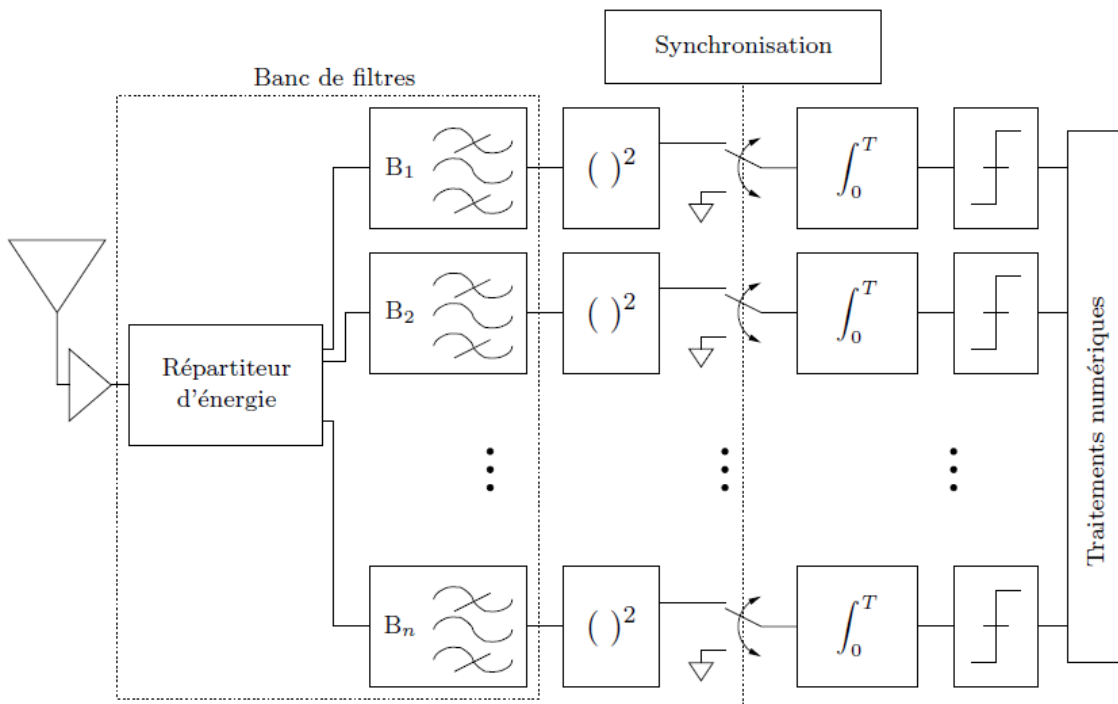


Figure III.6. Schéma du récepteur

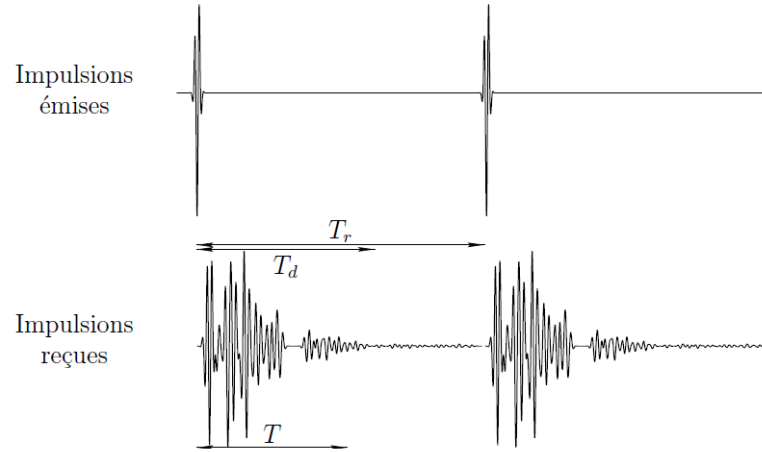


Figure III.7. Période de répétition des impulsions T_r , durée d'étalement du canal T_d et durée d'intégration du signal T

Le récepteur dispose d'un filtre d'entrée de bande passante B . Un bruit thermique de densité spectrale de puissance bilatérale $N/2$ est présent à l'entrée du récepteur. On note $n(t)$ ce bruit filtré dans la bande B du récepteur. Pour la modulation OOK considérée, un bit 1 est codé par l'émission d'une impulsion de bande B . On note $s(t)$ cette impulsion reçue à la sortie du filtre d'entrée du récepteur. À la sortie du récepteur quadratique, on dispose d'une observation scalaire qui correspond à l'une ou l'autre des observations :

$$\begin{cases} H_0 : x = \int_0^T [n(t)]^2 dt \\ H_1 : x = \int_0^T [s(t) + n(t)]^2 dt \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

L'hypothèse H_0 correspond à un zéro et l'hypothèse H_1 à un 1. La bande B du filtre d'entrée du récepteur est un paramètre du système. La durée d'intégration T du signal reçu est déterminée lors de la phase de synchronisation. L'énergie E du signal utile récupérable sur ce temps d'intégration est connue du récepteur grâce à une procédure d'estimation. En tenant compte de la connaissance de ces trois paramètres, le problème consiste à identifier le meilleur critère de décision entre les deux hypothèses qui minimisent la probabilité d'erreur. Le critère MAP (maximum a posteriori) conduit au test du maximum de vraisemblance [29] :

$$\frac{P_{x1}(x)}{P_{x0}(x)} \underset{H_2}{\overset{H_1}{>}} 1 \quad (\text{III.4})$$

La règle de décision consiste à comparer l'observation x à un seuil prédéterminé ρ_{opt} :

$$\begin{array}{c}
 H_1 \\
 < \\
 x > \rho_{opt} \\
 > \\
 H_2
 \end{array}
 \quad (III.5)$$

Le seuil optimal ρ_{opt} est la solution de l'équation $P_{x1}(x) = P_{x0}(x)$.

En raison de l'équiprobabilité entre les bits 0 et 1, la probabilité moyenne d'erreur est donnée par :

$$P_e = \frac{1}{2} [P(0/1) + P(1/0)] \quad (III.6)$$

où $P(0/1)$ est la probabilité de décider qu'un bit est 0 alors qu'un bit 1 a été envoyé. $P(1/0)$ est la probabilité de décider qu'un bit est 1 alors qu'un bit 0 a été envoyé.

Après estimation de l'énergie moyenne reçue et du temps d'intégration, la probabilité d'erreur est évaluée à partir de l'hypothèse sur l'énergie reçue [28] :

a/ Dans le cas où l'énergie moyenne reçue est constante :

$$P_e = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} Q_M \left(\sqrt{4 \frac{\xi}{N}}, \sqrt{2 \frac{\rho}{N}} \right) + \frac{e^{-\frac{\rho}{N}}}{2} \sum_{k=1}^{|M|} \frac{\left(\frac{\rho}{N} \right)^{M-k}}{\Gamma(M-k+1)} \quad (III.7)$$

où Q_M est la fonction de Marcum généralisée, ρ est le seuil optimal de décision dont la valeur est fonction des paramètres ξ , $E/2$ est l'énergie moyenne reçue, N est la densité spectrale de bruit thermique, M est le produit de B avec le temps de cohérence du canal:

$$\rho \approx \frac{\xi}{2} + NM + N\sqrt{M-1} \phi \left(2 \frac{\xi}{N} \right) \quad (III.8)$$

où ϕ est une fonction tabulée dont une approximation est le polynôme du troisième degré :

$$\phi(x) = 2.1 \times 10^{-6} x^3 - 0.00046x^2 + 0.045x + 0.032 \quad (III.9)$$

Cette approximation de ϕ dans l'équation (III.9) est valide pour E/N compris entre 0 et 20 dB. Pour des valeurs de E/N très grandes, le seuil optimal ρ est $E/4$.

b/ Dans le cas d'un canal multi-trajets avec énergie moyenne reçue variable, P_e est égale à :

$$P_e\left(\frac{\xi}{N}\right) = \frac{q^q}{2^{M-1}\left(q + \frac{1}{2}\frac{\xi}{N}\right)^q} \sum_{k=1}^{M-1} \sum_{l=0}^{M-k-1} \binom{M-1}{k} \frac{\Gamma(l+q)}{\Gamma(l+k)\Gamma(q)} \left(\frac{1}{1 + \frac{2q}{\xi/N}} \right) \quad (\text{III.10})$$

où Γ est la fonction gamma et q est donné par la relation suivante :

$$q = \sqrt{\frac{\pi}{2\ln(10)} \frac{B}{B_c}} \quad (\text{III.11})$$

avec B_c bande de cohérence du canal de propagation.

III .4.2. Solution proposée dans le cadre de la thèse de R. Abdaoui [26]

L'architecture MB-OOK de Mitsubishi ITE [28] a été reprise par R. Abdaoui pour son système haut débit et nomade à 60 GHz. Les améliorations qui ont été apportées sont indiquées sur la Figure III.8. Le nombre de sous bandes de 4 a été choisi comme un compromis entre complexité, consommation, débit et performances en taux d'erreur binaire en fonction du SNR.

L'émetteur se compose d'un générateur d'impulsions caractérisé par le temps de répétition des impulsions T_r et leur durée T_s . La valeur de T_r est fixée en fonction du débit souhaité et de l'étalement total induit le long de la chaîne de transmission. La valeur de T_s est fixée à 150 ps de façon à couvrir toute la bande de fréquence 57.05-63.7 GHz. Un diviseur de puissance répartit ensuite l'impulsion générée sur 4 voies, puis un banc de filtre est utilisé pour filtrer l'énergie de chaque voie et la limiter dans des sous bandes différentes (sous bande B1 : 57.05-58.6 GHz, sous bande B2 : 58.6-60.3 GHz, bande B3 : 60.3-61.95 GHz, sous bande B4 : 61.95-63.7 GHz). Les signaux filtrés sont ensuite modulés par des données numériques à un rythme de $1/T_r$ (donc un débit total de $4/T_r$). Les signaux modulés sont finalement amplifiés, combinés et émis par une antenne.

Le récepteur est constitué d'une antenne suivie d'un amplificateur à faible bruit (AFB). La puissance du signal amplifié est ensuite répartie sur 4 voies en utilisant un diviseur de puissance. Dans chaque voie, on trouve un filtre passe bande (ayant une sous bande symétrique à celle d'émetteur) suivi d'un détecteur d'énergie (constitué d'un bloc de mise en carré suivi d'un intégrateur, et d'un comparateur qui compare l'énergie récupérée avec un seuil optimal pour décider de la valeur d'un bit 0 ou 1).

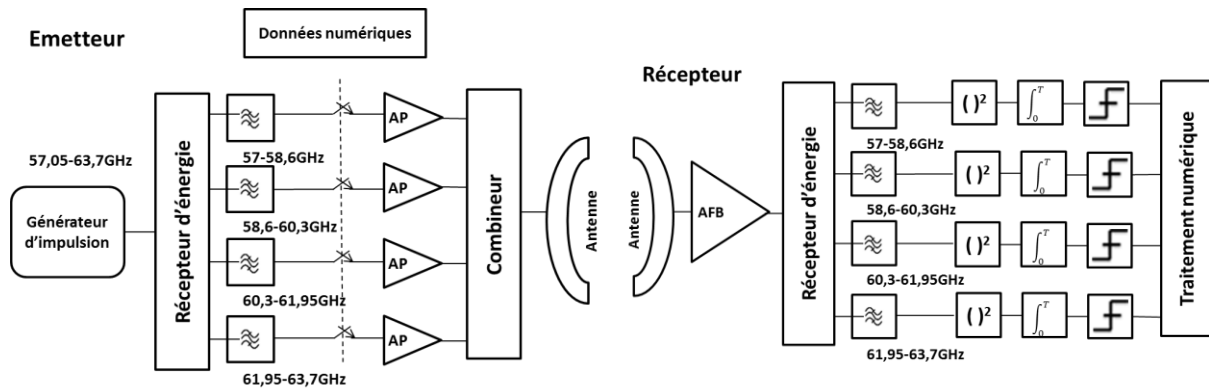


Figure III.8. Architecture MB-OOK proposée dans [27] par R. Abdaoui et All

L'architecture a été analysée dans un environnement de canal de propagation 802.15.3c. Ses performances en termes de débit sont données dans le Tableau III.6. Les résultats obtenus montrent que l'architecture proposée par R. Abdaoui présente de bonnes performances en débit. Ainsi, l'architecture permet de moduler le débit en fonction du nombre de sous bandes utilisées. Néanmoins, l'architecture est complexe et gourmande en puissance à cause des 4 amplificateurs et du combineur. De plus, la conception de l'antenne et du générateur d'impulsions qui couvrent une largeur de bande de 7 GHz est contraignante.

Tableau III.6. Performance de l'architecture MB-OOK proposée par R. Abdaoui et all

Distance	1	2
Débit : Résidentiel LOS	3.2 Gbps	2.4 Gbps
Débit : Desktop LOS	1.91 Gbps	0.69 Gbps

III .4.3. Proposition d'une architecture optimale

Pour remédier aux problèmes de l'architecture proposée par R. Abdaoui, nous avons proposé les améliorations de l'architecture de la Figure III.9. Les 4 amplificateurs de puissance, le combineur et l'antenne sont remplacés par deux amplificateurs de puissance différentiels (APD) suivis de deux antennes différentielles (AD). Cette modification permet de s'affranchir des pertes dans le combineur. Le générateur d'impulsions couvrant la bande 57.05-63.7 GHz et le combineur sont remplacés par deux générateurs d'impulsions, couvrant respectivement les bandes 57.05-60.275 GHz et 60.275-63.7 GHz, suivis de deux APDs. Cela permet de relâcher les contraintes sur la conception du générateur d'impulsions et d'isoler complètement les sous bandes B1 et B2 des sous bandes B3 et B4 et donc de réduire l'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio). Au niveau du récepteur, l'antenne, l'amplificateur faible bruit (AFB) et le diviseur de puissance sont remplacés par deux AD suivis de deux AFB différentiels (AFBD). Le récepteur simplifié présente un facteur de bruit (FB) plus faible en raison de l'élimination du bruit de mode commun par les éléments différentiels.

L'architecture proposée apparaît donc comme un bon candidat pour un système haut débit et nomade à 60 GHz avec des performances à priori améliorées en termes de débit et de consommation avec un FB et un ACPR réduits.

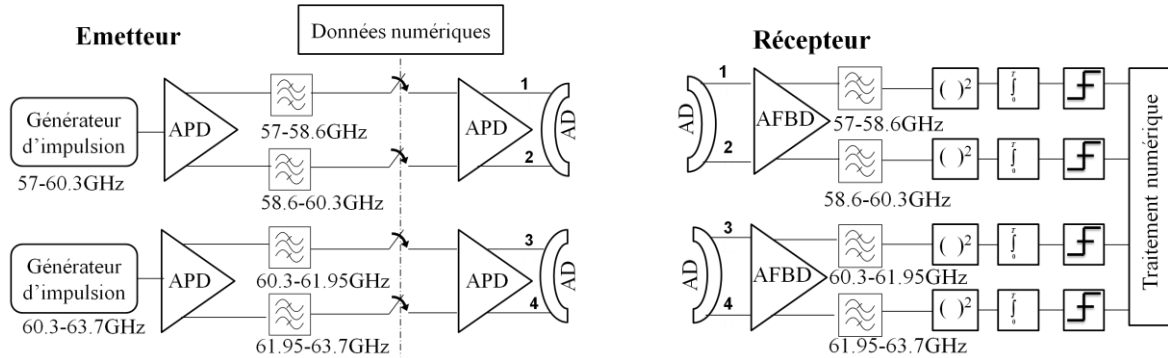


Figure III.9. Architecture MB-OOK différentielle

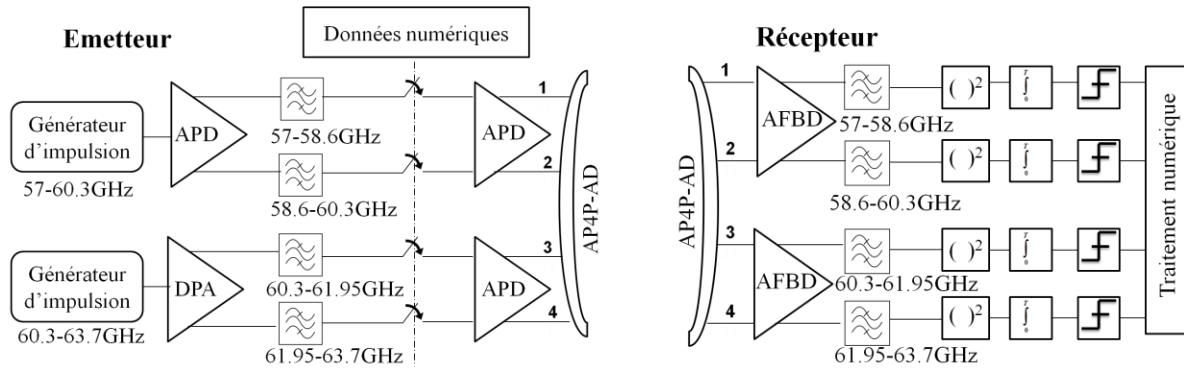


Figure III.10. Architectures MB-OOK différentielles utilisant une antenne à double alimentation différentielle

Pour une compacité encore meilleure, une antenne à double alimentation différentielle pourrait remplacer les deux AD de l'architecture MB-OOK différentielle (Figure III.9). La Figure III.10 présente l'architecture MB-OOK différentielle utilisant une antenne patch à 4 ports et à alimentation différentielle (AP4P-AD).

III .4.4. Estimation des performances de l'architecture proposée

a. Débit

Le débit maximal offert par l'architecture MB-OOK différentielle est l'inverse de la période symbole qui est choisie de façon à éviter les interférences inter symboles en respectant la condition suivante :

$$T_r \geq T_d + T_s + 2T_f \quad (\text{III.12})$$

où T_d est l'étalement RMS du canal de propagation, T_s est la durée de l'impulsion choisie pour couvrir la bande de fréquence allouée (soit 303 ps pour une bande de 3.3 GHz), T_f est égale à la réponse impulsionnelle des filtres d'émission et de réception inversement proportionnelle à la bande couverte (soit 625 ps pour une bande passante de 1.6 GHz).

Pour le canal de propagation, on prend le cas du standard 802.11.ad avec comme modèle d'antennes d'émission et de réception un cornet circulaire idéal [30-31] (Figure III.11) dont le gain est donné par la relation suivante :

$$G(\theta, \varphi) = G_0 \cdot \exp(-\alpha \theta^2) \quad (\text{III.13})$$

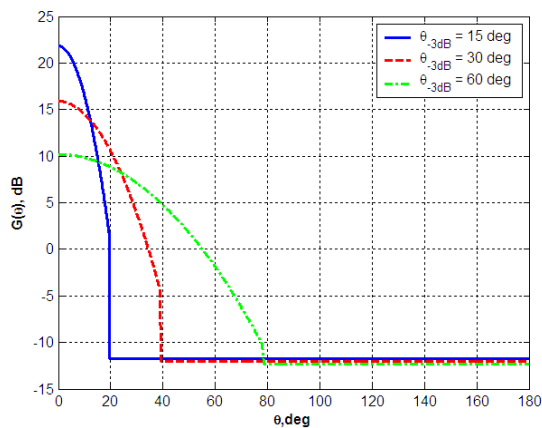
avec G_0 gain maximum d'antenne, θ angle d'élévation, φ angle d'azimut, α coefficient lié à l'angle à -3 dB d'antenne par la relation suivante :

$$\alpha = \frac{4 \ln(2)}{\theta_{-3dB}^2} \quad (\text{III.14})$$

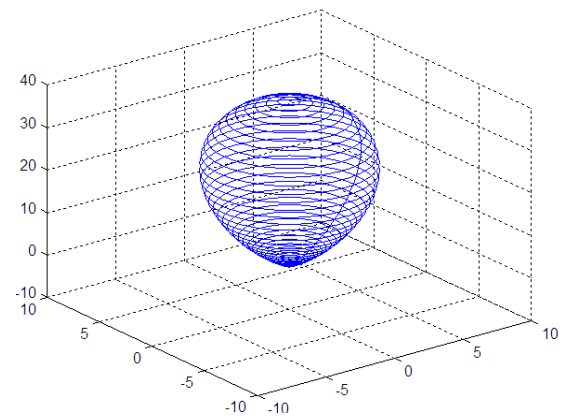
Le gain maximum d'antenne peut être calculé en fonction en fonction de θ_{-3dB} :

$$G_0 = (ka)^2 \quad (\text{III.15})$$

$$ka \cdot \sin(\theta_{-3dB} / 2) = 1.6162$$



(a)



(b)

Figure III.11. Diagramme de rayonnement de antenne cornet circulaire idéale (a) en 2D en fonction des valeurs de θ_{3dB} (b) en 3D pour $\theta_{3dB} = 30^\circ$

Le Tableau III.7 montre les performances en débit de l'architecture différentielle dans les environnements "Living room" et "Conference room". Pour des antennes d'émission et de réception ayant un θ_{-3dB} de 70° , le système permet d'obtenir un débit de 1.78 Gbps pour une distance de 4 m dans les deux environnements. Un autre avantage de cette architecture est la possibilité de moduler le débit en fonction du nombre de sous bandes sélectionnées.

Tableau III.7 Performances de l'architecture proposée

	Distance (m)	1	2	3	4
Living room	Étalement RMS (ns)	0.355	0.515	0.620	0.692
	Débit (Gbps)	2.09	1.93	1.84	1.78
Conference room	Étalement RMS (ns)	0.270	0.460	0.598	0.705
	Débit (Gbps)	0.19	0.99	0.86	0.77

b. Taux d'erreur binaire (TEB)

L'énergie moyenne reçue ξ_{Re} est reliée à l'énergie moyenne transmise ξ_{Tr} et au bruit thermique N par la loi suivante :

$$\xi_{Re} / N = (\xi_{Tr} / N) - PL \quad (III.16)$$

où PL est l'affaiblissement en espace libre évalué dans le modèle des canaux du standard 802.11.ad par l'équation suivante :

$$PL(d)[dB] = A_c + 20\log_{10}(f) + 10n\log_{10}(d) \quad (III.17)$$

où d est la distance en mètres séparant l'émetteur du récepteur, et f est la fréquence en GHz. Avec un scénario LOS dans un environnement "Living room" et "Conference room" STA-STA, $A_c = 32.5$ dB et $n=2$ à 60 GHz [32]. Donc, ξ_{Re} / N peut être calculé pour un débit fixé sachant que la puissance maximale transmise est 10 dBm, et la densité spectrale de la puissance de bruit à 300 K est -174 dBm/Hz (le facteur de bruit du récepteur est pris égale à 0 dB).

Les valeurs de ξ_{Re} / N en fonction de la distance pour un débit de 1.5 Gbps sont illustrées dans la Figure III.12. On observe que ξ_{Re} / N varie entre 34 dB et 15 dB quand la distance varie de 0.5 à 4 m.

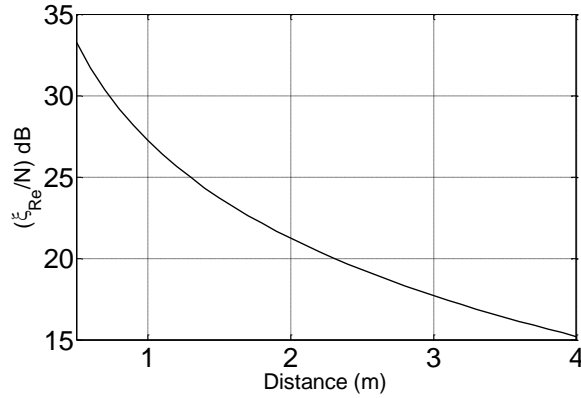


Figure III.12. Energie moyenne reçue en fonction de la distance

On se base sur les équations (III.7) à (III.11) pour calculer le taux d'erreur binaire (TEB) en fonction de la distance. On constate sur la Figure III.13 que le TEB est inférieur à 2×10^{-3} pour des distances inférieures à 4 m. Pour des distances inférieures à 3.5 m, le TEB est plus important dans un "Conference room" STA-STA que dans un "Living room". Pour ces distances inférieures à 3.5 m correspondant à des valeurs élevées de ξ_{Re}/N (dans notre cas, supérieures à 16 dB), la dégradation du TEB est en partie due aux multi-trajets. Inversement, on observe que pour des valeurs ξ_{Re}/N faibles correspondant à des distances supérieures à 3.5m, l'influence des multi-trajets est négligeable. Pour des applications vidéo nécessitant un BER très faible ($< 10^{-11}$), des correcteurs d'erreurs performants devront être utilisés.

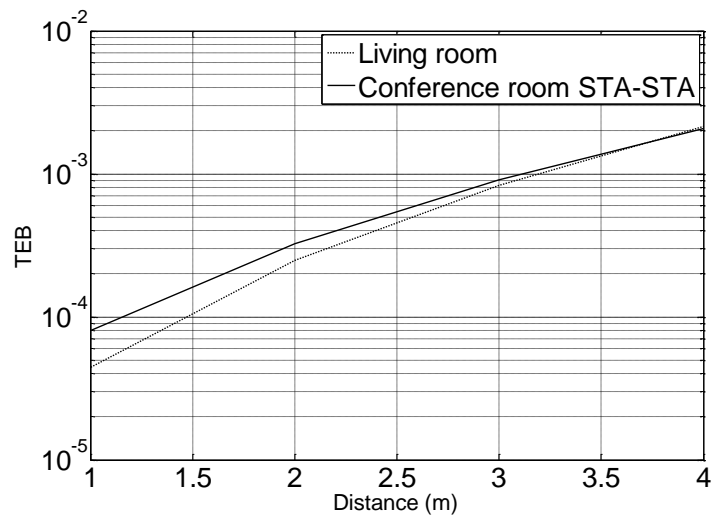


Figure III.13. BER en fonction de la distance

III .5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une architecture radio pour les applications nomade et haut débit à 60 GHz. Cette architecture permet de bonnes performances en termes de débit, de consommation et de compacité.

L'architecture proposée est de type impulsionnel avec une modulation MB-OOK et un récepteur non cohérent. Elle constitue une amélioration de l'architecture étudiée dans le cadre de la thèse de R. Abdaoui en utilisant une topologie différentielle. Cette proposition permet de lever quelques verrous et permettra de satisfaire notre cahier des charges.

Pour valider le concept de l'architecture proposée, le chapitre IV se consacrera à la conception de l'antenne différentielle, le chapitre V portera sur la conception de la partie "front-end" de l'émetteur. Dans le chapitre VI, les performances du système seront évaluées en prenant en compte les aspects canal et antenne.

Bibliographie du Chapitre III

- [1] Yong, S.-K., Xia, P., and Valdes-Garcia, A. 60 GHz Technology for Gbps WLAN and WPAN: From Theory to Practice. WILEY, 2011.
- [2] Reynolds, S.K., Floyd, B., Pfeiffer, U., Beukema, T., Grzyb, J., Haymes, C., Gaucher, B. and Soyuer, M. (2006) "A silicon 60 GHz receiver and transmitter chipset for broadband communications." *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 41(12), 2820–2831.
- [3] Gilbert, J.M., Doan, C.H., Emami, S. and Shung, C.B. (2008) A 4-Gbps uncompressed wireless HD A/V transceiver chipset, *IEEE Micro*, 28(2), 56–64.
- [4] Choi, C.-S., Grass, E., Herzel, F., Piz, M., Schmalz, K., Sun, Y., et al. (2008) 60 GHz OFDM hardware demonstrators in SiGe BiCMOS: state-of-the-art and future development. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Cannes, September.
- [5] Pinel, S., Sarkar, S., Sen, P., Perumana, B., Yeh, D., Dawn D. and Laskar, J. (2008) A 90nm CMOS 60 GHz radio. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, San Francisco, February.
- [6] Tomkins, A., Aroca, R.A., Yamamoto, T., Nicolson, S.T., Doi, Y. and Voinigescu, S.P. (2008) A zero-IF 60 GHz transceiver in 65-nm CMOS with > 3.5-Gbps links. *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, San Jose, CA, September.
- [7] IEEE 802.15.3c (2009) *Part 15.3: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specification for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs): Amendment 2: Millimeter-wave based Alternative Physical Layer Extension*.
- [8] IEEE P802.11adTM/D4.0, Part11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 3: Enhancements for Very High Throughput in the 60 GHz Band, IEEE Computer Society, Jul. 2011.
- [9] Scott K.Reynolds , Brian A.Floyd, Ullrich R.Pfeiffer, Troy Beukema , Janusz Grzyb, Chuck Haymes , Brian Gaucher ,Me Mehmet Soyuer, "A Silicon 60-GHz Receiver and Transmitter Chipset for Broadband Communications", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2006.
- [10] 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

- [11] 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*.
- [12] SK Reynolds, AS Natarajan, M. Tsai, S. Nicolson, JC Zhan, L. Duixian, DG Kam, O. Huang, A. Valdes-Garcia, and BA Floyd, "A 16-element phased-array receiver IC for 60-GHz communications in SiGe BiCMOS," in *IEEE Radio Frequency IC Symp. Dig.*, May 2010.
- [13] Siligaris, A. "A 65nm CMOS fully integrated transceiver module for 60GHz wireless HD applications", *IEEE International Solid-State Circuits Conference, (ISSCC), 2011*.
- [14] S. Glisic, K. Schmalz, F. Herzel, R. Wang, M. Elkhoully, Y. Sun, and J. Scheytt, "A fully integrated 60 GHz transmitter front-end in SiGe BiCMOS technology," in *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, Jan. 2011.
- [15] Maruhashi, K. , "60-GHz-Band CMOS MMIC Technology for High-Speed Wireless Personal Area Networks", *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuits Symposium, 2008. CSIC '08*.
- [16] 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*.
- [17] 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*.
- [18] V. Vidojkovic, et al., "A Low-Power 57-to-66GHz Transceiver in 40nm LP CMOS with - 17dB EVM at 7Gb/s.," *IEEE ISSCC*, pp.268-269, Feb. 2012.
- [19] K. Okada, et al., "Full Four-Channel 6.3-Gb/s 60-GHz CMOS Transceiver With Low-Power Analog and Digital Baseband Circuitry," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 48, no. 1, pp. 46-65, Jan. 2013.
- [20] 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*.
- [21] 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*.

[22] 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.

[23] 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.

[24] W. Shin et al., “60 GHz low power 1.5 Gb/s ASK transmitter in 90 nm CMOS with on-board Yagi-Uda antenna”, EuMC, pp. 272-275, Sep. 2010.

[25] A. Hamidian et al., “Multi-gigabit 60 GHz OOK front-end in 90 nm CMOS”, SiRF, pp. 96-98, Jan 2013.

[26] R. Abdaoui, M. Villegas, G. Baudoin, A.S. Penaloza “Performance assessment of a transceiver architecture based on millimeter wave multiband impulse mode”, IEEE GSMM conference, Incheon, April. 2010.

[27] J.-B. Dore, B. Uguen, S. Paquelet and S. Mallegol, “UWB Non-coherent high data rates transceiver – Architecture and implementation”. IWCT'05, Oulu, 2005.

[28] L. M. Aubert, S. Paquelet,” Mise en place d’une couche physique pour les futures systèmes de radiocommunications hauts débits UWB ”. PhD Report, Mitsubishi Electric Information Technology Center Europe and Institut d’Electronique et de Télécommunication de Rennes/INSA Rennes, 2005.

[29] J.-Y. Delabbaye, Cours de Décision Statistique. ENSTA, 2001. 4.3.1

[30] IEEE doc. 802.15-06/474r0, Reference antenna model with side lobe for TG3c evaluation, I. Toyoda *et al*, Nov. 2006.

[31] C.A. Balanis, *Antenna Theory*. New Jersey: Wiley, 2005.

[32] IEEE 802.11 TASK GROUP AD, http://www.ieee802.org/11/Reports/tgad_update.htm

Chapitre IV : Antenne différentielle à 60 GHz

IV.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons proposé une architecture différentielle présentant d'excellentes performances en termes de haut débit, d'intégration et de consommation. Les éléments clés de cette architecture sont : l'amplificateur différentiel et l'antenne différentielle.

Ce chapitre est consacré à la réalisation des antennes différentielles à 60 GHz. Le chapitre commence par une description des outils de modélisation numérique nécessaires pour mener l'étude. Le choix du substrat diélectrique est ensuite examiné pour éviter la propagation des modes parasites dans les lignes d'excitation des antennes. Ensuite, on présente la théorie des antennes différentielles basée la décomposition du problème en modes pairs et impairs. Des résultats de simulations HFSS sont ensuite présentés pour deux patches excités chacun par deux lignes microrubans alimentées en différentiel et travaillant chacun dans l'une des bandes (B1 et B2) ou (B3 et B 4). Afin d'avoir une meilleure compacité, un patch alimenté par couplage à fente est développé. Il exploite deux polarisations linéaires orthogonales excitées par une paire d'entrées différentielles couvrant simultanément les bandes (B1, B2, B3, B4). Afin d'obtenir la directivité élevée nécessaire pour les scénarios LOS à 60 GHz sans utiliser de réseaux d'antennes ou de lentilles diélectriques, une étude est effectuée sur l'apport des métamatériaux dans la focalisation du rayonnement. Enfin, une méthode de mesure est développée et mise en œuvre pour valider le concept d'antenne différentielle. Elle est basée sur l'utilisation d'une transition guide d'onde WR-15/ligne microruban pour alimenter l'antenne.

IV .2. Choix et description des outils de simulation électromagnétique pour modéliser les antennes

La conception de circuits micro-ondes (antennes planaires, lignes microrubans,...), nécessite le passage par une phase d'analyse fonctionnelle reposant sur l'emploi d'outils de simulation électromagnétique. L'outil de simulation est choisi en fonction des applications envisagées et des caractéristiques géométriques de la structure. Dans notre cas, il s'agit de sélectionner un outil de CAO (Conception Assistée par Ordinateur) qui permette la caractérisation de structures planaires à 60GHz présentant une bande passante modérée au maximum de 11%, principalement des antennes imprimées de type patch, des lignes de transmission de type microruban ou coplanaires. Les grandeurs que nous cherchons à identifier lors de la caractérisation de ces circuits, sont essentiellement les paramètres S et les champs électromagnétiques générés. Les paramètres S permettent de déterminer les impédances, la bande passante des antennes et les pertes dans les lignes de transmission. La

distribution des champs dans la structure permet de caractériser le rayonnement produit par celle-ci et en particulier, de tracer les diagrammes de rayonnement des antennes, puis d'évaluer leur gain, leur rendement et leur directivité en zone de champ lointain.

Pour caractériser ce type d'antennes, le simulateur électromagnétique Ansoft HFSS version 11 [1] est un outil adapté. Il s'agit d'un logiciel de modélisation 3D basé sur la méthode des éléments finis (FEM : Finite Element Method) résolvant les équations de Maxwell dans le domaine fréquentiel. Le ordinateur PC mis à notre disposition pour effectuer cette modélisation, comporte un microprocesseur Intel Xeon X5690 de vitesse d'horloge 3.47 GHz, et 24 Go de RAM.

IV .3. Conception des lignes microrubans en bande millimétrique

Une ligne microruban est utilisée pour guider l'énergie électromagnétique entre sa trace et le plan de masse). Dans les fréquences millimétriques, en plus des pertes diélectriques et les pertes par conduction, la ligne peut générer des modes dits "parasites" qui accentuent les pertes, et induisent des erreurs dans l'évaluation des caractéristiques de la ligne comme son impédance caractéristique. Dans ce qui suit, on va étudier ces modes que l'on peut séparer entre les modes d'ordre supérieur et les modes de substrat [2].

IV .3.1. Les modes parasites

a. Modes de substrat TMn

Dans une feuille diélectrique avec plan de masse, les modes de propagation de type transverse magnétique notés TMn sont associés aux fréquences de coupure suivantes [2] :

$$F_{c_TMn} = \frac{nc}{2h\sqrt{\epsilon_r - 1}}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (\text{IV.1})$$

avec n ordre du mode, c vitesse de lumière, h épaisseur du diélectrique, ϵ_r permittivité diélectrique.

Le mode TM0 a une fréquence de coupure nulle. Les lignes de champ de ce mode étant alignées avec celles du mode quasi-TEM dans une ligne microruban, un fort couplage peut se produire induisant des pertes de puissance. Le couplage du mode de surface TM0 avec le mode quasi-TEM est faible jusqu'à une fréquence critique inférieure à la fréquence de coupure du mode de surface TM1 donné par l'équation (IV.1). Une approximation souvent utilisée pour la fréquence critique est [2]:

$$F_{t_TM1} \approx \frac{c}{2\pi h} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r - 1}} \tan^{-1} \epsilon_r \quad (\text{IV.2})$$

La figure IV.1 montre le tracé de F_{t_TM1} en fonction de la permittivité et de l'épaisseur du substrat. On constate que pour ne pas exciter ce mode à une fréquence inférieure à 60 GHz, il faut que ϵ_r soit inférieur à 6 pour $h=700 \mu\text{m}$, inférieur à 8 pour $h=600 \mu\text{m}$, et inférieur à 12 pour $h=500 \mu\text{m}$. Pour h inférieur à 450 μm , les modes de substrat TM_n ne sont pas excités pour les valeurs de permittivité inférieures à celles des substrats typiquement utilisés à 60 GHz (<14). Par exemple, $\epsilon_r=12.8$ pour le GaAs.

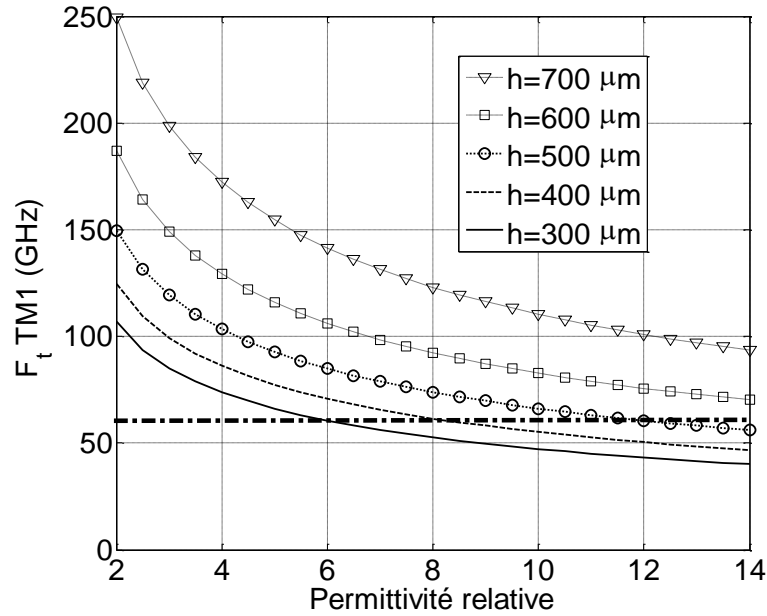


Figure IV.1. Fréquence de coupure du premier mode de surface TM

b. Mode de substrat TE_n

Les fréquences de coupure du mode de surface TE (Transverse Electric) dans une feuille diélectrique à plan de masse sont données par la relation suivante [2] :

$$F_{c_TE_n} = \frac{(2n-1)c}{4h\sqrt{\epsilon_r-1}}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (\text{IV.3})$$

Quand le circuit microruban présente des discontinuités transversales (jonctions, coudes, ...), le courant transversal généré dans les conducteurs peut créer du couplage avec le mode de surface TE. Ce couplage peut être important en raison du grand nombre de discontinuités que contiennent les circuits microruban. Le seuil minimal de fréquence pour que ce couplage apparaisse est proche de la fréquence de coupure du mode TE1 donné par (IV.3).

$$F_{t_TE1} \approx \frac{c}{4h\sqrt{\epsilon_r-1}} \quad (\text{IV.4})$$

La figure IV.2 montre les valeurs de F_{t_TE1} du premier mode de coupure TE1 en fonction de la permittivité et de l'épaisseur du diélectrique. Pour ne pas exciter ce mode à 60 GHz, il faut avoir des permittivités inférieures à 10, 7, 5 et 4, pour des valeurs des hauteurs respectivement de 400, 500, 600 et 700 μm . Pour une hauteur inférieure à 300 μm , le mode TE1 n'est pas excité pour les valeurs communes de permittivité.

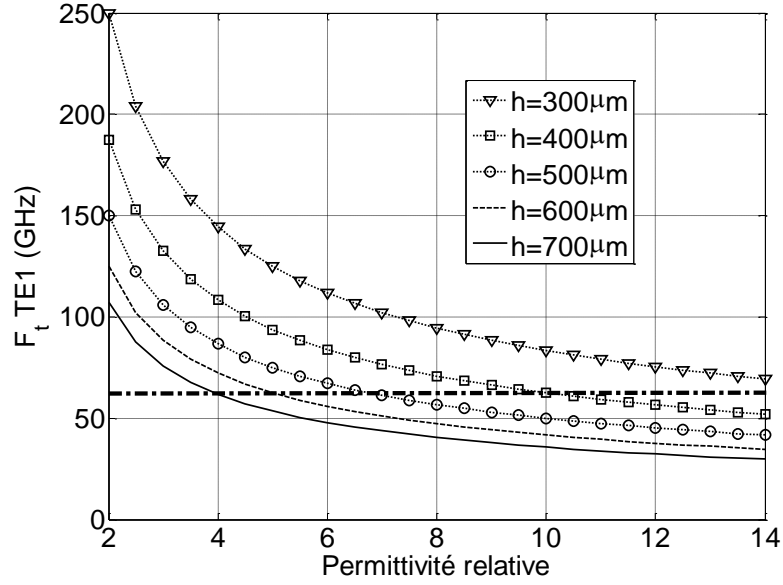


Figure IV.2. Fréquence de coupure du premier mode de surface TE

c. Modes d'ordre supérieur

Pour une ligne microruban de largeur de ruban w , il est possible d'exciter des modes transversaux à la ligne dans le diélectrique à condition que sa largeur effective w_{eff} soit supérieure à une demi longueur d'onde λ_d dans le diélectrique ($\lambda_d \approx \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{eff}}$ où ϵ_{eff} est la permittivité électrique effective dans le diélectrique). D'après [3], la largeur effective de la ligne est donnée par :

$$w_{eff} = \frac{120\pi h}{Z_c \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (IV.5)$$

Les fréquences de résonance d'ordre n (F_{gn}) valent donc :

$$F_{gn} = \frac{ncZ_c}{240\pi h} \quad (IV.6)$$

On calcule sur la Figure IV.3 les valeurs de F_{g1} en fonction de h pour des valeurs d'impédance caractéristiques 50 Ω et 100 Ω . Pour éviter le mode d'ordre supérieur à 60 GHz,

on observe qu'il faut travailler avec des épaisseurs de substrats inférieures respectivement à 330 et 680 μm pour une impédance de 50 et 100 Ω .

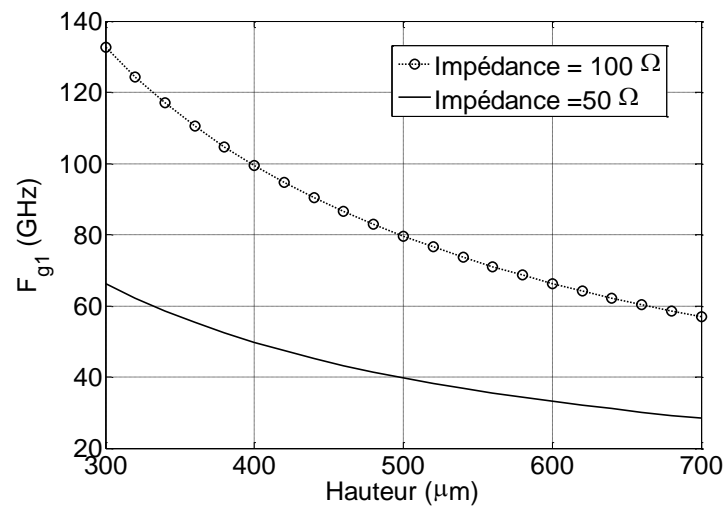


Figure IV.3. Fréquence de coupure du premier mode d'ordre supérieur

IV .3.2. Influence des modes parasites sur la distribution du champ électrique

Afin de contrôler l'impact des modes parasites sur la distribution du champ et leur risque d'apparition à 60 GHz, nous avons réalisé des simulations HFSS pour différentes valeurs de hauteur standard et de permittivité relative typique du substrat. Pour chaque cas, nous avons fixé une largeur de la ligne micro ruban correspondant à une impédance caractéristique de 100 Ω . Les résultats de calcul des fréquences de coupure de chaque mode sont indiqués dans le Tableau IV.1.

Tableau IV.1. Modes parasites dans une ligne microruban en fonction de la permittivité et de la hauteur

Substrat	Permittivité	10 (élevé)		2.2 (faible)	
	Epaisseur (μm)	787 (épais)	254 (fin)	787(épais)	254 (fin)
	Largeur de ligne (μm)	28	12	560	200
Modes d'ordre supérieur	Mode supérieur d'ordre 1 (GHz)	50.56	156.65	50.56	156.65
Modes de substrat	Ft_TM1 (GHz)	42	130	89	277
	Ft_TE1 (GHz)	31	269	86	98

La figure IV.4 montre la distribution de l'amplitude du champ électrique dans les substrats mentionnés dans le Tableau IV.1. Sachant que la fréquence de travail est de 60 GHz, on constate l'existence du premier mode d'ordre supérieur accompagnant le mode quasi-TEM de la ligne microruban quand les substrats sont épais (787 μm), et cela quelque soit la valeur de permittivité relative (figures IV.5b et d). Ce mode parasite présente, d'après le Tableau IV.1, une fréquence de coupure à 50.56 GHz. Pour le cas où $\epsilon_r = 10$ (figure IV.4d), les modes

de substrat TE et TM de fréquences de coupure respectives 42 et 31 GHz sont également présents et expliquent l'allure du champ. En revanche, les figures IV.5a et IV.5c décrivent une distribution de champ entièrement concentrée le long de la ligne microruban. Elles mettent en évidence le fait qu'un substrat fin par rapport la longueur d'onde et/ou à faible permittivité, permet la transmission du mode quasi-TEM en supprimant tout risque d'excitation et de propagation des modes indésirables (Tableau IV.1). Aussi, plus h est faible et ϵ_r est élevé plus le champ est concentré au voisinage de la ligne.

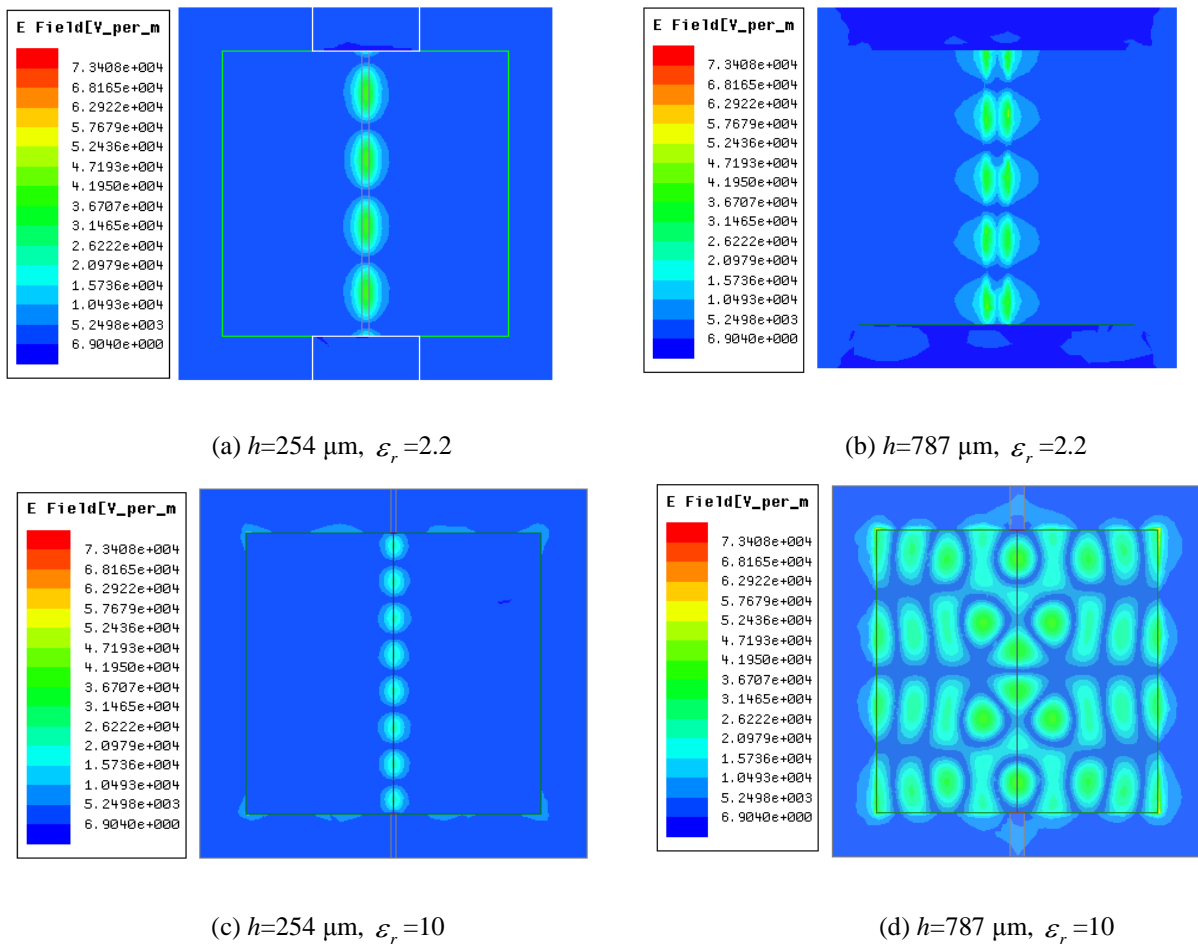


Figure IV.4. Distribution du champ électrique dans une ligne microruban en fonction de ϵ_r et h à 60 GHz

On conclut de l'analyse des distributions de champ de la figure IV.4 qu'il faut utiliser un substrat suffisamment fin déduit des équations IV.2, IV.4 et IV.6 pour ne pas exciter les modes d'ordre supérieur dans les lignes microrubans et les modes de substrat, afin pour limiter les pertes.

Pour une épaisseur faible, le Tableau IV.2 décrit l'influence de l'augmentation de la permittivité relative dans le cas d'une antenne patch excitée par une ligne microruban. Si ϵ_r augmente, les pertes par rayonnement dans la ligne microruban diminuent et la structure ligne/antenne est plus compacte. En revanche, les pertes diélectriques et par conduction augmentent. De plus, la bande passante et l'efficacité de l'antenne chutent.

Cela nous a amené à choisir le substrat Duroid 5880 pour concevoir nos antennes. Il présente une permittivité relative $\epsilon_r = 2.24$ à 60 GHz [4]. Les épaisseurs standard du Duroid convenant à notre application ($<400 \mu\text{m}$) sont $127 \mu\text{m}$ et $254 \mu\text{m}$. D'après le Tableau IV.3, une épaisseur de $127 \mu\text{m}$ permet des pertes par rayonnement limitées dans la ligne et une plus grande compacité d'antenne se rajoute l'avantage d'une faible inductance pour les trous métallisés percés dans le diélectrique. En revanche, les pertes par conduction dans la ligne (pour une même impédance caractéristique) sont plus élevées qu'à $254 \mu\text{m}$ et les tolérances de fabrication sont plus faibles. De plus, la bande passante de l'antenne et l'efficacité de l'antenne sont plus faibles. L'antenne sera réalisée sur un substrat de Duroid 5880 d'épaisseur $254 \mu\text{m}$ qui présente un bon compromis entre pertes, tolérances et bande passante d'antenne.

Tableau IV.2. Augmentation de la permittivité relative sur les performances d'un patch alimenté par ligne microruban

Composant	Ligne microruban			Antenne		Générale
	Pertes par rayonnement	Pertes diélectriques	Pertes par conduction	Bande passante	Efficacité	Taille du circuit
Permittivité \nearrow	\searrow	\nearrow	\nearrow	\searrow	\searrow	\searrow

Tableau IV.3. Influence de l'épaisseur sur les performances d'un patch alimenté par ligne microruban

Composant	Caractéristiques	Avantage d'une épaisseur de $254 \mu\text{m}$ par rapport à $127 \mu\text{m}$
Ligne microruban	Pertes par rayonnement	-
	Pertes diélectriques	+
	Pertes par conduction	+
Antenne	Bande passante	+
	Efficacité	+
Générale	Tolérance de fabrication et contraintes technologiques	+
	Dimension du circuit	-

IV.4. Conception d'une structure de deux antennes patch différentielles

IV.4.1. État de l'art

Plusieurs auteurs ont utilisé les antennes différentielles pour optimiser les architectures qui utilisent des amplificateurs push-pull ou des amplificateurs de type différentiel. Par définition, une antenne différentielle est une antenne symétrique alimentée par deux signaux ayant la même amplitude mais en opposition de phase. Elles permettent de réaliser deux fonctions en même temps, la combinaison des signaux et le rayonnement, d'où leur intérêt dans les architectures compactes à faible consommation.

Tableau IV.4. Etat de l'art des antennes différentielles à 60 GHz

Réf.	Schéma	Largeur de bande (GHz)	Dimension (mm×mm)	Gain
[5] Oreille de lapin (dérivée de l'antenne Vivaldi)		57-65	30×30	HPBW=28° Gain=9.8dBi
[6] Réseau de Patch		57-66	10×7.4	HPBW=36° (E)×32(H) Gain : 9.4–2.4 dBi
[7] Yagi On chip		50-70	2.45×1.8×0.3 mm ³	Efficacité : 16.8 % Gain : -2.64 dBi 0.18 CMOS
[8] Dipôle		60	1.4×0.475	Efficacité : 3.4 % Gain : -10 dBi 65nm CMOS
[9] Patch excité par couplage à fente LTCC		50-78	11.6×5	Gain : 6.15 dBi

Le Tableau IV.4 récapitule l'état de l'art des antennes différentielles à 60 GHz. L'antenne Vivaldi de la référence [5] est de type oreilles de lapin (Bunny-Ear). Elle est conçue sur un substrat de type Rogers 3003 dont la hauteur est de 127µm. L'antenne présente de bonnes performances mais utilise une surface très importante de 30×30 mm². Dans la

référence [6], un réseau d'antennes patch a été développé pour alimenter un amplificateur différentiel. Il contient quatre patches combinés chacun avec un élément parasite. L'antenne est implantée sur un substrat de type Isola IS680 3.00 ($\epsilon_r=3$, épaisseur de 128 μm). Pour la bande 57-64 GHz, on obtient un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB, un gain compris entre 9 et 12 dBi, et une surface d'antenne de $10 \times 15 \text{ mm}^2$. Les solutions développées dans les références [7-8], sont des antennes on-chip. Elles présentent une très bonne compacité avec une efficacité et un gain médiocres. L'antenne de la référence [9] est un patch excité par couplage à fente, implanté sur un substrat de type LTCC. Elle présente de bonnes performances de rayonnement pour des dimensions faibles.

La suite de ce chapitre est consacrée à la réalisation des deux antennes différentielles à intégrer dans l'architecture différentielle proposée au chapitre III. On imposera pour les deux antennes, travaillant respectivement dans les bandes 57.05-60.275 GHz et 60.275-63.7 GHz, les performances suivantes :

- un angle d'ouverture : 60-80°
- un gain : > 7 dBi
- une surface : < 10mm × 10 mm
- Antenne à polarisation linéaire. Dans le cadre de notre architecture, cette antenne est utilisée en émission tout en supposant une antenne de réception à polarisation circulaire.

IV.4.2. Théorie des antennes différentielles

a. Coefficient de réflexion différentiel

Lorsqu'un réseau différentiel alimente un circuit différentiel tel qu'une antenne différentielle (AD), ce circuit est modélisé par un quadripôle alimenté sur 2 ports simultanément. Le paramètre caractéristique à l'interface entre le réseau d'alimentation et l'antenne est alors le coefficient de réflexion en mode impair Γ_{impair} [10]. Il représente le coefficient de réflexion apparent au port 1, quand l'excitation au port 2 est maintenue égale en amplitude, mais en opposition de phase par rapport au port 1. En termes de variables d'onde a_i et b_i qui représentent l'onde incidente et réfléchie, respectivement, on peut donc écrire :

$$\Gamma_{\text{impair}} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_1 = -a_2} \quad (\text{IV.7})$$

Or, selon la définition des paramètres S d'un quadripôle, on a :

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (\text{IV.8})$$

Sous la condition du mode impair ($a_1 = -a_2$) et à partir des équations (IV.7) et (IV.8), on trouve:

$$\Gamma_{\text{impair}} = S_{11} - S_{12} \quad (\text{IV.9})$$

Ainsi, les résultats de mesures ou de simulations au niveau des ports 1 et 2 sont suffisants pour calculer le coefficient de réflexion en mode impair (ou pair en imposant $a_1 = a_2$). Cette méthode permet de caractériser facilement les antennes différentielles. Ce coefficient de réflexion différentiel pourrait éventuellement être mesuré avec un seul accès, mais il faudrait alors introduire un coupleur déphasant de 180° qui introduirait des pertes et des limitations de bande.

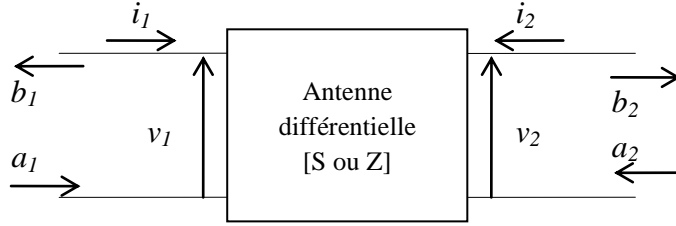


Figure IV. 5. Antenne différentielle modélisée par un quadripôle

b. Impédance différentielle

L'antenne différentielle étant modélisée par un quadripôle (figure IV.5), sa matrice $[Z]$ est définie par la relation suivante entre les tensions et courants aux ports 1 et 2 :

$$\begin{cases} v_1 = Z_{11}i_1 + Z_{12}i_2 \\ v_2 = Z_{21}i_1 + Z_{22}i_2 \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

D'autre part, les expressions des variables d'ondes en fonction des tensions et courants dans les ports 1 et 2 sont données par :

$$a_1 = \frac{v_1 + Z_0 i_1}{2\sqrt{Z_0}}, \quad a_2 = \frac{v_2 + Z_0 i_{21}}{2\sqrt{Z_0}} \quad (\text{IV.11})$$

$$b_1 = \frac{v_1 - Z_0 i_1}{2\sqrt{Z_0}}, \quad b_2 = \frac{v_2 - Z_0 i_{21}}{2\sqrt{Z_0}}$$

On en déduit les expressions des tensions et courants en fonction des variables d'ondes :

$$\begin{aligned} v_1 &= \sqrt{Z_0}(a_1 + b_1), & v_2 &= \sqrt{Z_0}(a_2 + b_2) \\ i_1 &= \frac{1}{\sqrt{Z_0}}(a_1 - b_1), & i_2 &= \frac{1}{\sqrt{Z_0}}(a_2 - b_2) \end{aligned} \quad (\text{IV.12})$$

Si on pose $a_1 = -a_2$ (condition d'excitation du mode impair) et $b_1 = -b_2$ (résultant de la symétrie de la structure) dans les expressions des courants i_1 et i_2 données par (IV.12), on trouve $i_1 = -i_2$. Alors de (IV.10), on tire :

$$v_1 = Z_{11}i_1 + Z_{12}i_2 \Big|_{i_1=-i_2} = (Z_{11} - Z_{12})i_1 \quad (IV.13)$$

On conclut de l'équation (IV.13) que l'impédance apparente au port 1 est égal à $(Z_{11} - Z_{12})$. Et puisque le quadripôle est symétrique, on peut placer un mur électrique au milieu du patch en mode impair (figure IV.6). L'impédance différentielle entre les ports 1 et 2 devient alors :

$$Z_{diff} = 2(Z_{11} - Z_{12}) \quad (IV.14)$$

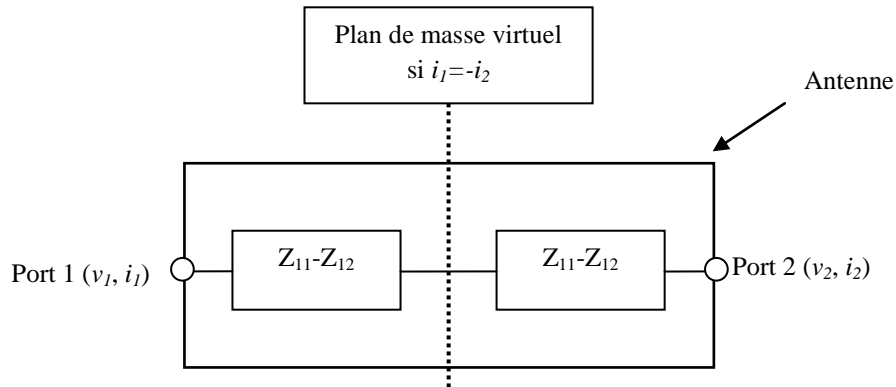


Figure IV.6. Impédance d'entrée de l'antenne différentielle

IV.4.3. Dimensionnement des antennes

L'objectif est de réaliser les deux ADs de l'architecture différentielle proposée dans le chapitre III. Ces ADs couvrent les bandes 57.05-60.275 GHz et 60.275-63.7 GHz respectivement. Dans un but de portabilité et d'intégration, les ADs sont de type imprimé. La figure IV.8 présente les ADs proposées, des antennes patch différentielles (APD) implantées sur un substrat de Duroid 5880 présentant à 60 GHz une permittivité de 2.24 et une tangente de pertes de 0.004 [4].

L'APD contient une paire d'éléments parasites, utilisée pour augmenter aussi bien le gain que la bande passante [11]. La profondeur de pénétration des encoches Y_o est à ajuster pour trouver l'impédance différentielle souhaitée. Les patchs sont excités par ligne microruban. Pour des contraintes de réalisation des lignes 50 Ω sur ce substrat, on choisit une impédance caractéristique de 100 Ω qui correspond à une largeur de ligne W_l de 200 μm . Dans un but d'intégration, nous avons placé les deux APDs sur le même substrat. Les deux APDs avec les quatre accès microrubans occupent une surface de 10×20 mm².

Tableau IV.5. Dimensions en μm des APD 1 et 2

	W_l	W=L	W_p	L_p	D_p	S_x	Y_o
APD 1	200	1680	650	1480	200	150	535
APD 2	200	1590	650	1390	200	150	505

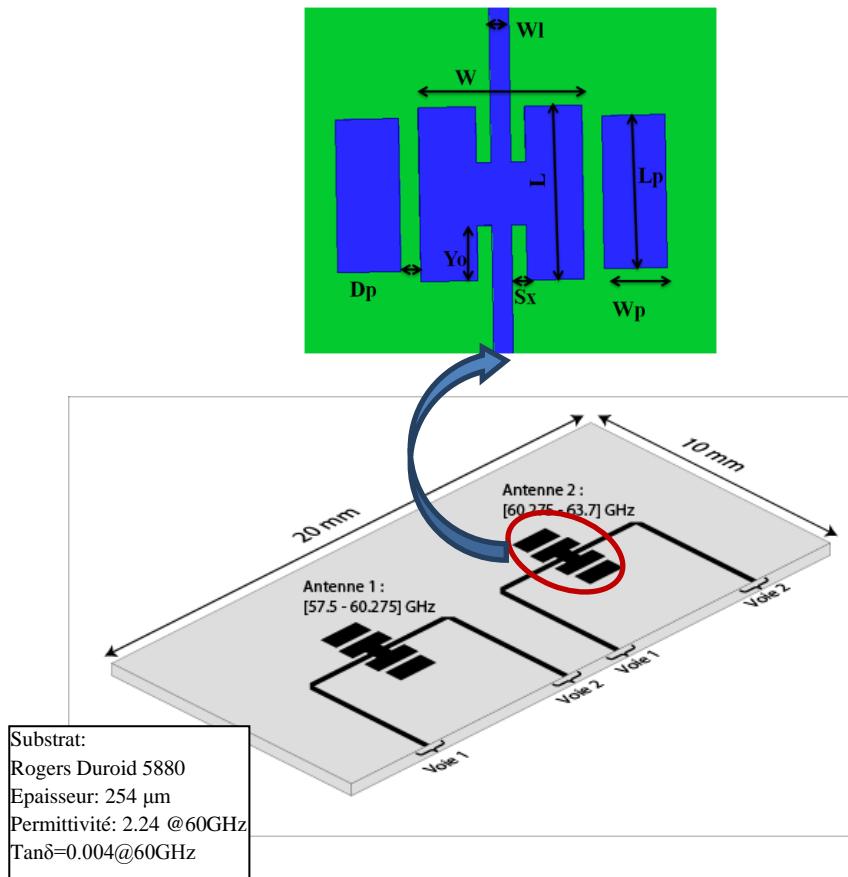


Figure IV.7. APD 1 et 2

IV.4. 4. Résultats de simulation

a. Bande passante et gain

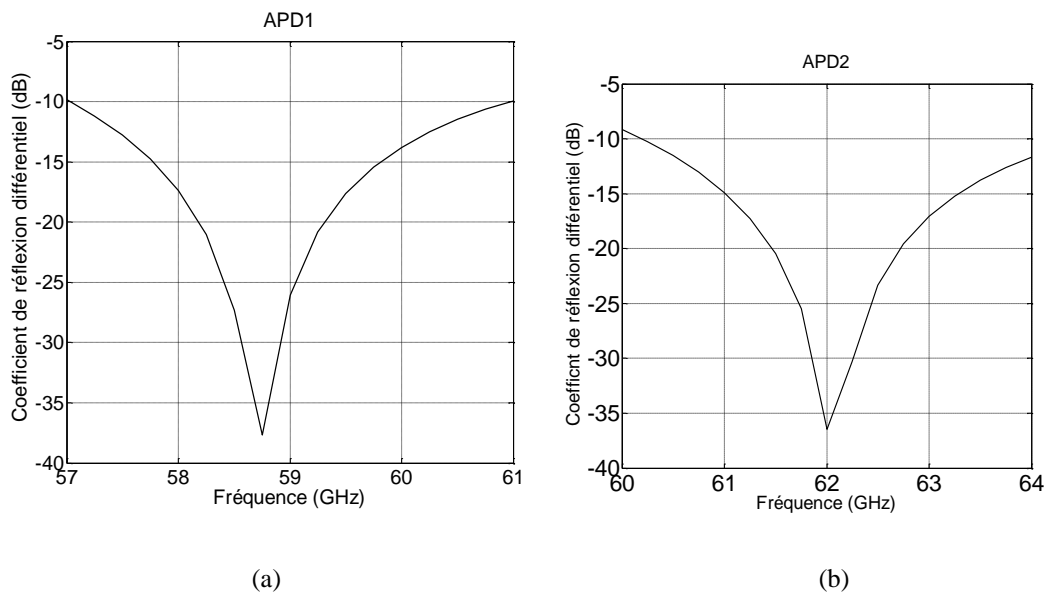


Figure IV.8. Coefficient de réflexion en mode impair pour l'APD 1 (a) et 2 (b)

La figure IV.8 présente les coefficients de réflexion des ADP 1 et 2 évalués par l'équation (IV.9). Ils sont inférieurs à -10 dB dans leurs bandes de fonctionnement 57.05-60.275 (bandes B1 et B2) et 60.275-63.7 GHz (bandes B3 et B4) respectivement. La fréquence de résonance est de 58.7GHz pour l'ADP 1 et de 62 GHz pour l'ADP 2. D'autre part, la figure IV.9 qui illustre les gains des ADP 1 et 2, indique respectivement des gains réalisés dans leurs bandes d'adaptation de 8.5-9.81 et 9.3-10.03 dBi.

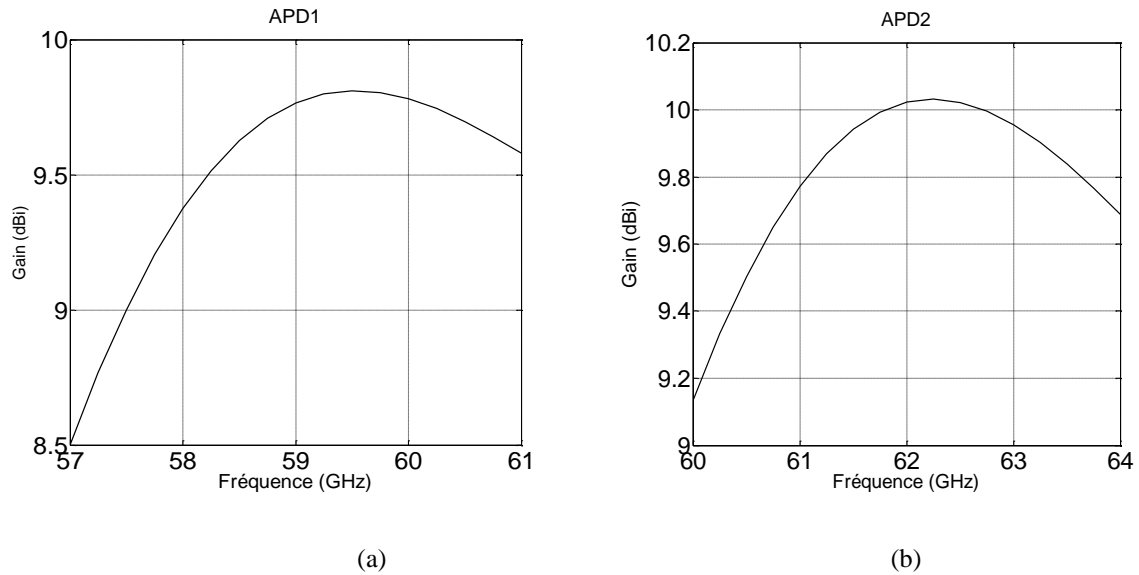


Figure IV.9. Gains réalisés pour l'ADP 1 (a) et 2 (b)

b. Amplitude du champ électrique

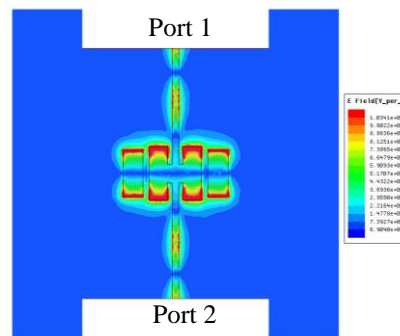


Figure IV.10. Amplitude du champ électrique de l'ADP1 à 58.5 GHz

La figure IV.10 présente la distribution de l'amplitude du champ électrique dans l'ADP1 pour une excitation en mode impair à 58.5 GHz. Le champ électrique est nul au centre du patch et maximal sur ses extrémités, ce qui prouve que l'antenne est résonnante.

c. Diagramme de rayonnement

La figure IV.11 représente le diagramme de rayonnement de l'ADP 1 à la fréquence 58.5 GHz. On constate qu'il est similaire à celui d'un patch classique. L'angle d'ouverture à -

3 dB est de 74° dans le plan E et 69° dans le plan H. Le rapport rayonnement avant/arrière est supérieur à 30 dB dans les deux plans.

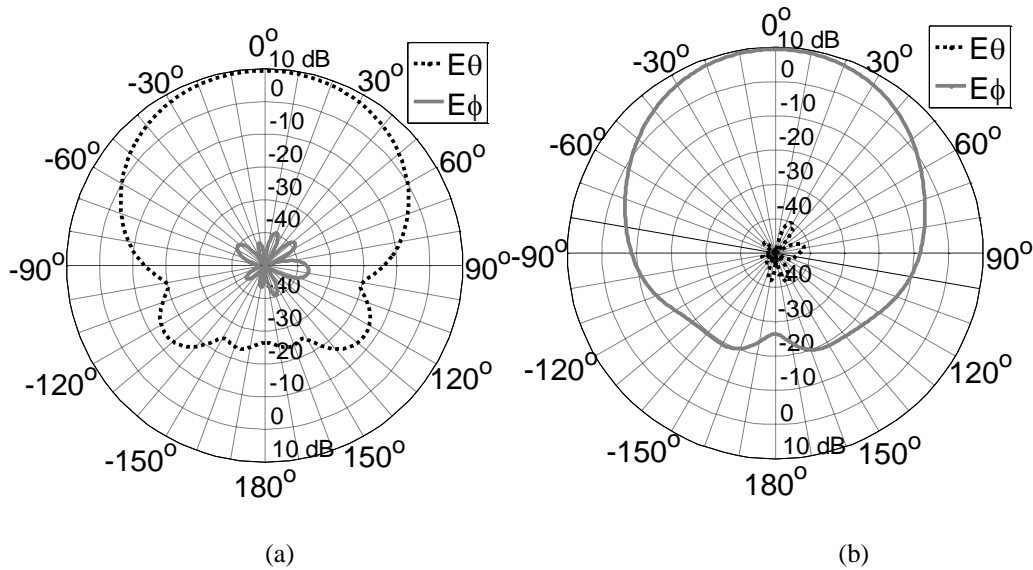


Figure IV.11. Diagrammes de rayonnement de l'APD 1 à 58.5 GHz dans les plans E (a) et H (b)

Au final, les deux APDs de l'architecture différentielle présentent des performances intéressantes en termes d'adaptation et de caractéristique de rayonnement. Néanmoins, les deux APDs sur le même substrat occupent une surface de $10 \times 20 \text{ mm}^2$, ce qui est contraignant pour les systèmes nomades qui nécessitent une compacité maximale. Dans la partie suivante, on présente une autre architecture d'antenne ayant des caractéristiques de rayonnement proches des deux APDs, mais avec un encombrement réduit.

IV.5. Antenne patch à double alimentation différentielle (AP-DAD)

L'AP-DAD illustrée dans la figure IV.12 est alimentée par couplage à fente [12]. L'antenne est implantée sur un substrat de type RT-Duroid-5880 d'épaisseur $254 \mu\text{m}$ avec $\epsilon_r=2.24$ et $\tan\delta=0.004$ [4] à 60 GHz. Les lignes d'excitation sont gravées sur un autre substrat de type RT-Duroid-6010.2LM ayant une épaisseur de $127 \mu\text{m}$ ($\epsilon_r=10.7$ et $\tan\delta=0.003$). Les lignes microruban (1, 2), alimentées en différentiel, excitent le patch via la fente 1 induisant donc une résonance du champ électrique selon l'axe X. Les lignes (3, 4) excitent le patch via la fente 2 et le font résonner selon l'axe Y. Les lignes microrubans présentent une impédance caractéristique de 50Ω (la largeur de ligne équivalente est de $95 \mu\text{m}$) Toutes les lignes présentent la même longueur. Le patch a une longueur (selon l'axe X) de $1420 \mu\text{m}$ et une largeur (selon l'axe Y) de $1340 \mu\text{m}$. Les fentes 1 et 2 mesurent respectivement $910 \mu\text{m} \times 115 \mu\text{m}$ et $900 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$. La dimension totale de la structure est de $5 \times 5 \text{ mm}^2$, ce qui correspond à une réduction d'un facteur 8 par rapport la surface des deux APDs de la partie précédente.

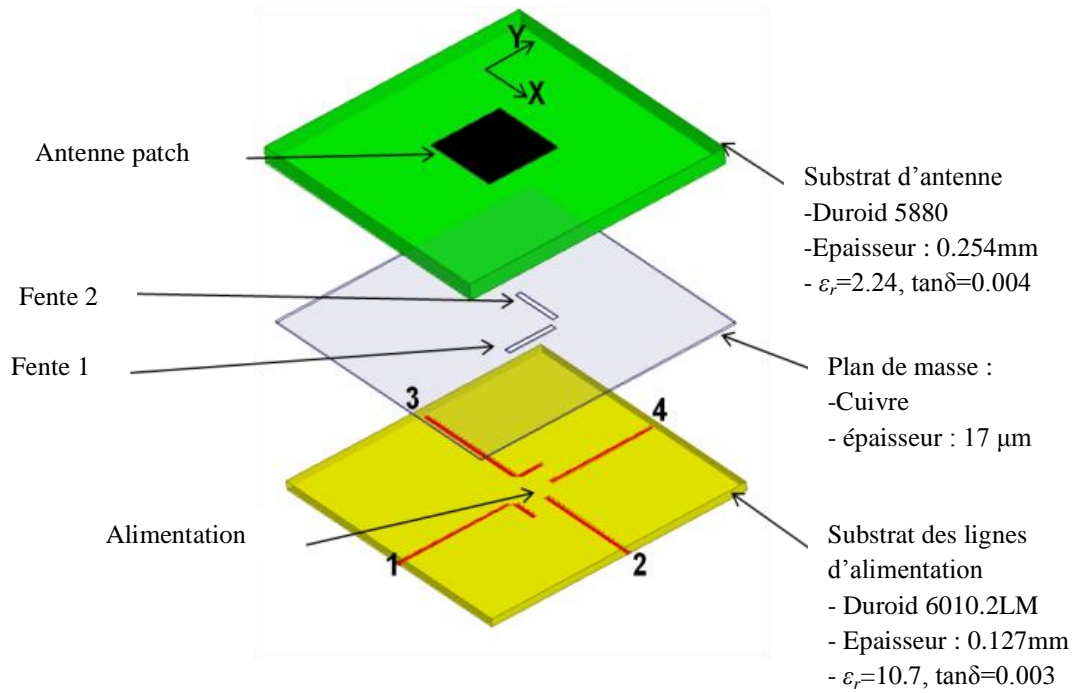


Figure IV.12. Topologie de l'AP-DAD

IV.5.1. Théorie de la AP-DAD

a. Coefficient de réflexion

Pour chaque accès différentiel, les équations (IV.9) et (IV.14) sont utilisées pour calculer le coefficient de réflexion différentiel et l'impédance différentielle.

b. Couplage différentiel

L'AP-DAD est vu comme un octopôle (figure IV.13). Le couplage différentiel entre les deux accès différentiels 1 (ports 1 et 2) et 2 (ports 3 et 4) est calculé comme suit :

- On considère une excitation différentielle sur l'accès 1 ($a_1 = -a_2$).
- On suppose que les sorties des quatre ports sont bien adaptés ($b_1 = b_2 = a_3 = a_4 = 0$). Les variables d'ondes reçues dans les ports 3 et 4 sont donc :

$$\begin{aligned} b_3 &= (S_{31} - S_{32})a_1 \\ b_4 &= (S_{41} - S_{42})a_1 \end{aligned} \quad (IV.14)$$

- Les grandeurs b_3 / a_1 et b_4 / a_1 peuvent être décomposées comme la somme d'un terme commun et d'un terme différentiel :

$$\frac{b_3}{a_1} = \frac{(b_3 + b_4)}{2a_1} + \frac{(b_3 - b_4)}{2a_1}$$

$$\frac{b_4}{a_1} = \frac{(b_3 + b_4)}{2a_1} - \frac{(b_3 - b_4)}{2a_1}$$
(IV.15)

- Le deuxième terme des équations (IV.15) représente le couplage différentiel entre les accès 1 et 2

$$\frac{(b_3 - b_4)}{2a_1} = \frac{(S_{31} - S_{32} - S_{41} + S_{42})}{2}$$
(IV.16)

- Le premier terme des équations (IV.15) représente le couplage en mode commun entre les accès 1 et 2 :

$$\frac{(b_3 + b_4)}{2a_1} = \frac{(S_{31} - S_{32} + S_{41} - S_{42})}{2}$$
(IV.17)

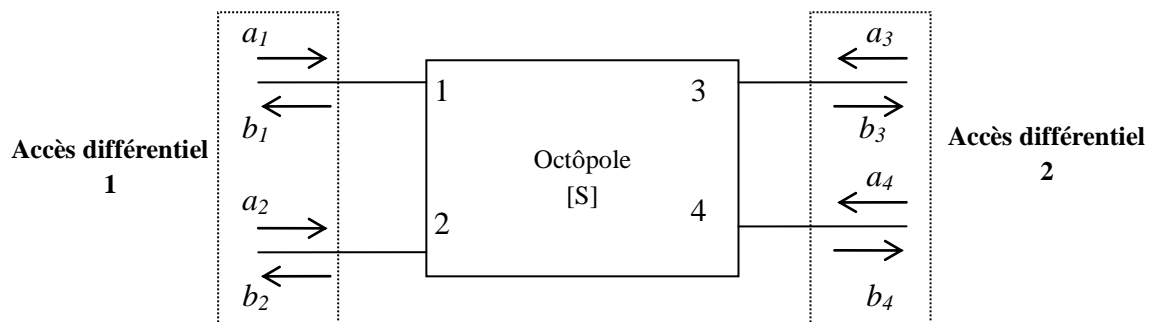
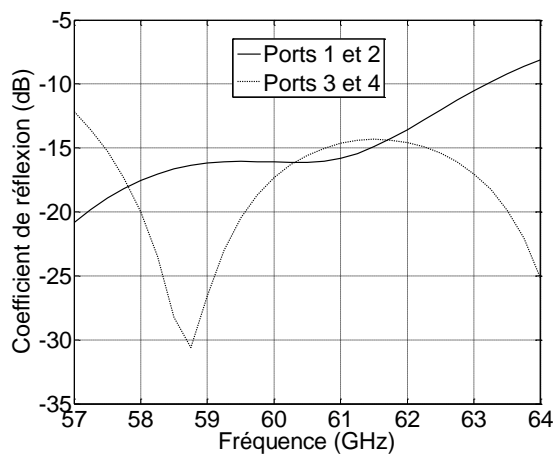


Figure IV.13. AP-DAD modélisée comme un octopôle

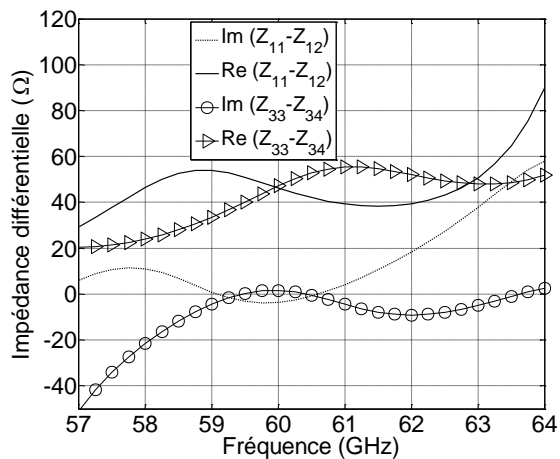
IV.5. 2. Résultats de simulation

a. Bande passante et gain

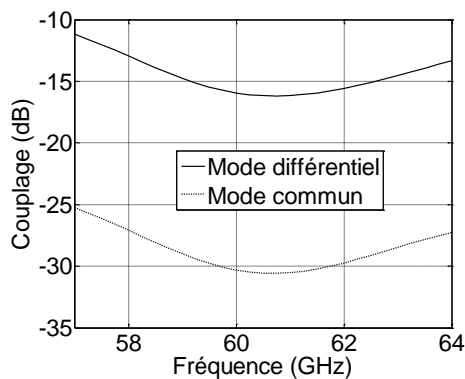
Dans la figure IV.14a, on constate que le patch est bien adapté quand il est excité sur les accès 1 et 2 et cela respectivement dans les bandes (B1, B2) et (B3, B4). La valeur du coefficient de réflexion est inférieure à -14.5 dB. Cela est corroboré par la courbe d'impédance différentielle (figure IV.14b) où on constate une partie imaginaire autour de zéro et une partie réelle autour de 50 Ω (l'impédance caractéristique des lignes microrubans est de 50 Ω), dans les bandes correspondantes. La figure IV.14c montre le coefficient de couplage entre les accès 1 et 2. On observe que le mode commun, qui n'affecte pas le rayonnement, est fortement rejeté à moins de -25 dB sur l'ensemble de la bande. Par contre, le mode différentiel présente un maximum de couplage de -11.5 dB. Cette valeur, même si elle est faible, peut affecter le diagramme de rayonnement.



(a)



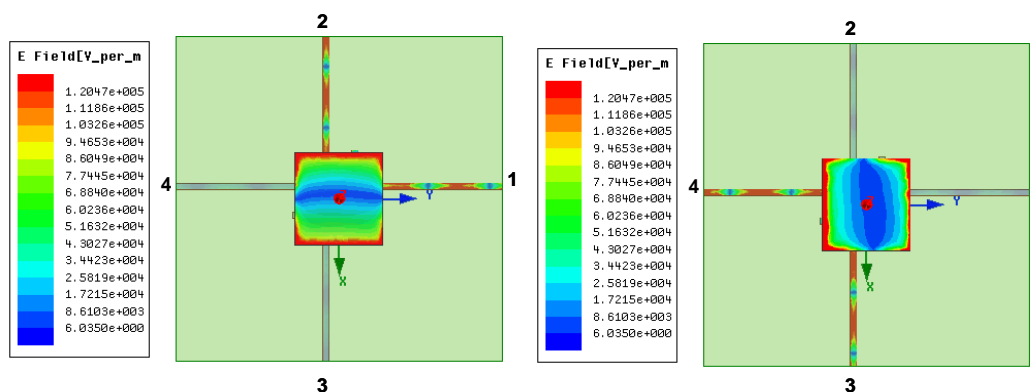
(b)



(c)

Figure IV.14. (a) Coefficient de réflexion en mode impair (b) impédance différentielle (c) couplage entre les accès 1 et 2

b. Amplitude du champ électrique



(a)

(b)

Figure IV.15. Distribution de l'amplitude du champ électrique dans AP-DAD pour une excitation différentielle à 60 GHz sur l'accès : 1 (a) 2 (b)

La figure IV.15 présente la distribution de l'amplitude du champ électrique dans l'AP-DAD à 60 GHz. Pour une alimentation de l'accès 1 en mode impair, on constate que le patch est résonant selon l'axe X alors que pour une excitation différentielle sur l'accès 2, la résonance est selon l'axe Y. Le faible couplage entre les accès 1 et 2 traduit bien l'isolation de 11.5 dB.

c. Diagramme de rayonnement

La figure IV.16 montre le diagramme de rayonnement de l'AP-DAD pour une alimentation différentielle sur l'accès 1 à 60 GHz. On constate qu'il est similaire à celui d'un patch classique. L'angle d'ouverture à -3 dB est de 70° dans les plans E et H. Le rapport de rayonnement avant/arrière est de 17 dB.

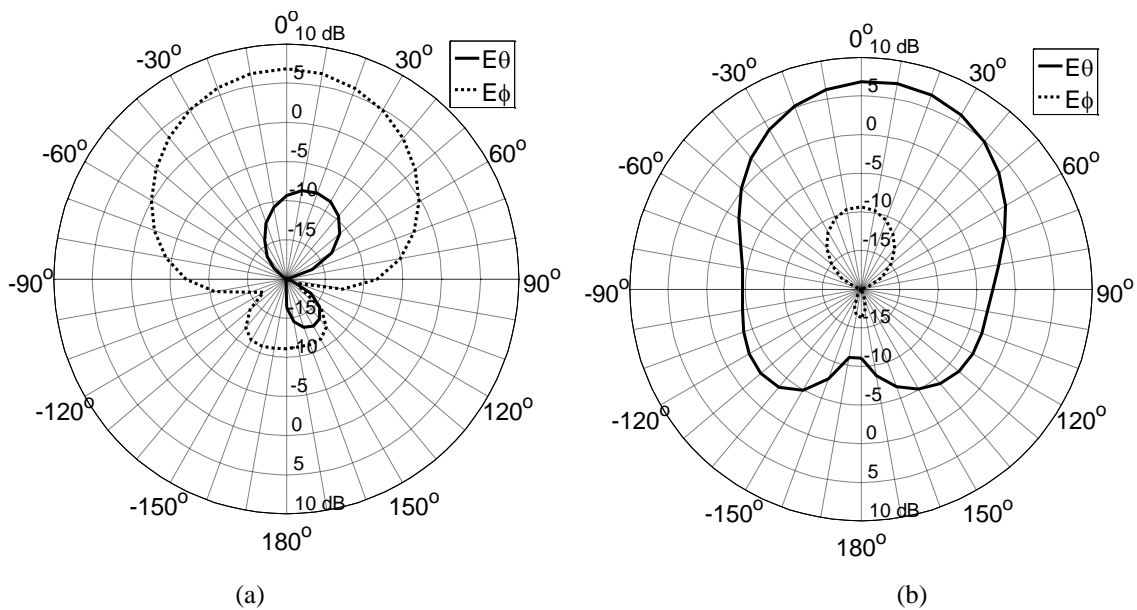


Figure IV.16. Diagrammes de rayonnement de l'AP-DAD simulée à la fréquence 60 GHz pour une alimentation différentielle des ports 1 et 2 : plan E (a) plan H (b)

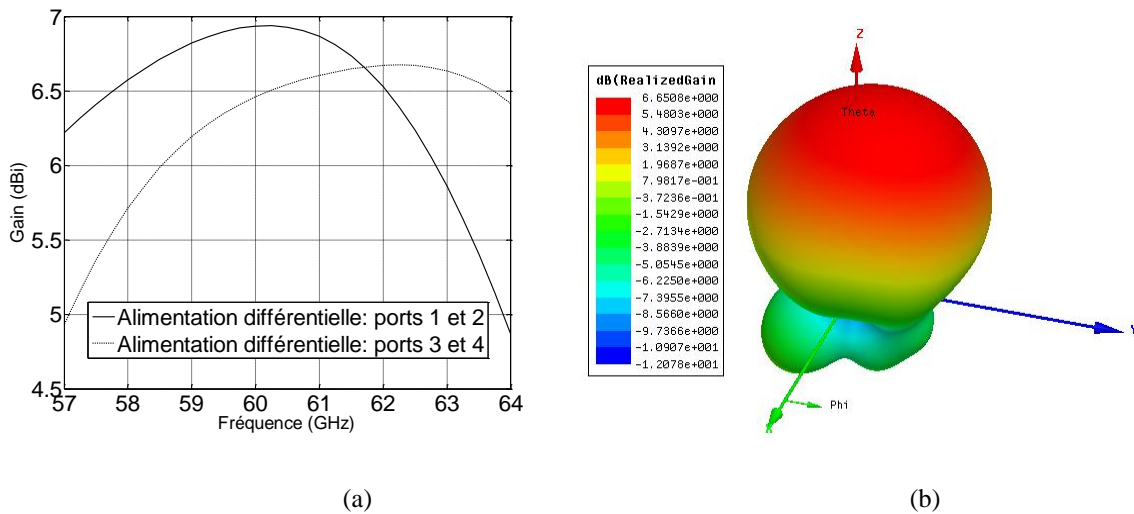


Figure IV.17. Gains réalisés (a) et diagramme de rayonnement en 3 D (b) de l'AP-DAD pour une excitation différentielle sur l'accès 1

La figure IV.17a présente le gain de l'AP-DAD pour une alimentation différentielle sur l'accès 1 ou sur l'accès 2. Le gain réalisé est respectivement de 6.4-7.1 dBi et de 6.65-6.95dBi dans les bandes de fonctionnement correspondantes 57.05-60.275 GHz et 60.275-63.7 GHz. L'antenne présente une efficacité de 93.93 %.

IV.6. Métamatériaux pour antenne à haute directivité à 60 GHz

IV.6.1 Introduction

En électromagnétisme, le terme métamatériau désigne un matériau composite artificiel qui présente des propriétés électromagnétiques que l'on ne retrouve pas dans un matériau naturel. Il s'agit de structures périodiques, diélectriques ou métalliques, qui se comportent comme un matériau homogène. Il existe plusieurs types de métamatériaux, les plus connus étant ceux susceptibles de présenter à la fois une permittivité et une perméabilité négatives. Mais il en existe d'autres à l'instar des milieux d'impédance infinie, ou ceux de permittivité relative inférieure à 1, etc...[13].

IV.6.2. Types de métamatériaux

a. Métamatériaux avec ϵ et/ou μ négative

On trouve deux types de métamatériaux présentant un indice de réfraction négatif. Le premier type a été proposé par Notomi et utilise les propriétés d'anisotropie des cristaux photoniques [14]. Dans ce cas, une réfraction négative est obtenue même quand l'indice de réfraction est positif. Le deuxième type est obtenu pour une permittivité et une perméabilité simultanément négatives et a été proposé dans une étude théorique par Veselago en 1967. Il a montré la possibilité de la propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu linéaire, homogène et isotrope possédant simultanément une perméabilité et une permittivité négative [15]. Ces matériaux ont été qualifiés de Main Gauche "MG" (Left-Handed Materials "LHM") par la suite. Ce terme vient du fait que le champ électrique, le champ magnétique et le vecteur d'onde forment un trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche.

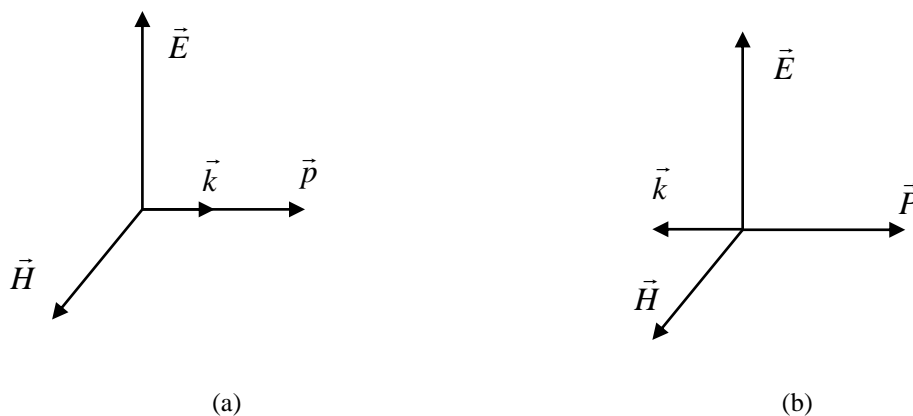


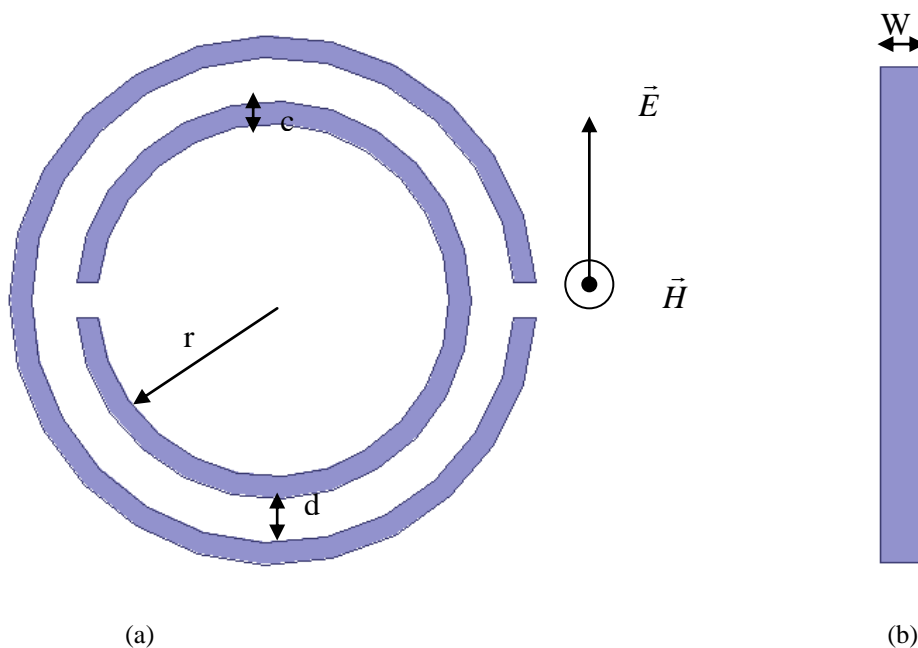
Figure IV.18. Représentation d'une onde plane (a) Main droite (b) Main gauche

Ce trièdre indirect peut être obtenu en ré-écrivant les équations de Maxwell

$$\begin{aligned} \eta^2 &= \mu\varepsilon \\ \vec{k}\wedge\vec{E} &= (\omega/c)\mu\vec{H} \\ \vec{k}\wedge\vec{H} &= (-\omega/c)\mu\vec{E} \end{aligned} \quad (\text{IV.19})$$

où on constate que lorsque la permittivité et la perméabilité sont négatives; \vec{E} , \vec{H} et \vec{k} forment un trièdre indirect de vecteurs. Donc un matériau dit à main gauche possède les caractéristiques suivantes :

- La vitesse de groupe v_g est suivant la direction $-\vec{k}$. Elle est donc opposée à la direction de la vitesse de phase v_φ .
- Le vecteur de Poynting \vec{P} , donné par l'équation $\vec{P} = \frac{1}{2}\vec{E}\wedge\vec{H}^*$, est opposé à la direction du vecteur d'onde \vec{k} .



La condition d'une perméabilité et d'une permittivité négatives a été longtemps difficile à réaliser, même si l'on connaissait depuis longtemps des milieux présentant une permittivité négative (par exemple les plasmas). En 2006, John Pendry, de l'Imperial College, en propose une réalisation à l'aide de structures périodiques métalliques formées d'anneaux concentriques coupés, appelés résonateurs à anneaux fendus (RAF) (split-ring resonators : SRR), et de fils métalliques continus. Il avait démontré dans deux articles successifs qu'un arrangement périodique de fils métalliques continus parallèles présentait en basse fréquence une permittivité négative [16], et qu'un réseau périodique de RAF présentait une perméabilité

négative autour d'une fréquence de résonance [17]. En réunissant les deux réseaux dans une structure périodique composite, on réalisait le milieu proposé par V.Veselago. Ce milieu présentait alors un indice négatif au voisinage de la fréquence de résonance des RAF.

Veselago a également montré que les parties imaginaires de la permittivité et la perméabilité sont différentes de zéro dans les matériaux main gauche. Et donc, les pertes d'insertion sont inévitables dans ce type de matériaux. Egalement, ces matériaux présentent des bandes passantes étroites. En conséquence, ces matériaux sont inadaptés pour notre application, qui consiste à concevoir des antennes à gain élevé dans une bande passante de 7 GHz autour de la fréquence 60GHz.

b. Milieu à permittivité relative inférieure à 1

En 2002, Enoch et all [18] ont prouvé qu'on peut réaliser une ultra-réfraction en utilisant un métamatériau ayant un indice de réfraction proche de zéro (En anglais zero index metamaterial : ZIM). Selon la loi de Snell-Descartes, les ondes électromagnétiques provenant d'un milieu à indice de réfraction n_2 supérieur ou égale à 1 et parvenant dans un milieu à indice de réfraction n_1 proche de zéro, seront réfractées quasi parallèlement à la normale de la surface du métamatériau (figure IV.20). Si on considère l'air ($n_2 = 1$) comme le diélectrique du milieu 2, on peut écrire:

$$n_1 \cdot \sin(\theta_1) = \sin(\theta_2) \quad (\text{IV.20})$$

avec $n = \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}$ indice de réfraction du milieu, ϵ_r et μ_r étant respectivement la permittivité relative et la perméabilité relative du milieu.

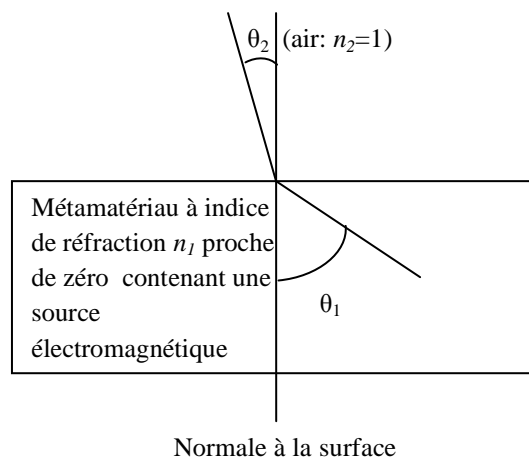


Figure IV.20. Métamatériau à indice de réfraction proche de zéro : loi de Snell-Descartes et application antenne : focalisation

Supposons qu'une antenne ait un gain G_1 en l'absence de métamatériau, et un gain G_2 en présence du métamatériau après réfraction de l'onde générée par l'antenne. On aura (Figure IV.20):

- si $n_1 = 0$: l'onde réfractée est proche de la normale à la surface (angle d'ouverture nul théoriquement), et $G2$ est très élevé ($G1 \ll G2 = Gmax$).
- si $1 < n_1 < 0$: l'onde réfractée présente un angle d'ouverture θ_2 inférieur à θ_1 , et on aura $G1 < G2 < Gmax$. L'onde est focalisée mais le gain de l'antenne n'est pas optimal.
- si $n_1 = 1$: le métamatériau se comporte comme une couche d'air et le faisceau incident garde ses caractéristiques de rayonnement (gain, angle d'ouverture).

Une autre caractéristique importante de ce type de métamatériaux [19] est que n_1 , qui est positif, peut rester inférieur à 1 dans une large bande passante avec des pertes théoriquement nulles, ce qui est très intéressant pour les antennes à gain élevé.

Se fondant sur les travaux de Enoch et al., des ZIMs ont été utilisées pour réaliser des lentilles (Zero Index Metamaterial Lenses : ZIML) et des antennes lentilles [20-27], néanmoins la majorité de ces ZIMLs sont implémentés soit en utilisant un résonateur électrique seul (permittivité proche de zéro) [20, 21, 23], soit un résonateur magnétique seul (perméabilité proche de zéro) [25]. Dans ces conditions, l'impédance du ZIM n'est pas adaptée à celle de l'air, induisant donc une faible efficacité de rayonnement des antennes. Pour remédier à ce problème, une solution consiste à placer les ZIMs directement dans l'ouverture des antennes cornet [20, 23]. Une autre solution repose sur la réalisation d'une cavité Fabry-Pérot résonante (par exemple, en utilisant le plan de masse des antennes patch comme un deuxième mur réfléchissant) [22, 24, 28, 29], mais il s'avère que ces solutions sont très encombrantes et peu adaptées à un système nomade. Dans [30-31], des solutions à base de ZIMs sont proposées pour améliorer le gain d'antenne avec une antenne séparée du métamatériau, ce dernier présente une impédance de rayonnement adaptée à celle de l'air, et une permittivité et une perméabilité positives et proches de zéro.

IV.6.3. Estimation des paramètres électromagnétiques des métamatériaux

a. Procédure d'homogénéisation

La procédure d'homogénéisation consiste à modéliser une structure périodique de pas P_T , illuminée par une onde incidente plane normale (figure IV.21), par un matériau d'épaisseur d de permittivité effective ϵ_{eff} et perméabilité effective μ_{eff} . Cette condition est valable uniquement pour la propagation du mode fondamental [32-33]. La condition d'homogénéisation est donnée par l'équation :

$$\beta < \frac{\pi}{P_T} \quad (IV.21)$$

où β est la constante de propagation dans le milieu correspondant.

Dans le cas de composites métallo-diélectriques, les modes de propagation et leurs constantes

associées dépendent de la nature des inclusions, leur géométrie, leur taille et leur répartition [34].

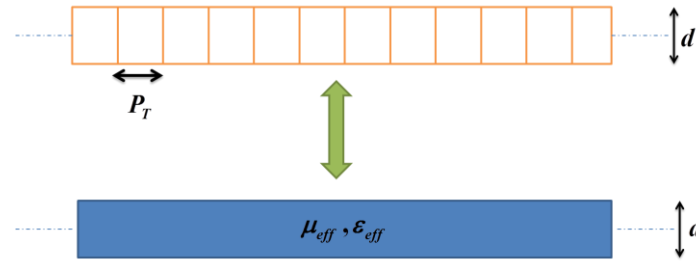


Figure IV.21. Structure périodique considéré comme un milieu homogène

La procédure d'homogénéisation qui sera utilisée dans la suite de notre travail est basée sur l'utilisation des coefficients de transmission et de réflexion obtenus par des simulations HFSS. A partir des coefficients de transmission et de réflexion, on peut calculer des paramètres tels que l'indice de réfraction n , l'impédance z , la permittivité effective ϵ_{eff} et la perméabilité effective μ_{eff} . Cette méthode d'inversion peut aussi être appliquée pour la caractérisation expérimentale de métamatériaux lorsque les différents coefficients de la matrice S sont connus au préalable.

Les paramètres S sont reliés à l'indice de réfraction d'un milieu n et d'impédance z par les équations suivantes [35-37] :

$$S_{11} = \frac{R_{01}(1 - e^{i2nk_0d})}{1 - R_{01}^2 e^{i2nk_0d}} \quad (IV.22)$$

$$S_{21} = \frac{(1 - R_{01}^2)e^{i2nk_0d}}{1 - R_{01}^2 e^{i2nk_0d}}$$

où : $R_{01} = (z-1)/(z+1)$

Il a été montré dans les références [35-37], que l'indice de réfraction n et l'impédance z du milieu sont obtenus par l'inversion de l'équation (IV.22):

$$z = \pm \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (IV.23)$$

$$e^{i2nk_0d} = X \pm i\sqrt{1 - X^2}$$

$$\text{où : } X = \frac{1}{2S_{21}(1 - S_{11}^2 + S_{21}^2)} \quad (IV.24)$$

Et puisque les métamatériaux sont considérés comme des milieux passifs, les signes des équations (IV.23) et (IV.24) sont définis à partir des conditions suivantes :

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(z) &\geq 0 \\ \operatorname{Im}(n) &\geq 0 \end{aligned} \quad (\text{IV.25})$$

La valeur de l'indice de réfraction est dérivée de l'équation (IV.24):

$$n = \frac{1}{k_0 d} \left\{ \left[\operatorname{Im} \left[\ln \left(e^{i2nk_0 d} \right) \right] + 2m\pi \right] - i \operatorname{Re} \left[\left(e^{i2nk_0 d} \right) \right] \right\} \quad (\text{IV.26})$$

où m est un nombre entier qui figure uniquement dans le calcul de la partie réelle de l'indice de réfraction. Sa valeur dépend du mode de propagation considéré dans le métamatériau.

Si l'équation (IV.22) peut être appliquée pour notre métamatériau caractérisé par un milieu homogène où les motifs périodiques superposés sont identiques, elle doit être considérée avec précaution dans un milieu non homogène [35-37].

b. Élément élémentaire du réseau périodique

La cellule élémentaire du métamatériau est un bloc de Duroid 5880 d'épaisseur 1.016 mm, ayant une forme de parallélépipède carré. Une boucle carrée est gravée sur la face supérieure et la face inférieure (figure IV.22).

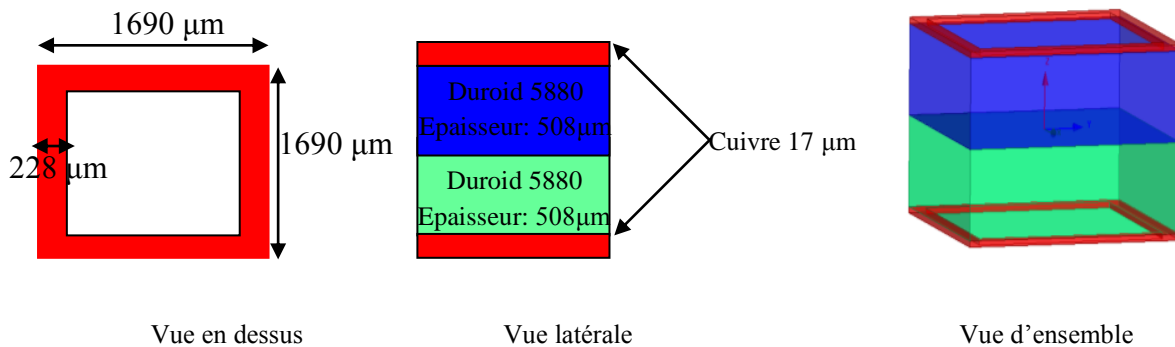


Figure 4.12. Cellule élémentaire du métamatériau

c. Simulation HFSS du métamatériau

L'étude du métamatériau est menée avec le logiciel HFSS en appliquant la méthode "Waveport" avec les conditions PEC/PMC (Perfect Electric Conductor/Perfect Magnetic Conductor). La figure IV.23b représente un guide d'onde dont la propagation est selon l'axe Z. Lorsque les deux côtés latéraux suivant le plan ZX du guide ont des conditions aux limites magnétiques, et les deux côtés latéraux suivant le plan ZY du guide ont des conditions aux limites électriques, le guide d'ondes n'a alors plus de fréquence de coupure et le mode fondamental est de nature TEM. La configuration PEC/PMC permet de réduire le problème à une transmission 1D idéale. Elle est adaptée aux procédures d'homogénéisation si on suppose

une onde incidente TEM équivalente à une onde plane et normale à la surface de la structure périodique infinie. Les ports d'excitation ("waveports") sont positionnés au-dessus et en dessous de la structure à une distance supérieure à un quart de longueur. Cette condition permet d'exciter un mode TEM établi avec atténuation totale des modes évanescents générés par les transitions (figure IV.23a).

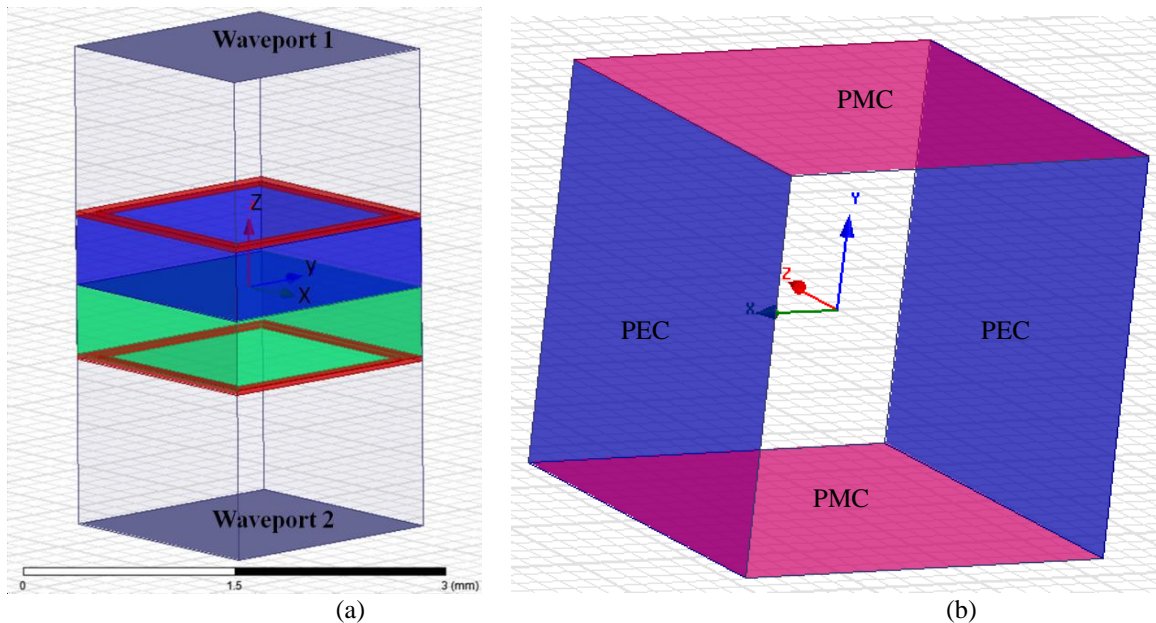


Figure IV.23. (a) Simulation de l'élément élémentaire sous HFSS (b) Condition PEC/PMC

Les résultats de simulation des paramètres S de la cellule élémentaire sont donnés dans la figure IV.24. On observe que l'impédance du métamatériau est adaptée à celle de l'air dans la bande 57-64 GHz, soit la bande de fonctionnement de la norme de communication à 60 GHz. La fréquence de résonance centrale à 60 GHz présente un coefficient de réflexion de -34 dB. Les dimensions de la cellule élémentaire sont indiquées dans la figure IV.22. L'épaisseur du Duroid est de 1016 μm . Pour le réaliser deux substrats ayant une épaisseur de 508 μm sont assemblés.

A partir des mesures de paramètres S du milieu, on utilise maintenant l'approche développée dans la partie IV.6.3 pour extraire les paramètres électromagnétiques du métamatériau. Les résultats de calcul de l'indice de réfraction n et de l'impédance normalisée z sont donnés dans la figure IV.25. On constate que le milieu présente une fréquence de plasma (permittivité électrique nulle) au voisinage de 57 GHz. D'autre part, on observe que l'indice de réfraction effectif du métamatériau est inférieur à 1 dans la bande d'adaptation à -10 dB qui est de [57, 64] GHz. Donc, en se basant sur la théorie des métamatériaux à indice de réfraction inférieur à 1, ce métamatériau peut jouer le rôle de focaliseur pour une onde TEM à incidence normale.

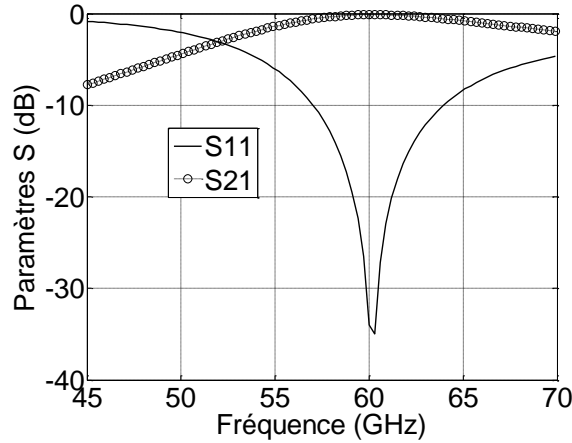


Figure IV.24. Paramètres de transmission et de réflexion du motif élémentaire du métamatériau

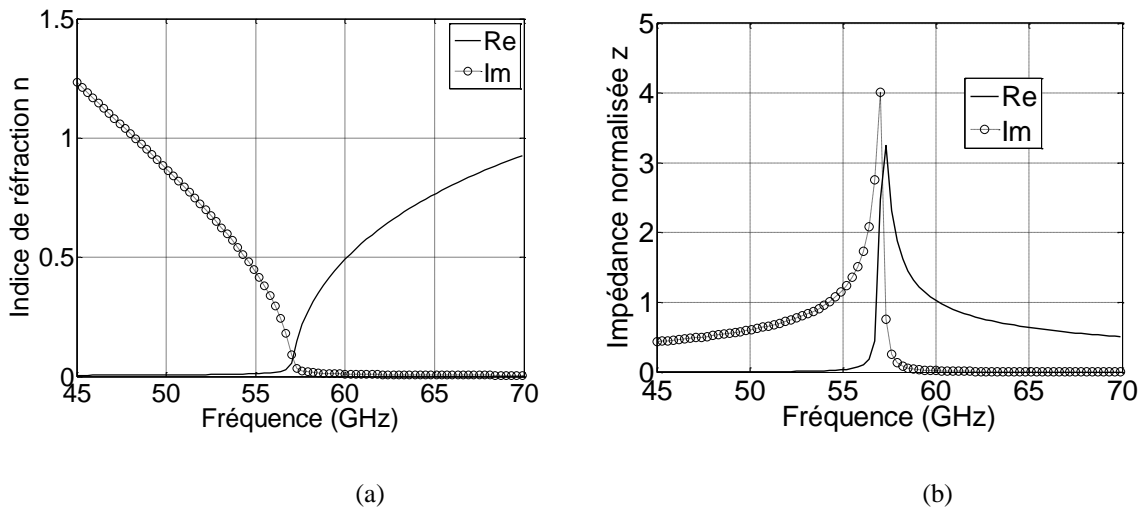
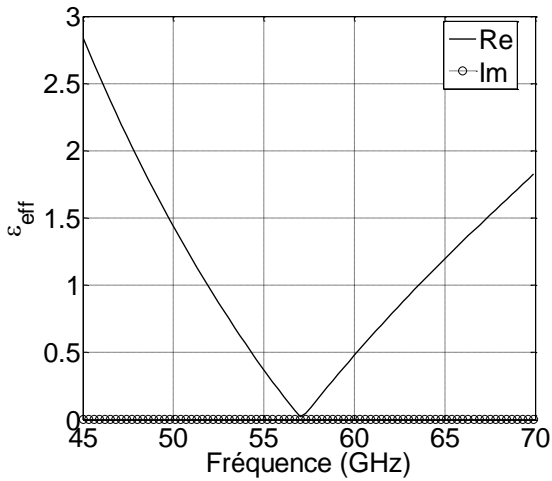


Figure IV.25. Indice de réfraction (a) et impédance normalisée (b) équivalents du milieu

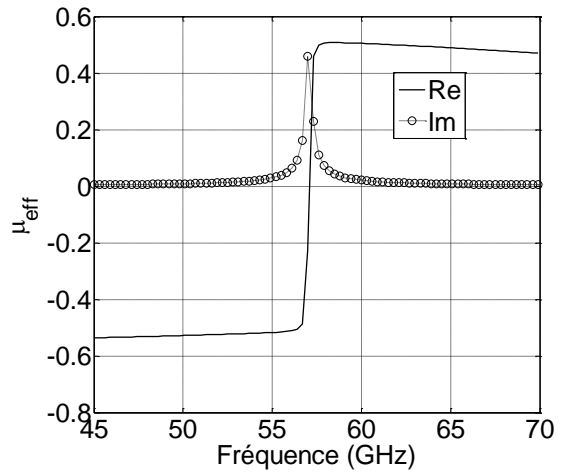
On extrait la permittivité et la perméabilité équivalentes du milieu à partir des mesures d'indice de réfraction n et d'impédance du milieu z en utilisant les équations suivantes :

$$\begin{aligned} \epsilon_{eff} &= n / z \\ \mu_{eff} &= n \cdot z \end{aligned} \tag{IV.27}$$

La figure IV.26 montre qu'à l'intérieur de la bande d'adaptation à -10dB du milieu, les parties imaginaires de la permittivité et la perméabilité sont nulles ce qui valide la théorie selon laquelle les métamatériaux à indice de réfraction inférieur à 1 ne sont pas à pertes. D'autre part, la partie réelle de la perméabilité est stable autour de 0.5, et la partie réelle de la permittivité reste inférieure à 1.



(a)



(b)

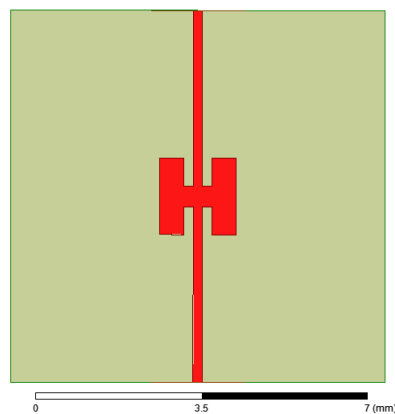
Figure IV.26. Permittivité (a) et perméabilité (b) équivalentes du milieu

IV.6.4. Simulations d'un patch différentiel sans et avec métamatériau

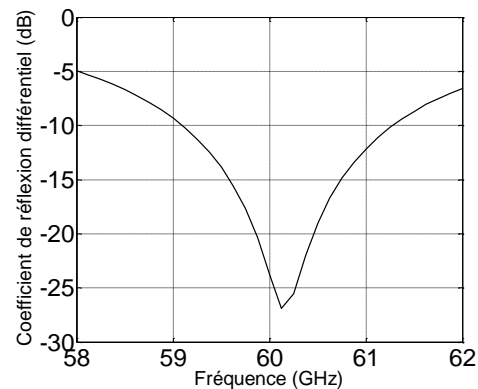
Pour estimer l'effet du métamatériau sur le gain d'antenne, on va analyser dans cette partie une AD sans et avec métamatériau.

a. Antenne patch différentielle sans métamatériau

L'antenne simulée est illustrée dans la figure IV.27a. Il s'agit d'un patch différentiel carré à encoches conçu sur un substrat de type Duroid 5880 dont l'épaisseur est de 0.254 mm. Les lignes microrubans ont une impédance caractéristique de 100 Ω. L'antenne est optimisée pour une fréquence de résonance autour de 60 GHz. La longueur obtenue est 1640 μm. La profondeur de pénétration des encoches permettant l'adaptation est de 590 μm. Les résultats de simulation en paramètres S du patch (figure IV.27b) montrent une adaptation dans la bande 59-61.25 GHz avec une fréquence de résonance à 60.25 GHz.



(a)



(b)

Figure IV.27. Antenne patch différentiel (a) et son coefficient de réflexion (b)

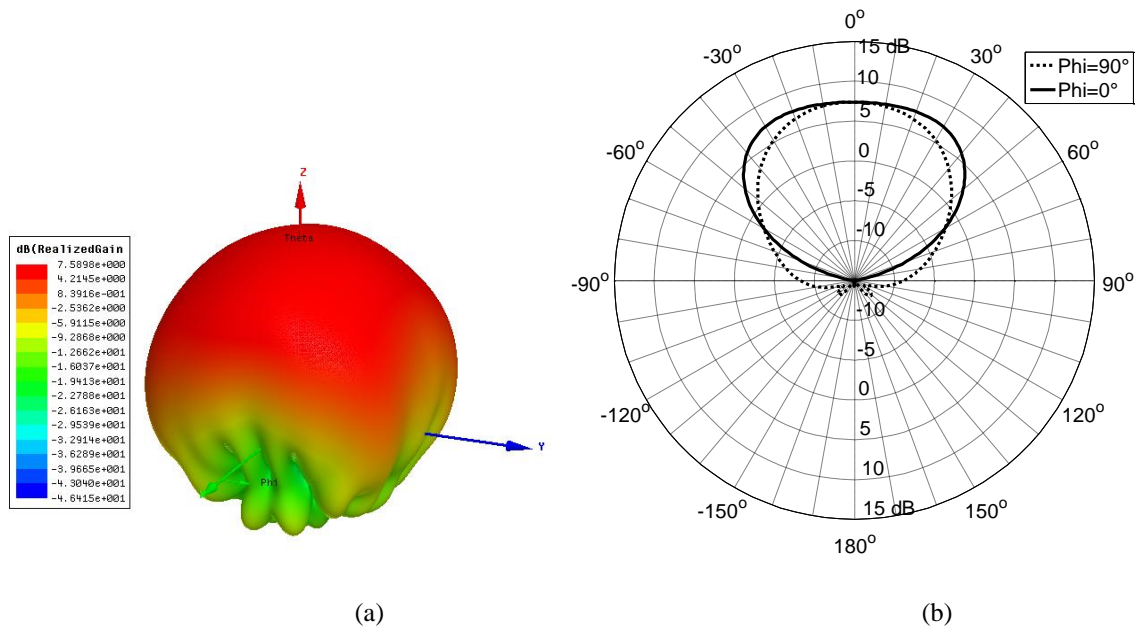


Figure IV.28. Diagramme de rayonnement du patch différentiel à 60 GHz

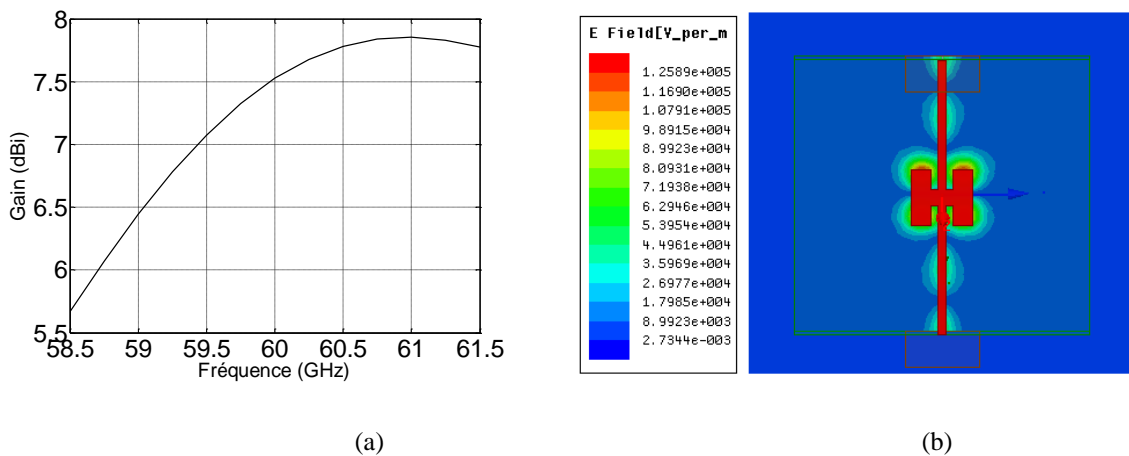
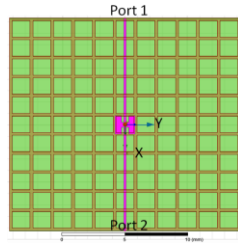


Figure IV.29. Diagramme de rayonnement du patch différentiel

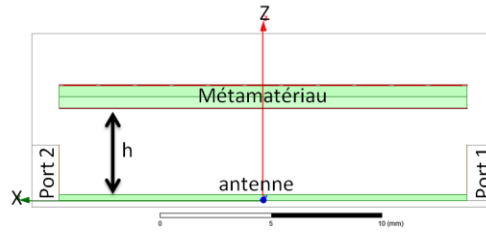
La figure IV.28 donne le diagramme de rayonnement de l'antenne à la fréquence 60 GHz. Il présente un gain de 7.59 dBi, les angles d'ouverture à -3 dB dans les plans E et H sont respectivement de 88° et 68°. D'autre part, on constate dans la figure IV.29a que l'antenne a un gain de 6.5-7.75 dBi dans sa bande d'adaptation [59 61.25] GHz avec un maximum de 7.75 dBi à 61 GHz. La distribution de champ de la figure IV.29b montre que l'antenne est bien résonante.

b. Antenne patch différentielle avec métamatériau

On positionne maintenant un métamatériau au dessus de l'APD à une hauteur h . On recherche en fonction de la taille de la grille la hauteur h du métamatériau et la fréquence présentant le maximum du gain (figure IV.30).

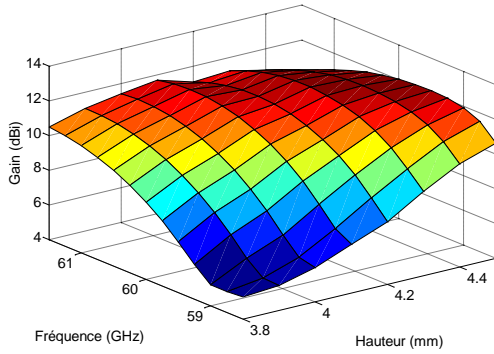


(a)

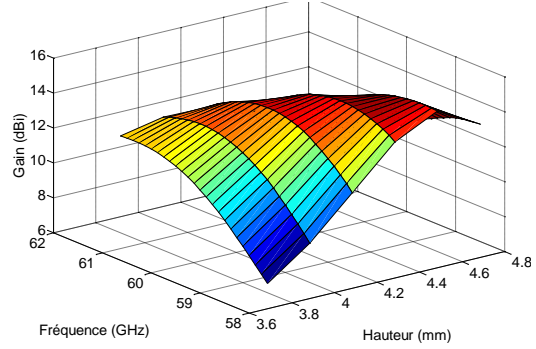


(b)

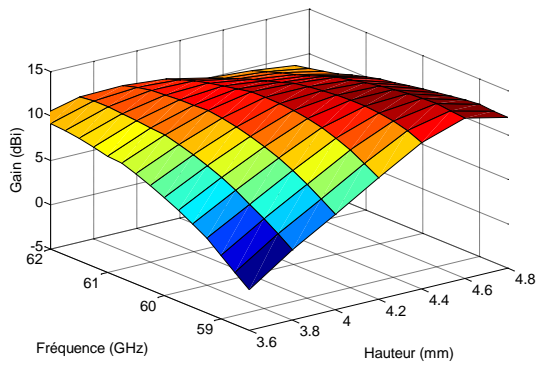
Figure IV.30. APD avec couche de métamatériau à grille 11×11 en dessus (a) vue en dessus (b) vue latérale



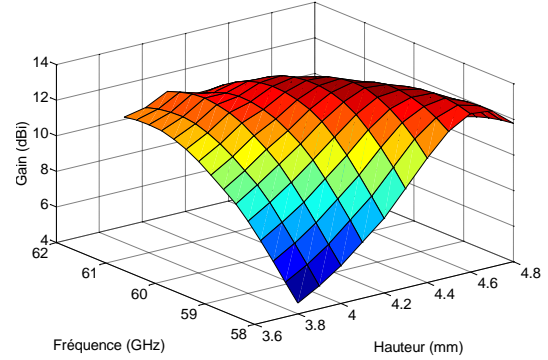
(a) Grille : 13×13 motifs



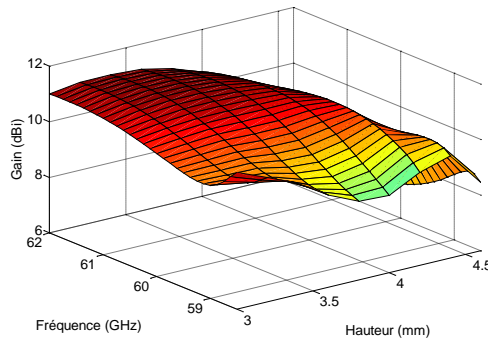
(b) Grille : 11×11 motifs



(c) Grille : 9×9 motifs



(d) Grille : 7×7 motifs

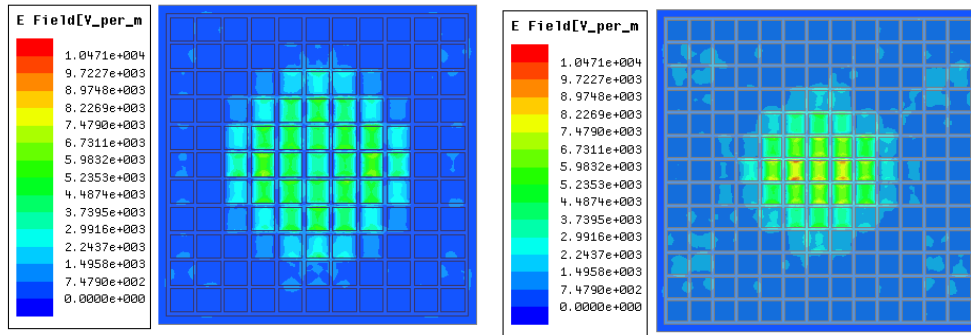


(e) Grille : 5×5 motifs

Figure IV.31. Gain d'antenne en fonction de la fréquence et de la hauteur du métamatériau

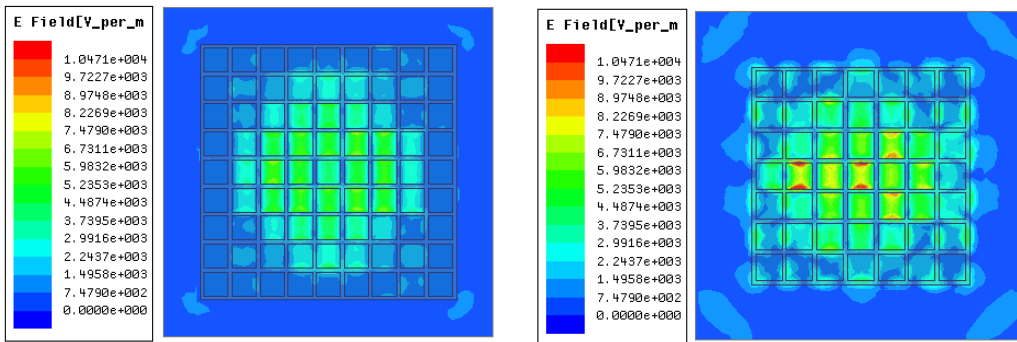
Tableau IV.6. Gain maximum de la structure APD/métamatériau en fonction de la taille de la grille

Nombre des motifs de la grille	Surface de la grille (mm×mm)	Fréquence au maximum du gain (GHz)	Gain de la structure (dBi)	Hauteur de la grille au maximum du gain (mm)
5×5	8.35×8.35	61.50	11.23	3.4
7×7	11.69×11.69	60.00	12.90	4.4
9×9	15.03×15.03	59.00	13.39	4.6
11×11	18.37×18.37	58.75	14.10	4.6
13×13	21.71×21.71	59.50	13.54	4.4



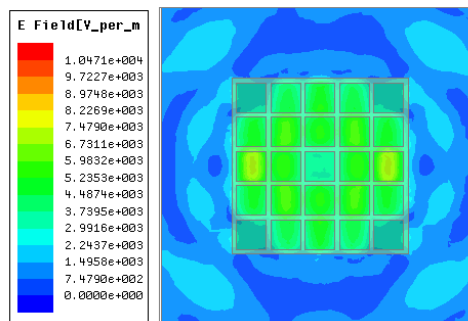
(a) 13×13 motifs

(b) 11×11 motifs



(c) 9×9 motifs

(d) 7×7 motifs



(e) 5×5 motifs

Figure IV.32. Distribution de l'amplitude du champ électrique en fonction de la taille du motif

Le Tableau IV.6 présente le gain d'antenne (APD/métamatériau) en fonction de la taille de la grille du métamatériau. On gagne 1.67 dB en passant de 5×5 à 7×7 motifs, puis 0.49 dB en passant de 7×7 à 9×9 motifs et 0.71 dB en passant de 9×9 à 11×11 motifs. En revanche, avec une grille 13×13, on assiste à une dégradation du gain de 0.64 dB par rapport à la grille 11×11. Ces résultats peuvent s'interpréter à l'aide de la surface A de l'ouverture équivalente à la structure complète (ADP+métamatériau). On sait que la directivité maximale d'antenne est donnée par $D_{\max} = 4\pi A / \lambda^2$ (λ est la longueur d'onde) dans le cas d'une surface équi-amplitude et équi-phase. Cette relation explique l'augmentation du gain avec l'augmentation de la taille de la grille valable jusqu'à 11×11 motifs. A partir de 13×13 motifs, on assiste à une diminution du gain avec la taille du fait que l'APD ne parvient plus à illuminer la surface du métamatériau de façon homogène. Ce point n'est pas clairement mis en évidence sur les cartes d'amplitude du champ électrique de la figure IV.32 mais [38] ont également observé ce phénomène.

c. Antenne patch différentielle avec métamatériau 7×7 motifs

La figure IV.31d présente une étude paramétrique du gain d'antenne en fonction de la fréquence et de la hauteur relative du métamatériau par rapport à l'antenne h , et cela pour une taille du motif du métamatériau de 7×7. On constate que le gain est très sensible à la variation de la hauteur avec une variation de 1 dBi /100 μm . Le gain maximum de 12.9 dBi est atteint pour $h=4.4\text{mm}$ à la fréquence 60 GHz (figure IV.33a). Le coefficient de réflexion de la structure antenne/métamatériau est donnée pour $h=4.4\text{mm}$ dans la figure IV.33b. La fréquence de résonance de la structure est 60 GHz soit 250 MHz en dessous de l'APD seule sans métamatériau.

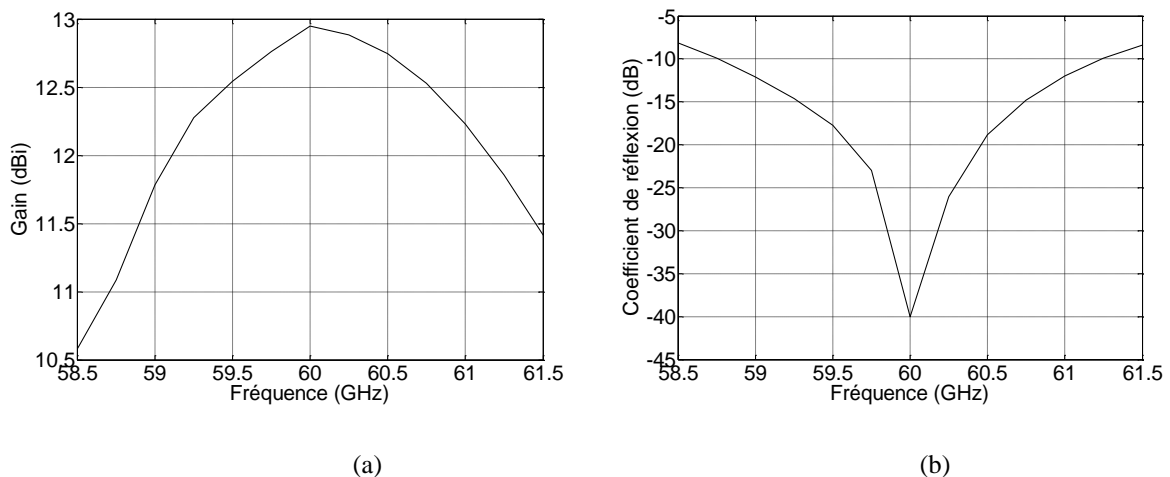


Figure IV.33. Gain d'antenne (a) et coefficient de réflexion (b) en fonction de la fréquence

L'ajout de la couche du métamatériau rend d'antenne plus directive. L'antenne seule présentait des angles d'ouvertures dans les plans E et H respectivement de 88° et 68° (figure IV.28). Elles sont, après l'ajout du métamatériau, de 44° et 34° respectivement (figure IV.34).

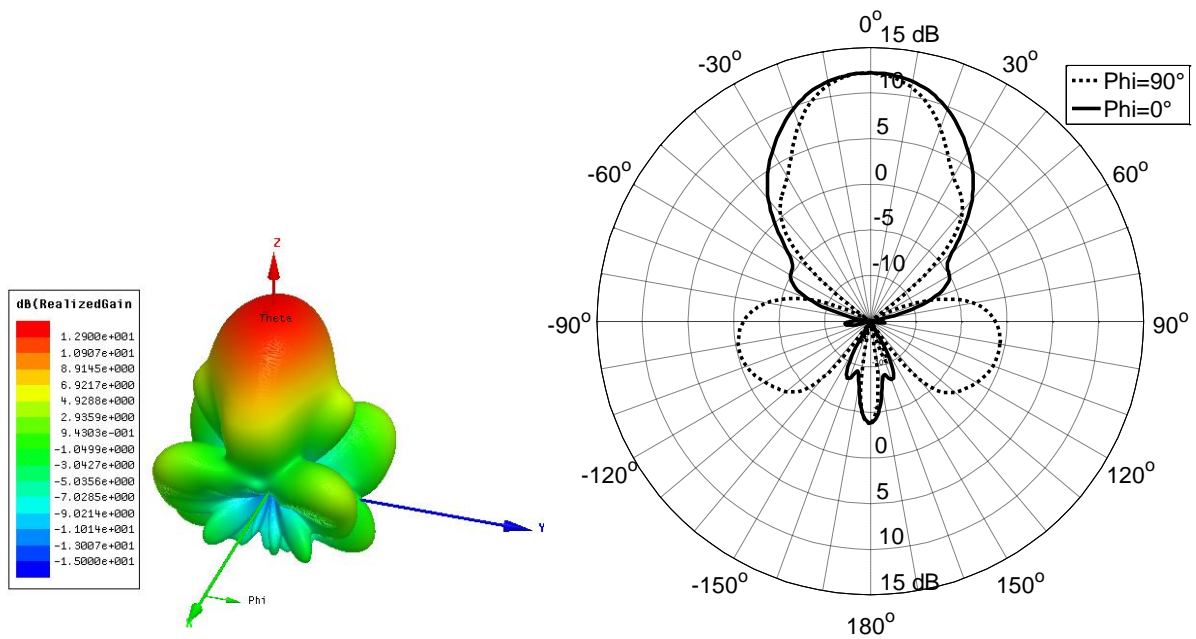


Figure IV.34. Diagramme de rayonnement de la structure patch/métamatériau à taille de grille de 7×7 à 60.5 GHz

IV.7. Mesures d'antennes

Pour faire la mesure des APD à 60 GHz, le laboratoire ESYCOM dispose des moyens suivants : un analyseur de réseau de type PNA Agilent E8361 C fonctionnant de 10 MHz à 67 GHz, des guides d'onde WR-15 couvrant la bande V, un kit de calibrage 1.85 mm, et des sondes pour les mesures sous pointes. D'autre part, pour réaliser les antennes, la micro-graveuse permet de réaliser des fentes de largeur minimale de 252 μm . Cependant, l'ESYCOM ne possède pas la technologie nécessaire pour réaliser des trous métallisés de faible diamètre.

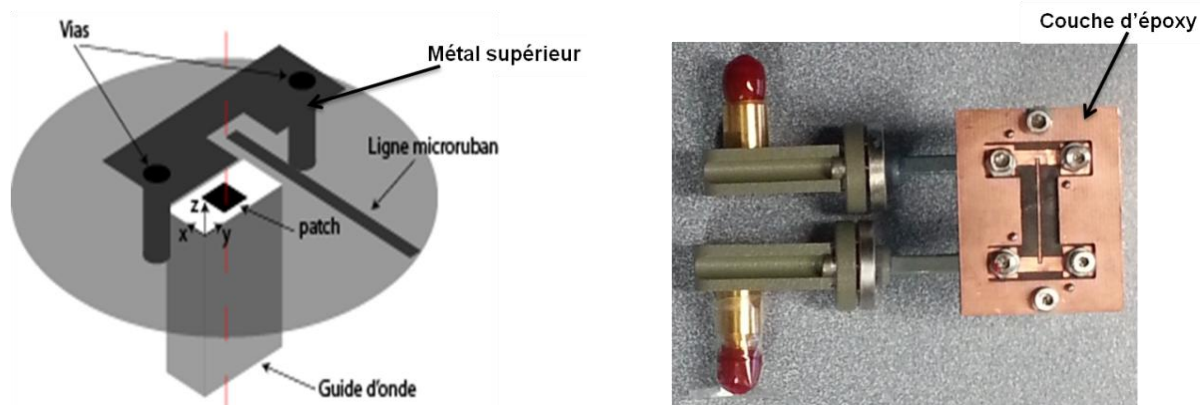
Une méthode de mesure des paramètres S des ADPs est d'utiliser un analyseur de réseau de type X qui contient des fonctionnalités de mesures différentielles. Le laboratoire ne disposant pas de ce type de VNA, les paramètres S seront obtenus par post traitement de paramètres S mesurés classiquement.

D'autre part, la mesure sous pointe, qui consiste à exciter l'antenne via une entrée coplanaire, présente deux inconvénients a/ la nécessité d'une transition ligne coplanaire/ligne microruban b/ la perturbation du rayonnement d'antenne par les pointeurs. Une autre méthode consiste à alimenter l'antenne en microruban via une transition de type "Wiltron". Cette dernière est une transition guide d'onde/ligne microruban présentant deux murs métalliques. Ces murs prennent la ligne en sandwich, et perturbent fortement le rayonnement de l'antenne du fait de leur proximité.

Pour remédier à ces contraintes de mesures, on a proposé une méthode basée sur la connexion de l'analyseur de réseau à un guide d'onde 60 GHz (WR-15). L'antenne est connectée au guide via une transition WR-15/ligne microruban (WRLM). Le calcul des caractéristiques d'antenne revient donc à un simple calcul matriciel, après avoir estimé la matrice S de la transition par la méthode TRL (Thru-Reflect-Line).

IV.7.1. Transition WR-15 ligne microruban

Dans l'article [39], H. Iizuka et all ont proposé une transition WRLM dans la bande millimétrique. Le principe de cette transition est de transformer le mode TE₀₁ du guide d'onde WR-15 en mode quasi-TEM de la ligne microruban en plaçant un patch parasite au milieu d'une fente gravée dans le plan de masse. Ce patch parasite résonne dans la bande de fréquence de transition. La fente possède la même dimension que l'ouverture du guide. Elle est placée en regard de l'ouverture sur l'autre face. Le patch résonant, excité par le mode TE₀₁ dans le guide d'onde, excite à son tour par couplage magnétique le mode quasi TEM dans la ligne microruban. La métallisation supérieure est connectée au guide par des vias séparés d'une distance inférieure à un quart d'onde, à la fréquence de travail, pour éliminer toutes pertes par rayonnement dans le métal supérieur.



(a) Principe de la transition

(b) Réalisation de la transition back to back

Figure IV.35. Transition WR-15/ligne microruban

La transition décrite dans [39] a été modifiée car la technologie pour réaliser des vias n'est pas maîtrisée par ESYCOM.

On a donc :

- fixé la longueur du métal supérieur à $3\lambda/4$ à la fréquence centrale afin d'éviter un maximum de rayonnement induit pour une longueur de $\lambda/2$ ou λ ,
- utilisé deux vis pour court-circuiter la métallisation supérieure.

D'autre part, l'épaisseur du Duroid 5880 est de 254 μm . Afin de consolider la structure guide d'onde/Duroid mécaniquement, on a ajouté au dessus du Duroid une couche rigide

d'époxy, dont l'épaisseur est de 1.6 mm (figure IV.35b). Les couches de Duroid et d'époxy sont assemblées avec le guide d'onde WR-15 par des vis.

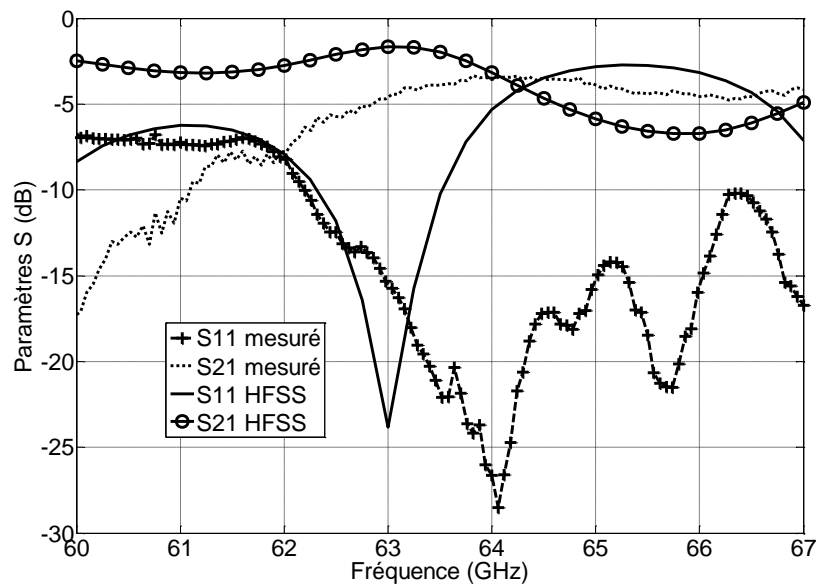


Figure IV.36. Paramètres S de la transition back-to-back

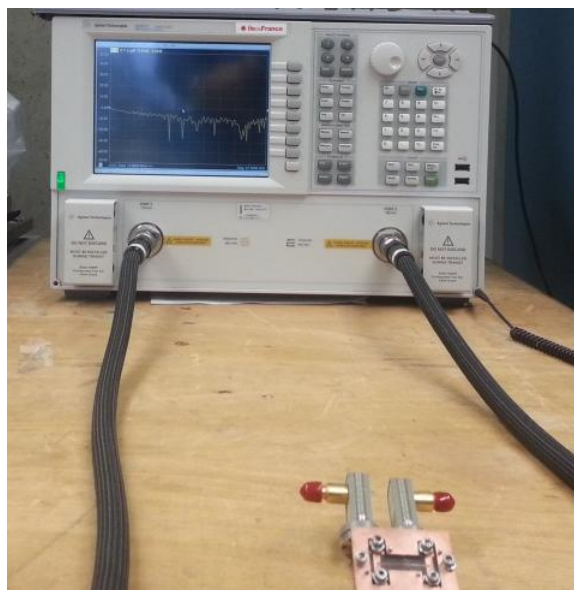


Figure IV.37. Mesures de la transition

La figure IV.36 montre les résultats de mesure et de simulation de la transition back-to-back dans la bande 57-67 GHz. Les simulations indiquent une adaptation à -10 dB dans la bande 62.3-63.5 GHz, une fréquence de résonance de 63 GHz et des pertes d'insertion minimales de -2.1 dB. Les pertes expérimentales sont de -3.4 dB. Elles sont liées aux pertes supplémentaires induites dans les connecteurs et aux deux vis utilisées à la place des vias à 60

GHz. Une conséquence de ces pertes supplémentaires est l'importante largeur de bande 62-67 GHz dans laquelle on mesure un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB et des pertes d'insertion supérieures à -6.5 dB.

IV.7.2. Méthode TRL

Les plans de mesure ne sont pas ceux de l'antenne. Pour trouver les paramètres S de l'antenne seule, la méthode TRL [40-42] est d'abord utilisée pour estimer les paramètres de la transition, puis les paramètres d'antennes sont calculés par un simple calcul matriciel (figure IV.38a).

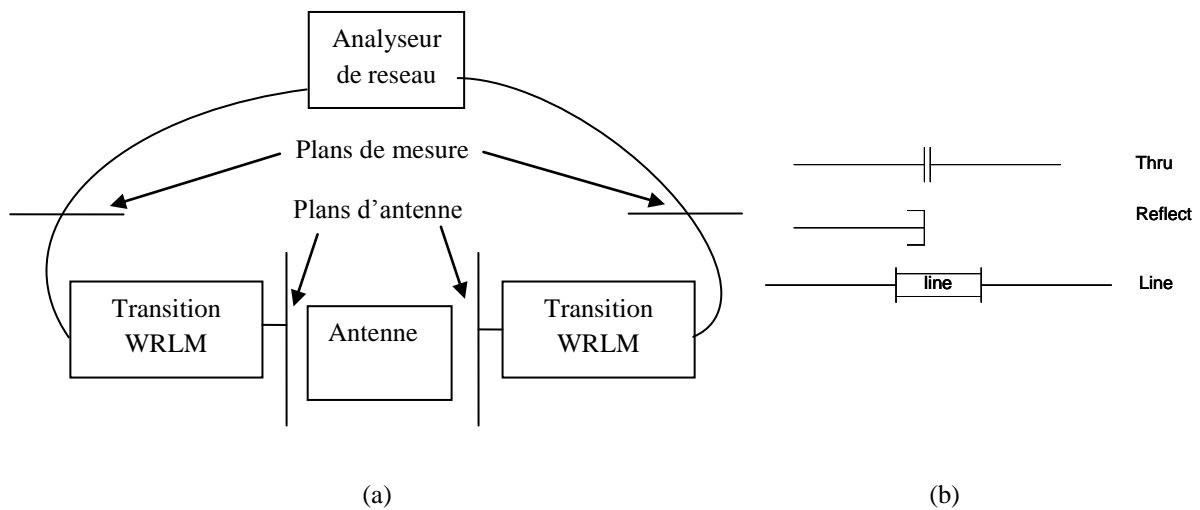


Figure IV.38. Principe de mesures TRL

Le problème de calibrage revient à estimer la matrice de transition WRLM. Dans la méthode TRL, trois mesures doivent être faites: ligne (line), court-circuit (thru), circuit ouvert (reflect) (figure IV.38b). Dans le cas de mesure de la ligne, une longueur de 1 mm est choisie pour estimer la constante de propagation β . Cette longueur permet d'assurer un déphasage inférieur à 90° à la fréquence de transition haute qui est de 67 GHz. Néanmoins, pour estimer le coefficient d'atténuation α avec une bonne fiabilité, une longueur de ligne de 20 mm est utilisée, sachant que la transition présente des pertes très importantes. Ces dernières risquent de noyer les pertes de la ligne de transmission induisant donc une mauvaise estimation.

La figure IV.39 montre la matrice S de la transition WRLM estimée par la méthode TRL. Le maximum de S_{21} est de -1.7 dB qui correspond à la moitié de S_{21} obtenue avec la mesure back-to-back de la transition. On a donc une confirmation de la fiabilité de l'algorithme d'estimation. D'autre part, S_{11} et S_{22} sont inférieurs à -10 dB dans la bande 62-67 GHz. Leurs valeurs sont différentes parce que la transition est asymétrique.

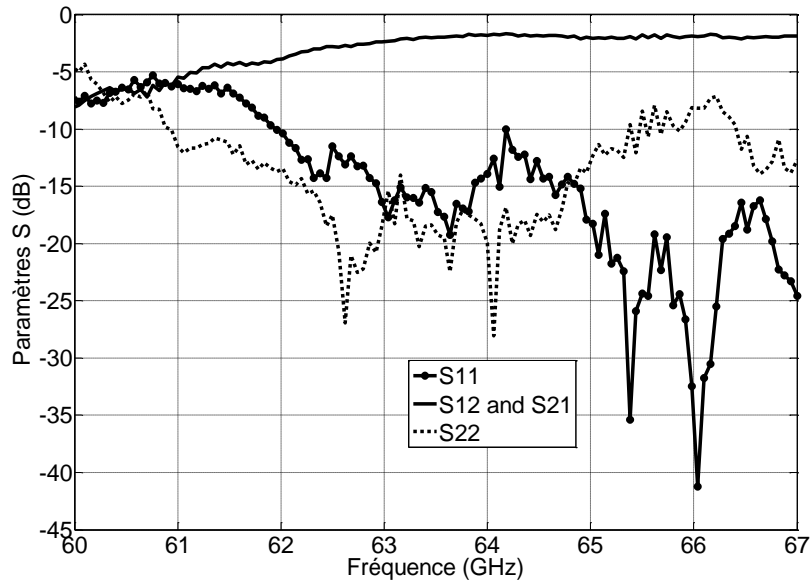


Figure IV.39. Estimation de la matrice S de la transition

La figure IV.40 donne, pour la bande 60-67 GHz, une comparaison entre les valeurs de $\Gamma = \alpha + j\beta$ obtenues par le calculateur "wave-port" de HFSS et celles estimées par la méthode TRL appliquée sur les résultats de mesures. Pour les fréquences inférieures à 62 GHz, les deux méthodes divergent puisque l'estimateur est peu fiable pour une transition mal adaptée. Au delà de 62 GHz, les résultats obtenus avec les deux méthodes sont proches, sauf dans les bandes 62-62.5, 64-65 et 66-66.5 GHz où on remarque des divergences locales due à des maxima locaux de S_{11} ou S_{22} .

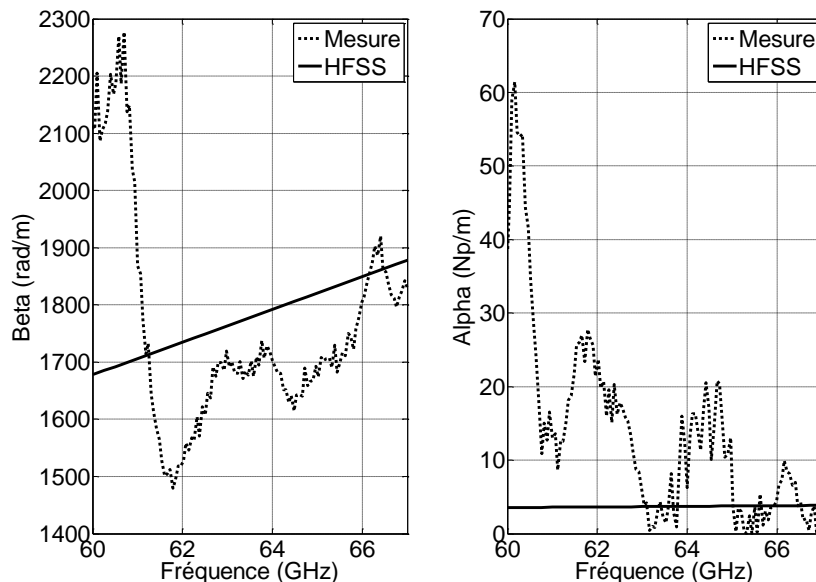


Figure IV.40. Gamma simulé et mesuré

IV.7.3. Mesure d'antennes

Dans cette partie deux antennes fonctionnant dans la bande 62-65GHz sont mesurées par deux méthodes :

- une basée sur la transition WR-15/ligne microruban
- l'autre basée sur des mesures directes en utilisant la transition de Wiltron (figure IV.41) : dans ce cas le calibrage peut se faire au niveau des lignes d'excitation du patch.

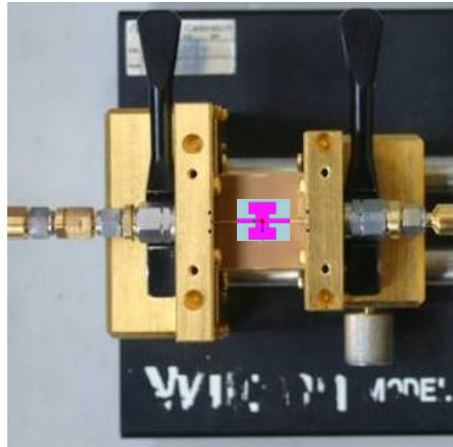


Figure IV.41. Mesures avec la transition Wiltron

a. Mesure de l'antenne patch

Un patch simple, donnant en simulation HFSS une adaptation à -10 dB dans la bande 62-65 GHz, est mesuré par les deux méthodes TRL et Wiltron (figure IV.43). On constate qu'avec la méthode TRL (montage de la figure IV.42) la fréquence de résonance est à 63.25 GHz soit 0.25 GHz de moins qu'en simulation. La bande d'adaptation de 62.95 à 64.1 GHz ainsi que l'allure de la courbe TRL sont proches des résultats simulés. Par contre, les résultats obtenus avec les mesures Wiltron montrent une divergence avec les simulations. Cet écart est expliqué par la perturbation des champs d'antenne due aux parois de la transition Wiltron qui sont très proches de l'antenne.

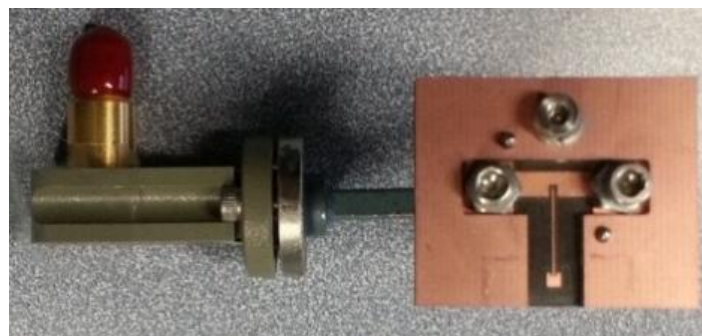


Figure IV.42. Mesure du patch avec la transition WRLM

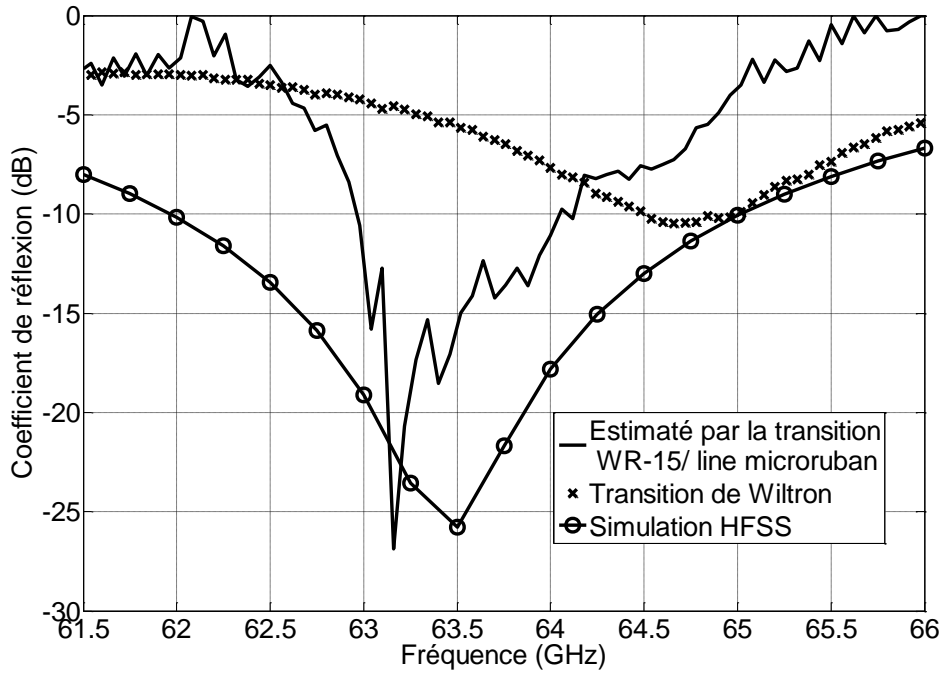


Figure IV.43. Coefficient de réflexion du patch

b. Mesure de l'antenne différentielle

Dans cette partie, une APD adaptée dans la bande 62-65 GHz est mesurée par les méthodes TRL et Wiltron. Pour la méthode TRL, le coefficient de réflexion de l'antenne APD est déterminé comme suit après avoir mesuré la matrice [S] de la transition WRLM et la matrice [S] de l'ensemble (APD connectée avec la transition WRML):

- Γ_{impair} de l'APD est donné par :

$$\Gamma_{impair} = S_{11} - S_{12} \quad (IV.28)$$

- Soit T la matrice chaîne de la transition WRLM associée à la matrice S mesurée :

$$T = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} \quad (IV.29)$$

- La relation entre la matrice T_{APD} de l'APD, la matrice de la transition WRLM et la matrice T_{ADT} de l'ensemble (APD connectée avec la transition WRML) est :

$$T_{ADT} = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} \cdot T_{APD} \cdot \begin{pmatrix} T_{11} & -T_{21} \\ -T_{12} & T_{22} \end{pmatrix} \quad (IV.30)$$

- La matrice T_{APD} est calculée par une simple inversion du système matriciel (IV.30). De T_{APD} on déduit la matrice $[S]$ de l'APD puis Γ_{impair} à partir de l'équation (IV.28).

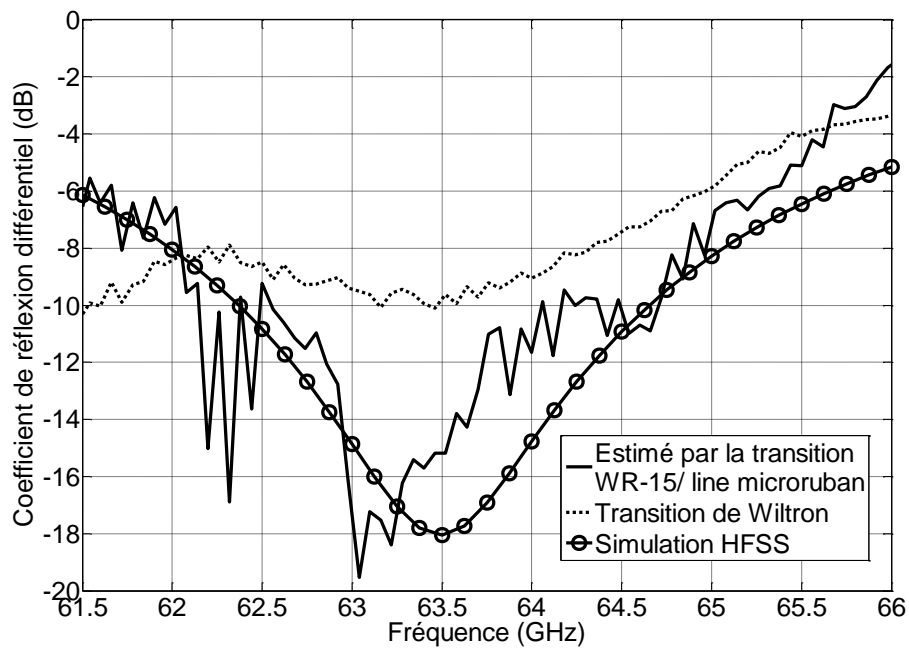


Figure IV.44. Coefficient de réflexion de l'APD

La figure IV.44 montre que le coefficient de réflexion d'APD obtenu avec les mesures utilisant la transition WRLM est adapté dans la bande 62.15-64.7 GHz avec une fréquence de résonance à 63.1 GHz. Ces résultats sont en concordance avec les résultats de simulations qui présentent une adaptation dans la bande 62.4-64.6 GHz et une résonance à 63.5 GHz. En revanche, les mesures Wiltron divergent des simulations, probablement en raison de l'effet perturbateur du dispositif sur le rayonnement.

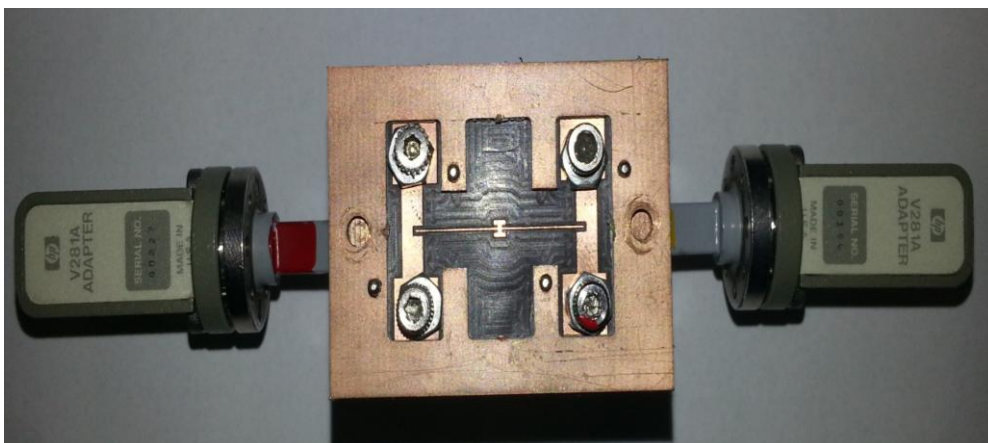


Figure IV.45. Mesure de l'APD avec la transition WRLM

IV.8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons conçu l'antenne différentielle dédiée à l'architecture différentielle présentée dans le chapitre précédent. Ces antennes sont de type patch excité par ligne microruban (via des encoches) ou par couplage à fente.

Pour éviter la propagation des modes parasites, une étude préalable a été effectuée sur l'effet de la permittivité et la hauteur du substrat sur ces modes. Cette étude a conduit au choix du Duroid 5880 comme diélectrique du substrat avec une hauteur de 0.254 mm. À 60 GHz, il présente une permittivité de 2.24 et une tangente de perte de 0.004.

Ensuite, deux antennes différentielles ont été réalisées. Elles sont de type patch avec parasites couplés et sont excitées par ligne microruban d'impédance caractéristique 100 Ω . Les deux APDs couvrent les bandes 57-60.3 GHz et 60.3-63.7 GHz respectivement et présentent un gain de 10 dBi et un angle d'ouverture de 70°. Néanmoins, les deux antennes gravées sur le même substrat ont une surface de 20×10 mm². Elles sont donc inappropriées pour un système nomade qui nécessite une grande compacité.

Pour avoir une meilleure compacité, une antenne patch à 4 ports excitée par couplage à fente a été réalisée. Cette antenne offre des caractéristiques de rayonnement proches des deux ADP distinctes mais la compacité est nettement meilleure avec une surface de 5×5 mm².

Pour combler la demande des systèmes à 60 GHz qui demande un gain d'antenne élevé, les réseaux d'antennes ne semblaient pas une bonne solution à cause des pertes dans le réseau d'alimentation. On a donc proposé de focaliser le rayonnement de l'antenne ADP avec une surface à métamatériau présentant une impédance adaptée à celle de l'air et ayant un indice de réfraction positif proche de zéro. Il s'agit d'une grille de cuivre gravée sur les deux faces d'un diélectrique. L'optimisation du gain d'antenne en fonction du nombre de motifs de la grille a conduit à choisir une taille de 7×7 motifs ; On a observé une amélioration de gain de 5.15 dB et un rétrécissement du diagramme à 44° (E) et 34° (H) dans une surface minimale de 12.5×12.5 mm².

Pour valider expérimentalement le concept de l'antenne différentielle, une transition guide d'onde WR-15/ligne microruban a été réalisée pour alimenter l'antenne sans altérer son rayonnement. Cette transition est adaptée dans la bande 62-67GHz. Les mesures d'un patch classique et d'un patch différentiel ont montré la pertinence de cette méthode à 60 GHz. Inversement, les mesures directes utilisant des connecteurs ou une transition "Wiltron" perturbent le champ proche de l'antenne et sont donc moins satisfaisantes

Le chapitre suivant sera consacré à la réalisation de la partie "front-end" de l'architecture différentielle. Pour adapter nos antennes avec le "front-end", l'amplificateur différentiel doit présenter à sa sortie une impédance différentielle égale à l'impédance différentielle de sortie des APDs qui est de 200 Ω .

Bibliographie du Chapitre IV

- [1] HFSS Version 11.1, Ansoft Corporation, Inc, 1984 -2008. <http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/>
- [2] David M. Pozar, "Microwave Engineering, 4th Edition", John Wiley & Sons, Inc, 2012.
- [3] R. Garg, I. Bahl, and M. Bozzi, "Microstrip Lines and Slotlines", Third Edition, Artech House, 2013.
- [4] O. Lafond, M. Himdi, "Substrates characterisation (ϵ_r , $\tan\delta$) up to millimetre-wavelength," in *proceeding of ANTEM 2004*, pp. 20-23, OTTAWA (Canada), July, 2004.
- [5] R. Wang, Y. Sun and J. C. Scheytt, "An on-board differential bunny- ear antenna design for 60 GHz applications," *German Microwave Conference (GeMiC2010)*, Berlin, 2010. 300
- [6] Ruoyu Wang, Yaoming Sun, and JC Scheytt, "An on-board differential patch array antenna and interconnects design for 60 GHz applications," *GeMiC*, Berlin, March 2010.
- [7] Xiaoyue Bao, Yongxin Guo, and Sanming Hu, "A 60-GHz Differential on-chip Yagi antenna using 0.18- μm CMOS technology," *APCAP*, Singapore, August 2012.
- [8] T. Hirano, T. Yamaguchi, N. Li, *et al.*, "60 GHz on-chip dipole antenna with differential feed," in *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf. (APMC)*, Dec. 2012, pp.304-306.
- [9] Bill Yang, Alexander Yarovoy and Shenario E. Amaldoss "Performance analysis of a novel LTCC UWB 60 GHz semi-shielded aperture stacked patch antenna with differential feeding", *EUCAP*, Barcelona, April 2010.
- [10] E. Lee, KM Chan, P. Gardner, TE Dodgson, "Active Integrated Antenna Design Using a Contact-Less, Proximity Coupled, Differentially Fed Technique," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 55, Issue 2, Feb.2007.
- [11] J. F. Zürcher, and F. E. Gardiol, "Broadband Patch Antennas," *Artech House, London: 1995*.
- [12] Laheurte J.M., *Compact Antenna for Wireless Communications and Terminals*, *ISTE Ltd., London and John Wiley et Sons, New York, 2011*.
- [13] Engheta, Nader; Richard W. Ziolkowski (June 2006). *Metamaterials: Physics and Engineering Explorations*. Wiley & Sons. pp. xv, 3–30, 37, 143–150, 215–234, 240–256.
- [14] M. Notomi, "Negative refraction in photonic crystals", *Optical and QuantumElectronics*, vol.34, no. 1-3, pp. 133–143, January 2002.

- [15] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ", *Soviet Physics USPEKHI*, vol. 10, no. 14, pp. 509–514, January-February 1968.
- [16] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Low frequency plasmons in thin wire structures", *Journal of Physics : Condensed Matter*, , no. 10, pp. 4785–4809, March 1998.
- [17] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.47, no. 11, pp. 2075–2084, November 1999.
- [18] S. Enoch, G. Tayeb, P. Sabouroux, N. Guérin, and P. Vincent, "A metamaterial for directive emission", *Physical Review Letters*, vol. 89, no. 21, pp. 213902, November 2002.
- [19] Chen, H., L. Huang, X. Cheng, and H. Wang, "Magnetic properties of metamaterial composed of closed rings," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 115, 317–326, 2011.
- [20] Wu, Q., P. Pan, F.-Y. Meng, L.-W. Li, and J. Wu, "A novel flat lens horn antenna designed based on zero refraction principle of metamaterials," *Applied Physics A-Materials Science and Processing*, Vol. 87, No. 2, 151-156, 2007.
- [21] Xiao, Z. and H. Xu, "Low refractive metamaterials for gain enhancement of horn antenna," *Journal of Infrared Millimeter and Terahertz Waves*, Vol. 30, 225-232, 2009.
- [22] Kim, D. and J. Choi, "Analysis of antenna gain enhancement with a new planar metamaterial superstrate: An effective medium and a Fabry-Perot resonance approach," *Journal of Infrared Millimeter and Terahertz Waves*, Vol. 31, No. 11, 1289-1303, 2010.
- [23] Hrabar, S., D. Bonefacic, and D. Muha, "ENZ-based shortened horn antenna | An experimental study," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1-4, San Diego, CA, United States, 2008.
- [24] Ju, J., D. Kim, W. J. Lee, and J. I. Choi, "Wideband high-gain antenna using metamaterial superstrate with the zero refractive index," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 51, No. 8, 1973-1976, 2009.
- [25] Cheng, Q. A., W. X. Jiang, and T. J. Cui, "Radiation of planar electromagnetic waves by a line source in anisotropic metamaterials," *Journal of Physics D-Applied Physics*, Vol. 43, No. 33, 335446(6), 2010.
- [26] Ma, Y. G., P. Wang, X. Chen, and C. K. Ong, "Near-field plane-wave-like beam emitting antenna fabricated by anisotropic metamaterial," *Applied Physics Letters*, Vol. 94, No. 4, 044107(3), 2009.

- [27] Jiang, Z. H. and D. H. Werner, "Anisotropic metamaterial lens with a monopole feed for high-gain multi-beam radiation," *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, 1346-1349, 2011.
- [28] Weng, Z. B., Y. C. Jiao, G. Zhao, and F. S. Zhang, "Design and experiment of one dimension and two dimension metamaterial structures for directive emission," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 70, 199-209, 2007.
- [29] Weng, Z. B., X. M. Wang, Y. Song, Y. C. Jiao, and F. S. Zhang, "A directive patch antenna with arbitrary ring aperture lattice metamaterial structure," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 22, Nos. 8-9, 1283-1291, 2008.
- [30] Wu, Q., J. P. Turpin, D. H. Werner, and E. Lier, "Thin meta-material lens for directive radiation," *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, 2886-2889, Spokane, WA, 2011.
- [31] F.Y. Meng, Y.L. Li, K. Zhang, Q. Wu, and J.L.W. Li, A detached zero index metamaterial lens for antenna gain enhancement, *progress in electromagnetics research-pier* 132 (2012), 463–478.
- [32] Ph. Lalanne and D. Lalanne, "On the effective medium theory of subwavelength periodic structures", *Journal of Modern Optics*, vol. 43, no. 10, pp. 2063–2086, October 1996.
- [33] D. Seetharamdoo, R. Sauleau, A-C. Tarot, and K. Mahdjoubi, "Homogenization of negative refractive index metamaterials : Influence of physical parameters on the effective permittivity and permeability", in *27th ESA Antenna Technology Workshop on Innovative Periodic Antennas : Electromagnetic Bandgap, Left-handed Materials, Fractal and Frequency Selective Surfaces, March 2004*, pp. 571–578.
- [34] Divitha Seetharamdoo, " Étude des métamatériaux à indice de réfraction négatif : paramètres effectifs et applications antennaires potentielles ", *rapport de thèse avec l'Institut d'Electronique et de Télécommunication de Rennes/ Université de Rennes I, soutenue en Janvier 2006*.
- [35] D. R. Smith, S. Schultz, P. Markos and C. M. Soukoulis, "Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients," *Phys. Rev. B* 65, 195104 (2002).
- [36] X. Chen, T. M. Grzegorzczak, B. I. Wu, J. Pacheco Jr. , and JA Kong, " Robust method to retrieve the constitutive effective parameters of metamaterials ", *Phys Rev E* 70 (2004).
- [37] D. R. Smith, D. C. Vier, Th. Koschny, and C. M. Soukoulis, " *Electromagnetic parameter retrieval from inhomogeneous metamaterials* ", *Phys Rev E* 71 (2005).

- [38] S. J. Franson and R. W. Ziolkowski, "Gigabit per second data transfer in high-gain metamaterial structures at 60 GHz," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 10, pp. 2913–2925, Oct. 2009.
- [39] H. Iizuka, T. Watababe, K.Sato and K.Nishikawa, " Millimeter Wave Microstrip Line to Waveguide Transition Fabricated on a Single Layer Dielectric Substrate, " *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E85-B, pp.1169-1177, June 2002.
- [40] HJ Eul and B. Schiek, "Thru-match-reflect: One result of a rigorous theory for de-embedding and network analyzer calibration," *Proc. 18th European Microwave Conference*, pp. 909-914, Sept. 1988.
- [41] R.B. Marks, "A Multiline Method of Network Analyzer Calibration," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, pp. 1205-1215, July 1991.
- [42] G. F. Engen and CA Hoer, "Thru-Reflect-Line: An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MIT -27, pp. 987-993, Dec. 1979.

Chapitre V : Conception du "front-end" de l'architecture MB-OOK différentielle

V.1. Introduction

Dans le chapitre III, nous avons développé le concept d'une architecture différentielle pour les applications très haut débit et nomades à 60 GHz. Le chapitre V est consacré à la conception de la partie "front-end" d'émetteur. L'émetteur est constitué de deux générateurs d'impulsions, deux préamplificateurs, un banc de filtres, un banc de commutateurs, et quatre amplificateurs de puissance différentiels (APD) (figure V.1). Avant d'entamer la conception d'émetteur, nous commençons par fixer une technologie de fabrication adaptée à la réalisation des différents éléments d'émetteur permettant d'atteindre les performances souhaitées.

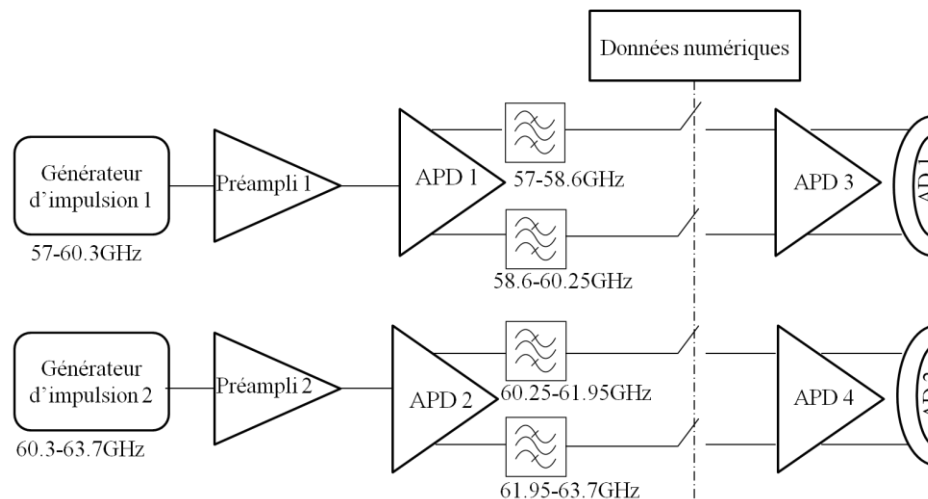


Figure V.1. Emetteur de l'architecture MB-OOK différentielle

V.2. Choix de la technologie de fabrication

Le choix de la technologie doit prendre en considération les données du cahier de charge, qui consiste à réaliser un émetteur à faible consommation tout en assurant une puissance de sortie de 10 dBm. La technologie choisie devra permettre de réaliser des filtres à faibles pertes, et d'obtenir des puissances de sortie suffisantes pour les APD.

V.2. 1. Etat de l'art des technologies de fabrication

a. La technologie CMOS : elle est à faible coût, présente un bon compromis pour les circuits numériques, une bonne linéarité et un niveau de bruit RF correct. En revanche, ses inconvénients sont une faible transconductance et un bruit $1/f$ élevé.

b. La technologie BiCMOS : elle combine les technologies bipolaires et CMOS sur le même substrat. La technologie bipolaire permet de remédier aux contraintes du CMOS classique grâce à une forte transductance, des courants de sortie élevés, et une grande rapidité de fonctionnement.

c. La technologie BiCMOS SiGe : la différence avec la technologie BiCMOS réside dans la réalisation des transistors à hétérojonction qui présentent des meilleures performances hautes fréquences.

d. La technologie CMOS SOI : Le Silicium Sur Isolant (en anglais : SOI ou Silicon On Insulator) est une structure constituée de l'empilement d'une couche de silicium sur une couche d'isolant. Cet isolant peut être du saphir, de l'air ou du dioxyde de silicium (SiO_2). Cette technologie est une alternative prometteuse au silicium brut dans la réalisation de transistors fonctionnant à des hautes fréquences. En effet, malgré son coût de développement supérieur par rapport aux technologies classiques sur substrat massif, le gain en performances est important. Avec l'utilisation de substrats fortement résistifs, les pertes sont diminuées et les performances accrues notamment au niveau du bruit micro-ondes. La tension de polarisation pour une même fréquence de coupure que le CMOS est diminuée.

e. La technologie MESFET : C'est le transistor le plus utilisé dans les circuits MMIC, il est réalisé sur substrat GaAs et utilise un contact Schottky sur la grille. Les performances fréquentielles de ces transistors dépendent de la longueur de grille qui constitue le chemin parcouru par les électrons pour atteindre le drain. En réduisant cette longueur de grille, on diminue le temps de transit et on améliore les fréquences de coupure des composants. La largeur de grille permet d'augmenter l'amplitude du courant et donc la puissance de sortie du composant. Mais ceci ne permet pas d'obtenir des composants de forte puissance. Il faut alors avoir recours à des structures multi-doigts de grille.

f. La technologie pHEMT : cette technologie présente une grande mobilité, un meilleur facteur de bruit et un meilleur rendement en puissance.

V.2.2. Les technologies utilisées à 60 GHz

Le tableau V.1 présente une comparaison entre les différentes technologies utilisées à 60 GHz.

- Pour les applications à faible puissance, les technologies RF-CMOS 65nm et SOI CMOS 65 nm sont favorisées.
- Pour les applications de puissance de sortie importante, les technologies SiGe BiCMOS et III/V : GaAs, InP sont favorisées.
- Pour la réalisation des commutateurs et des filtres, les technologies SOI CMOS 65 nm et III/V : GaAs, InP sont favorisées.

Tableau V.1. Technologies utilisées à 60 GHz

F : facile R : réalisable D : difficile	PA	LNA	Outres RF (PLL/Mélangeur,...)	Filtre	Commutateur
CMOS \leq 40nm	D (1)	R	R	D	R
RF-CMOS 65nm	R	F	F	D	R
SOI CMOS 65 nm	R	F	F	R	F
SiGe BiCMOS	F	F	F	D	D
III/V : GaAs, InP	F	F	D	F	F

(1) La tension d'alimentation faible et la fiabilité du dispositif limite la réalisation des PA.

Pour notre application, il faut choisir une technologie qui présente un bon compromis pour réaliser : un amplificateur avec une puissance de sortie de 10 dBm, des commutateurs et filtres à faible pertes. Les technologies III/V et SOI CMOS 65 nm semblent les meilleurs candidates. Une comparaison entre les technologies SOI CMOS 65 nm de STMicroelectronics et 0.15 pHEMT de TriQuint favorise ce dernier en termes de faibles pertes dans les filtres et de puissance maximale.

V.2.3. La technologie 0.15 pHEMT de TriQuint

La technologie 0.15 μ m pHEMT de TriQuint est destinée à développer des MMIC dans les bandes micro-ondes et millimétriques, pour les applications : VSAT, communications par satellites et communications point à point.

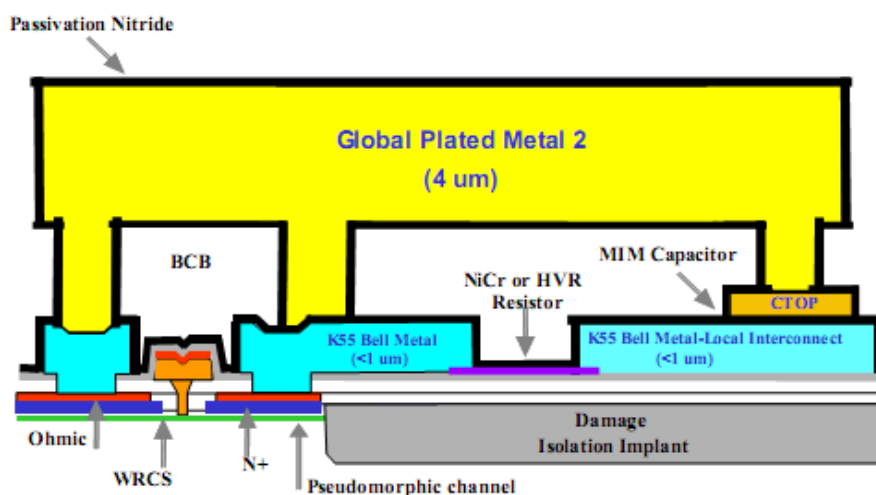


Figure V.2. Schéma de coupe pour la technologie TQP15 de TriQuint

Tableau V.2. Caractéristiques des couches de métallisation de la technologie TQP15 de TriQuint

Couche de métallisation	Epaisseur (μm)	Conductivité (S/m)
Métal 2	4	4.1×10^7
Blmet	0.4	4.1×10^7

Tableau V.3. Caractéristiques des couches diélectriques de la technologie TQP15 de TriQuint

Couche de diélectrique	Epaisseur (μm)	Permittivité relative	Tangente de perte
Espace libre	-	1	0
BCB	1.4	2.868	0.0006
SiNx_2	0.1	6.8	0.0004
SiNx_1	0.1	6.8	0.0004
SiO2	0.24	4.1	0.0006
GaAs	0.85	12.9	0.0006

Tableau V.4. Spécifications techniques de la technologie TQP15 de TriQuint

Paramètres	Valeur nominale
Longueur de grille (μm)	0.15
Tension de pincement V_p (V)	-1 V
I_{dss} (mA/mm)	380
I_{max} (mA/mm)	580
F_{max} (GHz)	100
F_t (GHz)	80
Transconductance G_m (mS/mm)	550
Tension de claquage grille-drain (V)	12 minimale, 14 typique
NF @ 15 GHz (dB)	0.6
Densité de puissance @ 21 GHz (mW/mm)	>700
Coff @ ($V_{ds}=0$, $V_{gs}=-2.5V$) (pF/mm)	0.25
R_{on} @ ($I_{ds}=I_{MAX}$, $V_{ds}=0.5V$) Ω/mm	0.7

Les tableaux V.2 et V.3 présente les différentes couches de la technologie TQP 15 de TriQuint. Deux couches de métallisation sont utilisées pour réaliser les connexions, la couche métal 2 et la couche "Blmet". D'autre part, il y a trois types de "vias", les "vias" 1 et 2, les SVIA, et les "PVIA". Les "vias" 1 et 2 sont utilisés pour faire les connexions métalliques dans le circuit, les SVIA pour faire des courts circuits vers le plan de masse. Leur schéma électrique équivalent est constitué d'une résistance de 20 mΩ en série avec une inductance de 13 pH. Les "PVIA" sont utilisés pour réaliser les "pads" de test du circuit.

V.2.4. Eléments passifs dans la technologie TQP 15 de TriQuint

a. Résistances

Dans la technologie 0.15 pHEMT de TriQuint, il y a deux types de résistances, la N-épitaxie et la NiCr. La N-épitaxie présente une résistance surfacique nominale de 300Ω /carré. Elle est recommandée pour les applications demandant moins de précision. Par contre, la résistance NiCr, présentant une résistance surfacique nominale de 50Ω /carré et un coefficient de dilatation thermique presque nul est recommandée pour les applications à haute précision.

b. Lignes de transmission

Dans cette partie, on analysera les caractéristiques d'atténuation d'une ligne microruban 50 Ω de la technologie TQP15 de Triquint. Sa largeur pour une épaisseur de substrat GaAs de 85μm est de 59μm. La figure V.3 qui donne le S_{21} d'une ligne de longueur de 1 mm, obtenu par simulation Momentum, montre qu'à 60 GHz, la ligne présente une atténuation de l'ordre 0.11dB/mm lorsqu'on utilise la couche métal 2 comme conducteur, et de l'ordre de 0.23dB/mm lorsque la couche "Blmet" est utilisée. En conséquence, la technologie 0.15μm pHEMT est bien adaptée à l'implémentation des solutions de filtrage.

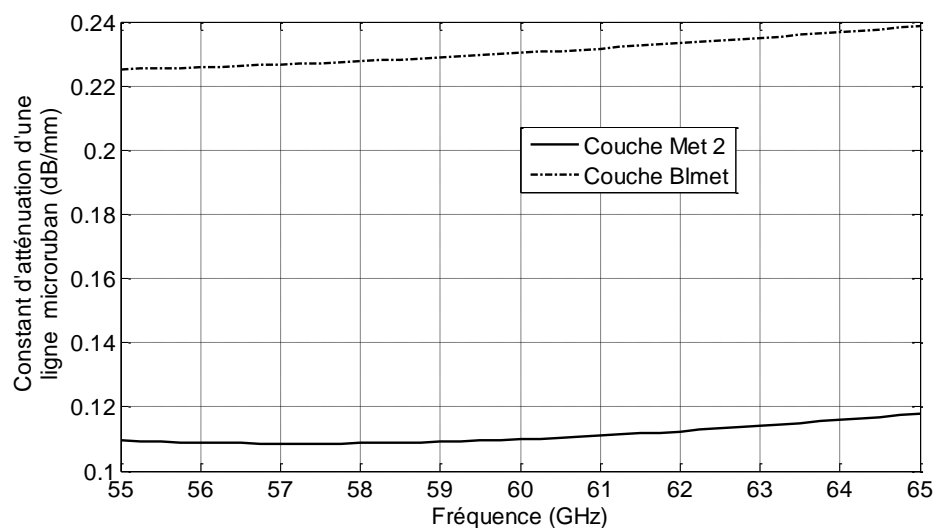


Figure V.3. Atténuation d'une ligne microruban dans la technologie TQP15 de Triquint

c. Capacités

La capacité par unité de surface est de $0.626 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$. Pour des contraintes de dimensions minimales des contacts, la valeur de la capacité minimale que l'on peut obtenir est de 80 fF. Sur l'abaque de Smith de la figure V.5, qui donne le coefficient de réflexion dans la bande de 60 GHz pour différentes valeurs de la capacité en régime continu, on constate que la capacité présente des pertes très faibles. On observe que la fréquence de résonance de la capacité atteint la bande des 60 GHz pour une valeur de la capacité basse fréquence de 550 fF.

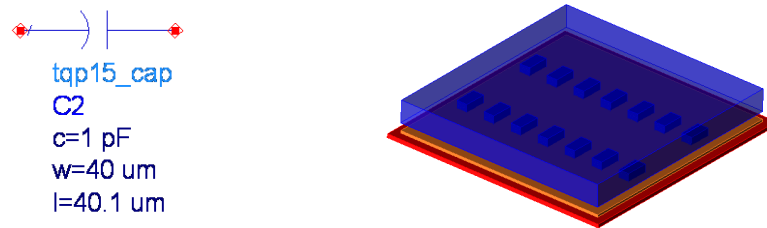


Figure V.4. Exemple de capacité de 1 pF dans la technologie TQP15 de TriQuint

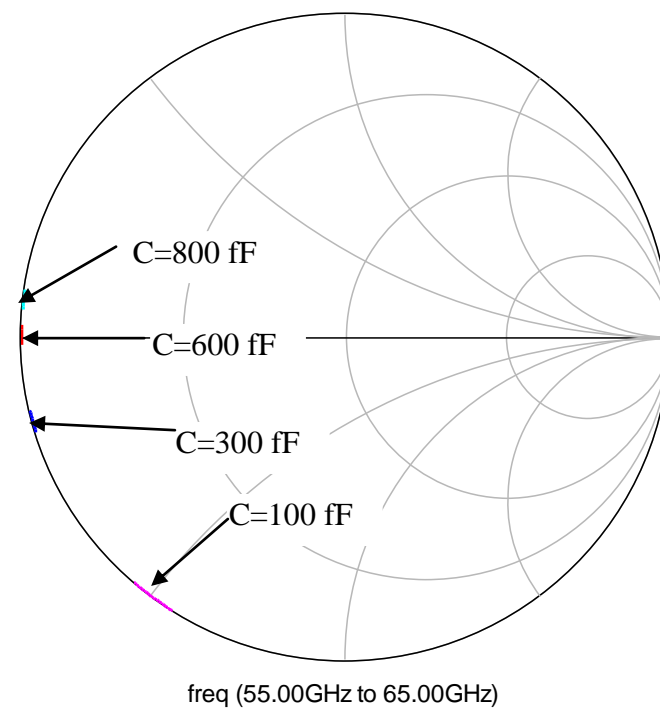


Figure V.5. Coefficient de réflexion d'une capacité dans la technologie TQP15 de TriQuint

d. Inductances

Les inductances spirales sont formées par l'utilisation des couches métalliques Met 2 et "Blmet". Les spires sont bobinées autour d'une couche diélectrique intermédiaire dont la permittivité électrique est de 2.2. La figure V.6 présente le masque d'une inductance caractérisée par les paramètres $l1$, $l2$, w , s et n .

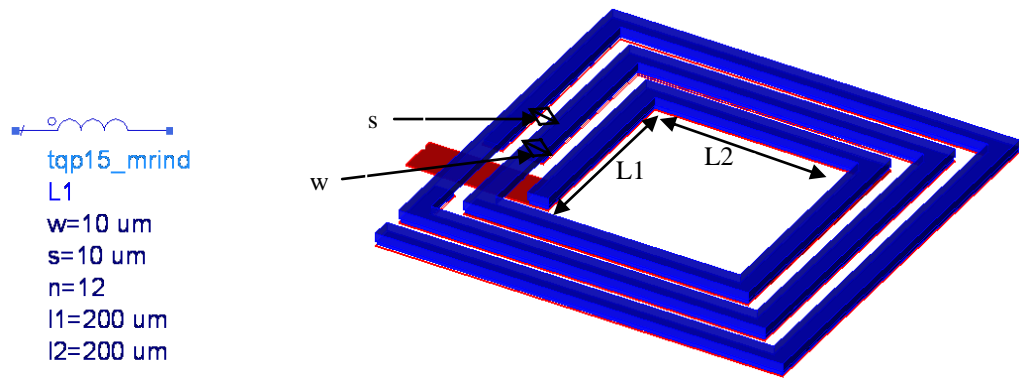


Figure V.6. Exemple d'une inductance de la technologie TQP15 de TriQuint ($w=10\ \mu\text{m}$, $s=10\ \mu\text{m}$, $n=12$, $l1=200\ \mu\text{m}$, $l2=200\ \mu\text{m}$)

On prend le cas d'une inductance ayant comme paramètres : $w=10\ \mu\text{m}$, $s=10\ \mu\text{m}$, $l1=200\ \mu\text{m}$, $l2=200\ \mu\text{m}$, et on fait varier n (le nombre des côtes des spires carrées). Les valeurs de l'inductance et de la résistance ainsi que la fréquence de résonance de l'inductance, obtenues avec ADS, à 10 GHz et 60 GHz sont données dans le tableau V.5. On constate qu'il est impossible d'avoir des valeurs élevées d'inductance à cause du phénomène de résonance observé à 60 GHz pour une inductance de 325 pH à 10 GHz. D'autre part, même pour les petites valeurs d'inductance, on a toujours des valeurs importantes de la résistance série à 60 GHz créant des pertes assez importantes. Pour remédier à ce problème, les éléments distribués seront utilisés comme alternative.

Tableau V.5. Valeurs des inductances à 10 GHz et à 60 GHz

n	Inductance à 10 GHz (pH)	Résistance à 10 GHz (Ω)	Facteur de qualité à 10 GHz	Inductance à 60 GHz (pH)	Résistance à 60 GHz (Ω)	Facteur de qualité à 10 GHz	Fréquence de résonance (GHz)
4	152	0.532	18	237	3.5	25.5	-
6	274	0.735	23.5	901	23.5	14.5	70
8	325	0.851	24	2906	210	5	62
10	585	1.31	28	-	-	-	42

V.2.5. Les éléments actifs dans la technologie 0.15 pHEMT

Dans cette partie, on présente l'étude d'un transistor utilisant la technologie 0.15 pHEMT de TriQuint avec pour dimensions $50 \times 2\ \mu\text{m}$ (figure V.7).

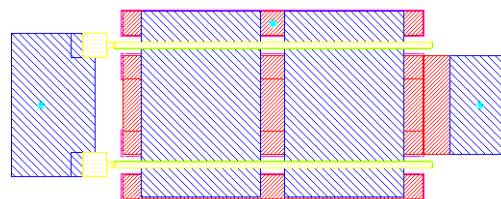


Figure V.7. Transistor de dimensions $50 \times 2\ \mu\text{m}$ dans la technologie 0.15 pHEMT de TriQuint

a. Courbes $V(I)$

Les figures V.8 et V.9 représentent les caractéristiques $V(I)$ du transistor. On observe une tension de pincement de -1 V, et un courant $IDSS$, pour une tension grille-source nulle, de 380 mA/mm.

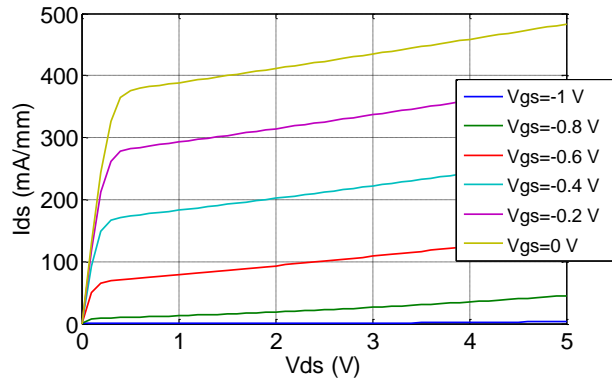


Figure V.8. Courbes I_{ds} en fonction de V_{ds}

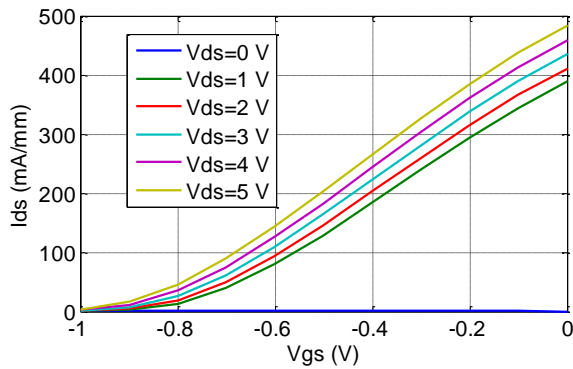


Figure V.9. Courbes I_{ds} en fonction de V_{gs}

b. Fréquence de transition et fréquence maximale

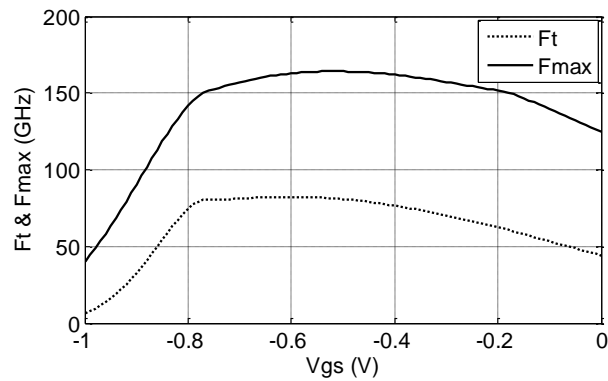


Figure V.10. F_t et F_{max} en fonction de V_{gs} ($V_{ds} = 3$ V, dimension de transistor = $50 \times 2 \mu\text{m}$)

La figure V.10 montre que la fréquence de transition et la fréquence maximale, obtenues pour des tensions V_{gs} de -0.4 V et V_{ds} de 3 V, sont de 65 et 165 GHz respectivement.

c. Transconductance

La figure V.11 montre que la transconductance est maximale quand la tension grille-source est de -0.45V. Cette polarisation est donc optimale pour concevoir des amplificateurs à gain élevé.

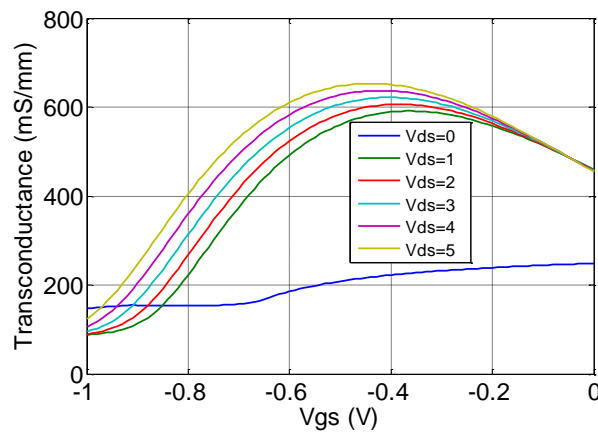


Figure V.11. Transconductance du transistor TQP15 de TriQuint de dimensions $50 \times 2 \mu\text{m}$

c. Polarisation et stabilité du transistor

Le schéma V.12 présente le schéma de base de polarisation d'un transistor. Une inductance de choc L_C placée au niveau de la grille et du drain permet d'avoir une impédance infinie entre ces nœuds. On s'assure ainsi que l'intégralité du signal RF sera transmis au composant, et cela sans aucune fuite dans le circuit de polarisation DC. Néanmoins, des fuites du signal RF existe toujours et une capacité C_p est utilisée pour court-circuiter l'impédance du générateur continu [1]. Pour les systèmes compacts à 60 GHz avec la technologie TQP15 de TriQuint, cette topologie n'est pas envisageable, les inductances de valeur élevée étant irréalisables.

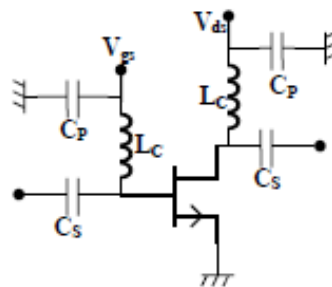


Figure V.12. Polarisation du transistor par inductance de choc

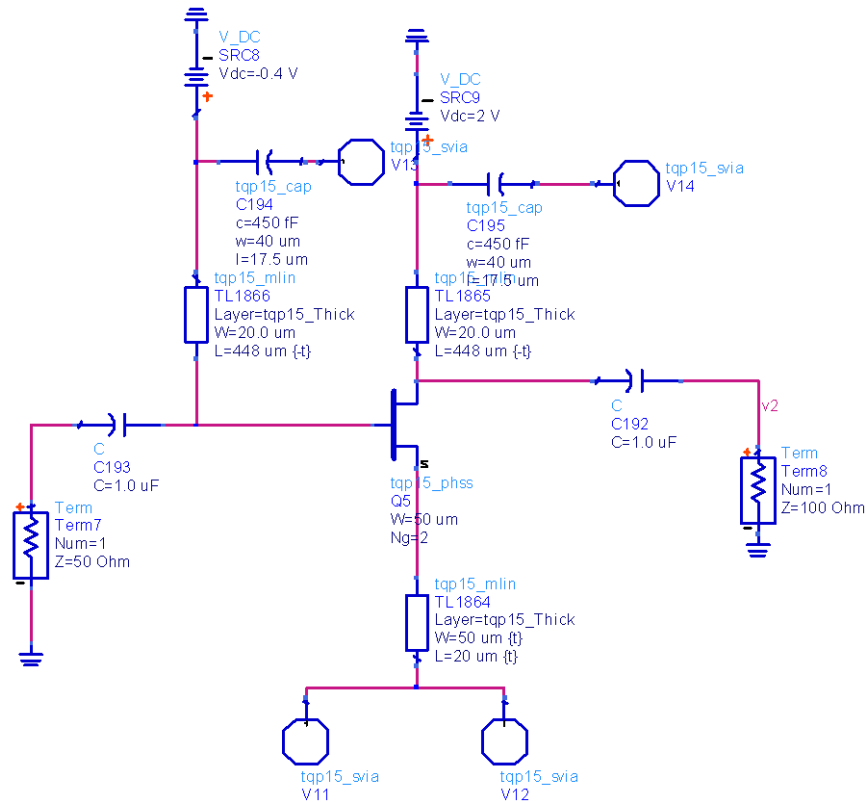


Figure V.13. Schéma de polarisation du transistor par ligne quart d'onde

Pour remédier au problème d'inductance de choc, des lignes de transmission d'impédance élevée (faible largeur) et de longueur $\lambda/4$ sont utilisées (figure V.13). À 58.5 GHz, la longueur de la ligne quart d'onde est de 448 μm . La valeur de la capacité (1.3 pF à 60 GHz) est alors suffisante pour court-circuiter les fuites du signal RF vers la source continue.

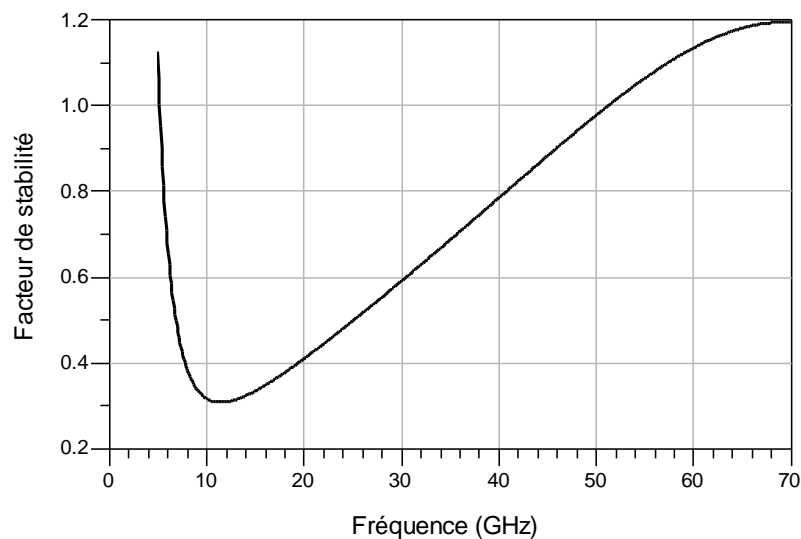


Figure V.14. Facteur de stabilité du transistor ($V_{gs}=-0.4\text{V}$, $V_{ds}=2\text{V}$)

La figure V.14 donne le facteur de stabilité du transistor sous une polarisation ($V_{gs}=-0.4V$, $V_{ds}=2V$) dans la bande 5-70 GHz. Elle montre que le transistor est inconditionnellement stable pour des fréquences supérieures à 51 GHz. Par contre, pour des fréquences inférieures à 51 GHz, on constate que cette condition de stabilité est de plus en plus critique quand on se rapproche de 11 GHz, valeur à laquelle le transistor est fortement instable. Cette instabilité est plus critique à la sortie qu'à l'entrée, comme indiqué sur les cercles de stabilité à l'entrée et à la sortie de la figure V.15. Donc, dans l'optimisation ultérieure des amplificateurs de puissance, il faudra prendre le critère de stabilité en compte.

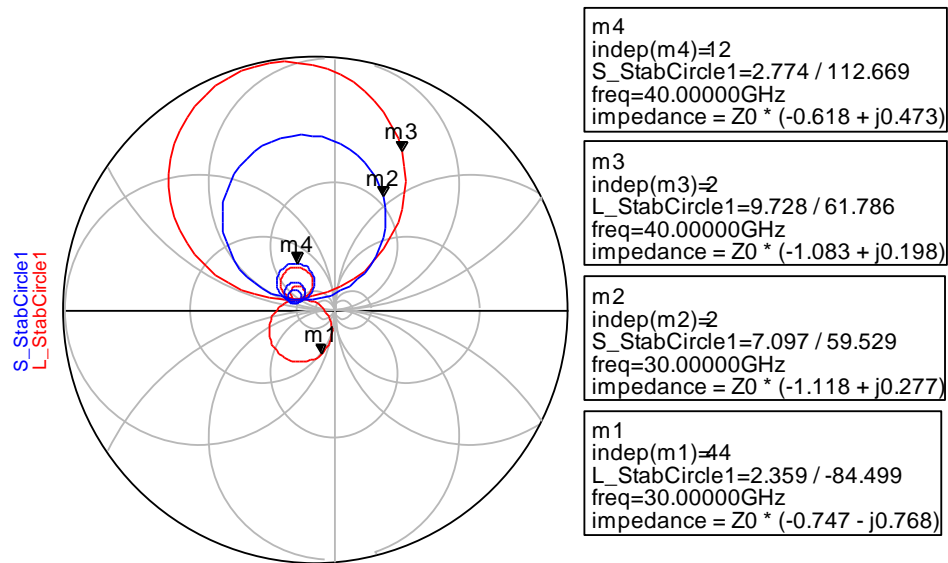


Figure V.15. Cercles de stabilité à l'entrée et à la sortie du transistor

d. Gain maximum

La figure V.16 montre que le gain maximum du transistor obtenu à 60 GHz est de 7.5dB.

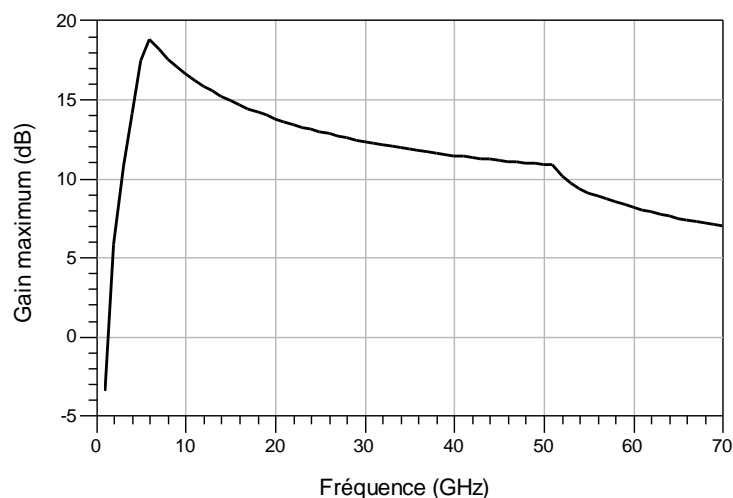


Figure V.16. Gain disponible du transistor ($V_{gs}=-0.4V$, $V_{ds}=2V$, dimensions du transistor= $2 \times 50 \mu m$)

V.3. Amplificateurs de puissance à structures différentielles (APD) 2 et 4

Les antennes différentielles (AD) 1 et 2 réalisées dans le chapitre IV présentent une impédance différentielle d'entrée de 200Ω . Elles sont alimentées par les APD 3 et 4 respectivement (figure V.17).

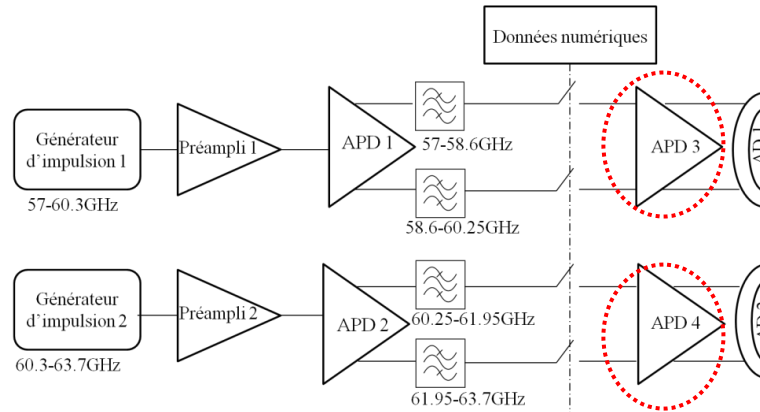


Figure V.17. APD 3 et 4 dans l'architecture MB-OOK différentielle

Les APD 3 et 4 devraient donc respecter le cahier des charges suivant :

- impédance de sortie différentielle de 200Ω et impédance d'entrée de 50Ω pour les deux APD connectés à l'entrée à travers les commutateurs et à la sortie à travers les AD afin d'avoir un transfert maximum de puissance,
- bande de fonctionnement des APDs de 57.05-60.3 GHz et 60.3-63.7 GHz respectivement,
- puissance de sortie des deux APD de 10 dBm pour respecter la norme 802.11.ad,
- compacité et faible consommation,
- erreurs de phase et de gain très faibles pour avoir des sorties différentielles optimales.

V.3.1. Théorie des amplificateurs

a. Rendement d'un amplificateur

Considérons un amplificateur de gain G dissipant une puissance continue P_{DC} . Lorsqu'on injecte à son entrée une puissance radiofréquence (RF) $P_{RF(E)}$, on récupère à sa sortie une puissance amplifiée de $P_{RF(S)}$ qu'on l'appelle $P_{RF(S)}$.

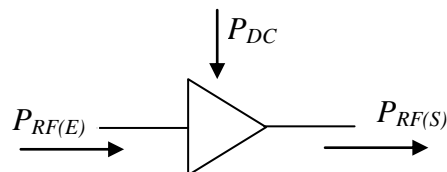


Figure V.18. Bilan de puissance sur un amplificateur

On peut définir les deux types de rendement suivants [1] :

- le rendement drain défini par :

$$\eta = \frac{P_{RF(S)}}{P_{DC}} \quad (V.1)$$

- le rendement en puissance ajoutée (PAE : Power Added Efficiency) défini par :

$$\eta_{PAE} = \frac{P_{RF(S)} - P_{RF(E)}}{P_{DC}} \quad (V.2)$$

b. Point 1 dB de compression

La saturation de la puissance de sortie pour de fortes puissances d'entrée est caractérisée par le point de compression à 1 dB, valeur limite du fonctionnement linéaire de l'amplificateur en fonctionnement mono-porteuse (figure V.19).

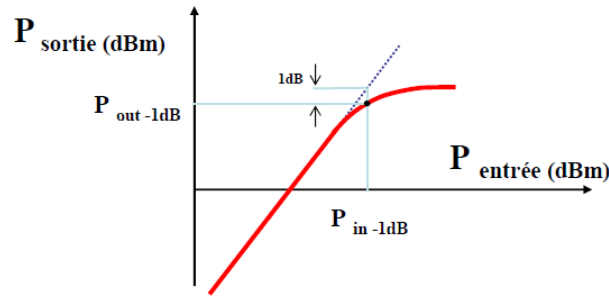


Figure V.19. Point 1 dB de compression d'un amplificateur

c. Stabilité d'un amplificateur

L'étude de la stabilité d'un amplificateur est importante afin d'éviter toute oscillation. Pour qu'un quadripôle soit inconditionnellement stable, il faut que la partie réelle des impédances d'entrée et de sortie reste positive pour toutes les impédances de charge et de source. Cette condition est vérifiée quand le facteur de "Rollett" k est supérieur à 1 et que le module du déterminant de la matrice de répartition est inférieur à 1, soit [1] :

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta S|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (V.3)$$

$$|\Delta S| < 1, \text{ ie } |S_{11} * S_{22} - S_{12} * S_{21}| < 1 \quad (V.4)$$

La stabilité est conditionnelle, et nécessite donc le tracé des cercles de stabilité en entrée et en sortie, si :

$$k > 1 \text{ et } |\Delta S| > 1 \text{ ou si } k < 1 \text{ et } |\Delta S| < 1 \quad (\text{V.5})$$

En outre, le quadripôle est inconditionnellement instable si :

$$k < 0 \text{ et } |\Delta S| > 1 \quad (\text{V.6})$$

V.3.2. Théorie d'amplificateur différentiel [1]

a. Analyse en mode pair et impair

Lorsqu'un circuit (quadripôle ou multipôle) passif ou actif possède un plan de symétrie physique, il est intéressant de l'étudier et de le concevoir en utilisant la méthode de décomposition en modes pair et impair [1]. Le mode pair est défini par l'excitation des deux accès symétriques par des ondes de même amplitude et de même phase. Les ondes se trouvent en phase au niveau du plan de symétrie. On obtient donc en ce point un maximum de tension et un nul de courant. Le plan de symétrie en mode pair est par conséquent équivalent à un plan de circuit ouvert. On caractérise chaque demi-octopôle par sa matrice en mode pair :

$$(b_p) = [S_p](a_p) \quad (\text{V.7})$$

Le mode impair est défini par des excitations des accès symétriques par des ondes de même amplitude et en opposition de phase. Les ondes se trouvent en opposition de phase au niveau du plan de symétrie. On obtient donc en ce point un maximum de courant et un nul de tension. Le plan de symétrie est par conséquent équivalent à un plan de court-circuit. On caractérise chaque demi-octopôle par sa matrice en mode impair :

$$(b_i) = [S_i](a_i) \quad (\text{V.8})$$

L'expression finale des ondes sortantes en fonction des ondes entrantes et donc la forme générale de la matrice [1] :

$$[S] = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} [S_p + S_i] & [S_p - S_i] \\ [S_p - S_i] & [S_p + S_i] \end{pmatrix} \quad (\text{V.9})$$

b. Application à l'analyse de l'amplificateur différentiel

On applique la méthode de l'analyse en modes pair et impair pour le cas de l'amplificateur différentiel (figure V.20) [1]. Les deux ondes de sortie S_2 et S_4 sont en opposition de phase, cette condition se traduit donc par:

$$S_{21} = -S_{41} \quad (\text{V.10})$$

Par décomposition de l'équation V.11, on trouve :

$$\frac{S_{21p} + S_{21i}}{2} = \frac{S_{21p} - S_{21i}}{2} \quad (\text{V.11})$$

Il faut donc rejeter le mode pair, c'est-à-dire réaliser :

$$S_{21p} = 0 \quad (\text{V.12})$$

A partir des équations (V.9) et (V.12), on trouve la relation suivante entre le gain en mode impair S_{21i} et le gain de l'amplificateur complet S_{21} :

$$S_{21}(dB) = S_{21i}(dB) - 6 \quad (\text{V.13})$$

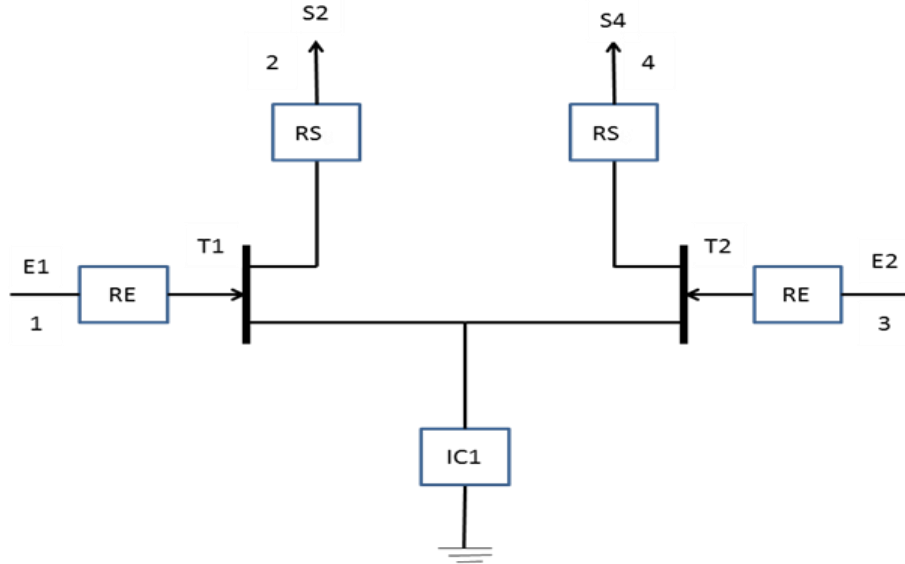


Figure V.20. Structure d'un amplificateur différentiel

Dans notre architecture (figure V.17), un signal RF attaque l'APD sur les ports 1 ou 3, et la sortie différentielle sur les ports 2 et 4 excite une antenne différentielle dont l'impédance différentielle est de 200Ω (elle est le double de l'impédance caractéristique des impédances de référence des ports 2 et 4 qui est de 100Ω). Donc, si on considère une puissance P_1 injectée au port 1, la puissance récupérée aux ports 2 et 4 est de $P_1 \cdot S_{21}^2$, et la puissance totale absorbée par l'antenne est de $2 \cdot P_1 \cdot S_{21}^2$. Donc, le gain total évalué entre la puissance absorbée par l'antenne et la puissance P_1 devient alors :

$$S_{21T}(dB) = S_{21i}(dB) - 3 \quad (\text{V.14})$$

Dans la suite du chapitre, S_{21T} sera utilisé pour évaluer les performances en puissance de nos amplificateurs différentiels.

Dans la figure V.20, les blocs d'adaptation d'entrée et de sortie RE et RS sont utilisés pour assurer un maximum de gain en mode impair S_{21i} pour les transistors T1 et T2 lorsqu'ils sont excités sur leurs entrées $E1$ et $E2$. La source de courant ICI est utilisée pour assurer la nature différentielle des signaux de sortie $S2$ et $S4$ en éliminant le gain en mode pair. La maximisation du gain en mode impair et la minimisation du gain en mode pair peuvent être évaluées à l'aide du TRMC (Taux de réjection du mode commun) défini par :

$$TRMC = \frac{\text{gain en mode impair}}{\text{gain en mode pair}} \quad (V.15)$$

Donc, l'optimisation d'un amplificateur différentiel revient à maximiser son TRMC.

La technique généralement utilisée pour avoir un TRMC élevé est basée sur l'utilisation d'un générateur de courant dans les sources des deux transistors. Cette source de courant se comporte comme un court-circuit pour un signal d'entrée différentiel, et comme une impédance infinie pour un signal d'entrée en mode commun. Cependant, cette technique est difficile à mettre en œuvre à 60 GHz à cause des capacités parasites des sources de courant qui diminuent son impédance et donc le TRMC. La technique basée sur une masse virtuelle dans les blocs d'adaptation d'entrée et de sortie est donc préférable à cette fréquence. Elle sera utilisée dans la suite de travail pour optimiser les quatre APD.

c. Résultats pour APD 3 et 4

La figure V.21 représente le schéma électrique des APD 3 et 4. Les éléments des circuits d'adaptation à l'entrée et la sortie sont utilisés pour maximiser le gain en mode impair. Les éléments du bloc de symétrie sont à optimiser pour rejeter le gain en mode pair. L'analyse a montré qu'il faut jouer sur trois éléments pour atteindre un niveau de rejection suffisant. L'optimisation de l'amplificateur complet doit prendre en considération : le choix du point de polarisation, la stabilité, les contraintes de masque et la compacité du circuit.

Les figures V.22 à V.25 présentent les résultats de simulation des APD 3 et 4. Pour une consommation minimale, les transistors sont polarisés en classe AB ($V_{gs}=-0.4V$, $V_{ds}=2V$). La conception des deux APD montre une adaptation à l'entrée et à la sortie avec un coefficient de réflexion inférieur -11 dB. Les entrées de chaque APD sont suffisamment isolés avec un S31 inférieur à -19 dB. Par ailleurs, les erreurs de phase et de gain sont suffisamment petites, respectivement inférieures à 1° et 0.1 dB. Les deux APD occupent une surface de 1×1 mm² et consomment une puissance DC de 29 mW. L'APD 3 et 4 ont des gains en mode impair de 7 et 6.5 dB respectivement, et la puissance nécessaire à leurs entrées pour avoir 10 dBm à la sortie est de 7 dBm. Le tableau V.6 récapitule les performances des APD 3 et 4.

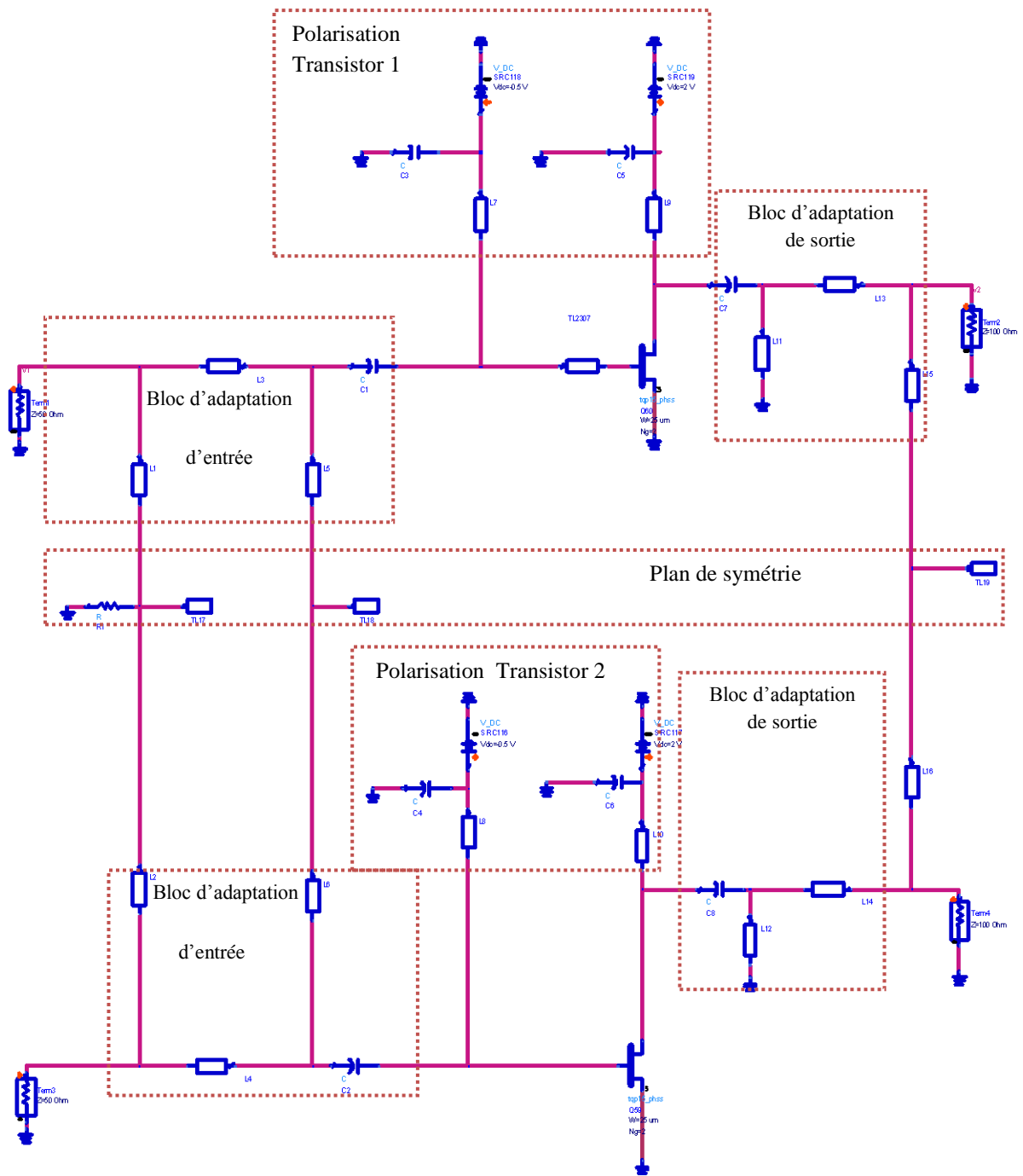
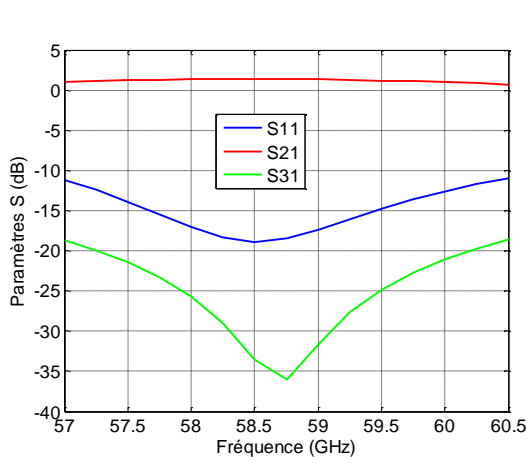
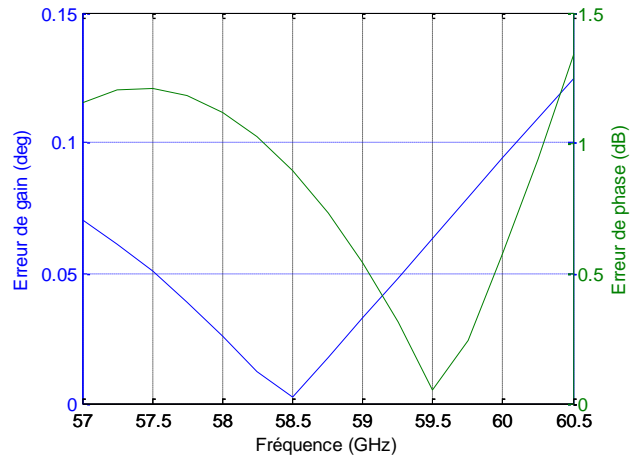


Figure V.21. Schéma électrique de l'APD

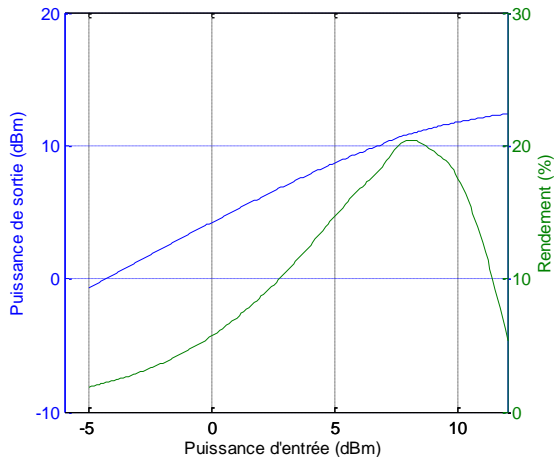


(a)

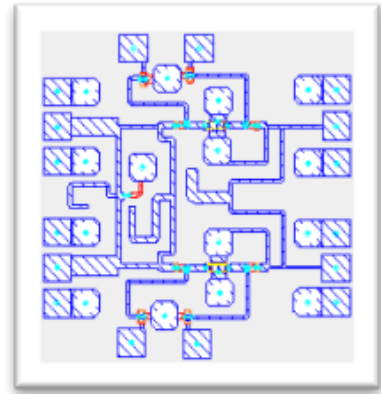


(b)

Figure V.22. Paramètres S (a) et erreurs de phase et de gain (b) de l'APD 3

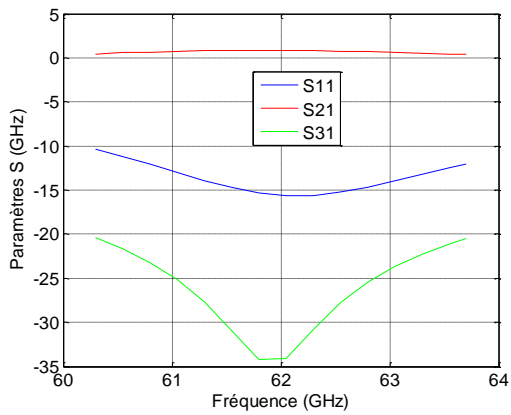


(a)

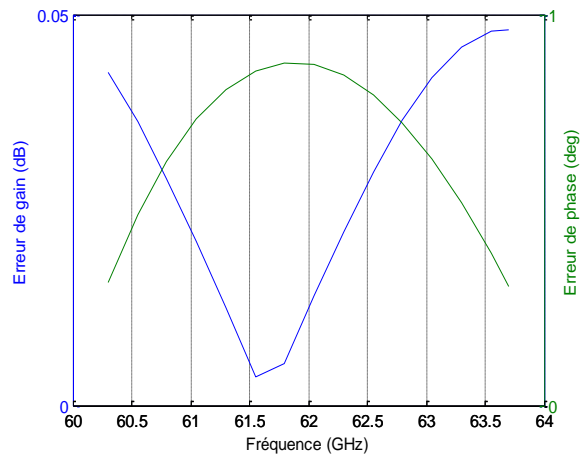


(b)

Figure V.23. Rendement et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (a) et masque (b) de l'APD 3



(a)



(b)

Figure V.24. Paramètres S (a) et erreurs de phase et de gain (b) de l'APD 4

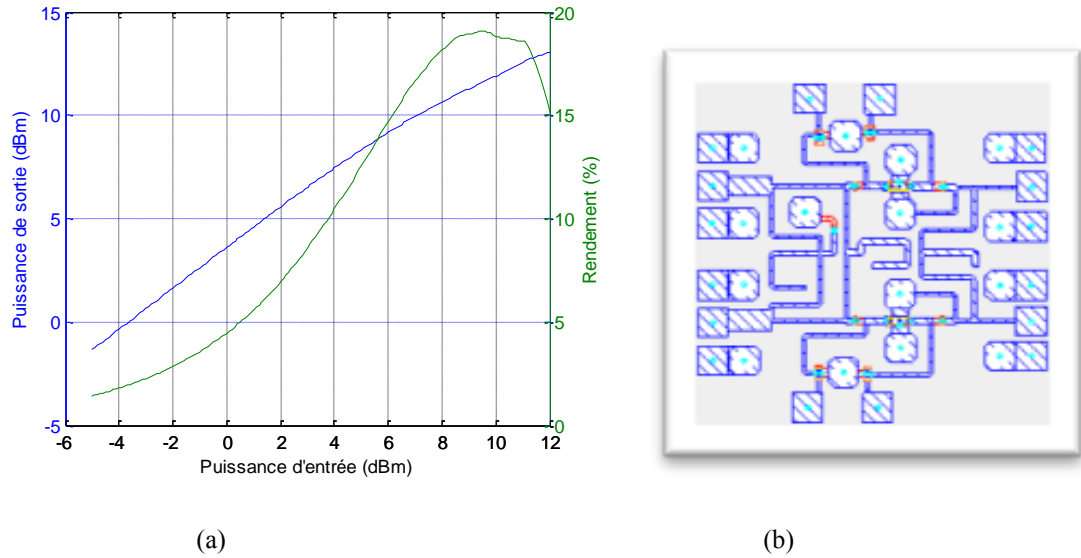


Figure V.25. Rendement et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (a) et masque (b) de l'APD 4

Tableau V.6 Récapitulation des performances des ADP 3 et 4

APD	3	4
Bande de fréquence (GHz)	57-60.3	60.3-63.7
Processus	0.15 μ m pHEMT	0.15 μ m pHEMT
Dimension du transistor (μ m)	25 \times 2	25 \times 2
Polarisation	V _{ds} =2 V, V _{gs} =-0.5V	V _{ds} =2 V, V _{gs} =-0.5V
Gain total (dB)	~ 4	~ 3.5
Gain en mode impair (dB)	~ 7	~ 6.5
Adaptation entrée/sortie (dB)	<-11	<-10
Isolation à l'entrée (dB)	<-19	<-20
Erreur de gain (dB)	<0.11	<0.045
Erreur de phase (°)	<1.1	<1
OP _{1dB} (P _{entrée}) (dBm)	7	8
P _{entrée} (P _{sortie} =10 dBm) (dBm)	6.9	7.1
PAE (P _{sortie} =10 dBm) (%)	18.62	16.83
Dimension du chip (mm ²)	1 \times 1	1 \times 1
Dissipation DC (mW)	29	29

V.4. Commutateurs

Le commutateur est un composant radiofréquence présentant deux états, un état passant où il transmet le signal et un état bloqué où il empêche le signal d'être transmis. Un commutateur idéal se comporte comme un court-circuit dans l'état passant et comme un circuit ouvert dans l'état bloqué. En réalité, les commutateurs utilisés dans le domaine RF/micro-ondes présentent une faible impédance à l'état passant (résistance R_{on}), et une forte impédance à l'état bloqué (faible capacité C_{off}) comme le montre le schéma électrique équivalent de la Figure V.26. Ces imperfections ont mené à définir des paramètres pour caractériser un commutateur réel, dont les plus importants sont :

- *l'isolation* : rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée de l'interrupteur ouvert,
- *les pertes d'insertion* : rapport entre la puissance d'entrée et la puissance de sortie de l'interrupteur fermé,
- *le comportement en puissance*, caractérisé par la puissance maximum acceptée par le commutateur à 1 dB de compression, et pour une fréquence donnée.

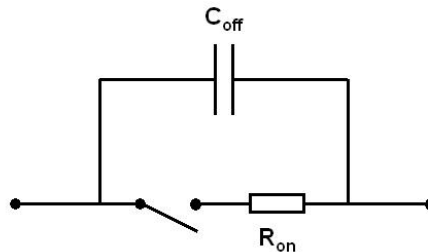


Figure V.26. Schéma électrique équivalent d'un commutateur micro-ondes

Les commutateurs peuvent être divisés en deux familles distinctes, les micro-commutateurs statiques et mécaniques. La première famille regroupe des composants actifs utilisant des matériaux semi-conducteurs dopés, qui sont principalement les transistors à effet de champs (MESFET) et les diodes PIN. Ces composants sont les plus employés actuellement dans la fabrication de commutateurs dans le domaine micro-ondes. La deuxième famille comprend les micro-commutateurs constitués d'une structure mobile permettant d'effectuer un actionnement mécanique. On retrouve les relais électromécaniques, et les composants issus d'une technologie plus récente, les dispositifs MEMS (Systèmes Micro-Electro Mécaniques).

Tableau V.7 Etat de l'art des commutateurs basés sur les transistors FET utilisés à 60 GHz

Réf.	Topologie	Technologie	Fréquence (GHz)	Pertes d'insertion	Isolation	Dimensions (mm ²)
[2]	SPDT	130-nm CMOS	60	4.5 à 5.8	24 à 26	0.221
[3]	SPDT	45-nm CMOS SOI	60	2.5	22	0.47×0.56
[4]	SPST	HJFET MMIC	60	1.64	20	0.52×0.63
[5]	SPDT	AsGa pHEMT MMIC	60	<2	>30	1.45×1
[5]	SPST		60	0.4	34	-
[6]	SPDT		60	<3	>25	1×1
[6]	SPDT		15-80	<3.6	>25	1.5×1.5

La technologie utilisée pour concevoir notre émetteur est la 0.15µm pHEMT, le seul composant adapté pour la réalisation des commutateurs est le transistor MESFET. Dans l'état de l'art des commutateurs à 60 GHz à base des MESFET, on peut trouver les topologies suivantes :

- Commutateurs une entrée / une sortie (SPST : Single Port Single Throw) : elle correspond à un interrupteur une entrée/ une sortie. Dans ce type de commutateurs, on

trouve des commutateurs à : transistor série, transistor parallèle, ou une combinaison des deux séries et parallèle.

- Commutateurs une entrée / plusieurs sorties : dans ce type, on trouve les topologies SPDT (Single Port Double Throw), SP3T, SP4T...

Le tableau V.7 synthétise l'état de l'art des commutateurs basés sur les transistors FET à 60 GHz. Dans la référence [6], différentes topologies de commutateurs ont été conçues en utilisant le concept des ondes progressives. Pour la solution basée sur des commutateurs de type SPST (figure V.27), leur topologie est constituée de trois transistors MESFET montés en parallèle. Les performances des commutateurs sont optimisées en fonction des dimensions des transistors et de la longueur électrique les séparant.

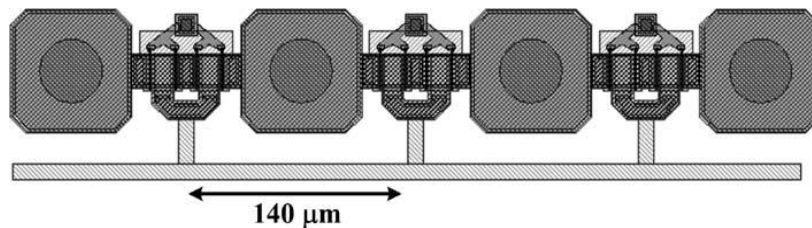


Figure V.27. Commutateur SPST conçu dans la référence [6]

La même topologie étudiée dans la référence [6] a été ré-optimisée pour faire travailler le commutateur dans la bande 57-64 GHz (figure V.28), et cela en prenant 50 Ω comme impédance de référence à l'entrée et à la sortie. L'optimisation prend en compte la limite des dimensions des transistors qui devraient accepter une puissance d'entrée de 9 dBm. Le schéma V.29 donne l'isolation et les pertes d'insertion du commutateur. Elles sont respectivement de 31 dB et 2 dB. D'autre part, le masque du commutateur, donné par la figure V.30, prend une surface de 1×0.7 mm².

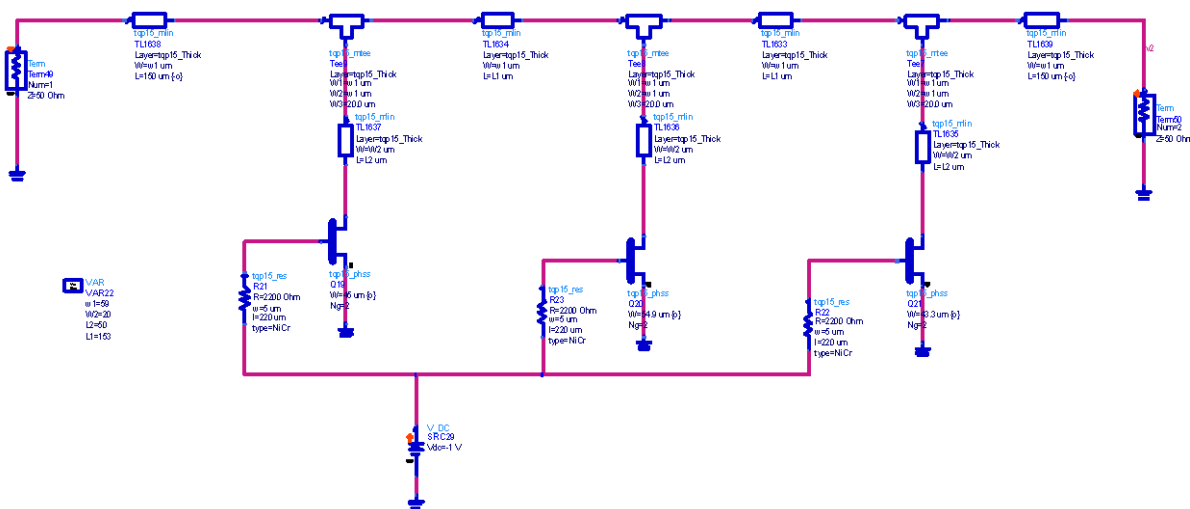


Figure V.28. Schéma ADS du commutateur

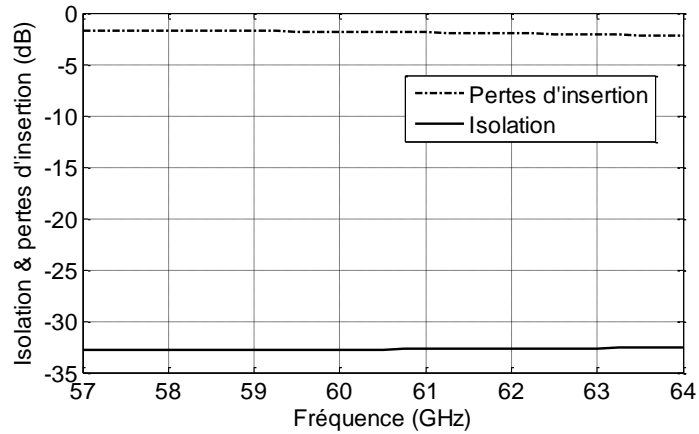


Figure V.29. Pertes d'insertion et isolation du commutateur

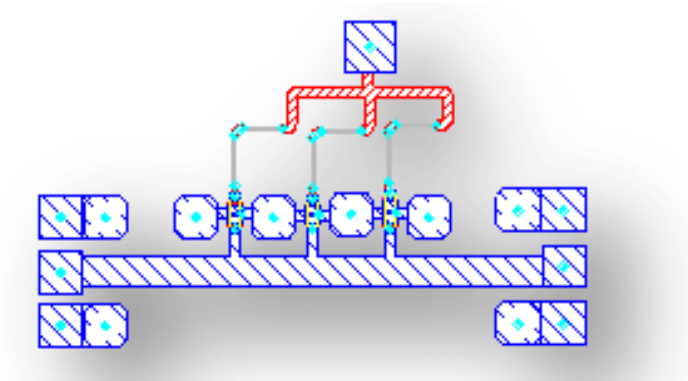


Figure V.30. Masque du commutateur

V.5. Filtres

Les filtres utilisés dans notre architecture (figure V.31) ont été conçus dans le cadre de thèse R. Abdaoui [7]. Ils sont de type lignes microrubans couplées d'ordre 2. Les figures V.32 et V.33 présentent respectivement les masques et les résultats de simulation des filtres pour les sous bandes B3 et B4. On constate que les pertes d'insertion des filtres sont de l'ordre de 4 dB. Donc, pour satisfaire notre bilan de puissance, une puissance électrique de 13 dBm est nécessaire à l'entrée des filtres, cette puissance étant fournie par les APD 1 et 2.

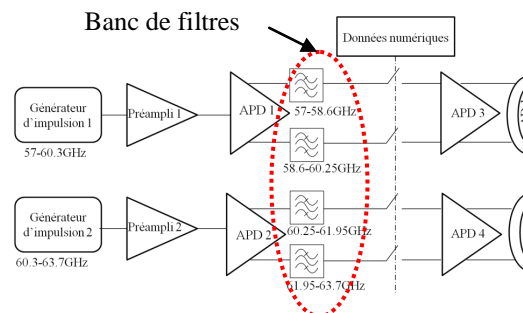


Figure V.31. Banc de filtres dans l'architecture MB-OOK différentielle

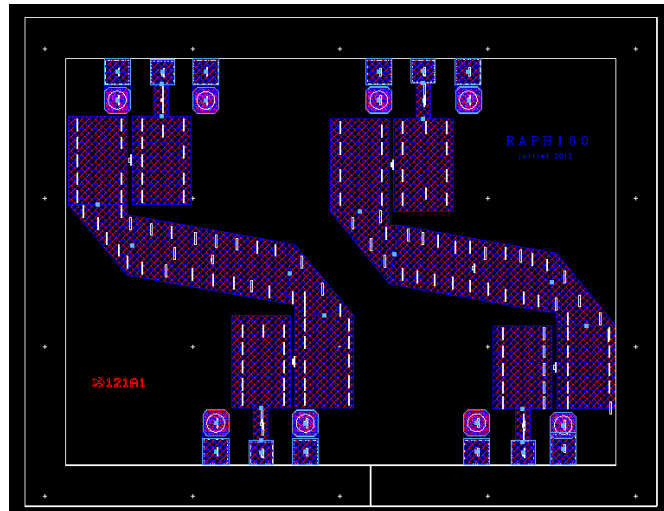


Figure V.32. Masque des filtres 3 et 4

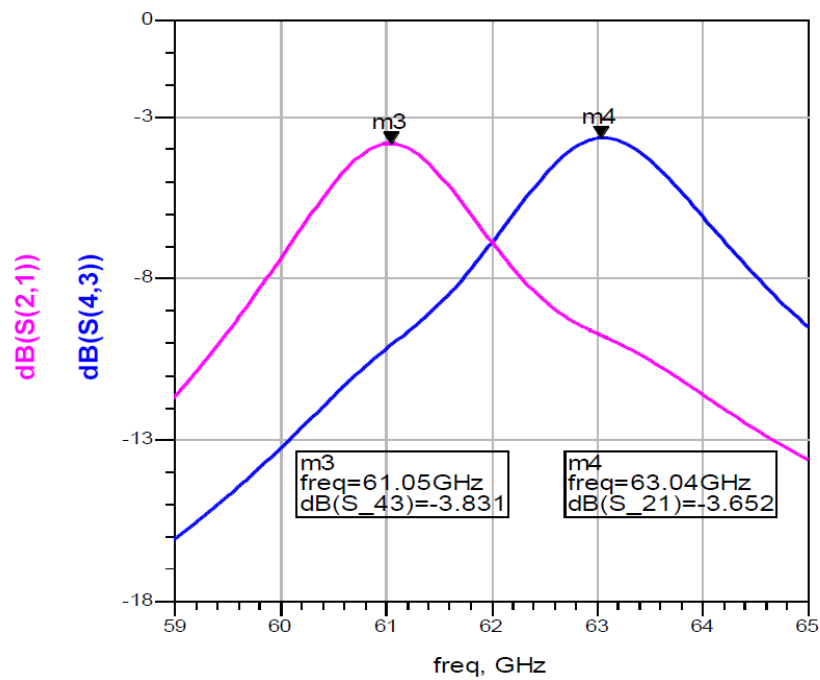


Figure V.33. Pertes d'insertion des filtres

V.6. Amplificateurs de puissance différentiels 1 et 2

Le même principe de conception des APD 3 et 4 est utilisé pour concevoir les APD 1 et 2. Contrairement aux APD 3 et 4, on ne prend pas en considération la contrainte de l'erreur de phase entre voies de sortie, les APD 1 et 2 ayant une fonction de diviseurs de puissance actifs (figure V.34). L'utilisation de diviseurs passifs aurait conduit à des pertes trop importantes à 60 GHz, nécessitant un niveau de puissance impossible à fournir par les préamplificateurs dans la technologie $0.15 \mu\text{m}$ pHEMT.

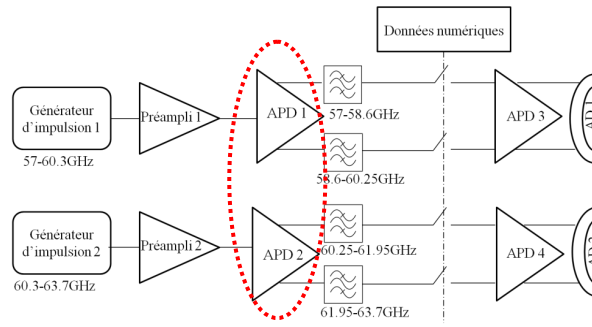


Figure V.34. Les APD 1 et 2 dans l'architecture MB-OOK différentielle

Le tableau V.8 récapitule les résultats de simulation des APD 1 et 2, les deux ADP présentent une erreur de gain inférieur à 0.14 dB. Pour avoir une puissance de sortie de 13 dBm nécessaire à l'entrée des filtres, les APD 1 et 2 qui ont respectivement un gain en mode impair de 6 et 5 dB, devraient présenter à leurs entrées des puissances de 14 et 14.5 dBm, et cela en consommant une puissance DC de 98 et 115 mW.

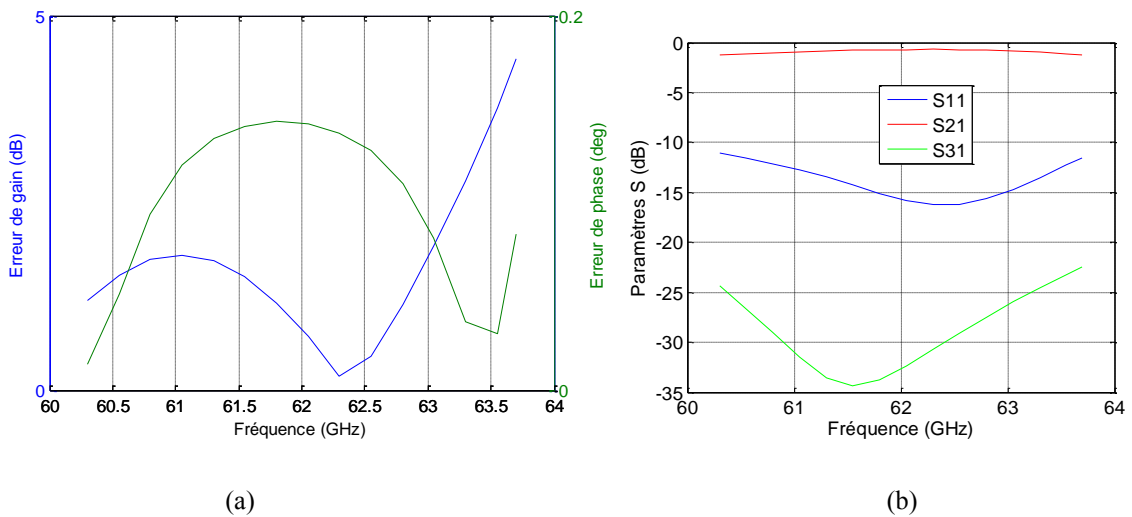


Figure V.35. Paramètres S (a) et erreurs de phase et de gain (b) de l'APD 1

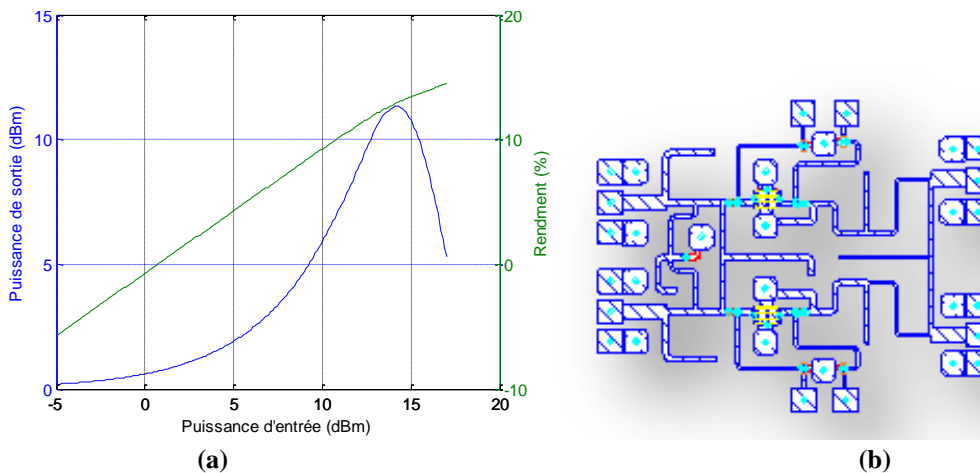
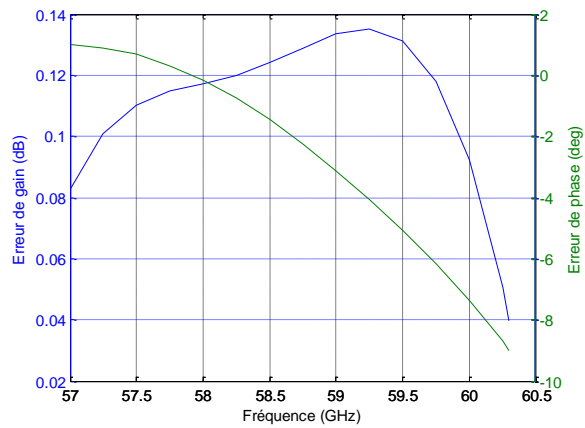
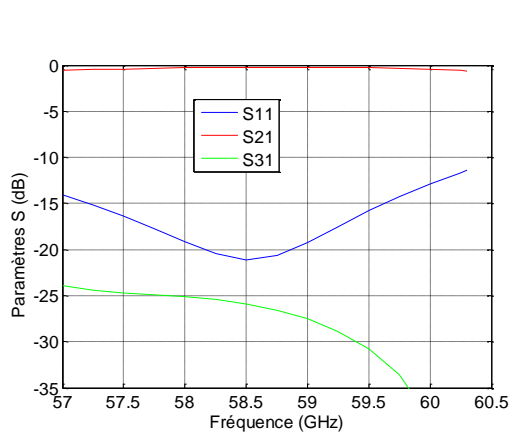
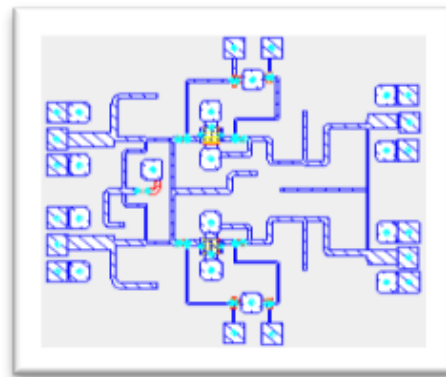
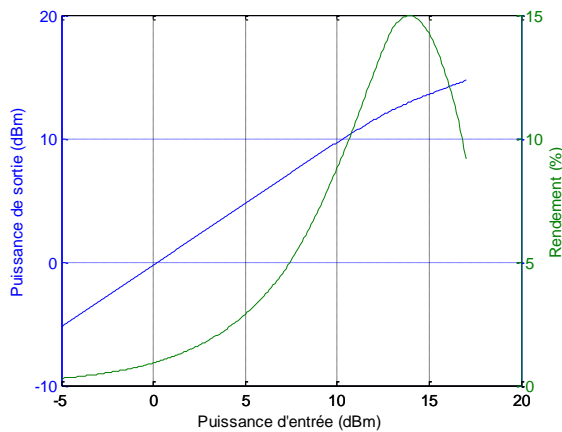


Figure V.36. Rendement et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (a) et masque (b) de l'APD 1



(a) (b)
Figure V.37. Paramètres S (a) et erreurs de phase et de gain (b) de l'APD 2



(a) (b)
Figure V.38. Rendement et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (a) et masque (b) de l'APD 2

Tableau V.8 Récapitulation des performances des APD 1 et 3

APD	1	2
Bande de fréquence (GHz)	57-60.3	60.3-63.7
Processus	0.15 μ m pHEMT	0.15 μ m pHEMT
Dimension des transistors (μm)	60 \times 4	70 \times 4
Polarisation	V _{ds} =1.5V, V _{gs} =-0.5V	V _{ds} =1.5V, V _{gs} =-0.5V
Gain (dB)	~ 0	~ -1
Gain en mode impair (dB)	~ 6	~ 5
Adaptation (dB)	<-11.5	<-11.5
Isolation à l'entrée (dB)	<-24	<-23
Erreur de gain (dB)	<0.135	<0.141
Erreur de phase (°)	<9	<4.5
OP_{1dB} (P_{entrée}) (dBm)	14.5	15
P_{entrée} (P_{sortie} =13 dBm) (dBm)	14	14.5
PAE (P_{out} =13 dBm) (%)	15	11.23
Dimension du chip (mm²)	1.5 \times 1.3	1.5 \times 1.1
Dissipation DC (mW)	98	115

V.7. Préamplificateurs 1 et 3

Les préamplificateurs, qui jouent le rôle d'un adaptateur entre les générateurs d'impulsion et les APD 1 et 3, devraient donc fournir respectivement une puissance de 14 et 14.5 dBm. L'amplificateur que l'on va concevoir est composé de trois étages. Dans l'étape d'optimisation, il faut prendre en considération la taille minimale de transistor utilisé dans chaque étage pour qu'il supporte la puissance à son entrée.

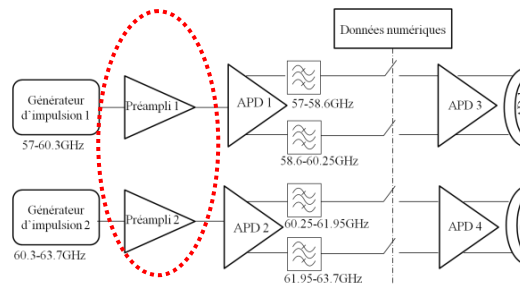


Figure V.39. Les préamplificateurs 1 et 2 dans l'architecture MB-OOK différentielle

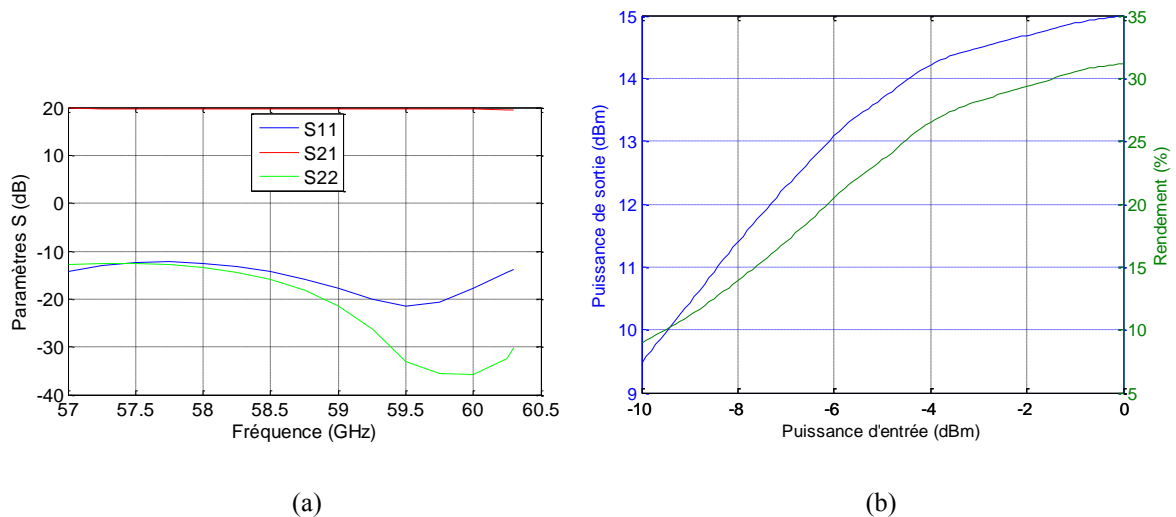


Figure V.40. Paramètres S (a) et rendement et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (b) du préamplificateur

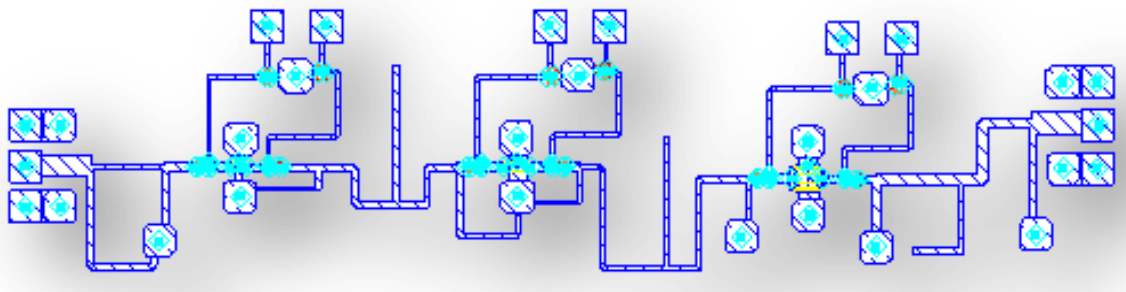


Figure V.41. Masque du préamplificateur 1

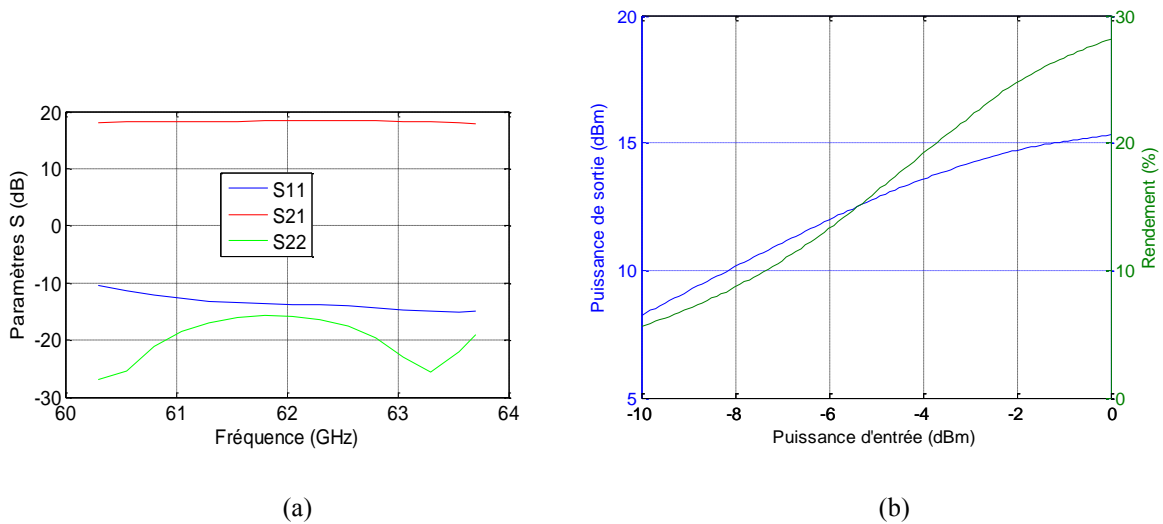


Figure V.42. Paramètres S (a) et rendement et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (b) du préamplificateur 2

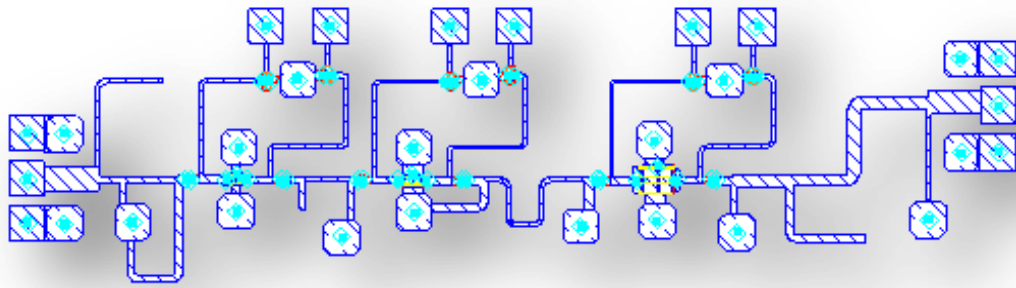


Figure V.43. Masque du préamplificateur 2

Tableau V.9 Récapitulation des performances des préamplificateurs 1 et 2

Préamplificateur	1	2
Bande de fréquence (GHz)	57-60.3	60.3-63.7
Processus	0.15 μ m pHEMT	0.15 μ m pHEMT
Dimension du transistor (μ m)	1 stage: 20 \times 2 2 stage: 50 \times 2 3 stage: 60 \times 4	1 stage: 26 \times 2 2 stage: 46 \times 2 3 stage: 75 \times 4
Polarisation (V)	1 stage: (Vds=1.5 Vgs=-0.5) 2 stage: (Vds=1.5 Vgs=-0.5) 3 stage: (Vds=2 Vgs=-0.5)	1 stage: (Vds=1.5 Vgs=-0.5) 2 stage: (Vds=1.5 Vgs=-0.5) 3 stage: (Vds=2 Vgs=-0.5)
Gain (dB)	~19.5	~18
Adaptation à entrée (dB)	<-12	<-10.5
Adaptation à la sortie (dB)	<-12	<-15.5
OP _{1dB} (P _{entrée}) (dBm)	-4.5	-2.5
P _{sortie} (P _{entrée} = OP _{1dB}) (dBm)	14	14.5
PAE (P _{entrée} = OP _{1dB}) (%)	25	23.5
Dimension du chip (mm ²)	3 \times 0.7	3 \times 0.7
Dissipation DC (mW)	98	117

Le tableau V.9 qui résume les performances des préamplificateurs 1 et 2, montre que ces deux derniers présentent respectivement : un gain de 19.5 et 18 dB, une surface de masque de 3×0.7 et 3×0.7 mm², une dissipation DC de 98 et 117 mW, et une puissance d'entrée, qui assure une puissance de sortie de 14 et 14.5 dBm, de -4.5 et -2.5 dBm. Ces dernières valeurs de puissance sont fournies par les générateurs d'impulsion 1 et 2.

V.8. Les générateurs d'impulsions 1 et 2

Pour terminer la validation du concept d'architecture d'émetteur proposé, il reste à concevoir les générateurs d'impulsion 1 et 2 (figure V.44). Ces deux derniers génèrent des impulsions occupant respectivement les bandes 57-60.3 GHz et 60.3-63.7 GHz et fournissant une puissance de -4.5 et -2.5 dBm. En outre, ces générateurs doivent présenter une consommation faible pour pouvoir réaliser une solution nomade.

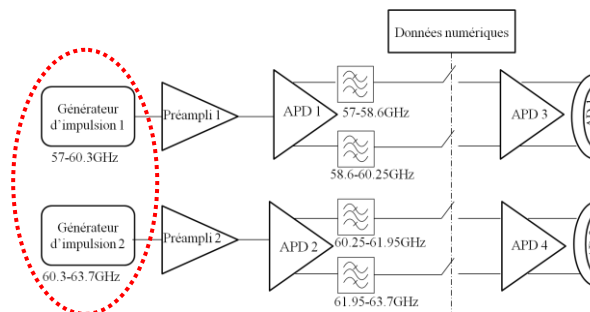


Figure V.44. Les générateurs d'impulsions 1 et 2 dans l'architecture MB-OOK différentielle

Le cahier des charges des générateurs d'impulsions comporte les caractéristiques suivantes :

- la forme temporelle des impulsions de type rectangulaire,
- la période de répétition d'impulsion fixée en fonction du débit souhaité,
- le niveau de puissance crête correspondant aux puissances de sortie recherchées,
- la largeur de l'impulsion élémentaire égale à l'inverse de la bande de fréquence occupée par les deux générateurs qui est de 3.3 GHz,
- la fréquence porteuse de l'impulsion : 58.5 et 62 GHz pour respectivement les générateurs 1 et 2.

L'état de l'art des générateurs d'impulsions à 60 GHz est très riche. On peut trouver plusieurs topologies :

a. *Les générateurs d'impulsions à base des diodes Tunnel* : le signal est généré par la résonance d'un circuit RLC parallèle mis en parallèle avec une diode Tunnel.

b. *Conversion directe* : dans cette topologie, un signal en bande de base module un oscillateur via un mélangeur pour produire les impulsions à 60 GHz (figure V.45a).

c. *Filtrage d'une impulsion générée en bande de base* : dans ce cas le signal périodique en bande de base qui contient plusieurs harmoniques est filtré par un filtre passe bande qui ne laisse passer que le signal dans la bande souhaitée de 60 GHz (figure V.45b).

d. *Commutateurs RF* : ce type de générateur d'impulsions utilise un signal périodique en bande de base pour commander un commutateur qui présente à son entrée un signal à 60 GHz généré par un oscillateur local (figure V.45c).

e. *Pulsed ILO ou Oscillateur verrouillé par injection* : les impulsions sont générées à partir d'un train en bande de base d'entrée qui arrête et redémarre un signal d'horloge (figure V.45d).

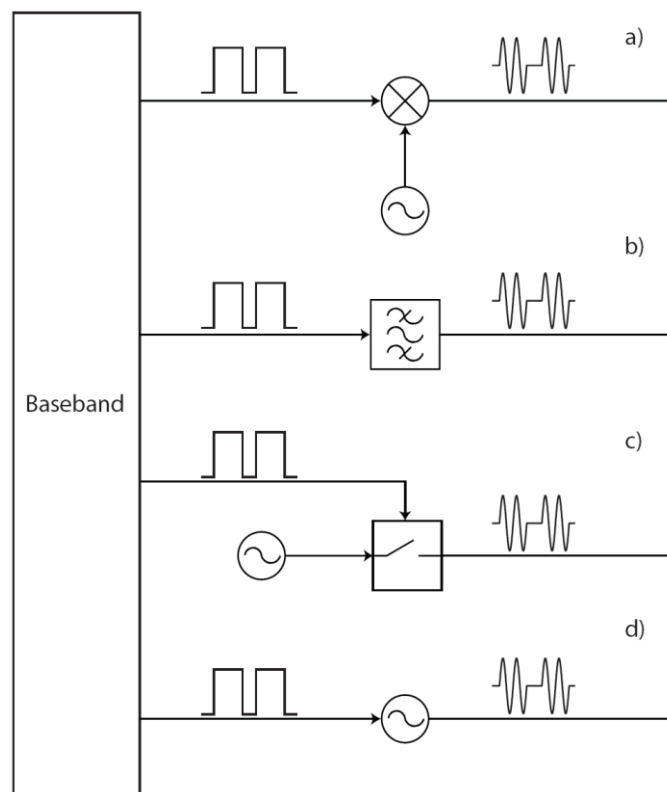


Figure V.45. Topologie des générateurs d'impulsion à 60 GHz

Le tableau V.10 synthétise l'état de l'art des générateurs d'impulsions, développés avec différentes techniques et technologies, et dédiés à une utilisation en bande millimétrique. On remarque que les solutions basées sur la topologie Pulsed ILO présentent les meilleurs rendements en puissance. Dans la référence [12], une puissance de 11 dBm est produite pour une consommation DC de 120 mW, et dans la référence [13], le générateur fournit une puissance de -5 dBm pour une consommation de 5 mW. Néanmoins, la pureté fréquentielle n'est pas très bonne avec cette topologie, ce qui n'est pas gênant tant que les architectures sont de type impulsionnel.

Tableau V.10. Etat de l'art des générateurs d'impulsion à 60 GHz

Réf.	Technologie	Technique	Durée de l'impulsion RF (ps)	DC/RF output puissance
[8]	GaAs	Conversion directe	33	57mW/-12 dBm
[9]	GaAs GTD	Conversion directe	100	230mW/-10 dBm
[10]	InP HEMT	Filtrage en bande de base	80	790mW/-22 dBm
[11]	BiCMOS ST Microelectronics	Commutateurs RF	350	150mW/ 9 dBm
[12]	pHEMT OMMIC	Pulsed ILO avec doubleur de fréquence	500 (30 GHz)	120mW/11 dBm
[13]	CMOS-SOI	Pulsed ILO	500	5 mW/ -5 dBm
[14]	CMOS	Conversion directe	500	14.4 mW/1.5 dBm
[15]	CMOS	Commutateurs RF	125	-

Le générateur d'impulsion que l'on choisit pour notre émetteur est de type Pulsed ILO. Il s'agit d'un oscillateur commandé par un train d'impulsion en bande de base. La démarche à suivre pour concevoir l'oscillateur est la suivante :

- choix d'une topologie permettant d'obtenir un coefficient de stabilité $K < 1$ à la fréquence de travail, en utilisant une technique de contre réaction série ou parallèle,
- recherche d'un circuit d'adaptation de sortie permettant d'avoir un $SII > 1$,
- ajuster le circuit d'accord et son emplacement afin de vérifier la condition de démarrage des oscillations.

Le schéma électrique de l'oscillateur complet est présenté dans la figure V.46. Il est basé sur une topologie à grille commune. Avant de commencer l'optimisation, nous avons tout d'abord fixé la taille du transistor afin d'obtenir la puissance nécessaire à la sortie. Elle est respectivement de -4.5 et -2.5 dBm pour les deux générateurs d'impulsions 1 et 2. Ensuite, nous avons optimisé les longueurs des lignes d'alimentation au niveau de la source et drain et aussi de la grille afin d'obtenir la plage fréquentielle d'instabilité autour de la fréquence 60 GHz, on a trouvé $|\Gamma_N| = 1.16$. Le réseau de sortie est ensuite optimisé pour présenter au transistor la charge optimale à 60 GHz. Une ligne en circuit ouvert ($|\Gamma_r| = 1$) connectée à la source est utilisée comme résonateur. En entrée du résonateur, on trouve $|\Gamma_N \cdot \Gamma_R| = 1.6$, condition suffisante pour le démarrage des oscillations. D'autre part, un signal rectangulaire provenant d'un circuit numérique, et attaquant le transistor sur sa grille, est utilisé pour commander le signal de sortie d'oscillateur. Lorsqu'elle a une tension nulle, les conditions d'oscillation sont vérifiées, le générateur d'impulsion est sur son état "on". Au contraire, une tension de -1 V sur la grille bloque le transistor, et la sortie devient nulle.

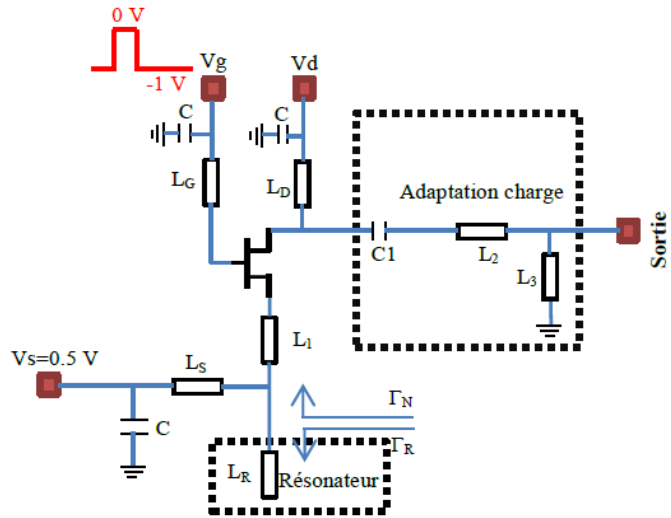
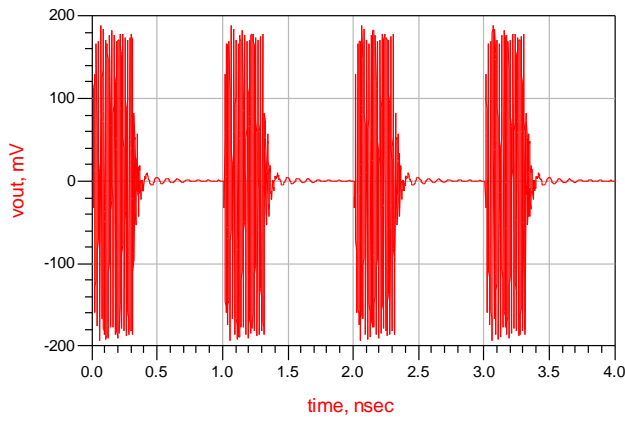
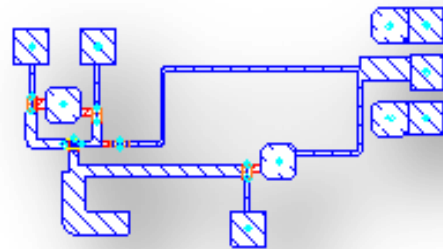


Figure V.46. Schéma électrique du générateur d'impulsions

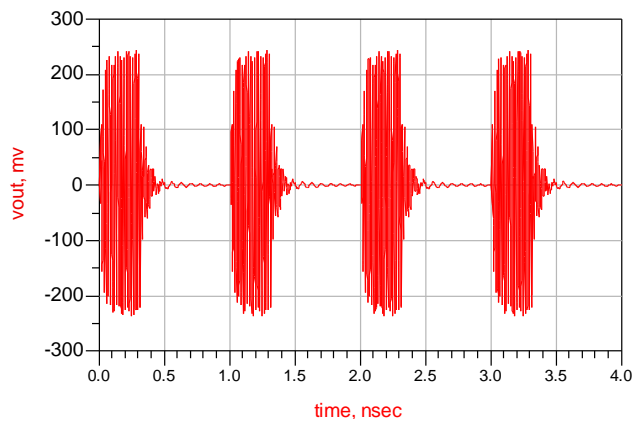


(a)

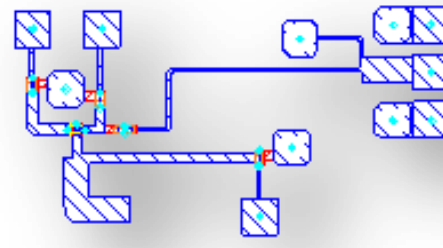


(b)

Figure V.47. Générateur d'impulsions 1 (a) forme temporelle (b) masque



(a)



(b)

Figure V.48. Générateur d'impulsions 2 (a) forme temporelle (b) masque

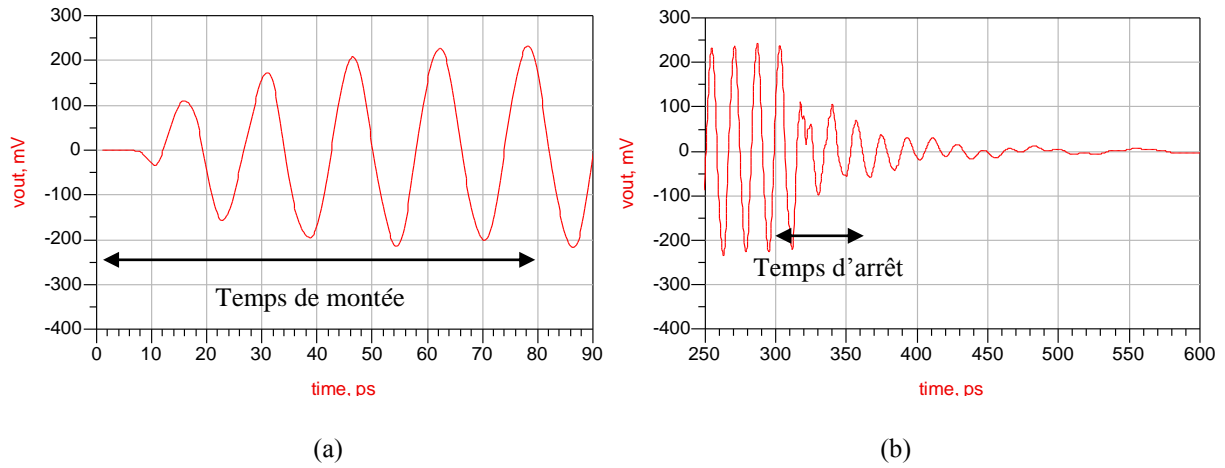


Figure V.49. Temps de montée (a) et d'arrêt (b) des générateurs d'impulsions

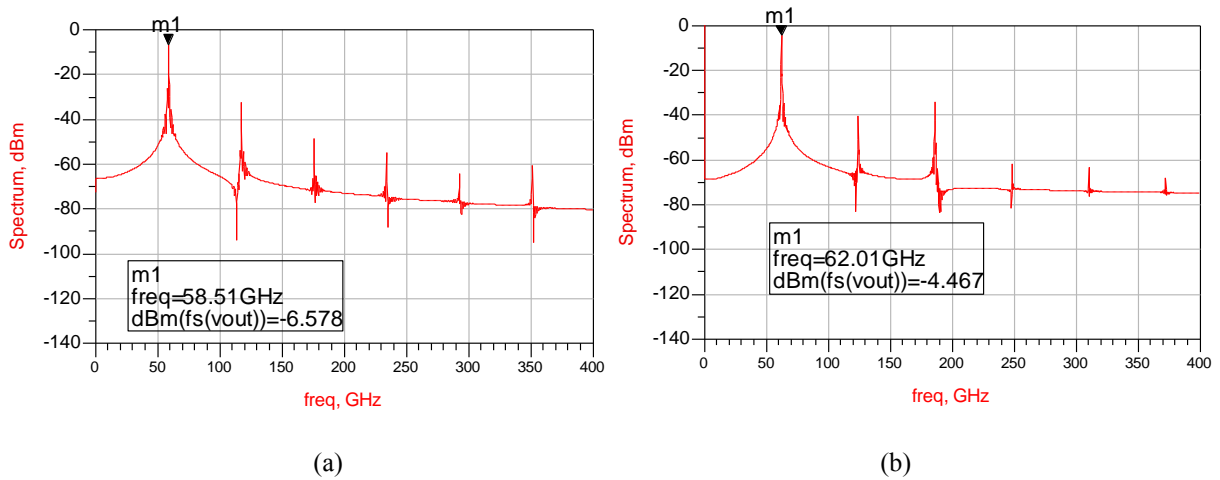


Figure V.50. Fréquence porteuse des générateurs d'impulsions 1 (a) et 2 (b)

Tableau V.11 Récapitulatif des performances des générateurs d'impulsions 1 et 2

Générateur impulsions	1	2
Fréquence porteuse (GHz)	58.5	62
Processus	0.15 μ m pHEMT	0.15 μ m pHEMT
Dimension de transistor (μ m)	20 \times 2	19 \times 2
Polarisation (V)	Vd=1	Vd=1.2
Peak Vout (mV)	190	240
Temps de montée (ps)	50	50
Temps d'arrêt (ps)	80	80
P _{sortie} (dBm)	-4.5	-2.5
Efficacité (%)	15	17.5
Dimension du chip (mm ²)	1.1 \times 0.6	1.1 \times 0.6
Dissipation DC (mW)	2.4	3.3

Les résultats de simulation des générateurs d'impulsions 1 et 2 sont résumés dans le tableau V.11. Les deux générateurs débitent respectivement, sous une tension drain de 1 et 1.2V, une puissance de -4.5 et -2.5 dBm avec une efficacité de 15 et 17.5 %. Le temps de démarrage des impulsions est de 80 ps et leur temps d'arrêt est de 50 ps, la largeur

d'impulsion minimale que l'on peut donc générer avec ce générateur est de 130 ps. Les figures V.47a et V.48a représentent les sorties des générateurs pour une largeur d'impulsion de 300 ps qui correspond à une bande de fréquence occupée de 3.3 GHz.

V.9. Bilan de puissance d'émetteur

Nous avons à l'issue de ce chapitre conçu tous les éléments de l'émetteur MB-OOK différentiel. La figure V.51 récapitule le gain de chaque élément dans le but de réaliser une puissance de sortie de 10 dBm.

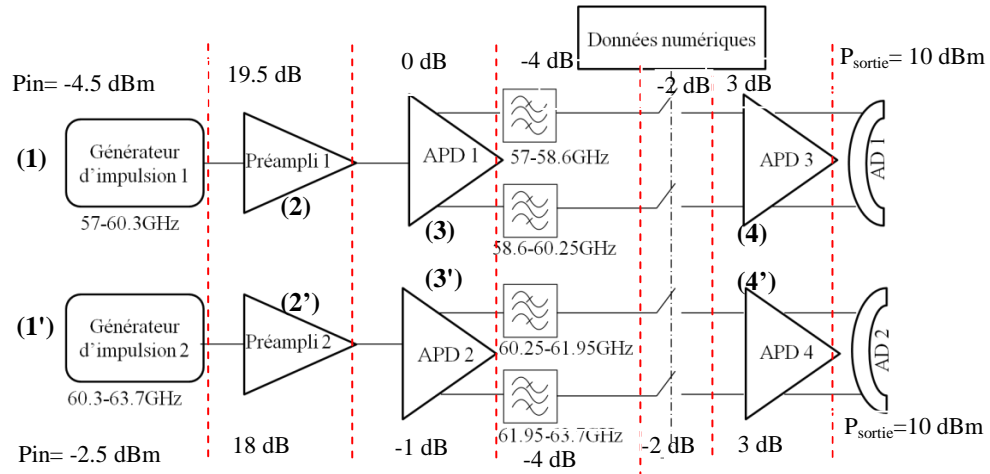


Figure V.51. Bilan de puissance de l'émetteur MB-OOK

Les filtres et les commutateurs sont des dispositifs passifs, ils induisent un affaiblissement respectivement de 4 dB et 2 dB. La consommation globale de l'émetteur MB-OOK différentiel est représentée dans le tableau V.12. Elle est de 491.7 mW répartie ainsi : 227.4 mW dans l'étage des sous bandes B1 et B2, et 294.3 mW dans l'étage des sous bandes B3 et B4.

Le tableau V.13 résume l'état de l'art de la consommation en puissance de quelques émetteurs à 60 GHz ayant une puissance de sortie de 10 dBm. L'émetteur réalisé dans la référence [16] consomme une puissance de 750 mW, et cela en utilisant une architecture ASK réalisée en technologie GaAs pHEMT. La solution de la référence [17], réalisée en technologie SiGe BiCMOS avec la modulation QPSK, consomme 800 mW. Notre solution, proposée avec la technologie GaAs pHEMT, consomme 492 mW en utilisant une architecture MB-OOK différentielle. Cela montre l'intérêt de notre solution en termes de consommation. De surcroît, un seul étage suffirait pour des applications qui nécessitent des consommations inférieures.

Tableau V.12. Consommation en puissance de l'émetteur MB-OOK différentiel

Composant	Etage des sous bandes B1 et B2 (mW)	Etage des sous bandes B3 et B4 (mW)	Emetteur complet (mW)
APD 1 (3)	98	-	98
APD 2 (3')	115	-	115
APD 3 (4)	-	29	29
APD 4 (4')	-	29	29
Préamplificateur 1 (2)	98	-	98
Préamplificateur 2 (2')	-	117	117
Générateur d'impulsion 1 (1)	2.4	-	2.4
Générateur d'impulsion 2 (1')	-	3.3	3.3
Puissance totale	227.4	264.3	491.7

Tableau V.13. Etat de l'art de la consommation de quelques émetteurs à 60 GHz

Réf.	[16]	[17]	Ce travail
Puissance de sortie (mW)	10	10	10
Antenne	17dBi 30°(H) × 15°(V)	Dipôle replié 7 dBi, 60°	Patch avec éléments parasites : 10 dBi, 70°
Consommation (mW)	750	800	491.7
Technologie	GaAs pHEMT	SiGe BiCMOS	GaAs pHEMT
Modulation	ASK	QPSK	MB-OOK

V.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons analysé et proposé les topologies des différents éléments de l'émetteur MB-OOK différentiel avec la technologie 0.15 pHEMT de TriQuint. L'émetteur complet, qui débite une puissance électrique de 10 dBm, consomme une puissance de 491.7 mW, répartie sur les deux étages des sous bandes (B1 et B2) et (B3 et B4). Pour un système qui demanderait des puissances inférieures, un seul étage pourrait être utilisé.

Le chapitre suivant sera consacré à l'évaluation des performances de notre émetteur dans un environnement réel de canal de propagation. On proposera une technologie d'encapsulation du "front-end" avec l'antenne ainsi que de l'émetteur complet avec un circuit de board.

Bibliographie du Chapitre V

- [1] M. Villegas et Coll. "Radiocommunications numériques /2. Conception de circuits intégrés RF et micro-ondes", 2e édition .ISBN 978-2-10-050514-2.Dunod, Paris, 2007.
- [2] CM. Ta, E. Skafidas, RJ. Evans, "A 60 GHz CMOS transmit/receive switch," IEEE RFIC Symp. Dig., pp. 725- 728, June 2007.
- [3] M. Parlak and JF Buckwalter, "A 2.5-dB Insertion Loss, DC-60 GHz CMOS SPDT Switch in 45-nm SOI," Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS), pp. 1-4, Oct. 2011.
- [4] H. Mizutani, N. Funabashi, M. Kuzubara, and Y. Takayama, "Compact DC–60-GHz HJFET MMIC switches using ohmic electrode-sharing technology," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 46, pp. 1597–1603, Nov.1998.
- [5] J. Kim, W. Ko ,S.-H. Kim, J. Jeong, Y. Kwon, "A high-performance 40-85 GHz MMIC SPDT switch using FET-integrated transmission line structure", MWCL, IEEE ,vol 13 ,pp, 505 – 507, Dec. 2003.
- [6] K.-Y. Lin, W.-H. Tu, P.-Y. Chen, H.-Y. Chang, H. Wang, and R.-B. Wu, "Millimeter-wave MMIC passive HEMT switches using traveling-wave concept," IEEE trans. Microwave Theory and Tech., vol. 52, issue 8, Aug. 2004.
- [7] R. Abdaoui, " Architecture multi-bandes en mode impulsionnel et circuits pour des applications nomades très haut débit autour de 60 GHz". rapport de thèse, laboratoire ESYCOM , ESIEE Paris, Dec.2012.
- [8] M. Ärlelid, M. Egard, E. Lind, and L.-E. Wernersson, "Coherent V-band pulse generator for impulse radio BPSK," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 20, no. 7, pp. 414–416, Jul. 2010.
- [9] M.Arlelid, L.-E.Wernersson, M.Egard, E.Lind, "60 GHz ultra-wideband impulse radio transmitter," IEEE International Conference on Ultra-Wideband, pp. 185-188, 2009.
- [10] Y. Nakasha, Y. Kawano, T. Suzuki, T. Okhi, T. Takahashi, K. Makiyama, T. Hirose, and N. Hara, "A W-band wavelet generator using 0.13- μ m InP HEMTs for multi-gigabit communications based on ultrawideband impulse radio," Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International, pp. 109-112, June 2008.
- [11] M. Devulder, N. Deparis, I. Telliez, S. Pruvost, N. Rolland, F. Dan-neville, and PA Rolland, "60 GHz UWB transmitter for use in WLAN communication," in ISSSE Int. Signals, Syst. and Electron. Symp, Aug. 2007, pp. 371–374.

- [12] N. Deparis, C. Loyez, N. Rolland, and PA Rolland, "UWB in Millimeter Wave Band With Pulsed ILO," *IEEE Transactions on Circuits and Systems—Part II: Express Briefs*, vol. 55, no. 4, pp. 339–343, 2008.
- [13] N. Deparis, A. Siligaris, P. Vincent, and N. Rolland, "A 2 pJ/bit pulsed ILO UWB transmitter at 60 GHz in 65-nm CMOS-SOI," in *Proc. IEEE Int. Conf. Ultra-Wideband*, Vancouver, BC, Canada, Sep. 9–11, 2009, pp. 113–117.
- [14] Jae Jin Lee and Chul Soon Park, "60-GHz Gigabits-Per- Second OOK Modulator With High Output Power in 90-nm CMOS" in *IEEE Trans. On Circuits and Systems-II*, vol. 54, no. 5, pp. 249-253, May. 2011.
- [15] A. Oncu, K. Takano, and M. Fujishima, "8Gbps CMOS ASK modulator for 60GHz wireless communication", *IEEE ASSC Conf.*, pp. 125-128, Nov. 2008.
- [16] K. Maruhashi et al., "Wireless uncompressed-HDTV-signal transmission system utilizing compact 60-GHz-band transmitter and receiver," *MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, Jun. 2005.
- [17] S. K. Reynolds et al., "A silicon 60-GHz receiver and transmitter chipset for broadband communications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 12, pp. 2820–2831, December. 2006.

Chapitre VI : Performances de l'architecture MB-OOK différentielle

VI.1. Introduction

Dans le chapitre II, deux standards de canal de propagation à 60 GHz ont été analysés, le 802.15.3c et le 802.11.ad. Dans le chapitre III, une architecture MB-OOK différentielle a été proposée dans le but de réaliser un système nomade à haut débit. Le "front-end" et l'antenne de cette architecture ont été conçus dans les chapitres IV et V respectivement.

Dans ce chapitre, les performances en débit binaire de l'architecture sont évaluées en prenant en compte l'effet de l'antenne et du canal pour deux types d'antennes. Une technique d'intégration "front-end"/antenne utilisant la technologie LTCC (Low Temperature Cofired Ceramics) est ensuite proposée.

VI.2. Performance de l'architecture MB-OOK différentielle avec prise en compte de l'antenne et du canal

VI.2.1. Architecture basée sur deux antennes différentielles (AD)

L'architecture (Figure VI.1) proposée dans le chapitre III pour un système nomade étant de type impulsionnel, ses performances en termes de débit dépendent principalement de l'étalement RMS.

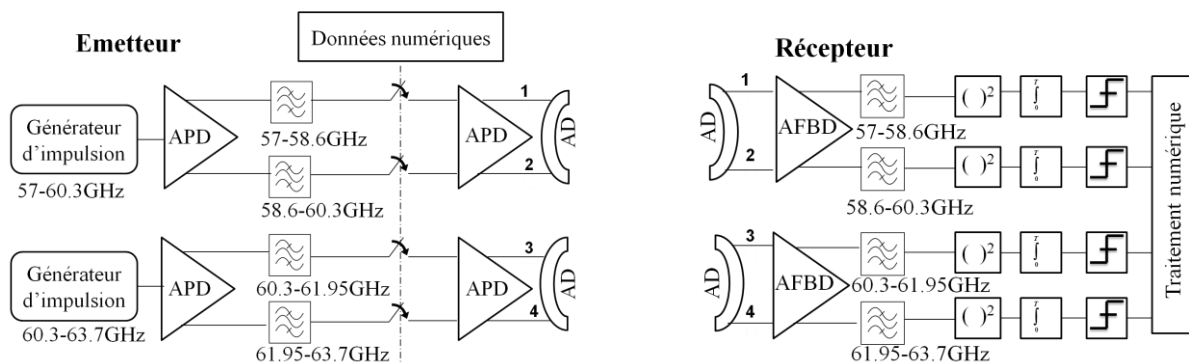


Figure VI.1. Architecture MB-OOK différentielle

a. Etalement RMS

Comme montré au chapitre II, le standard 802.11.ad [1] présente un modèle plus réaliste que le standard 802.15.3c [2]. L'algorithme de génération de la réponse impulsionnelle du canal est rappelé dans l'organigramme de la figure VI.2. Les paramètres du

modèle sont le HPBW des antennes, la distance de communication, la polarisation des antennes, le scénario de propagation. L'incorporation des antennes se fait après la génération du canal. Dans le standard, trois modèles d'antenne sont définis : antenne isotrope, réseau phasé et antenne directive orientable. Néanmoins, le standard n'est pas limité à ces modèles et d'autres types d'antennes peuvent être définis.

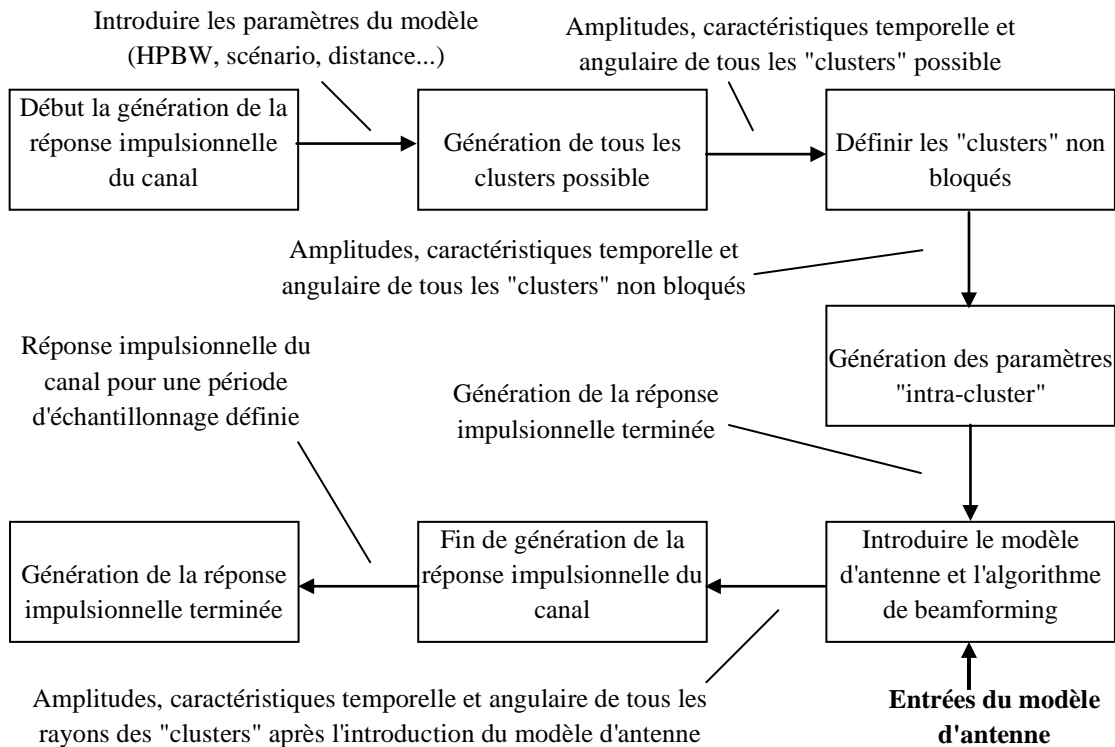


Figure VI.2. Processus de génération du canal de propagation dans le standard 802.11.ad

L'architecture différentielle du chapitre III (figure VI.1) utilise les deux AD conçus dans le chapitre IV. L'algorithme de la figure VI.2 est modifié pour incorporer ces antennes dans l'environnement de canal de propagation 802.11.ad et estimer les performances en débit de l'architecture. Les résultats de calcul de l'étalement RMS sont indiqués dans le tableau VI.1. On constate une augmentation de l'étalement RMS avec la distance liée à un effet plus important des multi-trajets. On observe que les valeurs de l'étalement RMS sont plus importantes dans un environnement "Conference room" que "Living room".

Tableau VI.1. Etalement RMS en fonction de la distance calculé après 5000 itérations

Distance (m)	1	1.5	2	4
RMS retard dans un environnement "Living room" (ns)	0.424	0.659	0.705	1.102
RMS retard dans un environnement "Conference room" (ns)	0.820	1.108	1.330	1.932

b. Performances de l'architecture MB-OOK différentielle

Le débit maximal avec l'architecture MB-OOK différentielle est inversement proportionnel à la période symbole T_r choisie de façon à éviter les interférences inter symboles en respectant la condition suivante :

$$T_r \geq T_d + T_s + 2T_f \quad (\text{VI.1})$$

T_d est l'étalement RMS du canal de propagation. T_s est la durée de l'impulsion choisie pour couvrir la bande de fréquence allouée, sa valeur étant de 303 ps pour une bande de 3.3 GHz. T_f est égale à la réponse impulsionnelle des filtres d'émetteur et du récepteur. Elle est inversement proportionnelle à la bande couverte, sa valeur étant de 625 ps pour une bande passante de 1.6 GHz.

Tableau VI.2. Débit en fonction de la distance

	Distance (m)	1	1.5	2	4
Living room	Débit (Gbps)	2.02	1.81	1.77	1.51
Conference room	Débit (Gbps)	1.69	1.5	1.39	1.15

Le débit total obtenu par les quatre sous bandes est de $4/T_r$. Le tableau VI.2 donne les valeurs obtenues dans une configuration LOS pour un environnement "Living room" et "Conference room" STA-STA. Dans un "Living room", un débit de 1.51 Gbps est obtenu pour une distance de 4m, distance moyenne entre un récepteur numérique (set-top box) transmettant de la vidéo non compressé et la télévision. Une liaison HDTV 1080i pourrait donc être assurée sachant que le débit nécessaire pour sa transmission est de 1.5 Gbps. Dans un environnement "Conference room" SPA-SPA, la liaison HDTV 1080i est garantie pour une distance de 1.5 m.

c. Etat de l'art des émetteurs/récepteurs HDTV à 60 GHz

Le tableau VI.3 compare les différentes solutions pour la transmission HDTV à 60 GHz. Les solutions étudiées dans [3, 6] ne sont pas nomades car la liaison est testée en utilisant des antennes cornets ou à travers un guide d'onde. Parmi les solutions nomades, celles réalisées en [4, 7] sont garanties via l'utilisation des antennes très directives. Au contraire, la solution de la référence [5] assure la liaison HDTV pour une distance de 2.5 m en utilisant un dipôle replié (HPBW : 60°, gain : 7 dBi). Notre solution permet d'avoir une transmission HDTV pour une distance de 4 m dans l'environnement "Living room" en utilisant une antenne patch à parasites de gain modéré et cela avec une architecture à faible consommation (pas de convertisseur).

Tableau VI.3. Etat de l'art des systèmes HDTV à 60 GHz

Réf.	[3]	[4]	[5]	[6]	[7]	Ce travail
Société	Motorola	NEC	IBM	université de Chalmers	NTU Taiwan	ESYCOM
Année	2004	2005	2006	2007	2010	2014
Application	HDTV, autres	HDTV 1080i	HDTV 1080i	HDTV, autres	-	HDTV 1080i
Modulation	OOK/ ASK	ASK	QPSK	ASK	OOK	MB-OOK
Débit (Gbps)	3	1.047	1.485	1.5	1.5	1.5
Distance (m)	10	7	2.5	10	0.38	4
Puissance de sortie (dBm)	10	10	10	5.6	7.6	10
CAN / CNA	Non	Non	Oui	Non	Non	Non
Antenne	-Antenne cornet - 23.5 dBi	- Planaire: 17 dBi -30°(H) × 15°(V), deux récepteurs	- Dipôle replié - 7 dBi, - 60°	TX-RX connecté via un atténuateur variable	- Réseau de patch de 4×3 -16dBi, 22°(H) 22°(V)	- patch avec Parasites -10dBi, 70°
Nomade	Non	Oui	Oui	Non	Oui	Oui

VI.2.2. Architecture basée sur l'antenne patch à quatre portes avec une alimentation différentielle (AP4P-AD)

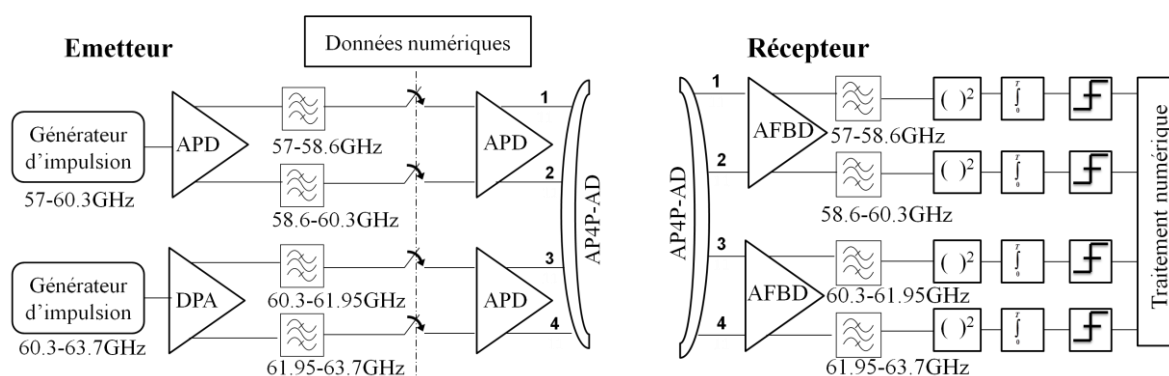


Figure VI.3. Architecture MB-OOK différentielle utilisant un AP4P-AD

L'architecture basée sur l'AP4P-AD (figure VI.3) a été proposée dans le chapitre IV dans le but d'avoir un système très compact.

a. Étalement RMS

En incorporant l'AP4P-AD dans l'algorithme de la figure VI.2 pour calculer l'étalement RMS, on trouve les résultats indiqués dans le tableau VI.4. On observe des valeurs l'étalement RMS plus importantes que celles de l'architecture basée sur les ADs. Cela est du au diagramme de rayonnement plus large de l'AP4P-AD. Il en résulte un nombre plus

important de trajets significatifs (figure VI.4) avec un effet de multi-trajets malgré la configuration LOS du canal de propagation.

Tableau VI.4. Etalement RMS en fonction de la distance calculé après 5000 itérations

Distance (m)	0.5	1	2	3
Etalement RMS dans un environnement "Living room" (ns)	0.8	1.424	2.378	3.089
Etalement RMS dans un environnement "Conference room" STA-STA (ns)	1.2	2.088	3.193	3.895

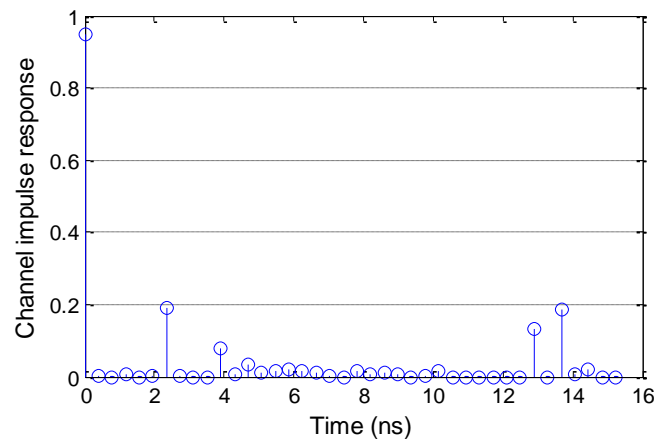


Figure VI.4. Réponse impulsionnelle du canal dans un environnement "Living room" pour une distance de 3 m

b. Performances de l'architecture

Les débits de l'architecture sont calculés en utilisant l'équation 5.1. Les résultats en fonction de la distance sont indiqués dans le tableau VI.5.

Tableau VI.5. Débit en fonction de la distance

	Distance (m)	0.5	1	2	3
Living room	Débit (Gbps)	2.33	1.96	1.21	1
Conference room	Débit (Gbps)	1.89	1.33	0.97	0.83

Un débit supérieur à 1 Gbps est obtenu pour une distance de 3 m dans un environnement "Living room" et cela malgré les caractéristiques de rayonnement de la AP4P-AD. Le même débit est assuré pratiquement à 2 m dans une "Conference room". En comparant avec l'architecture à deux antennes différentielles de la figure VI.2, on constate une dégradation du débit due aux caractéristiques de rayonnement d'antenne, mais la compacité est nettement améliorée.

VI.3. Assemblage "front-end"/antenne

VI.3.1. Synthèse des techniques d'assemblage à 60 GHz

a. Câblage par fil (wire bonding)

Cette technique permet la connexion à faible coût d'éléments passifs aux chips. Elle est utilisée pour les connexions DC et faible fréquence, généralement en dessous du GHz. Dans les références [8-9], le câblage par fil est utilisé pour assembler un chip à 60 GHz et une antenne. Dans [8], les connexions sont fiables pour les pads d'alimentation et les pads basse fréquence (figure VI.5a). En revanche, des "Dummy pad" sont utilisées pour corriger les pertes de désadaptation induites par les fils dans les connexions entre l'antenne et les lignes à 60 GHz. Dans [9], des pertes de désadaptation de 1.5 dB sont occasionnées par les inductances des fils dont la valeur est de 100 pH à 60 GHz (figure VI.5b).

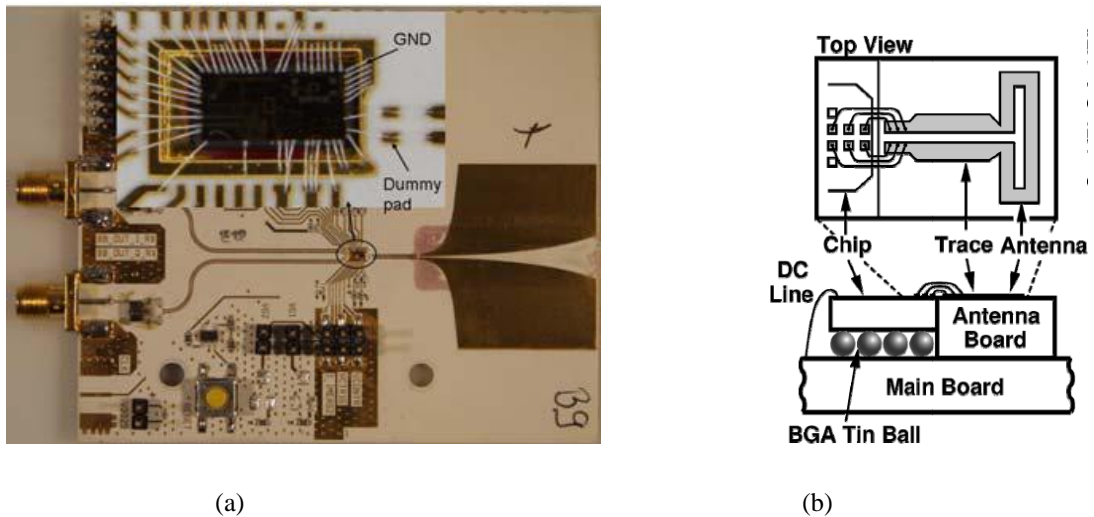
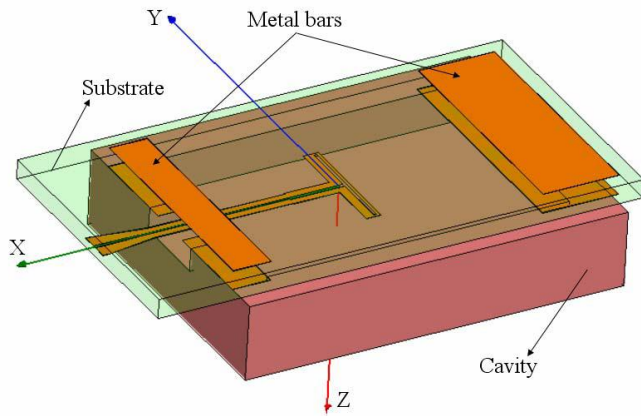


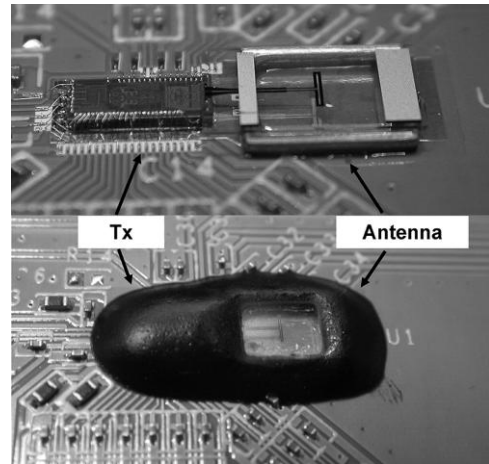
Figure VI.5. Exemple de circuits assemblés par câblage à fil à 60 GHz

b. Assemblage par flip-chip

Cet assemblage consiste à retourner la puce avec la face active du circuit directement en regard du substrat assurant la liaison vers l'extérieur. La longueur de liaison est ainsi diminuée par rapport à la technologie "wire bonding". Il en résulte de meilleures performances de désadaptation et de pertes de puissance donc la possibilité de travailler avec des fréquences supérieures. Dans la référence [10], une antenne à 60 GHz, de type "Cavity-backed Folded Dipole Superstrate", est connectée avec une puce par "flip chip" (figure IV.6b). Pour une meilleure connexion, l'antenne est déposée sur un support (figure VI.6a).



(a)

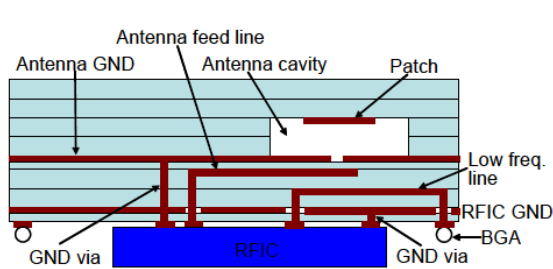


(b)

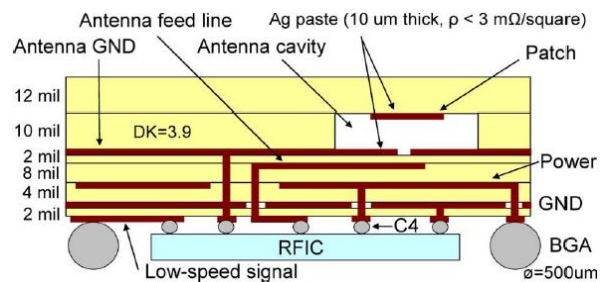
Figure VI.6. Exemple d'assemblage par flip chip à 60 GHz

c. LTCC

Ce matériau est obtenu par agglomération de poudre de céramique dans une matrice de verre à des températures inférieures à 850 degrés. Entre les différentes couches, il est possible de graver un métal. Cette technologie permet une grande souplesse dans la réalisation des structures d'encapsulation et des lignes (microruban, coplanaire, triplaque, guide d'onde). Dans la littérature d'assemblage à 60 GHz, plusieurs puces ont été connectées avec des antennes en utilisant la technologie LTCC [11-15]. Dans [11-12], le patch est connecté au chip par couplage à travers une fente comme il est montré dans la figure VI.7.



(a)



(b)

Figure VI.7. Exemple d'assemblage par LTCC à 60 GHz (a) référence [11] (b) référence [12]

d. Matrice de billes (Ball Grid Array ou BGA)

La BGA est un type de boîtier de circuit intégré, destiné à être soudé sur un circuit imprimé (PCB ou Printed Circuit Board). Elle permet pour une même taille de boîtier de placer un plus grand nombre d'entrées/sorties. Dans la figure VI.8, des BGA ont été utilisés pour connecter le circuit MMIC au PCB.

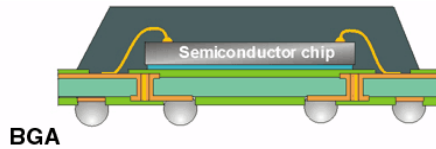


Figure VI.6. Assemblage par BGA

VI.3.2. Assemblage du "front-end"/antenne en utilisant la technologie LTCC

Pour assembler le circuit "front-end" avec l'antenne différentielle, la technologie LTCC a été retenue pour sa flexibilité de connexion des antennes patches aux circuits MMIC, son faible coût et son aptitude à assurer une excitation différentielle équilibrée. D'autre part, les substrats utilisés permettent d'avoir à la fois des antennes à haute efficacité et à pertes de connexion réduites.

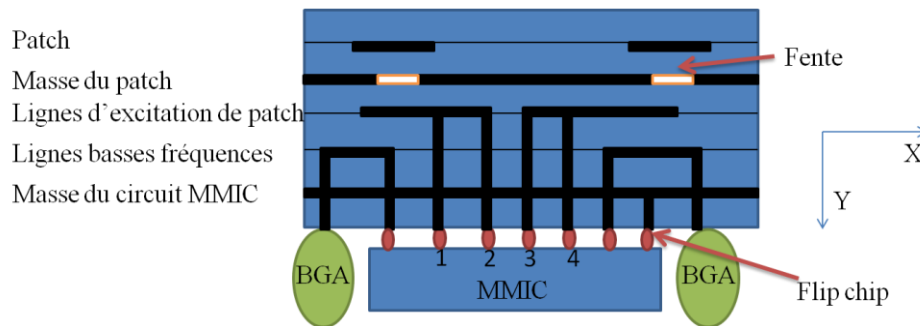


Figure VI.7. Assemblage "front-end"/antenne

On va présenter ci-après les caractéristiques de la structure envisagée : La structure LTCC possèdera sept couches diélectriques séparées par cinq plans métalliques pour assurer l'assemblage (figure VI.9). Le circuit "front-end" sera déposé sur LTCC via des flip-chips, et l'ensemble du circuit LTCC sur le PCB via des BGAs. En partant du bas, les plans de métallisation assureront les rôles suivants: plan de masse du circuit MMIC, plan de transmission des lignes de tension basse fréquence (incluant les lignes de polarisation), plan des lignes d'excitation d'antennes, plan contenant la masse du patch, plan du patch.

- Pour exciter deux patches (qui travaillent dans les bandes (B1, B2) et (B3, B4) successivement) en différentiel, les lignes d'excitation des antennes et les fentes devront réaliser la configuration de la figure VI.10, sachant que $L1=L2$.

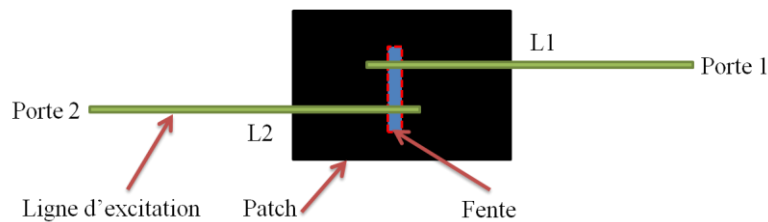


Figure VI.8. Antenne patch à alimentation différentielle

- Pour avoir un signal émis à polarisation circulaire avec des patchs excités en mode différentiel, les lignes d'excitations, les fentes et le patch devront réaliser la configuration de la figure VI.11, avec : $(L1-L2).\beta=\pi/2$ où β est la constante de propagation dans le milieu.

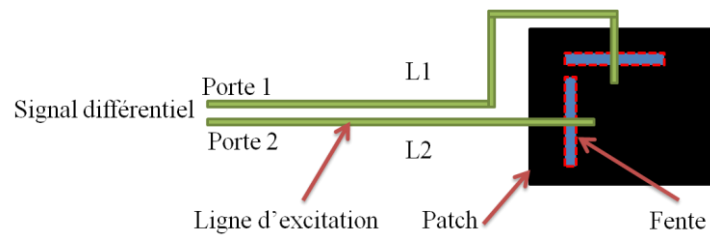


Figure VI.9. Patch à polarisation circulaire avec une excitation différentielle

- Pour exciter un patch à quatre ports avec une alimentation différentielle, les lignes d'excitation, le patch, et les fentes devront réaliser la configuration de la figure VI.12, et cela pour des longueurs identiques des lignes d'excitation.

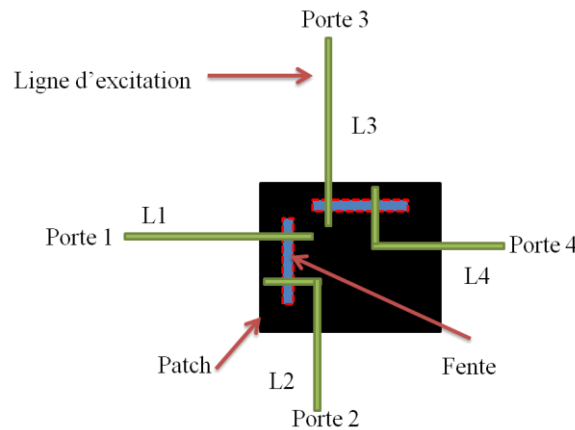


Figure VI.10. Antenne patch à quatre ports avec une alimentation différentielle

VI.4. Conclusion

Dans ce chapitre, les performances en débit de notre émetteur MB-OOK différentiel ont été évaluées en prenant en compte l'effet du canal et de l'antenne. Dans un environnement "Living room", un débit de 1.5 Gbps a été démontré pour une distance de 4 m en utilisant des antennes différentielles. En outre, l'architecture permet un débit réduit à 1 Gbps pour une distance de 3 m avec une antenne différentielle à quatre ports, mais avec une compacité nettement meilleure.

Pour l'assemblage "front-end"/antenne, la technologie LTCC sera choisie en raison des avantages qu'elle procure à 60 GHz : prix, flexibilité à implanter différentes antennes, capacité d'intégrer plusieurs chipsets et plusieurs chemins d'excitation d'antennes, meilleure efficacité d'antennes que les antennes on-chip.

Bibliographie du Chapitre VI

- [1] IEEE 802.11 TASK GROUP AD, http://www.ieee802.org/11/Reports/tgad_update.htm
- [2] 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.
- [3] B. Bosco, S. Franson, R. Emrick, S. Rockwell, J. Holmes, "A 60 GHz Transceiver with Multi-Gigabit Data Rate Capability", IEEE RAWCON, 2004.
- [4] K. Maruhashi et al., "Wireless uncompressed-HDTV-signal transmission system utilizing compact 60-GHz-band transmitter and receiver," MTT-S Int. Microwave Symp. Digest, Jun. 2005.
- [5] S. K. Reynolds et al., "A silicon 60-GHz receiver and transmitter chipset for broadband communications," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 41, no. 12, pp. 2820–2831, December. 2006.
- [6] S. E. Gunnarsson et al., "60 GHz single-chip front-end MMICs and systems for multi-Gb/s wireless communication," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 42, no. 5, pp. 1143–1157, May. 2007.
- [7] J. Lee, Y. Chen, and Y. Huang, "A low-power low-cost fully-integrated 60-GHz transceiver system with OOK modulation and on-board antenna assembly," IEEE J. Solid State Circuits, vol. 45, no. 2, pp.264-275, Feb. 2010.
- [8] Yaoming Sun, K. Schmalz, S. Glisic, Ruoyu Wang, and J. C. Scheytt, "An integrated differential 60 GHz sliding – IF receiver in SiGe BiCOMS," ICCRD, Shanghai, China, vol. 03, pp. 297-300, March, 2011.
- [9] 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.
- [10] Scott K.Reynolds , Brian A.Floyd, Ullrich R.Pfeiffer, Troy Beukema , Janusz Grzyb , Chuck Haymes , Brian Gaucher ,Me Mehmet Soyuer, "A Silicon 60-GHz Receiver and Transmitter Chipset for Broadband Communications", IEEE Journal of Solid-State Circuits,2006.
- [11] Kam DG, Liu DX, "LTCC packages with embedded phased-array antennas for 60 GHz communications." IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2011; 21:142–4.

- [12] D. Liu, H. Chen, and B. Floyd, "An LTCC superstrate patch antenna for 60 GHz package applications," in *IEEE APS/URSI Tech. Dig.*, Jul. 2010.
- [13] AEI Lamminen, J. Säily, AR Vimpari, "60 GHz patch antennas and arrays on LTCC. With embedded-cavity substrates," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 56, no. 9, pp. 2865-2874, September 2008.
- [14] Brebels SS. Compact LTCC antenna package for 60 GHz wireless transmission of uncompressed video. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, July 1–4; 2011.
- [15] Heyen J, Kerksenbrock V. Novel LTCC/BGA modules for highly integrated millimeter-wave transceivers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2003;51:2589–96.

Conclusion générale et perspectives

Ce travail de thèse a traité de la conception conjointe "front-end" antenne pour des applications nomades à 60 GHz. Pour ces applications, un haut débit de l'ordre du Gbps, une grande compacité et une faible consommation étaient requis. Le circuit destiné à fonctionner dans des environnements "indoor" travaillait dans la bande de fréquences comprise entre 57 et 64 GHz.

Dans un premier temps, on a évalué les caractéristiques et les avantages de la bande autour de 60 GHz. Puis on a étudié la réglementation en vigueur pour cette bande en décrivant les spécifications techniques autorisées par les comités de réglementation à travers le monde.

Dans le deuxième chapitre, nous avons étudié les normes du canal de propagation à 60 GHz. La modélisation de sa réponse impulsionnelle est basée sur le modèle de triple S. Il est formé à partir de la combinaison du modèle de Saleh-Valenzuela étendu et d'une composante LOS. La composante LOS existe généralement dans les communications à 60 GHz où le gain d'antenne est élevé et les composantes multi-trajets sont très affaiblies. On a examiné ensuite les paramètres de dispersion temporelle de quelques environnements de la norme 802.11.ad. Enfin, nous avons évalué le débit théorique d'une architecture impulsionnelle mono-bande classique, prometteuse pour les applications nomades. Néanmoins, les résultats ont montré une limitation de débit si l'angle d'ouverture des antennes est trop important. Pour faciliter l'intégration des éléments rayonnants avec l'architecture de communication et leur encombrement, nous nous sommes orientés vers l'étude d'antennes à gain modéré sur une technologie planaire. L'objectif étant de proposer une architecture adaptée au cahier des charges.

Dans le troisième chapitre, l'architecture MB-OOK proposée dans la thèse de R. Abdaoui est d'abord présentée. Cette architecture est composée de quatre sous bandes ayant la même bande relative et occupant la bande 57-63.7 GHz. L'architecture présente des débits importants ajustables en fonction du nombre de sous bandes utilisées. Néanmoins, l'existence de combineurs est un handicap pour un système nomade. On a donc proposé de remplacer l'antenne, le combineur et les quatre amplificateurs par deux amplificateurs différentiels cascades avec deux antennes différentielles travaillant respectivement dans les bandes 57-60.3 GHz et 60.3-63.7 GHz. Pour remédier au problème de réalisation d'un générateur capable de produire des impulsions très courtes dans la bande 57.05-63.7 GHz, nous avons remplacé le générateur en cascade avec le diviseur de puissance par deux générateurs d'impulsions. Chaque générateur est suivi d'un amplificateur différentiel. Une première étude l'architecture complète a mis en évidence des résultats prometteurs. Les avantages potentiels de cette architecture sont des performances importantes en termes de haut débit associées à une faible consommation. De plus, cette architecture reste simple et compacte.

Dans le quatrième chapitre consacré à l'antenne différentielle, on a tout d'abord examiné le choix du substrat diélectrique pour éviter toute propagation des modes parasites dans les lignes d'alimentation. Le fonctionnement de ces antennes a été analysé en suivant une décomposition en modes pair et impair. On a présenté ensuite les résultats de simulation des deux antennes différentielles de type patch avec parasites couplés excitées par ligne microruban. Ces antennes couvrant respectivement les bandes 57-60.3 GHz et 60.3-63.7 GHz présentent un gain de 10 dBi associé à des angles d'ouverture de l'ordre de 70° dans les deux plans. Néanmoins, les deux antennes gravées sur le même substrat occupant une surface importante ($20 \times 10 \text{ mm}^2$), elles sont difficilement intégrables dans un système nomade. Pour améliorer l'intégration des éléments rayonnants, nous avons proposé une antenne patch, à 4 ports, excitée par couplage à fente. Cette antenne offre des caractéristiques de rayonnement proches des deux antennes patch différentielles distinctes mais sur une surface réduite à $5 \times 5 \text{ mm}^2$.

Pour augmenter le gain d'antenne et satisfaire la demande des systèmes à 60 GHz, plusieurs solutions ont été envisagées. Les réseaux d'antennes présentant des pertes importantes dans le réseau d'alimentation, nous nous sommes dirigés vers une solution à base d'un métamatériau. Nous avons proposé un dispositif antennaire associant un élément rayonnant de type patch au dessus duquel nous avons positionné un substrat à base de métamatériau. Cet élément présente une impédance adaptée à l'air et permet de focaliser le rayonnement de l'antenne avec un indice de réfraction positif proche de zéro. Il s'agit de deux surfaces périodiques en regard, gravées respectivement sur chacune des faces du diélectrique. L'optimisation du gain d'antenne en fonction du nombre de motifs de la grille a conduit à retenir une solution composée de 7×7 motifs occupant une surface de $12.5 \times 12.5 \text{ mm}^2$. Par rapport à l'antenne patch seul, on a observé une amélioration du gain de 5.15 dB avec des angles d'ouvertures de 44° (plan E) et de 34° (plan H). Enfin, une méthode de mesure a été développée pour évaluer la pertinence des résultats de simulation. Elle est basée sur l'utilisation d'une transition guide d'onde WR-15 ligne microruban pour mesurer l'antenne à l'aide de l'analyseur de réseau.

Consacré à l'étude technologique de l'architecture, le chapitre V a privilégié la technologie TriQuint TPQ15 pour laquelle les différents éléments de l'émetteur MB-OOK différentiel ont été conçus. Alors que les amplificateurs différentiels classiques utilisent une source de courant positionnée entre la source des deux transistors et la base, l'architecture de notre amplificateur différentiel est basée sur une masse virtuelle dans les quadripôles d'adaptations d'entrée et de sortie. Les résultats de simulation montrent que l'émetteur complet est capable d'émettre une puissance électrique de 10 dBm et consomme une puissance de 491.7 mW, répartie sur les deux étages des différentes sous bandes. Pour un système qui demanderait des puissances inférieures, un seul étage pourrait être envisagé.

Dans le dernier chapitre, le débit de l'architecture MB-OOK différentiel proposée a été évalué en tenant en compte de l'effet du canal et des antennes. Dans un environnement "Living room", un débit de 1.5 Gbps est obtenu pour une distance de 4 m en

utilisant des antennes différentielles. Pour réduire l'encombrement, l'utilisation de l'antenne différentielle à quatre ports conduit à un débit de 1 Gbps pour une distance de 3 m. Pour l'assemblage "front-end"/antenne, la technologie LTCC est suggérée pour des questions de coût, de flexibilité pour implanter les différents types d'antennes, d'efficacité supérieure à celles des antennes on-chip. La possibilité d'intégration de plusieurs chipsets et de plusieurs chemins d'excitation d'antennes est un autre avantage.

En perspective, les principaux points envisageables pour la suite de ce travail sont :

- Concevoir et réaliser des antennes à polarisation circulaire pour améliorer le débit et la flexibilité de fonctionnement du système ;
- Optimiser encore les éléments du circuit "front-end" pour atteindre des meilleures performances en termes de compacité, débit et puissance consommée;
- Réaliser et tester tous les éléments d'émetteur et du récepteur séparément et fusionner l'ensemble sur la même puce ;
- Utiliser la technologie LTCC pour implanter les antennes et concevoir leur connexion avec le circuit "front-end" et plus globalement sur l'ensemble du circuit ;
- Implanter la partie numérique, à base de circuits FPGA, pour la commande des commutateurs et des générateurs d'impulsions.

Publications scientifiques

Y.B. Ouattara, **C. Hamouda**, B. Poussot, J.M. Laheurte "Compact diversity antenna for UHF RFID readers", Electronics Letters, vol. 48, PP. 975-977, Aug. 2, 2012.

C. Hamouda, R.Abdou, M. Villegas, L. Corio, B. Poussot et J.M. Laheurte "A Differential printed antenna design for multiband Impulse Radio transmitter at 60 GHz", IEEE IWS conference, Beijing, April. 2013.

C. Hamouda, R.Abdou, M. Villegas, L. Corio, B. Poussot et J.M. Laheurte "Amplificateur différentiel à 60 GHz pour utilisation dans une architecture impulsionsnelle MB-OOK", conférence JNM, Paris, Mai. 2013.

N. Hamouda, K.Hemsas, H. Benalla, **C. Hamouda**, S.Dehimi "Etude Comparative Entre Trois Techniques de Filtrage Actif Parallèle Sélectif", CIMGLE conference, Paris, Nov. 2013.

C. Hamouda, J.M. Laheurte, M. Villegas et B. Poussot "A Differentially-Fed Four-Port Printed Antenna for High Throughput Transmitters at 60 GHz", IEEE EUCAP conference, Hague, April. 2014.

C. Hamouda, J.M. Laheurte, M. Villegas et B. Poussot " Channel and Antenna Effects on the Performances of a 60 GHz UWB Impulse Transceiver", APMC conference, Sendai, Nov. 2014.

C. Hamouda, J.M. Laheurte, B. Poussot, M. Villegas "*Differential architecture of a multiband impulse nomadic transceiver for UWB wireless transmissions at 60 GHz* ", Electronics Letters, (soumis).

C. Hamouda, B. Poussot, M. Villegas et J.M. Laheurte "*Performances d'une Architecture UWB Impulsionnelle à 60 GHz incluant l'Influence de l'Antenne et du Canal de Propagation*", conférence JNM, Bordeaux, Juin. 2015 (soumis).

M. Villegas, J.M. Laheurte, **C. Hamouda**, B. Poussot et R.Abdou "*Architecture multibandes en mode impulsionsnel pour communications nomades haut débit autour de 60 GHz* ", GDR ondes, Télécom ParisTech, décembre. 2014.

H. Zemmour, G. Baudoin, A. Diet, **C. Hamouda** "A Impact of Soil on UWB Buried Antenna and communication link in IR-UWB WUSN applications ", IEEE EuMW conference, Paris, September. 2015 (soumis).

C. Hamouda, J.M. Laheurte, B. Poussot, M. Villegas " *A Method for Measuring the Apparent Reflection Coefficient of Differential Patch Antenna at 60 GHz* ", Electronics Letters, (soumis).

Annexe A

Description des environnements de propagation de la norme 802.11.ad

Dans cette section, on décrit les différents environnements du canal de propagation de la norme 802.11.ad. Pour chaque environnement, on définit les conditions de propagation, le type de trajet et le modèle de tracé de rayon [13].

A.1. Environnement "Conference room"

Le modèle de canal de propagation de l'environnement "Conference room" a été développé dans trois salles ayant une surface de 3m×4.5m et une hauteur de 3m. Toutes les salles contiennent au milieu une table entourée par des chaises. La capacité de la salle est de 8 à 10 personnes. Le mur contenant les fenêtres est constitué de béton dont la surface est 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. Dans cet environnement, les réflexions au sol ne sont pas prises en compte, comme elles sont masquées par la table, les réflexions de la table sont ainsi supposées négligeables. Par contre, l'effet de blocage induit par les mouvements des personnes peut influencer la réponse impulsionnelle du canal.

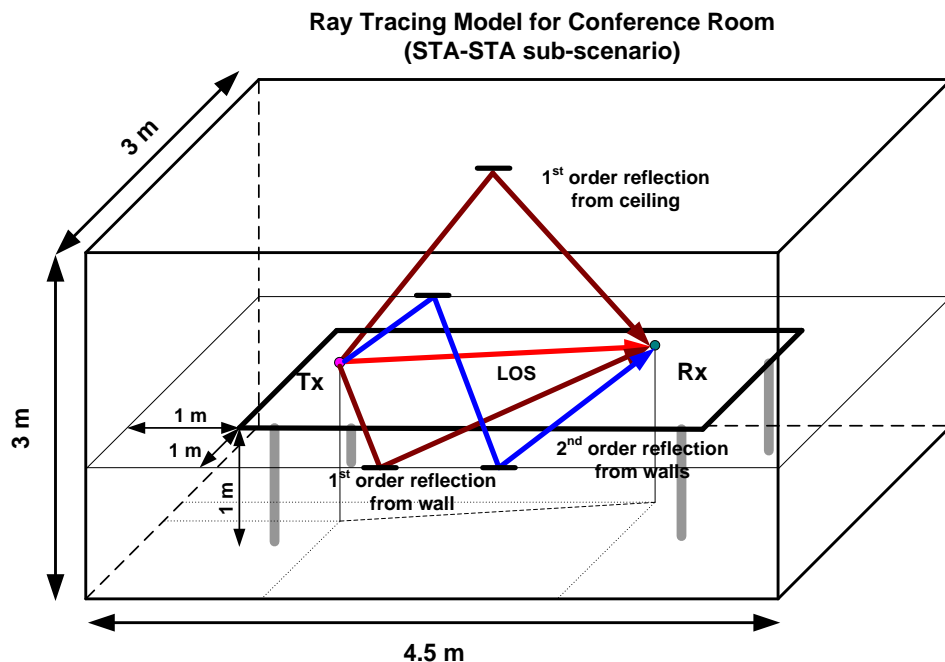


Figure A.1. Modèle de tracé de rayon d'un environnement "Conference room" à scénario STA-STA

Dans une configuration STA-STA (figure A.1), l'émetteur et le récepteur ont des positions aléatoires, suivant une loi uniforme, sur la surface d'une table ayant une hauteur de 1 m et une surface 2.5m×1m. Pour les multi-trajets, en plus du trajet direct, les réflexions prises en compte sont les réflexions de premier et deuxième ordre provenant des murs, premier ordre provenant du plafond, et deuxième ordre provenant des murs et plafond (parlet-on d'ordre de réflexion). Dans une configuration STA-AP (figure A.2), le STA (récepteur) a la même position et loi de distribution que les STA du scénario STA-STA, et l'AP (émetteur) est accroché à un point fixe au plafond à une hauteur de 2.9 m (pas claire). La distance de communication peut varier de 2 à 3 m. Pour les multi-trajets, seules les réflexions du premier et deuxième ordre provenant des murs sont prises en compte en plus du trajet direct.

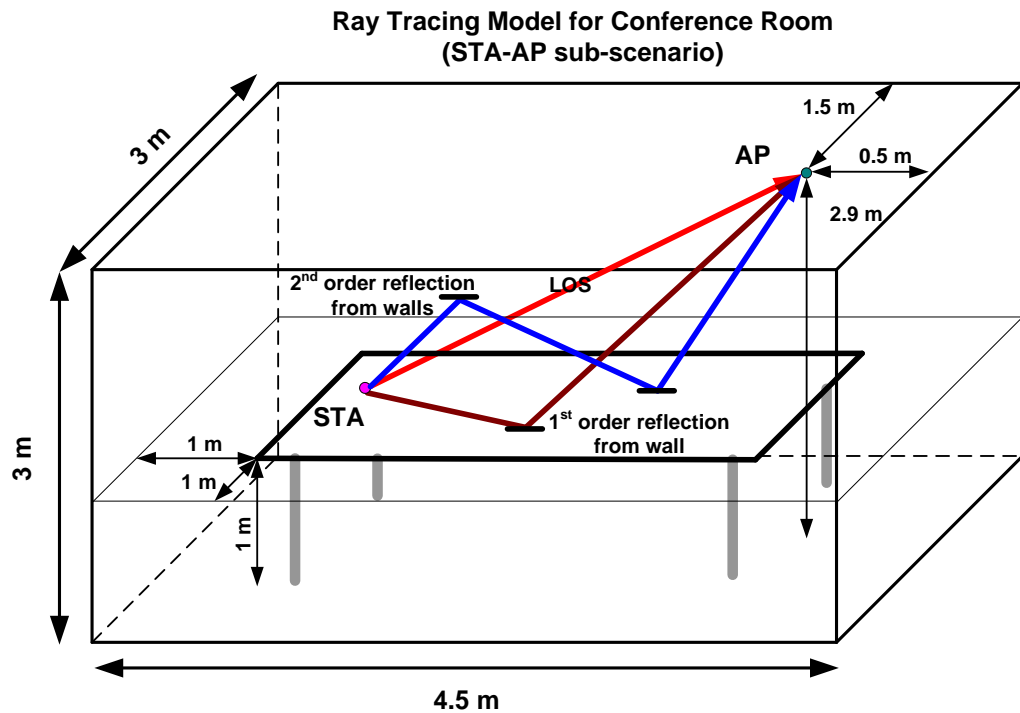


Figure A.2. Modèle de tracé de rayon de l'environnement "Conference room" à scénario STA-STA

Tableau A.1. Probabilité de blocage dans un environnement "Conference room"

Type de clusters	Probabilité de blocage des clusters dans le scénario STA-STA	Probabilité de blocage des clusters dans le scénario STA-AP
Trajet LOS	0 ou 1	0 ou 1
Réflexion de premier ordre par les murs	0.24	0.126
Réflexion de deuxième ordre par les murs	0	0
Réflexion de premier ordre par les plafonds	0.037	0
Réflexion de deuxième ordre par les murs et le plafond	P=0.175 (paramètre de la distribution binomial)	P=0.07 (paramètre de la distribution binomial)

Tableau A.2. Nombre et distribution des temps d'arrivée des clusters dans un environnement de "Conference room" STA-STA

Type de clusters	Nombre de clusters dans le scénario STA-STA	Distribution des temps d'arrivée des clusters
Trajet LOS	1	-
Réflexion de premier ordre par les murs	4	$W_i(t) = \begin{cases} 0, & t < 4 \\ 0.0577t - 0.2307, & 4 \leq t < 7 \\ -0.0307t + 0.3882, & 7 \leq t < 11 \\ -0.0042t + 0.0958, & 11 \leq t < 23 \\ 0, & t \geq 23 \end{cases}$
Réflexion de deuxième ordre par les murs	8	$W_i(t) = \begin{cases} 0, & t < 10 \\ 0.08, & 10 \leq t < 20 \\ 0.02, & 20 \leq t < 30 \\ 0, & t \geq 30 \end{cases}$
Réflexion de premier ordre par les plafonds	1	$W_i(t) = \begin{cases} 0, & t < 7 \\ 0.0677t - 0.4741, & 7 \leq t < 11 \\ -0.0797t + 1.1473, & 11 \leq t < 14.4 \\ 0, & t \geq 14.4 \end{cases}$
Réflexion de deuxième ordre par les murs et le plafond	4	$W_i(t) = \begin{cases} 0, & t < 10.5 \\ 0.0551t - 0.5790, & 10.5 \leq t < 14 \\ -0.0358t + 0.6935, & 14 \leq t < 18 \\ -0.0071t + 0.1786, & 18 \leq t < 25 \\ 0, & t \geq 25 \end{cases}$

A. 2. Environnement "Living room"

L'environnement "Living room" est une salle de la vie quotidienne de surface 7m×7m et de hauteur de 3m. Elle comporte au milieu une table entourée par deux canapés et un fauteuil. Un des murs extérieurs présente deux fenêtres avec un meuble à mi-distance. Sur la figure 2.5, l'émetteur peut être placé dans la zone rectangulaire hachée de dimension 4m×7 m à une hauteur de 1.5 m. Quant au récepteur, il se positionne au centre du mur à une hauteur égale à celle d'émetteur. La distance moyenne entre l'émetteur et le récepteur est de 4 m. Les réflexions considérées (figure A.3) sont les réflexions du premier et deuxième ordre sur les murs, le sol et le plafond. Les autres réflexions provenant des autres objets (table, canapés) et la propagation due à la diffraction ne sont pas considérées. Aussi, l'effet de blocage par les meubles ou les personnes en mouvement ou statique dans l'environnement peut impacter la réponse impulsionnelle du canal.

Tableau A.3. Nombre et distribution des temps d'arrivée des clusters dans un environnement "Conference room" STA-STA

Type de clusters	Nombre de clusters dans le scénario STA-AP	Distribution des temps d'arrivée des clusters
Trajet LOS	1	-
Réflexion de premier ordre par les murs	4	$W_i(t) = \begin{cases} 0, & t < 1 \\ 0.0977t - 0.0983, & 1 \leq t < 3 \\ -0.0133t + 0.2370, & 3 \leq t < 5 \\ -0.0760t + 0.5507, & 5 \leq t < 7 \\ 0.0003t + 0.0162, & 7 \leq t < 18 \\ 0.0110t + 0.2237, & 18 \leq t < 20 \\ 0, & t \geq 20 \end{cases}$
Réflexion de deuxième ordre par les murs	8	$W_i(t) = \begin{cases} 0, & t < 1 \\ 0.0535t - 0.2170, & 4 \leq t < 6 \\ -0.0527t + 0.4247, & 6 \leq t < 8 \\ 0.0194t - 0.1520, & 8 \leq t < 13 \\ -0.0225t + 0.3921, & 13 \leq t < 16 \\ 0.0003t + 0.0271, & 16 \leq t < 20 \\ -0.0113t + 0.2600, & 20 \leq t < 23 \\ 0, & 23 \leq t < 25 \\ 0.0200t - 0.5005, & 25 \leq t < 28 \\ -0.0300t + 0.9009, & 28 \leq t < 30 \\ 0, & t \geq 30 \end{cases}$

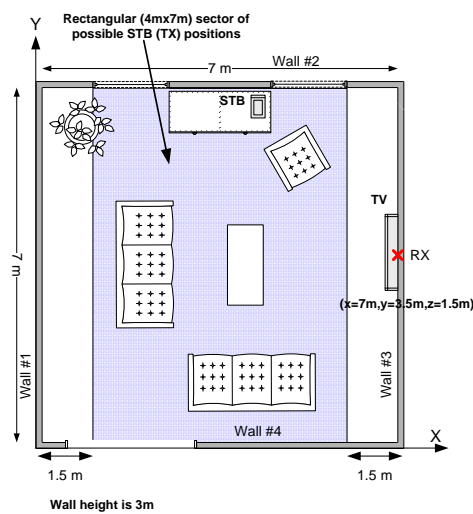


Figure A.3. Environnement "Living room" du standard 802.11.ad

Tableau A.4. Nombre et distribution des temps d'arrivée des clusters dans un environnement "Living room"

Type de clusters	Nombre de clusters	Distribution des temps d'arrivée des clusters
Trajet LOS	1	-
Réflexion de premier ordre par les murs	3	$W_i(t) = \begin{cases} 2/89, & t < 9 \\ 4/89, & 9 \leq t < 23 \\ 1/89, & 23 \leq t < 38 \\ 0, & t \geq 38 \end{cases}$
Réflexion de premier ordre par le plafond et le sol	2	$W_i(t) = \begin{cases} 0, & t < 1 \\ 0.1667t - 0.1667, & 1 \leq t < 3 \\ -0.0833t + 0.5833, & 3 \leq t < 7 \\ 0, & t \geq 7 \end{cases}$
Réflexion de deuxième ordre par les murs	5	$W_i(t) = \begin{cases} 0, & t < 9 \\ 1/114, & 9 \leq t < 23 \\ 4/114, & 23 \leq t < 48 \\ 0, & t \geq 48 \end{cases}$
Réflexion de deuxième ordre par le sol et le plafond	2	$W_i(t) = \begin{cases} 0, & t < 7 \\ 1/9, & 7 \leq t < 16 \\ 0, & t \geq 16 \end{cases}$
Réflexion de deuxième ordre par : les murs et le plafond, les murs et le sol	6	$W_i(t) = \begin{cases} 0, & t < 2 \\ 2/89, & 2 \leq t < 10 \\ 4/89, & 10 \leq t < 25 \\ 1/98, & 25 \leq t < 38 \\ 0, & t \geq 38 \end{cases}$

Tableau A.5. Probabilité de blocage dans un environnement "Living room"

Type de clusters	Probabilité de blocage des clusters
Trajet LOS	0 ou 1
Réflexion de premier ordre par les murs	0.4
Réflexion de premier ordre par le plafond	0
Réflexion de premier ordre par le sol	0.7
Réflexion de deuxième ordre par les murs	0.8
Réflexion de deuxième ordre par le sol et le plafond	0.8
Réflexion de deuxième ordre par les murs et le plafond	0.3
Réflexion de deuxième ordre par les murs et le sol	0.7

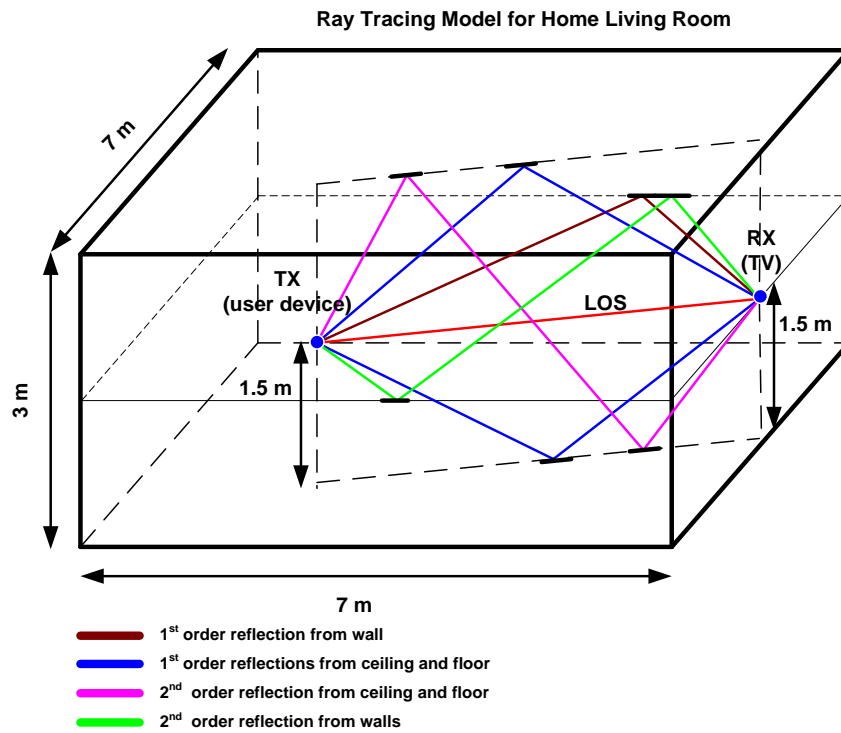


Figure A.4. Modèle de tracé des rayons utilisé dans l'environnement "Living room"

A. 3. Environnement "Entreprise Cubicle"

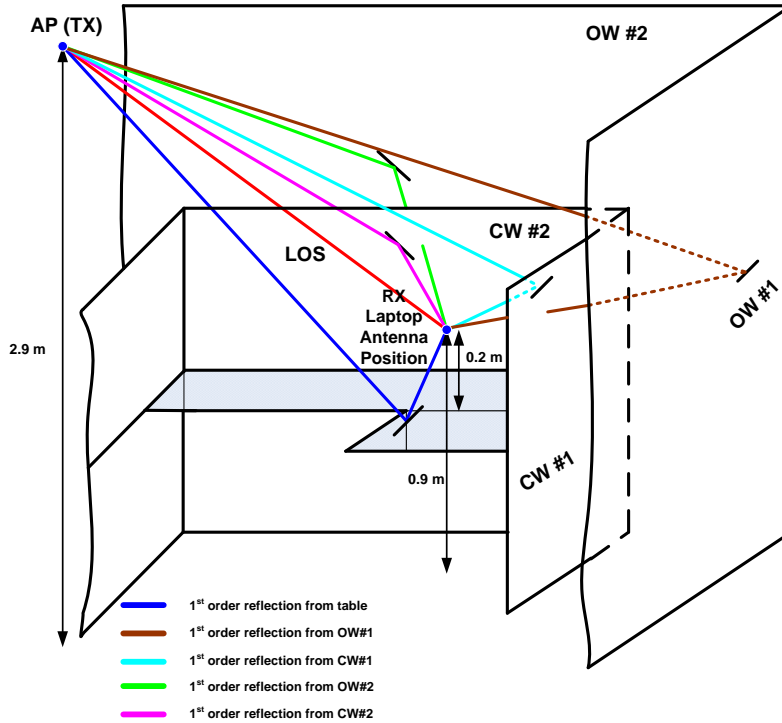


Figure A.5. Modèle de tracé des rayons utilisé dans l'environnement "Entreprise cubicle"

L'environnement "Entreprise cubicle" est une grande pièce présentant une dimension de 25m×25m×3m, elle est divisée en huit sous cubes de dimension 1.8m×2.5m×1.5m. Pour une bonne couverture, l'émetteur (AP) est accroché au plafond au milieu des huit cubes à une hauteur de 2.9m (figure A.6). Le récepteur, souvent un ordinateur portable (utilisé pour les applications de transfert local des fichiers et la navigation Web), est généralement placé sur une table de hauteur 0.7m dans chaque cube. Pour les cubes proches de l'AP, les réflexions considérées sont celles du 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 censé 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 également. Aussi, cette configuration des cubes permet à plusieurs cubes, suffisamment éloignés, d'utiliser la même bande de fréquence (figure A.5).

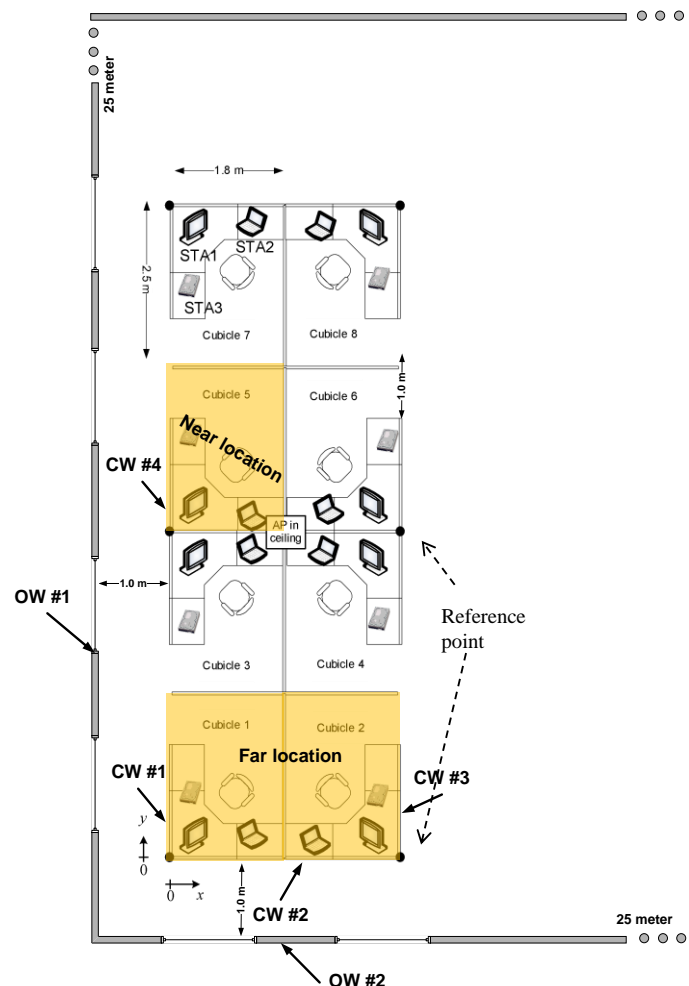


Figure A.6. Environnement "Entreprise cubicle" du standard 802.11.ad