# UNIVERSITE CHEIKH ANTA DIOP DE DAKAR



# ECOLE DOCTORALE MATHEMATIQUES ET INFORMATIQUE

Année : 2020 N° d'ordre :

# THESE DE DOCTORAT UNIQUE

Présentée pour obtenir le grade de Docteur de l'Université Cheikh Anta Diop de Dakar

Mention : Informatique et Télécommunications

Spécialité : Télécommunications

Par

Lamine SANE

#### Titre : Antennes miniatures multi-bandes adaptatives pour les futurs réseaux 5G

Soutenue le 21/10/2020 devant le Jury composé de :

Président :	Alassane BAH	Professeur titulaire	ESP / UCAD
Rapporteurs :	André FAYE	Maitre de Conférences CAMES	IPSL / UGB
	Otman El Mrabet	Professeur habilité	Université Abdelmalek Essaadi
Examinateurs :	Ibra DIOUM	Maitre de Conférences CAMES	ESP / UCAD
	Aliou DIALLO	Maitre de Conférences / HDR	LEAT / U-Nice
Directeurs de Thèse :	Sidi M. FARSSI	Professeur titulaire	ESP / UCAD
	Khaly TALL	Maitre de Conférences CAMES	ESP / UCAD

# Dédicaces

Je dédie ce travail :

A mon homonyme Serigne Lamine BIAYE et à toute sa famille

A ma regrettée grand-mère Waly DIOUF. Puisse Dieu, le Tout Puissant, l'avoir en sa sainte miséricorde

A mon regretté petit frère **Ibrahima SANE**. Puis Dieu, le Tout Puissant, l'avoir en sa sainte miséricorde

A mes parents. Puisse Dieu les accorder une longue vie à nos côtés

A tous les patriotes du Sénégal

# Remerciements

Après avoir rendu grâce à Dieu et son saint prophète Mouhamed (PSL) qui m'a donné force, croyance et amour pour bien mener ce travail, mes plus sincères remerciements vont :

- Au Directeur de l'Ecole Supérieure Polytechnique pour m'avoir accepté dans son établissement pour y mener mes travaux de recherches.
- Au Directeur de l'Ecole Doctorale Mathématiques et Informatique pour m'avoir accepté dans l'école doctorale pour y mener mes travaux de recherches.
- A Monsieur Sidi Mohamed FARSSI pour m'avoir accepté dans son laboratoire et avoir assuré la direction de ma thèse avec disponibilité et rigueur scientifique.
- A Monsieur Khaly TALL pour avoir assuré la codirection de ma thèse avec disponibilité et rigueur scientifique. Cher Professeur, votre soutien tant sur le plan moral et financier, vos conseils, orientations, et encouragements m'ont toujours servi de tremplin pour la réalisation de ce travail. Recevez mes sincères remerciements et soyez assuré de ma reconnaissance et de ma profonde gratitude.
- A Monsieur Ibra DIOUM pour avoir guidé mes premiers pas dans le domaine de la recherche sur les antennes et avoir assuré mon encadrement du Master à la thèse. Cher professeur, les maitres mots de votre identité scientifique que sont la rigueur et la perfection sont à l'origine des résultats présentés dans ce mémoire. Vos conseils, vos directives et surtout votre attachement à une production scientifique de haut niveau ont été sans faille. Soyez assuré de ma reconnaissance et de ma profonde gratitude.
- A Monsieur Idy DIOP pour ses conseils, encouragements et orientations depuis mon adhésion au laboratoire LIMBI.
- A Monsieur Aliou DIALLO et Monsieur Assane NGOM pour m'avoir accueilli à bras ouverts au laboratoire LEAT de l'Université de Nice Sophia Antipolis lors de mon premier séjour de Recherche en Europe. Vos directives et votre rigueur de travail ont énormément contribué à l'aboutissement de ce projet de Recherche. Soyez assuré de ma reconnaissance et de ma profonde gratitude.
- A l'ensemble des membres du jury qui m'ont fait l'honneur de bien examiner mon travail :

Le Professeur Alassane BAH pour avoir accepté de présider ce jury

Les **Professeurs André FAYE** et **Otman El Mrabet** pour avoir accepté de rapporter ce travail, pour avoir consacré du temps à la lecture de mon manuscrit, pour leurs remarques et suggestions qui m'ont permis de corriger et d'améliorer ce travail.

Chers Professeurs, je vous témoigne de ma reconnaissance et de ma profonde gratitude. Les **Professeurs Ibra DIOUM** et **Aliou DIALLO** pour avoir accepté d'être

- > Au Curateur de l'Ecole Doctorale pour avoir accepté d'évaluer ce travail
- Au Centre d'Excellence Africain en Mathématiques, Informatique et Technologie de l'Information et de la Communication (CEA-MITIC) pour son appui tout le long de ce projet de recherche.
- A mes parents KEKOYE et FATOU BAKHOUM pour leur soutien inconditionnel durant tout mon parcours scolaire et universitaire. Votre assistance, durant toutes ces longues années, sans aucune pression ni exigence sociale autre que d'aboutir au plus haut universitaire a été sans faille. Qu'Allah vous donne longue vie à nos côtés chers parents.
- A Lamine SANE et sa famille, à la famille FATY (Pikine), à tous mes frères et sœurs.
- A tous mes enseignants de l'école primaire à l'université.

examinateurs.

- A tout le personnel de l'Ecole Supérieure Polytechnique plus particulièrement les enseignants chercheurs du Département Génie Informatique.
- > A tous mes collègues jeunes chercheurs de l'Ecole Supérieure Polytechnique
- A Birahime DIOUF, Ousmane KHOUMA, Madiop DIOUF, Idrissa dit Papis Ndiaye, Ibrahima GAYE, Bassirou NGOM, Ousmane SADIO, Mamadou Mansour KHOUMA, Kadidiatou DIALLO, Robert M. SEYE, Abdourahmane NDIAYE, Kéba GUEYE, Pape Ndiaga BA, Ibrahima GUEYE, Fatou NGOM, Bouba GONI et à tous les chercheurs du laboratoire LIMBI et LIRT.
- A Abdourahmane MBODJ, Mor SYLLA, Matar NIANG et tous mes promotionnaires de la Faculté des Sciences et Techniques.
- A Pape Latyr DIONE, Baye Momar NDAO, Babacar NDIAYE, Khadim CISSE, Sangoné POUYE, Abdoulaye WILANE, Amadou Diop SY, Abdoulaye FALL et à tous mes amis.

Résumé

## Résumé

L'évolution éclaire des exigences en haut débit et en hautes performances des systèmes de communication mobiles conduiront à l'utilisation de dizaine de milliards de petits objets communicants à l'horizon 2020 sous l'ère des réseaux de cinquième génération. Ces réseaux intégreront des technologies radio adaptatives. Les antennes reconfigurables ou adaptatives, particulièrement en diagramme de rayonnement constituent un élément essentiel de ces technologies. Les antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement permettent d'économiser de l'énergie, d'éviter les bruits de source et fournissent une plus grande couverture.

Bien qu'offrant de bonnes performances, l'emploi des composants actifs tels que les diodes-PIN et les systèmes micro-électromécaniques MEMS augmente le coût et la complexité de fabrication des antennes reconfigurables en digramme de rayonnement mais également induit l'apparition d'effets résistifs qui diminuent les performances de ses antennes.

Les travaux de cette thèse proposent une nouvelle approche d'agilité en digramme de rayonnement par utilisation de simples lignes de transmission qui composent un quadripôle appelé coupleur hybride. Le principe de cette nouvelle approche consiste à modifier la configuration du diagramme de rayonnement du système antennaire par un simple ou une combinaison d'excitations permettant d'avoir de bonnes performances. L'adoption de cette technique devrait permettre de diminuer considérablement le coût de fabrication des petits objets communicants qui l'intègrent.

Mots clés : Antennes miniatures, agilité, diagramme de rayonnement, coupleur à branches, 5G.

Abstract

# Abstract

The rapid evolution of the requirements of broadband and high-performance mobile communication systems will lead to the use of tens of billions of small communicating objects by 2020 in the era of fifth-generation networks. These networks will integrate adaptive radio technologies. Reconfigurable or adaptive antennas, particularly in radiation patterns, are an essential element of these technologies. Pattern reconfigurable antennas allow to save energy, avoid source noise and provide greater coverage.

Although offering good performance, the use of active components such as PIN-diodes and MEMS micro-electromechanical systems increases the cost and complexity of manufacturing radiation pattern reconfigurable antennas but also induces the appearance of resistive effects that decrease the performance of its antennas.

The work of this thesis proposes a new approach of agility in radiation pattern by using simple transmission lines that make up a quadrupole called hybrid coupler. The principle of this new approach consists in modifying the configuration of the antenna system radiation pattern by a simple or a combination of excitations allowing to have good performances. The adoption of this technique should significantly reduce the cost of manufacturing small communicating objects that integrate it.

#### Keywords: Miniature antennas, agility, radiation pattern, Branch-Line Coupler, 5G

# Listes des publications

Chapter in	Title: Smart antenna design: radiation pattern agility by Branch-Line Coupler
Springer Nature	Lamine SANE, Ibra DIOUM, Khaly TALL, Mamadou Mansour KHOUMA
Publishers	Book: Wideband, Multiband and Smart Antenna Systems (In process)
IEEE Open	A new approach for radiation pattern agility for small 5G communicating objects
Journal of	(under reviewer)
Antennas and	Lamine SANE, Khaly TALL, Ibra DIOUM, Mamadou Mansour KHOUMA, Sidi M. FARSSI
Propagation 2020	
WS4 2020	A 4×4 MIMO dual-band antenna design for agile radiation pattern 5G tablet phone
	Lamine SANE, Khaly TALL, Ibra DIOUM, Sidi M. FARSSI
	https://ieeexplore.ieee.org/document/9210377
IEEE RADIO	A dual-band radiation pattern reconfigurable array antenna for 5G mobile tablet
2018	Phone
	<b>Lamine SANE</b> , Ibra DIOUM <sup>2</sup> , Khaly TALL <sup>1</sup> , Assane NGOM, Madiop DIOUF, Sidi Mohamed
	raissi In proceeding
IFFF CAMA 2018	Dual-Rand Pattern Reconfigurable 5G Antenna using Dual-Rand RIC
ILLE CAMA 2010	Lamine SANE <sup>1</sup> Assane NGOM Ibra DIOUM <sup>2</sup> Idv DIOP Khalv TALL <sup>1</sup> M Mansour
	KHOUMA <sup>2</sup> , Kadidiatou DIALLO <sup>2</sup> , Sidi Mohamed Farssi <sup>1</sup>
	https://ieeexplore.ieee.org/document/8530554
<i>ICMCS 2018</i>	Dual Band Pattern Reconfigurable MIMO Antenna System Design for 5G Wireless
	Applications
	Lamine SANE <sup>1</sup> , Assane NGOM <sup>2</sup> , Khaly TALL <sup>1</sup> , Ibra DIOUM <sup>3</sup> , Idy DIOP <sup>1</sup> , M. Mansour
	KHOUMA <sup>3</sup> , Kadidiatou DIALLO <sup>3</sup> , Sidi Mohamed Farssi <sup>1</sup>
	https://ieeexplore.ieee.org/document/8525982
WiSPNET 2018	Full Duplex and Pattern reconfigurable system antenna design for 5G wireless
	communications systems using a quadrature 3 dB coupler
	SANE, Lamine; DIOUM, Ibra; TALL, Khaly; NGOM, Assane; FARSSI, Sidi Mohamed
CND1 ( 2010	https://ieeexplore.ieee.org/document/8538/09
CNRIA 2018	Conception d'un système antennaire pour le mode de communication duplex integral
	Lemine SANE <sup>1</sup> Ibre DIOUM <sup>2</sup> Khaly TALL <sup>1</sup> M. Menseur KHOUMA <sup>2</sup> Kedidiatou DIALLO <sup>2</sup>
	Sidi Mohamed Farssi <sup>1</sup>
	https://drive.google.com/drive/folders/1sb4CamRfHL8VMDFnJD9X3nwTZmuXrk32
WITS 2017	Dual band printed MIMO antennas for 5G handsets
	Ibra DIOUM, Idy DIOP, Lamine SANE, Mansour KHOUMA and Kadidiatou DIALLO
	https://ieeexplore.ieee.org/document/7934634
IEEE CAMA 2018	Monopole Design for Superdirectivity with Pattern Radiation Reconfigurable
	Mamadou Mansour KHOUMA ; Ibra DIOUM ; Aliou DIALLO ; Idy DIOP ; Lamine SANE ;
	Kadidiatou DIALLO ; Samuel OUYA
	https://ieeexplore.ieee.org/document/8530480
<i>ICMCS 2018</i>	Miniature MIMO Antennas for 5G Mobile Terminals
	Ibra DIOUM ; Kadidiatou DIALLO ; Mamadou M. KHOUMA ; Idy DIOP ; Lamine SANE ;
	Assane NGUM
	nups://recexptore.teee.org/document/83238/0

# Tables des matières

Dédicaces	I
Remerciements	II
Résumé	IV
Abstract	V
Listes des publications	VI
Tables des matières	VII
Liste des figures	X
Liste des tableaux	.XIV
Sigles et abréviations	XV
Introduction Générale	18
Chapitre 1 : Systèmes de communication mobiles et antennes	21
1.1 Introduction	21
1.2 Généralités sur les systèmes de communication mobiles	21
1.2.1 Les réseaux de première génération (1G)	22
1.2.2 Les réseaux de deuxième génération (2G)	23
1.2.3 Les réseaux de troisième génération (3G)	24
1.2.4 Les réseaux de quatrième génération (4G)	25
1.2.5 Les réseaux de cinquième génération (5G)	25
1.3 Généralités sur les antennes miniatures	32
1.3.1 Définition d'une antenne miniature	33
1.3.2Paramètres d'une antenne	35
1.3.2.1 Impédance d'entrée et coefficient de réflexion	35
1.3.2.2 Bande passante	36
1.3.2.3 Directivité, Efficacité et Gain	37
1.3.2.4 Facteur de qualité	39
1.3.2.5 Diagramme de rayonnement	39
1.3.2.5.1 Le domaine de champ proche réactif ou région de Rayleigh	40
1.3.2.5.2 Le domaine de champ proche rayonnant ou région de Fresnel	40
1.3.2.5.3 Le domaine de champ lointain ou région de Fraunhofer	41
1.3.3    Antenne miniature multi-bandes	44
1.3.4 Les antennes et systèmes d'antennes reconfigurables	45
1.3.4.1 Reconfiguration en Fréquence	46
1.3.4.2 Reconfiguration en Polarisation	47
1.3.4.3 Reconfiguration en Digramme de rayonnement	49
1.4 Conclusion	53

Référen	ces	54
Chapitr	e 2 : Techniques de conception d'antennes miniatures reconfigurables	58
2.1	Introduction	58
2.2	Les contraintes de la conception d'antennes miniatures	58
2.3	Les différentes techniques de miniaturisation	63
2.3.	1 Modification de la géométrie de l'antenne	64
2.3.	2 Ajout de courts circuits ou de charges localisées	64
2.3.	3 Utilisation de substrat de haute permittivité	66
2.3.	4 Utilisation de méta matériaux	67
2.4	Les techniques de reconfiguration de diagramme d'antenne	67
2.4.	1 Modification de la géométrie de l'antenne	68
2.4.	2 Utilisation de composants localisés actifs	70
2.4.	3 Utilisation des matériaux intelligents	71
2.5	Conclusion	73
Référen	ces:	75
Chapitr	e 3 : Nouvelle technique d'agilité en diagramme de rayonnement par utilisati	on
de coup	leur hybride	79
3.1	Introduction	79
3.2	Généralités sur les coupleurs	79
3.2.	1 Les coupleurs hybrides 3-dB à 90 $^{\circ}$	80
3.2.	2 Les coupleurs 3-dB à 180 °	84
3.3 utilisa	Conception d'un système d'antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement nt un coupleur hybride à branches 3-dB, 90°	en 89
3.3.	1 Justification du type d'antenne utilisé	90
3.3.	2 Les équations de conception d'une antenne PIFA	91
3.3.	3 Conception de l'antenne référence	93
3.3.	4 Conception du système multi-antennaire 1	03
3.3.	5 Principe de l'emploi du coupleur 3-dB, 90° pour l'agilité en diagramme 1	04
3.3.	6 Conception du coupleur 3-dB, 90°1	05
3.3.	7 Le système antennaire avec le coupleur hybride1	08
3.3.	8 Etude de la reconfigurabilité du système antennaire avec le coupleur	09
3.4	Conclusion 1	11
Référen	ces1	12
Chapitr de rayo	e 4 : Conception d'un système antennaire bi-bande reconfigurable en diagramment pour les réseaux sans fil 5G1	ne 15
4.1	Introduction	15
4.2	Critères de choix du modèle d'antenne approprié à la couverture de plusieurs standar 115	ds

4.3 Conception de l'antenne bi-bande
4.3.1 Configuration du digramme dans chaque bande de travail
4.3.1.1 Dans la bande 2.5 – 2.69 GHz
4.3.1.2 Dans la bande 3.4 – 3.8 GHz
4.4 Conception du système antennaire bi-bande
4.5 Réalisation du système antennaire bi-bande avec des coupleurs mono-bande 122
4.5.1 Réalisation du système antennaire et étude de la reconfigurabilité dans la bande 2.5 – 2.69 GHz
4.5.1.1 Caractéristiques du coupleur utilisé sous ADS
4.5.1.2 Caractéristiques des paramètres-S mesurés et simulés
4.5.1.3 Etude de la reconfigurabilité125
4.5.2 Réalisation du système antennaire et étude de la reconfigurabilité dans la bande 3.4 – 3.8 GHz
4.5.2.1 Caractéristiques du coupleur utilisé sous ADS
4.5.2.2 Caractéristiques des paramètres-S mesurés et simulés
4.6 Conception du système antennaire bi-bande avec un coupleur bi-bande
4.6.1 Réalisation du coupleur bi-bande adapté à notre système antennaire
4.6.2 Etude de la reconfigurabilité
4.7 Conception d'un système antennaire MIMO 4×4 bi-bande pour une tablette mobile 142
4.7.1 Conception de la nouvelle structure
4.7.2 Configuration des diagrammes de rayonnement
4.7.3 Etude de la reconfigurabilité de la nouvelle structure
4.8 Conclusion
Références
Conclusion Générale

# Liste des figures

Figure 1.1 : Organigramme de IMT 2000 [18]	24
Figure 1.2 : Principaux scénarios de service avec la 5G [25]	26
Figure 1.3 : Deux grandes catégories de services mobiles de la 5G [28]	27
Figure 1.4 : La 5G regroupera les fréquences inférieures à 6 GHz et les bandes supérieures	s à 6
GHz [29]	28
Figure 1.5 : Dimensions des exigences de la 5G [26]	28
Figure 1.6 : Expérience de suivi du faisceau à 28 GHz réalisée par Samsung [4]	31
Figure 1.7 : Modèle standard de système de communication sans fil [8]	32
Figure 1.8 : Antenne patch rectangulaire (a) [34], antenne patch PIFA (b)[35]	34
Figure 1.9 : Illustration de la distribution de la puissance (a), Représentation des pertes d	lans
une antenne (b) [37]	35
Figure 1.10 : Représentation de la bande passante d'une antenne mono-bande	37
Figure 1.11: les différentes zones de rayonnement [34]	40
Figure 1.12 : Système de coordonnées sphériques	41
Figure 1.13diagramme de rayonnement tridimensionnel (3D) [34]	43
Figure 1.14 : Diagramme de rayonnement bidimensionnel [34]	43
Figure 1.15: Antenne reconfigurable en fréquence	46
Figure 1.16 : Coefficient de réflexion de l'antenne	47
Figure 1.17 : Antennes PIFA (a), Les bandes couvertes illustrées par les paramètres S (b)	47
Figure 1.18 : Photo de l'antenne en E reconfigurable en polarisation	48
Figure 1.19 : Diagramme de rayonnement de l'antenne en E	48
Figure 1.20 : Principe de la diversité de diagramme (a), réalisation à l'aide de deux dipôle	s de
part et d'autre d'un plan réflecteur (b), diagramme de rayonnement en commutation (c)	49
Figure 1.21 : Exemple de propagation multi-trajets [37]	50
Figure 1.22 : Système SISO (a), Système SIMO (b), Système MISO (c), Système MIMO	(d)
[65]	52
Figure 2.1 : Sphère de Chu	60
Figure 2.2 : Tendance de l'évolution de l'épaisseur des téléphones mobiles de 2007 à 2014	[4]
	61
Figure 2.3 : Différents composants intégrés dans un smartphone de dernière génération [5]	. 62
Figure 2.4 : Exemple d'une antenne planaire F-inversé méandrique (a), élément rayonnant	t (b)
[19]	64

# Listes des figures

Figure 2.5 : Géométrie standard d'une antenne PIFA	65
Figure 2.6 : Exemple d'une antenne monopole chargé par un disc [27]	65
Figure 2.7 : Antenne PIFA sur les deux couches de substrats (a), géométrie de l'antenne	e (b)
[33]	66
Figure 2.8 : Photo de l'antenne fabriquée, vue de dessus (a), vue de dessous (b) [39]	67
Figure 2.9 : Géométrie de l'antenne avec les huit (8) fentes (a1a8) disposant chacune	e de
deux commutateurs RF MEMS	69
Figure 2.10 : Changement de la géométrie de l'antenne en fonction des commutateurs act	ivés 69
Figure 2.11 : Diagrammes de rayonnement dans le plan E, Etat 1 (a), Etat 2 (b)	69
Figure 2.12 : Structure antennaire proposée, dimensions et modes d'opération	70
Figure 2.13 : Diagrammes 3D des différents états.	71
Figure 2.14 : Géométrie de l'antenne reconfigurable proposée (A), Configuration du subs	strat
d'alimentation (B), La couche réfléchissante imprimée sur le dessus du substrat inférieur	(C),
La couche rayonnante imprimée sur le dessous du substrat supérieur (D)	72
Figure 2.15 : Configurations du digramme de rayonnement 2D en fonction des modes	73
Figure 3.1 : Structure du coupleur hybride à branches (3-dB, 90°)	80
Figure 3.2 : Modèle de quadripôle avec décompositions des ondes aux entrées des ports	81
Figure 3.3 : Structures des coupleurs miniaturisés pour dérivation proposées	83
Figure 3.4 : Structure d'un coupleur de Lange (a), structure d'un coupleur à lignes couplées	(b).
	84
Figure 3.5 : Structure d'un coupleur hybride en anneau à 180°	84
Figure 3.6 : Géométrie de l'antenne, (a) vue de dessous, (b) vue de dessus	86
Figure 3.7 : Paramètres-S simulés et mesurés de l'antenne.	87
Figure 3.8 : Vue de la partie supérieure du système (a), Vue de dessous (b)	88
Figure 3.9 : Coefficient de réflexion du système	89
Figure 3.10 : Structure d'une antenne PIFA [47]	91
Figure 3.11 : Structure d'une antenne PIFA à court-circuit égal à la largeur de l'antenne	[46]
	92
Figure 3.12 : Structure d'une antenne PIFA à court-circuit de largeur quasi nulle [46]	92
Figure 3.13 : Structure d'une antenne PIFA à court-circuit à largeur moyenne [46]	93
Figure 3.14 : Configuration de l'antenne initiale	94
Figure 3.15 : Géométrie du modèle initial	95
Figure 3.16 : Coefficient de réflexion du modèle initial	95

Figure 3.17 : Coefficients de réflexion de l'étude paramétrique sur la position de la ligne
d'alimentation
Figure 3.18 : Coefficients de réflexion de l'étude paramétrique sur la hauteur
Figure 3.19 : Paramètres-S de l'étude paramétrique sur Xalim , H, L2 et L3
Figure 3.20 : Diagrammes de rayonnement 3D (a) et 2D (b) du modèle initial 100
Figure 3.21 : Géométrie du modèle final
Figure 3.22 : Système antennaire final sans coupleur
Figure 3.23 : paramètres-S du système antennaire final sans coupleur
Figure 3.24 : Configuration du coupleur sous ADS106
Figure 3.25 : Paramètres-S du coupleur sous ADS 106
Figure 3.26 : Déphasages entre les ports du coupleur107
Figure 3.27 : Configuration du coupleur intégré dans le système antennaire 107
Figure 3.28 : Système antennaire avec le coupleur hybride108
Figure 3.29 : Paramètres-S du système antennaire avec le coupleur 109
Figure 3.30 : Les diagrammes de rayonnement des différentes reconfigurations du système
antennaire
Figure 4.1 : Structure avec fente (a), coefficient de réflexion de la structure (b) 118
Figure 4.2 : Paramètres-S de l'étude paramétrique sur <i>Lfente</i>
Figure 4.3 : Configuration du diagramme de rayonnement 3D dans la bande LTE2600 120
Figure 4.4 : Configuration du diagramme de rayonnement 3D dans la bande LTE3600 120
Figure 4.5 : Paramètres-S du système antennaire bi-bande sans coupleur
Figure 4.6 : Système antennaire fabriqué avec coupleur opérant à 2.6 GHz 122
Figure 4.7 : Paramètres-S du coupleur mono-bande dans la bande basse 123
Figure 4.8 : Déphasages entre les ports du coupleur124
Figure 4.9 : Paramètres-S mesurés et simulés du système avec coupleur à 2.6 GHz 125
Figure 4.10 : Différentes configurations du diagramme de rayonnement en 2D 126
Figure 4.11 : Système antennaire fabriqué avec coupleur opérant à 3.6 GHz 127
Figure 4.12 : Paramètres-S du coupleur mono-bande dans la bande haute
Figure 4.13 : Déphasages entre les ports du coupleur
Figure 4.14 : Paramètres-S mesurés et simulés du système dans la bande haute 129
Figure 4.15 : Différentes configurations du diagramme de rayonnement en 2D et 3D 131
Figure 4.16 : Structure conventionnelle d'un coupleur à branches (a), Structure équivalente
d'une ligne de transmission du coupleur à branches (b)
Figure 4.17 : Structure du coupleur bi-bande à stub circuit ouvert

Figure 4.18 : Variations de l'impédance normalisée par rapport à la largeur de bande	fractionnée
	137
Figure 4.19 : Paramètres-S du coupleur bi-bande	139
Figure 4.20 : Déphasages du coupleur bi-bande	
Figure 4.21 : Système multi-antennaire fabriqué avec coupleur bi-bande	
Figure 4.22 : Coefficients de réflexion mesurés et simulés du système avec couplet	ur bi-bande
	141
Figure 4.23 : Structure du système MIMO 4×4	144
Figure 4.24 : Paramètres-S simulés de la tablette	144
Figure 4.25 : Diagrammes de rayonnement 3D de la structure à 2.6 GHz	
Figure 4.26 : Diagrammes de rayonnement 3D de la structure à 3.5 GHz	146
Figure 4.27 : Différentes configurations du diagramme de rayonnement en 2D	
Figure 4.28 : Différentes configurations du diagramme de rayonnement en 2D	149

# Liste des tableaux

Tableau 1.1 : Diversité des différentes bandes de fréquences utilisées par différentes normes
GSM
Tableau 1.2 : Basses fréquences 5G
Tableau 1.3 : Fréquences moyennes 5G
Tableau 1.4 : Hautes fréquences 5G
Tableau 1.5 : résumé des caractéristiques des différents réseaux mobiles
Tableau 2.1 : Les différents modes de fonctionnement
Tableau 3.1 : Dimensions du système en mm 87
Tableau 3.2 : Dimensions du système en mm 89
Tableau 3.3 : Valeurs initiales de l'antenne PIFA et résultats (BP et $fr$ )96
Tableau 3.4 : Paramètres de l'étude paramétrique dans HFSS 98
Tableau 3.5 : Valeurs des gains obtenus sur l'étude paramétrique sur le PCB
Tableau 3.6 : Dimensions de la longueur et de la largeur des lignes du coupleur
Tableau 3.7 : Dimensions du coupleur dans HFSS 108
Tableau 4.1 : Variations de la BP en fonction de la longueur de la fente    118
Tableau 4.2 : Dimensions du coupleur opérant à 2.6 GHz 123
Tableau 4.3: Reconfigurabilité du diagramme de rayonnement à 2.6 GHz 125
Tableau 4.4 : Dimensions du coupleur opérant à 2.6 GHz 127
Tableau 4.5 : Reconfigurabilité du diagramme de rayonnement à 3.6 GHz    132
Tableau 4.6 : Paramètres de conception du coupleur bi-bande opérant aux fréquences $f1$ et $f2$
Tableau 4.7 : Dimensions du coupleurs bi-bande
Tableau 4.8 : Différentes reconfigurabilités du diagramme de rayonnement dans les deux
bandes
Tableau 4.9 : Dimensions de l'antenne bi-bande
Tableau 4.10 : Reconfigurabilité du diagramme de rayonnement à 2.6 GHz 147
Tableau 4.11 : Reconfigurabilité du diagramme de rayonnement à 3.6 GHz

# Sigles et abréviations

1G	Première Génération
2G	Deuxième Génération
<b>3</b> G	Troisième Génération
3GPP	Third Generation Partnership Project
4G	Quatrième Génération
5G	Cinquième Génération
5GPP	5G Public-Private Partnership
ADS	Advanced Design System
AMPS	Advanced Mobile Phone Service
CDMA	Code Division Multiple Acces
CMR	Conférence Mondiale des Radiocommunications
DCS	Digital Cellular System
EDGE	Enhanced Data rates for GSM Evolution
ETACS	Extended Total Access Communication System
FD	Full Duplex
FD FDMA	Full Duplex Frequency Division Multiple Access
FD FDMA GSM	Full Duplex Frequency Division Multiple Access Global System for Mobile Communications
FD FDMA GSM HFSS	Full Duplex Frequency Division Multiple Access Global System for Mobile Communications High Frequency Simulator System
FD FDMA GSM HFSS iDEN	Full Duplex Frequency Division Multiple Access Global System for Mobile Communications High Frequency Simulator System Integrated Digital Enhanced Network
FD FDMA GSM HFSS iDEN IEEE	Full DuplexFrequency Division Multiple AccessGlobal System for Mobile CommunicationsHigh Frequency Simulator SystemIntegrated Digital Enhanced NetworkInstitute of Electrical and Electronics Engineers
FD FDMA GSM HFSS iDEN IEEE IFA	Full DuplexFrequency Division Multiple AccessGlobal System for Mobile CommunicationsHigh Frequency Simulator SystemIntegrated Digital Enhanced NetworkInstitute of Electrical and Electronics EngineersInverted-F Antenna
FD FDMA GSM HFSS iDEN IEEE IFA	Full DuplexFrequency Division Multiple AccessGlobal System for Mobile CommunicationsHigh Frequency Simulator SystemIntegrated Digital Enhanced NetworkInstitute of Electrical and Electronics EngineersInverted-F AntennaInverted-L Antenna
FD FDMA GSM HFSS iDEN IEEE IFA ILA IMT	Full DuplexFrequency Division Multiple AccessGlobal System for Mobile CommunicationsHigh Frequency Simulator SystemIntegrated Digital Enhanced NetworkInstitute of Electrical and Electronics EngineersInverted-F AntennaInverted-L AntennaInternational Mobile Telecommunications
FD FDMA GSM HFSS iDEN IEEE IFA ILA ILA IMT LHCP	Full DuplexFrequency Division Multiple AccessGlobal System for Mobile CommunicationsHigh Frequency Simulator SystemIntegrated Digital Enhanced NetworkInstitute of Electrical and Electronics EngineersInverted-F AntennaInverted-L AntennaInternational Mobile TelecommunicationsLeft Hand Circular Polarized
FD FDMA GSM HFSS iDEN IEEE IFA ILA ILA IMT LHCP LTE	Full DuplexFrequency Division Multiple AccessGlobal System for Mobile CommunicationsHigh Frequency Simulator SystemIntegrated Digital Enhanced NetworkInstitute of Electrical and Electronics EngineersInverted-F AntennaInverted-L AntennaInternational Mobile TelecommunicationsLeft Hand Circular PolarizedLong Term Evolution
FD FDMA GSM GSM HFSS iDEN IEEE IFA ILA IMT LHCP LTE MIMO	Full DuplexFrequency Division Multiple AccessGlobal System for Mobile CommunicationsHigh Frequency Simulator SystemIntegrated Digital Enhanced NetworkInstitute of Electrical and Electronics EngineersInverted-F AntennaInverted-L AntennaInternational Mobile TelecommunicationsLeft Hand Circular PolarizedLong Term EvolutionMultiple Input Multiple Output
FD      FDMA      GSM      GSM      HFSS      iDEN      IEEE      IFA      ILA      IMT      LHCP      MIMO      MISO	Full DuplexFrequency Division Multiple AccessGlobal System for Mobile CommunicationsHigh Frequency Simulator SystemIntegrated Digital Enhanced NetworkInstitute of Electrical and Electronics EngineersInverted-F AntennaInverted-L AntennaInternational Mobile TelecommunicationsLeft Hand Circular PolarizedLong Term EvolutionMultiple Input Multiple OutputMultiple Input Single Output

mMTC	massive Machine Type Communication
NGMN	Next Generation Mobile Networks Alliance
NMT	Nordic Mobile Telephony
NOMA	Non-Orthogonal Multiple Access
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
РСВ	Printed Circuit Board
PDC	Personal Digital Cellular
PIB	Produit Intérieur Brut
PIFA	Planar Inverted-F Antenna
PSTN	Public Switched Telephone Network.
RHCP	Right Hand Circular Polarized
SI	Self-Interference
SIMO	Single Input Multiple Output
SIR	Signal-to-Interference Ratio
SISO	Single Input Single Output
SMS	Short Message Service
SNOI	Signal-No-Of-Interest
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SOI	Signal-Of-Interest
TACS	Total Access Communication System
TDMA	Time Division Multiple Acces
TIC	Technologies de l'Information et de la Communication
UIT	Union Internationale des Télécommunications
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
URLLC	Ultra-Reliable Low-Latency Communication
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WLAN	Wireless Local Area Network
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network

WPAN Wireless Personal Area Network

WWAN Wireless Wide Area Network

# Introduction Générale

Les antennes constituent un dispositif indispensable pour les systèmes de communication sans fil et plus particulièrement les systèmes de communication mobiles. Ces derniers contribuent considérablement à l'économie mondiale. En Europe le domaine des TIC contribue à l'économie à hauteur d'environ 5% du PIB soit un marché de 600 milliards d'euros [1]. En Afrique de l'Ouest, l'écosystème de la téléphonie mobile représente une création de valeur ajoutée économique de 37 milliards de dollars (soit 6,5 % du PIB) [2].

La très grande croissance des données et à la connectivité de la société moderne ont conduit à l'intégration de plus en plus d'applications fonctionnant dans des bandes de fréquences différentes et a provoqué une évolution dans les systèmes de communication sans fil. Cette évolution conduit à développer des systèmes de communication sans fil pouvant correctement prendre en charge les besoins des utilisateurs en haut débit, en rapidité et en hautes performances mais également opérant sur plusieurs standards [3].

Avec les futurs réseaux de cinquième génération (5G) prévus en 2020, il sera question de prendre en charge au moins cinquante milliards d'appareils intelligents. Ces appareils intègrent des antennes dites intelligentes ou reconfigurables [4].

Une antenne est reconfigurable si elle peut modifier dynamiquement une de ses caractéristiques fondamentales (fréquence, polarisation, diagramme de rayonnement) par application d'une commande électrique, mécanique ou optique. Les antennes intelligentes offrent de nombreux avantages par rapport aux antennes classiques. En effet, les antennes reconfigurables offrent la possibilité de déléguer à l'antenne elle-même une partie des fonctionnalités généralement réservées à l'étage radio ou au traitement du signal numérique.

L'adoption des techniques d'antenne intelligente (encore appelée antenne agile) dans les futurs systèmes sans fil devrait avoir un impact significatif sur l'utilisation efficace du spectre, la minimisation des coûts d'établissement de nouveaux réseaux sans fil, l'optimisation de la qualité de service et la réalisation d'un fonctionnement transparent multi technologies sans fil [5], [6], [7].

Les techniques utilisées pour achever l'agilité d'une antenne dépendent de la caractéristique étudiée. Pour les antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement, les techniques les plus utilisées dans la pratique sont l'emploi de composants actifs tels que les diodes-PIN et les

systèmes micro-électromécaniques MEMS (Micro Electro Mechanical Systems). Cependant, bien qu'offrant de bonnes performances, l'emploi de ces composants augmente le coût et la complexité de fabrication mais également induit l'apparition d'effets résistifs qui diminuent les performances de l'antenne.

Afin de pallier à ces contraintes, les travaux de cette thèse proposent une nouvelle approche d'agilité en digramme de rayonnement par utilisation de composants formés uniquement de lignes de transmission : les coupleurs à branches. Le principe de cette nouvelle approche consiste à modifier la configuration du diagramme de rayonnement du système antennaire par un simple ou une combinaison d'excitations des ports.

Ainsi, ce manuscrit est organisé en quatre chapitres comme suit :

Le premier chapitre sera consacré à une présentation des antennes et systèmes d'antennes reconfigurables. Cette présentation sera précédée par un parcours des différentes générations de réseaux mobiles avec un focus sur la 5G. En effet, la 5G suscitent beaucoup d'intérêt du fait qu'elle est considérée comme plus qu'une nouvelle génération de réseau mobile car elle sera une plate-forme mondiale pour l'automatisation et la numérisation de presque tout ce à quoi nous pouvons penser.

Nous présenterons dans le second chapitre l'ensemble des techniques de miniaturisation d'antenne avant de présenter les techniques permettant de rendre agile ces antennes. Les exigences et contraintes liées à la conception d'antennes miniatures seront également présentées dans ce chapitre.

Le troisième chapitre sera consacré à l'introduction de la nouvelle approche d'agilité en diagramme de rayonnement proposée dans le cadre de cette thèse. Après un parcours des concepts fondamentaux sur les coupleurs et la justification du modèle d'antenne utilisé pour la mise en œuvre de cette technique, nous présenterons le principe de l'utilisation des coupleurs comme outil d'agilité en diagramme de rayonnement. Nous terminerons ce chapitre par la présentation de la procédure complète de conception et les résultats obtenus pour un système antennaire composé de deux antennes PIFA identiques opérant dans la bande LTE2600 (2.5 – 2.69 GHz).

Le quatrième chapitre portera sur la conception et la réalisation d'un système d'antennes bibande opérant dans la bande LTE 2600 (bande basse) et dans la bande LTE3600 (bande haute). Cette présentation sera précédée par la présentation d'une procédure qui permet de faire le bon choix sur la méthodologie à adapter pour la conception d'un système antennaire qui prend en charge plusieurs standards de communication sans fil. La reconfigurabilité est achevée en utilisant des coupleurs en quadrature de phase dans deux cas. Dans le premier cas, les performances mesurées et simulées du système proposé sont étudiées en utilisant deux coupleurs, un coupleur opérant dans la bande basse et un coupleur opérant dans la bande haute. Dans la pratique, il est plus commode d'utiliser un seul coupleur pour un système multi-bande. Ceci implique que le coupleur doit également être multi-bande. Nous présenterons donc dans le second cas, une procédure complète de conception de coupleur bi-bande opérant à deux fréquences arbitraires pour ensuite l'adapter à notre travail. Les résultats des simulations et des mesures effectués seront également présentés pour ce cas.

La dernière partie de ce chapitre sera consacrée à la présentation de la conception d'un système d'antennes MIMO 4×4 bi-bande adapté aux tablettes. Le système est conçu de sorte à présenter une bonne reconfiguration en diagramme de rayonnement. La reconfigurabilité de la structure est obtenue dans chaque bande par excitation de ports combinés avec déphasage. Les résultats de simulations seront présentés.

Enfin, nous présenterons la conclusion générale et les perspectives de ce travail de thèse.

# Chapitre 1 : Systèmes de communication mobiles et antennes

# 1.1 Introduction

Les systèmes d'antennes à multiple entrées et multiple sorties (MIMO) multi-bandes reconfigurables sont fondamentaux pour les futurs réseaux de communication sans fil 5G. En effet, compte tenu du nombre croissant d'objets communicants et de la forte demande de débit mobile, les futurs systèmes de communication sans fil 5G utiliseront des technologies radio adaptatives offrant une agilité dans les environnements de canaux dynamiques, une capacité et une efficacité spectrale accrues et des solutions rentables.

# 1.2 Généralités sur les systèmes de communication mobiles

Les systèmes de communication mobiles sont une catégorie des systèmes de communication sans fil. Ces derniers sont des systèmes qui utilisent comme support de transmission les ondes radio. Ils sont généralement catégorisés selon leur taille [8]. On distingue :

- les réseaux personnels sans fil ou Wireless Personal Area Network (WPAN) [9], [10] ;
- les réseaux locaux sans fil ou Wireless Local Area Network (WLAN) [11], [12] ;
- les réseaux métropolitains sans fil ou Wireless Metropolitan Area Network (WMAN)
  [13], [14], [15], [16];
- les réseaux étendus sans fil ou Wireless Wide Area Network (WWAN)

Cette catégorie correspond aux réseaux qui couvrent de vastes zones. Les WWAN intègrent en leur sein les réseaux mobiles encore appelés réseaux cellulaires. Le principe qui sous-tend ces réseaux est la subdivision d'une zone géographique en de petits secteurs, chacun appelé cellule.

#### Chapitre 1 : Antennes reconfigurables pour applications mobiles

Les réseaux étendus sans fil sont généralement classés en génération et évolue constamment toutes les dix années en termes de technologie et d'utilisation. En effet, chaque génération possède des standards, des capacités, des techniques et de nouvelles fonctionnalités qui la différencient des précédentes. La première génération cellulaire sans fil, appelé 1G, fait référence aux premiers systèmes de communication mobiles qui offraient uniquement le service d'appel vocal basé sur des techniques de transmission analogique. La deuxième génération (2G) est une technologie numérique et prend en charge initialement la messagerie texte. La 2G a évolué avec l'intégration de la commutation de paquet (2.5G) et un changement de codage canal (2.75) afin d'améliorer le débit et d'être le tremplin vers la 3G. La troisième génération, plus connu sous le nom de 3G, a fourni un support multimédia avec des débits de transmission de données plus élevés et une capacité accrue. La quatrième génération (4G) intègre la technologie 3G avec l'internet fixe pour prendre en charge l'internet mobile sans fil, ce qui constitue une évolution permettant de surmonter les limitations de la 3G, de relever la qualité de service, d'augmenter la bande passante et de réduire le coût des ressources. La 5G va offrir un monde réel sans fil.

Un classement des différentes générations existantes et leurs caractéristiques sont décrits dans ce qui suit.

## 1.2.1 Les réseaux de première génération (1G)

Les réseaux de première génération sont caractérisés par leur service unique de parole sur la base de techniques de transmission analogique. Plusieurs organismes offraient ses services à travers le monde. On note le déploiement du tout premier réseau cellulaire à Tokyo, au Japon. Ensuite apparaissent en Europe les réseaux cellulaires sous la houlette de la société Nordic Mobile Telephony (NMT). Parallèlement, des systèmes tels que AMPS (Advanced Mobile Phone Service) ont été lancés aux États-Unis, tandis que TACS (Total Access Communication) a commencé au Royaume-Uni. Cependant, la pénétration de ces réseaux était faible (7 % en Suède et 0,7% en Portugal) et les combinés étaient également chers (au minimum 1000 \$) [17].

Tous les systèmes initialement développés étaient totalement incompatibles. Chacun de ces réseaux avait mis en œuvre ses propres normes. Des installations telles que l'itinérance sur le continent étaient impossibles et la plupart des pays n'avaient qu'un seul opérateur. Ces insuffisances ont conduit au développement des réseaux de deuxième génération.

#### 1.2.2 Les réseaux de deuxième génération (2G)

Introduits à la fin des années 80, les systèmes de communication mobiles de deuxième génération (2G), en plus du service de l'appel vocal, offraient des services tels que les services de messages courts (SMS) et les services de messagerie multimédia (MMS). Les systèmes 2G utilisaient des techniques de transmission numérique offrant une bande passante de 30 à 200 KHz. La 2G utilise des signaux numériques pour la transmission vocale et à une vitesse de 64kbps [7]. Comparés aux systèmes de première génération, les systèmes de deuxième génération utilisent une technologie d'accès multiple numérique, telle que TDMA (accès multiple par répartition dans le temps) et CDMA (accès multiple par division de code). Par conséquent, par rapport aux systèmes de première génération, les systèmes 2G offraient une efficacité accrue du spectre, des services de données plus performants et une itinérance plus avancée.

La technique TDMA permet l'accès au canal par attribution d'intervalle du temps aux différents utilisateurs et la technique CDMA fournit à chaque utilisateur un code spécial pour communiquer sur un canal physique multiplex. Des technologies TDMA telles que les technologies GSM, PDC, iDEN, IS-136 et CDMA telles que IS-95 sont utilisées.

Global System for Mobile Communications, ou GSM est la norme mobile 2G la plus largement utilisée. En effet, la technologie GSM a été la première à prendre en charge l'itinérance internationale. Cela a permis aux abonnés mobiles d'utiliser leurs connexions de téléphonie mobile dans différents pays du monde avec une qualité et une capacité accrue.

La technologie GSM a été constamment améliorée pour fournir de meilleurs services, ce qui a conduit au développement de systèmes avancés appelés systèmes de génération 2.5G. Ce sont les systèmes qui offrent des qualités de services meilleures que celles de la 2G mais qui ne remplissent pas les conditions imposées par les réseaux plus évolués dites de troisième génération. En plus du domaine de commutation de circuits du système 2G, 2.5G implémente un domaine de commutation de paquets et fournit un débit de 144Kbps.

Avec EDGE, le transfert de gros volumes de données était possible, mais le transfert de paquets sur l'interface air se comporte comme un appel de commutation de circuit. Ainsi, une partie de l'efficacité de cette connexion par paquets est perdue dans l'environnement du commutateur de circuit. De plus, les normes de développement des réseaux étaient différentes pour les différentes parties du monde. Le tableau 1.1 illustre la disparité sur le segment radio pour les différentes normes 2G à travers le monde [18].

Chapitre 1	: Antennes	reconfigurables	pour	applications	mobiles
------------	------------	-----------------	------	--------------	---------

	GSM	IS-95	IS-136	PDC
Modulation	GMSK	BPSK/OQPSK	DQPSK	OQPSK
Méthodes d'accès	TDMA/FDMA	CDMA	TDMA	TDMA
Bande de fréquence (MHz)	900/1800/1900	800/1900	800/1900	800/1400
Espacement porteuses	200khz	1250khz	30khz	25khz
Utilisation	Mondiale	Continent américain, Asie	Amérique du nord	Japon

Tableau 1.1 : Diversité des différentes bandes de fréquences utilisées par différentes normes GSM

Par conséquent, il a été décidé de disposer d'un réseau fournissant des services indépendants de la plate-forme technologique et dont les normes de conception de réseau sont identiques. Ainsi, 3G était né [19].

## 1.2.3 Les réseaux de troisième génération (3G)

Dans le cadre de l'initiative IMT-2000, l'union internationale des télécommunications (UIT) a défini les systèmes 3G comme pouvant prendre en charge des plages de données à haut débit allant de 144 kbps à plus de 2 Mbps. L'organigramme des différentes variantes de l'organisme 3GPP (Projet de Partenariat de troisième Génération) est présenté dans la figure suivante.



Figure 1.1 : Organigramme de IMT 2000 [18]

Outre la communication vocale, les réseaux 3G prennent en charge les services de données, l'accès à la télévision / les vidéos, la navigation sur le Web, la messagerie électronique, les vidéoconférences, la pagination, la télécopie et les cartes de navigation. Il a une bande passante

de 15 à 20 MHz utilisée pour Internet à haut débit, le chat vidéo, etc. Le premier réseau 3G commercial a été lancé par NTT Docomo au Japon en 2001.

Malgré les avancées considérables apportées par les réseaux 3G, la nécessité accrue de haut débit à conduit à la mise en œuvre de réseaux plus performants appelés réseaux de quatrième génération (4G).

## 1.2.4 Les réseaux de quatrième génération (4G)

L'accroissement des besoins de capacité est une constante dans l'évolution des réseaux mobiles. Compte tenu des défis présentés par l'utilisation croissante de dispositifs sans fil « intelligents » qui nécessitent des ressources spectrales significativement plus élevées que les téléphones cellulaires conventionnels, l'objectif majeur de la 4G était alors d'améliorer le support des services de données via une capacité accrue, une augmentation des débits et une réduction de la latence. Et ceci en respectant des prérequis fonctionnels tels que la flexibilité spectrale et la mobilité avec les autres technologies 3GPP.

Ainsi l'évolution à long terme de l'UMTS est envisagée d'où LTE ou 4G. Cependant, plus qu'une évolution, la 4G est considérée comme une révolution dans les systèmes de communication mobile. En effet, le LTE repose sur une technique de transmission totalement différente de l'UMTS. Du fait de ce saut technologique le LTE devient réellement une norme 4G dans sa version avancée (Version 10) appelée LTE-Advanced [20], [21].

LTE-A permet de prendre en charge tous les défis imposés par le 3GPP et contenus dans le document 3GPP [25.912, 2006].

La 4G offre des débits de données de pointe allant jusqu'à 1 Gbps avec une largeur de bande spectrale prise en charge allant jusqu'à 100 MHz et en utilisant la transmission MIMO (multiple input Multiple Output) [22].

### 1.2.5 Les réseaux de cinquième génération (5G)

Alors que l'adoption de la technologie cellulaire Long Term Evolution (LTE) / 4G s'accélère, les réflexions sur la mise en place de la prochaine génération (5G) ont été initié en 2010 et son premier déploiement est prévu pour les Jeux Olympiques de 2020 à Tokyo [4]. Plus qu'une nouvelle génération de réseau mobile, la 5G sera une plate-forme mondiale pour l'automatisation et la numérisation de presque tout ce à quoi nous pouvons penser. Il s'agit d'un ensemble de technologies et de concepts tels que la massive MIMO qui découle de

#### Chapitre 1 : Antennes reconfigurables pour applications mobiles

l'exploitation de la bande millimétrique (mm-Waves), la nouvelle radio sur fibre, le très haut débit, la fiabilité etc. [23]. Les services 5G devraient couvrir un large éventail d'applications, qui sont généralement classées en trois catégories [24] :

- Les communications à large bande mobile améliorées ;
- Les communications ultra-fiables et à faible temps de latence (URLLC) ;
- Les communications massives de type machine (mMTC).

En plus de définir différentes exigences pour les fonctionnalités réseau, les applications piloteront une grande variété de scénarios de déploiement comme l'illustre la figure 1.2 [25].



Figure 1.2 : Principaux scénarios de service avec la 5G [25]

Dans ce contexte, la 5G sera confrontée à un ensemble complet de défis importants. C'est pourquoi la 5G est appelée à créer une révolution complète dans la manière dont les utilisateurs peuvent accéder au contenu et aux services dans leur activité générale au quotidien [26]. Ainsi, pour permettre la coexistence de services de nature très différente, la 5G a introduit des innovations telles que l'accès au spectre, l'interface hertzienne, l'architecture système, la virtualisation des fonctions réseau dans les réseaux radio, le découpage de réseau de bout en bout, la sécurité, la confidentialité, l'orchestration de services, etc. [27]. On note également une rapide évolution des petits objets communicants tels que les smartphones capables de prendre

en charge un large éventail d'applications et de services. La figure 1.3 illustre les deux grandes tendances de services mobiles qui sont prometteurs selon [4].

Le nouveau spectre est essentiel au succès du service mobile terrestre de cinquième génération. En effet, le spectre est l'élément vital du mobile et par conséquent l'élément vital de l'ensemble des applications et services mobiles dont dépendent pratiquement chaque personne et chaque entreprise [28].



Figure 1.3 : Deux grandes catégories de services mobiles de la 5G [28]

En termes de caractéristiques physiques, le spectre peut être divisé en trois gammes de fréquences que sont :

- La gamme de basses fréquences (≤ 3 GHz)
- La gamme de fréquences moyennes (entre 3 6 GHz)
- La gamme de hautes fréquences ( $\geq 6 \text{ GHz}$ )

Chaque gamme du spectre présente des caractéristiques spécifiques qui le rendent adapté à certains scénarios de déploiement. Bien que la gamme de basses fréquences présente de très bons aspects de propagation notamment avec une couverture de zone étendue, elle a une capacité limitée par la disponibilité des ressources spectrales. La gamme de fréquences moyennes fournit un type de couverture plus facile à déployer en ville, avec une capacité accrue.

La gamme des hautes fréquences a une couverture plus limitée, mais pourrait offrir une très grande capacité en raison de la quantité de spectre inutilisée disponible à ces fréquences [29].



Figure 1.4 : La 5G regroupera les fréquences inférieures à 6 GHz et les bandes supérieures à 6 GHz [29]

La diversité des futures applications mobiles et les différentes caractéristiques de chaque gamme de fréquence font qu'aucune gamme du spectre ne pourra prendre en charge à elle seule toutes les exigences de la 5G. Pour cette raison, la 5G sera un réseau hétérogène qui permettra la coopération entre les différents types de couverture (macro, micro, femto) du réseau. Ainsi, le réseau 5G permettra l'utilisation de tout le spectre avec n'importe quelle technologie d'accès pour fournir les meilleurs services de communication sans fil. Une architecture globale des exigences du réseau de cinquième génération est présentée dans le document de la vision du NGMN [26] comme l'illustre la figure 1.5 ci-dessous :



Figure 1.5 : Dimensions des exigences de la 5G [26]

Rappelons que la 5G se veut être un réseau mondial unifié. Cette volonté passe obligatoirement par une harmonisation du spectre à utiliser. C'est pourquoi d'importantes activités sont en cours

à l'échelle mondiale, pour identifier le spectre approprié, y compris les bandes pouvant être utilisées dans autant de pays que possible afin de permettre l'itinérance mondiale et les économies d'échelle.

A cet effet, en plus des bandes utilisées dans les réseaux courants, la Conférence Mondiale des Radiocommunications (édition 2015) CMR-15 a défini dans son document d'actes finals [30] l'ensemble des bandes de fréquences qui devront être utilisées par la 5G, les applications associées et les futures activités.

Gamme de fréquence	Action	Activité future	
(MHz)			
470 - 698	Allouée à 14 pays pour le mobile et identifiée pour les IMT.	La CMR-2023 étudiera cette bande pour les IMT de la Région 13	
698 – 790	Identifiée pour les IMT dans la région 1 ; Création d'une identification quasi globale		
1427 – 1518	Toute ou une grande partie de la bande identifiée pour les IMT	Etude de la compatibilité des IMT pour la bande 1452- 1492 MHz dans les régions 1 et 34	

Tableau 1.2 : Basses fréquences 5G

Tableau 1.3 : Fréquences moyennes 5	G
-------------------------------------	---

Gamme de fréquence	Action	Activité future
(MHz)		
3300 - 3400	Allouée pour le mobile et identifiée pour utilisation des IMT dans près de 50 pays.	
3400 - 3600	Globalement allouée pour le mobile et identifiée pour les IMT.	
3600 - 3800	La bande 3600-3700 MHz est identifiée par 4 pays pour les IMT	
5150 - 5925	Inscrit dans l'ordre du jour de la CMR-2019	Étendre ou réviser l'allocation de téléphonie mobile à des parties de la bande7

Gamme de fréquence	Action	Action future
(GHz)		
24.25 - 27.5	Attribution existante au mobile sur une base primaire.	Etudes de partage et de compatibilité pour l'identification des IMT
31.8 - 33.4		Envisager une attribution de mobile et une identification IMT
37 – 40.5	Attribution existante au mobile sur une base primaire.	Etudes de partage et de compatibilité pour l'identification des IMT
40.5 - 42.5		Envisager une attribution de mobile et une identification IMT
42.5 – 43.5	Attribution existante au mobile sur une base primaire.	Etudes de partage et de compatibilité pour l'identification des IMT
45.5 – 47	Attribution existante au mobile sur une base primaire.	Etudes de partage et de compatibilité pour l'identification des IMT
47 – 47.2		Envisager une attribution de mobile et une identification IMT
47.2 - 50.2	Attribution existante au mobile sur une base primaire.	Etudes de partage et de compatibilité pour l'identification des IMT
50.4 - 52.6	Attribution existante au mobile sur une base primaire.	Etudes de partage et de compatibilité pour l'identification des IMT
66 – 76	Attribution existante au mobile sur une base primaire.	Etudes de partage et de compatibilité pour l'identification des IMT
81 - 86	Attribution existante au mobile sur une base primaire.	Etudes de partage et de compatibilité pour l'identification des IMT

Tableau 1.4 : Hautes fréquences 50	G
------------------------------------	---

Les tableaux 1.2, 1.3 et 1.4 présentent respectivement les basses fréquences, les fréquences moyennes et les hautes fréquences de la 5G.

La WRC-19 se concentrera à la realisation de la vision à très haute vitesse pour la 5G avec des appareils à faible coût [31].

Cependant à l'état actuel, plusieurs scénarios ont été réalisés et offrent des résultats satisfesants comme indiqué dans [4]. Un exemple de ses tests est celui de samsung illustré par la figure 1.6 ci-dessous.



 MIMO multiplexing of 2 streams with 64QAM achieved 3.77Gbps by employing beamforming at both the base and mobile stations

Figure 1.6 : Expérience de suivi du faisceau à 28 GHz réalisée par Samsung [4]

La description non exhaustive de la 5G établie à la figure 1.6 permet d'affirmer que des milliards d'objets seront utilisés à l'aube de 2020. Cela entraine également l'utilisation de milliards d'antennes. De ce fait il est primordial d'avoir une considération particulière pour la conception des antennes compatibles à la cinquième génération de réseau mobile.

Nous présentons dans le tableau 1.5 un résumé des caractéristiques des réseaux de première à la cinquième génération.

Dans le paragraphe suivant, nous allons présenter les principaux caractériistiques des antennes ainsi que les systèmes d'antennes intelligents.

#### Chapitre 1 : Antennes reconfigurables pour applications mobiles

Technologie	1 <b>G</b>	2G	<b>3</b> G	<b>4</b> G	5G
Début	1970	1980	1990	2000	2010
conception					
Mise en œuvre	1981	1991	2001	2010	2020
Services	Voix analogique	Voix numérique Message texte	Haut débit	Plus grande capacité, Complètement orienté Multimédia et données à des centaines de mégabits	Norme Unique
Standards	NTT, NMT AMPS ETACS	GSM CDMA TDMA	WCDMA CDMA2000	LTE-A Wi-MAX	URLLC mMTC Communications à large bande mobile améliorées
Débits	Néant	14,4 Kbps	2 Mbps	>200 Mbps	1 Gbps
Multiplexage	FDMA	TDMA CDMA	CDMA	OFDM	NOMA
Réseau cœur	PSTN	PSTN	Réseau de paquets	Internet	Internet

#### Tableau 1.5 : résumé des caractéristiques des différents réseaux mobiles

# 1.3 Généralités sur les antennes miniatures

Les systèmes de communication sans fil peuvent être modélisés de manière très simple comme des systèmes constitués d'un bloc émetteur et d'un bloc récepteur séparés par un espace dit de propagation. La figure 1.7 illustre un exemple de système de communication sans fil.





#### Chapitre 1 : Antennes reconfigurables pour applications mobiles

Les antennes constituent des dispositifs fondamentaux pour ces systèmes. Selon la norme IEEE 145-1983, une antenne est définie comme un moyen de rayonner ou de recevoir des ondes radios [20]. Le rôle d'une antenne est donc de convertir la puissance électrique fournie par un émetteur en une onde électromagnétique ou vice versa. Dans la plupart des cas, une antenne peut être utilisée en réception ou en émission avec les mêmes propriétés rayonnantes. On dit que son fonctionnement est réciproque.

Il existe plusieurs types d'antennes. En fonction de leur fréquence de fonctionnement et de leur application, les antennes peuvent prendre différentes formes et tailles.

Suivant leur géométrie, les antennes peuvent être classées en six familles :

- Les antennes filaires (les fils rectilignes, en boucle, et en hélix)
- Les antennes à ouverture (cornet pyramidal, conique, ou sous forme de guide d'ondes rectangulaire)
- Les antennes réseaux (Yagi-Uda, réseau de fentes)
- Les antennes à réflecteurs (paraboles, Cassegrain)
- Les antennes à lentille (Antenne à lentille sphérique multicouche ou en forme de dôme canonique)
- Les antennes microruban (patch)

Notre travail portant sur la conception d'antennes miniatures pour petits objets communicants, seule la dernière famille d'antennes à savoir les antennes microruban sera présentée en détails dans ce manuscrit. Notons que, bien que chaqu'une des familles citées plus haut ait ses propres caractéristiques, les paramètres analytiques restent les mêmes pour toutes les familles d'antennes.

Dans le paragraphe suivant, nous allons mettre en exergue les généralités sur les antennes miniatures à travers une présentation de leurs caractéristiques fondamentales.

#### 1.3.1 Définition d'une antenne miniature

Une antenne miniature (patch antenna en anglais) aussi appelée antenne électriquement petite est définie comme une antenne dont les dimensions sont petites par rapport à sa demilongueur d'onde de fonctionnement [32]. Dans [33], Wheeler indique qu'une antenne est électriquement petite si ses dimensions maximales sont inférieures au nombre d'onde k tel que :

$$k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

Avec  $\lambda$  = longueur d'onde de l'antenne à sa fréquence de travail.

Les antennes miniatures sont constituées d'un patch métallique (élément rayonnant), d'un substrat (diélectrique) et d'un plan de masse (PCB). L'élément rayonnant peut prendre de nombreuses configurations différentes. La figure 1.8 montre une configuration rectangulaire et une configuration planaire.

Ces antennes peuvent être montées à la surface d'avions, d'engins spatiaux, de satellites, de missiles, de voitures et particulièrement de téléphones portables à haute performance [34].



Figure 1.8 : Antenne patch rectangulaire (a) [34], antenne patch PIFA (b)[35]

Les antennes miniatures tiennent leur popularité des nombreux avantages qu'elles offrent comparés aux autres types d'antennes. En effet, elles sont :

- Facile à fabriquer
- De faibles coûts
- Présentent de bonnes performances
- Présentent des dizaines de variantes

Cependant, elles présentent des inconvénients tels que :

- Une largeur de bande étroite
- Un rayonnement d'alimentation parasite
- Une capacité de puissance limitée
- Des problèmes de tolérance.

Une grande partie du travail de développement des antennes à microruban a donc consisté à tenter de résoudre ces problèmes afin de satisfaire les exigences de plus en plus strictes des systèmes [36].

#### 1.3.2 Paramètres d'une antenne

#### 1.3.2.1 Impédance d'entrée et coefficient de réflexion

Dans les systèmes de communication sans fil, lors de la transmission d'une information, la source génère une puissance qu'elle fournit à l'antenne à travers une ligne dite de transmission. Cette puissance n'est jamais totalement fournie à l'antenne. En effet, une partie de la puissance source est réfléchie. La transmission de la puissance source dépend de la ligne et de l'impédance de l'antenne.



Figure 1.9 : Illustration de la distribution de la puissance (a), Représentation des pertes dans une antenne (b) [37]

L'impédance d'entrée est donnée par la relation 1.1 ci-dessous :

$$Z_{ant} = R_{ant} + jX_{ant} \tag{1.1}$$

Où

 $R_{ant}$  est la partie active de l'impédance d'entrée. Elle correspond à la somme de la résistance due aux pertes ohmiques notée  $R_{pertes}$  et de la résistance due à la perte de puissance liée à l'onde électromagnétique rayonnée par l'antenne. La relation 1.2 donne l'expression de cette résistance :

$$R_{ant} = R_{pertes} + R_{ray} \tag{1.2}$$
X<sub>ant</sub> correspond à la composante réactive de l'impédance d'entrée. Elle exprime le comportement capacitif ou inductif de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence de travail comme indiquée dans l'équation 1.3 ci-dessous :

$$X_{ant} = iL\omega + \frac{1}{iC\omega}$$
(1.3)

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  correspond au rapport entre l'amplitude du signal réfléchi par l'antenne et l'amplitude du signal d'entrée. Au cours de la transmission de la puissance source à la charge, une partie de cette puissance est réfléchie. Cette puissance est appelée perte par désadaptation. La perte par désadaptation est caractérisée par le coefficient de réflexion  $S_{11}$  donné par la relation *1.4* suivante :

$$S_{11} = \frac{Z_{ant} - Z_0}{Z_{ant} + Z_0}$$
(1.4)

 $Z_0$  représente l'impédance caractéristique de la ligne. Dans les systèmes de communication sans fil, l'impédance caractéristique  $Z_0$  de la ligne de transmission des objets communicants est généralement égale à 50  $\Omega$ .

La puissance réfléchie peut être également représentée en fonction du rapport d'ondes stationnaires (ROS) qui est définit comme suit :

$$ROS = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \tag{1.5}$$

### **1.3.2.2** Bande passante

La bande passante d'une antenne est définie comme la plage de fréquences dans laquelle l'antenne est adaptée. En d'autres termes, elle représente le domaine de fréquences dans lequel le rayonnement de l'antenne présente les caractéristiques requises [38]. Elle peut donc être déterminée en considérant la bande pour laquelle le coefficient de réflexion de l'antenne est inférieur à -10 dB, ce qui correspond à un ROS inférieur à 2.

Étant donné que les caractéristiques (impédance d'entrée, structure, gain, polarisation, etc.) d'une antenne ne varient pas nécessairement de la même manière ou sont même affectées de manière critique par la fréquence, il n'y a pas de caractérisation unique de la bande passante. Les spécifications sont définies dans chaque cas pour répondre aux besoins de l'application particulière. Habituellement, une distinction est établie entre les variations d'impédance de modèle et d'impédance d'entrée [34].

Dans le domaine de la conception d'antenne, la caractérisation de bande passante la plus commune est la bande passante en adaptation [8]. Cette bande passante est définie comme l'intervalle de fréquence dans lequel le coefficient de réflexion de l'antenne reste au-dessous d'un certain niveau prédéfini. Des réseaux 2G aux réseaux 4G, le critère  $|S_{11}| \le -6$  dB est très utilisé. Cependant pour les futurs réseaux de communication sans fil 5G, le critère d'adaptation  $|S_{11}| \le -10$  dB est plus utilisé.



Figure 1.10 : Représentation de la bande passante d'une antenne mono-bande

# 1.3.2.3 Directivité, Efficacité et Gain

La directivité est un paramètre antennaire qui permet de caractériser la focalisation des ondes radio en émission ou en réception dans la direction considérée. Ainsi, suivant une direction  $(\theta, \varphi)$ , la directivité noté  $D(\theta, \varphi)$  représente le rapport entre la puissance rayonnée dans cette direction  $P(\theta, \varphi)$  et la puissance que rayonnerait une antenne isotrope (P<sub>R</sub>/4 $\pi$ ) [39]. Une antenne isotrope étant définit comme une antenne dont le rayonnement est uniforme dans l'espace. Elle est utilisée à titre de référence mais n'existe pas en réalité.

La directivité est donnée par l'expression suivante :

$$D(\theta,\varphi) = 4\pi \frac{P(\theta,\varphi)}{P_R}$$
(1.6)

Où  $P_R$  est la puissance rayonnée totale.

Il est à noter que les antennes miniatures présentent généralement une directivité faible.

Comme illustré dans la figure, les antennes sont des convertisseurs imparfaits. En effet, il apparait des pertes lors de la transformation d'énergie. Ainsi l'efficacité de rayonnement d'une antenne traduit sa capacité à transmettre la puissance électrique en entrée  $P_{acc}$  sous forme de puissance rayonnée  $P_{ray}$ . L'efficacité est donnée par l'équation 1.7 ci-dessous :

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} \tag{1.7}$$

Cette efficacité peut être écrite en fonction de la résistance de pertes et de la résistance de rayonnement comme suit :

$$\eta_{ray} = \frac{R_r}{R_r + R_{pertes}} \tag{1.8}$$

Cette expression de l'efficacité exprime le rendement diélectrique de conduction.

Le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance incidente est appelé efficacité totale. Elle prend en compte les pertes par désadaptation, les pertes ohmiques et diélectriques de l'antenne. L'efficacité totale est donnée par l'équation *1.9* ci-dessous :

$$\eta_{tot} = \frac{P_{ray}}{P_{in}} \tag{1.9}$$

L'efficacité totale peut également être donnée en fonction du coefficient de réflexion par la relation suivante :

$$\eta_{tot} = \eta_{ray} * (1 - |S_{11}|^2) \tag{1.10}$$

Etroitement lié à la directivité, le gain est un paramètre très utile pour la description des performances d'une antenne. Il est défini comme un rapport d'intensité entre la puissance rayonnée par l'antenne dans une direction donnée (en fonction des angles des coordonnées sphériques  $\theta$  et  $\phi$ ) et l'intensité rayonnée par une antenne isotrope sans pertes. Il s'agit d'une mesure qui prend en compte l'efficacité de l'antenne ainsi que ses capacités directionnelles.

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi * \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{acc}}$$
(1.11)

La relation entre le Gain et la Directivité est donnée par :

$$G(\theta, \varphi) = \eta_{rav} * D(\theta, \varphi) \tag{1.12}$$

# **1.3.2.4** Facteur de qualité

Inversement proportionnel à la bande passante, le facteur de qualité d'une antenne représente le rapport de la partie imaginaire sur la partie réelle de son impédance d'entrée et peut être exprimée de la façon suivante [40]. Il est donné par la relation suivante :

$$Q_{tot} = \frac{Im(Z)}{Re(Z)} = \frac{wW_{stock\acute{e}e}}{P_{dissip\acute{e}e}}$$
(1.13)

Où

- *w* représente la pulsation ;
- *W*<sub>stockée</sub> correspond à l'énergie électromagnétique stockée ;
- *P*<sub>dissipée</sub> est la puissance totale (perte et rayonnement) dissipée dans l'antenne

Dans [32] le facteur de qualité est défini comme étant le rapport entre, le produit du double de la pulsation (w) à l'énergie électrique moyenne stockée au-delà des bornes d'entrée, et la puissance dissipée dans le rayonnement.

Si ce Q est élevé, il peut être interprété comme l'inverse de la largeur de bande de fréquence fractionnelle de l'antenne. Si elle est basse, l'impédance d'entrée de l'antenne varie lentement avec la fréquence et l'antenne a potentiellement une large bande passante. Le rapport Q peut donc être utilisé dans ce dernier cas à titre indicatif pour une large bande.

## 1.3.2.5 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement représente la répartition dans l'espace de l'énergie rayonnée ou reçue par l'antenne. Il correspond donc à la représentation graphique des propriétés de rayonnement de l'antenne en fonction des coordonnées de l'espace. Le rayonnement des antennes est caractérisé par des propriétés communes mais chaque type d'antenne à une courbe de rayonnement qui lui est spécifique. Il dépend de la géométrie de l'antenne et de sa fréquence de résonnance. Le diagramme de rayonnement est le plus souvent exprimés en dB.

L'étude des propriétés du diagramme de rayonnement d'une antenne fait intervenir trois régions de rayonnement comme illustré dans la figure 1.11 ci-dessous.



Figure 1.11: les différentes zones de rayonnement [34]

Le comportement des champs rayonnés dépend de la distance par rapport à l'antenne à laquelle ces champs sont évalués.

On distingue ainsi :

1.3.2.5.1 Le domaine de champ proche réactif ou région de Rayleigh C'est la première zone de la figure de rayon R1 tel que  $R_1 = 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$ .

Où D correspond au diamètre de l'antenne et  $\lambda$  la longueur d'onde.

Dans ce domaine l'énergie est stockée et restituée à l'antenne. Cette région est appelée la région réactive du champ proche de l'antenne. Le champ réactif est dominant dans cette zone [41].

1.3.2.5.2 Le domaine de champ proche rayonnant ou région de Fresnel La région de champ proche rayonnante est caractérisée par le fait que la partie rayonnante du champ domine la partie réactive du champ et que la distribution angulaire de ce champ rayonnant dépend de la distance à l'antenne. Elle correspond à la zone de rayon maximal R2 =  $2 D^2/\lambda$  et est comprise entre le domaine de champ proche réactif et le domaine de champ lointain [34]. Il est à noter que dans le cas d'antenne de faible dimension, cette zone peut ne pas exister [40].

# 1.3.2.5.3 Le domaine de champ lointain ou région de Fraunhofer

La région de champ lointain est celle où non seulement les champs rayonnants sont prédominants, mais où la distribution du champ angulaire est devenue indépendante de la distance à l'antenne [41]. Dans ce domaine, le rayon de courbures des ondes devient grand tel que les ondes rayonnées soient considérées comme des ondes planes.

En situation réelle, la distance entre antenne émettrice et antenne réceptrice sera (presque) toujours de sorte que les antennes se trouvent dans les régions de champ lointain de l'autre. C'est donc dans ce domaine que seront évalués les champs rayonnés par une antenne.

Les coordonnées d'un diagramme de rayonnement sont d'habitude choisies par les angles d'élévation ( $\theta$ ) et d'azimut ( $\phi$ ) du système de coordonnées sphériques.



Figure 1.12 : Système de coordonnées sphériques

Le diagramme de rayonnement est tracé à l'aide de la fonction caractéristique de rayonnement r ( $\theta$ ,  $\phi$ ). Cette fonction varie entre 0 et 1 selon la direction [42].

Le diagramme de rayonnement peut être exprimé soit en fonction de la puissance soit en fonction du champ électrique rayonné. On parle de diagramme de rayonnement en puissance lorsque le diagramme représente la répartition de la puissance par unité d'angle solide dans la direction d'angle solide  $P(\theta, \varphi)$ , en  $(W/m^2)$ .

Le diagramme de rayonnement en puissance normalisé est donné par la relation suivante :

$$r(\theta,\varphi) = \frac{P(\theta,\varphi)}{P_{max}}$$
(1.14)

Où P<sub>max</sub> est la puissance maximale mesurée.

Lorsque le diagramme de rayonnement est exprimé en fonction du champ rayonné  $E(\theta, \varphi)$ , on parle de diagramme de rayonnement en champ. Il est donné par la racine carrée de la puissance P ( $\theta, \varphi$ ) qui s'exprime comme suit :

$$P(\theta, \varphi) = \frac{1}{2} * \frac{|\vec{E}|^2}{120\pi}$$
(1.15)

La racine carrée de la densité de puissance est donc :

$$r_{champ}(\theta, \varphi) = \sqrt{P(\theta, \varphi)}$$
 (1.16)

La puissance rayonnée est généralement concentrée dans un ou plusieurs lobes. Un lobe de rayonnement est une partie du diagramme de rayonnement délimitée par des régions d'intensité de rayonnement relativement faible. On appelle lobe principal la direction qui concentre la presque totalité du rayonnement. Il existe également des lobes mineurs et des lobes latéraux correspondants aux lobes secondaires. Les lobes secondaires sont dits parasites si le niveau du premier d'entre eux est supérieur à 30 dB.

La figure 1.13 montre un diagramme 3D composé d'un lobe principal et de lobes secondaires. Elle montre également la largeur du faisceau du lobe principal caractérisé par le HPBW.



Figure 1.13diagramme de rayonnement tridimensionnel (3D) [34]

La figure 1.14 montre la représentation linéaire du même diagramme de rayonnement.



Figure 1.14 : Diagramme de rayonnement bidimensionnel [34]

La connaissance de ces diagrammes nous permettra dans le cadre de ce travail de pouvoir facilement interpréter les différentes reconfigurations de diagramme obtenues notamment en faisant des coupes, l'une par un plan vertical et l'autre par un plan horizontal.

# **1.3.3** Antenne miniature multi-bandes

Avec le développement de plus en plus de technologies et d'applications sans fil, dans un contexte où la ressource fréquentielle se rarifie, la nécessité de disposer d'antennes pouvant couvrir plusieurs standards devient indispensable à l'essor des futurs réseaux de communication sans fil. Cependant, les effets de mode (portatif slim, courbé...) contribuent à la réduction de l'espace allouée aux antennes dans les petits objets communicants rendant ainsi difficile l'intégration de plusieurs antennes opérant dans des standards différents. De plus, les exigences relatives à la compacité et à la légèreté des stations mobiles sont également requises [43], [44]. Cette nécessité peut également s'expliquer du fait du succès du marché émergent des téléphones intelligents (smartphones). Outre l'exigence de fonctionnement multi-bandes, l'antenne du téléphone intelligent doit également être compacte avec un profil bas afin de pouvoir être intégrer facilement à la carte de circuit imprimé et au boîtier du combiné. En outre, l'antenne doit fournir un rendement de rayonnement raisonnable et un diagramme de rayonnement isotrope pour assurer la qualité de la connexion [45].

Plusieurs solutions existent face à cette problématique. En effet, plusieurs applications peuvent être couvertes par une seule antenne si cette dernière est large bande ou multi-bandes [46], [47], [48], [49].

Une antenne est dite large bande lorsque ses performances sont indépendantes ou quasi indépendantes de sa fréquence de travail. On définit également une antenne large bande comme une antenne qui couvre 500 MHz de bande au moins ou qui présente une bande passante relative  $\geq 20 \%$  [50].

Une antenne est dite multi-bandes si elle présente plusieurs fréquences de résonance a - 10 dB.

Comme décrit dans la première partie de ce manuscrit, les antennes électriquement petites sont de nature à bande étroite et leurs performances dépendent fortement de leur fréquence de résonance.

Bien qu'étant moins sensible aux erreurs de fabrication et offrant des possibilités de conception beaucoup plus simples comparées aux antennes multi-bandes, les antennes large-bandes présentent une grande sensibilité par rapport à l'adaptation d'impédance sur toute la bande et sont peu directives. Ces antennes nécessitent également un post traitement pour séparer les bandes. Les antennes multi-bandes restent alors une bonne option pour les applications sans fil. Compte tenu des contraintes que présentent les antennes miniatures classiques et des exigences des futurs systèmes de communication sans fil, les antennes adaptatives se positionnent comme une bonne alternative.

Les applications émergentes des communications sans fil nécessitent des systèmes antennaires avancés qui sont capables de satisfaire les besoins en termes de diversification fréquentielle, efficacité, faible encombrement et consommation.

# 1.3.4 Les antennes et systèmes d'antennes reconfigurables

Les antennes intelligentes peuvent, sur application d'une commande (électrique, magnétique ou mécanique), modifier dynamiquement une de leurs caractéristiques fondamentales que sont la fréquence, la polarisation ou le diagramme de rayonnement. La notion d'intelligence renvoie donc à la capacité de l'antenne à s'adapter à son environnement. On parle communément d'antenne adaptative ou reconfigurable.

La reconfiguration de l'antenne est réalisée en modifiant la distribution du courant électrique, en conséquence les propriétés du champ électromagnétique et de l'impédance, donc les propriétés d'émission et de réception, et ceci de façon discrète ou continue [51].

Cependant rendre une antenne intelligente est assez complexe du fait qu'il fait intervenir principalement les domaines de l'électromagnétisme, du traitement du signal et de la conception d'antennes. Ainsi, la nécessité d'une combinaison efficiente de ces trois domaines implique le développement de techniques pointues pour chacune des domaines afin de répondre aux exigences et contraintes liées à l'apparition des nouveaux réseaux de communication sans fil.

Bien que les systèmes d'antennes intelligentes puissent sembler être une nouvelle technologie, la théorie fondamentale des antennes intelligentes n'est pas nouvelle. En fait, ils sont appliqués dans les systèmes liés à la défense depuis la première guerre mondiale [52].

Il existe plusieurs façons de classer les antennes reconfigurables. Les techniques utilisées pour réaliser la reconfiguration d'antenne seront présentées dans le chapitre 2. Dans cette partie, nous allons présenter une méthode de classement très utilisé à savoir le classement selon l'agilité relative à une des caractéristiques fondamentales de l'antenne. On distingue les antennes reconfigurables :

- En fréquence
- ➢ En polarisation
- En diagramme de rayonnement
- Par combinaison.

# **1.3.4.1** Reconfiguration en Fréquence

Une antenne agile en fréquence peut couvrir plusieurs bandes sans modification de sa configuration physique. La reconfiguration en fréquence consiste à la modification de la fréquence de travail par application d'une commande extérieure (électrique, magnétique, mécanique). Il existe deux types d'agilités fréquentielles : antenne à variations de fréquences discrètes et antennes à variations de fréquences continues. La reconfiguration en fréquence recouvre différentes fonctionnalités : la commutation de fréquence, l'accordabilité en fréquence, le changement de bande passante ou encore des fonctionnalités de filtrage, par exemple la réjection de fréquence.

La figure 1.15 montre une antenne reconfigurable en fréquence et pouvant couvrir les applications mobiles GSM 900, DCS 1800, Bluetooth 2.4 GHz, Wi-MAX 2.3 – 2.4 GHz et le Wi-Fi 2.4 – 2.45 GHz. La reconfigurabilité se fait ici en utilisant des diodes PIN switchables [53].



Parameter	L1	L2	L3	L4	L5	L6	L7	L8	W2	W3
Value	17	32	18	40	12	28	56.5	28	5.25	5.25

Figure 1.15: Antenne reconfigurable en fréquence



Figure 1.16 : Coefficient de réflexion de l'antenne

La figure 1.17 montre une antenne compacte reconfigurable en fréquence sur un ordinateur portable et destinée aux services LTE multi bandes. Chaque antenne MIMO est constituée de deux antennes planaires F inversés appelées PIFA [54].



Figure 1.17 : Antennes PIFA (a), Les bandes couvertes illustrées par les paramètres S (b)

# **1.3.4.2** Reconfiguration en Polarisation

L'agilité en polarisation renvoie à la capacité d'une antenne à prendre en charge plusieurs types de polarisation (linéaire, circulaire) tout en gardant la même fréquence et le même diagramme de rayonnement. Elle s'obtient généralement en modifiant le sens et ou la phase de circulation des courants sur l'élément rayonnant d'une antenne.

Les antennes à polarisation circulaire sont largement utilisées dans les systèmes de communication par satellite et sans fil pour réduire les effets de trajets multiples et la nécessité d'un alignement de polarisation précis entre les antennes d'émission et de réception [55].

Une antenne patch en E, reconfigurable en polarisation offrant des performances large bande est proposée dans [56]. L'antenne est capable de commuter sa polarisation d'une polarisation circulaire droite (RHCP) à une polarisation circulaire gauche (LHCP) et inversement. L'antenne opère dans la bande de fréquences de la norme IEEE 802.11 b / g (2,4 à 2,5 GHz).



Figure 1.18 : Photo de l'antenne en E reconfigurable en polarisation



Figure 1.19 : Diagramme de rayonnement de l'antenne en E

# **1.3.4.3** Reconfiguration en Digramme de rayonnement

L'objet de notre travail porte sur la reconfiguration en diagramme de rayonnement. Ce type de reconfiguration correspond à un changement de forme, de direction et de gain d'une antenne. La reconfiguration du diagramme de rayonnement concerne le balayage angulaire, les changements de directivité/ouverture de faisceau, les fonctionnalités de filtrage spatial, et de manière la plus générale, la synthèse d'un faisceau selon des caractéristiques souhaitées. Le cas le plus simple d'un système d'antennes à diversité de diagramme est celui d'un système d'antennes bi-statiques qui présente deux diagrammes de rayonnement fortement décorrélés [57].



Figure 1.20 : Principe de la diversité de diagramme (a), réalisation à l'aide de deux dipôles de part et d'autre d'un plan réflecteur (b), diagramme de rayonnement en commutation (c)

Une étude détaillée d'un système d'antennes reconfigurable en diagramme de rayonnement est présentée dans les chapitres 3 et 4.

Les systèmes d'antennes reconfigurables en diagramme peuvent être classés en deux types : les systèmes à commutation de faisceaux et les systèmes réseaux adaptatifs.

Un système à commutation de faisceaux est un système qui peut choisir parmi l'un des nombreux modèles prédéfinis pour améliorer le signal reçu. L'objectif général du système à commutation de faisceaux est d'accroître le gain en fonction de la position de l'utilisateur. En réalité, il s'agit d'une extension de la segmentation des cellules. Chaque secteur est donc subdivisé en secteurs plus petits. Au fur et à mesure que l'unité mobile se déplace dans la cellule, le système à faisceaux commutés détecte la force du signal, choisit le diagramme de faisceaux

prédéfini approprié et commute les faisceaux en continu, si nécessaire. Cependant, les faisceaux étant fixes, l'utilisateur prévu peut ne pas se trouver au centre du faisceau principal.

Un système à réseau adaptatif est un système qui est capable de localiser et suivre les signaux (utilisateurs et interféreurs) et ajuster dynamiquement le diagramme d'antenne afin d'améliorer la réception tout en minimisant les interférences, à l'aide d'algorithmes de traitement du signal. En d'autres termes, ils peuvent diriger le faisceau principal vers le signal pilote ou le signal d'intérêt (SOI) tout en supprimant le diagramme d'antenne en direction des brouilleurs ou des signaux non d'intérêt (SNOI). De manière plus simple, les systèmes à réseaux adaptatifs peuvent personnaliser un diagramme de rayonnement approprié pour chaque utilisateur. Ainsi les systèmes à réseau adaptatif offrent de loin des performances supérieures comparés aux systèmes à commutation de faisceaux [58].

Les systèmes de communication sans fil peuvent être vulnérables aux phénomènes physiques confrontés par les ondes radio lors de leur propagation dans l'espace. Dans l'environnement réel des systèmes de communication sans fil, les ondes radio issue d'un émetteur se propagent par différents chemins. C'est le phénomène multi-trajet. Cependant le milieu réel est naturellement constitué d'obstacles (Immeubles, arbres, etc.) pour les ondes. Ces dernières subissent alors dans le canal de propagation des phénomènes tels que les interférences mais surtout les atténuations d'amplitude.



Figure 1.21 : Exemple de propagation multi-trajets [37]

Cependant ces faiblesses peuvent être exploitées pour accroitre les performances de ces systèmes. En effet, Dans ce type d'environnement, la puissance du signal reçue peut être améliorée à chaque fois qu'il est possible de recevoir ce signal par au moins deux chemins indépendants. En diversifiant les canaux de réception, on améliore l'amplitude du signal reçu. Puisque les multi-trajets représentent plusieurs canaux entre l'émetteur et le récepteur, alors l'objectif des communications sans fil est de profiter des multi-trajets pour dépasser la capacité pour une largeur de bande limitée. On parle alors de gain de diversité [59], [60]. Le principe de base de la diversité est que le récepteur doit disposer de plusieurs versions du signal transmis, reçues sur des canaux indépendants [35]. On distingue plusieurs types de diversité telles que la diversité spatiale, la diversité de polarisation et la diversité temporelle.

L'introduction de la technologie MIMO dans la version 8 du LTE (Long Term Evolution) a permis un développement sans précèdent dans les systèmes cellulaires sans fil. L'adoption de la technologie MIMO a joué un rôle essentiel dans la 4G actuelle et continuera de le faire dans les futurs systèmes cellulaires 5G [61], [62]. La motivation principale de l'adoption de MIMO comme une des technologies principales des réseaux 4G et futurs était dû aux contraintes de capacités dont souffraient les réseaux précédents. En effet, les premiers systèmes de communication sans fil utilisaient une antenne à l'émission et une antenne à la réception d'où le nom de système SISO (Single Input Single Output). Ces systèmes sont généralement limités en performance telle que la capacité aussi appelé capacité de Shannon.

$$C = W.\log_2(1 + \frac{P}{N_0 W})$$
(1.17)

Où : P représente la puissance utile du signal en Watt

 $N_0$ , la densité spectrale de puissance du bruit (*Watt/Hertz*)

W, la bande passante en Hertz

La capacité d'un système de communication sans fil est le débit maximal que ce système peut atteindre pour transmettre les données avec une probabilité d'erreur faible sur les transmissions [63], [64].

La notion de capacité est utilisée souvent pour évaluer les performances théoriques d'un système de communication sans prendre en considération les limitations reliées à la complexité des algorithmes qu'il faut mettre en œuvre pour atteindre ces performances.

Afin de remédier à cette limitation, plusieurs techniques ont été proposé passant des systèmes SISO aux systèmes MIMO comme l'illustre la figure 1.22 suivante.



Figure 1.22 : Système SISO (a), Système SIMO (b), Système MISO (c), Système MIMO (d)
[65]

Les technologies MIMO utilisent des réseaux d'antennes à l'émission et à la réception afin d'améliorer la qualité du rapport signal sur bruit (Signal-to-noise ratio ou SNR en anglais) et le débit de transmission. En d'autres termes, plus le nombre d'antennes utilisées augmente, plus la capacité du canal MIMO augmente [35], [66]. Cela permet notamment de pouvoir diminuer le niveau d'émission des signaux radio afin de réduire la pollution électromagnétique environnante, mais aussi de prolonger la durée des batteries dans le cas d'un téléphone [67]. Un autre avantage non moins important des systèmes multi-antennes est leur aptitude à résister aux évanouissements et aux interférences.

Malgré les nombreux avantages qu'offrent les systèmes MIMO classiques, ils présentent aussi des limites importantes. En effet, dans les zones à forte densité de population, les systèmes mobiles sont généralement limités en interférences, ce qui signifie que les interférences d'autres utilisateurs constituent la principale source de bruit dans le système. Cela signifie que le rapport signal sur interférence (SIR) est beaucoup plus grand que le rapport signal sur bruit (SNR). Ainsi les systèmes d'antennes reconfigurables présentent tout leur intérêt notamment par leur habilité à augmenter le SIR en augmentant simultanément le niveau de signal reçu utile et en abaissant le niveau de brouillage [58].

Les systèmes d'antenne intelligents actuels se composent de plusieurs antennes de part et d'autre de la liaison de communication et intègrent un traitement adaptatif des signaux par exploitation

de la dimension spatiale du canal radio mobile. Les systèmes d'antenne intelligents permettent d'augmenter considérablement les performances des systèmes de communication sans fil comparés aux systèmes MIMO classiques [68].

# 1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé de manière assez large les différents contours des clés du succès du futur réseau de communication sans fil 5G. Nous avons d'abord présenté les différents réseaux de communication sans fil existant afin de mieux démontrer la pertinence du passage à la 5G mais également de mieux positionner nos contributions. En effet, il a été clairement montré dans ce chapitre que la 5G devra nécessairement intégrer des dispositifs antennaires intelligents pour atteindre les nombreux objectifs assignés par le 5GPP. L'intelligence d'un dispositif antennaire dépendant principalement de trois domaines à savoir l'électromagnétisme, le traitement du signal et la conception d'antennes, notre contribution, dans le cadre de cette thèse, a porté uniquement sur le dernier domaine cité.

Nous présentons dans le chapitre suivant l'ensemble des contraintes et exigences associés à la conception d'antenne reconfigurable.

# Références

- [1] 5GPP, «5G IA's Position Paper on a European partnership on Smart Networks and Services under Horizon Europe », févr-2019. [En ligne]. Disponible sur: https://5gppp.eu/wp-content/uploads/2019/02/5G-IA-Position-Paper-Smart-Networks-and-Services Horizon-Europe.pdf. [Consulté le: 16-avr-2019].
- [2] GSMA, « L'économie mobile, L'Afrique de l'Ouest », 2018. [En ligne]. Disponible sur: https://www.gsmaintelligence.com/research/?file=dd7760bf439236e808ea61ee986845eb &download. [Consulté le: 18-avr-2019].
- [3] « Rapport Mesurer la société de l'information 2015 », p. 56.
- [4] NTT DOCOMO, « DOCOMO 5G White Paper: 5G Radio Acces : Requierements, Concept and Technologies », p. 13, 2014.
- [5] A. P. Feresidis, P. S. Hall, T. Jackson, et P. Gardner, « Editorial Emerging integrated reconfigurable antenna technologies », *Antennas Propag. IET Microw.*, vol. 8, nº 11, p. 809-810, août 2014.
- [6] K. Moschner, « NGMN Alliance Update on 5G Work Programme 07/2015 », p. 15.
- [7] I. J. Ijritce, « An Overview on Evolution of Mobile Wireless Communication Networks: 1G-6G ».
- [8] I. Dioum, « Conception de systèmes multi-antennaires pour techniques de diversité et MIMO : application aux petits objets nomades communicants », phdthesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2013.
- [9] T. M. Siep, I. C. Gifford, R. C. Braley, et R. F. Heile, « Paving the way for personal area network standards: an overview of the IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks », *IEEE Pers. Commun.*, vol. 7, nº 1, p. 37-43, févr. 2000.
- [10] R. C. Braley, I. C. Gifford, et R. F. Heile, « Wireless personal area networks: an overview of the IEEE P802. 15 working group », *Mob. Comput. Commun. Rev. - MCCR*, vol. 4, janv. 2000.
- [11] and, « QoS enhancement in IEEE 802.11 wireless local area networks », *IEEE Commun. Mag.*, vol. 41, nº 6, p. 120-124, juin 2003.
- [12] B. P. Crow, I. Widjaja, J. G. Kim, et P. T. Sakai, « IEEE 802.11 Wireless Local Area Networks », *IEEE Commun. Mag.*, vol. 35, nº 9, p. 116-126, sept. 1997.
- [13] J. L. Burbank, «Wireless Networking: Understanding Internetworking Challenges », Wiley.com. [En ligne]. Disponible sur: https://www.wiley.com/enus/Wireless+Networking%3A+Understanding+Internetworking+Challenges-p-9781118122389. [Consulté le: 17-avr-2019].
- [14] C. Eklund, R. B. Marks, K. L. Stanwood, et S. Wang, « IEEE standard 802.16: a technical overview of the WirelessMAN/sup TM/ air interface for broadband wireless access », *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, n° 6, p. 98-107, juin 2002.
- [15] S. Ahmadi, « An overview of next-generation mobile WiMAX technology », IEEE Commun. Mag., vol. 47, nº 6, p. 84-98, juin 2009.
- [16] B. Li, Y. Qin, C. P. Low, et C. L. Gwee, «A Survey on Mobile WiMAX [Wireless Broadband Access] », *IEEE Commun. Mag.*, vol. 45, nº 12, p. 70-75, déc. 2007.
- [17] « Advanced Cellular Network Planning and Optimisation: 2G/2.5G/3G...Evolution to 4G », Wiley.com. [En ligne]. Disponible sur: https://www.wiley.com/enas/Advanced+Cellular+Network+Planning+and+Optimisation%3A+2G+2+5G+3G+Evo lution+to+4G-p-9780470014714. [Consulté le: 17-avr-2019].
- [18] M. Moussaoui, « Réseau UMTS et ses évolutions: UMTS/HSxPA/3LTE », p. 77.
- [19] P. Gupta, « EVOLVEMENT OF MOBILE GENERATIONS : 1G To 5G », vol. 1, nº 3, p. 6, 2013.

- [20] Y. Bouguen, É. Hardouin, F.-X. Wolff, et A. Maloberti, *LTE et les réseaux 4G*. Paris: Eyrolles, 2012.
- [21] S. Kanchi, S. Sandilya, D. Bhosale, A. Pitkar, et M. Gondhalekar, « Overview of LTE-A technology », in 2013 IEEE Global High Tech Congress on Electronics, 2013, p. 195-200.
- [22] C. Zhang, S. L. Ariyavisitakul, et M. Tao, «LTE-Advanced and 4G wireless communications: Part 2 », *IEEE Commun. Mag.*, vol. 50, nº 6, p. 26-26, juin 2012.
- [23] « 5G Realised LONDON, 10-11 APRIL 2019 5G Application Use Cases ». [En ligne]. Disponible sur: https://5grealised.com/. [Consulté le: 17-avr-2019].
- [24] 5GPP, «5G-PPP-5G-Architecture-White-Paper-2-Summer-2017\_For-Public-Consultation.pdf », 18-juill-2017. [En ligne]. Disponible sur: https://5g-ppp.eu/wpcontent/uploads/2017/07/5G-PPP-5G-Architecture-White-Paper-2-Summer-2017\_For-Public-Consultation.pdf. [Consulté le: 18-avr-2019].
- [25] S. Ks, « Samsung 5G Vision 0 ».
- [26] NGMN Alliance, «5G White Paper», 2015. [En ligne]. Disponible sur: https://cdn3.scrvt.com/fokus/4e60fae4cbe2fea0/2fc1cf8cd1e9ad0c4c3f883ed9f181ad/14 1222\_NGMN-Executive\_Version\_of\_the\_5G\_White\_Paper\_v1\_0.pdf. [Consulté le: 18avr-2019].
- [27] « 2nd workshop on 5G-Trials From 5G Experiments to Business Validation | IEEE 5G World Forum (WF-5G) ». [En ligne]. Disponible sur: http://sites.ieee.org/wf-5g/from-5gexperiments-to-business-validation/. [Consulté le: 17-avr-2019].
- [28] P. Padilla *et al.*, «Future 5G Millimeter-Wave Systems and Terminals: Propagation Channel, Communication Techniques, Devices, and Measurements », *IEEE Commun. Mag.*, vol. 56, nº 7, p. 12-13, juill. 2018.
- [29] 5G America, «5GA\_5G\_Spectrum\_Recommendations\_2017\_FINAL ». [En ligne]. Disponible sur: http://www.5gamericas.org/files/9114/9324/1786/5GA\_5G\_Spectrum\_Recommendation s\_2017\_FINAL.pdf. [Consulté le: 17-avr-2019].
- [30] UIT, «Actes fi nals CMR-15», 2015. [En ligne]. Disponible sur: https://www.itu.int/dms\_pub/itu-r/opb/act/R-ACT-WRC.12-2015-PDF-F.pdf. [Consulté le: 14-avr-2019].
- [31] « 5G-Spectrum-Positions-FRA.pdf ». [En ligne]. Disponible sur: https://www.gsma.com/latinamerica/wp-content/uploads/2019/03/5G-Spectrum-Positions-FRA.pdf. [Consulté le: 17-avr-2019].
- [32] L. J. Chu, « Physical Limitations of Omni-Directional Antennas », J. Appl. Phys., vol. 19, p. 1163-1175, déc. 1948.
- [33] H. A. Wheeler, « Fundamental Limitations of Small Antennas », Proc. IRE, vol. 35, nº 12, p. 1479-1484, déc. 1947.
- [34] « Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition: Constantine A. Balanis: 9780471667827: Amazon.com: Books ». [En ligne]. Disponible sur: https://www.amazon.com/Antenna-Theory-Analysis-Design-3rd/dp/047166782X. [Consulté le: 17-avr-2019].
- [35] A. Diallo, « Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO », phdthesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2007.
- [36] D. M. Pozar, « Microstrip antennas », Proc. IEEE, vol. 80, nº 1, p. 79-91, janv. 1992.
- [37] M. Mouhamadou, « Contribution au développement et à l'optimisation d'un démonstrateur d'antennes adaptatives. Application à des systèmes de communications sans fil haut débit : WiMax », sept. 2007.
- [38] Odile Picon, Les antennes. 2019.

- [39] M. Rammal, « Développement d'antennes agiles en fréquence intégrant un condensateur ferroélectrique », phdthesis, Université de Limoges, 2017.
- [40] O. Diop, « Étude et minimisation du facteur de qualité des antennes pour de petits objets communicants », phdthesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2013.
- [41] H. Visser, Array and Phased Array Antenna Basics. 2005.
- [42] C. Requin, « Antennes quasi-auto-complémentaires pour terminaux mobiles multistandards », phdthesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2013.
- [43] I. Dioum, A. Diallo, C. Luxey, et S. M. Farsi, « Dual-band monopole MIMO antennas for LTE mobile phones », in 2010 Conference Proceedings ICECom, 20th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications, 2010, p. 1-4.
- [44] H. Hsieh, Y. Lee, K. Tiong, et J. Sun, « Design of a Multiband Antenna for Mobile Handset Operations », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 8, p. 200-203, 2009.
- [45] W.-J. Liao, S.-H. Chang, et L.-K. Li, « A compact planar multiband antenna for integrated mobile devices », *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 109, p. 1-16, janv. 2010.
- [46] Y. Li, W. Li, Q. Ye, et R. Mittra, « A survey of planar ultra-wideband antenna designs and their applications », *Forum Electromagn Res Methods Appl Technol FERMAT*, août 2014.
- [47] C. Lin et K. Wong, « Printed Monopole Slot Antenna for Internal Multiband Mobile Phone Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, nº 12, p. 3690-3697, déc. 2007.
- [48] Y. Chi et K. Wong, « Internal Compact Dual-Band Printed Loop Antenna for Mobile Phone Application », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, n° 5, p. 1457-1462, mai 2007.
- [49] P. Ciais, R. Staraj, G. Kossiavas, et C. Luxey, « Compact internal multiband antenna for mobile phone and WLAN standards », *Electron. Lett.*, vol. 40, nº 15, p. 920-921, juill. 2004.
- [50] S. Hebib, « Nouvelle topologie d'antennes multi-bandes pour applications spatiales », phdthesis, Université Paul Sabatier Toulouse III, 2008.
- [51] T. D. Nguyen, « Conception d'antenne intelligente reconfigurable pour la radio cognitive », phdthesis, Université de Grenoble, 2012.
- [52] S. Bellofiore, C. A. Balanis, J. Foutz, et A. S. Spanias, « Smart-antenna systems for mobile communication networks. Part 1. Overview and antenna design », *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 44, nº 3, p. 145-154, juin 2002.
- [53] M. M. Ali, A. M. Azmy, et O. M. Haraz, « Design and implementation of reconfigurable quad-band microstrip antenna for MIMO wireless communication applications », in 2014 31st National Radio Science Conference (NRSC), 2014, p. 27-34.
- [54] B. Mun, C. Jung, M. Park, et B. Lee, « A Compact Frequency-Reconfigurable Multiband LTE MIMO Antenna for Laptop Applications », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 13, p. 1389-1392, 2014.
- [55] P. Qin, A. R. Weily, Y. J. Guo, et C. Liang, « Polarization Reconfigurable U-Slot Patch Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, nº 10, p. 3383-3388, oct. 2010.
- [56] A. Khidre, K. Lee, F. Yang, et A. Z. Elsherbeni, « Circular Polarization Reconfigurable Wideband E-Shaped Patch Antenna for Wireless Applications », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, nº 2, p. 960-964, févr. 2013.
- [57] L. Petit, « ANTENNES RECONFIGURABLES A BASE DE MEMS RF », phdthesis, Université Joseph-Fourier Grenoble I, 2007.
- [58] S. Bellofiore, C. A. Balanis, J. Foutz, et A. S. Spanias, « Smart-antenna systems for mobile communication networks. Part 1. Overview and antenna design », *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 44, n° 3, p. 145-154, juin 2002.

- [59] C. C. Martin, J. H. Winters, et N. R. Sollenberger, «Multiple-input multiple-output (MIMO) radio channel measurements », in *Vehicular Technology Conference Fall 2000*. *IEEE VTS Fall VTC2000*. 52nd Vehicular Technology Conference (Cat. No.00CH37152), 2000, vol. 2, p. 774-779 vol.2.
- [60] V. Erceg, P. Soma, D. S. Baum, et A. J. Paulraj, « Capacity obtained from multiple-input multiple-output channel measurements in fixed wireless environments at 2.5 GHz », in 2002 IEEE International Conference on Communications. Conference Proceedings. ICC 2002 (Cat. No.02CH37333), 2002, vol. 1, p. 396-400 vol.1.
- [61] J. HIRP, «HIRP\_Journal\_2015-06\_Issue\_1». [En ligne]. Disponible sur: http://www.innovateasia.com/5g/attachment/HIRP\_Journal\_2015-06\_Issue\_1.pdf. [Consulté le: 17-avr-2019].
- [62] B. Khasdev et A. Hirwe, « Overview of MIMO Technology in LTE, LTE-A & LTE-A-Pro », *Int. J. Eng. Comput. Sci.*, vol. 5, nº 11, 2016.
- [63] « Amazon.com: Wireless Communications (9780521837163): Andrea Goldsmith: Books ». [En ligne]. Disponible sur: https://www.amazon.com/Wireless-Communications-Andrea-Goldsmith/dp/0521837162. [Consulté le: 16-avr-2019].
- [64] Dr. Tolga M. Duman B.S, « Coding for MIMO Communication Systems | Wiley Online Books ». [En ligne]. Disponible sur: https://onlinelibrary.wiley.com/doi/book/10.1002/9780470724347. [Consulté le: 18-avr-2019].
- [65] Y. Li, « Contribution à l'optimisation des performances d'antennes de téléphones mobiles à l'aide de techniques d'adaptation », thesis, Cergy-Pontoise, 2009.
- [66] P. Djiknavorian, « MIMO pour les Nuls », janv-2007. [En ligne]. Disponible sur: http://lrts.gel.ulaval.ca/publications/uploadPDF/publication\_26.pdf. [Consulté le: 17-avr-2019].
- [67] S. Salous, «Multiple Input Multiple Output Systems: capacity and channel measurements », avr. 2019.
- [68] A. Alexiou et M. Haardt, « Smart antenna technologies for future wireless systems: Trends and challenges », *Commun. Mag. IEEE*, vol. 42, p. 90-97, oct. 2004.

# 2.1 Introduction

Avec l'évolution des systèmes de communication de fil, les antennes des objets communicants ont évolué des antennes externes aux antennes miniatures. En raison des exigences élevées en débit avec le développement de nouvelles applications, les antennes pour objets communicants doivent couvrir plusieurs standards.

Le challenge consiste ainsi à intégrer plusieurs antennes multi-bandes avec de hautes performances et de faibles coûts dans un petit objet communicant. A cet effet, en plus des contraintes standards d'adaptation, de bande passante et d'efficacité des antennes miniatures, il s'ajoute les facteurs encombrement et agilité qui ont davantage élevé les défis de conception d'antennes.

Nous présenterons dans ce chapitre les exigences et contraintes liées à la conception d'antennes miniatures. Ces contraintes sont d'ordre intrinsèque et d'encombrement.

Ainsi nous exposerons les différentes techniques de miniaturisation mais également les différentes techniques utilisées pour rendre une antenne miniature agile avant d'introduire la nouvelle technique que nous proposons pour l'agilité en diagramme de rayonnement.

# 2.2 Les contraintes de la conception d'antennes miniatures

Plusieurs contraintes de conception existent dans le domaine antennaire. Ces contraintes peuvent être classées en deux catégories : les contraintes intrinsèques à la miniaturisation et les

contraintes d'encombrement induites par les exigences de l'heure (pluralité des nouvelles applications mobiles, utilisation de plusieurs éléments rayonnants dans un terminal compact (MIMO)).

La première contrainte est intrinsèque à la miniaturisation des antennes électriquement petites. En effet, Wheeler a démontré [1] qu'une antenne électriquement ne peut être utilisée de manière efficace qu'à condition que le volume occupé par cette antenne respecte l'équation 2.1 cidessous.

$$V_{ant} = \frac{C^3 * BP}{K * f_c^4}$$
(2.1)

Où

- K représente une constante qui varie entre 50 et 100 et dépend du type d'antenne
- $\lambda_c$  est la longueur d'onde à la fréquence de travail  $f_c$ .

Cette équation montre que le volume optimal de l'antenne est proportionnel à sa bande passante BP et inversement proportionnel à sa fréquence de travail.

La proportionnalité entre le volume optimal de l'antenne et sa bande passante dans un contexte de développement des objets communicants de plus en plus compact induit une contrainte majeure de bande passante. De la même manière la relation de proportionnalité inverse entre le volume optimal et la fréquence de travail signifie que plus la fréquence est petite, plus le volume que doit occuper l'antenne devient grand.

L'autre paramètre intrinsèque important à tenir en compte est le facteur de qualité Q dont la connaissance de sa limite inférieure permet de savoir la taille de l'antenne à concevoir pour une bande passante donnée [2]. Les travaux sur le facteur de qualité ont été initié par **Chu** dans [3] et amélioré par **McLean** qui ont respectivement défini les expressions analytiques du minimum de Q données respectivement par les équations *2.2* et *2.3*.

La figure 2.1 montre une sphère de rayon *a* englobant l'antenne et illustrant la taille de celle-ci. Cette sphère est communément appelée « sphère de Chu ».



Figure 2.1 : Sphère de Chu

$$Q_{chu} = \frac{1 + 2 \cdot k^2 \cdot a^2}{k^3 \cdot a^3 (1 + k^2 \cdot a^2)}$$
(2.2)

$$Q_{McLean} = \frac{1}{k^3 * a^3} + \frac{1}{k * a}$$
(2.3)

k représente le nombre d'onde dans le vide et a le rayon de la sphère de Chu.

Les équations 2.2 et 2.3 ont conduit à la limite minimale de Q dite de Chu donné par

$$Q_{lb} = \eta_r \left( \frac{1}{k^3 a^3} + \frac{1}{ka} \right)$$
(2.4)

Dans [2], il est montré que le facteur de qualité minimal de Chu peut être simplifié en considérant  $k * a \ll 1$ , d'où  $(k * a)^3 \ll k * a$  et donc  $\frac{1}{(k*a)^3} \gg \frac{1}{k*a}$ 

Ainsi on a :

$$Q_{lb} = \frac{\eta}{(ka)^3} \tag{2.5}$$

Dans le chapitre 1, nous avons bien illustré que la 5G sera un réseau hétérogène qui va couvrir une plage de fréquence allant de 300 MHz à 300 GHz. Notre travail portant sur la conception d'un système d'antenne pour la bande LTE 2600 et la bande LTE 3600, nous nous focaliserons plus sur les exigences de conception dans ces plages de fréquences. En effet, les exigences de

conception diffèrent selon qu'on soit en basses et moyennes fréquences ou en hautes fréquences.

Les contraintes de volume et de bande passante ne sont pas trop importantes en hautes fréquences selon l'équation 2.1. Les ondes millimétriques ayant de faibles longueurs d'onde conduisent à la conception d'antennes dites à puce. Cependant, dans le cas de la téléphonie mobile, le fait de placer une antenne à puce derrière un couvercle en plastique modifie considérablement ses performances en matière de rayonnement d'où l'existence d'autres approches qui ne sont pas développées dans ce document.

En basses et moyennes fréquences, le défi majeur à relever est de trouver un compromis entre bonnes performances et petite taille de l'antenne dans un contexte où l'espace alloué à l'antenne dans les petits objets communicants est de plus en plus réduit à cause la tendance dans le marché qui est la miniaturisation et la forme mince (épaisseur) de ces objets. La figure 2.2 montre l'évolution de l'épaisseur des téléphones mobiles de 2007 à 2014 présenté dans [4] et la figure 2.3 montre les diverses composants intégrés dans un smartphone de dernière génération.



Figure 2.2 : Tendance de l'évolution de l'épaisseur des téléphones mobiles de 2007 à 2014 [4]



Chapitre 2 : Techniques de conception d'antennes miniatures reconfigurables

Figure 2.3 : Différents composants intégrés dans un smartphone de dernière génération [5]

La figure 2.3 illustre clairement la pluralité des composants électroniques qui composent l'architecture des récents smartphones. Cette pluralité de composants implique une contrainte d'espace réservée aux antennes. Cette contrainte d'espace sur le terminal mobile implique à son tour une contrainte d'encombrement. Dans les systèmes de communication mobile, les performances d'une antenne dépendent fortement de son environnement (autres composants électroniques du même système, l'utilisateur) et de sa position dans l'architecture générale du terminal. En effet, à la résonance du portatif, l'antenne couple l'énergie du système en fonction de sa position dans le dispositif général. Par contre une variation de la position de l'antenne de l'ordre du millimètre peut dégrader considérablement ses performances d'où la nécessité d'une étude minutieuse de ce paramètre pour une efficacité optimale. [5]

L'intégration de la technologie MIMO dans les systèmes de communication modernes impose l'intégration au moins de deux antennes au sein d'un même terminal mobile. Et il est bien connu que si des éléments rayonnants sont mis côte à côte, il existe toujours une influence mutuelle de ces éléments. En effet, l'impédance et le diagramme de rayonnement d'un élément d'antenne changent lorsque l'élément rayonne à proximité d'autres antennes, entraînant un décalage du maximum et des nuls du diagramme de rayonnement. En outre, ces effets néfastes s'intensifient à mesure que l'espacement entre les éléments est réduit [6]. Ces phénomènes s'expliquent par la présence de forts champs électromagnétiques au voisinage de l'antenne miniature susceptibles de se coupler avec les structures proches [7].

Le principal problème des systèmes multi antennes est alors le phénomène de couplage mutuel existant entre les différents éléments rayonnants. Ce couplage joue un rôle très important sur les performances des systèmes d'antennes car il est inclut dans le calcul de l'efficacité totale, de l'enveloppe de corrélation et donc dans le calcul des performances en diversité du système [8].

Un autre phénomène lié aux couplages existe, il s'agit de l'excitation d'ondes de surface, principalement dans les structures en technologies imprimées. Celles-ci, non rayonnées, peuvent apparaître au niveau du substrat d'une antenne imprimée et elles sont d'autant plus importantes que le substrat est épais [3], ce qui est généralement le cas pour obtenir des bandes passantes satisfaisantes. Elles se retrouvent ensuite diffractées au niveau des bords de l'antenne, ce qui contribue également à une dégradation des performances [9].

Le substrat diélectrique également à utiliser mérite une attention particulière dans la conception d'antenne miniature. Le substrat diélectrique est généralement mince électriquement (d <  $0,05\lambda_0$ ), de sorte que les composantes du champ électrique parallèles au plan de masse doivent être très petites dans l'ensemble du substrat [10].

# 2.3 Les différentes techniques de miniaturisation

Dans cette partie, nous allons passer en revue les principales techniques employées pour la miniaturisation des antennes électriquement petites. Comme nous l'avons évoqué dans le chapitre précèdent, les AEP intégrées dans les objets communicants sont limités en espace et en performances. La miniaturisation consiste alors à réduire les dimensions physiques de l'antenne tout en essayant de garder au maximum ses performances. Ceci est un vrai défi du fait de la contradiction évidente entre l'objectif visé et les contraintes associées. Cependant plusieurs techniques permettent d'augmenter la longueur électrique d'une antenne tout en maintenant intact ses dimensions physiques. Parmi ces techniques on peut citer :

- La modification de la géométrie de l'antenne
- L'ajout de courts circuits ou de charges localisées
- L'utilisation de substrat à haute permittivité
- L'utilisation de méta matériaux

Notons que seules les techniques de miniaturisation d'antennes planaires sont présentées ici.

# 2.3.1 Modification de la géométrie de l'antenne

Cette technique consiste à modifier la forme de l'élément rayonnant en y insérant des fentes. L'objectif principal de cette méthode est d'augmenter la longueur électrique parcourue par le courant électrique dans le patch métallique d'où une réduction conséquente de sa taille. En effet, la longueur électrique d'une antenne augmente lorsque la structure est sinueuse, ce qui diminue la fréquence de résonance [11]. La technique de miniaturisation d'antenne consistant à modifier sa géométrie permet d'avoir des réductions de taille allant de 20 à 50 % [12]. De récents travaux utilisant cette technique sont proposés dans [13], [14], [15], [16], [17], [18]. L'inconvénient majeur de la technique de modification de la géométrie d'une antenne est qu'elle provoque une diminution de la largeur de bande et de l'efficacité rayonnée.

La figure 2.4 montre un exemple d'antenne planaire F inversé à méandres.



Figure 2.4 : Exemple d'une antenne planaire F-inversé méandrique (a), élément rayonnant (b)
[19]

# 2.3.2 Ajout de courts circuits ou de charges localisées

Très utilisée dans le domaine des communications mobiles, la technique d'ajout de courtcircuit dans une structure antennaire consiste à insérer une ou des broches de courts-circuits entre l'élément rayonnant et le plan de masse [20]. Cette technique permet de réduire la taille de l'élément rayonnant d'au moins de l'ordre 50%. Les antennes PIFA (Planar Inverted-F Antenna) sont les plus employés dans les petits objets communicants [21], [22], [23], [24], [25]. Cependant cette technique introduit une perte en bande passante.

La figure 2.5 montre la structure standard d'une antenne PIFA.





Figure 2.5 : Géométrie standard d'une antenne PIFA

Le principe de la technique des charges consiste à compenser l'impédance d'entrée par des charges [12]. Ces éléments localisés peuvent prendre différentes formes, du composant discret au tronçon de ligne conductrice [26]. Concernant les composants discrets, trois types peuvent être utilisés, les charges résistives, capacitives ou encore inductives. L'utilisation de tronçons capacitifs ou selfiques a également pour objectif l'augmentation artificielle de la longueur électrique de l'antenne et donc une diminution de sa fréquence de résonance [27].

La figure 2.6 illustre un exemple d'antenne électriquement petite composée d'un monopôle chargé par un disque capacitif placé au-dessus de celui-ci. Cette technique permet de réduire considérablement la hauteur d'une antenne monopôle.



Figure 2.6 : Exemple d'une antenne monopole chargé par un disc [27]

Les charges capacitives ou inductives entraînent des réductions de taille de plus de 50%. Cependant, avec cette technique, l'adaptation est délicate et on observe une réduction de la bande passante ainsi qu'une diminution de l'efficacité rayonnée [28].

# 2.3.3 Utilisation de substrat de haute permittivité

Le moyen le plus simple de réduire la taille de l'antenne patch consiste à utiliser un matériau à constante diélectrique (r) élevée. Les dimensions de l'antenne telles que la longueur et la largeur sont inversement proportionnelles à la racine carrée de la permittivité relative du matériau du substrat. En utilisant des matériaux à constante de diélectrique plus élevée, la propagation des ondes de surface augmentera dans le substrat et réduira l'efficacité du rayonnement en raison de l'augmentation des pertes et de la diminution de la largeur de bande. La réduction de taille dans le plan de masse entraîne une polarisation médiocre ainsi que des modifications des performances de l'antenne patch [29], [30], [31], [32].

La figure 2.7 montre un prototype d'une antenne miniature utilisée dans les capteurs biomédicaux. L'antenne est constituée d'une PIFA déposée sur deux couches de substrat, une de haute permittivité relative et une de basse permittivité relative. La couche à haute permittivité (couleur marron de la figure 2.7) correspond au substrat Alumina 99.5% qui a une permittivité relative de 9.9. La couche de basse permittivité (couleur bleue de la figure 2.7) correspond au substrat Roger RT 5880 qui a une permittivité de 2.2.



Figure 2.7 : Antenne PIFA sur les deux couches de substrats (a), géométrie de l'antenne (b)
[33]

# 2.3.4 Utilisation de méta matériaux

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels qui ont des propriétés difficiles à obtenir. Les métamatériaux ont des valeurs négatives de permittivité et de perméabilité. Les matériaux avec seulement une permittivité négative sont appelés  $\epsilon$ -négatifs et les matériaux avec seulement une perméabilité négative sont appelés  $\mu$  négatifs. Les matériaux ayant à la fois une permittivité et une perméabilité négatives sont appelés doubles négatifs. Ce type de structure est utilisée pour obtenir des performances d'antenne élevées et une efficacité améliorée du rayonnement. Ils peuvent également être utilisés pour la miniaturisation d'antennes patch. [7], [34], [35], [36], [37], [38].

La figure 2.8 montre l'image d'une antenne patch rectangulaire utilisant le concept de métamatériaux à motifs planaires. Basée sur une antenne patch ordinaire, l'antenne présente des espaces en triangle isolés et des espaces en bandes croisées gravés respectivement sur la plaque métallique et sur le plan de masse comme illustré par la figure ci-dessous. Le patch et le plan de masse forment un circuit inductif-capacitif couplé en métamatériau à indice négatif.



Figure 2.8 : Photo de l'antenne fabriquée, vue de dessus (a), vue de dessous (b) [39]

# 2.4 Les techniques de reconfiguration de diagramme d'antenne

Les antennes miniatures standards ne peuvent pas permettre d'achever les exigences de la 5G. en effet, leur utilisation impose des restrictions sur les performances globales du système car leurs caractéristiques sont fixes. Ainsi, rendre ces antennes reconfigurables de manière à ce que leur comportement puisse s'adapter à l'évolution des exigences du système ou des

conditions environnementales permet d'améliorer ou d'éliminer ces restrictions et fournir des niveaux de fonctionnalité supplémentaires pour tout système [40], [41].

Cependant, le développement de ces antennes pose des défis importants aux concepteurs d'antennes et de systèmes. Ces défis consistent non seulement à obtenir les niveaux souhaités de fonctionnalité d'antenne, mais également à intégrer cette fonctionnalité dans des systèmes complets afin de parvenir à des solutions efficaces et économiques. Comme dans de nombreux cas de développement technologique, la majeure partie du coût du système ne proviendra pas de l'antenne mais des technologies environnantes permettant la reconfigurabilité. Ainsi, lors de la conception d'une antenne reconfigurable, les critères globaux à prendre en compte visent le niveau des pertes introduites par le composant agile, la linéarité du composant et du dispositif final, la vitesse de commutation de changement d'état (vitesse de reconfiguration), la tenue en puissance, la consommation et le coût global du dispositif final.

Dans cette partie nous allons présenter les différentes techniques employées pour l'agilité en diagramme de rayonnement.

La distribution spatiale du rayonnement électromagnétique tout autour d'une antenne dépend fortement de la distribution du courant électrique sur l'élément rayonnant. Cette dépendance induit également une forte dépendance entre la fréquence de résonance et le diagramme de rayonnement. Ainsi modifier la configuration du diagramme de rayonnement tout en maintenant la même fréquence de résonance reste un réel défi. Toutefois plusieurs techniques permettent d'achever l'agilité en diagramme [42], [43], [44].

# 2.4.1 Modification de la géométrie de l'antenne

Cette technique est utilisée avec des antennes présentant une géométrie composée de parties adjacentes pouvant être reliées par des composants de commutation. Le principe consiste à modifier la configuration du diagramme de rayonnement de l'antenne en excitant une partie de l'élément rayonnant de celle-ci [45], [46].

Dans [45] est présentée une antenne imprimée fractale reconfigurable en diagramme de rayonnement par changement de sa géométrie. L'agilité en diagramme est obtenue grâce à l'utilisation de commutateurs RF MEMS. Selon l'état des commutateurs (activés / désactivés) la structure proposée permet d'obtenir deux ensembles d'états de connexion à 10 GHz et des coefficients de réflexion inférieurs à -20 dB.

Chapitre 2 : Techniques de conception d'antennes miniatures reconfigurables



Figure 2.9 : Géométrie de l'antenne avec les huit (8) fentes ( a1....a8) disposant chacune de deux commutateurs RF MEMS





Etat 1 : a3, a4, a5 et a7 activés

Etat 2 : a1, a2, a6 et a8 activés

Figure 2.10 : Changement de la géométrie de l'antenne en fonction des commutateurs activés



Figure 2.11 : Diagrammes de rayonnement dans le plan E, Etat 1 (a), Etat 2 (b).

# 2.4.2 Utilisation de composants localisés actifs

Cette technique consiste à utiliser des composants localisés actifs tels que les diodes PIN [47], [48], [49], [50], les diodes varicap, les systèmes micro-électromécaniques RF (RF MEMS) [51], [52] ou tout autre composant commutable [53], [54], [27].... Intégrés dans la structure de l'antenne, ils permettent en effet d'en modifier sa longueur électrique effective, de réaliser des courts circuits ou des fentes commutables, d'activer ou désactiver des éléments parasites [55].

Une antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement fonctionnant dans la bande de service de radiocommunication pour dispositifs médicaux (bande MedRadio : 401 – 406 MHz) pour les implants médicaux est présentée dans [53]. Dans ce travail, Van Thuan Nguyen et Chang Won Jung utilisent deux commutateurs artificiels pour réaliser la reconfigurabilité en diagramme de rayonnement. La figure montre la géométrie de l'antenne de très petites dimensions proposée dans ce travail. Il s'agit d'une antenne monopole dont la couche supérieure et les couches inférieures sont reliées par une broche de court-circuit d'un diamètre de 0.2 mm. La couche supérieure comprend une ligne d'alimentation imprimée et une partie du monopôle. La couche inférieure est composée d'un plan de masse et de deux parties en spirale de l'antenne, appelées spirale gauche et spirale droite.



DETAILED DIMENSIONS OF THE PROPOSED ANTENNA (UNIT: MM)				
Parameter	Value	Parameter	Value	
Н	0.6	W3	2	
$L_1$	28	$W_4$	0.3	
$L_2$	10	$W_5$	0.1	
$L_3$	16	W6	0.5	
W1	11.5	$W_7$	1.13	
W2	5.6			

(A)

OPERATING STATES OF THE PROPOSED ANTENNA						
tates	S0	S1	<b>S</b> 2			

States	S0	S1	<b>S</b> 2			
Switch 1	ON	ON	OFF			
Switch 2	ON	OFF	ON			
(B)						

Figure 2.12 : Structure antennaire proposée, dimensions et modes d'opération

Le principe de contrôle du diagramme de rayonnement de l'antenne est présenté comme suit. Deux commutateurs, à savoir les commutateurs 1 et 2, sont placés près de la broche de court-

circuit. L'état ON de ces commutateurs est assuré par le maintien du cuivre à leurs positions. L'état OFF de ces commutateurs est créé en coupant le cuivre à leurs positions. Il y a trois états de fonctionnement de l'antenne selon les états ON / OFF des deux commutateurs, comme indiqué dans le tableau B. Plus précisément, S0 indique que les deux commutateurs sont à l'état ON. À cet état, le courant se répartit de manière égale sur les spirales droite et gauche de l'antenne, ce qui crée un diagramme de rayonnement symétrique suivant l'axe z (état (b) Figure 2.12). S1 indique que seul le commutateur 1 est à l'état ON, ce qui force l'accumulation de courant sur la spirale gauche et fait basculer le diagramme de rayonnement vers l'axe x + (état (a) Figure 2.12). De la même manière, dans l'état S2, seul le commutateur 2 est à l'état ON et le courant est focalisé sur la bonne spirale. En conséquence, le diagramme de rayonnement s'incline vers l'axe - x (état (c) Figure 2.13). La figure 2.13 présente la configuration des diagrammes de rayonnement de l'antenne aux trois états à 403,5 MHz.



Figure 2.13 : Diagrammes 3D des différents états.

# 2.4.3 Utilisation des matériaux intelligents

Les matériaux dits « agiles » ou encore « intelligents » sont utilisés le plus souvent comme substrat dont les propriétés électromagnétiques (permittivité et/ou perméabilité) peuvent être modifiées via une commande externe (par l'application d'un champ électrique et/ou magnétique) assurant ainsi l'agilité des antennes [56], [57], [58].

Dans [59] l'auteur présente une antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement qui se compose de deux substrats placés horizontalement, de quatre supports de monture et d'un substrat d'alimentation placé verticalement. Le substrat d'alimentation en forme de T est situé au centre et est inséré à partir du substrat inférieur pour atteindre le substrat supérieur.


Chapitre 2 : Techniques de conception d'antennes miniatures reconfigurables



La couche rayonnante imprimée sur le dessous du substrat supérieur (D).

La stratégie principale de reconfiguration du faisceau est de reconfigurer à la fois les bandes parasites autour du dipôle imprimé sur le substrat supérieur et des pièces métalliques réfléchissantes imprimées sur le substrat inférieur. Comme illustré en D de la figure 2.14, deux diodes sur l'une ou l'autre ligne de bande parasite sont utilisées pour reconfigurer la longueur de la ligne.

Par exemple, lorsque D1 et D2 sont tous deux activés, la longueur de la ligne parasite gauche est L2 + 2L3. Dans ce cas, la ligne parasite peut servir de réflecteur au dipôle rayonnant. Lorsque D1 et D2 sont tous deux désactivés, la longueur passe à L2. Dans ce cas, il sert de directeur. Le même mécanisme s'applique pour la ligne parasite droite. Lorsque celui de gauche est électriquement plus long que celui de droite, le faisceau principal sera dirigé vers la droite, et inversement. En reconfigurant des lignes de bande parasites placées autour du dipôle rayonnant et réfléchissant des pièces métalliques sous le dipôle à l'aide de diodes PIN, le

#### Chapitre 2 : Techniques de conception d'antennes miniatures reconfigurables

faisceau principal de l'antenne peut être commuté sur cinq directions dans le plan d'élévation comme le montre la figure 2.15.

Working mode	Diodes switched ON	Pattern mode	
Mode 1	D5-D20	Boresight	
Mode 2	D1, D2 and D5-D20	Right tilted	
Mode 3	D1 and D2	Right endfire	
Mode 4	D3, D4 and D5-D20	Left tilted	
Mode 5	D3 and D4	Left endfire	

Tableau 2.1 : Les différents modes de fonctionnement



Figure 2.15 : Configurations du digramme de rayonnement 2D en fonction des modes

±180°

#### 2.5 Conclusion

±180°

Les systèmes de communication sans fil modernes, en raison des nombreux défis en hautes performances, nécessitent l'emploi d'antennes miniatures reconfigurables répondant aux

±180°

#### Chapitre 2 : Techniques de conception d'antennes miniatures reconfigurables

exigences actuelles. Cependant, la miniaturisation et l'utilisation de composants actifs sont des facteurs de dégradation des performances d'une antenne. Afin d'atteindre les objectifs fixés dans ce travail, une description non exhaustive des différentes techniques de miniaturisation et d'agilité en diagramme de rayonnement est présentée dans ce chapitre.

Compte tenu du coût assez élever des composants (MEMS, Diode PIN) les plus utilisés pour faire de la reconfigurabilité en diagramme de rayonnement et de leur complexité de mise en œuvre, nous proposons une nouvelle technique qui consiste à utiliser des coupleurs à branches pour l'agilité en diagramme de rayonnement. Les coupleurs sont simples à utiliser et ne présentent pas de contraintes de coût.

Dans le chapitre qui suit, nous présentons la conception d'un système antennaire opérant à 2.6 GHz utilisant un coupleur hybride à branches. Le système antennaire proposé donne de bonnes performances en diagramme de rayonnement et est également utilisable pour les communications duplexes intégrales.

#### **Références:**

- H. A. Wheeler, « Fundamental Limitations of Small Antennas », *Proc. IRE*, vol. 35, nº 12, p. 1479-1484, déc. 1947.
- [2] I. Dioum, « Conception de systèmes multi-antennaires pour techniques de diversité et MIMO : application aux petits objets nomades communicants », phdthesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2013.
- [3] L. J. Chu, « Physical Limitations of Omni-Directional Antennas », J. Appl. Phys., vol. 19, p. 1163-1175, déc. 1948.
- [4] D. Nicolas, « Conception de circuits RF en CMOS SOI pour modules d'antenne reconfigurables », phdthesis, Université Paul Sabatier (Toulouse 3), 2017.
- [5] Marc Rutschlin, « 5G Antenna Design for Mobile Phones | The SIMULIA Blog ». [En ligne]. Disponible sur: https://blogs.3ds.com/simulia/5g-antenna-design-mobile-phones/. [Consulté le: 21-oct-2019].
- [6] S. Bellofiore, C. A. Balanis, J. Foutz, et A. S. Spanias, « Smart-antenna systems for mobile communication networks. Part 1. Overview and antenna design », *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 44, n° 3, p. 145-154, juin 2002.
- [7] L. Huitema, « Conception d'antennes miniatures à base de matériaux innovants pour systèmes de communications mobiles », thesis, Limoges, 2011.
- [8] A. Diallo, « Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO », phdthesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2007.
- [9] A. Oueslati, « Nouveau concept simplifié d'antennes reconfigurables utilisant les couplages interéléments : Mise en œuvre d'un réseau hybride », phdthesis, Université de Limoges, 2015.
- [10] D. M. Pozar, « Microstrip antennas », Proc. IEEE, vol. 80, nº 1, p. 79-91, janv. 1992.
- [11] N. H. Noordin, Y. C. Wong, A. T. Erdogan, B. Flynn, et T. Arslan, « Meandered inverted-F antenna for MIMO mobile devices », in 2012 Loughborough Antennas Propagation Conference (LAPC), 2012, p. 1-4.
- [12] S. Vergerio, « Recherche des caractéristiques optimales d'antennes multi-capteurs pour les systèmes MIMO », phdthesis, Université de Provence Aix-Marseille I, 2007.
- [13] M. Z. A. A. Aziz, Z. Zakaria, M. N. Husain, N. A. Zainuddin, M. A. Othman, et B. H. Ahmad, « Investigation of dual and triple meander slot to microstrip patch antenna », in 2013 Conference on Microwave Techniques (COMITE), 2013, p. 36-39.
- [14] D. Upadhyay et R. P. Dwivedi, « Antenna miniaturization techniques for wireless applications », in 2014 Eleventh International Conference on Wireless and Optical Communications Networks (WOCN), 2014, p. 1-4.
- [15] J. Volakis, C.-C. Chen, et K. Fujimoto, Small Antennas: Miniaturization Techniques & Applications, 1<sup>re</sup> éd. New York: McGraw-Hill Professional, 2010.
- [16] S. Kumar, « Design and Study of Compact and Wideband Microstrip U-Slot Patch Antenna for Wi-Max Application », *IOSR J. Electron. Commun. Eng.*, vol. 5, nº 2, p. 45-48, 2013.
- [17] D. Colles et D. Arakaki, « Multi-technique broadband microstrip patch antenna design », in 2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2014, p. 1879-1880.
- [18] K. Sarabandi, R. Azadegan, H. Mosallaei, et J. Harvey, «Antenna miniaturization techniques for applications in compact wireless transceivers », *IEEE AP- Int Symp Columb. OH*, janv. 2002.
- [19] Y. Hong, J. Tak, J. Baek, B. Myeong, et J. Choi, « Design of a Multiband Antenna for LTE/GSM/UMTS Band Operation », *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2014, p. 1-9, 2014.

#### Chapitre 2 : Techniques de conception d'antennes miniatures reconfigurables

- [20] S. Mulla et S. S. Deshpande, « Miniaturization of micro strip antenna: A review », in 2015 International Conference on Information Processing (ICIP), 2015, p. 372-377.
- [21] C. Rowell et E. Y. Lam, « Mobile-Phone Antenna Design », *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 54, nº 4, p. 14-34, août 2012.
- [22] M. Fakih, A. Diallo, P. L. Thuc, R. Staraj, E. Rachid, et O. Mourad, « A Dual-Band PIFA for MIMO Half-duplex 4G and Future Full-Duplex 5G communication for Mobile Handsets », in 2018 IEEE Conference on Antenna Measurements Applications (CAMA), 2018, p. 1-4.
- [23] O. M. Haraz, M. Ashraf, et S. Alshebeili, « Single-band PIFA MIMO antenna system design for future 5G wireless communication applications », in 2015 IEEE 11th International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob), 2015, p. 608-612.
- [24] A. A. Naser, K. H. Sayidmarie, et J. S. Aziz, « Design and implementation of a PIFA antenna for multi-band LTE handset applications », in 2016 Loughborough Antennas Propagation Conference (LAPC), 2016, p. 1-5.
- [25] S. Thavakumar et M. Susila, « Design of multi resonant PIFA antenna for mobile telecommunication networks », in 2017 International Conference on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET), 2017, p. 2462-2465.
- [26] N. Yadav, «U-slot Loaded Half Disk Patch Antenna for Mobile Communications», *Wirel. Pers. Commun.*, vol. 62, p. 247-256, juin 2010.
- [27] S. Dakhli, « Augmentation de la performance des antennes miniatures inspirées par métamatériaux : conception d'antennes, inspirée par métamatériaux », phdthesis, Université Rennes 1, 2015.
- [28] C. R. Rowell et R. D. Murch, « A capacitively loaded PIFA for compact mobile telephone handsets », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, nº 5, p. 837-842, mai 1997.
- [29] A. A. Rakholiya et N. V. Langhnoja, «A review on miniaturization techniques for microstrip patch antenna », vol. 3, nº 2, p. 7, 2017.
- [30] B. Lee et F. J. Harackiewicz, « Miniature Microstrip Antenna With a Partially Filled High-Permittivity Substrate », *IEEE Trans. ANTENNAS Propag.*, vol. 50, n° 8, p. 4, 2002.
- [31] Y. Qian, R. Coccioli, D. Sievenpiper, V. Radisic, E. Yablonovitch, et T. Itoh, « A microstrip patch antenna using novel photonic band-gap structures », *Microwave Journal*, 01-janv-1999. [En ligne]. Disponible sur: https://link.galegroup.com/apps/doc/A53870375/AONE?sid=lms. [Consulté le: 16-oct-2019].
- [32] « A Novel GPS Patch Antenna on a Fractal Hi-Impedance Surface Substrate », *IEEE ANTENNAS Wirel. Propag. Lett.*, vol. 5, p. 5, 2006.
- [33] M. Alharbi et S. Noghanian, « Novel miniature antenna for biomedical sensors », in 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2017, p. 1999-2000.
- [34] E. Rothwell et R. Ouedraogo, « Antenna miniaturization: Definitions, concepts, and a review with emphasis on metamaterials », *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 28, nov. 2014.
- [35] R. V. Petrov, A. S. Tatarenko, S. Pandey, G. Srinivasan, J. V. Mantese, et R. Azadegan, « Miniature antenna based on magnetoelectric composites », *Electron. Lett.*, vol. 44, nº 8, p. 506, 2008.
- [36] K. N. Poudel et W. Robertson, « Metamaterial inspired antenna design for massive MIMO, 5G communications system », in 2017 USNC-URSI Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium), 2017, p. 103-104.

#### Chapitre 2 : Techniques de conception d'antennes miniatures reconfigurables

- [37] E. Moradi, M. W. A. Khan, L. Sydänheimo, L. Ukkonen, et G. S. Bova, « Metamaterial isolator for RFID based biomedical repeater system », in 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2017, p. 227-228.
- [38] J. Pintos et al., « Ultra-Miniature UHF Antenna using Magneto-dielectric Material », p. 4.
- [39] L.-W. Li, Y.-N. Li, T. S. Yeo, J. R. Mosig, et O. J. F. Martin, « A broadband and highgain metamaterial microstrip antenna », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 96, nº 16, p. 164101, avr. 2010.
- [40] P. S. Hall et al., « Reconfigurable antenna challenges for future radio systems », in 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation, 2009, p. 949-955.
- [41] J. T. Bernhard, Reconfigurable Antennas. Morgan & Claypool, 2007.
- [42] and and, « A Survey on reconfigurable antennas », in 2008 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, 2008, vol. 3, p. 1156-1159.
- [43] A. S. Kholapure et R. G. Karandikar, « Emerging techniques for printed reconfigurable antenna: A review », in 2016 Second International Conference on Research in Computational Intelligence and Communication Networks (ICRCICN), 2016, p. 57-61.
- [44] M. Simsek et A. Aoad, « Space mapping with inverse difference technique for reconfigurable antenna design problem », in 2015 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO), 2015, p. 1-3.
- [45] and et and, « A fractal Hilbert microstrip antenna with reconfigurable radiation patterns », in 2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005, vol. 3A, p. 254-257 vol. 3A.
- [46] M. A. Hossain, I. Bahceci, et B. A. Cetiner, « Parasitic Layer-Based Radiation Pattern Reconfigurable Antenna for 5G Communications », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, nº 12, p. 6444-6452, déc. 2017.
- [47] J. Dong, A. Wang, et H. Lan, «A simple radiation pattern reconfigurable printed dipole antenna», in 2009 3rd IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 2009, p. 619-622.
- [48] J. Ren, X. Yang, J. Yin, et Y. Yin, « A Novel Antenna with Reconfigurable Patterns Using H-Shaped Structures », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, p. 915-918, déc. 2015.
- [49] T. Sabapathy, M. Jusoh, P. J. Soh, R. B. Ahmad, et M. R. Kamarudin, « Radiation pattern reconfigurable antenna: The design challenges at GHz frequencies », in 2016 IEEE Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics (APACE), 2016, p. 301-304.
- [50] G. Zhang, J. Hong, et B. Wang, « A novel pattern reconfigurable wideband slot antenna using PIN diodes », in 2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, 2010, p. 22-24.
- [51] G. H. Huff et J. T. Bernhard, « Integration of Packaged RF MEMS Switches With Radiation Pattern Reconfigurable Square Spiral Microstrip Antennas », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, nº 2, p. 464-469, févr. 2006.
- [52] D. Sánchez-Escuderos, M. Ferrando-Bataller, M. Baquero-Escudero, et J. I. Herranz-Herruzo, « Pattern reconfigurable Ka-band slot-array antenna using RF-MEMS<sup>†</sup> », in 2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2010, p. 1-4.
- [53] V. T. Nguyen et C. W. Jung, « Radiation-Pattern Reconfigurable Antenna for Medical Implants in MedRadio Band », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, p. 106-109, 2016.

- [54] S. M. Mahmood, « Antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement à base de surfaces sélectives de fréquence / Reconfigurable Radiation Pattern Antennas Based on Frequency Selective Surfaces. », phd, Université du Québec, Institut national de la recherche scientifique, Québec, 2016.
- [55] I. Ben Trad, « Antennes agiles pour les télécommunications multistandards », thesis, Rennes, INSA, 2014.
- [56] S. Yan et G. A. E. Vandenbosch, « Radiation Pattern-Reconfigurable Wearable Antenna Based on Metamaterial Structure », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, p. 1715 -1718, 2016.
- [57] S. Dakhli, J. Floch, K. Mahdjoubi, H. Rmili, et F. Choubani, « A reconfigurable radiation pattern metamaterial-inspired circular array antenna », in *The 8th European Conference* on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), 2014, p. 2566-2569.
- [58] K. Laafif, M. Bouslama, et A. Gharsallah, « Pattern Reconfigurable Antenna Design for for 5G mobile communication systems », in 2017 Mediterranean Microwave Symposium (MMS), 2017, p. 1-3.
- [59] S. Chen, P. Qin, W. Lin, et Y. J. Guo, « Pattern-Reconfigurable Antenna With Five Switchable Beams in Elevation Plane », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 17, n° 3, p. 454-457, mars 2018.

### Chapitre 3 : Nouvelle technique d'agilité en diagramme de rayonnement par utilisation de coupleur hybride

#### 3.1 Introduction

Les techniques de reconfiguration en diagramme de rayonnement utilisées dans la littérature et parcourues dans le chapitre précèdent sont complexes à mettre en œuvre et induisent des contraintes de coût pour les terminaux mobiles actuels. Afin de pallier à ces contraintes, nous proposons une nouvelle technique qui consiste à l'utilisation de simples lignes de transmission qui composent un quadripôle appelé coupleur hybride.

#### 3.2 Généralités sur les coupleurs

Largement utilisés dans les systèmes électroniques comme des combineurs ou des diviseurs de puissance, les coupleurs représentent un élément essentiel dans les circuits électroniques [1]. Dans le domaine antennaire, les coupleurs sont utilisés dans la conception de répartiteurs de faisceaux (déphaseurs) pour l'agilité en diagramme de rayonnement [2], [3].

On distingue principalement les coupleurs hybrides 3-dB à 90  $^{\circ}$  et les coupleurs hybrides 3-dB à 180  $^{\circ}$ . A la moitié de la puissance (- 3 dB) un coupleur 3-dB divise la puissance de manière égale (dans une certaine tolérance) entre les ports de sortie [4].

#### 3.2.1 Les coupleurs hybrides 3dB à 90 °

Un coupleur hybride 3-dB en quadrature est un système à quatre ports, constitué de lignes de transmission quart d'onde ( $\frac{\lambda}{4}$ ) à impédance  $Z_0 = 50 \Omega$  et  $Z_0/\sqrt{2} = 35.5 \Omega$  comme le montre la figure 3.1 [5], [6].



Figure 3.1 : Structure du coupleur hybride à branches (3 dB, 90°)

Les ports 1 et 4 sont les ports d'entrée et les ports 2 et 3 les ports de sortie. Un coupleur 3dB divise la puissance d'entrée uniformément entre les ports de sortie et aucune puissance n'est transmis au port isolé. On parle alors de coupleur directif. Les ports 1 et 4, ainsi que les ports 2 et 3 sont découplés et déphasés de 90 degrés. Cette différence de phase rend ces coupleurs utiles dans la conception d'atténuateurs électroniques variables, de mélangeurs hyperfréquences, de modulateurs et de nombreux autres composants et systèmes hyperfréquences particulièrement les circuits d'alimentation des antennes [4].

Un coupleur hybride à branches (Branch-Line Coupler en anglais) a un degré de symétrie élevé tel que chaque port peut être utilisé comme port d'entrée. Les ports de sortie se trouveront toujours du côté opposé à la jonction par rapport au port d'entrée, et le port isolé sera le port restant du même côté que le port d'entrée. Cette symétrie est reflétée dans la matrice [S]. En effet, dans la matrice [S] (équation 1) chaque rangée peut être obtenue par une transposition de la première rangée[5].

La matrice [S] permet de déterminer les paramètres fondamentaux tels que l'adaptation, l'isolation et le couplage des ports ainsi que la directivité du coupleur.

La matrice de dispersion peut être obtenue en décomposant la tension et le courant aux ports d'accès de la jonction en ondes incidentes et réfléchies. Chaque accès i, délimité par un plan de

référence  $\Gamma_i$ , est parcouru par une onde entrante  $a_i$  se propageant vers la jonction et une onde sortante  $b_i$  se propageant dans le sens inverse.

Le fonctionnement des coupleurs directifs est fondé sur le principe d'interférence constructive et destructive de deux ondes. En effet, le signal entrant est divisé en deux ondes qui arrivent au port isolé en opposition de phase et par conséquence s'annulent. Par contre, les deux ondes arrivent en phase au port couplé et par conséquent, ils s'additionnent.

La figure 3.2 illustre un quadripôle avec décompositions des ondes aux entrées.



Figure 3.2 : Modèle de quadripôle avec décompositions des ondes aux entrées des ports

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$$
(3.1)

L'équation 3.1 donne la structure générale de la matrice [S] du quadripôle.

L'analyse en mode pair-impair permet de déterminer les différents paramètres  $S_{ii}$  et  $S_{ij}$  [6], [7], [8]. Cette procédure permet de déterminer la matrice de paramètres de répartition du coupleur à branches indiquée dans l'équation 3.2 ci-dessous : Chapitre 3 : Nouvelle technique d'agilité en diagramme de rayonnement par utilisation de coupleur hybride

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}$$
(3.2)

Les principaux paramètres d'un coupleur directif réel sont le couplage, l'isolation et la directivité. Les équations de ces paramètres sont données respectivement par les équations 3.3, 3.4 et 3.5 suivantes :

• Le couplage :

$$C(dB) = 10 * log\left[\frac{P_3}{P_1}\right]$$
 (3.3)

• L'isolation :

$$I(dB) = 10 * \log\left[\frac{P_4}{P_1}\right] \tag{3.4}$$

• La directivité :

$$D(dB) = 10 * log \left[\frac{P_4}{P_3}\right] = 10 * log \left[\frac{P_4}{P_1} * \frac{P_1}{P_3}\right]$$
$$D(dB) = I(dB) - C(dB)$$
(3.5)

La directivité mesure la qualité du coupleur et joue un rôle très important dans la précision des mesures par réflectométrie.

Les coupleurs à branches conventionnels sont à bande étroite et occupent beaucoup d'espace s'ils fonctionnent à basses fréquences. En effet, les dimensions d'un coupleur à branches conventionnel dépendent de sa fréquence de fonctionnement. Ainsi, le coupleur est petit pour une gamme de fréquences plus élevée et grand pour une gamme de fréquences plus basse. A cet effet plusieurs techniques telles que l'utilisation de condensateurs interdigital, l'utilisation de condensateurs shunt, de géométrie fractale miniaturisés [9], [10] ont été développé pour la réduction de leur taille. De la même manière, dans [11], [12], [13] sont proposés des techniques pour l'amélioration de la bande passante

Dans [9], Denis A. Letavin and al. présentent un coupleur miniaturisé pour dérivation basé sur des filtres microruban passe-bas au lieu de lignes de transmission conventionnelles. La conception des coupleurs proposés est réalisée à l'aide d'un filtre passe-bas des ordres 5, 7 et 9. Ceci est fait pour réaliser une configuration de circuit compacte dans la mise en œuvre de

microruban. Des prototypes présentant les structures proposées, fonctionnant à une fréquence de 2 GHz, ont été conçus et mis en œuvre à l'aide de la technologie du microruban.



Figure 3.3 : Structures des coupleurs miniaturisés pour dérivation proposées

Dans ce travail les auteurs présentent l'utilisation de filtres passe-bas à microruban de différents ordres pour la miniaturisation des coupleurs de lignes secondaires. Trois coupleurs compacts dotés de filtres des cinquième, septième et neuvième ordre sur la fréquence centrale de 2 GHz ont été conçus et fabriqués. Toute la conception montre une réduction significative de la taille du coupleur. La conception la plus compacte et la plus simple est réalisée au cinquième ordre car sa taille est de 13,5 mm x 14,5 mm = 195,5 mm2, soit 68,5% de moins que le coupleur conventionnel.

D'autres coupleurs 3-dB, tels que les coupleurs à lignes couplées ou les coupleurs de Lange, peuvent également être utilisés comme coupleurs en quadrature. Ces coupleurs ne sont pas étudiés dans ce manuscrit mais leurs représentations sont données dans la figure 3.4 ci-dessous. Des travaux portant respectivement sur les coupleurs à lignes couplées et les coupleurs de Lange sont donnés respectivement dans [14], [15], [16] et [17], [18], [19].



Figure 3.4 : Structure d'un coupleur de Lange (a), structure d'un coupleur à lignes couplées (b).

#### 3.2.2 Les coupleurs 3-dB à 180 °

Les coupleurs hybrides 3-dB à 180° ou RAT-RACE COUPLER sont également des composants clés dans la conception de dispositifs hyperfréquences en raison de leur simplicité, de leur large bande passante dans la répartition de la puissance et de l'isolation élevée des ports [20].



Figure 3.5 : Structure d'un coupleur hybride en anneau à 180°

Un hybride à 180 ° est un dispositif réciproque à quatre ports qui fournit deux signaux en phase d'égale amplitude lorsqu'il est alimenté par son port de somme ( $\Sigma$ ) (port 1) et deux signaux déphasés de 180 ° d'amplitude égale lorsqu'il est alimenté par son port de différence ( $\Delta$ ) (port4). Inversement, les signaux entrés dans les ports 2 et 3 seront ajoutés au port de somme ( $\Sigma$ ) et la différence des deux signaux apparaîtra au port de différence ( $\Delta$ ). La figure 3.5 illustre la structure d'un coupleur RAT-RACE [21].

La matrice de diffusion de l'hybride à 180° est donnée par l'équation 3.6 ci-dessous :

$$[S] = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0\\ 1 & 0 & 0 & -1\\ 1 & 0 & 0 & 1\\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$
(3.6)

De la même façon pour les coupleurs hybrides à branches, il existe plusieurs approches de miniaturisation des coupleurs en anneau hybrides à 180°. Les techniques de miniaturisation comprennent l'ajout de stubs ouverts, le chargement shunt capacitif par éléments distribués, les lignes à ondes lentes à impédance réduite et les cellules EBG connectées en série [22], [23], [24], [25], [26]. Les tendances généralement observables montrent que la largeur de bande est linéairement proportionnelle à la surface de la carte occupée et que la perte de puissance est inversement proportionnelle à la surface [27].

Une des technologies prometteuses de la 5G est la communication duplexe intégrale. En effet, l'utilisation de cette technologie permettra de doubler théoriquement la capacité du réseau sans fil et conduira également à une utilisation plus efficace du spectre RF.

Les systèmes de communication sans fil actuels fonctionnent en mode semi-duplex. Sur un seul canal, ils peuvent transmettre ou recevoir, mais pas les deux simultanément. Une liaison de communication capable de prendre en charge les connexions à la fois dans les directions d'émission et de réception en même temps et sur toute la bande de fréquences est appelée duplexe intégrale ou bidirectionnelle [28], [29]. Ce mode de communication apportera beaucoup d'amélioration en particulier un grand volume de trafic, un trafic intérieur ou hot spot accru, une plus grande asymétrie des données de trafic, un nombre important d'abonnés et une consommation d'énergie réduite. La technologie MIMO (Multiple Input Multiple Output) est

l'une des technologies les plus importantes pour améliorer de manière significative les performances du système en termes de couverture, de capacité et de débit de données utilisateur[30], [31]. Cependant, sa performance est limitée par la distance entre les antennes. La communication en duplex intégral n'impose aucune restriction immédiate sur l'espacement des antennes, mais il est recommandé d'utiliser les techniques de disposition d'antennes appelées techniques d'annulation d'antennes (antenna cancellation en anglais) ([32], [33] et [34]. La transmission en duplex intégral subit une dégradation des performances en raison du problème d'auto-interférence appelé Self-Interference en anglais (SI). L'auto interférence correspond à l'interférence généré par le système lui-même. Le défi de base est donc de réduire ce SI. L'intérêt est évident, puisqu'il permet en théorie d'augmenter la capacité de communication globale. Le fonctionnement de ce type de système est basé sur l'atténuation de l'auto-interférence grâce à une combinaison de techniques antennaires, et de traitements analogiques et numériques du signal. Ce problème, abordé sous l'angle de la conception d'antennes, conduit à une réalisation de systèmes antennaires entièrement découplées (meilleure que -20 dB). Il est également souhaitable d'avoir de petits coefficients de réflexion pour une meilleure efficacité de l'antenne.

Dans [35], un système d'antenne compact fonctionnant dans la bande des 2,4 GHz WLAN est présenté pour un fonctionnement en duplex intégral. Le système comprend deux monopoles sur un plan de masse défectueux en forme de T alimenté par un coupleur hybride à 180 °. Les largeurs de bande mesurées à – 10 dB sont respectivement de 9% (220 MHz) et 5% (130 MHz) pour les ports d'émission et de réception. La figure 3.6 montre la géométrie de l'antenne proposée.



Figure 3.6 : Géométrie de l'antenne, (a) vue de dessous, (b) vue de dessus

a=85	b=62	c=10	d=0.5	e=2
f=23	g=11.68	h=51	i=2.83	j=33.38
k=34.63	1=6.5	m=3.62	n=5	o=2.1
p=12.25	q=13.5	r=34.17	s=17	t=18.5

Tableau 3.1 : Dimensions du système en mm



Figure 3.7 : Paramètres-S simulés et mesurés de l'antenne.

La figure 3.7 montre que sur l'ensemble de la bande d'intérêt, l'antenne présente une isolation mesurée  $S_{21} < -31 \, dB$  dans un environnement réfléchissant. Cette haute isolation est désirée pour les systèmes de communication sans fil en duplex intégral. L'auto-interférence entre les éléments de l'antenne a été réduite grâce à une structure d'alimentation hybride en anneau et à une découpe en forme de T du plan de masse. Le système antennaire présente un diagramme de rayonnement omnidirectionnel et une enveloppe de corrélation extrêmement faible dans la bande d'intérêt.

Le travail proposé dans [35] est étendu à la bande de 5 GHz par *N. Raymondi and al* dans [36] afin d'obtenir une architecture duplexe intégrale (Full Duplex en anglais) plus compacte avec un degré d'isolement de l'auto-interférence plus élevé. La gamme de fréquences considérée est extrêmement importante non seulement pour les systèmes sans fil mobiles actuels, mais

également pour les futurs systèmes sans fil 5G pour lesquels une meilleure utilisation du spectre sous licence / sans licence est essentielle.

La conception proposée permet d'obtenir une excellente isolation de 57 dB en tirant parti des interférences destructives entre deux antennes rayonnantes fixées au coupleur, ce qui permet de réduire considérablement l'auto-interférence.

La conception est passive et répond donc à la demande de puissance supplémentaire pour une estimation adaptative du canal. De plus, il a une taille physique très pratique pour la fréquence de fonctionnement souhaitée. La conception FD proposée est donc compacte et consomme peu d'énergie, et peut être utilisée dans des appareils mobiles, tels que les téléphones portables et les tablettes / phablettes pour une plus grande souplesse et une plus grande maîtrise des rares ressources RF. La figure montre le système proposé.



Figure 3.8 : Vue de la partie supérieure du système (a), Vue de dessous (b)

Le tableau 3.2 donne les dimensions du système en mm.

a=75	b=160	c=2.83	d=18.11	e=1.5	f=8	g=6.5
h=34.61	i=36.24	j=17.24	k=18.11	l=1.39	m=12.4	n=8.76
o=14.5	p=14.5	q=59.63	r=15.56	s=1.84	t=17.40	u=13.08
v=10	w=15	x=85	y=37.5	z=37.5		

Tableau 3.2 : Dimensions du système en mm



Figure 3.9 : Coefficient de réflexion du système

Il s'agit dans cette proposition d'une conception détaillée d'un système de duplex intégral dans la bande de 5 GHz, compact et puissant, utilisant deux antennes unipolaires rayonnantes. Ce travail démontre comment l'auto-interférence entre deux éléments rayonnants est réduite avec l'utilisation de coupleur hybride à anneaux 180°.

Dans le cadre de notre travail nous proposons l'utilisation de coupleur hybride à branches pour la reconfiguration en diagramme de rayonnement mais offrant également une excellente isolation permettant son emploi dans les communications FD.

# 3.3 Conception d'un système d'antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement en utilisant un coupleur hybride à branches 3 dB, 90°

Dans cette partie nous allons présenter la conception d'un système d'antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement. L'agilité en diagramme est réalisée avec un coupleur hybride en quadrature de phase. Le système antennaire proposé est constitué de deux antennes identiques et fonctionne dans la bande LTE2500 (2,5 - 2,69 GHz) et est conçu à l'aide du simulateur électromagnétique High Frequency Simulator System (HFSS) d'ANSYS.

Nous présenterons d'abord la justification du choix du type d'antenne utilisé dans ce travail. Ensuite la procédure de conception de l'antenne référence sera présentée avant de terminer avec la conception du système antennaire proposé.

#### **3.3.1** Justification du type d'antenne utilisé

Comme nous l'avons présenté dans le chapitre 1, il existe plusieurs familles d'antennes dont la famille des antennes planaires ou imprimées. Dans cette famille existe plusieurs types d'antennes tels que :

- Les antennes monopoles simples ;
- Les antennes L inversé ou Inverted-L Antenna (ILA) ;
- Les antennes F inversé ou Inverted-F Antenna (IFA) ;
- Les antennes planaires F inversé ou Planar Inverted-F Antenna (PIFA)

Il est à noter qu'il est primordial de faire un choix judicieux du type d'antenne appropriée à utiliser pour une application donnée. Une antenne appropriée permet d'améliorer la transmission et la réception, de réduire la consommation d'énergie et d'augmenter la durée de vie du dispositif. Elle permet également d'améliorer la qualité marchande du dispositif de communication [37].

Cependant les antennes imprimées conventionnelles ne sont pas de bons candidats pour les appareils portables car leurs conceptions sont basées sur une demi-longueur d'onde de fonctionnement et ne répondent pas au strict besoin d'espace réduit de ces appareils.

Dans les terminaux mobiles modernes tels que les smartphones, les tablettes et les objets connectés, les types d'antennes les plus utilisés sont les antennes monopoles [38], [39], [40], [41] et les antennes PIFA [42], [43], [44], [45]. Ces deux types d'antennes sont quart d'onde et tiennent leur popularité du fait de leur compacité, leur facilité de fabrication, leur facilité d'intégration dans les terminaux mobiles, leur faible coût.

Aussi les contraintes d'espace font que le type d'antenne qui présente de bonnes performances tout en occupant le moins d'espace reste le meilleur candidat pour notre travail.

Toutefois, selon les objectifs de chaque travail, certains paramètres antennaires sont mis en avant par rapport aux autres. Notre contribution portant sur la reconfiguration en diagramme de rayonnement alors la métrique de ce travail sera évidemment le diagramme de rayonnement. Toutefois, les exigences telles que les bandes à couvrir, l'efficacité minimale accepté pour la 5G sont à respectées.

Ainsi, comparées aux monopoles, les antennes PIFA occupent moins d'espace et offrent une très grande efficacité de rayonnement et une largeur de bande suffisante tout en étant compactes. De plus les antennes PIFA présente un rayonnement quasi-omnidirectionnel avec un niveau de polarisation croisée assez élevé [46].



Figure 3.10 : Structure d'une antenne PIFA [47]

Une antenne PIFA est composée d'un plan de masse (Printed Circuit Board (PCB) en anglais), d'un élément rayonnant, d'une ligne d'alimentation et d'un fil ou d'un court-circuit qui sont connectés entre le plan de masse et la plaque supérieure (élément rayonnant). La figure 3.10 illustre une configuration PIFA typique. L'antenne est alimentée à la base par un fil d'alimentation au point où le fil est connecté au plan de masse. L'ajout d'une barrette de courtcircuit permet d'obtenir une bonne mesure d'impédance d'entrée avec une plaque supérieure généralement inférieure à  $\lambda / 4$  [48].

La conception d'une antenne PIFA se fait suivant les équations données dans la partie suivante.

#### 3.3.2 Les équations de conception d'une antenne PIFA

La fréquence de résonance d'une antenne PIFA dépend de la largeur du court-circuit. En effet, l'expression de la fréquence de résonance d'une PIFA change suivant les cas ci-après :

Cas où la largeur du court-circuit est égale à la largeur de l'élément rayonnant
(W = L<sub>1</sub>)



Figure 3.11 : Structure d'une antenne PIFA à court-circuit égal à la largeur de l'antenne [46] Sous cette condition, les dimensions de la PIFA quart d'onde à la résonance sont telles que :

$$L_2 + H = \frac{\lambda}{4} \tag{3.7}$$

Or

$$\lambda = \frac{c}{f_r \sqrt{\varepsilon_r}} \tag{3.8}$$

Où  $L_2$  est la longueur de l'élément rayonnant, H sa hauteur par rapport au substrat et f<sub>r</sub> la fréquence de résonance.

D'où

$$f_r = \frac{c}{4*(L_2+H)*\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{3.9}$$

> Cas où la largeur du court-circuit est quasi nulle (W = 0)



Figure 3.12 : Structure d'une antenne PIFA à court-circuit de largeur quasi nulle [46]

Dans ce cas, le court-circuit s'apparente à un fil. La longueur effective du courant est alors  $L_1$ +  $L_2$  + H. Dans ce cas, la condition de résonance est exprimée par

$$L_1 + L_2 + H = \frac{\lambda}{4} \tag{3.10}$$

D'où

$$f_r = \frac{c}{4*(L_1 + L_2 + H)*\sqrt{\epsilon_r}}$$
(3.11)

#### > Cas où la largeur du court-circuit est comprise entre les deux extrémités



Figure 3.13 : Structure d'une antenne PIFA à court-circuit à largeur moyenne [46]

La fréquence de résonance est une combinaison linéaire des fréquences de résonance associées aux cas limites et est donnée par :

$$f_r = \frac{c}{4*(L_1 + L_2 + H - W)*\sqrt{\varepsilon_r}}$$
 (3.12)

#### 3.3.3 Conception de l'antenne référence

Dans cette partie nous présentons les différentes étapes de la conception de l'antenne référence proposée dans ce mémoire.

Les variables de conception d'une antenne PIFA sont la hauteur, la largeur et la longueur de la plaque supérieure, la largeur et l'emplacement de la plaque de court-circuit et l'emplacement du fil d'alimentation [47]. Une tâche difficile dans la conception d'antennes ayant de nombreuses variables de conception différentes est la détermination des dimensions afin d'obtenir une impédance d'entrée spécifiée à la fréquence de conception centrale.

Dans leur ouvrage intitulé *Analysis, Design, and Measurement of Small Low Profile Antennas, K. Hirasawa and M. Haneishi* donnent la description de certains des paramètres de conception qui affectent la fréquence de résonance et la largeur de bande du PIFA et particulièrement sa hauteur en tant que facteur dominant déterminant la largeur de bande.

Dans le cadre de notre travail, l'antenne référence est conçue pour être utilisée dans un smartphone compatible avec les futurs réseaux 5G. C'est pourquoi les dimensions standards d'un smartphone sont retenues initialement. Ces dimensions sont 120 mm de longueur et 60 mm de largeur comme l'illustre la figure 3.14.

Le modèle initial est une antenne PIFA dont l'élément rayonnant est replié. Une partie du repliement est imprimée sur du substrat FR4-époxy de permittivité relative  $\varepsilon_r = 4,4$  et d'épaisseur 0.8mm. Sur la face inférieure du substrat est imprimée un plan de masse ayant la même largeur que le substrat. La longueur du plan de masse (PCB) est de 113mm et correspond à la longueur du substrat moins la dimension réservée à l'antenne à savoir 7mm.

L'antenne occupe un volume de  $18 \times 5.4 \times 5 mm^3$  ( $L_1 \times L_2 \times H$ ) et opère à la fréquence centrale  $f_r = 2.6 \ GHz$ . Le matériau de plaque supérieure est du *Maillechort* et la partie imprimée du *cuivre* d'épaisseur 0.035mm. La figure 3.15 montre la géométrie du modèle initial avec les dimensions.



Figure 3.14 : Configuration de l'antenne initiale





Figure 3.15 : Géométrie du modèle initial



Figure 3.16 : Coefficient de réflexion du modèle initial

Le modèle initial que nous avons publié dans [49] est obtenu suivant les trois étapes décrites ci-dessous :

#### Etape 1 : Choix du modèle de PIFA et calcul des dimensions initiales

Afin de réduire au maximum les variables de conception, nous avons retenu le second cas des équations de conception à savoir le cas où la largeur du court-circuit s'apparente à un fil. A cet effet, une valeur minimale de 0.5 mm de largeur est assigné au court-circuit.

En utilisant l'équation III. 2, la longueur effective de l'antenne équivalente au quart d'onde à la fréquence centrale  $f_r = 2.6 GHz$  est de 17.5mm d'où  $L_1 + L_2 + H = 17.5 mm$ .

Afin d'avoir une structure finale compacte, nous avons retenu une largeur fixe de *18mm*. La ligne d'alimentation est placée au centre de la largeur  $L_1$  afin d'assurer une distribution équitable du courant. L'élément rayonnant est placé à une hauteur H = 6mm au-dessus du substrat.

Le tableau 3.3 donne l'ensemble des valeurs initiales.

Tableau 3.3 : Valeurs initiales de l'antenne PIFA et résultats (BP et  $f_r$ )

L <sub>1</sub>	L <sub>2</sub>	Н	L <sub>3</sub>	Position alim	BP à - 10 dB	$f_r$
18	6	6	3	9.5	2.28 - 2.89	2.56 GHz

La première simulation avec les valeurs du tableau 1 donne un coefficient de réflexion adapté à 3 GHz. Ce résultat signifie que la distribution du courant dans la configuration initiale ne permet pas d'avoir une longueur effective égale au quart d'onde de la fréquence centrale de travail. Afin d'adapter l'antenne à la fréquence désirée, une étude paramétrique est faite sur la position de la ligne d'alimentation.

## Etape 2 : Etude paramétrique sur la position de la ligne d'alimentation (*Xalim*) et la hauteur (H)

L'étude paramétrique est faite sur la position de la ligne d'alimentation en partant de la position initiale (centre de  $L_1$ ) vers le court-circuit. Les résultats des simulations présentés dans la figure 3.17 montrent que plus la ligne d'alimentation s'approche du court-circuit plus la fréquence de résonance se dirige vers  $f_r$ . En d'autres termes, la réduction de l'écart entre la ligne d'alimentation et le court-circuit induit une augmentation de la longueur électrique. Or la fréquence étant inversement proportionnelle à la longueur d'onde, plus la longueur d'onde augmente, plus la fréquence diminue et à tend vers 2.6 GHz.



Figure 3.17 : Coefficients de réflexion de l'étude paramétrique sur la position de la ligne d'alimentation

De toutes les simulations, seule la position Xalim = 13.5 mm permet d'avoir une couverture de l'intégralité de notre bande de travail (2.5 – 2.7 dB) à – 10 dB. A cette position l'antenne résonne à 2.56 GHz et couvre une bande de 510 MHz allant de 2.28 GHz à 2.89 GHz.

Toujours dans l'objectif d'adapter l'antenne à la fréquence centrale 2.6 GHz, une étude paramétrique est effectuée sur la hauteur H. L'étude paramétrique sur la hauteur est faite en prenant *Xalim* = 13.5 *mm* tout en fixant les valeurs initiales des autres paramètres. Il est noté dans ce cas que plus la hauteur de l'antenne augmente, plus le gain augmente et atteint 5.9 dB avec une adaptation de – 14.9 dB à 2.6 GHz comme l'illustre la figure 3.18. Ses résultats

#### Chapitre 3 : Nouvelle technique d'agilité en diagramme de rayonnement par utilisation de coupleur hybride



Figure 3.18 : Coefficients de réflexion de l'étude paramétrique sur la hauteur

Afin d'obtenir une meilleure adaptation à la fréquence centrale, une étude paramétrique est faite cette fois ci simultanément sur plusieurs variables à la fois. Ces variables sont la position de la ligne d'alimentation *Xalim*, la hauteur *H*, la longueur de la plaque supérieure  $L_2$  et la longueur de la plaque imprimée  $L_3$ .

#### Etape 3 : Etude paramétrique sur les variables Xalim, H, L<sub>2</sub> et L<sub>3</sub>

Les paramètres de l'étude paramétrique sont donnés dans le tableau 3.4 ci-dessous.

Variables	Condition sur les variables
Xalim	Variation linéaire de 13mm à 14mm par pas de 0.2mm
Н	Variation linéaire de 4mm à 5mm par pas de 0.2mm
L <sub>2</sub>	Variation linéaire de 5mm à 6mm par pas de 0.2mm
L <sub>3</sub>	Variation linéaire de 2.5mm à 3.5mm par pas de0.2mm

Fableau 3.4 : Paramètres de l'étude	paramétrique dans HFSS
-------------------------------------	------------------------



Figure 3.19 : Coefficients de réflexion de l'étude paramétrique sur Xalim, H, L<sub>2</sub> et L<sub>3</sub>

Cette étude paramétrique permet d'avoir une résonance à la fréquence de travail avec les valeurs suivantes de nos paramètres :

- *Xalim* = 13 mm
- H = 5 mm
- $L_2 = 5.4 mm$
- $L_3 = 2.9 mm$

Une adaptation de – 22 dB est obtenue dans cette état de même qu'une bande passante de 580 MHz allant de 2.34 GHz à 2.92 GHz.

Après avoir validé les paramètres d'impédance nous étudions les paramètres de rayonnement de notre antenne.

#### Analyse du diagramme de rayonnement du modèle initial.

La figure 3.20 présente les représentations à trois dimensions (3D) et à deux dimensions (2D) du diagramme de rayonnement du modèle initial.



Figure 3.20 : Diagrammes de rayonnement 3D (a) et 2D (b) du modèle initial

Pour simplifier l'analyse du diagramme de rayonnement et des différentes configurations de celui-ci, nous convenons dans ce qui suit dans ce document des notations suivantes :

- $\varphi = 0^{\circ}$  correspond à l'orientation dans la direction de l'axe *x* du plan XZ ;
- $\varphi = 90^{\circ}$  correspond à l'orientation dans la direction de l'axe y du plan YZ ;
- *X-positive* correspond à l'orientation dans le sens croissant de l'axe x du plan XZ ;
- *X-négative* correspond à l'orientation dans le sens décroissant de l'axe x du plan XZ ;
- *Y-positive* correspond à l'orientation dans le sens croissant de l'axe y du plan YZ ;
- *Y-négative* correspond à l'orientation dans le sens décroissant de l'axe y du plan YZ ;

L'analyse de la configuration du diagramme de rayonnement montre que l'antenne concentre la plus grande partie de la puissance rayonnée suivant le sens opposé de l'axe sur lequel elle est placée. En effet, placée dans le plan XY suivant les valeurs croissantes de l'axe y, l'antenne rayonne dans les directions Y-négative et X-positive. A  $\varphi = 90^\circ$ , l'antenne achève un gain de 3.16 dB à  $\theta = 270^\circ$  suivant Y-négative. Et à  $\varphi = 0^\circ$ , l'antenne a un gain de -2.64 dB à  $\theta =$ 270° suivant la direction X-positive. Cette configuration s'explique par la position de la partie repliée (vertical) de l'élément rayonnant. En effet une visualisation de la répartition du courant dans le circuit montre que dans ce plan, cette partie de l'élément rayonnant joue un rôle de réflecteur de l'énergie rayonnée. Ainsi une étude paramétrique est faite sur la longueur du plan de masse afin de déterminer le comportement du digramme de rayonnement.

Le PCB, initialement à 113 mm est successivement diminuer par pas de 10 mm jusqu'à l'obtention d'une configuration carré de 60×60 mm<sup>2</sup>. Les différentes valeurs du gain à  $\varphi = 0^{\circ}$ ,  $\varphi = 90^{\circ}$  et le gain maximal sont données dans le tableau 3.5.

Longueur PCB (mm)	Gain To	Gain Maximum Total	
			(dB)
	$\phi = 0^{\circ},  \Theta = 270^{\circ}$	$\varphi = 90^\circ, \Theta = 270^\circ$	
113	-2.64	3.16	5.85
			$(\varphi = 90^{\circ}, \theta = 225^{\circ})$
103	- 2.65	2.58	5.58
			$(\varphi = 90^{\circ}, \theta = 225^{\circ})$
93	- 1.82	2.41	5.19
			$(\varphi = 90^\circ, \theta = 220^\circ)$
83	0.06	2.91	4.89
			$(\varphi = 90^\circ, \theta = 220^\circ)$
73	1.57	3.54	4.57
			$(\varphi = 90^\circ, \theta = 225^\circ)$
	2.07		
63	Et	3.63	4.29
	1.93		$(\phi = 90^{\circ}, \theta = 225^{\circ})$
	à $\varphi = 0^\circ$ , $\theta = 90^\circ$		
	0.98		3.89
	Et		$(\varphi = 90^{\circ}, \theta = 220^{\circ})$
53	3.11	2.97	Et
	à $\varphi = 0^\circ$ , $\theta = 90^\circ$		3.66
			$(\varphi = 0^\circ, \theta = 135^\circ)$

Tableau 3.5 :	Valeurs des	gains	obtenus	sur l'étude	e paramétrique	sur le PCB
1 uoleuu 5.5 .	v arears acs	Sums	ootentus	Sul I Cluud	purumenique	

Une analyse de l'étude paramétrique sur la longueur du PCB montre des variations du gain total aussi bien dans la direction XZ que dans la direction YZ.

A  $\varphi = 0^{\circ}$ , on note une augmentation progressive du gain total allant de – **2.64 dB** (*Lpcb* = 113mm) suivant *X-négative* ( $\theta = 270^{\circ}$ ) à **1.93 dB** (*Lpcb* = 53 mm) suivant *X-positive* ( $\theta = 90^{\circ}$ ). En d'autres termes, en comparant les valeurs du gain total et le sens d'orientation du diagramme de rayonnement entre la configuration initiale et la configuration finale, on note une

considérable augmentation du gain total (de -2.64 dB à 1.93 dB) et un changement du sens d'orientation du diagramme (de *X-négative* à *X-positive*).

A  $\varphi = 90^{\circ}$ , on note une nette diminution du gain total qui passe de **3.16 dB** (*Lpcb* = 113mm) à **2.97 dB** (*Lpcb* = 53mm) suivant le même sens *Y*-négative.

De la même manière, on remarque une diminution du gain maximal total entre la configuration initiale et la configuration finale. Cette diminution est matérialisée par un passage du gain total maximal de **5.85 dB** à  $\varphi = 90^\circ$  et  $\theta = 225^\circ$  avec une configuration quasi unidirectionnelle à un gain maximal total avec une configuration bidirectionnelle de **3.66 dB** à  $\varphi = 0^\circ$  et  $\theta = 135^\circ$ , et de **3.89** dB à  $\varphi = 90^\circ$  et  $\theta = 220^\circ$ .

Bien qu'on note une diminution considérable du gain maximal total, on obtient une configuration très intéressante du diagramme de rayonnement à savoir sa distribution bidirectionnelle. En effet, la configuration finale permet une bonne couverture de deux directions avec l'utilisation d'une seule antenne. Cette configuration bidirectionnelle permet en cas de reproduction de l'antenne reference d'avoir une couverture dans toutes les directions. Ce qui est d'ailleurs un des objectifs de notre travail.

La diminution du PCB à naturellement induit une augmentation de la fréquence de résonance. Une optimisation s'en est alors suivi pour une adaptation à la fréquence de résonance initiale. Ainsi les valeurs finales des paramètres de l'antenne sont données dans la figure 3.20 cidessous.



Figure 3.21 : Géométrie du modèle final

#### 3.3.4 Conception du système multi-antennaire



Figure 3.22 : Système antennaire final sans coupleur

Le système multi-antennaire illustré sur la figure 3.22 est obtenu en reproduisant la même antenne de façon symétrique par rapport à la diagonale du substrat. Cette configuration permet d'avoir une couverture complète des directions *X-positive*, *X-négative*, *Y-positive* et *Y-négative*.

Cependant on note un fort couplage entre les deux antennes traduit par les coefficients de transmission  $S_{12}$  et  $S_{21}$  tels que  $S_{12} = S_{21} = -11.03 \, dB$  à la fréquence de travail comme le montre la figure 3.23. Rappelons que dans les systèmes de communication sans fil 5G, il est nécessaire d'obtenir une forte isolation entre les ports d'excitation des antennes du système afin d'optimiser le rayonnement de chaque antenne.





Figure 3.23 : Paramètres-S du système antennaire final sans coupleur

L'utilisation du coupleur hybride 3-dB, 90° se présente alors comme une excellente solution non seulement pour permettre l'agilité en diagramme de rayonnement mais également pour achever une très bonne isolation entre les ports de notre système antennaire.

## 3.3.5 Principe de l'emploi du coupleur 3 dB, 90° pour l'agilité en diagramme

Le choix du coupleur comme outil d'agilité du diagramme de rayonnement de notre système antennaire est guidé par les caractéristiques exposées dans le paragraphe précédent. En effet, l'analyse du diagramme de rayonnement du système antennaire final montre que l'excitation du port 1 permet de couvrir les directions *Y-négative* et *X-positive*, l'excitation du port 2, les directions *X-négative* et *Y-positive*.

En utilisant le coupleur hybride 3-dB, 90°, nous allons substituer respectivement le port d'excitation de l'antenne 1 par le port de sortie 2 du coupleur, et le port d'excitation de l'antenne 2 par le port de sortie 3 du coupleur. Les ports 1 et 4 du coupleur, entièrement découplés, deviennent respectivement les ports d'excitation des antennes 1 et 2. Ainsi on obtient un système antennaire totalement découplé dont l'excitation d'un port du coupleur permet de couvrir deux directions et l'excitation simultanée des deux ports permet de couvrir les quatre directions comme nous le verrons dans l'étude de la reconfigurabilité du système antennaire final.

#### 3.3.6 Conception du coupleur 3 dB, 90°

Le simulateur Advanced Design System (ADS) est utilisé en premier temps pour la conception du coupleur. Les dimensions du coupleur sont obtenues en utilisant les équations 3.13 et 3.14 ci-dessous :

$$Z_0 = 50 \,\Omega \tag{3.13}$$

$$\frac{Z_0}{\sqrt{2}} = 35.5 \,\Omega$$
 (3.14)

La longueur et la largeur de chaque ligne du coupleur sont calculées à l'aide de l'outil *LineCalc* d'ADS. Les valeurs théoriques obtenues pour les lignes d'impédance  $Z_0 = 50 \ \Omega$  et  $\frac{Z_0}{\sqrt{2}} = 35.5 \ \Omega$  sont données dans le tableau 3.6.

Impédance	Longueur (mm)	Largeur (mm)		
$Z_0 = 50 \ \Omega$	15.86	1.48		
$\frac{Z_0}{\sqrt{2}} = 35.5 \ \Omega$	15.43	2.57		

Tableau 3.6 : Dimensions de la longueur et de la largeur des lignes du coupleur

Les valeurs initiales sont optimisées de sorte à avoir une isolation entre les ports 1 et 4 de l'ordre de 40 dB. La configuration permettant d'achever cette haute isolation sous ADS est donné par la figure 3.24.



Figure 3.24 : Configuration du coupleur sous ADS



Figure 3.25 : Paramètres-S du coupleur sous ADS

Cette configuration permet d'avoir une adaptation de 60 dB et une isolation de 40 dB entre les ports 1 et 4 comme le montre la figure 3.25. Elle présente également des transmissions de – **3.474 dB** entre le port 1 et le port 2 et de – **3.747 dB** entre le port 1 et le port 3. Ce coupleur offre également un déphasage de 90°  $\pm$  2° dans toute la bande de travail comme l'illustre la figure 3.26.

Le coupleur conçu avec ADS est ensuite exporté et adapter au système antennaire dans HFSS. La configuration sous HFSS est illustrée par la figure 3.27. Le coupleur est placé de manière symétrique par rapport à la diagonale de sorte à ce que les ports de charge (port 2 et port 3) aient exactement la même longueur électrique.



Figure 3.26 : Déphasages entre les ports du coupleur



Figure 3.27 : Configuration du coupleur intégré dans le système antennaire
Variables	$m_1$	$m_2$	$m_3$	$m_4$
Valeurs (mm)	11.26	15.8484	16.1358	7.3866
Variables	$m_5$	<i>w</i> <sub>1</sub>	<i>W</i> <sub>2</sub>	<i>W</i> <sub>3</sub>
Valeurs (mm)	19.1311	1.53	2.7326	1.7494

Tableau 3.7 : Dimensions du coupleur dans HFSS

#### 3.3.7 Le système antennaire avec le coupleur hybride



Figure 3.28 : Système antennaire avec le coupleur hybride

Les paramètres-S du système antennaire avec le coupleur sont présentés dans la figure 3.28. Ces résultats montrent que le système avec le coupleur à une adaptation meilleure que – 10 dB sur toute la bande de travail. Cette adaptation est traduite par les coefficients de réflexion  $S_{11}$ et  $S_{22}$  (respectivement courbe rouge et courbe orange) et correspondent à la capacité du système à fournir plus de 90 % de sa puissance source en puissance acceptée. Le couplage entre les deux antennes est traduit les coefficients de transmission  $S_{12}$  et  $S_{21}$  (respectivement courbe bleue et courbe verte). Ce couplage correspond respectivement au rapport de l'onde transmise au port 1



Figure 3.29 : Paramètres-S du système antennaire avec le coupleur

sur l'onde incidente au port 2 et au rapport de l'onde transmise au port 2 sur l'onde incidente au port 1. L'utilisation du coupleur 3-dB en quadrature permet d'achever une isolation entre les ports d'excitation des deux antennes de 60 dB et une bande passante de 650 MHz à 2.6 GHz. Ces résultats sont meilleurs que les résultats obtenus dans [35] et [36] qui sont respectivement de 41 dB et 57 dB.

### **3.3.8** Etude de la reconfigurabilité du système antennaire avec le coupleur

Le système antennaire final étant bien adapté et entièrement découplé, nous présentons dans cette partie les différentes reconfigurations qu'offre le système antennaire proposé dans ce travail.

La figure 3.30 présente les différentes configurations obtenues avec notre système multiantennaire. L'état A correspond à l'état où seulement le port 1 est excité. Cet état permet une couverture des directions *Y-négative* et *X-positive*. On note un gain total de **1.09 dB** à  $\varphi = 0^\circ$ ,  $\theta$ = 90° et un gain total de **2.72 dB** à  $\varphi = 90^\circ$ ,  $\theta = 270^\circ$ . Les gains maximums de cet état sont respectivement **2.09 dB** obtenu à  $\varphi = 0^\circ$ ,  $\theta = 150^\circ$  et **4.18 dB** obtenu à  $\varphi = 90^\circ$ ,  $\theta = 220^\circ$ .

La configuration B représente l'état où uniquement le port 2 est excité. Dans cet état, on a une couverture des directions *X-négative* et *Y-positive* avec respectivement des gains de **2.63 dB** à  $\varphi = 0^\circ$ ,  $\theta = 270^\circ$  et de **1.08 dB** à  $\varphi = 90^\circ$ ,  $\theta = 90^\circ$ . Les gains maximums des directions couvertes

dans cet état sont respectivement **4.17** dB suivant *X-négative* à  $\theta = 270^{\circ}$  et **2.15 dB** dans la direction *Y-positive* à  $\theta = 150^{\circ}$ .



Figure 3.30 : Les diagrammes de rayonnement des différentes reconfigurations du système antennaire.

L'état C est obtenu par excitation simultanée des ports 1 et 2. Cet état donne une configuration qui couvre les directions *X-positive*, *X-négative*, *Y-positive* et *Y-négative*. Le diagramme 2D de cet état montre une répartition du diagramme de rayonnement parfaitement symétrique avec des gains de **2.31 dB** à  $\theta$  = 270° dans les directions *X-négative* et *Y-négative*, et de **2.82 dB** à  $\theta$ = 90° dans les directions *X-positive* et *Y-positive*.

Ces différentes configurations obtenues par excitation des ports du coupleur montrent que ce dernier permet d'achever la reconfiguration du système multi-antennaire proposé tout en offrant une bonne adaptation a - 10 dB et une bonne isolation.

#### 3.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la conception d'un système antennaire reconfigurable en diagramme de rayonnement. L'agilité est assurée par un coupleur hybride 3-dB dont l'excitation de chacun des ports permet d'avoir la couverture de deux directions. L'excitation simultané des deux ports permet de couvrir les quatre directions. Le système antennaire offre un fort découplage ce qui le rend compatible avec les systèmes de communication duplexe intégrale. Le système antennaire offre une efficacité de 80 %.

Le système proposé est mono bande et opère à la fréquence centrale 2.6 GHz de la bande LTE 2600. Cependant, l'intégration de plusieurs applications poussent à intégrer plusieurs antennes ou une antenne multi-bande afin de satisfaire la demande en termes de connectivité. La première option ne répondant pas aux contraintes d'espace alloué pour le système antennaire, nous comptons concevoir une antenne bi-bande afin de satisfaire le cahier des charges. A cet effet, le système multi-antennaire présenté dans ce chapitre sera rendu bi-bande pour opérer à la fois dans la bande LTE 2600 et dans la bande LTE 3600.

Nous utiliserons également un coupleur hybride 3-dB bi-bande pour effectuer l'agilité en diagramme de rayonnement.

#### Références

- [1] T. Lin, C. Lin, K. Huang, et J. Kuo, « Compact branch-line coupler filter with transmission zeros », in 2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), 2015, vol. 3, p. 1-3.
- [2] M. Koubeissi, « Etude d'antennes multifaisceaux à base d'une nouvelle topologie de matrice de Butler : conception du dispositif de commande associé », thesis, Limoges, 2007.
- [3] A. Harck, « Conception et validation de déphaseurs large bande intégrant des MEMS-RF dans un environnement hostile », nov. 2014.
- [4] MACOM an AMP Company, « RF Directional Couplers and 3dB Hybrids Overview », *Asia*, p. 10.
- [5] « Microwave Engineering, 4th Edition », Wiley.com. [En ligne]. Disponible sur: https://www.wiley.com/en-us/Microwave+Engineering%2C+4th+Edition-p-9781118298138. [Consulté le: 08-mai-2019].
- [6] J. Reed et G. J. Wheeler, « A Method of Analysis of Symmetrical Four-Port Networks », *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 4, nº 4, p. 246-252, oct. 1956.
- [7] D. M. Pozar, « Microstrip antennas », Proc. IEEE, vol. 80, nº 1, p. 79-91, janv. 1992.
- [8] H. Boutayeb, « Circuits et systèmes de communication micro-ondes », 2006.
- [9] D. A. Letavin, Y. E. Mitelman, et V. A. Chechetkin, « Realization of miniaturized branchline coupler using lowpass microstrip filters », in 2015 Loughborough Antennas Propagation Conference (LAPC), 2015, p. 1-3.
- [10] P. Bhowmik, T. Moyra, et P. K. Deb, « Size miniaturization of 3 dB branch line coupler by using open stubs », in 2015 2nd International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN), 2015, p. 642-645.
- [11] Yi-Chyun Chiang et Chong-Yi Chen, « Design of a wide-band lumped-element 3-dB quadrature coupler », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, n° 3, p. 476-479, mars 2001.
- [12] Young-Hoon Chun et Jia-Sheng Hong, « Compact wide-band branch-line hybrids », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, nº 2, p. 704-709, févr. 2006.
- [13] V. K. Velidi, A. V. G. Subramanyam, V. S. Kumar, Y. Mehta, et S. Sanyal, « Compact harmonic suppression branch-line coupler using signal-interference technique », in 2016 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), 2016, p. 1-4.
- [14] H. V. Nguyen et C. Caloz, « First- and Second-Order Differentiators Based on Coupled-Line Directional Couplers », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 18, nº 12, p. 791-793, déc. 2008.
- [15] H. Yoon et B. Min, « Two Section Wideband 90° Hybrid Coupler Using Parallel-Coupled Three-Line », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 27, nº 6, p. 548-550, juin 2017.
- [16] I. Piekarz, J. Sorocki, K. Janisz, K. Wincza, et S. Gruszczynski, «Wideband Three-Section Symmetrical Coupled-Line Directional Coupler Operating in Differential Mode », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 28, nº 6, p. 488-490, juin 2018.
- [17] M. K. Chirala et B. A. Floyd, « Millimeter-Wave Lange and Ring-Hybrid Couplers in a Silicon Technology for E-Band Applications », in 2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2006, p. 1547-1550.
- [18] A. Bikiny *et al.*, «Ka-band Lange coupler in multilayer thick-film technology », in 2009 *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2009, p. 1001-1004.
- [19] K. Janisz, R. Smolarz, A. Rydosz, K. Wincza, et S. Gruszczynski, « Compensated 3-dB lange directional coupler in suspended microstrip technique », in 2017 7th IEEE

International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies (MAPE), 2017, p. 288-291.

- [20] Y. J. Sung, C. S. Ahn, et Y.- Kim, « Size reduction and harmonic suppression of rat-race hybrid coupler using defected ground structure », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 14, nº 1, p. 7-9, janv. 2004.
- [21] « Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition: Constantine A. Balanis: 9780471667827: Amazon.com: Books ». [En ligne]. Disponible sur: https://www.amazon.com/Antenna-Theory-Analysis-Design-3rd/dp/047166782X. [Consulté le: 17-avr-2019].
- [22] H. Ghali et T. A. Moselhy, « Miniaturized fractal rat-race, branch-line, and coupled-line hybrids », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, nº 11, p. 2513-2520, nov. 2004.
- [23] J. Kuo, J. Wu, et Y. Chiou, « Miniaturized Rat Race Coupler With Suppression of Spurious Passband », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 17, nº 1, p. 46-48, janv. 2007.
- [24] P. Mondal et A. Chakrabarty, « Design of miniaturised branch-line and rat-race hybrid couplers with harmonics suppression », *IET Microw. Antennas Amp Propag.*, vol. 3, nº 1, p. 109-116, févr. 2009.
- [25] H. Gupta, A. Mehta, et K. Shambavi, « Miniaturization of a novel rat race coupler: A comparative analysis », in 2016 Thirteenth International Conference on Wireless and Optical Communications Networks (WOCN), 2016, p. 1-3.
- [26] A. L. Denis, « Miniature microstrip rat-race couplers with artificial transmission lines », in 2017 40th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), 2017, p. 802-805.
- [27] D. Psychogiou et J. Hesselbarth, « Comparing miniaturization techniques for microstrip 180° hybrid ring junctions », in 2010 10th Mediterranean Microwave Symposium, 2010, p. 29-32.
- [28] D. Bharadia, E. McMilin, et S. Katti, « Full Duplex Radios », in Proceedings of the ACM SIGCOMM 2013 Conference on SIGCOMM, New York, NY, USA, 2013, p. 375–386.
- [29] A. K. Khandani, «Full-duplex (Two-way) Wireless: Antenna Design and Signal Processing », p. 10.
- [30] H. Papadopoulos, C. Wang, O. Bursalioglu, X. Hou, et Y. Kishiyama, « Massive MIMO Technologies and Challenges towards 5G », *IEICE Trans. Commun.*, vol. E99-B, nº 3, p. 602-621, mars 2016.
- [31] S. Talwar, D. Choudhury, K. Dimou, E. Aryafar, B. Bangerter, et K. Stewart, « Enabling technologies and architectures for 5G wireless », in 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014), Tampa, FL, USA, 2014, p. 1-4.
- [32] M. Jain *et al.*, « Practical, real-time, full duplex wireless », in *Proceedings of the 17th annual international conference on Mobile computing and networking MobiCom '11*, Las Vegas, Nevada, USA, 2011, p. 301.
- [33] J. I. Choi, M. Jain, K. Srinivasan, P. Levis, et S. Katti, « Achieving single channel, full duplex wireless communication », in *Proceedings of the sixteenth annual international conference on Mobile computing and networking - MobiCom '10*, Chicago, Illinois, USA, 2010, p. 1.
- [34] J. M. Laco, F. H. Gregorio, et J. Cousseau, « Antenna array design for full duplex applications », in 2015 XVI Workshop on Information Processing and Control (RPIC), 2015, p. 1-5.
- [35] G. Makar, N. Tran, et T. Karacolak, «A High-Isolation Monopole Array With Ring Hybrid Feeding Structure for In-Band Full-Duplex Systems », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, p. 356-359, 2017.

- [36] N. Raymondi, M. Seredich, T. Karacolak, N. H. Tran, et D. H. N. Nguyen, « Compact and power-efficient 5 GHz full-duplex design utilizing the 180° ring hybrid coupler », in 2017 International Conference on Recent Advances in Signal Processing, Telecommunications Computing (SigTelCom), 2017, p. 170-174.
- [37] D. M. Khan, « DESIGN OF PLANAR INVERTED-F ANTENNA », 2014.
- [38] I. DIOUM, K. DIALLO, M. M. KHOUMA, I. DIOP, L. SANE, et A. NGOM, « Miniature MIMO Antennas for 5G Mobile Terminals », in 2018 6th International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS), 2018, p. 1-6.
- [39] M. Ikram, M. S. Sharawi, et H. Attia, « A compact dual standard MIMO antenna system for mobile applications », in 2017 IEEE 28th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2017, p. 1-3.
- [40] L. Sun, H. Feng, Y. Li, et Z. Zhang, « Compact 5G MIMO Mobile Phone Antennas With Tightly Arranged Orthogonal-Mode Pairs », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, n° 11, p. 6364-6369, nov. 2018.
- [41] R. Hussain, A. T. Alreshaid, S. K. Podilchak, et M. S. Sharawi, « Compact 4G MIMO antenna integrated with a 5G array for current and future mobile handsets », *Antennas Propag. IET Microw.*, vol. 11, nº 2, p. 271-279, 2017.
- [42] A. A. Naser, K. H. Sayidmarie, et J. S. Aziz, « Design and implementation of a PIFA antenna for multi-band LTE handset applications », in 2016 Loughborough Antennas Propagation Conference (LAPC), 2016, p. 1-5.
- [43] K. M. Morshed, K. P. Esselle, M. Heimlich, D. Habibi, et I. Ahmad, « Wideband slotted planar inverted-F antenna for millimeter-wave 5G mobile devices », in 2016 IEEE Region 10 Symposium (TENSYMP), 2016, p. 194-197.
- [44] O. M. Haraz, M. Ashraf, et S. Alshebeili, « Single-band PIFA MIMO antenna system design for future 5G wireless communication applications », in 2015 IEEE 11th International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob), 2015, p. 608-612.
- [45] W. Ahmad et W. T. Khan, « Small form factor dual band (28/38 GHz) PIFA antenna for 5G applications », in 2017 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM), 2017, p. 21-24.
- [46] I. Dioum, « Conception de systèmes multi-antennaires pour techniques de diversité et MIMO : application aux petits objets nomades communicants », phdthesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2013.
- [47] K. L. Virga et Y. Rahmat-Samii, « Low-profile enhanced-bandwidth PIFA antennas for wireless communications packaging », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, nº 10, p. 1879-1888, oct. 1997.
- [48] Y. Belhadef et N. B. Hacene, « PIFAS antennas design for mobile communications », in International Workshop on Systems, Signal Processing and their Applications, WOSSPA, 2011, p. 119-122.
- [49] L. Sane, I. Dioum, K. Tall, M. M. Khouma, K. Diallo, et S. M. Farssi, « Full Duplex and Pattern Reconfigurable System Antenna Design for 5G Wireless Communications Systems Using a Quadrature 3 dB Coupler », in 2018 International Conference on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET), Chennai, 2018, p. 1-3.

### Chapitre 4 : Conception d'un système antennaire bi-bande reconfigurable en diagramme de rayonnement pour les réseaux sans fil 5G.

#### 4.1 Introduction

La nécessité d'utiliser des systèmes de communication sans fil opérant sur plusieurs standards s'accélère de jour en jour en raison du développement accru de nouvelles technologies et de la place limitée réservée au système antennaire dans l'objet communicant. Les systèmes d'antennes à multiple entrées et multiple sorties (MIMO) multi-bandes reconfigurables sont fondamentaux pour les futurs réseaux de communication sans fil 5G. En effet, compte tenu du nombre croissant d'objets communicants et de la forte demande de débit mobile, les futurs systèmes de communication sans fil 5G utiliseront des technologies radio reconfigurables et adaptatives offrant une agilité dans les environnements de canaux dynamiques, une capacité et une efficacité spectrale accrues et des solutions rentables [1], [2], [3].

### 4.2 Critères de choix du modèle d'antenne approprié à la couverture de plusieurs standards

La couverture de plusieurs applications peut être effectuée par une antenne multi-bandes ou par une antenne large bande [4].

Une antenne est dite multi-bande lorsqu'elle présente plusieurs fréquences de résonance et que ses performances dépendent fortement de ses fréquences.

Une antenne large-bande est une antenne dont les performances sont indépendantes ou quasiindépendantes de la fréquence. Elle est caractérisée par une largeur de bande d'au moins égale 500 MHz [5].

Ainsi pour la prise en charge de plusieurs standards dans un petit objet communicant, faire un bon choix entre ces deux modèles d'antenne s'impose alors à l'antenniste pour une meilleure conduite de son projet. Nous présentons dans l'organigramme ci-dessous une procédure proposée dans la thèse de *Sami Hebib* [4] et permettant de faire le bon choix en fonction des contraintes imposées



Pour un nombre *n* de bandes de fréquence à couvrir, trois critères  $(C_1, C_2 \text{ et } C_3)$  s'imposent par ordre de priorité :

✓  $C_1$ : l'écart fréquentiel entre la première bande (B1) et la dernière bande (Bn)

Cet écart est calculé en faisant la différence entre la fréquence minimale de la dernière bande et la fréquence maximale de la première bande. Si l'écart fréquentiel est au moins d'environ 1 GHz, il est plus commode d'utiliser un modèle d'antenne multi-bande. Au cas contraire le second critère détermine le choix du modèle.

 $\checkmark$   $C_2$ : le nombre *n* de bandes à couvrir

Pour un nombre de bande égal à deux ou trois, le modèle multi-bande est approprié. Au-delà de trois bandes le modèle large bande s'impose alors comme le plus commode.

✓  $C_3$ : l'écart entre les bandes successives

Dans le cas de la couverture de beaucoup de bandes, l'écart entre les bandes successives devient un critère déterminant si les deux premiers ne sont pas satisfaits.

Il est à noter qu'il est possible d'avoir de concevoir une antenne multi large bande.

Dans le cadre de la conception d'une antenne bi-bande, l'ensemble des critères se résume au premier critère à savoir l'écart fréquentiel entre la première bande et la dernière bande. De ce fait le choix est facilement déduit du calcul de l'écart fréquentiel.

De récents travaux portant sur la conception d'antennes multi-bande pour applications mobiles des réseaux 5G sont présentés dans [6], [7], [8], [9], [10], [11], [12], [13].

#### 4.3 Conception de l'antenne bi-bande

Comme nous l'avons présenté dans le chapitre 2, il existe plusieurs méthodes de conception d'antenne bi-bande. Nous adaptons dans ce travail la méthode d'insertion de fente sur la structure antennaire pour créer une nouvelle résonnance dans la bande supérieure. Cette technique est appliquée sur l'antenne référence présentée dans le chapitre 3. Ainsi une fente de longueur  $L_{fente} = 13 mm$  et de largeur  $W_{fente} = 1.5 mm$  est insérée sur la partie imprimée de l'antenne comme l'illustre la partie (a) de la figure 4.1.

On remarque une seconde résonance avec l'insertion de la fente. Cependant les dimensions initiales de la longueur et de la largeur de la fente ne permettent pas de couvrir nos deux bandes

de travail à savoir la bande 2.5 – 2.69 GHz et la bande 3.4 – 3.8 GHz comme le montre la partie (b) de la figure 4.1.



Figure 4.1 : Structure avec fente (a), coefficient de réflexion de la structure (b)

Afin de définir l'influence respectivement de la longueur et de la largeur de la fente sur les paramètres de l'antenne, une étude paramétrique est faite respectivement sur la longueur et la largeur de cette fente.

L'étude paramétrique sur la longueur de la fente ( $L_{fente}$ ) montre que plus cette longueur augmente, plus les deux résonances sont adaptées et tendent vers les deux fréquences centrales de travail. En effet cette augmentation de  $L_{fente}$  entraine une augmentation de la longueur électrique de l'antenne et fait baisser les deux fréquences de résonance. Cette augmentation affecte également la largeur de chaque bande. La tableau 4.1 montre la variation de la largeur de bande passante de la bande haute (BP BH) et la bande passante de la bande basse (BP BB) en fonction de  $L_{fente}$ .

Tableau 4.1 : Variations de la BP en fonction de la longueur de la fente

L <sub>fente</sub> (mm)	13	13.5	14	14.5	15	15.5	16	16.5	17
BP BH (MHz)	280	370	440	500	520	500	500	490	530
BP BB (MHz)	530	480	400	340	290	240	190	170	140

On note pour la bande haute que la bande passante augmente successivement de  $L_{fente} = 13$  mm à  $L_{fente} = 15$  mm passant de 280 MHz à 520 MHz. Elle diminue de  $L_{fente} = 15.5$  mm à  $L_{fente} = 16.5$  mm passant de 500 MHz à 490 MHz puis augmente à nouveau et donne une valeur maximale de 530 MHz à  $L_{fente} = 17$ mm.

Pour la bande basse, on note une diminution linéaire de la bande passante passant de 530 MHz pour  $L_{fente} = 13$  mm à 140 MHz pour  $L_{fente} = 17$ mm.

On remarque un fonctionnement bi-bande couvrant totalement les bandes LTE2600 et LTE3600 à une longueur de fente  $L_{fente} = 15.5 mm$ . A cette longueur on a une résonance à 2.59 GHz dans la bande LTE2600 avec une bande passante de 240 MHz et une résonance à 3.61 GHz de la bande LTE3600 avec une bande passante de 500 MHz comme le montre la figure 4.2.



Figure 4.2 : Paramètres-S de l'étude paramétrique sur L<sub>fente</sub>

Les résultats de l'étude paramétrique sur la largeur de la fente montrent une faible influence sur la largeur de bande passante aussi bien dans la bande basse et que la bande haute.

#### 4.3.1 Visualisation du digramme dans chaque bande de travail

#### 4.3.1.1 Dans la bande 2.5 – 2.69 GHz

Dans cette bande, on note la même configuration du diagramme de rayonnement obtenu avec l'antenne référence mono-bande. On note dans cette bande un gain maximal total de 3.8 dB.



Figure 4.3 : Configuration du diagramme de rayonnement 3D dans la bande LTE2600

#### 4.3.1.2 Dans la bande 3.4 – 3.8 GHz

A la fréquence centrale 3.61 GHz de la bande LTE3600, on observe aussi une configuration bidirectionnelle avec un gain plus important comme l'illustre la figure 4.4. La couverture est faite suivant les directions *X-positive* et *Y-négative*.



Figure 4.4 : Configuration du diagramme de rayonnement 3D dans la bande LTE3600

#### 4.4 Conception du système antennaire bi-bande

Le système antennaire bi-bande est obtenu en reproduisant la même antenne de façon symétrique par rapport à la diagonale du substrat comme l'illustre la figure 4.6 (sans le coupleur). On remarque avec la première simulation un décalage vers les valeurs croissantes des fréquences de résonance du système. Ce décalage est dû à l'effet inductif causé par l'ajout de l'antenne 2. Le système est alors optimisé pour fonctionner dans les bandes de travail. Le fort couplage entre les deux antennes est noté ici uniquement en basse fréquence comme dans le cas du système mono-bande présenté dans le chapitre 3. Dans la bande 3.4 - 3.8 GHz, on remarque que le système présente un bon découplage de l'ordre de -20 dB sur toute la bande comme l'illustre la figure 4.5.



Figure 4.5 : Paramètres-S simulé du système antennaire bi-bande sans coupleur

Pour effectuer la reconfiguration du diagramme de rayonnement, nous adaptons ici la même procédure que celle employée dans la conception du système antennaire précèdent. A cet effet, nous avons conçu et fabriquer deux coupleurs mono bande, l'une opérant dans la bande basse (LTE2600) et l'autre dans la bande haute (LTE3600).

# 4.5 Réalisation du système antennaire bi-bande avec des coupleurs mono-bande

Dans cette partie, nous présentons la réalisation du système antenaire avec les coupleurs mono-bande. En effet, le système est d'abord fabriqué à un coupleur opérant dans la bande 2.5 – 2.69 GHz. Les résultats des simulations et des mesures seront comparés pour évaluer leur concordance. De la même façon un coupleur opérant dans la bande 3.4 - 3.8 GHz est conçu avec le même système et les résultats des simulations et des mesures sont comparés. Ces travaux sont présentés dans [14].

## 4.5.1 Réalisation du système antennaire et étude de la reconfigurabilité dans la bande 2.5 – 2.69 GHz



Figure 4.6 : Système antennaire fabriqué avec coupleur opérant à 2.6 GHz

La figure 4.6 présente le système antennaire fabriqué intégrant le coupleur opérant dans la bande basse. Nous donnons d'abord les caractéristiques du coupleur utilisé. La conception du coupleur est faite avec le simulateur Advanced Design System (ADS).

#### 4.5.1.1 Caractéristiques du coupleur utilisé sous ADS

Les dimensions du coupleur utilisé sont données dans le tableau 4.2.

Variables	L <sub>1</sub>	L <sub>2</sub>	L <sub>3</sub>	$L_4$	$L_5$	$W_1$
Valeurs	10.6079	16.1358	15.8484	9.0711	20.8854	1.53
Variables	<i>W</i> <sub>2</sub>	<i>W</i> <sub>3</sub>				
Valeurs	1.7474	2.7326				

Tableau 4.2 : Dimensions du coupleur opérant à 2.6 GHz



Figure 4.7 : Paramètres-S du coupleur mono-bande dans la bande basse

La figure 4.7 montre les paramètres-S et la figure 4.8 les déphasages obtenus par simulation sous ADS. La figure 4.7 illustre l'adaptation, le découplage et la transmission a - 3 dB des ports du coupleur. On note une adaptation de 50 dB pour les quatre ports et une isolation de 30 dB. La figure 4.7 illustre également une transmission du port 1 au port 2 (S(1,2)) et une transmission du port 1 au port 3 (S(1,3)) de - 3.56 dB à la fréquence centrale. Le coupleur présente également une transmission du port 1 au port 2 (S(1,2)) acceptable sur toute la bande avec une valeur minimale de - 3.3 dB à 2.5 GHz et une valeur maximale de - 4 dB à 2.7 GHz.

Chapitre 4 : Conception d'un système antennaire bi-bande reconfigurable en diagramme de rayonnement pour les réseaux sans fil 5G.



Figure 4.8 : Déphasages entre les ports du coupleur

La figure 4.8 présente les déphasages entre les ports du coupleur. On remarque une parfaite symétrie entre les déphasages des ports de transmission (ports 2 et 3). A la fréquence centrale, la différence de phase entre les ports 2 et 3  $phase(S(1,2)) - phase(S(1,3)) = 90.9^{\circ}$  et la différence de phase entre ports 3 et 2  $phase(S(4,2)) - phase(S(4,3)) = -90.9^{\circ}$ .

Les simulations montrent que le déphasage est de 90°  $\pm$  2 dans toute la bande avec notamment une différence de phase entre les ports 2 et 3 de 90,7° à 2.5 GHz et de 92.4° à 2.7 GHz.

#### 4.5.1.2 Caractéristiques des paramètres-S mesurés et simulés

Les paramètres-S illustrés dans la figure 4.9 correspondent aux paramètres-S simulés (en pointé) et mesurés (en trait plein) du système antennaire de la figure 4.6.

On note une bonne mesure d'adaptation des antennes 1 et 2 qui sont respectivement de  $S_{11} = -15 dB$  et de  $S_{22} = -17 dB$ . Ces deux courbes ne sont pas symétriques comme dans le cas des simulations et cala peut-être expliqué par des défauts de fabrications.

Pour les courbes de découplage  $S_{12}$  et  $S_{21}$ , on note la même valeur de – 18 dB aussi bien pour les mesures que pour les simulations. Cependant on note un décalage, vers les hautes fréquences, des valeurs mesurées par rapport aux valeurs simulées. Cette différence peut être expliquée également par un défaut de fabrication et de précision des mesures en laboratoire. Chapitre 4 : Conception d'un système antennaire bi-bande reconfigurable en diagramme de rayonnement pour les réseaux sans fil 5G.



Figure 4.9 : Paramètres-S mesurés et simulés du système avec coupleur à 2.6 GHz

Ces résultats montrent une bonne concordance entre les simulations et les mesures avec les mêmes allures et des performances assez similaires.

#### 4.5.1.3 Etude de la reconfigurabilité

La figure 4.10 montre les différentes configurations du diagramme de rayonnement 2D en fonction des états des ports excités.

Port(s) excité(s)	Di	<b>Directions</b> Couvertes		Gain maximal	Efficacité	
/état					(dB)	(%)
	+X	+ Y	-X	- Y		(, , ,
Port 1 seulement	Non	Oui	Oui	Non	3.6	
/ état A1					$\dot{A} \varphi = 0^\circ \text{ et } \theta = 220^\circ$	
Port 2 seulement	Oui	Non	Non	Oui	3.61	
/ état B1					À $\varphi = 90^\circ$ et $\theta = 220^\circ$	73
Port1 et Port 2					2.89	
simultanément	Oui	Oui	Oui	Oui	$\dot{A} \varphi = 0^\circ$ et $\theta = 270^\circ$	
/ état C1					$\varphi = 90^\circ$ et $\theta = 270^\circ$	

Tableau 4.3: Reconfigurabilité du diagramme de rayonnement à 2.6 GHz





P1 et P2 excités

Figure 4.10 : Différentes configurations du diagramme de rayonnement en 2D

On note trois configurations permettant de couvrir les directions *X-positive*, *X-négative*, *Y-positive* et *Y-négative*. Ces configurations sont similaires à celles décrites dans le chapitre 3. Une légère différence est notée sur les valeurs des gains.

Le tableau 4.3 donne les différentes configurations possibles en fonctions des états d'excitation des ports 1 et 2.

## 4.5.2 Réalisation du système antennaire et étude de la reconfigurabilité dans la bande 3.4 – 3.8 GHz



Figure 4.11 : Système antennaire fabriqué avec coupleur opérant à 3.6 GHz

La figure 4.11 présente le système antennaire fabriqué intégrant le coupleur opérant dans la bande haute.

#### 4.5.2.1 Caractéristiques du coupleur utilisé sous ADS

Le tableau 4.4 présente les dimensions du coupleur intégré dans le système antennaire présenté dans la figure 4.11.

Tableau 4.4 : Dimensions du coupleur opérant à 2.6 GHz

Chapitre 4 : Conception d'un système antennaire bi-bande reconfigurable en diagramme de rayonnement pour les réseaux sans fil 5G.

Variables	$l_1$	$l_2$	$l_3$	$l_4$	<i>w</i> <sub>1</sub>	<i>W</i> <sub>2</sub>	<i>W</i> <sub>3</sub>
Valeurs	3.6233	6.4694	6.7823	34.5	1.2	1.276	2.1262



Figure 4.12 : Paramètres-S du coupleur mono-bande dans la bande haute



Figure 4.13 : Déphasages entre les ports du coupleur

La figure 4.12 présente les paramètres-S du coupleur présenté dans la figure 4.11. De la même manière que le coupleur du système antennaire dans la bande LTE2600, on note une adaptation de 50 dB pour les ports d'entrée 1 et 4 et une adaptation de 48 dB pour les ports de sortie 2 et 3. Une isolation de 30 dB est notée également entre les ports d'entrée. La transmission du port

1 au port 2 (S(1,2)) est similaire à la transmission du port 1 au port au port 3 sur toute la bande de travail et est de - 3.71 dB à la fréquence centrale. Dans cette bande la transmission du port 1 au port 2 est de - 3.93 dB à 3.4 GHz et de - 3.82 à 3.8 GHz.

La figure 4.13 présente les déphasages entre les ports du coupleur. On remarque une parfaite symétrie entre les ports 2 et 3 et les ports 3 et 2. A 3.6 GHz on a un déphase de 89.89° soit  $phase(S(1,2)) - phase(S(1,3)) = 89.89^\circ$ . La figure 4.13 montre qu'à la fréquence minimale de la bande LTE3600, cad à 3.4 GHz, ce déphasage est de 88.65°. Il est de 90.65° à la fréquence maximale de la bande, cad à 3.8 GHz.

Le système étant symétrique, alors on a aussi  $phase(S(4,2)) - phase(S(4,3)) = -89.89^{\circ}$  à la fréquence centrale. Ce déphasage est de -88.65 à 3.4 GHz et de -90.65 à 3.8 GHz. Ces résultats montrent que le coupleur utilisé respectent les valeurs acceptables de -3 dB à -5 dB pour les transmissions S(1,2) et S(1,3) et 90  $\pm 2^{\circ}$  pour les déphasages entre les ports (2, 3) et (3,2).



#### 4.5.2.2 Caractéristiques des paramètres-S mesurés et simulés

Figure 4.14 : Paramètres-S mesurés et simulés du système dans la bande haute

La figure 4.14 illustre les paramètres-S simulés (en pointé) et mesurés (en trait plein) du système antennaire présenté dans la figure 4.11.

De la même manière que le comportement du système dans la bande LTE2600, on note également ici une bonne concordance entre les simulations et les mesures avec un décalage dû aux mêmes raisons évoquées dans l'analyse des résultats dans la bande LTE2600. Les adaptations pour les antennes 1 et 2 sont de -30 dB et les découplages de -20 dB.

#### 4.5.2.3 Etude de la reconfigurabilité

La figure 4.15 présente les différentes configurations 2D du digramme de rayonnement du système antennaire présenté dans la figure 4.11. On note trois configurations ou états possibles en fonction des excitations.

La configuration A2 est obtenue par excitation unique du port 1. Elle permet de couvrir les directions *X-positive*, *Y-positive* et *Y-négative*. A  $\varphi = 0$ , le gain maximal du diagramme 2D est de **3.82 dB** à  $\theta = 215^{\circ}$ . Dans la direction *Oy*, le gain maximal est obtenu à  $\theta = 315^{\circ}$  et est de **2.28 dB**. On note un gain de **0.86** dB à  $\varphi = 90^{\circ}$  et  $\theta = 270^{\circ}$ . A  $\varphi = 90^{\circ}$  et  $\theta = 90^{\circ}$  on note un gain de **0.86** dB à  $\varphi = 90^{\circ}$  et  $\theta = 270^{\circ}$ . A  $\varphi = 90^{\circ}$  et  $\theta = 90^{\circ}$  on note un gain de **0.87 dB**.

L'excitation unique du port 2 donne la configuration **B2** de la figure 4.15. Cette configuration permet de couvrir les directions *X-positive*, *X-négative* et *Y-négative*. Dans la direction *Ox*, on a une couverture bidirectionnelle avec un gain de – **2.8 dB** à  $\theta$  = 90° et un gain de **1.1 dB** à  $\theta$  = 270°. Le gain maximal dans cette direction est obtenu à  $\theta$  = 315° et est de **2.3 dB**. A  $\varphi$  = 90° et  $\theta$  = 215°, on note le gain maximal suivant *Y-négative* qui est de **3.83 dB**.

Le dernier état du système antennaire correspond à l'état où les ports 1 et 2 sont excités simultanément et en phase. Cette configuration permet de couvrir les directions *X-négative* et *Y-négative*. Le gain maximal de cette configuration est de **3.62 dB**. Il est obtenu à  $\varphi = 90^\circ$  et  $\theta = 215^\circ$ . Dans la direction *Ox* on a à  $\varphi = 0^\circ$  et  $\theta = 270^\circ$  un gain de -0.62 dB.









Figure 4.15 : Différentes configurations du diagramme de rayonnement en 2D et 3D

Port(s) excité(s)	Di	<b>Directions</b> Couvertes		Gain maximal	Efficacité	
/ état					(dB)	(%)
	+X	+ Y	- X	- Y		()
Port 1 seulement	Non	Oui	Oui	Oui	3.82	
i ont i seutement	11011	Oui	Oui	Out	5.02	
/ état A2					A $\varphi = 0^{\circ}$ et $\theta = 215^{\circ}$ .	
Port 2 seulement	Oui	Non	Oui	Oui	3.83	
/ état B2					$\dot{A} \varphi = 90^\circ$ et $\theta = 215^\circ$ .	81
Port1 et Port 2						
simultanément	Non	Non	Oui	Oui	3.62	
/ état C2					À $\varphi = 90^\circ$ et $\theta = 215^\circ$ .	

Tableau 4.5 : Reconfigurabilité du diagramme de rayonnement à 3.6 GHz

Les coupleurs utilisés dans cette partie sont mono bande. Or ces types de coupleurs présentent des bandes étroites et ne sont pas adaptés aux systèmes actuels qui prennent en charge plusieurs standards à la fois. A cet effet, nous employons dans la partie suivante un coupleur bi-bande adapté à notre système antennaire.

# **4.6** Conception du système antennaire bi-bande avec un coupleur bi-bande

Avec l'émergence des systèmes de communication multistandards, de nouveaux coupleurs larges bandes et multi-bandes sont de plus en plus proposés dans la littérature.

Plusieurs travaux portant sur la conception de coupleurs larges bandes adaptés à ces systèmes de communication sont présentés dans [15], [16], [17], [18], [19], [20], [21], [22].

Des coupleurs adaptés aux applications multi-bandes sont présentés dans [23], [24], [25], [26], [27], [28], [28] et [29].

Dans [29] est présenté la conception d'un nouveau coupleur à branches pouvant fonctionner à deux fréquences arbitraires. Cette propriété de fonctionnement à deux fréquences arbitraires a guidé notre choix de référence pour la conception du coupleur adapté à notre travail.

Dans la conception proposée, toutes les lignes de transmission ont une longueur électrique quart d'onde et sont évaluées à la fréquence moyenne des deux bandes de fonctionnement.

La procédure de conception a consisté à remplacer chaque ligne de transmission, des coupleurs conventionnels, de longueur électrique quart d'onde et d'impédance caractéristique Z (figure 4.16.a) par une structure équivalente à dérivations (stubs) plus compacts (figure 4.16.b). Cette structure consiste en une ligne de transmission de longueur électrique  $\theta$  et d'impédance caractéristique  $Z_A$ , connectée à une paire d'éléments de dérivation (*jY*) appelés shunts. Un shunt est un dispositif de très faible impédance relative à la charge qui permet au courant de passer d'un point à un autre d'un circuit électrique en utilisant très peu d'énergie. Aux fins de l'analyse, la structure proposée est supposée être sans perte et réciproque.



Figure 4.16 : Structure conventionnelle d'un coupleur à branches (a), Structure équivalente d'une ligne de transmission du coupleur à branches (b)

En appliquant une formulation matricielle, les paramètres - ABCD de la structure proposée par la partie (b) de la figure 4.16 peuvent être écrites sous la forme de l'équation *4.1* ci-dessous.

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & jZ_A \sin\theta \\ jY_A \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY & 1 \end{bmatrix}$$
(4.1)

Le développement de l'équation 1 conduit à l'équation 4.2 ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} \cos\theta - Z_A Y \sin\theta & j Z_A \sin\theta \\ j Z_A \sin\theta \left(1 - Z_A^2 Y^2 + 2 Z_A Y \cot\theta\right) & \cos\theta - Z_A Y \sin\theta \end{bmatrix}$$
(4.2)

L'équation IV. 2 simplifiée donne l'équation 4.3 :

$$\begin{bmatrix} 0 & jZ_A \sin \theta \\ j\frac{1}{Z_A \sin \theta} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm jZ_T \\ \pm j\frac{1}{Z_T} & 0 \end{bmatrix}$$
(4.3)

Avec :

$$Z_A \sin \theta = \pm Z_T \tag{4.4}$$

$$Y = \frac{\cot\theta}{Z_A} \tag{4.5}$$

L'équation 4.3 implique que la structure proposée équivaut à une section de ligne de transmission avec une impédance caractéristique  $Z_T$  et une longueur électrique de  $\pm$  90°.

En conséquence, pour une opération bi-bande, les conditions nécessaires peuvent simplement être énoncées comme suit :

$$Z_A \sin \theta_1 = \pm Z_T \tag{4.6}$$

$$Z_A \sin \theta_2 = \pm Z_T \tag{4.7}$$

Où

 $\theta_1$  correspond à la longueur électrique de la ligne de transmission évaluée à la fréquence centrale  $f_1$  de la bande inférieure.

 $\theta_2$  correspond à la longueur électrique de la ligne de transmission évaluée à la fréquence centrale  $f_2$  de la bande supérieure.

Les solutions générales des équations 4.6 et 4.7 peuvent alors être exprimées de la manière suivante :

$$\theta_2 = n\pi - \theta_1 \tag{4.8}$$

Avec n = 1, 2, 3, ...., tel que :

$$\frac{\theta_1}{\theta_2} = \frac{f_1}{f_2} \tag{4.9}$$

Ainsi on obtient :

Chapitre 4 : Conception d'un système antennaire bi-bande reconfigurable en diagramme de rayonnement pour les réseaux sans fil 5G.

$$\theta_1 = \frac{n\pi}{2} (1 - \delta) \tag{4.10}$$

$$\theta_2 = \frac{n\pi}{2}(1+\delta) \tag{4.11}$$

$$\delta = \frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1} \tag{4.12}$$

Par la suite, la longueur électrique  $\theta_0$  d'une ligne de transmission évaluée à la fréquence moyenne des fréquences centrales  $f_1$  et  $f_2$  peut donc être déterminée comme suit :

$$\theta_0 = \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} = \frac{n\pi}{2} \tag{4.13}$$

De plus, en remplaçant les équations 4.10 et 4.11 par les équations 4.4 et 4.5, pour tout n impair, nous avons :

$$Z_A = \frac{Z_T}{\left|\cos(\frac{n\delta\pi}{2})\right|} \tag{4.14}$$

$$Y = \begin{cases} \frac{\tan(\frac{n\delta\pi}{2})}{Z_A}, & f = f_1 \\ -\frac{\tan(\frac{n\delta\pi}{2})}{Z_A}, & f = f_2 \end{cases}$$
(4.15)

Et pour tout n pair nous avons :

$$Z_A = \frac{Z_T}{\left|\sin(\frac{n\delta\pi}{2})\right|} \tag{4.16}$$

$$Y = \begin{cases} -\frac{\cot(\frac{n\delta\pi}{2})}{Z_A}, & f = f_1 \\ \frac{\cot(\frac{n\delta\pi}{2})}{Z_A}, & f = f_2 \end{cases}$$
(4.17)

Les solutions de ces équations donnent les expressions analytiques de conception du coupleur bi-bande. Ces solutions incluent également le choix de n et les différentes manières de réaliser l'élément shunt avec son admittance d'entrée Y, comme défini par les équations *4.15* et *4.17*.

Plusieurs topologies de coupleur peuvent être réalisées avec ces solutions. Nous présentons dans ce document uniquement la topologie à stub circuit ouvert (CO) pour n = 1.

En utilisant les équations 4.10 et 4.11, l'admittance d'entrée  $Y_{CO}$  du stub correspondant peut ainsi être déduite comme :

$$Y_{CO} = \begin{cases} \frac{\cot(\frac{\delta\pi}{2})}{Z_B}, & f = f_1 \\ -\frac{\cot(\frac{\delta\pi}{2})}{Z_B}, & f = f_2 \end{cases}$$
(4.18)

Où  $Z_B$  est l'impédance caractéristique du tronçon. Par conséquent, en combinant les équations 4.15 et 4.18, on obtient :

$$Z_B = \frac{Z_T}{\sin(\frac{\delta\pi}{2})\tan(\frac{\delta\pi}{2})}$$
(4.19)



Figure 4.17 : Structure du coupleur bi-bande à stub circuit ouvert

La figure 4.17 montre la structure finale du coupleur bi-bande qui est le résultat de la fusion de l'ensemble des transformations des lignes de transmission par leur circuit équivalent. Ainsi, les valeurs de  $Z_1$ ,  $Z_2$  et  $Z_3$  peuvent être déterminées à l'aide des formules suivantes :

Chapitre 4 : Conception d'un système antennaire bi-bande reconfigurable en diagramme de rayonnement pour les réseaux sans fil 5G.

$$Z_1 = \frac{Z_0}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\cos(\frac{\delta\pi}{2})} \tag{4.20}$$

$$Z_2 = Z_0 \cdot \frac{1}{\cos(\frac{\delta\pi}{2})}$$
(4.21)

$$Z_3 = \frac{Z_0}{1+\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin(\frac{\delta\pi}{2}) \cdot \tan(\frac{\delta\pi}{2})}$$
(4.22)

Au final, les équations 4.12, 4.20, 4.21 et 4.22 permettent en théorie de concevoir un coupleur bi-bande de la topologie à stub circuit ouvert pour tout système opérant à deux bandes de fréquences arbitraires.

Cependant cette technique est optimale dans la plage de largeur de bande fractionnée allant de 0.2 à 0.5 et dans la plage d'impédance allant de 30 à  $90 \Omega$  comme illustrée par la figure 4.18.



Figure 4.18 : Variations de l'impédance normalisée par rapport à la largeur de bande fractionnée

### **4.6.1** Réalisation du coupleur bi-bande adapté à notre système antennaire

Nous appliquons dans cette partie la procédure décrite dans le paragraphe précèdent. Nous convenons des notations suivantes :

- $f_1$  est la fréquence centrale de la bande basse (2.5 GHz 2.69 GHz).
- $f_2$  est la fréquence centrale de la bande haute (3.4 GHz 3.8 GHz).
- $f_0$  est la fréquence moyenne des deux fréquences centrales.

Les paramètres de conception sont alors donnés dans le tableau 4.6.

Tableau 4.6 : Paramètres de conception du coupleur bi-bande opérant aux fréquences  $f_1$  et  $f_2$ 

Paramètres	Valeurs
$f_1$	2.6 GHz
$f_2$	3.6 <i>GHz</i>
$f_0$	3.1 <i>GHz</i>
δ	0.16
Z <sub>0</sub>	50 Ω
Z <sub>1</sub>	36.5 Ω
Z <sub>2</sub>	51.6 Ω
Z <sub>3</sub>	395.5 Ω

Au regard des contraintes sur les largeurs de bande fractionnée et d'impédances requises pour une conception optimale, on remarque que notre largeur de bande fractionnée  $\delta = 0.16$  ne respecte pas la contrainte citée dans le paragraphe précédent et illustrée par la figure 4.18. De la même manière, l'impédance  $Z_3 = 395.5 \Omega$  dépasse largement la valeur maximale de la plage d'impédances admises. En réalité le calcul des dimensions du stub effectué avec l'impédance  $Z_3$  donne des valeurs de largeur de stub de l'ordre de  $10^{-5}$  mm. Ces valeurs ne sont pas réalisables dans la pratique. De ce fait, nous avons résolu cette contrainte en augmentant largement la longueur du stub et en fixant une valeur minimale pour la largeur du stub réalisable qui est de 0.2 mm.

La figure 4.21 montre le coupleur bi-bande intégré dans le système antennaire. Les dimensions du coupleur sont données dans le tableau 4.7.

Variables	L <sub>1</sub>	<i>L</i> <sub>2</sub>	L <sub>3</sub>	L <sub>4</sub>	<i>L</i> <sub>5</sub>	L <sub>stub</sub>
Valeurs	12.32	7.33	7.88	13.03	14.68	37.8
Variables	<i>W</i> <sub>1</sub>	<i>W</i> <sub>2</sub>	W <sub>3</sub>	W <sub>stub</sub>		
Valeurs	1.5	1.13	2	0.22		

Tableau 4.7 : Dimensions du coupleurs bi-bande

Les caractéristiques d'adaptation, de transmission et de déphasage de ce coupleur sont données dans les figures 4.19 et 4.20.



Figure 4.19 : Paramètres-S du coupleur bi-bande

La figure 4.19 montre les paramètres-S du coupleur réalisé sous ADS. On note une bonne adaptation aussi bien dans la bande basse que dans la bande haute mais également une couverture entière de toutes les bandes de travail. Les transmissions du port 1 au port 2 ( $S_{12}$ ) et du port 4 au port 3 ( $S_{43}$ ) sont parfaitement confondues. Ces transmissions sont de – 2.8 dB à  $f_1$  et de – 2.9 dB à  $f_2$ .

On note un fort découplage entre les ports d'entrée 1 et 4 qui est respectivement de -29 dB à  $f_1$  et de -21 dB à  $f_2$ .

Chapitre 4 : Conception d'un système antennaire bi-bande reconfigurable en diagramme de rayonnement pour les réseaux sans fil 5G.



Figure 4.20 : Déphasages du coupleur bi-bande

On remarque également que les courbes de transmissions  $(S_{12})$  et  $(S_{43})$  ainsi que la courbe de découplage  $(S_{14})$  ont toutes, leur valeur minimale à la fréquence moyenne  $f_0$ .

La figure 4.20 présente les déphasages entre les ports du coupleur bi-bandes. On note une parfaite symétrie des déphasages. Le coupleur présente un déphasage entre les ports 2 et 3 tel que  $phase(S(1,2)) - phase(S(1,3)) = 90.14^\circ$ . De la même manière le déphasage entre les ports 3 et 2 est tel que  $phase(S(4,2)) - phase(S(4,3)) = 90.43^\circ$ .



Figure 4.21 : Système multi-antennaire fabriqué avec coupleur bi-bande

La figure 4.21 montre le système antennaire réalisé intégrant le coupleur bi-bande que nous avons proposé dans [30]. Les paramètres-S de ce système sont donnés dans la figure 4.22. Cette dernière indique une bonne concordance entre les résultats mesurés et les résultats simulés.



Figure 4.22 : Coefficients de réflexion mesurés et simulés du système avec coupleur bi-bande

#### 4.6.2 Etude de la reconfigurabilité

Le système antennaire avec le coupleur bi-bande présentent les mêmes états de reconfiguration que ceux du système en bande basse et ceux du système en bande haute. La différence réside dans les valeurs obtenues pour chaque configuration. Nous résumons l'ensemble des configurations obtenues dans les deux bandes dans le tableau 4.8.

Tableau 4.8 : Différentes reconfigurabilités du diagramme de rayonnement dans les deux bandes

Reconfigurations dans bande 2.5 – 2.69 GHz								
Port(s) excité(s)	Di	irections	Couver	tes	Gain maximal	Efficacité		
					( <i>dB</i> )	(%)		
	+X	+ Y	- X	- Y				
Port 1 seulement	Oui	Non	Non	Oui	2.74			
					$\dot{A} \varphi = 90^\circ \text{ et } \theta = 215^\circ.$			
Port 2 seulement	Non	Oui	Oui	Non	2.73			
					$\dot{A} \varphi = 0^\circ$ et $\theta = 225^\circ$ .	64		
Port1 et Port 2	Oui	Oui	Oui	Oui	2.42			
simultanément					$\dot{A} \varphi = 0^\circ$ et $\theta = 270^\circ$			
					$\varphi = 90^\circ$ et $\theta = 270^\circ$			
	Re	configui	rations d	ans ban	de 3.4 – 3.8 GHz			
Port(s) excité(s)	D	irections	Couver	tes	Gain maximal	Efficacité		
					(dB)	(%)		
	+X	+ Y	- X	- Y				
Port 1 seulement	Non	Oui	Oui	Oui	1.95			
					À $\varphi = 0^\circ$ et $\theta = 215^\circ$ .			
Port 2 seulement	Oui	Non	Oui	Oui	1.51	44		
					$\dot{A} \varphi = 90^\circ \text{ et } \theta = 215^\circ.$			
Port1 et Port 2	Non	Non	Oui	Oui	2.03			
simultanément					$\dot{A} \varphi = 0^\circ$ et $\theta = 235^\circ$ .			

# 4.7 Conception d'un système antennaire MIMO 4×4 bi-bande pour une tablette mobile

La communication mobile, en particulier, a été un moteur puissant du développement économique mondial. En Afrique de l'Ouest, l'espace CEDEAO reste la région qui abrite l'un des marchés de téléphonie mobile qui connaît la croissance la plus rapide au monde avec un taux de croissance annuel moyen (TCAM) de 4.4 % jusqu'en 2025 [31], [32].

La technologie Multiple Input Multiple Output (MIMO) est l'une des dernières technologies prometteuses pour les systèmes de communications sans fil courants et les futurs réseaux 5G. La communication sans fil MIMO exploite les caractéristiques du canal à trajets multiples pour fournir une nouvelle ressource, à savoir le traitement spatial, permettant d'améliorer les performances du système. Cette nouvelle ressource peut être utilisée pour augmenter le débit de données, améliorer la fiabilité du signal ou réduire la puissance transmise (prolongeant ainsi la durée de vie de la batterie dans les appareils mobiles), sans nécessiter une augmentation du spectre utilisé pour la communication [33], [34], [35].

Dans [10], Dioum et al. présentent un système d'antennes MIMO bi-bande (2.6 / 3.6 GHz) compact à quatre éléments pour les futurs combinés 5G. Le système couvre toutes les bandes à – 6 dB et assure une isolation minimale de 11.5 dB entre les ports dans les bandes de fonctionnement. Une antenne MIMO de type PIFA à double bandes est proposée dans [36]. Un ensemble de quatre éléments consistant en 2 types de PIFA couvrant les bandes LTE2500 et GSM900. Plusieurs autres travaux sont présentés dans la littérature, en particulier dans [37], [38], [39], [40], [41], [42] et [43].

#### 4.7.1 Conception de la nouvelle structure

La figure 4.23 montre le système MIMO de la tablette mobile proposée. Il est composé de quatre antennes identiques opérant dans les bandes LTE2600 et LTE3600. L'antenne référence de ce système a la même géométrie que celle présentée au début de cette thèse. Cette dernière est optimisée afin de l'adapter aux nouvelles dimensions du plan de masse du téléphone tablette qui sont de  $150 \times 150 m^2$ . Les nouvelles valeurs de l'antenne sont données dans le tableau 4.9 ci-dessous.

Paramètres	W <sub>ant</sub>	L <sub>ant</sub>	H <sub>ant</sub>	H <sub>substrat</sub>	$W_{pcb}$
Valeurs (mm)	18	5.5	4.5	0.8	18
Paramètres	W <sub>cc</sub>	W <sub>cc</sub>	L <sub>p</sub>	W <sub>fente</sub>	L <sub>fente</sub>
Valeurs (mm)	0.5	5.3	3	1.7	15.4

Tableau 4.9 : Dimensions de l'antenne bi-bande

Afin de réaliser un système MIMO 4×4 reconfigurable en diagramme de rayonnement, une étude de celui-ci est faite avec l'antenne référence (antenne 1). Cette étude montre la totalité de la puissance est rayonnée dans la direction opposée à l'emplacement de l'antenne. Dans le cas
de l'antenne reference (antenne 1 de la figure 4.23) placée suivant *Y-positive*, la totalité de l'énergie rayonnée est orientée dans la direction *Y-négative*. Compte tenu de cette analyse, l'antenne 1 est dupliquée à 90°, 180° et 270° pour donner respectivement les antennes 2, 3 et 4.



Figure 4.23 : Structure du système MIMO 4×4



Figure 4.24 : Paramètres-S simulés du système MIMO 4×4

La figure 4.24 montre une opération bi-bande da la nouvelle structure. On remarque une adaptation de -15 dB à 2.6 GHz et de -40 dB à 3.5 GHz. Les résultats de simulation montrent une couverture à -10 dB de 190 MHz dans la bande basse allant de 2.5 GHz à 2.69 GHz et une couverture de 700 MHz dans la bande haute allant de 3.3 GHz à 4 GHz. La nouvelle structure

présente des ports entièrement découplés dans toutes les deux bandes. Les isolations obtenues sont respectivement de 15 dB et 18 dB dans la bande basse et dans la bande haute, sans aucune technique d'isolation.

#### 4.7.2 Configuration des diagrammes de rayonnement

La figure 4.25 montre les différentes configurations du diagramme de rayonnement du système antennaire par simple excitation successive des ports 1, 2, 3 et 4.

- L'excitation du port 1 donne la configuration A1 de la figure 4.25.
- L'excitation du port 2 donne la configuration B1 de la figure 4.25.
- L'excitation du port 3 donne la configuration C1 de la figure 4.25.
- L'excitation du port 4 donne la configuration D1 de la figure 4.25.



Figure 4.25 : Diagrammes de rayonnement 3D de la structure à 2.6 GHz

Partant de l'excitation du port 1 au port 4, on obtient successivement la couverture des directions *Y-négative*, *X-positive*, *Y-positive* et *X-négative* comme illustré dans la figure 4.25. On remarque donc que la totalité de l'énergie de l'antenne excité est orientée suivant la direction opposée à l'emplacement de l'antenne. Toutes les configurations permettent d'atteindre un gain inférieur à 5.8 dB dans la bande basse.



Figure 4.26 : Diagrammes de rayonnement 3D de la structure à 3.5 GHz

Les mêmes configurations de diagramme sont notées dans bande haute avec un gain minimal de 7 dB comme le montre la figure 4.26. Considérant les excitations successives des ports 1, 2, 3 et 4 à la fréquence de résonance de la bande supérieure, on obtient :

- La configuration A2 par excitation du port 1 ;
- La configuration B2 par excitation du port 2 ;
- La configuration C2 par excitation du port 3 ;
- La configuration D2 par excitation du port 4.

#### 4.7.3 Etude de la reconfigurabilité de la nouvelle structure

La reconfigurabilité de diagramme est obtenue ici en excitant simultanément et avec déphasage les ports d'un couple d'antennes. Un couple d'antennes est constitué de deux antennes dont une antenne référence et de son image dupliquée à 90°. L'antenne référence est toujours déphasée par rapport à son image. Ainsi on identifie quatre couples d'antennes en partant de l'antenne référence 1.

Les différents couples sont :

- Le couple (Antenne 1, Antenne 2) dont la référence est l'antenne 1
- Le couple (Antenne 2, Antenne 3) dont la référence est l'antenne 2
- Le couple (Antenne 3, Antenne 4) dont la référence est l'antenne 3
- Le couple (Antenne 4, Antenne 1) dont la référence est l'antenne 4.

Les tableaux 4.10 et 4.11 donnent les différentes combinaisons permettant d'achever la reconfigurabilité respectivement dans la bande basse et dans la bande haute.

Le tableau 4.10 montre que dans la bande basse, l'antenne référence est toujours déphasée de 90° et le tableau 4.11 montre que ce déphasage est de 180°.

<b>Reconfigurations dans bande 2.5 – 2.69 GHz</b>											
Ports excités/Phase				Directions Couvertes				Efficacité			
<i>P</i> <sub>1</sub>	<i>P</i> <sub>2</sub>	<i>P</i> <sub>3</sub>	$P_4$	+X	+ Y	- X	- Y				
<i>Oui/</i> 90°	<b>0ui/0</b> °	Non	Non	Oui			Oui				
Non	<b>0ui/90</b> °	<b>0ui/0</b> °	Non	Oui	Oui			88 %			
Non	Non	<b>0ui/90</b> °	<b>0ui/0</b> °		Oui	Oui					
Oui/0°	Non	Non	<i>Oui/</i> 90°			Oui	Oui	1			

Tableau 4.10 : Reconfigurabilité du diagramme de rayonnement à 2.6 GHz

Chapitre 4 : Conception d'un système antennaire bi-bande reconfigurable en diagramme de rayonnement pour les réseaux sans fil 5G.



Figure 4.27 : Différentes configurations du diagramme de rayonnement en 2D

<b>Reconfigurations dans bande 3.4 – 3.8 GHz</b>											
Ports excités/Phase				Directions Couvertes				Efficacité			
<i>P</i> <sub>1</sub>	<i>P</i> <sub>2</sub>	<i>P</i> <sub>3</sub>	<i>P</i> <sub>4</sub>	+ X	+ Y	- X	- Y				
<b>Oui/180°</b>	Oui/0°	Non	Non	Oui			Oui				
Non	<i>Oui</i> /180°	Oui/0°	Non	Oui	Oui			97 %			
Non	Non	<i>Oui/180°</i>	Oui/0°		Oui	Oui					
Oui/0°	Non	Non	<i>0ui/</i> 180°			Oui	Oui	]			

Tableau 4.11 : Reconfigurabilité du diagramme de rayonnement à 3.6 GHz

Chapitre 4 : Conception d'un système antennaire bi-bande reconfigurable en diagramme de rayonnement pour les réseaux sans fil 5G.



Figure 4.28 : Différentes configurations du diagramme de rayonnement en 2D

### 4.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons d'abord présenté une procédure qui permet de faire le bon choix sur la méthodologie à adapter pour la conception d'un système antennaire qui prend en charge plusieurs standards de communication sans fil. Sur cette base, nous avons présenté la conception d'un système reconfigurable en diagramme de rayonnement composé de deux antennes bi-bande identiques. La reconfigurabilité est achevée en utilisant des coupleurs en quadrature de phase pour chaque bande. Le système antennaire proposé offre de bonnes performances et une bonne concordance entre les simulations et les mesures. Par contre l'utilisation d'un coupleur pour chaque bande n'est pas commode dans la pratique. Ainsi, un coupleur bi-bande à branches en quadrature de phase est conçu et intégré dans le même système antennaire pour prendre en charge à la fois la reconfigurabilité dans les deux bandes de travail. Les résultats des mesures et des simulations concordent et le système proposé convient aux applications des futurs réseaux de communication sans fil 5G.

Dans la dernière partie de ce chapitre est présenté la conception d'un système d'antennes MIMO 4×4 adapté aux tablettes. Le système est conçu de sorte à présenter une bonne reconfiguration en diagramme de rayonnement. Les différentes configurations montrent que toutes les directions peuvent être couvertes par la structure antennaire proposée dans toutes les bandes de travail avec des gains élevés. La reconfigurabilité de la structure est obtenue dans chaque bande par excitation de ports combinés avec déphasage. Par contre, aucun outil n'a été utilisé dans cette partie pour faire la reconfigurabilité du diagramme de rayonnement. La perspective de ce travail est de proposer une technique de conception de coupleur adapté aux objets communicants disposant de plan de masse assez importante.

# Références

- [1] S. Chen et J. Zhao, « The requirements, challenges, and technologies for 5G of terrestrial mobile telecommunication », *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, n° 5, p. 36-43, mai 2014.
- [2] A. Gohil, H. Modi, et S. K. Patel, « 5G technology of mobile communication: A survey », in 2013 International Conference on Intelligent Systems and Signal Processing (ISSP), 2013, p. 288-292.
- [3] S. Patel, M. Chauhan, et K. Kapadiya, « 5G: Future Mobile Technology-Vision 2020 », *Int. J. Comput. Appl.*, vol. 54, p. 6-10, sept. 2012.
- [4] S. Hebib, « Nouvelle topologie d'antennes multi-bandes pour applications spatiales », phdthesis, Université Paul Sabatier Toulouse III, 2008.
- [5] D. Sanchez-Hernandez et I. D. Robertson, «A survey of broadband microstrip patch antennas », *Microwave Journal*, 01-sept-1996. [En ligne]. Disponible sur: https://link.galegroup.com/apps/doc/A18779193/AONE?sid=lms. [Consulté le: 07-sept-2019].
- [6] O. M. Haraz, M. M. M. Ali, S. Alshebeili, et A.-R. Sebak, « Design of a 28/38 GHz dualband printed slot antenna for the future 5G mobile communication Networks », in 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Vancouver, BC, Canada, 2015, p. 1532-1533.
- [7] Y. Ban, C. Li, C. Sim, G. Wu, et K. Wong, «4G/5G Multiple Antennas for Future Multi-Mode Smartphone Applications », *IEEE Access*, vol. 4, p. 2981-2988, 2016.
- [8] Z. Qin, W. Geyi, M. Zhang, et J. Wang, « Printed eight-element MIMO system for compact and thin 5G mobile handest », *Electron. Lett.*, vol. 52, nº 6, p. 416-418, 2016.
- [9] M.-Y. Li *et al.*, «Eight-Port Orthogonally Dual-Polarized Antenna Array for 5G Smartphone Applications », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, nº 9, p. 3820-3830, sept. 2016.
- [10] I. Dioum, I. Diop, L. Sane, M. Khouma, et K. Diallo, « Dual band printed MIMO antennas for 5G handsets », in 2017 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS), 2017, p. 1-4.
- [11] X. Shi, M. Zhang, S. Xu, D. Liu, H. Wen, et J. Wang, « Dual-band 8-element MIMO antenna with short neutral line for 5G mobile handset », in 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), 2017, p. 3140-3142.
- [12] W. Zhang, Z. Weng, et L. Wang, «Design of a dual-band MIMO antenna for 5G smartphone application», in 2018 International Workshop on Antenna Technology (*iWAT*), 2018, p. 1-3.
- [13] K. Yan, P. Yang, F. Yang, L. Y. Zeng, et S. Huang, « Eight-Antenna Array in the 5G Smartphone for the Dual-Band MIMO System », in 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2018, p. 41 -42.
- [14] L. Sane et al., « Dual Band Pattern Reconfigurable MIMO Antenna System Design for 5G Wireless Applications », in 2018 6th International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS), 2018, p. 1-5.
- [15] G. Prigent, E. Rius, H. Happy, K. Blary, et S. Lepilliet, « Design of Wide-Band Branch-Line Coupler in the G-Frequency Band », in 2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2006, p. 986-989.
- [16] Young-Hoon Chun et Jia-Sheng Hong, « Compact wide-band branch-line hybrids », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, nº 2, p. 704-709, févr. 2006.

- [17] W. A. Arriola, J. Y. Lee, et I. S. Kim, «Wideband 3 dB Branch Line Coupler Based on\$\lambda/4\$Open Circuited Coupled Lines », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 21, nº 9, p. 486-488, sept. 2011.
- [18] Yi-Chyun Chiang et Chong-Yi Chen, « Design of a wide-band lumped-element 3-dB quadrature coupler », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, n° 3, p. 476-479, mars 2001.
- [19] L. Chiu et Q. Xue, « Investigation of a Wideband 90<sup>\circ\$</sup>Hybrid Coupler With an Arbitrary Coupling Level », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, nº 4, p. 1022-1029, avr. 2010.
- [20] S. Sharma et D. K. Sharma, « Design and Simulation of Quadrature Branch-Line Coupler for S Band Applications », in 2018 2nd International Conference on Micro-Electronics and Telecommunication Engineering (ICMETE), 2018, p. 240-245.
- [21] H. Kim, H. Wi, S. Wang, J. Kim, et W. Jung, « Broadband 3 dB microstip hybrid coupler with low dielectric substrate for X-Band applications », in 2016 IEEE 17th Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2016, p. 1-3.
- [22] P. Kurgan et S. Koziel, « Design of high-performance hybrid branch-line couplers for wideband and space-limited applications », *Antennas Propag. IET Microw.*, vol. 10, nº 12, p. 1339-1344, 2016.
- [23] Myun-Joo Park et Byungje Lee, « Dual-band, cross coupled branch line coupler », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 15, nº 10, p. 655-657, oct. 2005.
- [24] S. Amiri, M. Kamyab-Hesari, et M. Dousti, « A novel highly compact dual-band branchline coupler utilizing left and right-handed technique », in 2011 Annual IEEE India Conference, 2011, p. 1-4.
- [25] K. M. Cheng et S. Yeung, « A Novel Dual-Band 3-dB Branch-Line Coupler Design With Controllable Bandwidths », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, n° 10, p. 3055-3061, oct. 2012.
- [26] B. S. Elesela et Y. Chiang, « Design of reconfigurable dual-band branch-line coupler », in 2016 IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM), 2016, p. 1-3.
- [27] P. Liu et D. Yang, «A dual-band compact branch line coupler based on Γ-shaped transformer», in 2016 17th International Conference on Electronic Packaging Technology (ICEPT), 2016, p. 1476-1479.
- [28] M. Park, «Comments on "Compact Dual-Band Branch-Line Coupler With Dual Transmission Lines" », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 27, nº 1, p. 103-104, janv. 2017.
- [29] K.-M. Cheng et Fai-Leung Wong, « A novel approach to the design and implementation of dual-band compact planar 90/spl deg/ branch-line coupler », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, nº 11, p. 2458-2463, nov. 2004.
- [30] L. SANE et al., « Dual-Band Pattern Reconfigurable 5G Antenna using Dual-Band BLC », in 2018 IEEE Conference on Antenna Measurements Applications (CAMA), 2018, p. 1-4.
- [31] « Rapport Mesurer la société de l'information 2015 », p. 56.
- [32] GSMA, « L'économie mobile, L'Afrique de l'Ouest », 2018. [En ligne]. Disponible sur: https://www.gsmaintelligence.com/research/?file=dd7760bf439236e808ea61ee986845eb &download. [Consulté le: 18-avr-2019].
- [33] A. P. Feresidis, P. S. Hall, T. Jackson, et P. Gardner, « Editorial Emerging integrated reconfigurable antenna technologies », *Antennas Propag. IET Microw.*, vol. 8, nº 11, p. 809-810, août 2014.

- [34] A. Gupta et R. K. Jha, «A Survey of 5G Network: Architecture and Emerging Technologies », *IEEE Access*, vol. 3, p. 1206-1232, 2015.
- [35] G. Xu *et al.*, «Full Dimension MIMO (FD-MIMO): Demonstrating Commercial Feasibility », *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 35, nº 8, p. 1876-1886, août 2017.
- [36] J. Toro et Y. K. Choukiker, « Design and analysis of meanderline PIFA antenna with MIMO system for mobile handheld device », in 2017 International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICEI), 2017, p. 1061-1065.
- [37] M. S. Sharawi, M. Ikram, et A. Shamim, « A Two Concentric Slot Loop Based Connected Array MIMO Antenna System for 4G/5G Terminals », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, nº 12, p. 6679-6686, déc. 2017.
- [38] T. Thomas, G. Charishma, et K. Veeraswamy, « MIMO antenna system with high gain and low SAR at for UE of 5G operating MM wave: Design », in 2015 10th International Conference on Information, Communications and Signal Processing (ICICS), 2015, p. 1-5.
- [39] S. S. M. Chung, C. Wu, Y. Chuang, et H. Hsieh, « Preliminary design of 94 GHz E-band phase array antenna for future mobile communication », in 2016 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2016, vol. 01, p. 899-902.
- [40] Y. Ban, S. Sun, P. Li, J. L. Li, et K. Kang, «Compact Eight-Band Frequency Reconfigurable Antenna for LTE/WWAN Tablet Computer Applications », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, nº 1, p. 471-475, janv. 2014.
- [41] Y. Li, C. Sim, Y. Luo, et G. Yang, « 12-Port 5G Massive MIMO Antenna Array in Sub-6GHz Mobile Handset for LTE Bands 42/43/46 Applications », *IEEE Access*, vol. 6, p. 344-354, 2018.
- [42] K.-L. Wong, J.-Y. Lu, L.-Y. Chen, W.-Y. Li, et Y.-L. Ban, «8-antenna and 16-antenna arrays using the quad-antenna linear array as a building block for the 3.5-GHz LTE MIMO operation in the smartphone », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 58, nº 1, p. 174-181, 2016.
- [43] R. Hussain, A. T. Alreshaid, S. K. Podilchak, et M. S. Sharawi, « Compact 4G MIMO antenna integrated with a 5G array for current and future mobile handsets », *Antennas Propag. IET Microw.*, vol. 11, nº 2, p. 271-279, 2017.

## **Conclusion Générale**

Le travail mené dans le cadre de cette thèse et présenté dans ce document porte sur la conception d'antennes miniatures multi-bandes adaptatives pour les futurs réseaux sans fil 5G. Il a été question de proposer un système d'antennes bi-bande opérant dans les bandes LTE2600 et LTE3600 et agile en diagramme de rayonnement. Les travaux menés ont permis de développer une nouvelle technique d'agilité en diagramme de rayonnement pour les petits objets communicants des futurs réseaux mobiles de cinquième génération. Cette technique consiste à utiliser de simples lignes de transmission qui composent un quadripôle appelé coupleur hybride. En plus de sa capacité intrinsèque d'isolation des ports qui le composent, un coupleur hybride permet de faire de la reconfiguration de diagramme de rayonnement. Plus important encore, la technique développée dans ce document pourrait permettre de diminuer considérablement le coût de fabrication des systèmes qui l'intègrent comparée aux composants habituellement utilisés.

A travers les quatre chapitres de ce document nous nous sommes attelés :

- D'abord à contextualiser et à définir les objectifs de notre travail ;
- Puis à rappeler les différentes techniques de miniaturisation et de mise en œuvre d'antennes agiles ;
- Ensuite à présenter le principe qui régit la nouvelle approche que nous avons développé dans ce document notamment avec sa mise en œuvre par un système antennaire monobande opérant dans la bande LTE2600.
- Enfin à la conception et à la réalisation d'un prototype d'un système antennaire composé de deux antennes identiques opérant respectivement dans la bande LTE2600 et dans la bande LTE3600 avec l'utilisation d'un coupleur bi-bande opérant également dans les mêmes bandes.

Dans le premier chapitre composé de trois parties, nous avons fait une genèse des fondamentaux des systèmes de communication sans fil et prioritairement des réseaux mobiles. Pour cela, nous parcouru les différentes générations de réseaux mobiles existants tout en exposant leurs limites qui font qu'aujourd'hui le passage à la 5G est plus que pertinent. A cet effet, nous avons clairement montré dans ce chapitre que la 5G devra nécessairement intégrer des dispositifs antennaires intelligents pour atteindre les nombreux objectifs assignés par le 5GPP. Pour mieux cerner le domaine des antennes adaptatives, nous avons présenté dans la deuxième partie de ce

chapitre les paramètres fondamentaux des antennes miniatures objets de notre travail. Dans la dernière partie du premier chapitre, nous avons parcourus l'ensemble des types d'antennes reconfigurables proposées dans la littérature avec des exemples à l'appui.

Le second chapitre nous a permis de présenter les techniques de miniaturisation et de mise en œuvre d'antennes agiles. La miniaturisation et l'utilisation de composants actifs étant des facteurs de dégradation des performances d'une antenne, dans un contexte où les défis en hautes performances s'accroissent de plus en plus, nous avons alors décidé d'élaborer une nouvelle approche d'agilité en diagramme de rayonnement. Comparé aux méthodes actuelles à savoir l'emploi de composants actifs qui présente des contraintes de coût et de complexité de mise en œuvre, la technique que nous proposons est simple d'utilisation et permet de pallier à ces contraintes.

Dans les deux derniers chapitres de ce document, nous avons présenté la mise en œuvre de la technique proposée à travers trois cas :

- Le premier cas a consisté à la conception d'un système composé de deux antennes PIFA identiques opérant à la fréquence centrale de 2.6 GHz de la bande LTE2600. L'antenne référence de ce système occupe un volume de  $18 \times 5.5 \times 4.5$  mm<sup>3</sup>. L'agilité est achevée dans ce cas avec l'utilisation d'un coupleur hybride à branches opérant également dans la même fréquence. Le système antennaire proposé est compatible avec les communications duplexes intégrales qui nécessite une forte isolation (60 dB obtenu pour ce cas) et offre une très bonne reconfiguration en diagramme de rayonnement couvrant les directions *X-positive*, *X-négative*, *Y-positive* et *Y-négative*. On note également une efficacité de 80 % pour ce système. Le caractère mono-bande de ce système nous a poussé à le rendre bi-bande afin de répondre au mieux aux exigences de la 5G.
- Le second cas a porté sur le même principe décrit dans le premier cas mais avec l'utilisation de deux coupleurs mono-bande opérant dans les mêmes bandes que la structure améliorée. En effet, le modèle initial mono-bande a été rendu en un système antennaire bi-bande opérant dans la bande LTE2600 initiale et dans la bande LTE3600. Le système modélisé a été fabriqué et les résultats des mesures et simulations comparés. Ces comparaisons ont montré une bonne concordance entre les mesures et les simulations.

L'utilisation d'un coupleur pour chaque bande n'étant pas pratique, on a été amené à concevoir et fabriqué un coupleur adapté à une opération bi-bande dans le dernier cas.
Les résultats ont montré de bonnes performances et une bonne concordance entre les mesures et les simulations.

Une dernière partie a été présenté après les trois cas cités ci-dessus. Cette partie a été consacré à la conception d'un système d'antennes MIMO 4×4 bi-bande reconfigurable en digramme de rayonnement et adapté aux tablettes. Les résultats obtenus pour ce système illustrent une bonne couverture des bandes de travail et offrent de bonnes combinaisons de reconfigurations de diagramme avec des gains élevés. La reconfigurabilité de la structure est obtenue dans chaque bande par excitation de ports combinés avec déphasage. Cependant aucun outil n'a été utilisé pour faire la reconfigurabilité.

Les coupleurs sont connus pour être adaptés à des systèmes qui présentent des plans de masse de petites dimensions. Utilisés dans des systèmes à grandes dimensions de PCB tels que les smartphones et les tablettes, les coupleurs présentent des performances médiocres. Ainsi la perspective de ce travail est de proposer une technique de conception de coupleur adapté aux petits objets communicants disposant de plan de masse assez importante.