



HAL
open science

Conception de systèmes multi-antennes multi-bandes pour terminaux mobiles LTE

Lila Mouffok

► **To cite this version:**

Lila Mouffok. Conception de systèmes multi-antennes multi-bandes pour terminaux mobiles LTE. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. Télécom ParisTech, 2013. Français. NNT : 2013ENST0002 . tel-01194802

HAL Id: tel-01194802

<https://pastel.hal.science/tel-01194802>

Submitted on 7 Sep 2015

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

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



EDITE ED 130

Doctorat ParisTech

THÈSE

pour obtenir le grade de docteur délivré par

Télécom ParisTech

présentée et soutenue publiquement par

Lila MOUFFOK

le 22 février 2013

Conception de systèmes multi-antennes multi-bandes pour terminaux mobiles LTE

Directeur de thèse : **Xavier BEGAUD**
Directeur de thèse : **Anne Claire LEPAGE**

Jury

M. Ala SHARAIHA, Professeur, Université de Rennes 1
M. Jean-Marc LAHEURTE, Professeur, Université Paris-Est Marne-la-Vallée
M. Jean-Marc RIBERO, Professeur, Université de Nice Sophia-Antipolis
M. Christophe ROBLIN, Maître de conférences, Télécom ParisTech
M. Xavier BEGAUD, Professeur, Télécom ParisTech
Mme. Anne Claire LEPAGE, Maître de conférences, Télécom ParisTech

Président
Rapporteur
Rapporteur
Examinateur
Directeur de thèse
Directeur de thèse

T
H
È
S
E

Télécom ParisTech

Ecole de l'Institut Mines-Télécom – membre de ParisTech

46, rue Barrault – 75634 Paris Cedex 13 – Tél. + 33 (0)1 45 81 77 77 – www.telecom-paristech.fr

Remerciements

Ces travaux de thèse ont été menés au sein du groupe Radio Fréquences et Micro-ondes du département Communications et Electronique de Télécom ParisTech.

Je tiens tout d'abord à remercier mes directeurs de thèse Anne Claire Lepage et Xavier Begaud. Je les remercie pour les connaissances qu'ils m'ont apportées, pour leurs critiques constructives et pour m'avoir donné l'opportunité de participer aux réunions du projet SACRA qui furent très enrichissantes pour moi.

Mes sincères remerciements vont à Monsieur le professeur Ala Sharaiha pour avoir présidé le jury, et Messieurs les professeurs Jean-Marc Laheurte et Jean-Marc Ribero pour avoir accepté de rapporter cette thèse. Je tiens également à remercier Monsieur Christophe Roblin pour avoir accepté d'être présent à ce jury en tant qu'examineur.

Je souhaite également remercier les membres du département COMELEC de Télécom Paristech et tout particulièrement Bernard Huyart pour son accueil, Antoine Khy pour sa disponibilité, Karim Ben kalaia pour la réalisation des prototypes, Zouina Sahnoune, Chantal Cadiat et Yvonne Bansimba pour leur aide administrative.

Je remercie chaleureusement tous les doctorants, docteurs et stagiaires que j'ai pu côtoyer au sein du groupe RFM: Reda Mohellebi, Lana Damaj, Aïta Thior, Moussa Sacko, Julien Sarrazin, Ramzi Moghrani, Yunfei Wei, Christopher Djoma, Fabrice Linot, Michaël Grelier, Muhammad Amir Yousuf, José Enriquez Gonzalez, Yenny Pinto Ballesteros, Zeinab Mhanna, Abdou Kaissoine, Francesco Guidi et tous les autres que je n'oublie pas...

Je remercie de tout mon cœur ma famille: mon oncle Nafaa et Samira pour tous les bons moments passés ensemble, mon frère Nassim et mes petites sœurs Yasmine et Hayat pour leur inconditionnel soutien, mon papa pour m'avoir donné goût aux études et à la recherche et à la plus merveilleuse des mamans, pour son irremplaçable soutien, son amour et sa générosité.

Mes derniers remerciements les plus affectueux sont destinés à Seifeddine. Merci d'avoir été présent chaque jour.

Résumé

Les réseaux sans fil évoluant dans des milieux intérieurs et urbains tel que le LTE, imposent de nouvelles approches pour transmettre l'information. Les techniques à base d'antennes multiples constituent une solution intéressante à l'augmentation du débit sans accroître la bande passante. Ceci constitue un avantage certain dans un contexte où la multiplication des utilisateurs et des services conduit à une saturation des bandes allouées. Cependant, la conception de systèmes à base de diversité soulève de nouveaux défis quant à leur intégration au sein de terminaux à encombrement réduit. Le travail présenté dans ce mémoire consiste à prendre en compte conjointement les éléments déterminant les performances de communication multi-antennes et les contraintes d'intégration liées aux terminaux. Les systèmes développés fonctionnent dans deux bandes LTE: 790-862 MHz et 2.5-2.69 GHz; certains couvrent également la partie haute de la bande TVWS (TV White Space): 700-790 MHz afin d'offrir des applications de radio cognitive. Les avantages offerts par les systèmes à diversité antennaire sont conditionnés par une bonne isolation entre les éléments rayonnants. Pour atteindre cet objectif, deux approches sont adoptées: la première utilise les techniques de découplage telles que l'insertion de fentes ou de ligne de neutralisation, la seconde consiste en la disposition orthogonale des antennes l'une par rapport à l'autre. Pour la première conception, la démarche consiste à obtenir un système performant sans rechercher, dans un premier temps une forte intégration. Néanmoins, le système proposé est intégrable dans des terminaux émergents dans le marché actuel comme les mini-tablettes, l'hybride téléphone-tablette, voire des terminaux plus grands à l'image de l'ordinateur portable. Des performances très satisfaisantes en termes de bandes et d'isolation sont atteintes. Ensuite, nous proposons de privilégier la compacité du système tout en offrant des performances acceptables. Cette démarche permet la conception de trois prototypes, dont le dernier est intégrable dans un téléphone portable. D'autre part, l'influence de la présence d'un utilisateur mais également de l'intégration dans un terminal multimédia sur les performances des systèmes est étudiée. Enfin, les performances en diversité des antennes sont évaluées dans différentes configurations d'environnements. Les résultats ont montré que ces systèmes sont adaptés à la technologie LTE et offrent la possibilité d'établir des communications sans fil MIMO.

Abstract

Deployment of existing and emerging wireless communication systems require a high data rate transmission, in order to satisfy the needs of multimedia applications on terminals. Multiple antennas techniques are an interesting solution to increase throughput without increasing the bandwidth. This is an advantage in a context where the proliferation of users and services leads to a saturation of spectrum. However, the systems based on diversity raise new challenges for their integration into terminals. The work presented in this thesis is to consider jointly the performance of multi-antennas systems and integration into terminals constraints. Developed systems operate in two bands LTE: 790-862 MHz and 2.5-2.69 GHz, and cover also for some of them the upper part of the band TVWS (TVWhite Space): 700-790 MHz to provide cognitive radio applications. The first study is concentrated on designing an efficient system while maintaining a reasonable size. The proposed system is integrated into the terminals emerging in the market today such as mini-tablets, the tablet-phone hybrid or laptop. Very satisfactory performance in terms of bands and isolation are achieved. Aiming the size reduction, we propose an alternative compact system providing acceptable performances. For this purpose, three prototypes are proposed where the last could be integrated into a mobile phone. For all systems, we have evaluated the diversity performances in terms of correlation coefficient and Mean Effective Gain. It has been founded that the systems provide good diversity performances even if the terminal's position is changed during the communication. Moreover, the influence on the antennas performances with a presence of users is studied. The results show that these systems are suitable for LTE and can be used for MIMO wireless communications.

Table des matières

Remerciements	3
Résumé	5
Abstract	7
Liste des acronymes	13
Introduction et contexte.....	15
1. Chapitre 1: Systèmes antennaires compacts utilisant la diversité.....	21
1.1. Introduction	21
1.2. Techniques multi-antennaires.....	21
1.2.1. La formation de faisceau	22
1.2.2. La diversité d'antennes.....	23
1.2.2.1. La diversité d'espace	24
1.2.2.2. La diversité de polarisation	25
1.2.2.3. La diversité de rayonnement.....	25
1.2.2.4. La diversité de phase.....	26
1.2.3. Les techniques de diversité	27
1.2.4. Le multiplexage spatial	29
1.3. Analyse de la diversité antennaire	29
1.3.1. Le coefficient de corrélation d'enveloppe.....	29
1.3.2. Le gain effectif moyen (MEG) et le gain de diversité (DG)	30
1.3.2.1. Le gain Effectif Moyen (MEG)	30
1.3.2.2. Le gain de Diversité (DG).....	31
1.3.3. La distribution angulaire des signaux dans l'analyse de la diversité	32
1.4. État de l'art des stratégies mises en œuvre au niveau antennaire pour réduire l'encombrement des systèmes à diversité.....	34
1.4.1. Antenne seule : Compromis taille/efficacité/bande	34
1.4.1.1. Taille de l'antenne dans un terminal mobile.....	34
1.4.1.2. Efficacité de rayonnement et efficacité totale de l'antenne	35
1.4.1.3. Bande passante de l'antenne	36
1.4.2. Système antennaire : Compromis encombrement/isolation.....	36
1.4.2.1. Juxtaposition des antennes	37
1.4.2.2. Co-localisation des antennes.....	42
1.4.2.3. Antennes reconfigurables en rayonnement.....	44

1.4.3.	Etat de l'art des systèmes antennaires compacts pour le LTE	44
1.5.	Conclusion	47
2.	Chapitre 2: Conception de système antenne compact bi-bandes à diversité privilégiant l'efficacité.....	49
2.1.	Introduction	49
2.2.	Géométrie du système	49
2.3.	Études paramétriques sur les éléments constituant le système antenne	52
2.3.1.	Optimisation de la géométrie du plan de masse	52
2.3.1.1.	Influence de la zone d'alimentation des monopôles	52
2.3.1.2.	Influence de la position des connecteurs	57
2.3.1.3.	Influence de la longueur du plan de masse	59
2.3.1.4.	Influence de la largeur du plan de masse	61
2.3.1.5.	Conclusion	63
2.3.2.	Optimisation de l'isolation entre antennes	63
2.3.2.1.	Extension du plan de masse	63
2.3.2.2.	Insertion d'encoche	70
2.3.3.	Optimisation de la géométrie des éléments rayonnants	77
2.3.3.1.	Influence du nombre de brins	77
2.3.3.2.	Influence de la longueur des méandres L_{mea}	80
2.3.3.3.	Influence de la largeur des méandres W_{mea}	81
2.3.3.4.	Conclusion	82
2.3.4.	Etude de la sensibilité.....	82
2.4.	Réalisation et mesures du système optimisé.....	83
2.5.	Etude de la diversité pour différentes orientations des antennes.....	87
2.5.1.	Rotation des antennes autour de l'axe X (connecteurs selon X).....	90
2.5.1.1.	Coefficient de corrélation	91
2.5.1.2.	Gain Effectif Moyen	94
2.5.2.	Rotation des antennes autour de l'axe X (connecteurs selon Z)	97
2.5.2.1.	Coefficient de corrélation	98
2.5.2.2.	Gain Effectif Moyen	99
2.5.3.	Rotation des antennes autour de l'axe Y (Antennes sur le plan XZ)	103
2.5.3.1.	Coefficient de corrélation	103
2.5.3.2.	Gain Effectif Moyen	105
2.5.4.	Conclusion.....	108

2.6.	Conclusion	108
3.	Chapitre 3 : Conception de systèmes antennaires bi-bandes à diversité privilégiant la compacité	109
3.1.	Introduction	109
3.2.	Système bi-bandes à un seul élément rayonnant	109
3.2.1.	Géométrie de l'antenne	109
3.2.1.1.	Adaptation d'impédance	112
3.2.1.2.	Etude de la sensibilité	118
3.3.	Système bi-bandes à deux éléments rayonnants à polarisations orthogonales	119
3.3.1.	Choix de la position des antennes	120
3.3.2.	Réalisation et mesures	124
3.3.3.	Réduction du couplage	127
3.3.3.1.	Influence des dimensions de la ligne de neutralisation.....	128
3.3.3.2.	Réalisation et mesures.....	137
3.3.4.	Intégration dans un terminal de dimensions $100 \times 55 \times 0.7 \text{ mm}^3$	140
3.4.	Etude de la diversité pour différentes orientations des antennes	151
3.4.1.	Rotation des antennes autour de l'axe X	153
3.4.1.1.	Coefficient de corrélation et gain effectif moyen	154
3.4.2.	Rotation des antennes autour de l'axe Y	160
3.4.2.1.	Coefficient de corrélation et gain effectif moyen	160
3.5.	Conclusion	164
4.	Chapitre 4: Influence de l'environnement sur les performances des systèmes antennaires proposés.....	167
4.1.	Introduction	167
4.2.	Interaction avec le corps humain	167
4.2.1.	Influence de la présence de la tête sur les performances des antennes	170
4.2.1.1.	Système antenne à base de méandres	171
4.2.1.2.	Une seule antenne IFA.....	186
4.2.2.	Effet de la main, de la tête, et du torse sur les performances des antennes.....	188
4.2.2.1.	Système antenne à base de méandres	189
4.2.2.2.	Système antenne à base de IFAs avec ligne neutralisation.....	193
4.3.	Intégration dans un ordinateur portable	198
4.3.1.	Système antenne à base de méandres.....	198
4.3.2.	Système antenne à base de IFAs avec ligne de neutralisation	203

Table des matières

4.4. Etude de la diversité	207
4.5. Conclusion	209
Conclusion et perspectives	211
Bibliographie	213
Publications personnelles	219
Liste des Figures.....	220
Annexe	229

Liste des acronymes

3D	3 Dimensions
4G	4 ^{ème} Génération
ARCEP	Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des Postes
CDF	Cumulative Density Function
CPW	Coplanar Waveguide
CST	Computer Simulation Technology
DG	Diversity Gain
DGS	Defected Ground Structure
DSG	Diversity System Gain
GPS	Global Positioning System
HSPA	High Speed Packet Access
IFA	Inverted-F Antenna
ILA	Inverted-L Antenna
IMT	International Mobile Télécommunications
LTE	Long Term Evolution
LOS	Line Of sight
MEG	Mean Effective Gain
MEMS	Micro-Electro-Mechanical System
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MISO	Multiple-Input Single-Output
MRC	Maximal Ratio Combining
NLOS	Non Line Of Sight
PCB	Printed Circuit Board
PCS	Personal Communications Service
PIFA	Planar Inverted-F Antenna
PIRE	Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente
RSB	Rapport Signal à Bruit

SACRA	Spectrum And energy efficiency through multi-band Cognitive RAdio
SAM	Specific Anthropomorphic Mannequin
SC	Selection Combining
SIMO	Single-Input Multiple-Output
SSC	Switch-and-Stay Selection
TNT	Télévision Numérique Terrestre
TVWS	TV White Space
UIT	Union Internationale des Télécommunications
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WLAN	Wireless Local Area Network
XPD	Cross Polarisation Discrimination

Introduction et contexte

En l'espace d'une vingtaine d'années, l'usage des services de communications mobiles a connu un essor remarquable. On comptait, à la fin de l'année 2011 près de 6 milliards d'abonnés à travers le monde, soit 87% de la population mondiale [1]. C'est véritablement un nouveau secteur de l'industrie qui s'est créé, regroupant notamment constructeurs de circuits électroniques, constructeurs de terminaux mobiles, constructeurs d'infrastructures de réseaux, développeurs d'applications et opérateurs de réseaux mobiles.

Conçues à l'origine pour offrir uniquement un service de téléphonie mobile, les technologies de communications radio mobiles ont considérablement évolué et permettent désormais une connexion à haut débit en situation de mobilité. Les utilisateurs de terminaux mobiles peuvent naviguer sur le web, utiliser leurs applications et services préférés, télécharger des vidéos, et bien plus, tout cela sur le même terminal et en mobilité. Cette révolution a été rendue possible par la conjonction de deux facteurs, d'une part l'apparition et la généralisation de téléphones intelligents (smartphones, puis tablettes), d'autre part le déploiement généralisé de la norme 3G+ sur les réseaux, entraînant une amélioration significative de leurs performances en termes de transmission de données. Tout cela a fait augmenter l'attente des clients pour une meilleure qualité et une plus grande performance des réseaux. Il est donc nécessaire de mettre en œuvre de nouvelles technologies. Il est vite apparu que seule la nouvelle génération LTE (aussi appelée 4G) et de nouvelles bandes de fréquences seraient à même de satisfaire les besoins à venir.

Le LTE (Long Term Evolution) a été envisagé dès novembre 2004 comme l'évolution à long terme de l'UMTS. Quelques spécificités du LTE :

La capacité en nombre d'utilisateurs simultanés: Le système doit supporter simultanément un grand nombre d'utilisateurs par cellule. Il est attendu qu'au moins 200 utilisateurs simultanés par cellule soient acceptés à l'état actif pour une largeur de bande de 5 MHz, et au moins 400 utilisateurs pour des largeurs de bandes supérieures.

Les débits: Les objectifs de débit maximal définis pour le LTE sont de 100 Mbit/s en voie descendante pour une largeur de bande allouée de 20 MHz et 50 Mbit/s en voie montante pour une largeur de bande allouée de 20 MHz. Ces chiffres supposent un terminal comprenant deux antennes en réception et une antenne en émission.

L'agilité en fréquence: le LTE doit pouvoir opérer sur des porteuses de différentes largeurs afin de s'adapter à des allocations spectrales variées. Les largeurs de bandes sont les suivantes: 1.4 MHz, 3 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz, 20 MHz dans les sens montant et descendant.

La mobilité: Le LTE vise à rester fonctionnel pour des terminaux se déplaçant à des vitesses élevées (jusqu'à 350 km/h) tout en étant optimisé pour des vitesses plus faibles (entre 0 et 15 km/h).

Les bandes de fréquence LTE allouées au niveau mondial sont: 450-470 MHz, 790-960 MHz, 1.71-2.025 GHz, 2.11-2.2 GHz, 2.3-2.4 GHz, 2.5-2.69 GHz. Au niveau européen, ce sont les bandes 790-862 MHz et 2.5-2.69 GHz qui ont été identifiées.

La bande 790-862 MHz, appelée dividende numérique regroupe les fréquences libérées suite à l'extinction de la télévision analogique au profit de la TNT (Télévision Numérique Terrestre). Cette bande possède de très bonnes propriétés de propagation. Les ondes radio se propagent plus loin aux fréquences basses et pénètrent mieux dans les bâtiments et la végétation qu'aux fréquences hautes. Pour un même nombre de stations de base déployées, la bande basse permet d'offrir une meilleure couverture, notamment à l'intérieur des bâtiments. Néanmoins, la bande disponible est assez étroite (30 MHz voie montante et 30 MHz voie descendante). La bande 2.5-2.69 GHz présente une largeur plus élevée avec 70 MHz en voie montante et 70 MHz en voie descendante. Elle autorise potentiellement des débits et une capacité élevés pour les réseaux l'utilisant. Elle est donc appropriée pour le déploiement de réseaux en zones denses. Une utilisation statique des deux bandes peut parfois paraître inefficace selon la charge du trafic, l'environnement de propagation et les positions des terminaux. Ainsi, le projet SACRA « Spectrum And energy efficiency through multi-band Cognitive Radio » a développé des techniques de gestion dynamique des ressources spectrales [2]. Le projet SACRA est un projet européen FP7 dans lequel s'insèrent les travaux de cette thèse. Il a débuté en janvier 2010 pour une durée de trois ans. Il regroupe neuf partenaires industriels et académiques: Thales Communications & Security (France), NEC Technologies (UK), le Centre de Recherche Technique de Finlande VTT (Finlande), Institut Fraunhofer IIS (Allemagne), Eurecom (France), DMCE (Autriche), Intel Mobile Communications (France), Université d'Athènes (Grèce) et l'Institut Mines-Télécom (France).

L'objectif du projet est la conception d'une plateforme cognitive multi-bandes efficace énergétiquement [3]. Le terminal devra être capable de communiquer sur les deux bandes LTE: 790-862 MHz et 2.5-2.69 GHz mais également sur la bande haute du TVWS (TV White Space). Pour cela, de nouvelles techniques de gestion des ressources radio sont développées. Elles consistent à utiliser conjointement ces bandes en prenant en compte la variabilité de l'environnement et les besoins de la liaison de communication.

Comme mentionné précédemment, le LTE opère sur des porteuses de largeur maximale de 20 MHz. La technique mise en œuvre pour élargir la bande passante est l'agrégation de bandes sur différentes fréquences porteuses. Cette technique est l'une des nouvelles fonctionnalités du LTE-advanced (version évoluée du LTE). Il est possible d'atteindre une largeur de bande maximale de 100 MHz en agrégeant cinq porteuses. Le projet propose d'étendre ce concept en considérant des scénarii d'agrégation de fréquences dans :

- Les deux bandes: 790-862 MHz, 2.5-2.69 GHz.
- Le spectre disponible dans la bande TVWS.

Cette gestion dynamique des ressources fréquentielles permet d'offrir des gains en termes d'efficacité spectrale et d'efficacité énergétique. La réalisation de ce projet a été subdivisée en huit groupes de travail (Work Package: WP) résumés dans la Figure 0.1.

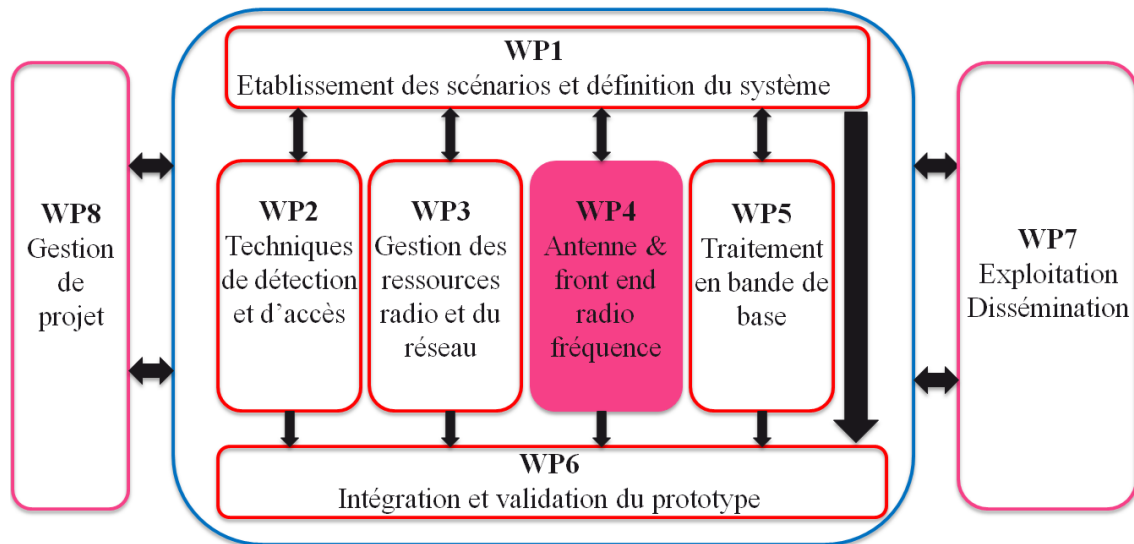


Figure 0.1: Groupes de travail du projet SACRA.

Un ou plusieurs partenaires contribuent à l'un des groupes cités. Notre contribution se situe autour de la conception des antennes dans le quatrième groupe de travail (WP4). L'un des objectifs est de concevoir un système antenne passif couvrant les bandes LTE et la

bande haute du TVWS (700-862 MHz et 2.5-2.69 GHz). Le choix s'est porté, d'une part, sur une antenne passive bi-bandes, car la complexité et le nombre de composants sont réduits par rapport à deux antennes fonctionnant chacune sur une bande. D'autre part, afin d'améliorer la qualité de la liaison tout en conservant un encombrement limité, la diversité de polarisation et de rayonnement sont exploitées grâce à l'utilisation d'antenne à double polarisation. Par conséquent, un système antenne bi-bandes à double polarisation est développé assurant une certaine flexibilité au système. En effet, deux configurations peuvent être envisagées: soit la même bande est utilisée pour chaque accès afin de bénéficier de la diversité de polarisation, ou bien, des bandes différentes de chaque accès sont utilisées. De plus, comme la tendance des terminaux multimédia est à l'accroissement des dimensions des téléphones portables, et à la miniaturisation des tablettes, les deux types de terminaux sont explorés.

Dans ce contexte, le travail de ce mémoire concerne les applications LTE situées en milieux indoor et urbain. A partir d'une compréhension des phénomènes physiques qui limitent les débits des réseaux sans fil, le premier chapitre présente les technique multi-antennaires qui permettent d'accroître les performances des communications sans fil. L'inconvénient induit par ces nouvelles techniques réside dans l'encombrement important requis par le système antenne. Cette problématique nous conduit à dresser un état de l'art des stratégies mises en œuvre quant à l'utilisation des antennes multiples au sein des communications sans fil ainsi que les solutions proposées dans la littérature.

Le deuxième chapitre détaille un système antenne constitué de deux antennes permettant de générer deux polarisations orthogonales dans les bandes 700-862 MHz et 2.5-2.69 GHz. Les performances de ce système sont conditionnées par une bonne isolation entre les éléments rayonnants. Pour cela, des techniques de découplage telles que l'insertion de fente et l'impact du plan de masse sur les performances du système sont analysés puis optimisés. Ce système est destiné, notamment, aux ordinateurs portables, mini tablettes (IPAD: $200 \times 134 \times 7.2 \text{ mm}^3$) ou plus récemment à l'hybride tablette-smartphone (Galaxy Note $147 \times 83 \times 9.7 \text{ mm}^3$).

L'objectif du troisième chapitre est la conception de systèmes multi-antennaires intégrables dans des terminaux plus petits tels que l'hybride tablette-téléphone ou le téléphone portable. Une étude privilégiant la compacité du système tout en tolérant des performances dégradées est effectuée. Deux des systèmes proposés sont évalués en diversité pour différentes orientations, dans des environnements indoor et urbains. Enfin, une analyse comparative des prototypes d'antennes conçus et réalisés au cours de cette thèse est effectuée.

Le quatrième et dernier chapitre s'attache à étudier le comportement des solutions antennaires proposées en présence d'un utilisateur mais également leur intégration dans un terminal multimédia. Des mesures en présence de perturbateurs ainsi que des simulations sont analysées. Leurs performances en diversité dans ces environnements ont été évaluées à l'aide du calcul du coefficient de corrélation d'enveloppe et du gain effectif moyen.

En conclusion, sont résumés les travaux présentés dans ce mémoire et sont abordées les axes possibles sur lesquels devraient poursuivre ces travaux.

1. Chapitre 1: Systèmes antennaires compacts utilisant la diversité

1.1.Introduction

Le signal subit des perturbations de plusieurs natures qui peuvent dégrader la transmission. En effet, les ondes émises vont se réfléchir, être diffractées et diffusées par les obstacles. A la réception, la recombinaison des trajets peut être constructive mais également destructive. Dans ce dernier cas, la liaison subit des évanouissements. Les multi-trajets, sources d'évanouissements, est un inconvénient majeur dans le cas des communications mobiles urbaines et indoor. Ce phénomène dégrade le canal mais il est également possible d'en tirer parti au profit des performances [4]. A titre d'exemple, dans le cas d'une liaison NLOS (Non Line Of Sight) où il y a absence de trajet direct, les multi-trajets constituent l'unique possibilité de transmission d'information. Grâce aux interactions des ondes avec l'environnement et à l'utilisation de plusieurs antennes au niveau du terminal, la communication est alors envisageable. C'est pourquoi nous détaillons dans ce chapitre, les techniques multi-antennaires. On s'intéressera ensuite, aux outils permettant l'évaluation de la diversité. D'autre part, les systèmes sans fil nécessitent l'intégration de différents services dans un même terminal communicant. Dans le même temps, ces terminaux de communication sans fil tendent à devenir plus compacts. Par conséquent, la place disponible pour les circuits radio fréquence et notamment l'antenne est réduite. L'objectif est donc de développer des systèmes antennaires les plus petits possibles, fonctionnant sur des fréquences relativement basses, tout en garantissant des performances optimales. Ce chapitre recense les stratégies mises en œuvre au niveau antenne permettant de répondre à cet objectif. Un état de l'art des systèmes antennaires compacts destinés au standard LTE est établi et leurs performances comparées.

1.2.Techniques multi-antennaires

Les systèmes multi-antennaires permettent de contrer ou éventuellement de tirer profit des effets de multi-trajets en exploitant la dimension spatiale du canal. Selon leur utilisation à l'émission, et/ou à la réception, les systèmes ayant plusieurs antennes sont respectivement

définis comme MISO (Multiple Input Single Output), SIMO (Single Input Multiple Output) et MIMO (Multiple Input Multiple Output).

Afin d'augmenter les performances des communications (qualité de transmission, débit), deux démarches sont généralement adoptées [5]. La première consiste à augmenter le niveau du rapport signal à bruit (RSB). Cela permet soit d'améliorer la qualité de transmission, ou d'employer de forts taux de modulation [6]. Les symboles pourront être codés sur un grand nombre de bits permettant l'accroissement de l'efficacité spectrale [6]. L'augmentation du RSB peut être atteinte en augmentant le niveau de puissance à l'émission. Cependant, cette solution n'est pas envisageable car en plus d'avoir des problèmes de surconsommation des dispositifs, la réglementation impose des niveaux de PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente) à respecter. Ainsi, des techniques alternatives sont mises en place comme la formation de faisceau et les techniques de diversité. La seconde solution est le multiplexage spatial des données à transmettre. Sans avoir recours à une plus large bande passante ni à des modulations à plus forte efficacité spectrale, le multiplexage permet d'augmenter le débit des données. En résumé, les performances peuvent être améliorées par deux méthodes :

1. Augmentation du rapport signal à bruit

a) Formation de faisceau

b) Techniques de diversité

2. Multiplexage des données

Les sections suivantes présentent ces méthodes afin de trouver celles qui sont adaptées à notre problématique. A savoir celles qui permettent l'utilisation d'un système antenne dans un encombrement réduit.

1.2.1. La formation de faisceau

Les systèmes d'antennes intelligentes sont capables de réagir automatiquement, et en temps réel à des variations du canal de propagation, en ajustant, leurs propres diagrammes de rayonnement [7]. Les techniques de formation de faisceau s'appuient sur le contrôle des pondérations en amplitude et en phase des signaux excitant chaque source du réseau. Une commande électronique est présente afin de calculer ces pondérations. Elle permet de créer des lobes de faisceau dans des directions privilégiées afin de maximiser le niveau de puissance du signal désiré. De plus, il est également possible de présenter des zéros de rayonnement dans les directions d'incidence des interférences afin de les diminuer fortement. C'est ce qu'on appelle du filtrage spatial. Le concept d'antennes intelligentes n'est pas récent

et était déjà employé dans des applications spatiales et militaires avant son utilisation en télécommunication terrestre civile pour améliorer les capacités de transmission [8].

Il est possible de classer les antennes intelligentes en deux groupes: les antennes adaptatives et les antennes à faisceaux commutables. Les premières, plus performantes mais aussi plus complexes à mettre en œuvre, sont capables de former plusieurs faisceaux et de placer des zéros de rayonnement dans les directions souhaitées. Les secondes, moins complexes, offrent un nombre limité de configurations du diagramme. Suivant l'environnement, un compromis devra être fait entre les antennes adaptatives, complexes et coûteuses en composants (déphaseurs/applicateurs, convertisseurs numériques/analogiques) mais performantes, et les antennes à faisceaux commutables aux performances plus limitées mais aussi moins gourmandes en ressources en termes de traitement associé.

En raison de sa complexité de mise en œuvre, une antenne adaptative sera plus facilement utilisée pour une station de base alors que pour un terminal mobile, de taille et de consommation limitées, une antenne à faisceaux commutables apparaît être un bon compromis [9]. Pour la station de base, un algorithme de prédiction de direction d'arrivée pourra renseigner la position du mobile alors que ce dernier se contentera d'utiliser la configuration de rayonnement pour laquelle il reçoit un maximum de puissance.

1.2.2. La diversité d'antennes

Le principe repose sur le fait que les signaux reçus sur plusieurs antennes distinctes peuvent être décorrélés. Autrement dit, les signaux reçus sont indépendants les uns des autres deux à deux. La première conséquence de cette décorrélation est que les évanouissements subis par chaque antenne sont différents. Jakes explique dans [10] que la probabilité que deux antennes recevant des signaux décorrélés subissent un évanouissement d'au moins 20 dB simultanément est de 0.01% alors qu'elle est de 1% sur chaque antenne individuellement. Ainsi, la diversité permet de se prémunir de ce type de dégradation ce qui a pour conséquence d'augmenter le niveau de rapport signal à bruit global de la liaison. De plus, une recombinaison judicieuse des signaux de chaque antenne permet d'augmenter le rapport signal à bruit instantané: l'information utile reçue par les antennes est a priori identique alors que le bruit sur chaque antenne est en théorie indépendant. Dans ce contexte, il est possible de définir plusieurs formes de diversité que nous allons expliciter.

1.2.2.1. La diversité d'espace

Pour recevoir des signaux décorrelés, la première approche consiste à espacer physiquement les antennes. La distance minimale à respecter est de l'ordre d'une fois la longueur d'onde du signal pour le mobile. Elle peut atteindre plus de dix fois la longueur d'onde pour une station de base, de façon à garantir une réception de signaux à évanouissements indépendants les uns des autres. Cette technique a été baptisée diversité d'espace. La Figure 1.1 illustre la façon dont la diversité spatiale introduit de la décorrélation entre deux signaux reçus par deux antennes espacées. Deux trajets sur chaque antenne sont ici considérés. Chacun résulte de sa propre interaction avec l'environnement. Ils ont donc été affectés de manière indépendante par l'environnement et n'ont également pas parcouru le même chemin. Leur amplitude et leur phase sont alors différentes. A la réception, les signaux reçus par chaque antenne résultent de la somme de ces deux trajets. Cependant, le positionnement écarté des antennes induit un déphasage différent sur chacun d'eux. Les signaux reçus sont d'autant plus décorrelés, que les antennes sont espacées.

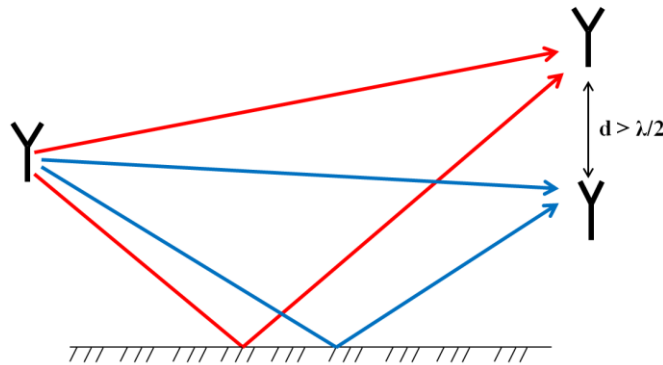


Figure 1.1: Diversité d'espace.

La distance inter-antennes nécessaire pour diminuer la corrélation entre les signaux reçus dépend du canal de propagation. Dans le cas d'un terminal mobile, ce dernier est supposé évoluer dans un environnement fortement soumis aux multi-trajets (milieux urbains, intra-bâtiments) provenant de différentes directions. Ainsi, une faible séparation (inférieure à la longueur d'onde) peut suffire à introduire un retard de propagation significatif afin de décorréler les signaux.

La diversité d'espace offre une augmentation réelle des performances des communications. Cependant, son principal défaut réside dans l'encombrement du système antennaire. C'est pourquoi, il peut être préférable, en termes d'encombrement, d'apporter de la diversité en

agissant sur les propriétés des antennes (diagrammes de rayonnement, polarisation, phase) [11].

1.2.2.2. La diversité de polarisation

A cause des réflexions et des diffractions multiples, l'onde émise est souvent dépolarisée à son arrivée sur l'antenne de réception. La mise en œuvre de la diversité de polarisation consiste à placer deux antennes présentant des polarisations orthogonales, comme le présente la Figure 1.2. Les champs électriques n'arrivent pas sur le récepteur avec la même polarisation. Sur la Figure 1.2, l'environnement dépolarisé le trajet 2. Si à la réception, l'antenne verticale est sensible à la polarisation de l'onde ayant suivie le trajet 1 et l'antenne horizontale à la polarisation du trajet 2, alors, une forte décorrélation peut être obtenue. Les performances de la diversité de polarisation ont été jugées comparables à celles de la diversité d'espace dans un même contexte [12]. Elle permet également de réduire considérablement l'encombrement grâce à l'utilisation d'antennes co-localisées. En effet, il n'est plus nécessaire d'espacer les antennes pour avoir des signaux à évanouissement indépendants.

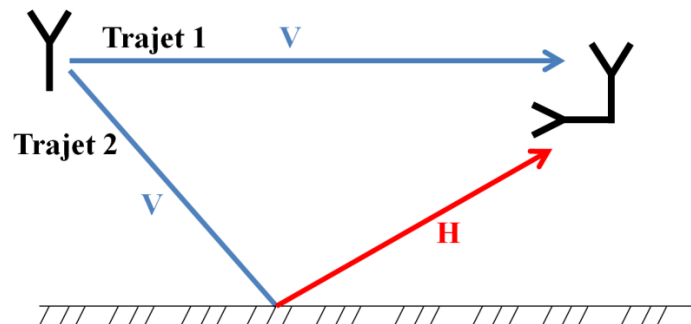


Figure 1.2: Diversité de polarisation.

1.2.2.3. La diversité de rayonnement

Si les propriétés de rayonnement de deux antennes est différent pour un angle d'arrivée donné, les deux signaux reçus résultent d'une recombinaison différente des multi-trajets. Ils sont donc probablement décorrélés. Dans l'exemple illustré dans la Figure 1.3, chaque antenne présente une direction privilégiée vers laquelle, elle rayonne. La recombinaison des signaux des deux trajets sur chacune des antennes est alors pondérée par son rayonnement propre. Les signaux reçus sont donc décorrélés. Dans le cas extrême, l'antenne 1 ne recevrait que l'onde ayant suivie le trajet 1, et l'antenne 2, celle ayant suivie le trajet 2. Dans [13], les

auteurs comparent la diversité de rayonnement à celle de l'espace dans un environnement urbain dense. Il est montré que les deux types de diversité offrent des performances équivalentes. Dans les terminaux mobiles, cette diversité est inévitable. Même dans le cas de deux antennes identiques, le fait de les rapprocher déforme les diagrammes et peut apporter de la diversité de rayonnement [14].

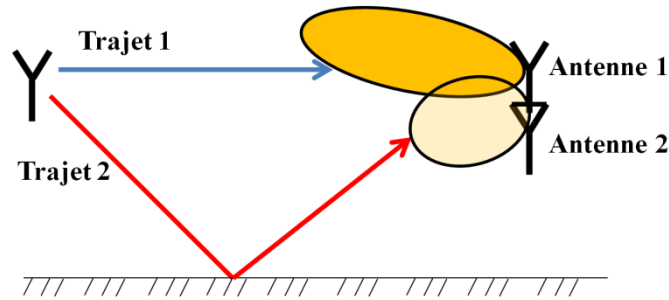


Figure 1.3: Diversité de rayonnement

1.2.2.4. La diversité de phase

La diversité de phase consiste en la co-localisation de plusieurs antennes [15] ayant des centres de phases positionnés différemment. Par conséquent, les antennes reçoivent des signaux avec des retards différents. Peu de recherches ont été menées sur ce sujet car il est difficile de connaître avec précision le centre de phase d'une antenne. De plus, concevoir des antennes co-localisées qui possèdent des centres de phase suffisamment distants par rapport à la longueur d'onde pour apporter de la décorrélation n'est pas forcément réalisable. Par ailleurs, la diversité de phase est souvent combinée à la diversité de rayonnement. Si deux antennes possèdent des diagrammes de rayonnement différents, la puissance émise pour une direction donnée et la phase varient entre les deux antennes. Sans avoir une maîtrise de cette diversité (de phase) lors de la conception de systèmes antennaires, elle contribue tout de même à décorréler les signaux [16].

La combinaison des différents types de diversité est intéressante afin de minimiser la corrélation entre les signaux. La diversité de rayonnement et de polarisation constituent une solution aux contraintes d'encombrement imposées par la diversité d'espace. Il n'est pas nécessaire d'espacer les antennes afin de décorréler les signaux.

Autres diversités

- La diversité temporelle

La diversité temporelle consiste en l'émission d'un même symbole plusieurs fois à des intervalles de temps séparés d'au moins la durée minimale entre deux évanouissements indépendants. Le récepteur disposera de deux signaux sans interférences pour estimer l'information. Comme il doit attendre le dernier envoi du signal, l'estimation de l'information initiale sera cependant retardée [17].

- La diversité fréquentielle

Le principe consiste à émettre la même information sur plusieurs fréquences porteuses. L'écart fréquentiel est supérieur à la bande de cohérence du canal (l'espace fréquentiel minimal entre deux fréquences affectées d'évanouissements indépendants). L'inconvénient de cette diversité est la réduction de l'efficacité spectrale.

- La diversité de codes

Le principe de la diversité de codes est de transmettre des données simultanément et dans la même bande de fréquence. Il s'agit d'affecter à chaque émetteur un code qui lui est propre, permettant ainsi de transmettre des informations en évitant d'interférer avec les messages provenant d'autres utilisateurs [18].

1.2.3. Les techniques de diversité

Diverses techniques existent pour exploiter les signaux décorrélés des antennes [19]. Certaines sont employées pour la réception et d'autres pour l'émission.

- La diversité à la réception (systèmes SIMO)

La technique « Selection Combining » (SC) est la technique la plus simple à mettre en œuvre. Elle consiste, à ne sélectionner que le signal qui possède le plus fort rapport signal à bruit, à partir du signal reçu sur les M antennes en réception (Figure 1.4). Puisque, dans les systèmes de communication, la détermination de ce paramètre n'est pas toujours possible, une variante, la « Switch-and-Stay Selection » (SSC), se contente de ne conserver que la puissance reçue la plus élevée. Dans la pratique, cela se résume à ne commuter sur une autre antenne que lorsque le niveau du signal descend en dessous d'un certain seuil. Cette méthode ne requiert pas une connaissance des signaux reçus par chaque antenne contrairement à la « Selection Combining » qui doit régulièrement s'informer du niveau du rapport signal sur bruit (RSB) sur chaque antenne pour savoir s'il faut basculer ou non.

La technique « Equal Gain Combining » propose une recombinaison en phase des signaux issus de chaque antenne. Cela permet d'obtenir un plus fort RSB comparé à la technique « Selection Combining ».

Une évolution de cette dernière méthode consiste à pondérer les signaux en fonction de leur rapport signal à bruit avant de les combiner en phase. Cette technique a été baptisée la technique « Maximal Ratio Combining » (MRC) et offre de meilleures performances comparée à la technique « Equal Gain Combining ».

Ces trois méthodes classiques de diversité pour le système SIMO permettent d'accroître le rapport signal sur bruit et de réduire également les évanouissements.

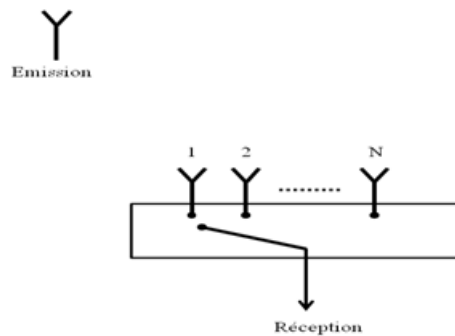


Figure 1.4: La diversité de sélection.

➤ La diversité à l'émission (systèmes MISO)

Le traitement à la réception n'est pas toujours aisé. Dans le cas des terminaux mobiles par exemple, les contraintes d'encombrement et de consommation réduisent les possibilités de traitement des signaux. C'est pourquoi d'autres méthodes existent afin d'effectuer ce traitement à l'émission.

La technique « Switched Transmission Paths » est une méthode où l'émetteur commute entre ses M antennes d'une manière continue et suffisamment rapidement par rapport au débit des données. Ensuite, le récepteur sélectionne de façon temporelle le meilleur signal reçu en fonction de son RSB par exemple.

La technique « Feedback diversity » utilise à l'émission une antenne à la fois. Grâce à un retour d'informations de la part du récepteur à propos du niveau de puissance reçue, l'émetteur commute sur une autre antenne à chaque fois que ce niveau descend en dessous d'un certain seuil.

➤ La diversité à l'émission et à la réception (systèmes MIMO)

Disposer de plusieurs antennes à la fois en émission et en réception offre un degré de liberté supplémentaire. Il est alors possible d'effectuer un traitement à la réception et en même temps d'introduire plus de diversité dans les signaux transmis grâce aux multiples antennes d'émission.

1.2.4. Le multiplexage spatial

Le multiplexage spatial [20] est une technique destinée aux systèmes MIMO permettant d'accroître les débits des communications. La section précédente a présenté des systèmes MIMO exploitant de la diversité antennaire dans l'optique d'augmenter le rapport signal à bruit de la liaison. Le multiplexage spatial exploite une autre approche offerte par la diversité. Plutôt que d'introduire de la redondance dans l'information, les données transmises sur chaque antenne sont différentes. La diversité est donc utilisée ici pour créer plusieurs canaux virtuels parallèles. Ainsi, l'information à transmettre peut être multiplexée sur les canaux disponibles.

1.3. Analyse de la diversité antennaire

1.3.1. Le coefficient de corrélation d'enveloppe

Les performances en diversité d'une liaison peuvent être évaluées grâce au coefficient de corrélation d'enveloppe qui indique l'indépendance des signaux reçus par deux antennes. Vaughan montre dans [21] que le coefficient de corrélation d'enveloppe peut s'exprimer selon l'équation (1.1). Il doit être inférieur à 0.5 [22] pour l'apport d'une bonne diversité.

$$\rho_e = \frac{\left| \int_{\Omega} (XPD E_{1\theta} E_{2\theta}^* p_{\theta} + E_{1\varphi} E_{2\varphi}^* p_{\varphi}) d\Omega \right|^2}{\int_{\Omega} (XPD E_{1\theta} E_{1\theta}^* p_{\theta} + E_{1\varphi} E_{1\varphi}^* p_{\varphi}) d\Omega \int_{\Omega} (XPD E_{2\theta} E_{2\theta}^* p_{\theta} + E_{2\varphi} E_{2\varphi}^* p_{\varphi}) d\Omega} \quad (1.1)$$

Avec:

$E_{1\theta}(\theta, \varphi)$ et $E_{2\theta}(\theta, \varphi)$ le champ électrique lointain complexe rayonné respectivement par les antennes 1 et 2 suivant la composante sphérique \vec{u}_{θ} et $E_{1\varphi}(\theta, \varphi)$, $E_{2\varphi}(\theta, \varphi)$ les champs suivant \vec{u}_{φ} .

$d\Omega = \sin\theta d\theta d\varphi$ angle solide élémentaire défini dans un repère de coordonnées sphériques.

Le paramètre XPD est le coefficient de polarisation croisée du champ incident. Il est défini comme $XPD = S_\theta / S_\varphi$ où $S_\theta = \langle |E_\theta|^2 \rangle$ et $S_\varphi = \langle |E_\varphi|^2 \rangle$ représentent la puissance moyenne dans l'espace respectivement en élévation et en azimut.

$p_\theta(\theta, \varphi)$ et $p_\varphi(\theta, \varphi)$ représentent les spectres de puissance respectivement en élévation et en azimut qui déterminent la distribution des ondes incidentes. Ces distributions reflètent le fait que les trajets des signaux reçus ne sont généralement pas répartis uniformément autour du système antennaire. Ces distributions seront présentées plus en détail dans la section 1.3.3. D'après l'équation (1.1), plus les rayonnements entre deux antennes se ressemblent et plus la diversité apportée est faible (ρ_e tend vers 1). A l'inverse, plus les diagrammes sont différents et plus la diversité est forte (ρ_e tend vers 0). La corrélation d'enveloppe est largement utilisée dans la littérature pour quantifier et analyser la diversité apportée par les dispositifs antennaires [15][23][24]. Il existe d'autres critères de corrélation moins répandus. Dans [25], les auteurs proposent de calculer la corrélation d'enveloppe à partir des paramètres S des antennes. Cette méthode ne nécessite pas la connaissance du rayonnement de chaque source et suppose une distribution angulaire uniforme des signaux incidents. Cette méthode est approximative mais le calcul est plus simple.

1.3.2. Le gain effectif moyen (MEG) et le gain de diversité (DG)

1.3.2.1. Le gain Effectif Moyen (MEG)

La diversité dépend également des gains effectifs moyens des antennes. Le gain effectif moyen (Mean Effectif Gain, MEG) est défini par Taga [26] comme étant le rapport entre la puissance moyenne reçue par l'antenne et la somme des puissances moyennes que recevraient, dans le même environnement, deux antennes de référence (antenne isotrope ou dipôle) polarisées, respectivement verticalement et horizontalement. C'est une caractéristique qui prend en compte le rayonnement des antennes et les distributions des ondes incidentes. Dans [26], la détermination du MEG est obtenue avec l'équation (1.2) comme suit :

$$MEG = \int_{\Omega} \left(\frac{XPD}{XPD+1} G_\theta p_\theta + \frac{1}{XPD+1} G_\varphi p_\varphi \right) d\Omega \quad (1.2)$$

$G_\theta(\Omega)$ et $G_\varphi(\Omega)$ sont les composantes des gains de l'antenne selon respectivement θ et φ .

➤ Rapport des gains effectifs moyens

Le rapport des gains effectifs moyens (k) permet de comparer la quantité de puissance reçue sur chaque antenne dans un système multi-antennaire. Si les antennes reçoivent la même quantité de puissance, ce rapport est égal à 1 (0 dB) contribuant à une bonne diversité. S'il y a un déséquilibre dans la réception, ce rapport est différent de 1. Il a été défini dans [14], en supposant que la corrélation d'enveloppe est faible. Ce coefficient (1.3) doit être supérieur à -3 dB pour éviter une perte significative du gain en diversité [14]. Dans le cas d'un système à deux antennes, ce rapport est défini comme suit:

$$k = \min \left(\frac{MEG2}{MEG1}, \frac{MEG1}{MEG2} \right) \quad (1.3)$$

1.3.2.2. Le gain de Diversité (DG)

Le gain de diversité représente l'amélioration du rapport signal sur bruit (RSB) des signaux relatifs combinés par rapport au rapport signal sur bruit reçu sur une antenne seule [27]. La fonction de distribution (Cumulative Density Function, CDF) d'un canal de type Rayleigh est donnée par l'équation (1.4) :

$$p(\gamma \leq x) = (1 - e^{-\frac{x}{\Gamma}}) \quad (1.4)$$

Γ est le RSB moyen, γ : le RSB instantané, et $P(\gamma \leq x)$: la probabilité que le RSB soit en dessous du seuil x . Pour une technique de combinaison par sélection avec N antennes indépendantes, en supposant la réception de N signaux indépendants et avec des RSB moyens égaux, la probabilité que toutes les antennes aient un RSB en dessous du seuil fixe est équivalente à la probabilité d'une simple antenne à la puissance N comme l'illustre l'équation (1.5):

$$p(\gamma \leq x) = (1 - e^{-\frac{x}{\Gamma}})^N \quad (1.5)$$

Les équations (1.4) et (1.5) sont tracées sur la Figure 1.5 [27] et montre la réduction de la probabilité d'avoir des évanouissements en dessous d'un certain seuil quand le nombre d'antennes augmente. Pour $p(\gamma \leq x)$ à 1% (soit 99% de fiabilité), le gain de diversité varie de 10.2 dB à 15.7 dB pour un nombre d'antennes variant de 2 à 4 antennes.

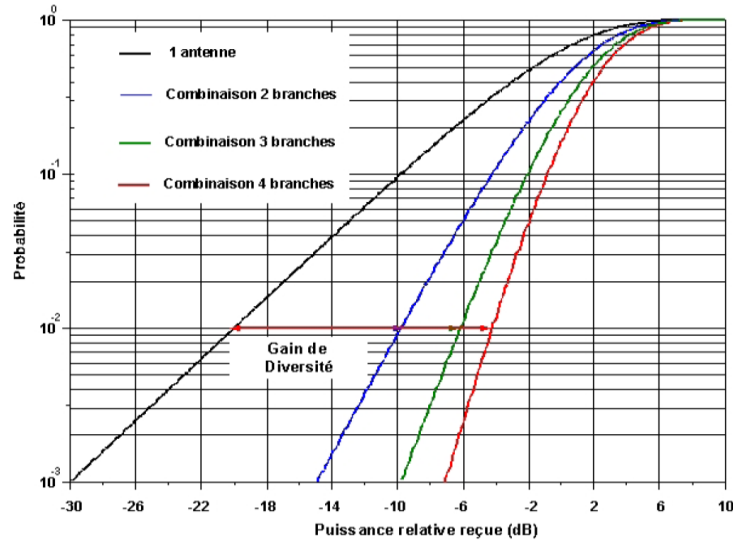


Figure 1.5: Estimation du gain de diversité pour différents nombres d'antennes [27].

Ce gain de diversité n'est significatif que si toutes les antennes du système ont une efficacité totale de 100% ce qui n'est pas le cas en pratique. Ainsi, le gain en diversité réaliste d'un système (DSG: Diversity System Gain) doit également prendre en compte l'efficacité totale η_{tot} de chaque antenne.

En supposant que toutes les antennes du système sont identiques:

$$DSG = \eta_{tot} \cdot DG \tag{1.6}$$

Deux paramètres qui sont le couplage entre éléments et l'efficacité totale des antennes ont une influence considérable sur les performances des systèmes antennaires. Ils sont inclus dans le calcul du coefficient de corrélation et du gain en diversité et par conséquent, dans le calcul des performances en diversité du système. Ils seront détaillés dans la partie 1.4.

1.3.3. La distribution angulaire des signaux dans l'analyse de la diversité

Une distribution uniforme et isotrope des signaux est définie par :

$$p_{\theta}(\theta) = p_{\varphi}(\theta) = 1/4\pi, \text{ XPD} = 0 \text{ dB}. \tag{1.7}$$

Néanmoins, les trajets des signaux reçus ne sont généralement pas répartis uniformément autour du système antennaire. Il existe des directions privilégiées pour lesquelles la probabilité qu'un trajet soit présent est plus forte.

Dans [28], les auteurs ont recensé les distributions usuelles. Les plus largement traitées et vérifiées par les mesures dans la littérature restent cependant les distributions gaussienne et laplacienne [23]. L'expression de ces distributions est donnée par les relations suivantes:

$$\text{Gaussienne: } p_{\theta}(\theta) = A_{\theta} \exp \left[-\frac{(\theta - ((\pi/2) - m_V))^2}{2\sigma_V^2} \right] \quad 0 \leq \theta \leq \pi \quad (1.8)$$

$$p_{\varphi}(\theta) = A_{\varphi} \exp \left[-\frac{(\theta - ((\pi/2) - m_H))^2}{2\sigma_H^2} \right] \quad 0 \leq \theta \leq \pi \quad (1.9)$$

$$\text{Laplacienne: } p_{\theta}(\theta) = A_{\varphi} \exp \left[-\frac{\sqrt{2}|\theta - ((\pi/2) - m_V)|^2}{\sigma_V} \right] \quad 0 \leq \theta \leq \pi \quad (1.10)$$

$$p_{\varphi}(\theta) = A_{\varphi} \exp \left[-\frac{\sqrt{2}|\theta - ((\pi/2) - m_H)|^2}{\sigma_H} \right] \quad 0 \leq \theta \leq \pi \quad (1.11)$$

Avec m_V, m_H les angles moyens en élévation des ondes polarisées respectivement verticalement et horizontalement, σ_V, σ_H les largeurs de l'étalement angulaire et A_{θ}, A_{φ} les constantes de normalisation pour que $\int_{\Omega} p(\Omega) d\Omega = 1$.

Dans le cadre de cette thèse, nous considérerons différentes distributions en élévation tandis que dans le plan azimutal, la distribution sera uniforme (voir Figure 1.6), comme l'ont démontrées les deux principales campagnes de mesures présentes dans la littérature [29][30]. Cette distribution uniforme peut s'expliquer par le fait que les terminaux mobiles ne sont pas toujours orientés de la même façon par rapport à leur axe vertical. Ainsi, même si l'étalement angulaire dans le plan azimutal est faible, en imaginant que le terminal tourne sur lui même, cette distribution devient en moyenne uniforme. Les distributions angulaires vont permettre de comparer efficacement, en termes de diversité, les différents dispositifs antennaires présents dans la littérature et dans ce mémoire.

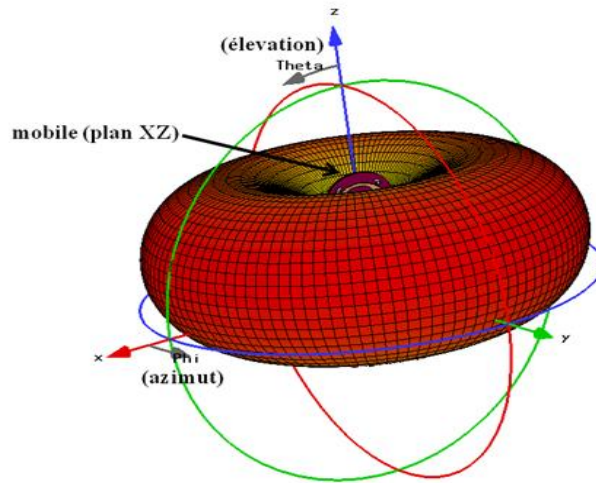


Figure 1.6: Illustration d'une distribution angulaire gaussienne en 3D des ondes incidentes sur un mobile.

1.4.État de l'art des stratégies mises en œuvre au niveau antenne pour réduire l'encombrement des systèmes à diversité

1.4.1. Antenne seule : Compromis taille/efficacité/bande

Pour qu'une antenne puisse être utilisée par des terminaux compacts, elle doit répondre à certaines exigences. Nous présentons dans ce qui suit les plus importantes. Toutefois, selon l'application visée, elles sont plus au moins exigées. D'autres contraintes spécifiques peuvent s'ajouter ou les remplacer.

1.4.1.1. Taille de l'antenne dans un terminal mobile

Concevoir une antenne physiquement petite n'est pas toujours difficile. A titre d'exemple, un dipôle demi-onde résonnant à 40 GHz a une taille de 3.75 mm. Cependant, concevoir une antenne électriquement petite est un véritable challenge. Lorsque l'antenne est physiquement petite et fonctionne sur des fréquences relativement basses, la longueur d'onde devient plus importante que la taille physique de l'antenne. Aujourd'hui, les bandes de fonctionnement du LTE avoisinent les 700 MHz. La longueur physique d'un dipôle demi-onde à cette fréquence est de 21 cm. On s'aperçoit que l'antenne dépasse considérablement l'espace alloué dans un terminal mobile. La mise en œuvre de techniques de miniaturisation devient nécessaire tout en garantissant des performances optimales.

1.4.1.2. Efficacité de rayonnement et efficacité totale de l'antenne

L'efficacité de rayonnement est l'un des paramètres les plus importants à considérer lors de la conception d'une antenne. Une faible efficacité peut limiter la portée du signal engendrant ainsi une augmentation de la puissance d'émission ou de la sensibilité du récepteur. Les deux solutions entraînent une augmentation de la consommation. De plus, elles ne peuvent être envisagées. En effet, pour la première solution, il existe pour des raisons sanitaires, des niveaux de PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée équivalente) à ne pas dépasser. Pour la deuxième solution, la sensibilité du récepteur est fixée par le standard. Le cas de l'antenne électriquement petite est plus critique car elle présente une efficacité de rayonnement très faible lorsque la conception n'est pas optimale. La résistance de rayonnement peut être exprimée en fonction de la longueur de l'antenne L et la longueur d'onde λ pour une impédance caractéristique du vide de 120π selon l'équation (1.12) [31] (page 155):

$$R_{ray} = 80 \pi^2 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 \quad (1.12)$$

On constate que les antennes électriquement petites peuvent avoir des résistances de rayonnement très faibles. De plus, l'impédance d'entrée d'une antenne électriquement petite possède une composante réactive qui augmente lors de la diminution de la fréquence de fonctionnement. Cette composante réactive peut produire d'importantes pertes par désadaptation si des circuits d'adaptation d'impédance ne sont pas utilisés. Une autre manière d'augmenter l'efficacité d'une antenne est de réduire les pertes. Elles sont dues essentiellement à la conductivité finie et aux pertes diélectriques des matériaux. Les pertes ohmiques peuvent être minimisées en utilisant des matériaux à haute conductivité et en minimisant la densité du courant circulant sur l'antenne (en utilisant des conducteurs plus larges) quand cela est possible. Les pertes diélectriques sont plus difficiles à éliminer car elles sont dues aux matériaux diélectriques du substrat, de la carte sur laquelle sont placés l'antenne et les circuits, ...etc.

L'efficacité totale d'une antenne est définie comme étant le rapport entre la puissance totale rayonnée et la puissance incidente sur son port d'alimentation. Elle prend en compte aussi bien les pertes en réflexion dues à la désadaptation entre le câble coaxial et le port d'alimentation de l'antenne que le rendement de polarisation et les pertes ohmiques et diélectriques de l'antenne.

1.4.1.3. Bande passante de l'antenne

Les travaux de Wheeler et Chu ont permis d'établir une relation entre la taille physique, l'efficacité et la bande passante relative des antennes électriquement petites [32][33]:

$$B = \frac{\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right)^3}{\eta} \quad (1.13)$$

Avec :

B : la bande passante relative maximale (Bande passante divisée par la fréquence centrale).

d : la dimension maximale de l'antenne électriquement petite.

η : Efficacité de l'antenne

L'équation (1.13) traduit le compromis entre la taille, l'efficacité et la bande passante d'une antenne électriquement petite. Si l'efficacité de l'antenne est augmentée (pour répondre aux contraintes de faible consommation des terminaux sans fils), la bande passante est réduite. Il faut augmenter la taille de l'antenne pour garder les performances en termes de bande passante et d'efficacité d'une antenne.

Conclusion

L'apport principal d'un terminal mobile est sa capacité de communiquer de manière stable et fiable. Les performances de l'antenne influencent considérablement le fonctionnement de la chaîne de communication. Pour cela, il est absolument nécessaire d'évaluer les performances globales d'une antenne en termes de taille, d'efficacité, de bande passante avant son utilisation.

1.4.2. Système antennaire : Compromis encombrement/isolation

Les systèmes multi-antennaires requièrent plus de place que ceux n'utilisant qu'une seule antenne. D'autre part, les terminaux communicants, et plus particulièrement les terminaux mobiles, doivent avoir un encombrement réduit. Ce paradoxe illustre la difficulté d'intégration de la technologie MIMO. L'intégration de plusieurs antennes sur un terminal mobile doit non seulement prendre en compte et résoudre les problèmes liés à leur miniaturisation tels que la perte d'efficacité de rayonnement, la réduction de la bande passante, les difficultés liées à la conservation des polarisations propres, mais aussi d'atteindre une faible corrélation entre les signaux reçus afin d'apporter de la diversité. C'est pourquoi une attention particulière y est portée dans la littérature.

1.4.2.1. Juxtaposition des antennes

Pour intégrer plusieurs antennes au sein d'un même terminal, une première approche consiste à disposer chaque antenne aux coins du boîtier. Ainsi, la diversité spatiale introduite est conditionnée par la taille de ce dernier. Néanmoins, la diversité d'espace entre les antennes est d'autant plus faible que le terminal est petit. La solution de rapprocher les antennes apparaît donc contradictoire avec le fait d'apporter de la diversité. Cependant, en pratique, une faible distance inter-antennes peut parfois suffire à apporter de la décorrélation entre les signaux reçus [34] surtout dans un environnement multi-trajets. C'est pourquoi cette approche est largement étudiée dans le cas des dispositifs mobiles qui le plus souvent évoluent dans un milieu très perturbé. D'autre part, quand des antennes sont rapprochées, elles se couplent et se perturbent mutuellement. Ceci modifie leur adaptation et leurs diagrammes de rayonnement respectifs. Ainsi, de la diversité de rayonnement est introduite en plus de la diversité d'espace [21]. Chaque antenne joue le rôle de perturbateur vis à vis de l'autre. Même si la diversité apportée par des antennes faiblement éloignées peut suffire à décorréler les signaux reçus, rapprocher les antennes induit généralement du couplage. Une partie de l'énergie captée par chaque antenne de réception se transmet vers les autres antennes de réception ce qui engendre une corrélation entre les signaux reçus. C'est pourquoi de nombreuses études portent sur l'intégration des systèmes multi-antennaires dans des dispositifs à encombrement réduit et notamment sur la diminution du couplage inter-éléments.

Afin de diminuer le couplage, il existe globalement trois approches :

- agir sur le système d'alimentation des antennes
- agir sur le plan de masse lorsqu'il existe
- agir sur la structure des antennes

La première solution [35] consiste à combiner un réseau de découplage au niveau de l'alimentation des antennes comme le présente la Figure 1.7. L'idée est d'introduire un pré-couplage sur chacune des antennes qui s'opposera par la suite à l'énergie introduite par le couplage entre les deux antennes, en utilisant des éléments réactifs. L'inconvénient de cette solution est la diminution de la bande passante et l'introduction de pertes supplémentaires. De plus, l'emplacement nécessaire aux réseaux augmente l'encombrement et par conséquent, le rapprochement des antennes devient impossible.

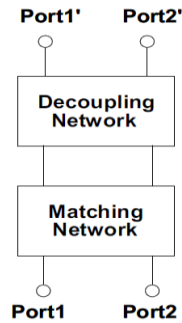


Figure 1.7: Réseau d'adaptation et de découplage pour un système bi-antennaires [35].

Dans [36], les auteurs partent du principe que les courants se propageant sur le châssis engendrent un fort couplage entre les antennes. Un même mode du châssis peut être excité par deux ou plusieurs antennes engendrant le couplage. L'idée est de concevoir deux antennes de manière à favoriser ou non ce mode. Par conséquent, le système est composé d'une antenne sensible au champ électrique afin d'exploiter l'excitation du châssis et d'une deuxième antenne magnétique qui minimise cette excitation (voir Figure 1.8). Ce concept permet une isolation supérieure à 20 dB à 920 MHz et une efficacité totale de 80%.

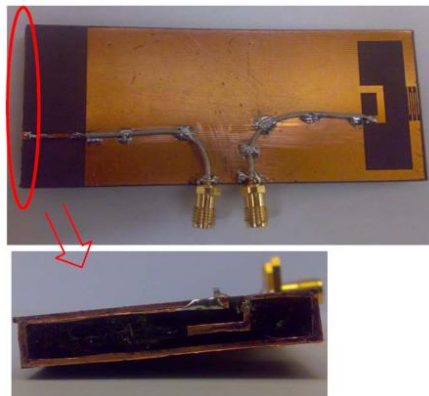


Figure 1.8: Découplage par contrôle du mode d'excitation du châssis: antenne monopôle plié et antenne CLL (Capacitively-Loaded Loop) imprimée [36].

La seconde solution consiste à agir sur le plan de masse afin de diminuer le couplage. Plusieurs approches existent. D'abord, l'insertion d'éléments résonants dans le plan de masse, aux fréquences auxquelles le couplage intervient. Par conséquent, un circuit ouvert empêchant les courants de circuler d'une antenne à une autre s'établit.

De nombreux auteurs utilisent l'insertion de fente [37][38] dont un exemple est présenté en Figure 1.9, qui permet le découplage sur les fréquences 2.4 GHz et 5.6 GHz.

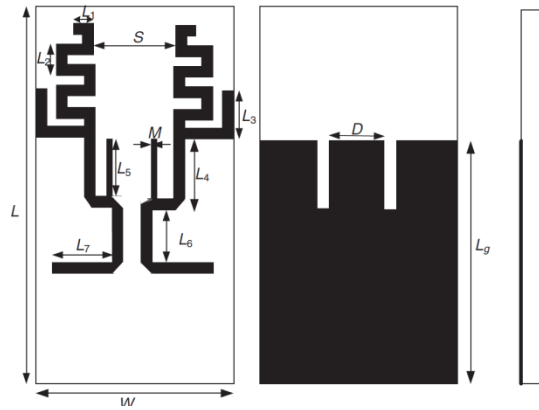


Figure 1.9: Découplage par deux lignes de transmission gravées sur le devant de l'antenne et deux fentes découpées dans le plan de masse [37].

Dans [39], les auteurs rajoutent sur le bord du plan de masse une extension sous forme de T entre les deux éléments. La forme et la taille de cette extension permettent d'isoler les deux antennes comme suit: l'antenne 1 induit des courants de couplage sur l'extension T et l'antenne 2. L'extension induit, à son tour, un courant de couplage sur l'antenne 2. En conséquence, deux courants de sens inverses circulent sur l'antenne 2 engendrant leur annulation et ainsi une forte isolation entre les antennes ($|S_{21}| < -15$ dB).

Enfin, les auteurs de [40] utilisent une structure DGS (defected ground plane), qui agit comme un filtre coupe-bande permettant ainsi une isolation de 17 dB sur la bande LTE (803-823 MHz).

L'inconvénient qui peut gêner la mise en place de cette technique est son intégration dans un boîtier. Des précautions doivent être prises en compte afin que les parties démétallisées ne soient pas perturbées par d'autres composants métalliques.

D'autres travaux, plus théoriques, sur le cloaking sont proposés pour le découplage des antennes [41]. Pour illustrer le concept, on considère deux antennes A_1 et A_2 fonctionnant sur deux fréquences proches f_1 et f_2 , comme l'illustre la Figure 1.10. A_1 est inclus dans un milieu analogue à « une cape d'invisibilité » C_1 lui permettant un fonctionnement en espace libre à f_1 et A_2 dans un milieu C_2 lui permettant un fonctionnement en espace libre à f_2 . Les deux antennes sont ainsi découplées.

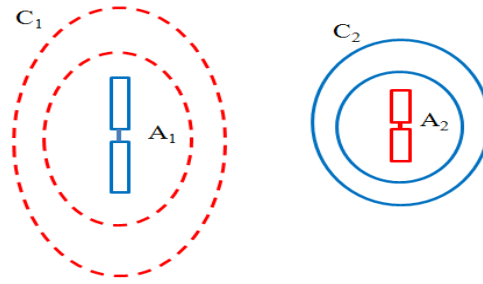


Figure 1.10: Découplage de deux antennes par le « cloaking ».

La dernière solution consiste à minimiser le couplage lors de la conception même des antennes. D'une part, l'introduction d'une ligne dite de « neutralisation ». Le principe est de considérer que le couplage électromagnétique entre deux antennes est essentiellement capacitif [42] [43]. En introduisant une inductance entre les deux éléments, un comportement de filtre réjecteur permet le découplage. D'autre part, l'insertion d'un élément parasite [44] entre deux antennes bi-bandes planaires illustré sur la Figure 1.11 permet d'améliorer l'isolation du système proposé comparé au système initial. Une optimisation de la position, des dimensions et de la forme de l'élément parasite rend possible l'obtention d'un maximum d'isolation contrôlable sur les bandes WLAN 2.4–2.5 GHz et 5.15–5.82 GHz.

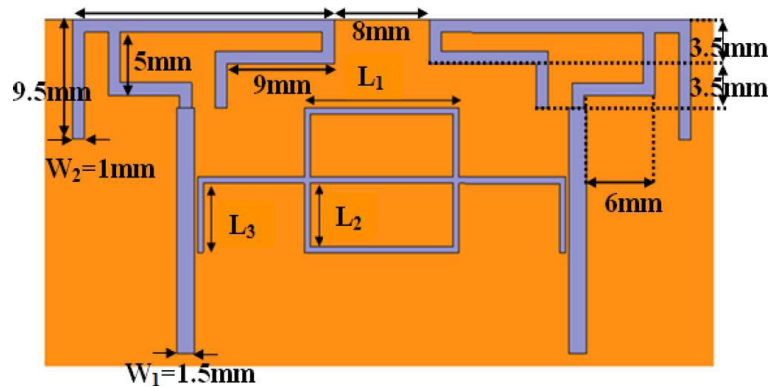


Figure 1.11: Découplage par insertion d'un élément parasite d'un système antennaire bi-bandes destiné au WLAN [44].

Dans [45], les auteurs utilisent une structure réalisée à base d'anneaux métalliques fendus (Split Ring Resonators ou SRR) présentant une perméabilité négative afin d'améliorer l'isolation (Figure 1.12). Toutefois, si le couplage répond aux attentes à 2.4 GHz, il n'en est pas de même de l'efficacité de rayonnement. La valeur élevée de la partie imaginaire de la perméabilité engendre des pertes élevées.

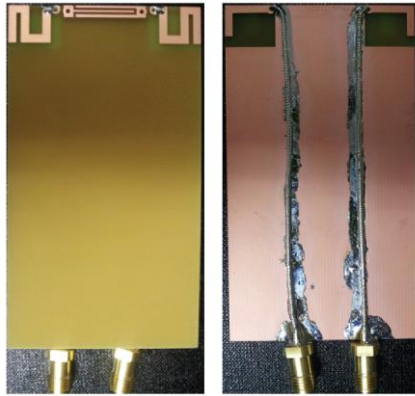


Figure 1.12: Découplage par insertion de SRR d'un système antennaire constitué de deux ILAs (Inverted L Antennas) imprimées pour le LTE [45].

Une autre manière de découpler les antennes est de les positionner orthogonalement l'une par rapport à l'autre comme c'est le cas dans [46]. Deux antennes patchs très proches, chacune d'entre elles ayant été conçu préalablement, sont orientées orthogonalement à 0° et 90° , comme illustré en Figure 1.13.

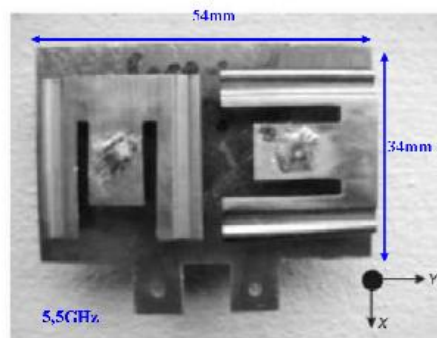


Figure 1.13: Deux antennes patch rapprochées sous forme de E, orientées orthogonalement et fonctionnant à 5.5 GHz [46].

La réduction de l'encombrement par rapprochement des antennes est adaptée aux terminaux mobiles dans des environnements fortement multi-trajets. Les recherches présentées offrent des solutions du découplage très intéressantes. Néanmoins, elles rendent plus complexe le système antennaire. Une étude de leurs impacts sur l'efficacité et la bande passante du système est impérative.

1.4.2.2. Co-localisation des antennes

Le principe consiste à employer des antennes à polarisations différentes. En exploitant la diversité de polarisation, l'encombrement des systèmes antennaires peut être réduit tout en garantissant une faible corrélation entre les signaux.

➤ Combinaison d'antennes

Il s'agit de combinaison d'antennes de géométries différentes. Dans [47], les auteurs associent deux antennes complémentaires: antenne dipôle et antenne fente engendrant des polarisations orthogonales. Cette géométrie illustrée dans la Figure 1.14 permet de rapprocher les antennes et surtout de les placer dans le même plan et suivant le même axe tout en introduisant de la diversité sur la bande 1.8 - 4.6 GHz.

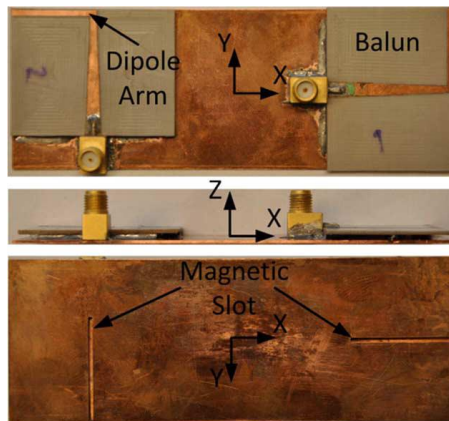


Figure 1.14: Combinaison entre antenne dipôle et antenne fente pour systèmes mobiles couvrant la bande 1.8-4.6 GHz [47].

➤ Antennes à accès multiples

Plutôt que de combiner des antennes pour créer de la diversité, il est possible sur certaines structures d'exciter indépendamment plusieurs modes résonant à une même fréquence. L'exemple classique est l'antenne patch excitée par deux alimentations orthogonales afin d'avoir deux modes orthogonaux et d'exploiter la diversité de polarisation. Cependant, il est compliqué de miniaturiser ce type d'antennes vu la nécessité de garder une symétrie dans la géométrie afin de ne pas induire du couplage entre les accès. Les solutions présentes dans la littérature peuvent être en technologie planaire [48] [49] ou en technologie volumique [50] [51] [36]. La Figure 1.15 présente trois exemples d'antennes [48] [50][51], possédant chacune deux points d'accès. L'antenne dans [48] est large bande permettant le fonctionnement de 5 à 11 GHz. Les antennes dans [50] [51] sont mono-bande fonctionnant

dans la bande 2.4-2.6 GHz. Ces structures compactes sont optimisées pour minimiser le couplage entre ports et favoriser une diversité de rayonnement. D'autres résultats obtenus dans [52] montrent que le chargement d'une antenne patch à deux ports par une capacité réduit l'encombrement du dispositif. La fréquence de fonctionnement est de 2.45 GHz.

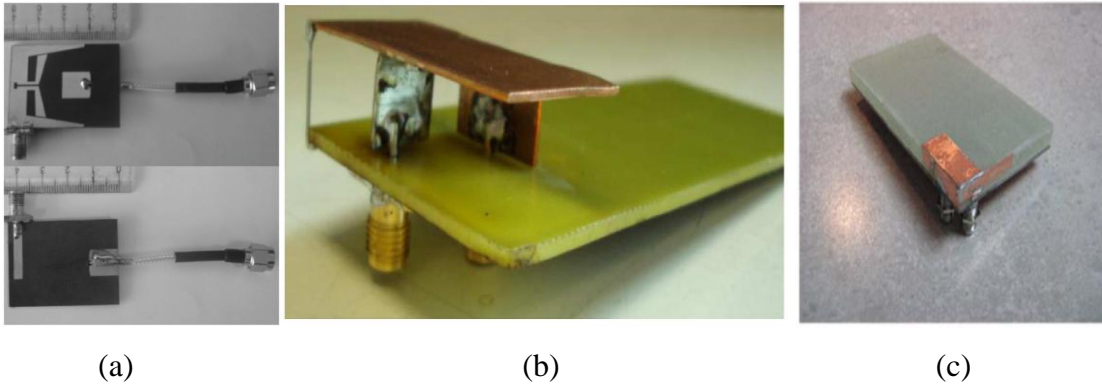


Figure 1.15: Antennes à double polarisation (a) technologie planaire [48], (b), (c) technologie volumique [50][51].

Dans [53] les auteurs présentent une structure antennaire à 4 accès illustrée en Figure 1.16. L'idée est de rechercher le moyen d'obtenir plusieurs modes de résonance à la même fréquence au sein d'un patch carré, en utilisant une alimentation en mode commun et différentiel. Une bonne diversité est apportée. Toutefois, de faibles largeurs de bandes fréquentielles sont atteintes. De plus, après une analyse approfondie de la structure, il s'est avéré que seuls trois accès décorrélés pouvaient être utilisés au lieu de quatre.

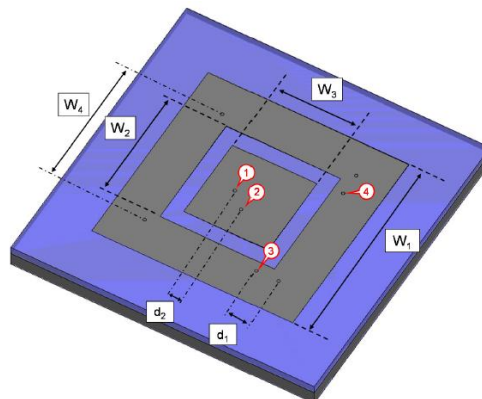


Figure 1.16: Antennes microstrip co-localisées à quatre accès fonctionnant à 5.2 GHz [53].

La co-localisation des antennes ouvre des perspectives quant à l'intégration des systèmes multi-antennaires. Que ce soit à l'aide d'une seule structure ou de plusieurs, elle permet d'obtenir plusieurs polarisations et diagrammes de rayonnement dans un espace restreint. La

difficulté réside dans la manière d'exciter la structure ou de combiner les éléments rayonnants dans un minimum de place avec un minimum de couplage.

1.4.2.3. Antennes reconfigurables en rayonnement

Les antennes reconfigurables en rayonnement proposent une alternative intéressante aux techniques basées sur la diversité de sélection contenant un seul accès. Ainsi, plutôt que de commuter sur différentes antennes, il est envisageable de commuter sur plusieurs reconfigurations de rayonnement. En modifiant la forme du diagramme de rayonnement de l'antenne, les directions désirées sont privilégiées. Les solutions présentent dans la littérature se basent essentiellement sur la modification du cheminement des courants via des composants reconfigurables de type MEMS (interrupteurs), diodes (PIN, varicap), etc... afin d'obtenir différents diagrammes de rayonnement [54][55].

L'inconvénient de cette solution est le coût des antennes, bien plus élevé que celui des antennes classiques, lié à l'ajout des composants actifs et à une réalisation plus complexe. De plus, la consommation liée à la polarisation en continu des éléments actifs est contraignante.

1.4.3. Etat de l'art des systèmes antennaires compacts pour le LTE

Comme évoqué dans l'introduction de ce manuscrit, notre objectif dans le cadre du projet SACRA est de couvrir non seulement les bandes LTE mais également la bande haute du TVWS: 700-862 MHz et 2.5-2.69 GHz. La plupart des travaux apparus dans la littérature présentent des antennes fonctionnant sur une seule bande de fréquence, généralement supérieure à 800 MHz, ou sur deux bandes de fréquence dont le rapport est inférieur ou égal à 2. Dans cette section, un état de l'art des systèmes antennaires compacts à diversité fonctionnant sur des fréquences basses atteignant 700 MHz ($\lambda = 43$ cm) sont recensés et résumés dans le Tableau 1.1.

Dans [56], un système à deux éléments antennaires fonctionnant à 710 MHz est présenté. Il consiste en l'utilisation de deux monopôles, imprimés sur un substrat de type FR4, de dimensions 50×110 mm². Avec cette configuration, le couplage entre les deux éléments est très fort atteignant -3 dB. Un coupleur micro-ruban hybride avec des éléments LC est utilisé afin d'atteindre une isolation de 15 dB. Cependant, la bande passante est significativement diminuée en passant de 70 MHz à 15 MHz.

Le système MIMO proposé dans [57] consiste en deux monopôles parallèles repliés en 3D associés à un réseau de découplage pour améliorer l'isolation. Les deux antennes sont placées sur les extrémités du substrat (FR4) de dimensions: $48 \times 108 \times 6 \text{ mm}^3$. L'efficacité totale des 2 antennes est de 37.2% et 31.4% à 770 MHz.

Dans [58], les auteurs proposent un réseau MIMO à 2 éléments métamatériaux résonnant à la fréquence 771 MHz. Les antennes sont placées sur un PCB de $50 \times 120 \text{ mm}^2$. Deux configurations ont été testées de manière à avoir de la diversité de rayonnement et de polarisation. Le système couvre une bande de 100 MHz avec un coefficient de réflexion inférieur à -6 dB. Cette bande chute à 25 MHz lorsqu'on considère une adaptation meilleure que -10 dB.

Un système compact MIMO, bi-bandes comportant des éléments antennaires sous la forme du chiffre 4 a été introduit dans [59]. L'isolation dans la bande 858-920 MHz étant très faible (3 dB), les auteurs ont proposé une version améliorée dans [40] en introduisant un plan de masse à défauts (DGS : Defected Ground Structure). L'isolation atteint 17 dB avec une dimension totale de $50 \times 100 \times 1.56 \text{ mm}^3$.

Dans [60], le système comporte deux antennes non symétriques et la diversité n'est apportée qu'à 700 MHz. En effet, une des antennes couvre les bandes LTE 13: 746-756 et 777-787 MHz (fréquences LTE attribuées en Amérique du nord), GPS, PCS et UMTS. Tandis que la deuxième ne permet de couvrir que le LTE 13. La technique de neutralisation est introduite afin d'améliorer l'isolation.

Un système exploitant deux antennes PIFAs est proposé dans [61]. Chaque PIFA comporte 2 lignes micro-ruban de dimensions différentes. L'une est dédiée au fonctionnement WCDMA à 2.05 GHz et l'autre de dimensions plus grandes opère à 1.3 GHz. Les deux lignes sont connectées entre elles via une inductance de 15 nH. L'utilisation d'un élément localisé fait croître la longueur électrique sans augmentation de la dimension globale du système mais au détriment de l'efficacité. L'introduction de l'inductance a permis au système de passer de 1.3 GHz à 770 MHz. Cependant, la bande de fréquence est limitée à 30 MHz.

Enfin, les auteurs de [39] proposent un système antenne exploitant la diversité de rayonnement sur les trois bandes: 0.81-1.02 GHz, 1.45-2.2 GHz, et 2.39-2.8 GHz. Une isolation de 15 dB est atteinte grâce à une extension du plan de masse sous forme de T entre les antennes.

	[56]	[57]	[58]	[59]
Bandes (MHz)	705-720	755-787	720-820	858-920 2955-3130
Mono /multi-bandes	Mono-bande	Mono-bande	Mono-bande	Multi-bandes
Isolation min (dB)	15	10	10	3 4
BW(%) ($ S_{11} < -6\text{dB}$), (*-10dB)	2.1*	4.15	13	7 5.75
Gain max (dBi)	2.4	-0.3	-0.5	-2 ?
Dimensions (mm ³)	50×110×1	48×108×6	50×120×1	50×50×0.8
Diversité	rayonnement	rayonnement	rayonnement/ polarisation	rayonnement

	[60]	[61]	[39]	[40]
Bandes (MHz)	735-810	746-789	0.81-1.02	803-823
	GPS	1920-2400	1.45-2.2	2440-2900
	PCS/UMTS		2.39-2.8	
Mono /multi-bandes	Multi-bandes	Multi-bandes	Multi-bandes	Multi-bandes
Isolation min (dB)	6 10 4	18 12	15 15 15	17 9
BW(%) ($ S_{11} < -6\text{dB}$), (*-10dB)	9.7 13 20	5.6 22	23 41 15.8	2.5 17.2
Gain max (dBi)	-3.4 -1.69 -2.79	-0.6 3.5	2.5 3.4 4.2	-4 2.4
Dimensions (mm ³)	40×80×5	25×66×0.8	100×125×0.8	50×100×1.56
Diversité	rayonnement	rayonnement	rayonnement	rayonnement

Tableau 1.1: Systèmes MIMO dédiés aux applications LTE : comparaison des performances.

Le Tableau 1.1 a recensé les performances des systèmes antennaires en termes de dimensions, de bandes de fonctionnement, d'isolation, de gain, et de type de diversité. Cela nous a permis d'identifier différentes géométries et techniques susceptibles de répondre à nos besoins. Il illustre également la difficulté d'allier systèmes compacts et bonnes performances notamment aux basses fréquences (700 MHz). Les performances de ces systèmes seront analysées et comparées avec nos solutions antennaires, dans le chapitre 3.

1.5. Conclusion

La diversité peut être temporelle, fréquentielle ou antennaire. Elle permet d'améliorer les performances des systèmes de communications sans fil. L'amélioration des performances via des techniques multi-antennaires passe par une augmentation du nombre d'éléments rayonnants. Pour la formation de faisceau, cela se traduit par un encombrement croissant ce qui n'est pas forcément le cas pour les systèmes à diversité. Par conséquent, celle qui a retenue notre attention est la diversité d'antennes. Avec de la diversité d'espace classique, utiliser plusieurs sources rayonnantes conduit rapidement à des structures dont les dimensions dépassent celles des terminaux. Cependant, comme nous l'avons abordé au cours de ce chapitre, d'autres diversités, comme la diversité de polarisation et de rayonnement, peuvent être utilisées efficacement dans l'optique de réduire la place occupée par des antennes multiples. Pour ces raisons, nous concentrerons nos efforts sur les systèmes multi-antennaires utilisant ces deux types de diversités. A cet effet, un état de l'art a été dressé. Le nombre important de publications présentes dans la littérature démontre que l'étude des terminaux antennaires dédiés aux systèmes MIMO suscite un vif intérêt. Les recherches présentées offrent des solutions pour la réduction de l'encombrement des terminaux et l'optimisation des performances des systèmes. Il ressort également de cet état de l'art que l'utilisation des techniques de découplage entre les antennes est primordiale afin d'améliorer l'efficacité du système. Quelques unes seront adoptées pour les solutions antennaires proposées dans les chapitres suivants. D'autre part, les performances en diversité dépendent du canal de propagation et des caractéristiques des antennes. Des outils d'analyse pour quantifier les performances de systèmes multi-antennaires ont été présentés. Le coefficient de corrélation, le gain effectif moyen et le gain en diversité permettent d'évaluer la diversité apportée par deux sources rayonnantes. Les systèmes proposés dans ce mémoire seront évalués grâce à ces outils. Enfin, un état de l'art des systèmes antennaires compacts fonctionnant sur des

fréquences basses atteignant 700 MHz a été synthétisé. Cela nous permettra, par la suite, de positionner nos prototypes par rapport aux systèmes existants.

2. Chapitre 2: Conception de système antenne compact bi-bandes à diversité privilégiant l'efficacité

2.1.Introduction

Le chapitre précédent a fait état des stratégies visant à concevoir des systèmes antennes conciliant encombrement réduit et bonnes performances. L'utilisation d'autres diversités que celle de l'espace peut être une solution intéressante. Ce chapitre propose un système antenne exploitant la diversité de polarisation et de rayonnement. L'objectif principal est d'obtenir un système performant sans rechercher, dans un premier temps une forte intégration. D'abord, le système proposé est conçu pour couvrir les bandes LTE: 790-862 MHz et 2.5-2.69 GHz avec un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB sur les deux bandes. Par la suite, on s'intéressera à élargir la bande LTE 800 pour couvrir la bande haute du TVWS (TV White Space) de 700 à 790 MHz, où l'utilisation de la radio cognitive est proposée dans le cadre du projet SACRA. Après la description de la géométrie du système, nous étudions l'influence des différents paramètres géométriques qui gouvernent le coefficient de réflexion et de transmission des antennes. Pour pallier le problème du couplage mutuel, des techniques de découplage consistant à agir sur la géométrie du plan de masse sont utilisées. Le système antenne optimal est réalisé, mesuré puis évalué en diversité.

2.2.Géométrie du système

Le système proposé dans ce chapitre, présenté dans la Figure 2.1, est formé de 2 monopôles orthogonaux choisis pour leur rayonnement omnidirectionnel, de dimensions $L_m \times W_m = 27.5 \times 1.5 \text{ mm}^2$.

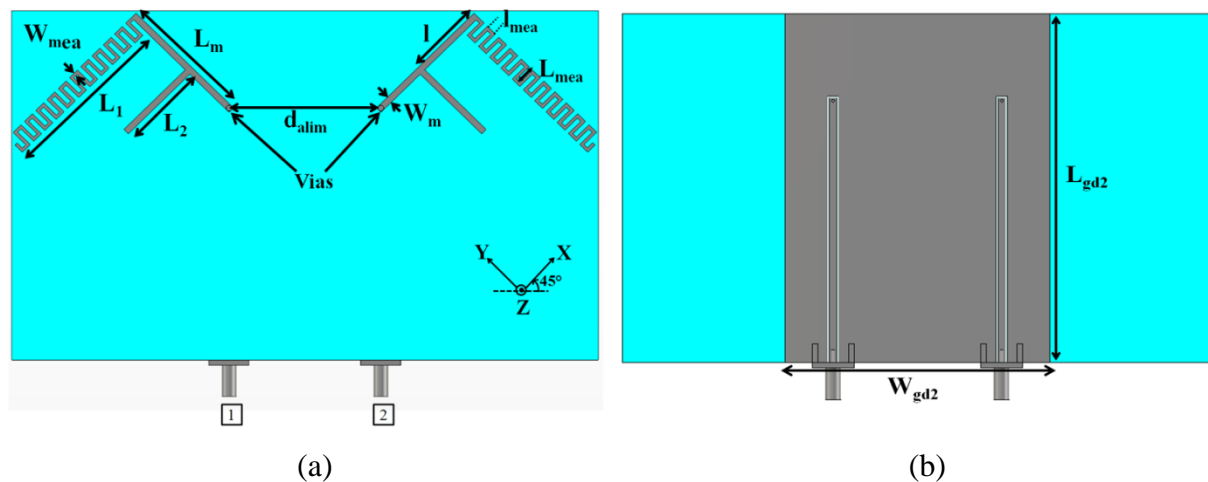


Figure 2.1: Système antenne à un brin méandre: (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

Les monopôles sont imprimés sur un substrat bas coût de type FR4 d'épaisseur 0.7 mm, de permittivité $\epsilon_r = 3.7$ présentant des pertes $\tan \delta = 0.019$. Chaque monopôle est doté de 2 brins: l'un des brins est sous forme de méandre avec une longueur $L_1 = 43.3$ mm permettant d'accorder le monopôle sur la bande 790-862 MHz. Le repliement de l'élément rayonnant permet de miniaturiser l'antenne tout en maintenant la longueur du trajet des courants surfaciques égale à $\lambda_1/4$ (où λ_1 représente la longueur d'onde en espace libre correspondant à la fréquence de fonctionnement la plus basse: 790 MHz). Cette opération conduit naturellement à une structure qui occupe physiquement moins d'espace qu'une structure non repliée. Le second brin avec une longueur $L_2 = 23.5$ mm permet le fonctionnement sur la bande 2.5-2.69 GHz. Les dimensions des méandres sont: $L_{mea} = 4.25$ mm et $W_{mea} = 0.75$ mm. La distance entre les 2 brins est $l = 14$ mm. Les deux monopôles sont espacés d'une distance $d_{alim} = 36$ mm, ce qui correspond à $\lambda_{01}/10$ en bande basse et à $\lambda_{02}/3$ en bande haute (où λ_{01} représente la longueur d'onde en espace libre correspondant à la fréquence centrale de la bande basse ($f_{01} = 826$ MHz) et λ_{02} celle de la bande haute ($f_{02} = 2.59$ GHz)). Les dimensions du plan de masse sont: $W_{gd2} = 65$ mm, $L_{gd2} = 80$ mm.

Les deux monopôles sont alimentés par deux lignes coplanaires CPW (Coplanar Waveguides) d'impédance caractéristique 50Ω gravées directement sur le plan de masse, comme l'illustre la Figure 2.1 (b) afin d'éloigner les connecteurs des éléments rayonnants et d'éviter d'éventuelles perturbations susceptibles d'apparaître lors de la mesure des diagrammes de rayonnement. Chaque ligne CPW a une largeur de 1.8 mm et un gap de 0.33 mm avec le plan de masse. Les monopôles sont reliés aux lignes CPW grâce à des trous métallisés (vias) situés sur l'extrémité de chaque monopôle comme le présente la Figure 2.1 (a).

Nous utilisons la méthode temporelle (Transient solver) du logiciel Microwave Studio de CST (Computer Simulation Technology). Le choix a porté sur ce logiciel car l'utilisation d'un tel outil de résolution dans le domaine temporel est adapté aux structures large bande. En effet, les résultats de calcul sont obtenus sur toute la bande en une seule simulation. Un signal d'excitation est transmis à l'entrée de la structure, la réponse fréquentielle s'obtient par transformée de Fourier des signaux aux accès de la structure. CST Microwave Studio utilise la méthode d'intégration finie (Finite Integration Technique). La méthode FIT est une généralisation de la méthode des différences finies dans le domaine temporel (Finite-Difference Time-Domain). Elle consiste en une discrétisation spatio-temporelle des équations de Maxwell dans une formulation intégrale. Le domaine de calcul est décomposé en cellules élémentaires cubiques.

Les paramètres S simulés avec Microwave Studio (Transient solver) du système à un brin méandre sont présentés sur la Figure 2.2 pour les deux bandes LTE. Les zones grisées correspondent aux bandes de fréquences LTE: 790-862 MHz et 2.5-2.69 GHz.

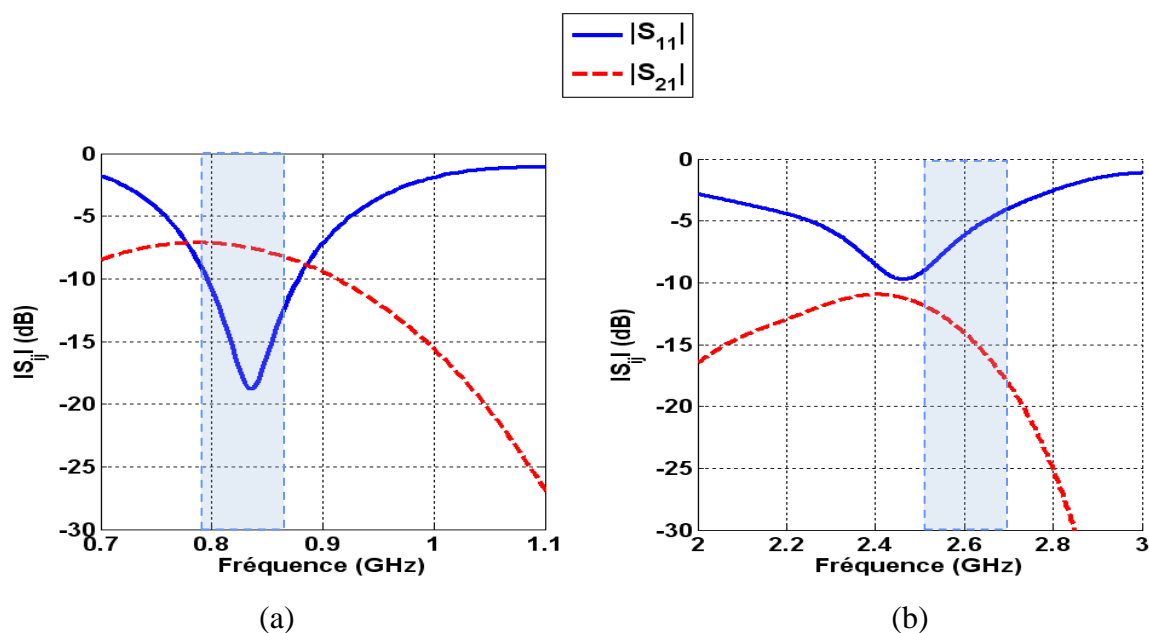


Figure 2.2: Paramètres S simulés du système à un brin méandre: (a) bande basse, (b) bande haute.

Le module du coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB de 796-878 MHz soit 9.79 % avec un module du coefficient de transmission $|S_{21}|$ inférieur à -7 dB. Cependant, la bande 2.5-2.69 GHz n'est pas adaptée et le module du coefficient de transmission $|S_{21}|$ est inférieur à -10 dB.

2.3. Études paramétriques sur les éléments constituant le système antenne

Nous allons étudier les effets de la variation de la géométrie et des dimensions du système antenne sur ses caractéristiques en paramètres S, en impédance et en rayonnement. Cette étude va permettre d'identifier les éléments sur lesquels il est intéressant d'agir pour un meilleur contrôle des bandes, de leurs largeurs et du couplage entre accès.

2.3.1. Optimisation de la géométrie du plan de masse

Lorsque le plan de masse est réduit, il peut devenir un élément plus ou moins rayonnant selon la fréquence d'utilisation. Par conséquent, les performances du système antenne ne dépendent pas seulement de la géométrie et des dimensions de l'élément rayonnant, mais aussi de la combinaison antennes - plan de masse [62]. Dans ce chapitre, une étude paramétrique sur les effets engendrés par la variation des dimensions et de la géométrie du plan de masse sur les performances du système en termes d'adaptation, d'isolation entre les ports, et de diagrammes de rayonnement dans les bandes LTE 800 et LTE 2.6 est effectuée.

2.3.1.1. Influence de la zone d'alimentation des monopôles

Dans l'optique d'adapter la bande haute, une modification est apportée à la partie supérieure du plan de masse, illustrée sur la Figure 2.3.

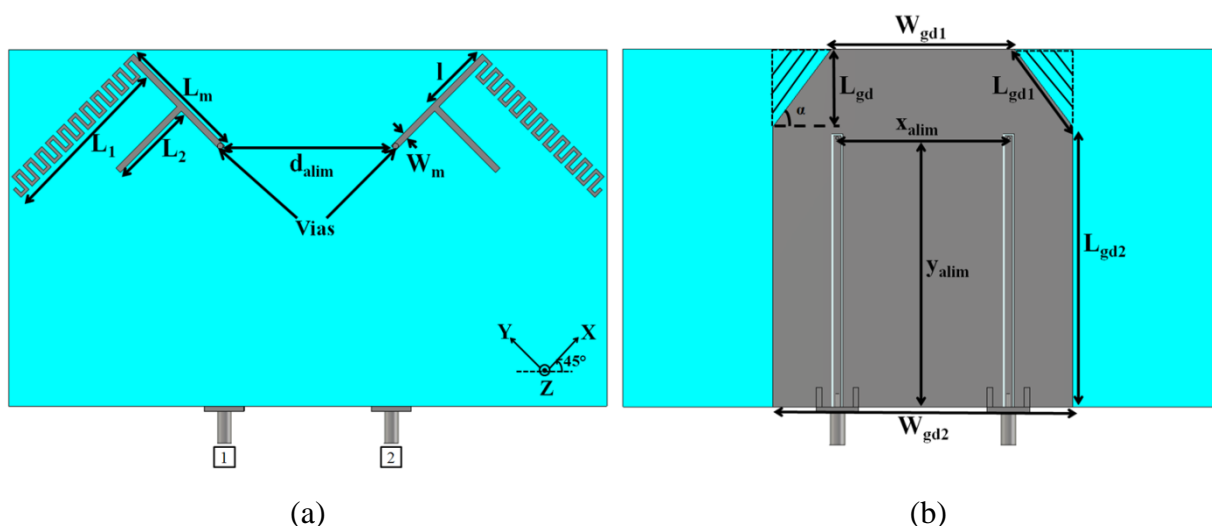


Figure 2.3: Système antenne à un brin méandre avec suppression des coins supérieurs: (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

La suppression des coins supérieurs du plan de masse, illustrée par les hachures sur la Figure 2.3.b permet de contrôler la bande de fréquence haute ainsi que le niveau d'adaptation dans celle-ci. En effet, comme le petit brin est proche des extrémités du plan de masse. Les courants de surface qui parcourent cette partie du plan de masse influencent significativement le fonctionnement de la bande 2.5 - 2.69 GHz. Ceci peut être constaté grâce à l'outil de visualisation des densités de courant surfaciques (Figure 2.4).

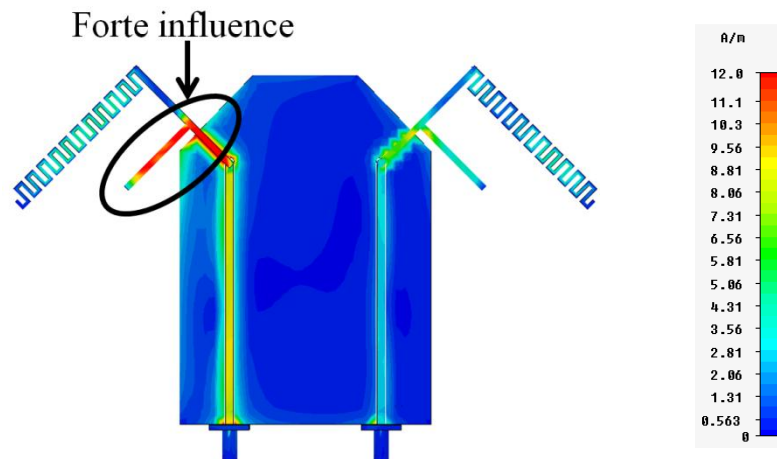


Figure 2.4: Distribution des courants de surface à 2.6 GHz lorsque l'accès 1 est alimenté, le second accès est chargé par 50 Ω .

Evaluons l'influence de l'angle d'inclinaison α (Figure 2.3 (b)) sur le fonctionnement de la structure. Cet angle peut être modifié en faisant varier la dimension W_{gd1} . On fait varier W_{gd1} de 4 à 40 mm ce qui conduit à une variation de α de 30° à 70° tout en gardant les autres dimensions fixes. Les paramètres S simulés de la structure sont présentés en Figure 2.5. La suppression des extrémités du plan de masse permet essentiellement une meilleure adaptation et un élargissement de la bande haute. L'accroissement de l'angle α conduit au décalage vers des fréquences plus élevées. L'impact est moins significatif en bande basse car le brin méandre est relativement loin du plan de masse, avec un décalage de 30 MHz pour une variation de α de 30° à 70° .

L'optimisation de la structure conduit aux dimensions suivantes: $\alpha = 40^\circ$, $W_{gd1} = 25$ mm, $L_{gd1} = 25$ mm, $L_{gd2} = 46$ mm. La structure couvre la bande 2.35-2.87 GHz pour un module de coefficient de réflexion inférieur à -10 dB (Figure 2.5 (b)). On note également un élargissement de la bande relative basse variant de 9.8 à 13.4 %. L'isolation est améliorée de 2 dB en bande basse et légèrement dégradée en bande haute pour $\alpha = 40^\circ$.

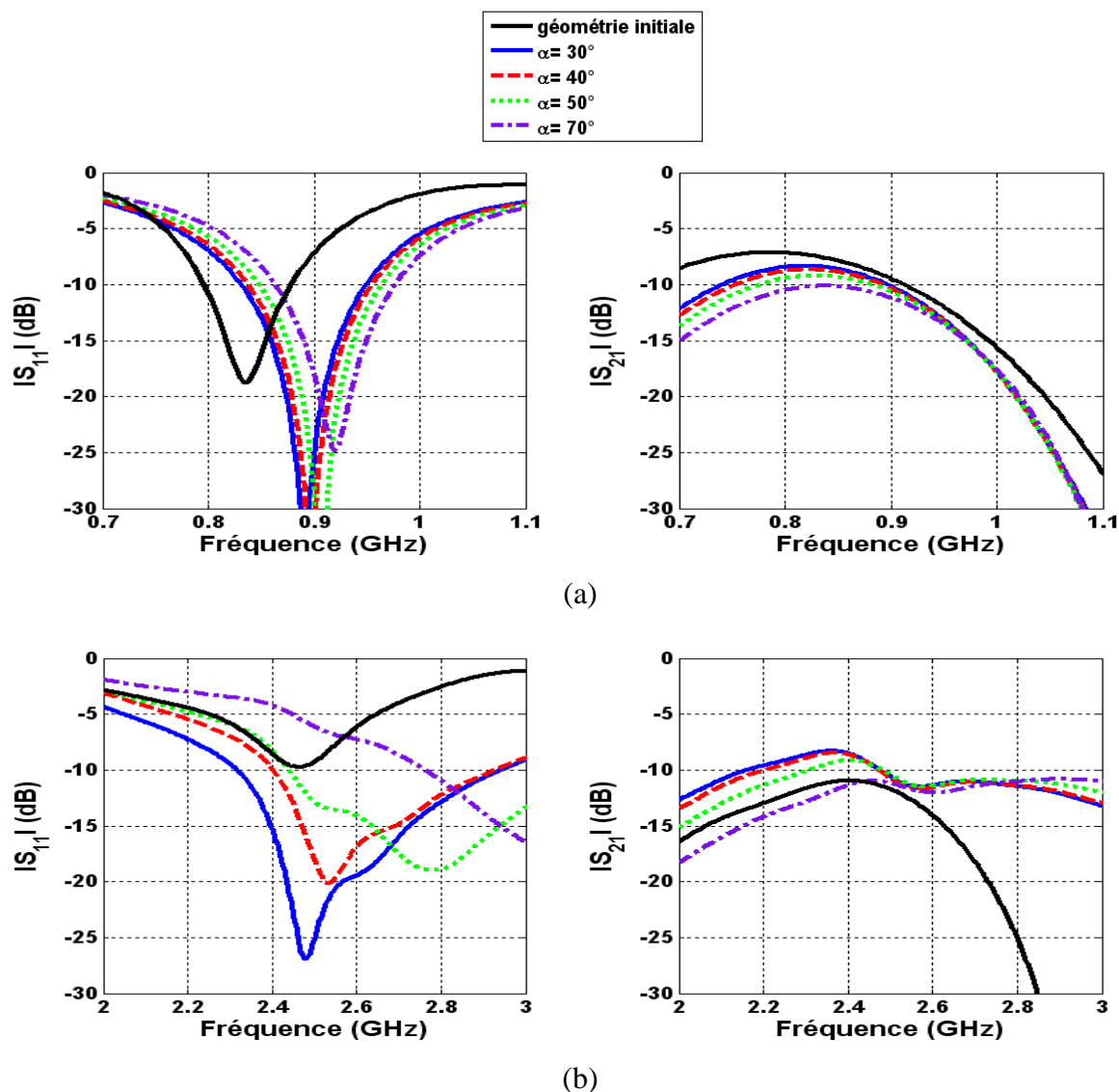


Figure 2.5: Variation des paramètres S en fonction de α pour $d_{\text{alim}} = \lambda_{01}/10$: (a) bande basse, (b) bande haute.

Nous nous intéressons à présent aux rayonnements des antennes en trois dimensions afin de pouvoir analyser la diversité générée. Les Figure 2.6 et Figure 2.7 présentent le gain réalisé de chaque antenne pour $\alpha = 40^\circ$, aux fréquences respectives 890 MHz et 2.65 GHz (fréquences centrales des bandes de fonctionnement). Pour chacune des fréquences, les diagrammes issus des deux antennes sont différents, ce qui tend à couvrir des régions complémentaires de l'espace. Ceci permet de produire de la diversité de rayonnement. Le gain maximal réalisé pour les deux antennes, aux fréquences 890 MHz et 2.65 GHz est respectivement 1.3 dB et 3 dB. Les valeurs des gains sont supérieures à 0 dB aux deux fréquences mais faible par rapport au système dans [39] (qui présente approximativement les mêmes dimensions que le système proposé). Le gain de chaque antenne est de 2.5 dB et 4.2 dB aux fréquences respectives 900 MHz et 2.5 GHz. Ces faibles valeurs peuvent être expliquées par les pertes par couplage dans les deux bandes.

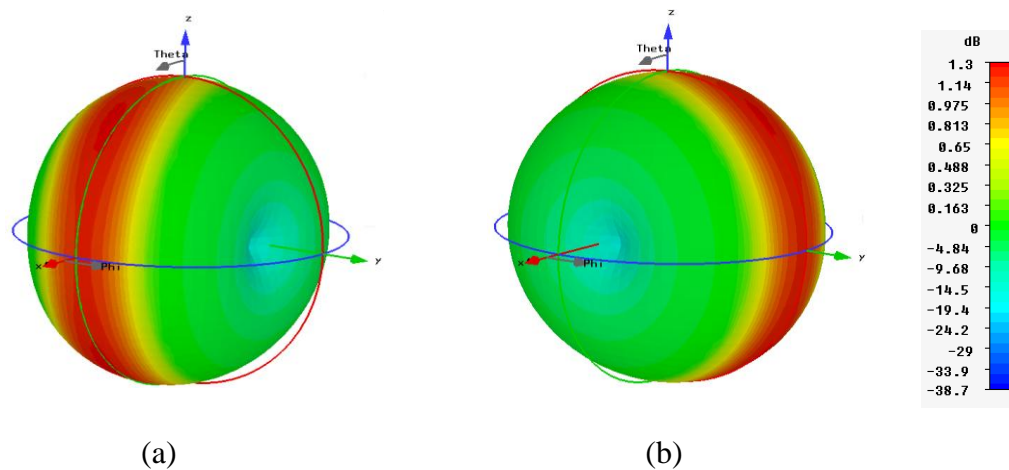


Figure 2.6: Gain réalisé 3D total ($G_{\max}=1.3$ dB) à 890 MHz: (a) antenne 1, (b) antenne 2.

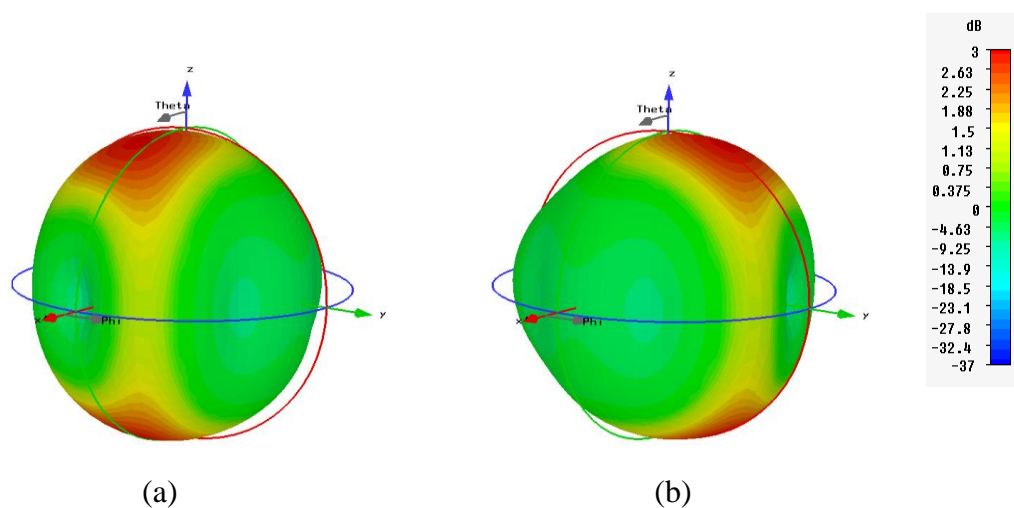


Figure 2.7: Gain réalisé 3D total ($G_{\max}=3$ dB) à 2.65 GHz: (a) antenne 1, (b) antenne 2.

Le rayonnement de l'antenne 1 est polarisé linéairement selon la direction colinéaire à l'axe Y: on considère cette polarisation comme étant la polarisation verticale. Le rayonnement de l'antenne 2 est polarisé linéairement selon la direction colinéaire à l'axe X: on considère cette polarisation comme étant la polarisation horizontale. Afin d'observer l'apport en diversité de polarisation aux fréquences: 890 MHz et 2.65 GHz, les diagrammes décomposés suivant les deux polarisations (verticale et horizontale) sont représentés dans les Figure 2.8, Figure 2.9, Figure 2.10, et Figure 2.11.

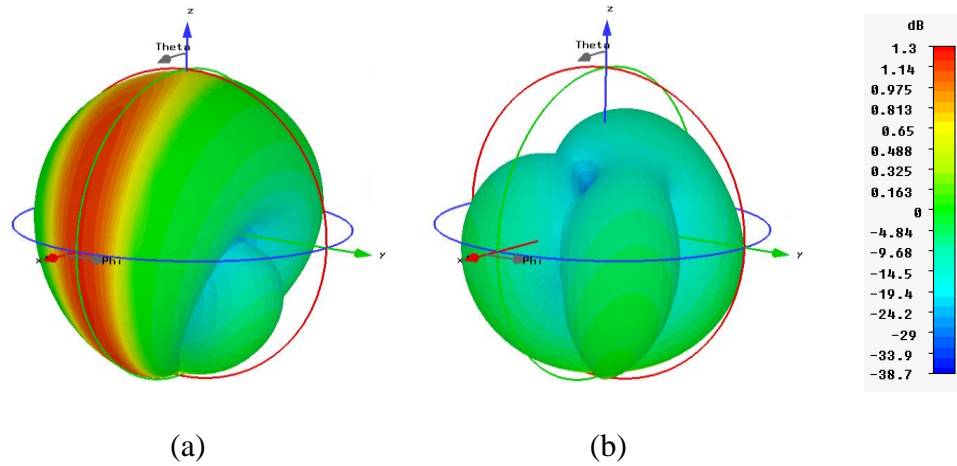


Figure 2.8: Gain réalisé 3D en polarisation verticale à 890 MHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=1.2$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=0.7$ dB).

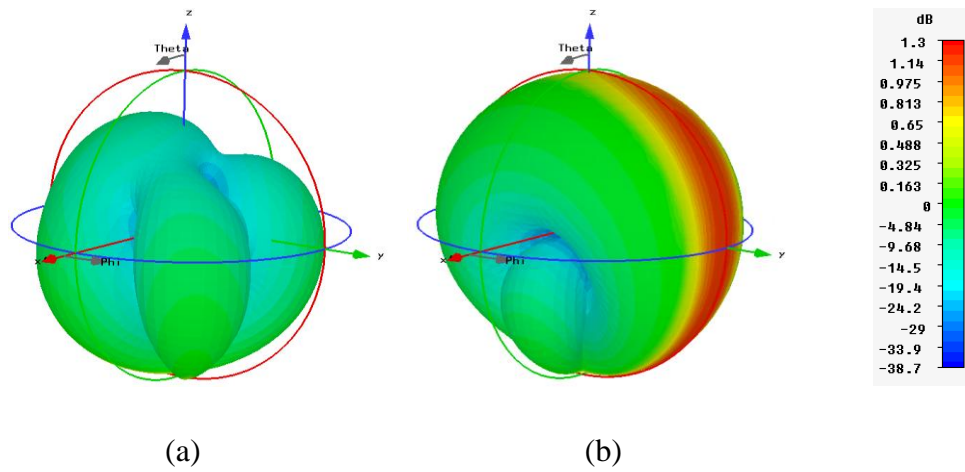


Figure 2.9: Gain réalisé 3D en polarisation horizontale à 890 MHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=0.7$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=1.2$ dB).

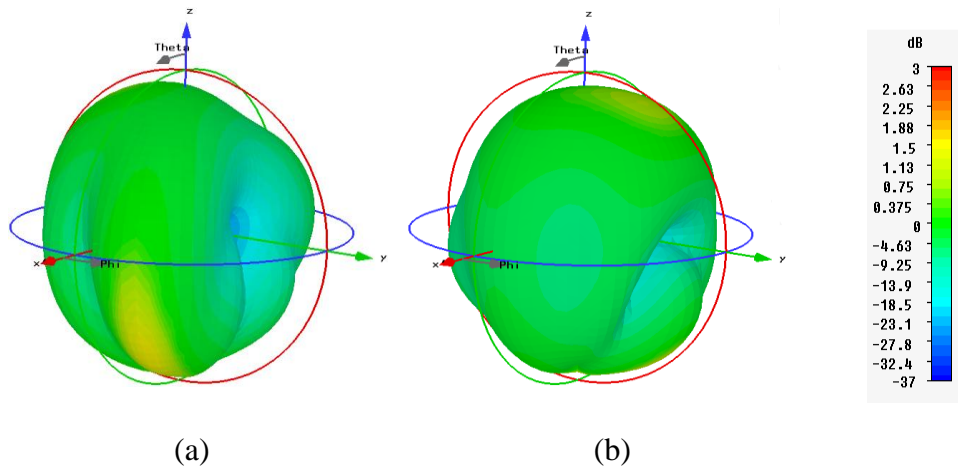


Figure 2.10: Gain réalisé 3D en polarisation verticale à 2.65 GHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=1.6$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=1$ dB).

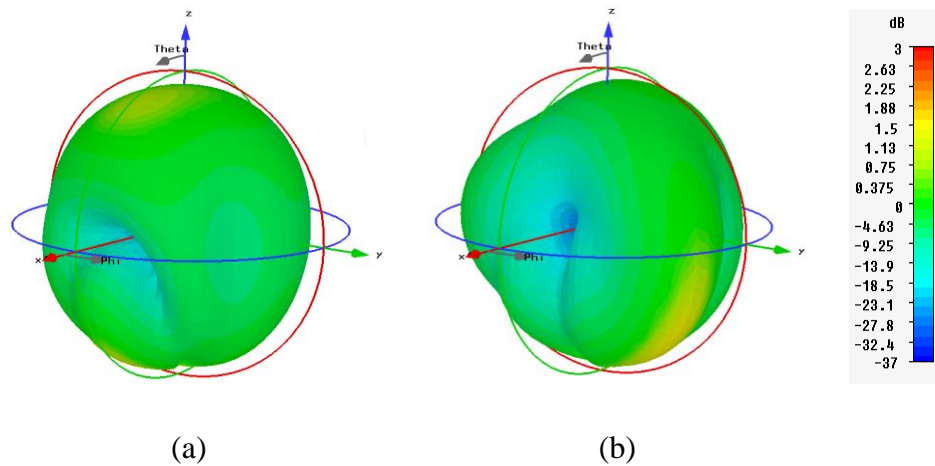


Figure 2.11: Gain réalisé 3D en polarisation horizontale à 2.65 GHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=1$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=1.6$ dB).

A 890 MHz, l'antenne 1 a un rayonnement dominant en polarisation verticale, avec un gain maximum de 1.2 dB. L'antenne 2 a un rayonnement dominant en polarisation horizontale avec, également, un gain maximal de 1.2 dB. Ainsi, le système antenne produit de la diversité de polarisation. Cette propriété induite par le positionnement orthogonal des éléments rayonnants est intéressante pour lutter contre les phénomènes d'évanouissement.

A 2.65 GHz, l'antenne 1 présente un rayonnement dominant en polarisation verticale, avec un gain maximum de 1.6 dB. L'antenne 2 présente quant à elle, un rayonnement dominant en polarisation horizontale avec un gain maximal de 1.6 dB. Ainsi, le système antenne possède de la diversité de rayonnement et de polarisation. Néanmoins, les polarisations croisées de chaque antenne ne sont pas négligeables (Figure 2.10 (b)), Figure 2.11 (b)). Elles présentent des maxima de gain de 1 dB.

2.3.1.2. Influence de la position des connecteurs

Cette partie évalue l'influence de la variation de la distance entre les connecteurs (ou les vias) d_{alim} sur le fonctionnement de la structure. On fait varier d_{alim} (voir Figure 2.3) de 12 mm ($\lambda_{01}/30$) à 36 mm ($\lambda_{01}/10$). La taille minimale est fixée de sorte que les deux éléments rayonnants ne se chevauchent pas. La valeur maximale est fixée par la longueur d'un terminal type hybride tablette-téléphone que l'on fixe au maximum égale à 150 mm. On note également la variation des paramètres W_{gd1} et W_{gd2} de manière à conserver le même angle α . La Figure 2.12 donne les paramètres S pour différentes valeurs de d_{alim} .

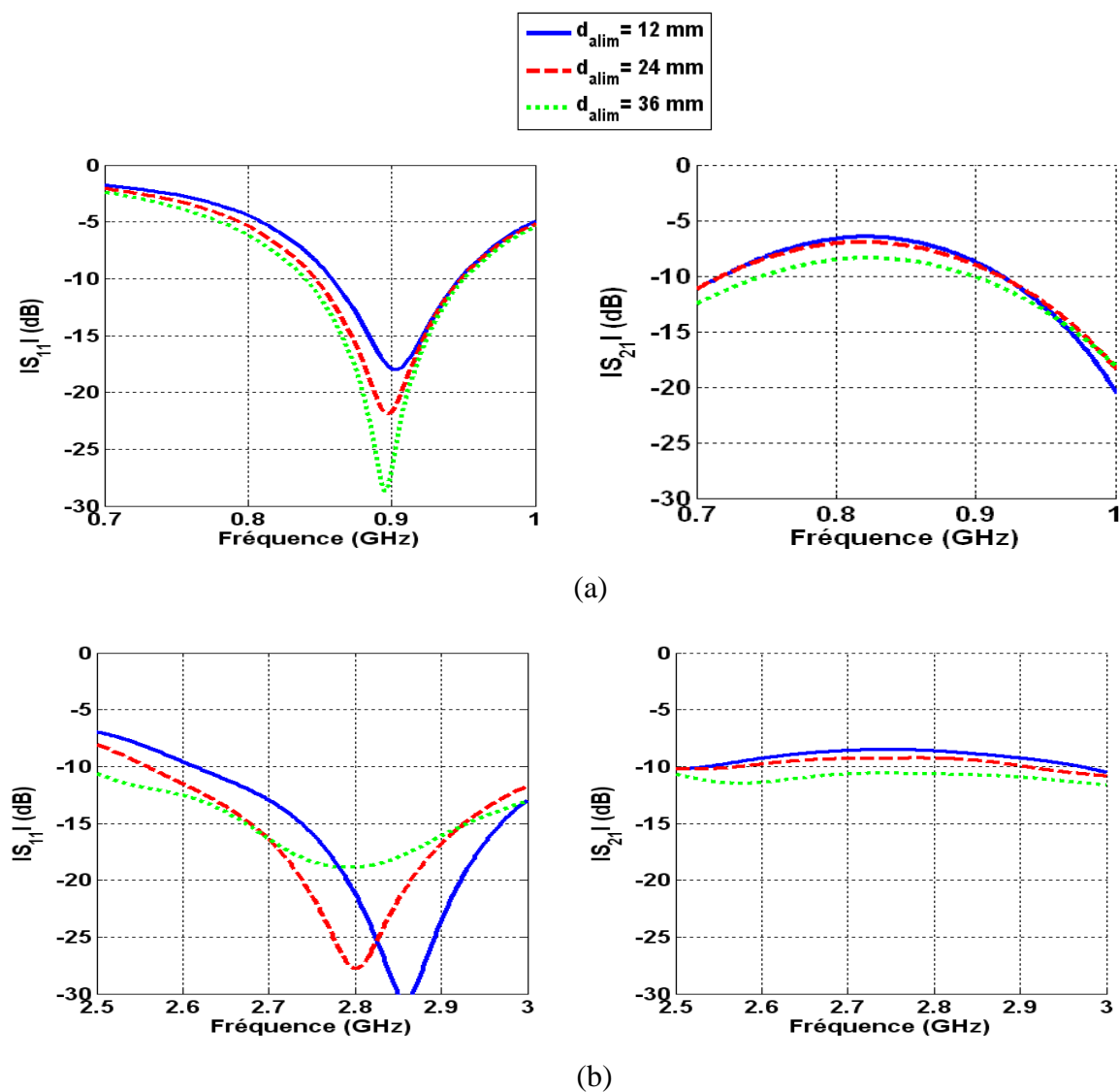


Figure 2.12: Variation des paramètres S en fonction de d_{alim} : (a) bande basse, (b) bande haute.

Pour $d_{\text{alim}} = 12$ mm, le coefficient de transmission maximum est de -6.5 dB en bande basse et de -8.5 dB en bande haute. L'éloignement des connecteurs l'un par rapport à l'autre de 36 mm a permis une amélioration de l'isolation de 2 dB dans les deux bandes. Cette amélioration était prévisible car l'influence de chaque antenne sur l'autre devient plus faible et par conséquent les courants parcourant le plan de masse s'atténuent avec la distance. Cette distance est d'autant « plus grande » avec l'augmentation de la fréquence d'où un plus faible couplage en bande haute. Cette solution ne peut permettre une isolation significative qu'avec une valeur élevée de d_{alim} , ce qui va à l'encontre d'un système compact. D'autres techniques seront explorées par la suite pour palier à cette contrainte.

2.3.1.3. Influence de la longueur du plan de masse

Afin d'évaluer l'effet de la variation des dimensions du plan de masse sur les paramètres S des antennes, on fait varier L_{gd2} de 15 à 65 mm. La valeur minimale est fixée par rapport aux positions et dimensions des connecteurs, la valeur maximale (65 mm) est contrôlée par la largeur d'un terminal mobile (type hybride tablette-téléphone que l'on fixera au maximum égale à 90 mm). Les Figure 2.13 et Figure 2.14 présentent respectivement les paramètres S et l'impédance d'entrée pour différentes valeurs de L_{gd2} dans les deux bandes de fréquence.

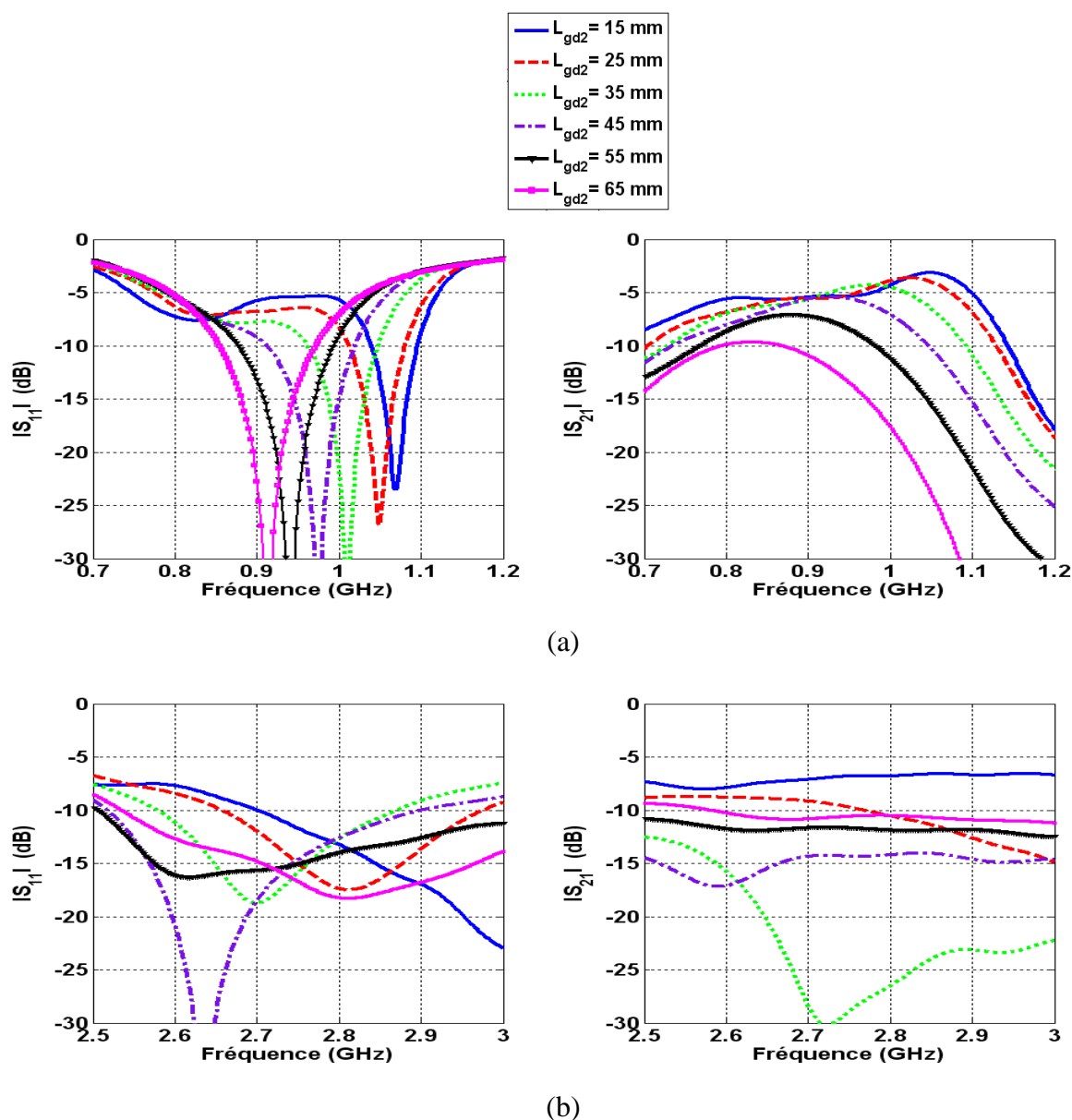


Figure 2.13: Variation des paramètres S en fonction de L_{gd2} : (a) bande basse (b) bande haute.

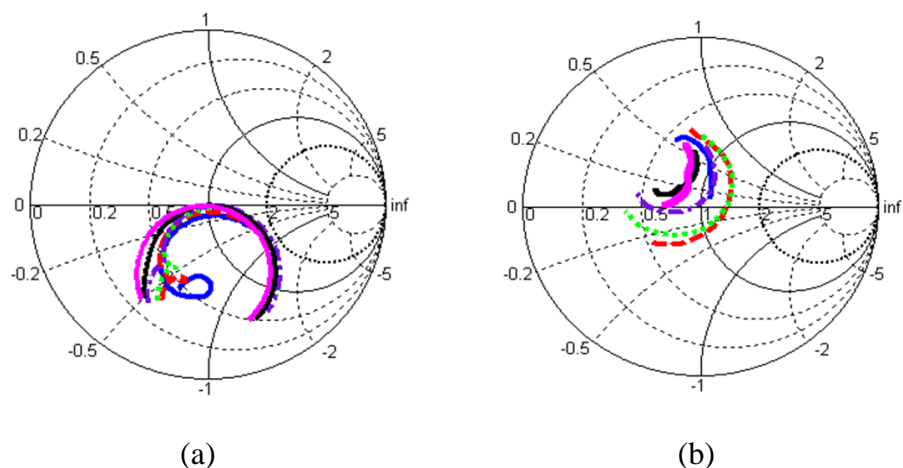


Figure 2.14: Variation de l'impédance de l'antenne 1 en fonction de L_{gd2} : (a) 0.7-1.2 GHz, (b) 2.5-3 GHz.

Dans la bande de fréquences basse, une augmentation de L_{gd2} de 15 à 65 mm engendre la diminution de la fréquence de résonance (de 1.07 à 0.9 GHz) avec une amélioration de la bande passante (de 4.7 à 12.8 %). On constate également que pour les valeurs $L_{gd2}= 15, 25, 35$ mm, l'apparition d'un minimum du coefficient de réflexion vers les plus basses fréquences. Afin de déterminer l'origine de ce minimum (notamment à 822 MHz pour $L_{gd2}=15$ mm), la Figure 2.15 présente l'amplitude maximale des densités de courant sur la structure aux fréquences 822 MHz et 1.07 GHz.

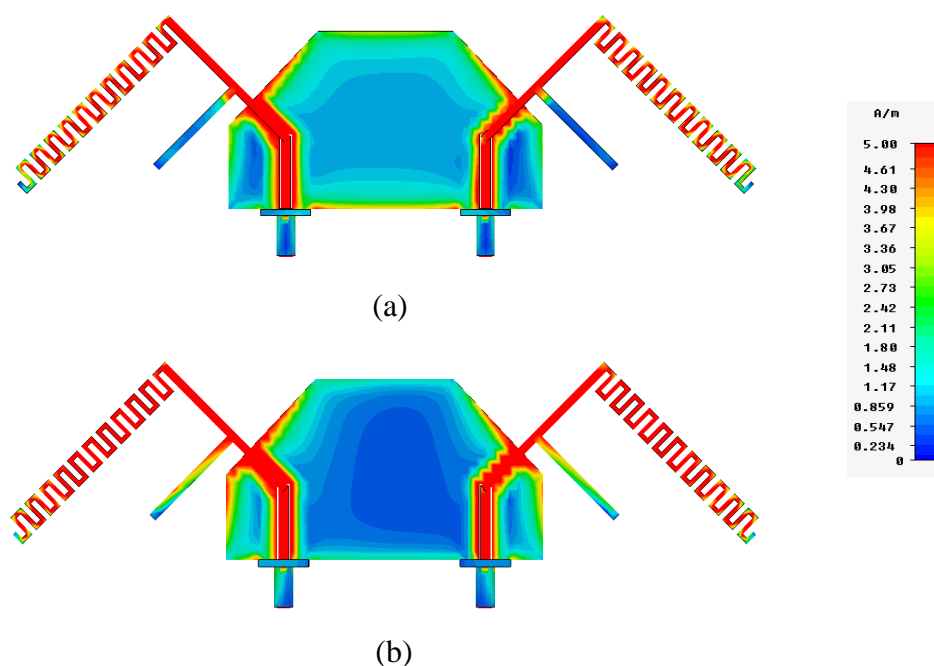


Figure 2.15 : Visualisation de l'amplitude maximale des densités de courant pour $L_{gd2}=15$ mm lorsque l'accès 1 est alimenté: (a) 822 MHz, (b) 1.07 GHz.

Les courants sont concentrés sur l'ensemble du contour du plan de masse à 822 MHz et par conséquent le plan de masse se comporte comme une antenne. Cette contribution est observée sur la courbe du module du coefficient de réflexion et d'impédance d'entrée. D'autre part, le couplage le plus fort correspond à la fréquence où l'adaptation est la meilleure et comme cette fréquence se décale en fonction de L_{gd2} , la valeur maximale du module du coefficient de transmission se décale aussi. Le couplage diminue avec l'accroissement de L_{gd2} car les zones de forte densité de courant sur le plan de masse s'éloignent l'une de l'autre. D'autre part, la bande haute est plus sensible à la variation de L_{gd2} . Une augmentation de celle-ci engendre une diminution de la fréquence de résonance. Par ailleurs, on constate un bon découplage (< -15 dB) et un très bon niveau d'adaptation pour les valeurs $L_{gd2} = 35$ et 45 mm, car pour ces valeurs, la dimension totale du plan de masse est du même ordre de grandeur que la longueur d'onde dans cette bande de fréquence. Les niveaux d'adaptation et d'isolation atteignent leur optimum dans les deux bandes pour $L_{gd2} = 65$ mm.

2.3.1.4. Influence de la largeur du plan de masse

On s'intéresse maintenant à la variation de la largeur du plan de masse W_{gd2} . Pour $d_{alim} = 36$ mm, on fait varier W_{gd2} de 40 à 60 mm avec un pas de 10 mm, ce qui entraîne la variation de W_{gd1} pour conserver α constant. Tous les autres paramètres sont fixes. La Figure 2.16 montre les paramètres S pour différentes valeurs de W_{gd2} . Le couplage croît avec la diminution de W_{gd2} . Par conséquent, les courants ont tendance à aller d'une antenne à l'autre, permettant ainsi à celle-ci de fonctionner à plus basse fréquence (voir Figure 2.17). Cette hypothèse est confirmée par le décalage des deux bandes vers les plus basses fréquences pour une diminution de W_{gd2} . Ce décalage est plus important en bande haute.

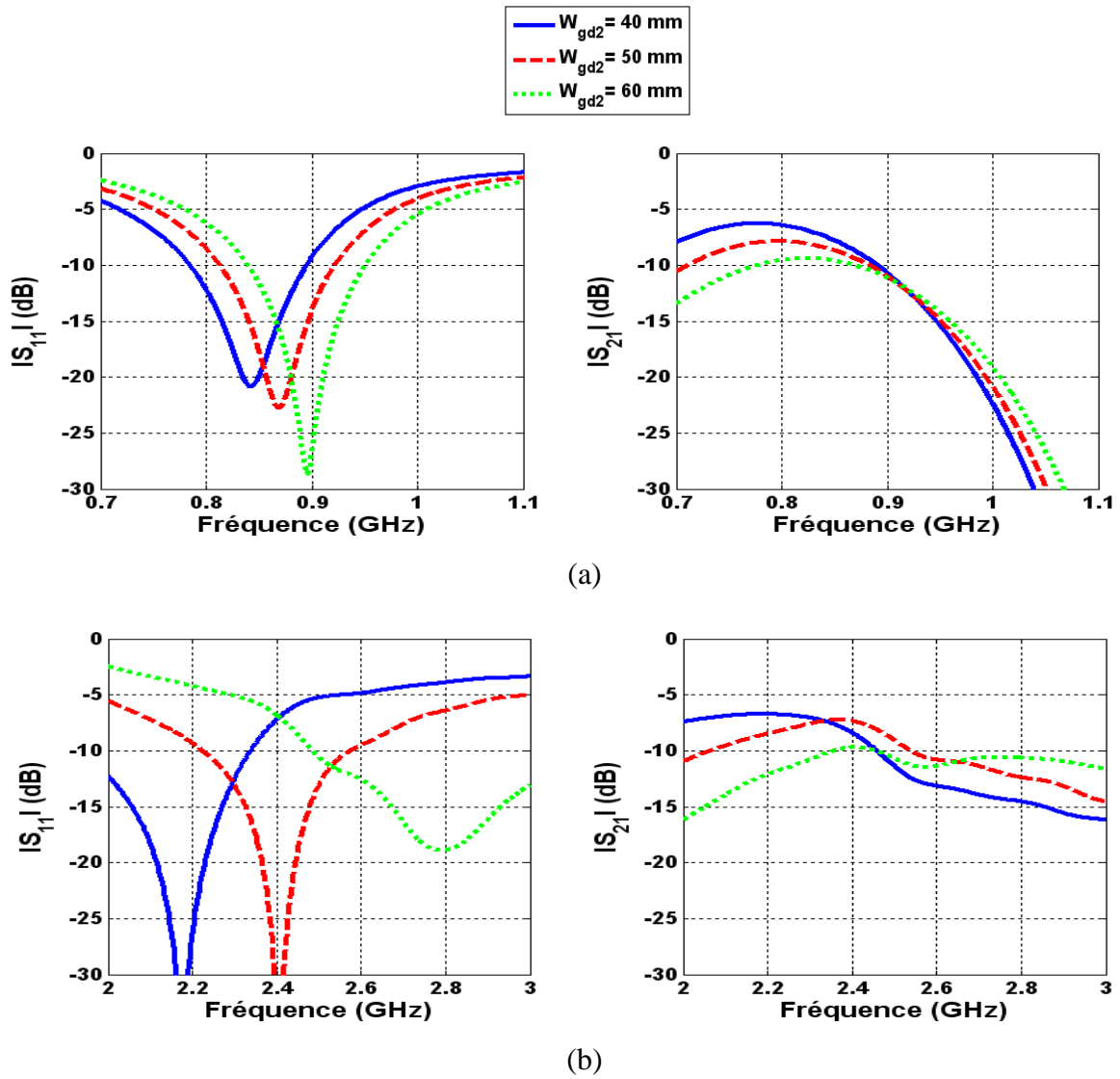


Figure 2.16: Variation des paramètres S en fonction de W_{gd2} : (a) bande basse, (b) bande haute.

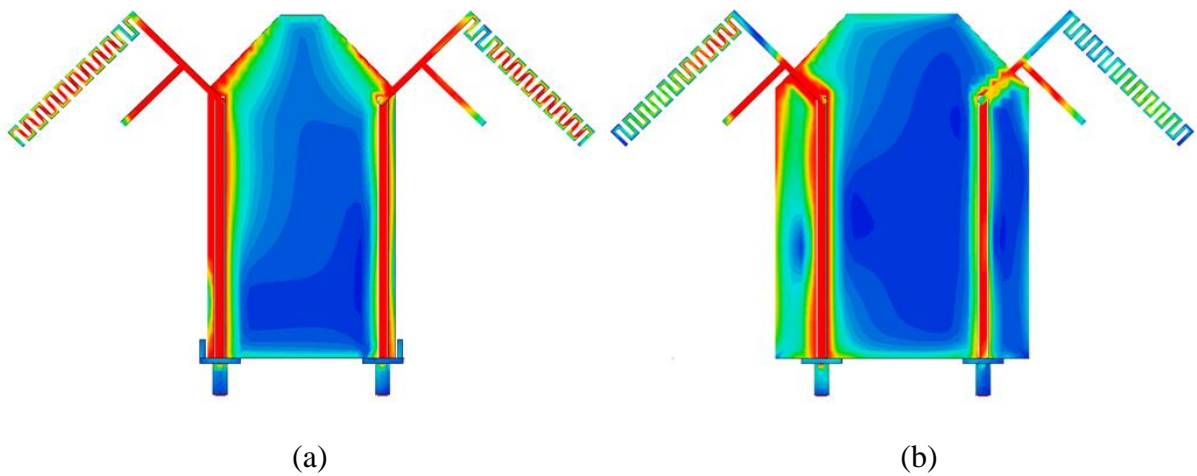


Figure 2.17: Distribution des courants sur le système lorsque l'accès 1 est alimenté à la fréquence haute: (a) $W_{gd2}= 40$ mm, (b) $W_{gd2}= 60$ mm.

2.3.1.5. Conclusion

La modification de la géométrie du plan de masse influence fortement le fonctionnement du système antenne. D'une part, la suppression des coins supérieurs a permis d'améliorer l'adaptation de la bande haute. D'autre part, la variation des paramètres: α , W_{gd2} et L_{gd2} impacte le fonctionnement de la structure notamment en bande haute. L'isolation des ports est proportionnelle à leur éloignement et aux dimensions du plan de masse, ce qui est incompatible avec des systèmes destinés à être intégrés dans des terminaux mobiles. C'est pourquoi, d'autres techniques de découplage sont explorées et sont présentées dans le paragraphe suivant.

2.3.2. Optimisation de l'isolation entre antennes

Dans les systèmes MIMO, l'isolation entre les différentes antennes est un des paramètres les plus importants à prendre en considération car le couplage mutuel influence les performances en diversité des systèmes antennaires.

2.3.2.1. Extension du plan de masse

Une observation des mécanismes de couplage a fait ressortir qu'il existe des courants qui parcourent le plan de masse d'une antenne à une autre (voir Figure 2.18). Il apparaît intéressant d'agir sur ce dernier pour limiter cette circulation de courant.

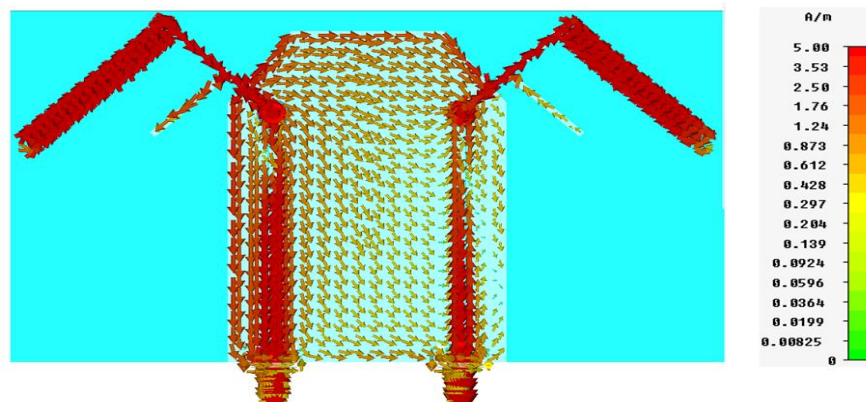


Figure 2.18: Distribution des courants à 900 MHz lorsque l'accès 1 est alimenté.

D'autre part, nous avons vu dans la section 2.3.1.3 que pour faire déplacer la bande basse vers les plus basses fréquences, il fallait augmenter la longueur L_{gd2} . Pour des contraintes

d'intégration, cette solution ne peut être adoptée. Pour ces raisons, nous allons exploiter l'espace se trouvant sur les bords du plan de masse afin de permettre une amélioration de l'isolation et un fonctionnement aux plus basses fréquences, et cela sans augmenter la taille globale du système. Pour ce faire, on ajoute de chaque côté du plan de masse un rectangle de dimensions W_{gd3} et L_{gd3} , comme le présente la Figure 2.19 (b).

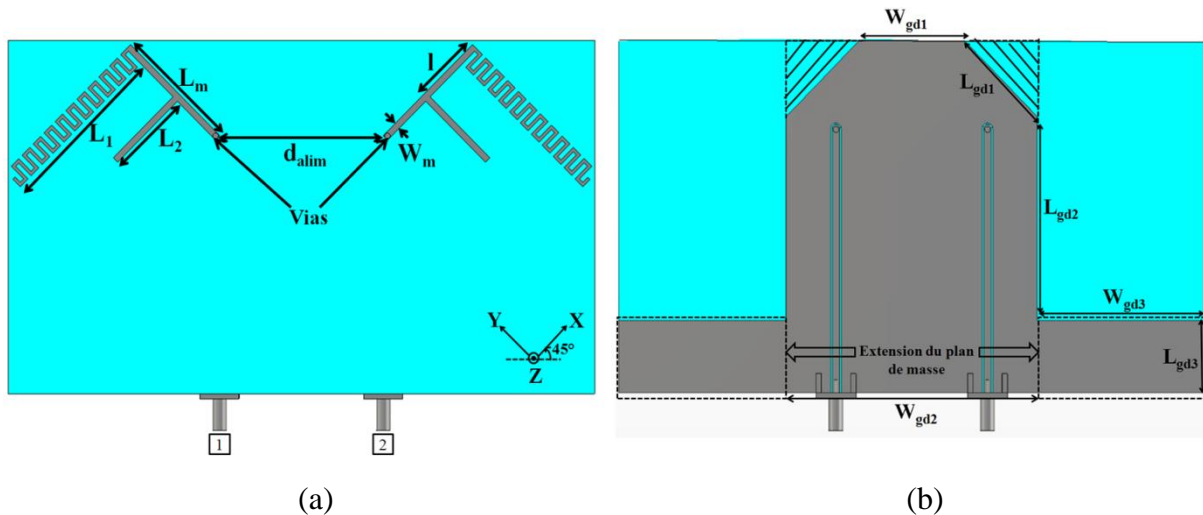


Figure 2.19: Système antenne à un brin méandre avec suppression des coins supérieurs et extension du plan de masse: (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

Nous allons étudier l'influence des dimensions de cette extension (L_{gd3} et W_{gd3}) sur le comportement des antennes. W_{gd3} varie de 0 à 40 mm avec une dimension maximale fixée par rapport à l'espace occupé par les éléments rayonnants de chaque côté, afin de ne pas augmenter la taille globale de la structure. L_{gd3} varie de 17 à 50 mm avec une dimension maximale fixée de sorte que les éléments rayonnants gardent un rayonnement omnidirectionnel.

a) $L_{gd3} = 17 \text{ mm}$

En augmentant W_{gd3} , la bande basse se décale vers les plus basses fréquences (voir Figure 2.20 (a)). On constate un décalage de 50 MHz pour $W_{gd3} = 25 \text{ mm}$ par rapport à la bande de fréquence basse obtenue avec la version initiale (sans extension du plan de masse). De plus, une forte isolation ($|S_{21}| < -25 \text{ dB}$) est observée à la fréquence 826 MHz.

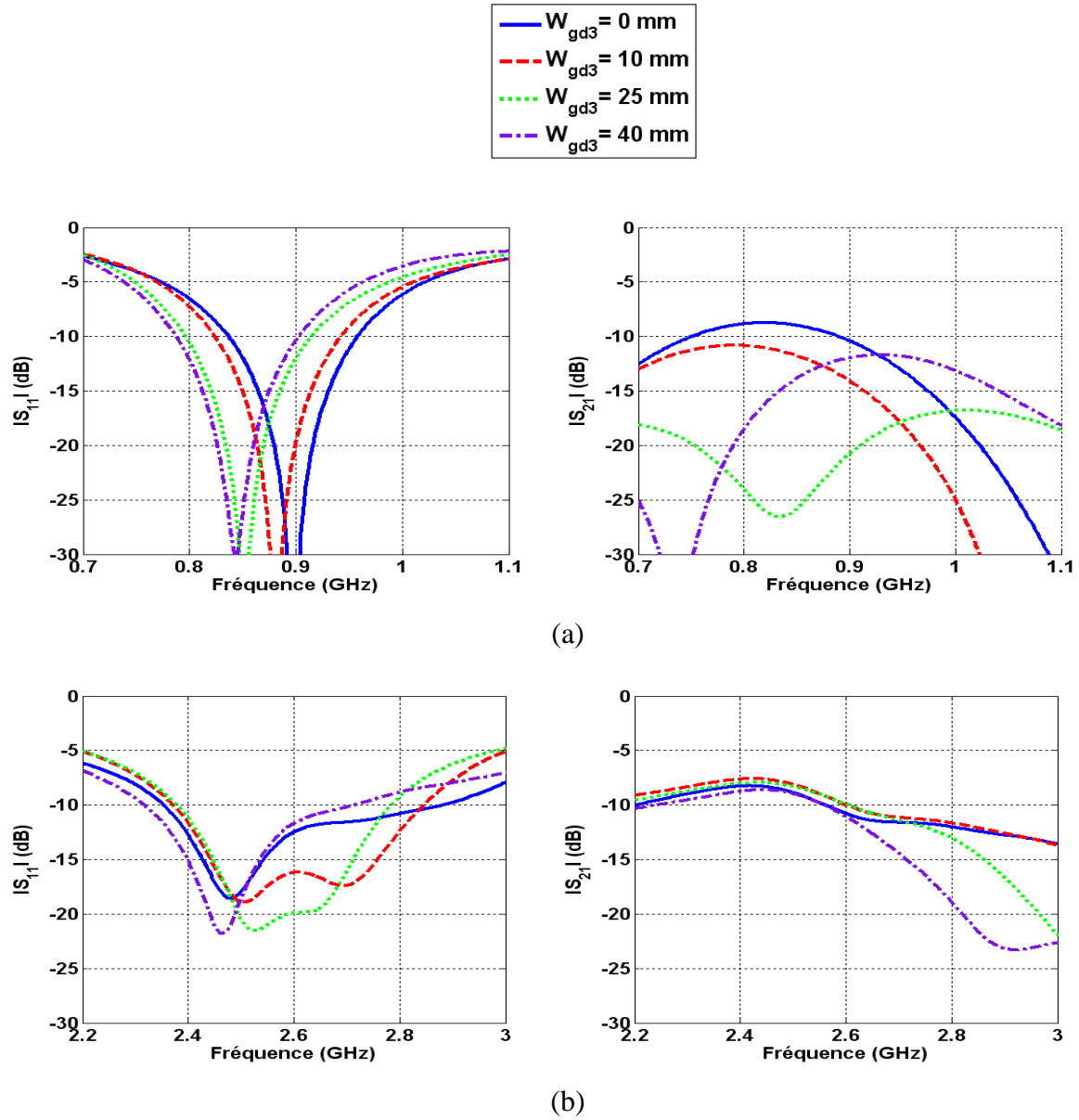


Figure 2.20: Variation des paramètres S en fonction de W_{gd3} pour $L_{dg3} = 17 \text{ mm}$: (a) bande basse, (b) bande haute.

La Figure 2.21 montre l'amplitude maximale des densités de courants sur le système antenne avec et sans extension de plan de masse, à la fréquence 826 MHz.

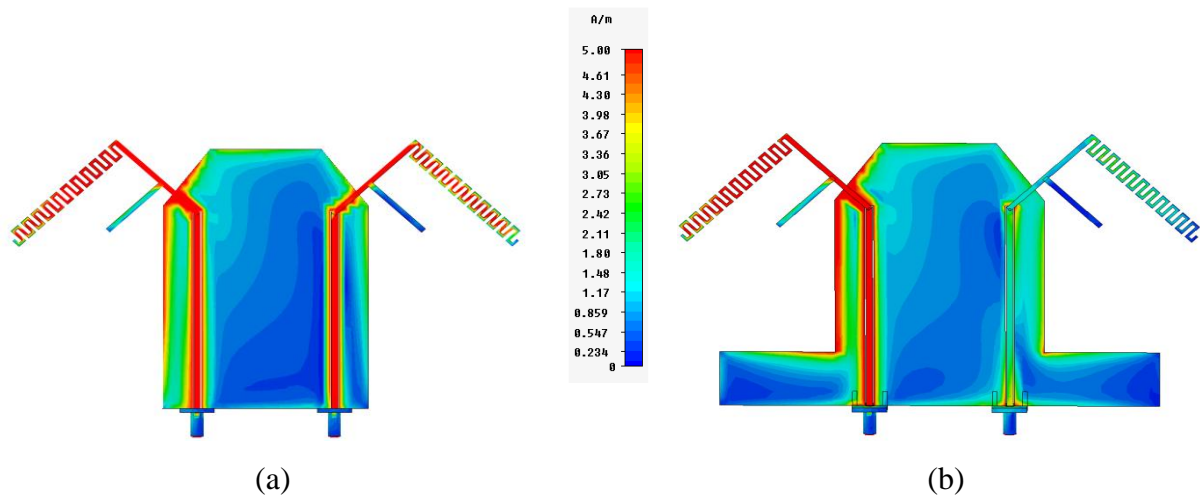


Figure 2.21: Distribution des courants sur le système à 826 MHz lorsque l'accès 1 est alimenté: (a) sans, (b) avec extension du plan de masse ($W_{gd3}= 25$ mm).

L'antenne 1 est excitée, la deuxième est chargée sur 50Ω . Une forte concentration des courants est observée sur l'antenne 2 ainsi que sur sa ligne d'alimentation coplanaire pour la structure sans extension ($W_{gd3}= 0$ mm) alors qu'elle est beaucoup moins importante pour $W_{gd3}= 25$ mm, comme le montre la Figure 2.21 (b). En revanche, la zone où les courants sont plus forts réside sur l'extension du plan de masse. Cette extension a permis de déplacer les nœuds de courant (qui avant étaient proches de l'accès 2) entraînant ainsi une diminution du couplage. En ce qui concerne la bande haute, elle est peu influencée et couvre toujours la bande 2.5-2.69 GHz avec $|S_{11}| < -10$ dB et $|S_{21}| < -7$ dB.

b) $L_{gd3}= 33.5$ mm

Pour $L_{gd3} = 33.5$ mm, on observe les mêmes comportements que pour $L_{gd3} = 17$ mm en ce qui concerne le décalage fréquentiel et le couplage (voir Figure 2.22). De plus, quand la valeur W_{gd3} augmente, les monopôles se désadaptent. Cependant, le module du coefficient de réflexion reste inférieur à -10 dB. Une forte isolation est toujours atteinte pour $W_{gd3}=25$ mm à la fréquence 826 MHz. La bande haute est peu influencée par l'extension du plan de masse.

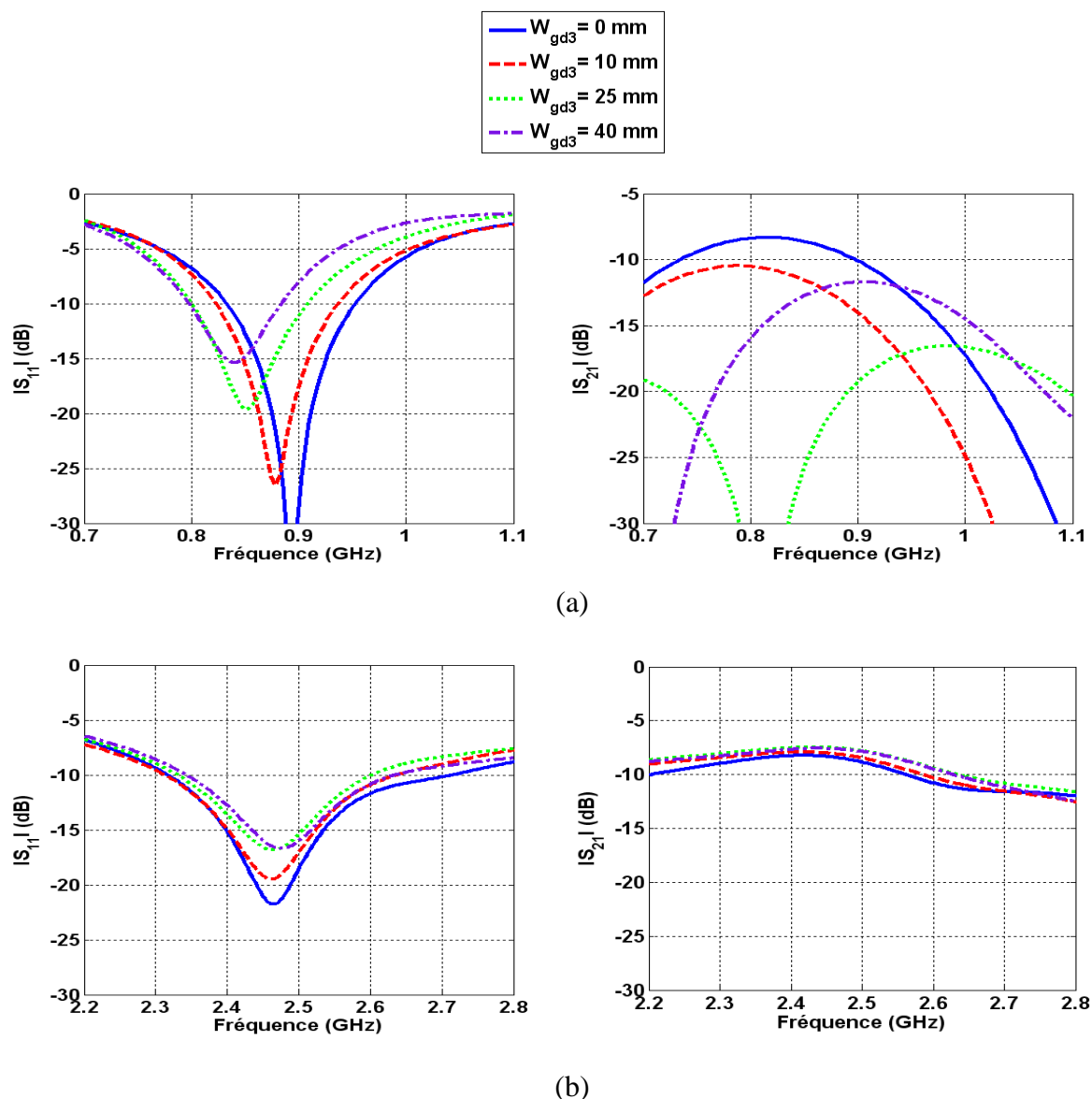


Figure 2.22: Variation des paramètres S en fonction de W_{gd3} pour $L_{dg3}= 33.5$ mm: (a) bande basse, (b) bande haute.

c) $L_{gd3}= 50$ mm

La désadaptation de la bande haute s'accroît. La bande est d'autant plus dégradée pour une valeur élevée de W_{gd3} (voir Figure 2.23 (a)). La forte isolation est toujours maintenue pour $W_{gd3}=25$ mm (voir Figure 2.23 (b)). Contrairement à $L_{gd3} = 33.5$ mm, la bande haute se décale vers les basses fréquences avec l'augmentation de W_{gd3} .

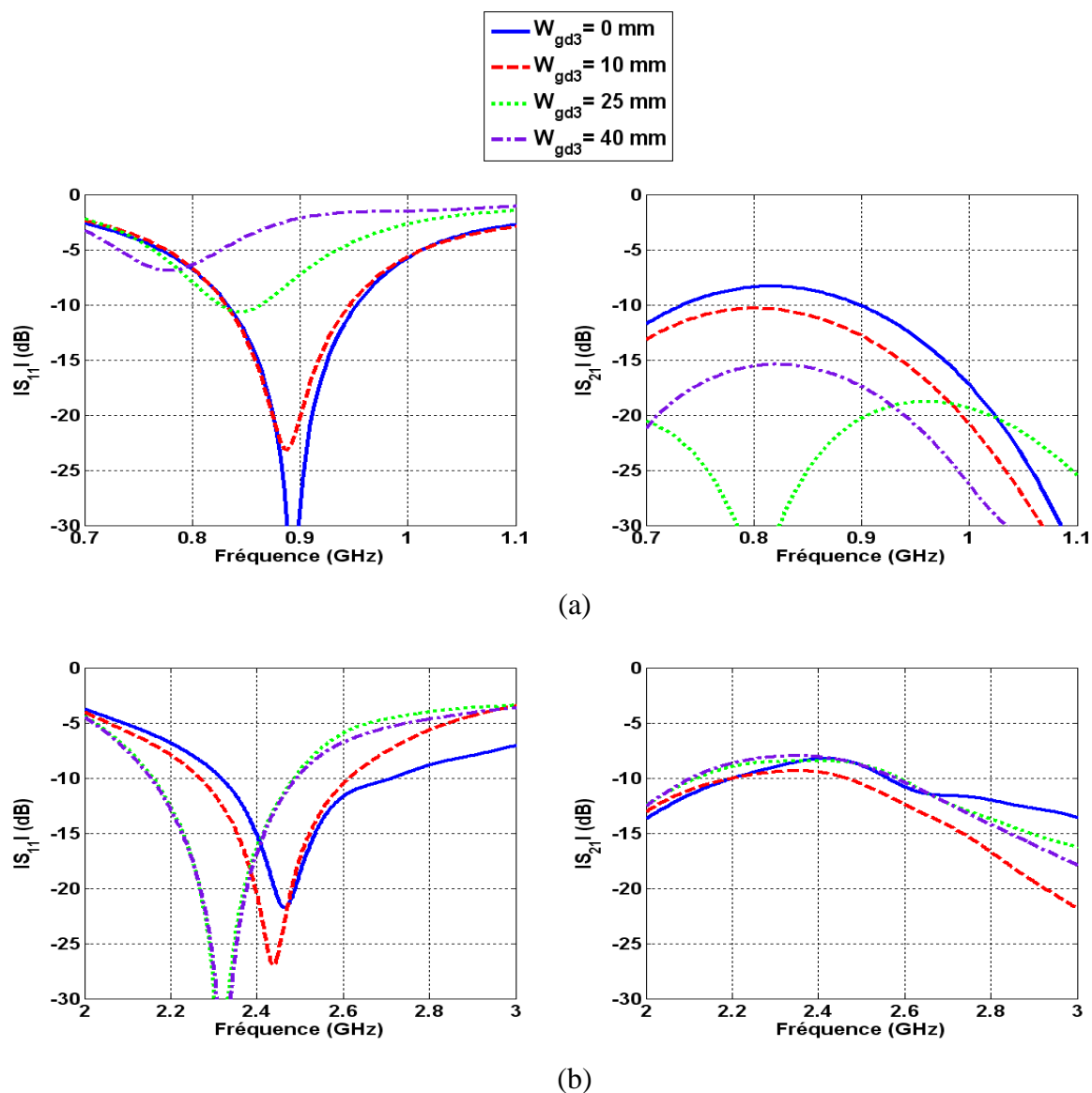


Figure 2.23: Variation des paramètres S en fonction de W_{gd3} pour $L_{gd3}=50$ mm: (a) bande basse, (b) bande haute.

Les dimensions de l'extension du plan de masse pour lesquelles la bande de fonctionnement basse est la plus décalée vers les basses fréquences avec une isolation supérieure à 17 dB sont $L_{gd3}=17$ mm et $W_{gd3}=25$ mm.

d) Impact sur le rayonnement

Nous proposons à présent d'observer l'influence de l'extension du plan de masse sur le rayonnement du système antenne. Cette extension permet d'obtenir un faible couplage entre accès. Cependant, si elle modifie les rayonnements de chaque antenne de sorte qu'ils se ressemblent, la diversité entre les diagrammes disponibles sera amoindrie. Pour cela, les

Figure 2.24 et Figure 2.25 présentent les simulations des diagrammes de rayonnement aux fréquences 872 MHz et 2.49 GHz: fréquences où les deux structures (avec et sans extension de plan de masse) présentent le même module du coefficient de réflexion. La composante principale du champ rayonnée par l'antenne 1 correspond dans les Figure 2.24 et Figure 2.25 à E_φ dans le plan XZ et à E_θ dans le plan YZ. Par conséquent, la composante croisée du champ rayonné correspond à E_θ dans le plan XZ et à E_φ dans le plan YZ.

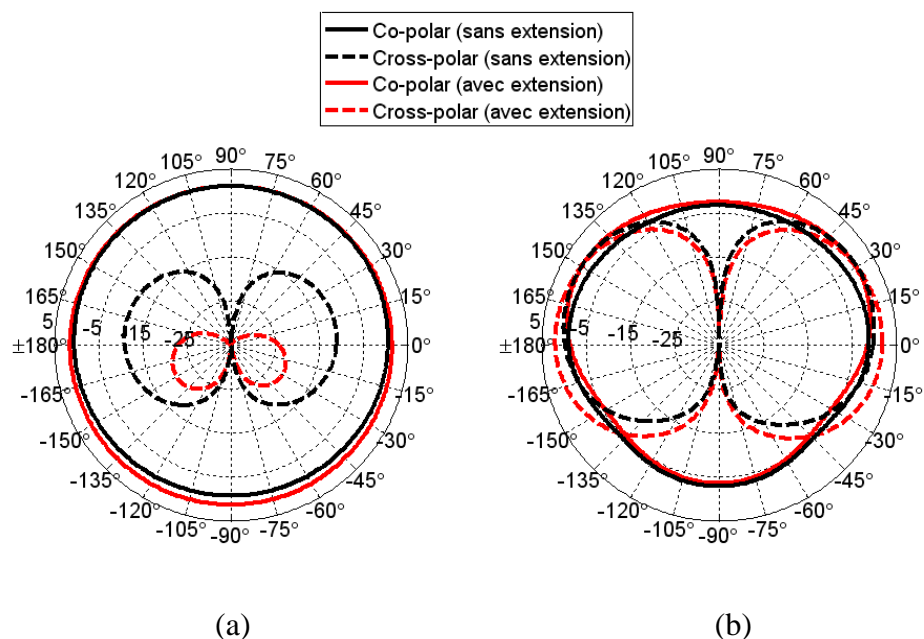


Figure 2.24: Influence de l'extension du plan de masse sur le rayonnement simulé de l'antenne 1 dans le plan XZ: (a) 872 MHz, (b) 2.49 GHz.

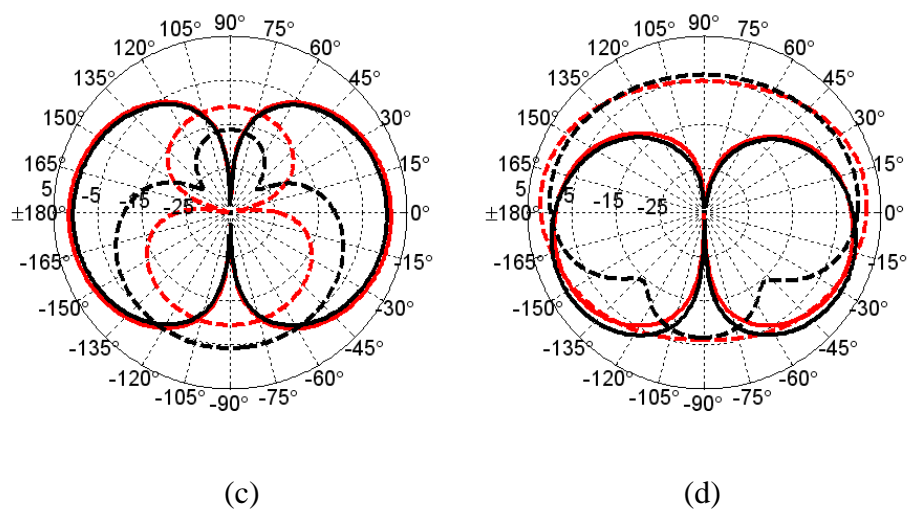


Figure 2.25: Influence de l'extension du plan de masse sur le rayonnement simulé de l'antenne 1 dans le plan YZ: (a) 872 MHz, (b) 2.49 GHz.

En ce qui concerne les polarisations principales, dans les deux plans et aux deux fréquences, de très faibles modifications sont constatées. Les écarts observés résident plutôt sur la polarisation croisée à 872 MHz. En effet, l'isolation entre les ports a permis la diminution significative de la polarisation croisée, supérieure à 10 dB dans le plan H. Dans le plan E, elle décroît de 10 dB entre les angles 150° et 30° et reste inférieure à -10 dB entre 30° et 150°. A 2.49 GHz, l'écart est surtout constaté dans le plan E pour les angles entre -75° et -15°, et entre -165° et -105°. L'allure des rayonnements est conservée avec l'extension du plan de masse et par conséquent n'entraîne pas la baisse de la diversité antenne. Cette solution peut être utilisée pour diminuer efficacement le couplage entre les accès.

e) Conclusion

Pour une extension du plan de masse de dimensions $L_{gd3}=17$ mm et $W_{gd3}=25$, une forte isolation est atteinte ($|S_{21}| < -20$ dB) avec une distance inter éléments de $\lambda_{01}/10$. Un fonctionnement à plus basses fréquences du système est possible sans augmentation de la taille globale de la structure. Par ailleurs, le module du coefficient de transmission connaît également une forte atténuation à 3.2 GHz. Il apparaît intéressant d'introduire un deuxième degré de liberté permettant de décaler cette atténuation dans la bande 2.5-2.69 GHz sans dégrader l'isolation de la bande basse. Pour cela, l'insertion d'encoche dans le plan de masse est proposée dans le paragraphe suivant pour atteindre une bonne isolation dans les deux bandes de fréquence.

2.3.2.2. Insertion d'encoche

Les courants ont naturellement tendance à circuler de l'accès de l'antenne alimentée vers l'accès de l'antenne chargée sur 50Ω , ce qui dégrade les efficacités totales des antennes. Afin d'améliorer l'isolation entre les ports d'alimentation et plus particulièrement en bande haute, on propose d'introduire une encoche dans le plan de masse, comme le présente la Figure 2.26 (b). Afin de conserver la symétrie, l'encoche est insérée au milieu de la structure. Ceci va forcer les courants issus de l'un des ports d'alimentation à contourner l'encoche afin qu'ils soient minimisés sur l'autre accès. Pour comprendre au mieux et contrôler l'effet des dimensions et des positions de l'encoche sur les performances du système, on étudie la variation de la longueur et de la largeur de l'encoche.

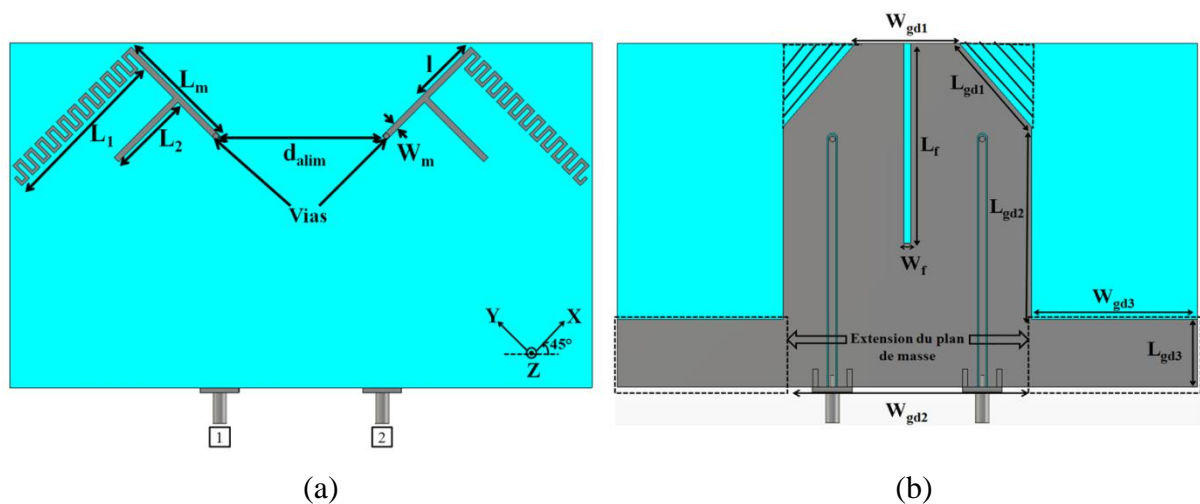


Figure 2.26: Système antenne à un brin méandre avec suppression des coins supérieurs, extension du plan de masse et insertion d'encoche: (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

a) Variation de la longueur de l'encoche L_f

La Figure 2.27 montre la variation des paramètres S sur les deux bandes de fréquence: 0.7-1 GHz et 2-3 GHz, obtenue pour différentes longueurs d'encoche et pour une largeur de 1.5 mm. On constate que quelle que soit la longueur de l'encoche, cette dernière apporte au système une isolation significative en bande haute, égale au minimum à 15 dB alors qu'elle est de 7 dB pour la structure sans encoche. D'autre part, on remarque que pour une longueur d'encoche de 10 mm, un minimum du coefficient de transmission apparaît permettant une isolation supérieure à 20 dB dans toute la bande 2.5-2.69 GHz. Cependant, l'isolation en bande basse est la plus dégradée avec une isolation maximale de 14 dB. Pour aboutir à un optimum de performances en termes d'isolation dans les deux bandes, on opte pour la dimension $L_f = 50$ mm. En plus de ne pas détériorer les performances de la bande basse en termes de largeur de bande et d'isolation ($|S_{21}| < -20$ dB), cette valeur permet un décalage de la bande basse vers les plus basses fréquences sans augmentation de la taille globale de la structure.

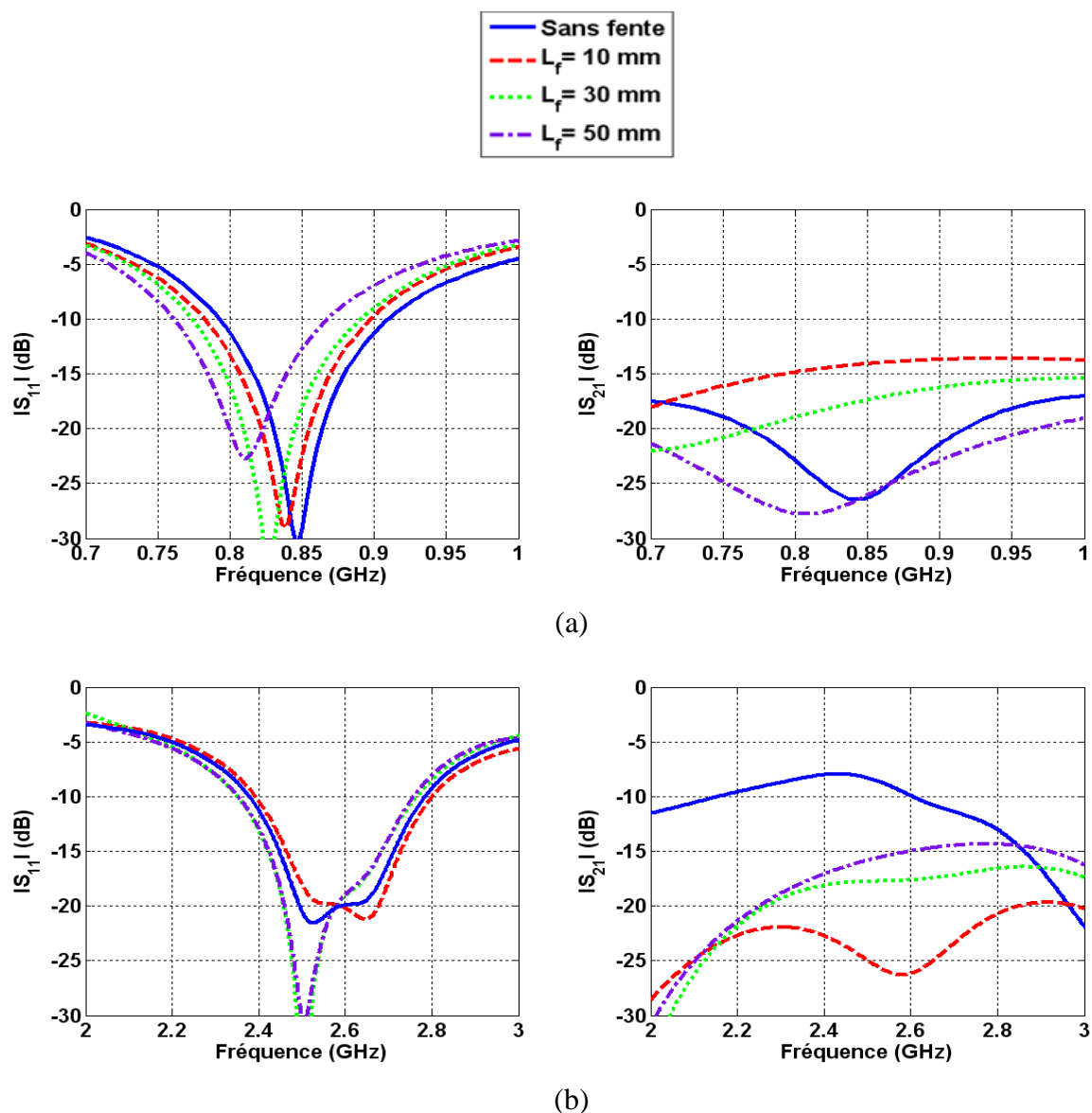


Figure 2.27: Variation des paramètres S en fonction de L_f : (a) bande basse, (b) bande haute.

Les Figure 2.28 et Figure 2.29 comparent l'amplitude maximale des densités de courant sur la structure avec et sans encoche aux fréquences respectives 826 MHz et 2.6 GHz. La structure étant déjà découplée à 826 MHz en l'absence de l'encoche, on observe de faibles densités de courants sur l'antenne 2 dans les deux cas (avec et sans encoche). Ces courants sont beaucoup plus concentrés autour de l'encoche réduisant davantage leur concentration sur l'élément rayonnant 2 (voir Figure 2.28). A 2.6 GHz, on voit clairement sur les lignes coplanaires et le petit brin, une diminution du courant pour $L_f = 50$ mm. La structure étant symétrique, le même phénomène est observé dans le cas d'une excitation de l'accès 2 pour un accès 1 chargé sur 50Ω .

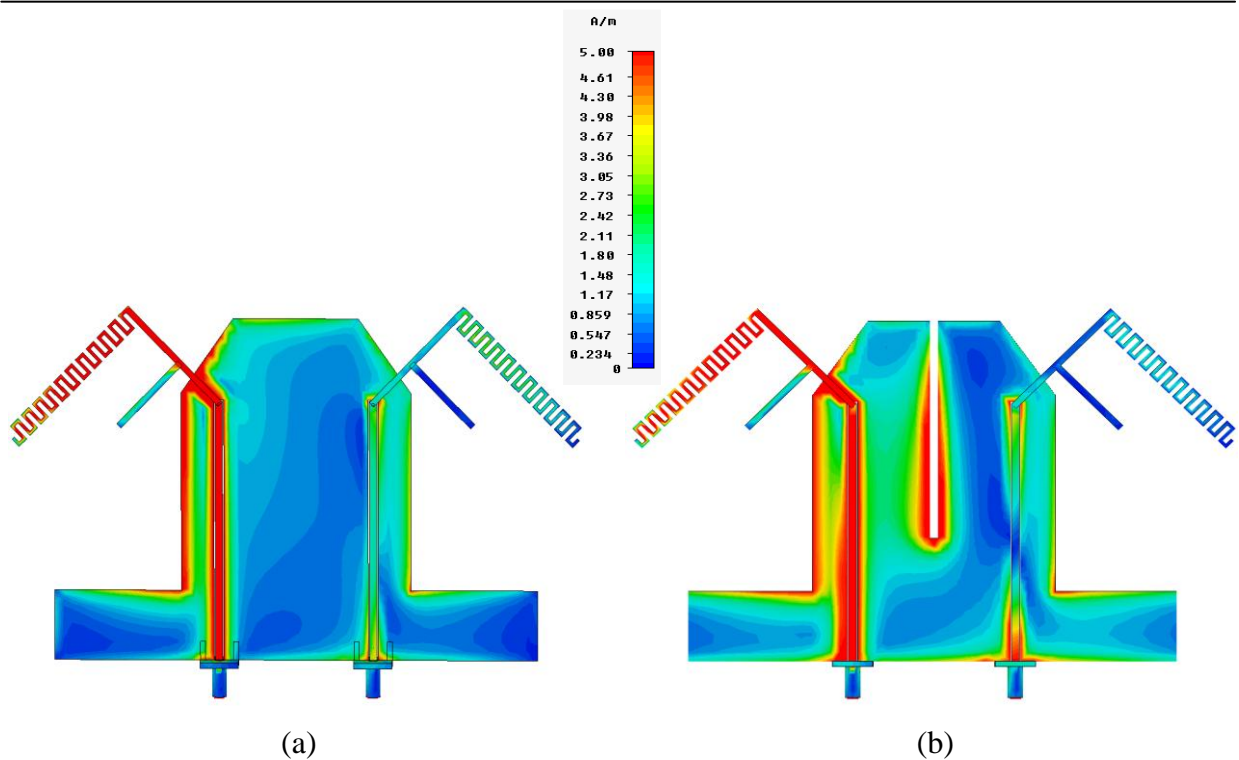


Figure 2.28: Distribution des courants à 826 MHz lorsque l'accès 1 est alimenté: (a) sans encoche, (b) avec encoche ($L_f = 50$ mm et $W_f = 1.5$ mm).

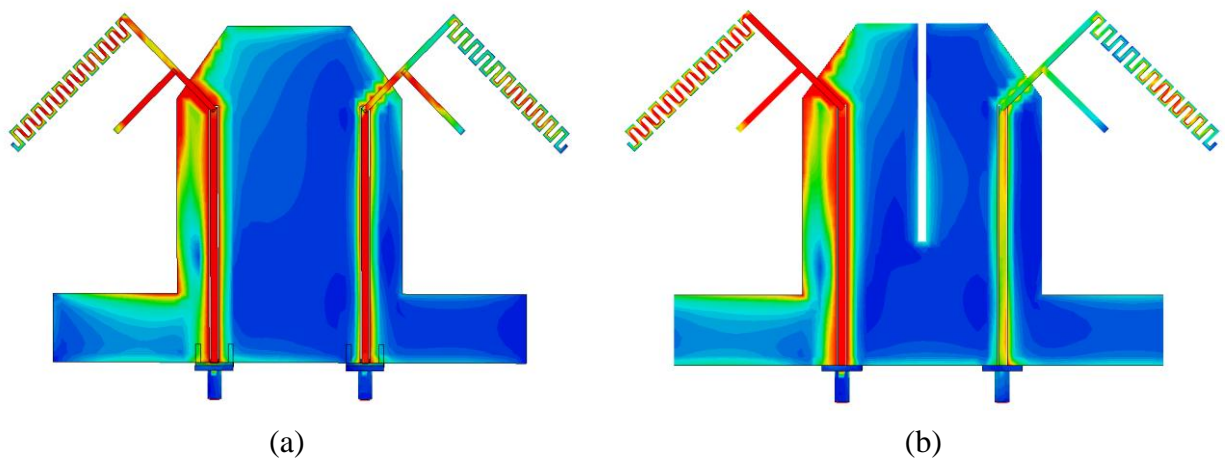


Figure 2.29: Distribution des courants à 2.6 GHz lorsque l'accès 1 est alimenté: (a) sans encoche, (b) avec encoche ($L_f = 50$ mm et $W_f = 1.5$ mm).

b) Variation de la largeur de l'encoche W_f

La Figure 2.30 montre la variation des paramètres S sur les deux bandes de fréquences: 0.7-1 GHz et 2-3 GHz obtenue pour différentes largeurs de l'encoche avec $L_f = 50$ mm. On constate que la variation de la largeur d'encoche n'affecte quasiment pas la bande de fonctionnement basse, et améliore légèrement le niveau d'adaptation de la bande haute. Par ailleurs, le minima du module du coefficient de transmission observé en bande basse se décale

légèrement vers les basses fréquences quand W_f diminue (de 50 MHz pour $W_f = 0.5$ mm) et engendre par la même occasion une légère augmentation du module du coefficient de transmission de la bande haute. Les dimensions de l'encoche pour lesquelles l'isolation est optimale dans les deux bandes sont $L_f = 50$ mm et $W_f = 1.5$ mm.

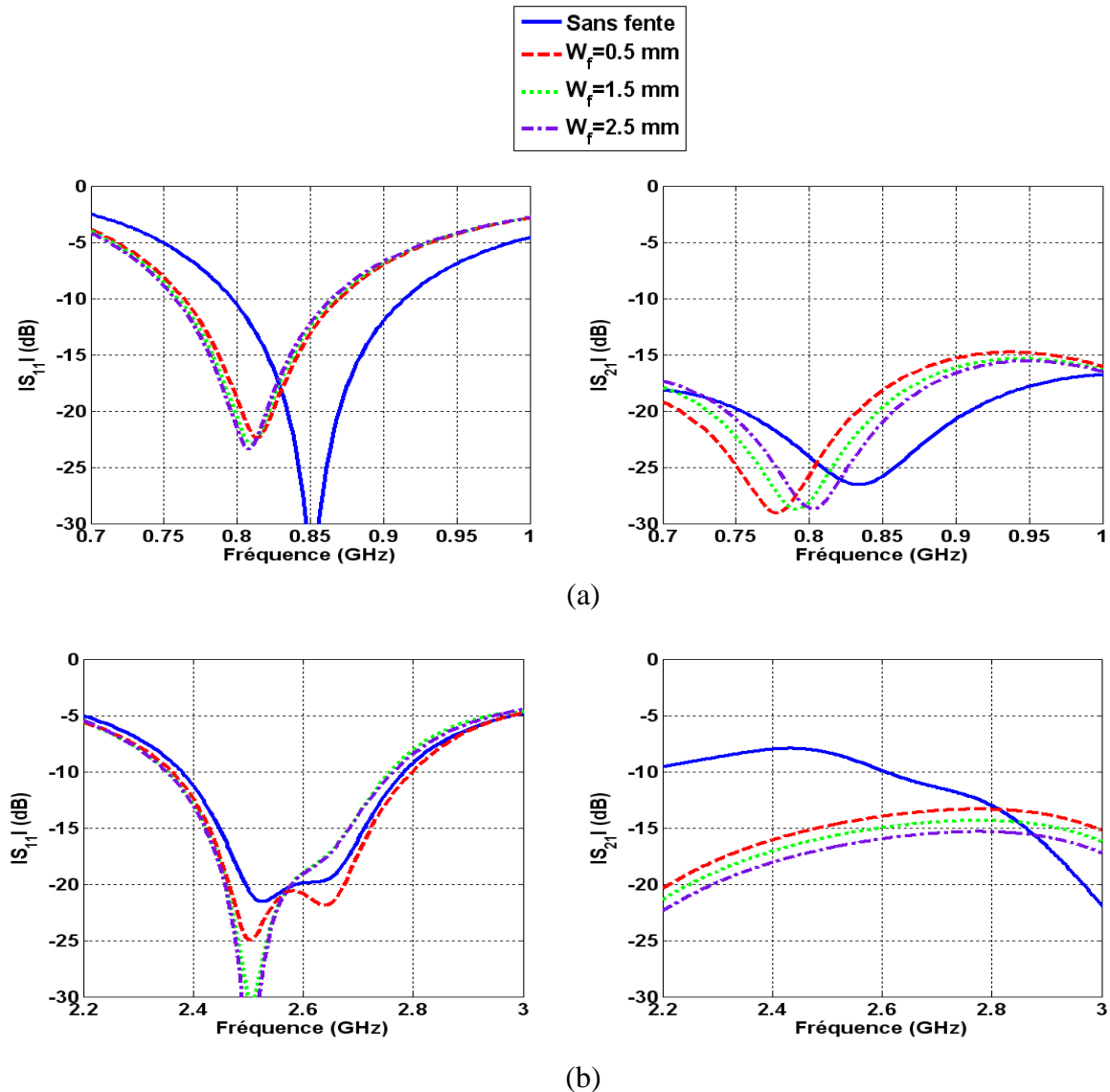


Figure 2.30: Variation des paramètres S en fonction de W_f : (a) bande basse, (b) bande haute.

c) Impact sur le rayonnement

Les Figure 2.31 et Figure 2.32 présentent le gain réalisé en trois dimensions de chaque antenne, aux fréquences 810 MHz et 2.6 GHz (fréquences centrales des bandes de fonctionnement). Pour chacune des fréquences, les diagrammes issus des deux antennes sont différents ce qui tend à couvrir des régions complémentaires de l'espace. Ceci permet de

produire de la diversité de rayonnement. Le gain maximal réalisé pour les deux antennes, aux fréquences 810 MHz et 2.6 GHz est respectivement de 2.6 dB et 5.4 dB. Les gains réalisés sont, ainsi, améliorés grâce à l'amélioration du niveau d'adaptation et de l'isolation. Les valeurs des gains sont conformes à l'état de l'art. En comparant avec le système antenne dans [39] (qui présente approximativement les mêmes dimensions que le système proposé), le gain de chaque antenne est de 2.5 dB et 4.2 dB aux fréquences respectives 900 MHz et 2.5 GHz.

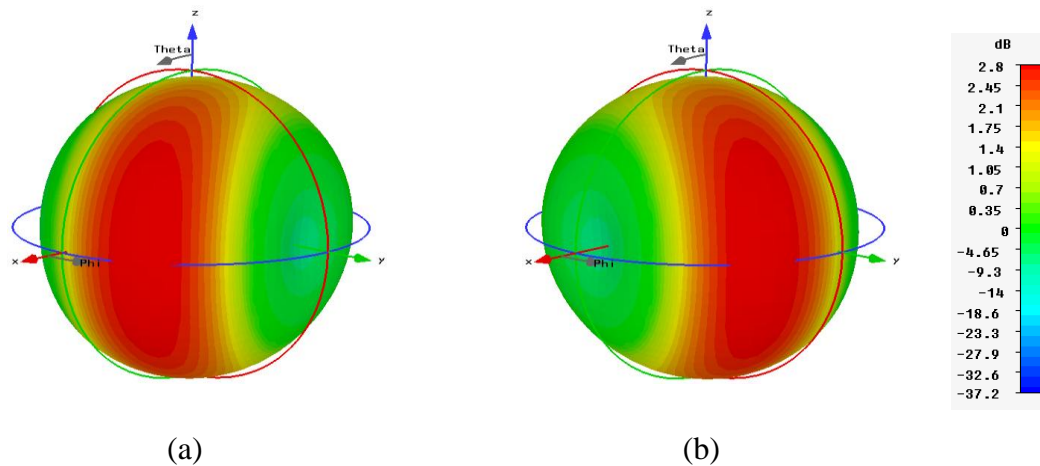


Figure 2.31: Gain réalisé 3D total ($G_{\max}=2.6$ dB) à 810 MHz: (a) antenne 1, (b) antenne 2.

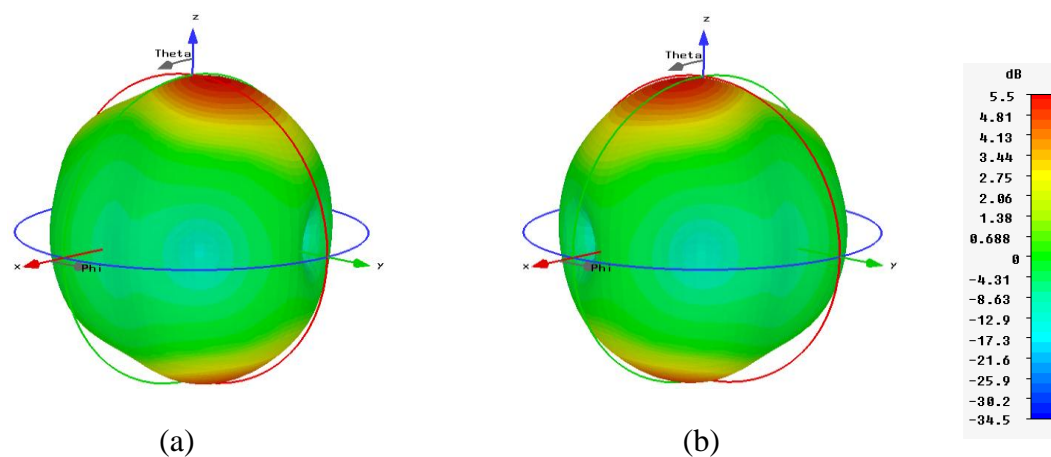


Figure 2.32: Gain réalisé 3D total ($G_{\max}=5.4$ dB) à 2.6 GHz: (a) antenne 1, (b) antenne 2.

Le rayonnement de l'antenne 1 est polarisé linéairement selon la direction colinéaire à l'axe Y: on considère cette polarisation comme étant la polarisation verticale. Le rayonnement de l'antenne 2 est polarisé linéairement selon la direction colinéaire à l'axe X: on considère cette polarisation comme étant la polarisation horizontale. Afin d'observer l'apport en diversité de polarisation aux fréquences: 810 MHz et 2.6 GHz, les diagrammes décomposés

suivant les deux polarisations: verticale et horizontale sont représentés sur les Figure 2.33, Figure 2.34, Figure 2.35, Figure 2.36.

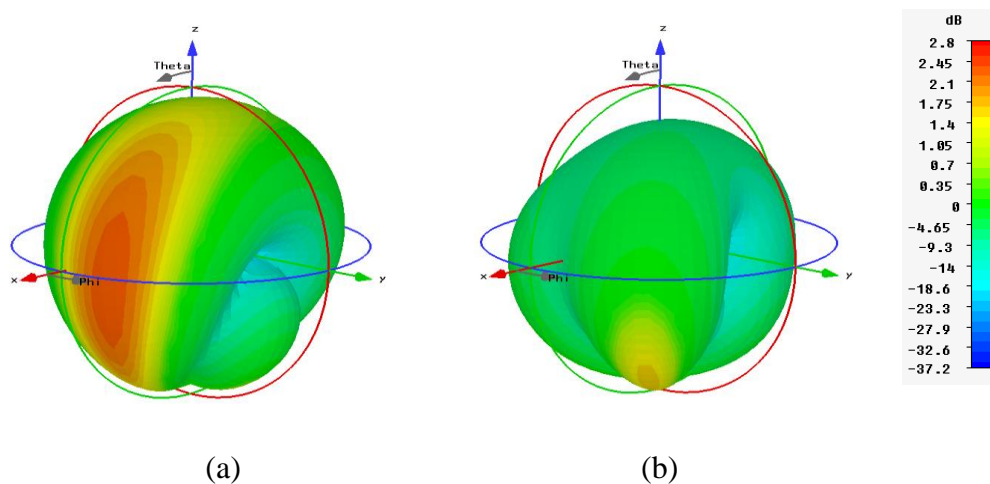


Figure 2.33: Gain réalisé 3D en polarisation verticale à 810 MHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=2.2$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=1.6$ dB).

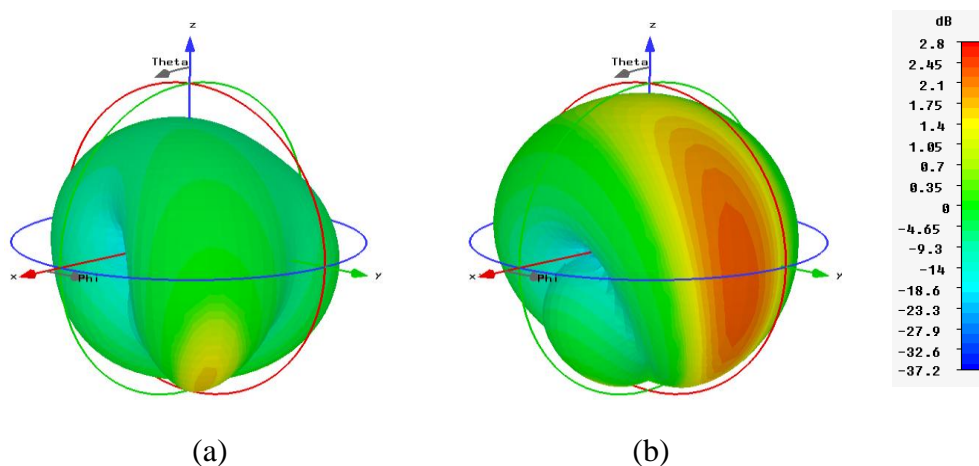


Figure 2.34: Gain réalisé 3D en polarisation horizontale à 810 MHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=1.6$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=2.2$ dB).

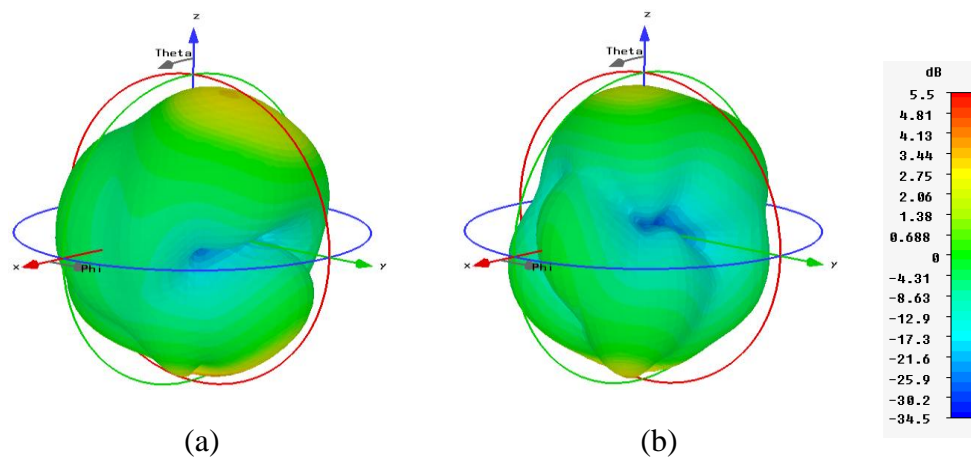


Figure 2.35: Gain réalisé 3D en polarisation verticale à 2.6 GHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=4$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=4$ dB).

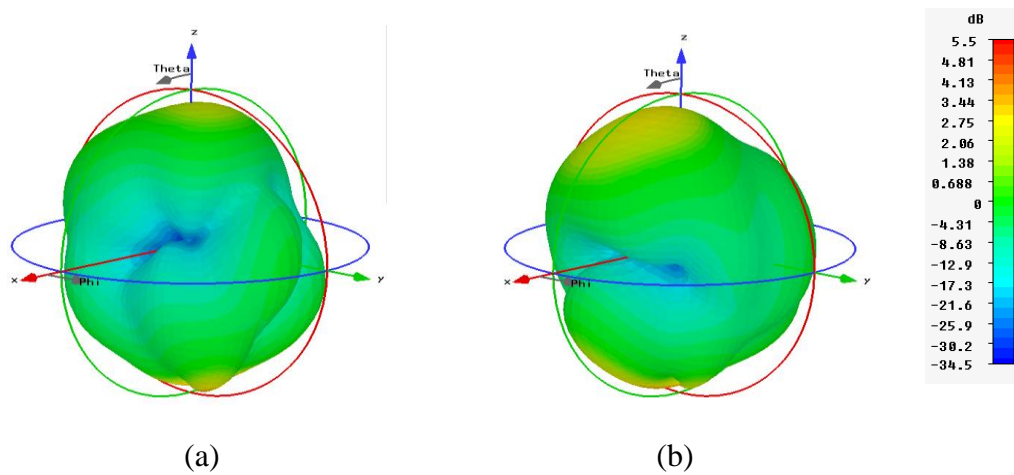


Figure 2.36: Gain réalisé 3D en polarisation horizontale à 2.6 GHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=4$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=4$ dB).

A 810 MHz, l'antenne 1 a un rayonnement dominant en polarisation verticale, avec un gain maximum de 2.2 dB. L'antenne 2 a un rayonnement dominant en polarisation horizontale avec un gain maximal de 2.2 dB. Par conséquent, la diversité de polarisation est toujours conservée avec l'insertion d'encoche et l'extension du plan de masse.

A 2.6 GHz, les deux antennes présentent aussi des rayonnements différents produisant de la diversité de rayonnement. Chaque antenne présente un gain maximum de 4 dB sur les deux polarisations. Ainsi, les deux antennes sont sensibles aux deux polarisations.

d) Conclusion

En agissant sur les dimensions et la géométrie du plan de masse, nous avons pu maintenir une bonne isolation (supérieure à 15 dB) dans les deux bandes de fréquences. D'autre part, la visualisation des diagrammes de rayonnement a montré que la diversité de polarisation et de rayonnement n'a pas été altérée.

2.3.3. Optimisation de la géométrie des éléments rayonnants

2.3.3.1. Influence du nombre de brins

Dans l'optique d'élargir la bande basse, deux brins méandres sont ajoutés en dessous du brin méandre initial sur chaque monopôle permettant de nouvelles résonances successives et proches les unes des autres. Les plis des deux brins rajoutés sont de sens opposés à ceux du brin initial. Il a été trouvé que la configuration présentée sur la Figure 2.37 (a) permet le fonctionnement sur une seule et large bande. D'autre part, les trois brins sont connectés les uns aux autres afin d'étendre la bande vers les plus basses fréquences. Après optimisation, la

distance entre chaque brins est de $s = 7 \text{ mm}$. La taille globale de la structure devient: $150 \times 90 \text{ mm}^2$.

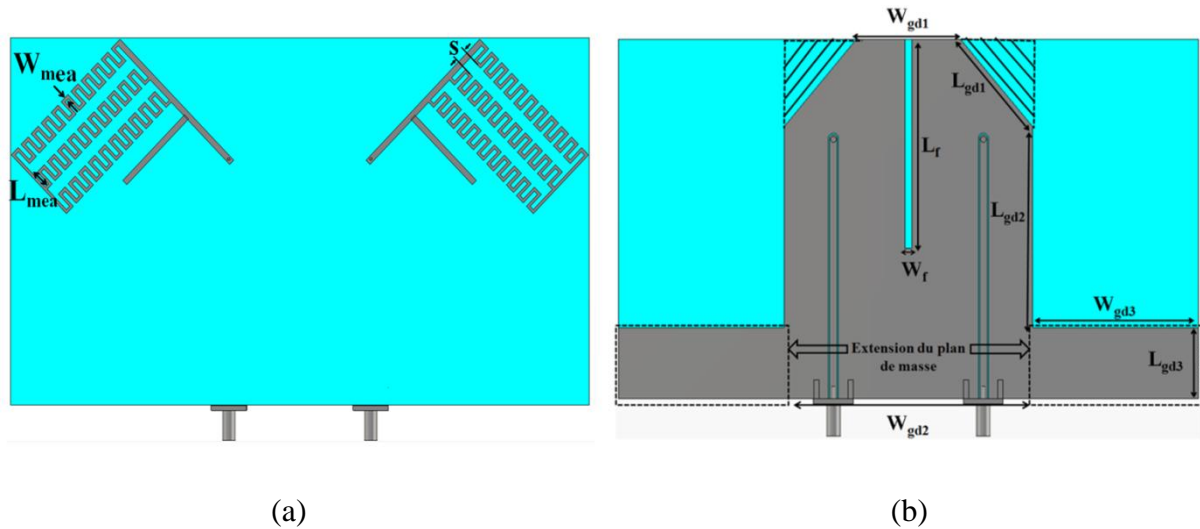


Figure 2.37: Système antenne à trois brins méandres avec suppression des coins supérieurs, extension du plan de masse et insertion de l'encoche: (a) Vue de dessus, (b) vue de dessous.

La Figure 2.38 montre une comparaison entre les paramètres S des structures avec un et trois brins méandres dans les deux bandes de fréquences. Les zones grisées correspondent, désormais, aux bandes de fréquences 700-862 MHz et 2.5-2.69 GHz. On observe un élargissement significatif de la bande basse qui couvre à présent la partie haute de la bande TVWS. En effet, la bande relative du système avec un seul brin est de 13 % (786-867 MHz) tandis que pour la structure avec trois brins, elle est de 21.9 % (692-862 MHz). En gardant quasiment la même dimension du système antenne, la bande relative est améliorée de 70 %. En effet, la dimension globale est de $0.35 \lambda_{basse} \times 0.21 \lambda_{basse}$ pour la structure à trois brins (avec λ_{basse} la longueur d'onde à 692 MHz en espace libre) alors qu'elle est de $0.37 \lambda_{basse2} \times 0.22 \lambda_{basse2}$ pour la structure à un brin (avec λ_{basse2} la longueur d'onde à 786 MHz en espace libre).

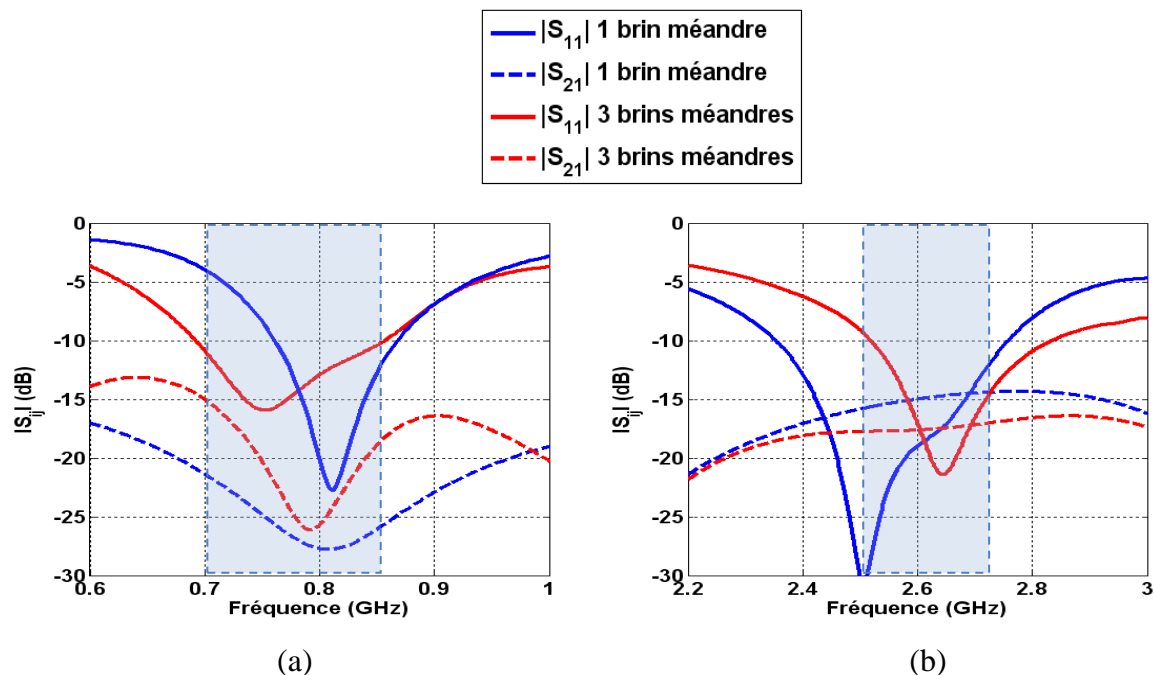


Figure 2.38: Comparaison des paramètres S du système avec extension du plan de masse et encoche à un et trois brins méandres: (a) bande basse, (b) bande haute.

La Figure 2.39 montre la distribution des courants de surface sur le plan de masse aux deux fréquences centrales 781 MHz et 2.6 GHz. A 781 MHz, la concentration des courants se manifeste essentiellement sur les trois brins méandres. A 2.6 GHz, les courants de surface se concentrent plutôt sur le petit brin. Grâce à l'extension du plan de masse et à l'encoche, les trajets des courants ont été ainsi modifiés permettant de très faibles courants sur l'antenne 2 (chargé sur 50 Ω). La structure étant symétrique, le même phénomène est observé dans le cas d'une excitation de l'accès 2, l'accès 1 étant chargé sur 50 Ω .

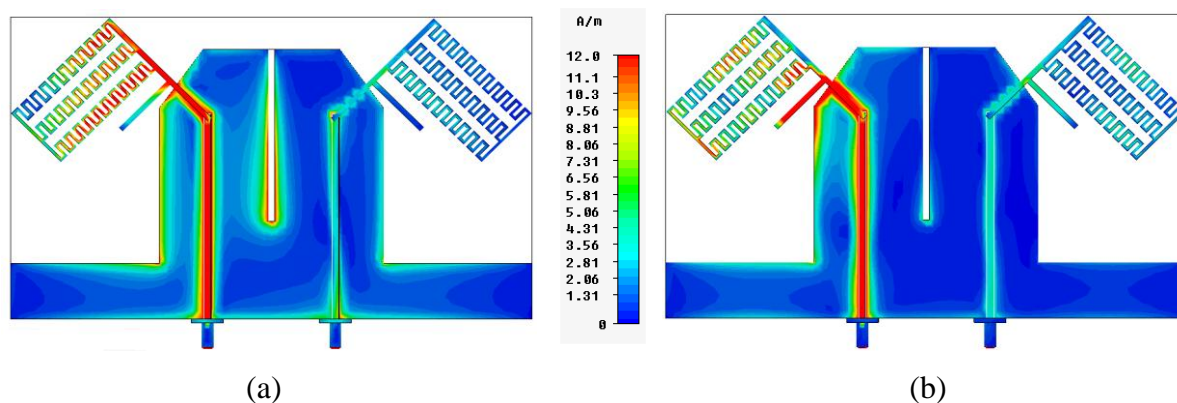


Figure 2.39: Distribution des courant de surface du système optimisé lorsque l'accès 1 est alimenté: (a) $f_1=781$ MHz, (b) $f_2=2.6$ GHz.

2.3.3.2. Influence de la longueur des méandres L_{mea}

Dans cette partie, on s'intéresse à l'influence de la variation de L_{mea} (voir Figure 2.40). On fait varier L_{mea} de 2 à 6 mm. En augmentant la valeur de L_{mea} , les deux bandes se décalent vers les basses fréquences avec une amélioration du niveau d'adaptation. Aucun effet significatif n'est observé sur le couplage dans les deux bandes de fréquences. La dimension optimale permettant le meilleur compromis entre les niveaux d'adaptation, le niveau de couplage, et la largeur de bande pour les deux bandes est $L_{\text{mea}}=5$ mm.

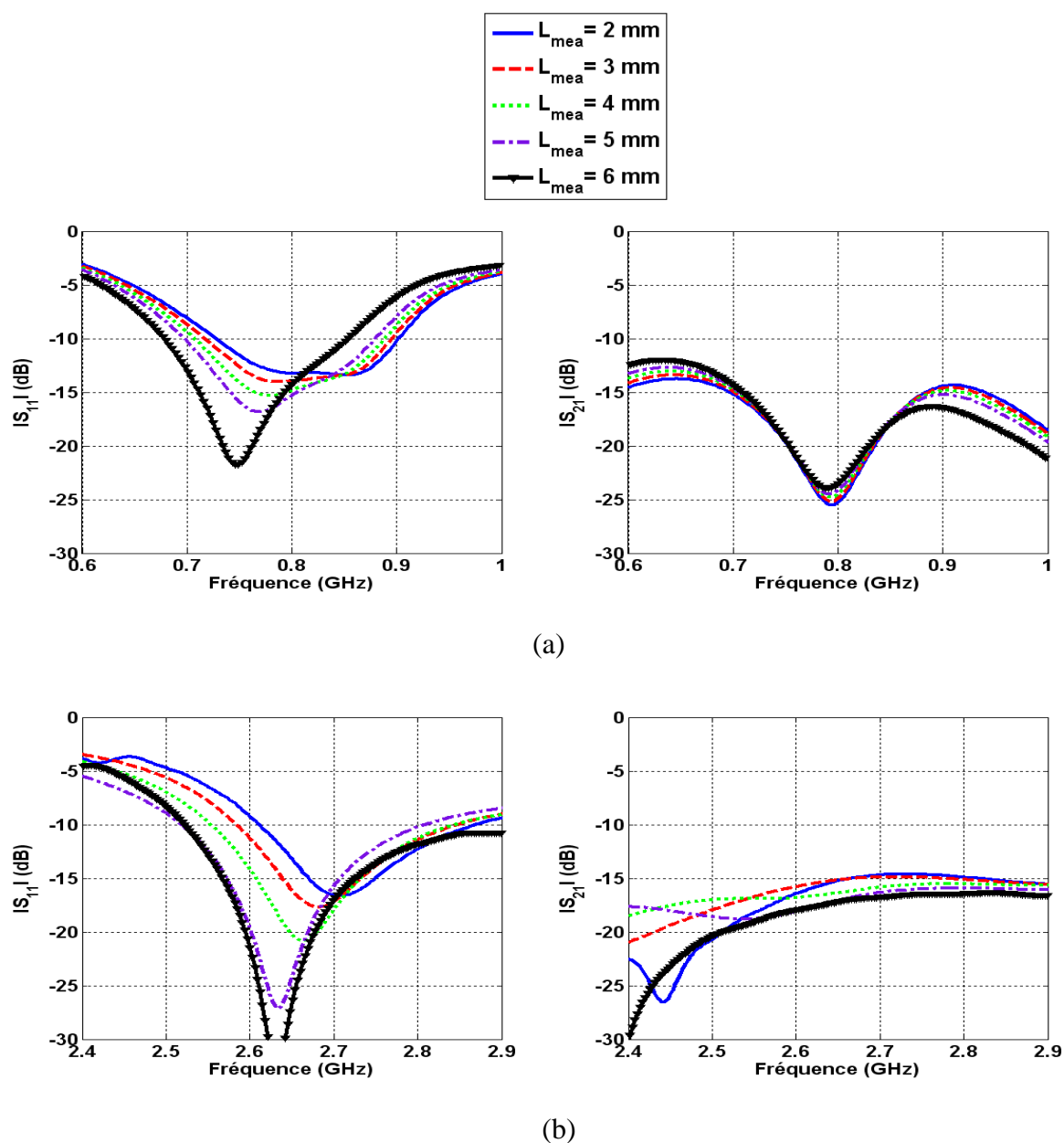


Figure 2.40: Variation des paramètres S en fonction de L_{mea} : (a) bande basse, (b) bande haute.

2.3.3.3. Influence de la largeur des méandres W_{mea}

Afin d'étudier l'impact de la variation de la largeur des méandres, on fait varier W_{mea} de 0.3 à 2 mm (voir Figure 2.41). La taille minimale est fixée par rapport à la dimension minimale de gravure de la machine LPKF-Protomat S100 disponible dans notre département (COMELEC). La valeur maximale est fixée par la taille du terminal. La variation de W_{mea} de 0.3 à 2 mm engendre un décalage de la bande basse de 725-902 MHz à 600-727 MHz, avec une augmentation du niveau de transmission de 8 dB à 800 MHz. Les dimensions suivantes $L_{mea}=5$ mm et $W_{mea}=0.6$ mm permettent le meilleur compromis entre le fonctionnement dans les bandes souhaitées et l'isolation.

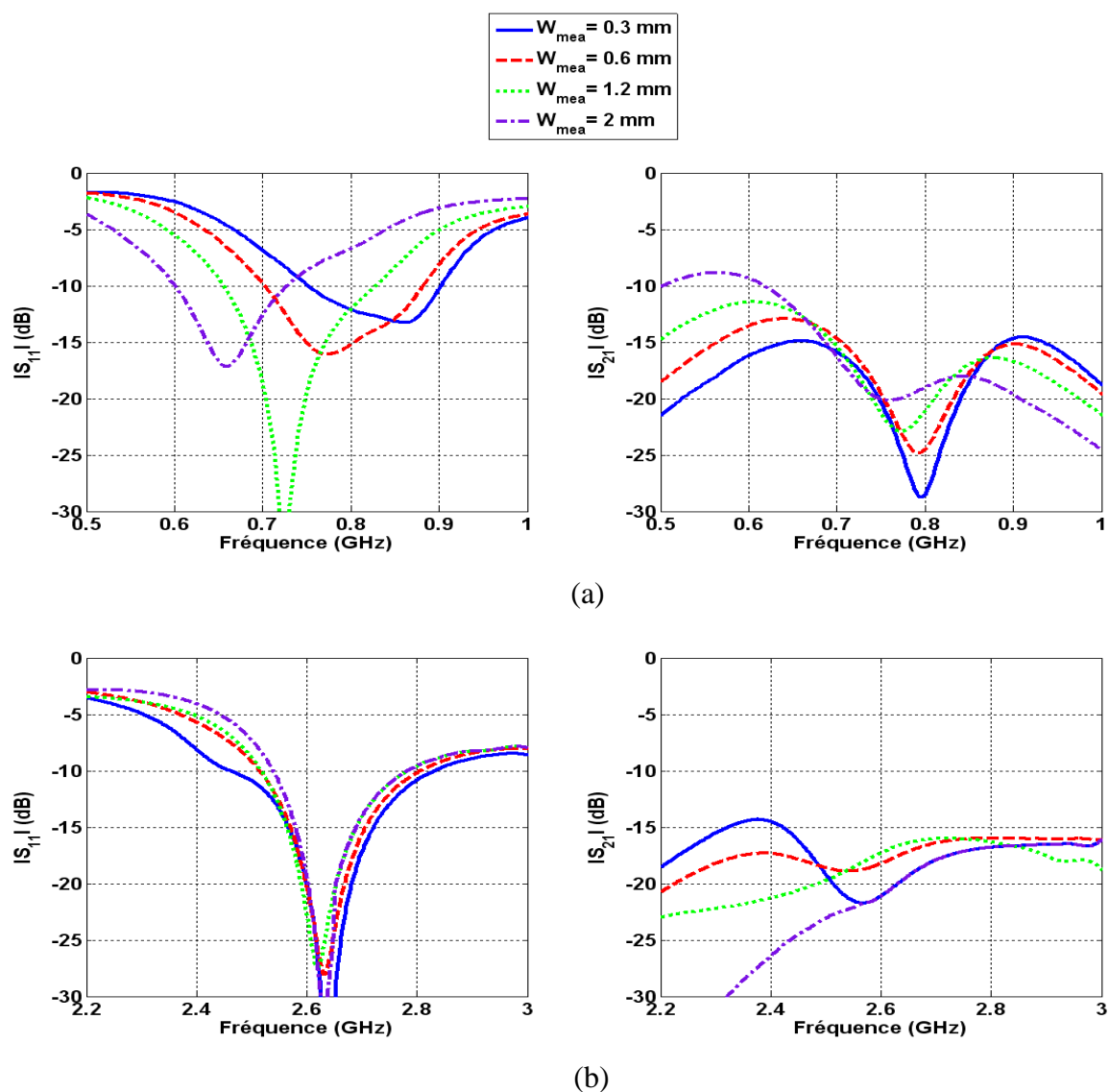


Figure 2.41: Variation des paramètres S en fonction de W_{mea} : (a) bande basse, (b) bande haute.

2.3.3.4. Conclusion

L'insertion de brins supplémentaires a permis de couvrir la bande LTE 800 ainsi que la bande haute du TVWS de 700 à 862 MHz, tout en maintenant une isolation supérieure à 15 dB dans les deux bandes de fréquences.

2.3.4. Etude de la sensibilité

La sensibilité du système antennaire à la précision de réalisation est étudiée dans ce paragraphe. En faisant varier faiblement, de l'ordre de 100 μm , chacune des dimensions de la structure: W_{gd1} , W_{gd2} , W_{gd3} , W_m , W_{mea} , W_f , L_{gd2} , L_{gd3} , L_m , L_{mea} , L_f , on évalue l'influence sur les paramètres S en termes de variation de largeur de bandes (noté $|B-B_{100\mu m}|$), et des niveaux d'adaptation. On a choisi une variation de 100 μm car elle correspond à la précision de gravure utilisée, de l'ordre de 0.1 mm [63]. Les résultats obtenus sont résumés dans le tableau 2.1.

Dimensions du système	$ B-B_{100\mu m} $ (MHz)		Variation du niveau d'adaptation (dB)	
	Bande basse	Bande haute	781 MHz	2.6 GHz
L_{gd2}	0.05	10.2	0.5	0.09
W_{gd2}	4.7	35	5	0.77
L_{mea}	0.57	6	0.96	0.01
W_m	0.75	28	7	0.65
W_{mea}	4.39	20	4	0.34
W_f	1.63	25	1.65	0.4
L_{gd3}	0.41	1	0.72	0.01
L_m	0.88	2.8	0.42	0.03
L_f	0.66	3	0.25	0.01
W_{gd3}	0.33	3.5	0.05	0.05
W_{gd1}	0.72	3	0.02	0.001

Tableau 2.1: Etude de la sensibilité pour une variation des dimensions de 100 μm .

On constate lors de ces simulations qu'une variation de 100 μm sur des dimensions relativement grandes telles que W_{gd1} , W_{gd3} , L_{gd3} , L_m , L_f ne modifie que très faiblement les largeurs de bandes avec une variation maximale de 3.5 MHz aux deux bandes et une variation du niveau d'adaptation de 0.72 dB. Ceci n'est pas vérifié pour les paramètres L_{gd2} et W_{gd2} qui présentent une variation de bandes maximale de 35 MHz et une variation du niveau d'adaptation de 5 dB. Ces dimensions régissent l'arête du plan de masse la plus proche des éléments rayonnants (voir Figure 3.36). Comme montré dans les sections 2.3.1.3 et 2.3.1.4, la variation de cette partie de plan de masse influence significativement les paramètres S. En revanche, cette même variation effectuée sur des dimensions relativement faibles de la structure telles que W_m , W_{mea} , W_f , L_{mea} , présentent des variations du module du coefficient de réflexion plus élevées avec une variation maximale de 28 MHz pour les deux bandes, et une variation de niveau d'adaptation qui peut être au maximum 7 dB. Le fait que les bandes de fonctionnement du système soient très peu sensibles à la précision de la réalisation relève des largeurs de bandes fréquentielles considérées. En effet, un écart de quelques centièmes de pourcent est négligeable au regard des largeurs de bandes de fonctionnement (20 % en bande basse et 10 % en bande haute).

2.4. Réalisation et mesures du système optimisé

A partir des considérations énoncées précédemment, on aboutit à la géométrie présentée dans la Figure 2.42. Le système antenne bi-bandes et à double polarisation est réalisé sur un substrat FR4 de permittivité $\epsilon_r = 3.7$, de pertes 0.019 et d'épaisseur 0.7 mm. Il possède deux connecteurs de type SMA. L'optimisation de la géométrie finale de la Figure 2.37 via l'étude paramétrique a conduit aux dimensions suivantes : $W_{gd1} = 41$ mm, $L_{gd1} = 22$ mm, $W_{gd2} = 67$ mm, $L_{gd2} = 48$ mm, $W_{gd3} = 44$ mm, $L_{gd3} = 17$ mm, $W_f = 2$ mm, $L_f = 48$ mm, $W_{mea} = 0.75$ mm, $L_{mea} = 5$ mm. Ces valeurs sont légèrement différentes de celles présentées car les précédentes études ont été faites sur des versions de géométries différentes (sans extension de plan de masse, sans encoche...etc).

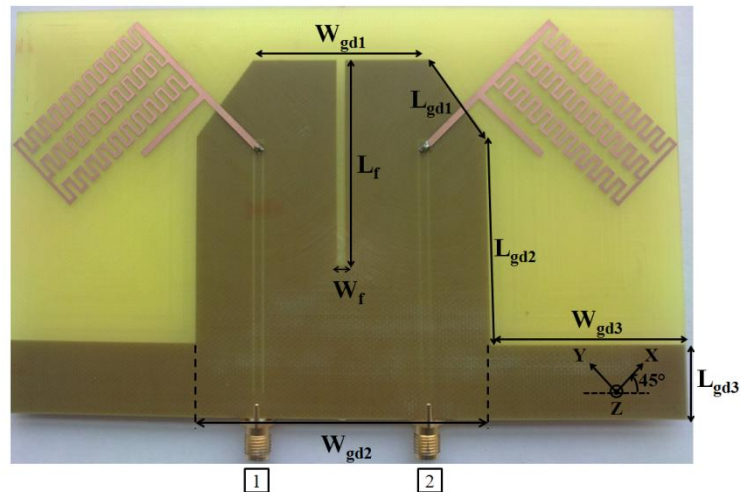


Figure 2.42: Prototype du système antenne bi-bandes à double polarisations à base de méandres.

Comme les deux antennes sont parfaitement symétriques, les paramètres S sont aussi symétriques. La Figure 2.43 présente les paramètres S simulés et mesurés du système réalisé. Une bonne concordance entre simulations et mesures est observée. Les résultats de mesure montrent que les antennes couvrent deux bandes de fréquence: la première s'étend de 700 à 862 MHz et la seconde de 2.49 à 2.68 GHz avec un module de coefficient de réflexion inférieur à -10 dB. L'isolation est supérieure à 15 dB dans la bande haute et de 770 à 880 MHz. Au début de la bande basse, l'isolation reste satisfaisante avec une valeur supérieure à 10 dB.

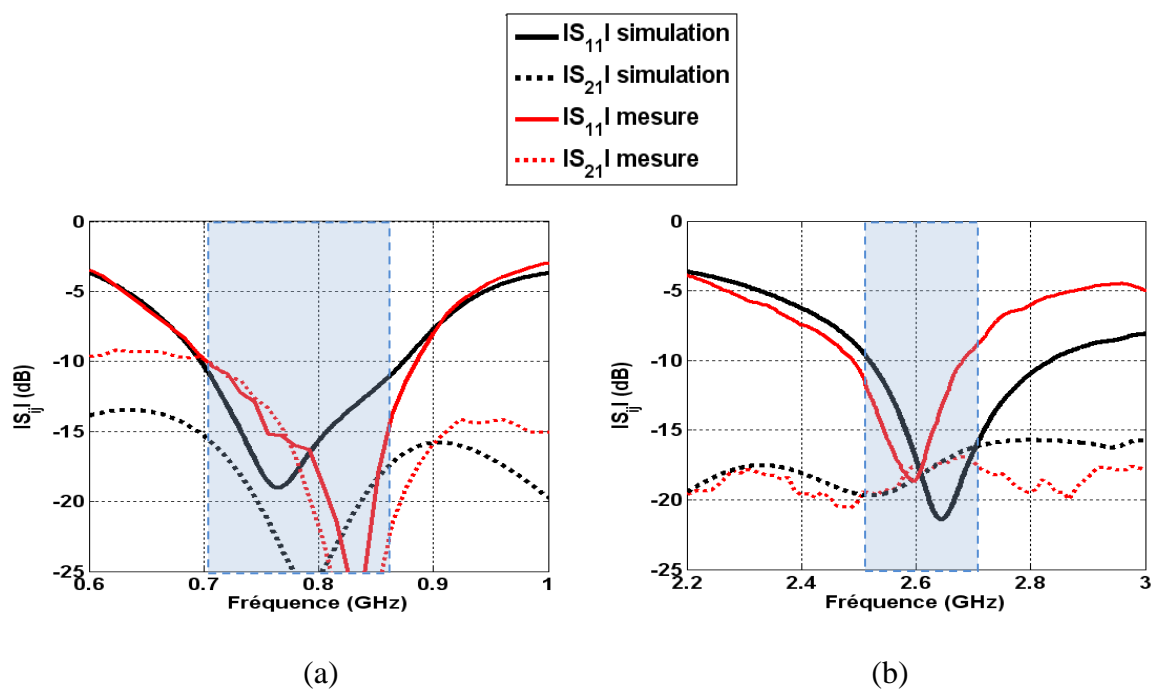


Figure 2.43: Paramètres S simulés et mesurés du système antenne optimisé : (a) bande basse, (b) bande haute.

On s'intéresse, à présent, à la comparaison des efficacités totales simulés du système initial (1 brin, sans extension de plan de masse, ni insertion d'encoche), présenté dans la Figure 2.1 et celui optimisé présenté dans la Figure 2.42. Une nette amélioration de l'efficacité est constatée dans les deux bandes. Elle passe d'une variation entre 33 - 72 % à une variation entre 82 - 97 % dans la bande 700 - 862 MHz (voir Figure 2.44 (a)) et de 51 - 78 % à 74 - 87 % dans la bande 2.5 - 2.69 GHz (voir Figure 2.44 (b)). Cette amélioration est due essentiellement à la réduction des pertes par couplage et par désadaptation.

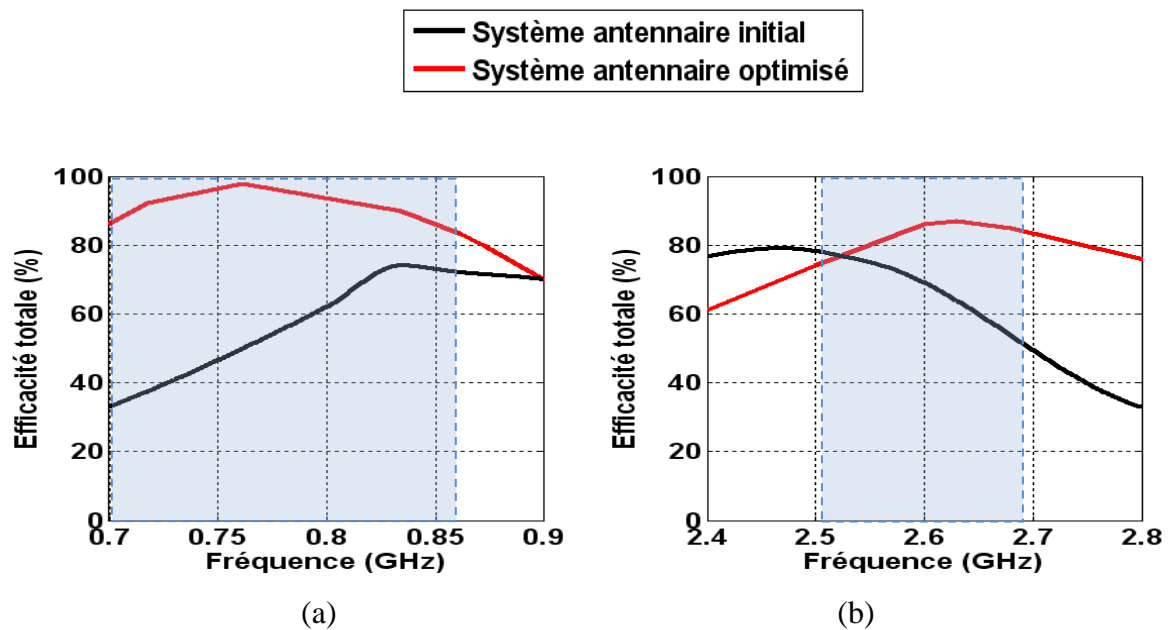


Figure 2.44: Comparaison des efficacités totales du système antenne initial et celui optimisé: (a) bande basse, (b) bande haute.

Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés sont présentés sur la Figure 2.45 pour les fréquences 781 et 2.6 GHz. La composante principale du champ rayonnée par l'antenne 1 correspond sur la Figure 2.45 à E_ϕ dans le plan XZ et à E_θ dans le plan YZ. Par conséquent, la composante croisée du champ rayonné correspond à E_θ dans le plan XZ et à E_ϕ dans le plan YZ. Les deux antennes étant symétriques, on représente uniquement le rayonnement de l'antenne 1 quand l'antenne 2 est chargée sur 50 Ω . Une bonne concordance entre les simulations et les mesures est observée dans les deux plans et pour les deux fréquences. Le gain maximum réalisé simulé est de 2.5 dB à 781 MHz et de 5 dB à 2.6 GHz. A 781 MHz, un rayonnement omnidirectionnel de la polarisation principale est observé dans le plan H. Le niveau de polarisation croisée mesurée est d'environ 10 dB inférieur à celui de la polarisation

principale. Dans le plan E, un comportement dipolaire est constaté, car à cette fréquence l'antenne se comporte comme un dipôle avec le plan de masse qui rayonne. La polarisation croisée est élevée en bande haute. Ceci est probablement dû à la proximité des brins méandres au petit brin.

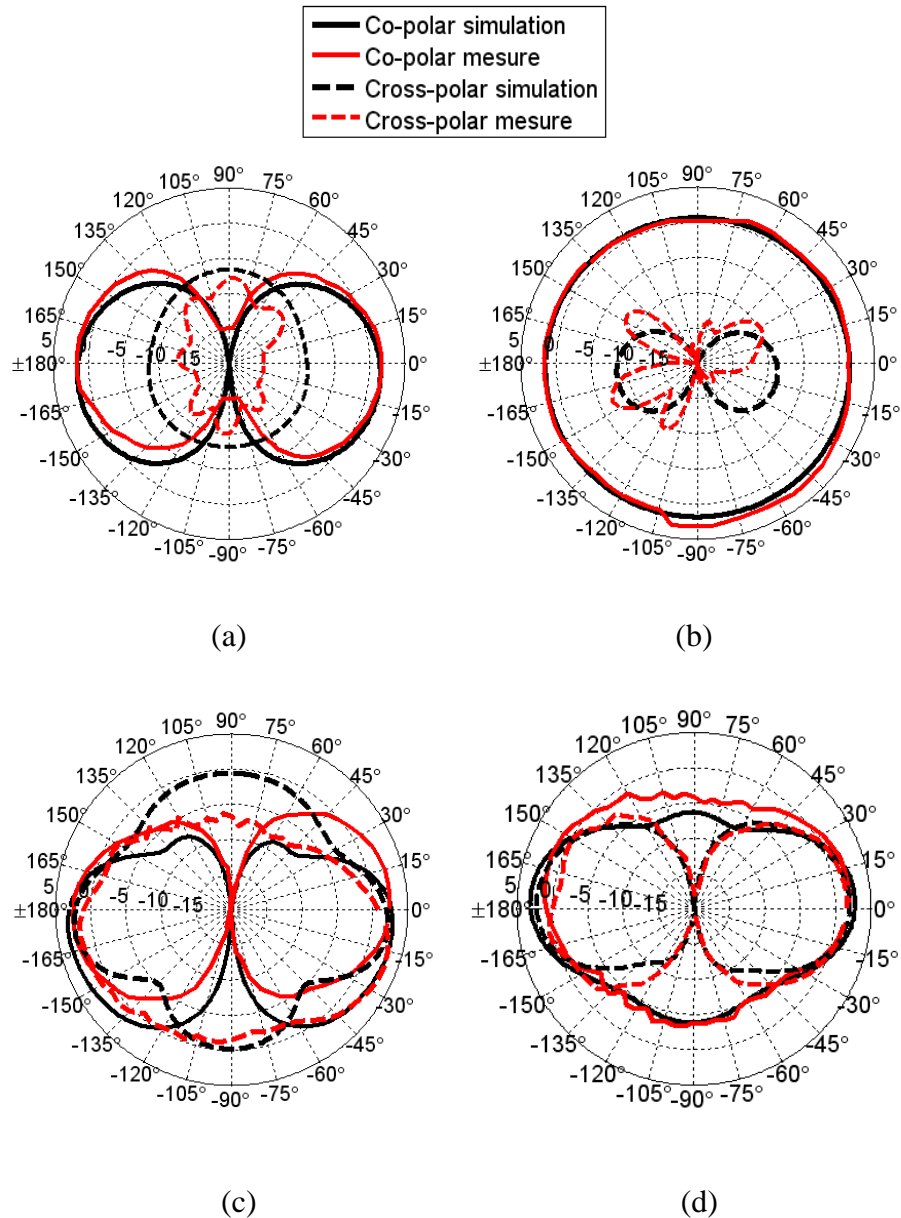


Figure 2.45: Diagrammes de rayonnement de l'antenne 1 simulés et mesurés (dB) : (a) Plan E (plan YZ) à 781 MHz, (b) Plan H (plan XZ) à 781 MHz, (c) Plan E (plan YZ) à 2.6 GHz, (d) Plan H (Plan XZ) à 2.6 GHz.

2.5. Etude de la diversité pour différentes orientations des antennes

Dans le cas réel, l'utilisateur peut tenir son terminal de diverses manières. De plus, elles peuvent changer d'un utilisateur à un autre. Par conséquent, les antennes subissent des rotations pendant une communication. L'objectif de cette étude est d'évaluer la capacité du système antenne à produire de la diversité pour différentes orientations de celui-ci avec une distribution de signaux incidents supposée constante. Les Figure 2.46 et Figure 2.47 montrent les possibilités qu'a l'utilisateur de tenir son terminal et de l'orienter dans les cas respectifs d'un hybride téléphone-tablette et d'une tablette. La position initiale du système est fixée dans le plan XZ. La rotation des deux premières configurations se fait autour de X: la première en supposant le système horizontal (connecteurs selon X) illustrée dans les Figure 2.46 (a) et Figure 2.47 (a)), la deuxième suppose le système vertical (connecteurs selon Z) illustrée dans les Figure 2.46 (b) et Figure 2.47 (b). La dernière configuration, évalue la diversité pour une rotation autour de Y comme le présente les Figure 2.46 (c) et Figure 2.47 (c). Les cas de rotations autour de Z ne seront pas traités car, comme indiqué précédemment, la distribution en azimut est supposée uniforme. D'autre part, l'étude tient compte uniquement des différentes orientations du système, l'influence de l'utilisateur sera traitée dans le chapitre 4.

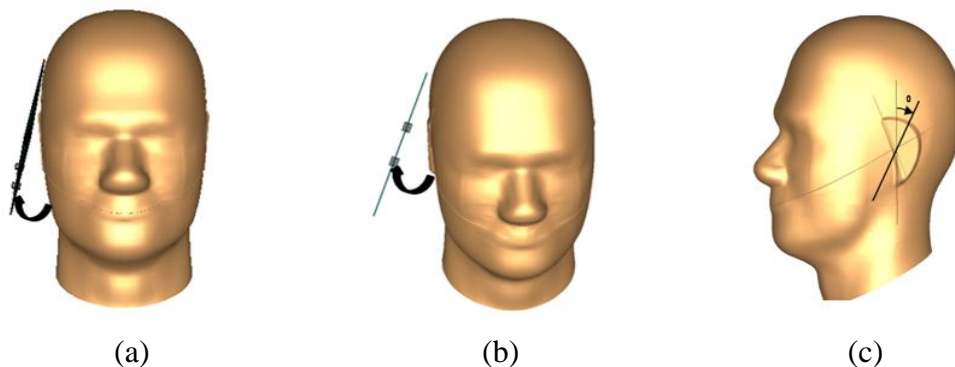


Figure 2.46: Possibilités de tenir l'hybride téléphone-tablette: (a) rotation du système horizontal autour de X, (b) rotation du système vertical autour de X, (c) rotation du système autour de Y.

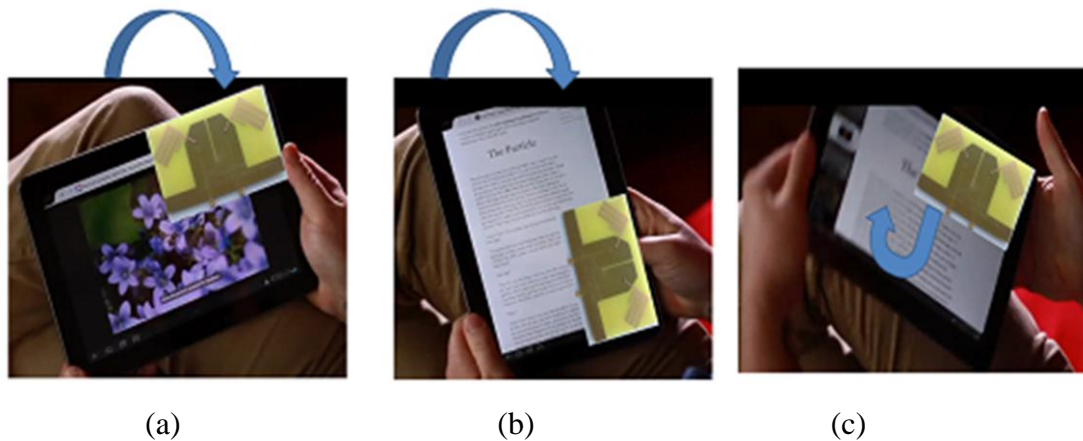


Figure 2.47: Possibilités de tenir la tablette: (a) rotation du système horizontal autour de X, (b) rotation du système vertical autour de X, (c) rotation du système autour de Y.

La diversité est évaluée à partir de la corrélation d'enveloppe (équation 1.1) et du gain effectif moyen (équation 1.2) présentés dans le chapitre 1. Peu d'études traitent de l'influence du positionnement des antennes sur les performances en diversité. En [64], les auteurs montrent l'apport en diversité d'une antenne à double polarisation par rapport à un monopôle à 900 MHz. Dans [65], l'objectif est d'établir un modèle permettant le calcul du coefficient de corrélation en prenant en compte l'état du canal ainsi que l'orientation du récepteur. Le modèle a été ensuite validé en évaluant la diversité de trois antennes isotropes, orthogonales les unes par rapport aux autres, pour plusieurs rotations.

L'environnement est principalement décrit par les distributions des angles d'arrivée et de l'XPD (coefficient de polarisation croisée du champ incident). On utilisera pour la distribution de puissance incidente (P_{inc}), les deux modèles statistiques les plus utilisés et largement éprouvés par des campagnes de mesure [30]. Il s'agit des distributions gaussienne et laplacienne présentées en 1.3.3. Ainsi, nous considérons les deux distributions en élévation, tandis que dans le plan azimutal (plan XY), la distribution est uniforme, comme le démontrent les deux campagnes de mesure [29] [30].

L'évaluation de l'impact des environnements est donnée par le calcul du coefficient de corrélation et du gain effectif moyen pour les trois environnements suivants: isotrope, indoor (In) et outdoor (Out). Dans ce qui suit, on présente les résultats du coefficient de corrélation et du gain effectif moyen uniquement pour des rotations d'antennes entre 0° à 180° en raison de la symétrie de la structure et de la distribution uniforme dans le plan azimutal. Afin d'expliquer les scénarios étudiés, on utilise le système de coordonnées sphériques présenté sur la Figure 2.48.

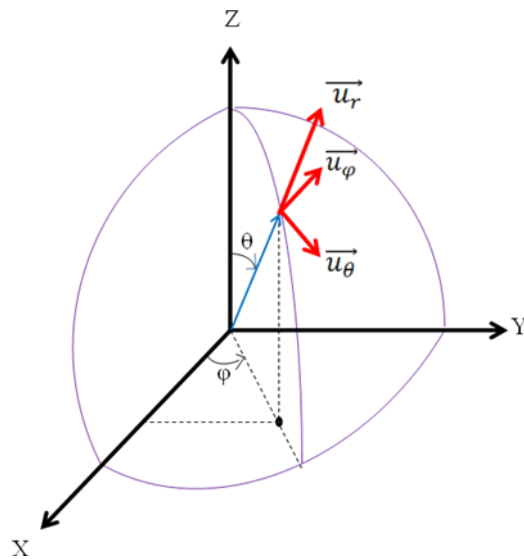


Figure 2.48: Système de coordonnées sphériques.

Dans l'environnement isotrope, les ondes incidentes arrivent sur les antennes de la même manière dans toutes les directions. Pour toutes les positions du système antenne, le coefficient de corrélation est toujours inférieur à 10^{-3} et le rapport entre les MEGs (k) égal à 1, aux deux fréquences: 781 MHz et 2.6 GHz. Ces résultats sont possible grâce à la bonne adaptation des antennes ($|S_{11}| < -10$ dB), à la forte isolation entre les ports ($|S_{21}| < -15$ dB), et à la diversité de polarisation et de rayonnement présentées précédemment.

Pour les scenarios indoor et outdoor, les ondes incidentes arrivent principalement selon $\theta = 75^\circ$. En effet, ils sont caractérisés selon [66], [67] par les paramètres suivants: $XPD = 1$ dB, $m_v = m_H = 20^\circ$, $\sigma_v = \sigma_H = 30^\circ$ pour l'environnement indoor, et $XPD = 5$ dB, $m_v = m_H = 10^\circ$, $\sigma_v = \sigma_H = 15^\circ$ pour le outdoor. Les distributions des angles d'arrivée sur le système antenne dans le plan d'élévation (XZ) est présentée dans la Figure 2.49. Elles sont basées sur des fonctions gaussienne et laplacienne pour les deux types d'environnement.

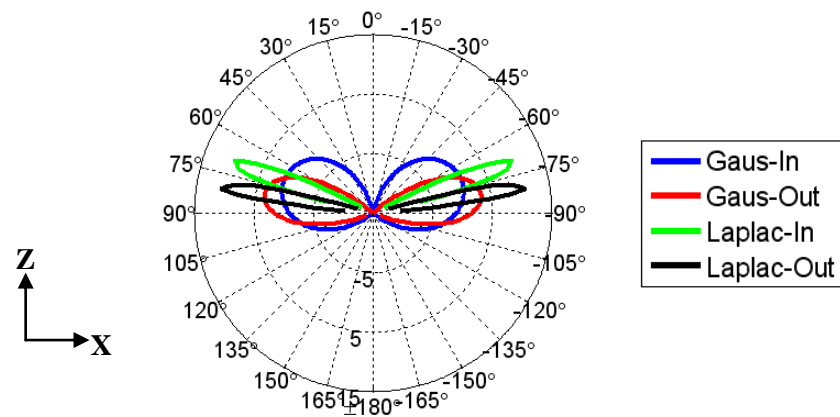


Figure 2.49: Distribution des angles d'arrivée des ondes incidentes sur les antennes dans le plan XZ.

2.5.1. Rotation des antennes autour de l'axe X (connecteurs selon X)

Les antennes sont initialement positionnées dans le plan XZ de manière à ce que les connecteurs soient suivant l'axe X (angle de rotation: 0°). La position du système varie par une rotation autour de l'axe X comme le montre la Figure 2.50. L'onde incidente est également représentée avec \vec{E} le champ électrique, \vec{H} le champ magnétique et \vec{P} le vecteur de Poynting.

Lors de notre étude, on s'intéressera à expliquer les différents résultats de diversité en se basant sur le rayonnement dans le plan XZ. Néanmoins, la même démarche peut être adoptée pour les autres plans.

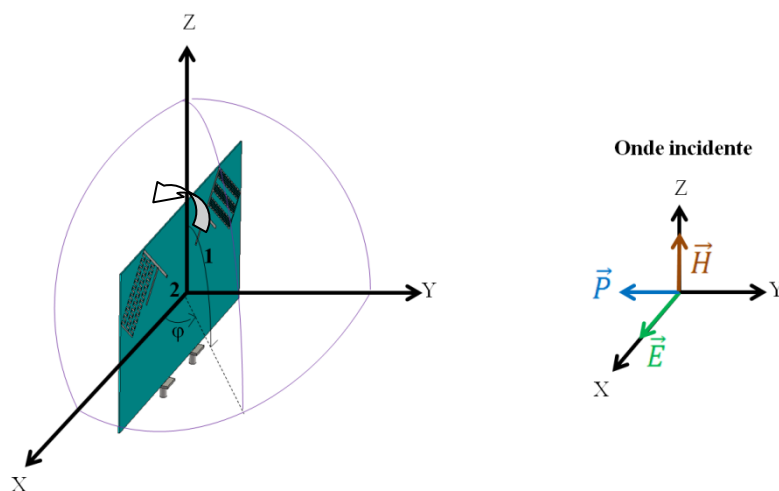


Figure 2.50: Première configuration: rotation du système autour de X.

2.5.1.1. Coefficient de corrélation

L'impact de la rotation des antennes sur le coefficient de corrélation en fonction de l'angle de rotation pour les deux fréquences centrales: 781 MHz et 2.6 GHz est illustré sur la Figure 2.51.

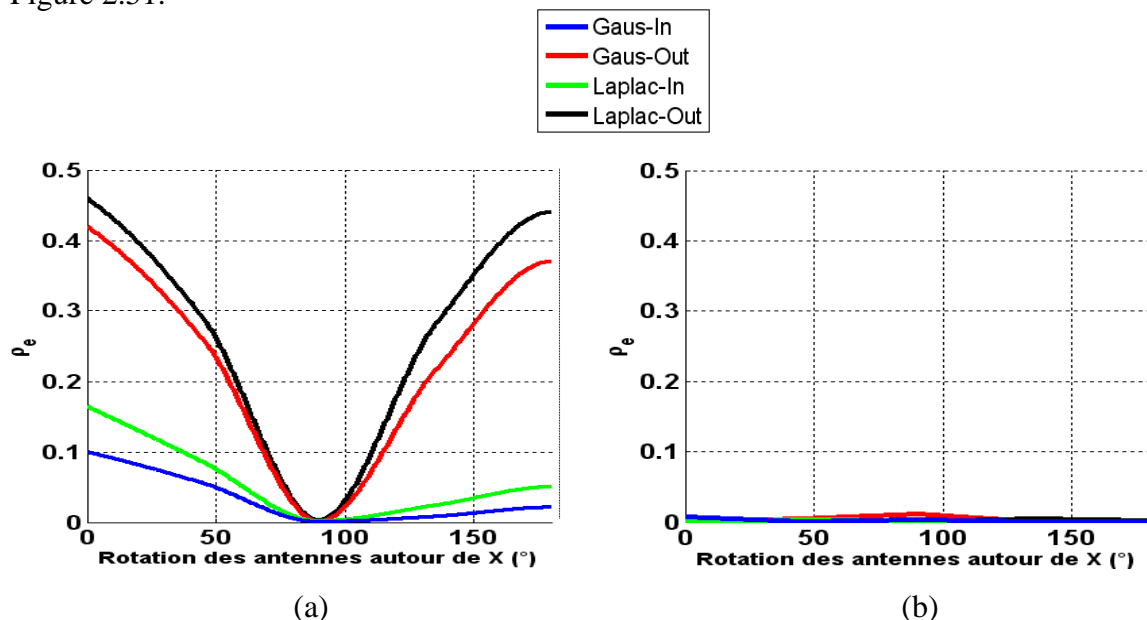


Figure 2.51: Effet de la rotation des antennes autour de X sur le coefficient de corrélation: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

a) Position initiale (angle de rotation: 0°)

➤ Bande basse

Pour un environnement outdoor, c'est-à-dire avec XPD (S_θ/S_ϕ) de 5 dB, le champ électrique des ondes reçues est principalement orienté selon l'axe Z compte-tenu des distributions en élévation considérées (voir Figure 2.52). Les signaux reçus par les deux éléments rayonnants (inclinés de $\pm 45^\circ$) présentent un coefficient de corrélation inférieur à 0.46 pour la distribution laplacienne et 0.42 pour la distribution gaussienne. Les deux antennes contribuent à la réception du champ incident E de la même manière vu la symétrie des antennes par rapport à l'axe Z. Il en résulte une augmentation de la corrélation pour cette position. Néanmoins, le coefficient de corrélation satisfait la condition $\rho_e < 0.5$ permettant ainsi une bonne diversité. D'autre part, la corrélation diminue avec la diminution de l'XPD car la composante verticale devient plus faible [68]. Par conséquent pour un XPD de 1 dB (voir Figure 2.53), la corrélation entre les deux signaux diminue pour atteindre une valeur inférieure à 0.17 pour une distribution laplacienne, et inférieure à 0.1 pour une distribution

gaussienne. Pour une rotation de 180° , les antennes étant sur le même plan (XZ) qu'à 0° , le même raisonnement est appliqué conduisant ainsi à des valeurs respectives de coefficient de corrélation de 0.44 et de 0.37 pour les distributions laplacienne et gaussienne en environnement outdoor.

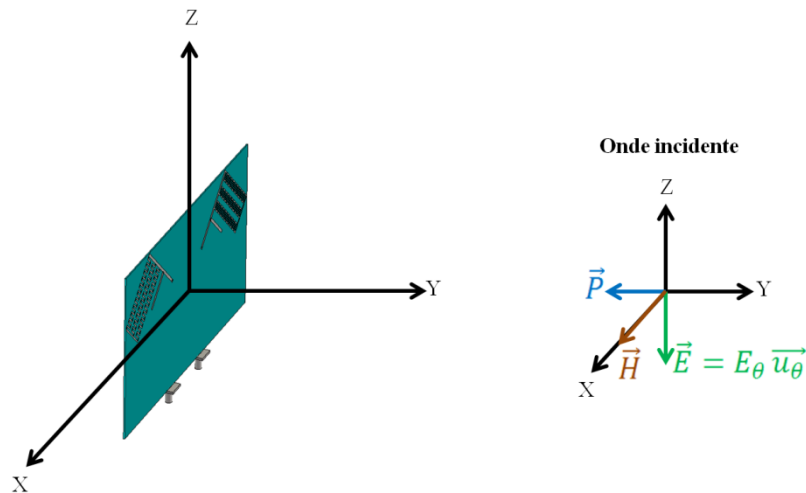


Figure 2.52: Illustration du champ incident sur le système antenne avec une rotation de 0° pour un XPD de 5 dB.

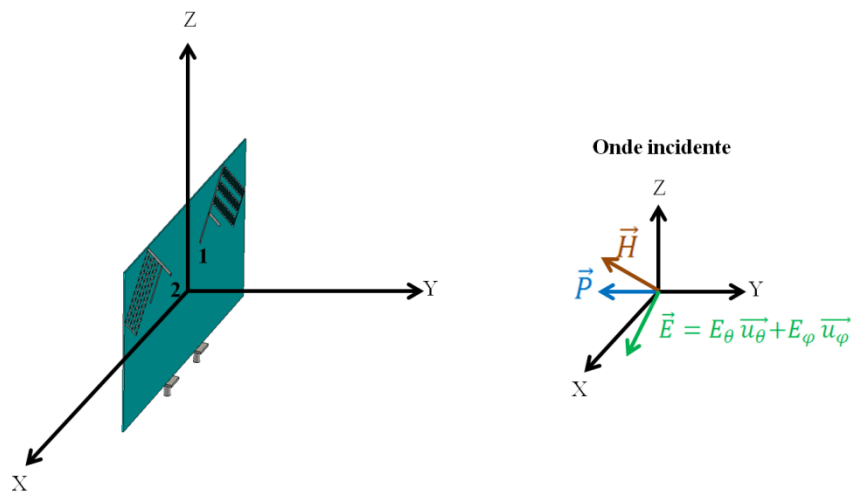


Figure 2.53: Illustration du champ incident sur le système antenne avec une rotation de 0° pour un XPD de 1 dB.

➤ **Bande haute**

Contrairement à la bande basse, la corrélation est faible ($\rho < 0.012$) pour tous les environnements. Dans la plage angulaire où la puissance incidente est significative (entre -30° et -120° et entre 30° et 120° pour toutes les distributions, illustrées en Figure 2.49), le système permet une plus forte diversité de rayonnement. En effet, les maxima d'un élément rayonnant coïncident avec les minima de l'autre et vice versa comme le présente la Figure 2.54 (b). Ceci

va permettre aux deux éléments rayonnants de recevoir les signaux différemment conduisant à une faible corrélation.

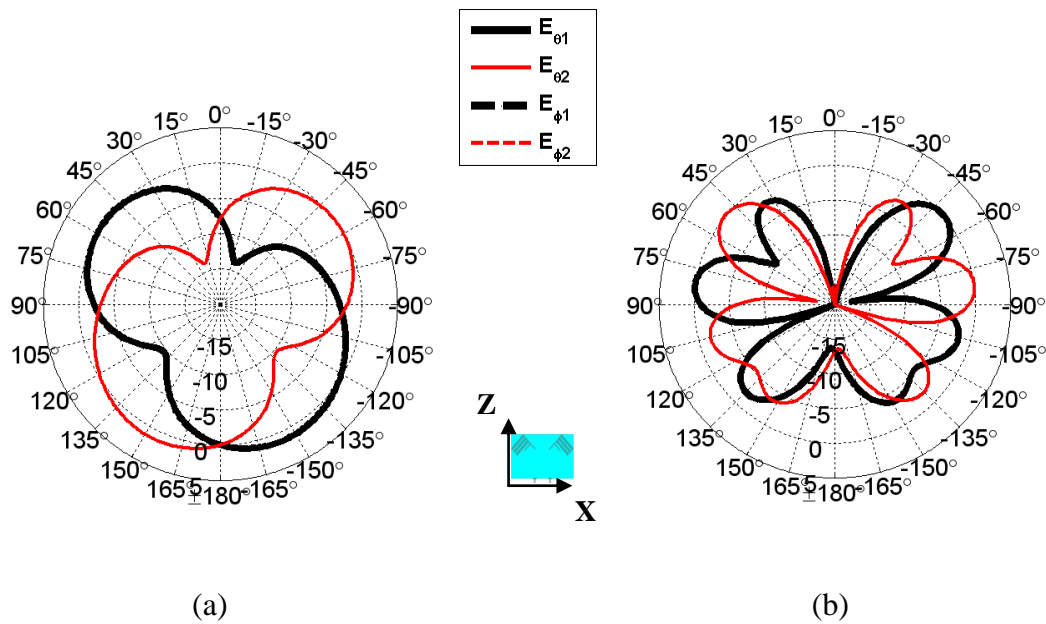


Figure 2.54: Diagrammes de rayonnement sur le plan XZ (dB) des composantes E_θ et E_ϕ pour la position initiale: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

Les composantes $E_{\phi 1}$ et $E_{\phi 2}$ ne sont pas présentées sur la Figure 2.54 car elles sont inférieures à -15 dB.

b) Rotation des antennes de 90°

Pour tous les environnements, la corrélation obtenue est faible pour les deux fréquences. On constate un ρ_e maximum de 0.003 à 781 MHz et de 0.02 à 2.6 GHz. Les antennes étant sur le plan XY (voir Figure 2.55 et Figure 2.56) ne peuvent recevoir aucune composante du champ incident \vec{E} (qui se trouve sur le plan XZ) d'où la faible corrélation entre les signaux.

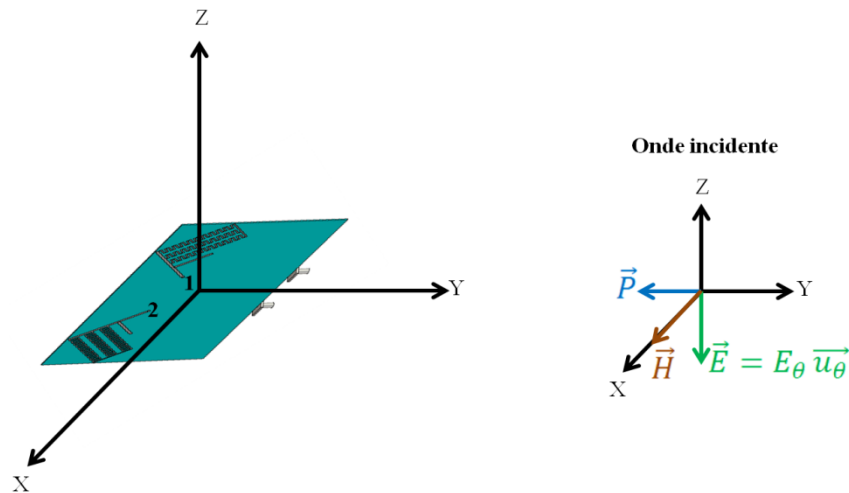


Figure 2.55: Illustration du champ incident sur le système antenne avec une rotation de 90° pour un XPD de 5 dB.

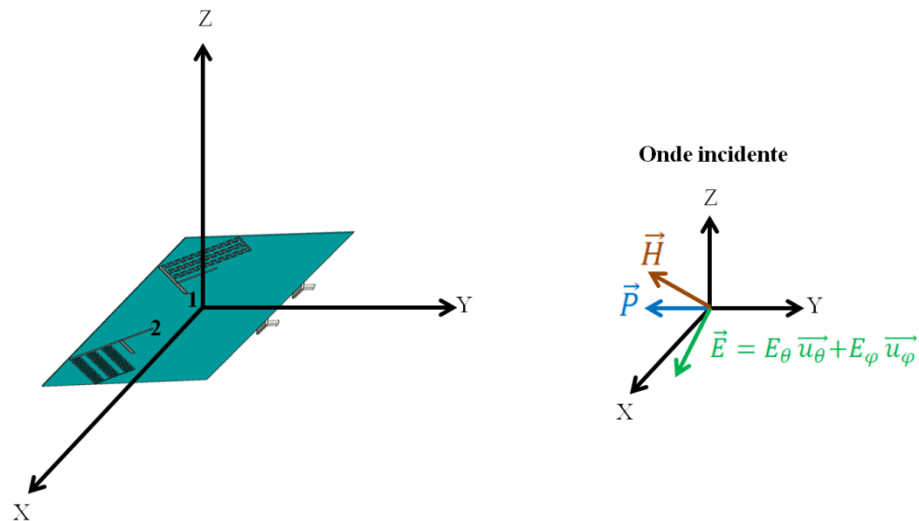


Figure 2.56: Illustration du champ incident sur le système antenne avec une rotation de 90° pour un XPD de 1 dB.

2.5.1.2. Gain Effectif Moyen

L'impact de la rotation des antennes sur le gain effectif moyen en fonction de l'angle de rotation pour les deux fréquences centrales: 781 MHz et 2.6 GHz, est illustré dans la Figure 2.57. Le coefficient k est également présenté sur la Figure 2.58. Il représente le rapport de puissances entre les antennes, sa valeur doit être proche de 0 dB pour une contribution active à la diversité.

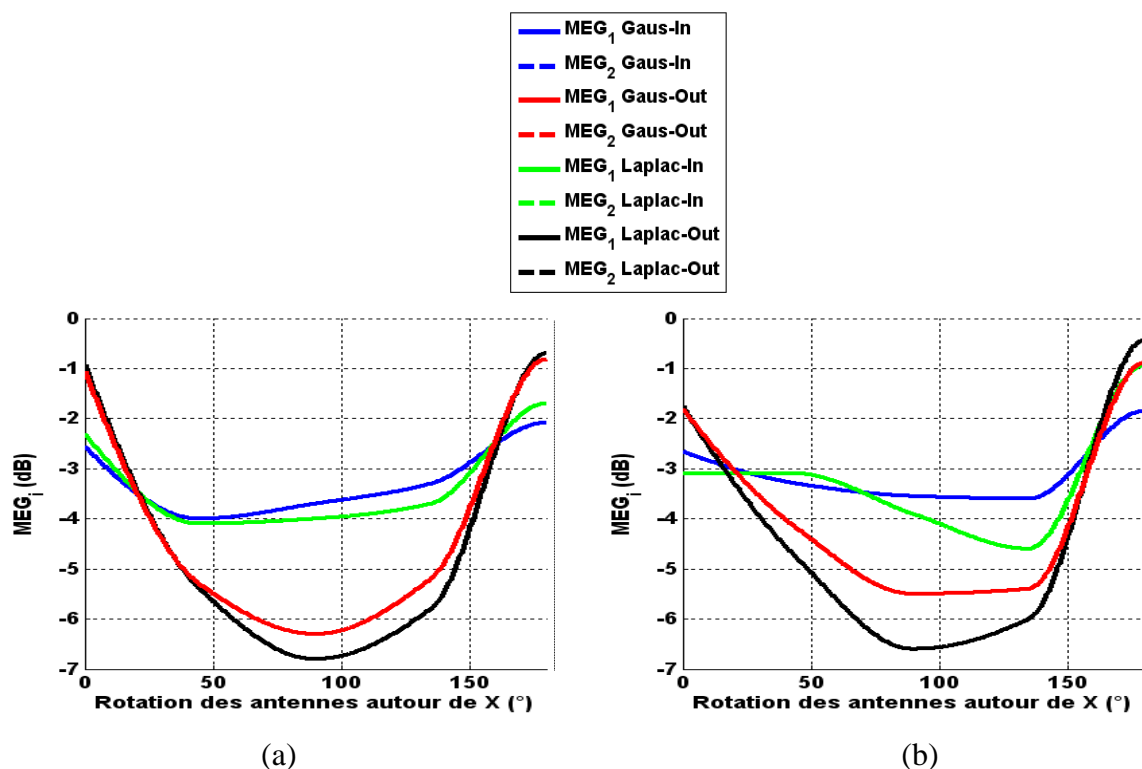


Figure 2.57: Effet de la rotation des antennes autour de X sur le gain effectif moyen: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

$$k = \text{MEG}_1 - \text{MEG}_2$$

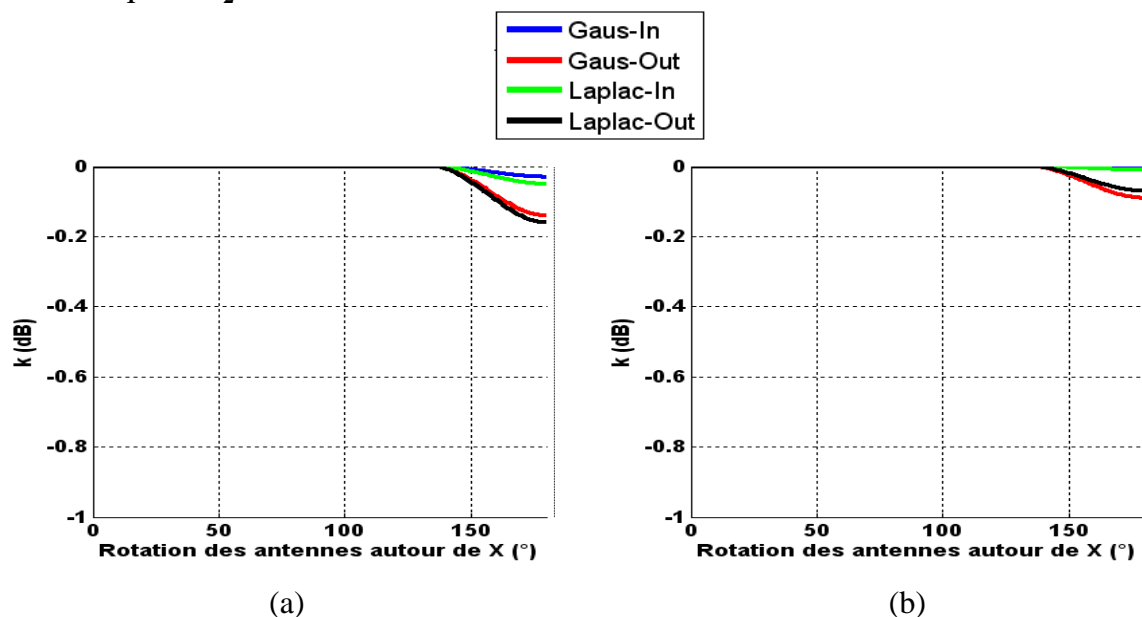


Figure 2.58: Effet de la rotation des antennes autour de X sur le rapport des gains effectifs moyens: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

D'une manière générale, les MEGs des deux antennes sont égaux pour tous les environnements considérés. Par conséquent, il n'y a pas de déséquilibre de puissance entre les deux éléments quel que soit l'angle de rotation. Ceci, en raison de la symétrie du système par

rapport à Z. Cependant, une légère différence est observée pour une rotation de 180° aux deux fréquences ($k < 0.16$ dB à 781 MHz, et $k < 0.09$ dB à 2.6 GHz).

a) Position initiale (angle de rotation: 0°)

Pour cette position, les MEGs sont de -1 dB en outdoor et de -2.5 dB en indoor. Ces valeurs sont élevées. Dans les directions où le champ \vec{E} incident est concentré, aux alentours de 10° (20°) de l'horizon avec une ouverture de 30° (60°) pour l'environnement outdoor (indoor), les deux antennes reçoivent une forte et même quantité de puissance (voir Figure 2.54). On constate également que les MEGs de l'environnement outdoor (XPD = 5 dB) sont plus élevés qu'en indoor (XPD= 1 dB). En outdoor, la composante dominante E_θ rayonnée par chacune des antennes correspond à la polarisation pour laquelle le champ \vec{E} incident est important. Par conséquent, la totalité de la puissance incidente est reçue. En revanche, pour un XPD de 1dB, comme la puissance incidente est plus ou moins répartie sur les composantes E_θ et E_ϕ , une partie de la puissance se trouvant sur E_ϕ sera perdue en raison de la faible composante E_ϕ rayonnée (voir Figure 2.54).

b) Rotation des antennes de 90°

Pour un angle de rotation de 90°, les valeurs des MEGs dans les deux environnements s'inversent. En effet, les MEGs sont plus faibles en outdoor (entre -5.5 et -7 dB) qu'en indoor (entre - 3 et - 4 dB). Pour cette position, les rayonnements des antennes dans le plan XZ sont évidemment différents. La Figure 2.59 (a) montre que la composante E_θ rayonnée dans les directions d'incidence du champ \vec{E} est faible, alors qu'un rayonnement omnidirectionnel est observé pour E_ϕ . Par conséquent, pour une onde incidente où la polarisation est essentiellement sur E_θ comme c'est le cas pour XPD de 5 dB, une faible puissance est reçue. A contrario, pour une incidence répartie sur les deux composantes du champ, la partie se trouvant sur la composante E_ϕ est reçue grâce à la réception omnidirectionnelle de cette composante. Par ailleurs, des différences entre les valeurs des MEGs sont observées entre les deux fréquences 781 MHz et 2.6 GHz en raison de leurs différences de rayonnements en termes de gain et de couverture angulaire.

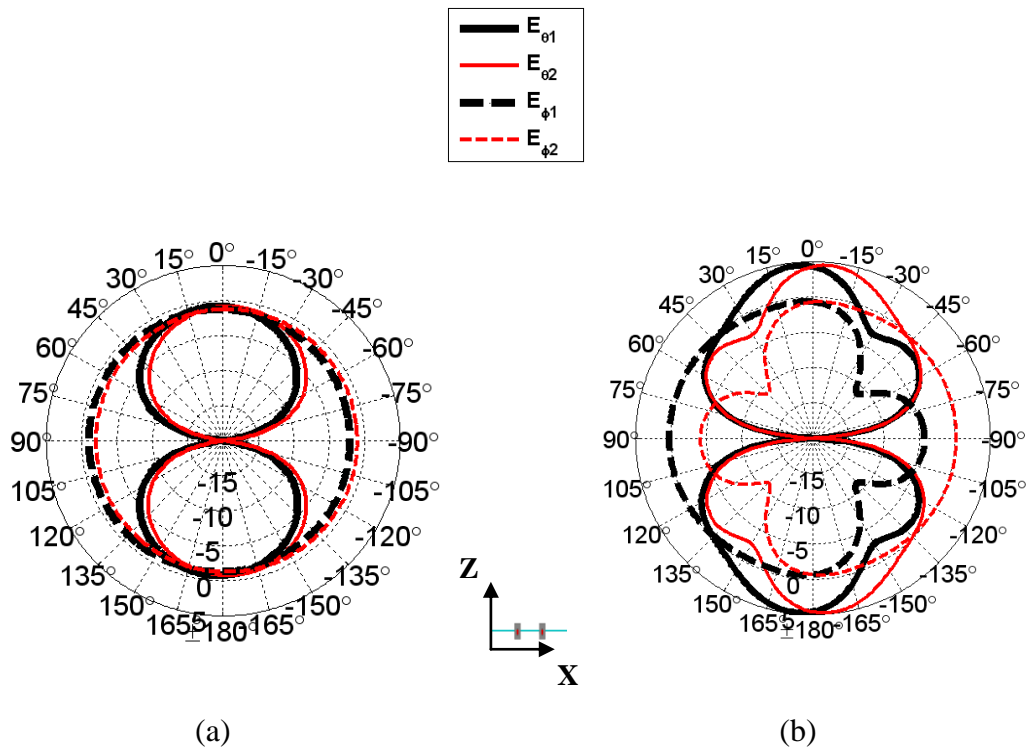


Figure 2.59: Diagrammes de rayonnement sur le plan XZ (dB) des composantes E_{θ} et E_{ϕ} pour une rotation de 90° : (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

2.5.2. Rotation des antennes autour de l'axe X (connecteurs selon Z)

Les antennes sont maintenant positionnées sur le plan XZ de manière à ce que les connecteurs se trouvent sur l'axe Z (angle de rotation: 0°). La position du système varie par rotation autour de l'axe X comme le montre la Figure 2.60.

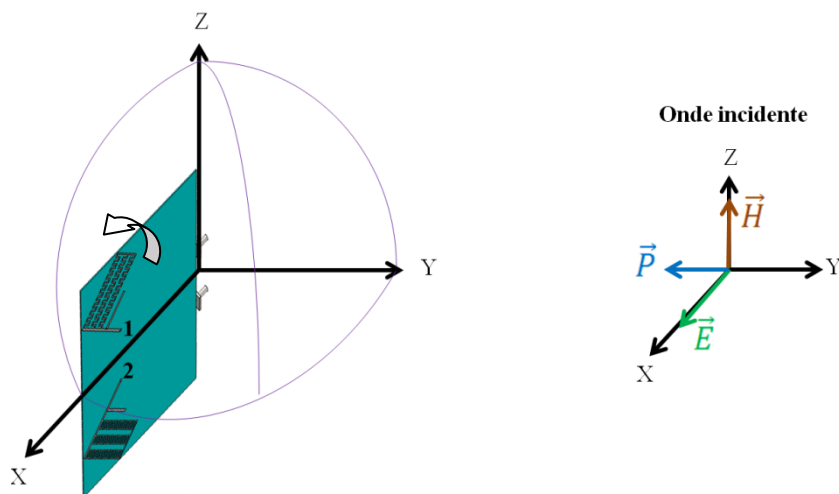


Figure 2.60: Deuxième configuration: rotation du système autour de X.

2.5.2.1. Coefficient de corrélation

L'impact de la rotation des antennes sur le coefficient de corrélation en fonction de l'angle de rotation pour les deux fréquences centrales: 781 MHz et 2.6 GHz est illustré dans la Figure 2.61.

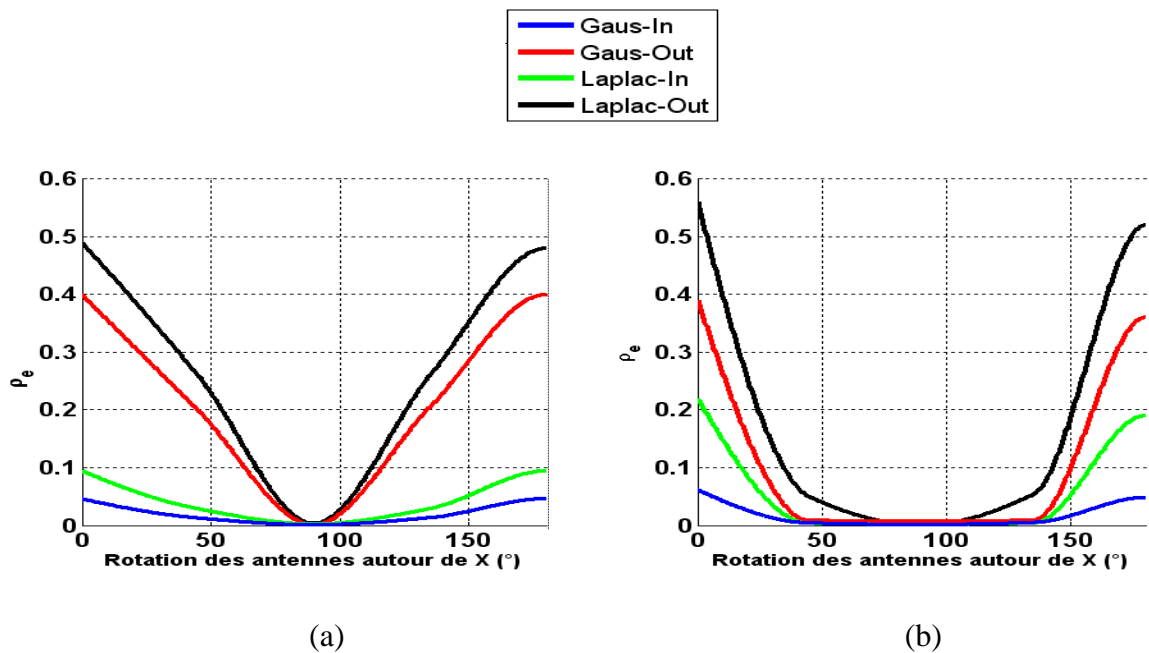


Figure 2.61: Effet de la rotation des antennes autour de X sur le coefficient de corrélation: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

En ce qui concerne le coefficient de corrélation en bande basse, les mêmes phénomènes se reproduisent que pour la configuration de la section 2.5.1.1. Par conséquent, quelle que soit la position initiale des antennes: connecteurs selon X ou Z, la rotation autour de l'axe X conduit aux mêmes effets sur la corrélation. Cependant, on constate pour la bande haute, une augmentation de la corrélation pour les angles de rotations 0° et 180° . Cette dernière diminue avec la diminution de l'XPD. Pour ces positions, contrairement à la configuration (2.5.1.1.a) où la diversité de rayonnement permettait la décorrélation des signaux, elle n'est plus disponible pour cette configuration. En effet, les deux éléments rayonnants présentent des minima de rayonnement dans les plages angulaires où la puissance incidente est significative (voir Figure 2.62 (b)). La valeur du coefficient de corrélation reste tout de même aux alentours de 0.5 grâce à la faible valeur de l'XPD.

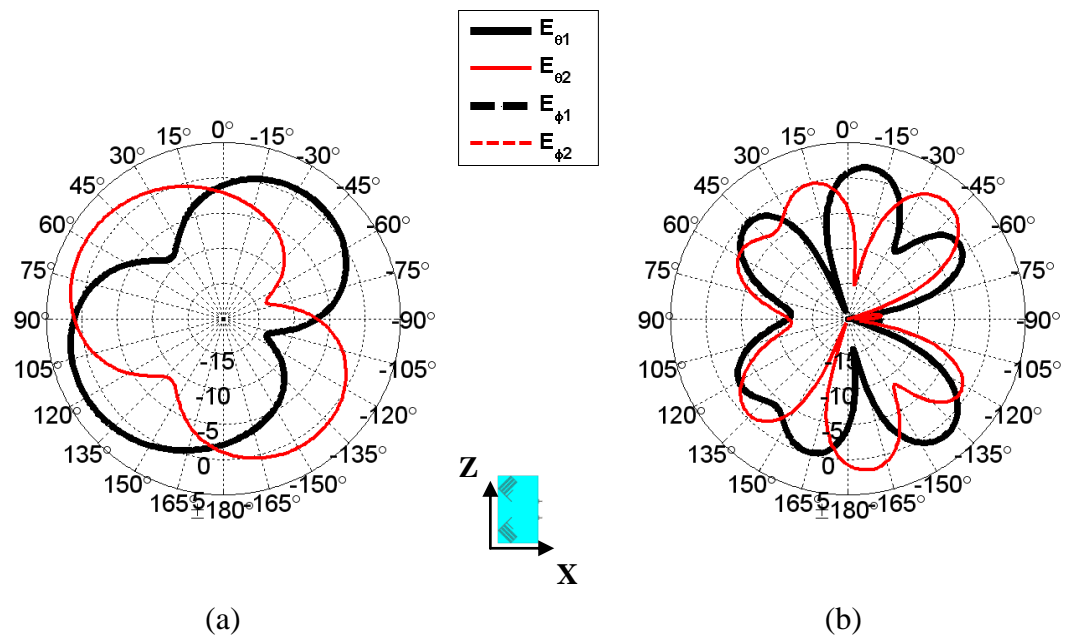


Figure 2.62: Diagrammes de rayonnement sur le plan XZ (dB) des composantes E_0 et E_ϕ pour la position initiale: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

Les composantes $E_{\phi 1}$ et $E_{\phi 2}$ ne sont pas présentées sur la Figure 2.62 car elles sont inférieures à -15 dB.

2.5.2.2. Gain Effectif Moyen

L'impact de la rotation des antennes sur le gain effectif moyen en fonction de l'angle de rotation pour les deux fréquences centrales: 781 MHz et 2.6 GHz, est illustré sur la Figure 2.63. Le coefficient k ($MEG_1 - MEG_2$) est également présenté sur la Figure 2.64.

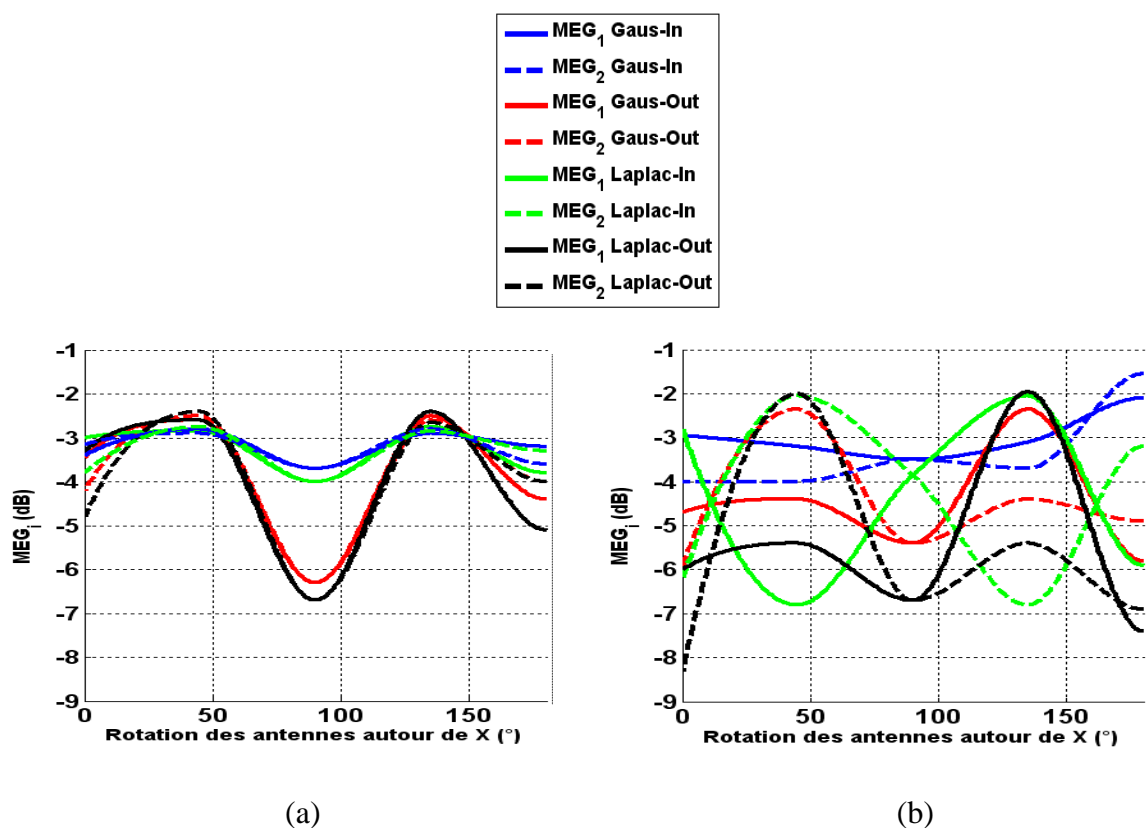


Figure 2.63: Effet de la rotation des antennes autour de X sur le gain effectif moyen: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

$$k = MEG_1 - MEG_2$$

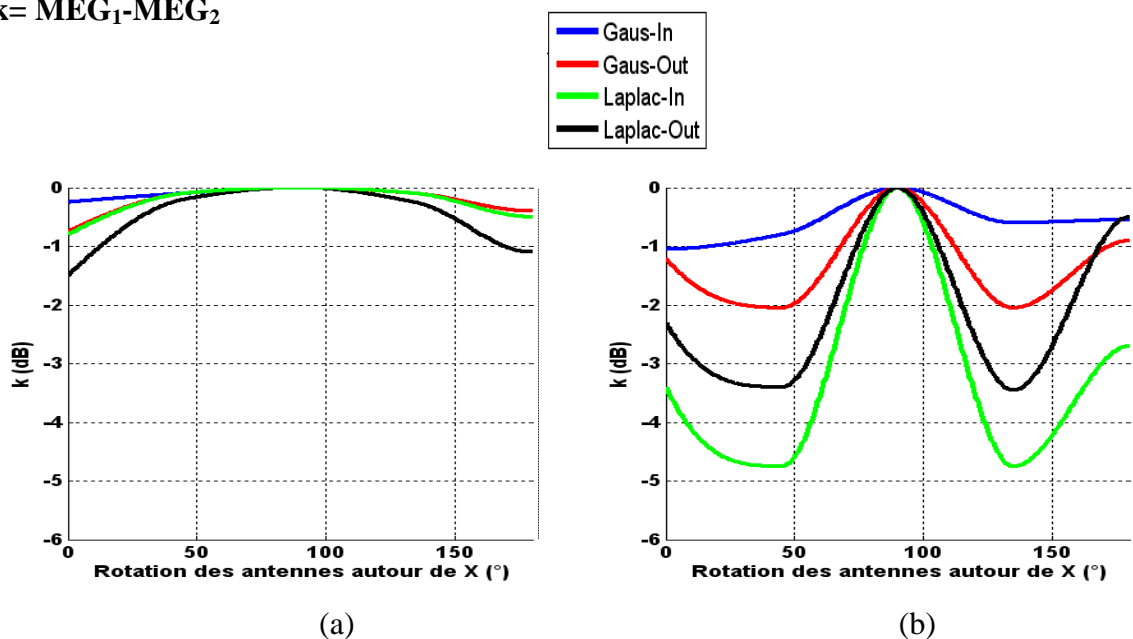


Figure 2.64: Effet de la rotation des antennes autour de X sur le rapport des gains effectifs moyens: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

a) Position initiale (angle de rotation : 0°)

A 781 MHz, les MEGs des deux éléments ne sont plus égaux. Une différence de 0.3 dB est observée pour l'environnement indoor à distribution gaussienne, de 0.75 dB pour l'environnement outdoor à distribution gaussienne, de 0.8 dB pour l'environnement indoor à distribution laplacienne et de 1.5 dB pour l'environnement outdoor à distribution laplacienne. Dans la plage angulaire où la puissance incidente est importante pour les 4 environnements, l'élément 2 présente un creux inférieur à -15 dB dans la direction -67° quand l'élément 1 recouvre cette plage angulaire, comme l'illustre la Figure 2.62 (a). Ce déséquilibre entre les rayonnements explique la valeur élevée de MEG_1 par rapport au MEG_2 . L'écart est plus significatif à 2.6 GHz. En effet, le coefficient k est plus ou moins important selon que les distributions angulaires de la puissance incidente coïncident ou pas avec les creux des rayonnements des antennes (cela dépend des diagrammes de rayonnements des antennes et de la distribution considérée). A titre d'exemple, l'écart entre les MEGs est le plus important pour la distribution laplacienne car elle présente la distribution angulaire la plus étroite.

b) Rotation des antennes de 45°

A 781 MHz, les valeurs des MEGs observés sont plus élevées pour cet angle de rotation (entre -3 et -2.5 dB) que pour un angle de 0° (entre -5 et -3 dB). La composante E_ϕ rayonnée n'est plus faible (Figure 2.65(a)). Par conséquent, la quantité de puissance perdue en ϕ pour le cas précédent ne l'est plus pour cette orientation, augmentant ainsi les valeurs de MEG.

A 2.6 GHz, l'écart entre MEGs devient plus important. On remarque une forte réception de l'antenne 2 par rapport à l'antenne 1 pour les environnements outdoor à distribution gaussienne, indoor à distribution laplacienne et outdoor à distribution laplacienne. En revanche, pour l'environnement indoor à distribution gaussienne, la réception est plus élevée sur l'antenne 1. Pour ce dernier cas, les composante $E_{\theta 1}$, $E_{\phi 1}$ rayonnées recouvrent les plages angulaires du champ \vec{E} incident de manière plus élevée que celles de l'antenne 2 comme l'illustre la Figure 2.65, ce qui n'est pas le cas pour les trois autres environnements. Pour un angle de rotation de 135° , les résultats s'inversent car les rayonnements des antennes 1 et 2 s'inversent.

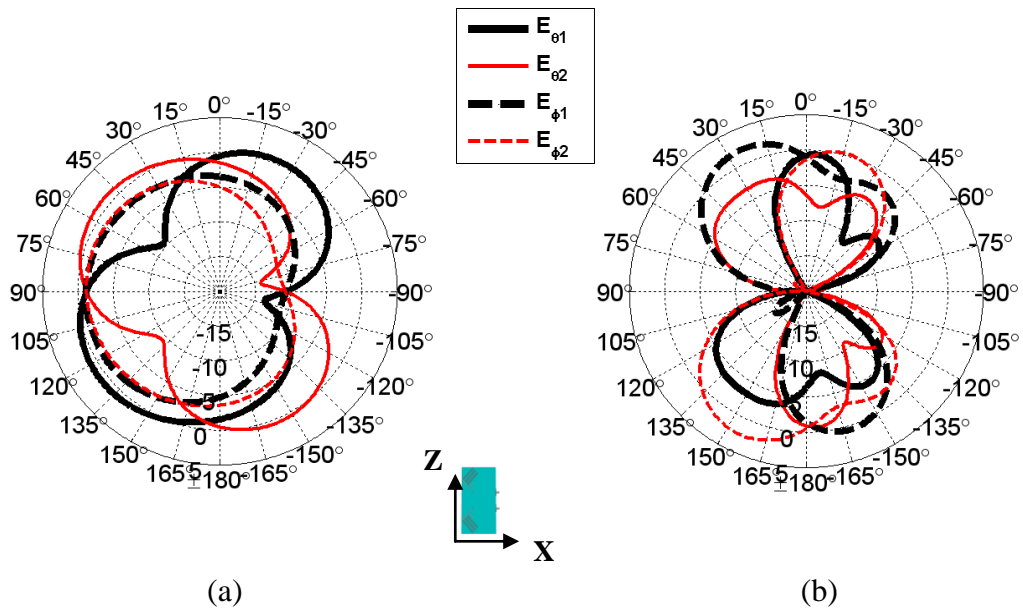


Figure 2.65: Diagrammes de rayonnement sur le plan XZ (dB) des composantes E_θ et E_ϕ pour une rotation de 45° : (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

c) Rotation des antennes de 90°

Pour tous les environnements et aux deux fréquences 781 MHz et 2.6 GHz, les MEGs sont égaux grâce à la symétrie des deux diagrammes de rayonnement illustrés sur la Figure 2.66.

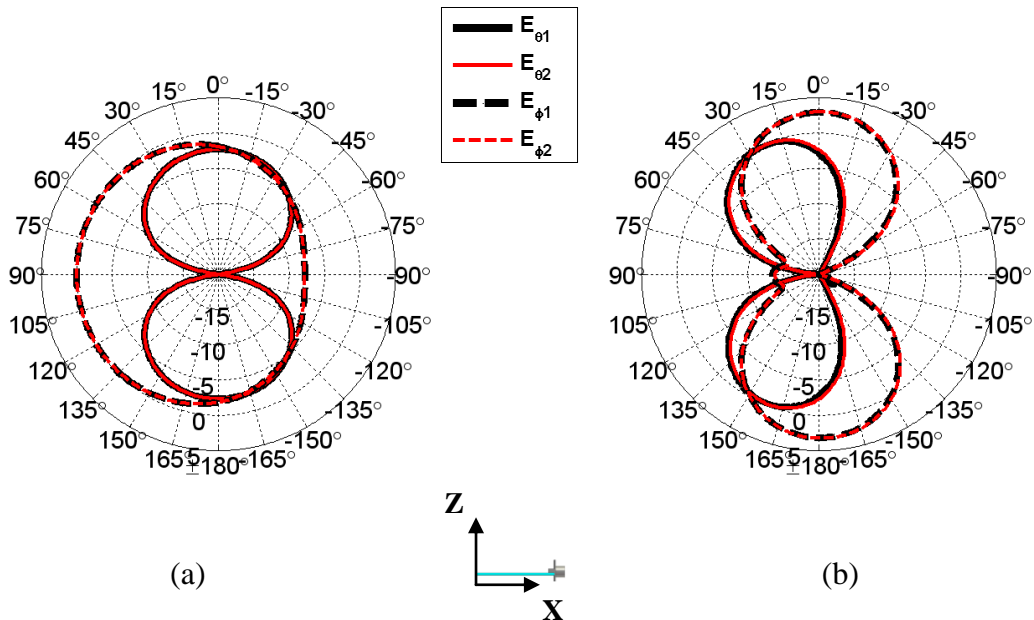


Figure 2.66: Diagrammes de rayonnement sur le plan XZ (dB) des composantes E_θ et E_ϕ pour une rotation de 90° : (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

2.5.3. Rotation des antennes autour de l'axe Y (Antennes sur le plan XZ)

Les antennes sont maintenant positionnées sur le plan XZ de manière à ce que les connecteurs soient sur l'axe X (angle de rotation: 0°). La position du système varie par rotation autour de l'axe Y comme le montre la Figure 2.67.

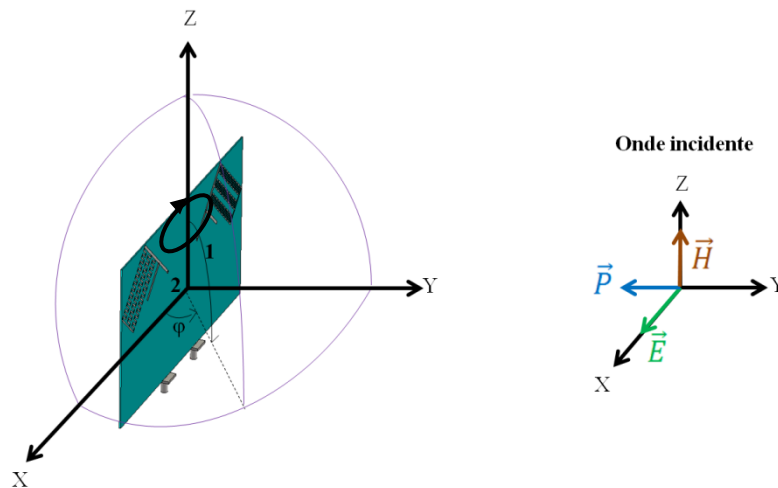


Figure 2.67: Troisième configuration: rotation du système autour de Y.

L'étude du coefficient de corrélation pour les configurations suivantes: position initiale des antennes et rotation de 90° a déjà été traitée dans les sections respectives 2.5.1.1(a) et 2.5.2.1. D'autre part, l'étude du gain effectif moyen pour les positions citées précédemment a été faite dans les sections respectives 2.5.1.2 (a) et 2.5.2.2 (a).

2.5.3.1. Coefficient de corrélation

L'impact de la rotation des antennes sur le coefficient de corrélation en fonction de l'angle de rotation pour les deux fréquences centrales: 781 MHz et 2.6 GHz est illustré dans la Figure 2.68.

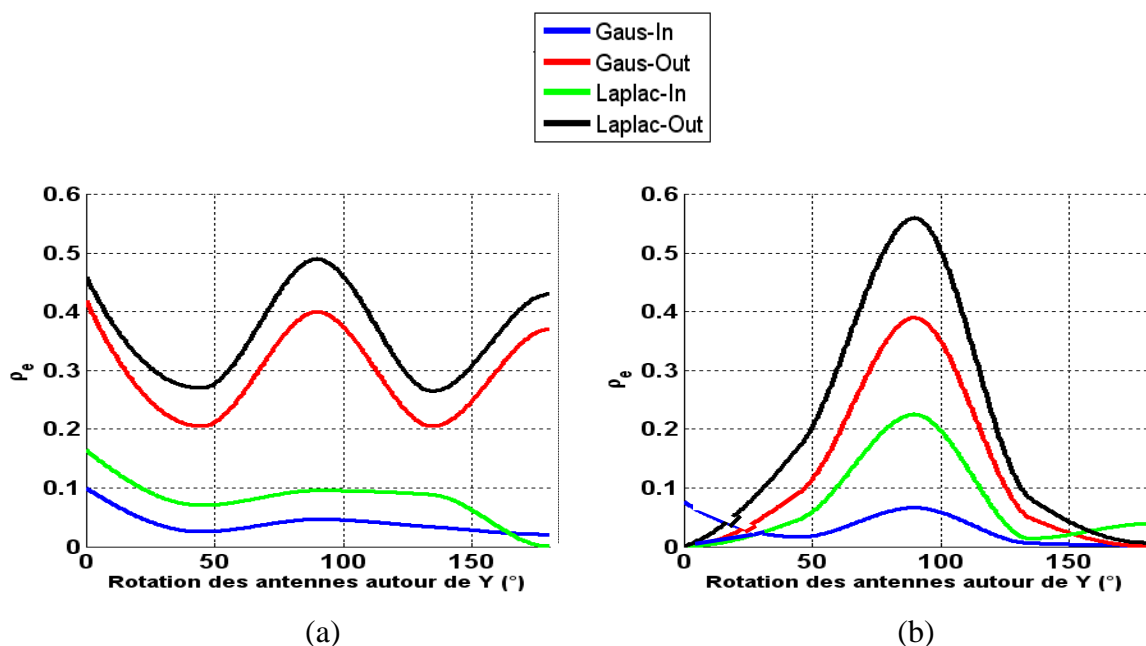


Figure 2.68: Effet de la rotation des antennes autour de Y sur le coefficient de corrélation: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

a) *Rotation des antennes de 45°*

Pour un XPD de 5 dB, la corrélation est faible ($\rho < 0.2$ pour la distribution Gaussienne et $\rho < 0.3$ pour la distribution Laplacienne), car le champ incident \vec{E} est essentiellement reçu par l'antenne 2 (qui est positionnée selon Z) et l'antenne 1 ne reçoit qu'une faible composante de E_φ . Par conséquent, les antennes reçoivent des signaux différemment d'où la faible corrélation.

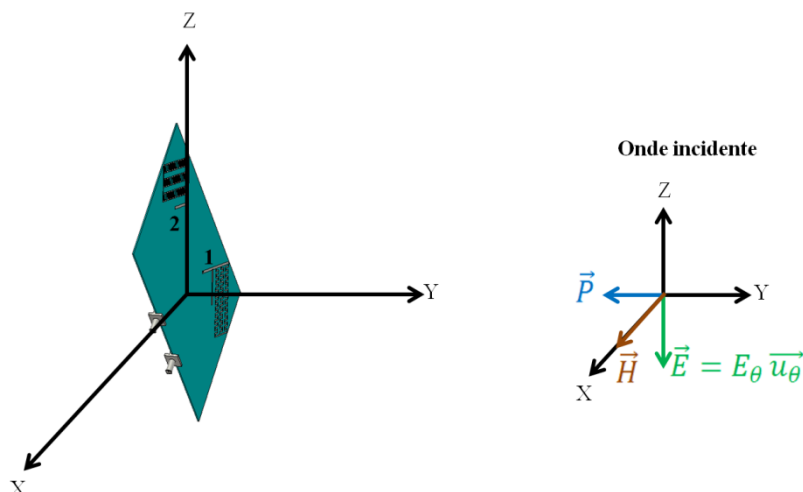


Figure 2.69: Illustration du champ incident sur le système antenne avec une rotation de 45° pour un XPD de 5 dB.

Pour l'environnement indoor où il n'y a pas de composantes dominantes, la corrélation diminue ($\rho < 0.1$). Ceci est dû au fait que l'antenne 2 reçoit essentiellement la composante E_θ et l'antenne 1 la composante E_φ , et comme les deux composantes sont supposées décorréelées, la corrélation entre les deux signaux reçus est faible.

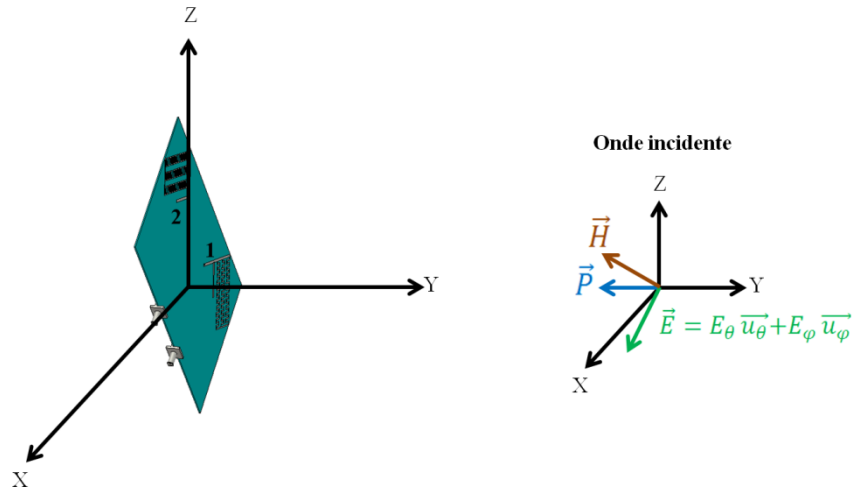


Figure 2.70: Illustration du champ incident sur le système antenne avec une rotation de 45° pour un XPD de 1 dB.

2.5.3.2. Gain Effectif Moyen

L'impact de la rotation des antennes sur le gain effectif moyen en fonction de l'angle de rotation pour les deux fréquences centrales: 781 MHz et 2.6 GHz, est illustré dans la Figure 2.71. Le coefficient k est également présenté dans la Figure 2.72.

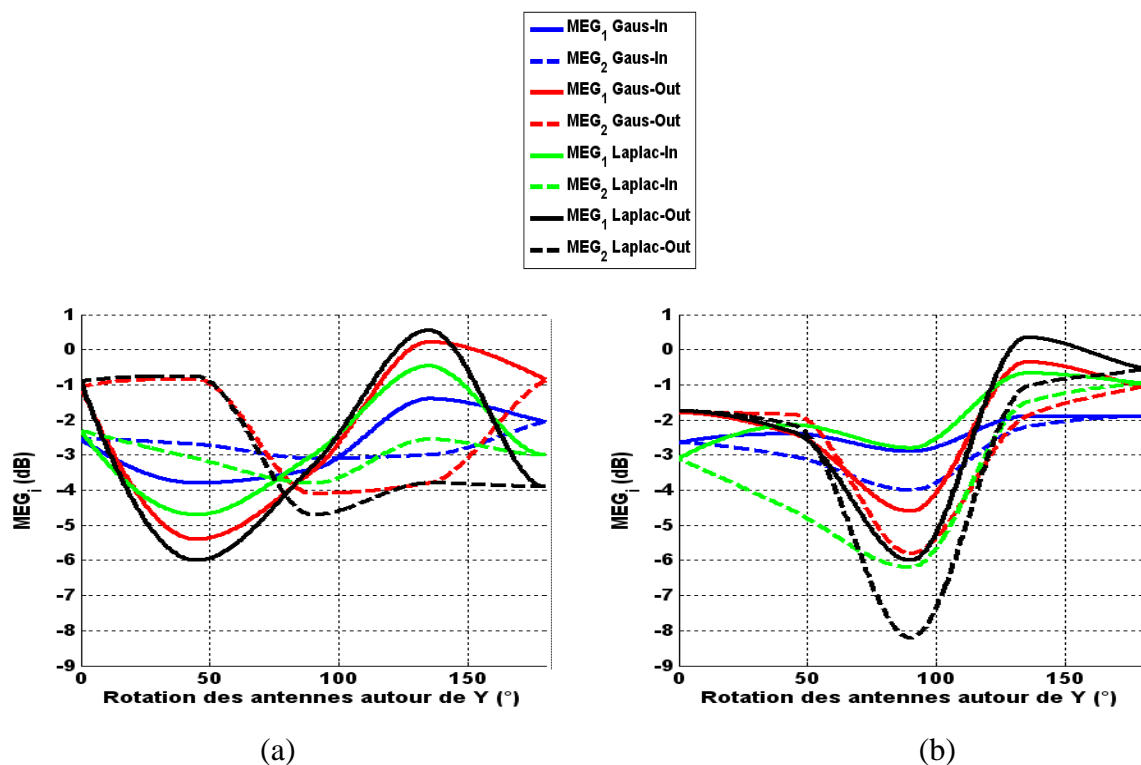


Figure 2.71: Effet de la rotation des antennes autour de Y sur le gain effectif moyen: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

$$k = \text{MEG}_1 - \text{MEG}_2$$

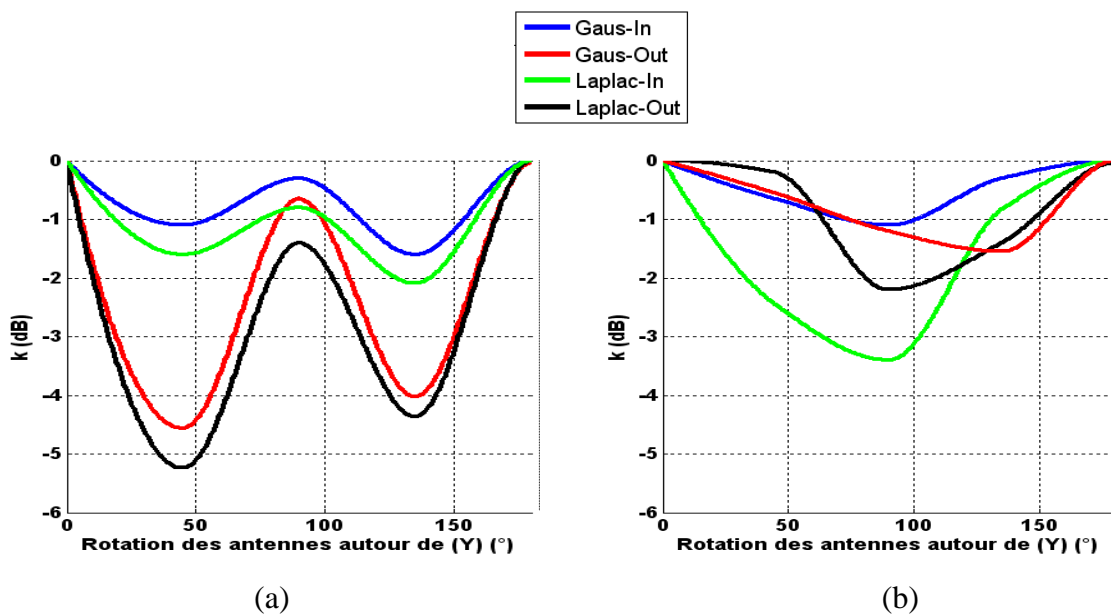


Figure 2.72: Effet de la rotation des antennes autour de Y sur le rapport des gains effectifs moyens: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

a) Rotation des antennes de 45°

Pour une rotation de 45°, les MEG_1 chutent significativement. La composante dominante E_0 de l'élément 2 est concentrée dans les directions où la puissance incidente est importante

alors que l'élément 1 présente des creux de rayonnement dans ces directions. La chute observée ne se manifeste pas pour la bande haute car pour ces directions les deux antennes rayonnent de fortes valeurs de la composante E_θ .

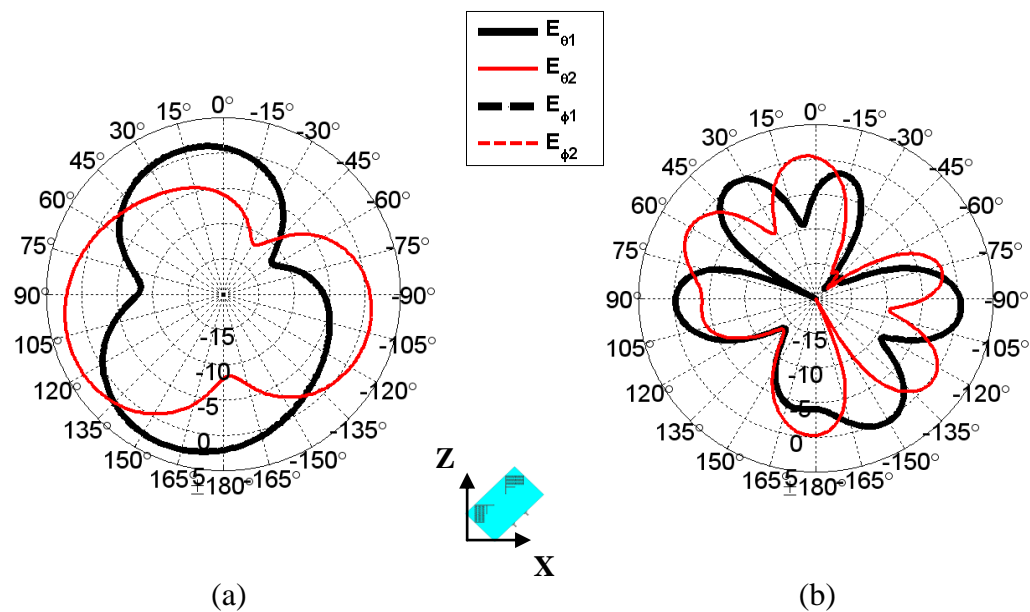


Figure 2.73: Diagrammes de rayonnement sur le plan XZ (dB) des composantes E_θ et E_ϕ pour une rotation de 45° : (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

b) Rotation des antennes de 135°

Pour cet angle de rotation, on constate un comportement inverse à celui d'une rotation de 45° : les MEG_1 sont plus élevés que les MEG_2 car les composantes E_θ rayonnées des 2 éléments s'inversent sur le plan XZ (voir Figure 2.74).

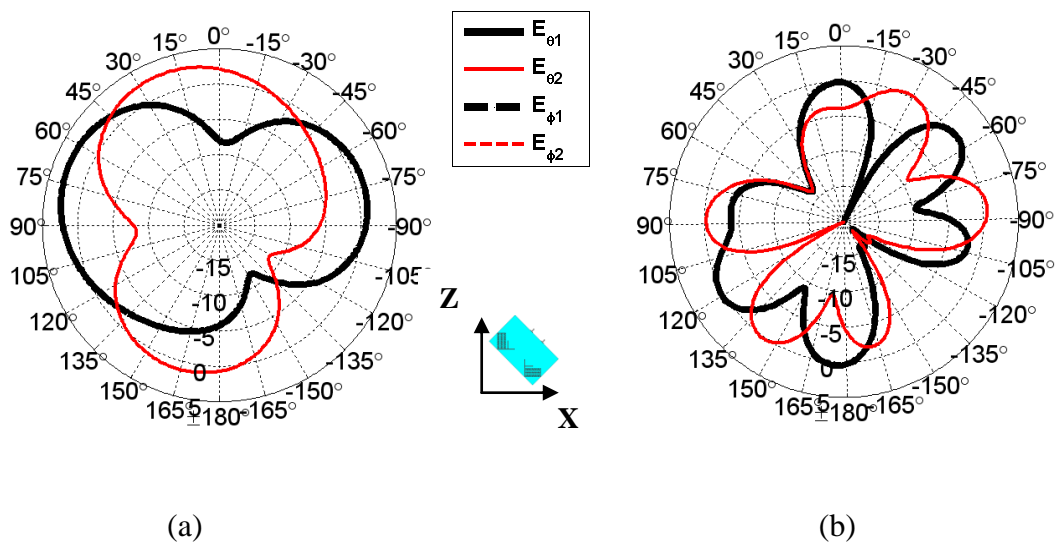


Figure 2.74: Diagrammes de rayonnement sur le plan XZ (dB) des composantes E_θ et E_ϕ pour une rotation de 135° : (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

2.5.4. Conclusion

La corrélation et le MEG sont sensibles à l'orientation des antennes, à la distribution des ondes incidentes et à la dépolarisation de l'environnement. Cependant, grâce à la capacité du système conçu à fournir de la diversité (en espace, en polarisation, et en rayonnement), le coefficient de corrélation et le MEG obtenus pour la plupart des cas étudiés vérifient les conditions d'une bonne diversité ($\rho < 0.5$ et $k > -3$ dB). Les positions inclinées présentent les meilleures performances en termes de diversité. De telles positions sont les plus courantes et le plus adoptées par les utilisateurs.

2.6. Conclusion

Un système antenne compact bi-bande à double polarisation destiné aux applications LTE est proposé dans ce chapitre. Le système possède de la diversité de rayonnement et de polarisation dans les bandes: 700-862 MHz et de 2.5-2.69 GHz avec une forte isolation ($|S_{21}| < -15$ dB) et des efficacités totales supérieures à 75%. La première partie de ce chapitre a été consacrée à une étude détaillée des paramètres influençant les performances du système rayonnant en termes de bande passante, d'isolation, d'efficacité totale et de rayonnement. L'influence des dimensions du plan de masse, des éléments rayonnants, ainsi que la position des alimentations sur le fonctionnement antenne ont été étudiées. La seconde partie de ce chapitre a été consacrée à l'utilisation des techniques d'isolation pour des systèmes opérant sur deux bandes de fréquences simultanément. Les techniques consistent en la modification de la géométrie du plan de masse, et en l'insertion d'encoche entre deux antennes. L'optimisation des deux degrés de liberté rend possible l'obtention d'une bonne isolation ($|S_{21}| < -15$ dB) dans les deux bandes souhaitées permettant ainsi d'améliorer les performances du système initial. Enfin, la diversité apportée par le système a été évaluée via le calcul du coefficient de corrélation et le rapport des MEGs pour différentes positions du système. Cette étude a été testée sur des modèles d'environnements isotrope, indoor et outdoor. Pour la majorité des configurations, il a été constaté que le système satisfait un coefficient de corrélation $\rho < 0.5$ et un rapport des MEGs $k > -3$ dB. Ainsi, le système proposé est adapté à la technologie LTE et offre au standard la possibilité d'établir des communications MIMO. Par ailleurs, alors que les smart phones s'agrandissent, et les tablettes font le chemin inverse, le système antenne proposé peut répondre également aux demandes actuelles du marché en termes de compacité.

3. Chapitre 3 : Conception de systèmes antennaires bi-bandes à diversité privilégiant la compacité

3.1. Introduction

Le système antenne à base de méandres proposé au chapitre 2 peut être destiné, de par sa taille, aux ordinateurs portables, tablettes ou plus récemment à l'hybride tablette-téléphone.

A présent, notre objectif est de concevoir des systèmes multi-antennaires intégrables dans des terminaux plus petits tels que le téléphone portable. L'étude privilégie la compacité du système tout en conservant des performances acceptables. On propose dans un premier temps, une antenne bi-bandes qui fonctionne dans les bandes correspondant aux applications LTE : 790-862 MHz et 2.5-2.69 GHz. Ensuite, une deuxième antenne est placée orthogonalement à la première pour introduire la diversité de polarisation et de rayonnement. Trois types de systèmes antennaires dont le dernier est intégrable dans un téléphone portable sont proposés. L'un d'entre eux est évalué en diversité pour différentes orientations dans les environnements isotrope, indoor et outdoor. En conclusion, une analyse comparative des prototypes d'antennes conçus et réalisés en cours de cette thèse est établie. Pour chaque système, l'application visée est précisée, et le compromis performances-dimensions est discuté.

3.2. Système bi-bandes à un seul élément rayonnant

3.2.1. Géométrie de l'antenne

On propose de concevoir une antenne planaire bi-bandes opérant dans les bandes 790-862 MHz et 2.5-2.69 GHz. L'antenne est constituée de deux monopôles planaires: le premier est un monopôle excité de longueur 79.1 mm résonant à une longueur d'onde de l'ordre de $\lambda_1/4$ (où λ_1 est la longueur d'onde en espace libre correspondant à la fréquence 862 MHz). Un deuxième monopôle passif de longueur de 19 mm résonant à une longueur de l'ordre de $\lambda_2/4$ (où λ_2 est la longueur d'onde en espace libre correspondant à la fréquence 2.69 GHz). Pour des contraintes d'intégration, les monopôles sont repliés (Antenne ILA, Inverted L Antenna) afin d'occuper un espace maximal de $80 \times 20 \text{ mm}^2$. Les deux éléments rayonnants sont gravés sur un substrat bas coût de type FR4, de taille $85 \times 70 \text{ mm}^2$ (hauteur \times largeur), d'épaisseur 0.7 mm, de permittivité 3.7 avec des pertes $\tan \delta = 0.019$. Les dimensions du plan de masse sont

de $70 \times 70 \text{ mm}^2$ (hauteur \times largeur). La géométrie et les dimensions sont présentées sur les Figure 3.1 et Figure 3.2 avec $l_1=57 \text{ mm}$, $l_2=7.6 \text{ mm}$, $h_1=13.2 \text{ mm}$, $h_2=8.4 \text{ mm}$, $h'_1=8.9 \text{ mm}$, $h'_2=3 \text{ mm}$, $w_1=w_2=1.2 \text{ mm}$.

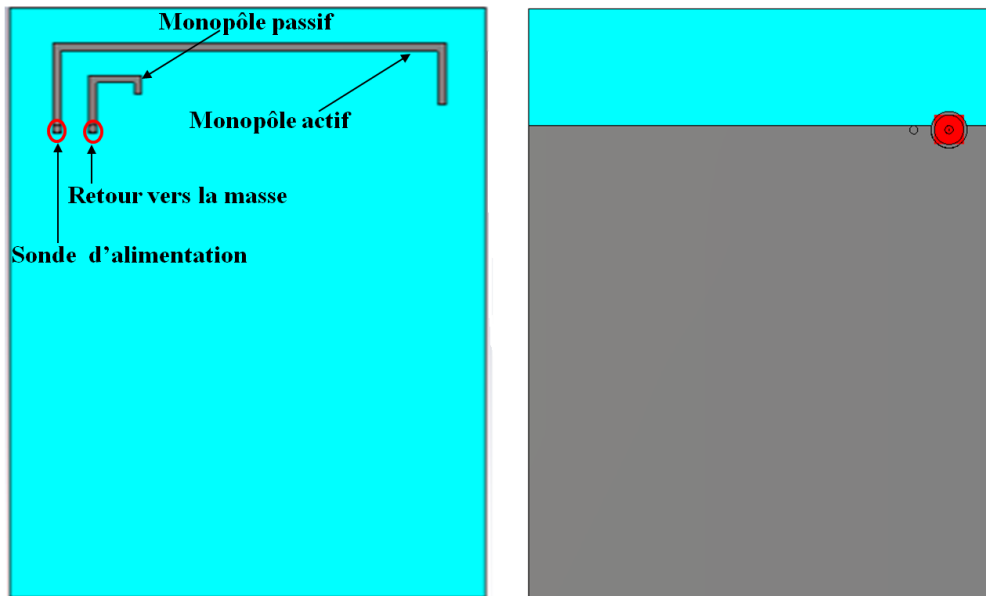


Figure 3.1: Géométrie de l'antenne.

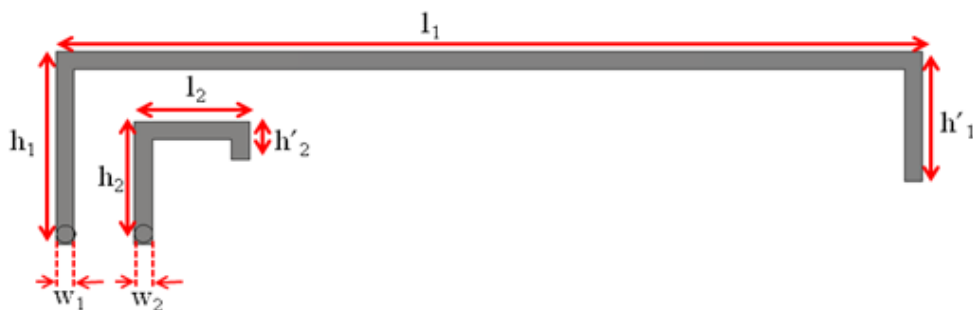


Figure 3.2: Géométrie et dimensions des monopôles.

Le coefficient de réflexion obtenu après simulation de l'antenne avec le solveur « Transient » de CST Microwave Studio[®] est présenté sur la Figure 3.3. L'objectif est d'obtenir un module du coefficient de réflexion inférieur à -6 dB dans les bandes correspondant aux applications LTE: 790- 862 MHz et 2.5-2.69 GHz. Le critère d'adaptation de -6 dB , moins restrictif que celui choisi dans le chapitre précédent vient du fait que c'est la taille du système antennaire et non ses performances qui seront privilégiées ici. Deux résonances à 798 MHz et 2.69 GHz sont observées. Les impédances aux deux fréquences de

résonances présentent des parties réelles respectives de 7Ω et 255Ω , loin de l'impédance 50Ω . Ceci est confirmé par le module du coefficient de réflexion qui est supérieur à -6 dB.

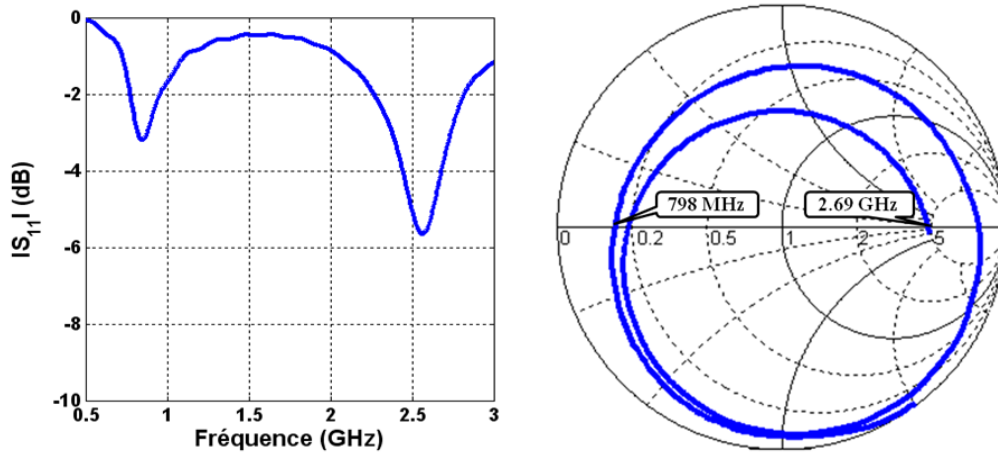


Figure 3.3: Module du coefficient de réflexion et impédance d'entrée de l'antenne normalisée sur 50Ω , entre 0.5 et 3 GHz.

La Figure 3.4 montre l'amplitude maximale des densités de courant sur l'antenne aux deux fréquences de résonances 798 MHz et 2.69 GHz. Une forte concentration des courants est observée sur le monopôle excité à 798 MHz tandis qu'ils sont faibles sur le monopôle passif. A 2.69 GHz, les courants sont plus forts sur le monopôle passif.

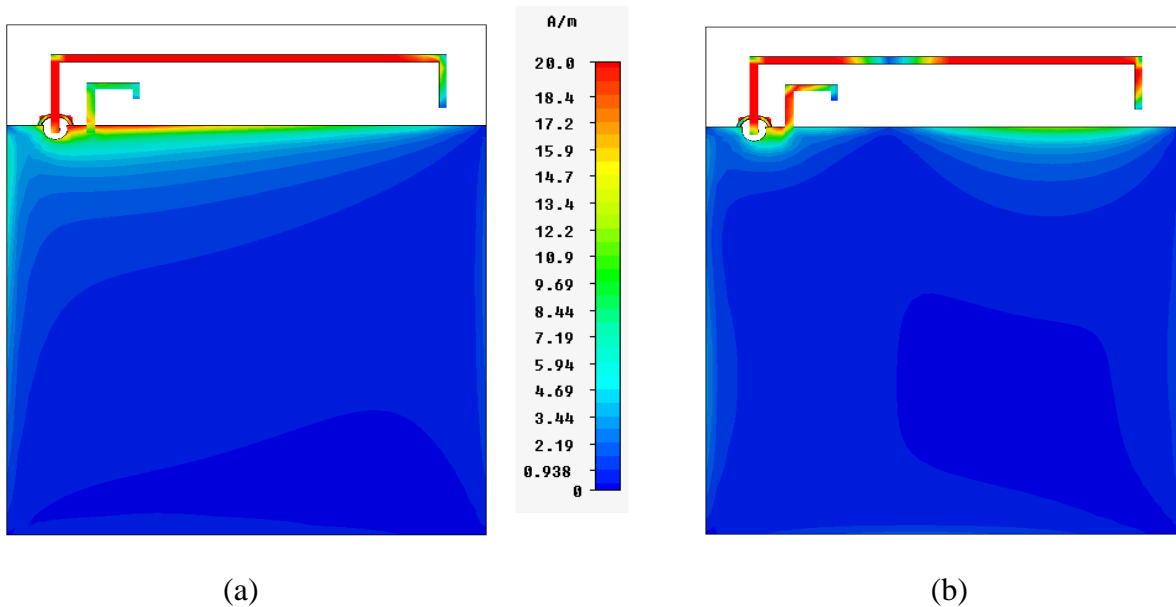


Figure 3.4: Distribution des courants surfaciques sur l'antenne: (a) 798 MHz, (b) 2.69 GHz.

3.2.1.1. Adaptation d'impédance

Les paramètres pouvant influencer significativement les niveaux d'adaptation des deux bandes sont étudiés dans cette partie.

a) Influence des largeurs des monopôles

L'impédance de l'antenne dépend essentiellement de la largeur des monopôles. Par conséquent, on s'intéresse à améliorer le niveau d'adaptation des deux bandes en agissant sur ces derniers. On fixe w_1 à 1.2 mm (ce qui correspond au diamètre de l'âme centrale du connecteur SMA) et on fait varier w_2 de 0.6 mm à 3.6 mm. La Figure 3.5 illustre l'évolution de l'impédance d'entrée et du coefficient de réflexion en fonction de w_2 . Puis, on fixe w_2 à 1.2 mm et on fait varier w_1 de 0.6 mm à 3.6 mm. La Figure 3.6 illustre l'évolution de l'impédance d'entrée et du coefficient de réflexion en fonction de w_1 .

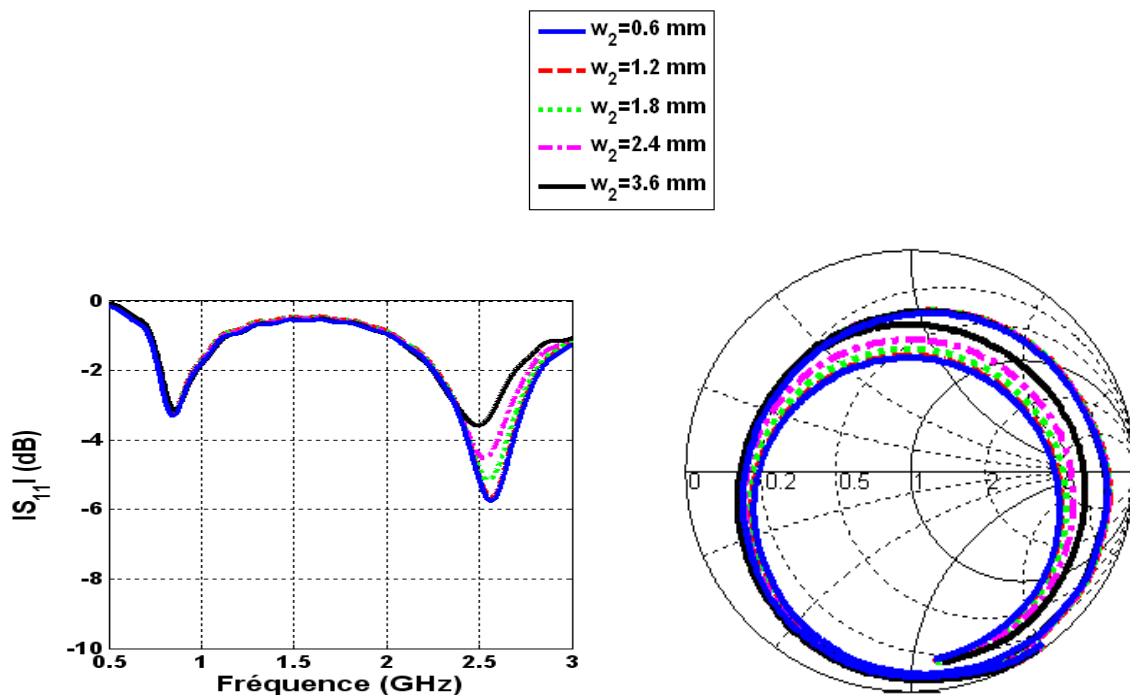


Figure 3.5: Module du coefficient de réflexion et impédance d'entrée de l'antenne normalisée sur 50Ω , entre 0.5 et 3 GHz, en fonction de w_2 pour $w_1 = 1.2$ mm.

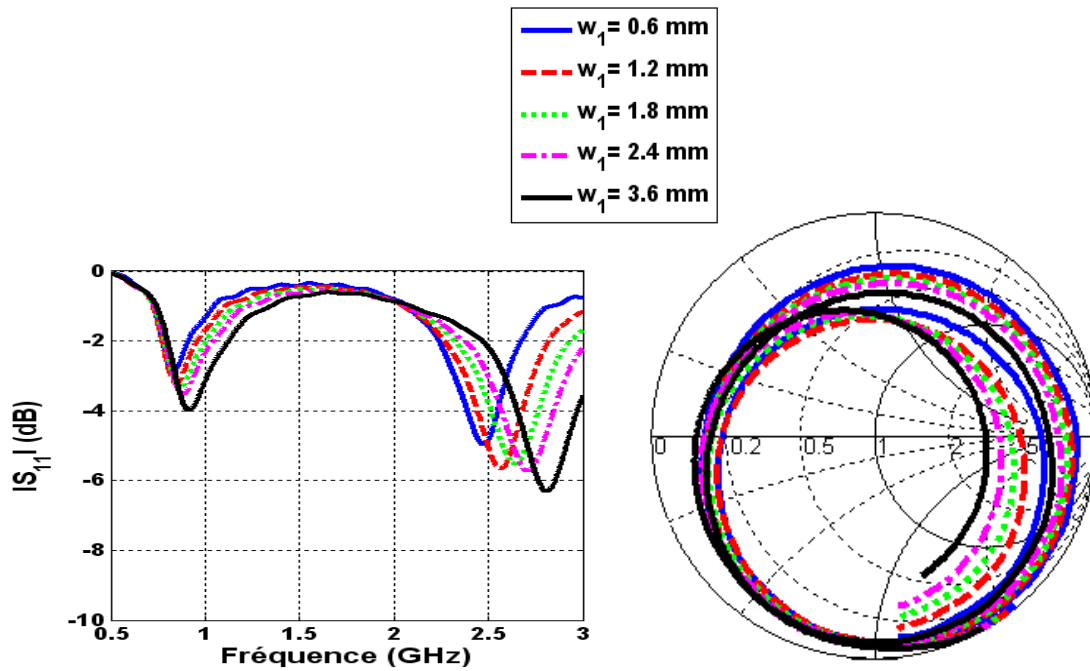


Figure 3.6: Module du coefficient de réflexion et impédance d'entrée de l'antenne normalisée sur 50Ω , entre 0.5 et 3 GHz, en fonction de w_1 pour $w_2=1.2$ mm.

Les impédances d'entrée aux fréquences de résonance sont purement réelles conduisant à une intersection de la courbe d'impédance avec l'axe des réels de l'abaque de Smith. On observe sur la Figure 3.5 que cette intersection s'éloigne du centre de l'abaque avec l'augmentation de w_2 , à la fréquence haute et ne varie quasiment pas à la fréquence basse. Ceci se confirme par les modules du coefficient de réflexion.

La Figure 3.6 montre que pour une augmentation de w_1 , le point d'intersection de la courbe d'impédance avec l'axe des réels, correspondant à la fréquence de résonance haute, se rapproche du centre de l'abaque. Le niveau d'adaptation de la bande haute est légèrement amélioré (variant de -5 à -6.3 dB) avec un décalage de 340 MHz vers les hautes fréquences. En bande basse, on observe un élargissement de la bande avec une légère amélioration du module de coefficient de réflexion variant de -2.8 dB à -4 dB car la largeur du monopôle devient plus élevée.

La variation de la largeur des monopôles ne permettant pas d'adapter les bandes de fonctionnement à -6 dB, on s'est intéressé à l'étude de l'influence d'autres paramètres afin d'atteindre cet objectif.

b) Influence des paramètres h_1 et h_2

Les paramètres h_1 et h_2 , illustrés sur la Figure 3.2, sont susceptibles d'influencer le niveau d'adaptation. Pour cela, on étudie leur influence en les faisant varier comme suit: h_1 de 7 à 20 mm, la valeur maximale de h_1 est fixée par rapport à l'espace alloué aux éléments rayonnants dans un terminal. h_2 varie de 5 à 15 mm, la valeur maximale est fixée de telle sorte que la dimension h_2 soit inférieure à celle de h_1 . La Figure 3.7 présente les coefficients de réflexion en fonction de h_1 et h_2 sur les deux bandes de fréquences.

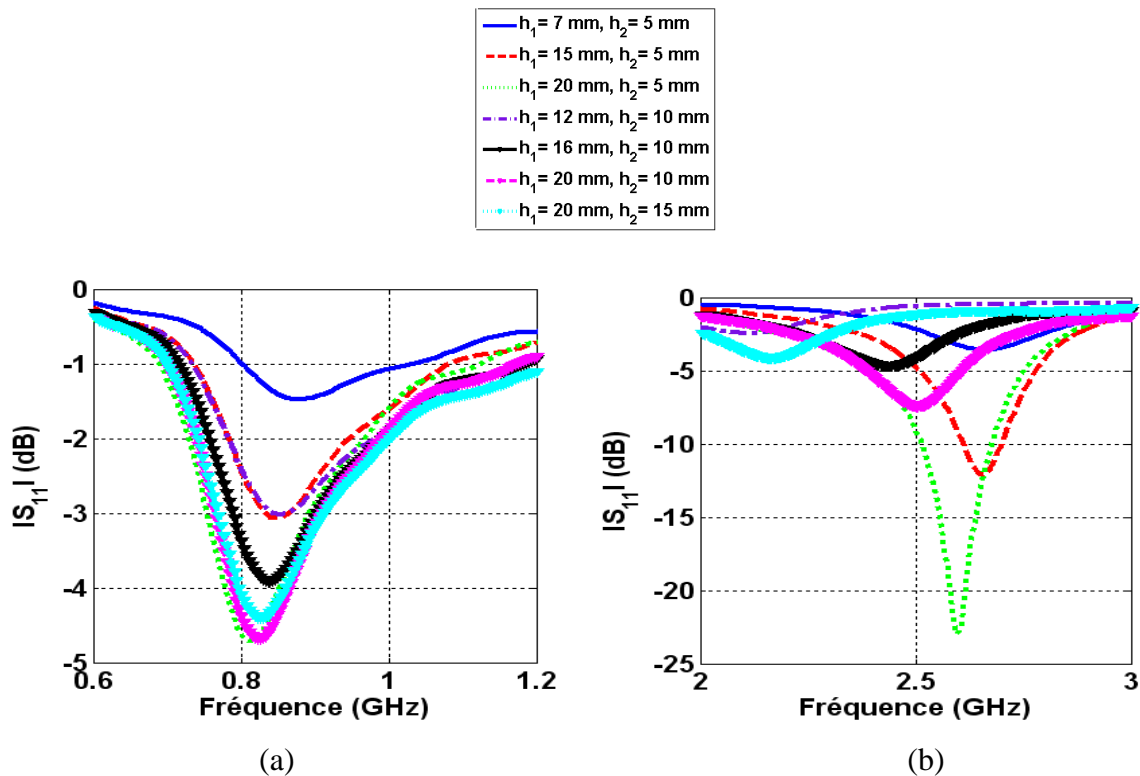


Figure 3.7: Variation du coefficient de réflexion en fonction de h_1 et h_2 : (a) bande basse, (b) bande haute.

On constate qu'en bande basse, la variation du paramètre h_1 a une influence importante sur les niveaux d'adaptation qui diminue avec l'augmentation de h_1 . Cependant, l'obtention d'une adaptation vérifiant le critère choisi n'est toujours pas atteinte ($|S_{11}| > -5$ dB). En bande haute, le coefficient de réflexion est d'une part influencé par la variation de h_2 , mais est également par la distance (h_1-h_2). Par conséquent, la diminution de h_2 et l'augmentation de (h_1-h_2) conduisent à une meilleure adaptation. Les meilleurs niveaux atteints dans les deux bandes sont observés pour la configuration $h_1 = 20$ mm et $h_2 = 5$ mm. En effet, d'après la Figure 3.8 qui représente l'évolution de l'impédance pour $h_1 = 20$ mm et $h_2 = 5$ mm, la

fréquence de résonance à 2.6 GHz est très proche du centre de l'abaque de Smith. Cependant l'impédance à la fréquence de résonance basse 775 MHz est à 10Ω (loin de du centre de l'abaque).

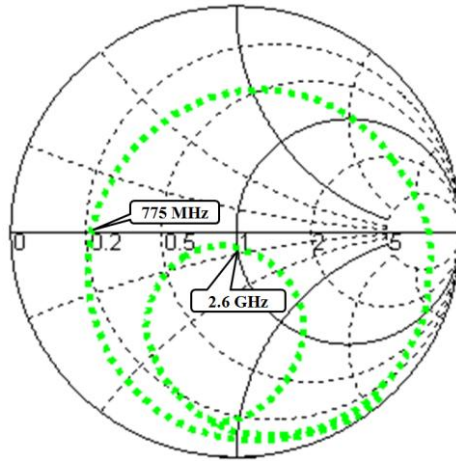


Figure 3.8: Impédance d'entrée de l'antenne normalisée sur 50Ω , entre 0.5 et 3 GHz, pour $h_1= 20 \text{ mm}$, $h_2= 5 \text{ mm}$.

➤ **Conclusion**

L'adaptation de la bande haute est envisageable par l'augmentation de h_2 mais la limitation imposée par la taille du terminal rend cette solution inappropriée. D'autre part, le niveau d'adaptation en bande basse s'améliore très faiblement. Après cette étude préliminaire, il a été constaté qu'il n'est pas possible d'adapter les deux bandes à la fois via, uniquement, le dimensionnement des largeurs des monopôles et des paramètres h_1 et h_2 . Pour ces raisons, une autre technique est explorée.

c) Insertion d'un retour à la masse

D'après l'abaque de Smith de la Figure 3.3, les impédances d'entrées de l'antenne dans les bandes 790-862 MHz et 2.5-2.69 GHz sont selfiques. Cet effet inductif peut être réduit en plaçant des court-circuits entre l'élément rayonnant et le plan de masse [69]. Ainsi, ces derniers vont se comporter comme des inductances en parallèle avec celle du monopôle permettant la réduction de l'effet inductif global (antenne IFA, Inverted F Antenna). Cette technique est également intéressante en termes de compacité et de réalisation. La valeur de l'inductance apportée par les court-circuits dépend de leur position, de leur nombre et de leurs

dimensions. Par conséquent, trois configurations d'emplacement des court-circuits sont présentées dans le Tableau 3.1. Pour la première et la deuxième configuration, le retour à la masse est connecté respectivement sur le début et la fin de la partie horizontale de l'élément rayonnant. Pour la troisième, le retour à la masse est connecté, simultanément, sur les deux points de connexion cités précédemment.




Configurations	1	2	3
			

Tableau 3.1 : Configurations géométriques des retours à la masse.

Nous nous intéressons à l'évolution de l'impédance d'entrée de la structure et au module du coefficient de réflexion pour l'antenne sans retour à la masse et les trois configurations. Les résultats sont présentés sur les Figure 3.9 et Figure 3.10.

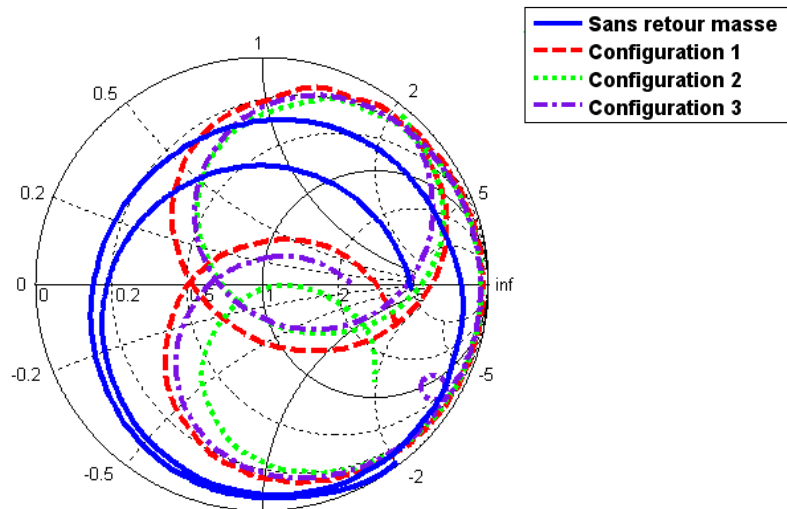


Figure 3.9: Evolution de l'impédance d'entrée dans la bande 700 MHz - 2.7 GHz pour les trois configurations.

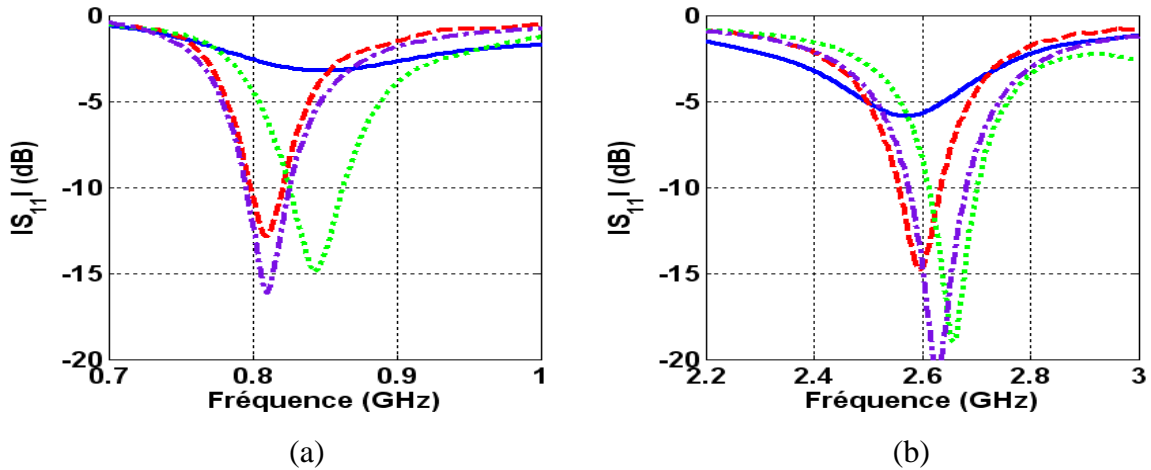


Figure 3.10: Module du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ avec et sans retour à la masse: (a) bande basse, (b) bande haute.

D'après la Figure 3.9, l'insertion du retour à la masse montre le déplacement des courbes d'impédance des trois configurations vers l'axe réel de l'abaque de Smith. Ceci permet d'obtenir une bonne adaptation, ce qui est confirmé par l'observation du module du coefficient de réflexion. Par ailleurs, en comparant les configurations 2 et 3, on remarque qu'avec la configuration 3, on obtient un fonctionnement de l'antenne à plus basses fréquences sans augmentation de la longueur du monopôle excité. Par conséquent, les niveaux d'adaptation sont améliorés en couvrant les bandes souhaitées. Suite aux avantages apportés par la configuration 3, cette dernière est choisie pour la suite de la conception.

L'introduction du retour à la masse a engendré une légère modification des dimensions de la structure de la configuration 3 afin de conserver les bandes de fréquences 790-862 MHz et 2.5-2.69 GHz. Les dimensions sont représentées sur la Figure 3.11, avec $l_1 = 60.2$ mm, $l_2 = 7.6$ mm, $h_1 = 13.2$ mm, $h_2 = 8.4$, $h_1' = 11.6$ mm, $h_2' = 2.6$ mm, $d_1 = 2.1$ mm, $d_2 = 1.5$ mm.

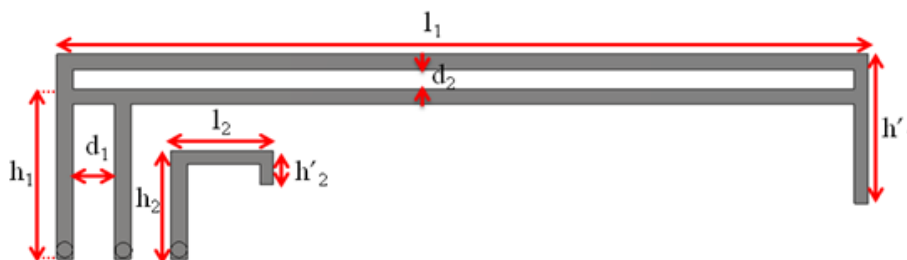


Figure 3.11: Géométrie et dimensions des monopôles avec le retour à la masse.

L'influence des paramètres d_1 et d_2 sur le module du coefficient de réflexion est étudiée et représentée sur les Figure 3.12 et Figure 3.13.

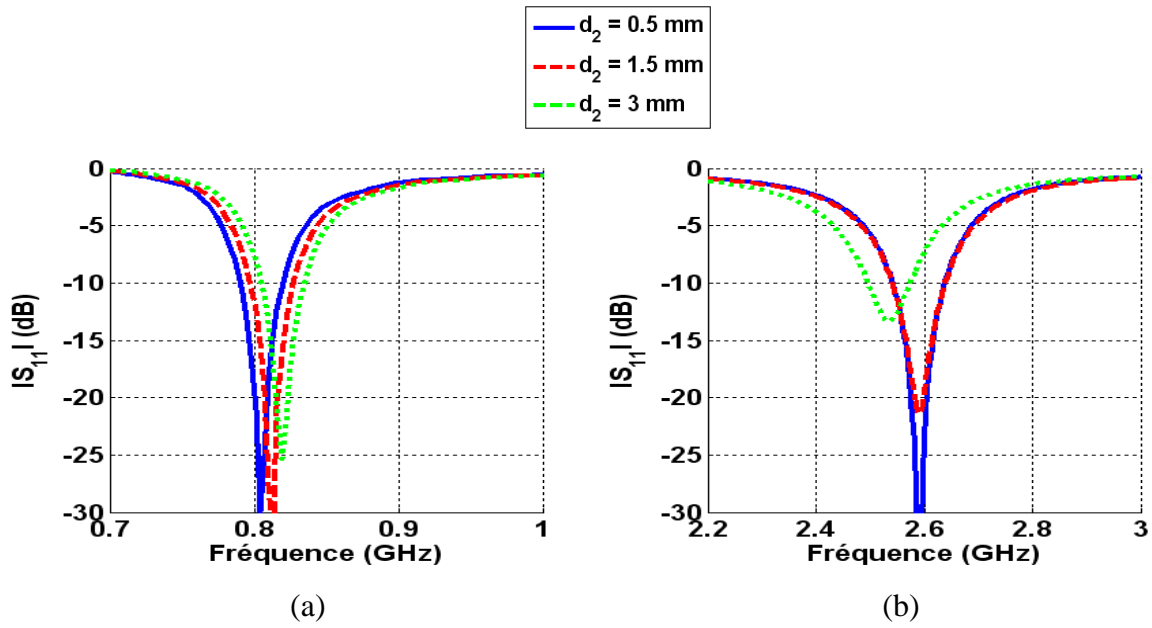


Figure 3.12: Variation du coefficient de réflexion en fonction de d_2 avec $d_1=1$ mm : (a) bande basse, (b) bande haute.

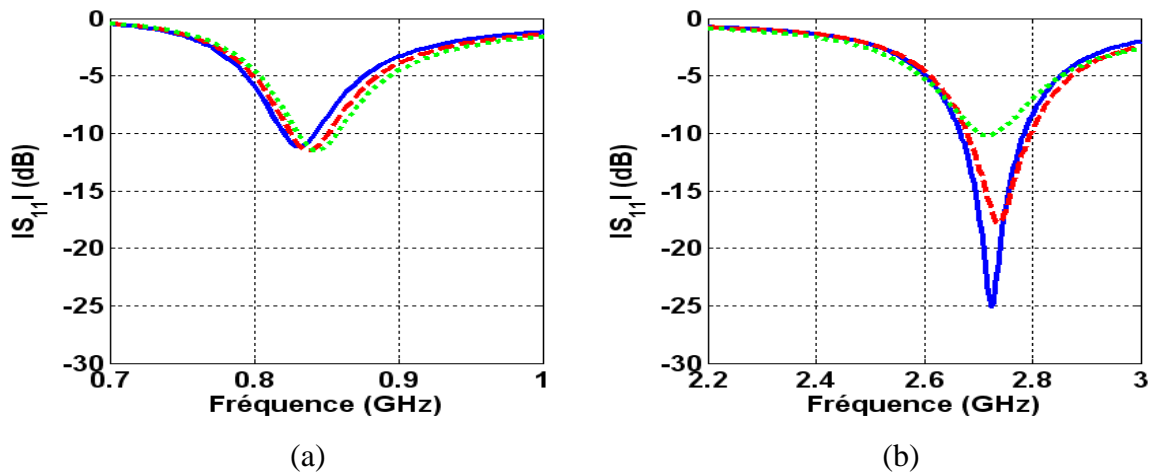


Figure 3.13: Variation du coefficient de réflexion en fonction de d_2 avec $d_1=4$ mm : (a) bande basse, (b) bande haute.

On constate que pour la bande basse, la diminution de d_1 contribue à l'amélioration du niveau d'adaptation et aucune influence n'est observée pour la variation de d_2 . Pour la bande haute, l'adaptation est améliorée lorsque d_2 diminue.

3.2.1.2. Etude de la sensibilité

La sensibilité de l'antenne à la précision de réalisation est étudiée. En faisant varier faiblement, de l'ordre de $100 \mu\text{m}$, chacune des dimensions de la structure: l_1 , l_2 , h_1 , h_2 , h_1' , h_2' , d_1 , d_2 , L_{gnd} , on évalue l'influence sur le coefficient de réflexion en termes de variation de largeur de bandes (noté $|B-B_{100\mu\text{m}}|$), et des niveaux d'adaptation. On a choisi une variation de

100 μm car elle correspond à la précision de gravure utilisée [63]. Les résultats obtenus sont résumés dans le tableau 3.2.

Dimensions de la structure	$ B-B_{100\mu\text{m}} $ (MHz)		Variation du niveau d'adaptation (dB)	
	Bande basse	Bande haute	826 MHz	2.6 GHz
l_1	0.05	0.02	1.6	0.164
l_2	0.001	0.21	0.01	0.152
h_1	0.31	0.17	1.4	0.50
h_2	0.125	0.79	0.30	1.20
h_1'	0.05	0.03	1.90	0.10
h_2'	0.19	0.43	0.36	1.21
d_1	0.69	0.39	1.60	0.20
d_2	0.67	0.11	2.00	1.00
L_{gnd}	0.54	0.50	1.05	1.00

Tableau 3.2 : Etude de la sensibilité pour une variation des dimensions de 100 μm .

On constate lors de ces diverses simulations qu'une variation de 100 μm sur les dimensions de l'antenne ne modifie que très faiblement les largeurs de bandes avec une variation maximale de 0.69 MHz en bande basse et une variation du niveau d'adaptation de 2 dB. En bande haute, on observe une variation maximale de 0.5 MHz sur la largeur de bande et de 1.21 dB sur le niveau d'adaptation. Le fait que les bandes de fonctionnement du système soit très peu sensibles à la précision de la réalisation relève principalement des largeurs de bandes fréquentielles considérées. En effet, un écart de quelques centièmes de pourcent est négligeable au regard des largeurs de bandes de fonctionnement et des niveaux d'adaptation (bande relative de 7 à 8 %, niveaux du module du coefficient de réflexion de -16 dB à 826 MHz et de -20 dB à 2.6 GHz).

3.3. Système bi-bandes à deux éléments rayonnants à polarisations orthogonales

L'étape suivante consiste en la conception d'un système multi-antennes bi-bandes à double polarisation occupant le moins d'espace possible. Il s'agit de l'ajout d'une deuxième antenne de mêmes dimensions positionnée à côté de la première et tournée de 90°.

3.3.1. Choix de la position des antennes

Lors de la propagation des ondes, les interactions avec les obstacles introduisent une dépolarisation de celles-ci. Les polarisations horizontales et verticales sont affectées très différemment par les obstacles rencontrés lors de leur propagation. Ceci conduit à des évanouissements très différents selon la polarisation. C'est pour cette raison que deux antennes orthogonales vont permettre la réception de signaux faiblement corrélés permettant d'accroître la diversité du système. Il existe trois possibilités compatibles avec l'obtention de deux polarisations orthogonales. Elles sont illustrées sur la Figure 3.14.

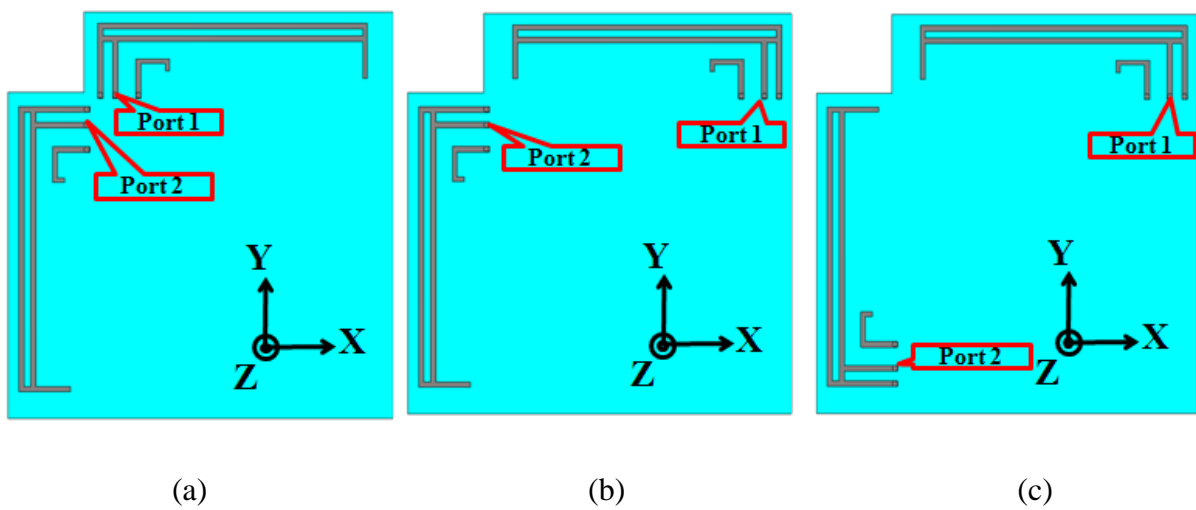


Figure 3.14: Positions du système antennaire à base de IFAs bi-bandes: (a) configuration 1, (b) configuration 2, (c) configuration 3.

La taille globale pour les trois configurations est de $85 \times 85 \times 0.7 \text{ mm}^3$. Les dimensions des antennes sont légèrement modifiées par rapport aux dimensions de l'antenne seule, afin de conserver les bandes de fonctionnement: 790-862 MHz et 2.5-2.69 GHz. Ainsi, les dimensions des trois configurations sont similaires et sont les suivantes: $l_1 = 60 \text{ mm}$, $l_2 = 7.6 \text{ mm}$, $h_1 = 13.2 \text{ mm}$, $h_2 = 8.4 \text{ mm}$, $h_1' = 11.6 \text{ mm}$, $h_2' = 2.6 \text{ mm}$, et $L_{\text{gnd}} = 70 \text{ mm}$. Ces structures sont simulées avec CST Microwave Studio[®] (méthode temporelle « transient ») puis les résultats sont comparés, afin de choisir celle qui présente les meilleures performances. L'objectif est d'obtenir un module du coefficient de réflexion inférieur à -6 dB et une isolation d'au moins 10 dB dans les bandes correspondantes aux applications LTE: 790-862 MHz et 2.5-2.69 GHz.

La Figure 3.15 montre que le système antennaire de la configuration 1 est le plus performant en termes de niveau d'adaptation, d'isolation. En effet, les bandes de fréquences

de fonctionnement (définies par le critère $|S_{11}| < -6$ dB) s'étalent de 777 à 865 MHz et de 2.52 à 2.72 GHz avec un couplage maximum de -6 dB en bande basse et de -13 dB en bande haute. Généralement, les antennes positionnées orthogonalement offrent une isolation élevée car les champs des deux antennes sont orthogonaux. Toutefois, la combinaison des deux IFAs avec le plan de masse présente un couplage de -6 dB à 826 MHz. Les auteurs dans [56] ont montré que pour deux antennes monopôles fonctionnant à 710 MHz, la taille finie du plan de masse génère une forte polarisation croisée dégradant la pureté de polarisation des antennes. D'après [56], ceci accroît le couplage. Afin de palier à ce problème, la technique de neutralisation sera utilisée par la suite.

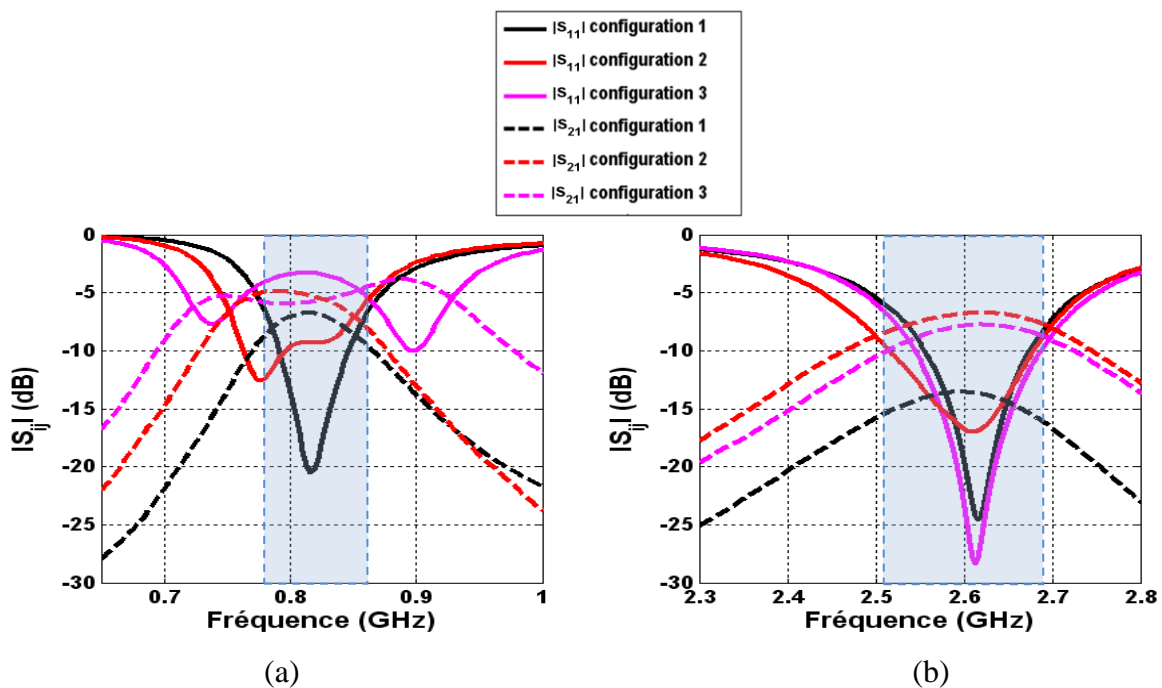


Figure 3.15: Paramètres S pour les différentes positions des antennes IFAs : (a) bande basse, (b) bande haute.

Conclusion:

Pour les raisons énoncées précédemment, le système antennaire de la configuration 1 est choisi. On s'intéressera dans ce qui suit à l'apport de la diversité en polarisation et en rayonnement.

Les Figure 3.16 et Figure 3.17 présentent le gain réalisé en trois dimensions de chaque antenne pour la configuration 1 aux fréquences respectives 826 MHz et 2.6 GHz (fréquences centrales des bandes de fonctionnement). Pour chacune des fréquences, les diagrammes issus des deux antennes sont différents, ce qui tend à couvrir des régions complémentaires de l'espace. Ceci permet de produire de la diversité de rayonnement. Le gain maximal réalisé

pour les deux antennes aux fréquences 826 MHz et 2.6 GHz est respectivement 1.1 dB et 3.7 dB. D'autre part, les creux de rayonnements observés à $\varphi = -90^\circ$ pour l'antenne 1 et $\varphi = 0^\circ$ pour l'antenne 2 sont dus à la présence du plan de masse (voir Figure 3.16).

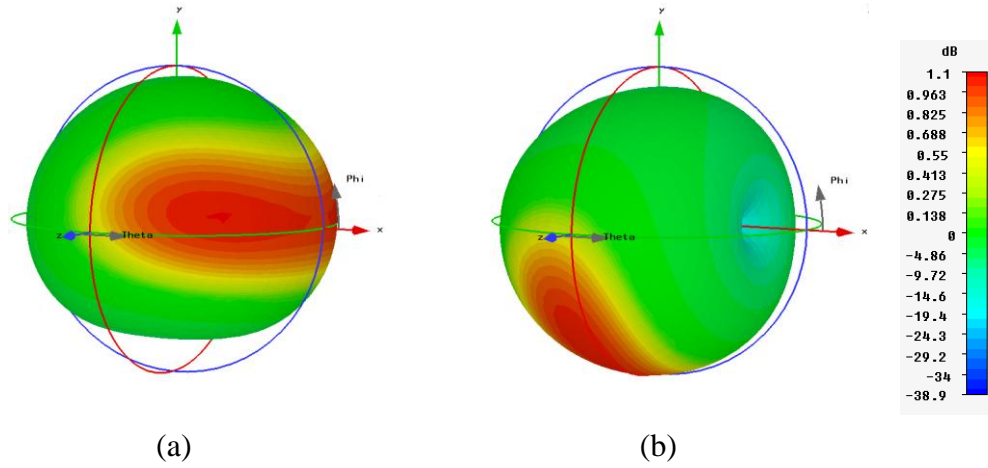


Figure 3.16: Gain réalisé 3D à 826 MHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=1.1$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=1.1$ dB).

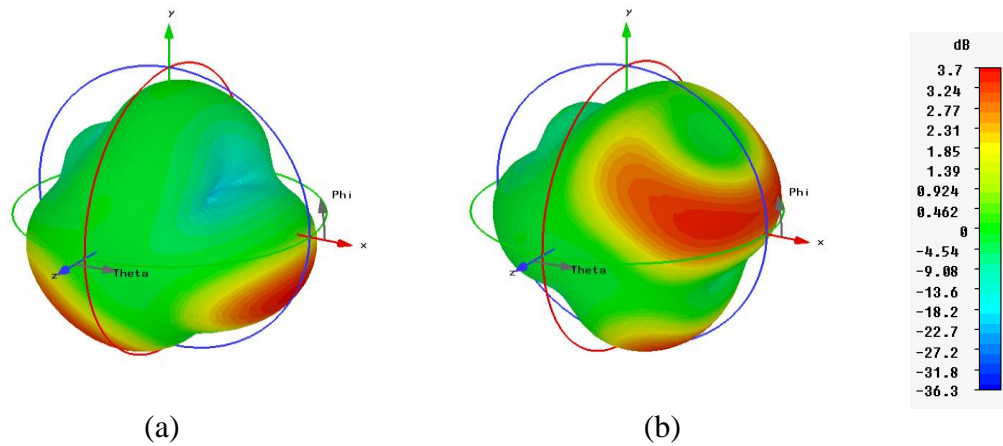


Figure 3.17: Gain réalisé 3D à 2.6 GHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=3.7$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=3.7$ dB).

Le rayonnement de l'antenne 1 est polarisé linéairement selon la direction colinéaire à l'axe Y: on considère cette polarisation comme étant la polarisation verticale. Le rayonnement de l'antenne 2 est polarisé linéairement selon la direction colinéaire à l'axe X: on considère cette polarisation comme étant la polarisation horizontale. Afin d'observer l'apport en diversité de polarisation aux fréquences 826 MHz et 2.6 GHz, les diagrammes décomposés suivant les deux polarisations (verticale et horizontale) sont représentés sur les Figure 3.18, Figure 3.19, Figure 3.20, et Figure 3.21.

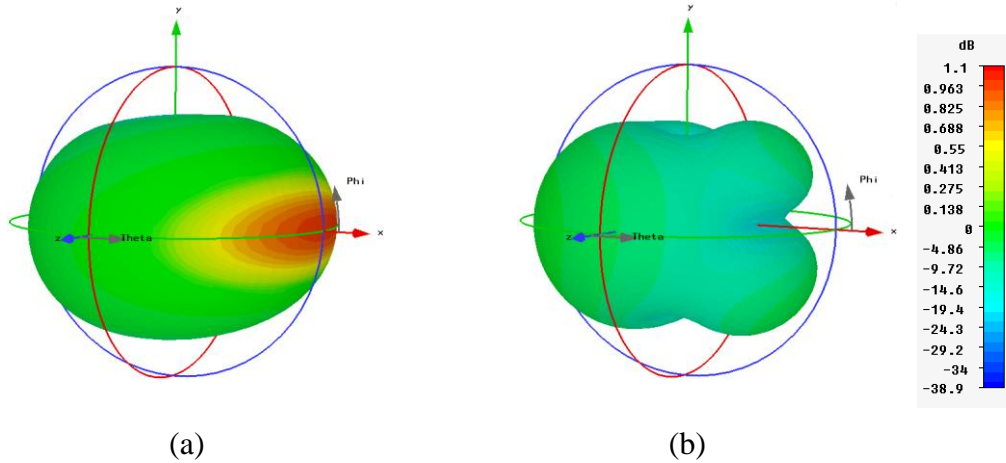


Figure 3.18: Gain réalisé 3D en polarisation verticale à 826 MHz: (a) antenne 1 ($G_{\max} = 1$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max} = -0.33$ dB).

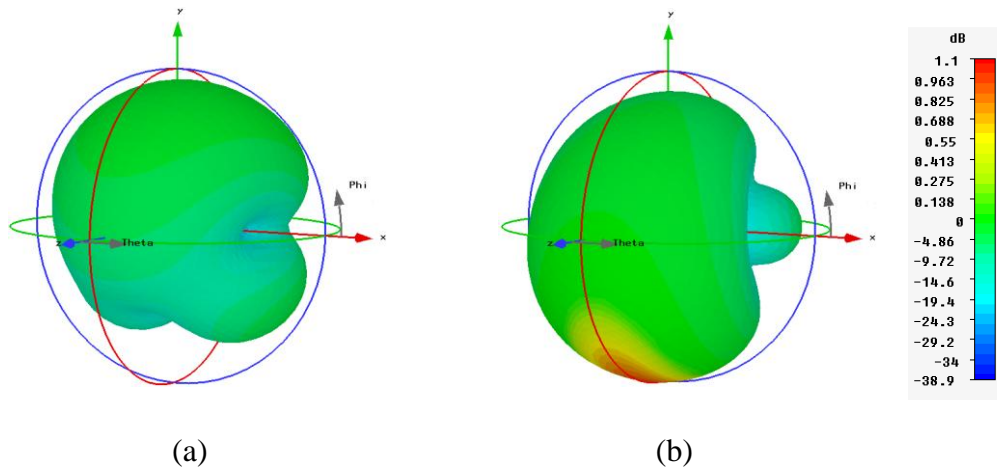


Figure 3.19: Gain réalisé 3D en polarisation horizontale à 826 MHz: (a) antenne 1 ($G_{\max} = -0.33$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max} = 1$ dB).

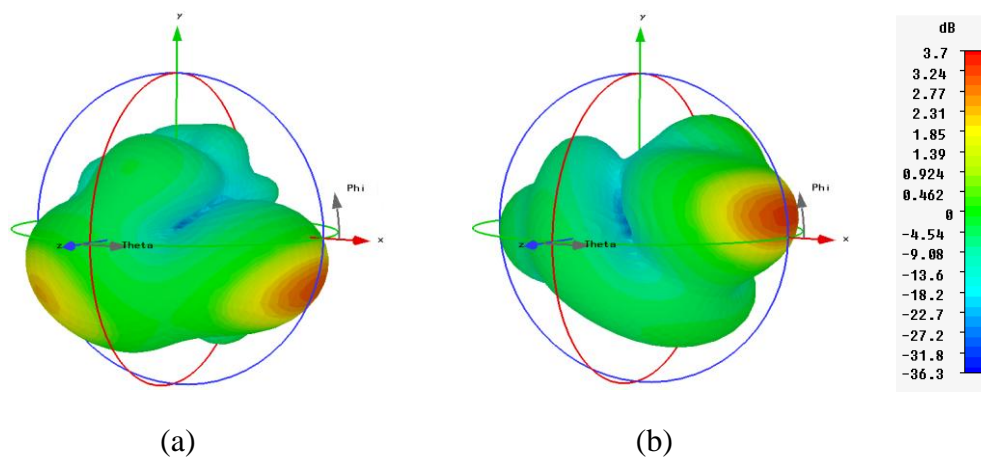


Figure 3.20: Gain réalisé 3D en polarisation verticale à 2.6 MHz: (a) antenne 1 ($G_{\max} = 3.2$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max} = 3.2$ dB).

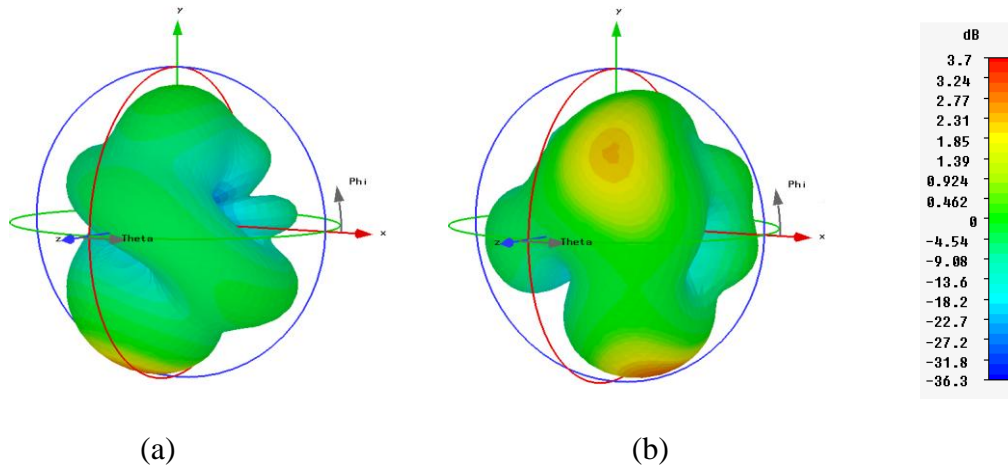


Figure 3.21: Gain réalisé 3D en polarisation horizontale à 2.6 GHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=3.2$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=3.2$ dB).

A 826 MHz, l'antenne 1 a un rayonnement dominant en polarisation verticale, avec un gain maximum de 1 dB. L'antenne 2 a un rayonnement dominant en polarisation horizontale avec également un gain maximum de 1 dB. Ainsi, le système antennaire possède de la diversité de polarisation. Cette propriété induite par le positionnement orthogonal des éléments rayonnants est intéressante pour lutter contre les phénomènes d'évanouissement.

A 2.6 GHz, les deux antennes présentent des rayonnements différents, produisant de la diversité de rayonnement. Chaque antenne présente un gain maximum de 3.2 dB sur les deux polarisations.

➤ Conclusion

Grâce à l'insertion du retour à la masse et à l'étude paramétrique, le système antennaire à base d'IFAs de la configuration 1, a montré des capacités en diversité de rayonnement et de polarisation dans les bandes LTE: 790-862 MHz et 2.5-2.69 GHz.

3.3.2. Réalisation et mesures

Le prototype du système conçu, présenté sur la Figure 3.22, a été réalisé sur un substrat FR4, de permittivité 3.7 et de dimensions de $85 \times 85 \times 0.7$ mm³. Les paramètres S simulés et mesurés du système sont donnés en Figure 3.23.

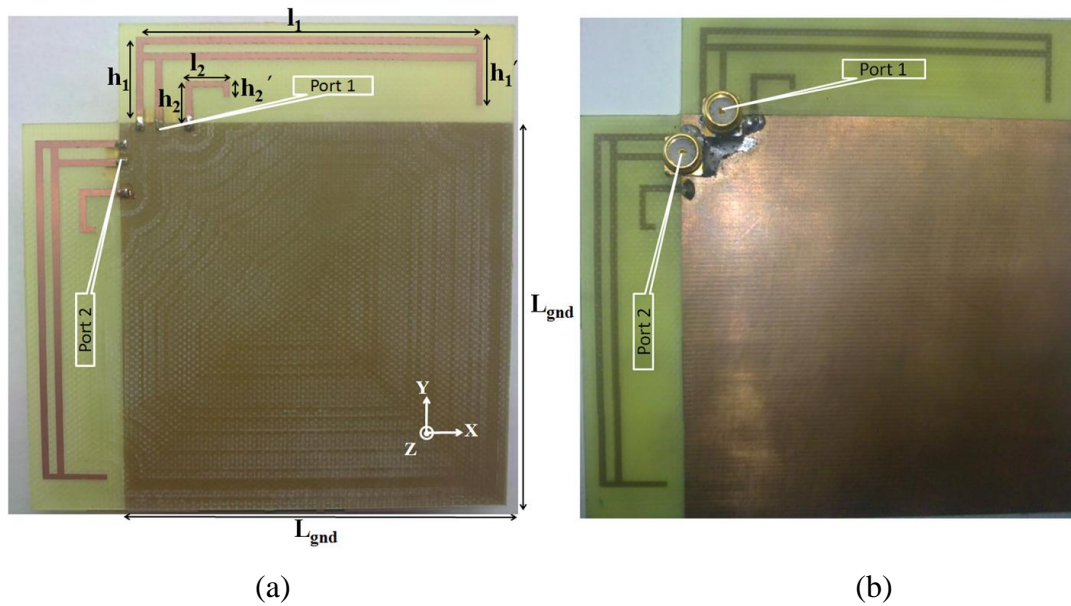


Figure 3.22: Prototype du système antennaire bi-bandes, à double polarisations à base de IFAs: (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

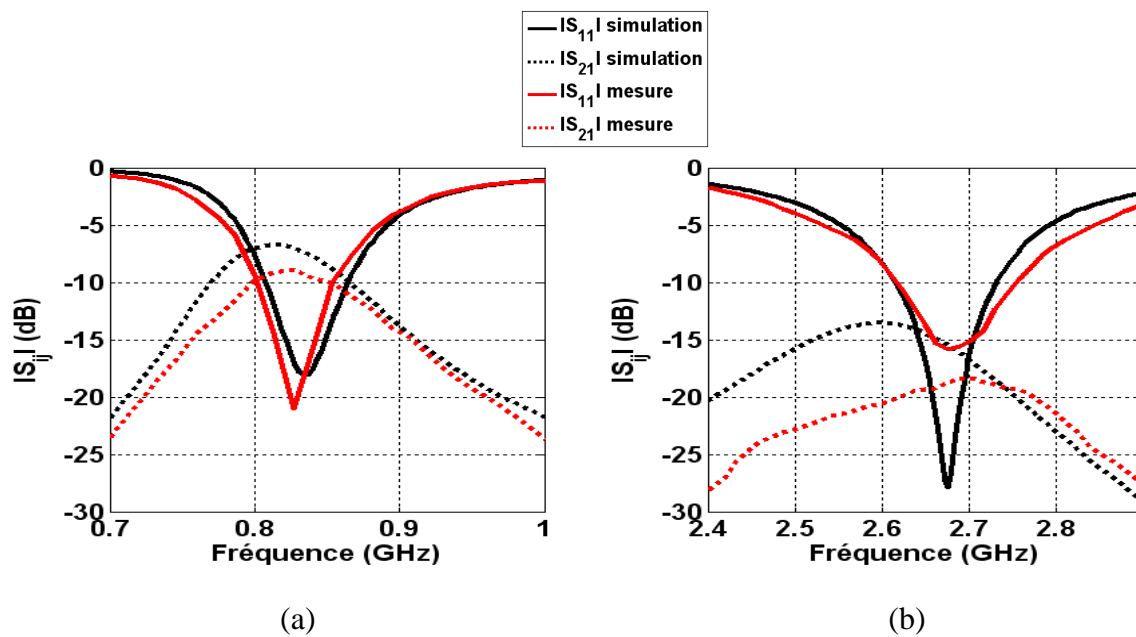


Figure 3.23: Paramètres S simulés et mesurés du système antennaire: (a) bande basse, (b) bande haute.

Comme les deux antennes sont identiques, les modules du coefficient de réflexion de chaque accès le sont aussi. Par conséquent, on ne représente que le module du coefficient de réflexion de l'accès 1 et le module du coefficient de transmission $|S_{21}|$. Une bonne concordance entre la simulation et la mesure est observée. L'antenne mesurée est adaptée sur les bandes 777- 865 MHz et 2.51-2.7 GHz soit des bandes relatives respectives de 10.7% et 7.3 %. Les niveaux maximaux mesurés de couplage entre les antennes se situent autour de -9

dB et -19 dB respectivement dans les bandes basse et haute contre - 6 dB et - 14 dB en simulation. Les différences observées sont principalement imputées aux imperfections de réalisation et plus spécifiquement aux vias qui ont été réalisés manuellement. Les spécifications requises étant d'obtenir un module du coefficient de réflexion inférieur à - 6 dB et une isolation d'au moins 10 dB dans les bandes: 790-862 MHz et 2.5-2.69 GHz. Une amélioration de l'isolation est nécessaire. Les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés sont présentés sur la Figure 3.24 pour les fréquences 826 MHz et 2.6 GHz.

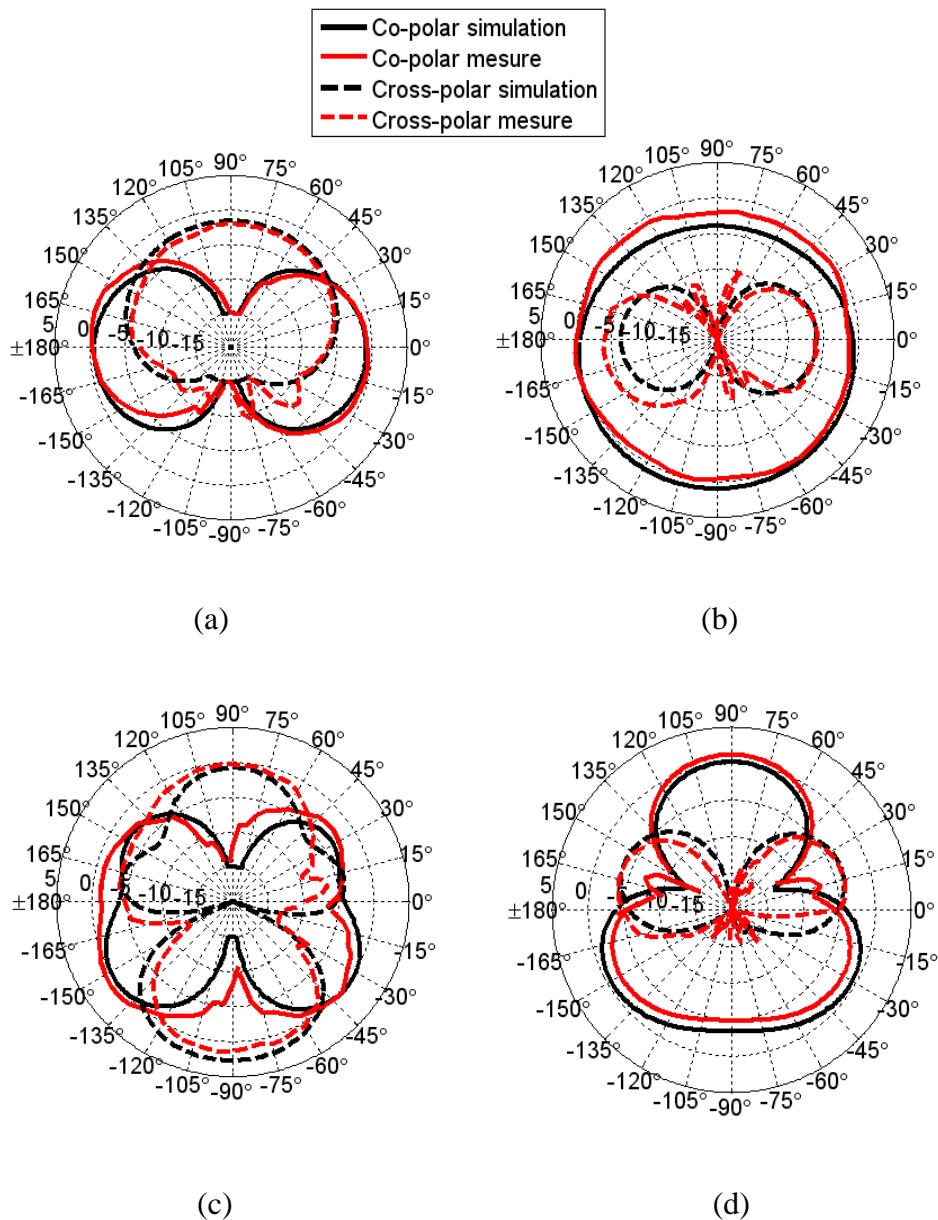


Figure 3.24: Diagrammes de rayonnement de l'antenne 1 simulés et mesurés (dB): (a) Plan E (plan YZ) à 826 MHz, (b) Plan H (plan XZ) à 826 MHz, (c) Plan E (plan YZ) à 2.6 GHz, (d) Plan H (Plan XZ) à 2.6 GHz.

La composante principale du champ rayonnée par l'antenne 1 correspond sur la Figure 3.24 à E_φ dans le plan XZ et à E_θ dans le plan YZ. Par conséquent, la composante croisée du champ rayonné correspond à E_θ dans le plan XZ et à E_φ dans le plan YZ. Les deux antennes étant identiques et orthogonales, on représente uniquement le rayonnement de l'antenne 1, l'antenne 2 étant chargée sur 50Ω .

Une bonne concordance entre les simulations et les mesures est observée dans les deux plans et pour les deux fréquences. Les observations effectuées sur les rayonnements en trois dimensions se confirment. De la diversité de rayonnement et de polarisation est produite entre les deux antennes.

3.3.3. Réduction du couplage

Afin d'améliorer l'isolation du système, une ligne de neutralisation est insérée entre les deux antennes comme le montre la Figure 3.25. L'antenne 2 a été écartée de 10 mm de la première afin de pouvoir insérer la ligne de neutralisation. La taille globale de la structure est maintenant de $95 \times 85 \times 0.7 \text{ mm}^3$.

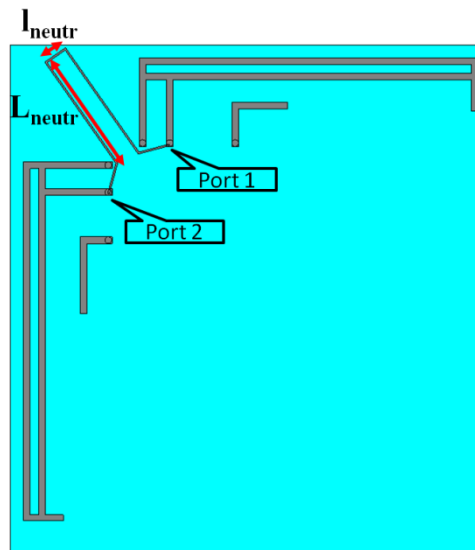


Figure 3.25: Système bi-bandes à diversité à base d'antennes IFAs avec ligne de neutralisation.

Notre choix s'est porté sur cette technique car elle permet une bonne isolation entre des antennes positionnées proches l'une de l'autre (de $\lambda/27$ dans notre cas avec λ la longueur d'onde en espace libre correspondante à 790 MHz). Les auteurs de [27] donnent des indications sur le dimensionnement de cette ligne pour une isolation de deux antennes PIFAs. Ils considèrent la ligne comme étant un filtre réjecteur dont la fréquence de réjection peut être

calculée par la formule $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. Avec L: inductance de la ligne et C: capacité de couplage entre les deux PIFAs. L'augmentation de la longueur électrique de la ligne (donc de la valeur de l'inductance L) induit le décalage du minimum de coefficient de transmission vers les basses fréquences et vice versa.

3.3.3.1. Influence des dimensions de la ligne de neutralisation

En introduisant une ligne métallique entre les antennes, le trajet des courants sur la structure est modifié selon la forme et la taille de la ligne. Cela a pour conséquence, une perturbation des fréquences de fonctionnement et les largeurs de bandes. Pour cette raison, les dimensions des antennes ont été réajustées afin de maintenir le fonctionnement sur les bandes LTE. Les dimensions les plus influentes sur le couplage sont les deux longueurs L_{neutr} , l_{neutr} et la largeur de la ligne W_{neutr} . Une étude paramétrique sur l'influence des dimensions de la ligne de neutralisation sur l'adaptation et l'isolation est présentée.

➤ Influence de la longueur et de la largeur de la ligne de neutralisation

La variation des paramètres S en fonction de la longueur de la ligne (l_{neutr} et L_{neutr}) est présentée sur les Figure 3.26, Figure 3.27, Figure 3.28. On fait varier l_{neutr} de 2.5 à 4.5 mm (voir Figure 3.25). La valeur maximale est fixée par l'espace disponible entre les deux antennes. L_{neutr} est varié de 6 à 22 mm. La valeur maximale est fixée par les dimensions du substrat.

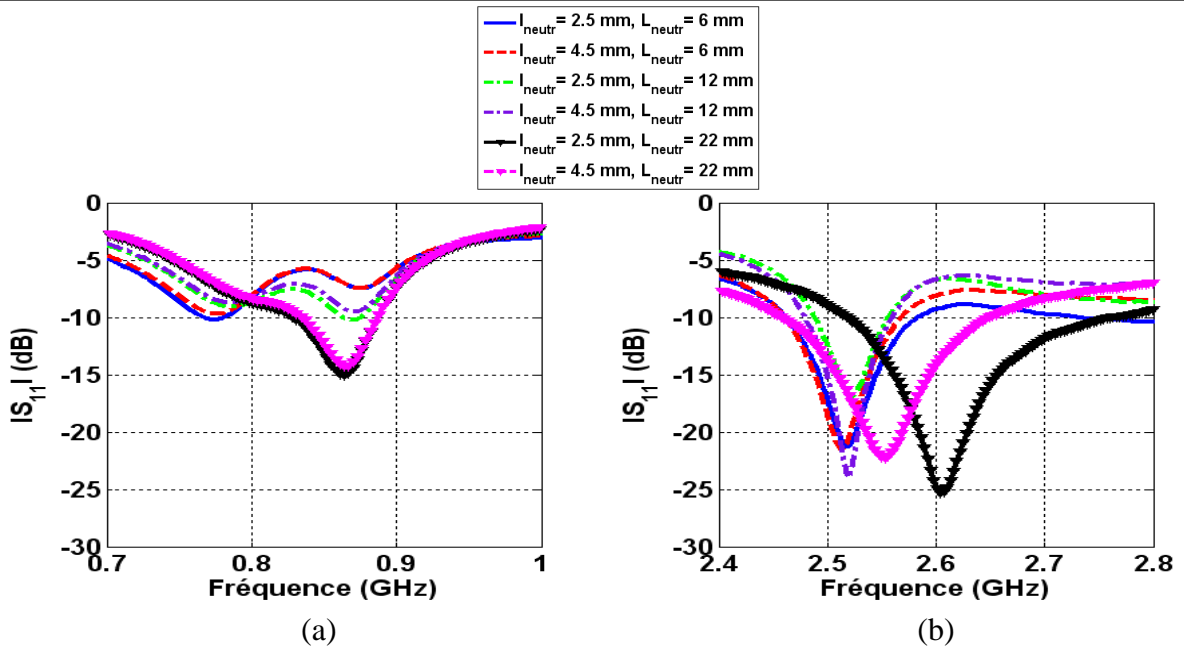


Figure 3.26: Variation du module du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ en fonction de l_{neutr} et L_{neutr} : (a) bande basse, (b) bande haute.

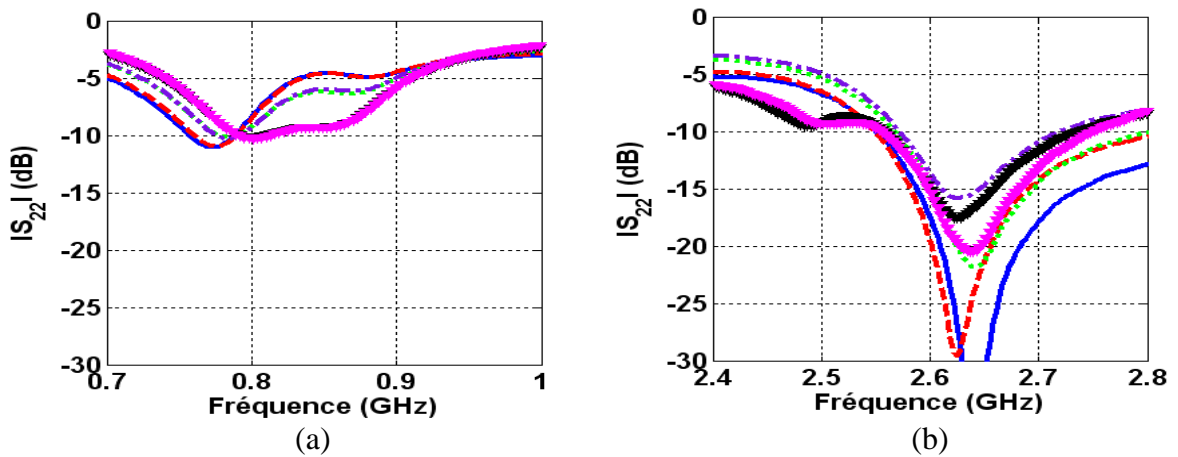


Figure 3.27: Variation du paramètre $|S_{22}|$ en fonction de l_{neutr} et L_{neutr} : (a) bande basse, (b) bande haute.

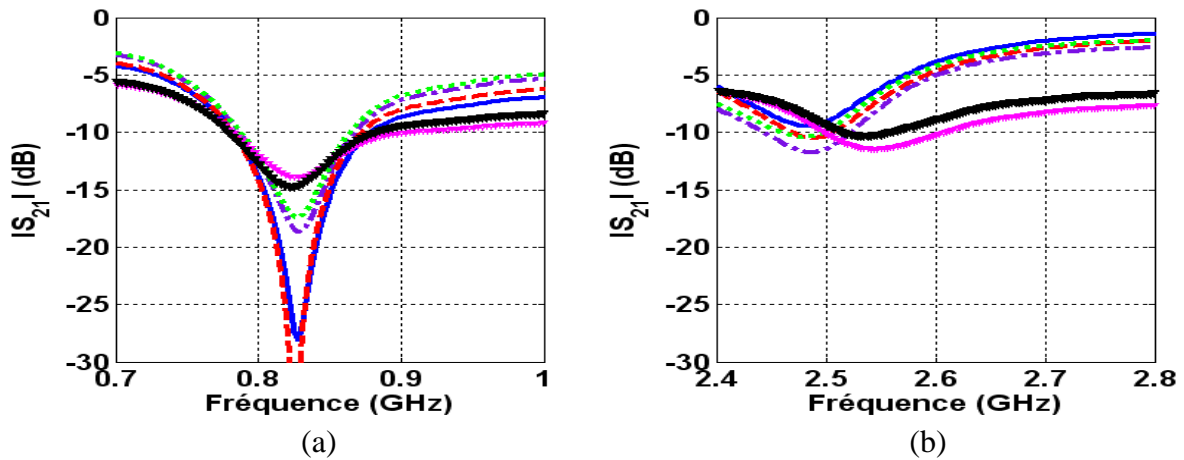


Figure 3.28: Variation du paramètre $|S_{21}|$ en fonction de l_{neutr} et L_{neutr} : (a) bande basse, (b) bande haute.

La comparaison des deux systèmes (avec et sans ligne de neutralisation) n'est pas présentée car l'insertion de la ligne de neutralisation a induit une dissymétrie des deux accès, comme le montre les Figure 3.26 et Figure 3.27. De plus, les antennes ont été redimensionnées pour maintenir le fonctionnement aux bandes de 790-862 MHz et 2.5-2.69 GHz, ce qui entraîne le changement de plusieurs paramètres et rend la comparaison délicate.

L'insertion de la ligne de neutralisation génère deux minima sur les courbes du coefficient de transmission $|S_{21}|$ aux environs des fréquences de travail (826 MHz et 2.6 GHz). Ceci peut être expliqué par la valeur du rapport fréquentiel entre les fréquences centrales des deux bandes qui est approximativement de 3. Ces minima peuvent être exploités avantageusement s'ils sont décalés vers les fréquences souhaitées grâce à la modification des dimensions de la ligne [27]. Pour l_{neutr} fixe, la diminution de L_{neutr} rend le minimum du coefficient de transmission $|S_{21}|$ en bande basse plus faible mais sur une faible bande (voir Figure 3.28 (a)) accompagné d'une dégradation des niveaux d'adaptation pour les deux antennes (voir Figure 3.26 (a) et Figure 3.27 (b)). L'augmentation de L_{neutr} induit un décalage en fréquence vers les hautes fréquences de la bande haute de l'antenne 1, plus important que pour l'antenne 2. En revanche, le niveau d'adaptation de l'antenne 2 diminue quand L_{neutr} augmente. On constate également que l'augmentation de L_{neutr} fait décaler le minimum du coefficient de transmission $|S_{21}|$ vers les hautes fréquences (voir Figure 3.28 (b)). Les variations des dimensions de la ligne de neutralisation introduisent des effets selfiques (longueur de la ligne) et capacitifs (entre les antennes et la ligne, ou encore entre la ligne et le plan de masse), comme le montre la Figure 3.29. L'impédance des antennes est donc modifiée, ce qui se traduit par des variations du niveau d'adaptation et de décalage fréquentiel des bandes.

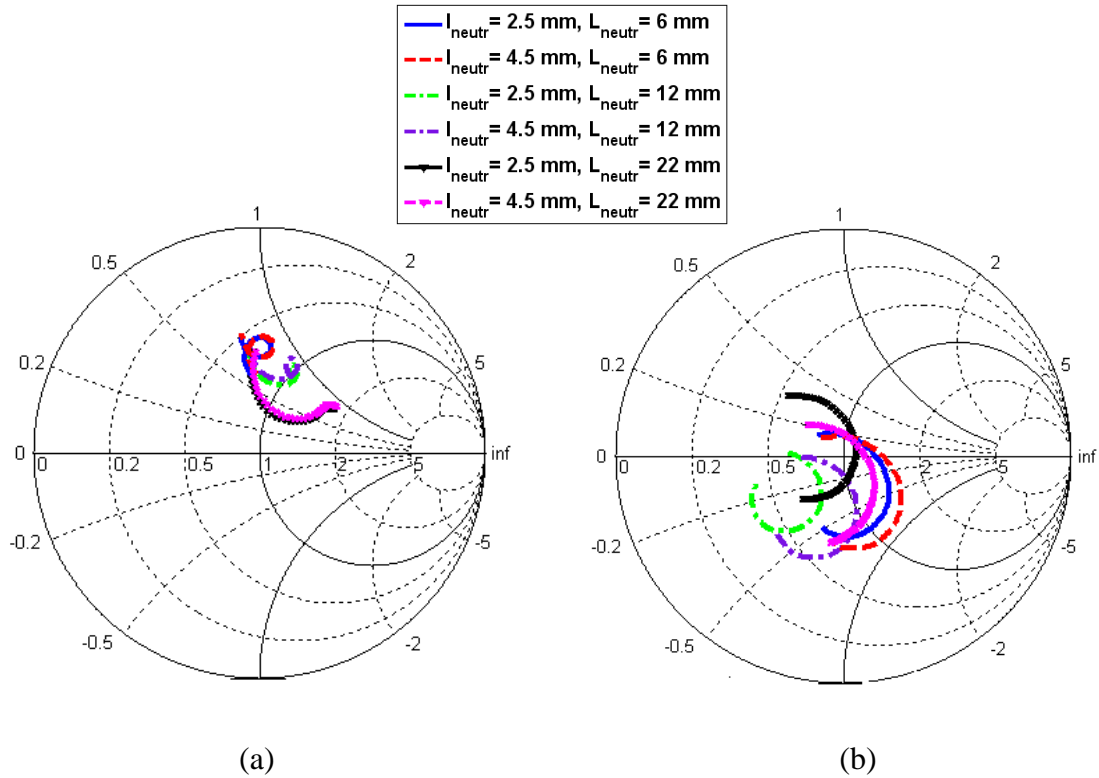


Figure 3.29: Evolution du module du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ en fonction de l_{neutr} et L_{neutr} : (a) 770-862 MHz, (b) 2.5-2.69 GHz.

➤ **Influence de la largeur de la ligne de neutralisation**

La variation des paramètres S en fonction de la largeur de la ligne (w_{neutr}) est présentée sur les Figure 3.30, Figure 3.31, Figure 3.32. On fait varier w_{neutr} de 0.3 à 0.9 mm. La valeur minimale est fixée par rapport à la dimension minimale de gravure de la machine LPKF-Protomat S100 disponible dans notre département (COMELEC).

On constate que la largeur de la ligne de neutralisation influence l'adaptation dans les deux bandes, notamment en bande haute où une valeur élevée de w_{neutr} dégrade significativement les niveaux du coefficient de réflexion. D'autre part, les niveaux des minima du coefficient de transmission diminuent avec l'accroissement de w_{neutr} en bande basse atteignant -22.5 dB mais ils sont plus élevés en bande haute. Les dimensions de la ligne de neutralisation pour lesquelles le meilleur compromis entre niveaux d'adaptation et d'isolation dans les deux bandes (790-862 MHz et 2.5-2.69 GHz) est atteint sont $l_{\text{neutr}}=4.5$ mm, $L_{\text{neutr}}=22$ mm et $w_{\text{neutr}} = 0.3$ mm.

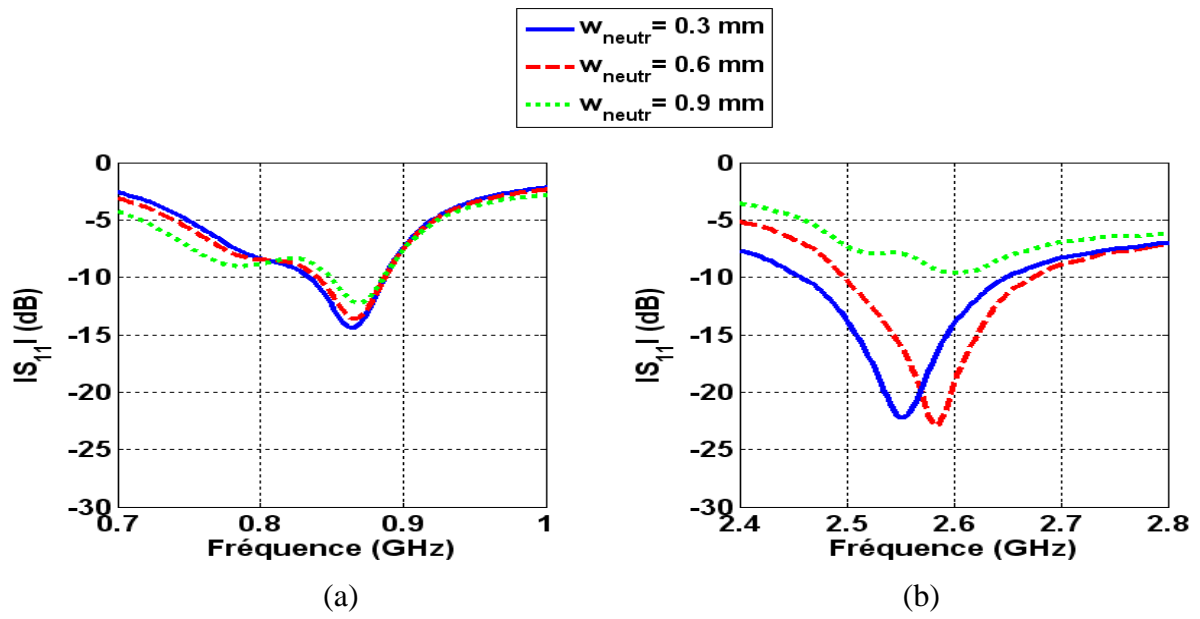


Figure 3.30 : Variation du module du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ en fonction de w_{neutr} : (a) bande basse, (b) bande haute.

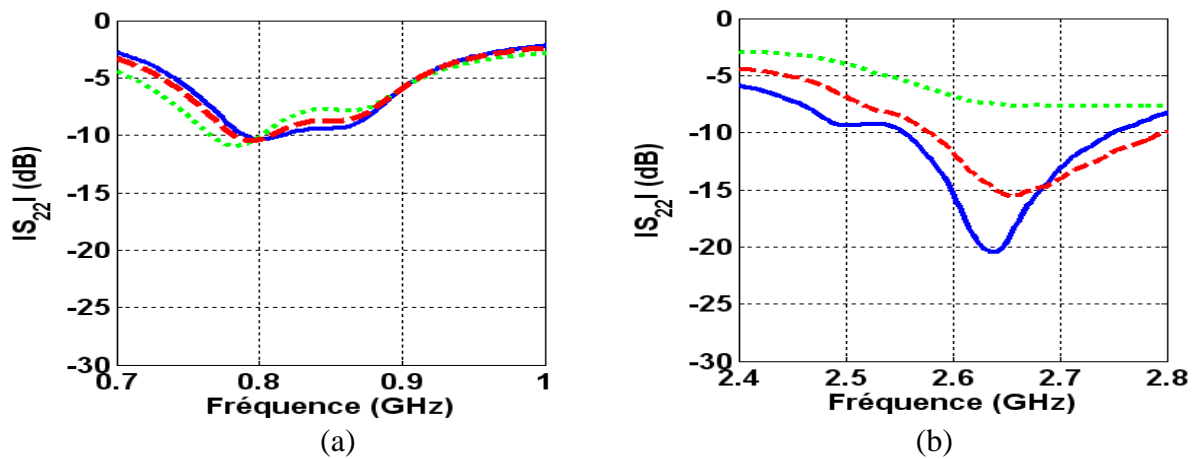


Figure 3.31: Variation du module du coefficient de réflexion $|S_{22}|$ en fonction de w_{neutr} : (a) bande basse, (b) bande haute.

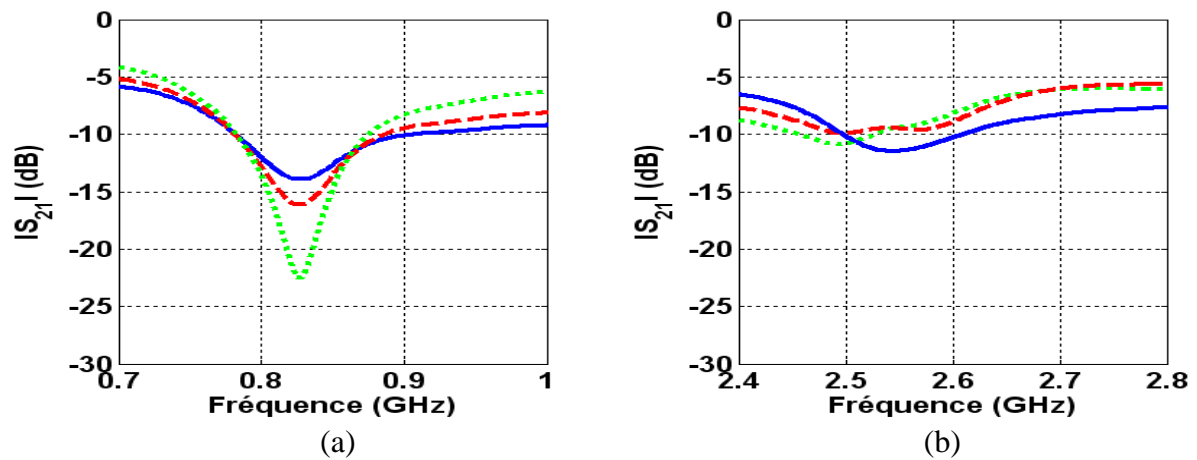


Figure 3.32: Variation du module du coefficient de transmission $|S_{21}|$ en fonction de w_{neutr} : (a) bande basse, (b) bande haute.

Pour expliquer le couplage important observé dans le système sans neutralisation, on présente sur la Figure 3.33, la densité des courants surfaciques pour les deux solutions avec et sans ligne de neutralisation à 826 MHz. On constate qu'avec la ligne de neutralisation, la densité de courant sur le plan de masse est moins importante que sur le système avec ligne. De plus, au niveau de l'antenne non alimentée (chargé sur 50 Ω), la densité est moindre. Cela signifie que la ligne a bien joué son rôle de neutralisation à la fréquence 826 MHz. A 2.6 GHz, l'isolation entre les deux accès était de 13 dB pour la structure sans ligne de neutralisation. Elle se dégrade légèrement et atteint 10.3 dB tout en respectant le critère de réussite ($|S_{21}| < -10$ dB).

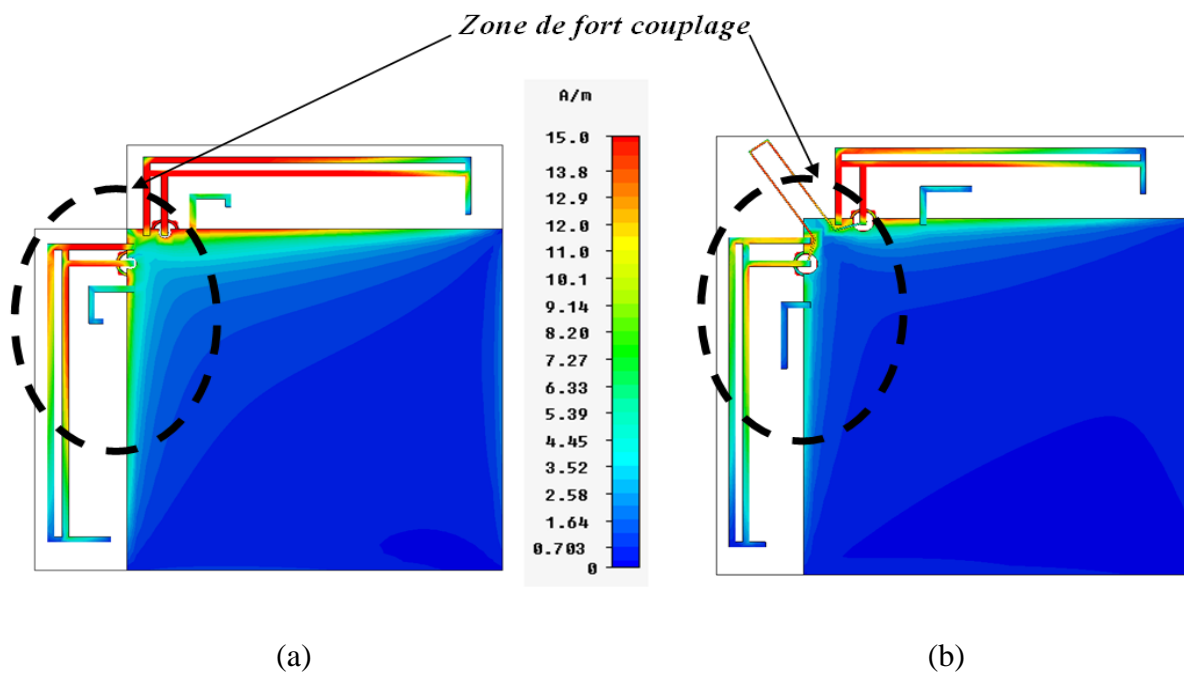


Figure 3.33: Distribution des courants surfaciques sur les systèmes antennaire à 826 MHz lorsque l'accès 1 est alimenté: (a) sans, (b) avec ligne de neutralisation.

Nous proposons à présent d'observer l'influence de la ligne de neutralisation sur le rayonnement du système antennaire. L'insertion de ligne permet d'obtenir un faible couplage entre accès. Cependant, si elle modifie les rayonnements et la polarisation de chaque antenne de sorte qu'ils se ressemblent, la diversité entre les diagrammes et de polarisation disponibles sera amoindrie. Pour cela, les Figure 3.34 et Figure 3.35 présentent les simulations des diagrammes de rayonnement en trois dimensions aux fréquences 826 MHz et 2.6 GHz (fréquences centrales des bandes de fonctionnement GHz) de chaque antenne.

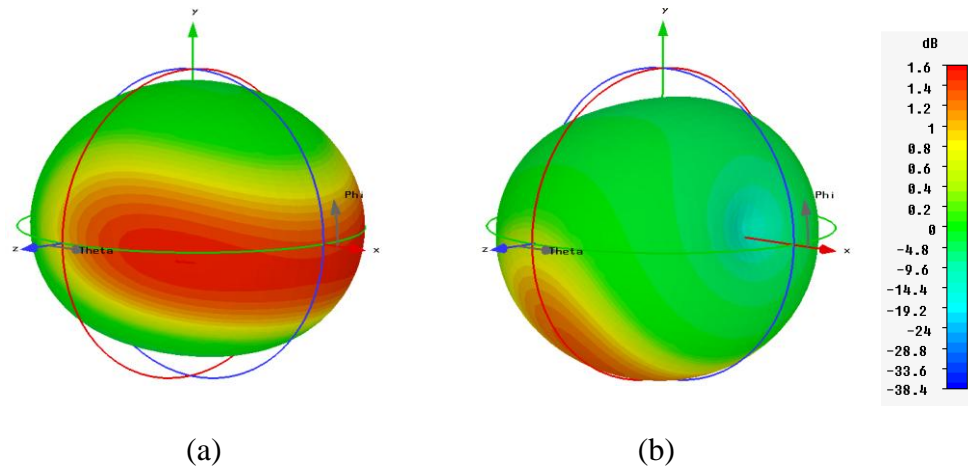


Figure 3.34: Gain réalisé 3D total à 826 MHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=1.6$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=1.6$ dB).

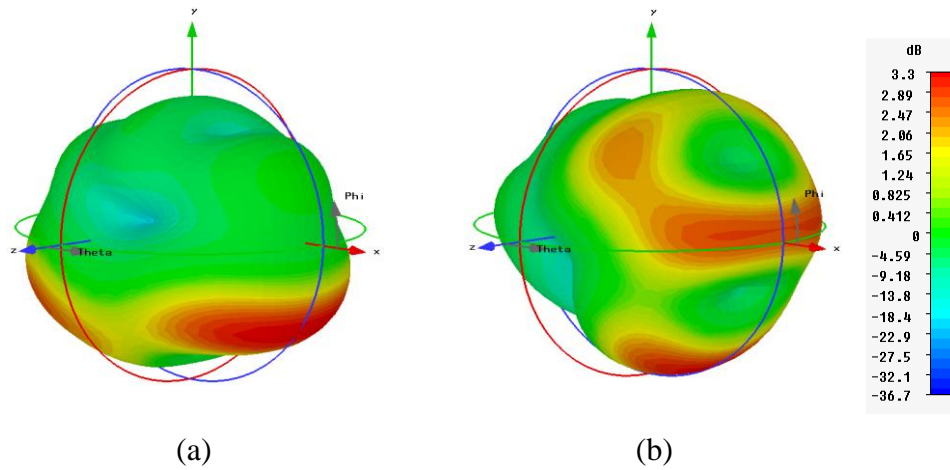


Figure 3.35: Gain réalisé 3D total à 2.6 GHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=3.3$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=3.3$ dB).

Pour chacune des fréquences, les diagrammes issus des deux antennes restent différents. La diversité de rayonnement est conservée avec l’insertion de la ligne de neutralisation.

Le rayonnement de l’antenne 1 est polarisé linéairement selon la direction colinéaire à l’axe Y: on considère cette polarisation comme étant la polarisation verticale. Le rayonnement de l’antenne 2 est polarisé linéairement selon la direction colinéaire à l’axe X: on considère cette polarisation comme étant la polarisation horizontale. Afin d’observer l’apport en diversité de polarisation aux fréquences 826 MHz et 2.6 GHz, les diagrammes décomposés suivant les deux polarisations (verticale et horizontale) sont représentés sur les Figure 3.36, Figure 3.37, Figure 3.38, Figure 3.39.

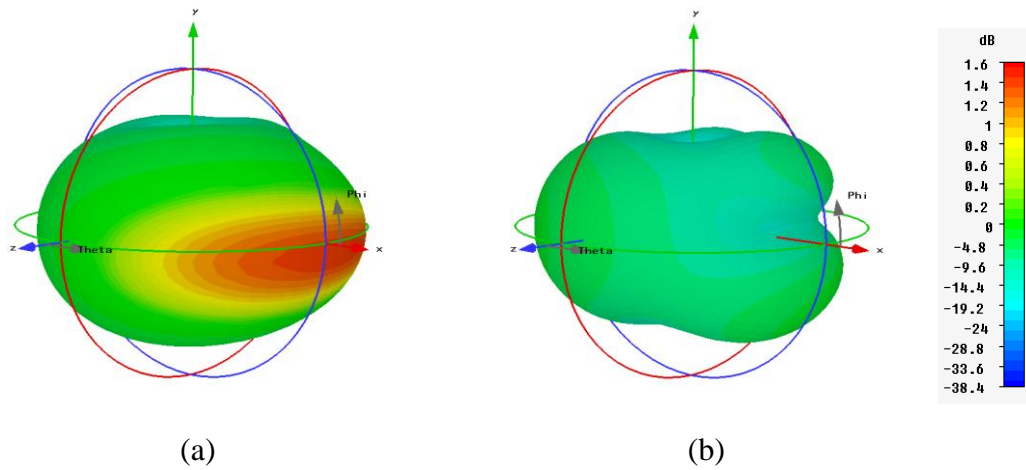


Figure 3.36 : Gain réalisé 3D en polarisation verticale à 826 MHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=1.4$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}= -0.1$ dB),

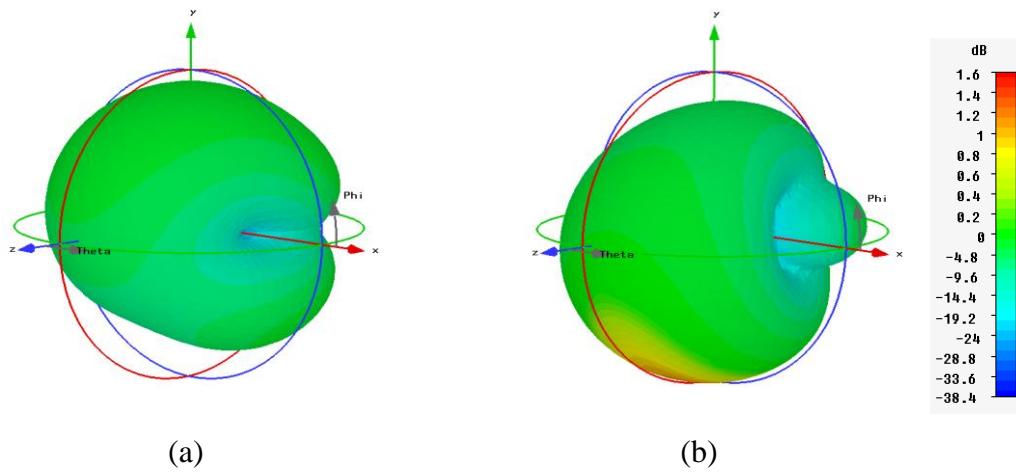


Figure 3.37: Gain réalisé 3D en polarisation horizontale à 826 MHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=0.2$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=1.2$ dB).

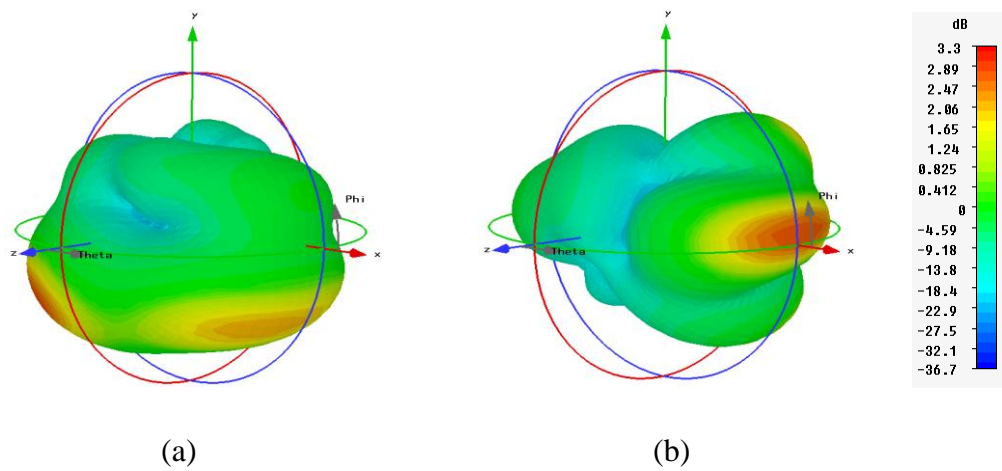


Figure 3.38: Gain réalisé 3D en polarisation verticale à 2.6 GHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=2.8$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=2.8$ dB).

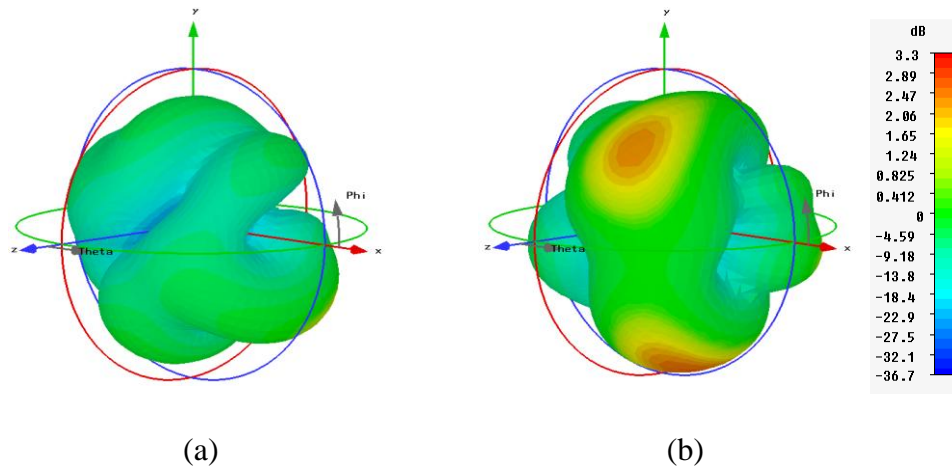


Figure 3.39: Gain réalisé 3D en polarisation horizontale à 2.6 GHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=2.8$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=2.8$ dB).

A 826 MHz, l'antenne 1 a un rayonnement dominant en polarisation verticale, avec un gain maximum de 1.4 dB. L'antenne 2 a un rayonnement dominant en polarisation horizontale, avec un gain maximum de 1.2 dB. Ainsi, l'insertion de la ligne de neutralisation n'a pas altérée l'apport en diversité de polarisation du système antennaire. A 2.6 GHz, les deux antennes présentent des rayonnements différents. Chaque antenne présente un gain maximum de 2.8 dB sur les deux polarisations.

➤ Conclusion

L'étude paramétrique a permis d'illustrer l'influence de la ligne et de ses dimensions sur le comportement du système. Faire coïncider les minima d'isolation sur deux bandes de fonctionnement avoisinant les 10 % est un véritable challenge. A titre d'exemple, l'auteur en [70] a utilisé une ligne de neutralisation afin de découpler deux monopôles fonctionnant sur les deux bandes suivantes: 2.4-2.5 GHz et 5.15-5.82 GHz. Les critères de réussite consistent en un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB et un coefficient de transmission inférieur à -15 dB. L'auteur a eu recours à une autre solution car la ligne de neutralisation ne satisfait pas les conditions fixées. Cependant, pour des critères moins sévères (coefficient de réflexion inférieur à -6 dB et un coefficient de transmission inférieur à -10 dB, tel notre cas), la ligne de neutralisation aurait été concluante. Dans [60], la ligne de neutralisation a été utilisée pour le découplage de deux monopôles. Ils fonctionnent sur trois bandes de fréquences: LTE 13 (746-787 MHz), GPS, PCS/ UMTS. Néanmoins la contrainte d'une utilisation MIMO n'est exigée que dans la bande basse.

3.3.3.2. Réalisation et mesures

Le prototype du système conçu à base de IFAs avec ligne de neutralisation, présenté en Figure 3.40, a été réalisé sur un matériau de type FR4, de permittivité 3.7, d'épaisseur 0.7 mm et de pertes $\tan \delta = 0.019$. Les dimensions du prototype sont les suivantes: $l_1 = 60$ mm, $h_1 = 16$ mm, $l_2 = 10$ mm, $h_2 = 8$ mm, $\Delta = 10.4$ mm, $l'_1 = 64$ mm, $h'_1 = 16$ mm, $l'_2 = 14$ mm, $h'_2 = 5.7$ mm, $\Delta' = 7.4$ mm.

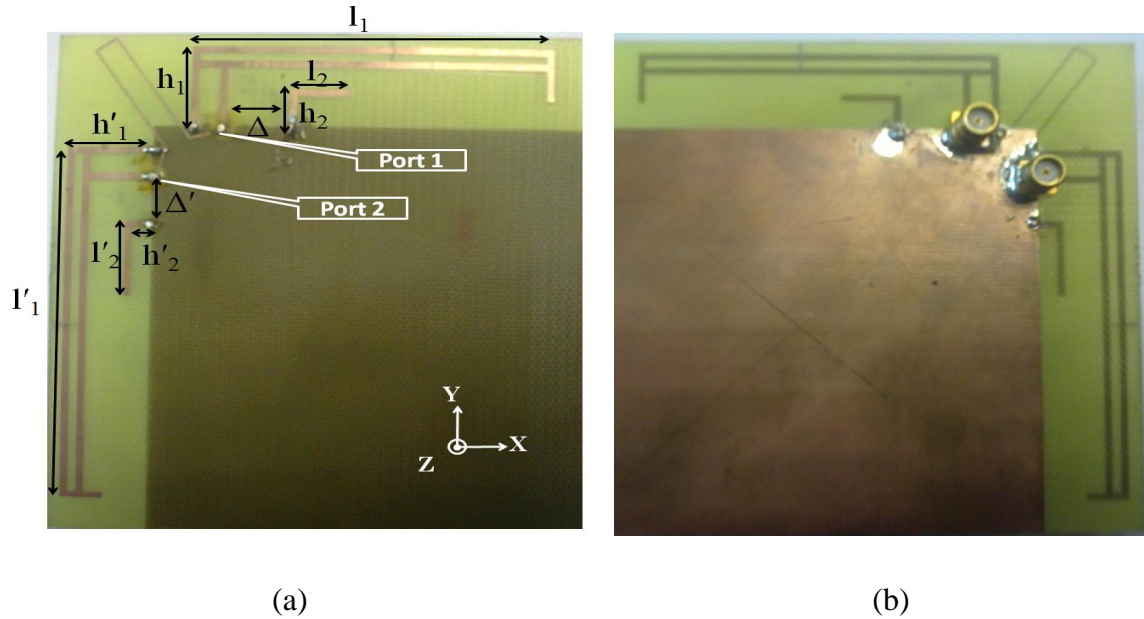


Figure 3.40: Prototype du système antennaire à base de IFAs bi-bandes, bi-polarisation.

Les deux antennes n'étant plus identiques, les modules des coefficients de réflexion des deux accès sont donnés par la Figure 3.41. Une bonne concordance entre la simulation et la mesure est observée. L'antenne 1 est adaptée avec comme critère, module de coefficient de réflexion inférieur à -6 dB, sur deux bandes: [762-909 MHz], [2.33-2.85 GHz] en simulation et [745-935 MHz], [2.2-2.71 GHz] en mesure. Pour l'antenne 2, les bandes sont de [753-897 MHz], [2.41-2.95 GHz] en simulation et de [765-910 MHz], [2.37-2.85 GHz] en mesure. De légers décalages fréquentiels (entre 10 à 15 MHz) et élargissements des bandes (entre 10 à 40 MHz) sont constatés pour les deux bandes. Les différences sont principalement imputées aux imperfections de réalisation et plus spécifiquement aux vias qui ont été réalisés manuellement.

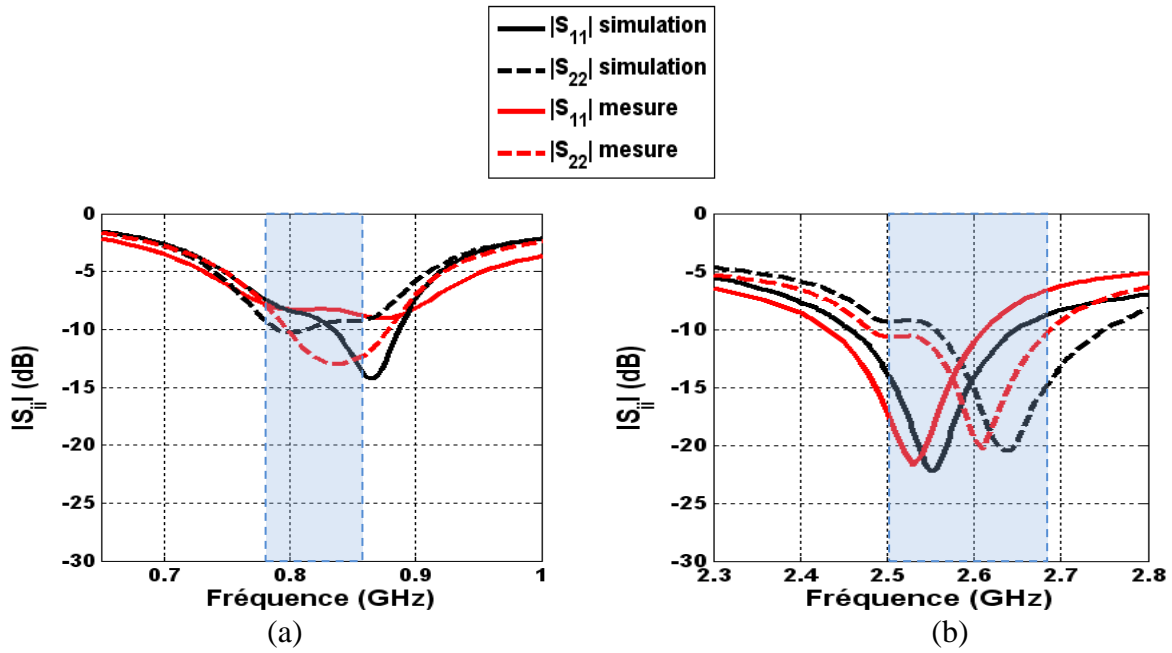


Figure 3.41: Paramètres $|S_{ii}|$ simulés et mesurés du système antennaire optimisé: (a) bande basse, (b) bande haute.

La Figure 3.42 présente les modules du coefficient de transmission $|S_{21}|$. On constate que l'isolation n'est pas supérieure à 10 dB sur toutes les fréquences où le système présente une adaptation meilleure que 6 dB. Néanmoins, le critère d'isolation est satisfait sur les bandes LTE souhaitées (790-862 MHz et 2.5-2.69 GHz). En effet, les niveaux du couplage mesurés se situent entre -10 et -18 dB dans la bande 790-862 MHz contre une variation entre -10 et -14 dB en simulation. Dans la bande 2.5-2.69 GHz, le couplage varie entre -10 et -14 dB en mesure contre -8.5 et -11.5 dB en simulation.

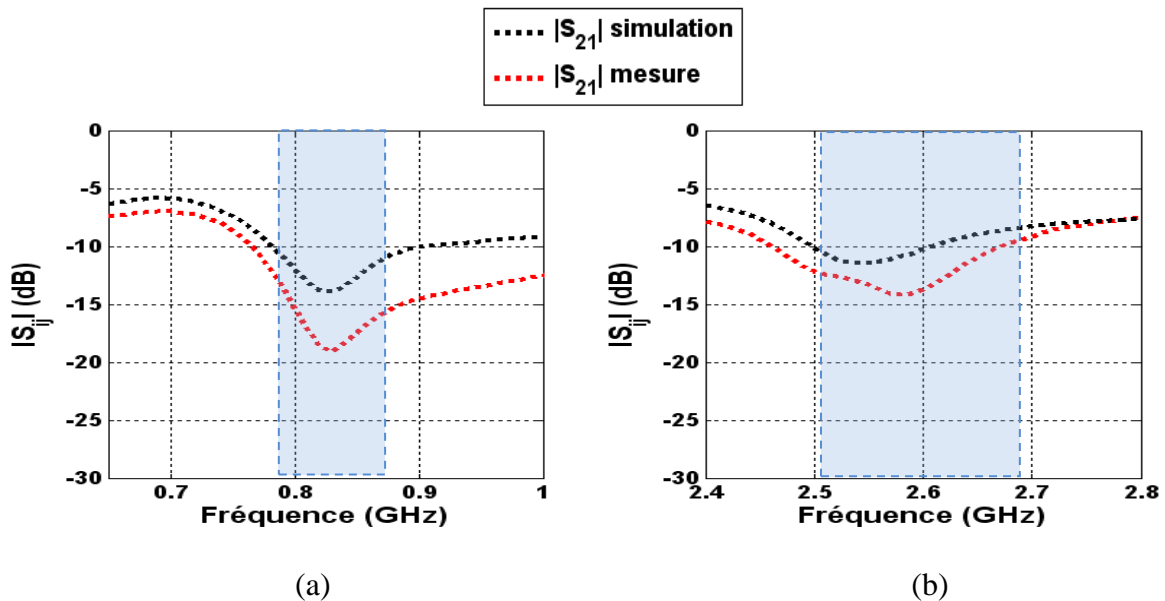


Figure 3.42: Paramètres $|S_{21}|$ simulés et mesurés du système antennaire optimisé: (a) bande basse, (b) bande haute.

Les efficacités totales simulées des deux antennes sont présentées sur la Figure 3.43. Elles varient entre 60 et 70 % en bande basse et entre 55 et 76 % en bande haute. Les valeurs des efficacités sont acceptables pour l'application visée. De plus, les objectifs fixés précédemment, à savoir une adaptation meilleure que 6 dB et une isolation supérieure à 10 dB sont atteints.

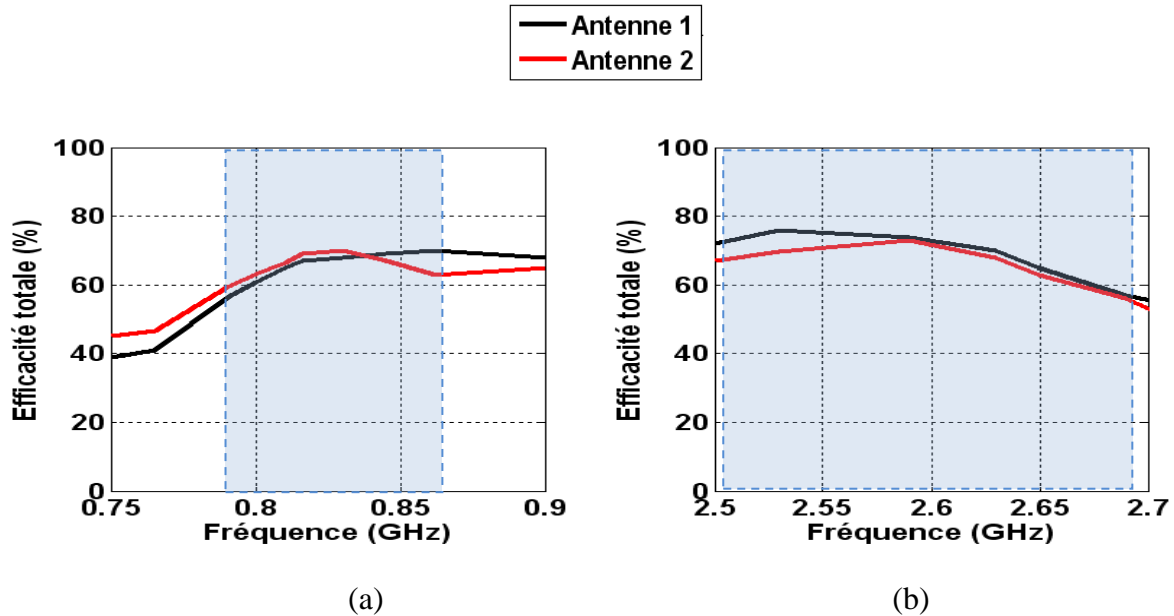


Figure 3.43: Efficacités totales simulées du système antennaire à base de IFAs avec ligne de neutralisation: (a) bande basse, (b) bande haute.

Les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés sont présentés sur la Figure 3.44 pour les fréquences 826 MHz et 2.6 GHz. La composante principale du champ rayonnée par l'antenne 1 correspond sur la Figure 3.44 à E_φ dans le plan XZ et à E_θ dans le plan YZ. Par conséquent, la composante croisée du champ rayonné correspond à E_θ dans le plan XZ et à E_φ dans le plan YZ. On représente uniquement le rayonnement de l'antenne 1 quand l'antenne 2 est chargée sur 50Ω . Une bonne concordance entre la simulation et la mesure est observée. A 826 MHz, la composante principale dans le plan XZ est quasi omnidirectionnelle (voir Figure 3.44(b)) mais avec un rayonnement arrière atténué (de l'ordre de 7 dB). A 2.6 GHz, l'antenne 1 présente un gain maximal de 2.9 dB. Dans le plan YZ, on constate une modification de la composante principale et l'apparition de creux dans les directions 0 et 180° par rapport au système sans ligne de neutralisation (voir Figure 3.44 (c)). La composante croisée est moins élevée dans le plan XZ et la composante principale moins omnidirectionnelle.

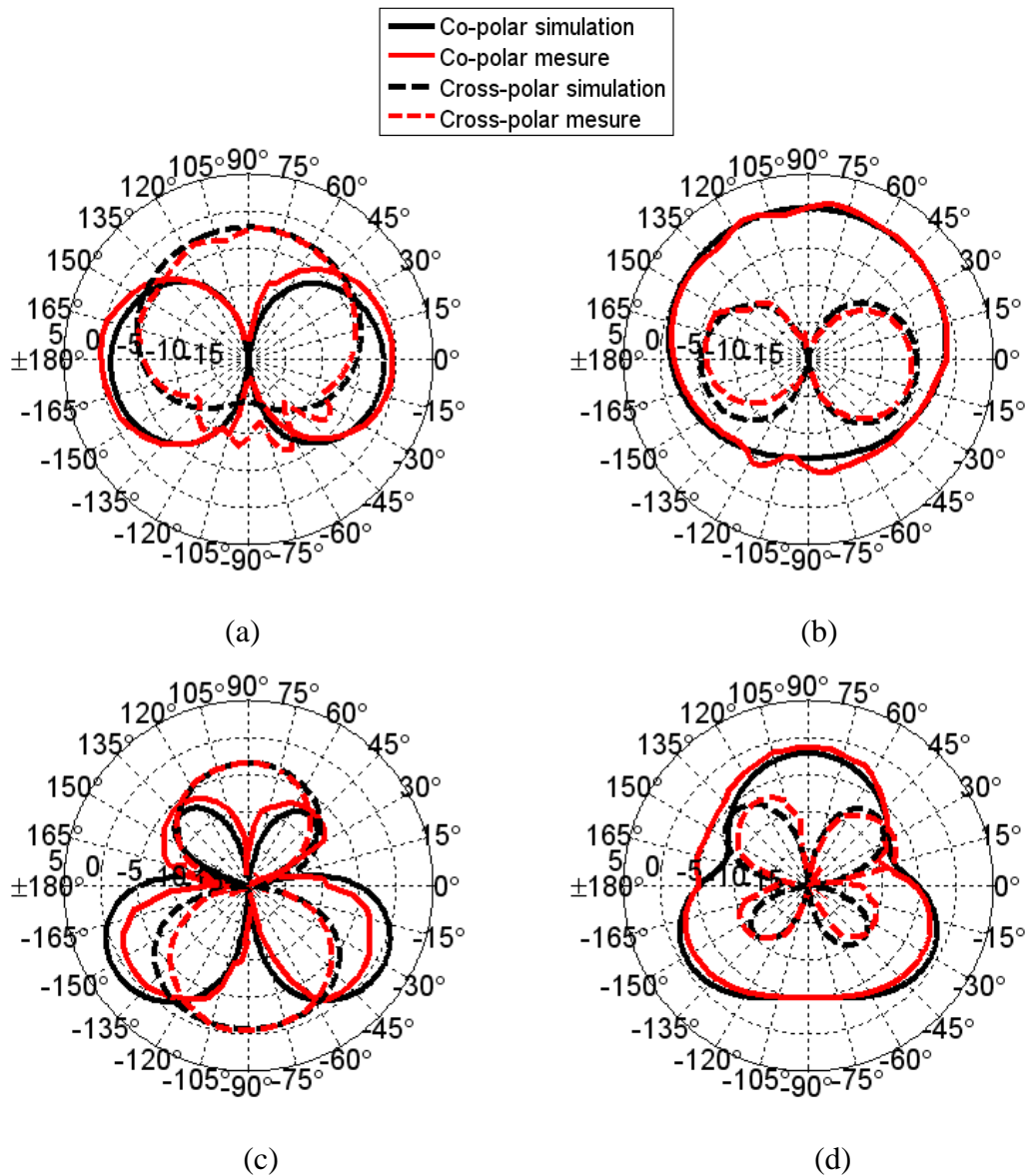


Figure 3.44: Diagrammes de rayonnement de l'antenne 1 simulés et mesurés (dB): (a) Plan E (plan YZ) à 826 MHz, (b) Plan H (plan XZ) à 826 MHz, (c) Plan E (plan YZ) à 2.6 GHz, (d) Plan H (Plan XZ) à 2.6 GHz

3.3.4. Intégration dans un terminal de dimensions $100 \times 55 \times 0.7 \text{ mm}^3$

A présent, nous nous concentrons sur la conception d'un système antennaire bi-bandes à diversité, compatible avec un téléphone mobile. On fixe une taille globale de $100 \times 55 \times 0.7 \text{ mm}^3$. Les bandes de fonctionnement demeurent les bandes LTE: 790-862 MHz et 2.5-2.69 GHz. L'idée est de replier l'antenne 1 du système présenté précédemment afin d'aboutir à une structure intégrable dans l'espace disponible. Par conséquent les deux antennes ne sont plus identiques. La Figure 3.45 montre la géométrie du système avec les dimensions en

millimètres. Les dimensions de l'antenne 2 sont les mêmes que celles du prototype présenté dans la Figure 3.22.

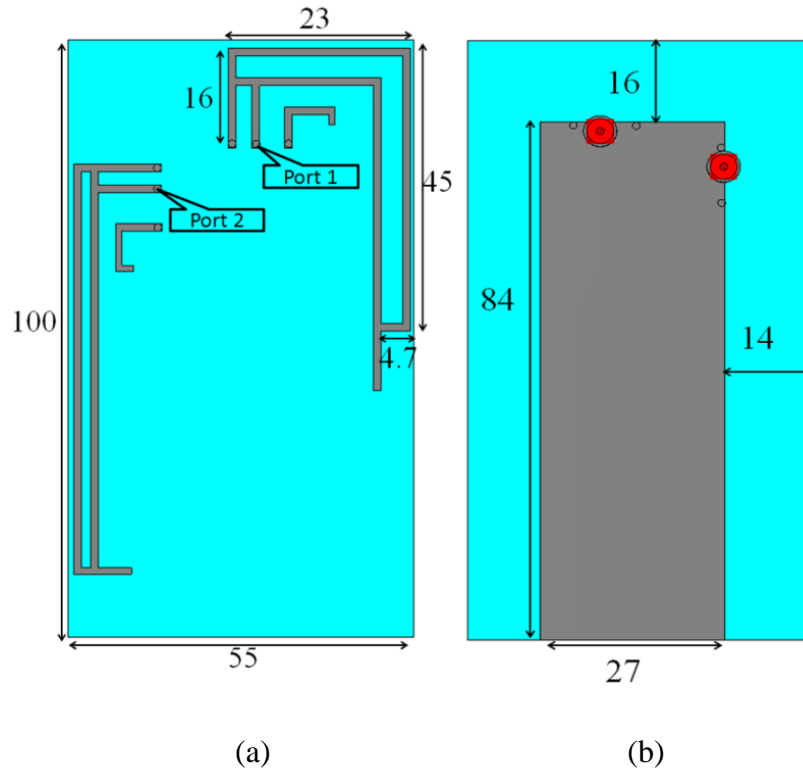


Figure 3.45: Système bi-bandes à diversité à base d'antennes IFAs destiné aux téléphones mobiles: (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

La Figure 3.46 montre les paramètres S simulés du système. Le module du coefficient de réflexion est inférieur à -6 dB de 790-875 MHz et de 2.41-2.65 GHz pour l'antenne 1 (ce qui correspond respectivement à des bandes relatives de 10.2 % et 9.5%). Pour l'antenne 2, les bandes de fonctionnement sont: 815-870 MHz (6.52 %) et 2.44-2.66 GHz (8.62 %). Le module du coefficient de transmission $|S_{21}|$ est inférieur à -4 dB en bande basse et à - 9.7 dB en bande haute.

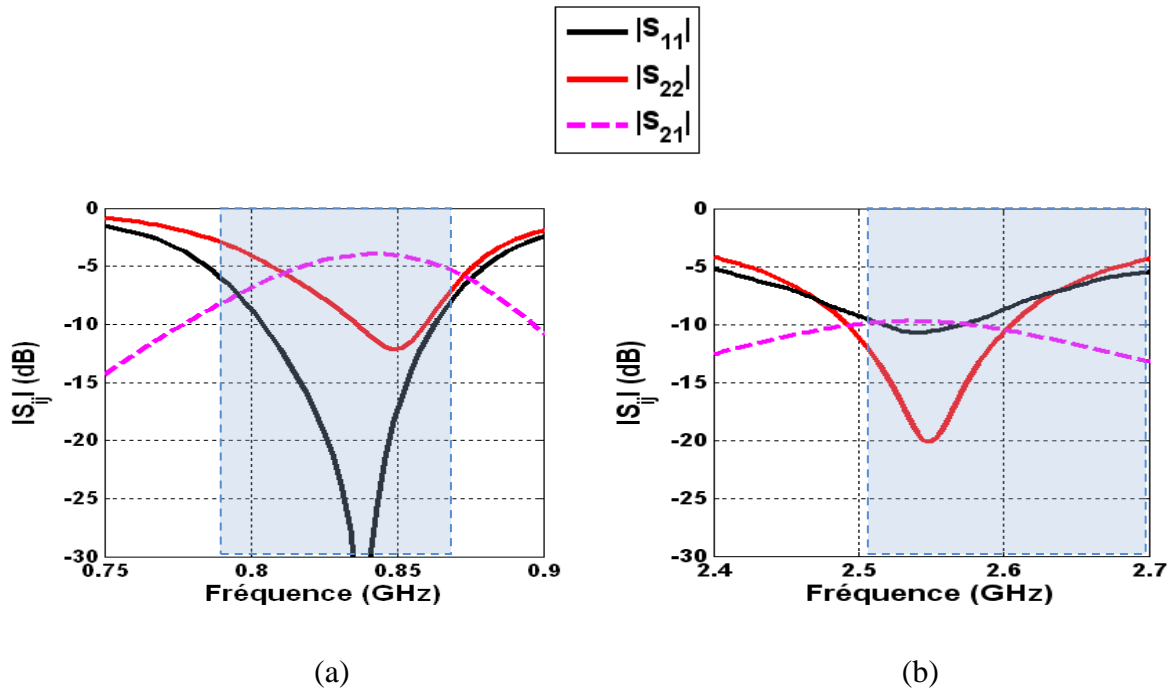


Figure 3.46: Paramètres $|S_{ij}|$ simulés du système antennaire à IFA pliée: (a) bande basse, (b) bande haute.

La Figure 3.47 montre l'amplitude maximale des densités de courant sur le système antennaire à 826 MHz. Une forte concentration des courants est observée sur le plan de masse ainsi que sur l'antenne 2 lorsque l'antenne 1 est alimentée et vice versa.

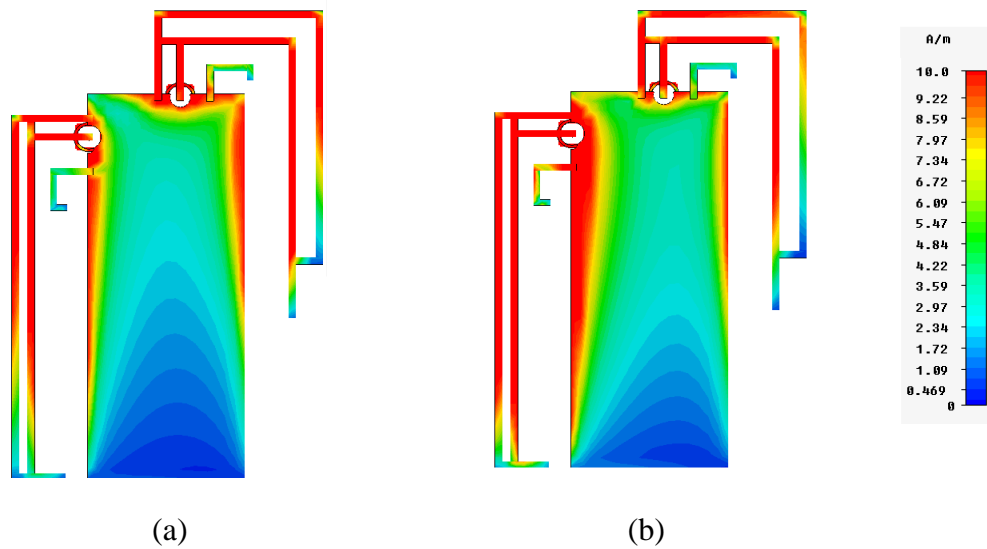


Figure 3.47: Distribution des courants sur le système à base de IFAs à 826 MHz: (a) alimentée par l'accès 1, (b) alimenté par l'accès 2.

Une ligne de neutralisation est introduite entre les deux antennes pour palier à ce couplage. Une première approche consistait à introduire la ligne de neutralisation après dimensionnement du système (éléments rayonnants + plan de masse). Cette solution n'a pas

été concluante. En effet, en insérant la ligne entre les deux antennes, comme le présente la Figure 3.48, les bandes de fonctionnement ont été perturbées en termes de niveau d'adaptation et de décalage en fréquence. Pour cela, la démarche adoptée a été de dimensionner le système antennaire et la ligne de neutralisation en même temps. Par conséquent, des différences au niveau des dimensions et de la géométrie de la structure de la Figure 3.48 par rapport à la structure présentées dans la Figure 3.45 peuvent être observées. Pour cette raison, la comparaison du système avec et sans ligne de neutralisation ne sera pas présentée. Le prototype présenté dans la Figure 3.49 est réalisé un substrat FR4, d'épaisseur 0.7 mm, de permittivité $\epsilon_r = 3.7$ présentant des pertes $\tan \delta = 0.019$.

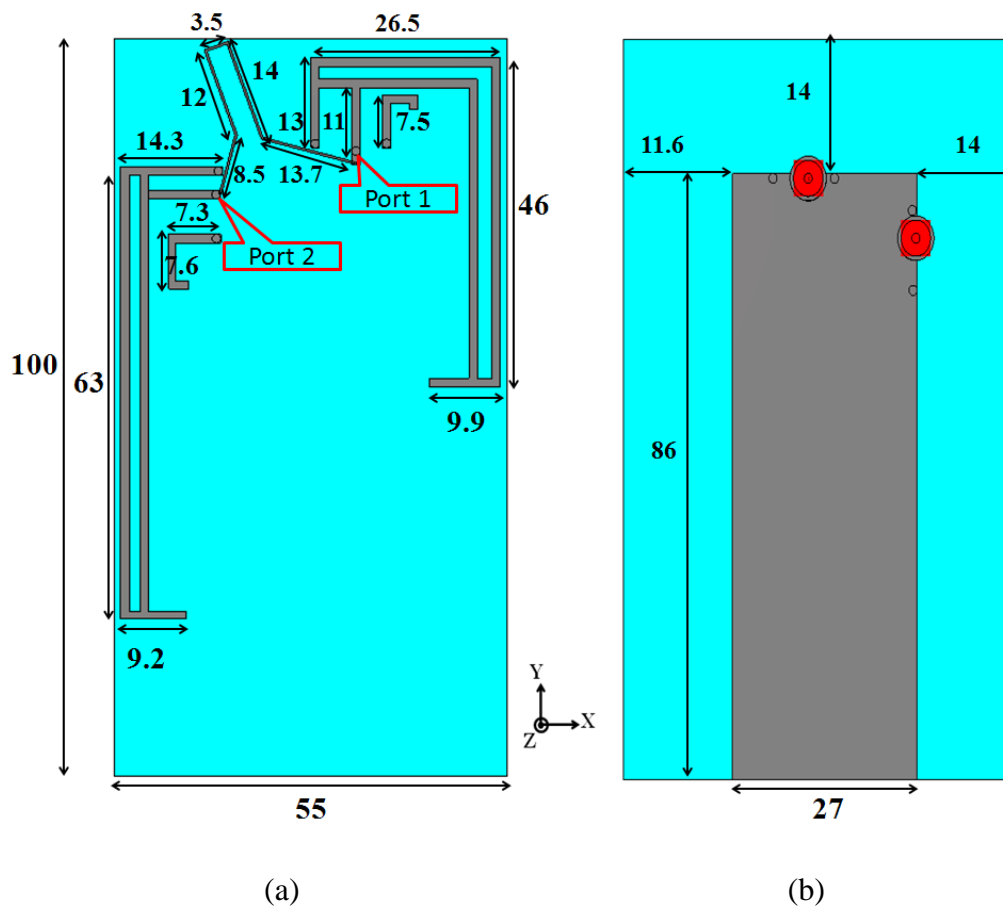


Figure 3.48: Système bi-bandes à diversité à base d'antennes IFAs avec ligne de neutralisation: (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

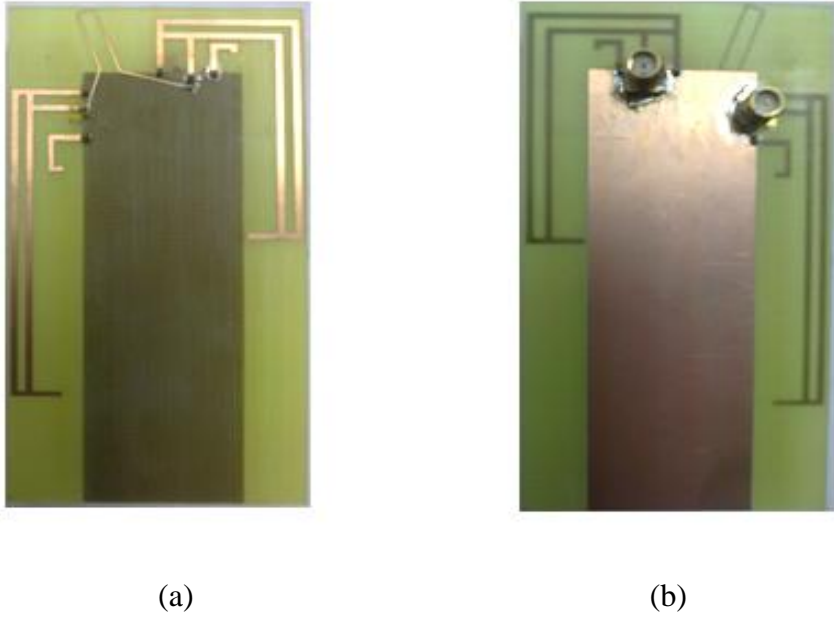


Figure 3.49: Prototype du système avec ligne de neutralisation: (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.

La Figure 3.50 présente les paramètres S simulés et mesurés du système réalisé.

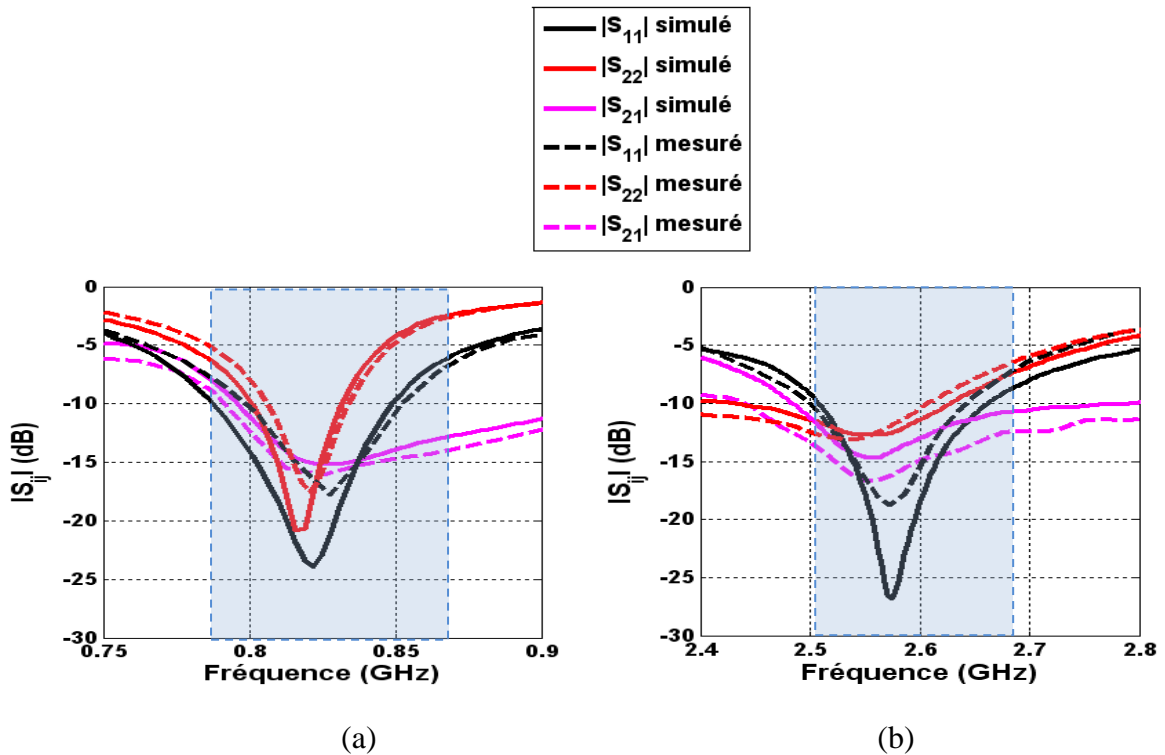


Figure 3.50: Paramètres $|S_{ij}|$ simulés et mesurés du système antennaire à base de IFA pliée avec ligne de neutralisation: (a) bande basse, (b) bande haute.

Une bonne concordance entre la simulation et la mesure est observée. L'antenne 1 est adaptée sur les bandes de fréquences suivantes ($|S_{11}| < -6$ dB): 770 - 867 MHz, 2.43 - 2.764 GHz en simulation et de 775- 869 MHz, 2.42- 2.71 GHz en mesure. L'antenne 2 est adaptée sur les bandes 786 - 842 MHz, 2.35 - 2.71 GHz en simulation et de 792- 844 MHz, 2.3 - 2.69 GHz en mesure. On constate que l'antenne 2 ne couvre pas entièrement la bande 790-862 MHz. En ce qui concerne le couplage, il n'est pas inférieur à -10 dB sur toutes les fréquences où le système présente une adaptation meilleure que 6 dB. Néanmoins, il vérifie la condition $|S_{21}| < -10$ dB sur les bandes LTE souhaitées (790-862 MHz et 2.5-2.69 GHz). En effet, les niveaux du couplage simulés et mesurés se situent entre -10 et -16 dB dans la bande 790-862 MHz et entre -11 et -16 dB dans la bande 2.5-2.69 GHz. Les différences sont dues aux imperfections de réalisation et plus spécifiquement aux vias qui ont été réalisés manuellement et à l'estimation de la valeur de la permittivité simulée.

Les Figure 3.51 et Figure 3.52 montrent les distributions de courants sur les éléments rayonnants et le plan de masse aux deux fréquences 826 MHz et 2.6 GHz. On observe une faible concentration de courant sur l'antenne 2 lorsque l'antenne 1 est alimentée et vice versa, notamment à 2.6 GHz. A 826 MHz, les courants sont toujours importants et plus particulièrement sur le retour à la masse. Néanmoins, il est intéressant de noter que les points d'alimentation sont isolés (concentration des courants plus faible).

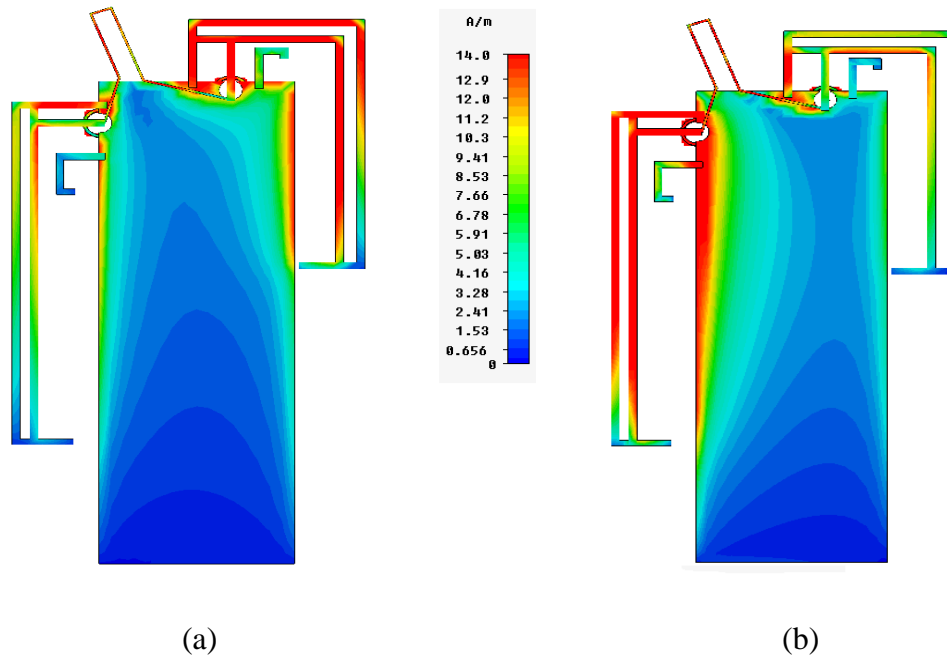


Figure 3.51: Distribution des courants sur le système à base de IFAs avec ligne de neutralisation à 826 MHz: (a) alimenté par l'accès 1, (b) alimenté par l'accès 2.

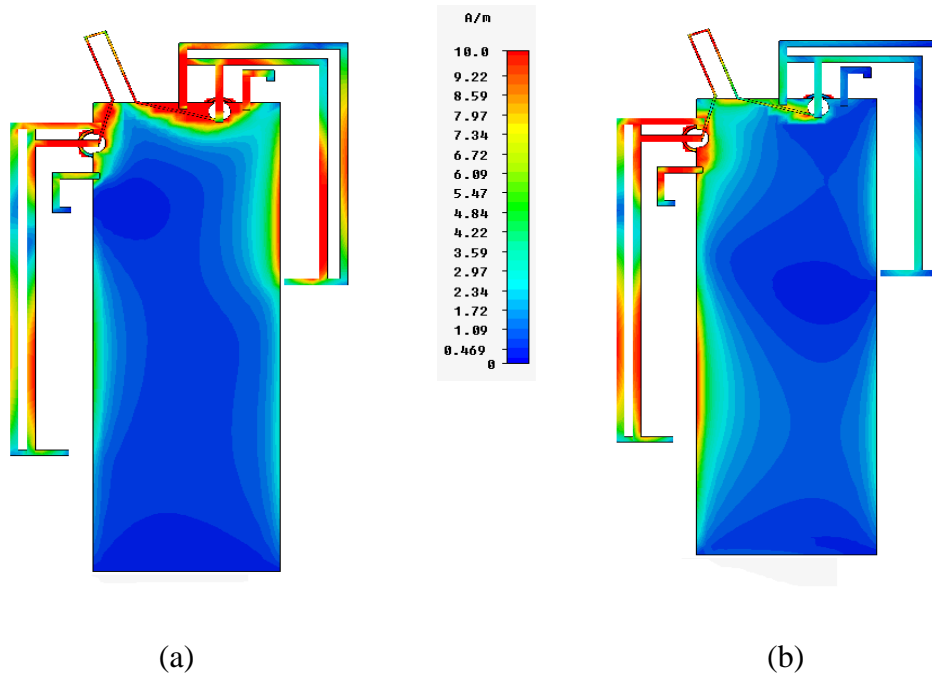


Figure 3.52: Distribution des courants sur le système à base de IFA avec ligne de neutralisation à 2.6 GHz: (a) alimenté par l'accès 1, (b) alimenté par l'accès 2.

Les rayonnements tridimensionnels du système antennaire avec ligne de neutralisation sont présentés sur les Figure 3.53 et Figure 3.54. Les fréquences de travail considérées sont 826 MHz et 2.6 GHz. Les deux antennes n'étant pas identiques, on observe des gains maximaux de 1.8 dB pour l'antenne 1 et de 0.7 dB pour l'antenne 2 à 826 MHz. A 2.6 GHz, le gain maximal de l'antenne 1 est de 4.5 dB et de 3.2 dB pour l'antenne 2. Pour chacune des fréquences, les diagrammes issus des deux antennes sont différents ce qui tend à couvrir des régions complémentaires de l'espace. Ceci permet de produire de la diversité de rayonnement. D'autre part, les creux de rayonnements observés à $\varphi = -90^\circ$ pour l'antenne 1 et $\varphi = 0^\circ$ pour l'antenne 2, à 826 MHz, sont dus à la présence du plan de masse (voir Figure 3.53).

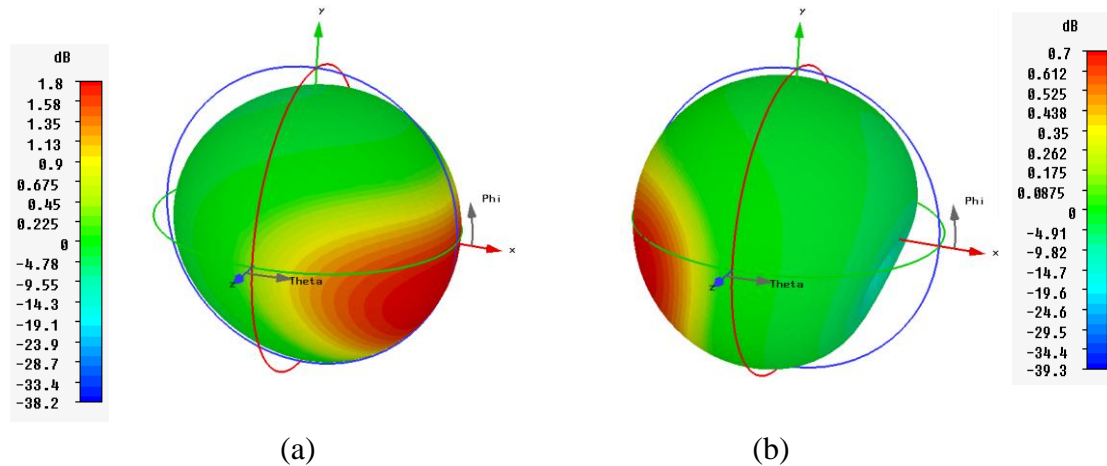


Figure 3.53 : Gain réalisé 3D total à 826 MHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=1.8$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=0.7$ dB).

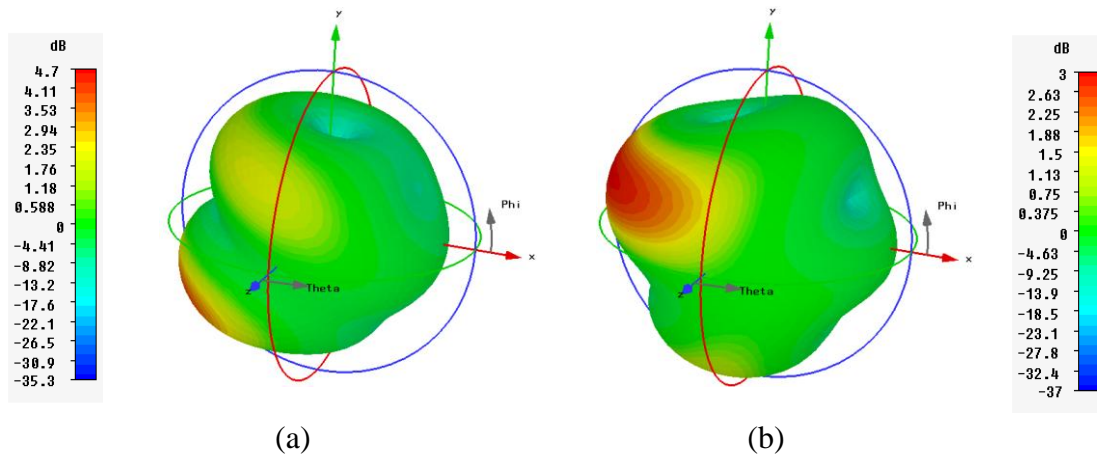


Figure 3.54: Gain réalisé 3D total à 2.6 GHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=4.5$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=3.2$ dB).

Le rayonnement de l'antenne 1 est polarisé linéairement selon la direction colinéaire à l'axe Y: on considère cette polarisation comme étant la polarisation verticale. Le rayonnement de l'antenne 2 est polarisé linéairement selon la direction colinéaire à l'axe X: on considère cette polarisation comme étant la polarisation horizontale. Afin d'observer l'apport en diversité de polarisation aux fréquences 826 MHz et 2.6 GHz, les diagrammes décomposés suivant les deux polarisations (verticale et horizontale) sont représentés dans Figure 3.55, Figure 3.56, Figure 3.57, Figure 3.58.

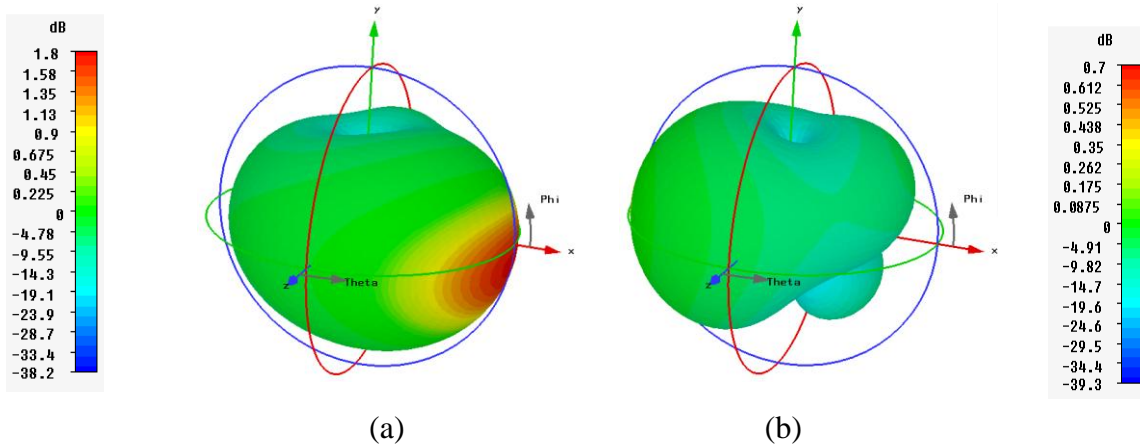


Figure 3.55: Gain réalisé 3D en polarisation verticale à 826 MHz : (a) antenne 1 ($G_{\max}=1.7$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=0.57$ dB).

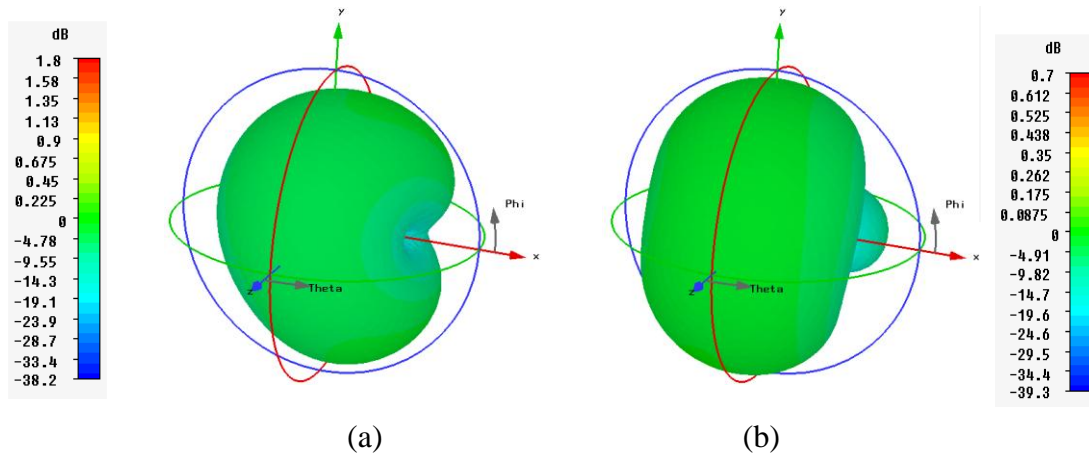


Figure 3.56: Gain réalisé 3D en polarisation horizontale à 826 MHz : (a) antenne 1 ($G_{\max}=0.12$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=-0.5$ dB).

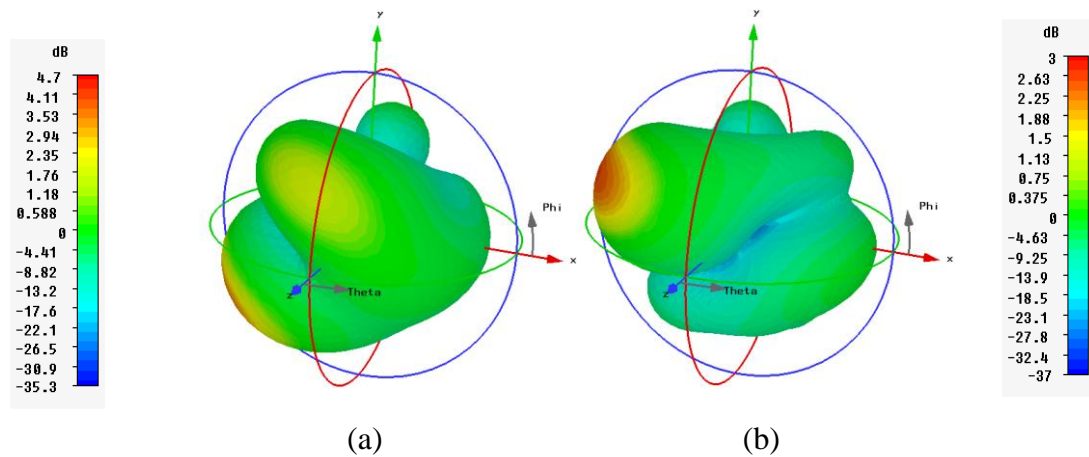


Figure 3.57 : Gain réalisé 3D en polarisation verticale à 2.6 GHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=3.9$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=2.6$ dB).

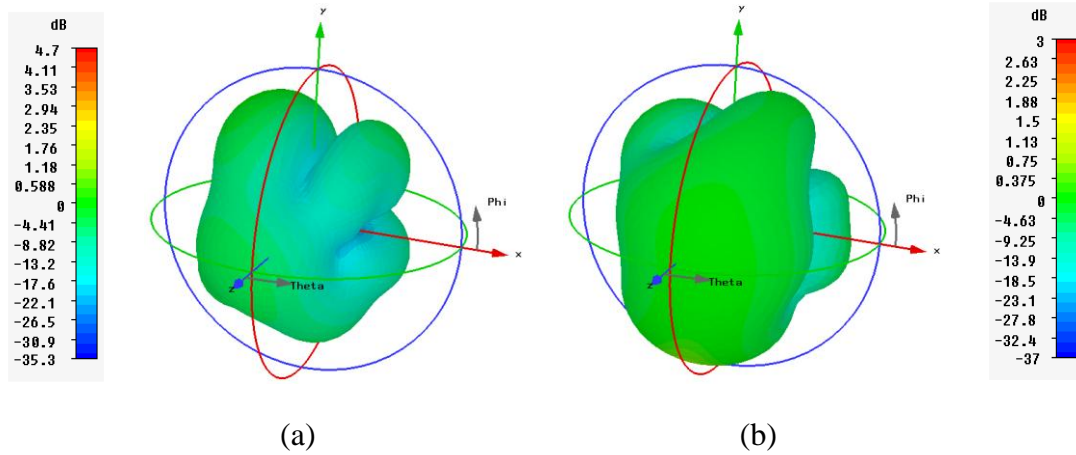


Figure 3.58: Gain réalisé 3D en polarisation horizontale à 2.6 GHz: (a) antenne 1($G_{\max}=3.1$ dB), (b) antenne 2($G_{\max}=1.4$ dB).

A 826 MHz, le rayonnement en polarisation verticale domine pour les deux antennes avec un gain maximum de 1.8 dB pour l'antenne 1 et 0.5 dB pour l'antenne 2. Nous n'obtenons donc que la diversité de rayonnement.

A 2.6 GHz, le rayonnement en polarisation verticale domine également pour les deux antennes avec un gain maximum de 3.9 dB pour l'antenne 1 et de 2.6 dB pour l'antenne 2. Les polarisations croisées de chaque antenne ne sont pas négligeables (Figure 2.50 (b) et Figure 2.51 (b)). Elles présentent des maxima de gain de 3.1 dB pour l'antenne 1 et de 1.4 dB pour l'antenne 2.

Les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés sont présentés dans les Figure 3.59, Figure 3.60, Figure 3.61, Figure 3.62. La composante principale du champ rayonnée par l'antenne 1 correspond à E_{ϕ} dans le plan XZ et à E_{θ} dans le plan YZ. Par conséquent, la composante croisée du champ rayonné correspond à E_{θ} dans le plan XZ et à E_{ϕ} dans le plan YZ et vice versa pour l'antenne 2. Un bon accord entre la simulation et la mesure est observé. Les observations effectuées sur les rayonnements en trois dimensions se confirment. De la diversité de rayonnement est produite entre les deux antennes.

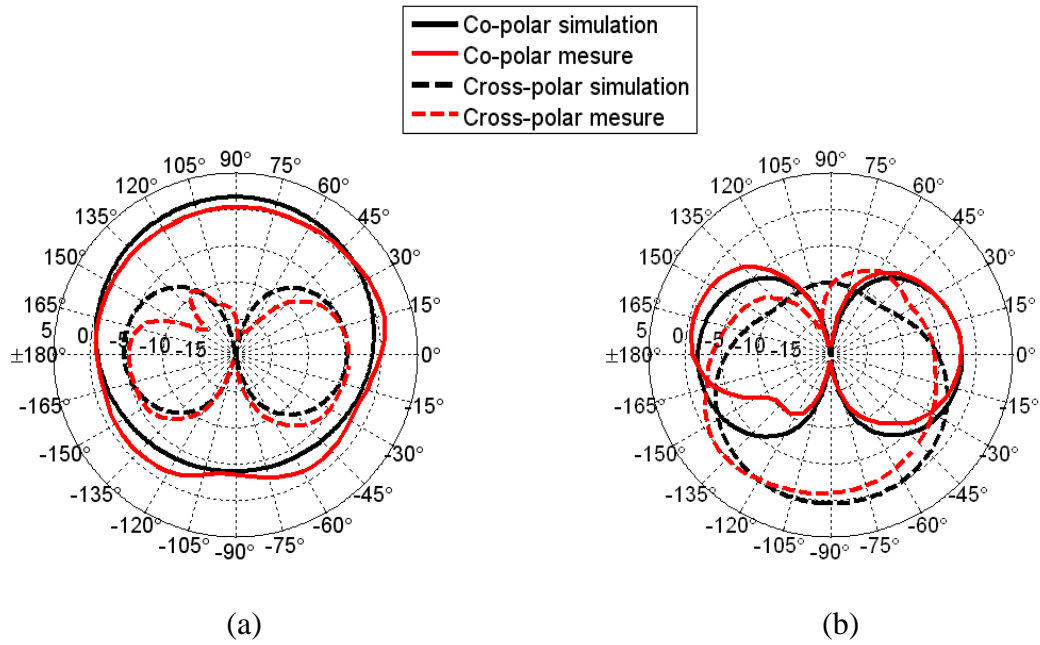


Figure 3.59: Diagrammes de rayonnement (dB) à 826 MHz dans le plan XZ ($\varphi=0^\circ$): (a) antenne 1, (b) antenne 2.

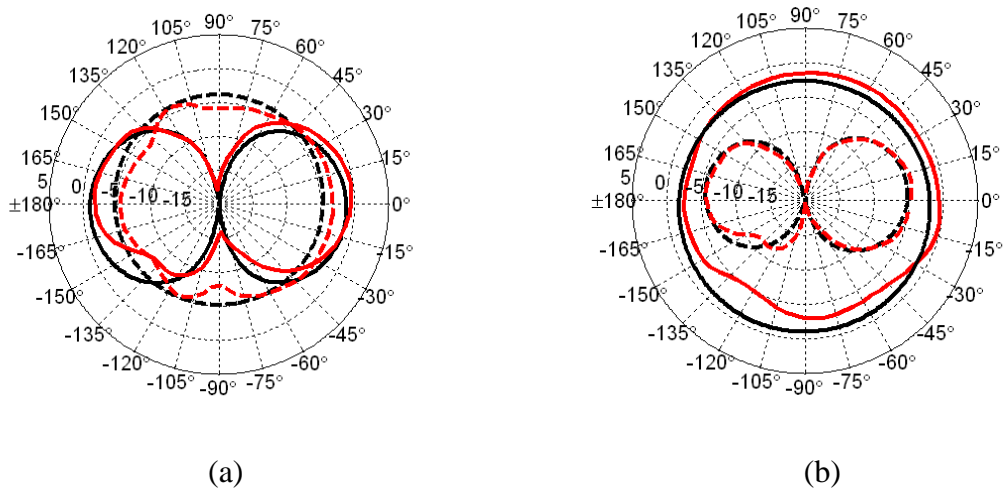


Figure 3.60: Diagrammes de rayonnement simulés (dB) à 826 MHz dans le plan YZ ($\varphi=90^\circ$): (a) antenne 1, (b) antenne 2.

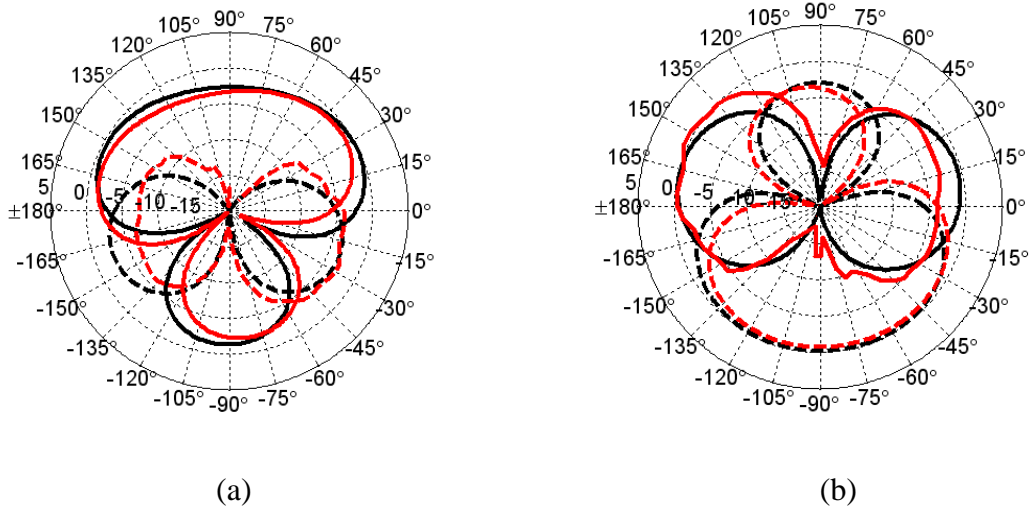


Figure 3.61 : Diagrammes de rayonnement simulés (dB) à 2.6 GHz dans le plan XZ ($\phi=0^\circ$): (a) antenne 1, (b) antenne 2.

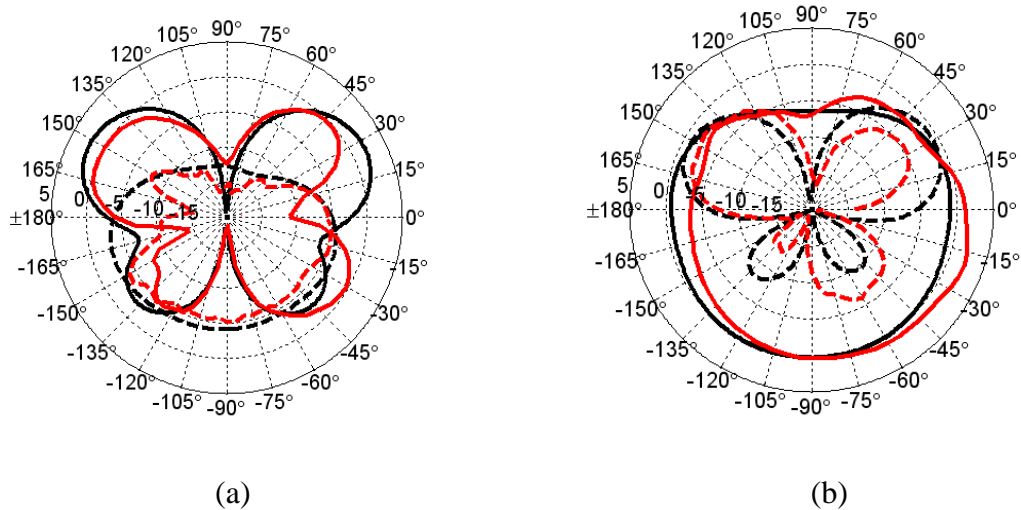


Figure 3.62: Diagrammes de rayonnement simulés (dB) à 2.6 GHz dans le plan YZ ($\phi=90^\circ$): (a) antenne 1, (b) antenne 2.

3.4. Etude de la diversité pour différentes orientations des antennes

Dans le cas réel, l'utilisateur peut tenir son terminal de diverses manières. De plus, elles peuvent changer d'un utilisateur à un autre. Par conséquent, les antennes subissent des rotations pendant une communication. L'objectif de cette étude est d'évaluer la capacité du système antennaire à produire de la diversité pour différentes orientations de celui-ci avec une distribution de signaux incidents supposée constante.

L'étude est effectuée sur l'un des systèmes proposés dans ce chapitre, à savoir le système à base de IFAs avec ligne de neutralisation présenté dans la section 3.3.3. Deux cas sont

étudiés: le premier suppose une rotation du système autour de X. Le deuxième autour de Y (voir section 2.5). A la différence du chapitre précédent, qui traite pour le premier cas, les deux positions initiales: horizontale et verticale, pour ce système la distinction n'est pas effectuée car la géométrie globale de la structure est carrée. D'autre part, l'étude tient en compte uniquement des différentes orientations du système, l'influence de l'utilisateur sera traitée dans le chapitre 4. L'environnement est principalement décrit par les distributions des angles d'arrivée et de l'XPD (coefficient de polarisation croisée du champ incident). On utilisera pour la distribution de puissance incidente (P_{inc}), les deux modèles statistiques les plus utilisés: les distributions gaussienne (gauss) et laplacienne (laplac) présentées en 1.3.3. Ainsi, nous considérons les deux distributions en élévation, tandis que dans le plan azimutal (plan XY), la distribution est uniforme [30]. L'évaluation de l'impact des environnements est donnée par le calcul du coefficient de corrélation et du gain effectif moyen pour les trois environnements suivants: isotrope, indoor (In) et outdoor (Out).

Lors de l'étude, on s'intéressera à expliquer les différents résultats en se basant sur le rayonnement dans le plan de la structure (plan XZ). Néanmoins, la même démarche peut être adoptée pour les autres plans.

Dans l'environnement isotrope, les ondes incidentes arrivent sur les antennes de la même manière dans toutes les directions. Pour toutes les positions du système, le coefficient de corrélation est toujours inférieur à 0.1 et le rapport entre les MEGs (k) égal à 1, aux deux fréquences: 826 MHz et 2.6 GHz. Ces résultats sont possibles grâce aux performances acceptables des antennes ($|S_{11}| < -6$ dB et $|S_{21}| < -10$ dB) et à la diversité de polarisation et de rayonnements présentées précédemment.

Pour les scénarios indoor et outdoor, les ondes incidentes arrivent principalement selon un angle d'élévation $\theta = 75^\circ$. On rappelle les distributions des angles d'arrivée sur le système antennaire dans le plan d'élévation (XZ) dans la Figure 3.63.

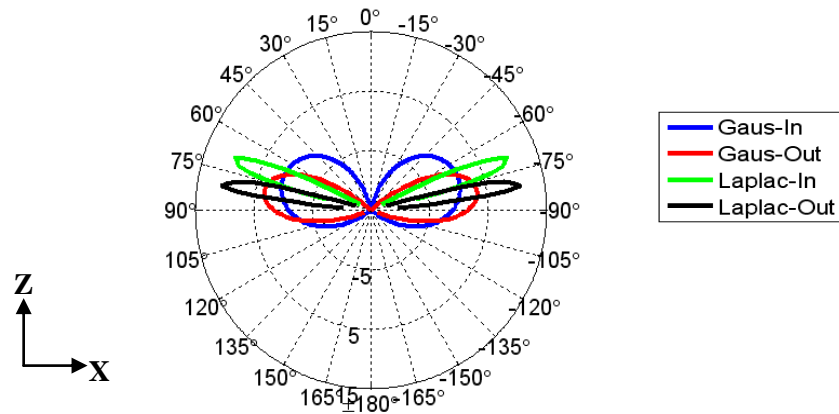


Figure 3.63: Distribution des angles d'arrivée des ondes incidentes sur les antennes dans le plan XZ.

3.4.1. Rotation des antennes autour de l'axe X

La Figure 3.64 montre la variation de la position du système pour une rotation autour de l'axe X ainsi que l'onde incidente sur le système avec \vec{P} le vecteur de Poynting, \vec{E} le champ électrique, et \vec{H} le champ magnétique (\vec{E} et \vec{H} sont orientés aléatoirement sur la Figure 3.64).

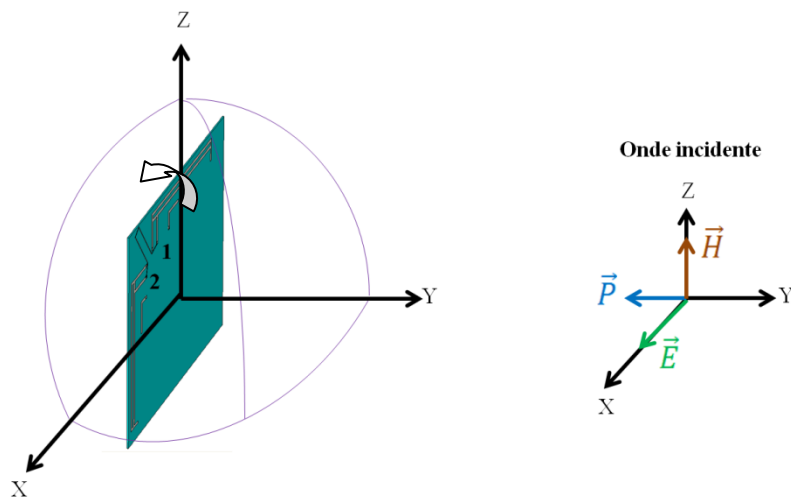


Figure 3.64: Première configuration: rotation du système autour de X.

3.4.1.1. Coefficient de corrélation et gain effectif moyen

L'impact de la rotation des antennes sur le coefficient de corrélation et le gain effectif moyen en fonction de l'angle de rotation pour les deux fréquences centrales: 826 MHz et 2.6 GHz est illustré respectivement sur la Figure 3.65 et la Figure 3.66. Le coefficient k est également présenté sur la Figure 3.67.

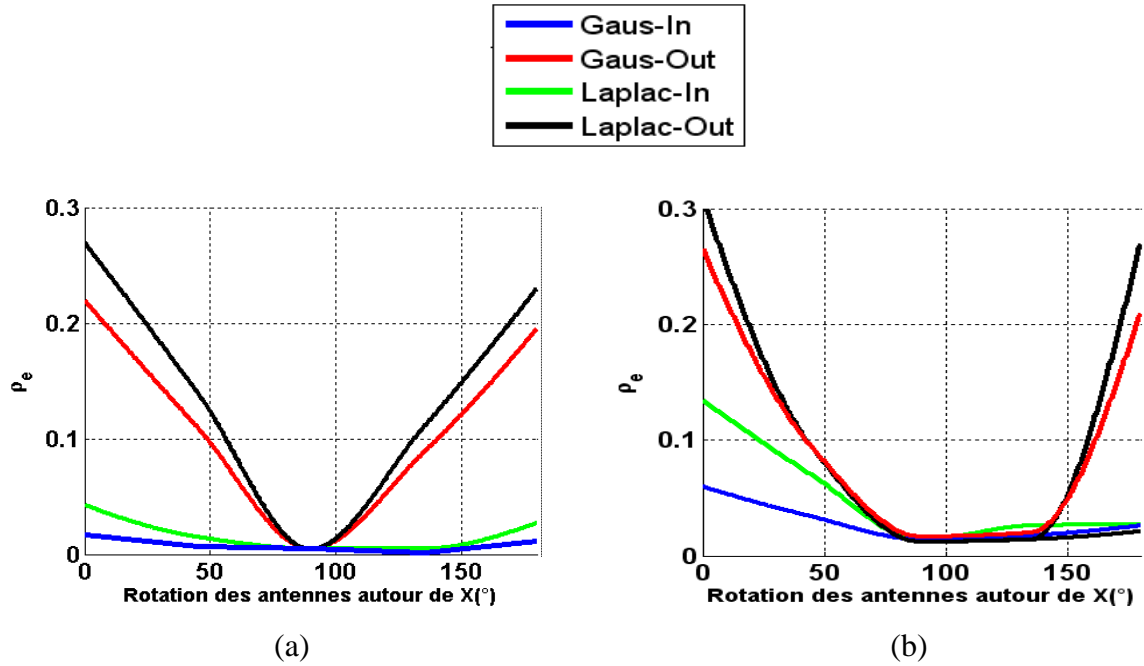


Figure 3.65: Effet de la rotation des antennes autour de X sur le coefficient de corrélation: (a) $f_1=826$ MHz, (b) $f_2= 2.6$ GHz.

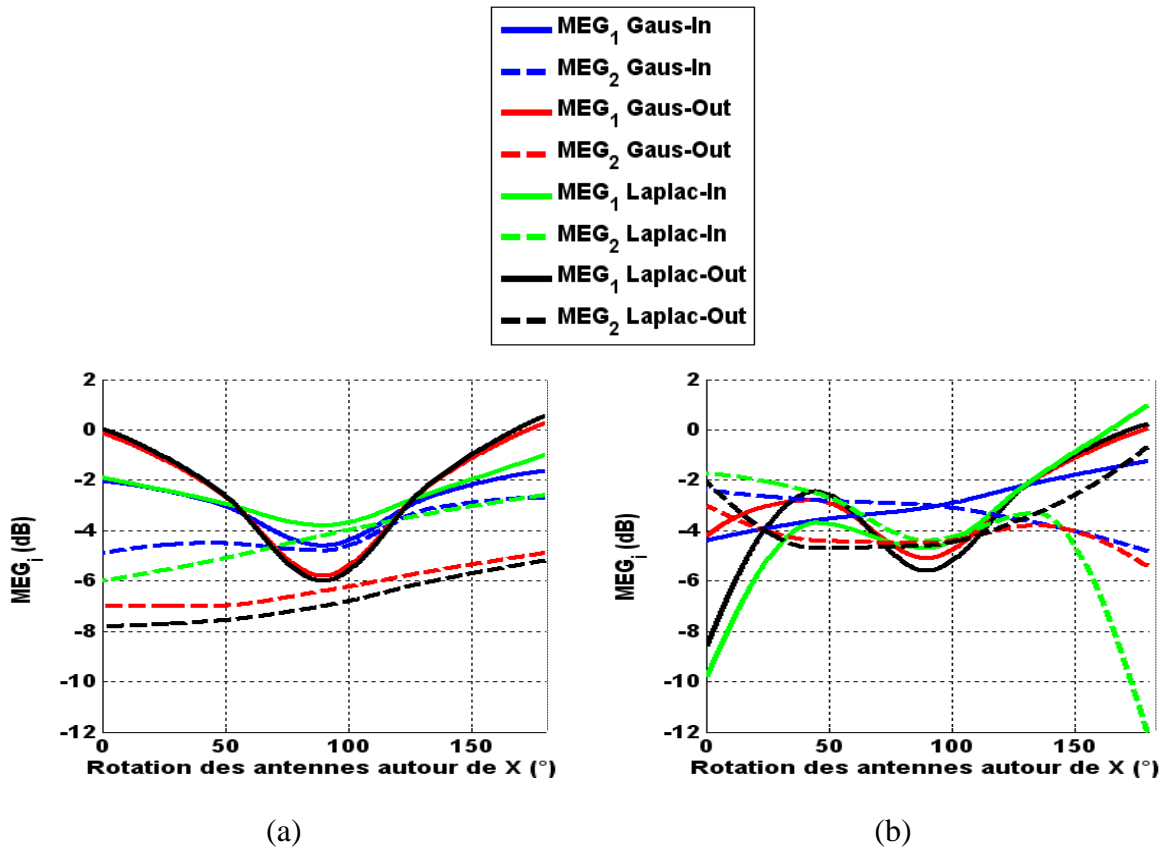


Figure 3.66: Effet de la rotation des antennes autour de X sur le gain effectif moyen: (a) $f_1=826$ MHz, (b) $f_2=2.6$ GHz.

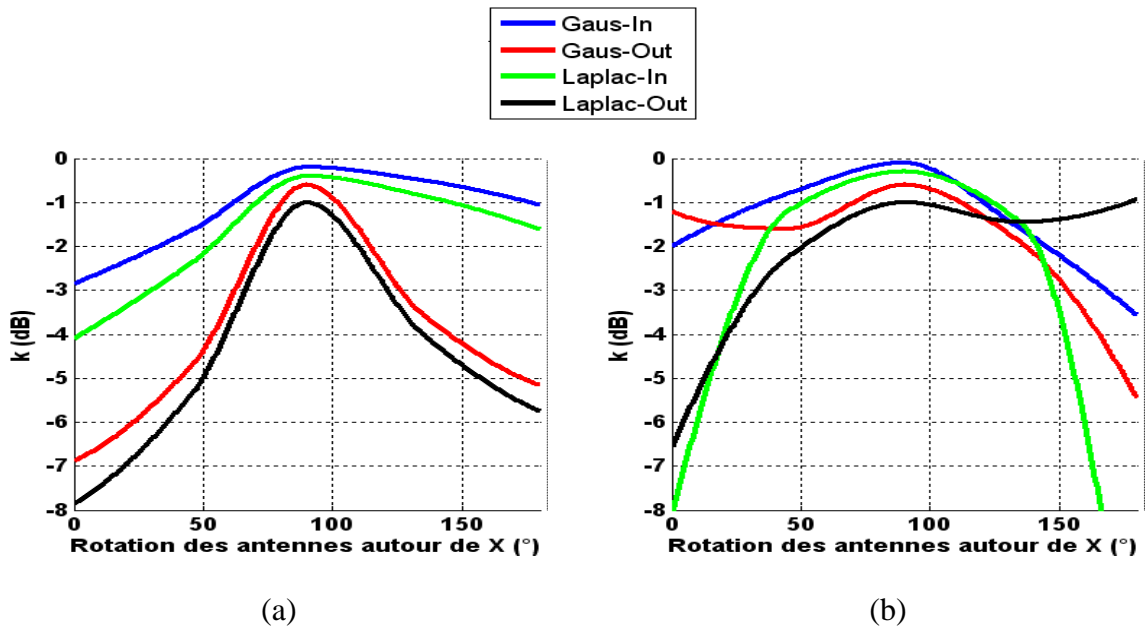


Figure 3.67: Effet de la rotation des antennes autour de X sur le rapport des gains effectifs moyens: (a) $f_1=826$ MHz, $f_2=2.6$ GHz.

a) *Position initiale (angle de rotation 0°)*

La Figure 3.68 et la Figure 3.69 illustrent la direction de l'onde incidente sur le système antennaire ainsi que les positions des antennes dans l'espace, pour les environnements respectifs outdoor et indoor.

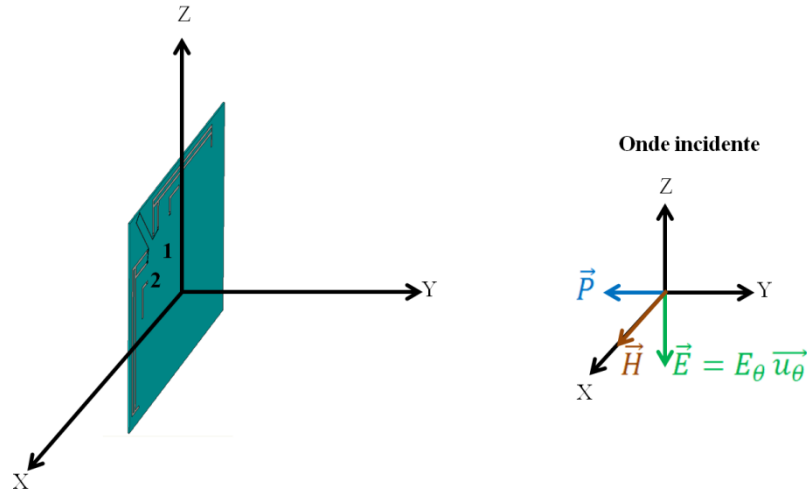


Figure 3.68: Illustration du champ incident sur le système antennaire avec une rotation de 0° pour un XPD de 5 dB.

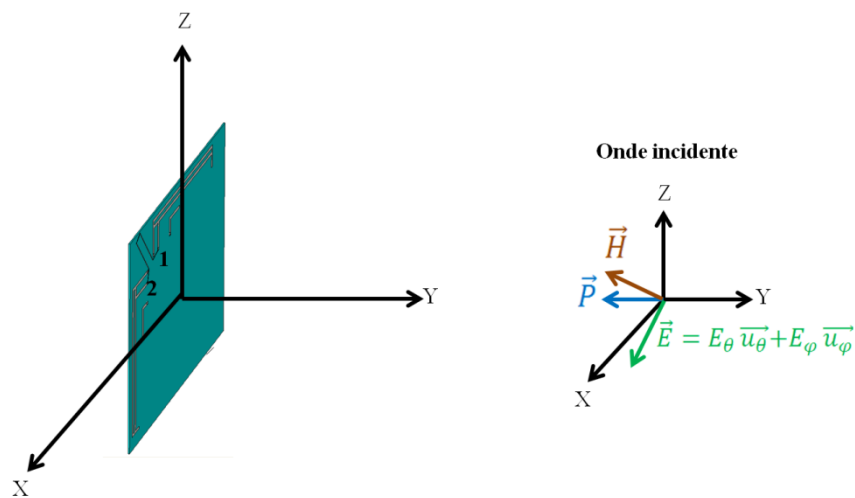


Figure 3.69: Illustration du champ incident sur le système antennaire avec une rotation de 0° pour un XPD de 1 dB.

Pour un XPD de 5 dB (environnement outdoor), le coefficient de corrélation varie entre 0.2 et 0.3 pour les deux fréquences: 826 MHz et 2.6 GHz. Le champ incident \vec{E} étant essentiellement selon E_θ est reçu par l'antenne 1 (positionnée selon l'axe Z) et comme l'antenne 2 est perpendiculaire à cette dernière, elle reçoit la composante E_ϕ . Par conséquent,

les signaux reçus sur les deux antennes sont décorrélés car on a supposé que les deux composantes E_θ, E_φ sont décorrélées. Un déséquilibre de puissance reçue est également observé sur les MEG des deux antennes. A titre d'exemple, en bande basse, pour l'environnement outdoor à distribution laplacienne, l'antenne 1 présente un MEG de 0 dB alors qu'il n'est que de -7 dB pour l'antenne 2. Ceci est dû au creux du rayonnement de l'antenne 2 observé entre 75° et 90° .

Dans le cas où l'XPD présente une valeur plus faible (de 1 dB), la corrélation en bande basse devient plus faible ($\rho_s = 0.02$ pour la distribution gaussienne et 0.04 pour la laplacienne). Le champ \vec{E} étant maintenant établi presque équitablement sur les deux composantes E_θ, E_φ , chacune d'elles est reçue par l'une des antennes. Comme les deux composantes sont supposées décorrélées, les signaux reçus sur les deux antennes sont décorrélés. Ceci est confirmé par le rééquilibre en puissance reçue par les deux antennes.

En bande haute, la corrélation est inférieure à 0.13. Les valeurs des MEGs des deux antennes sont de même ordre de grandeur (entre -2 et -4 dB) pour la distribution gaussienne car le système reçoit sur chaque port, pratiquement la même quantité de puissance moyenne, (voir Figure 3.66 (b)). Cependant, pour la distribution laplacienne, les MEGs de l'antenne 1 sont faibles atteignant des MEGs de -8 et -10 dB pour les environnements respectifs outdoor et indoor. La distribution angulaire laplacienne étant très étroite, elle coïncide avec les creux du rayonnement de l'antenne 1 comme le montre la Figure 3.70 (b) conduisant à un déséquilibre de la puissance reçue.

Par ailleurs, on remarque que pour une rotation de 45° à 2.6 GHz, les MEGs de l'antenne 1 en distribution laplacienne, passent de -9 dB à -3 dB. L'antenne 1 ne présente plus de creux dans la direction -90° et -70° qui est une zone où la puissance incidente est forte, comme l'illustre la Figure 3.71 (b).

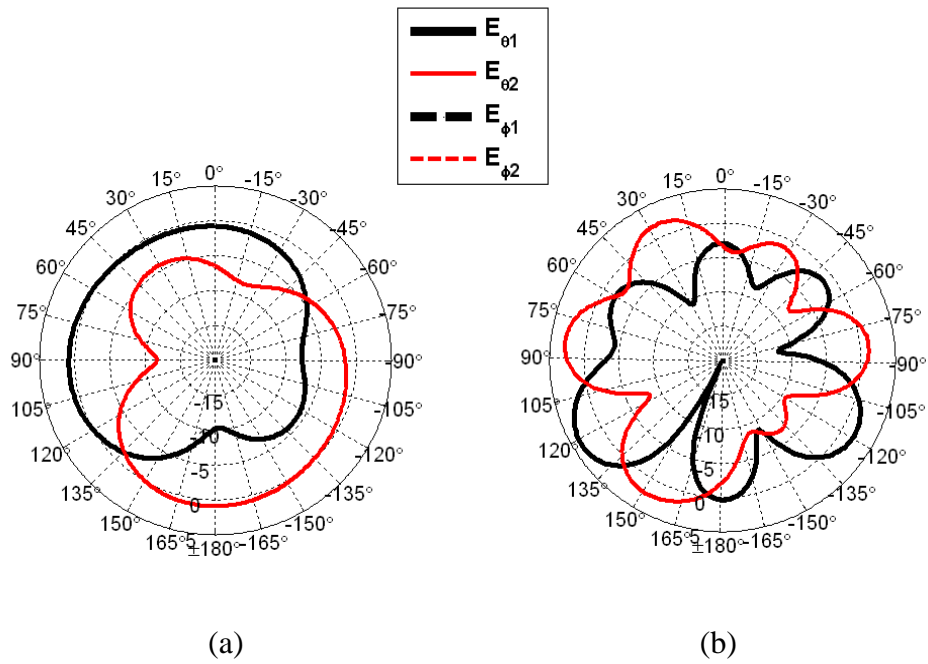


Figure 3.70: Diagrammes de rayonnement sur le plan XZ (dB) des composantes E_θ et E_ϕ pour la position initiale: (a) $f_1=826$ MHz, (b) $f_2=2.6$ GHz.

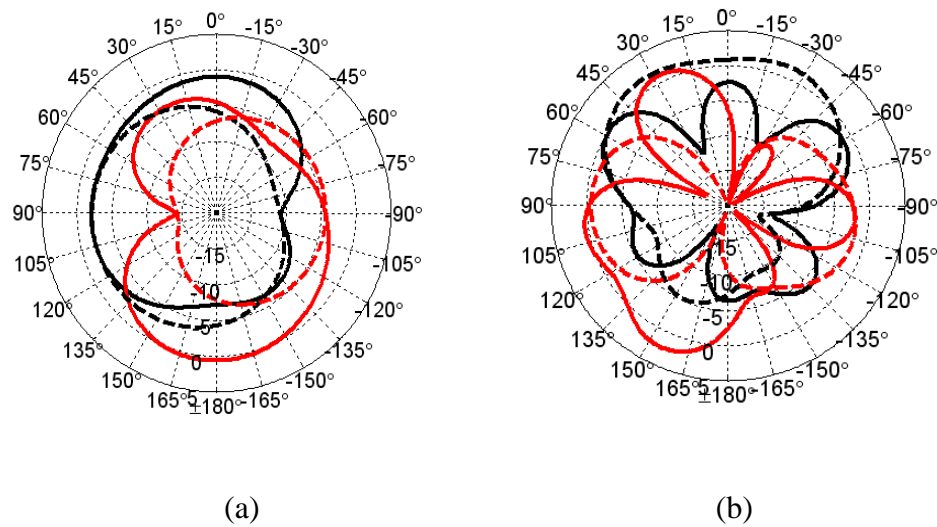


Figure 3.71: Diagrammes de rayonnement sur le plan XZ (dB) des composantes E_θ et E_ϕ pour une rotation de 45° : (a) $f_1=826$ MHz, (b) $f_2=2.6$ GHz.

b) Rotation des antennes de 90°

Pour tous les environnements, la corrélation obtenue est faible pour les deux fréquences. On constate un ρ_c maximum de 0.005 à 826 MHz et de 0.016 à 2.6 GHz. Les antennes étant sur le plan XY (voir Figure 3.73 et Figure 3.74) ne peuvent recevoir aucune composante du champ E incident (qui se trouve sur le plan XZ) d'où la faible corrélation entre les signaux.

En bande basse, les MEGs en environnement outdoor sont à -6 dB. Les diagrammes de rayonnement de la Figure 3.72 montrent que la composante E_θ rayonnée est faible dans les plages angulaires où la puissance incidente est importante. Cette dernière étant essentiellement selon E_θ , une faible puissance est reçue sur les deux antennes. Pour l'environnement indoor, les valeurs de MEGs augmentent à -4 dB car la puissance incidente est répartie sur les deux composantes E_θ et E_ϕ et comme la composante E_ϕ rayonnée n'est pas négligeable, une plus grande puissance est reçue. L'ensemble de ces conclusions peuvent s'appliquer à la bande haute.

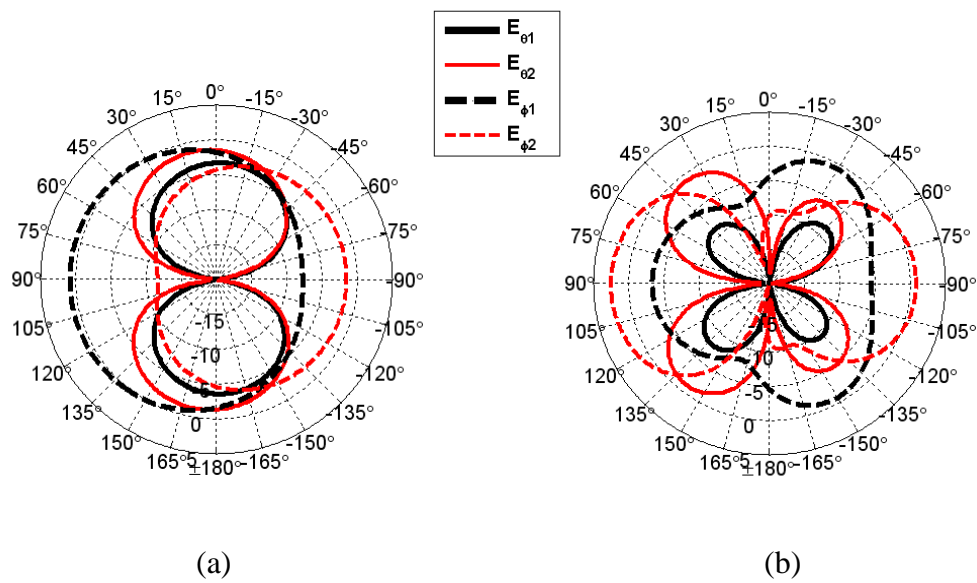


Figure 3.72: Diagrammes de rayonnement sur le plan XZ (dB) des composantes E_θ et E_ϕ pour une rotation de 90° : (a) $f_1=826$ MHz, (b) $f_2=2.6$ GHz.

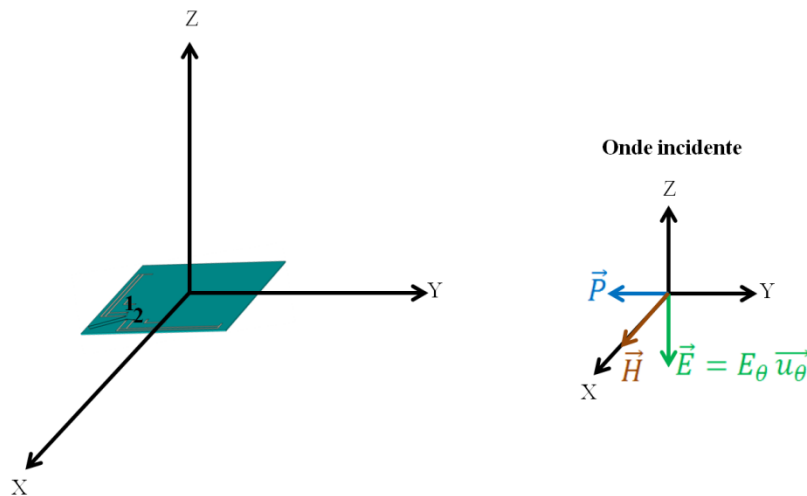


Figure 3.73: Illustration du champ incident sur le système antennaire avec une rotation de 90° pour un XPD de 5 dB.

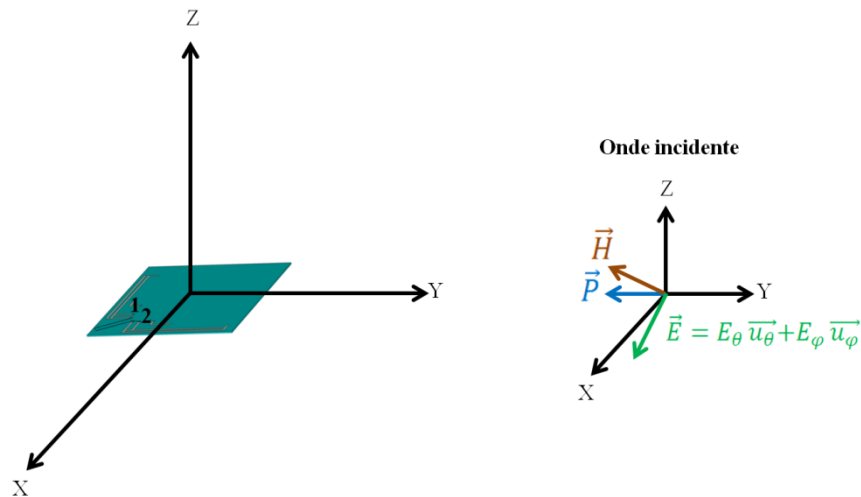


Figure 3.74: Illustration du champ incident sur le système antennaire avec une rotation de 90° pour un XPD de 1 dB.

3.4.2. Rotation des antennes autour de l'axe Y

Les antennes sont maintenant positionnées sur le plan XZ (angle de rotation: 0°). La position du système varie par rotation autour de l'axe Y comme le montre la Figure 3.75.

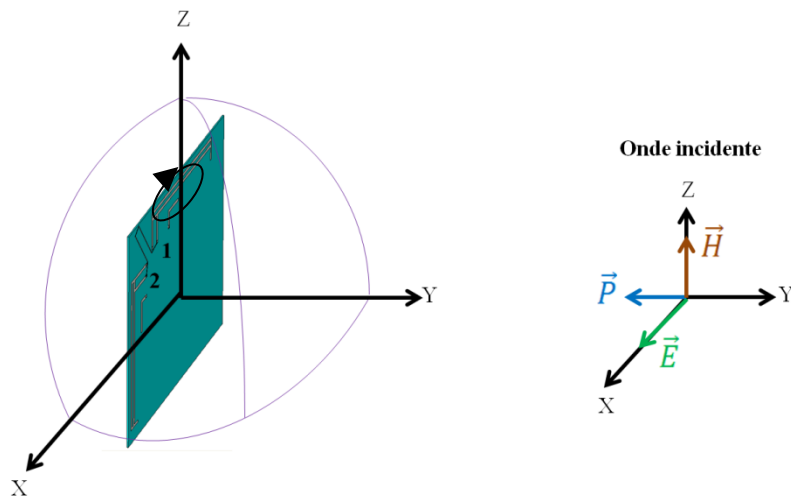


Figure 3.75: Deuxième configuration: rotation du système autour de Y.

3.4.2.1. Coefficient de corrélation et gain effectif moyen

L'impact de la rotation des antennes sur le coefficient de corrélation et le gain effectif moyen en fonction de l'angle de rotation pour les deux fréquences: 826 MHz et 2.6 GHz est illustré respectivement sur les Figure 3.76 et Figure 3.77. Le coefficient k est également

présenté sur la Figure 3.78. L'évaluation de ces deux paramètres pour la position initiale des antennes a déjà été traitée dans la section 3.4.1.1 (a).

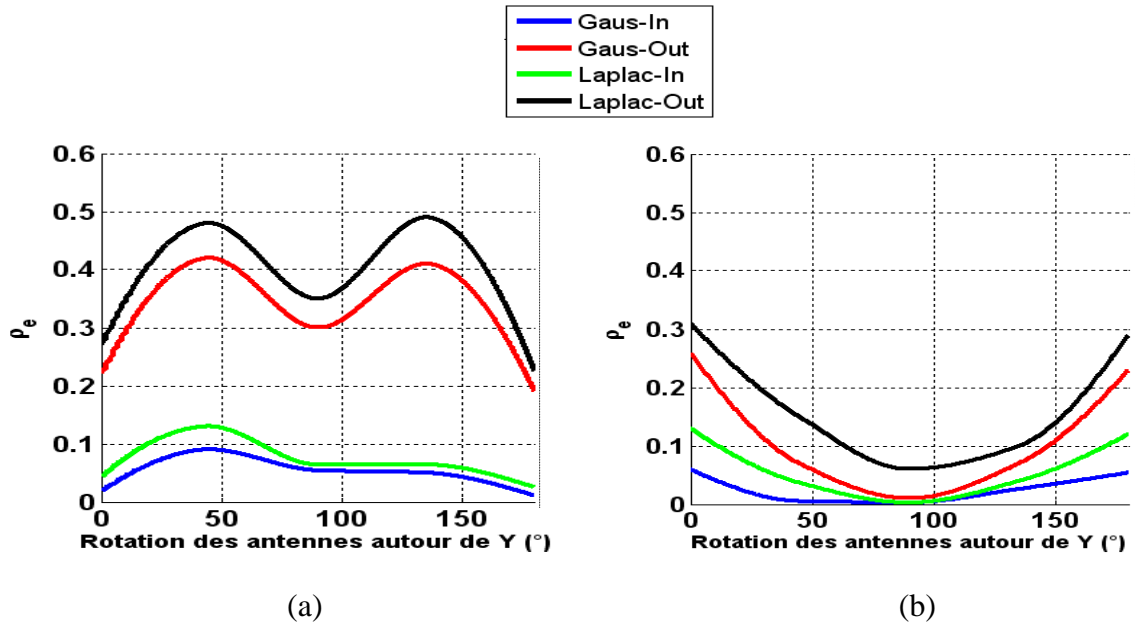


Figure 3.76: Effet de la rotation des antennes autour de Y sur le coefficient de corrélation: (a) $f_1=826$ MHz, $f_2= 2.6$ GHz.

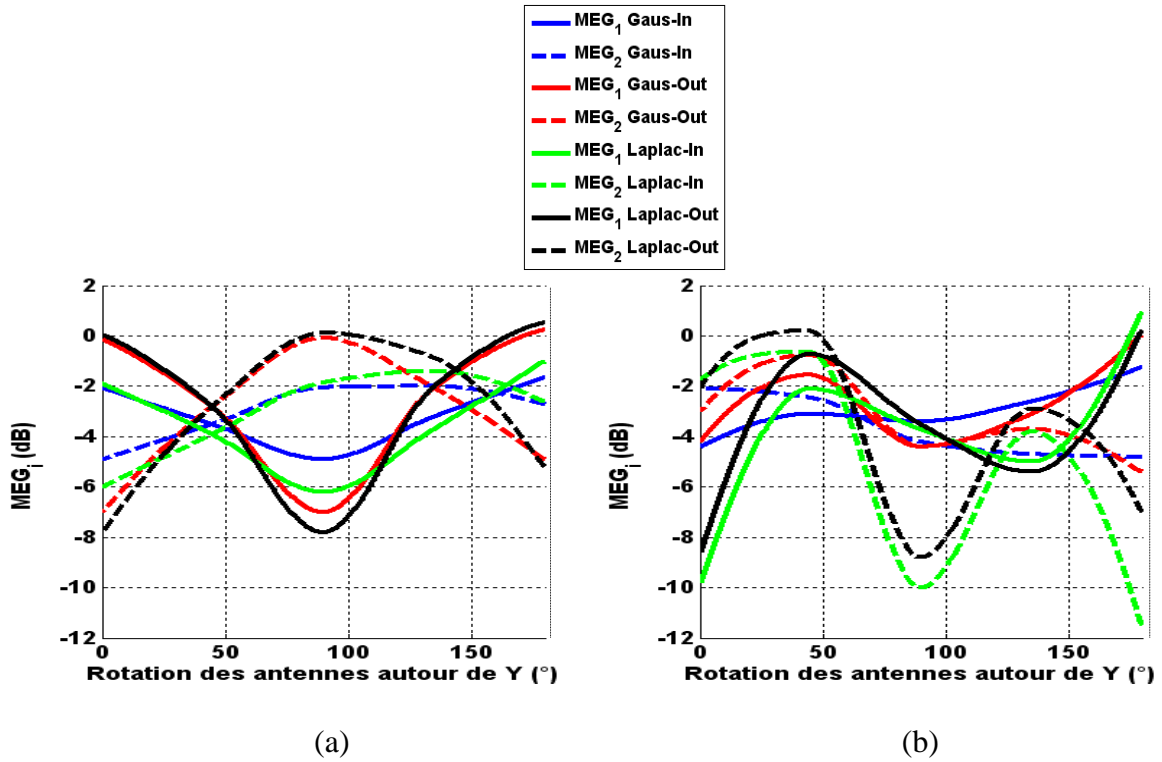


Figure 3.77: Effet de la rotation des antennes autour de Y sur le gain effectif moyen: (a) $f_1=826$ MHz, $f_2= 2.6$ GHz.

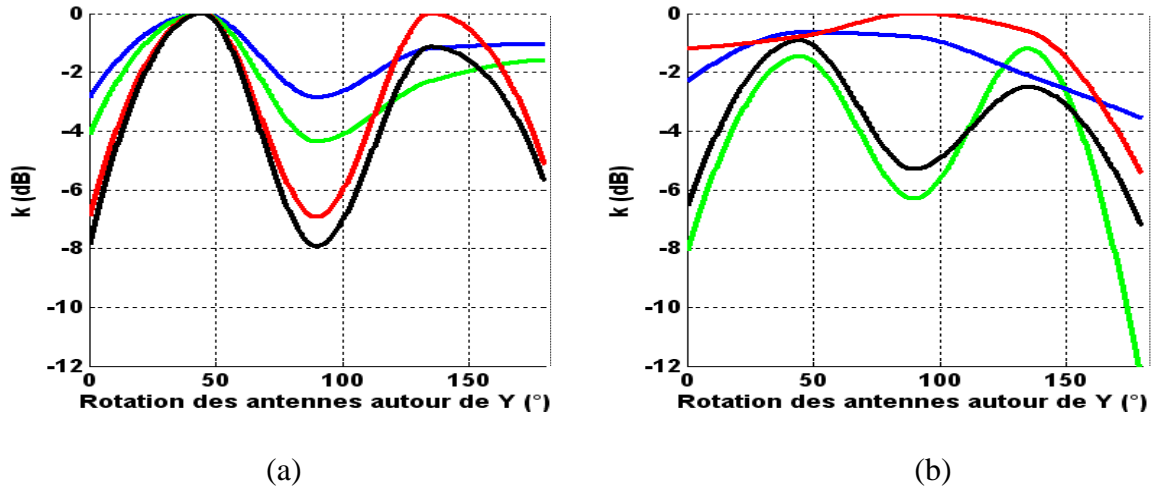


Figure 3.78: Effet de la rotation des antennes autour de Y sur le rapport des gains effectifs moyens: (a) $f_1=826$ MHz, $f_2= 2.6$ GHz.

a) Rotation des antennes de 45°

Les Figure 3.79 et Figure 3.80 présentent la position du système pour une rotation de 45° .

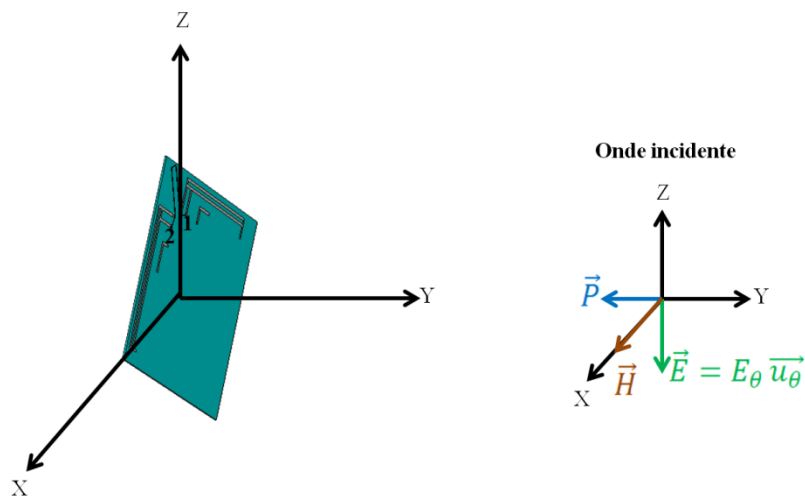


Figure 3.79: Illustration du champ incident sur le système antennaire avec une rotation de 45° pour un XPD de 5 dB.

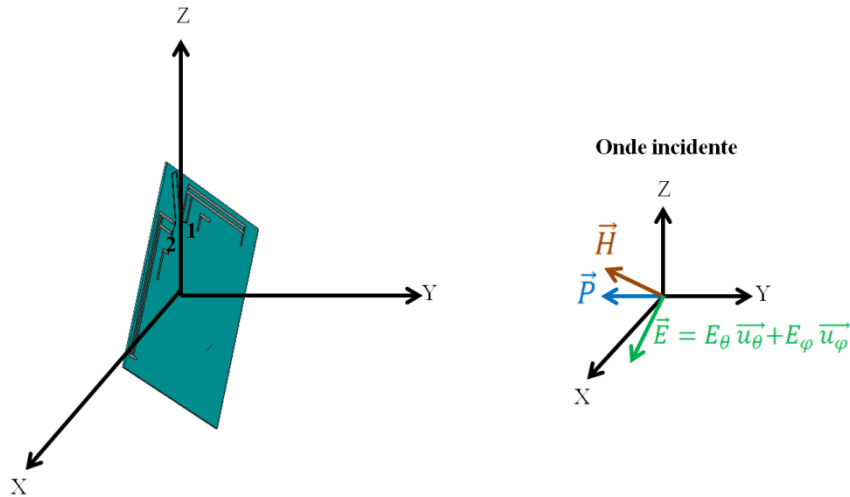


Figure 3.80: Illustration du champ incident sur le système antennaire avec une rotation de 45° pour un XPD de 1 dB.

Pour un XPD de 5 dB, le champ \vec{E} incident est principalement selon l'axe Z (XPD = S_θ/S_ϕ), les signaux reçus par les deux éléments sont corrélés. En effet, les deux antennes contribuent à la réception du champ incident E de la même manière vu la symétrie des antennes par rapport à l'axe Z. Il en résulte une augmentation de la corrélation pour cette position ($\rho < 0.48$ pour la distribution laplacienne et < 0.42 pour la distribution gaussienne). Pour une rotation de 135° , le même phénomène se produit conduisant à des valeurs de coefficient de corrélation de 0.5 et de 0.4 respectivement pour les distributions laplacienne et gaussienne en environnement outdoor. On constate que la corrélation diminue avec la diminution de l'XPD car la composante verticale devient plus faible [68]. Par conséquent, pour un XPD plus faible, la corrélation entre les deux signaux diminue pour atteindre une valeur de 0.125 pour une distribution laplacienne, et de 0.1 pour une distribution gaussienne. Le rapport des gains effectifs moyens est égal à 1 pour tous les environnements étudiés résultant de la symétrie du rayonnement des deux antennes par rapport à l'axe Z.

En bande haute, la corrélation est plus faible ($\rho_e < 0.15$) pour tous les environnements. Dans la plage angulaire où la puissance incidente est significative (entre -30° et -120° et entre 30° et 120° pour toutes les distributions, illustrées en Figure 3.63), le système permet une plus forte diversité de rayonnement. En effet, les maxima d'un élément rayonnant coïncident avec les minima de l'autre et vice versa comme le présente la Figure 3.81 (b). Ceci va permettre

aux deux éléments rayonnants de recevoir les signaux différemment et équitablement conduisant à une faible corrélation et un rapport de gains MEGs égal à 1.

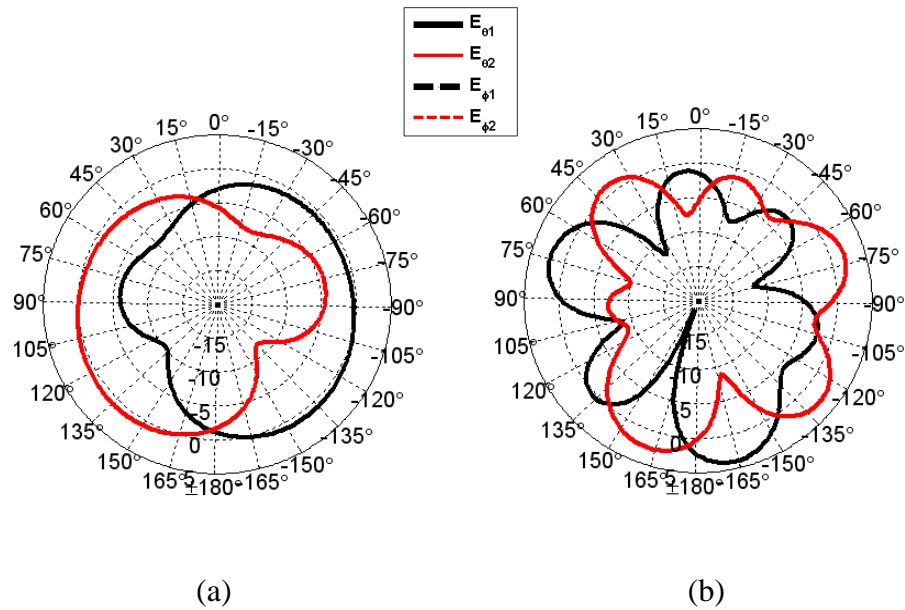


Figure 3.81: Diagrammes de rayonnement sur le plan XZ (dB) des composantes E_0 et E_ϕ pour une rotation de 45° : (a) $f_1=826$ MHz, (b) $f_2=2.6$ GHz.

Conclusion

Comme constaté au chapitre 2, la corrélation et le MEG sont sensibles à l'orientation des antennes, à la propagation des ondes incidentes et à la dépolarisation de l'environnement. Cependant, grâce à la capacité du système à fournir de la diversité (en polarisation, en rayonnement), le coefficient de corrélation et le MEG obtenus pour la plupart des cas étudiés vérifient les conditions d'une bonne diversité ($\rho < 0.5$ et $k > -3$ dB).

3.5. Conclusion

Trois systèmes multi-antennaires opérant dans les deux bandes LTE: 790-862 MHz et 2.5-2.69 GHz, destinés à des téléphones portables ou mini-tablette ont été proposés dans ce chapitre. Dans un premier temps, une antenne IFA bi-bandes compacte avec un plan de masse de dimensions $70 \times 60 \times 0.7$ mm³ est conçue. Ensuite, une deuxième antenne identique à la première est ajoutée et positionnée orthogonalement. Ce système a montré de bonnes performances en termes d'adaptation. Cependant, pour un fonctionnement optimum en diversité, l'isolation des deux antennes est améliorée avec la technique de neutralisation. Enfin, pour un terminal encore plus petit, en l'occurrence un téléphone portable, un système

antennaire bi-bandes à diversité est proposé avec une taille globale ne dépassant pas $100 \times 55 \times 0.7 \text{ mm}^3$. Les systèmes antennaires conçus montrent que même avec des dimensions plus petites, un apport en diversité est constaté. Cette affirmation a été démontrée grâce aux résultats obtenus par le calcul du coefficient de corrélation et des gains effectifs moyens pour différentes orientations de l'un des systèmes.

Une synthèse comparant les performances des quatre systèmes proposés dans les chapitres 2 et 3 est présentée dans le Tableau 3.3. Les systèmes sont ainsi conçus pour répondre au standard LTE et à la palette des terminaux mobiles. En effet, la tendance des terminaux multimédia est à l'accroissement des dimensions des téléphones portables, et à la miniaturisation des tablettes. D'autre part, on évalue les prototypes, en termes de taille et de performances, par rapport aux systèmes trouvés dans la littérature et qui ont été présentés dans la section 1.4.3.

Le système d'antennes à base de méandres présenté au chapitre 2, est plutôt destiné, de par sa dimension ($15 \times 9 \times 0.7 \text{ cm}^3$), aux terminaux multimédia de type hybride tablette-téléphone ou ordinateurs portables. Comparé au système présenté par [56] qui est le seul à fonctionner à 700 MHz, notre système a l'avantage d'être multi-bandes avec une largeur de bande de 21.9% au lieu de 2.1%, pour une taille globale de $\lambda_{\text{low}}/3 \times \lambda_{\text{low}}/5$ au lieu de $\lambda_{\text{low}}/4 \times \lambda_{\text{low}}/9$ (λ_{low} représente la longueur d'onde correspondante à la fréquence la plus basse pour laquelle les systèmes fonctionnent). Des largeurs de bandes plus importantes peuvent être atteintes comme le montre le système proposé par [58] avec une bande de 13% (adaptation à -6 dB) pour les mêmes dimensions. Enfin, comparé au système multi-bandes présenté dans [39], des performances équivalentes en termes de largeurs de bandes, d'isolation sont observés mais avec une dimension globale plus importante ($\lambda_{\text{low}}/3 \times \lambda_{\text{low}}/4$) et exploitant uniquement la diversité de rayonnement.

Des raisons de compacité ont conduit à la réalisation d'autres systèmes antennaires bi-bande à diversité. Les systèmes à base de IFAs proposés dans ce chapitre sont destinés aux mini-tablettes et hybrides tablettes-téléphones. Comparé au système à méandres, ils présentent des dimensions plus faibles, allant jusqu'à $\lambda_{\text{low}}/4 \times \lambda_{\text{low}}/7$ pour le système IFA à antenne pliée. Ce dernier comparé au système bi-bandes de [40] présente en plus d'une diversité de rayonnement, une bande basse plus large (de 11 % au lieu de 2.5%) avec un meilleur gain maximum (de 1.8 dB au lieu de -4 dB) pour une même isolation et dimensions. Par rapport à [57] le prototype de l'IFA pliée a l'avantage d'être bi-bande.

		Antennes bi-bande à double polarisation à diversité			
		A base de méandres	A base de IFAs		
			Sans ligne de neutralisation	Avec ligne de neutralisation	Pliée avec ligne de neutralisation
Antennes identiques		Oui	Oui	Non	Non
Bandes (GHz) $ S_{11} < -6\text{dB}$ (*-10dB)	basse	0.7- 0.862 *	0.777-0.865	Ant1: 0.745-0.935 Ant2: 0.765-0.910	Ant1: 0.775-0.869 Ant2: 0.792-0.844
	haute	2.51- 2.72*	2.51-2.71	Ant 1: 2.2-2.71 Ant 2: 2.37-2.85	Ant1: 2.42-2. 71 Ant2: 2.3-2.69
Isolation (dB) min /max	basse	10/30	6/8	7/20	7/16
	haute	16/20	14/15	10/14	9/16
BW(%) $ S_{11} < -6\text{dB}$, (*-10dB)	Basse	21.9*	10.7	Ant1: 22.6 Ant2: 17.3	Ant1: 11.4 Ant2: 6.3
	haute	8*	7.3	Ant1: 20.7 Ant2: 18.4	Ant1: 11.3 Ant2: 15.6
Gain max (dB)	basse	2.5	1.1	1.6	Ant1: 1.8/Ant2: 0.7
	haute	5	3.7	3.8	Ant1: 4.5/Ant2: 3.2
Efficacité (%)	basse	83 - 97	60 - 73	60 - 70	Ant1: 70 - 80 Ant2 : 60 - 74
	haute	74 – 87	61 - 86	55-76	Ant1: 68 - 83 Ant2 : 65 - 85
Dimensions(mm ³)		150×90×0.7	85×85×0.7	95×85×0.7	100×55×0.7
Diversité		Rayonnement Polarisation	Rayonnement Polarisation	Rayonnement Polarisation	Rayonnement
Type de terminal		-Hybride -tablette- -téléphone -Ordinateur	-Mini-tablette -Hybride -tablette- -téléphone -Ordinateur	-Mini-tablette -Hybride tablette- -téléphone -Ordinateur	- Téléphone -Mini-tablette -Hybride tablette- -téléphone -Ordinateur

Tableau 3.3: Synthèse des systèmes proposés.

4. Chapitre 4: Influence de l'environnement sur les performances des systèmes antennaires proposés

4.1.Introduction

Les performances des antennes peuvent être altérées par leur intégration dans un terminal mobile ainsi que par la proximité de l'utilisateur (voir Figure 4.1). Par conséquent, une étude de l'influence de l'environnement proche sur les bandes de fonctionnement et le rayonnement est nécessaire. Dans un premier temps, l'analyse porte sur l'impact de la présence d'une ou de plusieurs parties du corps (tête, main, corps entier) sur les caractéristiques des antennes développées dans les chapitres deux et trois. Ensuite, l'interaction de ces antennes avec un ordinateur portable est étudiée. Enfin, l'impact de l'environnement sur les performances en diversité est présenté en évaluant le coefficient de corrélation et le gain effectif moyen en présence du corps humain pour deux configurations: la plus et moins propice à l'apport de diversité (illustrées dans les parties 2.5 et 3.4).



Figure 4.1: Utilisateur en présence de l'hybride tablette-téléphone (Galaxy Note: $147 \times 83 \times 9.7 \text{ mm}^3$).

4.2.Interaction avec le corps humain

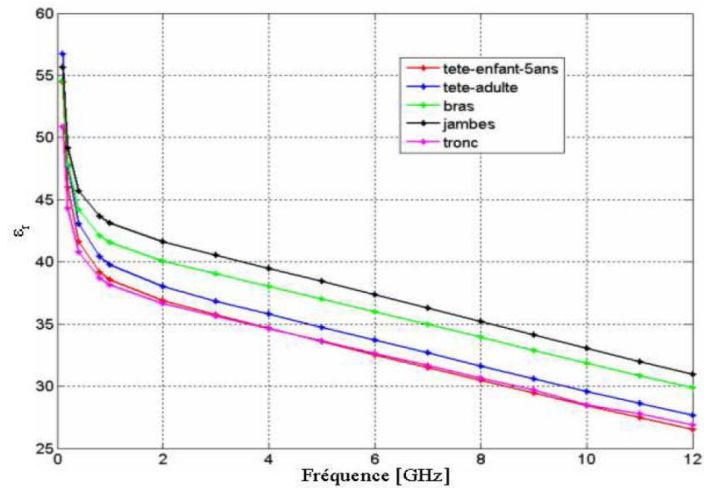
Pour les communications sans fil, la présence d'utilisateur dans l'environnement proche d'une antenne constitue l'une des contraintes à prendre en compte. Plusieurs approches existent pour analyser les interactions « antennes - corps humain ». La première consiste en des mesures d'adaptation et de rayonnement, qui sont comparées à ces mêmes grandeurs en espace libre. Elles sont généralement effectuées sur des personnes ou sur des fantômes représentatifs. La deuxième approche consiste à recourir à des simulations

électromagnétiques. Elle permet de caractériser et d'interpréter les effets engendrés par l'environnement et de les comparer à la mesure.

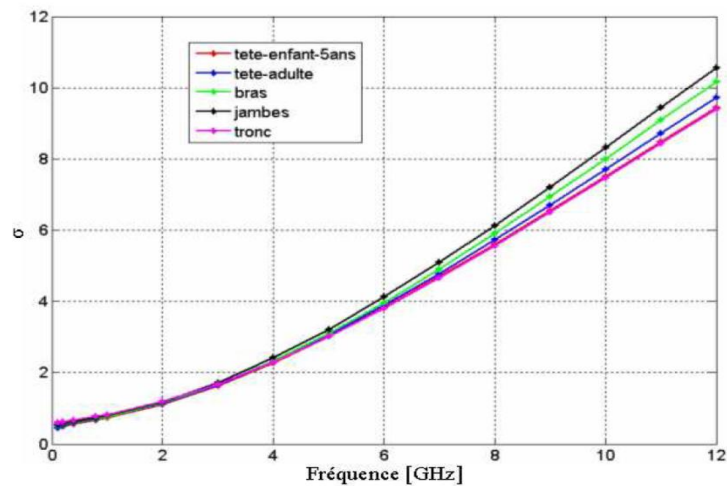
Au cours de cette thèse, nous avons opté pour la mesure du rayonnement en champ lointain en chambre anéchoïque sur des fantômes représentatifs. Ce choix résulte essentiellement des moyens dont dispose le laboratoire. L'avantage de cette mesure est sa fiabilité et l'obtention rapide des résultats alors qu'une transformation champ proche/champ lointain est nécessaire dans le cas d'une mesure en champ proche. Néanmoins, elle est destinée aux antennes de taille limitée par rapport à la longueur d'onde. Pour la simulation, le logiciel CST Microwave Studio est utilisé car il dispose des modèles géométriques représentatifs des parties du corps (tête, main...). De plus, il présente une interface évoluée et intuitive pour la visualisation des résultats. On s'intéressera à la détermination des coefficients de réflexion et des diagrammes de rayonnement de chaque système antennaire dans ses bandes de fonctionnement pour les deux approches (de 700 à 862 MHz, et de 2.5 à 2.69 GHz pour le système à base de méandres et de 790 à 862 MHz et de 2.5 à 2.69 GHz pour le système à base de IFA avec ligne de neutralisation).

Les propriétés diélectriques moyennes (permittivité et conductivité) des tissus humains pour différentes parties du corps, dans la plage fréquentielle 0-12 GHz, sont présentées sur la Figure 4.2. Etant non magnétiques, une perméabilité relative μ_r égale à 1 leur est attribuée. La permittivité diminue et la conductivité accroît avec l'augmentation de la fréquence. Pour des larges bandes de fréquences, des modèles dispersifs peuvent être appliqués en simulation avec le logiciel Microwave Studio.

Les fantômes représentatifs du corps humain sont basés sur de nombreuses approximations. D'une part, des morphologies et des tailles de tous les utilisateurs sont assimilées à un seul modèle. D'autre part, des propriétés diélectriques de différentes personnes sont remplacées par des valeurs moyennes. Cependant, vu la complexité du problème et les moyens disponibles actuellement, ces modèles représentatifs du corps humain sont ce qui peut se faire de mieux pour aborder les problématiques d'interactions des antennes avec le corps humain.



(a)



(b)

Figure 4.2: Propriétés diélectriques des tissus humains en fonction de la fréquence: (a) permittivité relative, (b) conductivité (S/m) [71].

Pour notre étude, le modèle de tête « SAM » (*Specific Anthropomorphic Mannequin*) [72], un modèle de main¹ et le modèle de corps humain «KEVIN » ont été utilisés. Les propriétés de la coque du modèle « SAM » sont résumées dans le Tableau 4.1.

Composition du fantôme SAM	Permittivité relative	Pertes
Polyuréthane renforcé de fibre de verre	3.2	0.026

Tableau 4.1: Description de la coque du modèle « SAM ».

¹ www.mcluk.org/mclthands.php.

La coque a été remplie successivement par deux liquides de référence, « Dit CTIA LIQUID 800-1900 » puis « HEAD LIQUID 2450 », modélisant respectivement les propriétés diélectriques des tissus humains aux fréquences 835 MHz et 2.45 GHz. Ces propriétés sont résumées dans le Tableau 4.2 extrait des documents de la société SATIMO [72].

Fréquence (MHz)	Permittivité mesurée	Conductivité mesurée (S/m)
835 MHz	48.74	0.7
2450 GHz	39.8	1.49

Tableau 4.2 : Paramètres diélectriques des liquides.

4.2.1. Influence de la présence de la tête sur les performances des antennes

La position des antennes par rapport à la tête est définie selon trois paramètres, illustré la Figure 4.3 qui sont:

- L'Espacement E (mm) qui représente la distance entre les antennes et la tête. Des espacements de 0 mm et 5 mm sont testés.
- L'Orientation O ($^{\circ}$) qui représente l'angle d'orientation des antennes par rapport à la verticale. Il varie de 0° à 30° avec un pas de 15° (la position $O=0^{\circ}$ est la position pour laquelle le champ \vec{E} de l'antenne mesurée est vertical).
- L'Inclinaison I ($^{\circ}$) qui représente l'angle d'inclinaison des antennes par rapport à la tête. Il varie de 0° à 20° avec un pas de 10° .

La combinaison des trois paramètres (E, O, I) est étudiée en utilisant les deux approches (simulation et mesure). Ces configurations représentent les différentes possibilités qu'a l'utilisateur de tenir son terminal. En effet, la manière de tenir le terminal peut changer d'un utilisateur à un autre. La position du terminal peut également être modifiée par un même utilisateur pendant une communication.

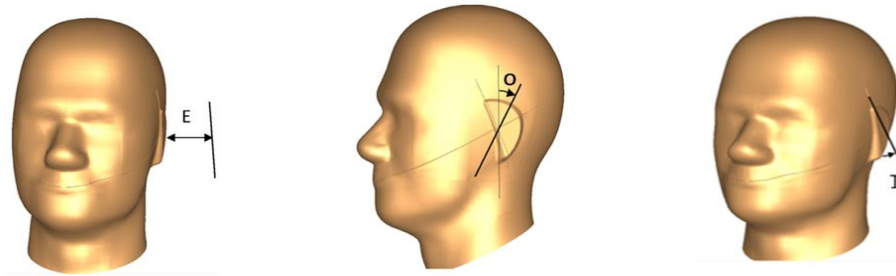


Figure 4.3: Positionnement du système antenne par rapport à la tête.

4.2.1.1. Système antenne à base de méandres

L'étude consiste à déterminer l'influence de chacun des paramètres E, O, I sur les performances du système antenne à base de méandres en termes d'adaptation d'impédance et de rayonnement. Chaque antenne est évaluée (simulée et mesurée) seule puis en présence de la tête. En mesure, pour mettre en œuvre les différentes configurations énoncées, des blocs de mousse ont été taillés pour fixer les antennes sur le modèle « SAM » selon les angles souhaités (voir Figure 4.4).

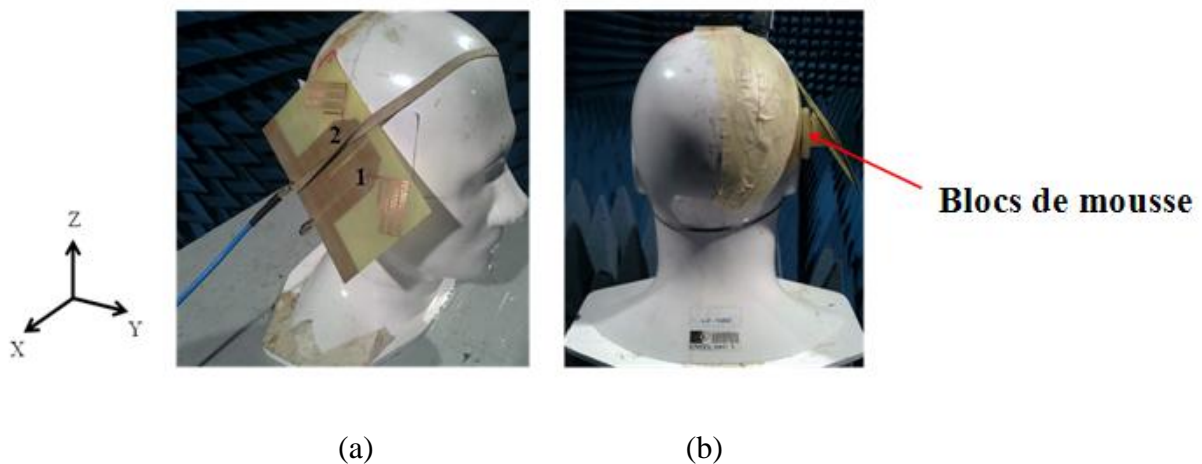


Figure 4.4: Positionnement du système antenne à base de méandres en présence de la tête ($E = 5 \text{ mm}$, $O = 0^\circ$, $I = 20^\circ$): (a) vue de profil, (b) vue de derrière.

➤ Effet de la variation de E et O sur le coefficient de réflexion

La Figure 4.5 présente les coefficients de réflexion mesurés dans les deux bandes en absence et en présence de SAM pour différentes configurations. On considère dans ce qui suit la bande de fréquences comme étant l'ensemble des fréquences vérifiant la condition: $|S_{11}| \leq -10 \text{ dB}$.

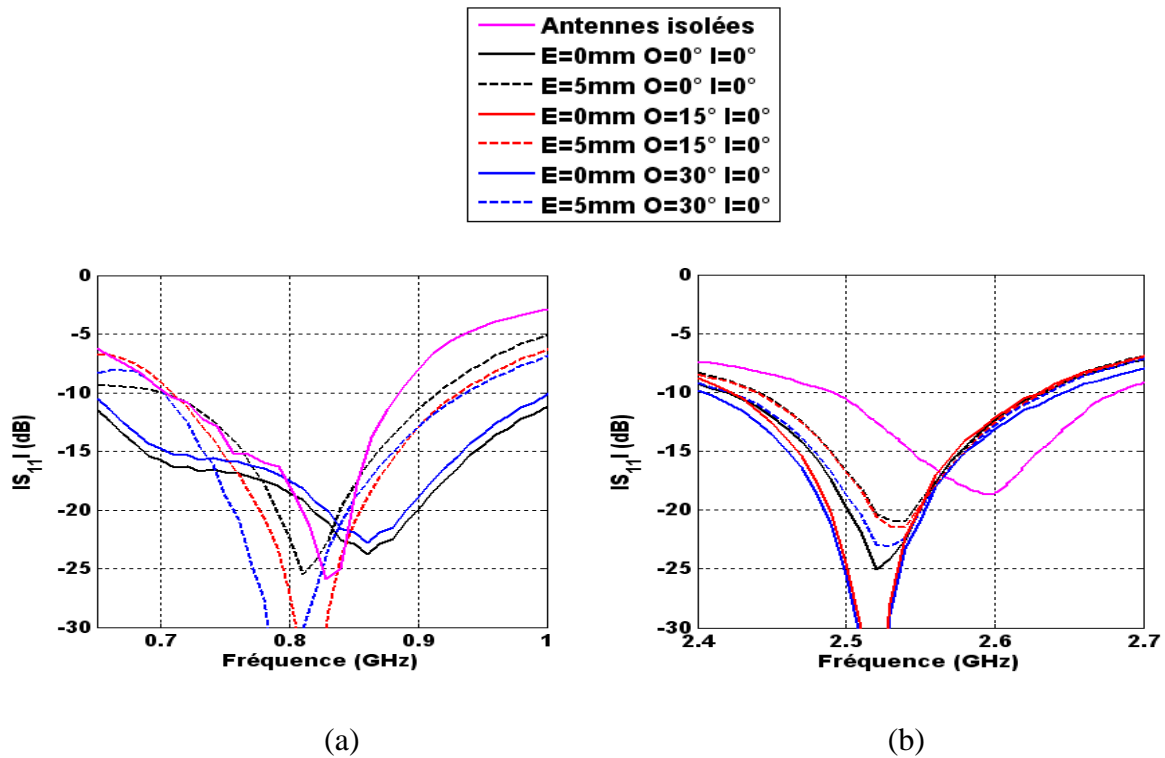


Figure 4.5: Variation du coefficient de réflexion mesuré en fonction de E et O: (a) bande basse, (b) bande haute.

Trois principaux effets engendrés par la présence de la tête sont observés:

- Le changement du niveau d'adaptation.
- La modification de la largeur de bande.
- Le décalage fréquentiel.

Lorsque les antennes sont en contact direct avec la tête ($E = 0$ mm), la bande basse est élargie. Pour la configuration $E = 0$ mm, $O = 0^\circ$, $I = 0^\circ$, la largeur de bande croît de 90 %. Elle passe ainsi de 22 % de bande relative dans le cas isolé à 42 %. Cet élargissement décroît avec l'augmentation de E (voir Figure 4.5 (a)). L'absorption de l'énergie par la tête fait diminuer la puissance susceptible d'être réfléchiée vers l'antenne, améliorant ainsi le niveau d'adaptation et conduisant à un élargissement de la bande. Quand les antennes sont éloignées de la tête ($E = 5$ mm), l'interaction antennes-tête est moins forte et donc l'élargissement est moindre. En bande haute, l'élargissement est moins significatif. A titre d'exemple, pour des angles O de 0° , 15° et 30° à $E = 0$ mm et $I = 0^\circ$, la bande relative est respectivement de 11%, 8.3%, 8.1%, sachant qu'elle est de 7.35 % dans le cas isolé. Ce faible élargissement est dû au fait que pour les fréquences élevées, le taux de pénétration des ondes dans les tissus de la tête diminue réduisant ainsi les pertes par absorption. Le dernier effet observé est le décalage vers les basses fréquences des deux bandes. Ceci est lié à la proximité des antennes à un milieu à très

forte permittivité. D'autre part, la variation de l'angle d'orientation pour les deux bandes de fréquences ne semble pas avoir une forte influence sur le coefficient de réflexion. En faisant varier cet angle, le système perçoit pratiquement le même environnement et est confronté à la même interaction avec la tête.

Des simulations de la tête SAM en présence des antennes ont également été effectuées avec CST Microwave Studio[®]. Les mêmes effets que ceux constatés sur les coefficients de réflexion mesurés ont été observés. Pour la clarté du manuscrit, ces résultats ne sont pas présentés. D'autre part, la comparaison simulation/mesure est délicate car les modèles utilisés pour les deux approches ne sont pas similaires. En simulation, un modèle dispersif est utilisé pour représenter la tête alors qu'en mesure, la coque du modèle SAM est remplie par des liquides modélisant les propriétés diélectriques des tissus humains pour chaque bande de fonctionnement.

➤ **Effet de la variation de E sur le rayonnement**

▪ **Simulations**

L'étude concerne l'influence de l'espacement entre le système antennaire à base de méandres et la tête (E) sur le rayonnement des deux antennes. Les Figure 4.6 et Figure 4.7 présentent le gain réalisé des deux antennes, dans le plan azimutal XOY, aux fréquences centrales des bandes de fonctionnement: 781 MHz, et 2.6 GHz.

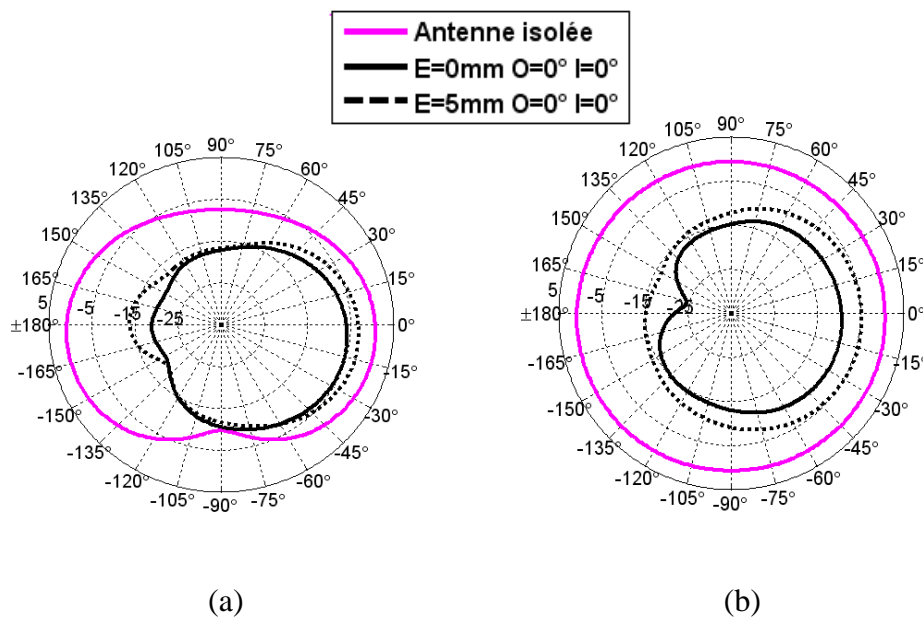


Figure 4.6: Variation du gain réalisé simulé sur le plan XOY ($\theta=90^\circ$) en fonction de E à 781 MHz: (a) antenne 1, (b) antenne 2.

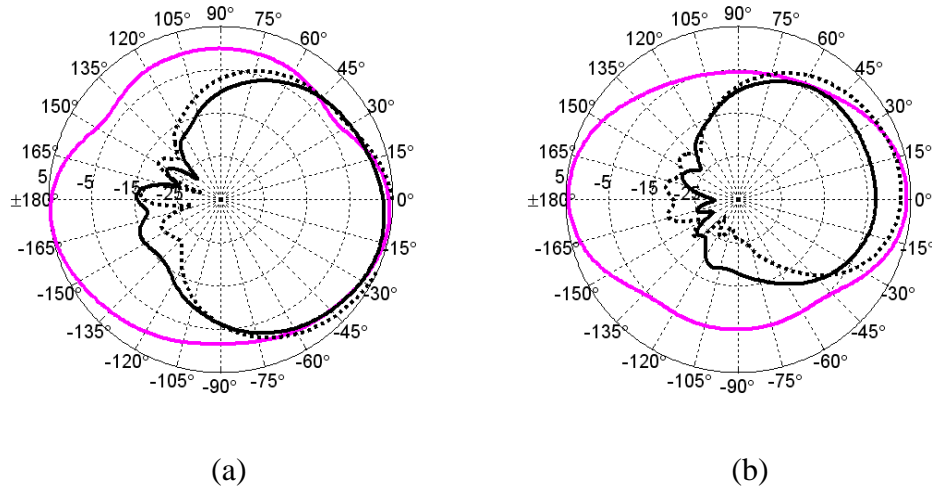


Figure 4.7: Variation du gain réalisé simulé sur le plan XOY ($\theta=90^\circ$) en fonction de E à 2.6 GHz: (a) antenne 1, (b) antenne 2.

D'une manière générale, on constate que la présence de la tête perturbe les diagrammes de rayonnement. Le caractère omnidirectionnel est dégradé avec un masquage dans la direction de la tête ($\varphi = \pm 180^\circ$).

A 781 MHz, lorsque l'espacement E augmente, les gains réalisés dans la direction de la tête ($\varphi = \pm 180^\circ$) et des antennes ($\varphi = 0^\circ$) augmentent (voir Figure 4.6). Pour ces directions, le gain réalisé de l'antenne 2 est respectivement de -25 dB et -10 dB pour un espacement E de 0 mm, et de -15 dB et -5 dB pour un espacement de 5 mm. Avec l'éloignement de la tête, l'absorption d'énergie est plus faible. On note que la dégradation du diagramme de rayonnement due à l'absorption par la tête ou le corps d'utilisateur a déjà été mise en évidence dans plusieurs articles de la littérature [73] [74]. D'autre part, les différences de gains constatés pour l'antenne 2 aux deux espacements (E= 0 mm et 5 mm) sont moins importantes que pour l'antenne 1. Dans le modèle SAM, la partie supérieure de l'oreille modélisée sur CST Microwave Studio sort plus de la tête que la partie inférieure. Par conséquent, l'antenne 1 située sur la partie inférieure de l'oreille se trouve plus éloignée de la tête, conduisant à une interaction et une chute de gain moins importante.

A 2.6 GHz, les valeurs des gains observés ne sont plus faibles dans la direction $\varphi = 0^\circ$, notamment pour un espacement de 5 mm. Ceci peut être expliqué par le fait que la longueur d'onde devient plus petite par rapport à la tête à cette fréquence, ce qui accroît l'effet de réflexion produit par la tête donnant lieu à des gains réalisés du même ordre de grandeur que dans le cas isolé.

▪ Mesures

Afin de vérifier les résultats obtenus en simulation, nous avons effectué des mesures dans le plan azimutal du modèle SAM (voir Figure 4.8). L'antenne 1 est positionnée horizontalement (sa polarisation principale est horizontale) et l'antenne 2 verticalement (sa polarisation principale est verticale) comme le montre la Figure 4.8. On s'intéresse à la mesure du rayonnement pour les deux composantes du champ afin d'avoir une idée sur l'impact de la présence de la tête sur les deux polarisations, sachant qu'en simulation le gain réalisé total a été présenté. Les Figure 4.9, Figure 4.10, Figure 4.11, Figure 4.12 présentent les diagrammes du gain réalisé mesurés en polarisations principale et croisée aux fréquences 781 MHz et 2.6 GHz.

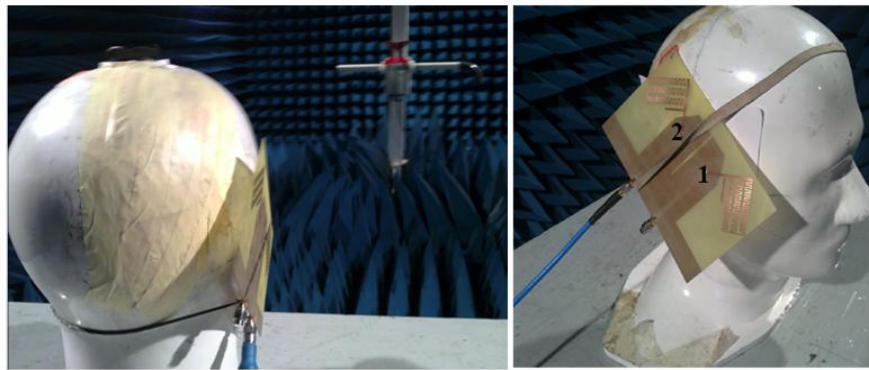


Figure 4.8: Environnement de mesure du système antennaire à base de méandres en présence de la tête.

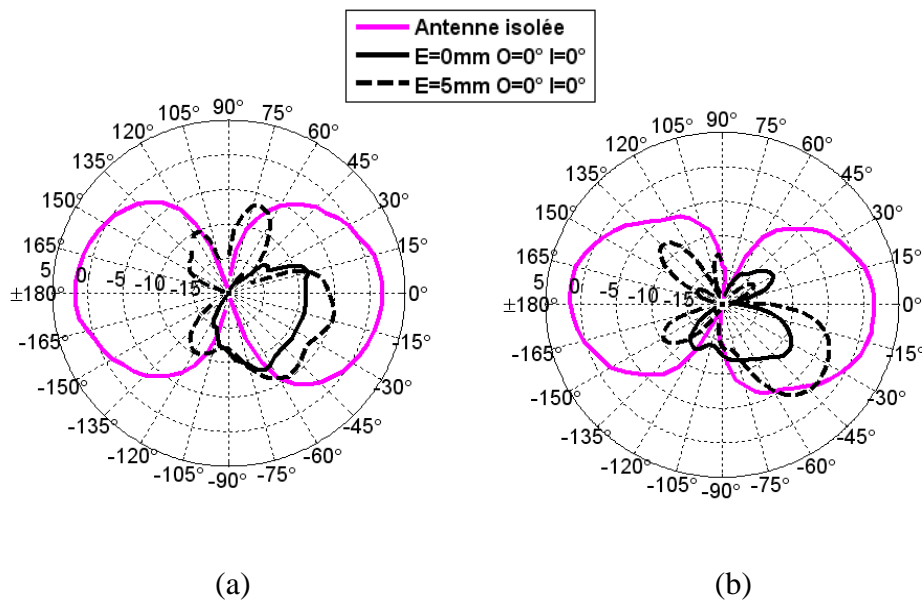


Figure 4.9: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 1 en polarisation principale en fonction de E: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

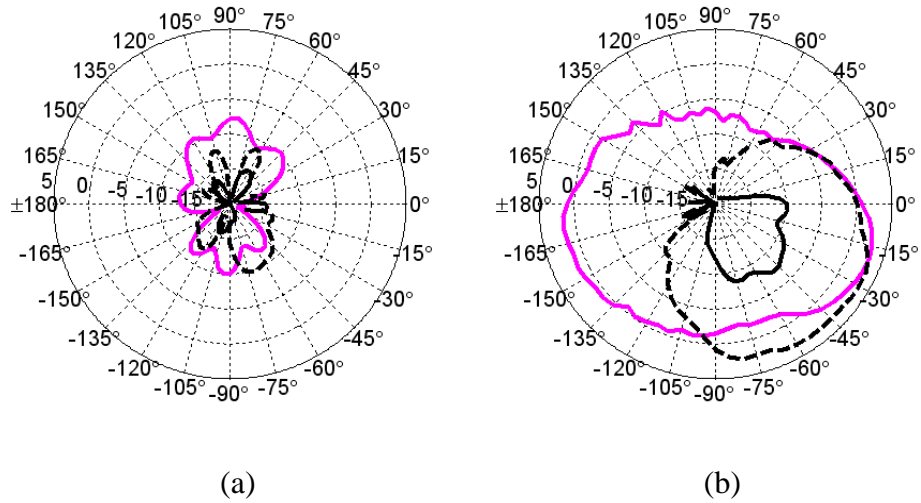


Figure 4.10: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 1 en polarisation croisée en fonction de E : (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

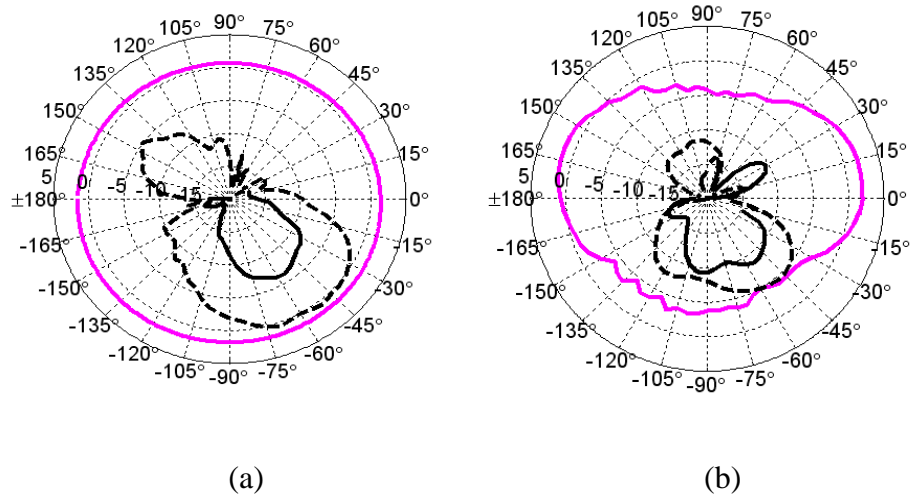


Figure 4.11: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 2 en polarisation principale en fonction de E : (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

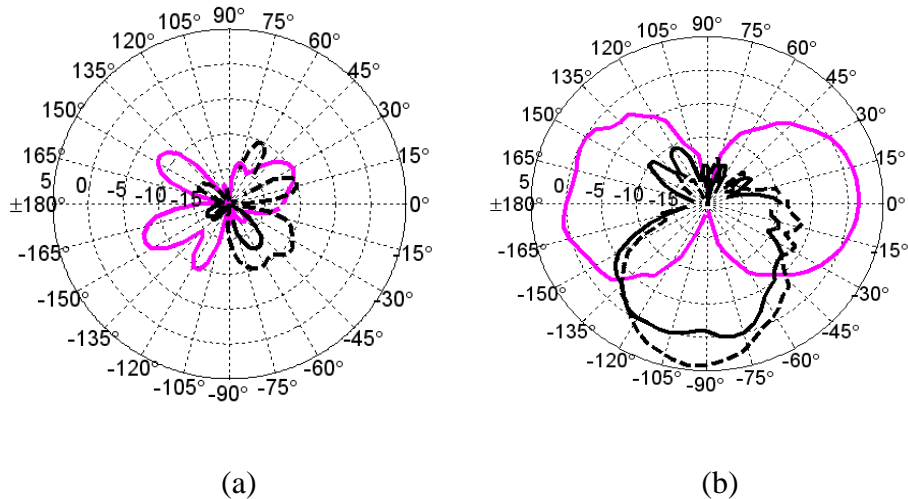


Figure 4.12: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 2 en polarisation croisée en fonction de E: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

Les observations déduites des simulations se confirment en mesure. L'introduction du perturbateur SAM engendre une dissymétrie au niveau des diagrammes de rayonnement dû au masquage apporté par la tête. On note également la réduction du gain réalisé dans la direction opposée de la tête ($\varphi = 0^\circ$) qui croît pour un espacement E élevé (Figure 4.9 et Figure 4.11). Comme souligné précédemment, ce phénomène est dû aux pertes par absorption qui s'estompent avec l'éloignement de la tête. Il apparaît que l'ouverture des rayonnements en polarisation principale est moins large à 2.6 GHz qu'à 781 MHz avec des gains de même ordre de grandeur que le cas isolé, confirmant l'effet de la réflexion apporté par la tête. La polarisation croisée reste élevée à 2.6 GHz dans la direction opposée à la tête permettant aux antennes d'être sensibles aux deux polarisations: verticale et horizontale. Les phénomènes observés en simulation sont comparables à la mesure. Néanmoins, la comparaison directe des courbes n'est pas présentée car les modèles utilisés pour les deux approches ne sont pas exactement identiques. De plus, il nous paraît intéressant de montrer le gain total (en simulation) et le gain pour les deux polarisations (en mesure) pour avoir une vision plus complète de l'impact de la tête sur le rayonnement des antennes.

➤ **Effet de la variation de O sur le rayonnement**

▪ *Simulations*

Les Figure 4.13 et la Figure 4.14 présentent le gain réalisé total des deux antennes dans le plan XOY aux fréquences respectives de 781 MHz et 2.6 GHz. Mise à part une légère diminution du rayonnement arrière avec l'accroissement de O, l'analyse des résultats révèle

que la variation de O n'introduit pas une variation significative des diagrammes dans le plan azimutal.

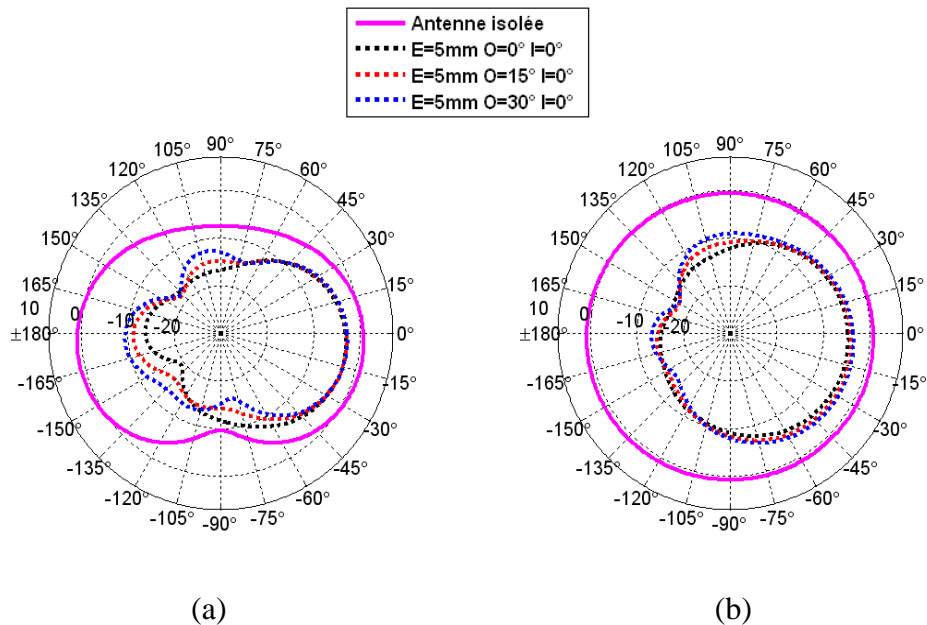


Figure 4.13: Variation du gain réalisé simulé sur le plan XOY ($\theta=90^\circ$) en fonction de O à 781 MHz: (a) antenne 1, (b) antenne 2.

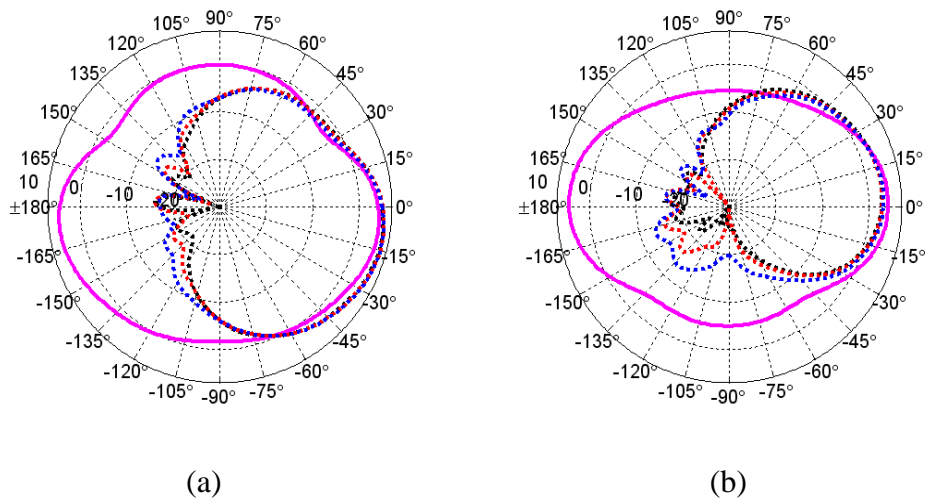


Figure 4.14: Variation du gain réalisé simulé sur le plan XOY ($\theta=90^\circ$) en fonction de O à 2.6 GHz: (a) antenne 1, (b) antenne 2.

▪ Mesures

Les Figure 4.15, Figure 4.16, Figure 4.17 et Figure 4.18 présentent les diagrammes du gain réalisé mesurés en polarisation principale et croisée aux fréquences 781 MHz et 2.6 GHz. L'antenne 1 est positionnée horizontalement (sa polarisation principale est horizontale) et l'antenne 2 verticalement (sa polarisation principale est verticale) comme le montre la Figure 4.8. On s'intéresse à la mesure du rayonnement dans les deux polarisations. La variation de l'angle O n'engendre qu'une faible modification du rayonnement. On constate un léger

dépointage de rayonnement dus à la rotation des antennes. Par ailleurs, la polarisation principale de l'antenne 1 à 2.6 GHz (Figure 4.15 (b)) présente un rayonnement différent et une légère augmentation de l'ouverture angulaire pour un angle d'orientation O de 30° . Ceci est probablement dû à des imperfections de fixation du système antennaire sur la tête, qui conduit au mouvement du système lors de la mesure.

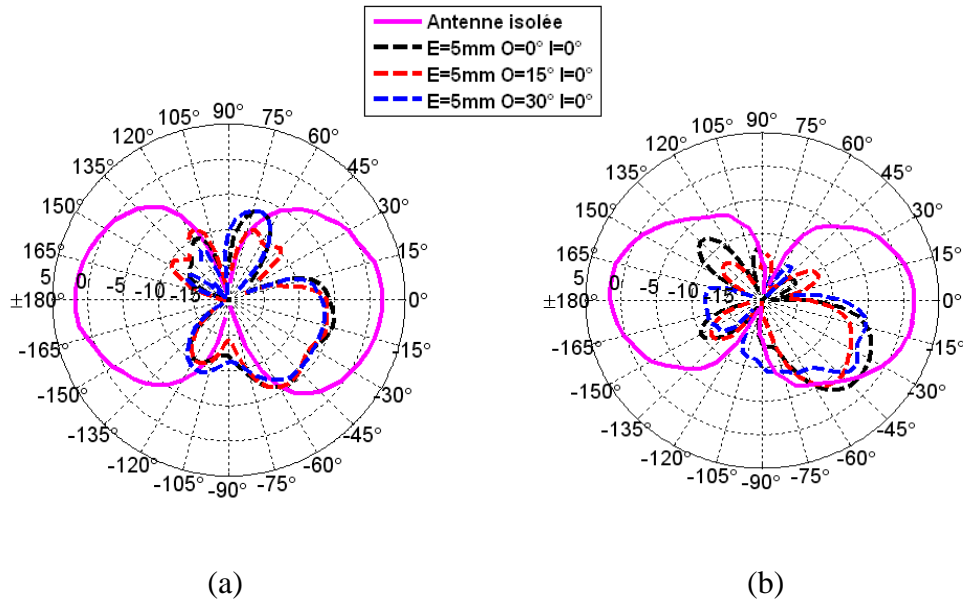


Figure 4.15: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 1 en polarisation principale en fonction de O : (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

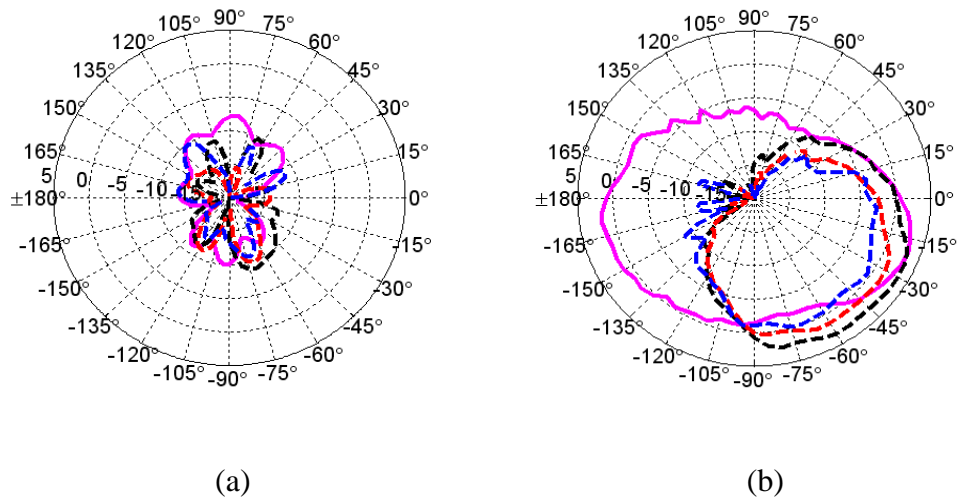


Figure 4.16: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 1 en polarisation croisée en fonction de O : (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

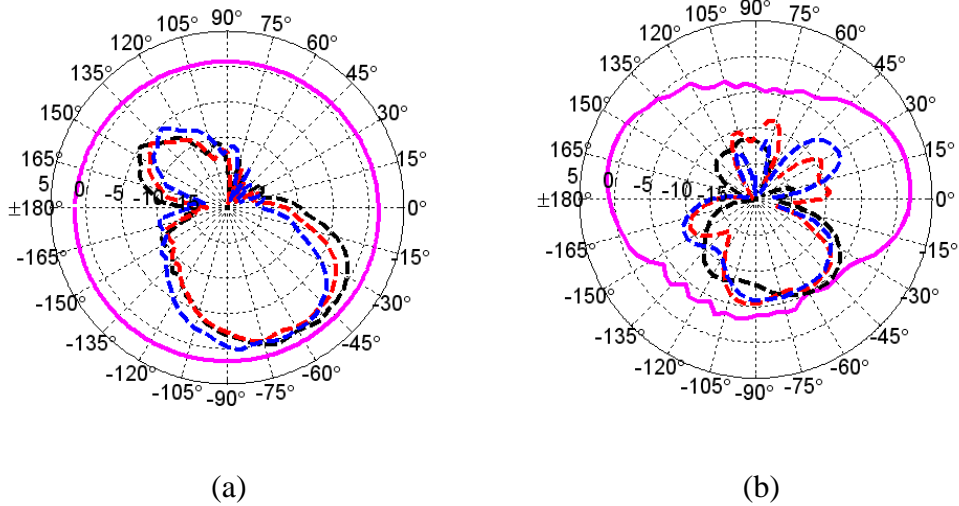


Figure 4.17: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 2: polarisation principale en fonction de θ : (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

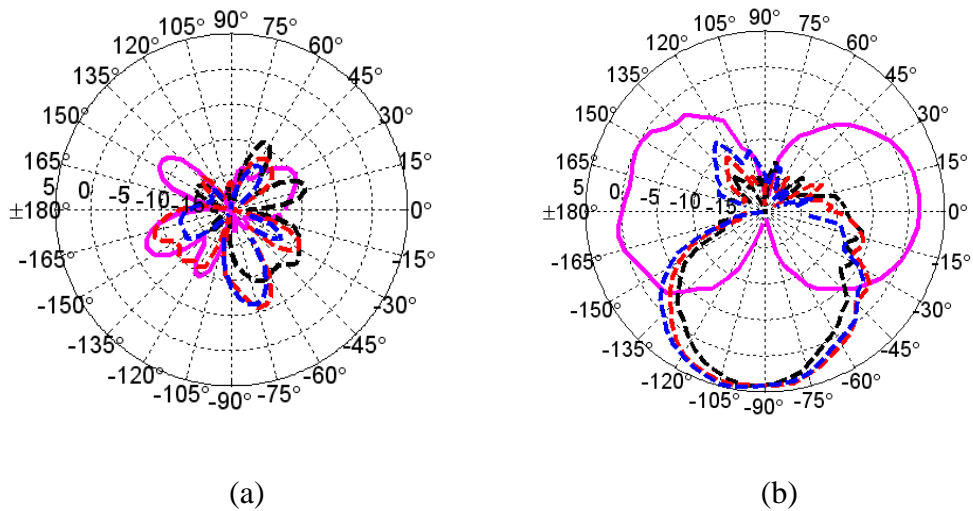


Figure 4.18: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 2: polarisation croisée en fonction de θ : (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

➤ **Effet de la variation de I sur le coefficient de réflexion**

La variation de l'angle I est effectuée comme présenté sur la Figure 4.19.

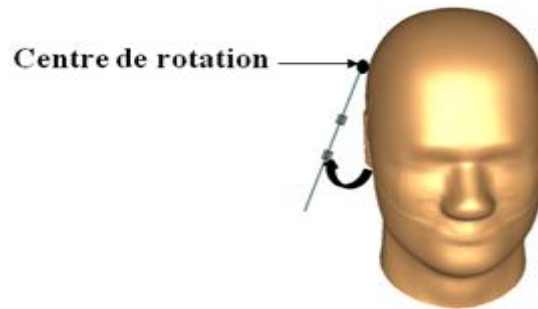


Figure 4.19: Variation de l'angle d'inclinaison I par rapport à la tête.

Les coefficients de réflexion mesurés dans les deux bandes en fonction de l'angle d'inclinaison I par rapport à la tête sont présentés sur la Figure 4.20.

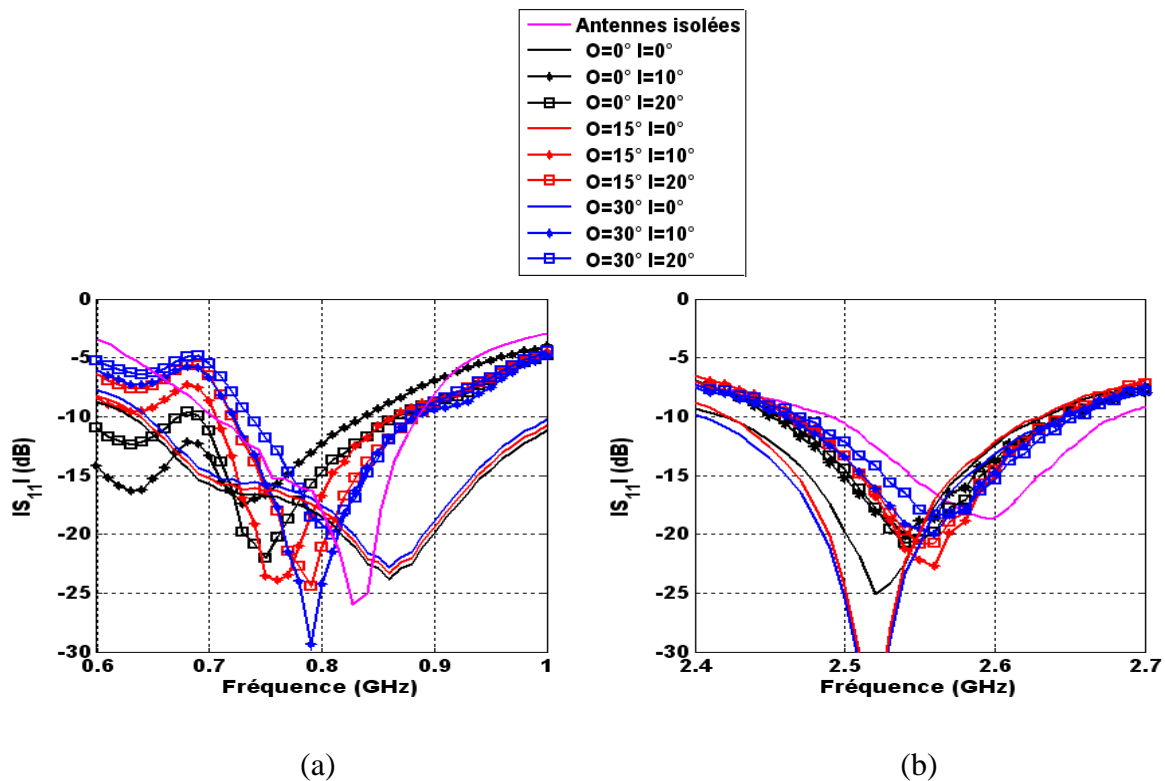


Figure 4.20: Variation du coefficient de réflexion mesuré en fonction de I: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

Quand I augmente, la largeur de la bande basse diminue et le décalage fréquentiel est plus faible. Ainsi, pour $E = 0$ mm, $O = 0^\circ$ et $I = 0^\circ$, la bande relative est de 48 %. Elle devient égale à 40.5% et 38% pour des inclinaisons respectives de 10° et 20° . Ce phénomène s'accroît pour un accroissement de O, comme le montre la Figure 4.20 (a). Ainsi, l'accroissement de I

engendre une interaction moins forte avec la tête, qui conduit à des valeurs du coefficient de réflexion qui se rapprochent de celles du système sans perturbateur. On remarque que l'influence de I est plus importante en bande basse.

➤ **Effet de la variation de I sur le rayonnement**

▪ Simulations

Les Figure 4.21 et Figure 4.22 présentent le gain réalisé total des deux antennes dans le plan XOY aux fréquences respectives 781 MHz et 2.6 GHz. On observe une augmentation du rayonnement arrière lorsque I augmente car l'interaction « antennes - tête » devient plus faible. Par conséquent, le rayonnement a tendance à se rapprocher du rayonnement omnidirectionnel du cas isolé. D'autre part, les rayonnements montrent que l'angle d'inclinaison a plus d'impact à 2.6 GHz. En effet, une différence plus significative est observée à cette fréquence qu'à 781 MHz sur les courbes des gains réalisés entre $I=10^\circ$ et 20° . A 2.6 GHz, la zone d'interaction « antennes - tête » est réduite augmentant ainsi la sensibilité du positionnement des antennes.

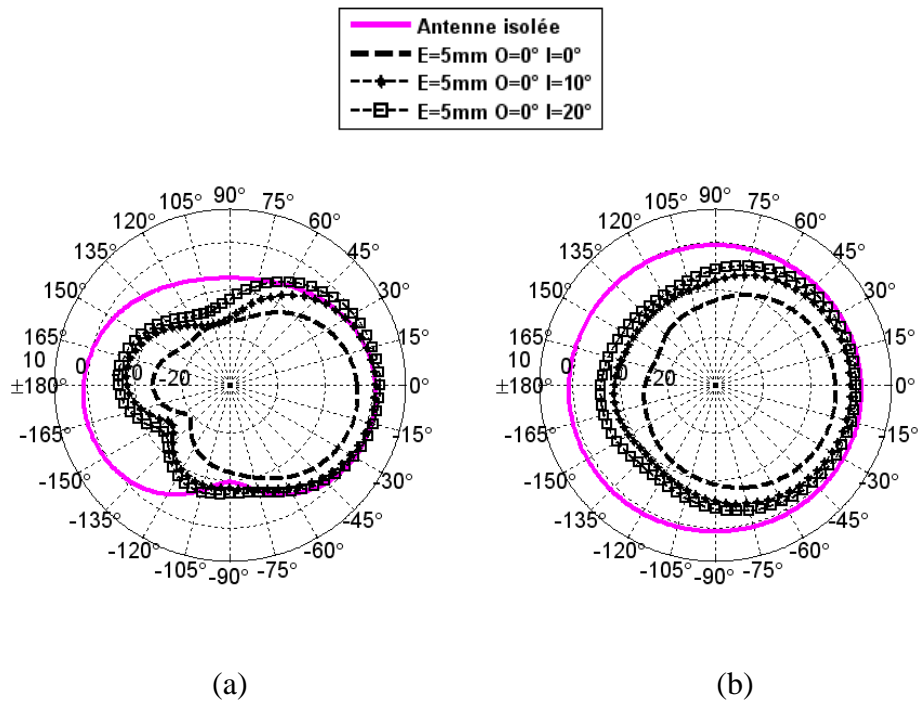


Figure 4.21: Variation du gain réalisé simulé sur le plan XOY ($\theta=90^\circ$) en fonction de I à 781 MHz: (a) antenne 1, (b) antenne 2.

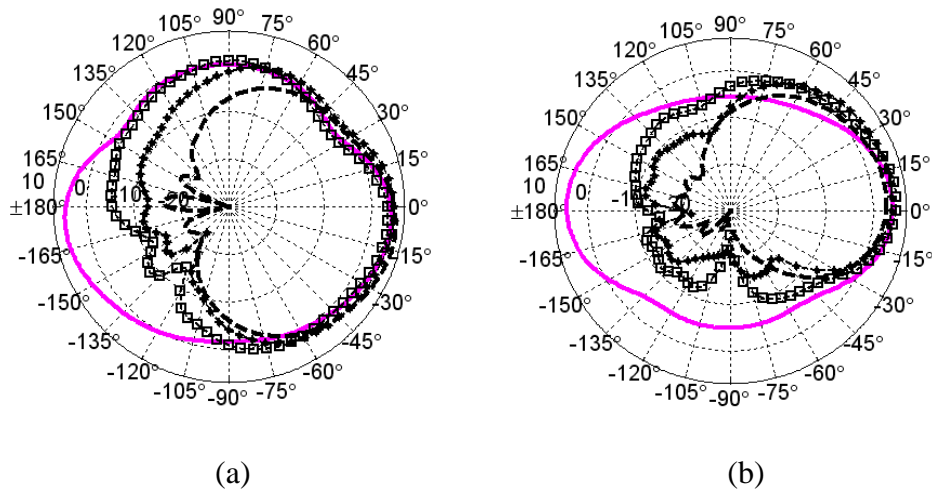


Figure 4.22: Variation du gain réalisé simulé sur le plan XOY ($\theta=90^\circ$) en fonction de I à 2.6 GHz: (a) antenne 1, (b) antenne 2.

▪ Mesures

Les Figure 4.23, Figure 4.24, Figure 4.25, et Figure 4.26 présentent les diagrammes du gain réalisé mesurés en polarisation principale et croisée aux fréquences 781 MHz et 2.6 GHz. L'antenne 1 est positionnée horizontalement (sa polarisation principale est horizontale) et l'antenne 2 verticalement (sa polarisation principale est verticale), comme le montre la Figure 4.8.

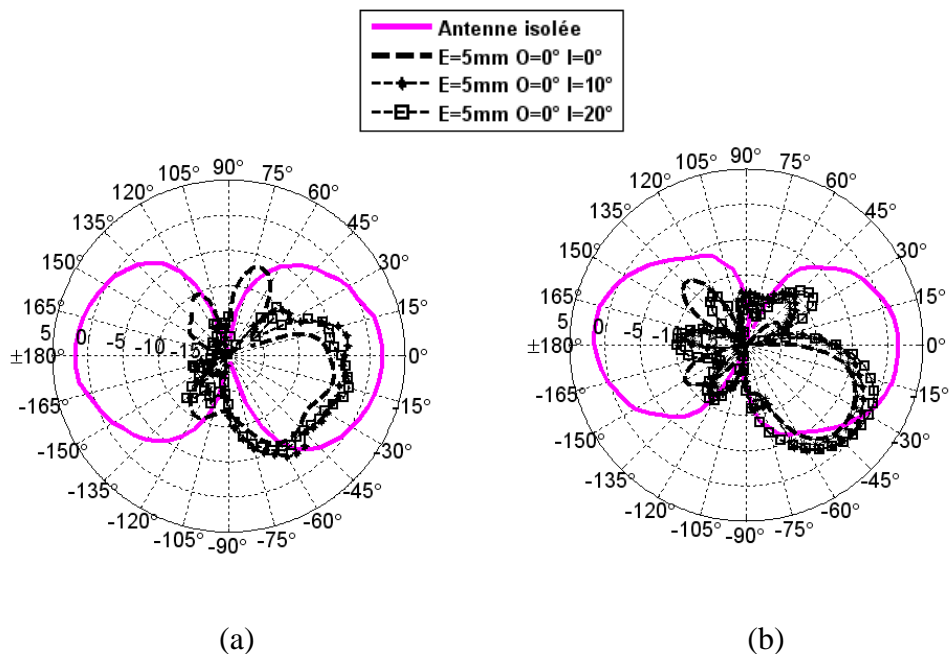


Figure 4.23: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 1 en polarisation principale en fonction de I: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

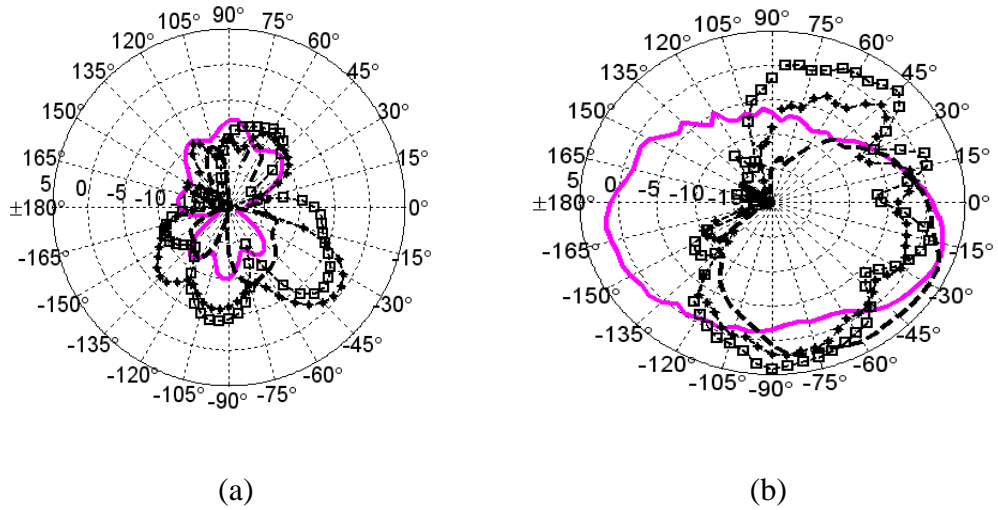


Figure 4.24: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 1: polarisation croisée en fonction de l : (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

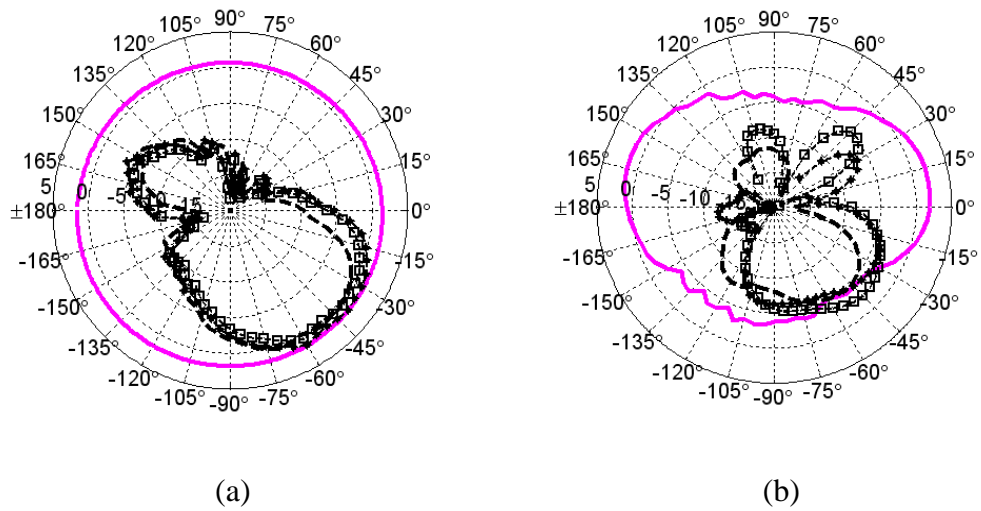


Figure 4.25: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 2: polarisation principale en fonction de l : (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

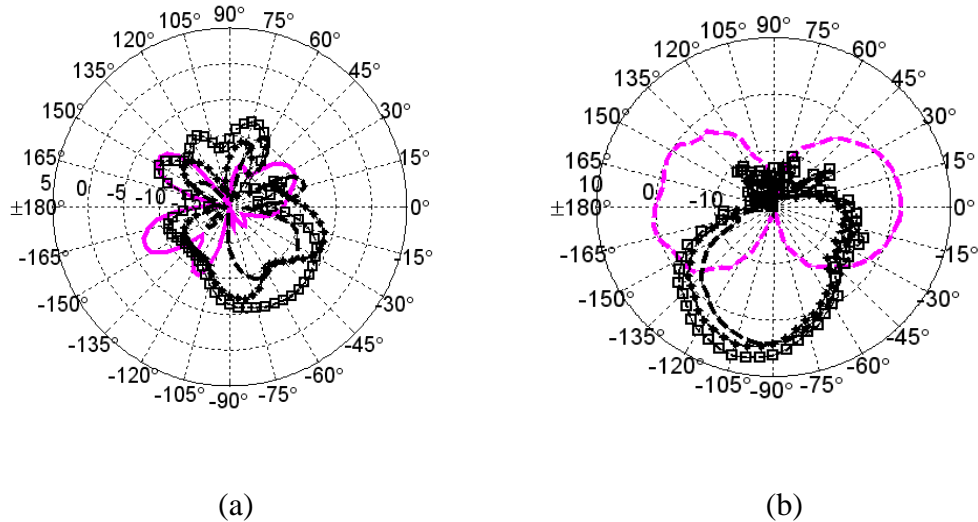


Figure 4.26: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 2: polarisation croisée en fonction de I : (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

Les diagrammes de rayonnement mesurés pour des angles d'inclinaison de 0° , 10° et 20° ne permettent pas de voir clairement l'impact de cet angle sur les rayonnements des antennes, car les mesures sont réalisées pour de faibles angles d'inclinaison (de 10°). Une imperfection de fixation du système antennaire peut conduire au mouvement de celui-ci lors de la mesure et changer la valeur de l'angle I. Pour cette raison, les résultats obtenus en simulation sont intéressants car ils ont permis de voir plus clairement l'impact de cet angle. Néanmoins, les résultats de mesures confirment les effets les plus significatifs (masquage de rayonnement, augmentation du niveau de la polarisation croisée...) validant ainsi la simulation.

Conclusion

Le degré d'interaction du système antennaire à base de méandres avec la tête dépend du positionnement des antennes par rapport à celle-ci et à la fréquence de fonctionnement. En effet, quand on éloigne les antennes, en agissant sur les paramètres de l'espacement et de l'inclinaison, le masquage apporté par la tête est moindre. D'autre part, le décalage fréquentiel vers les basses fréquences est dû à la forte permittivité des tissus constituant la tête. Nous avons aussi constaté un élargissement de la bande. Il est dû aux pertes par absorption qui s'estompent avec l'accroissement de la fréquence car les ondes pénètrent moins dans la tête quand la longueur d'onde est petite. Pour les fréquences hautes, l'effet de réflexion devient plus dominant que celui de l'absorption donnant lieu à des gains dans la direction opposée de la tête de mêmes ordres de grandeur que dans le cas isolé.

4.2.1.2. Une seule antenne IFA

Nous considérons maintenant une seule antenne IFA bi-bande, proposée dans le chapitre 3, rappelée dans la Figure 4.27. L'étude concerne l'influence de la tête sur l'impédance d'entrée de cette antenne en fonction de l'espacement E . Les espacements suivants: 2, 4, 6, 8, 10, 15, 20 mm sont étudiés. Après simulation, les impédances d'entrée dans les deux bandes de fréquences 790-862 MHz et 2.5-2.7 GHz sont représentées sur les abaques de Smith de la Figure 4.28. On constate une désadaptation de l'antenne quand l'espacement E diminue dans les deux bandes.

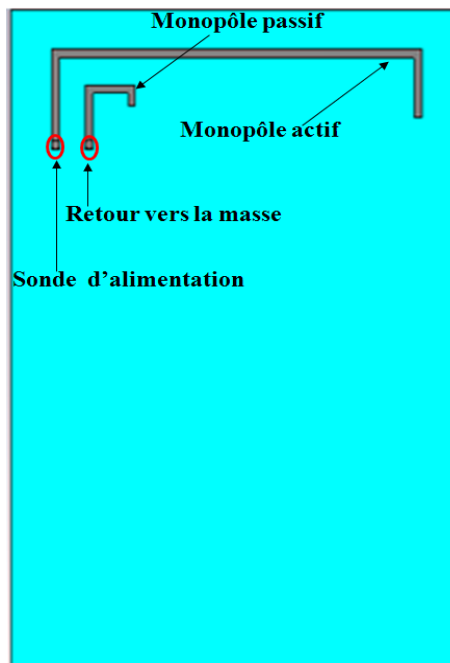


Figure 4.27: Géométrie de l'antenne.

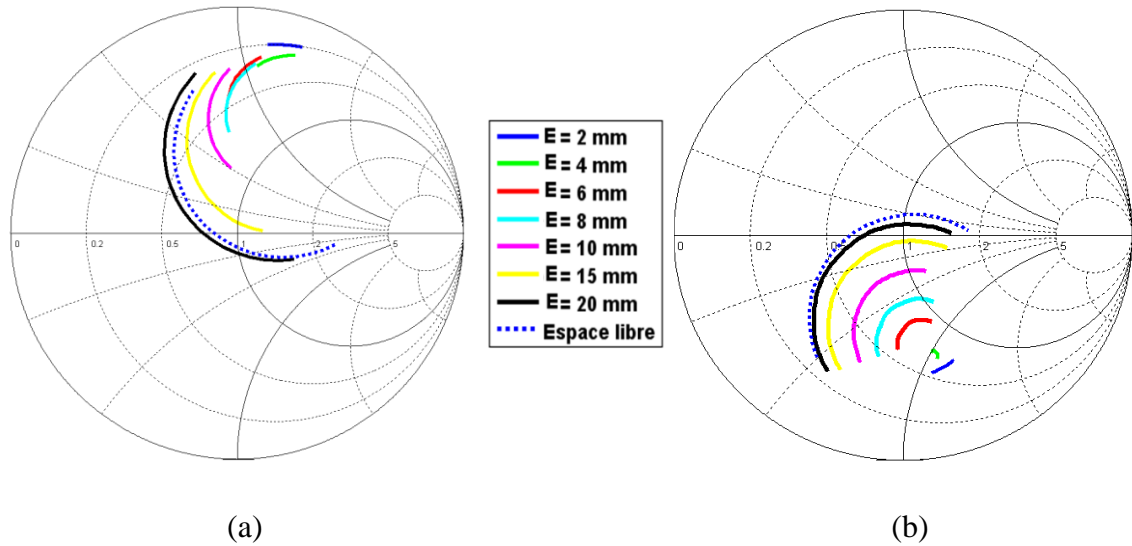


Figure 4.28: Variation de l'impédance d'entrée d'une seule antenne IFA en fonction de E avec une impédance de normalisation de 50Ω : (a) 790-862 MHz, (b) 2.5-2.69 GHz.

Pour mieux analyser le phénomène, le retour à la masse est supprimé afin de ne nous intéresser qu'à la résonance principale de la structure (antenne ILA). Les impédances correspondantes à cette nouvelle configuration sont indiquées sur la Figure 4.29.

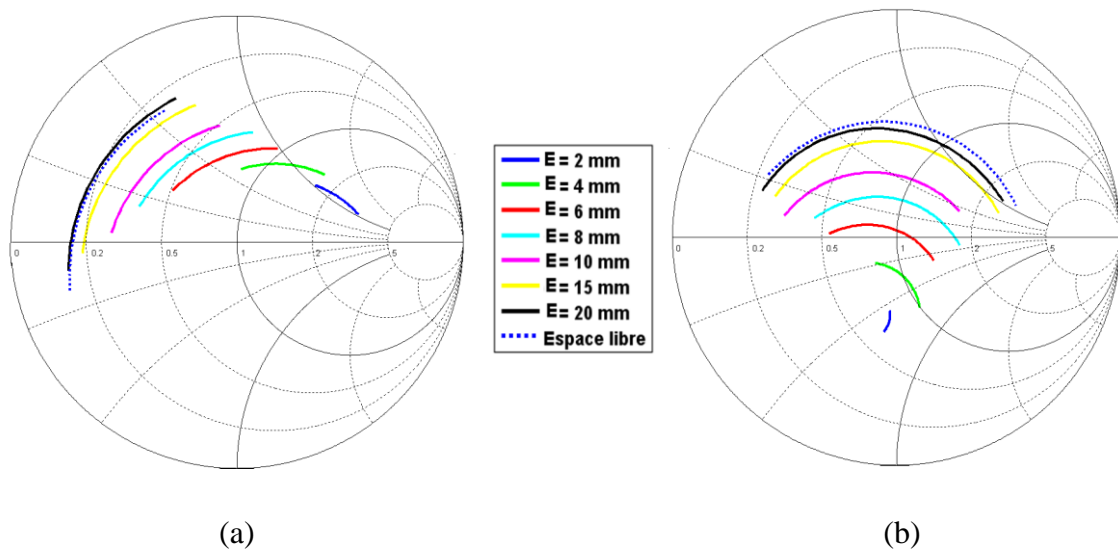


Figure 4.29: Variation de l'impédance d'entrée d'une seule antenne ILA en fonction de l'espacement avec une impédance de normalisation de 50Ω : (a) 790-862 MHz, (b) 2.5-2.69 GHz.

A partir de l'évolution de l'impédance en fonction de l'espacement, on constate l'apport d'un effet inductif (représenté par l'inductance L_T) et résistif (représenté par la résistance R_T)

en bande basse. En effet, la résistance R_T et l'inductance L_T apportés par le modèle tête augmentent lorsque la distance entre l'antenne et la tête diminue, comme le présente la Figure 4.30.

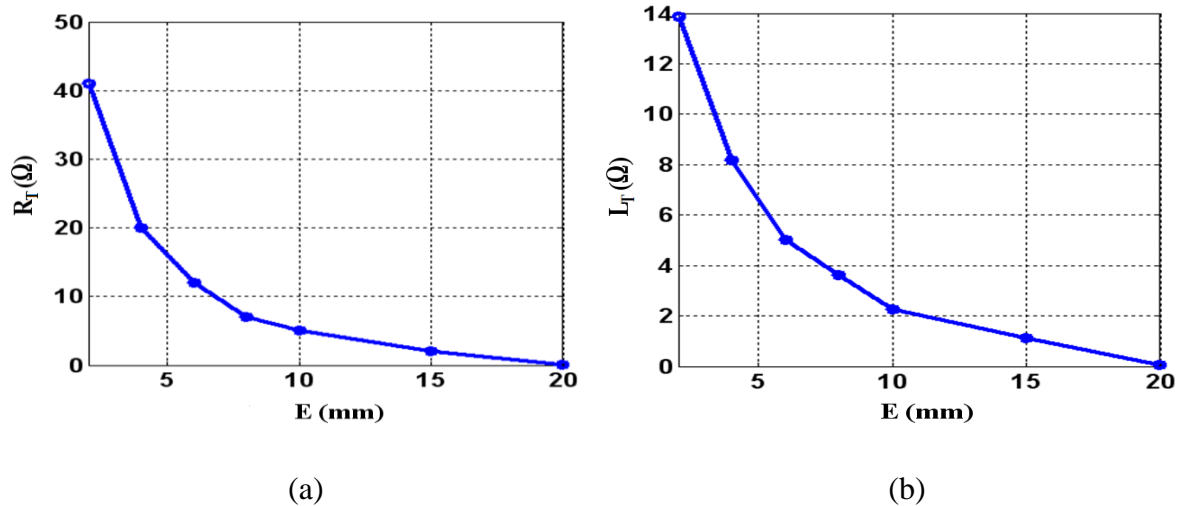


Figure 4.30: Evolution de la partie résistive et inductive apportée par la tête en fonction de l'espacement pour l'antenne IFA sans retour à la masse dans la bande 790-862 MHz : (a) R_T , (b) L_T .

La résistance passe de 3 Ω à 40 Ω et l'inductance de 0.1 à 14 nH. D'autre part, ces effets engendrent le décalage vers les basses fréquences avec une amélioration du niveau d'adaptation. En bande haute, pour un espacement inférieur à 6 mm, les mêmes effets (résistif et inductif) sont observés qu'en bande basse. Néanmoins, la variation de l'espacement de 6 mm jusqu'à 20 mm, engendre essentiellement un effet résistif conduisant à un faible décalage de la bande à 2.6 GHz.

Les résultats présentés correspondent à la configuration pour laquelle le plan de masse est du côté de la tête. Cependant, les observations effectuées pour la configuration où l'antenne est du côté de la tête sont similaires.

4.2.2. Effet de la main, de la tête, et du torse sur les performances des antennes

La tête n'est pas l'unique perturbateur lors d'une communication sans fil. D'autres parties du corps peuvent également influencer le fonctionnement des antennes. Par conséquent, des mesures de coefficient de réflexion et de diagrammes en présence de la main, de la tête et du torse sont effectuées dans la chambre anéchoïque. La Figure 4.31 illustre la configuration de mesure. Ainsi, le modèle corps humain KEVIN a été posé sur un plateau tournant. L'angle

- 90° correspond à la configuration où le système sous test et l'antenne cornet référence (Model 3117 double-ridged waveguide horn) sont en visibilité directe. On précise également que le corps est décalé par rapport au centre du plateau afin que le centre de phase de l'antenne mesurée soit sur l'axe de rotation du plateau. On effectue les mesures pour deux des solutions antennaires présentées: le système à base de méandres et celui à base de IFAs avec ligne de neutralisation. L'analyse consiste à comparer les performances des systèmes antennaires en présence du corps « KEVIN » par rapport à celles en espace libre.

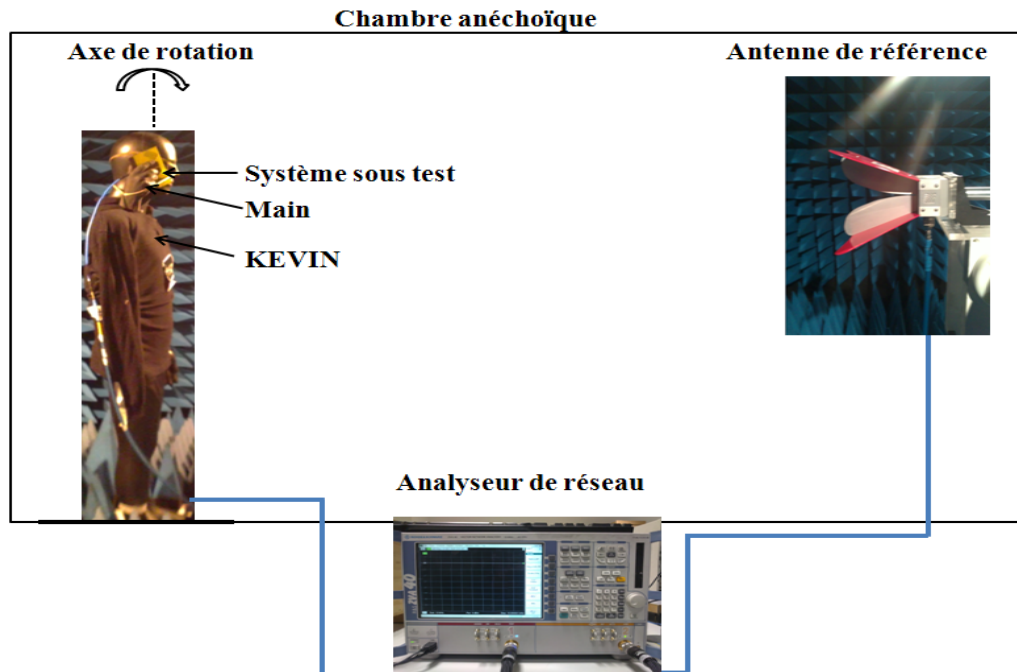


Figure 4.31: Configuration de mesure des coefficients de réflexions et des diagrammes de rayonnement.

4.2.2.1. Système antennaire à base de méandres

Le système est mesuré en présence de KEVIN uniquement puis en présence de la main sur les antennes. Comme les bras de KEVIN ne se plient pas, le modèle main de MCL Technology a été utilisé (voir Figure 4.32).



Figure 4.32: Positionnement du système antennaire à base de méandres en présence de KEVIN et de la main.

➤ *Effet sur le coefficient de réflexion*

La Figure 4.33 présente les coefficients de réflexion mesurés du système antennaire seul puis en présence de KEVIN et de la main.

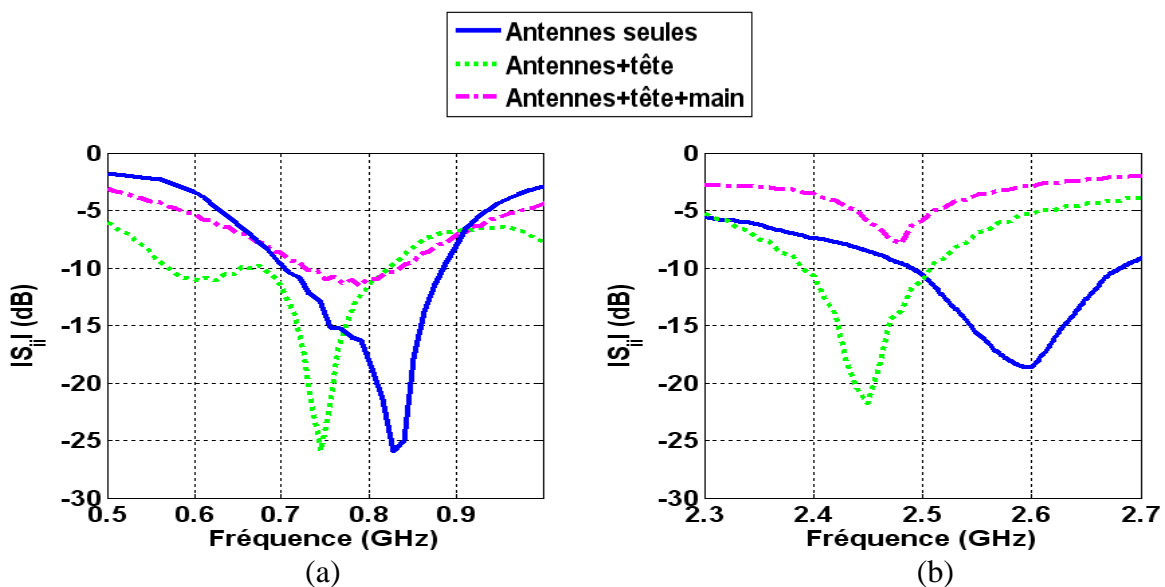


Figure 4.33: Coefficients de réflexion mesurés du système antennaire à base de méandres seul, et en présence de perturbateurs: (a) bande basse, (b) bande haute.

Les comportements constatés lors de l'étude du modèle SAM, à savoir l'élargissement de la bande et le décalage fréquentiel, se reproduisent. La présence de la main dégrade les performances en termes de largeur de bande et de niveau d'adaptation. En considérant un critère $|S_{11}| < -10$ dB, la bande relative basse est de 14 % et la bande haute n'est plus disponible (on note une bande relative de 2 % à $|S_{11}| < -6$ dB). On précise que les résultats présentés correspondent à une position de la main choisie arbitrairement. Ces résultats

peuvent être modifiés pour une autre position. En effet, les performances du système dépendent fortement de la position de la main et de son interaction avec les antennes (tenu uniquement avec les doigts, enveloppé par la main...etc).

➤ **Effet sur le rayonnement**

Les Figure 4.34, Figure 4.35, Figure 4.36, et Figure 4.37 présentent les diagrammes du gain réalisé mesurés en polarisation principale et croisée aux fréquences 781 MHz et 2.6 GHz. L'antenne 1 est positionnée horizontalement (sa polarisation principale est horizontale) et l'antenne 2 verticalement (sa polarisation principale est verticale), comme le montre la Figure 4.32.

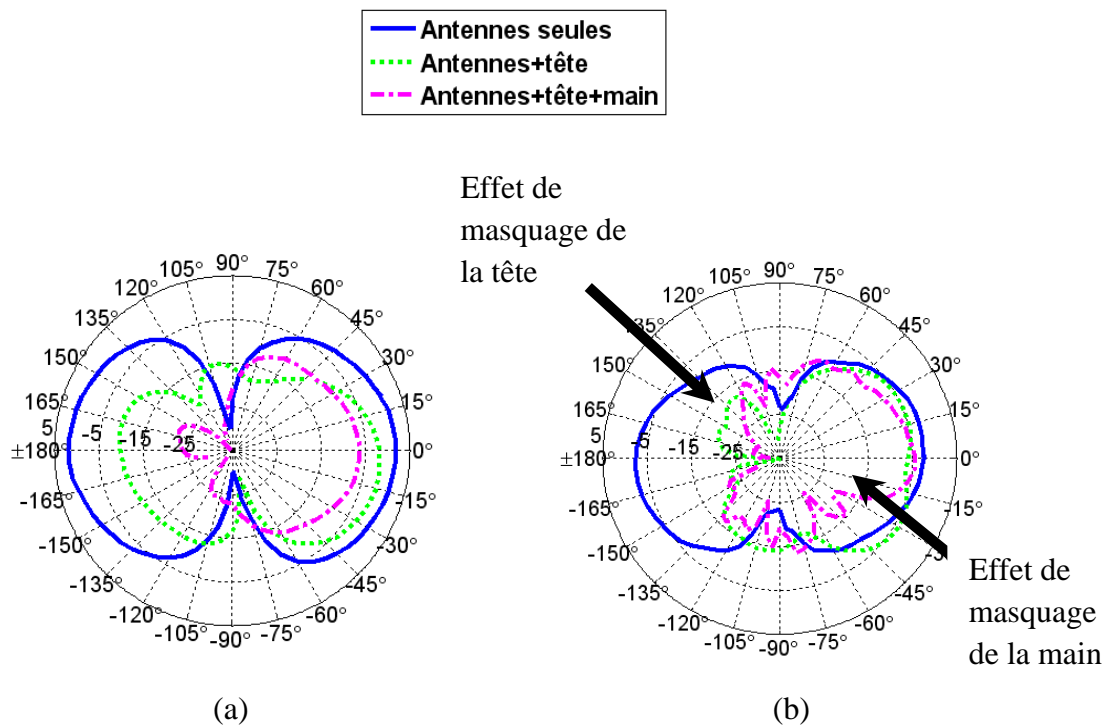


Figure 4.34: Gain réalisé mesuré de l'antenne 1 (horizontale) en polarisation principale: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

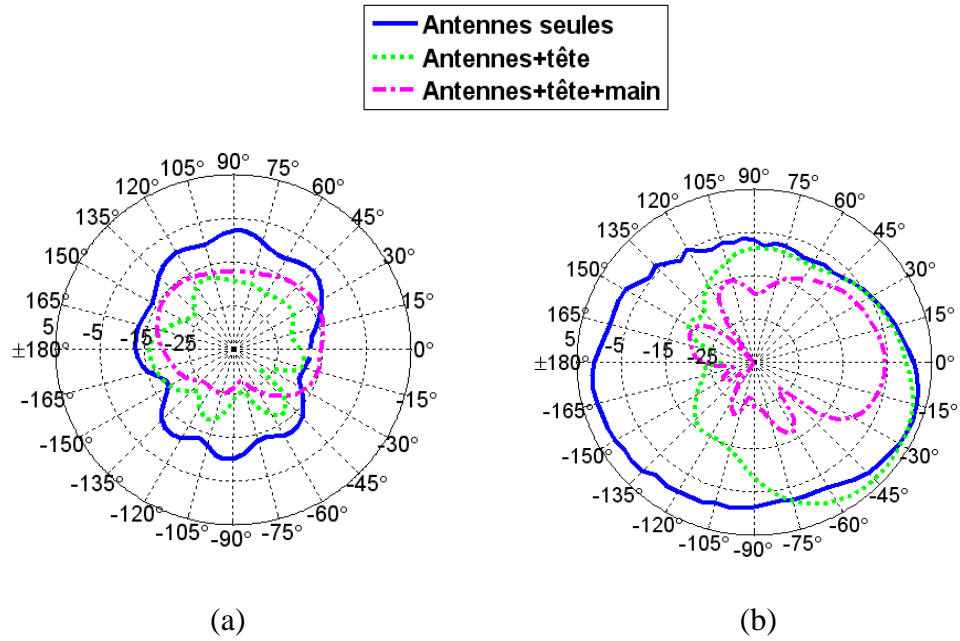


Figure 4.35: Gain réalisé mesuré de l'antenne 1 (horizontale) en polarisation croisée: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

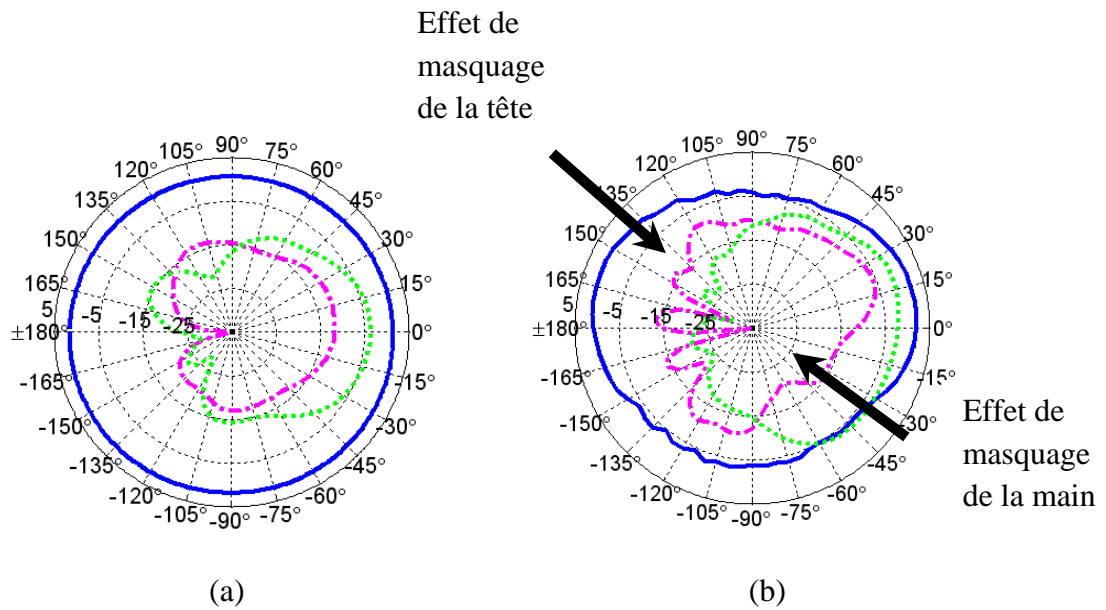


Figure 4.36: Gain réalisé mesuré de l'antenne 2 (verticale) en polarisation principale: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

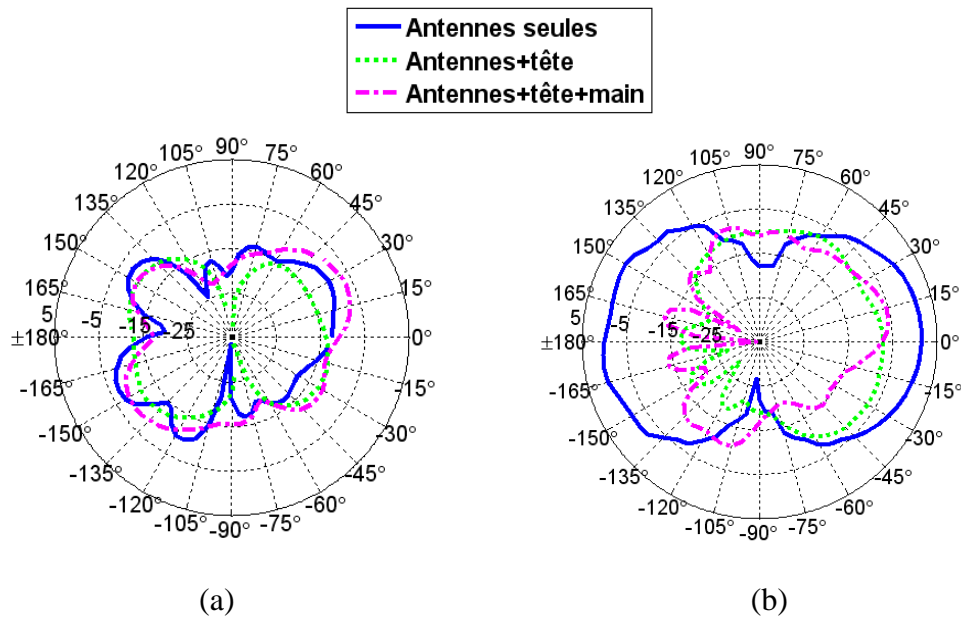


Figure 4.37: Gain réalisé mesuré de l'antenne 2 (verticale) en polarisation croisée: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

On observe, en plus de l'effet du masquage apporté par la tête, un deuxième effet correspondant à celui de la main, comme indiqué sur les Figure 4.34 (b) et Figure 4.36 (b). Son effet est plus important à 2.6 GHz qu'à 781 MHz. Ainsi, la présence de la tête perturbe le diagramme de l'antenne 1 dans le demi-espace entre -90° et 90° et celle de la main autour de la direction -45° . Avec tous ces perturbateurs, l'ouverture angulaire à -3 dB est de 60° (entre -15° et 45°) avec un maximum de gain de -5 dB à 0° . Le gain maximum est similaire. En ce qui concerne l'antenne 2, le masquage de la main se situe dans la même direction que l'antenne 1 ce qui confirme notre hypothèse. Cependant, celui-ci est observé sur une plus large plage angulaire (de -80° à 15°) dû probablement au fait qu'une grande partie de la main (trois doigts) entoure l'antenne 2 (voir Figure 4.32). Par ailleurs, l'influence de l'effet de la main en bande basse sur la polarisation croisée n'est pas très visible due aux très faibles valeurs de cette dernière (< -10 dB). Une influence plus importante est observée sur la polarisation croisée de l'antenne 1 à 2.6 GHz. La distribution des courants est modifiée sur le plan de masse et les éléments rayonnants perturbant ainsi le rayonnement en polarisation croisée.

4.2.2.2. Système antennaire à base de IFAs avec ligne neutralisation

On réitère la mesure pour le système IFAs avec ligne de neutralisation dans les mêmes conditions que précédemment. D'abord, en présence de KEVIN uniquement puis avec la main

sur le système (voir Figure 4.38). On considère dans ce qui suit la bande de fréquence comme étant l'ensemble des fréquences vérifiant la condition $|S_{11}| \leq -6$ dB.

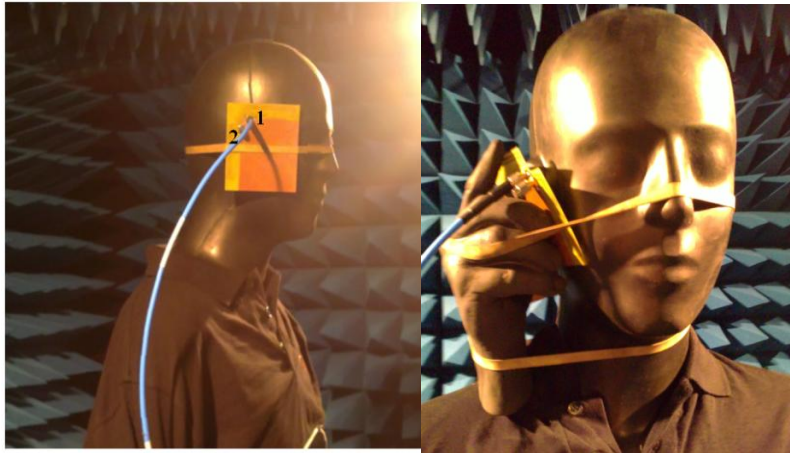


Figure 4.38: Positionnement du système antennaire à base de IFAs avec ligne de neutralisation en présence de KEVIN: (a) sans la main, (b) avec la main.

➤ Effet sur le coefficient de réflexion

La Figure 4.39 présente les coefficients de réflexion mesurés du système seul et en présence de la tête et de la main.

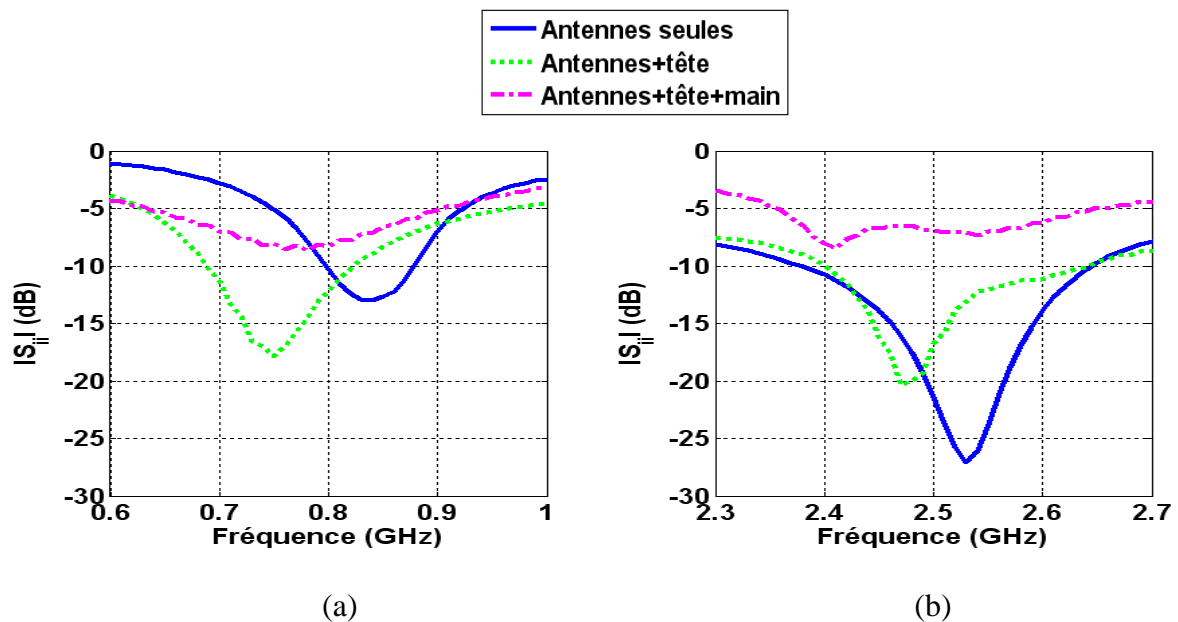


Figure 4.39: Coefficients de réflexion mesurés du système antennaire à base de IFAs avec ligne de neutralisation, en présence de perturbateurs: (a) bande basse, (b) bande haute.

Avec la présence de la main, le niveau d'adaptation des deux bandes est sévèrement dégradé. On note un niveau de coefficient de réflexion minimum de - 8 dB dans les deux bandes. Toutefois, les antennes couvrent les bandes 690 - 870 MHz et 2.38 - 2.61 GHz avec un coefficient de réflexion inférieur à - 6 dB. Les variations des largeurs de bande deviennent moins évidentes à expliquer. Pour ce système, les antennes sont confinées en un espace plus réduit et sont donc exposées à une plus forte interaction que le système à base de méandres. Cette interaction pouvant changer significativement la distribution des courants sur la ligne de neutralisation et les éléments rayonnants engendre ainsi des bandes plus ou moins différentes.

➤ **Effet sur le rayonnement**

Les Figure 4.40, Figure 4.41, Figure 4.42, et Figure 4.43 présentent les diagrammes du gain réalisé mesurés en polarisations principale et croisée aux fréquences 826 MHz et 2.6 GHz. L'antenne 1 est positionnée horizontalement (sa polarisation principale est horizontale) et l'antenne 2 verticalement (sa polarisation principale est verticale) comme le montre la Figure 4.32. L'effet de masquage généré par les deux parties du corps (main et tête) est toujours observé. Un creux dans le rayonnement de -14 dB est constaté pour l'antenne 1 aux alentours de - 25° à 2.6 GHz. L'effet de la main est plus faible à 826 MHz. Ces résultats s'accordent avec ceux présentés précédemment.

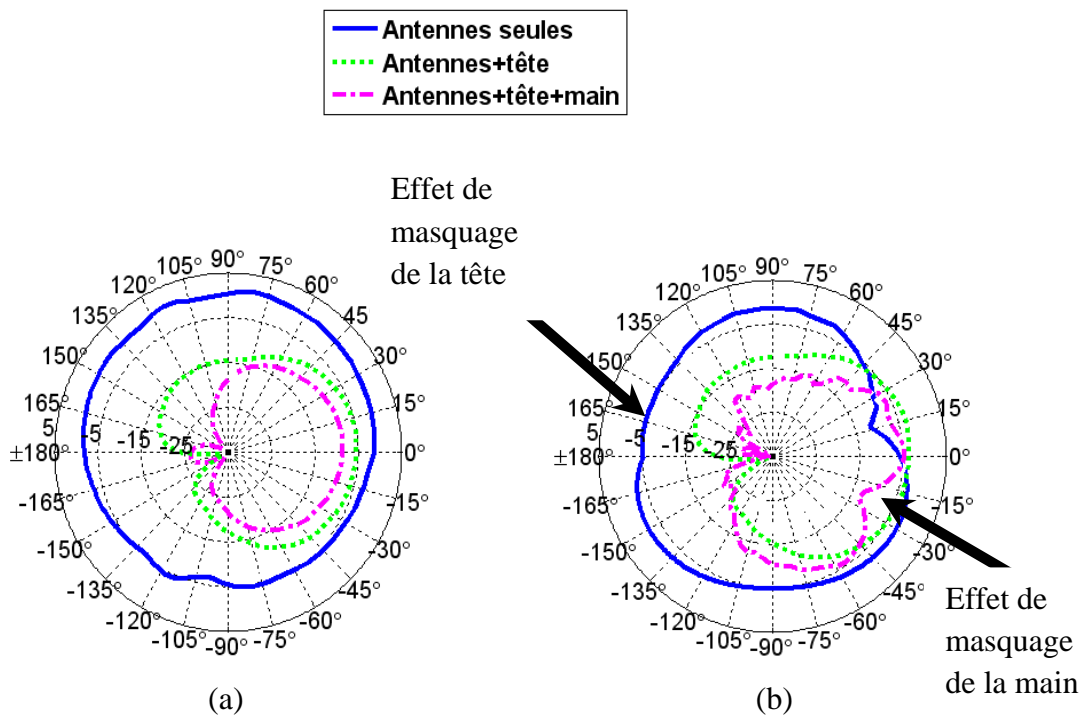


Figure 4.40: Gain réalisé mesuré de l'antenne 1 (verticale) en polarisation principale: (a) 826 MHz, (b) 2.6 GHz.

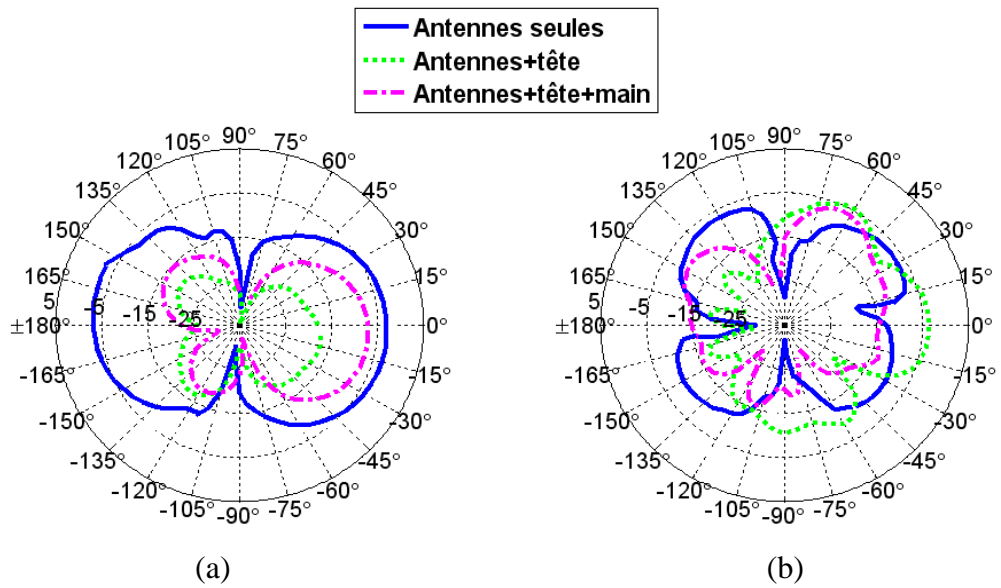


Figure 4.41: Gain réalisé mesuré de l'antenne 1 (verticale) en polarisation croisée: (a) 826 MHz, (b) 2.6 GHz.

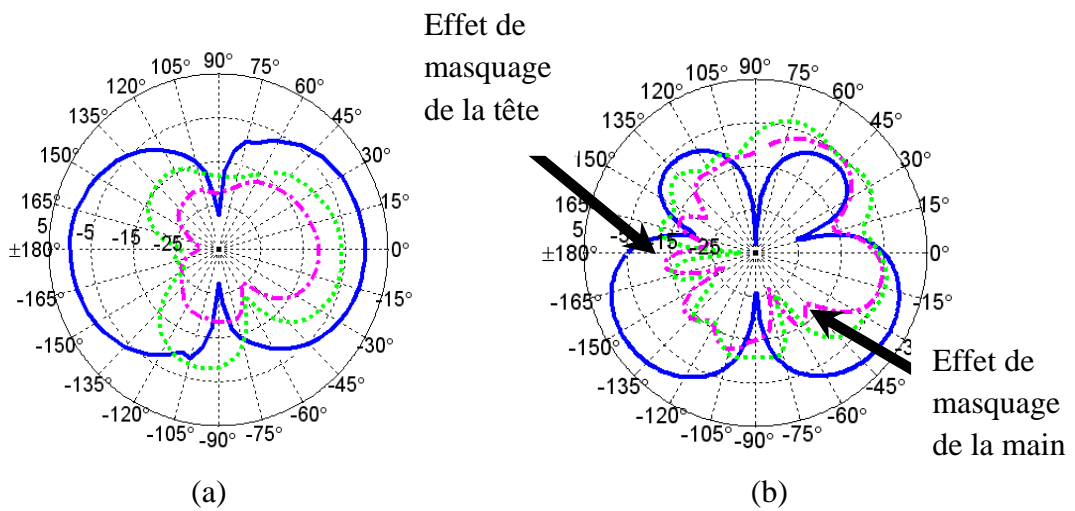


Figure 4.42: Gain réalisé mesuré de l'antenne 2 (horizontale) en polarisation principale: (a) 826 MHz, (b) 2.6 GHz.

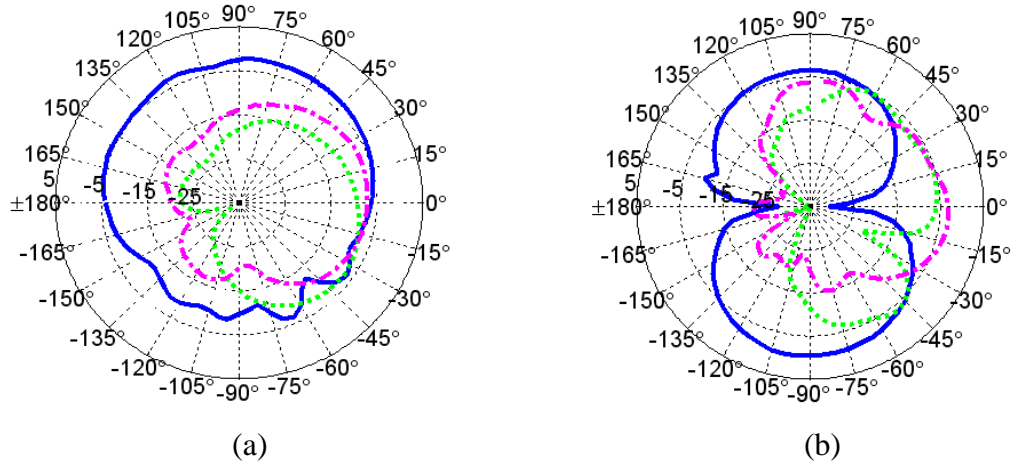


Figure 4.43: Gain réalisé mesuré de l'antenne 2 (horizontale) en polarisation croisée: (a) 826 MHz, (b) 2.6 GHz.

Conclusion

L'étude de l'interaction des antennes avec des modèles représentatifs de différentes parties du corps humain a été effectuée grâce à l'observation de deux paramètres. Le premier est le coefficient de réflexion, afin d'évaluer l'impact sur le niveau d'adaptation, le décalage des bandes et leurs largeurs. Le second est le rayonnement des deux antennes en gain réalisé, qui intègre à la fois la directivité et les pertes par désadaptation et par couplage. Ces deux paramètres ont été évalués pour les deux systèmes antennaires (à base de méandres et à base d'IFAs avec ligne de neutralisation). Le module du coefficient de transmission, important à la décorrélation des signaux dans les systèmes multi-antennes n'a pas été abordé explicitement car le coefficient de corrélation sera évalué lors de l'étude de la diversité dans la section 4.4.

L'analyse de l'interaction des systèmes antennaires avec le corps humain révèle que le degré d'interaction entre les antennes et l'utilisateur est variable. Elle dépend de la géométrie et du positionnement des antennes mais aussi de la fréquence de fonctionnement. La perte du caractère omnidirectionnel a été observée pour les deux systèmes antennaires étudiés. Deux principaux effets sont mis en évidence: un effet d'absorption et un effet de réflexion. Ces deux effets coexistent et se produisent en même temps de manière plus ou moins significative. Aux fréquences basses, l'effet d'absorption est dominant car la longueur d'onde est grande conduisant à de fortes pénétrations de celles-ci dans la tête. Aux fréquences hautes, la pénétration des ondes est plus faible, réduisant ainsi l'effet d'absorption. Par conséquent, l'effet de réflexion devient plus important donnant lieu à des gains dans la direction opposée de la tête du même ordre que dans le cas isolé. Ces deux effets ont été observés pour les deux systèmes antennaires étudiés.

Les résultats de mesures ont montré des comportements qui concordent avec la simulation. Cependant, la comparaison simulation/mesure est délicate car les modèles et l'environnement utilisés pour les deux approches ne sont pas similaires. Les résultats de mesures se révèlent être plus rapides à obtenir que ceux de la simulation. A titre d'exemple, la durée de simulation d'une tête SAM en présence du système antenne dure plus de 24 heures sur un ordinateur ayant un processeur 4 cœurs de type Intel® Xeon® (8M Cache, 2.26 GHz) et une RAM de 12 GB. Néanmoins, les résultats de simulation ont permis de voir plus clairement certains phénomènes, notamment dans l'étude paramétrique où le pas de variation était faible.

4.3. Intégration dans un ordinateur portable

La présente étude concerne l'intégration des prototypes proposés dans des ordinateurs portables utilisant le standard LTE. L'objectif est de quantifier la variation des performances en termes de rayonnement et d'adaptation. L'étude se veut avant tout comparative. On cherche à savoir comment et de combien dégrade-t-on la bande de fonctionnement lorsque le système est intégré. Autrement dit, le meilleur positionnement du système n'est pas l'objectif recherché. La configuration de mesure consiste en un plateau tournant sur lequel un support en bois avec l'ordinateur portable a été posé (voir Figure 4.44). L'angle 180° correspond à la configuration où le système antenne sous test et l'antenne de référence « antenne cornet: Model 3117 » sont en visibilité directe. On précise également que le support est décalé par rapport au centre du plateau afin de maintenir le centre de phase de l'antenne mesurée sur l'axe de rotation du plateau. On effectue ces mesures pour deux des solutions antennaires présentées: le système à base de méandres et celui à base de IFAs avec ligne de neutralisation.

4.3.1. Système antenne à base de méandres

L'ordinateur portable sur lequel les systèmes ont été testés est le modèle DELL-Latitude D430. La position choisie représente l'un des emplacements potentiels lors de l'intégration. Il se situe sur le côté haut à gauche de l'écran, présenté sur la Figure 4.44. Il est à signaler que la position du système est inclinée de 45° afin de pouvoir mesurer les polarisations principales des champs.

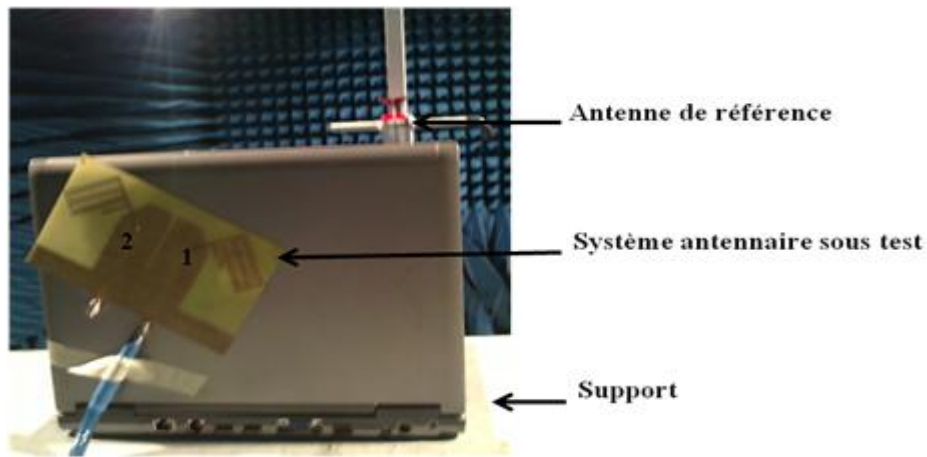


Figure 4.44: Positionnement du système antenne à base de méandres sur un ordinateur portable.

➤ **Effet sur le coefficient de réflexion**

La Figure 4.45 présente les coefficients de réflexion mesurés sans et avec l'ordinateur pour les deux antennes aux deux bandes. La perturbation se traduit par la diminution des largeurs de bandes et des niveaux d'adaptation. En prenant le cas isolé comme référence, un décalage fréquentiel vers les basses fréquences pour les deux antennes est constaté. Ceci est dû au fait que les matériaux avec lesquels est fabriqué l'ordinateur présentent une permittivité supérieure à celle de l'air. On observe des bandes relatives basses de 14.4 % et 8.6 % pour les antennes respectives 1 et 2 et de 4.4 % en bande haute pour les deux antennes ($|S_{ii}| < -10$ dB). Cette diminution de bande est probablement due aux parties métalliques de l'écran telles que les circuits imprimés qui contribuent à la perturbation des courants sur les antennes, conduisant à une dégradation des bandes de fonctionnement. Les changements introduits peuvent varier en fonction de la nature du terminal et de sa position. En effet, chaque terminal possède ses propres caractéristiques selon les matériaux constituant sa structure.

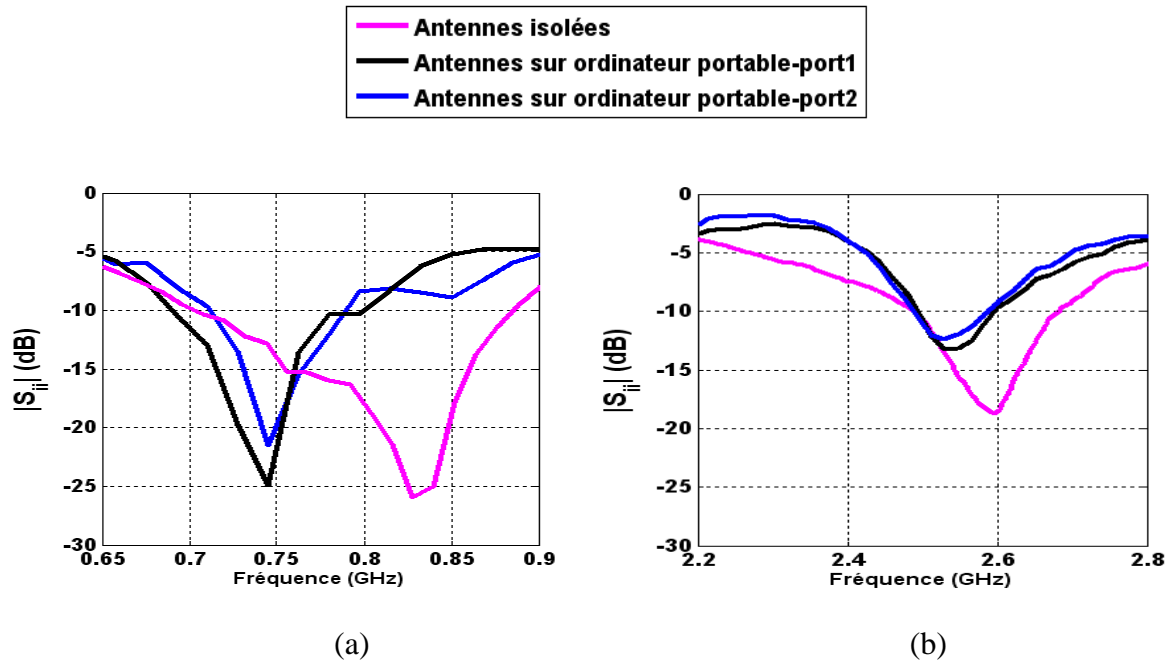


Figure 4.45: Coefficients de réflexion mesurés du système antennaire à base de méandres en présence d'un ordinateur portable: (a) bande basse, (b) bande haute.

➤ *Effet sur le rayonnement*

Antenne1

La Figure 4.46 présente les rayonnements de l'antenne 1 en polarisations principale et croisée dans le plan E à 781 MHz et 2.6 GHz. Le plan E est celui qui contient le champ électrique de l'antenne 1, le plan H lui est orthogonal. On observe dans le plan E (voir Figure 4.46), un rayonnement concentré sur une zone angulaire particulière qui correspond à la région où le système antennaire n'est pas gêné par la présence de l'écran. Elle est située entre -105° et -180° pour 781 MHz et entre -135° et 120° pour 2.6 GHz. Un masquage du rayonnement dans le demi-espace entre -90° et 90° qui est plus important à 2.6 GHz. La diminution du gain réalisé de 12.5 dB à 781 MHz et de 5 dB à 2.6 GHz dans la direction $\varphi = 180^\circ$.

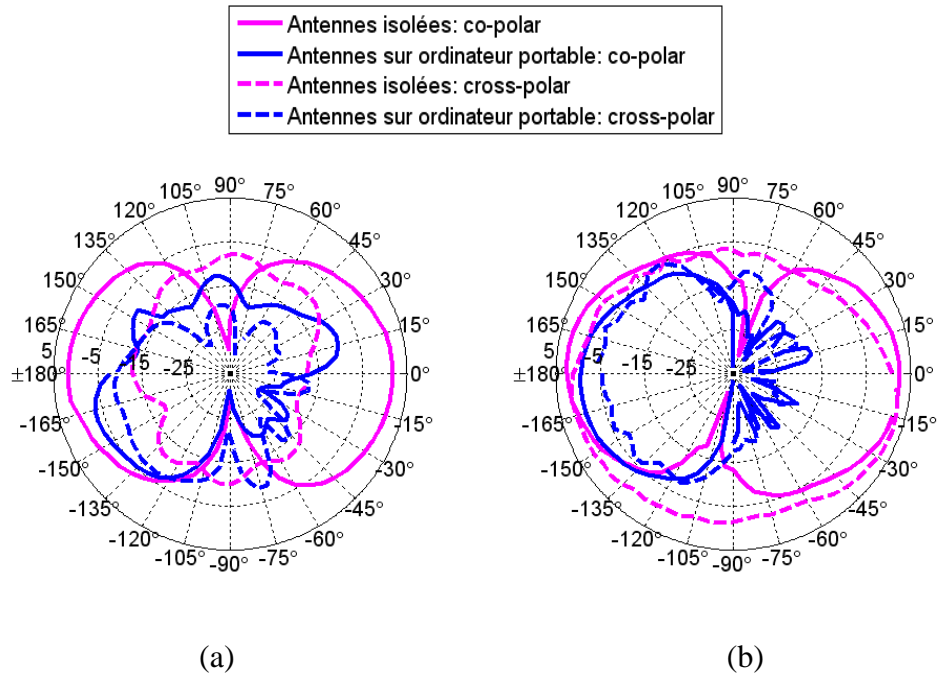


Figure 4.46: Gain réalisé mesuré de l'antenne 1 (plan E): (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

Pour la mesure du rayonnement de l'antenne 1 dans le plan H, on fait tourner l'ordinateur portable de 90°. Les rayonnements de l'antenne 1 en polarisations principale et croisée dans ce plan à 781 MHz et 2.6 GHz sont présentés sur la Figure 4.47.

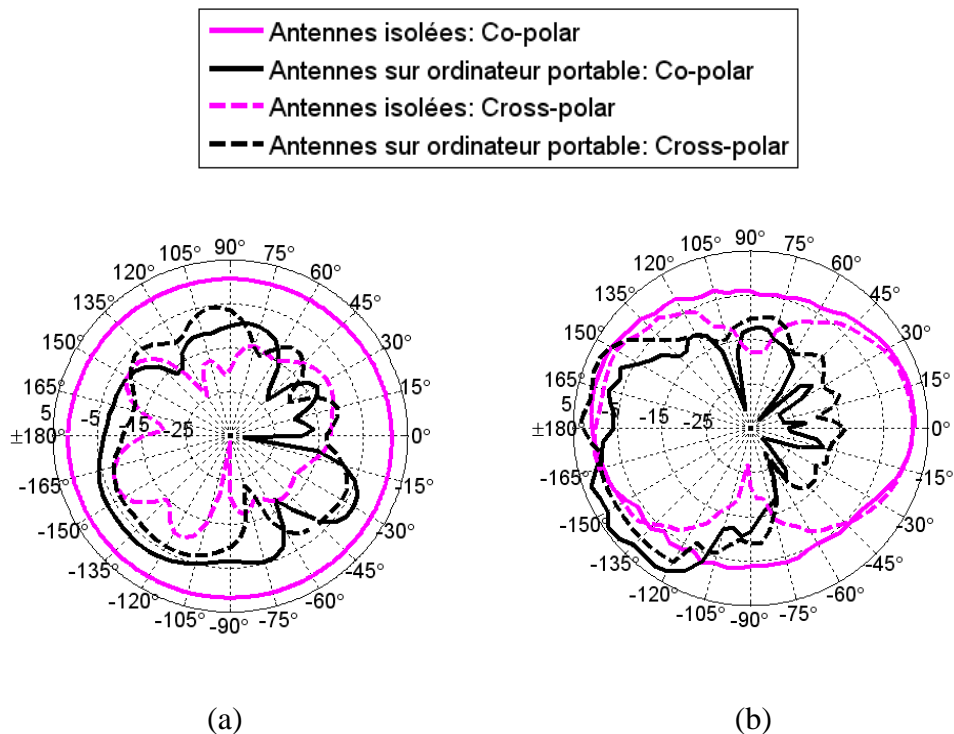


Figure 4.47: Gain réalisé mesuré de l'antenne 1 (plan H): (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

Les directions qui se situent entre -105° à -170° présentent une augmentation de gain par rapport au système isolé allant de 2 jusqu'à 7 dB à 2.6 GHz (voir la Figure 4.47 (b)). Ce

phénomène est également constaté sur le plan E mais il est moins marqué. D'autre part une augmentation de la polarisation croisée est observée. Ce phénomène peut être dû aux fortes perturbations des distributions de courant sur les antennes engendrées par la présence de composants métalliques dans la structure des ordinateurs portables.

Antenne2

La Figure 4.48 présente les rayonnements de l'antenne 2 en polarisations principale et croisée dans le plan H à 781 MHz et 2.6 GHz. Le plan H est le plan orthogonal au plan qui contient le champ électrique de l'antenne 2.

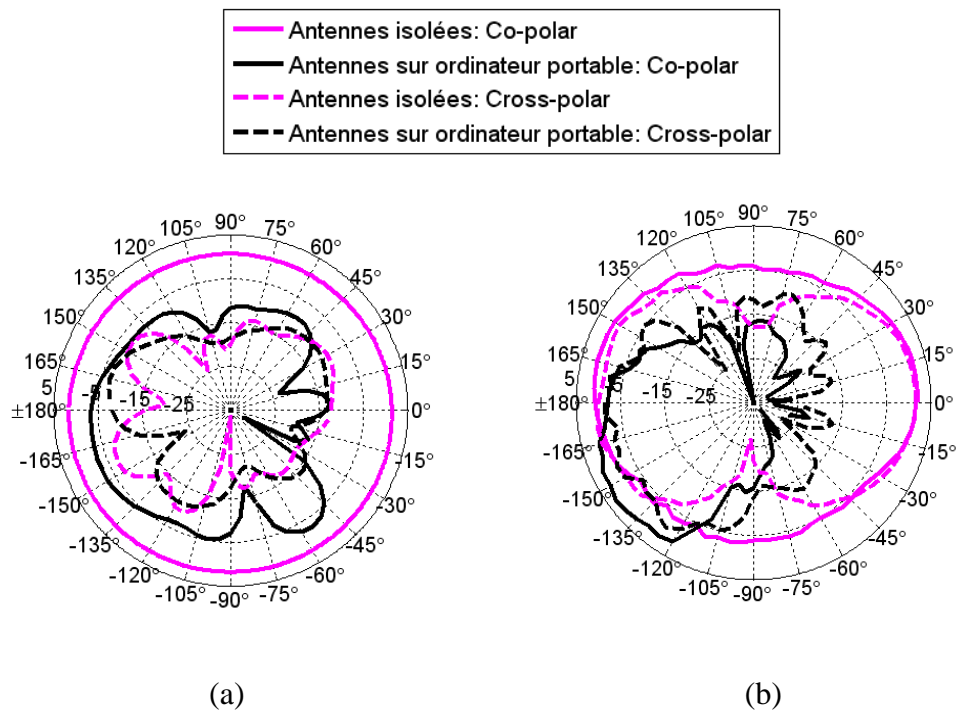


Figure 4.48: Gain réalisé mesuré de l'antenne 2 (plan H): (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

Pour la mesure du rayonnement de l'antenne 2 dans le plan E, on fait tourner l'ordinateur portable de 90°. Les rayonnements de l'antenne 2 en polarisations principale et croisée dans le plan E à 781 MHz et 2.6 GHz sont présentés sur la Figure 4.49.

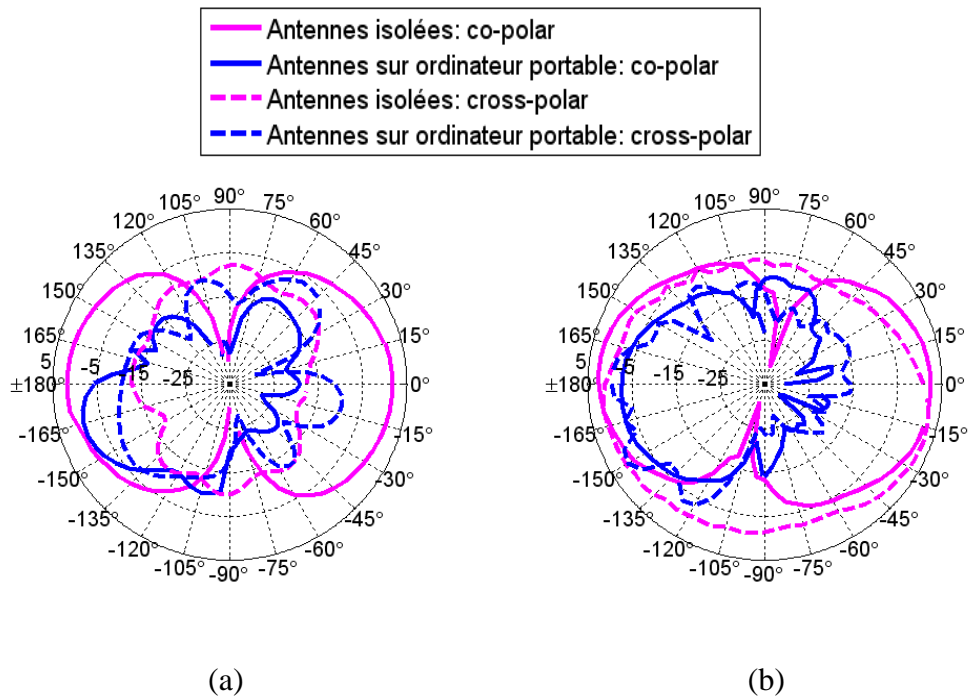


Figure 4.49: Gain réalisé mesuré de l'antenne 2 (plan E): (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.

D'une manière générale, les effets observés pour l'antenne 1 se reproduisent avec l'antenne 2 (masquage dans le demi-espace entre -90° et 90° , augmentation de la polarisation croisée). Cependant, la présence de l'écran induit une dissymétrie au niveau des diagrammes de rayonnement dû, notamment, à leurs emplacement sur l'écran (l'antenne 2 est située au bord de l'écran alors que l'antenne 1 au milieu). En effet, l'écran étant constitué de composants disposés aléatoirement introduit cette dissymétrie et contribue à une perturbation des courants différente sur chacune des antennes. Ainsi, en comparant le plan E des deux antennes (Figure 4.46 et Figure 4.49), une ouverture angulaire plus étroite est constatée pour l'antenne 2 à 781 MHz et une polarisation croisée plus élevée à 2.6 GHz.

4.3.2. Système antennaire à base de IFAs avec ligne de neutralisation

La position choisie pour ce système est illustrée sur la Figure 4.50. L'antenne 1 est positionnée horizontalement et l'antenne 2 verticalement.



Figure 4.50 : Positionnement du système antennaire à base de IFAs sur un ordinateur portable.

➤ **Effet sur le coefficient de réflexion**

La Figure 4.51 présente les coefficients de réflexion mesurés des deux antennes avec et sans l'ordinateur dans les deux bandes. La perturbation se traduit, encore une fois, par le décalage fréquentiel, la diminution des largeurs de bandes et des niveaux d'adaptation. Les bandes basses sont de 7.8 % et 11 % pour respectivement les antennes 1 et 2 et aux alentours de 5 % en bande haute pour les deux antennes ($|S_{11}| < -6$ dB). Même si le système présente des résultats moins bons que dans le cas isolé, il reste fonctionnel.

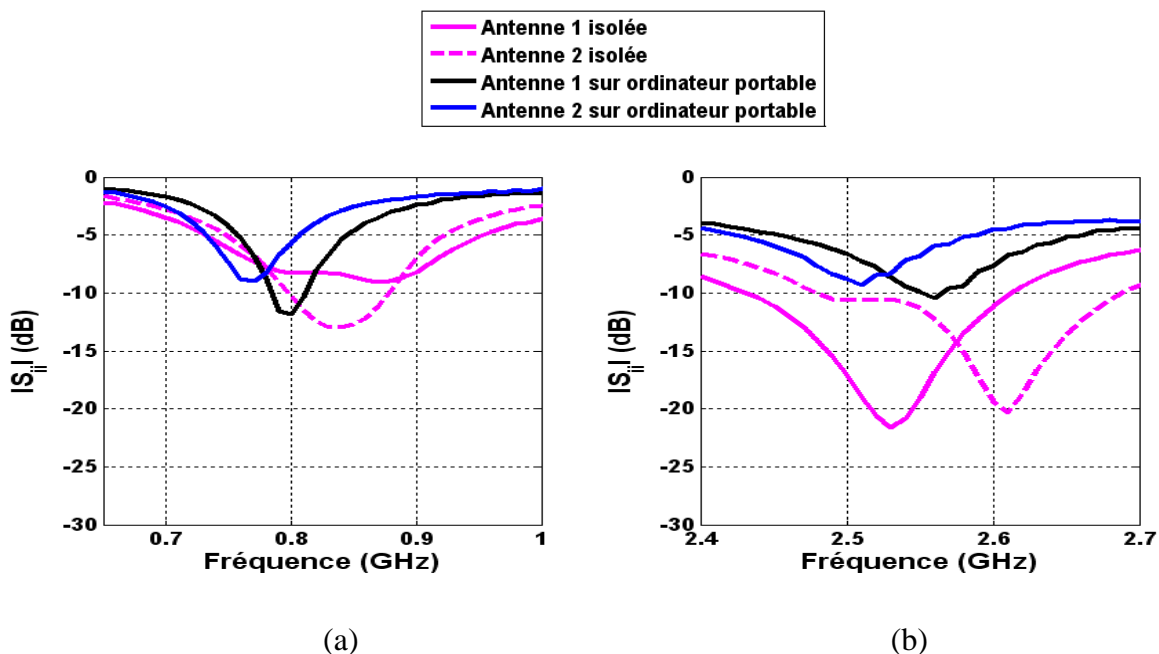


Figure 4.51 Coefficients de réflexion mesurés du système antennaire à base de IFAs en présence d'un ordinateur portable: (a) bande basse, (b) bande haute.

➤ **Effet sur le rayonnement**

La Figure 4.52 présente les rayonnements de l'antenne 1 en polarisations principale et croisée dans le plan E à 826 MHz et 2.6 GHz. Le plan E est celui qui contient le champ électrique de l'antenne 1, le plan H lui est orthogonal.

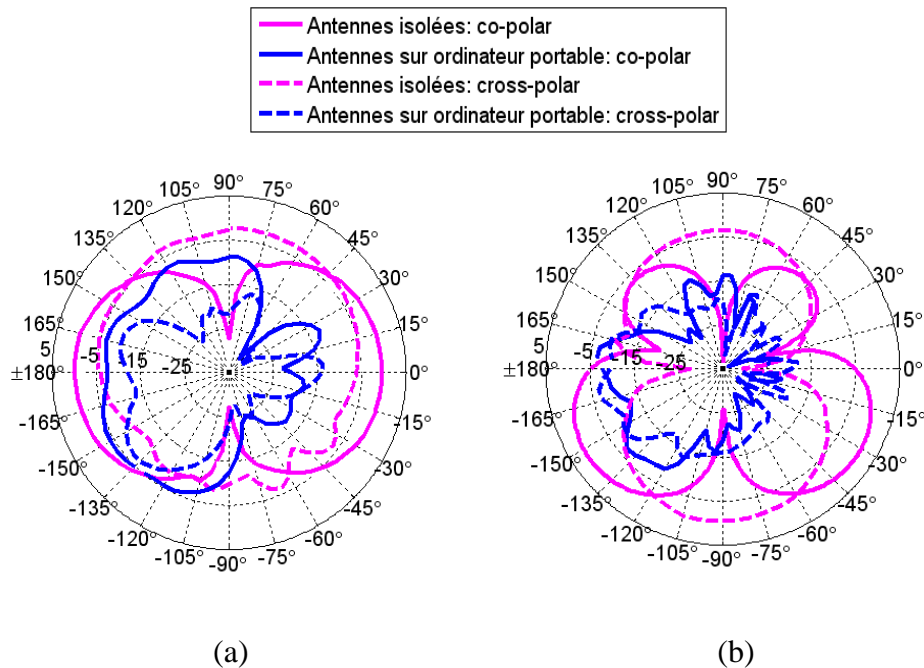


Figure 4.52: Gain réalisé mesuré de l'antenne 1 (plan E): (a) 826 MHz, (b) 2.6 GHz.

Pour la mesure du rayonnement de l'antenne 1 dans le plan H, on fait tourner l'ordinateur portable de 90°. Les rayonnements de l'antenne 1 en polarisations principale et croisée dans le plan H à 826 MHz et 2.6 GHz sont présentés sur la Figure 4.53.

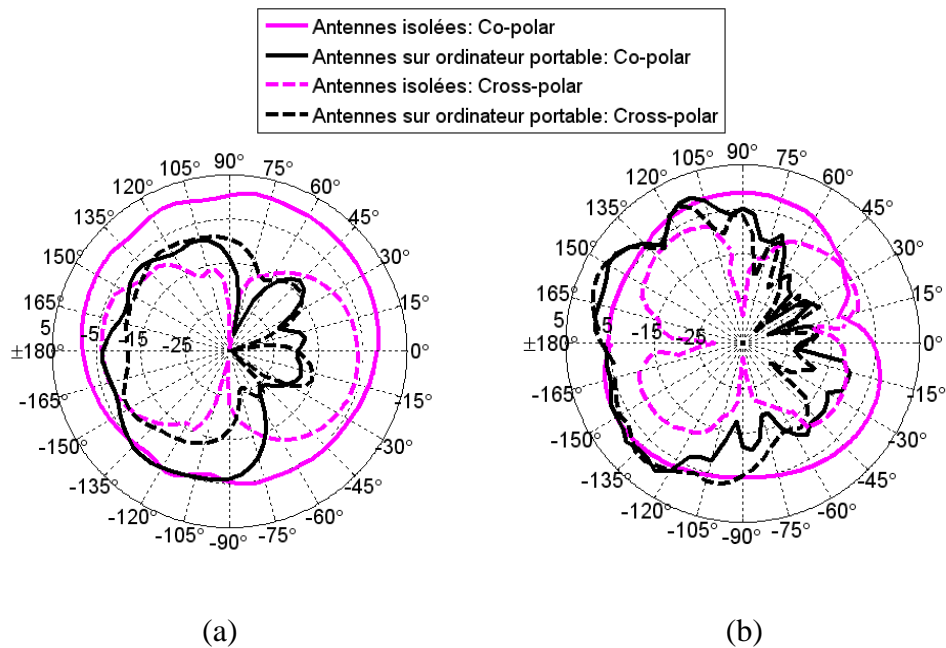


Figure 4.53: Gain réalisé mesuré de l'antenne 1 (plan H): (a) 826 MHz, (b) 2.6 GHz.

Le gain réalisé dans la direction 180° est de -5 dB à 781 MHz et -4 dB à 2.6 GHz. La polarisation croisée de l'antenne 1 dans le plan E n'est pas très élevée par rapport au cas isolé, contrairement à ce qui a été constaté pour les antennes à base de méandres. Ceci peut être expliqué par l'emplacement de l'antenne 1 qui se trouve sur le bord de l'écran (Figure 4.50). L'interaction de cette antenne avec l'écran est alors plus faible. La polarisation croisée est élevée à 2.6 GHz.

Antenne 2

La Figure 4.54 présente les rayonnements de l'antenne 2 en polarisations principale et croisée dans le plan H à 826 MHz et 2.6 GHz. Le plan H est le plan orthogonal au plan qui contient le champ électrique de l'antenne 2.

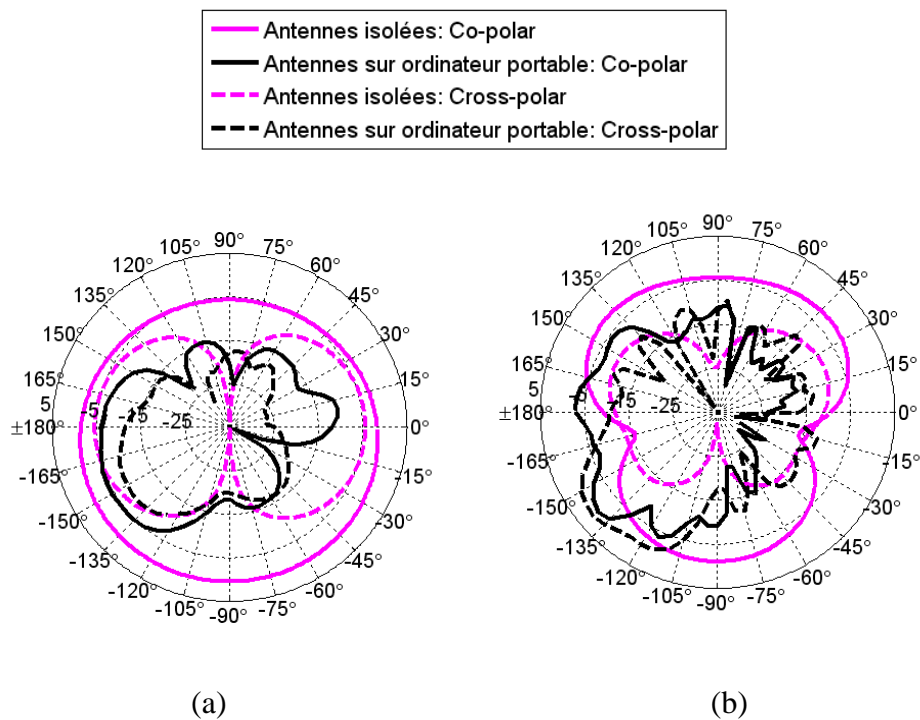


Figure 4.54: Gain réalisé mesuré de l'antenne 2 (plan H): (a) 826 MHz, (b) 2.6 GHz.

Pour la mesure du rayonnement de l'antenne 2 dans le plan E, on fait tourner l'ordinateur portable de 90° . Les rayonnements de l'antenne 2 en polarisations principale et croisée dans le plan E à 826 MHz et 2.6 GHz sont présentés sur la Figure 4.55.

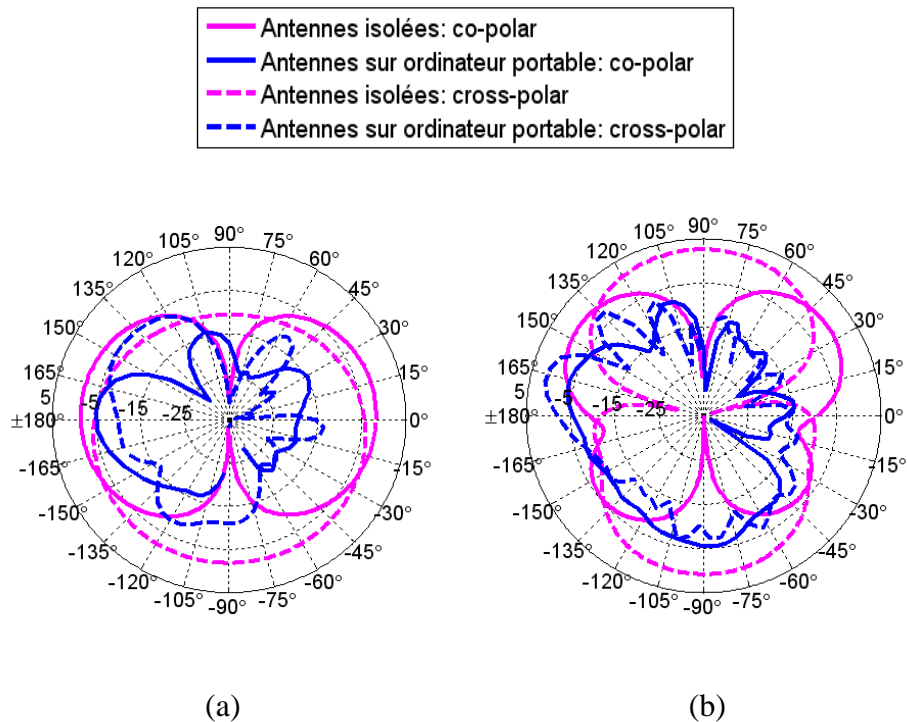


Figure 4.55 : Gain réalisé mesuré de l'antenne 2 (plan E): (a) 826 MHz, (b) 2.6 GHz.

Les rayonnements de l'antenne 2 présentent ouverture angulaire une plus étroite par rapport à l'antenne 1. L'antenne étant située au milieu de l'écran, son rayonnement se trouve perturber de manière plus importante que l'antenne 1.

Conclusion:

Toujours dans la perspective d'étudier l'influence de l'environnement proche sur les systèmes antennaires proposés, les performances de ces derniers sont évaluées en présence d'un terminal de type ordinateur portable. Cette partie est purement expérimentale. Il a été constaté que les performances des antennes sont sensibles à leurs emplacements par rapport au terminal. Le coefficient de réflexion a montré une diminution des deux largeurs de bandes pour les deux systèmes étudiés. Quant aux diagrammes de rayonnements, ils ont montré un important masquage du rayonnement arrière et une augmentation du niveau de la polarisation croisée.

4.4. Etude de la diversité

Nous présentons au sein de cette section l'apport en diversité des systèmes antennaires à base de méandres et de IFAs avec ligne de neutralisation en présence d'utilisateur. L'étude est réalisée pour deux positions des systèmes: la plus et moins favorable à la diversité (illustrées dans les parties 2.5 et 3.4). Les cas considérés sont les suivants: pour le système à base de

méandres, le cas le plus favorable est la position du système sur le plan XZ (horizontal) en environnement indoor à distribution gaussienne. Le cas le moins favorable est celui avec un angle de rotation de 45° autour de Y, en outdoor à distribution laplacienne. En ce qui concerne le système à base de IFAs, le cas le plus favorable correspond à celui avec un angle de rotation de 45° autour de Y, en indoor à distribution gaussienne et le cas le moins favorable est celui avec un angle de rotation de 90° autour de Y, en outdoor à distribution laplacienne.

Le coefficient de corrélation et le gain effectif moyen sont calculés à partir des rayonnements simulés et sont présentés dans le Tableau 4.3.

Fréquences (MHz)			isolé		main		tête		main+tête	
			790/ 826	2600	790/ 826	2600	790/ 826	2600	790/ 826	2600
Système à base de méandre	Cas favo rable	ρ	0.11	0.002	0.11	0.008	0.12	0.1	0.12	0.1
		MEG ₁ (dB)	-3.9	-2.6	-4.4	-3.2	-6.1	-5.3	-6.7	-6.3
		MEG ₂ (dB)	-3.9	-2.6	-4.1	-2.8	-5.8	-5.2	-6.5	-6.15
	Cas défav orable	ρ	0.27	0.17	0.27	0.18	0.28	0.2	0.3	0.19
		MEG ₁ (dB)	-6.8	-2.35	-7.4	-3	-9.5	-3.6	-	-4.2
		MEG ₂ (dB)	-5.4	-2.15	-1.9	-2.43	-3.2	-3.4	-4.2	-5.3
Système à base de IFAs avec ligne de neutralis ation	Cas favo rable	ρ	0.21	0.043	0.22	0.05	0.24	0.07	0.25	0.1
		MEG ₁ (dB)	-2.6	-3.2	-3.1	-3.5	-6.3	-5.6	-7.2	-7.8
		MEG ₂ (dB)	-2.6	-2.1	-3.4	-3.4	-5.7	-5.9	-7	-7.2
	Cas défav orable	ρ	0.43	0.17	0.44	0.18	0.48	0.2	0.48	0.23
		MEG ₁ (dB)	-4.2	-3.5	-4.8	-4	-6.7	-5.6	-7.4	-6.2
		MEG ₂ (dB)	-3.9	-8.8	-1.7	-9.6	-3.5	-11.3	-4.6	-11.7

Tableau 4. 3: Performances en diversité des solutions antennaires proposées en présences de quelques parties du corps

Le coefficient de corrélation d'enveloppe augmente légèrement en présence du modèle tête et main. Il atteint 0.3 dans le cas le moins favorable pour le système à base de méandres et 0.48 pour le système à base de IFAs. Dans d'autres travaux [64], les auteurs ont obtenus des signaux mieux décorrélés pour une antenne à diversité de polarisation à 900 MHz en présence de la tête que dans le cas isolé.

La dégradation du rayonnement causée par cette présence, comme montrée précédemment, conduit à de faibles valeurs de MEGs pour les deux systèmes. La raison principale est l'absorption de puissance par les parties du corps. D'autre part, un déséquilibre des puissances reçues sur chaque antenne est introduit. Par exemple, le système à base de IFAs isolé présente des MEGs égaux à 826 MHz dans le cas favorable ($MEG_1=MEG_2= -2.6$ dB). La présence de la tête a créé un déséquilibre de puissance avec un $MEG_1= -6.3$ dB et $MEG_2= -5.7$ dB. Cet écart est causé par les positions des antennes par rapport aux perturbateurs, qui ne sont pas à égale distance du modèle. La présence de la main accentue la diminution des MEGs.

En comparant les deux prototypes, on remarque qu'en présence de l'utilisateur, le système à base de méandres est plus robuste que celui à base de IFAs. En effet, si on prend les cas favorables à la diversité des deux prototypes, on s'aperçoit que les MEGs du système à base de méandres en présence de la main et de la tête sont plus élevés (-6.7 dB/ -6.5 dB à 781 MHz et -6.3 dB/ -6.15 dB à 2.6 GHz). Alors que dans le cas isolé, les MEGs étaient meilleurs pour le système à base de IFAs. La ligne de neutralisation semble sensible à la présence du corps.

En résumé, l'influence de l'utilisateur est significative sur les performances en diversité. Elle est variable selon l'interaction du système avec le perturbateur (espacement de chaque antenne par rapport au modèle, la manière dont la main entoure le système). En ce qui concerne les prototypes testés, le coefficient de corrélation vérifie un coefficient inférieur à 0.5 pour tous les cas confondus. Par conséquent, les signaux sont décorrélés contribuant à une bonne diversité.

4.5. Conclusion

Le travail contenu dans ce chapitre traite l'influence de l'environnement proche sur le comportement des systèmes proposés. L'analyse des phénomènes liés à l'interaction de deux des systèmes proposés avec le corps humain, puis l'impact d'une intégration dans un ordinateur portable ont été présentés. Une fois les systèmes caractérisés sans perturbateurs, une étude comparative de leurs interactions avec des modèles de corps humain tel que SAM, et KEVIN a été réalisée. Les résultats ont montré que l'impact se résume en trois principaux changements: variation de la bande passante, diminution du gain due aux pertes par absorption, et perte du caractère omnidirectionnel des antennes. Malgré quelques différences dans les configurations en simulation et en mesure (positionnement des systèmes par rapport

aux perturbateurs, modèles utilisés), les résultats de mesure viennent consolider et valider ceux de la simulation tant au niveau des paramètres S que des diagrammes.

Conclusion et perspectives

Les réseaux sans fil évoluant dans des milieux intérieurs et urbains tel que le LTE, imposent de nouvelles approches pour transmettre l'information. Les travaux présentés dans ce mémoire ont été focalisés sur les techniques à base d'antennes multiples car cette solution permet une augmentation du débit sans augmentation de la bande passante. Ceci constitue un avantage certain dans un contexte où la multiplication des utilisateurs et des services conduit à une saturation des bandes allouées. Cependant, la conception de systèmes à base de diversité soulève de nouveaux défis quant à leur intégration au sein de terminaux à encombrement réduit. Le travail présenté dans ce mémoire a consisté à prendre en compte conjointement les éléments déterminant les performances de communication multi-antennes et les contraintes d'intégration liés aux terminaux. Les systèmes développés fonctionnent dans deux bandes LTE: 790-862 MHz et 2.5-2.69 GHz; certains couvrent également la partie haute de la bande TVWS (TV White Space): 700-790 MHz afin d'offrir des applications de radio cognitive. Les avantages offerts par les systèmes à diversité antennaire sont conditionnés par une bonne isolation entre les éléments rayonnants. Pour atteindre cet objectif, deux approches ont été adoptées: la première utilise les techniques de découplage telles que l'insertion d'encoches ou de ligne de neutralisation; la seconde consiste en la disposition orthogonale des antennes l'une par rapport à l'autre.

Pour la première conception, la démarche a consisté à obtenir un système performant sans rechercher, dans un premier temps une forte intégration. Néanmoins, le système proposé est intégrable dans des terminaux émergeant dans le marché actuel comme les mini-tablettes, l'hybride téléphone-tablette, voire des terminaux plus grands à l'image de la tablette ou de l'ordinateur portable. Des performances très satisfaisantes en termes de bandes et d'isolation ont été atteintes.

Ensuite, nous avons proposé de privilégier la compacité du système tout en offrant des performances acceptables. Cette démarche a permis la conception de trois prototypes, dont le dernier est intégrable dans un téléphone portable.

Enfin, l'influence de la présence d'un utilisateur mais également de l'intégration dans un terminal multimédia sur les performances des systèmes ont été étudiées. Des mesures en présence de perturbateurs ainsi que des simulations ont été analysées. Les systèmes proposés présentent une certaine robustesse car les bandes de fonctionnement souhaitées ont été dans la

plupart des cas totalement ou partiellement couvertes. Les performances en diversité des dispositifs antennaires dans ces environnements ont été évaluées via le calcul de la corrélation d'enveloppe et du gain effectif moyen. En ce qui concerne les prototypes testés, le coefficient de corrélation est inférieur à 0.5 pour tous les cas étudiés. Par conséquent, les signaux sont décorrélés et apportent une bonne diversité.

Les systèmes proposés dans cette thèse se limitent à deux accès pour des raisons de complexité et de mise en œuvre. Néanmoins, des dispositifs avec un nombre d'antennes plus élevé peuvent être envisagés pour un meilleur apport en diversité.

Dans le cadre de la radio cognitive, les antennes reconfigurables peuvent être une solution intéressante offrant une certaine flexibilité aux systèmes de communication. Cette solution permettrait d'allier performances et intégration. Elle peut également être intéressante pour un fonctionnement dans la bande 470-862 MHz grâce à la commutation de fréquences. Pour ce type d'antennes, la non linéarité des composants commutables et leurs consommation énergétique doivent être prises en considération pour une utilisation fiable. Une autre solution favorisant la miniaturisation, est le co-design antenne miniature et dispositif actif d'adaptation automatique d'impédance. Des travaux de thèse ont été entamés en 2011 dans notre laboratoire. L'objectif est de réaliser une antenne de faibles dimensions qui fonctionne sur une large bande de fréquence et s'adapte grâce à un dispositif actif intégré à la variation de l'environnement. Nous pouvons mesurer l'effort qu'il reste à faire pour produire des systèmes suffisamment matures pour allier performances et intégration.

Bibliographie

- [1] UIT Télécommunications, *Global mobile-cellular subscriptions, total and per 100 inhabitants*, 2001-2011, février 2012.
- [2] [Online]. Available: <http://www.ict-sacra.eu>.
- [3] SACRA Deliverable D1.3, "SACRA system recommended definition," 2012.
- [4] A. Sibille, C. Oestges and A. Zanella, *MIMO From Theory to Implementation*, Elsevier, 2011.
- [5] A. Alexiou and M. Haardt, "Smart antenna technologies for future wireless systems: trends and challenges," *IEEE Communications Magazine*, pp. 90-97, 2004.
- [6] S. Catreux, V. Erceg and R. Heath, "Adaptive modulation and MIMO coding for broadband wireless data networks," *IEEE Communications Magazine*, pp. 108-115, 2002.
- [7] R. Compton Jr, *Adaptative antennas: concepts and performance*, Prentice Hall, 1998.
- [8] A. Boukalov and S.-G. Häggman, "Systems aspects of smart-antenna technology in cellular wireless communications -an overview," *IEEE trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 6, pp. 919-929, 2000.
- [9] T. Michalski, V. Wienstroer and R. Kronberger, "Beamforming capabilities of smart antennas on mobile terminals," *3rd European Conference on Antennas and propagation*, pp. 1608-1611, 2009.
- [10] W. Jakes, "A comparison of specific space diversity techniques for reduction of fast fading in UHF mobile radio systems," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 20, pp. 81-92, 1971.
- [11] P. Mattheijssen, M. Herben, G. Dolmas and L. Leyten, "Antenna-pattern diversity versus space diversity for use at handhelds," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 53, pp. 1035-1042, 2004.
- [12] W. Lee and Y. Yeh, "Polarization diversity for Mobile Radio," *IEEE trans. commun*, Vols. COM-20, pp. 912-923, 1972.
- [13] P. Perini and C. Holloway, "Angle and space diversity comparisons in different mobile radio environments," *IEEE Trans.on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 6, 1998.

- [14] T. Brown, "Antenna diversity for mobile terminals," Phd thesis, University of Surrey, Roy, 2002.
- [15] A. Khalegi, "Diversity techniques with parallel dipole antennas: radiation pattern analysis," *Progress In Electromagnetics Research* , vol. 64, pp. 23-42, 2006.
- [16] J. Juntunen and K. Nikoskinen, "Binomial array as a multistate phase diversity antenna," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 49, pp. 698-705, 2000.
- [17] B. Vrigneau, "Systèmes MIMO précodés optimisant la distance minimale: étude des performances et extension du nombre de voies," Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, France, 2006.
- [18] S. Haykin, *Digital communications*, New York: Wiley, 2000.
- [19] C. Oestges and B. Clerckx, *MIMO Wireless Communications: From Real-World Propagation to Space-Time Code Design*, Elsevier, 2007.
- [20] H. Bölcskei, D. Gesbert and A. Paulraj, "On the capacity of OFDM-based spatial multiplexing systems," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 50, pp. 225-234, 2002.
- [21] R. Vaughan and J. Andersen, "Antenna diversity in mobile communication," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Vols. VT-36, no. 4, pp. 149-172, 1987.
- [22] I. Salonen and P. Vainikainen, "Estimation of signal correlation in antenna arrays," in *JINA International Symposium Antennas*, Nice, France, 2002.
- [23] A. Diallo and C. Luxey, "Estimation of the diversity performance of several two-antenna systems in different propagation environments," *IEEE Antennas and Propagation International Symposium*, pp. 2642-2645, 2007.
- [24] T.-C. Tu, C.-M. Li and C.-C. Chiu, "The performance of polarization diversity schemes in outdoor microcells," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 55, pp. 175-188, 2005.
- [25] S. Dossche, S. Blanch, and J. Romeu, "Optimum antenna matching to minimise signal correlation on a two-port antenna diversity system," *Electronics Letters*, vol. 40, no. 19, pp. 1164-1165, 2004.
- [26] T. Taga, "Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 39, no. 2, pp. 117-131, 1990.
- [27] A. Diallo, "Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO," Thèse de doctorat, Université de Nice Sophia-Antipolis, 2007.

- [28] L. Chan and S. Loyka, "Impact of multipath angular distribution on performance of MIMO systems," in *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, 2004.
- [29] F. Adachi, M. Feeney, A. Williamson and J. Parsons, "Cross-correlation between the envelopes of 900 MHz signals received at a mobile radio base station site," *Proc. Inst. Elect. Eng*, vol. 133, no. 6, pp. 506-512, 1986.
- [30] K. Kalliola, K. Sulonen, H. Laitinen, O. Kivekäs, J. Krogerus and P. Vainikainen, "Angular power distribution and mean effective gain of mobile antenna in different propagation environments," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 51, no. 5, pp. 823-838, 2002.
- [31] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and design*, third edition, New York: John Wiley and Sons, 2005.
- [32] L. Chu, "Physical limitations on omni-directional antennas," *Applied Physics*, vol. 19, pp. 1163-1175, 1948.
- [33] H. A. Wheeler, "Small antennas," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vols. AP-23, pp. 462-469, 1975.
- [34] W. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, New York: Wiley, 1974.
- [35] S. Chen, Y. Wang, C. Ling and S. Chung, "A new isolation dual-antennas with miniature decoupling network design," *IEEE Antennas and Propagation International Symposium*, pp. 3125-3128, 2007.
- [36] L. Hui, L. Buon Kiong and H. Sailing, "Angle and polarization diversity in compact dual-antenna terminals with chassis excitation," *General Assembly and Scientific Symposium*, pp. 1-4, 2011.
- [37] S. Cui, Y. Liu, W. Jiang and S. Gong, "Compact dual-band monopole antennas with high port isolation," *Electronics Letters*, vol. 47, no. 10, pp. 579-580, 2011.
- [38] R. Addaci, A. Diallo, P. Le Thuc, C. Luxey and S. R, "Dual-band WLAN multi-antenna system with high isolation," *European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pp. 2478-2482, 2011.
- [39] C. Yang, Y. Yao, J. Yu and X. Chen, "Novel compact multi-band MIMO antenna for mobile terminal," *International Journal of Antennas and Propagation*, pp. 1-9, 2012.
- [40] M. Sharawi, A. Numan, M. Khan and D. Aloï, "A dual-element dual-band MIMO antenna system with enhanced isolation for mobile terminals," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 1006-1010, 2012.

- [41] D. Kwon and D. Werner, "Transformation electromagnetics: An overview of the theory and applications," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 52, pp. 24-42, 2010.
- [42] A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj and G. Kossiavas, "Study and reduction of the mutual coupling between two mobile phone PIFAs operating in the DCS1800 and UMTS bands," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 154, no. 11, pp. 3063-3074, 2006.
- [43] S. Saou-Wen, L. Cheng-Tse and C. Fa-Shian, "Printed MIMO-antenna system using neutralization-line technique for wireless USB-dongle applications," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 2, pp. 456-463, 2012.
- [44] R. Addaci, A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc and R. Staraj, "Dual-band WLAN diversity antenna system with high port-to-port isolation," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 244-247, 2012.
- [45] L. Youngki, G. Deukhyeon and C. Jaehoon, "Design of a MIMO antenna with improved isolation using MNG Metamaterial," *International Journal of Antennas and Propagation*, pp. 1-7, 2012.
- [46] K. Ge, K. Esselle and T. Bird, "Compact diversity antenna for wireless devices," *Electronics letters*, vol. 41, no. 2, 2005.
- [47] M. Sonkki, E. Antonino-Daviu, M. Ferrando-Bataller and E. Salonen, "Planar wideband polarization diversity antenna for mobile terminals," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 939-942, 2011.
- [48] L. Wen-jun, Y. Cheng and Z. Hong-bo, "Wideband planar polarization diversity antenna with high element isolation," *High Speed Intelligent Communication Forum (HSIC)*, pp. 1-4, 2012.
- [49] Z. Zhijun, L. Yue, W. Kunpeng, G. Xu, F. Zhenghe and M. Iskander, "Three designs of polarisation diversity antenna for WLAN application," *International Workshop Antenna Technology (iWAT)*, pp. 86-89, 2011.
- [50] H. Chattha, H. Yi, S. Boyce and Z. Xu, "Polarization and pattern diversity based dual feed planar inverted F antenna," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 3, pp. 1532-1539, 2012.
- [51] R. Qinjiang and W. Dong, "A compact dual port diversity antenna for Long-Term Evolution handheld devices," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 3, pp. 1319-1329, 2010.
- [52] S. Ko and R. Murch, "Compact integrated diversity antenna for wireless communications," *IEEE Trans. on Antenna and Propagation*, vol. 49, no. 6, pp. 954-960,

2001.

- [53] J. Sarrazin, Y. Mahé, S. Avrillon and S. Toutain, "Collocated microstrip antennas for MIMO systems with a low mutual coupling using mode confinement," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 2, pp. 589-592, 2010.
- [54] D. Rodrigo and L. Jofre, "Frequency and radiation pattern reconfigurability of a multi-size pixel antenna," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 5, pp. 2219-2225, 2012.
- [55] M. Adhikari and K. Warnick, "Miniature radiation pattern reconfigurable antenna for 2.4 GHz band," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APS/URSI)*, pp. 1-4, 2010.
- [56] R. Bhatti, S. Yi and S. Park, "Compact antenna array with port decoupling for LTE-standardized mobile phones," *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 1430-1433, 2009.
- [57] M. Han and J. Choi, "MIMO antenna using a decoupling network for next generation mobile application," in *proc. 9th ISCIT, Incheon, Korea*, pp. 568-571, 2009.
- [58] N. Lopez, C-J. Lee, A. Gummalla and M. Achour, "Compact metamaterial antenna array for long term evolution handset application," in *Proc. IEEE iWAT, Santa Monica, CA*, pp. 1-4, 2009.
- [59] M. Jan, D. Aloï and M. Sharawi, "A 2*1 compact dual band MIMO antenna system for wireless handheld terminals," in *Proc. IEEE RWS, Santa Clara, CA*, pp. 23-26, 2012.
- [60] G. Park, M. Kim, T. Yang, J. Byun and A. Kim, "The compact quad-band mobile handset antenna for the LTE 700 MIMO application," in *Proc. IEEE APS URSI, Charleston, SC*, pp. 1-4, 2009.
- [61] M. Han and J. Choi, "Compact multiband MIMO antenna for next generation USB dongle application," in *Proc. IEEE Antennas Propagation Society International Symposium*, pp. 1-4, 2010.
- [62] P. Vainikainen, J. Ollikainen, O. Kikevas and I. Kelder, "Resonator-based analysis of the combination of mobile handset antenna and chassis," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 10, pp. 1433-1444, 2002.
- [63] LPKF Laser & ElectronicS, *LPKF ProtoMat S100*, Wilsonville.
- [64] M. Douglas, M. Okoniewski and M. Stuchly, "A planar diversity antenna for handheld PCS devices," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 47, no. 3, pp. 747-754, 1998.

- [65] F. Quitin, C. Oestges, F. Horlin and P. De Doncker, "Multipolarized MIMO channel characteristics: Analytical study and experimental results," *IEEE Trans. on Antennas and propagation*, vol. 57, no. 9, pp. 2739-2745, 2009.
- [66] Z. Ying, T. Bolin, V. Plicanic, A. Derneryd and G. Kristensson, "Diversity antenna terminal evaluation," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2A*, pp. 375-378, 2005.
- [67] C. Chiau, "Study of the diversity antenna array for the MIMO wireless communication systems," PhD thesis, Department of Electronic Engineering Queen Mary, University of London, 2006.
- [68] Y. Yao, J. Zheng and Z. Feng, "Impact of 3D rotation on the characteristics of dual-polarized antenna systems," in *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, China, 2012.
- [69] W. Lee, M. Ko, J. Kim and Y. J. Yoon, "Analysis of the shorting pin effects on an inverted-F antenna using a equivalent model for impedance matching," *Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1-5, 2010.
- [70] R. Addaci, "Conception d'éléments rayonnants pour systèmes d'interrogation multi-antennaires en environnements de propagation difficiles et fortement bruités," Université de Nice-Sophia Antipolis, 2011.
- [71] A. Mellah, "Modélisation Statistique d'Antennes dans leurs Environnements," Thèse de doctorat, ENSTA ParisTech, Paris, 2010.
- [72] Satimo, *Upright head phantom*, 2008.
- [73] V. Hombach, K. Meier, M. Burkhardt, E. Kühn and N. Küster, "The dependence of EM energy absorption upon human head modeling at 900 MHz," *IEEE Trans. Microwave Theory Techn*, vol. 44, no. 10, pp. 1865-1873, 1996.
- [74] M. Okoniewski and M. Stuchly, "A study of the handset antenna and human body interaction," *IEEE Tran. Microwave Theory Tech*, vol. 44, no. 10, pp. 1855-1864, 1996.

Publications personnelles

Publications en revues internationales

1. L. Mouffok, A.C. Lepage, J. Sarrazin, X. Begaud, “A compact dual-band dual-port diversity antenna for LTE”, *Advanced Electromagnetics Journal*, 2012 (doi: 10.7716/aem.v1i1.42).
2. L. Mouffok, A.C. Lepage, X. Begaud, J. Sarrazin, “Compact dual-band dual-polarized antenna for Long Term Evolution applications”, *International Journal of Antennas and Propagation*, 2012.

Communications avec actes et comité de lecture

1. L. Damaj, L. Mouffok, X. Begaud, A.C. Lepage and H. Diez, “Amélioration des performances d’une antenne patch à double polarisation à l’aide d’un conducteur magnétique artificiel”, *Journées nationales Micro-ondes (JNM)*, Brest, France, Mai 2011.
2. L. Mouffok, L. Damaj, X. Begaud, A.C. Lepage and H. Diez, “Mutual coupling reduction between dual polarized microstrip patch antennas using compact spiral artificial magnetic conductor”, *European Conference on Antenna and Propagation (EuCAP)*, Rome, Italy, Avril 2011.
3. L. Mouffok, A.C. Lepage, J. Sarrazin, and X. Begaud, “A compact dual-band dual-port diversity antenna for LTE”, *Advanced Electromagnetics Symposium (AES)*, Paris, France, Avril 2012.

Autres communications

1. L. Mouffok, A.C. Lepage, X. Begaud, “Antenne compacte bi-bande à double polarisation pour les systèmes LTE”, *Journée des doctorants de l’AREMIF*, Paris, France, Avril 2011.
2. L. Mouffok, A.C. Lepage, “SACRA antenna design”, poster et démonstration lors du *Workshop* “Experimental platforms for 4G and beyond wireless systems”, Nice, France, Février 2012.

Liste des Figures

Figure 0.1: Groupes de travail du projet SACRA.	17
Figure 1.1: Diversité d'espace.	24
Figure 1.2: Diversité de polarisation.	25
Figure 1.3: Diversité de rayonnement.	26
Figure 1.4: La diversité de sélection.....	28
Figure 1.5: Estimation du gain de diversité pour différents nombres d'antenne.....	32
Figure 1.6: Illustration d'une distribution angulaire gaussienne en 3D des ondes incidentes sur un mobile.....	34
Figure 1.7: Réseau d'adaptation et de découplage pour un système bi-antennaires.	38
Figure 1.8: Découplage par contrôle du mode d'excitation du châssis: antenne monopôle plié et antenne CLL (Capacitively-Loaded Loop) imprimée	38
Figure 1.9: Découplage par deux lignes de transmission gravées sur le devant de l'antenne et deux fentes découpées dans le plan de masse	39
Figure 1.10: Découplage de deux antennes par le « cloaking».	40
Figure 1.11: Découplage par insertion d'un élément parasite d'un système antennaire bi-bandes destiné au WLAN	40
Figure 1.12: Découplage par insertion de SRR d'un système antennaire constitué de deux ILAs (Inverted L Antennas) imprimées pour le LTE	41
Figure 1.13: Deux antennes patch rapprochées sous forme de E, orientées orthogonalement et fonctionnant à 5.5 GHz	41
Figure 1.14: Combinaison entre antenne dipôle et antenne fente pour systèmes mobiles couvrant la bande 1.8-4.6 GHz	42
Figure 1.15: Antennes à double polarisation (a) technologie planaire, (b), (c) technologie volumique	43
Figure 1.16: Antennes microstrip co-localisées à quatre accès fonctionnant à 5.2 GHz.....	43
Figure 2.1: Système antennaire à un brin méandre: (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.	50
Figure 2.2: Paramètres S simulés du système à un brin méandre: (a) bande basse, (b) bande haute. ...	51
Figure 2.3: Système antennaire à un brin méandre avec suppression des coins supérieurs: (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.....	52
Figure 2.4: Distribution des courant de surface à 2.6 GHz lorsque l'accès 1 est alimenté, le second accès est chargé par 50 Ω	53
Figure 2.5: Variation des paramètres S en fonction de α pour $d_{alim}=\lambda_{01}/10$: (a) bande basse, (b) bande haute.	54
Figure 2.6: Gain réalisé 3D total ($G_{max}=1.3$ dB) à 890 MHz: (a) antenne 1, (b) antenne 2.....	55
Figure 2.7: Gain réalisé 3D total ($G_{max}= 3$ dB) à 2.65 GHz: (a) antenne 1, (b) antenne 2.	55
Figure 2.8: Gain réalisé 3D en polarisation verticale à 890 MHz: (a) antenne 1 ($G_{max}= 1.2$ dB), (b) antenne 2 ($G_{max}= 0.7$ dB).....	56
Figure 2.9: Gain réalisé 3D en polarisation horizontale à 890 MHz: (a) antenne 1($G_{max}= 0.7$ dB), (b) antenne 2 ($G_{max}= 1.2$ dB).....	56
Figure 2.10: Gain réalisé 3D en polarisation verticale à 2.65 GHz: (a) antenne 1 ($G_{max}=1.6$ dB), (b) antenne 2 ($G_{max}= 1$ dB).....	56
Figure 2.11: Gain réalisé 3D en polarisation horizontale à 2.65 GHz: (a) antenne 1 ($G_{max}= 1$ dB), (b) antenne 2 ($G_{max}= 1.6$ dB).....	57
Figure 2.12: Variation des paramètres S en fonction de d_{alim} : (a) bande basse, (b) bande haute.....	58

Figure 2.13: Variation des paramètres S en fonction de L_{gd2} : (a) bande basse (b) bande haute.....	59
Figure 2.14: Variation de l'impédance de l'antenne 1 en fonction de L_{gd2} : (a) 0.7-1.2 GHz, (b) 2.5-3 GHz.....	60
Figure 2.15 : Visualisation de l'amplitude maximale des densités de courant pour $L_{gd2}=15$ mm lorsque l'accès 1 est alimenté: (a) 822 MHz, (b) 1.07 GHz.....	60
Figure 2.16: Variation des paramètres S en fonction de W_{gd2} : (a) bande basse, (b) bande haute.....	62
Figure 2.17: Distribution des courants sur le système lorsque l'accès 1 est alimenté à la fréquence haute: (a) $W_{gd2}= 40$ mm, (b) $W_{gd2}= 60$ mm.....	62
Figure 2.18: Distribution des courants à 900 MHz lorsque l'accès 1 est alimenté.....	63
Figure 2.19: Système antenne à un brin méandre avec suppression des coins supérieurs et extension du plan de masse: (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.....	64
Figure 2.20: Variation des paramètres S en fonction de W_{gd3} pour $L_{dg3}= 17$ mm: (a) bande basse, (b) bande haute.....	65
Figure 2.21: Distribution des courants sur le système à 826 MHz lorsque l'accès 1 est alimenté: (a) sans, (b) avec extension du plan de masse ($W_{gd3}= 25$ mm).....	66
Figure 2.22: Variation des paramètres S en fonction de W_{gd3} pour $L_{dg3}= 33.5$ mm: (a) bande basse, (b) bande haute.....	67
Figure 2.23: Variation des paramètres S en fonction de W_{gd3} pour $L_{dg3}= 50$ mm: (a) bande basse, (b) bande haute.....	68
Figure 2.24: Influence de l'extension du plan de masse sur le rayonnement simulé de l'antenne 1 dans le plan XZ: (a) 872 MHz, (b) 2.49 GHz.....	69
Figure 2.25: Influence de l'extension du plan de masse sur le rayonnement simulé de l'antenne 1 dans le plan YZ: (a) 872 MHz, (b) 2.49 GHz.....	69
Figure 2.26: Système antenne à un brin méandre avec suppression des coins supérieurs, extension du plan de masse et insertion d'encoche: (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.....	71
Figure 2.27: Variation des paramètres S en fonction de L_f : (a) bande basse, (b) bande haute.....	72
Figure 2.28: Distribution des courants à 826 MHz lorsque l'accès 1 est alimenté: (a) sans encoche, (b) avec encoche ($L_f= 50$ mm et $W_f= 1.5$ mm).....	73
Figure 2.29: Distribution des courants à 2.6 GHz lorsque l'accès 1 est alimenté: (a) sans encoche, (b) avec encoche ($L_f= 50$ mm et $W_f= 1.5$ mm).....	73
Figure 2.30: Variation des paramètres S en fonction de W_f : (a) bande basse, (b) bande haute.....	74
Figure 2.31: Gain réalisé 3D total ($G_{max}=2.6$ dB) à 810 MHz: (a) antenne 1, (b) antenne 2.....	75
Figure 2.32: Gain réalisé 3D total ($G_{max}=5.4$ dB) à 2.6 GHz: (a) antenne 1, (b) antenne 2.....	75
Figure 2.33: Gain réalisé 3D en polarisation verticale à 810 MHz: (a) antenne 1 ($G_{max}= 2.2$ dB), (b) antenne 2 ($G_{max}= 1.6$ dB).....	76
Figure 2.34: Gain réalisé 3D en polarisation horizontale à 810 MHz: (a) antenne 1 ($G_{max}= 1.6$ dB), (b) antenne 2 ($G_{max}= 2.2$ dB).....	76
Figure 2.35: Gain réalisé 3D en polarisation verticale à 2.6 GHz: (a) antenne 1 ($G_{max}= 4$ dB), (b) antenne 2 ($G_{max}= 4$ dB).....	76
Figure 2.36: Gain réalisé 3D en polarisation horizontale à 2.6 GHz: (a) antenne 1 ($G_{max}= 4$ dB), (b) antenne 2 ($G_{max}= 4$ dB).....	77
Figure 2.37: Système antenne à trois brins méandres avec suppression des coins supérieurs, extension du plan de masse et insertion de l'encoche: (a) Vue de dessus, (b) vue de dessous.....	78
Figure 2.38: Comparaison des paramètres S du système avec extension du plan de masse et encoche à un et trois brins méandres: (a) bande basse, (b) bande haute.....	79

Figure 2.39: Distribution des courant de surface du système optimisé lorsque l'accès 1 est alimenté: (a) $f_1=781$ MHz, (b) $f_2= 2.6$ GHz.	79
Figure 2.40: Variation des paramètres S en fonction de L_{mea} : (a) bande basse, (b) bande haute.	80
Figure 2.41: Variation des paramètres S en fonction de W_{mea} : (a) bande basse, (b) bande haute.	81
Figure 2.42: Prototype du système antenneur bi-bandes à double polarisations à base de méandres. .	84
Figure 2.43: Paramètres S simulés et mesurés du système antenneur optimisé : (a) bande basse, (b) bande haute.	84
Figure 2.44: Comparaison des efficacités totales du système antenneur initial et celui optimisé: (a) bande basse, (b) bande haute.	85
Figure 2.45: Diagrammes de rayonnement de l'antenne 1 simulés et mesurés (dB) : (a) Plan E (plan YZ) à 781 MHz, (b) Plan H (plan XZ) à 781 MHz, (c) Plan E (plan YZ) à 2.6 GHz, (d) Plan H (Plan XZ) à 2.6 GHz.	86
Figure 2.46: Possibilités de tenir l'hybride téléphone-tablette: (a) rotation du système horizontal autour de X, (b) rotation du système vertical autour de X, (c) rotation du système autour de Y.	87
Figure 2.47: Possibilités de tenir la tablette: (a) rotation du système horizontal autour de X, (b) rotation du système vertical autour de X, (c) rotation du système autour de Y.	88
Figure 2.48: Système de coordonnées sphériques.	89
Figure 2.49: Distribution des angles d'arrivée des ondes incidentes sur les antennes dans le plan XZ.	90
Figure 2.50: Première configuration: rotation du système autour de X.	90
Figure 2.51: Effet de la rotation des antennes autour de X sur le coefficient de corrélation: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	91
Figure 2.52: Illustration du champ incident sur le système antenneur avec une rotation de 0° pour un XPD de 5 dB.	92
Figure 2.53: Illustration du champ incident sur le système antenneur avec une rotation de 0° pour un XPD de 1 dB.	92
Figure 2.54: Diagrammes de rayonnement sur le plan XZ (dB) des composantes E_θ et E_ϕ pour la position initiale: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	93
Figure 2.55: Illustration du champ incident sur le système antenneur avec une rotation de 90° pour un XPD de 5 dB.	94
Figure 2.56: Illustration du champ incident sur le système antenneur avec une rotation de 90° pour un XPD de 1 dB.	94
Figure 2.57: Effet de la rotation des antennes autour de X sur le gain effectif moyen: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	95
Figure 2.58: Effet de la rotation des antennes autour de X sur le rapport des gains effectifs moyens: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	95
Figure 2.59: Diagrammes de rayonnement sur le plan XZ (dB) des composantes E_θ et E_ϕ pour une rotation de 90° : (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	97
Figure 2.60: Deuxième configuration: rotation du système autour de X.	97
Figure 2.61: Effet de la rotation des antennes autour de X sur le coefficient de corrélation: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	98
Figure 2.62: Diagrammes de rayonnement sur le plan XZ (dB) des composantes E_θ et E_ϕ pour la position initiale: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	99
Figure 2.63: Effet de la rotation des antennes autour de X sur le gain effectif moye: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	100
Figure 2.64: Effet de la rotation des antennes autour de X sur le rapport des gains effectifs moyens: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	100

Figure 2.65: Diagrammes de rayonnement sur le plan XZ (dB) des composantes E_θ et E_ϕ pour une rotation de 45° : (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	102
Figure 2.66: Diagrammes de rayonnement sur le plan XZ (dB) des composantes E_θ et E_ϕ pour une rotation de 90° : (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	102
Figure 2.67: Troisième configuration: rotation du système autour de Y.....	103
Figure 2.68: Effet de la rotation des antennes autour de Y sur le coefficient de corrélation: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.....	104
Figure 2.69: Illustration du champ incident sur le système antenne avec une rotation de 45° pour un XPD de 5 dB.	104
Figure 2.70: Illustration du champ incident sur le système antenne avec une rotation de 45° pour un XPD de 1 dB.	105
Figure 2.71: Effet de la rotation des antennes autour de Y sur le gain effectif moyen: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	106
Figure 2.72: Effet de la rotation des antennes autour de Y sur le rapport des gains effectifs moyens: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.....	106
Figure 2.73: Diagrammes de rayonnement sur le plan XZ (dB) des composantes E_θ et E_ϕ pour une rotation de 45° : (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	107
Figure 2.74: Diagrammes de rayonnement sur le plan XZ (dB) des composantes E_θ et E_ϕ pour une rotation de 135° : (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	107
Figure 3.1: Géométrie de l'antenne.	110
Figure 3.2: Géométrie et dimensions des monopôles.....	110
Figure 3.3: Module du coefficient de réflexion et impédance d'entrée de l'antenne normalisée sur 50Ω , entre 0.5 et 3 GHz.	111
Figure 3.4: Distribution des courants surfaciques sur l'antenne: (a) 798 MHz, (b) 2.69 GHz.....	111
Figure 3.5: Module du coefficient de réflexion et impédance d'entrée de l'antenne normalisée sur 50Ω , entre 0.5 et 3 GHz, en fonction de w_2 pour $w_1=1.2$ mm.	112
Figure 3.6: Module du coefficient de réflexion et impédance d'entrée de l'antenne normalisée sur 50Ω , entre 0.5 et 3 GHz, en fonction de w_1 pour $w_2=1.2$ mm.	113
Figure 3.7: Variation du coefficient de réflexion en fonction de h_1 et h_2 : (a) bande basse, (b) bande haute.	114
Figure 3.8: Impédance d'entrée de l'antenne normalisée sur 50Ω , entre 0.5 et 3 GHz, pour $h_1=20$ mm, $h_2=5$ mm.	115
Figure 3.9: Evolution de l'impédance d'entrée dans la bande 700 MHz - 2.7 GHz pour les trois configurations.....	116
Figure 3.10: Module du coefficient de réflexion $ S_{11} $ avec et sans retour à la masse: (a) bande basse, (b) bande haute.	117
Figure 3.11: Géométrie et dimensions des monopôles avec le retour à la masse.....	117
Figure 3.12: Variation du coefficient de réflexion en fonction de d_2 avec $d_1=1$ mm : (a) bande basse, (b) bande haute.	118
Figure 3.13: Variation du coefficient de réflexion en fonction de d_2 avec $d_1=4$ mm : (a) bande basse, (b) bande haute.	118
Figure 3.14: Positions du système antenne à base de IFAs bi-bandes: (a) configuration 1, (b) configuration 2, (c) configuration 3.	120
Figure 3.15: Paramètres S pour les différentes positions des antennes IFAs : (a) bande basse, (b) bande haute.	121

Figure 3.16: Gain réalisé 3D à 826 MHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=1.1$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=1.1$ dB).	122
Figure 3.17: Gain réalisé 3D à 2.6 GHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=3.7$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=3.7$ dB).	122
Figure 3.18: Gain réalisé 3D en polarisation verticale à 826 MHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=1$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=-0.33$ dB).	123
Figure 3.19: Gain réalisé 3D en polarisation horizontale à 826 MHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=-0.33$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=1$ dB).	123
Figure 3.20: Gain réalisé 3D en polarisation verticale à 2.6 MHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=3.2$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=3.2$ dB).	123
Figure 3.21: Gain réalisé 3D en polarisation horizontale à 2.6 GHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=3.2$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=3.2$ dB).	124
Figure 3.22: Prototype du système antenne bi-bandes, à double polarisations à base de IFAs: (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.	125
Figure 3.23: Paramètres S simulés et mesurés du système antenne: (a) bande basse, (b) bande haute.	125
Figure 3.24: Diagrammes de rayonnement de l'antenne 1 simulés et mesurés (dB): (a) Plan E (plan YZ) à 826 MHz, (b) Plan H (plan XZ) à 826 MHz, (c) Plan E (plan YZ) à 2.6 GHz, (d) Plan H (Plan XZ) à 2.6 GHz.	126
Figure 3.25: Système bi-bandes à diversité à base d'antennes IFAs avec ligne de neutralisation.	127
Figure 3.26: Variation du module du coefficient de réflexion $ S_{11} $ en fonction de l_{neutr} et L_{neutr} : (a) bande basse, (b) bande haute.	129
Figure 3.27: Variation du paramètre $ S_{22} $ en fonction de l_{neutr} et L_{neutr} : (a) bande basse, (b) bande haute.	129
Figure 3.28: Variation du paramètre $ S_{21} $ en fonction de l_{neutr} et L_{neutr} : (a) bande basse, (b) bande haute.	129
Figure 3.29: Evolution du module du coefficient de réflexion $ S_{11} $ en fonction de l_{neutr} et L_{neutr} : (a) 770-862 MHz, (b) 2.5-2.69 GHz.	131
Figure 3.30 : Variation du module du coefficient de réflexion $ S_{11} $ en fonction de w_{neutr} : (a) bande basse, (b) bande haute.	132
Figure 3.31: Variation du module du coefficient de réflexion $ S_{22} $ en fonction de w_{neutr} : (a) bande basse, (b) bande haute.	132
Figure 3.32: Variation du module du coefficient de transmission $ S_{21} $ en fonction de w_{neutr} : (a) bande basse, (b) bande haute.	132
Figure 3.33: Distribution des courants surfaciques sur les systèmes antenne à 826 MHz lorsque l'accès 1 est alimenté: (a) sans, (b) avec ligne de neutralisation.	133
Figure 3.34: Gain réalisé 3D total à 826 MHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=1.6$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=1.6$ dB).	134
Figure 3.35: Gain réalisé 3D total à 2.6 GHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=3.3$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=3.3$ dB).	134
Figure 3.36 : Gain réalisé 3D en polarisation verticale à 826 MHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=1.4$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=-0.1$ dB).	135
Figure 3.37: Gain réalisé 3D en polarisation horizontale à 826 MHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=0.2$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=1.2$ dB).	135
Figure 3.38: Gain réalisé 3D en polarisation verticale à 2.6 GHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}=2.8$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=2.8$ dB).	135

Figure 3.39: Gain réalisé 3D en polarisation horizontale à 2.6 GHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}= 2.8$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}= 2.8$ dB).....	136
Figure 3.40: Prototype du système antenne à base de IFAs bi-bandes, bi-polarisation.	137
Figure 3.41: Paramètres $ S_{ii} $ simulés et mesurés du système antenne optimisé: (a) bande basse, (b) bande haute.....	138
Figure 3.42: Paramètres $ S_{21} $ simulés et mesurés du système antenne optimisé: (a) bande basse, (b) bande haute.....	138
Figure 3.43: Efficacités totales simulées du système antenne à base de IFAs avec ligne de neutralisation: (a) bande basse, (b) bande haute.....	139
Figure 3.44: Diagrammes de rayonnement de l'antenne 1 simulés et mesurés (dB): (a) Plan E (plan YZ) à 826 MHz, (b) Plan H (plan XZ) à 826 MHz, (c) Plan E (plan YZ) à 2.6 GHz, (d) Plan H (Plan XZ) à 2.6 GHz.....	140
Figure 3.45: Système bi-bandes à diversité à base d'antennes IFAs destiné aux téléphones mobiles: (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.	141
Figure 3.46: Paramètres $ S_{ij} $ simulés du système antenne à IFA pliée: (a) bande basse, (b) bande haute.	142
Figure 3.47: Distribution des courants sur le système à base de IFAs à 826 MHz: (a) alimentée par l'accès 1, (b) alimenté par l'accès 2.	142
Figure 3.48: Système bi-bandes à diversité à base d'antennes IFAs avec ligne de neutralisation: (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.	143
Figure 3.49: Prototype du système avec ligne de neutralisation: (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.	144
Figure 3.50: Paramètres $ S_{ij} $ simulés et mesurés du système antenne à base de IFA pliée avec ligne de neutralisation: (a) bande basse, (b) bande haute.	144
Figure 3.51: Distribution des courants sur le système à base de IFAs avec ligne de neutralisation à 826 MHz: (a) alimenté par l'accès 1, (b) alimenté par l'accès 2.	145
Figure 3.52: Distribution des courants sur le système à base de IFA avec ligne de neutralisation à 2.6 GHz: (a) alimenté par l'accès 1, (b) alimenté par l'accès 2.	146
Figure 3.53 : Gain réalisé 3D total à 826 MHz: (a) antenne 1($G_{\max}=1.8$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=0.7$ dB).....	147
Figure 3.54: Gain réalisé 3D total à 2.6 GHz: (a) antenne 1($G_{\max}=4.5$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}=3.2$ dB).....	147
Figure 3.55: Gain réalisé 3D en polarisation verticale à 826 MHz : (a) antenne 1 ($G_{\max}= 1.7$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}= 0.57$ dB).....	148
Figure 3.56: Gain réalisé 3D en polarisation horizontale à 826 MHz : (a) antenne 1 ($G_{\max}= 0.12$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}= -0.5$ dB).....	148
Figure 3.57 : Gain réalisé 3D en polarisation verticale à 2.6 GHz: (a) antenne 1 ($G_{\max}= 3.9$ dB), (b) antenne 2 ($G_{\max}= 2.6$ dB).....	148
Figure 3.58: Gain réalisé 3D en polarisation horizontale à 2.6 GHz: (a) antenne 1($G_{\max}= 3.1$ dB), (b) antenne 2($G_{\max}= 1.4$ dB).....	149
Figure 3.59: Diagrammes de rayonnement (dB) à 826 MHz dans le plan XZ ($\varphi=0^\circ$): (a) antenne 1, (b) antenne 2.	150
Figure 3.60: Diagrammes de rayonnement simulés (dB) à 826 MHz dans le plan YZ ($\varphi=90^\circ$): (a) antenne 1, (b) antenne 2.	150
Figure 3.61 : Diagrammes de rayonnement simulés (dB) à 2.6 GHz dans le plan XZ ($\varphi=0^\circ$): (a) antenne 1, (b) antenne 2.	151

Figure 3.62: Diagrammes de rayonnement simulés (dB) à 2.6 GHz dans le plan YZ ($\varphi=90^\circ$): (a) antenne 1, (b) antenne 2.	151
Figure 3.63: Distribution des angles d'arrivée des ondes incidentes sur les antennes dans le plan XZ.	153
Figure 3.64: Première configuration: rotation du système autour de X.	153
Figure 3.65: Effet de la rotation des antennes autour de X sur le coefficient de corrélation: (a) $f_1=826$ MHz, (b) $f_2= 2.6$ GHz.....	154
Figure 3.66: Effet de la rotation des antennes autour de X sur le gain effectif moyen: (a) $f_1= 826$ MHz, (b) $f_2= 2.6$ GHz.....	155
Figure 3.67: Effet de la rotation des antennes autour de X sur le rapport des gains effectifs moyens: (a) $f_1=826$ MHz, $f_2= 2.6$ GHz.	155
Figure 3.68: Illustration du champ incident sur le système antenne avec une rotation de 0° pour un XPD de 5 dB.	156
Figure 3.69: Illustration du champ incident sur le système antenne avec une rotation de 0° pour un XPD de 1 dB.	156
Figure 3.70: Diagrammes de rayonnement sur le plan XZ (dB) des composantes E_θ et E_φ pour la position initiale: (a) $f_1=826$ MHz, (b) $f_2=2.6$ GHz.	158
Figure 3.71: Diagrammes de rayonnement sur le plan XZ (dB) des composantes E_θ et E_φ pour une rotation de 45° : (a) $f_1=826$ MHz, (b) $f_2=2.6$ GHz.....	158
Figure 3.72: Diagrammes de rayonnement sur le plan XZ (dB) des composantes E_θ et E_φ pour une rotation de 90° : (a) $f_1=826$ MHz, (b) $f_2=2.6$ GHz.....	159
Figure 3.73: Illustration du champ incident sur le système antenne avec une rotation de 90° pour un XPD de 5 dB.	159
Figure 3.74: Illustration du champ incident sur le système antenne avec une rotation de 90° pour un XPD de 1 dB.	160
Figure 3.75: Deuxième configuration: rotation du système autour de Y.	160
Figure 3.76: Effet de la rotation des antennes autour de Y sur le coefficient de corrélation: (a) $f_1=826$ MHz, $f_2= 2.6$ GHz.	161
Figure 3.77: Effet de la rotation des antennes autour de Y sur le gain effectif moyen: (a) $f_1=826$ MHz, $f_2= 2.6$ GHz.	161
Figure 3.78: Effet de la rotation des antennes autour de Y sur le rapport des gains effectifs moyens: (a) $f_1=826$ MHz, $f_2= 2.6$ GHz.	162
Figure 3.79: Illustration du champ incident sur le système antenne avec une rotation de 45° pour un XPD de 5 dB.	162
Figure 3.80: Illustration du champ incident sur le système antenne avec une rotation de 45° pour un XPD de 1 dB.	163
Figure 3.81: Diagrammes de rayonnement sur le plan XZ (dB) des composantes E_θ et E_φ pour une rotation de 45° : (a) $f_1=826$ MHz, (b) $f_2=2.6$ GHz.....	164
Figure 4.1: Utilisateur en présence de l'hybride tablette-téléphone (Galaxy Note: $147\times 83\times 9.7$ mm ³).	167
Figure 4.2: Propriétés diélectriques des tissus humains en fonction de la fréquence: (a) permittivité relative, (b) conductivité (S/m)	169
Figure 4.3: Positionnement du système antenne par rapport à la tête.	171
Figure 4.4: Positionnement du système antenne à base de méandres en présence de la tête ($E = 5$ mm, $O = 0^\circ$, $I = 20^\circ$): (a) vue de profil, (b) vue de derrière.	171

Figure 4.5: Variation du coefficient de réflexion mesuré en fonction de E et O: (a) bande basse, (b) bande haute.....	172
Figure 4.6: Variation du gain réalisé simulé sur le plan XOY ($\theta=90^\circ$) en fonction de E à 781 MHz: (a) antenne 1, (b) antenne 2.	173
Figure 4.7: Variation du gain réalisé simulé sur le plan XOY ($\theta=90^\circ$) en fonction de E à 2.6 GHz: (a) antenne 1, (b) antenne 2.	174
Figure 4.8: Environnement de mesure du système antennaire à base de méandres en présence de la tête.	175
Figure 4.9: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 1 en polarisation principale en fonction de E: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	175
Figure 4.10: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 1 en polarisation croisée en fonction de E: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	176
Figure 4.11: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 2 en polarisation principale en fonction de E: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.....	176
Figure 4.12: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 2 en polarisation croisée en fonction de E: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	177
Figure 4.13: Variation du gain réalisé simulé sur le plan XOY ($\theta=90^\circ$) en fonction de O à 781 MHz: (a) antenne 1, (b) antenne 2.	178
Figure 4.14: Variation du gain réalisé simulé sur le plan XOY ($\theta=90^\circ$) en fonction de O à 2.6 GHz: (a) antenne 1, (b) antenne 2.	178
Figure 4.15: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 1 en polarisation principale en fonction de O: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	179
Figure 4.16: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 1 en polarisation croisée en fonction de O: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	179
Figure 4.17: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 2: polarisation principale en fonction de O: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	180
Figure 4.18: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 2: polarisation croisée en fonction de O: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.....	180
Figure 4.19: Variation de l'angle d'inclinaison I par rapport à la tête.	181
Figure 4.20: Variation du coefficient de réflexion mesuré en fonction de I: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	181
Figure 4.21: Variation du gain réalisé simulé sur le plan XOY ($\theta=90^\circ$) en fonction de I à 781 MHz: (a) antenne 1, (b) antenne 2.	182
Figure 4.22: Variation du gain réalisé simulé sur le plan XOY ($\theta=90^\circ$) en fonction de I à 2.6 GHz: (a) antenne 1, (b) antenne 2.	183
Figure 4.23: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 1 en polarisation principale en fonction de I: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.....	183
Figure 4.24: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 1: polarisation croisée en fonction de I: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.....	184
Figure 4.25: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 2: polarisation principale en fonction de I: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	184
Figure 4.26: Variation du gain réalisé mesuré de l'antenne 2: polarisation croisée en fonction de I: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.....	185
Figure 4.27: Géométrie de l'antenne.	186
Figure 4.28: Variation de l'impédance d'entrée d'une seule antenne IFA en fonction de E avec une impédance de normalisation de 50 Ω : (a) 790-862 MHz, (b) 2.5-2.69 GHz.....	187

Figure 4.29: Variation de l'impédance d'entrée d'une seule antenne ILA en fonction de l'espacement avec une impédance de normalisation de 50 Ω : (a) 790-862 MHz, (b) 2.5-2.69 GHz.....	187
Figure 4.30: Evolution de la partie résistive et inductive apportée par la tête en fonction de l'espacement pour l'antenne IFA sans retour à la masse dans la bande 790-862 MHz : (a) R_T , (b) L_T	188
Figure 4.31: Configuration de mesure des coefficients de réflexions et des digrammes de rayonnement.	189
Figure 4.32: Positionnement du système antennaire à base de méandres en présence de KEVIN et de la main.	190
Figure 4.33: Coefficients de réflexion mesurés du système antennaire à base de méandres seul, et en présence de perturbateurs: (a) bande basse, (b) bande haute.....	190
Figure 4.34: Gain réalisé mesuré de l'antenne 1 (horizontale) en polarisation principale: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.....	191
Figure 4.35: Gain réalisé mesuré de l'antenne 1 (horizontale) en polarisation croisée: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	192
Figure 4.36: Gain réalisé mesuré de l'antenne 2 (verticale) en polarisation principale: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	192
Figure 4.37: Gain réalisé mesuré de l'antenne 2 (verticale) en polarisation croisée: (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	193
Figure 4.38: Positionnement du système antennaire à base de IFAs avec ligne de neutralisation en présence de KEVIN: (a) sans la main, (b) avec la main.	194
Figure 4.39: Coefficients de réflexion mesurés du système antennaire à base de IFAs avec ligne de neutralisation, en présence de perturbateurs: (a) bande basse, (b) bande haute.	194
Figure 4.40: Gain réalisé mesuré de l'antenne 1 (verticale) en polarisation principale: (a) 826 MHz, (b) 2.6 GHz.	195
Figure 4.41: Gain réalisé mesuré de l'antenne 1 (verticale) en polarisation croisée: (a) 826 MHz, (b) 2.6 GHz.	196
Figure 4.42: Gain réalisé mesuré de l'antenne 2 (horizontale) en polarisation principale: (a) 826 MHz, (b) 2.6 GHz.....	196
Figure 4.43: Gain réalisé mesuré de l'antenne 2 (horizontale) en polarisation croisée: (a) 826 MHz, (b) 2.6 GHz.	197
Figure 4.44: Positionnement du système antennaire à base de méandres sur un ordinateur portable.	199
Figure 4.45: Coefficients de réflexion mesurés du système antennaire à base de méandres en présence d'un ordinateur portable: (a) bande basse, (b) bande haute.....	200
Figure 4.46: Gain réalisé mesuré de l'antenne 1 (plan E): (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	201
Figure 4.47: Gain réalisé mesuré de l'antenne 1 (plan H): (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	201
Figure 4.48: Gain réalisé mesuré de l'antenne 2 (plan H): (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	202
Figure 4.49: Gain réalisé mesuré de l'antenne 2 (plan E): (a) 781 MHz, (b) 2.6 GHz.	203
Figure 4.50 : Positionnement du système antennaire à base de IFAs sur un ordinateur portable.	204
Figure 4.51 Coefficients de réflexion mesurés du système antennaire à base de IFAs en présence d'un ordinateur portable: (a) bande basse, (b) bande haute.	204
Figure 4.52: Gain réalisé mesuré de l'antenne 1 (plan E): (a) 826 MHz, (b) 2.6 GHz.	205
Figure 4.53: Gain réalisé mesuré de l'antenne 1 (plan H): (a) 826 MHz, (b) 2.6 GHz.	205
Figure 4.54: Gain réalisé mesuré de l'antenne 2 (plan H): (a) 826 MHz, (b) 2.6 GHz.	206
Figure 4.55 : Gain réalisé mesuré de l'antenne 2 (plan E): (a) 826 MHz, (b) 2.6 GHz.	207

Annexe

Un extrait du livrable D 1.3 "SACRA system recommended definition" [3] est présenté ci-dessous.

1 SACRA overview

1.1 SACRA scenario and use cases

The regulation in several European countries is currently attributing the 800 MHz (790 to 862 MHz) band, also called Digital Dividend, to radio mobile communications (LTE and following) and considers a joint license to operators with the 2.6 GHz (2.5 to 2.69 GHz) band. The initial intent is to have a full coverage using the lower band for large coverage, typically for rural areas, while the 2.6 GHz band would be used in high density areas.

Such a static use of the two bands may appear inefficient in some conditions, depending on the traffic load, the propagation environment and the terminal positions. Thus SACRA develops the means to exploit jointly and simultaneously these licensed bands with optimization of the network operating parameters to take into account instantaneous conditions, especially the environment, the system state or the communication needs.

Besides SACRA goes further in the exploitation of the UHF band by performing, when relevant, a secondary use of the spectrum in the TV white spaces until 470 MHz. Combined with the dynamic features provided to the network, the joint management of the resources in the 2.6 GHz, 800 MHz and TVWS bands will provide some gains in terms of spectrum efficiency and occupancy, energy efficiency...

In this context, SACRA designed enabling techniques for multi-band cognitive operation as illustrated on Figure 1. This includes the investigation of dynamic resource allocation strategies based on the development of optimized radio resource management mechanisms and the derivation of advanced sensing and classification techniques, combined to the design of the advanced software and hardware components required to build a SACRA terminal.

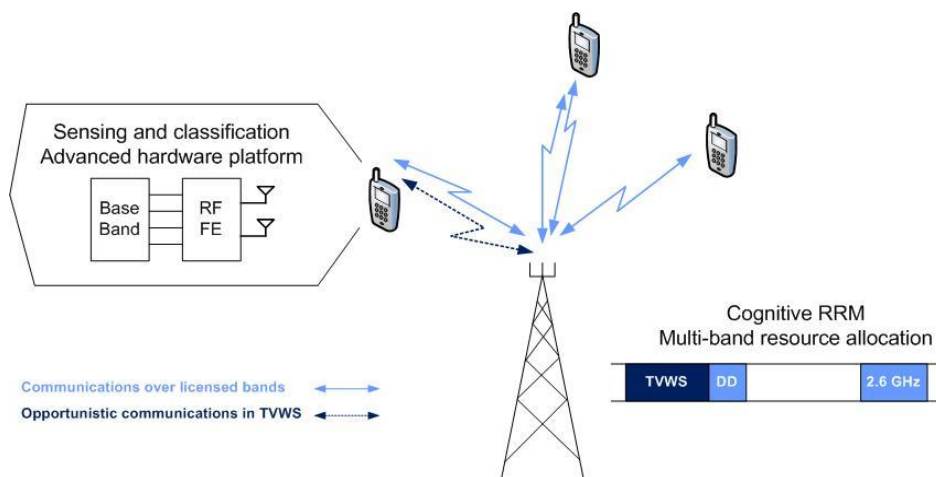


Figure 1: SACRA scenario

Based on this general framework, use cases of interest for SACRA have been selected in D1.1 [1] for their interest considering the current standardisation context, the technical challenges to be addressed, and their commercial potential which has been further investigated in D1.2. They are briefly reminded in the following.

1.1.1 Spectrum aggregation

In 3GPP Release 8/9, various carriers' bandwidths of 1.4, 3, 5, 10, 15 and 20 MHz are supported. 3GPP release 10 is introducing carrier aggregation which is the feature to expand the bandwidth delivered to a user terminal thanks to the aggregation of different bandwidths in multiple carriers. It allows aggregating two and up to 5 component carriers (CC) in the DL and UL between the E-UTRAN Node B (eNB) and the user equipment (UE). This aggregation mechanism will provide up to 100 MHz bandwidth.

SACRA extends the concept of spectrum aggregation defined in the release 10 of 3GPP LTE-Advanced standard by considering a system able to manage the aggregation of:

- the licensed spectrum in the 2.6 GHz and in the digital dividend bands;
- the available spectrum in the TV white spaces band.

Operating in the TVWS will improve the throughput experienced by the users of a given cell, in particular at the border of the cell, provided that the network has the capability to detect and protect the incumbent users from a noticeable degradation of their QoS.

The second main differentiator of the SACRA spectrum aggregation use case compared to the current status of the LTE-A standard is the dynamic selection of the licensed/unlicensed spectrum to optimize the use of the spectrum in relation to the user needs. The resource managers of the eNodeB make this dynamic selection and perform the spectrum aggregation using some knowledge on the characteristics (capacity, range ...) of the channels of interest: the licensed ones and the available ones for an opportunistic use in the TVWS. Each eNodeB performs individually these operations in the case of intra-cell spectrum aggregation, but the eNodeB can also cooperate to better serve the users thanks to inter-cell spectrum aggregation, as illustrated in Figure 2.

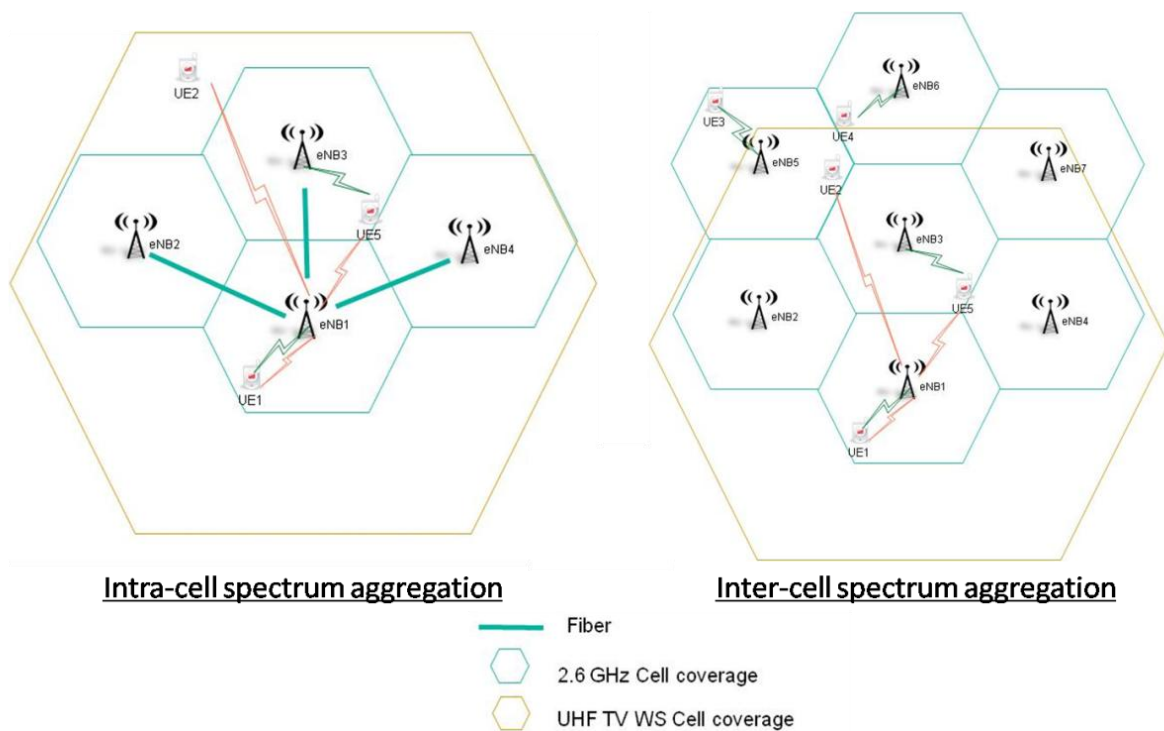


Figure 2: Examples of spectrum aggregation deployment

Intra-cell spectrum aggregation relies on the concept of an upgraded eNodeB using carrier components in both licensed and TVWS bands:

- to provide an higher throughput to the users nearby the eNodeB,
- to allocate new resources, in the TVWS, to users at the cell edge or beyond, which suffer from a bad QoS in the licensed band,
- to manage more efficiently the load of the cell thanks to the flexibility in the management of the resources.

In the case of inter-cell spectrum aggregation, which can be applied to co-located or distant cells, i.e. to two sectors or eNodeBs, a terminal connected to a first eNodeB over a licensed carrier may also communicate simultaneously with a second one using additional resources in the TVWS, in order to get a better throughput. This mechanism of inter-cell spectrum aggregation also provides new degrees of freedom in the management of the load of the network.

1.1.2 Cognitive relaying

Users lying closer to the cell edges suffer from performance degradation due to two reasons, they not only receive weak signal power as compared to the users lying closer to the BS due to path loss effects, but also receive the strongest interference from neighbouring cells due to their proximity. In such cases, relays could be deployed at the cell edges to provide reasonable service to cell edge users. On the other hand, the relays can be used as a means to increase the cell coverage. These relays could also be deployed in the areas where a better quality of service is required for users.

Two types of relay are considered in SACRA.

Conventional relays using a different frequency band

The network deploys L3 relay nodes to improve its radio coverage in indoor or shadowing areas. This use case enhances the basic LTE-advanced use-case by applying to relays an operating frequency band different than for the donor cell. Thus, the network jointly manages the two frequency bands for allocating resources to terminals with less complexity in interference control process.

Cognitive Relays with Intelligent Processing

In this case, relays coexist with the main network in the same frequency bands (one user in relay area may use the same frequency as one user in main network), as illustrated on Figure 3. The BS and relay are connected over the air. Relay performs cognitive operation meaning that it is doing sensing and resource planning for its own users. Relay is aware of transactions on the main network and takes this information into account for resource planning.

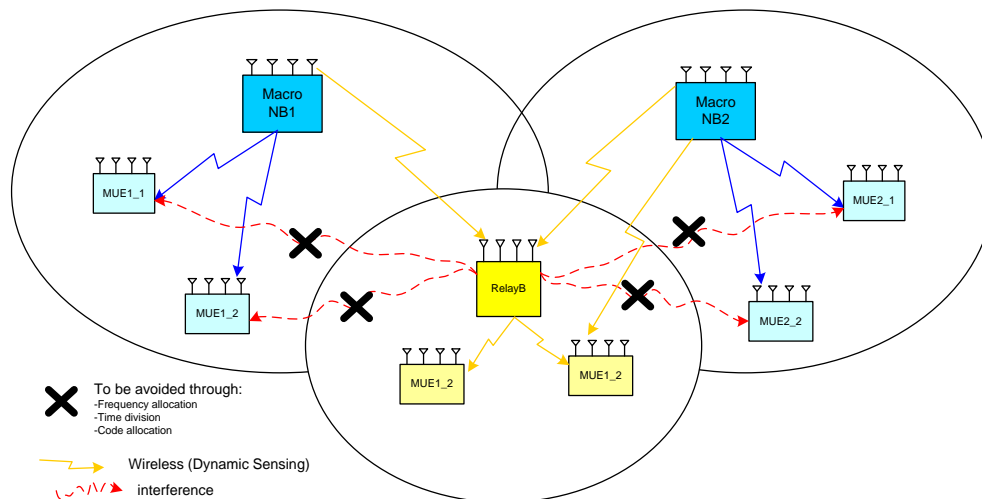


Figure 3: Cognitive relaying with coexistence mechanisms

1.1.3 Broadband access around home

Very high data rates can be provided to the users around femto base stations (BSs). These femto BSs can be further deployed in the areas where users suffer from bad coverage conditions or severe shadowing. Although femto BSs are being standardised in 3GPP LTE-Advanced, SACRA considers them at a very different and dynamic level where femto BSs and home BSs sense the frequency and/or spatial “holes” in the spectrum and transmit over those “holes”. In SACRA another significant step compared to current 3GPP standardisation is the possibility of co-coordinated transmission where macro and home BS join hands to provide high data rates to the users. This use case is illustrated on Figure 4.

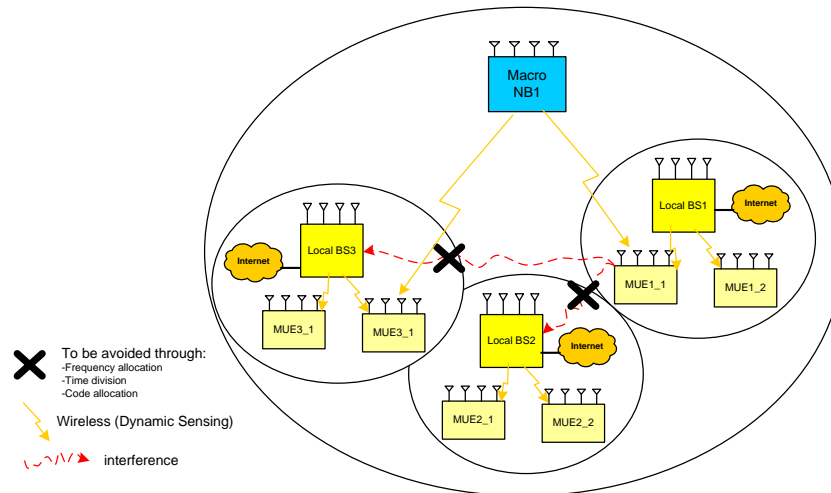


Figure 4: Broadband access around home

Femto cells may provide performance enhancement in two scenarios:

1. Deployment in non or badly covered areas.
2. Deployment of femtocells in already covered areas to enhance the users' throughput.

It is to be noted that the second setup with deployment of femtocells for better user experience is of particularly interest.

The proposal is to use dynamically the licensed spectrum among the macro and femtocells. In case, the system is getting overloaded and exhaustive reuse offers very strong interference, the cognitive SACRA users use their spectrum sensing capabilities and use the spectrum holes in the unlicensed band. We also consider the cases where multiple femtocells or a combination of femtocells along with macro cell serve the user.

1.2 objectives

1.2.1 Project objectives

In relation with the use cases reminded in the previous subsections, the SACRA project has targeted the design and demonstration of enabling techniques for energy efficient multi-band cognitive operation. This includes:

- the investigation of new cognitive radio resource management strategies, combined to advanced sensing and classification techniques to manage a secondary use of the spectrum in the TVWS;
- the development of a SACRA platform that supports multi-band communications, based on the design of flexible baseband and wideband hardware components (RF front-ends, antennas);
- the demonstration of the project concept using the SACRA platform for communication in real time over the air, with a real IP application on the top of the protocol stack;
- the dissemination and the exploitation of SACRA results through various actions.