



HAL
open science

Systemes multi-antennes pour diversite et MIMO

Aliou Diallo

► **To cite this version:**

Aliou Diallo. Systemes multi-antennes pour diversite et MIMO. Autre. Universite Nice Sophia Antipolis, 2007. Francais. NNT: . tel-00454612

HAL Id: tel-00454612

<https://theses.hal.science/tel-00454612v1>

Submitted on 9 Feb 2010

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 destinee au depot et a la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publies ou non, emanant des etablissements d'enseignement et de recherche francais ou etrangers, des laboratoires publics ou privs.

UNIVERSITE DE NICE-SOPHIA ANTIPOLIS

UFR SCIENCES

**Ecole doctorale des Sciences et Technologies de
l'Information et de la Communication**

THESE

pour obtenir le titre de

Docteur en Sciences spécialité Electronique

de l'UNIVERSITE de Nice-Sophia Antipolis

présentée par

Aliou DIALLO

SYSTEMES MULTI-ANTENNES POUR DIVERSITE ET MIMO

Directeur de thèse : Georges KOSSIAVAS

Encadrants : Cyril LUXEY, Philippe LE THUC, Robert STARAJ

Soutenance le 28 Novembre 2007

Jury:

M. X. BEGAUD	Rapporteur	Maître de conférence, ENST, Université de PARIS
M. A. SHARAIHA	Rapporteur	Maître de conférence, IETR, Université de Rennes
M. A. SIBILLE	Examineur	Professeur, ENSTA, Université de Paris
M. G. KOSSIAVAS	Examineur	Professeur, UNSA
M. C. LUXEY	Examineur	Maître de conférence, UNSA
M. R. STARAJ	Examineur	Professeur, UNSA
M. C. PICHOT	Invité	Directeur de recherche CNRS
M. P. LE THUC	Invité	Maître de conférence, UNSA
M. P. BRACHAT	Invité	Ingénieur, France Telecom R&D

SOMMAIRE

Sigles et abréviations.....	7
INTRODUCTION.....	11
CHAPITRE I : Introduction à la téléphonie mobile.....	15
<i>Introduction.....</i>	<i>15</i>
<i>I. Description générale.....</i>	<i>15</i>
<i>II. La communication mobile dans le marché mondial.....</i>	<i>16</i>
<i>III. Evolution des systèmes de téléphonie mobile.....</i>	<i>17</i>
1. Première génération (1G).....	17
2. Le GSM (2G).....	18
2.1 Standard GSM (Global System for Mobile communications).....	18
2.2 Notion de réseau cellulaire.....	19
2.3 Architecture du réseau GSM.....	20
3. Le GPRS (2,5G).....	22
3.1 Introduction au standard GPRS.....	22
3.2 Architecture du réseau GPRS.....	22
3.3 Qualité de service.....	23
4. L'EDGE (2,75G).....	23
5. Troisième génération (3G) et plus.....	24
6. Tableau récapitulatif.....	25
<i>Conclusion.....</i>	<i>26</i>
CHAPITRE II : Diversité et MIMO : Etat de l'art.....	27
<i>Introduction.....</i>	<i>27</i>
<i>I. Diversité.....</i>	<i>27</i>
1. Problématique.....	27
2. Principe de la diversité.....	28
3. Techniques de diversité des antennes.....	29

3.1 Diversité spatiale.....	29
3.2 Diversité de polarisation.....	29
3.3 Diversité de diagramme.....	29
3.4 Diversité angulaire.....	30
3.5 Diversité fréquentielle.....	30
4. Techniques de combinaisons de diversité.....	30
4.1 Combinaison par commutation.....	32
4.2 Combinaison par sélection (SC).....	32
4.3 Combinaison par gain égal (EGC).....	33
4.4 Combinaison par rapport maximal (MRC).....	35
4.5 Comparaison des techniques de combinaison SC et MRC.....	37
5. Performances en diversité.....	40
5.1. Couplage mutuel.....	40
5.2. Efficacité totale.....	40
5.3. Enveloppe de corrélation.....	41
5.4 Gain Effectif Moyen (MEG).....	43
5.5 Gain de Diversité (DG) et Gain de Diversité du système (DSG).....	43
II. MIMO.....	45
1. Principe de la technique MIMO.....	45
2. Les différents types de codage MIMO.....	46
3. Capacité de canal.....	47
3.1 Capacité d'un système SISO.....	47
3.2 Canal SIMO.....	48
3.3 Canal MIMO.....	49
3.4 Comparaison des capacités des différents systèmes.....	50
III. Environnement de propagation.....	52
1. Distribution uniforme isotrope.....	53
2. Distribution gaussienne.....	54
3. Distribution laplacienne.....	55
4. Distribution elliptique.....	55
Conclusion.....	56
CHAPITRE III : Systèmes multi-antennes.....	59
Introduction.....	59
I. Les antennes de type PIFA.....	59
II. Les systèmes multi-antennes.....	61

<i>Conclusion</i>	67
CHAPITRE IV : Systèmes multi-antennes multi-standards à deux accès	69
<i>Introduction</i>	69
I. Etude et augmentation de l'isolation entre deux PIFAs opérant dans les bandes DCS et UMTS	70
1. Conception de PIFAs opérant dans les bandes DCS et UMTS.....	70
2. Association des deux antennes et étude de l'isolation.....	75
2.1 Association des antennes sur le même PCB.....	75
2.2 Etude de l'isolation.....	82
2.2.1 Simulations et mesures.....	82
2.2.2 Discussion.....	86
3. Amélioration de l'isolation.....	88
3.1 Première configuration avec les languettes d'alimentation face à face.....	88
3.2 Seconde configuration avec les languettes de court-circuit en face.....	98
II. Système d'antennes multibande GSM/DCS-UMTS	104
1. Conception des deux PIFAs sur des plans de masse séparés.....	104
2. Association des deux PIFAs sur le même PCB.....	109
3. Amélioration de l'isolation et de l'efficacité par la technique de neutralisation.....	112
<i>Conclusion</i>	117
CHAPITRE V : Conception de systèmes multi-antennes pour des applications en diversité et MIMO	119
<i>Introduction</i>	119
I. Systèmes à deux antennes	119
1. Conception d'une structure de référence.....	119
2. Implémentation de la technique de neutralisation.....	123
2.1 Ligne de neutralisation entre les languettes de court-circuit.....	123
2.2 Ligne de neutralisation entre les languettes d'alimentation.....	127
3. Comparaison des performances.....	130
3.1 Comparaison des efficacités totales.....	130
3.2 L'enveloppe de corrélation.....	132
3.3 Le Gain Effectif Moyen (MEG).....	134

II. Systèmes à quatre antennes.....	136
1. Conception d'une structure de référence à 4 antennes.....	136
2. Implémentation de la technique de neutralisation.....	138
Conclusion.....	147
CHAPITRE VI : Evaluation des performances en diversité et MIMO des systèmes multi-antennes dans des environnements réalistes.....	149
Introduction.....	149
I. Description des collaborations.....	149
1. La chambre réverbérante.....	149
1.1 Théorie de la chambre réverbérante.....	150
1.2 Description de la chambre réverbérante utilisée.....	150
2. L'outil MEBAT.....	151
II. Evaluation des performances en diversité.....	154
1. Evaluation des performances théoriques avec des modèles statistiques.....	154
2. Evaluation des performances dans une chambre réverbérante.....	157
2.1 Performances des systèmes à deux antennes	157
2.2 Performances des systèmes à quatre antennes	167
3. Evaluation des performances en diversité dans des environnements “indoor” et “outdoor” avec l'outil MEBAT.....	176
II. Evaluation des performances en MIMO.....	182
1. Evaluation des performances dans la chambre réverbérante.....	182
2. Evaluation des performances dans des environnements “indoor” et “outdoor” avec l'outil MEBAT.....	188
Conclusion.....	192
CONCLUSION.....	193
REFERENCES.....	197
ANNEXE I : Quelques définitions.....	205
ANNEXE II : Codes Matlab et Scilab.....	206

PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS.....263

Sigles et abréviations

ADS	A dvanced D esigned System
AMPS	A dvanced M obile P hone System
BSC	B ase Station C ontroller
BSS	B ase Station S ubsystem
CDF	Fonction de répartition
CDMA	C ode D ivision M ultiple A ccess
CSI	Sans connaissance de l'état du canal
DCS	D igital C ommunication System
DG	D iversity G ain
DSG	D iversity System G ain
EDGE	E nhanced D ata R ates for G SM E volution
EGC	E qual G ain C ombining
ETACS	E xtended T otal A ccess C ommunication System
FDD	F requency D ivision D uplex
FDMA	F requency D ivision M ultiple A ccess
GGSN	G ateway G PRS S upport N ode
GMSK	g aussian M inimum S hift K eying
GPRS	G eneral P acket R adio S ervice
GPS	G lobal P ositioning System
GSM	G lobal System f or M obile C ommunications
GSN	G PRS S upport N ode
8PSK	8 Q uadrature P hase S hift K eying
HSDPA	H igh- S peed D ownlink P acket A ccess
IEEE	I nstitute of E lectrical and E lectronics E ngineers
IFA	I nverted- F A ntenna
IMEI	I nternational M obile E quipment I dentify
IMSI	I nternational M obile S ubscriber I dentify
IMT-2000	I nternational M obile T elecommunications- 2000
IP	I nternet P rotocol
ITU	I nternational T elecommunications U nion

Sigles et abréviations

MEG	Mean Effective Gain
MG	Mean Gain
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MMS	Multimedia Message Service
MoM	Method of Moment
MRC	Maximum Ratio Combining
MSC	Mobile Switching Center
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PCB	Printed Circuit Board
PCS	Personal Communication System
PDF	Densité de fonction de probabilité
PIFA	Planar Inverted-F Antenna
PIN	Personal Identity Number
PTMP	Point à Multipoint
PTP	Point à Point
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RBS	Radio Base Station
RNC	Radio Network Controller
Rx	Réception
SC	Selection Combining
SDM	Space Division Multiplexing
16QAM	16 Quadrature Amplitude Modulation
SGSN	Serving GPRS Support Node
SIM	Subscriber Identity Mobile
SIMO	Simple Input Multiple Output
SISO	Simple Input Simple Output
SMS	Short Message Service
SNR	Signal Noise Ratio
STBC	Space-Time Bloc Code
TACS	Total Access Communication System
TD-CDMA	Time Division-Code Duplex Multiple Access
TDD	Time Division Duplex

Sigles et abréviations

TD-SCDMA	T ime D ivision- S ynchronous C ode D uplex M ultiple A ccess
TDMA	T ime D ivision M ultiple A ccess
Tx	T ransmission
UMTS	U niversal M obile T elecommunications S ystem
W-CDMA	W ide C ode D ivision M ultiple A ccess
WI	W ireless I ntelligency
WLAN	W ireless L ocal A rea N etwork
XPR	C ross-polar power ratio

INTRODUCTION

Depuis quelques décennies, on observe dans le domaine des télécommunications l'apparition de nouvelles technologies permettant de communiquer de manières différentes. Du transport initial de la voix entre deux usagers, on est arrivé à un partage de données qui peut revêtir de nombreuses formes : messages, textes, photos, vidéos, etc. Tout d'abord, les premiers réseaux informatiques ont permis l'échange de données numériques par le biais de câbles et de fibres optiques. Puis, les systèmes cellulaires de première génération purement analogiques ont fait leur apparition à la fin des années 1970 avec les normes AMPS aux Etats-Unis et TACS en Europe. En 1991, une nouvelle norme internationale nommée GSM entièrement numérique correspondant à la deuxième génération de téléphonie mobile est lancée. Ce système permet de dialoguer, d'envoyer des messages et des données dans la zone de couverture avec un débit maximal autorisé de 14,4 kbits/s. Dans une version améliorée du GSM (2G+), les systèmes de téléphonie sans fils proposent des débits plus élevés et une connectivité internet avec notamment le GPRS et EDGE qui peuvent atteindre des débits théoriques respectifs de 171,2 kbits/s et 384 kbits/s. Cette évolution mène ainsi vers un système cellulaire de troisième génération (3G) nommé UMTS proposant des débits théoriques maximum de 2 Mbit/s. Cependant, des débits plus importants permettant de transférer simultanément des photos et des vidéos, ou de proposer les services des réseaux locaux ou internet font toujours l'objet d'une demande croissante. C'est pourquoi, il est nécessaire d'étudier les possibilités d'augmenter les débits d'un futur système de quatrième génération (4G).

Pour répondre à cette demande dans les communications sans fils de dernière génération, une solution consiste à augmenter la capacité du canal radio-fréquence entre la station de base et le terminal portable. Ceci peut-être réalisé en augmentant le nombre d'éléments rayonnants impliqués à l'émission et à la réception de cette liaison radio-fréquence : on parle alors de techniques MIMO (Multiple Input, Multiple Output).

D'autre part, une des caractéristiques majeures des communications sans fils demeure les environnements dans lesquels se propagent les ondes. En effet, ces environnements sont le plus souvent de type multi-trajets à cause des phénomènes de réflexions, de diffraction ou de dispersion provoqués par les immeubles, ce qui peut entraîner un phénomène d'évanouissements des signaux reçus et altérer ainsi la qualité des communications.

Les effets de ces évanouissements des signaux peuvent être réduits en utilisant la technique de diversité d'antennes ou SIMO (Simple Input, Multiple Output) qui consiste à placer une antenne à

INTRODUCTION

l'émission et plusieurs antennes à la réception. Cette technique permet ainsi de combiner tous les signaux reçus par le système et minimiser les évanouissements et est entre autre utilisée par des opérateurs pour leur point d'accès WIFI.

Cependant, l'intégration de plusieurs antennes sur un petit plan de masse d'un téléphone portable par exemple est un challenge délicat. En effet, malgré le volume restreint, une forte isolation entre antennes est nécessaire pour maximiser le gain de diversité et/ou d'accroître la capacité de transmission du système global.

Ce mémoire présente la conception et l'évaluation des performances en diversité et MIMO de systèmes multi-antennes opérant dans les gammes de fréquence des récents standards de la téléphonie mobile.

Ainsi dans le premier chapitre, nous allons montrer la part qu'occupent les téléphones cellulaires sur le marché mondial ainsi que l'évolution qu'entraînent les systèmes de téléphonie mobile.

Dans le deuxième chapitre, après une description du principe de diversité, nous présentons les différentes techniques qui permettent aux signaux d'être indépendants, les différentes techniques de combinaison des signaux reçus sur plusieurs antennes permettant de maximiser la puissance reçue, ainsi que les différents paramètres et critères qui permettent d'estimer les performances en diversité. Toujours dans ce chapitre, après une description du principe MIMO et de différents types de codage, une comparaison des capacités de canal des systèmes SISO, SIMO et MIMO est présentée pour montrer le bénéfice qu'apporte un système MIMO sur l'augmentation de la capacité. Enfin, différents modèles statistiques (gaussien, laplacien et elliptique) sont introduits pour décrire l'influence que peut avoir l'environnement de propagation sur les performances des systèmes multi-antennes.

Le troisième chapitre est consacré aux techniques actuellement utilisées pour augmenter l'isolation entre les différents éléments rayonnants des systèmes d'antennes multistandards à deux accès et de systèmes multi-antennes pour des applications en diversité et MIMO.

Le quatrième chapitre présente la conception d'une nouvelle technique permettant d'augmenter l'isolation de systèmes multi-antennes multi-standards. Tout d'abord, un système composé de deux PIFAs placées sur le même PCB, l'une opérant dans la bande DCS et l'autre dans la bande UMTS est présenté. L'origine du couplage mutuel entre les deux éléments rayonnants est étudiée, et une nouvelle technique pour augmenter leur isolation est proposée. Cette nouvelle technique de neutralisation ou de neutrodynage est ensuite utilisée pour augmenter l'isolation entre deux PIFAs d'un système d'antennes tribande (GSM/DSC-UMTS).

La conception de systèmes à deux et quatre antennes opérant dans la bande UMTS pour des

INTRODUCTION

applications en diversité et MIMO est présentée dans le cinquième chapitre. La nouvelle technique de neutralisation est utilisée de différentes façons pour isoler les différents éléments rayonnants des systèmes.

Enfin dans le sixième et dernier chapitre, les performances théoriques en diversité dans différents environnements de propagation sont évaluées en utilisant les modèles gaussien, laplacien, et elliptique. Toutes les performances en diversité et les capacités MIMO de ces systèmes dans des environnements réalistes (uniforme, “indoor” et “outdoor”) sont mesurées et comparées à l'aide d'une chambre réverbérante et de l'outil MEBAT.

Enfin ce manuscrit se termine par une conclusion et quelques perspectives possibles pour ces travaux.

CHAPITRE I : Introduction à la téléphonie mobile

Introduction

Dans ce chapitre, après une brève description d'une chaîne de traitement d'un système de télécommunications mobiles, nous allons montrer la part qu'occupent les téléphones cellulaires sur le marché mondial et l'évolution des systèmes de téléphonie mobile.

I. Description générale

Tous les systèmes de communication ont fondamentalement le même but : transmettre le maximum d'informations avec un minimum d'erreurs [BAL 07]. Les systèmes de communications modernes sans fil numériques ne font pas exception à cette règle. Ces systèmes peuvent être séparés en plusieurs éléments comme indiqué sur la Figure I.1. Les données numériques envoyées à l'entrée du système sont traitées par l'encodeur de source qui élimine toute la redondance existante [BAL 07]. L'encodeur de canal y incorpore ensuite des codes correcteurs d'erreurs pour réduire au minimum la probabilité d'erreur par transmission et maximiser ainsi la quantité d'information utile.

La sortie de l'encodeur de canal est traitée par l'unité de traitement de signal numérique, afin de permettre la communication simultanée de plusieurs utilisateurs. Un exemple concret est le "beamforming" numérique, lequel, en employant les propriétés géométriques et électromagnétiques des réseaux d'antennes, permet de concentrer les signaux d'utilisateurs multiples dans différentes directions désirées, permettant ainsi à plusieurs utilisateurs d'être "servis" par le système. Le flux de données produit est alors traité par le modulateur qui est chargé de décaler le signal de bande de base à son entrée dans la bande passante désirée à la sortie [BAL 07]. L'information produite à la sortie du modulateur est alors transmise à l'antenne et rayonnée dans le canal de propagation.

A l'autre extrémité du canal radio, la procédure inverse est répétée. Le démodulateur convertit les signaux rassemblés par l'antenne réceptrice dans leur bande de base équivalente. Le processeur de signal numérique sépare alors les différents signaux qui viennent de différents utilisateurs. Le décodeur de canal détecte et corrige, si possible, les erreurs qui sont causées en raison de la propagation dans le canal physique. Suivant cela, le décodeur de source reconstitue l'ordre réel des

données dans sa version comprimée. Le procédé entier vise à récupérer l'information transmise sur l'autre extrémité du canal physique de propagation, avec la quantité d'erreurs la plus faible possible.

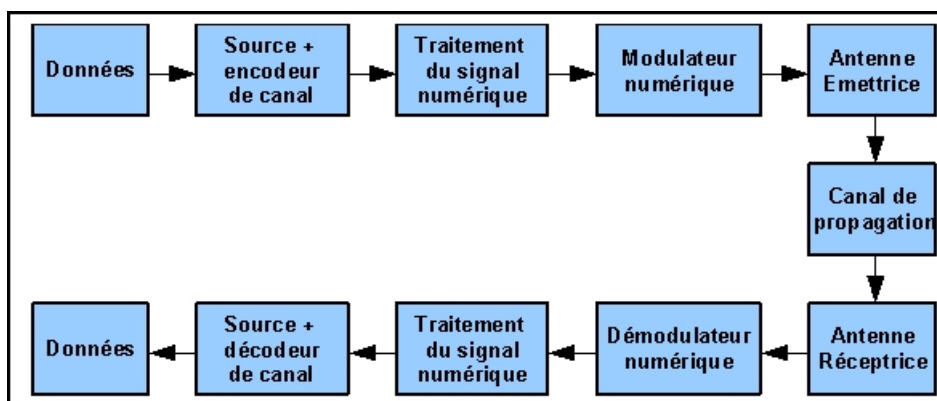


Fig. I.1 : Chaîne d'un système de communication mobile

II. La communication mobile dans le marché mondial

L'ère de la communication sans fil a commencé en 1895, année où Guglielmo Marconi a démontré la possibilité d'utiliser les ondes radio pour communiquer sur de grandes distances. Le téléphone cellulaire est actuellement une des applications dont la croissance est la plus rapide dans le domaine des télécommunications. Aujourd'hui, il représente le pourcentage dominant de tous les nouveaux abonnements de téléphone dans le monde. Durant la première partie de cette décennie, le nombre d'abonnés cellulaires mobiles a surpassé celui des lignes fixes conventionnelles [ITU]. Dans beaucoup de régions du monde, la pénétration des téléphones cellulaires est supérieure à 100% et le marché se développe toujours. Selon les dernières données fournies [WIR] par l'Intelligence Sans Fil (WI), l'entreprise Ovum et l'association GSM qui se concentrent sur l'analyse du marché de l'industrie sans fil globale, la croissance mondiale fonctionne actuellement à plus de 40 millions de nouvelles souscriptions par mois (la plus grosse croissance que le marché n'ait jamais connue). On s'attend à ce que la pénétration mondiale monte à 41% environ vers la fin de 2007 ce qui représente près de 3 milliards d'abonnements.

Cependant, le WI précise que le nombre d'abonnements ne constitue pas le nombre d'utilisateurs cellulaires, puisque beaucoup d'utilisateurs ont plus d'un abonnement. En outre, ces données incluent les comptes qui peuvent ne plus être en activité. En général, la croissance d'abonnés est particulièrement forte en Asie, où le taux de pénétration est encore bas, suivi des Amériques tandis que le marché d'Europe occidentale est saturé et stagnant [ALE]. La Figure I.2 [MIC] est une

estimation (a) des ventes mondiales annuelles de téléphones cellulaires et (b) du nombre mondial d'abonnés de 1998 à 2006 : la progression est quasiment linéaire.

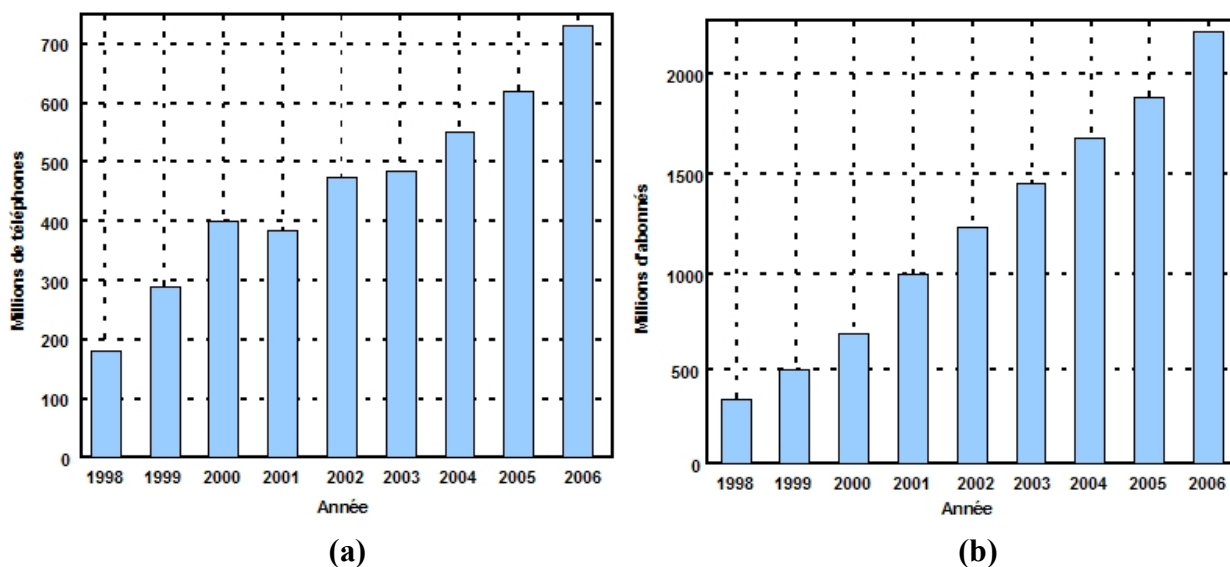


Fig. I.2 : (a) Nombre de téléphones cellulaires vendus par année, (b) Nombre d'abonnés dans le monde

III. Evolution des systèmes de téléphonie mobile

1. Première génération (1G)

La première génération de téléphonie mobile (1G) possède un fonctionnement analogique. Il s'agissait principalement des standards suivants :

- **AMPS** (Advanced Mobile Phone System), apparu en 1976 aux Etats-Unis, constitue le premier standard de réseau cellulaire. Utilisé principalement Outre-Atlantique, en Russie et en Asie, ce réseau analogique de première génération possédait de faibles mécanismes de sécurité rendant possible le piratage de lignes téléphoniques.
- **TACS** (Total Access Communication System) est la version européenne du modèle AMPS. Utilisant la bande de fréquence des 900 MHz, ce système fut également largement utilisé en Angleterre, puis en Asie (Hong-Kong et Japon).
- **ETACS** (Extended Total Access Communication System) est une version améliorée du standard TACS qui fut développé au Royaume-Uni avec un nombre plus important de canaux de communication.

La couverture de ces systèmes est à peu près globale à l'échelle d'un pays, mais la capacité en terme

d'abonnés et de trafic est faible en raison du multiplexage de type fréquentiel (FDMA) utilisé.

Les réseaux cellulaires de première génération ont été rendus obsolètes avec l'apparition d'une seconde génération entièrement numérique.

2. Le GSM (2G)

2.1 Standard GSM (Global System for Mobile communications)

La seconde génération de réseaux mobiles entièrement numérique a marqué une rupture avec la première génération analogique. Le principal standard de téléphonie mobile 2G est le GSM.

Baptisé “Groupe Spécial Mobile” à l'origine de sa normalisation en 1982, il est devenu une norme internationale nommée “Global System for Mobile communications” en 1991.

Le système GSM fonctionne de par le monde dans différentes bandes (Tab. I.1) [CIA 04].

En Europe, le standard GSM utilise les bandes de fréquence de 900 MHz pour le GSM900 et 1800 MHz pour le DCS (Digital Communication System). Aux Etats-Unis, la bande de fréquence utilisée est la bande 1900 MHz : le standard est appelé PCS (Personal Communication System). Ainsi, on qualifie de tri-bande, les téléphones portables pouvant fonctionner en Europe et aux Etats-Unis et de bi-bande ceux fonctionnant uniquement en Europe. La norme GSM autorise un débit maximal de 9,6 kbits/s, ce qui permet de transmettre la voix ainsi que des données numériques de faible volume, par exemple des messages textes (**SMS**, pour Short Message Service) ou des messages multimédias (**MMS**, pour Multimedia Message Service).

Les techniques de multiplexage associées au GSM sont :

- le **FDMA** (Frequency Division Multiple Access) qui repose sur un multiplexage en fréquences. La bande de fréquence est divisée en plusieurs sous-bandes. Chacune est placée sur une fréquence dite *porteuse*, qui est la fréquence spécifique du canal. Chaque porteuse ne peut transporter le signal que d'un seul utilisateur.
- Le **TDMA** (Time Division Multiple Access), utilise une technique de découpage temporel des canaux de communication disponibles, afin d'augmenter le volume de données transmises simultanément. La technologie TDMA est principalement utilisée sur le continent américain, en Nouvelle Zélande et en Asie.

Le réseau GSM constitue au début du 21^{ème}, le standard de téléphonie mobile le plus utilisé en Europe.

Technologie	GSM	GPRS	EDGE
Génération	2G	2,5G	2,75G
Fréquences (MHz) Tx : Transmission Rx : Réception	GSM 450 450,4-457,6 (Tx) 460,4-467,6 (Rx)	GSM 900 880-915 (Tx) 925-960 (Rx)	GSM 1900 (PCS) 1850-1910 (Tx) 1930-1990 (Tx)
	GSM 480 478,8-486 (Tx) 488,8-496 (Rx)	GSM 1800 (DCS) 1710-1785 (Tx) 1805-1880 (Rx)	
Mode de duplexage	FDD		
Méthode d'accès	TDMA/FDMA		
Largeur d'un canal	200 KHz		
Type de modulation	GMSK	GMSK	GMSK, 8PSK
Type de commutation	circuit	paquet	paquet
Débit maximum théorique	14,4 kbit/s	171,2 kbit/s	384 kbit/s
Débit généralement constaté	-	35 à 40 kbit/s	110 à 130 kbit/s

Tab. I.1: Caractéristiques de la norme GSM et ses évolutions

2.2 Notion de réseau cellulaire

Les réseaux de téléphonie mobile sont basés sur la notion de cellules, qui sont des zones circulaires se chevauchant afin de couvrir une zone géographique. Dans un réseau cellulaire, chaque cellule est entourée de 6 cellules voisines (c'est la raison pour laquelle on représente généralement une cellule par un hexagone) (Fig. I.3).

Les réseaux cellulaires reposent sur l'utilisation d'un émetteur-récepteur central au niveau de chaque cellule, appelé "station de base" (plus le rayon d'une cellule est petit, plus la bande passante disponible est élevée). Dans des zones urbaines fortement peuplées, des cellules d'une taille pouvant avoisiner quelques centaines de mètres sont présentes pour couvrir des environnements dits pico-cellulaire ("indoor") et micro-cellulaire ("outdoor"), tandis que de vastes cellules d'une trentaine de kilomètres permettent de couvrir les zones rurales.

Afin d'éviter les interférences, les cellules adjacentes n'utilisent pas la même fréquence. En pratique, deux cellules possédant la même gamme de fréquences doivent être éloignées d'une distance représentant deux à trois fois le diamètre de la cellule [BAL 07].

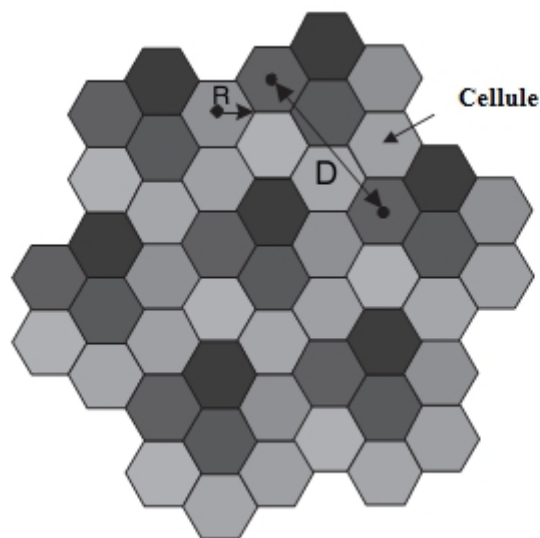


Fig. I.3 : Structure d'une cellule

2.3 Architecture du réseau GSM

Dans un réseau GSM, le terminal de l'utilisateur est composé notamment d'une carte SIM (Subscriber Identity Mobile), permettant d'identifier l'utilisateur de façon unique et d'un téléphone portable. L'ensemble est appelé station mobile. Les terminaux sont identifiés par un numéro d'identification unique de 15 chiffres appelé IMEI (International Mobile Equipment Identity). Chaque carte SIM possède également un numéro d'identification unique (et secret) appelé IMSI (International Mobile Subscriber Identity). Ce code peut être protégé à l'aide d'une clé de 4 chiffres appelée code PIN.

La carte SIM permet ainsi d'identifier chaque utilisateur, indépendamment du terminal utilisé lors de la communication avec une station de base. La communication entre une station mobile et une station de base se fait par l'intermédiaire de la propagation des ondes électromagnétiques à travers une interface air qui est le plus souvent un environnement multi-trajet.

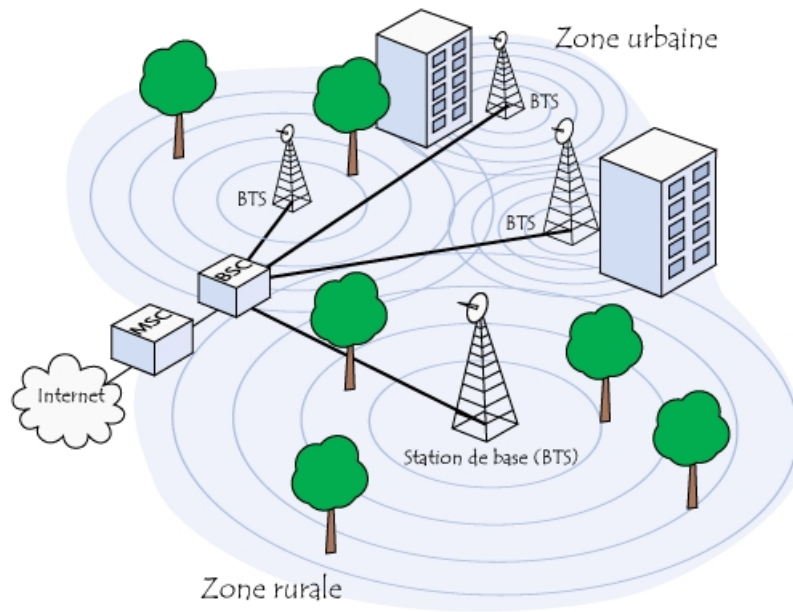


Fig. I.4 : Architecture du réseau GSM

L'ensemble des stations de base d'un réseau cellulaire est lié à un contrôleur de stations de base (en anglais Base Station Controller, noté BSC) (Fig. I.4), qui est la partie intelligente du lien radio : c'est lui qui décide de l'activation ou désactivation vers une station mobile, qui décide de la puissance d'émission des stations de base et des stations mobiles et qui gère les changements de cellules. Les contrôleurs de stations de base connectés, forment le sous-système radio (en anglais BSS pour Base Station Subsystem). Enfin, les contrôleurs de stations sont eux mêmes reliés physiquement au centre de commutation du service mobile (en anglais MSC pour Mobile Switching Center), géré par l'opérateur téléphonique, qui les relie ainsi au réseau téléphonique public et à internet. Le MSC appartient à un ensemble appelé sous-système réseau chargé de gérer les identités des utilisateurs, leur localisation et l'établissement de la communication avec les autres abonnés [COM].

Des évolutions de la norme GSM ont été mises au point afin d'en améliorer le débit. C'est le cas notamment du standard GPRS et de la norme EDGE.

3. Le GPRS (2,5G)

3.1 Introduction au standard GPRS

Le standard GPRS (General Packet Radio Service) est une évolution de la norme GSM, ce qui lui vaut parfois l'appellation GSM++ (ou GSM 2+). Etant donné qu'il s'agit d'une norme de téléphonie de seconde génération permettant une transition vers la troisième génération (3G), on parle généralement de 2,5G.

Le GPRS permet d'étendre l'architecture du standard GSM, afin d'autoriser le transfert de données par paquets, et des débits théoriques maximums de l'ordre 171,2 kbit/s (en pratique jusqu'à 114 kbit/s). Grâce au mode de transfert par paquets, les transmissions de données n'utilisent le réseau que lorsque cela est nécessaire. Le standard GPRS permet donc aux opérateurs de facturer l'utilisateur en volume échangé plutôt qu'à la durée de connexion, ce qui signifie notamment qu'il peut rester connecté sans surcoût.

Ainsi, le standard GPRS utilise l'architecture du réseau GSM pour le transport de la voix, et propose d'accéder à des réseaux de données (notamment internet) utilisant le protocole IP ou le protocole X.25.

Le GPRS permet de nouveaux usages que ne permettait pas la norme GSM, répertoriés par les services suivants:

- Services point à point (PTP), c'est-à-dire la capacité à se connecter en mode client-serveur à une machine d'un réseau IP.
- Services point à multipoint (PTMP), c'est-à-dire la possibilité d'envoyer la même donnée simultanément à un groupe de destinataires.
- Services de messages courts (SMS).

3.2 Architecture du réseau GPRS

L'intégration du GPRS dans une architecture GSM nécessite l'adjonction de nouveaux "noeuds réseaux" appelés GSN (GPRS Support Nodes) situés sur un réseau fédérateur (backbone) **[COM]**:

- Le SGSN (Serving GPRS Support Node) soit en français Noeud de Support GPRS de Service, routeur permettant de gérer les coordonnées des terminaux de la zone et de réaliser l'interface de transit des paquets avec la passerelle GGSN.

- Le GGSN (Gateway GPRS Support Node) en français Noeud de support GPRS passerelle, passerelle s'interfaçant avec les autres réseaux de données (internet). Le GGSN est notamment chargé de fournir une adresse IP aux terminaux mobiles pendant toute la durée de la connexion.

3.3 Qualité de service

Le GPRS intègre la notion de Qualité de Service (noté QoS pour Quality of Service), c'est-à-dire la capacité à adapter le service aux besoins d'une application. Les critères de qualité de service sont les suivants:

- priorité
- fiabilité (GPRS définit 3 classes de fiabilité)
- délai
- débit

Le standard GPRS définit 4 schémas de codage de canal, nommés CS-1, CS-2, CS-3, CS-4. Chaque schéma permet de déterminer le niveau de protection des paquets contre les interférences, afin d'être en mesure de dégrader le signal selon la distance des terminaux mobiles avec les stations de base. Plus la protection est grande, plus le débit est faible (Tab. I.2) [COM].

Schéma de codage	Débit	Protection
CS-1	9,05 kbit/s	Normale
CS-2	13,4 kbit/s	Légèrement inférieur
CS-3	15,6 kbit/s	Réduite
CS-4	21,4 kbit/s	Aucune correction d'erreur

Tab. I.2: Codage du standard GPRS

4. L'EDGE (2,75G)

Le standard EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution) est une évolution de la norme GSM par modification du type de modulation. Tout comme la norme GPRS, le standard EDGE est utilisé comme transition vers la troisième génération de téléphonie mobile (3G). On parle ainsi de 2,75G pour désigner le standard EDGE. La norme EDGE quadruple les améliorations du débit de la norme GPRS en annonçant un débit théorique de 384 kbit/s, ouvrant ainsi la porte aux applications multimédias. En réalité, la norme EDGE permet d'atteindre des débits maximum théoriques de

473 kbit/s, mais elle a été limitée afin de se conformer aux spécifications IMT-2000 (International Mobile Telecommunications-2000) de l'ITU (International Telecommunications Union).

EDGE utilise une modulation (8-PSK) ce qui implique une modification des stations de base et des terminaux mobiles.

5. Troisième génération (3G) et plus

Les spécifications IMT-2000 (International Mobile Telecommunications for the year 2000) de l'union internationale des communications (UIT), définissent les caractéristiques de la 3G. Ces caractéristiques sont notamment les suivantes :

- un haut débit de transmission
- une compatibilité mondiale
- une compatibilité des services mobiles de 3ème génération avec les réseaux de seconde génération,

La 3G propose d'atteindre des débits supérieurs à 144 kbits/s, ouvrant ainsi la porte à des usages multimédias tels que la transmission de vidéo, la visio-conférence ou l'accès à internet haut débit. Les réseaux 3G utilisent des bandes de fréquences différentes des réseaux précédents : 1885-2025 MHz et 2110-2200 MHz.

La principale norme 3G employée en Europe est l'UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), utilisant un codage W-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access). La technologie UMTS utilise une bande de fréquence de 5 MHz pour le transfert de la voix et de données avec des débits pouvant aller de 384 kbits/s à 2 Mbits/s. D'autre part, il existe également la technologie HSDPA (High-Speed Downlink Packet Access) qui est un protocole de téléphonie mobile de troisième génération baptisé "3,5G" permettant d'atteindre des débits de l'ordre de 8 à 10 Mbits/s et qui utilise le codage W-CDMA (Tab. I.3) [CIA 04].

Pour les opérateurs, le passage au HSDPA n'est pas gratuit. Il nécessite, notamment, de changer les modulateurs. L'UMTS utilise la modulation QPSK (Quadrature Phase Shift Keying). En HSDPA, vient s'ajouter la 16QAM (Quadrature Amplitude Modulation), deux fois plus rapide. L'opérateur devra également effectuer les mises à jour logicielles des stations de base (Node B ou RBS : Radio Base Station) et des contrôleurs (RNC ou Radio Network Controller), qui concentrent les trafics de plusieurs stations de base. Il s'agit d'une opération comparable à celle du passage du GPRS à EDGE [01N].

Le tableau I.3 représente les caractéristiques des composantes de la norme UMTS.

Technologie	W-CDMA	HSDPA	TD-CDMA	TD-SCDMA
Génération	3G	3,5G	3G	3G
Fréquences (MHz) Tx: Transmission Rx : réception	IMT-2000 : 1920-1980 (Tx) 2110-2170 (Rx) Bande 1900 : 1850-1910 (Tx) 1930-1990 (Rx)	Bande 1800 : 1710-1785 (Tx) 1805-1880 (Rx)	IMT-2000 : 1900-1920 2010-2025 2300-2400	1785-1805 1880-1900
Méthode de duplexage	FDD		TDD	
Méthode d'accès	CDMA			
Largeur d'un canal	5 MHz		5 MHz	1.6 MHz
Type de modulation	QPSK	QPSK, 16QAM	QPSK	
Type de commutation	circuit et paquet	paquet	paquet	circuit et paquet
Débit maximum théorique	384 kbits/s à 2 Mbits/s	14,4 Mbits/s	12 Mbits/s	128 kbits/s à 2 Mbits/s
Débit constaté	384 kbits/s	2 Mbits/s	128 kbits/s à 2 Mbits/s	-

Tab. I.3: Caractéristiques des composantes de la norme UMTS

6. Tableau récapitulatif

Le tableau ci-dessous représente une évolution des systèmes de téléphonie mobile.

Standard	Génération	Bande de fréquence	Débit
GSM	2G	Permet le transfert de voix ou de données numériques de faible volume.	9,6 kbits/s
GPRS	2,5G	Permet le transfert de voix ou de données numériques de volume modéré.	21,4-171,2 kbits/s
EDGE	2,75G	Permet le transfert simultané de voix et de données numériques.	43,2-345,6 kbits/s
UMTS	3G	Permet le transfert simultané de voix et de données numériques à haut débit.	0,144-2 Mbit/s

Tab. I.4: Evolution des systèmes de téléphonie mobile

Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'effectuer un tour d'horizon des principaux standards de télécommunications mobiles. Nous avons pu observer à quel point la téléphonie mobile est présente dans la vie de tous les jours avec une énorme croissance sur le marché mondial. Cependant, tous ces systèmes se basent sur le mode d'échange appelé SISO (Single Input Single Output) qui consiste à avoir une antenne à l'émission et une antenne à la réception. Le SISO a cependant un débit très limité, et ne peut pas empêcher certains phénomènes nuisibles dus à l'environnement de propagation ; c'est pourquoi les chercheurs ne cessent de proposer des solutions pour accroître les débits de transmission. Ainsi l'apparition de nouveaux systèmes multi-antennes pour des applications en diversité et MIMO constituera peut être une révolution pour la quatrième génération (4 G).

Dans le chapitre suivant, nous présentons les principes de diversité et du MIMO, ainsi que les différentes techniques qui leurs sont associées.

CHAPITRE II : Diversité et MIMO : Etat de l'art

Introduction

Dans ce chapitre les différentes techniques de combinaison de signaux et de diversité principalement utilisées dans cette thèse sont expliquées en détails. De même, le concept du MIMO et la capacité de canal sont introduits et comparés aux autres techniques d'émission et réception existantes (SISO, SIMO). En plus des caractéristiques des antennes, il est à noter que l'environnement dans lequel est placée l'antenne joue un rôle très important sur l'analyse des performances en diversité et MIMO. C'est pourquoi différents modèles statistiques pour décrire ces environnements sont introduits et expliqués.

I. Diversité

1. Problématique

La puissance d'un signal RF transmise entre deux antennes est atténuée à travers l'espace ce qui peut affecter considérablement les performances en réception. Cette atténuation de la puissance entre l'émetteur et le récepteur est due à plusieurs phénomènes [VAU 03] parmi lesquels :

- L'affaiblissement de parcours ou *slow fading* qui caractérise l'affaiblissement que subit une onde lorsqu'elle parcourt la distance entre la station de base (émetteur) et le terminal portatif (récepteur). Cet affaiblissement est dû notamment à la dispersion de la puissance mais également aux obstacles rencontrés sur le chemin (immeubles, montagnes, ...). Donc, plus on s'éloigne de l'antenne émettrice, plus la puissance reçue est faible.
- L'évanouissement rapide ou *fast fading* qui est une atténuation variant entre une valeur maximale et minimale d'une façon irrégulière. L'utilisateur se déplace dans des zones avec des obstacles de tailles diverses, comme des montagnes, immeubles ou tunnels. Ces obstacles peuvent complètement atténuer le signal. Bien que les conséquences de tels effets d'ombragement dépendent de la taille de l'obstacle et de la distance, la force du signal reçue variera inévitablement. Ce type d'évanouissements est appelé *shadow fading*. Les effets du *shadow fading* peuvent être minimisés grâce à une planification adéquate du réseau c'est-à-dire en plaçant la station de base le plus haut

possible. Cependant, ce n'est pas le *shadow fading* qui est le paramètre le plus imprévisible sur l'atténuation de la puissance. Le fading de Raleigh (*Rayleigh fading*), qui est une autre sorte d'évanouissement, entraîne des variations irrégulières du signal qui sont très problématiques à surmonter. Ainsi, l'onde qui se propage peut suivre divers trajets de telles sortes que différentes copies déphasées du même signal peuvent arriver au récepteur avec un effet cumulatif ou soustractif. Ce phénomène est à l'origine de variations continues et imprévisibles des phases des signaux suivant le temps, entraînant des évanouissements répétitifs. Le *Rayleigh fading* est plus perceptible dans les zones urbaines. Pour éviter ce problème, une technique de réception spéciale appelée combinaison de récepteurs multiples mais plus connu sous le nom de diversité est envisageable.

2. Principe de la diversité

Le principe de base de la diversité est que le récepteur doit disposer de plusieurs versions du signal transmis, reçues sur des canaux indépendants. La Figure II.1 illustre deux signaux à évanouissements indépendants et le signal combiné en sortie du combineur. Si les deux signaux sont indépendants, il y a alors peu de chance qu'ils s'évanouissent au même moment. Nous voyons bien que le signal combiné possède un rapport signal sur bruit (SNR) moyen supérieur comparé à celui reçu par chaque antenne : en d'autres termes les évanouissements sont moins importants.

Pour réaliser une bonne diversité, il faudra une bonne combinaison d'antennes pour avoir des signaux à évanouissement indépendants, mais aussi une bonne technique de combinaison de signaux permettant de maximiser le SNR moyen à la sortie.

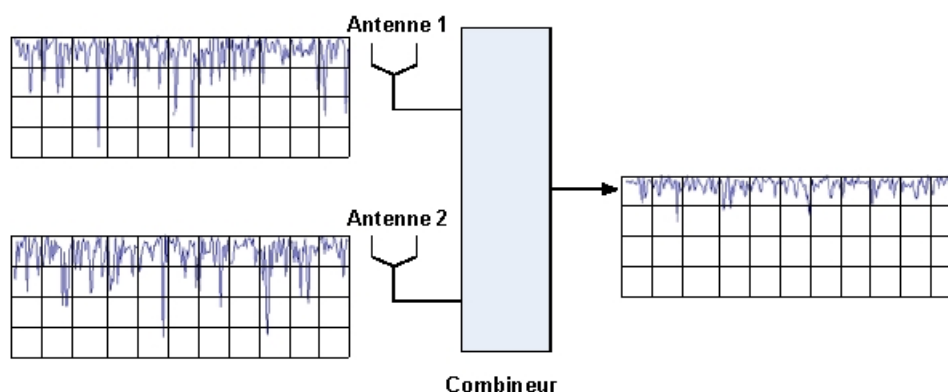


Fig. II.1: Principe de la diversité

3. Techniques de diversité des antennes

Pour obtenir une bonne diversité, les critères suivants doivent être respectés : il faut qu'il y ait une faible corrélation des signaux reçus sur chaque antenne et que la puissance moyenne sur chaque antenne soit la même. Si la corrélation est élevée, les évanouissements risquent d'arriver au même moment. De plus, même si les antennes ont une faible corrélation mais que les puissances moyennes reçues sur les antennes sont différentes, alors l'antenne ayant reçue la puissance moyenne la plus faible ne sera pas utile car elle ne participe pas efficacement à l'amélioration globale. Il existe plusieurs techniques de diversité des antennes.

3.1 Diversité spatiale

Le mécanisme le plus connu et probablement le plus simple pour réaliser de la diversité est la diversité spatiale [BRO 02]. En utilisant deux antennes ayant des diagrammes de rayonnement identiques mais suffisamment espacées, la différence de phase fait que les signaux arrivant sur les antennes réceptrices ont peu de chance de s'évanouir en même temps. L'inconvénient majeur de la diversité spatiale est l'encombrement car en théorie les antennes doivent être espacées d'au moins $0,5\lambda$ pour que les signaux puissent être indépendants l'un de l'autre. Ce fait pose un problème dans le cas de la téléphonie mobile où l'encombrement est limité par la taille du plan de masse. Cependant, lorsque l'espacement entre les antennes est trop petit, d'autres mécanismes de diversité peuvent intervenir .

3.2 Diversité de polarisation

Avec cette technique de diversité, la transmission d'un signal avec une certaine polarisation peut s'effectuer avec une dépolarisation par le moyen de propagation en deux polarisations orthogonales avec des variations d'évanouissements indépendants [BRO 02]. Ce type de diversité est très pratique dans le cas d'antennes de petites tailles et est très faible.

3.3 Diversité de diagramme

La diversité de diagramme peut être utilisée quand les diagrammes des deux antennes sont

différents. En utilisant deux antennes ayant des diagrammes de rayonnement différents, les signaux parvenant aux antennes seront de directions différentes et donc probablement indépendants [SUL 99, PLI 04]. La diversité en diagramme n'est jamais appliquée seule, elle est généralement combinée avec la diversité spatiale [SUL 99].

3.4 Diversité angulaire

On peut faire une rotation du diagramme de rayonnement de deux antennes similaires du système pour que les signaux reçus proviennent de directions différentes [BRO 02]. Dans le cas des terminaux mobiles, la diversité angulaire peut être réalisée en utilisant deux antennes omnidirectionnelles agissant comme des éléments parasites à angles différents l'une par rapport à l'autre.

3.5 Diversité fréquentielle

La diversité en fréquence consiste à transmettre le même signal à deux fréquences porteuses différentes pour obtenir deux versions à évanouissements indépendants du même signal [SCH 66]. C'est un mécanisme délicat à mettre en oeuvre à cause de la difficulté de générer plusieurs signaux à émettre mais aussi de combiner les signaux reçus à différentes fréquences simultanément.

4. Techniques de combinaisons de diversité

Grâce à différentes techniques, nous pouvons combiner les signaux pour obtenir un signal sans évanouissements. Il existe notamment des techniques de combinaisons linéaires plus ou moins complexes qui permettent de récupérer un signal avec un bon niveau moyen.

La Figure II.2 montre de façon générale la combinaison des signaux reçus par un système. Le signal combiné de sortie $y(t)$ est représenté par :

$$y(t) = \sum_{n=1}^N w_n^* u_n(t) \quad (\text{II.1})$$

$$\text{avec } u_n(t) = v_n(t)s(t) + b_n(t) \quad (\text{II.2})$$

Où N est le nombre d'antennes (ou branches) réceptrices dans le système, w_n^* est le conjugué du coefficient de pondération, $u_n(t)$ est le signal plus le bruit à la réception, $v_n(t)$ est la réponse du canal, $s(t)$ est le signal transmis, $b_n(t)$ est le bruit à la $n^{\text{ième}}$ branche du système. En forme matricielle (en gras) nous obtenons :

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{u}(t) \quad (\text{II.3})$$

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{v}(t) s(t) + \mathbf{b}(t) \quad (\text{II.4})$$

Où

$$\mathbf{w} = [w_1 \quad w_2 \quad \dots \quad w_N]^T \quad (\text{II.5})$$

$$\mathbf{v}(t) = [v_1(t) \quad v_2(t) \quad \dots \quad v_N(t)]^T \quad (\text{II.6})$$

$$\mathbf{b}(t) = [b_1(t) \quad b_2(t) \quad \dots \quad b_N(t)]^T \quad (\text{II.7})$$

H représente la transposée conjuguée d'une matrice, et T sa transposée.

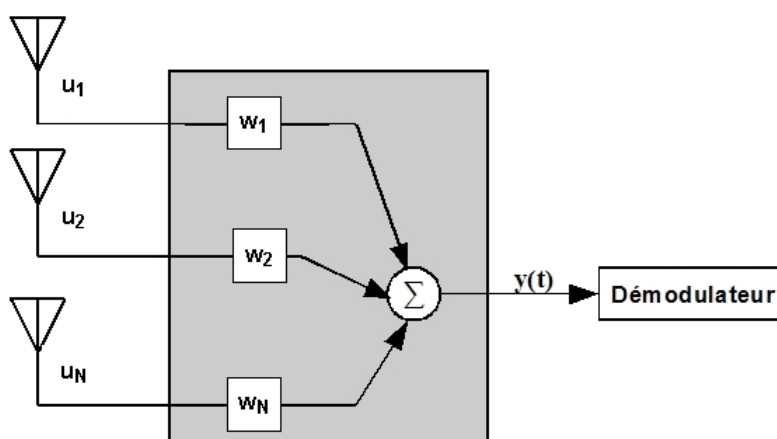


Fig. II.2 :Combinaison générale de signaux reçus sur un système multi-antennes

Il existe quatre types de techniques de combinaison que nous pouvons utiliser dans le combineur de la Figure II.1.

4.1 Combinaison par commutation

La technique de combinaison par commutation ne nécessite qu'un seul récepteur radio entre les N branches (Fig. II.3), alors que les autres techniques utilisent N récepteurs radios (un pour chaque branche) pour contrôler les signaux instantanés. A chaque instant, une branche ayant un signal supérieur au seuil fixé est sélectionné. Mais dès que le signal est inférieur au seuil, alors il y a commutation sur une autre branche. Ce seuil dépend du domaine d'utilisation de la diversité et peut être fixé par les fabricants. Due à la taille limitée du terminal mobile, la technique de combinaison par commutation est la technique qui est actuellement implémentée dans la plupart des terminaux utilisant la diversité d'antennes [SCH 66]. Les performances que cette technique peut fournir sont similaires à celles de la technique de combinaison par sélection (SC).

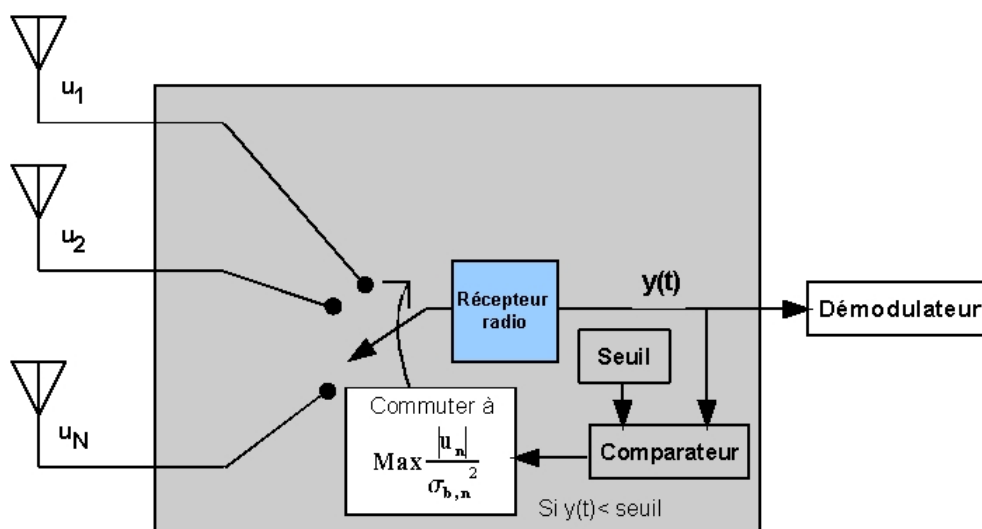


Fig. II.3 : Combinaison par commutation

4.2 Combinaison par sélection (SC)

La combinaison par sélection est similaire à celle de la technique par commutation, excepté que N récepteurs radios sont requis [LEE 98]. Elle consiste à choisir le signal ayant la puissance maximale ou le meilleur rapport signal sur bruit (SNR) parmi tous les signaux indépendants arrivant aux récepteurs (Fig. II.4).

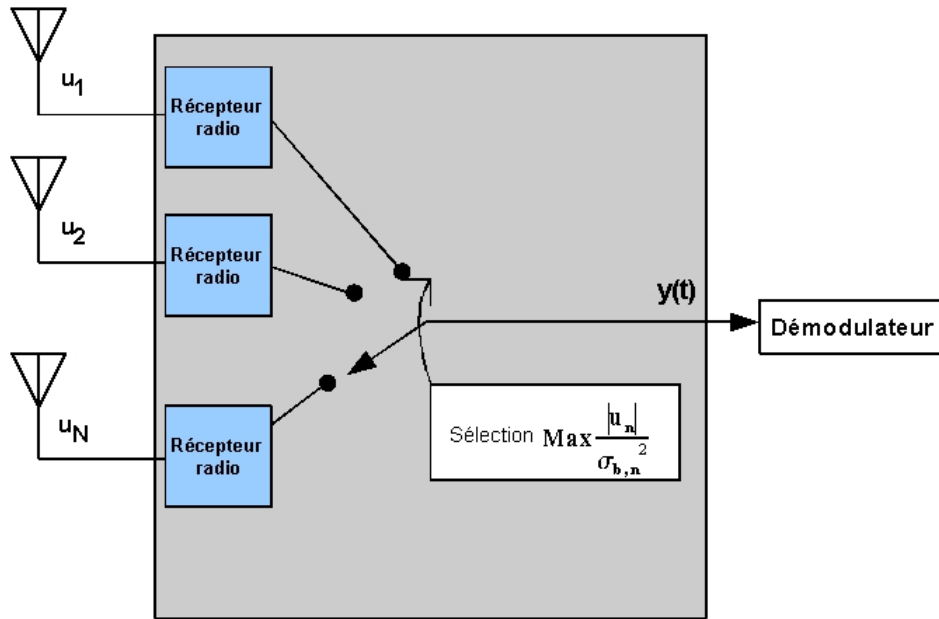


Fig. II.4 : Combinaison par sélection (SC)

Pour la méthode de la combinaison par sélection (SC), w_k dans (Eq. II.1) représente l'indice de la branche pour laquelle le SNR est $\gamma_k \geq \gamma_n$; (γ_k représente le SNR de la branche d'indice k sélectionné, et γ_n le SNR de la $n^{\text{ième}}$ branche). Ainsi :

$$w_n = \begin{cases} 1 & \text{si } k = n \\ 0 & \text{si } k \neq n \end{cases} \quad \text{Pour } n = 1, \dots, N. \quad (\text{II.8})$$

4.3 Combinaison par gain égal (EGC)

Les deux techniques précédentes n'utilisent le signal que d'une branche à chaque instant comme signal de sortie. Pour améliorer la puissance moyenne du signal de sortie, les signaux de toutes les branches peuvent être combinés pour former le signal de sortie. Cependant, les signaux de toutes les branches ne sont pas en phase. Chaque signal doit donc être multiplié par un co-phaseur pour que les signaux ne soient plus déphasés (Fig. II.5).

Dans la technique de combinaison par gain égal, les coefficients de pondération sont exprimés par :

$$w_n = \frac{v_n}{|v_n|} \quad (\text{II.9})$$

Le rapport signal sur bruit (SNR), γ , de la combinaison généralisée du système de la Figure II.2 peut être écrit comme suit :

$$\gamma = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_b \mathbf{w}} \quad (\text{II.10})$$

Où γ est le rapport signal sur bruit (SNR), \mathbf{R}_s et \mathbf{R}_b sont les matrices de covariance des vecteurs respectifs signal et bruit, définies par :

$$\mathbf{R}_s = E[|s(t)|^2] \cdot E[\mathbf{v}\mathbf{v}^H] \quad (\text{II.11})$$

$$\mathbf{R}_b = E[\mathbf{b}\mathbf{b}^H] \quad (\text{II.12})$$

E l'espérance mathématique.

Si un bruit blanc gaussien spatial est considéré, alors la matrice de covariance du vecteur bruit de l'équation II. 12 peut alors s'écrire :

$$\mathbf{R}_b = E[\mathbf{b}\mathbf{b}^H] = \begin{bmatrix} \sigma_{b,1}^2 & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \sigma_{b,2}^2 & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & \cdot & \sigma_{b,N}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

avec $\sigma_{b,n}$ le bruit blanc gaussien de la $n^{\text{ième}}$ antenne réceptrice.

$$\gamma = \frac{\mathbf{R}_s}{\mathbf{R}_b} = E[|s(t)|^2] \frac{\left| \sum_{n=1}^N w_n^* v_n \right|^2}{\sum_{n=1}^N |w_n|^2 \sigma_{b,n}^2} = E[|s(t)|^2] \frac{\left(\sum_{n=1}^N |v_n| \right)^2}{\sum_{n=1}^N \sigma_{b,n}^2} \quad (\text{II.14})$$

Ainsi en utilisant (II.9), l'équation (II.14) devient :

$$\gamma = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_b \mathbf{w}} = E[|s(t)|^2] \sum_{n=1}^N \frac{r^2}{\sigma_{b,n}^2} \quad (\text{II.15})$$

Avec

$$r = \sum_{n=1}^N |v_n| \quad (\text{II.16})$$

Si toutes les puissances de bruit sont les mêmes et égales à $\sigma_{b,0}^2$ alors

$$\gamma = E[|s(t)|^2] \frac{r^2}{N \sigma_{b,0}^2} \quad (\text{II.17})$$

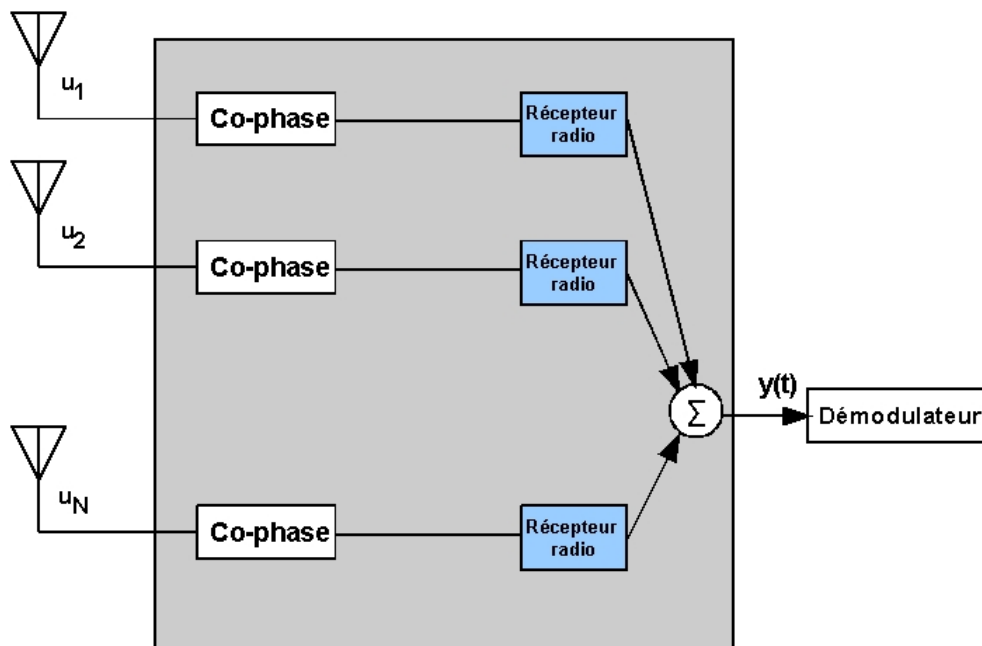


Fig. II.5 : Combinaison par gain égal (EGC)

4.4 Combinaison par rapport maximal (MRC)

L'inconvénient majeur de la technique par EGC est que si l'une des branches a un signal très faible, cela peut entraîner une réduction du signal combiné à la sortie. Pour empêcher ce phénomène, dans la technique MRC, un coefficient de pondération w_i est appliqué sur chaque branche avant que tous les signaux ne soient combinés (Fig. II.6). Ainsi pour maximiser le signal à la sortie du combineur, une branche avec un SNR élevé, donnera un coefficient de pondération élevé ce qui permettra de choisir les signaux à combiner.

Le rapport signal sur bruit (SNR), γ , de la combinaison généralisée du système de la Figure II.2

peut être écrit comme suit :

$$\gamma = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_b \mathbf{w}} \quad (\text{II.18})$$

Si un bruit blanc gaussien spatial est considéré, alors :

$$\gamma = \frac{\mathbf{R}_s}{\mathbf{R}_b} = E[|s(t)|^2] \frac{\left| \sum_{n=1}^N w_n^* v_n \right|^2}{\sum_{n=1}^N |w_n|^2 \sigma_{b,n}^2} \quad (\text{II.19})$$

En utilisant l'égalité de Schwarz [LEE 98],

$$\left| \sum_{n=1}^N w_n^* v_n \right|^2 \leq \left(\sum_{n=1}^N \frac{|v_n|^2}{\sigma_{b,n}^2} \right) \cdot \left(\sum_{n=1}^N |w_n|^2 \sigma_{b,n}^2 \right) \quad (\text{II.20})$$

$$\gamma = E[|s(t)|^2] \frac{\left| \sum_{n=1}^N w_n^* v_n \right|^2}{\sum_{n=1}^N |w_n|^2 \sigma_{b,n}^2} \leq \sum_{n=1}^N \frac{|v_n|^2}{\sigma_{b,n}^2} \quad (\text{II.21})$$

Le signe égal ne peut être utilisé que si et seulement si

$$w_n = K \frac{v_n}{\sigma_{b,n}} \quad (\text{II.22})$$

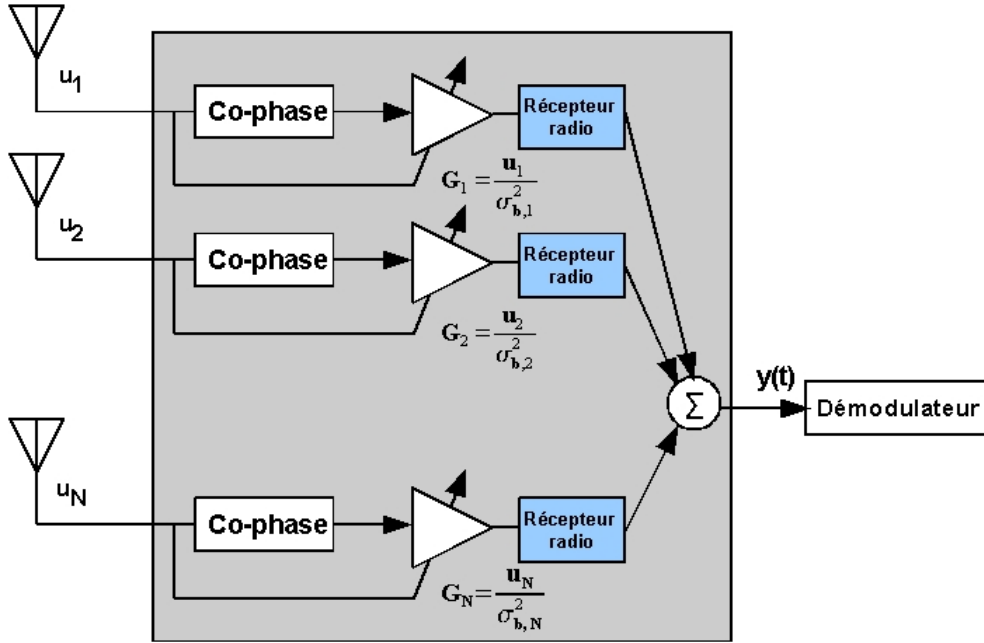


Fig. II.6 : Combinaison par rapport maximal (MRC)

Ainsi en utilisant (II.21), le SNR après la technique de combinaison par rapport maximal (MRC) devient :

$$\gamma = E[|s(t)|^2] \sum_{n=1}^N \frac{|v_n|^2}{\sigma_{b,n}^2} = \sum_{n=0}^N \gamma_n \quad (\text{II.23})$$

avec

$$\gamma_n = E[|s(t)|^2] \frac{v_n v_n^*}{\sigma_{b,n}^2} \quad (\text{II.24})$$

Où γ_n est le SNR de chaque branche avant la combinaison. Si chaque puissance de bruit est égale à $\sigma_{b,0}^2$, alors :

$$\gamma = E[|s(t)|^2] \sum_{n=1}^N \frac{|v_n|^2}{\sigma_{b,n}^2} = \frac{E[|s(t)|^2]}{\sigma_{b,0}^2} \sum_{n=1}^N |v_n|^2 \quad (\text{II.25})$$

4.5 Comparaison des techniques de combinaison SC et MRC

Nous allons définir une puissance γ_0 , normalisée par $1/\sigma_{b,0}^2$, pour faire la comparaison des différentes techniques de combinaison de diversité. Cette puissance γ_n est exprimée par :

$$\gamma_0 = E[|s(t)|^2] w_n^* v_n \quad \text{pour la SC} \quad (\text{II.26})$$

$$\gamma_0 = E[|s(t)|^2] \sum_{n=1}^N |v_n|^2 \quad \text{pour la MRC} \quad (\text{II.27})$$

La densité de fonction de probabilité (PDF) d'une enveloppe de signal ayant une distribution de Rayleigh est donnée par :

$$f_{r_n} = \frac{2r_n}{\sigma_{r_n}^2} e^{-\frac{r_n^2}{\sigma_{r_n}^2}} \quad (\text{II.28})$$

Où $\sigma_{r_n}^2$ est la puissance moyenne du signal reçue par la branche n. Le SNR instantané γ_n , est

$$\gamma_n = \frac{r_n^2}{2\sigma_{b,n}^2} \quad (\text{II.29})$$

et (II.27) devient

$$f_{\gamma_n} = \frac{1}{\Gamma_n} e^{-\frac{\gamma_n}{\Gamma_n}} \quad (\text{II.30})$$

Où Γ_n est le SNR moyen de la branche n exprimé par :

$$\Gamma_n = \frac{\sigma_{r_n}^2}{\sigma_{b,n}^2}$$

Quand tous les γ_n sont decorrélés et tous les Γ_n sont égaux à une valeur Γ , alors la fonction de distribution (CDF) qui est la probabilité du SNR résultant γ est donnée par :

$$P(\gamma \leq x) = \left(1 - e^{-\frac{x}{\Gamma}}\right)^N \quad \text{pour la SC} \quad (\text{II.31})$$

$$P(\gamma \leq x) = 1 - e^{-\frac{x}{\Gamma}} \cdot \sum_{n=1}^N \frac{1}{(n-1)!} \left(\frac{x}{\Gamma}\right)^{n-1} \quad \text{pour la MRC} \quad (\text{II.32})$$

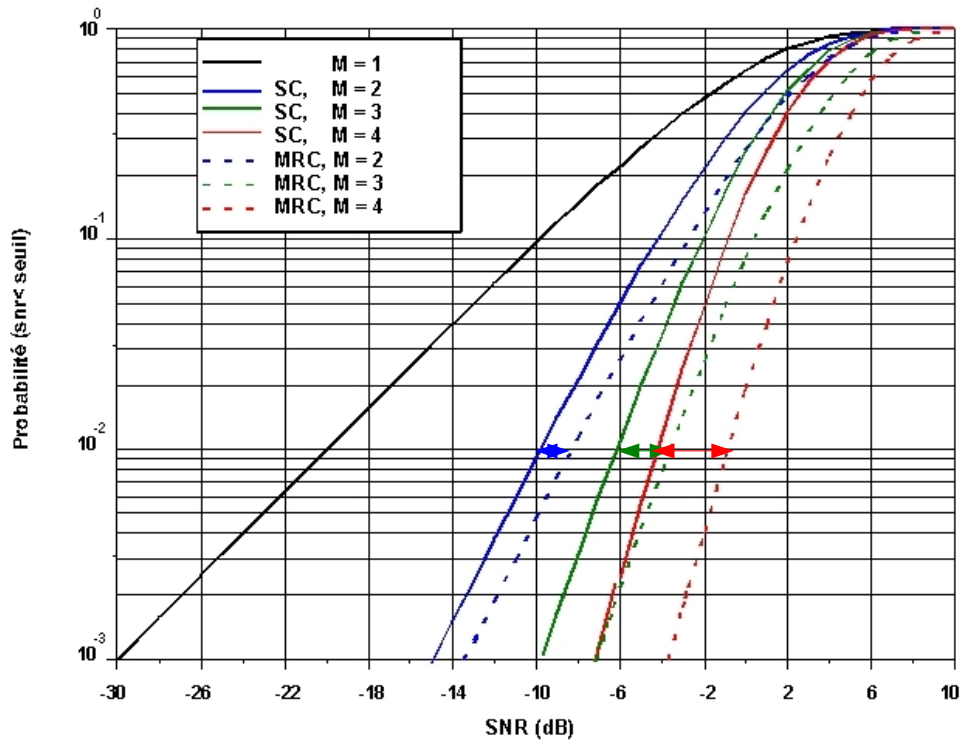


Fig. II.7 : Comparaison des techniques SC et MRC

Les courbes de fonction de distribution (CDF) des techniques de combinaison SC et MRC tracées avec les équations II.31 et II.32 sont présentées sur la Figure II.7 dans les cas de 2, 3 et 4 antennes quand $\Gamma = 1$. Sur cette courbe, nous voyons clairement que le SNR moyen augmente plus rapidement avec la technique de combinaison par rapport maximal (MRC) qu'avec celle par sélection (SC) : par exemple pour une probabilité de 1%, le gain d'un passage de la technique SC à MRC est de 1 dB pour 2 antennes, 2 dB pour 3 antennes et 3 dB pour 4 antennes. Bien que le MRC soit la technique idéale de combinaison pour la diversité, elle nécessite des circuits complexes et donc coûteux dans le récepteur pour ajuster le gain dans chaque branche. C'est pourquoi, dans cette thèse nous n'avons étudié que la technique de combinaison par sélection pour estimer le gain en diversité de nos systèmes.

5. Performances en diversité

5.1. Couplage mutuel

Quand deux antennes sont près l'une de l'autre, et que l'une ou les deux sont excitées, une partie de l'énergie a tendance à se dissiper dans l'autre antenne et plus particulièrement dans son impédance de charge. Cet échange d'énergie est une conséquence du couplage mutuel. Il dépend des caractéristiques de rayonnement des antennes, de la distance entre les antennes, de leur orientation et de leur nature. Il joue un rôle très important sur les performances des systèmes d'antennes car il est inclu dans le calcul de l'efficacité totale, de l'enveloppe de corrélation et donc dans le calcul des performances en diversité du système.

5.2. Efficacité totale

Dans les systèmes de communication entre mobiles, le diagramme de rayonnement de l'antenne joue très souvent un rôle mineur [TAV 06] ; c'est surtout l'efficacité totale de l'antenne (ou gain moyen (MG) de l'antenne) qui est le paramètre le plus important. Elle nous renseigne sur les performances de la liaison sans fil. Ceci est aussi valable pour les systèmes SIMO (diversité) et MIMO. L'efficacité totale d'une antenne est définie comme étant le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance incidente sur son port d'alimentation. Elle prend en compte aussi bien les pertes de réflexion dues à la désadaptation entre le câble coaxial et le port d'alimentation de l'antenne que les pertes ohmiques et diélectriques de l'antenne. Elle peut être calculée à partir de l'intégration des diagrammes de rayonnement dans tout l'espace (Eq. II.33) ou bien à partir des paramètres S et de l'efficacité rayonnée η_{ray} de l'antenne (Eq. II.34),

$$\eta_{\text{tot}} = MG = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} (G_{\theta}(\theta, \varphi) + G_{\varphi}(\theta, \varphi)) \sin \theta d\theta d\varphi}{4\pi} \quad (\text{II.33})$$

Où $G_{\theta}(\theta, \varphi)$ et $G_{\varphi}(\theta, \varphi)$ sont les gains des antennes dans les directions θ et φ .

$$\eta_{\text{tot}} = \eta_{\text{ray}} (1 - |S_{11}|^2) \quad (\text{II.34})$$

L'efficacité rayonnée (η_{ray}) est définie comme étant le rapport entre la puissance rayonnée sur la puissance injectée dans l'antenne.

Dans un système à plusieurs antennes, nous devons aussi prendre en compte l'isolation ou les pertes d'insertion entre les différentes antennes, dans ce cas l'équation II.34 devient :

$$\eta_{\text{toti}} = \eta_{\text{rayi}} \left(1 - \sum_{n=1}^N |S_{n,i}|^2 \right)$$

Avec i représentant l'antenne n° i .

5.3. Enveloppe de corrélation

L'indépendance des signaux à évanouissements reçus par les antennes d'un système est estimée en terme d'enveloppe de corrélation (égale à zéro dans le cas idéal). Cette indépendance peut être mesurée en utilisant l'expression générale de l'enveloppe de corrélation calculée à partir des diagrammes de rayonnement (Eq. II.35). Elle doit être inférieure à 0,5 selon [VAU 03] pour que l'on puisse réaliser une bonne diversité.

$$\rho_c = \frac{\left(\oint (\text{XPR} E_{\theta 1}(\Omega) E_{\theta 2}^*(\Omega) P_{\theta}(\Omega) + E_{\phi 1}(\Omega) E_{\phi 2}^*(\Omega) P_{\phi}(\Omega)) d(\Omega) \right)^2}{\oint (\text{XPR} G_{\theta 1}(\Omega) P_{\theta}(\Omega) + G_{\phi 1}(\Omega) P_{\phi}(\Omega)) d(\Omega) \cdot \oint (\text{XPR} G_{\theta 2}(\Omega) P_{\theta}(\Omega) + G_{\phi 2}(\Omega) P_{\phi}(\Omega)) d(\Omega)} \quad (\text{II.35})$$

Où $G_{\theta} = E_{\theta}(\Omega) E_{\theta}^*(\Omega)$, avec $E_{\theta}(\Omega)$ et $E_{\theta}(\Omega)$ sont les champs complexes polarisés en θ des antennes, alors que $G_{\phi} = E_{\phi}(\Omega) E_{\phi}^*(\Omega)$, avec $E_{\phi}(\Omega)$ et $E_{\phi}(\Omega)$ les champs complexes polarisés en ϕ . Les indices 1 et 2 représentent l'antenne n°1 et n°2.

$P_{\theta}(\Omega)$ et $P_{\phi}(\Omega)$ représentent les spectres de puissance respectivement en élévation et en azimuth qui déterminent la distribution des signaux dans l'environnement de propagation.

XPR représente la discrimination polaire croisée, définie comme étant le rapport de la puissance verticale instantanée sur la puissance horizontale dans un environnement multi-trajet, soit en

linéaire :
$$\text{XPR} = \frac{P_V}{P_H} .$$

Ainsi, dans un environnement multi-trajet uniforme, $\text{XPR}=1$, $P_{\theta}(\Omega) = P_{\phi}(\Omega) = 1/4\pi$. L'enveloppe de corrélation pourra s'écrire alors :

$$\rho_e = \frac{(\oint (E_{\theta_1}(\Omega) E_{\theta_2}^*(\Omega) + E_{\phi_1}(\Omega) E_{\phi_2}^*(\Omega)) d(\Omega))^2}{\oint (G_{\theta_1}(\Omega) + G_{\phi_1}(\Omega)) d(\Omega) \cdot \oint (G_{\theta_2}(\Omega) + G_{\phi_2}(\Omega)) d(\Omega)} \quad (\text{II.36})$$

Mais le calcul de l'enveloppe de corrélation avec les diagrammes de rayonnement du système est lourd et peut entraîner des erreurs si les plans de coupes des diagrammes ne sont pas suffisamment nombreux et donc précis [SAL 02, BRA 04]. Il existe alors une méthode simplifiée qui permet de calculer l'enveloppe de corrélation à partir des paramètres S des antennes dans un environnement multi-trajet uniforme [SAL 02, BLA 03]. Ainsi dans le cas d'un système à N antennes, l'équation II.36 peut être remplacée par l'équation II.37.

$$\rho_e(i, j, N) = \frac{\left| \sum_{n=1}^N S_{i,n}^* S_{n,j} \right|^2}{\prod_{k=i,j} \left[1 - \left| \sum_{n=1}^N S_{k,n}^* S_{n,k} \right| \right]} \quad (\text{II.37})$$

N représente le nombre d'antennes, i et j représentent les antennes i et j.

Pour passer de l'équation II.36 à l'équation II.37, certaines conditions doivent être respectées :

1°) Quand l'une des antennes est alimentée, l'autre est chargée par une impédance référence (traditionnellement 50Ω).

2°) Le système d'antennes est une structure sans pertes c'est-à-dire avec une très forte efficacité rayonnée [HAL 05, NAL 05], et un couplage mutuel acceptable (< -6 dB).

Cependant, la 2ème méthode de calcul de l'enveloppe de corrélation est admise même dans le cas où la première condition n'est pas satisfaite [DER 04, STJ 05].

La seconde condition prend en compte les pertes de l'antenne. Les pertes ohmiques (et éventuellement les pertes diélectriques) doivent être très faibles pour obtenir une bonne efficacité rayonnée. Dans le cas contraire, le calcul de l'enveloppe de corrélation utilisant l'équation II.37 peut donner des résultats erronés. Cependant, il a été démontré que cette différence peut être réduite si les antennes sont bien adaptées et isolées mutuellement. Toutefois, l'efficacité rayonnée doit être toujours prise en compte [NAL 05].

Toutes ces conditions montrent que dans un système d'antennes, l'enveloppe de corrélation calculée à partir des paramètres S ne donne pas la valeur exacte mais fournit la valeur minimale que nous pouvons espérer atteindre. Cependant, cette méthode nous permet de gagner beaucoup de temps et peut ainsi être utilisée comme première approche pour l'évaluation des performances en

diversité de systèmes multi-antennes. De même, il faut ajouter que la mesure des paramètres S avec l'analyseur doit se faire avec beaucoup d'attention car une petite erreur sur la phase peut induire de grosses erreurs sur l'enveloppe de corrélation [YIN 05].

5.4 Gain Effectif Moyen (MEG)

Hormis l'indépendance des signaux à évanouissements, l'autre condition pour l'obtention d'une bonne diversité est que chacun des signaux reçus par les antennes possède la même puissance moyenne. Ainsi le gain effectif moyen (MEG), représente la puissance reçue par chacune des antennes. C'est une caractéristique qui inclut le diagramme de rayonnement de l'antenne, l'efficacité de l'antenne et les effets de propagation. Il dépend aussi de l'environnement multi-trajet comme l'enveloppe de corrélation. Taga propose l'équation II.37 pour déterminer le MEG [TAG 90].

$$MEG = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{XPR}{XPR + 1} G_{\theta}(\Omega) P_{\theta}(\Omega) + \frac{1}{XPR + 1} G_{\phi}(\Omega) P_{\phi}(\Omega) \right) (d\Omega) \quad (II.38)$$

$G_{\theta}(\Omega)$ et $G_{\phi}(\Omega)$ sont les composantes des gains de l'antenne en θ et ϕ respectivement.

Un coefficient k appelé rapport de puissance a été défini [BRO 02], en supposant que l'enveloppe de corrélation est faible. Ce coefficient (Eq. II.39) doit être supérieur à -3 dB pour éviter une perte significative du gain en diversité [BRO 02].

$$k = \min \left(\frac{MEG2}{MEG1}, \frac{MEG1}{MEG2} \right) \quad (II.39)$$

5.5 Gain de Diversité (DG) et Gain de Diversité du système (DSG)

Le gain de diversité est défini comme l'amélioration du rapport signal sur bruit (SNR) des signaux relatifs combinés par rapport au signal sur bruit reçu sur une antenne seule. La fonction de distribution (CDF) d'un canal de type Rayleigh est donnée par la relation suivante:

$$P(\gamma \leq x) = \left(1 - e^{-\frac{x}{\Gamma}} \right) \quad (II.40)$$

Où Γ est le SNR moyen, γ est le SNR instantané, $P(\gamma \leq x)$ est la probabilité d'avoir le SNR en

dessous du seuil x . Pour une technique de combinaison par sélection avec N antennes indépendantes, en supposant que les N branches reçoivent des signaux indépendants et ayant des SNR moyens qui sont égaux, nous avons vu que la probabilité que toutes les branches aient un SNR en dessous du seuil fixé est équivalente à la probabilité d'une simple branche élevée à la puissance N (Eq. II.31). Sur la Figure II.8, nous avons tracé les équations II.31 et II.40 pour montrer la réduction de la probabilité d'avoir les évanouissements en dessous d'un certain seuil quand nous passons d'un système de 1 antenne à N antennes. Sur cette figure, le gain de diversité est aussi illustré en fonction du nombre d'antennes à la réception. Ce gain de diversité est pris ici au moment où $P(\gamma \leq x)$ est à 1% (soit 99% de fiabilité). Cette figure montre que nous avons une augmentation du gain de diversité de 10.2 dB à 15.7 dB quand nous passons de 2 à 4 antennes.

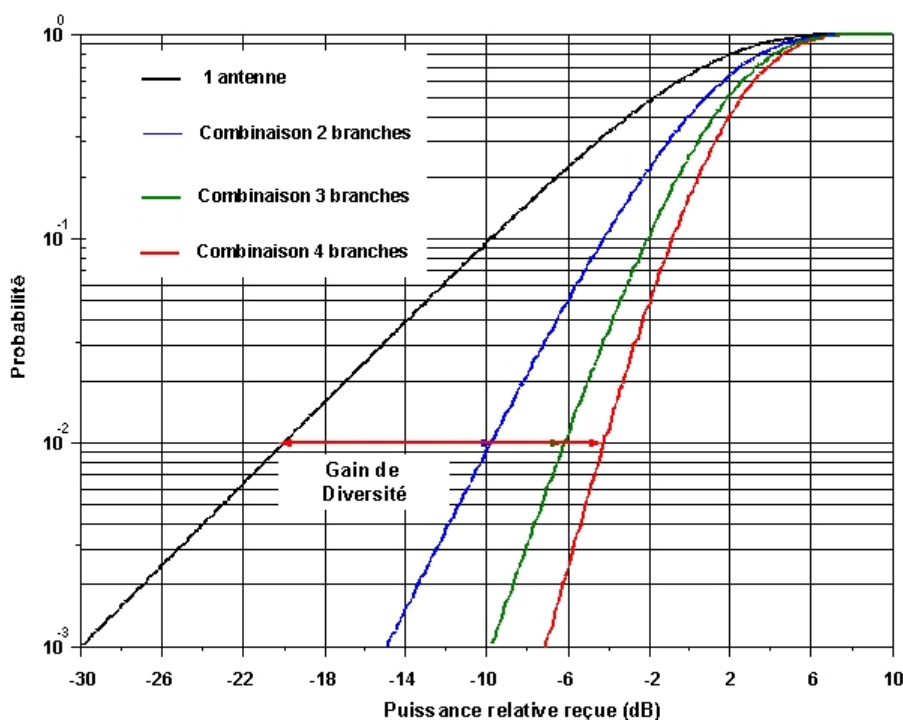


Fig. II.8 : Estimation du gain de diversité (DG)

Ce gain de diversité n'est vraiment significatif que si toutes les antennes du système ont une efficacité totale égale à 100% ce qui est loin d'être évident en pratique. Ainsi le gain en diversité réaliste d'un système (DSG) doit également prendre en compte l'efficacité totale de chaque antenne. En supposant que toutes les antennes du système sont identiques, le DSG sera alors:

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

II. MIMO

1. Principe de la technique MIMO

Dans les systèmes de communications traditionnels, il n'existe qu'une antenne à l'émission et une antenne à la réception (SISO). Or les futurs services de communications mobiles sans fils demandent plus de transmissions de données (augmentation de la capacité de transmission). Ainsi pour augmenter la capacité des systèmes SISO et satisfaire ces demandes, les bandes passantes de ces systèmes et les puissances à transmettre ont été largement augmentées. Mais les récents développements ont montré que l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception permettait d'augmenter le débit de transmission des données et cela sans augmenter ni la bande passante de l'antenne réceptrice du système SISO, ni la puissance du signal à l'émission. Cette technique de transmission s'appelle MIMO (Multiple Input, Multiple Output) (Fig. II.9). Un système MIMO tire profit de l'environnement multi-trajets en utilisant les différents canaux de propagation créés par réflexion et/ou par diffraction des ondes pour augmenter la capacité de transmission. D'où l'intérêt aussi d'obtenir des signaux indépendants sur les antennes.

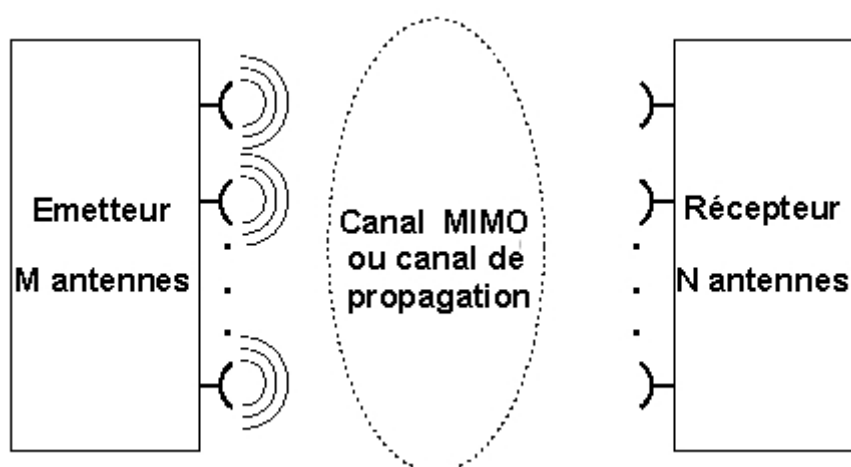


Fig. II.9 : Principe du MIMO

2. Les différents types de codage MIMO

Dans un système MIMO, il existe plusieurs méthodes pour effectuer le codage des signaux :

- **Le multiplexage par répartition de fréquence orthogonale (OFDM Orthogonal frequency Division Multiplexing)** consiste à diviser sur un grand nombre de porteuses, le signal numérique que nous souhaitons transmettre (comme si nous combinons le signal à transmettre sur des émetteurs indépendants et à des fréquences différentes). Pour que les fréquences des porteuses soient les plus proches possibles et ainsi transmettre le maximum d'information sur une portion de fréquences donnée, l'OFDM utilise des porteuses orthogonales entre elles. Les signaux des différentes porteuses se chevauchent mais grâce à l'orthogonalité, n'interfèrent pas entre eux. Ainsi, dans un environnement multi-trajets où certaines fréquences seront détruites à cause des perturbations, le système sera tout de même capable de récupérer l'information perdue sur d'autres fréquences porteuses qui elles n'auront pas été détruites [WIK].
- **Le multiplexage par division spatiale (SDM Spatial Division Multiplexing)** au cours duquel plusieurs flux de données indépendants (essentiellement des canaux virtuels) sont simultanément multiplexés dans un canal spectral. Le multiplexage SDM peut améliorer le débit de façon significative, car le nombre de données spatiales résolues est plus important. Chaque flux spatial doit disposer de sa propre paire d'antennes de transmission/réception à chaque extrémité du lien radio. Il est important de noter qu'une chaîne de radio-fréquences RF et qu'un convertisseur analogique-numérique distincts sont nécessaires pour chaque antenne du système MIMO. Les configurations qui nécessitent plus de deux chaînes d'antennes RF doivent être conçues avec attention pour maintenir des coûts peu élevés tout en répondant aux attentes en matière de performances [INT].
- **Le codage spatio-temporel par bloc (STBC Space-Time Bloc Code)** tout comme le SDM permet d'envoyer des signaux différents sur chaque antenne. Le principe du STBC est d'introduire une redondance d'information entre les deux antennes. Le canal STBC comprend $M \times N$ sous canaux. Chaque sous canal est un canal à évanouissements indépendants ; ce qui fait que le STBC augmente la diversité du canal de transmission et donc la robustesse du récepteur. Cette méthode est très attractive car elle n'exige pas la connaissance de l'état du canal (CSI) même si cela peut réduire la capacité de transmission des données [COL 02]. Le gain de diversité résultant améliore la fiabilité des liaisons sans fil à évanouissements et améliore la qualité de la transmission. Il est à noter que ce type de codage n'améliore pas la capacité de transmission linéairement avec le nombre d'éléments utilisés. Ainsi pour améliorer à la fois la

capacité et la qualité, un système MIMO doit être implémenté avec les deux types de codages à savoir le SDM et le STBC [PLI 04].

Dans cette thèse, l'objectif n'est pas de choisir le meilleur type de codage, mais d'évaluer comment évolue la capacité de transmission en fonction du nombre d'éléments dans la liaison, comment varie cette capacité quand les antennes du système récepteur sont plus ou moins efficaces et comment varie la capacité lorsque les antennes sont plus ou moins décorréliées.

3. Capacité de canal

Nous allons ici comparer les capacités des différents canaux existants (SISO, SIMO, MIMO) sans connaissance préalable de l'état du canal CSI. De même, nous allons aussi comparer les limites théoriques données par la capacité de Shannon [VAU 03] qui est l'espérance de la capacité $E[C]$ et qui ne peut être obtenue que dans un canal idéal, avec un codage idéal.

3.1 Capacité d'un système SISO

Soit un système SISO (Fig. II.10), avec h le gain du canal, γ le rapport signal sur bruit à l'antenne de réception ; la capacité sans connaître le CSI est :

$$C = \log_2 (1 + \gamma |h|^2) \quad \text{bit/s/Hz}$$

Ainsi la capacité théorique sera alors :

$$C_t = E(C) = \log_2 (1 + \gamma E(|h|^2)) \quad \text{bit/s/Hz}$$

or $E(|h_i|^2) = 1$, ainsi :

$$C_t = \log_2 (1 + \gamma) \quad \text{bit/s/Hz}$$

Elle augmente, en fonction du logarithme de $1 + \gamma$. Lorsque le SNR est élevé, un gain de 3dB sur le γ ne fournira une augmentation que d'un bit par seconde par hertz (bit/s/Hz).

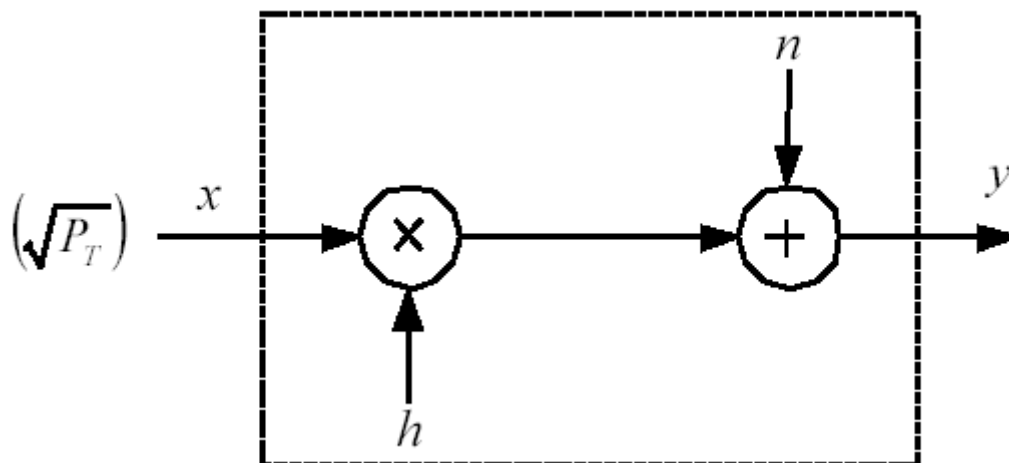


Fig. II.10 : Système SISO

3.2 Canal SIMO

Un canal SIMO (Single Input, Multiple Output), est un système multi-antennes (Fig. II.11) (réalisant par exemple, de la formation de voix en réception) avec une antenne à l'émission et N antennes à la réception. Avec h_i le gain complexe entre l'antenne émettrice et la i -ème antenne réceptrice, sa capacité sera alors :

$$C = \log_2 \left(1 + \gamma \sum_{i=1}^N |h_i|^2 \right) \quad \text{bit/s/Hz}$$

Sa capacité de Shannon est donnée par :

$$C_t = E(C) = \log_2 (1 + \gamma N^2) \quad \text{bit/s/Hz}$$

avec $E \left(\sum_{i=1}^N |h_i|^2 \right) = N^2$

Nous constatons que sa capacité augmente en fonction du logarithmique de $1 + \rho_R N^2$, soit un peu plus vite que dans le cas SISO.

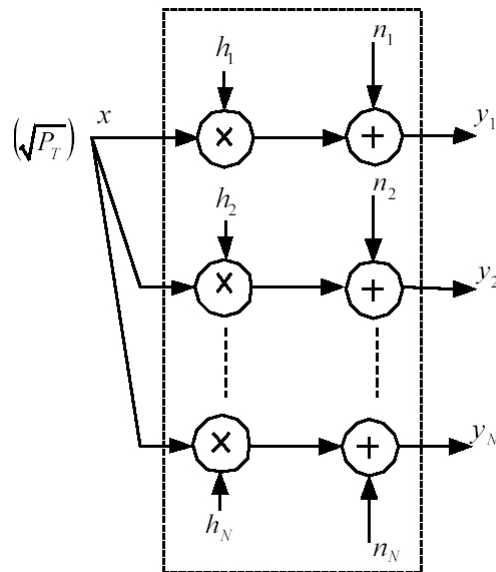


Fig. II.11 : Système SIMO

3.3 Canal MIMO

Pour un canal MIMO (Fig. II.12), avec M antennes émettrices et N antennes réceptrices,

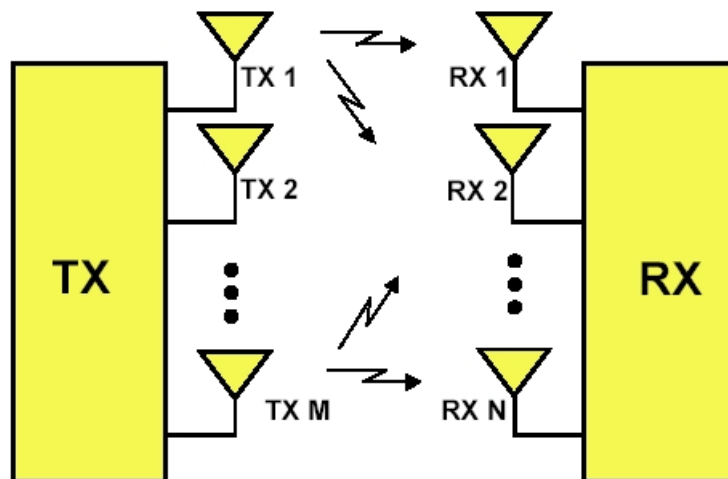


Fig. II.12 : Système MIMO

La matrice complexe H du canal peut alors s'écrire :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdot & \cdot & h_{1M} \\ \cdot & h_{22} & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ h_{N1} & h_{N2} & \cdot & h_{NM} \end{bmatrix}$$

h_{ij} est le gain complexe du canal entre la j -ème antenne émettrice et la i -ème antenne réceptrice.

$$C = \log_2 \left(\det \left[I_N + \frac{\gamma}{M} HH^H \right] \right) \quad \text{bit/s/Hz}$$

Lorsque N et M sont grands, l'espérance de la capacité pour un canal de Rayleigh croît proportionnellement à N : $E[C] \approx N \log_2(1 + \gamma)$ bit/s/Hz

La capacité augmente donc beaucoup plus vite que dans les cas SISO et SIMO grâce au grand nombre d'antennes.

3.4 Comparaison des capacités des différents systèmes

La Figure II.13 représente les courbes de la capacité en fonction du SNR pour plusieurs valeurs de N et M ; 2500 tirages aléatoires (génération de 2500 matrices H) ont été effectués pour le MIMO sous Matlab.

- Dans le cas SISO ($M = 1$ et $N = 1$) la capacité varie de 1 à 7,5 bps/Hz. Elle reste faible et croît lentement avec le SNR, ce qui illustre bien les limitations des transmissions SISO. Malgré les techniques actuelles qui permettent de tirer le maximum d'un canal SISO, sa capacité demeure limitée et un système multi-antennes, même sous-exploité, obtiendra de meilleures performances.
- Les deux exemples SIMO ($M = 1$, $N = 3$ et $N = 7$) montrent les limites supérieures des traitements. Le passage à trois antennes en réception permet de gagner 2 bps/Hz par rapport au SISO, en particulier à fort SNR. Avec $N = 7$ le gain est d'environ 1,5 bps/Hz, ce qui est peu pour quatre antennes supplémentaires. Comme pour les systèmes SISO, la capacité augmente lentement ce qui reste la principale limitation des systèmes SIMO.
- Les deux exemples MIMO considérés ont le même nombre total d'antennes que les systèmes SIMO, de façon à faciliter les comparaisons ($M + N = 4$ puis 8). Pour un SNR de 0 dB, le système MIMO avec $M = 2$ et $N = 2$ a une capacité équivalente à celle du système SIMO avec quatre

antennes. La capacité MIMO augmente ensuite beaucoup plus rapidement avec le SNR, pour finir avec un gain de plus de 50% à 25 dB de SNR. Nous pouvons aussi vérifier que la capacité du système MIMO à huit antennes est presque le double de celle du système à quatre antennes.

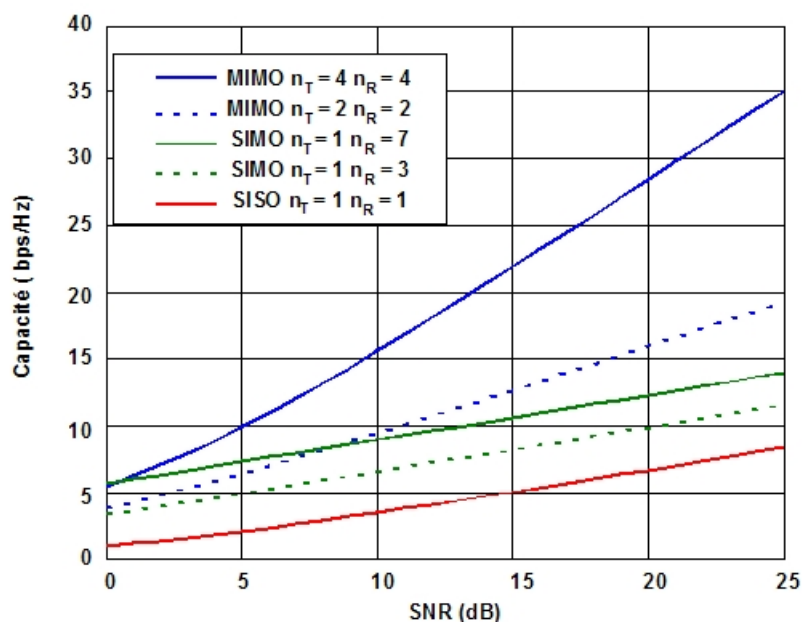


Fig. II.13 : Capacité des systèmes SIMO à 4 et 8 antennes par rapport au système SISO

Sur la Figure II.14, nous pouvons comparer les variations des capacités des systèmes SIMO et MIMO en fonction du nombre d'antennes pour un SNR de 10dB. L'amélioration de la capacité est plus nette pour un SNR élevé. Pour un système SIMO, la capacité suit une évolution logarithmique quand nous incrémentons le nombre d'antennes à la réception alors que celle du système MIMO augmente linéairement quand nous augmentons le nombre d'antennes à l'émission et à la réception.

L'avantage (en capacité) des systèmes MIMO est principalement dû à l'exploitation des trajets multiples. Tout d'abord, ils permettent au récepteur de différencier les différentes antennes d'émission, et donc d'émettre plusieurs symboles simultanément. Ensuite, chaque trajet est une réplique du signal émis, et est donc porteur d'information utile. Nous pouvons aussi dire que chaque trajet est l'équivalent du signal direct émis par une antenne virtuelle, ce qui augmente virtuellement le nombre d'antennes émettrices [COL 02]. Le prix à payer pour cette augmentation de la capacité est tout d'abord matériel, avec la multiplication des antennes et de leur électronique associée, mais aussi logiciel avec des récepteurs nettement plus complexes et demandant plus de puissance de

calcul et donc une consommation accrue. Enfin, une dégradation du coefficient de corrélation entre les antennes peut entraîner une baisse de la capacité.

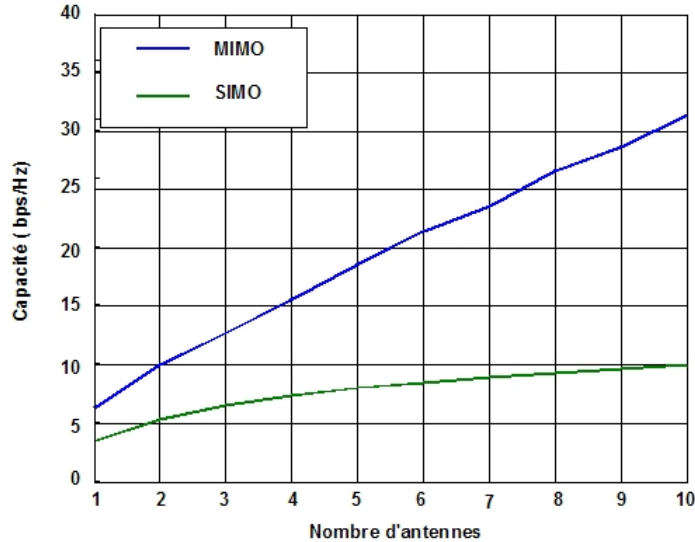


Fig. II.14 : Variation de la capacité dans un système SIMO en fonction de N antennes réceptrices et MIMO en fonction de M antennes émettrices et N antennes réceptrices

III. Environnement de propagation

Dans les communications mobiles, la plupart du temps les signaux transmis sont affectés par les immeubles et autres obstacles causant des réflexions, diffractions et dispersions. Dans les environnements multi-trajets, les ondes incidentes sur les antennes du terminal mobile ont des angles variables et un XPR différent. Les angles d'arrivées variables (aussi définis comme densités de fonction angulaires) dans les directions θ et φ , et le XPR ont un effet sur les performances en diversité et MIMO du système d'antennes. Ainsi l'enveloppe de corrélation, de même que le gain effectif moyen (MEG), dépendent de l'environnement multi-trajet via les densités angulaires de fonctions $P_{\theta}(\theta, \varphi)$ et $P_{\varphi}(\theta, \varphi)$ (Fig. II.15). Ces densités de fonction peuvent être décomposées en élévation et en azimuth suivant les relations suivantes [PED 99] :

$$P_{\theta}(\theta, \varphi) = P_{\theta}(\theta) P_{\theta}(\varphi)$$

$$P_{\varphi}(\theta, \varphi) = P_{\varphi}(\theta) P_{\varphi}(\varphi)$$

Où $P_\theta(\varphi)$, $P_\varphi(\varphi)$ sont les densités de fonction angulaires en azimuth dans les directions θ et φ respectivement et $P_\theta(\theta)$, $P_\varphi(\varphi)$ les densités angulaires de fonction en élévation.

Pour évaluer l'enveloppe de corrélation et le MEG, il est nécessaire d'appliquer des modèles qui sont similaires à des environnements réalistes.

Dans cette thèse, nous allons calculer les performances en diversité théoriques de nos systèmes d'antennes dans différents environnements de propagation multi-trajets (uniforme, "indoor", "outdoor"). Pour cela, nous avons besoin de modéliser ces environnements multi-trajets. Ainsi, nous allons utiliser les différents modèles de distribution proposés dans la littérature notamment par [TAG 90].

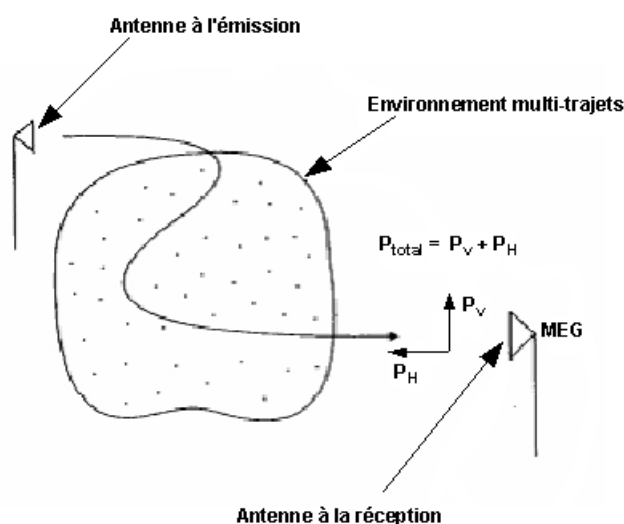


Fig. II.15 : Onde incidente arrivant à l'antenne de réception dans un environnement multi-trajets

Si dans un environnement uniforme isotrope, les deux densités de fonctions angulaires sont égales entre elles et égales à 1, dans les environnements "indoor" et "outdoor" nous avons besoin d'utiliser des modèles gaussien et laplacien en élévation mais uniformes en azimuth.

1. Distribution uniforme isotrope

$$P_\theta(\theta) = P_\varphi(\varphi) = 1/4\pi \text{ et } \text{XPR} = 0\text{dB} ;$$

2. Distribution gaussienne

En élévation, la distribution gaussienne présentée sur la Figure II.16 est exprimée comme suit :

$$P_{\theta}(\theta) = A_{\theta} \exp \left[-\frac{(\theta - [(\pi/2) - m_v])^2}{2 \sigma_v^2} \right] \quad 0 \leq \theta \leq \pi$$

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

Où m_H et m_v sont respectivement les angles moyens en élévation des ondes de distribution polarisées verticalement et horizontalement, σ_H et σ_v les déviations standards respectives des ondes de distributions des ondes polarisées verticalement et horizontalement.

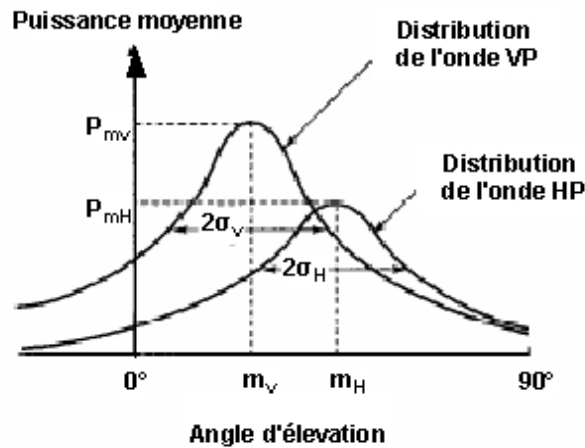


Fig. II.16 : Modèle de distribution gaussien de l'onde incidente en élévation

A_{θ} et A_{φ} sont des constantes déterminés par les conditions suivantes :

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} P_{\theta}(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} P_{\varphi}(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi = 1$$

Ces paramètres, de même que la valeur de XPR, déterminent le type d'environnement de propagation multi-trajet.

3. Distribution laplacienne

La distribution laplacienne est exprimée comme suit en élévation :

$$P_{\theta}(\theta) = A_{\theta} \exp \left[-\frac{\sqrt{2} |\theta - [(\pi/2) - m_v]|^2}{\sigma_v} \right] \quad 0 \leq \theta \leq \pi$$

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

4. Distribution elliptique

Dans le cas “outdoor to indoor”, la plupart de l'énergie du signal passe à travers des ouvertures de bâtiments et pour cette raison la distribution est plus directionnelle. Dans le cas où la directivité est faible (1/2 du globe), le modèle de distribution elliptique sera alors exprimé comme suit [PLI 04] :

$$P_{\psi}(\alpha) = \sqrt{A_{\psi}} \frac{S_{\psi\alpha}^2}{S_{\psi\alpha}^2 + (\sin \alpha)^2} \quad (-\pi \leq \theta \leq -\pi/2), (\pi/2 \leq \theta \leq \pi)$$

Où $S_{\psi\alpha}$ est la mesure de l'angle de diffusion dans le domaine $\sin \alpha$ en élévation et en azimuth de la distribution de l'onde polarisée (ψ et α prenant les valeurs de θ et φ).

Dans le cas où la directivité est très haute (1/8 du globe), les densités angulaires de fonction en azimuth seront exprimées comme suit :

$$P_{\theta}(\varphi) = \sqrt{A_{\theta}} a_{\theta 0} \quad (-\pi \leq \varphi \leq -\pi/2), (\pi/2 \leq \varphi \leq \pi)$$

$$P_{\varphi}(\varphi) = \sqrt{A_{\varphi}} (a_{\varphi 0} - b_{\varphi} |\varphi|) \quad (-\pi \leq \varphi \leq -\pi/2), (\pi/2 \leq \varphi \leq \pi)$$

Où $a_{\theta 0}$ et $a_{\varphi 0}$ sont les amplitudes relatives des énergies de dispersion uniformément distribuées en azimuth ; b_{φ} est le facteur de dégradation de la distribution de l'onde polarisée horizontale en azimuth.

Modèle	Elevation/azimuth			
	Uniforme (isotropique)	gaussien/Uniforme	laplacien/Uniforme	elliptique
Distribution Statistique	$P_\theta(\theta) = \frac{1}{4\pi}$ $P_\varphi(\theta) = \frac{1}{4\pi}$ $P_\theta(\varphi) = 1$ $P_\varphi(\varphi) = 1$	$P_\theta(\theta) = A_\theta \exp\left[-\frac{(\theta - [(\pi/2) - m_v])^2}{2\sigma_v^2}\right]$ $P_\varphi(\theta) = A_\varphi \exp\left[-\frac{(\theta - [(\pi/2) - m_H])^2}{2\sigma_H^2}\right]$ $P_\theta(\varphi) = 1$ $P_\varphi(\varphi) = 1$	$P_\theta(\theta) = A_\theta \exp\left[-\frac{\sqrt{2} \theta - [(\pi/2) - m_v] ^2}{\sigma_v}\right]$ $P_\varphi(\theta) = A_\varphi \exp\left[-\frac{\sqrt{2} \theta - [(\pi/2) - m_H] ^2}{\sigma_H}\right]$ $P_\theta(\varphi) = 1$ $P_\varphi(\varphi) = 1$	$P_\theta(\theta) = \sqrt{A_\theta} \frac{S_{\theta\theta}^2}{S_{\theta\theta}^2 + (\sin \theta)^2}$ $P_\varphi(\theta) = \sqrt{A_\varphi} \frac{S_{\varphi\varphi}^2}{S_{\varphi\varphi}^2 + (\sin \varphi)^2}$ Haute directivité (1/8 du globe) $P_\theta(\varphi) = \sqrt{A_\theta} a_{\theta 0}$ $P_\varphi(\varphi) = \sqrt{A_\varphi} (a_{\varphi 0} - b_\varphi \varphi)$ Faible directivité (1/2 du globe) $P_\theta(\varphi) = \sqrt{A_\theta} \frac{S_{\theta\theta}^2}{S_{\theta\theta}^2 + (\sin \varphi)^2}$ $P_\varphi(\varphi) = \sqrt{A_\varphi} \frac{S_{\varphi\varphi}^2}{S_{\varphi\varphi}^2 + (\sin \varphi)^2}$
Paramètres	Indoor Outdoor Isotropique	XPR= 5 dB $m_v=10^\circ$ $m_H=10^\circ$ $\sigma_v=15^\circ$ $\sigma_H=15^\circ$ XPR= 1 dB $m_v=20^\circ$ $m_H=20^\circ$ $\sigma_v=30^\circ$ $\sigma_H=30^\circ$ XPR= 1 dB $m_v=0^\circ$ $m_H=0^\circ$ $\sigma_v=\infty$ $\sigma_H=\infty$	XPR= 5 dB $m_v=10^\circ$ $m_H=10^\circ$ $\sigma_v=15^\circ$ $\sigma_H=15^\circ$ XPR= 1 dB $m_v=20^\circ$ $m_H=20^\circ$ $\sigma_v=30^\circ$ $\sigma_H=30^\circ$ XPR= 1 dB $m_v=0^\circ$ $m_H=0^\circ$ $\sigma_v=\infty$ $\sigma_H=\infty$	XPR= 5.5 dB $S_{\theta\theta}=0.29$ $S_{\varphi\theta}=1.06$ $S_{\theta\varphi}=0.44$ $S_{\varphi\varphi}=1.18$ $a_{\theta 0}=0.16$ $a_{\varphi 0}=0.7$ $b_\varphi=0.11$

Tab. II.1: Modèles statistiques de propagation

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu que pour lutter contre les évanouissements que peut subir un signal dans un environnement multi-trajets, il est préférable d'utiliser des techniques de diversité ou de MIMO. Ainsi, nous avons expliqué dans la première partie, les différentes techniques de combinaison et de diversité d'antennes. Nous avons vu que les performances en diversité d'un

système pouvaient être estimées à partir du gain en diversité du système et du gain effectif moyen. Dans la seconde partie, nous avons vu que la technique MIMO est la plus adéquate pour augmenter la capacité de transmission de données. Cependant, lorsque les antennes ne sont pas assez espacées, la corrélation entre les antennes peut s'en trouver diminuée de même que leurs efficacités totales, ce qui peut dégrader leurs performances en diversité ainsi que la capacité MIMO. Or dans la téléphonie mobile, l'espace dédié aux antennes est surtout limité par la taille du plan de masse et des composants présents sur la carte électronique. Dans cette thèse, l'objectif est de concevoir des systèmes multi-antennes pour des applications en diversité et en MIMO destinés à la téléphonie mobile, et de proposer une méthode de découplage innovante pour avoir une faible corrélation entre les antennes et une bonne efficacité totale. De plus, comme les téléphones mobiles sont utilisés dans différents environnements, les modèles statistiques proposés dans la littérature seront utilisés pour l'évaluation des performances en diversité en "indoor", "outdoor", "outdoor to outdoor" et dans des environnements uniformes. Enfin, les performances de ces systèmes en diversité et MIMO seront mesurées dans des environnements réels.

CHAPITRE III : Systèmes multi-antennes

Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter un état de l'art sur la conception des petites antennes pour la téléphonie mobile et notamment des systèmes multi-antennes en particulier à l'aide d'une revue des différentes techniques utilisées actuellement pour réduire le couplage mutuel entre les différents éléments rayonnants du système.

I. Les antennes de type PIFA

Depuis quelques années, le marché de la téléphonie mobile s'est considérablement développé, avec une tendance qui est de réduire nettement la taille et le poids du terminal. Cette remarquable réduction a entraîné une évolution rapide des antennes pour ces téléphones. En concevant des antennes pour les téléphones mobiles, les caractéristiques suivantes doivent toujours être prises en compte : structure compacte, faible poids, robustesse et faible coût. Par conséquent, la conception de ces antennes est devenue un challenge. D'autant plus que les performances doivent être maintenues sur de larges bandes de fréquences, ce qui est contradictoire avec ce que nous pouvons généralement observer lorsqu'on réduit les dimensions d'un élément rayonnant (dégradation de l'efficacité et de la largeur de bande).

Il y a quelques années, la plupart des antennes utilisées pour les téléphones portables étaient des monopoles. Avec le développement de nouveaux standards et de contraintes de design, les fabricants de téléphone préfèrent aujourd'hui des antennes intégrées. Ainsi, celles qui répondent le plus à cette nouvelle exigence sont les éléments de type PIFA (Planar Inverted-F Antenna).

L'antenne PIFA dans sa configuration de base, est constituée d'un élément rayonnant rectangulaire placé au dessus d'un plan de masse et court-circuité sur son côté de plus faible longueur (Fig. III.1) [FUJ 01].

Réduire la largeur du court-circuit (W) influence la longueur des lignes de courants surfaciques et leur direction sur l'élément rectangulaire. Ceci a pour effet d'augmenter la longueur électrique effective de l'antenne et donc de diminuer la fréquence de résonance. Nous pouvons ainsi, en réduisant W , opérer une réduction supplémentaire des dimensions. Le rapport L_1/L_2 joue aussi sur la longueur électrique effective de l'antenne. Suivant ces deux paramètres (W et L_1/L_2), les lignes de

courant peuvent passer d'une direction X à une direction Y, ce qui conduit à des polarisations d'ondes orthogonales, en passant par des états où la composante croisée est importante.

Il est à noter qu'en réduisant W ou L_1/L_2 , la bande passante diminue. Un compromis est donc à trouver entre la réduction de dimensions et la largeur de bande passante.

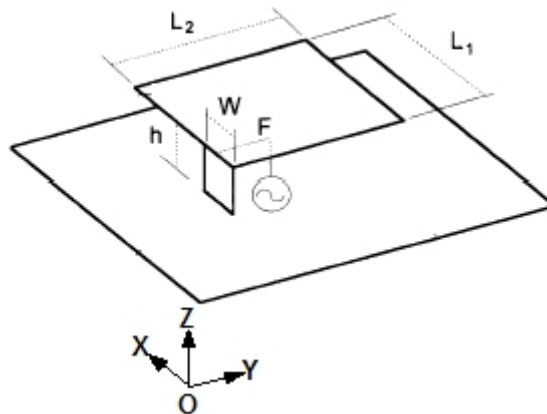


Fig. III.1 : Géométrie d'une antenne PIFA

Pour rendre ce type d'antennes large bande ou multistandards et ainsi répondre aux nouvelles exigences de la téléphonie mobile, plusieurs techniques ont été mises au point en ajoutant :

- **des résonateurs parasites** : Il existe deux façons d'associer les résonateurs parasites avec le résonateur principal qui est alimenté : soit par juxtaposition, soit par superposition [CIA 04a, CIA 04b]. La première technique consiste à ajouter plusieurs résonateurs à proximité de l'antenne principale qui est la seule à être alimentée [CIA 04a, CIA 04b]. Ainsi, cette dernière par couplage électromagnétique, excite les autres résonateurs appelés résonateurs parasites qui créent à leur tour, leurs propres fréquences de résonance (fondamentale et supérieures). Lorsque les résonateurs parasites ont des longueurs de même ordre de grandeur que le résonateur principal, leur fréquence de résonance est proche de celle du résonateur principal et cela peut augmenter la bande de fréquence jusqu'à obtenir une large bande passante si les dimensions ont été correctement choisies. Par contre, lorsque les parasites sont dimensionnés de façon très différente par rapport à l'élément principal, de nouvelles bandes de fréquences peuvent être créées d'où l'appellation "antenne multibande". En cumulant ces deux techniques, nous pouvons obtenir une antenne multibande/large bande. Les principaux avantages de la juxtaposition sont une bonne efficacité totale de l'antenne ainsi qu'un rayonnement relativement identique sur toute

la large bande couverte. Par contre, l'inconvénient majeur est une augmentation de la taille globale de l'antenne. La technique de superposition permet d'obtenir une antenne moins volumineuse en empilant les résonateurs parasites de type PIFAs sans que la hauteur de l'antenne ne soit trop conséquente. Cette technique fournit sensiblement les mêmes avantages que celle par juxtaposition mais avec un encombrement moindre.

- **des fentes dans l'élément rayonnant** qui vont créer non seulement un effet capacitif, mais une modification des trajets de courant et entraîner ainsi une diminution fréquentielle de tous les modes de fonctionnement des résonateurs [**CIA 04a, CIA 04b**]. Pour cela, il faut que la fente soit débouchante. Cette fente est le plus souvent de forme quelconque mais il faut que son tracé suive le périmètre de l'élément rayonnant afin de ne pas perturber les courants du mode fondamental.

II. Les systèmes multi-antennes

Les systèmes multi-antennes se développent de plus en plus dans le domaine des communications sans fils. Avec l'émergence de nouveaux standards, un système multi-antennes à plusieurs accès dans lequel chaque antenne travaille dans une bande de fréquence différente, permet d'être en conformité avec la plupart des modules radio "front-end" couramment utilisés sur le marché industriel sans fil [**ALI 05, ROW 05**]. Ils permettent notamment d'éviter les pertes additionnelles introduites par les commutateurs du "front-end" de la chaînes RF, plus précisément dans les récepteurs W-CDMA [**TAL 04**]. De plus, nous avons vu précédemment que pour éviter les évanouissements dus à l'environnement multi-trajets ou améliorer la capacité de canal, les chercheurs ont proposé des solutions de systèmes multi-antennes pour des applications MIMO et diversité.

Par conséquent, la conception de plusieurs antennes sur un petit terminal mobile est plus délicate comparée à celle d'un terminal à antenne simple. Le fait qu'elles soient très proches, entraîne un problème de cohabitation qui risque de dégrader leurs efficacités totales dans le cas d'antennes multistandards, alors que dans les systèmes MIMO et/ou de diversité, cette apparition du couplage mutuel va en plus entraîner une augmentation de l'enveloppe de corrélation et ainsi dégrader le gain en diversité du système mais aussi la capacité du canal. Ainsi, réduire ce couplage mutuel n'est pas chose facile en particulier aux fréquences où les courants qui circulent sur le PCB

contribuent au mécanisme de rayonnement de la structure.

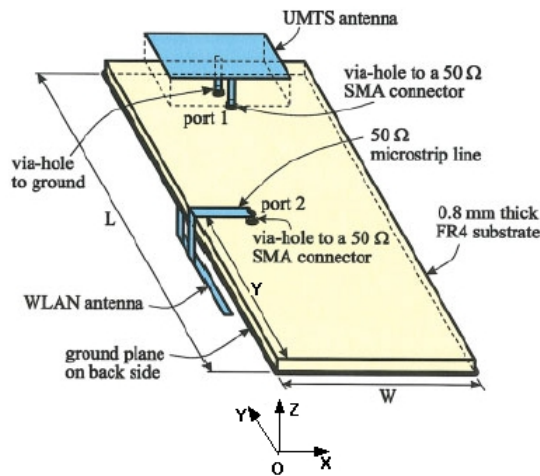


Fig. III.2 : Vue en 3D du système UMTS/WLAN

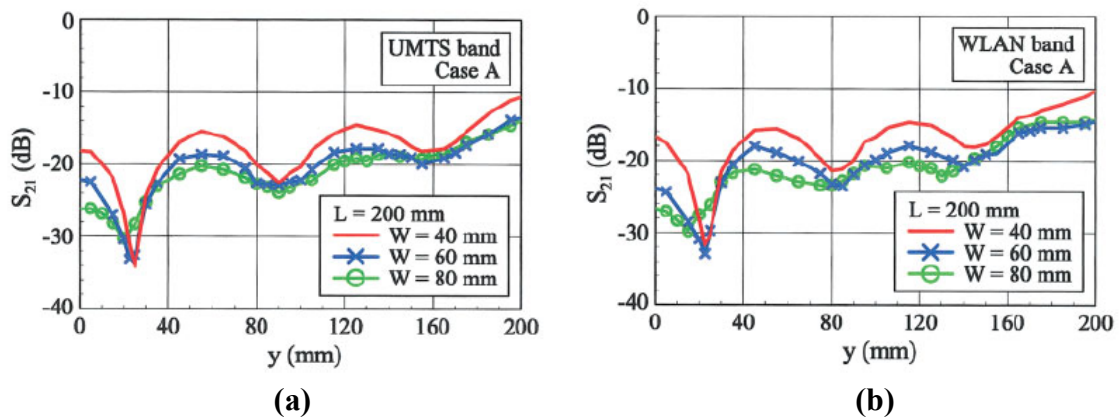


Fig. III.3 : S_{21} maximal en fonction de y pour la bande (a) UMTS (b) WLAN

Dans [CHI 06], l'auteur présente l'étude de l'isolation entre deux antennes opérant respectivement dans les bandes UMTS [1920-2170 MHz] et WLAN [2400-2484 MHz] pour des applications bi-bande (Fig. III.2) (deux bandes de fréquences séparées de 230 MHz). L'antenne UMTS est conçue pour être montée sur la partie supérieure de la carte électronique d'un téléphone sans fil. L'antenne WLAN (de type IFA), de très faible largeur (1 mm) est placée dans divers endroits le long de la carte du système. Nous rappelons que l'antenne IFA est un fil plié et court-circuité au plan de masse pour réduire sa longueur. La distance entre l'antenne WLAN et l'antenne UMTS varie et l'isolation entre les deux antennes est alors analysée. Les Figures III.3a et III.3b montrent les isolations obtenues dans les deux bandes en fonction de la distance qui sépare les deux

antennes, mais aussi en fonction de la longueur L du plan de masse.

Dans le papier [KIN 04], l'auteur propose une méthode pour augmenter l'isolation entre une antenne bi-bande (GSM/DCS) et une antenne WLAN (trois bandes de fréquences très éloignées les unes des autres). Pour augmenter l'isolation dans chacune des bandes, l'auteur utilise le même principe que dans [CHI 06] en déplaçant l'antenne WLAN sur tout le plan de masse de dimensions $70 \times 100 \text{ mm}^2$ (Fig. III.4a). Ici aussi, les deux antennes utilisées ne sont pas de type PIFA. Après une étude des différentes positions, l'auteur réussit à obtenir une très bonne isolation dans toutes les bandes ($< -30 \text{ dB}$) (Fig. III.4b).

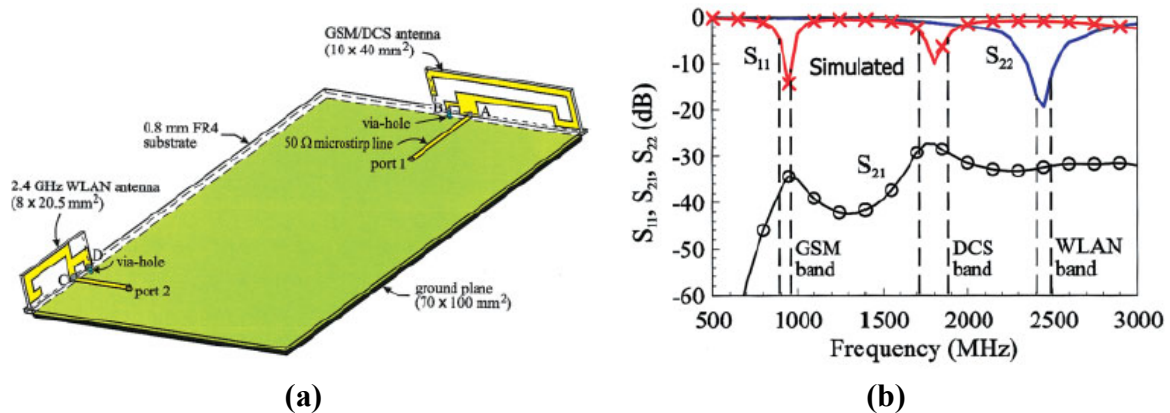


Fig. III.4 (a) Vue en 3D de la structure GSM/DCS-WLAN, (b) Paramètres S

Toujours dans le domaine des antennes multistandards à plusieurs accès, L. Zhan et al. présentent dans [ZHA 05], l'optimisation d'une combinaison d'antennes PIFA-IFA (Inverted F-Antenna). Ainsi dans ce papier, l'antenne IFA est optimisée pour rayonner dans la bande GPS à $1575,2 \text{ MHz}$, tandis que l'antenne PIFA bi-bande opère dans les bandes GSM850 et GSM1900 (Fig. III.5a). Pour réduire l'isolation entre les deux antennes, l'auteur place la PIFA bi-bande sur la surface d'un substrat diélectrique alors que l'IFA est placée sur une des faces du substrat en étant court-circuitée ou non, tout en augmentant sa longueur. Dans le meilleur des cas, l'isolation maximale obtenue est de -15 dB (Fig. III.5b). Cependant l'efficacité totale ne dépasse guère 60% dans tous les cas, probablement à cause du diélectrique et dans un degré moindre de cette mauvaise isolation.

Dans ces trois papiers, les auteurs ont proposé de réduire le couplage mutuel entre des antennes travaillant dans des bandes de fréquence assez éloignées pour des systèmes multistandards.

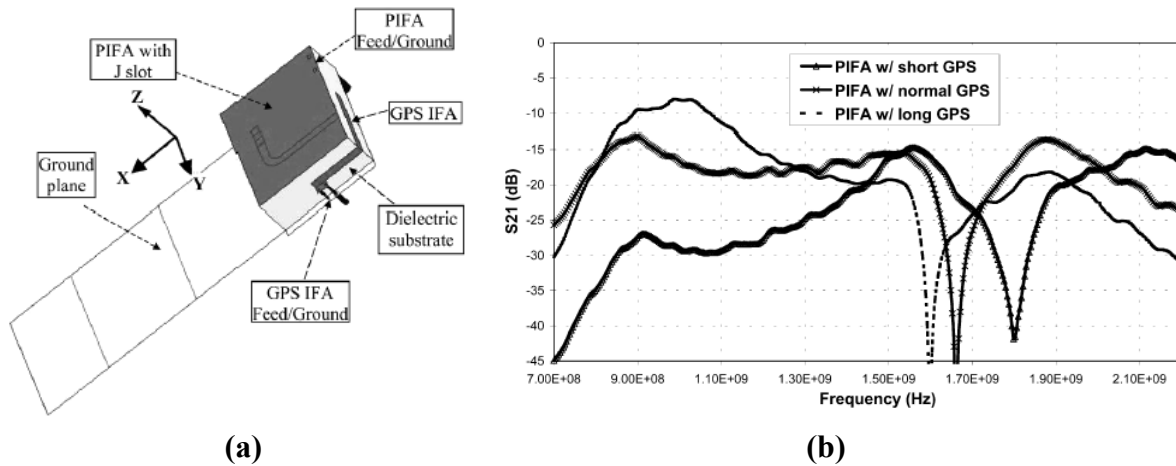


Fig. III.5 : (a) Configuration du modèle PIFA-IFA, (b) Courbes de l'isolation

D'autres auteurs ont proposé d'autres solutions pour augmenter les isolations entre des antennes travaillant dans la même bande de fréquence. Ces systèmes multi-antennes, sont destinés à des applications MIMO et de diversité. Si dans les systèmes multistandards, une faible isolation entre les antennes entraîne une réduction de l'efficacité totale et du gain du système, dans les systèmes MIMO ou de diversité, un fort couplage mutuel entre éléments du système entraîne en plus, une augmentation de l'enveloppe de corrélation, mais aussi une dégradation du gain de diversité du système et de la capacité de canal dans le cas MIMO.

Ainsi, dans [THA 02], Thaysen a tenté d'expliquer le couplage mutuel entre deux PIFAs identiques opérant dans la bande UMTS placées l'une proche de l'autre sur le même plan de masse, qui est cependant infini. Le couplage mutuel entre les deux éléments est étudié en fonction de la distance les séparant mais aussi de leurs orientations. Ainsi la meilleure isolation est obtenue quand les deux parties rayonnantes des deux PIFAs (parties ouvertes) présentant de forts champs électriques ne sont pas en regard et séparées de 200 mm (Fig. III.6). Cette étude ayant été réalisée sur un plan de masse infini et comportant des antennes très éloignées l'une de l'autre, ne peut pas être appliquée dans le domaine de la téléphonie mobile où la taille du plan de masse est généralement d'environ 40x100 mm².

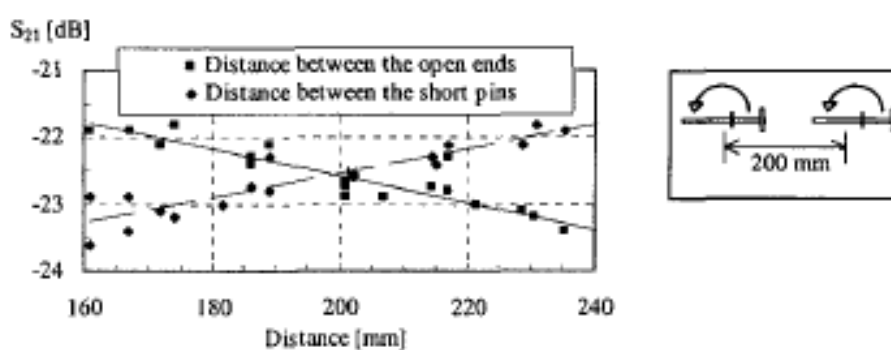


Fig. III.6 : Isolation maximale simulée en fonction de la distance entre les PIFAs

Toujours dans cette problématique, dans [LIN 06], l'auteur a utilisé la même technique que Thaysen en plaçant cette fois-ci quatre PIFAs bi-bande sur les quatre coins d'un plan de masse fini de dimension $75 \times 75 \text{ mm}^2$ pour des applications MIMO à 1800 et 2450 MHz en orientant les antennes différemment. Ainsi dans la meilleure configuration (Fig. III.7a), le couplage maximal obtenu est de l'ordre de -11,5 dB (Fig. III.7b), ce qui n'est pas suffisant pour de bonnes performances en diversité.

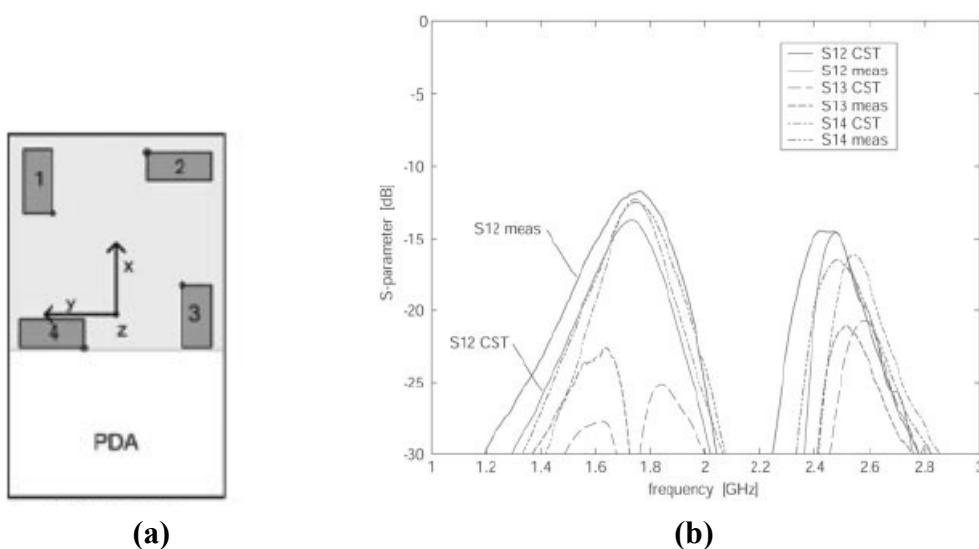


Fig. III.7 : (a) Configuration du système MIMO, (b) : Courbes d'isolation

Dans tous ces papiers, les auteurs essaient donc de réduire le couplage mutuel en plaçant les antennes très loin les unes des autres ou en utilisant des orientations différentes. D'autres auteurs ont proposé des techniques plus originales. Ainsi dans [SAM 01], l'auteur présente la conception d'un système dit "multi-mode" qui incorpore deux antennes en une tout en maintenant une bonne isolation entre les accès d'alimentation.

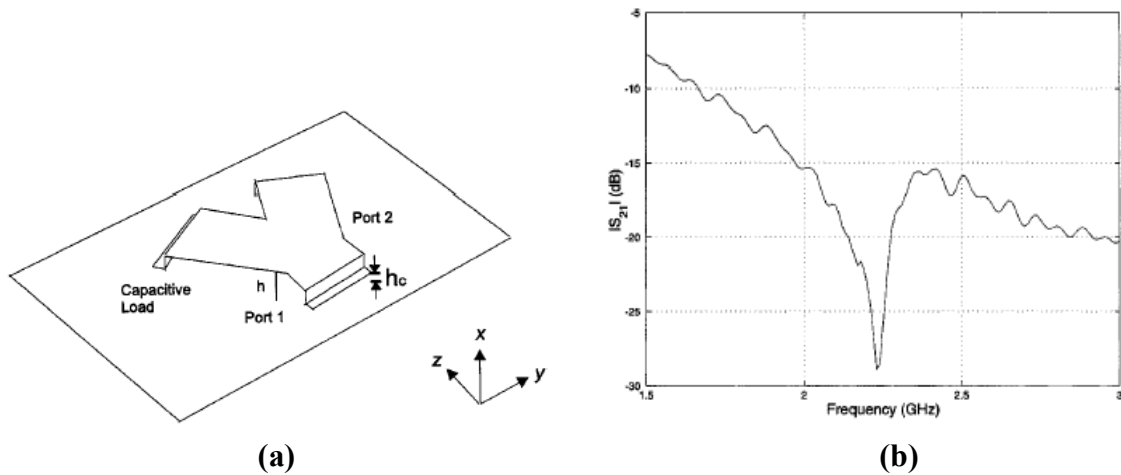


Fig. III.8 : (a) Géométrie de l'antenne Y, (b) Courbe d'isolation

La conception du système est basée sur la juxtaposition fusionnée de deux antennes opérant dans la bande 2100-2200 MHz (Fig. III.8a) pour être intégrées dans un téléphone mobile. L'isolation obtenue dans cette bande de fréquence est très bonne ($< -20\text{dB}$) (Fig.III.8b) et l'antenne très compacte.

Les auteurs de très récents articles [CHI 07] et [DIN 07] proposent quant à eux, une autre technique qui consiste à graver des fentes sur le plan de masse, ce qui est rarement autorisé par les constructeurs. Ainsi dans [CHI 07], l'auteur propose la conception d'un système composé de deux PIFAs séparées de $0,09\lambda_0$. Malheureusement, la technique proposée se sert du plan de masse pour créer un filtre sélectif (Fig. III.9a). Une structure gravée du filtre sur le plan de masse supprime efficacement le couplage mutuel en faisant passer l'isolation de -3 dB dans le cas d'un plan de masse conventionnel à -17 dB avec cette même technique (Fig. III.9b). Mais elle semble délicate et impossible à implémenter car il faut graver la carte électronique du téléphone, là où de nombreux composants électroniques prennent place. Dans [DIN 07], l'auteur propose la conception d'un système d'antennes b bande opérant en UMTS et WLAN pour des applications en diversité. Ce système est composé de deux monopoles placés dos à dos en prolongement du PCB. Plusieurs branches connectées au plan de masse sont utilisées pour réduire le couplage entre les deux monopoles (Fig. III.10a) ce qui crée un creux d'annulation aux fréquences désirées. Ainsi l'isolation obtenue est très forte en UMTS et en WLAN (Fig. III.10b), mais les antennes ne sont pas de type intégré.

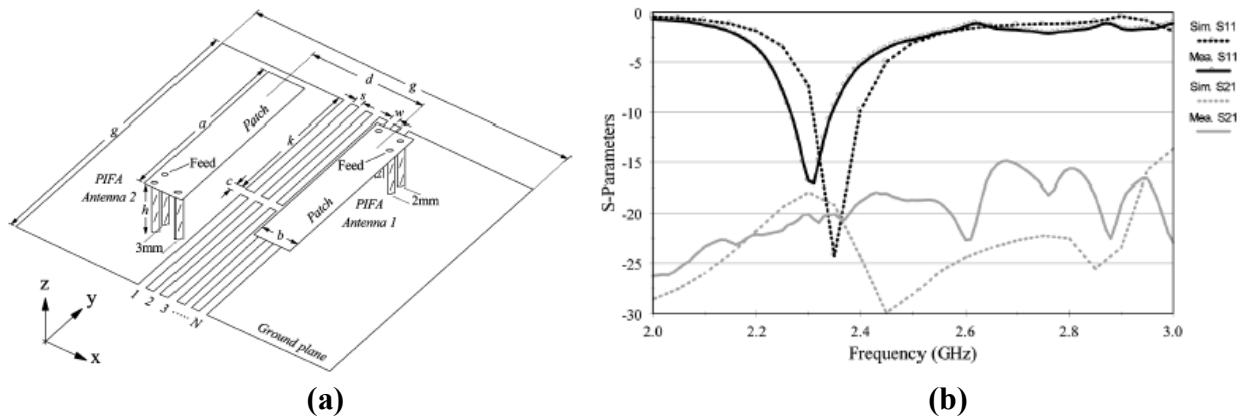


Fig. III.9 : (a) Vue en 3D de la structure, (b) Paramètres S

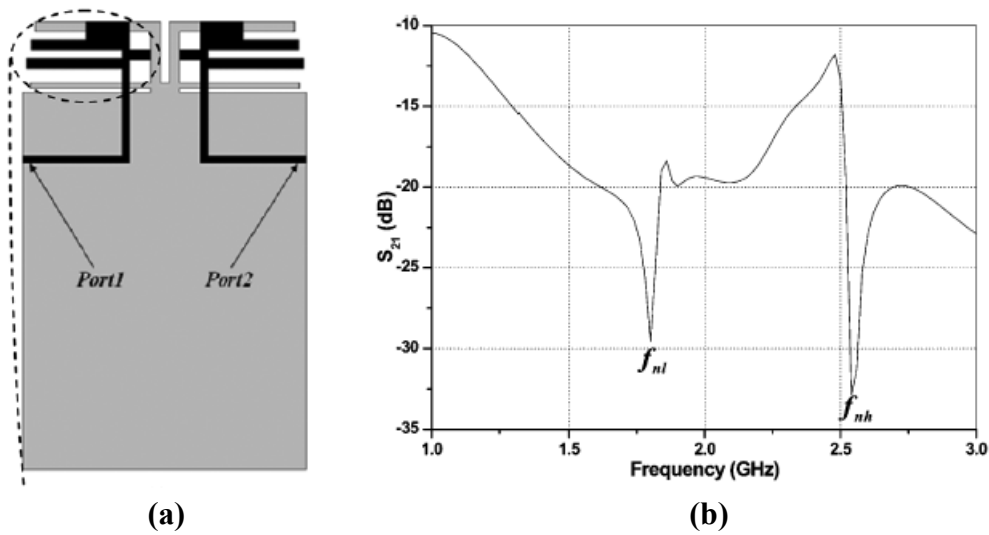


Fig. III.10 : (a) Vue en face de la structure, (b) Courbe d'isolation

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit les antennes PIFA qui sont les plus utilisées dans la téléphonie mobile actuelle et qui ont pour avantage d'être très compactes, qui ont une large bande passante lorsqu'elles sont positionnées sur un plan de masse aux dimensions résonnantes et qui peuvent être modifiées facilement pour être multibandes. Pour éviter les phénomènes d'évanouissements causés par l'environnement de propagation multi-trajet et augmenter la capacité du canal, les chercheurs travaillent de plus en plus sur la conception des systèmes multi-antennes avec des éléments rayonnants de type PIFA. La réduction du couplage mutuel entre les élément d'un système dont il n'existe à ce jour pas de techniques satisfaisantes et adaptées à la téléphonie mobile, demeure un problème à résoudre.

Dans cette optique, nous avons essayé dans cette thèse, de mettre au point une technique de réduction du couplage mutuel prenant en compte les contraintes exigées par les fabricants de téléphones mobiles à savoir la compacité des antennes et la limitation du plan de masse pour concevoir des systèmes multi-antennes multistandards, et des systèmes pour des applications en diversité et MIMO.

CHAPITRE IV : Systèmes multi-antennes multi-standards à deux accès

Introduction

Dans ce chapitre, l'objectif est de concevoir des systèmes performants d'antennes multi-standards à deux accès. Comme vu précédemment dans le chapitre III, un système à deux accès permet d'être en conformité avec la plupart des modules radio "front-end" actuellement utilisés dans le marché industriel sans fil [ALI 05, ROW 05] mais aussi d'éviter les pertes additionnelles introduites par les commutateurs du "front-end" de la chaîne RF, spécialement des récepteurs W-CDMA [TAL 04]. Cependant, si l'intégration de plusieurs antennes PIFAs sur un même petit plan de masse semble être possible sans grande difficulté [CHI 05], le fait qu'elles soient très proches peut entraîner une dégradation de leurs efficacités totales, d'où l'intérêt de les isoler. Ainsi, dans la première section, nous proposons plusieurs solutions pour réduire le couplage mutuel entre deux PIFAs rayonnant respectivement dans les bandes DCS et UMTS et positionnées sur le petit côté d'un plan de masse fini qui représente le PCB d'un téléphone mobile typique (100x40 mm²). Chaque antenne est d'abord conçue séparément dans sa bande de fonctionnement à l'aide du logiciel commercial de simulation électromagnétique IE3D basé sur la méthode des moments (MoM) [ZEL 04]. Ensuite, les PIFAs sont associées sur le même PCB et l'isolation est étudiée. Enfin, nous proposons une méthode pour augmenter cette isolation. Elle consiste à insérer une ligne suspendue soit entre les languettes d'alimentation, soit de court-circuit des PIFAs. Les effets de la longueur et de la largeur de cette ligne sur l'isolation sont notamment étudiés. Dans la seconde section, cette technique de neutralisation ou neutrodynage est utilisée pour augmenter l'isolation entre deux PIFAs d'un système d'antenne tribande (GSM/DCS-UMTS) à deux accès. Plusieurs prototypes sont fabriqués et leurs performances sont mesurées et comparées avec les résultats des simulations pour valider la solution proposée.

I. Etude et augmentation de l'isolation entre deux PIFAs opérant dans les bandes DCS et UMTS

1. Conception de PIFAs opérant dans les bandes DCS et UMTS

Les deux PIFAs sont conçues séparément sur un plan de masse de 100x40 mm². Chaque antenne est fabriquée à partir d'une plaque métallique alimentée par une languette métallique de largeur 1 mm, elle-même connectée à un SMA. Pour avoir une antenne quart-d'onde, ces éléments sont reliés au plan de masse par une languette métallique de largeur 1 mm. La plaque est maintenue à une hauteur de 8,5 mm et séparée du PCB par de l'air. Chaque antenne est positionnée sur le bord du plan de masse car traditionnellement, le milieu du téléphone est réservé aux composants électroniques. La batterie et les autres composants électroniques comme le vibreur, la caméra ou le haut parleur ne sont pas inclus dans notre modélisation.

Avec l'antenne DCS, le but est de couvrir la bande 1710-1880 MHz avec le meilleur coefficient de réflexion possible tandis que l'antenne UMTS doit couvrir la bande 1920-2170 MHz avec les mêmes exigences. La formule analytique de l'équation IV.1 a été utilisée comme règle de départ pour déterminer la longueur de la PIFA quart-d'onde (f_r = fréquence de résonance de la PIFA, c = vitesse de la lumière en espace libre, L = longueur de la PIFA, et H = hauteur de la PIFA).

$$f_r = \frac{c}{4(L+H)} \quad (\text{IV.1})$$

Les longueurs calculées à partir de cette formule analytique sont respectivement 33,3 mm à 1795 MHz et 28,3 mm à 2040 MHz. Les largeurs des PIFAs aussi bien que les positions des languettes de court-circuit et d'alimentation ont été optimisées à l'aide du logiciel IE3D. L'impédance de l'antenne peut aisément être adaptée à 50 Ω grâce à un choix approprié de la distance qui sépare le court-circuit et l'alimentation. Les antennes finales sont de formes rectangulaires : 30,5x10 mm² pour le DCS et 26,7x8 mm² pour l'UMTS. Le petit écart noté entre ces longueurs optimisées et les longueurs théoriques calculées à partir de la formule analytique provient de l'utilisation d'une languette de court-circuit étroite (1 mm de largeur) en lieu et place d'une languette de court-circuit plan ayant la même largeur que celle du résonateur (Fig. IV.1). Ce faisant, nous augmentons le trajet moyen des courants surfaciques du mode fondamental qui est

inversement proportionnel à la fréquence de résonance de l'antenne.

Les deux prototypes (Fig. IV.2 et Fig. IV.3) sont fabriqués à base de maillechort (alliage de Cu, Ni, Zn, conductivité $\sigma = 4.10^6$ S/m) d'épaisseur 0,3 mm.



Fig. IV.1 : Trajets des courants superficiels du mode fondamental d'une PIFA ayant un court-circuit plan et un court-circuit étroit

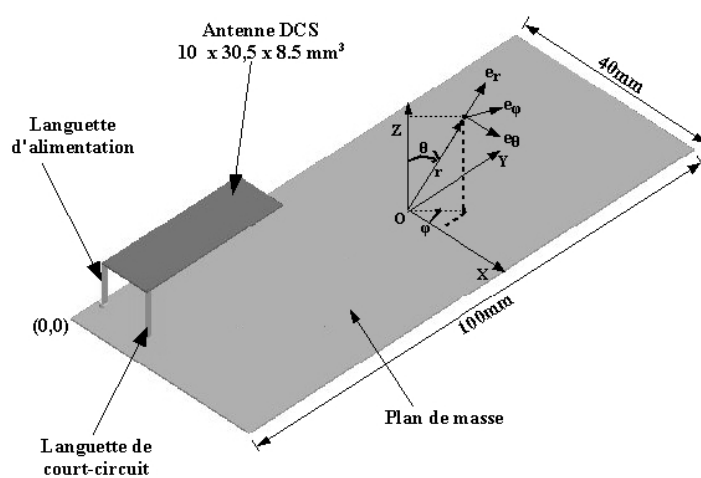


Fig. IV.2 : Vue en 3D de la PIFA DCS

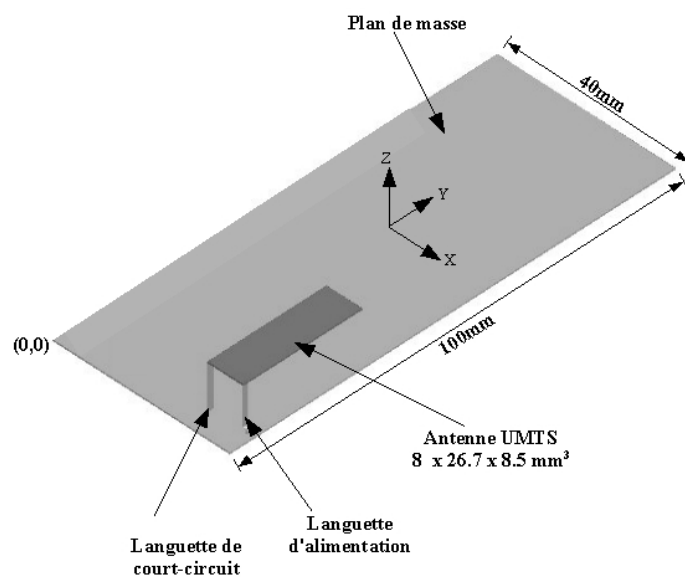


Fig. IV.3 : Vue en 3D de la PIFA UMTS

Les courbes de simulation et de mesure des coefficients de réflexion sont présentées sur la Figure IV.4, où les bandes des standards DCS et UMTS sont représentées en gris. Un bon accord est noté entre toutes ces courbes. Nous pouvons remarquer que le coefficient de réflexion mesuré de l'antenne DCS est inférieur à -7 dB sur toute la bande 1710-1880 MHz et que celui de l'antenne UMTS est inférieur à -6 dB sur toute la bande 1910-2180 MHz (un coefficient de réflexion inférieur à -6 dB est considéré comme une adaptation acceptable en téléphonie mobile). Leurs fréquences de résonance considérées au minimum du S_{11} sont respectivement 1,83 GHz et 2,06 GHz.

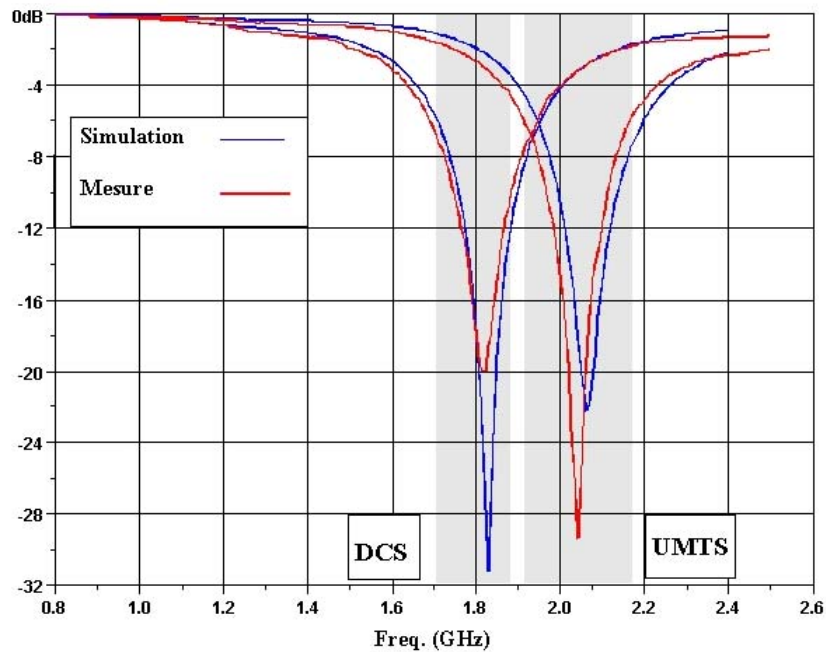


Fig. IV.4 : Coefficients de réflexion simulés et mesurés des PIFAs DCS et UMTS seules

Les courbes d'efficacités totales mesurées et simulées sont présentées sur la Figure IV.5 en %. Les efficacités rayonnées ont été mesurées par la méthode de "Wheeler cap" [DIA 04, DIA 07]. Les efficacités totales sont calculées à partir des efficacités rayonnées mesurées et des coefficients de réflexion mesurés eux aussi (Eq. IV.2).

$$\eta_{tot} = \eta_{ray} (1 - |S_{11}|^2) \quad (IV.2)$$

Les maxima des efficacités totales simulées sont légèrement supérieures à 98% pour les deux antennes, tandis que celles mesurées sont respectivement de 95,4% et 93% pour les PIFAs DCS et UMTS. Ces valeurs serviront de référence pour une comparaison lors de la conception des nouveaux systèmes multi-antennes.

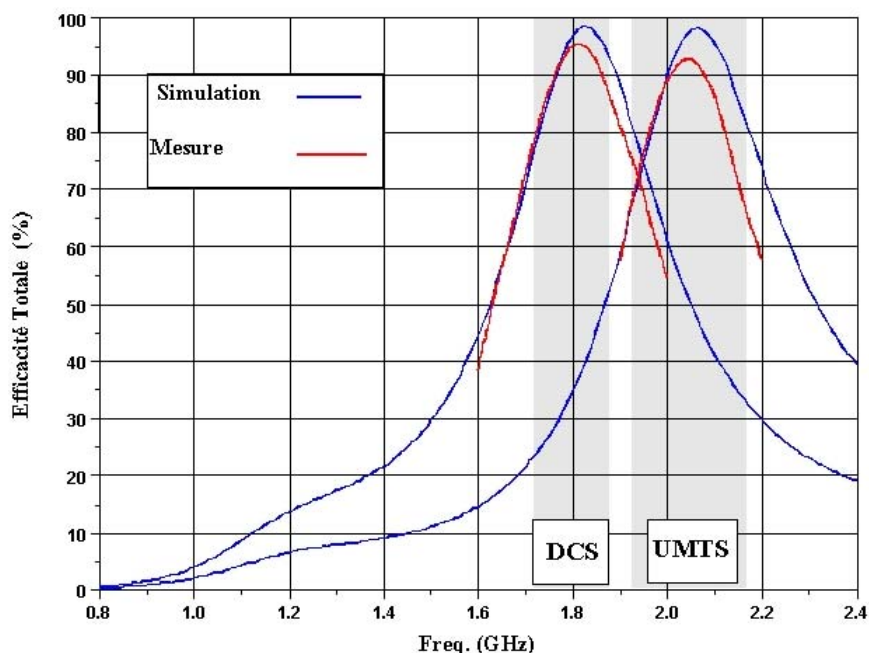
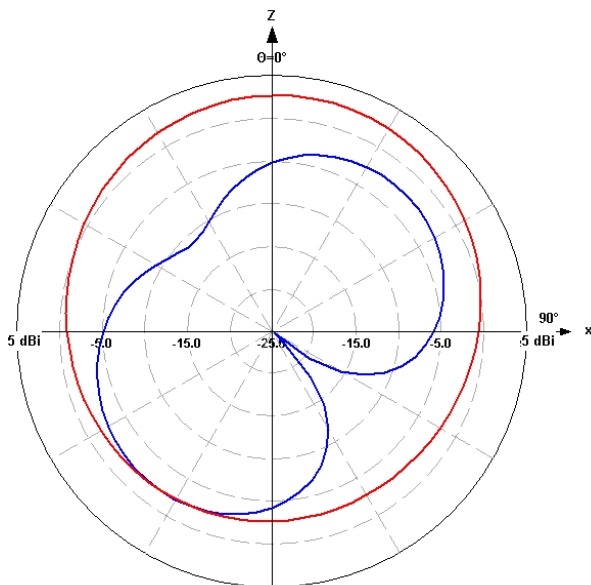


Fig. IV.5: Efficacités totales simulées et mesurées des PIFAs DCS et UMTS seules

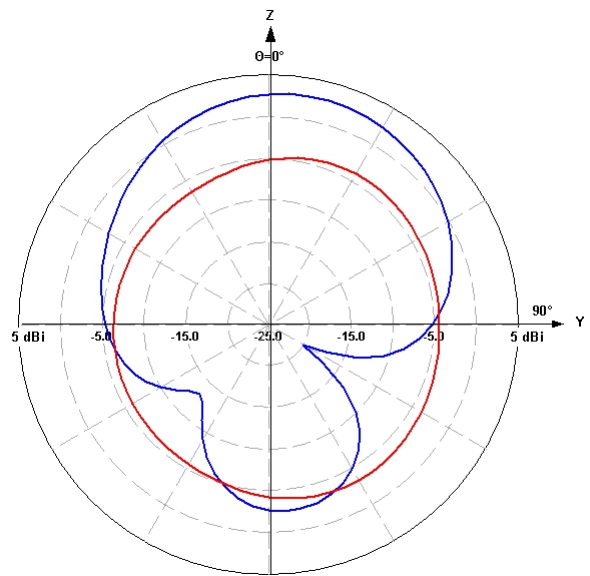
La Figure IV.6 présente les diagrammes de rayonnement en gain simulés des deux PIFAs placées seules sur le PCB dans les deux plans orthogonaux $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$ à leurs fréquences de résonance respectives. L'observation de ces diagrammes de rayonnement révèle une sensibilité de l'antenne aussi bien à la polarisation verticale qu'à la polarisation horizontale, c'est-à-dire une absence de pureté de polarisation. Cette double sensibilité peut s'expliquer par l'utilisation d'un résonateur quart-d'onde et des languettes sur un petit plan de masse [CIA 04c]. Il faut également noter qu'à ces fréquences, le PCB rayonne lui aussi. Cependant, ce manque de pureté de polarisation constitue un avantage puisque cette antenne est dédiée à une utilisation en téléphonie mobile où d'une part, l'orientation du portable et de son antenne n'est pas fixe (l'utilisateur bouge en permanence) et d'autre part, en milieu urbain, coexistent aussi bien des signaux à polarisations verticales et horizontales. Dans le plan $\varphi = 0^\circ$, les champs rayonnés sont quasi omnidirectionnels avec une atténuation dans la direction arrière du PCB. Les gains maximaux dans ce plan sont respectivement de 2,7 dB à $\theta = 0^\circ$ à 1830 MHz et 1,8 dB à $\theta = 0^\circ$ à 2060 MHz. Pour $\varphi = 90^\circ$, nous constatons un dépointage du faisceau ce qui fait que les maxima se situent vers $\theta = 15^\circ$ avec des valeurs maximales de l'ordre de 2,8 dB dans les deux cas.

Ces diagrammes de rayonnement nous serviront de référence par la suite pour comparaison avec la modification qu'apporte l'association des deux PIFAs sur un même PCB.

1,83 GHz

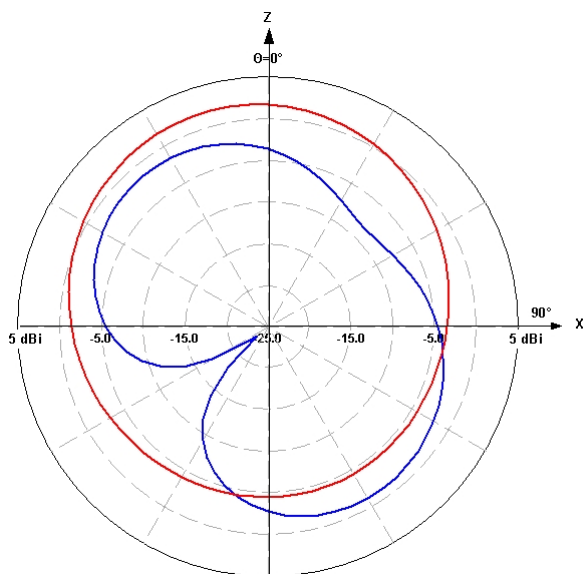


Plan $\varphi = 0^\circ$

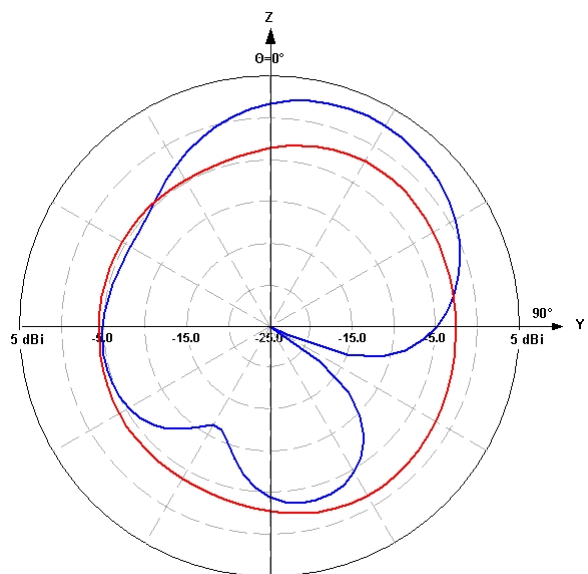


Plan $\varphi = 90^\circ$

2,06 GHz



Plan $\varphi = 0^\circ$



Plan $\varphi = 90^\circ$

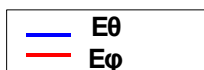


Fig. IV.6 : Diagrammes de rayonnement en gain des PIFAs DCS et UMTS

2. Association des deux antennes et étude de l'isolation

2.1 Association des antennes sur le même PCB

Les deux PIFAs sont maintenant placées ensemble sur le même bord du plan de masse avec leur propre alimentation notée port 1 pour l'élément DCS et port 2 pour l'élément UMTS. (Fig. IV.7a)

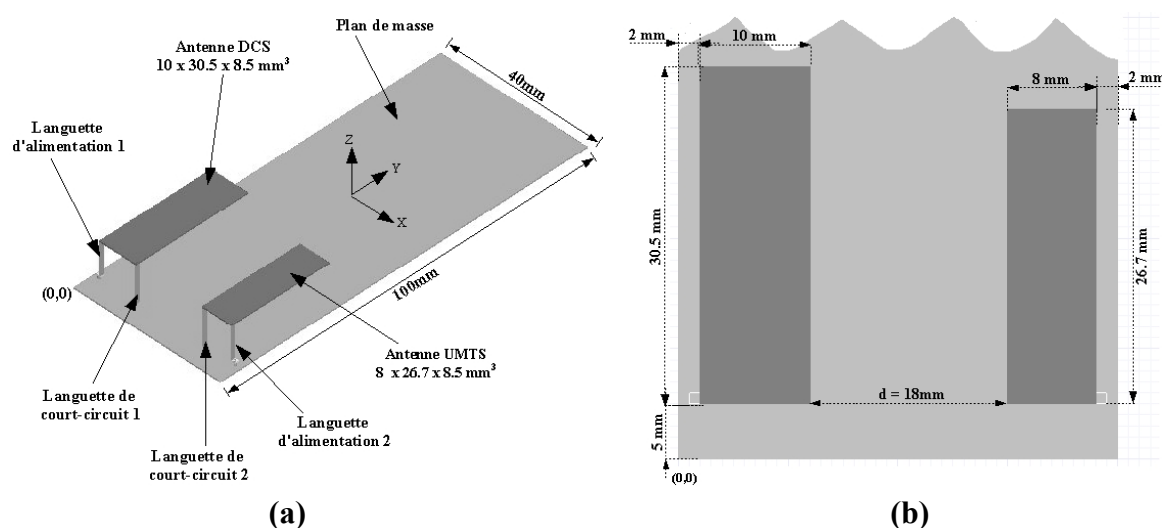


Fig. IV.7 : Association des PIFAs DCS et UMTS sur le même PCB avec leurs languettes de court-circuit face à face (a) vue en 3D (b) vue de dessus

Plusieurs arrangements de languettes d'alimentation ou de courts-circuits ont été considérés lors de cette association. Nous avons choisi en premier lieu de positionner les deux languettes de courts-circuit en face l'une de l'autre car cette configuration est expérimentalement connue pour fournir une meilleure isolation entre les antennes [CAR 04, THA 02, WON 05a, LIU 97]. Une vue de dessus de cette configuration est présentée sur la Figure IV.7b avec l'origine des coordonnées prise au niveau du coin gauche du plan de masse $(x,y)=(0,0)$. Ces antennes sont espacées de $d=18$ mm soit $0,11 \lambda_0$ à 2 GHz avec leurs languettes d'alimentation respectivement localisées à $(x=2$ mm, $y=5$ mm) pour l'élément DCS et $(x=38$ mm, $y=5$ mm) pour l'élément UMTS. En comparant les simulations de ce cas avec le cas où chaque antenne est seule sur le PCB, nous observons que cette association des antennes sur le même PCB entraîne un léger décalage des deux fréquences de résonance des deux PIFAs (moins de 5%) sans toutefois dégrader leur bande passante. Ce fait a aussi été confirmé dans [CAR 04]. Un prototype de ce système d'antennes a été fabriqué avec du maillechort. Les mesures ont été effectuées avec les sorties SMA des PIFAs DCS et UMTS

simultanément connectées aux ports N°1 et N°2 d'un analyseur vectoriel par l'intermédiaire de câbles coaxiaux entourés de ferrites. Pour chaque antenne, les courbes des modules des coefficients de réflexion simulés et mesurés sont présentées sur la Figure IV.8, de même que leur isolation $|S_{21}|$. Nous notons un très bon accord entre toutes ces courbes. Le niveau maximal du S_{21} mesuré est de -10,6 dB à 1,81 GHz (isolation minimale), à peu près au niveau de l'intersection des courbes $|S_{11}|$ et $|S_{22}|$.

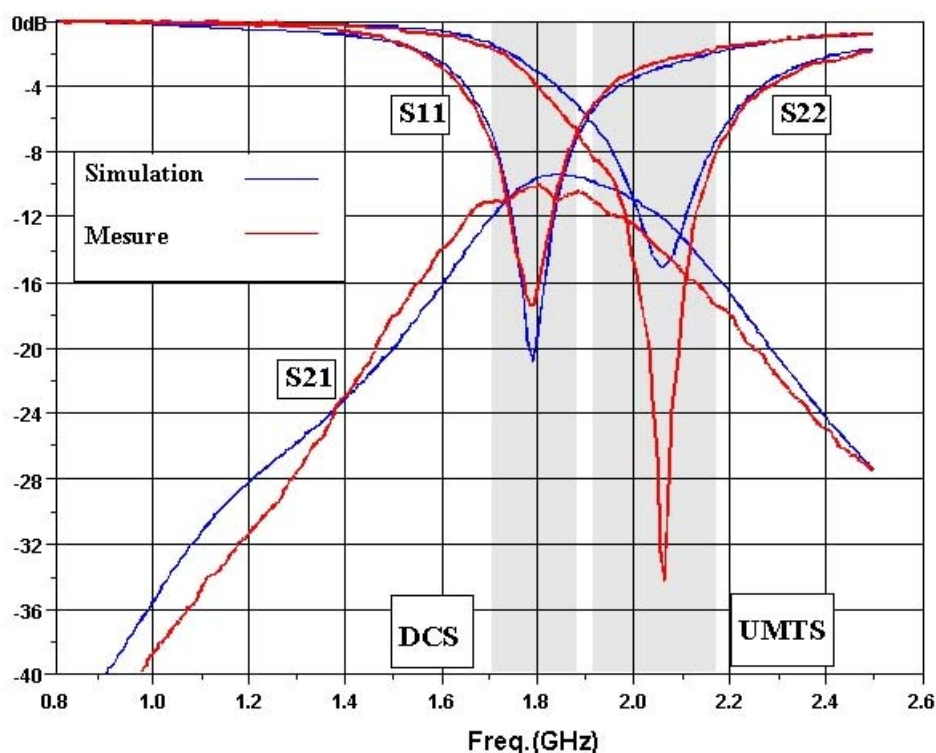


Fig. IV.8 : $|S_{11}|$, $|S_{22}|$, $|S_{21}|$ des PIFAs DCS/UMTS associées sur le même PCB quand leurs languettes de court-circuit sont face à face ($d=18$ mm)

Ces résultats sont en accord avec ceux donnés dans [CHI 04, YIN 05, THA 04a]. Ils sont même meilleurs, si nous considérons que nos antennes sont seulement espacées de $0,11 \lambda_0$ et localisées sur un petit PCB ($0,62 \lambda_0 \times 0,25 \lambda_0$ à 2 GHz). Ceci peut être expliqué par notre placement d'antennes judicieux, car les PIFAs ont été simultanément positionnées sur le bord du PCB avec leurs languettes de court-circuit en face ce qui n'est pas le cas dans les articles cités précédemment. Cependant, pour vérifier que cette configuration est celle qui donne le meilleur niveau d'isolation, nous avons simulé, fabriqué et mesuré le même système d'antennes lorsque cette fois-ci les languettes d'alimentation sont positionnées face à face. Les paramètres S_{ij} sont présentés sur la Figure IV.9. Une petite différence est observée entre les coefficients de réflexion simulés et

mesurés. Ce décalage fréquentiel de 3,5% est attribué aux tolérances de fabrication et notamment au fait délicat de conserver un plateau de PIFA parfaitement plat. Néanmoins, ces coefficients de réflexion satisfont à un bon comportement en adaptation dans les standards DCS et UMTS. L'information la plus importante est donnée par le niveau maximal du paramètre S_{21} mesuré (-8,3 dB à 1,8 GHz) qui est donc 2,3 dB supérieur à celui obtenu dans le cas du prototype précédent. Les autres combinaisons des PIFAs (alimentation N°1 en face avec court-circuit N°2 et vice-versa) ont également été simulées et montrent des $|S_{21}|$ similaires aux valeurs de la Figure IV.9. Ces études montrent clairement que le meilleur arrangement est le cas où les languettes de court-circuit sont face à face.

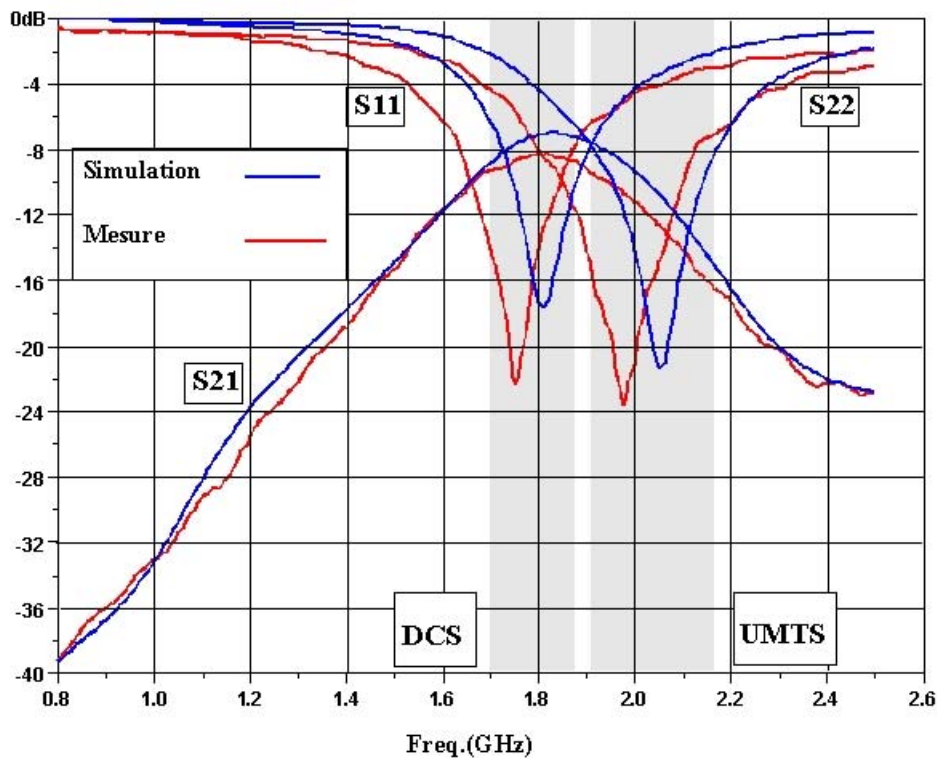


Fig. IV.9 : $|S_{11}|$, $|S_{22}|$, $|S_{21}|$ des PIFAs DCS/UMTS associées sur le même PCB quand leurs languettes d'alimentation sont face à face ($d=18$ mm)

Les efficacités totales simulées et mesurées des PIFAs pour cette dernière configuration sont présentées sur la Figure IV.10. Les courbes mesurées ont été obtenues en utilisant les formules (IV.3) et (IV.4) selon la définition de l'efficacité totale donnée dans [SU 05], en ayant auparavant mesuré l'efficacité rayonnée par la méthode "Wheeler Cap". Les paramètres $|S_{ij}|$ ont été obtenus à partir de mesures à l'analyseur de réseau.

$$\eta_{tot1} = \eta_{ray1} (1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2) \quad (IV.3)$$

$$\eta_{tot2} = \eta_{ray2} (1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2) \quad (IV.4)$$

Pour mesurer les efficacités rayonnées par la méthode “Wheeler Cap”, la procédure suivante a été suivie: seul un port est alimenté à la fois tandis que l'autre est chargé par 50Ω . Les efficacités totales mesurées ont été déduites en utilisant les efficacités rayonnées mesurées et les paramètres $|S_{ij}|$ mesurés.

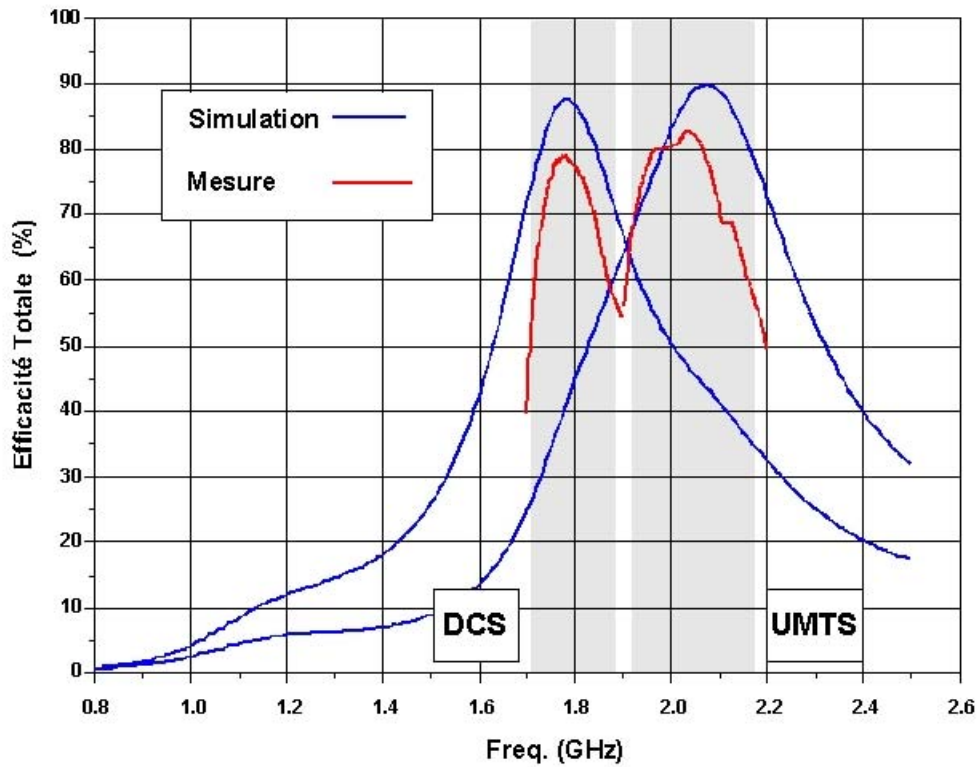


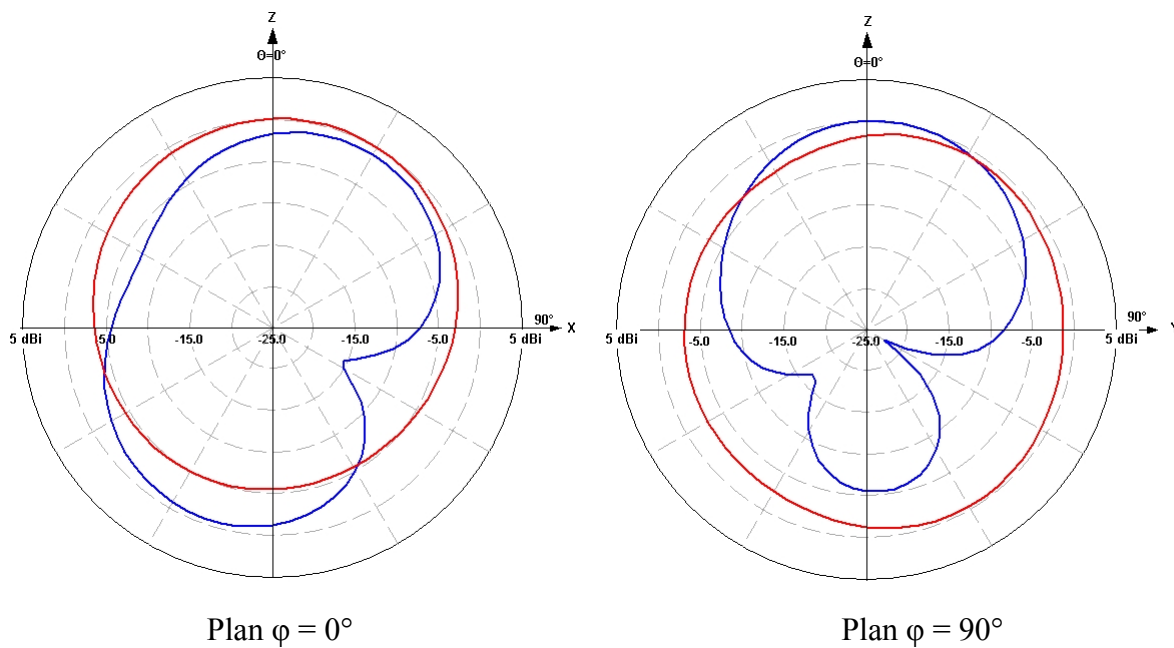
Fig. IV.10 : Efficacités totales simulées et mesurées des PIFAs DCS/UMTS associées sur le même PCB quand leurs languettes de court-circuit sont face à face ($d=18 \text{ mm}$)

Nous observons sur la Figure IV.10, que les valeurs maximales des efficacités simulées en DCS et en UMTS sont respectivement 10,5% et 9% plus petites (% absolu) que celles obtenues avec les antennes seules sur le PCB qui servait de structures de référence (98%). Cela peut facilement s'expliquer en regardant les équations (IV.3) et (IV.4) : de fortes valeurs de $|S_{ij}|$ et $|S_{ji}|$ entraînent forcément une dégradation de l'efficacité totale. La puissance transmise à l'antenne chargée n'est pas rayonnée par le système mais consommée dans sa charge terminale. Pour rendre le système

d'antennes plus efficaces, nous avons donc besoin de maximiser leur isolation. Un accord acceptable est noté entre les courbes d'efficacité simulées et mesurées dans la Figure IV.10. En les comparant avec les erreurs sur les mesures de la Figure IV.8 (moins de 5%), on peut attribuer cette différence à l'insertion d'une charge et d'un connecteur SMA dans la "Wheeler Cap". Ces parties métalliques sont suspectées d'avoir modifié légèrement les champs électromagnétiques dans la cavité et ainsi d'augmenter les pertes ohmiques totales du système antennaire.

Les formes et les niveaux des diagrammes de rayonnement simulés de cette structure ont été tracés aux fréquences de résonance dans les plans $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$ (Fig. IV.11a). Lors de la simulation, lorsqu'une des PIFAs est alimentée, l'autre est chargée. Il n'y a presque aucune modification de la forme des diagrammes de rayonnement par rapport au cas où les PIFAs sont placées seules sur le PCB. Cependant, nous constatons une baisse des niveaux de gain. Ainsi pour $\varphi = 0^\circ$, le gain maximal de l'antenne DCS à sa fréquence de résonance passe de 2,7 dB à presque 0 dB tandis que celui de l'antenne UMTS reste inchangé (Fig. IV.11b). Par contre, les niveaux des polarisations croisées augmentent en DCS et baisse en UMTS. Nous remarquons aussi le même effet dans le plan $\varphi = 90^\circ$ avec un gain maximal qui passe de 2,8 dB à 0 dB en DCS et reste inchangé en UMTS. Nous pouvons donc dire que l'association des deux PIFAs sur le même plan de masse a pour conséquence la réduction du gain maximal de la polarisation principale dans les deux plans de l'antenne DCS. Ceci s'explique par la faible isolation entre les deux PIFAs.

1,8 GHz



2,06 GHz

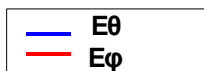
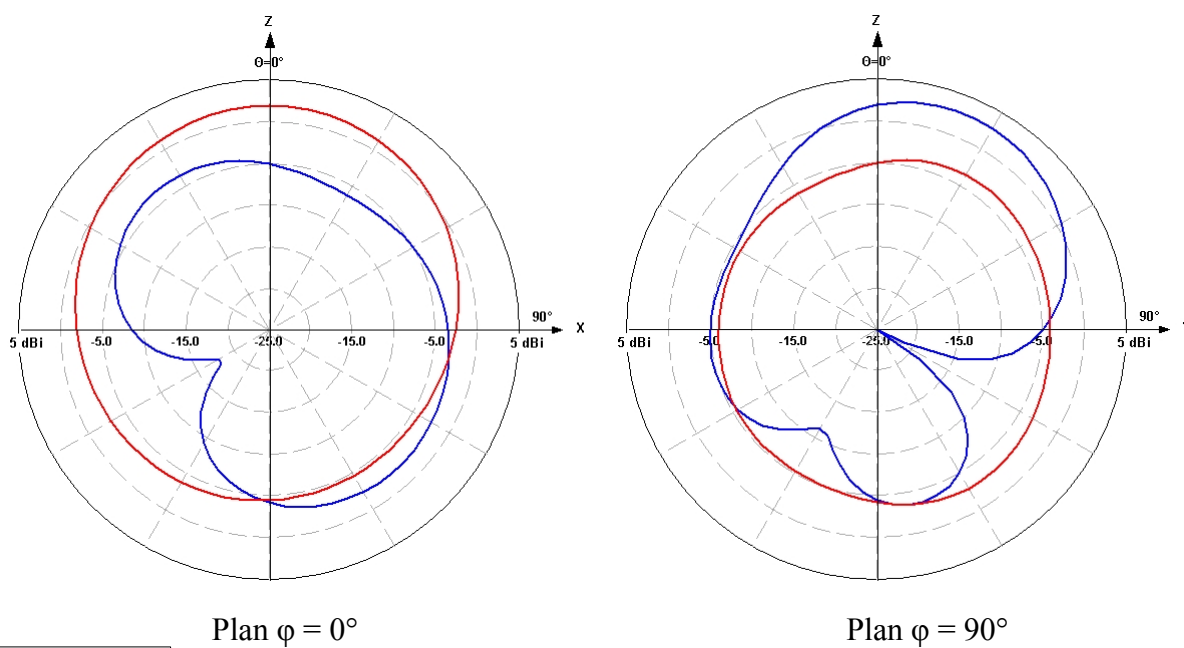
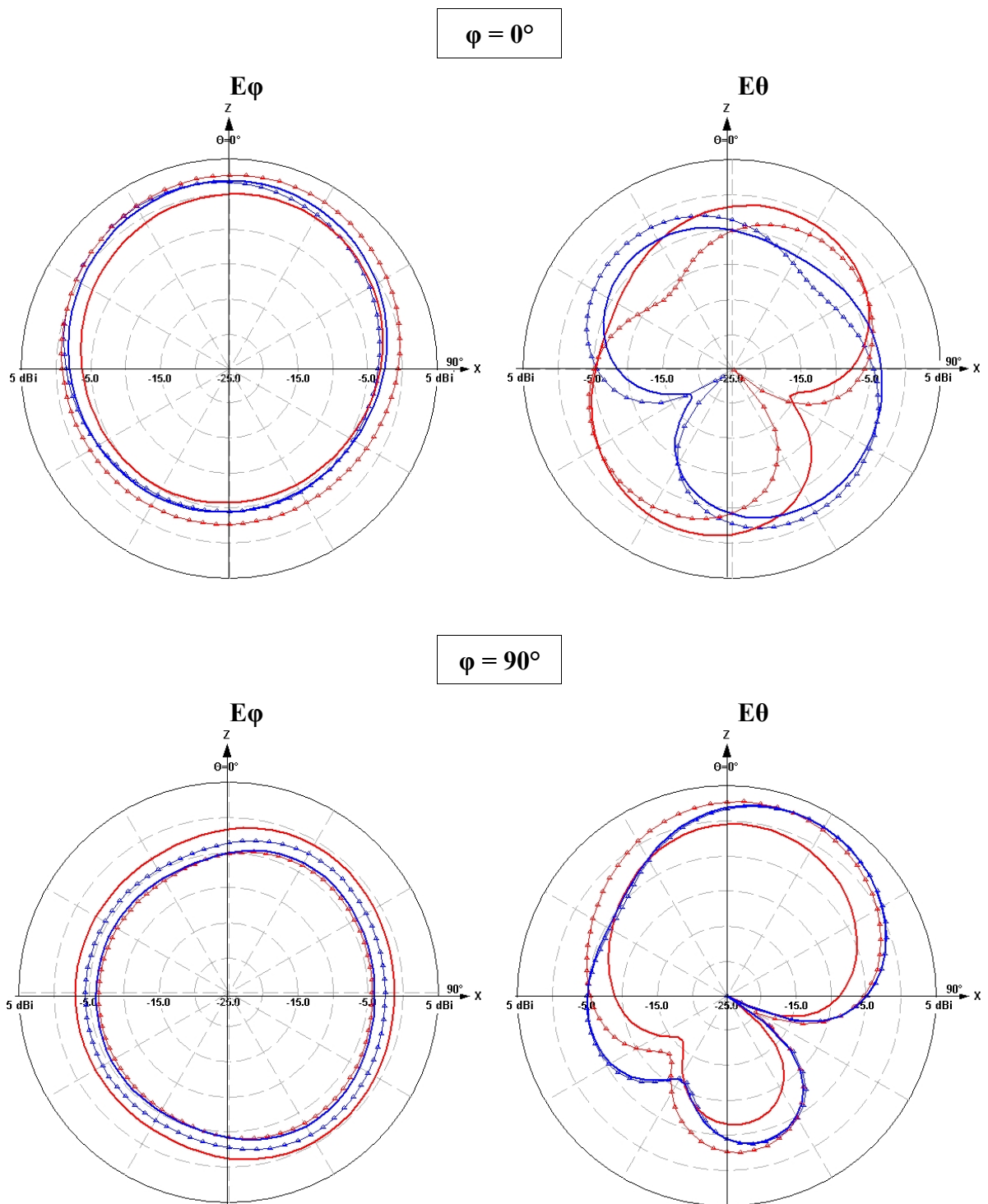


Fig. IV.11a : Diagrammes de rayonnement en gain des PIFAs DCS/UMTS associées sur le même PCB quand les languettes de court-circuit sont face à face ($d=18$ mm)



**Fig. IV.11b : Diagrammes de rayonnement en gain simulés : DCS (rouge) et UMTS.
 Traits avec triangle : antenne seule
 Traits continus : 2 antennes associées**

2.2 Etude de l'isolation

2.2.1 Simulations et mesures

Pour pouvoir analyser les causes du couplage mutuel entre nos antennes, nous avons étudié l'évolution de l'isolation au niveau de leur ports d'alimentation quand les PIFAs sont déplacées sur le PCB tout en respectant les restrictions imposées par les fabricants de téléphones mobiles. Nous avons donc simulé et réalisé plusieurs configurations lorsque les PIFAs sont rapprochées l'une proche de l'autre en maintenant leurs dimensions fixes. Ainsi, pour éviter tout décalage de la fréquence de résonance et maintenir la largeur de bande en adaptation, nous ajustons à chaque fois s'il le faut, pour chaque PIFA la distance entre la languette d'alimentation et de court-circuit.

L'antenne DCS est d'abord maintenue à sa position initiale et nous avons réduit progressivement la distance d la séparant de l'antenne UMTS de 18 à 2 mm (0,11 à 0,013 λ_0) (Fig. IV.7b). Cette opération entraîne un décalage des résonances de 4% vers les basses fréquences. Ceci est attribué à l'augmentation de la capacité entre les antennes quand les deux PIFAs se rapprochent et peut être corrigé en augmentant légèrement les longueurs de PIFAs.

Le tracé de la courbe d'évolution du maximum du module du S_{21} en fonction de la distance entre les deux PIFAs montre de façon étonnante que le fait de rapprocher celles-ci jusqu'à 2 mm permet d'améliorer le découplage de 3 dB (Fig. IV.12). Même si cette amélioration n'est que de 3 dB, elle est assez surprenante et contredit certains résultats rapportés dans d'autres publications dans lesquelles le fait de rapprocher deux antennes entraîne systématiquement une dégradation de l'isolation [YIN 05], [HUM 98], [NIK 05], [WON 05a] même si cela s'accompagne par une détérioration des paramètres S_{11} des antennes, la condition d'adaptation de -6 dB est toujours obtenue dans tous les cas. Les mesures obtenues avec 3 différents prototypes (18, 10 et 2 mm) confirment cependant ces résultats de simulation.

Les valeurs de l'isolation maximale de ces configurations sont présentées sur la Figure IV.12 en petits cercles noirs. Les courbes du $|S_{21}|$ en fonction de la fréquence de ces systèmes sont présentées sur les Figures IV.13 et IV.14. Un bon accord est noté entre les mesures et les simulations même si une légère différence apparaît aux fréquences basses. Celle-ci peut être attribuée au couplage magnétique qui apparaît entre les câbles coaxiaux qui sont électriquement très proches en bande GSM (de faibles courants non négligeables circulent sur la gaine extérieure des câbles).

Ces résultats confirment clairement que sur un plan de masse fini de dimensions spécifiques, le fait de rapprocher les antennes peut donner une isolation supérieure par rapport à une configuration

où les antennes sont plus largement espacées sur un plan de masse infini.

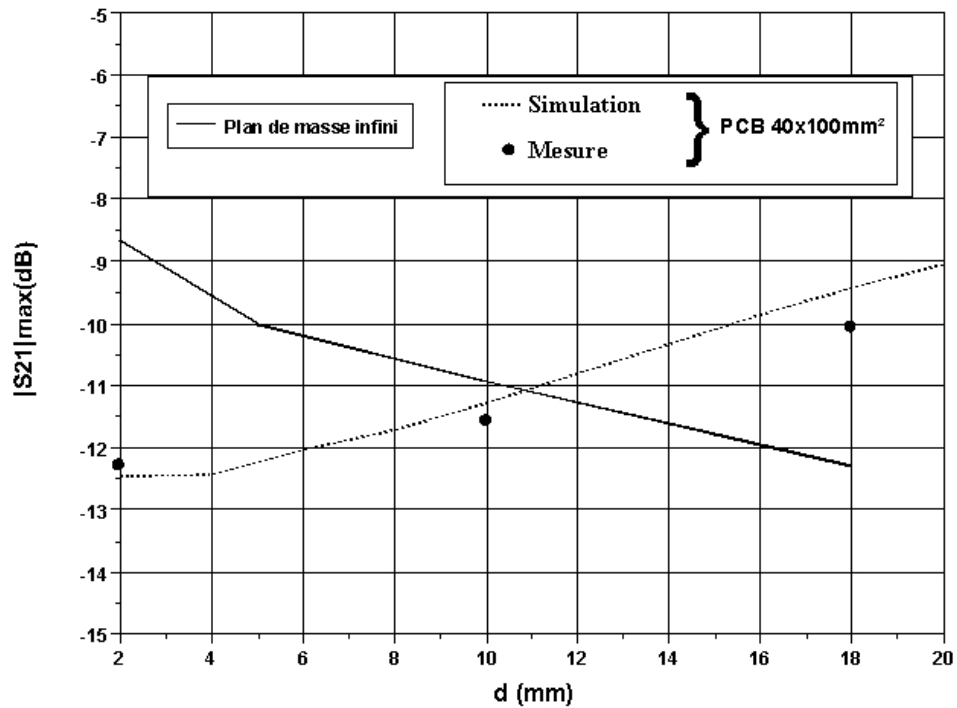


Fig. IV.12 : $|S_{21}|$ maximal simulé et mesuré en fonction de l'espace d entre les PIFAs associées avec les languettes de court-circuit face à face pour un PCB $100 \times 40 \text{ mm}^2$ (pointillés) et un plan de masse infini (trait plein)

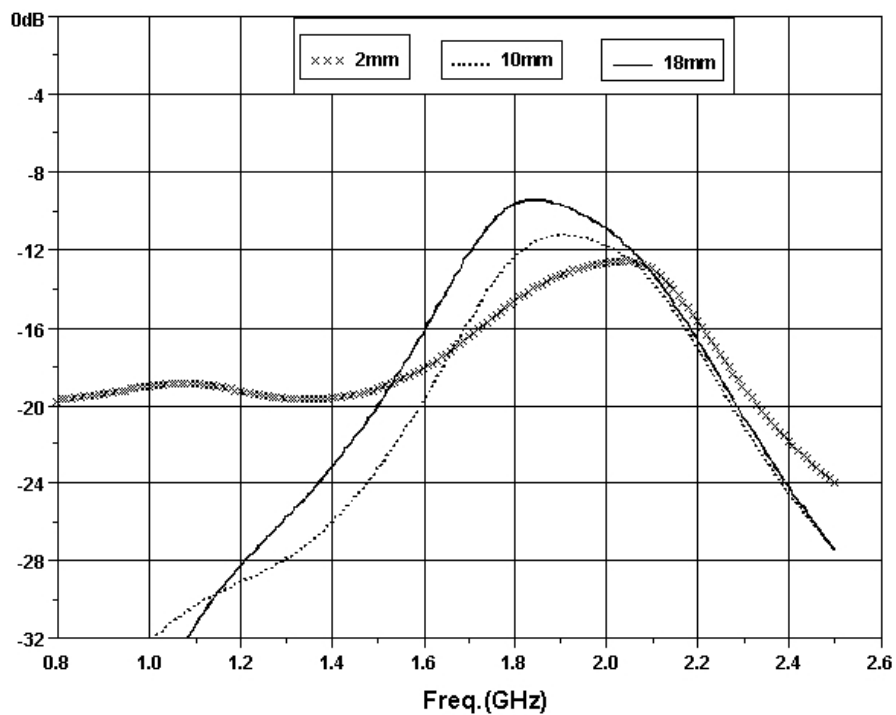


Fig. IV.13 : $|S_{21}|$ simulé en fonction de la fréquence des PIFAs associées avec différents espacements d (2, 10, 18 mm)

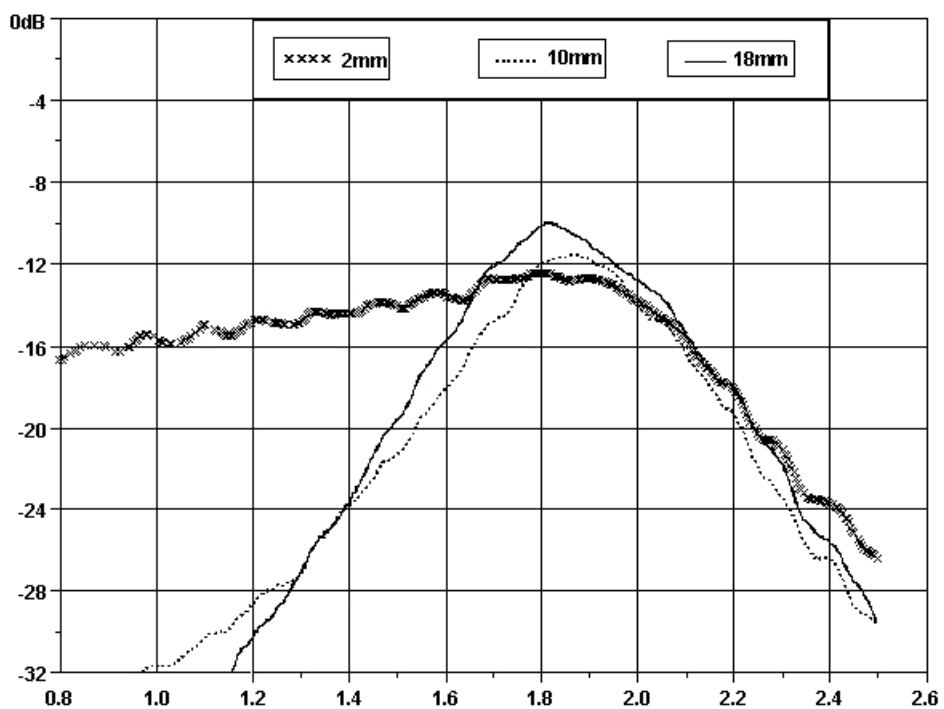


Fig. IV.14 : $|S_{21}|$ mesuré en fonction de la fréquence des PIFAs avec différents espacements d

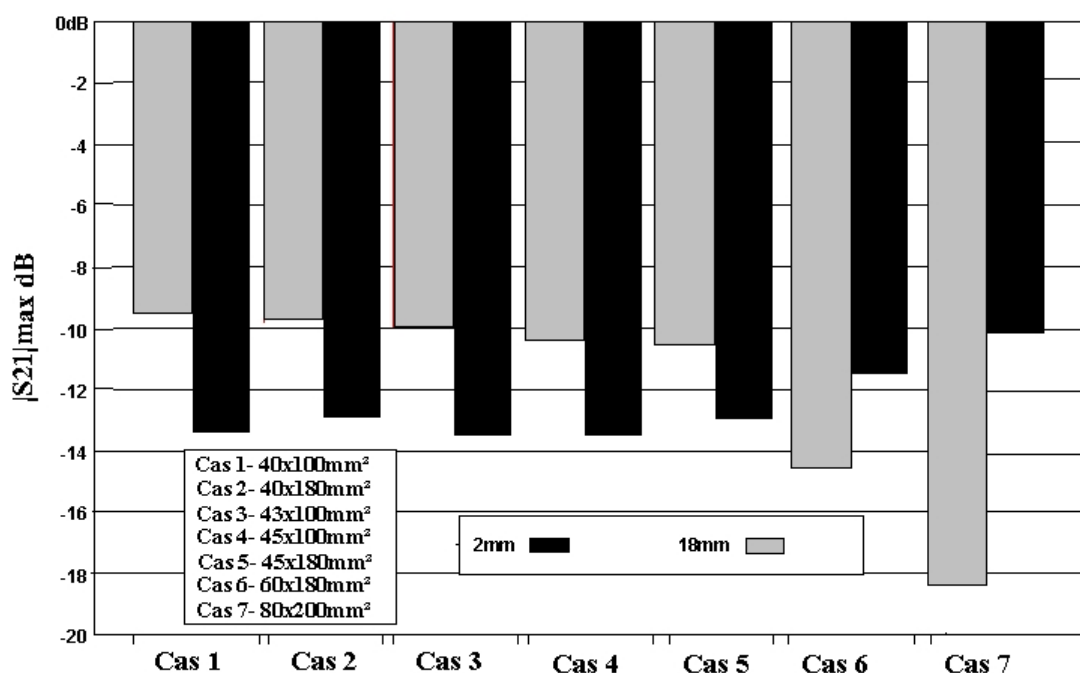


Fig. IV.15 : $|S_{21}|$ maximal simulé en fonction de l'espacement d des PIFAs pour différentes tailles de plan de masse

Des simulations supplémentaires avec les mêmes antennes positionnées cette fois-ci sur un plan de masse infini ont été effectuées (Figure IV.15). Les résultats obtenus sont similaires à ceux obtenus dans les publications [YIN 05], [HUM 98], [NIK 05]-[WON 05a] : le fait de rapprocher les antennes entraîne une dégradation de leur isolation. Ces simulations démontrent que la taille du plan de masse a un impact significatif sur le paramètre $|S_{21}|$. Des dimensions de plan de masse quelconques sont capables de fournir des isolations différentes, bénéfiques ou dégradées.

Pour comprendre ce qui se passe entre ces cas limites, plusieurs simulations ont été effectuées sur différents plans de masse ayant des dimensions intermédiaires. Les deux PIFAs sont placées durant toute l'étude sur les bords du plan de masse de façon symétrique par rapport à son axe médian. L'étude portera sur deux distances séparant les antennes : 18 et 2 mm. La taille du plan de masse est augmentée progressivement pour atteindre 200 x 80 mm². Nous notons sur la Figure IV.15 que pour une distance de 2 mm séparant les antennes, l'isolation passe à -13,5 dB dans la nouvelle configuration au lieu des -12,5 dB comme sur la Figure IV.12. Le couplage mutuel ne semble pas être très sensible aux variations de la longueur du PCB (cas 1 à 5), mais en augmentant sa largeur, l'isolation se détériore si les antennes sont très proches et augmente quand on les éloigne l'une de l'autre (cas 6-7). En considérant donc la variation de l'isolation en fonction des dimensions du PCB, nous pouvons dire que la largeur de celui-ci joue un rôle prépondérant sur le comportement du

système d'antennes. Cependant, cette solution de découplage doit être abandonnée en téléphonie mobile car la taille du PCB doit rester inchangée pour respecter un cahier des charges pré-établi.

2.2.2 Discussion

Très peu d'auteurs ont tenté d'expliquer les causes du couplage électromagnétique entre deux PIFAs très proches localisées sur un plan de masse fini. Une des approches a été d'analyser les niveaux des courants surfaciques entre les antennes sur la carte électronique [WON 05a-SU 05]. Dans la Figure IV.16, nous avons excité l'antenne DCS à 1,86 GHz tandis que l'antenne UMTS est terminée par une charge de 50Ω (a, c) et vice-versa (b, d). L'antenne excitée pousse les courants de surface à aller vers celle non excitée. Il n'est pas évident de démontrer la relation directe entre les points chauds relevés et la valeur maximale du couplage mutuel : dans les deux cas, les niveaux des courants maximaux sur le port de l'antenne non excitée semblent être égaux voire pire lorsque les antennes sont espacées de 2 mm ou de 18 mm. Ces courants sont même plus forts sur les languettes de courts-circuits lorsque les antennes sont très proches. A la différence des papiers [WON 05a, SU 05], nous pouvons conclure que cette approche ne nous aide pas à expliciter pourquoi l'isolation est meilleure quand les PIFAs sont espacées de 2 mm.

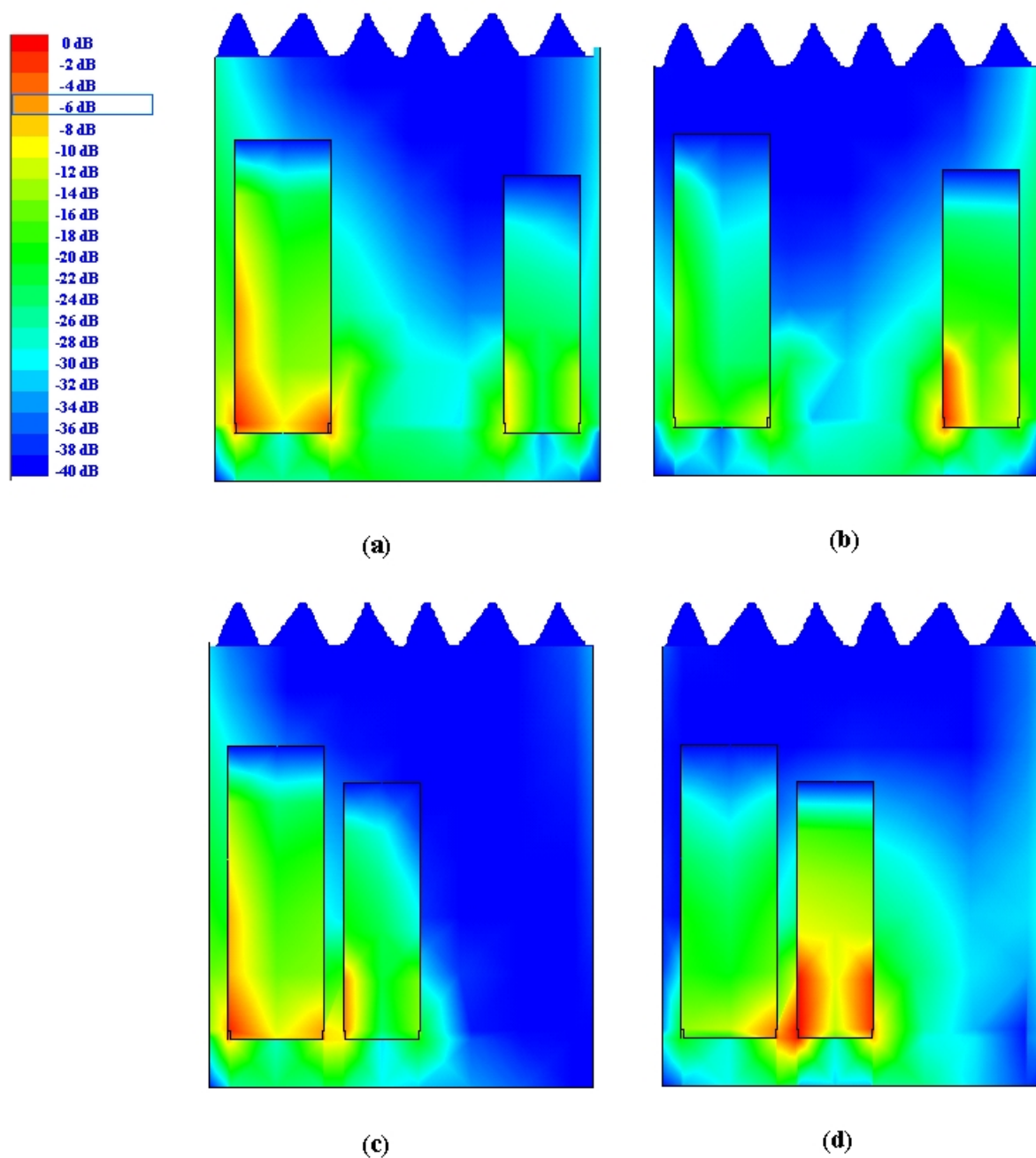


Fig. IV.16 : Distributions des courants de surface simulées des PIFAs associées à 1,86 GHz (a,c) et 2,06 GHz (b,d)

- (a) $d=18$ mm, antenne DCS excitée ($\max. |S_{21}| = -9,5$ dB)
- (b) $d=18$ mm, antenne UMTS excitée ($\max. |S_{12}| = -9,5$ dB)
- (c) $d=2$ mm, antenne DCS excitée ($\max. |S_{21}| = -12,5$ dB)
- (d) $d=2$ mm, antenne UMTS excitée ($\max. |S_{12}| = -12,5$ dB)

Selon [NIK 05], une approche sur un plan de masse infini consiste à considérer que le couplage mutuel entre des patches demi-d'onde est issu d'une tri-combinaison : champs proches, champs lointains et contribution des ondes de surface. Dans notre cas, l'onde de surface ne peut être mise en

cause car il n'y a pas de diélectrique. De plus, dans le cas d'un plan de masse fini, le phénomène du couplage est même plus compliqué car tous les effets décrits dans cet article sont combinés à la contribution supplémentaire du plan de masse qui rayonne.

En essayant d'analyser notre structure, le couplage mutuel provient du couplage capacitif entre les plaques [THA 03], du couplage magnétique entre les languettes de court-circuit où de forts courants verticaux circulent, et des courants qui circulent sur le PCB. Tous ces effets semblent se compenser sur les ports d'accès.

Dans cette section, l'étude de plusieurs configurations a été effectuée et d'importantes observations ont été notées. Quelques hypothèses ont été émises pour expliquer pourquoi deux PIFAs très proches ($0,012 \lambda_0$) rayonnant dans les bandes DCS et UMTS, placées sur un plan de masse fini, possèdent une isolation 3 dB supérieur aux mêmes PIFAs séparées par une distance plus grande ($0,11 \lambda_0$). En raison des courants surfaciques, des dimensions du PCB et des antennes, il apparaît que les champs magnétiques issus des courants sur les languettes de court-circuit (ou d'alimentation) se compensent. Ce comportement provient de notre arrangement spécifique, des dimensions de notre PCB mais aussi du type d'antennes employées et des fréquences de travail. A ce stade, la meilleure valeur de l'isolation obtenue n'est pas suffisante pour un système multi-antenne performant, c'est pourquoi nous allons essayer d'améliorer l'isolation par l'implémentation de plusieurs configurations tout en gardant les antennes dans leurs positions initiales.

3. Amélioration de l'isolation

3.1 Première configuration avec les languettes d'alimentation face à face

L'idée est de compenser le couplage électromagnétique complexe existant dans la structure par l'introduction d'un "couplage opposé". Pour pouvoir comprendre l'origine du couplage existant dans notre système, nous avons réalisé un modèle équivalent simplifié de type ligne de transmission. Un modèle équivalent de chaque PIFA (sans prise en compte des effets du plan de masse) a d'abord été proposé (Fig. IV.17). Chaque PIFA est modélisée comme une ligne de transmission de longueur électrique θ_0 , en série avec une ligne de transmission de longueur électrique θ_1 court-circuitée [WAN 07]. La ligne de transmission principale (longueur θ_0) est chargée par une résistance totale R_{tot} (qui est la somme de la résistance de rayonnement R_{ray} et de la résistance de pertes R_{loss}). Une capacité C en série connectée à la masse est rajoutée à la fin de la ligne de transmission ouverte

pour tenir compte des effets de bord du champ électrique. L'ensemble du système est connecté à un port via une autre ligne de transmission qui modélise la languette d'alimentation et qui a les mêmes caractéristiques que la ligne modélisant le court-circuit (longueur θ_1). Les trois lignes sont reliées entre elles par l'intermédiaire d'un T de très faible longueur.

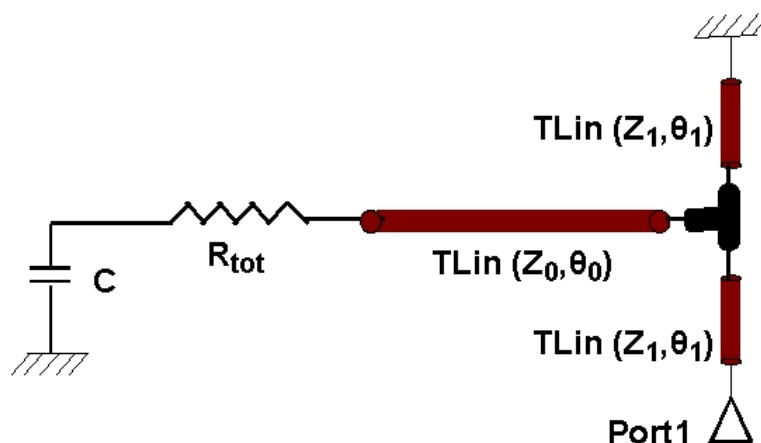


Fig. IV.17 : Modélisation en ligne de transmission des PIFAs DCS ou UMTS seules

Les valeurs des différents paramètres des lignes de transmission de même que les valeurs de R_{tot} , C (Tab. IV.1) ont été obtenues par optimisation comparées avec les simulations IE3D sous le logiciel ADS (Advanced Design Software).

Paramètres	PIFA DCS	PIFA UMTS
θ_0 (degrés)	66	58
θ_1 (degrés)	19	19
Z_0 (Ω)	114	124
Z_1 (Ω)	274	274
R_{tot} (Ω)	440	550
C (pF)	0,147	0,135

Tab. IV.1 : Valeurs des paramètres des lignes de transmission utilisée pour modéliser les PIFAs DCS et UMTS

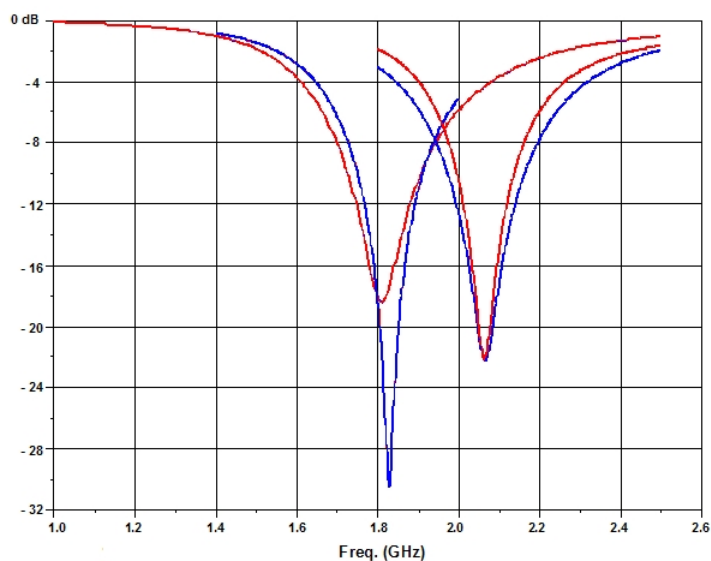


Fig. IV.18a : Coefficients de réflexion simulés (bleu) et modélisés (rouge) des PIFAs DCS et UMTS

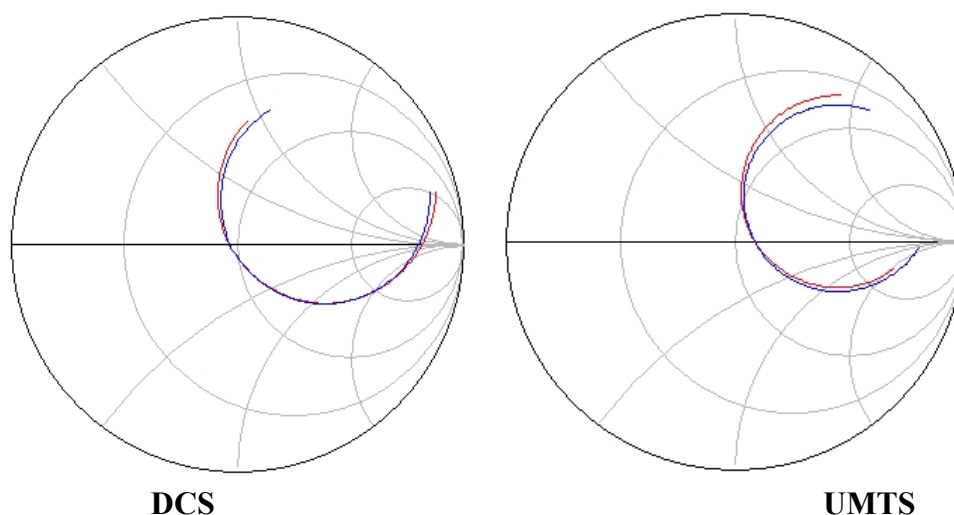


Fig. IV.18b : Lieux d'impédances d'entrée simulés (bleu) et modélisés (rouge) des PIFAs DCS et UMTS

En comparant les coefficients de réflexion (Fig. IV.18a) et les lieux d'impédances d'entrée (Fig. IV.18b) en DCS et UMTS donnés par le modèle équivalent en ligne de transmission à ceux obtenus par simulation des PIFAs sous IE3D, nous voyons qu'il y a un très bon accord entre les différentes courbes ce qui est encourageant pour nous permettre de trouver le modèle équivalent en ligne de transmission de l'association de ces deux PIFAs sur le même plan de masse.

Les différentes valeurs des lignes et des composants passifs (Tab. IV.2) de la Figure IV.19 ont été obtenues en faisant une optimisation pour retrouver les mêmes courbes de paramètres S que la simulation sous IE3D. Nous avons pensé représenter, en première approximation, le couplage mutuel entre les deux antennes par une capacité de couplage C_c connectée entre les deux languettes

d'alimentation des PIFAs (Fig. IV.19). Cette capacité ne se trouve pas physiquement à cet endroit : elle est la résultante de toutes les capacités distribuées le long des plaques des deux éléments rayonnants ce qui a comme conséquence aussi une petite modification de certaines valeurs des modèles équivalents des deux PIFAs trouvés précédemment (cellules grises dans le tableau). Nous notons un très bon accord entre les paramètres S simulés sous IE3D et ceux donnés par le modèle équivalent (Fig. IV.20).

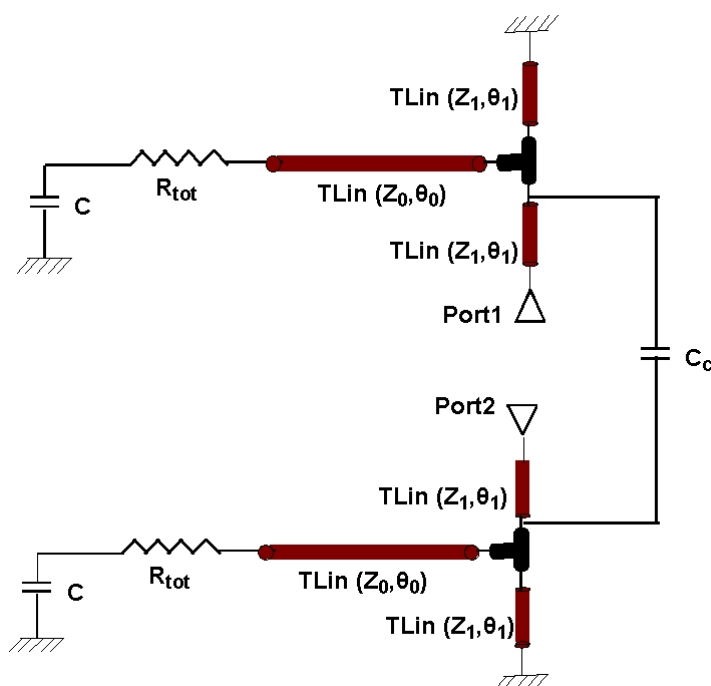


Fig. IV.19 : Modélisation en ligne de transmission des PIFAs DCS/UMTS associées sur le même PCB

Paramètres	PIFA DCS	PIFA UMTS
θ_0 (degrés)	61 66	52 58
θ_1 (degrés)	19	19
Z_0 (Ω)	114	124
Z_1 (Ω)	274	274
R_{tot} (Ω)	420 440	400 550
C (pF)	0,14 0,147	0,165 0,135
C_c (pF)	0,338	

Tab. IV.2 : Valeurs des paramètres des lignes de transmission modélisant les PIFAs DCS/UMTS associées sur le même PCB

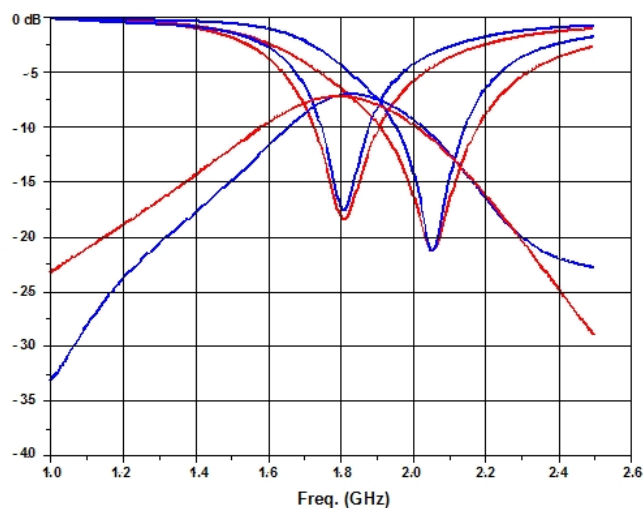


Fig. IV.20a : S11, S22, S21 simulés (bleu) et modélisés (rouge) des PIFAs DCS/UMTS associées sur le même PCB

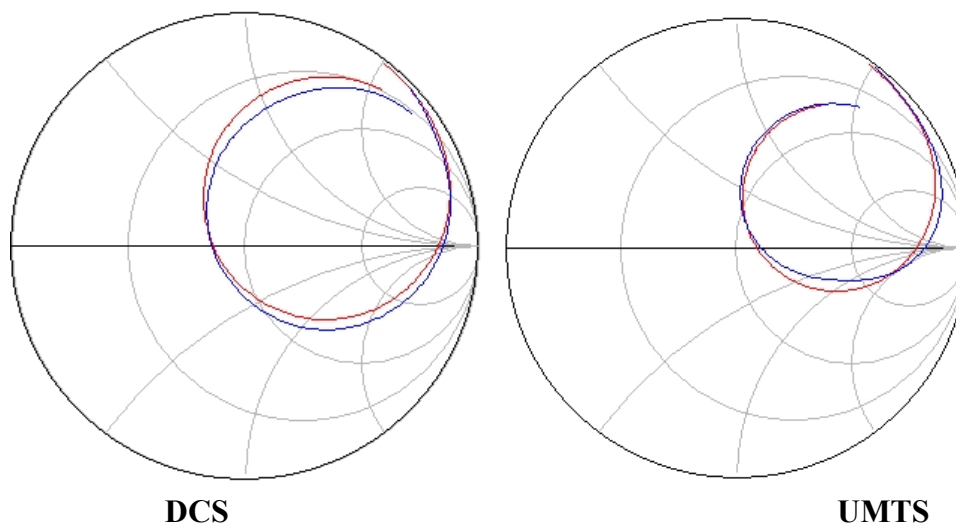


Fig. IV.20b : Lieux d'impédances d'entrée simulés (bleu) et modélisés (rouge) DCS/UMTS associées sur le même PCB

Ce modèle équivalent ligne de transmission (sans prise en compte des effets du plan de masse) nous permet de voir que le couplage mutuel au premier ordre peut être représenté de façon réaliste par une capacité de couplage C_c connectée entre les deux languettes d'alimentation des deux PIFAs. L'idée pour améliorer l'isolation entre les deux antennes consiste à compenser ce couplage mutuel représenté par une capacité, en plaçant en parallèle une self (modélisable aussi par une ligne de transmission) pour créer un filtre réjecteur de fréquences entre les deux PIFAs (Fig. IV.21).

Quand nous augmentons la longueur électrique θ_L de la ligne (ce qui revient à augmenter la valeur de la self), la fréquence réjectée se déplace vers les basses fréquences, et inversement vers les hautes fréquences si nous diminuons cette longueur électrique. De même, si nous augmentons l'impédance Z_L de la ligne de transmission (ce qui revient aussi à augmenter la valeur de la self), la

fréquence réjectée se déplace vers les basses fréquences sans aucune modification de l'adaptation. Ceci est le comportement d'un filtre réjecteur dont la fréquence de réjection peut être calculée par la formule suivante:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

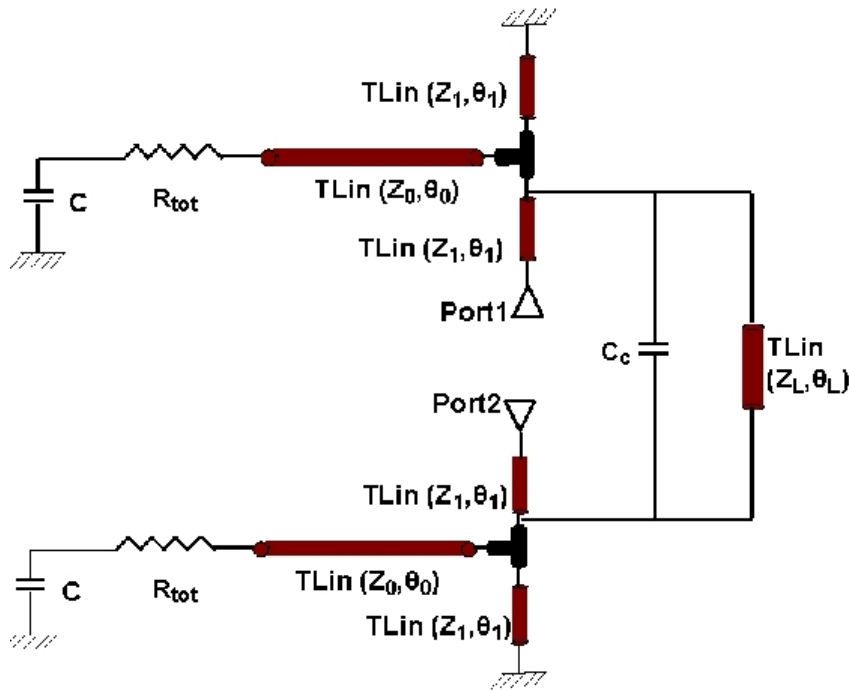


Fig. IV.21 : Modélisation en ligne de transmission des PIFAs DCS/UMTS associées sur le même PCB avec une ligne de neutralisation (θ_L)

La fréquence de réjection peut ainsi être changée en variant les dimensions de la ligne de transmission qui synthétise une self (Fig. IV.22). La courbe noire de la Figure IV.22 est obtenue avec les nouvelles valeurs des éléments composant le nouveau système à la fréquence de 2 GHz et présentées dans le Tableau IV.3. Nous notons cependant une petite modification de l'impédance de la ligne de transmission principale Z_0 en DCS par rapport à celle du modèle équivalent sans ligne de transmission (en grise).

Paramètres	PIFA DCS	PIFA UMTS
θ_0 (degrés)	61	52
θ_1 (degrés)	19	19
Z_0 (Ω)	110 114	124
Z_1 (Ω)	274	274
R_{tot} (Ω)	420	400
C (pF)	0,14	0,165
C_c (pF)	0,338	
θ_L (degrés)	39	
Z_L (Ω)	370	

Tab. IV.3 : Valeurs des paramètres des lignes de transmission modélisant les PIFAs DCS/UMTS associées sur le même PCB avec la ligne de neutralisation

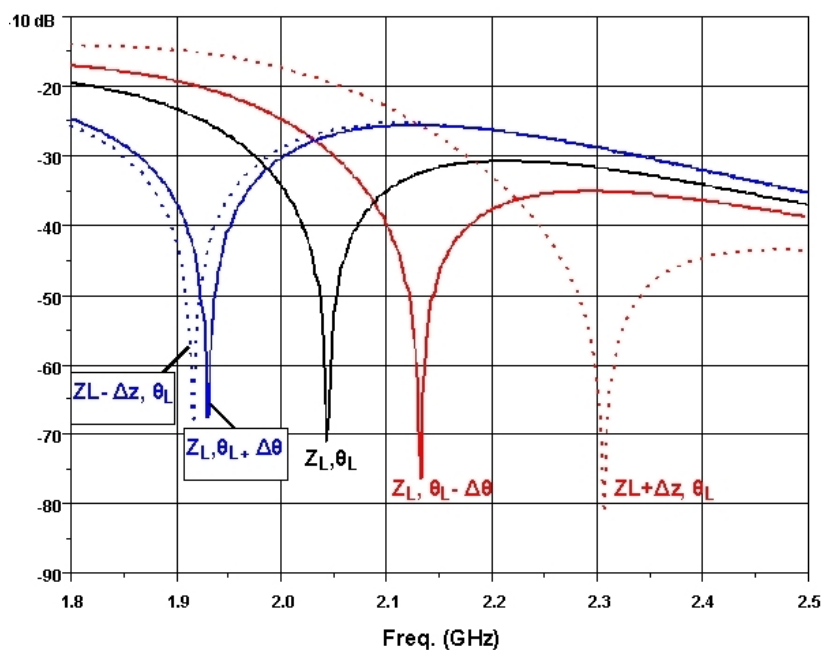


Fig. IV.22 : Courbes de $|S_{21}|$ obtenues avec le modèle de ligne de transmission pour différentes longueurs électriques θ_L et différents impédances Z_L de la ligne de transmission

Cette solution semble très intéressante et nous avons donc essayé d'implémenter, en simulation sous IE3D, cette ligne de neutralisation sur la structure à deux PIFAs. Nous supposons que l'implémentation de la solution peut être réalisée en reliant les deux antennes par une ligne suspendue, positionnée à la même hauteur que les antennes. Plusieurs simulations ont été effectuées pour trouver la position optimale de la ligne. Tout d'abord, nous avons trouvé qu'elle devait être connectée dans la zone de basse impédance des PIFAs (loin de la zone où le champ E est maximal

[CAR 04]), au voisinage des languettes d'alimentation ou de court-circuit où l'intensité des courants est plus élevée. Cette implémentation ne doit pas affecter la fréquence de résonance et la bande passante des deux antennes. Une tentative a été effectuée en positionnant les PIFAs avec leurs languettes d'alimentation en face l'une de l'autre et en les reliant par une ligne de $18 \times 0,5 \text{ mm}^2$ (Fig. IV 23a). Un léger décalage de la fréquence de résonance vers les hautes fréquences (moins de 4%) a été observé sans entraîner une dégradation de la bande d'adaptation.

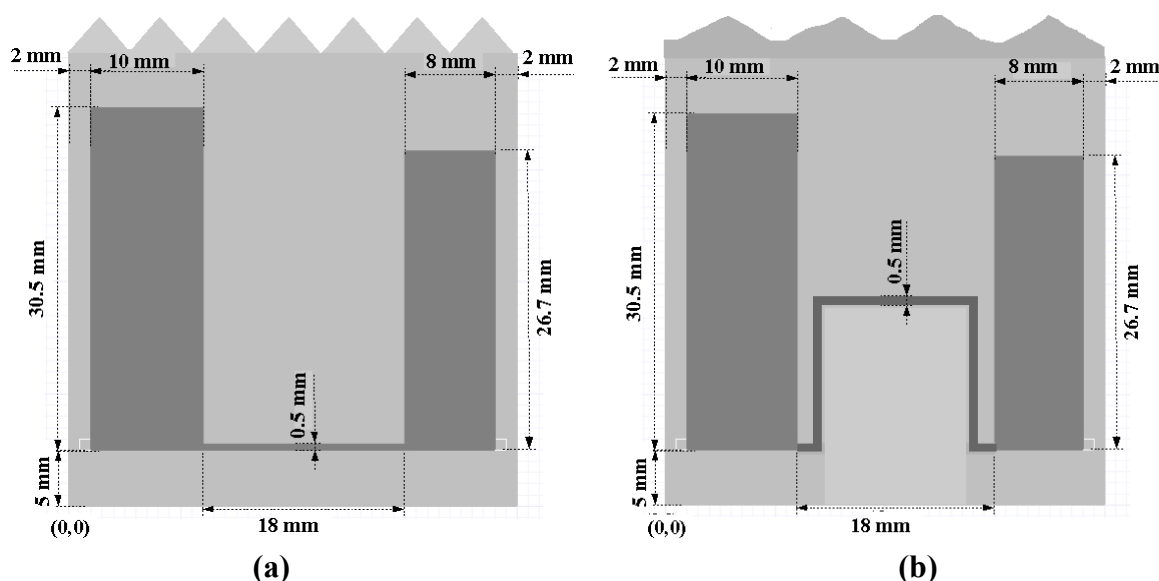


Fig. IV.23 : Vue de dessus des PIFAs associées sur le même PCB avec les languettes d'alimentation en face et reliées par une ligne suspendue de (a) longueur = 18mm et (b) longueur = 47mm

Les résultats des simulations électromagnétiques sous IE3D sont présentés sur la Figure IV.24. Il est évident que la ligne suspendue peut significativement réduire le paramètre $|S_{21}|$, spécialement à une fréquence spécifique où un creux est observé (comportement d'un filtre réjecteur comme attendu).

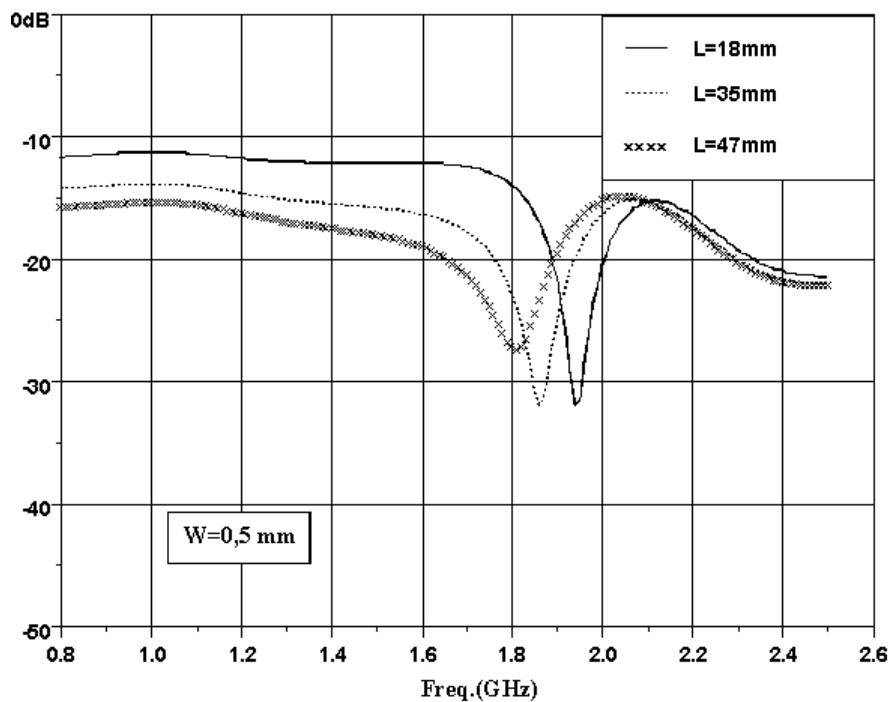
La ligne se comporte comme un composant de neutralisation qui prélève une certaine quantité du signal présent sur la languette d'alimentation d'une des antennes et la renvoie sur l'autre avec les bonnes amplitude et phase, produisant un couplage opposé à celui existant. La question est comment prélever une quantité correcte de signal (intensité et phase du courant) sur une des antennes et la réinjecter sur l'autre pour maximiser l'isolation.

Nous avons étudié l'évolution du $|S_{21}|$ en fonction de la longueur et de la largeur de la ligne. La Figure IV.23b présente la vue de dessus d'un des cas simulés avec une ligne de $0,5 \times 47 \text{ mm}^2$.

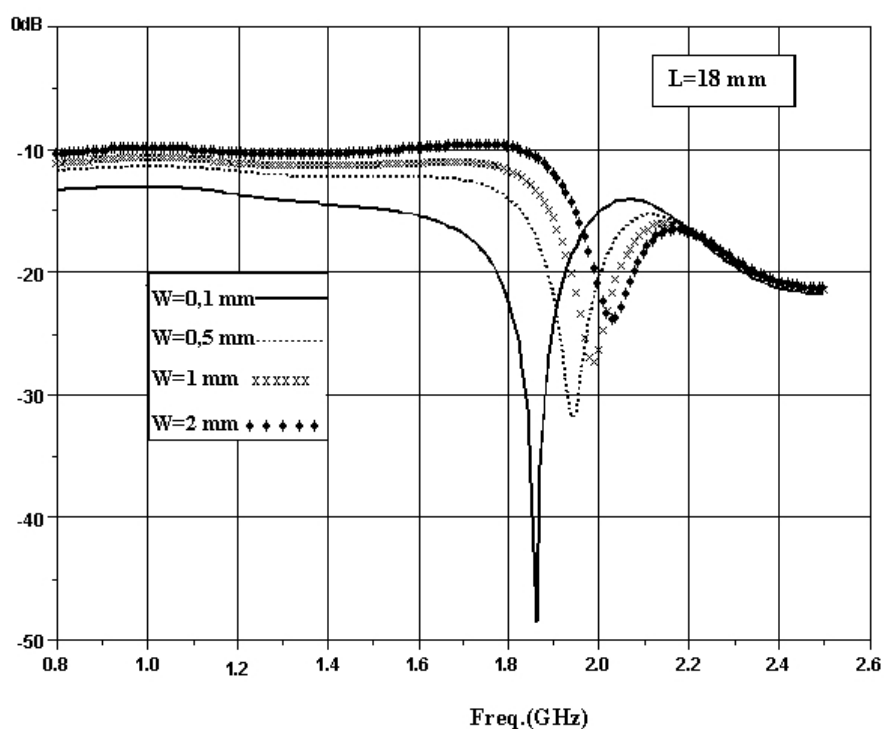
Les résultats de simulation quand la longueur de la ligne varie de 18 à 47 mm avec une largeur

de 0,5 mm sont présentés sur la Figure IV.24a. De même, des courbes de simulation pour une longueur de 18 mm et une largeur variant de 0,1 à 2 mm sont présentées sur la Figure IV.24b. La largeur et la longueur de cette ligne ont bien une grande influence sur la forme de la courbe. En particulier, le creux observé sur la courbe du $|S_{21}|$ peut être translaté vers les basses fréquences quand la longueur de la ligne augmente ou quand sa largeur diminue (ce qui revient à augmenter l'impédance caractéristique de la ligne et donc la self équivalente). Donc à partir d'une bonne combinaison de ces paramètres, nous pouvons donc obtenir une forte isolation à une fréquence donnée.

Pour valider la solution proposée, nous avons fabriqué un prototype avec les deux PIFAs reliées par une ligne de 18 x 0,5 mm². Les simulations et les mesures des paramètres S_{ij} en fonction de la fréquence sont présentées sur la Figure IV.25. Un très bon accord est observable entre toutes les courbes. Nous pouvons aussi voir que les deux antennes ont une bonne adaptation et une très bonne isolation autour de 1,95 GHz. L'isolation maximale obtenue dans l'une des deux bandes est égale à -34 dB en simulation et -45 dB en mesure. Cette amélioration représente une nouvelle avancée pour le découplage d'antennes sur un petit plan de masse et semble être très intéressante vu le faible coût et l'efficacité de la solution sans l'introduction d'effets de pertes tels que peut le générer un vrai filtre LC composé d'éléments discrets [LI 05a, THA 04b]. Cependant, en regardant avec attention la Figure IV.25, nous pouvons remarquer que l'isolation n'est pas améliorée de la même façon sur les bandes respectives des deux antennes. Cette observation nous motive à trouver d'autres configurations qui pourraient permettre d'augmenter l'isolation sur une plus grande largeur de bande.



(a)



(b)

Fig. IV.24 : $|S_{21}|$ simulé en fonction de la fréquence des PIFAs associées sur le même PCB avec les languettes d'alimentation reliées par la ligne suspendue
 (a) $W = 0,5\text{mm}$, la longueur L varie (b) $L = 18\text{mm}$, la largeur W varie

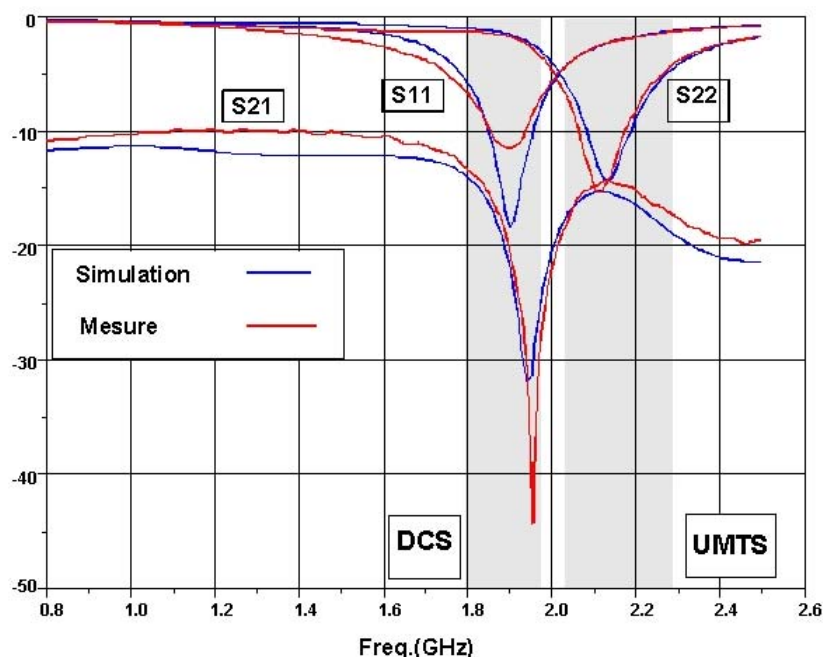


Fig. IV.25 : $|S_{11}|$ $|S_{22}|$ $|S_{21}|$ simulés et mesurés des PIFAs associées sur le même PCB avec les languettes d'alimentation face à face et reliées par une ligne suspendue ($W = 0,5\text{mm}$, $L = 18\text{mm}$)

3.2 Seconde configuration avec les languettes de court-circuit en face

Deux autres configurations ont été testées : d'abord les languettes de court-circuit de l'antenne DCS et celle d'alimentation de l'antenne UMTS ont été reliées par une ligne et vice versa ; ces configurations donnent des résultats similaires à la configuration décrite dans la section précédente. Nous avons aussi essayé une configuration dans laquelle les languettes de court-circuit des deux PIFAs sont reliées par une ligne suspendue. Cette dernière configuration présente des performances différentes. Nous avons fabriqué et testé le système d'antennes (Fig. IV.26) où les deux languettes de court-circuit des deux PIFAs sont en face et reliées par une ligne de 0,5 mm de large et 18 mm de long.

Cette opération entraîne un léger décalage des fréquences de résonance sans aucune dégradation des bandes d'adaptation. Les paramètres S_{ij} simulés et mesurés sont présentés sur la Figure IV.27. Un bon accord est noté entre toutes ces courbes. Au lieu d'avoir un creux d'annulation au centre de la bande passante, le paramètre S_{21} reste maintenant presque constant à un niveau inférieur à -20 dB sur la totalité des deux bandes. Considérant les résultats de la structure initiale (Fig. IV.7), une amélioration minimale de 10 dB est obtenue à la fois sur la bande DCS et la bande UMTS. Une telle isolation est acceptable pour des applications de téléphonie mobile [WON 05a].

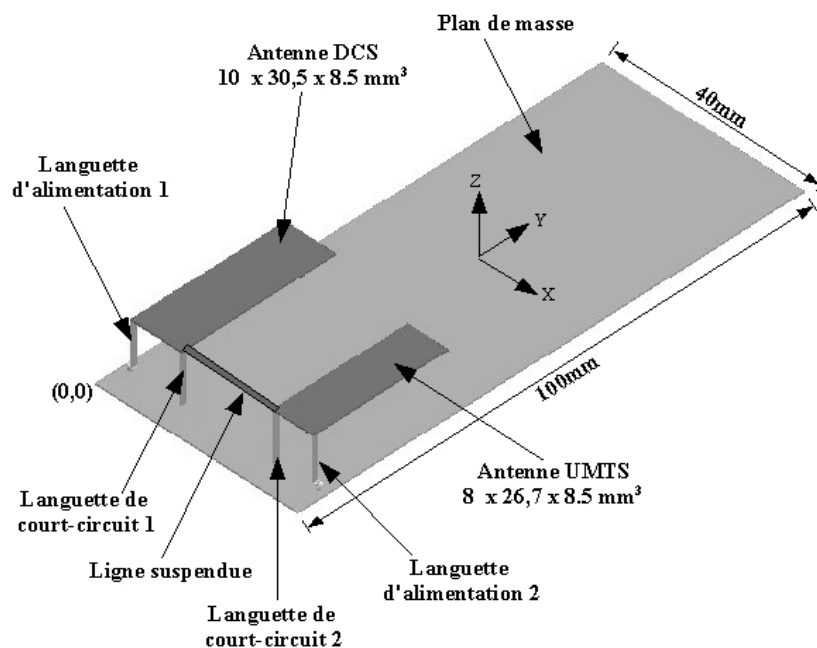


Fig. IV.26 : Association des PIFAs sur le même PCB avec les languettes de court-circuit face à face et reliées par une ligne suspendue ($W = 0,5 \text{ mm}$, $L=18 \text{ mm}$)

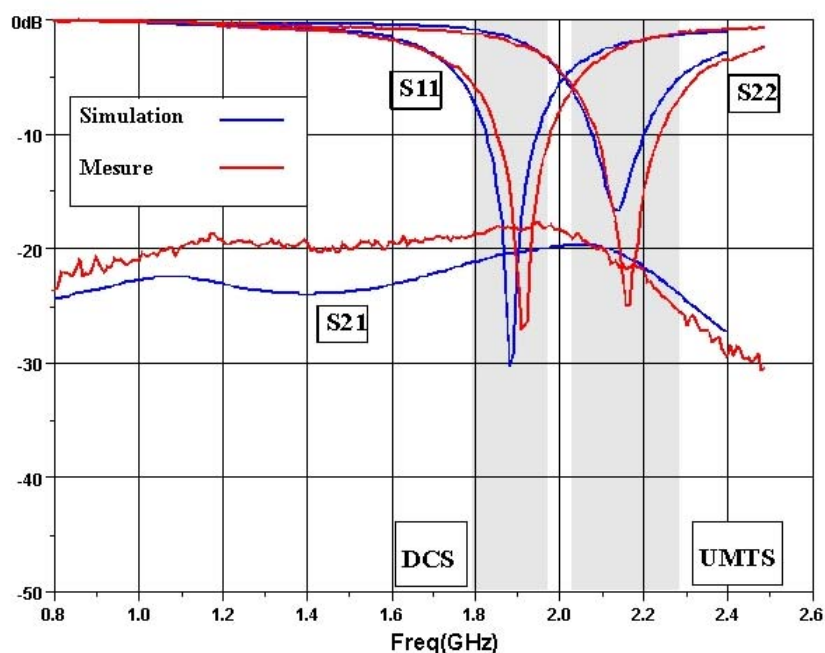


Fig. IV.27 : $|S_{11}|$ $|S_{22}|$ $|S_{21}|$ simulés et mesurés des PIFAs associées sur le même PCB avec les languettes de court-circuit en face et reliées par une ligne suspendue ($W = 0,5\text{mm}$, $L = 18\text{mm}$)

La comparaison de cette valeur avec celles à creux d'annulation trouvées précédemment dans le cas où la ligne de neutralisation se trouve entre les languettes d'alimentation, peut laisser croire que

cette structure fournit une meilleure isolation entre les antennes. Ici encore, la ligne se comporte comme un composant de neutralisation. Positionner la ligne entre les languettes de court-circuit, c'est-à-dire dans la zone de basse impédance des PIFAs, consiste à prélever une partie du signal à partir d'un diviseur d'inductance. Dans cette zone des PIFAs, l'impédance ne varie pas beaucoup avec la fréquence, l'amplitude et la phase du signal prélevé ne varient pas beaucoup non plus. C'est probablement pourquoi l'effet de neutralisation introduit par la ligne est efficace sur une grande largeur de bande. Sur la Figure IV.28a, nous observons que lorsque l'antenne DCS est excitée et que celle d'UMTS est chargée par 50Ω , il y a moins de courant sur l'antenne UMTS car tout le courant est concentré sur la ligne de neutralisation. Nous retrouvons le même phénomène si l'on excite l'antenne UMTS et que la DCS est chargée par 50Ω (Fig. IV.28b). Dans la première méthode, la ligne est positionnée au point ayant une impédance 50Ω (sur les deux PIFAs). Cette impédance est loin d'être constante quand la fréquence varie : l'amplitude et la phase du signal prélevé suivent cette variation. C'est la principale raison de la très bonne performance de l'effet de neutralisation de la ligne seulement à un point de fréquence spécifique.

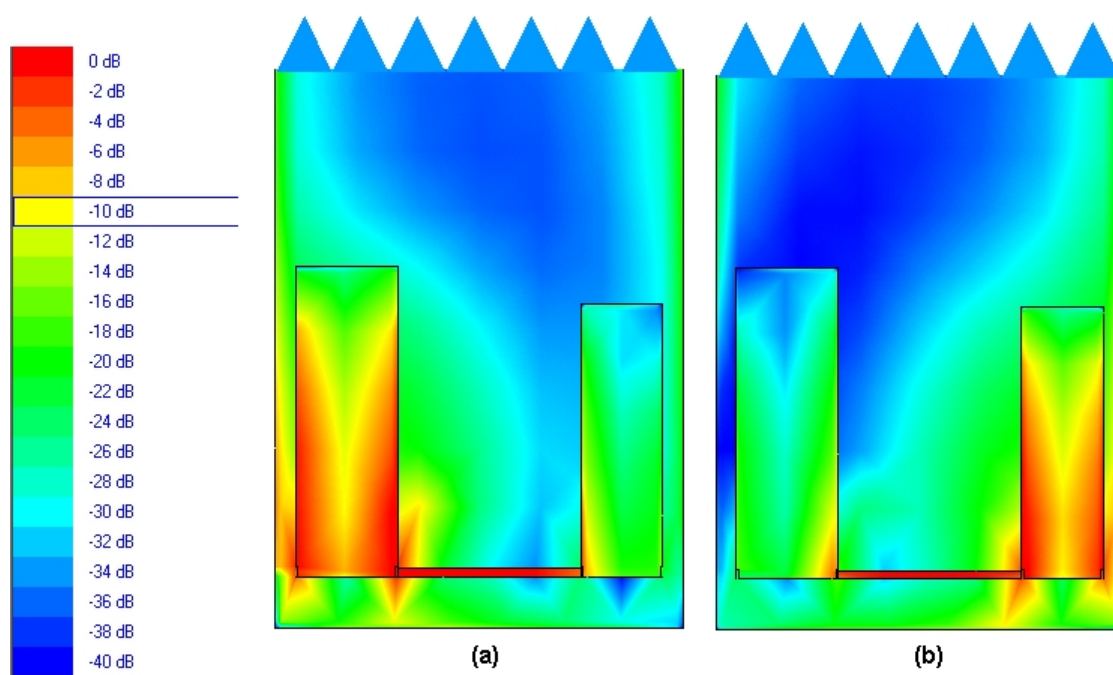


Fig. IV.28 : Distributions des courants de surface simulés des PIFAs associées et reliées par une ligne suspendue entre leurs languettes de court-circuit

(a) Antenne DCS excitée à 1,88 GHz

(b) Antenne UMTS excitée à 2,1 GHz

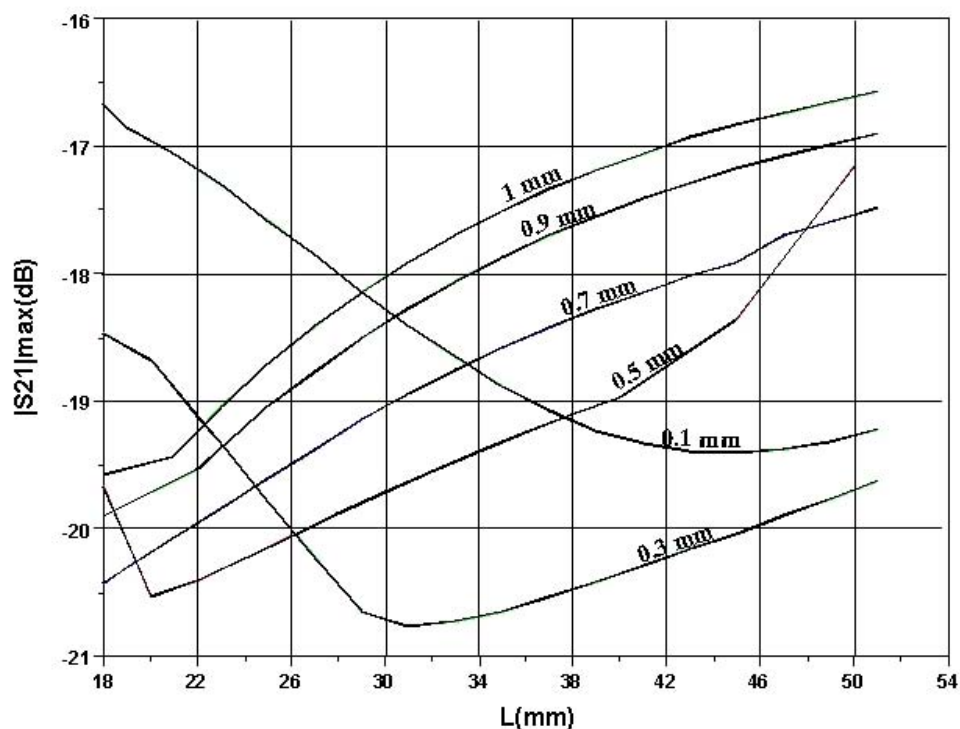


Fig. IV.29 : $|S_{21}|_{\max}$ maximal simulé des PIFAs associées sur le même PCB avec les languettes de court-circuit face à face reliées par une ligne suspendue (pour différentes longueurs et largeurs)

Nous avons effectué une étude paramétrique où la largeur et la longueur de la ligne suspendue de la structure montrée sur la Figure IV.26 sont progressivement modifiées. Toutes les simulations donnent la même forme plate de la courbe du paramètre $|S_{21}|$. Les valeurs de l'isolation maximale obtenue dans la bande désirée sont présentées sur la Figure IV.29 en fonction de la longueur de la ligne, pour différentes largeurs. Nous pouvons voir que la combinaison d'une certaine longueur et d'une certaine largeur permet d'obtenir une forte isolation. En particulier, une isolation optimale de -20,8 dB peut être obtenue avec une ligne de 30,5x0,3 mm².

Nous avons simulé et mesuré l'efficacité totale du prototype présenté sur la Figure IV.26. Les mesures ont été faites avec la méthode de "Wheeler Cap" en utilisant les formules (IV.3) et (IV.4). Nous pouvons noter un bon accord entre les courbes de simulation et de mesure (Fig. IV.30) excepté une petite différence au niveau maximal de l'efficacité de la PIFA DCS (97,8% simulé, 86% mesuré). Les efficacités totales maximales simulées et mesurées en UMTS sont respectivement 95,8% et 93%. Nous remarquons donc que le fait d'améliorer l'isolation entre les antennes permet d'augmenter les efficacités totales des deux antennes. En considérant la configuration d'antennes sans la ligne de neutralisation, les améliorations maximales absolues des efficacités totales sont respectivement 10% et 15,8% pour les bandes DCS et UMTS.

Les efficacités totales maximales simulées de cette structure neutralisée sont quasiment égales à celles des PIFAs placées seules sur un plan de masse qui nous servent de référence (Fig. IV.2 et IV. 3). En mesure, l'amélioration maximale absolue en mesure se situe autour de 7% en DCS et 10,5% en UMTS.

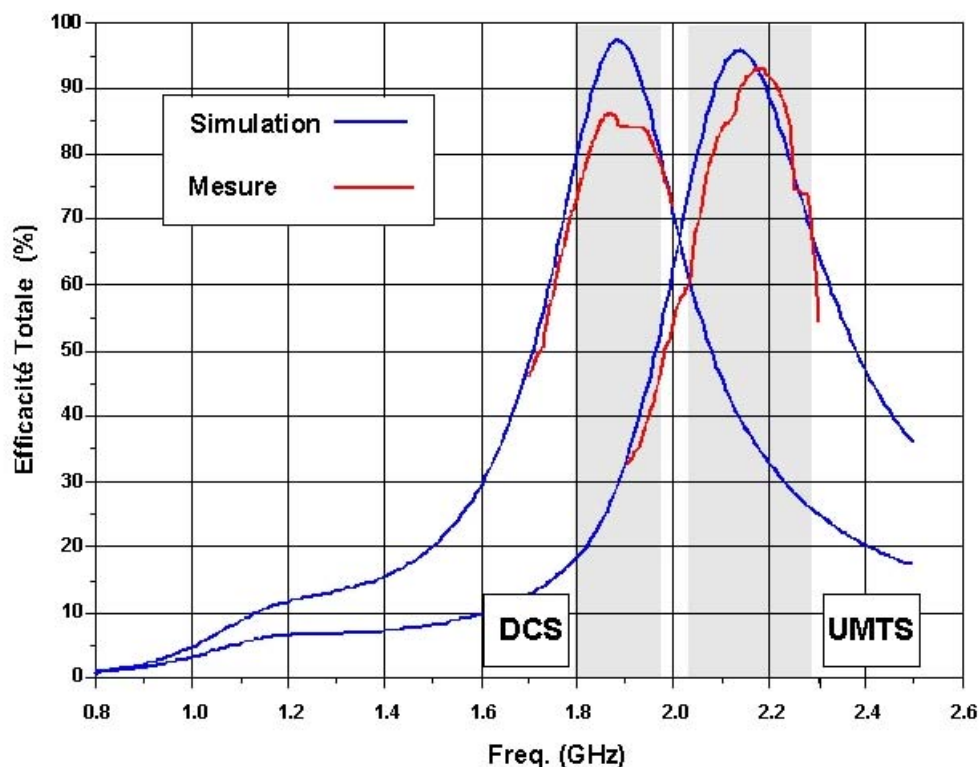


Fig. IV.30 : Efficacités totales simulées et mesurées des PIFAs associées sur le même PCB avec les languettes de court-circuit face à face reliées par une ligne suspendue ($W = 0,5$ mm, $L = 18$ mm)

Les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de ces antennes sont présentés sur la Figure IV.31. Ces diagrammes de rayonnement ont été obtenus aux fréquences pour lesquelles le $|S_{11}|$ de chaque PIFA est minimal c'est-à-dire à 1,88 GHz et 2,13 GHz en simulation et 1,92 GHz et 2,17 GHz en mesure. Les mesures ont été effectuées dans une chambre anéchoïde en plaçant des ferrites autour des câbles pour éviter que ces derniers ne rayonnent. Si nous comparons les niveaux des diagrammes de rayonnement par rapport à ceux du système sans la ligne, nous voyons que le gain maximal passe de 0 dB à 2 dB dans le plan $\varphi = 0^\circ$ pour la polarisation principale. En UMTS, dans le plan $\varphi = 0^\circ$, le gain maximal subit une petite réduction de 2,3 à 2 dB. Nous constatons donc que la ligne suspendue ne modifie que très peu la forme des diagrammes de rayonnement (Fig. IV. 11), mais elle entraîne une augmentation du gain de l'antenne.

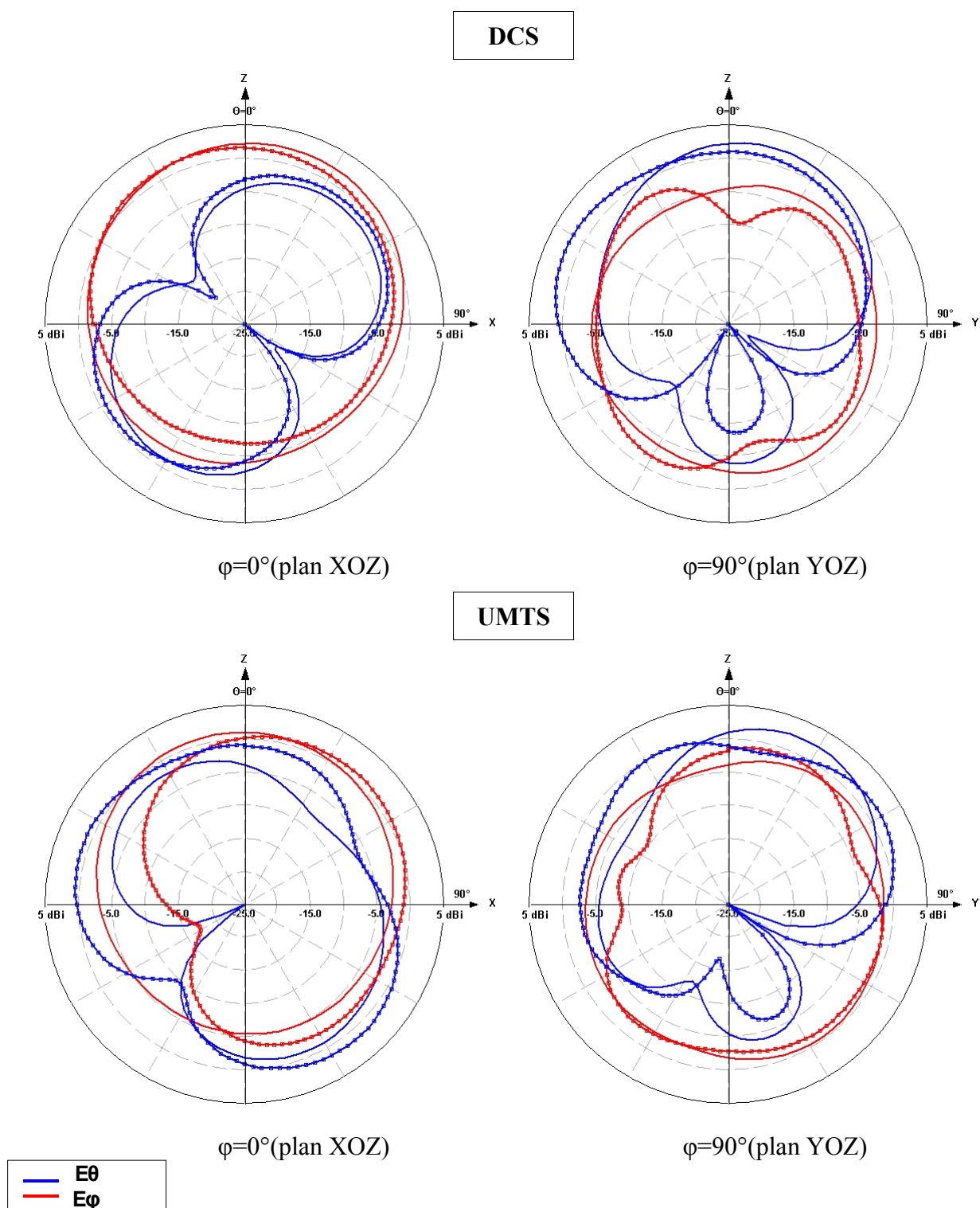


Fig. IV.31 : Diagrammes de rayonnement simulés(ligne continue) et mesurés (ligne avec croix) des PIFAs DCS/UMTS associées sur le même plan de masse avec les languettes de court-circuit face à face et reliées par une ligne suspendue

L'insertion de la ligne permet de quasiment compenser la perte d'efficacité provoquée par l'association des antennes sur le même plan de masse, grâce une isolation élevée. Nous notons aussi un assez bon accord entre les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés.

Dans cette section, nous avons vu comment intégrer dans un téléphone cellulaire deux PIFAs travaillant dans des standards de radiocommunication proches en utilisant une technique de neutralisation qui consiste à insérer une ligne suspendue entre les deux languettes d'alimentation ou de court-circuit pour augmenter leur isolation. Nous allons maintenant utiliser cette technique de neutralisation pour concevoir un système antenne performant avec une PIFA bibande GSM/DCS et une PIFA UMTS placées sur le même plan de masse fini (100x40mm²).

II. Système d'antennes multibande GSM/DCS-UMTS

1. Conception des deux PIFAs sur des plans de masse séparés

Les deux PIFAs sont d'abord conçues séparément sur deux plans de masse de 100x40 mm². Chaque antenne est alimentée par une languette d'alimentation de largeur 1 mm connectée à un connecteur SMA. Elles sont reliées au plan de masse par l'intermédiaire d'une seconde languette de même largeur. Elles sont placées à une hauteur de 8,5mm et séparées du PCB par de l'air. Chaque PIFA est positionnée sur le bord du plan de masse. L'objectif pour l'antenne bibande est de couvrir simultanément les bandes GSM900 (880-960 MHz) et DCS (1710-1880 MHz) avec un faible coefficient de réflexion. L'autre antenne doit couvrir la bande UMTS (1920-2170 MHz) avec les mêmes exigences. L'antenne GSM/DCS a été obtenue en modifiant légèrement les dimensions d'un prototype décrit dans [CIA 04b]. Les dimensions de la plaque métallique principale ont été optimisées à 32 x 29 mm² pour que son premier mode puisse résonner autour de 940 MHz ; en y rajoutant une fente débouchante de 0,5 mm de large, nous effectuons la descente du troisième mode de résonance autour de 1810 MHz. L'antenne UMTS a été conçue en utilisant les mêmes règles que celles de la section I. Ses dimensions finales sont 25,75 x 6 mm².

Les modules des coefficients de réflexion simulés et mesurés des antennes sont présentées sur la Figure IV.32 pour l'antenne GSM/DCS et Figure. IV.33 pour l'antenne UMTS. Toutes ces courbes sont en bon accord même si nous notons un léger décalage en bande DCS dû à un problème de planéité des plateaux.

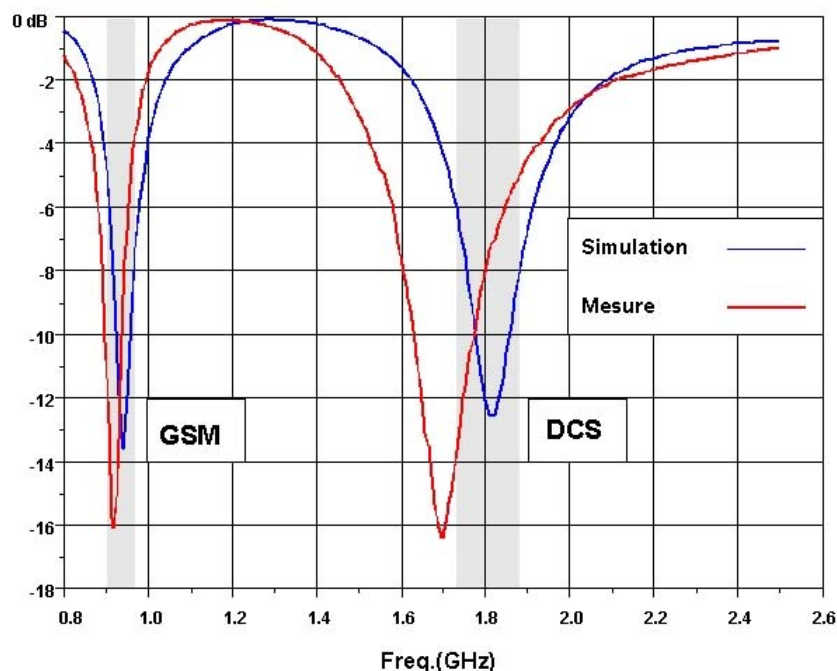


Fig. IV.32 : Module du coefficient de réflexion simulé et mesuré de la PIFA GSM/DCS

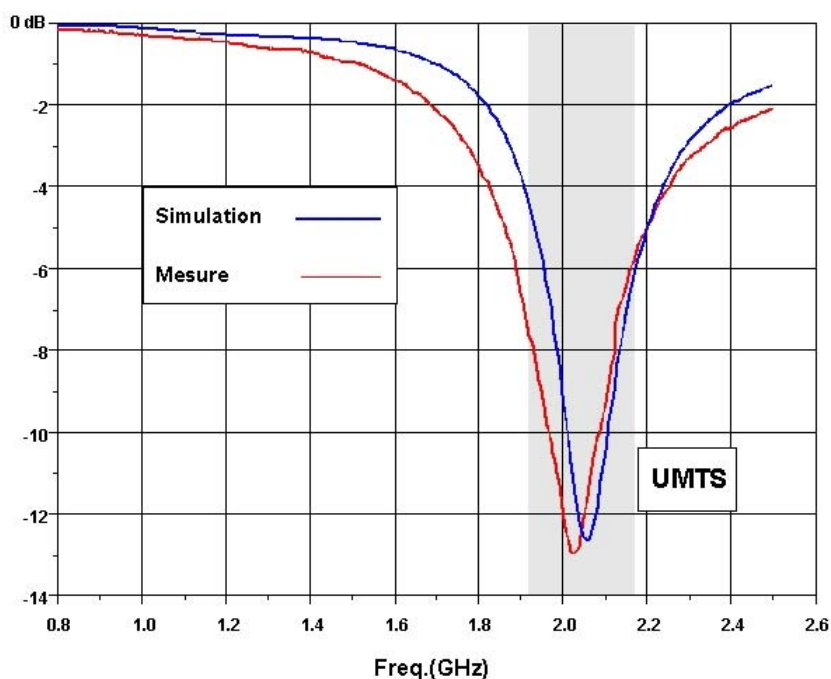


Fig. IV.33 : Module du coefficient simulé et mesuré de la PIFA UMTS

Nous pouvons remarquer que le critère de -6 dB a été largement satisfait dans les trois bandes pour les deux antennes (les bandes utiles sont représentées en gris).

Les performances de ces antennes en terme d'efficacité ont été évaluées en simulation (sous IE3D) et en mesure. Les mesures des efficacités totales des deux antennes ont été évaluées par la

méthode de “Wheeler Cap”. Les courbes sont présentées Figures IV.34 et IV.35.

Tous les maxima sont proches de 90%. Ces valeurs nous serviront de référence par la suite pour évaluer les performances de la technique de neutralisation sur le système.

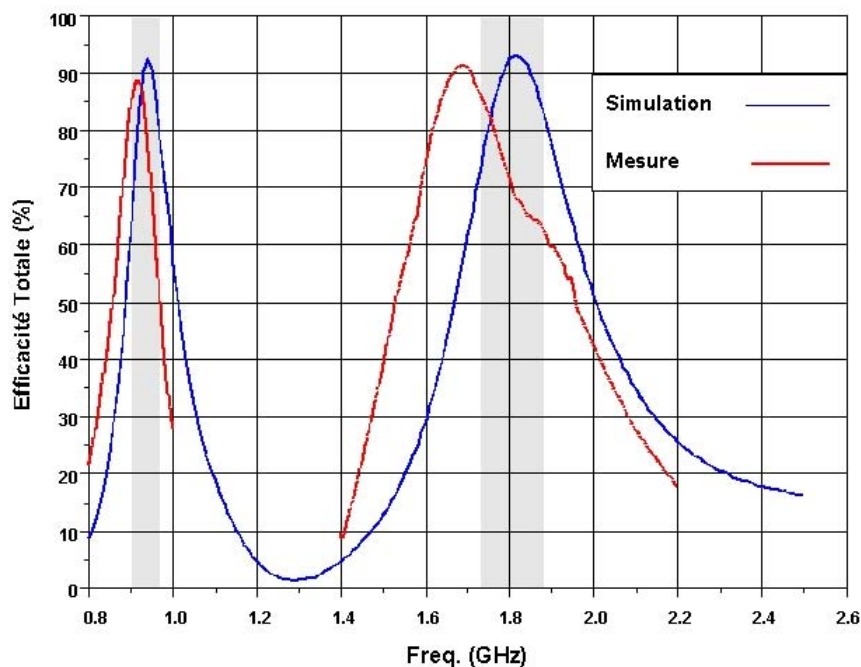


Fig. IV.34 : Efficacité totale simulée et mesurée de la PIFA GSM/DCS

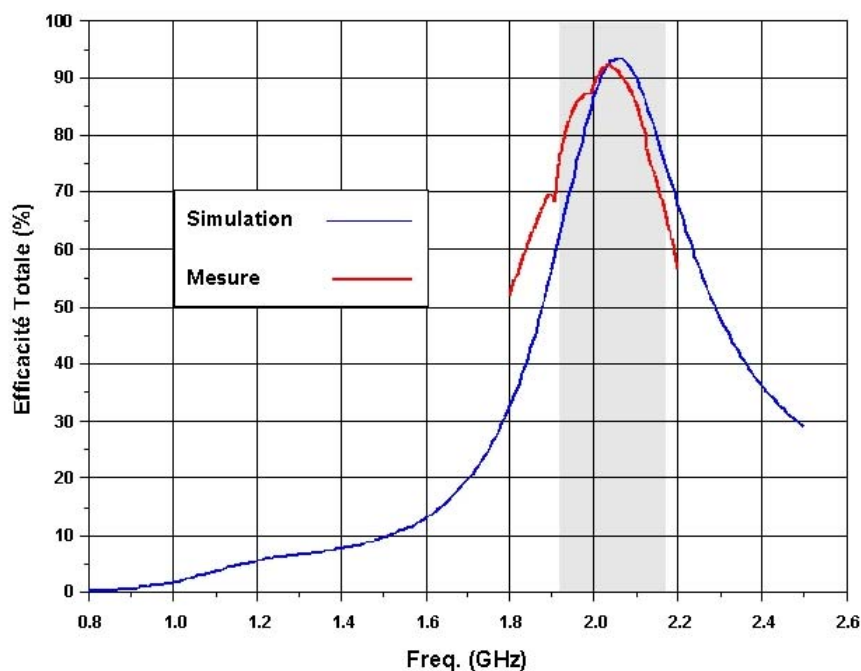


Fig. IV.35 : Efficacité totale simulée et mesurée de la PIFA UMTS

Les diagrammes de rayonnements simulés des deux antennes dans les plans $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$ sont présentés sur la Figure IV.36. Les simulations ont été effectuées aux fréquences de résonance des antennes (GSM, DCS, UMTS) prises comme le minimum du $|S_{11}|$. En GSM, nous observons une polarisation assez pure avec une composante principale omnidirectionnelle dont le gain maximal est de 0,1 dB à $\theta = 0^\circ$ (polarisation croisée proche de -10 dB). Dans le plan $\varphi = 90^\circ$, nous notons un comportement dipolaire du champ E_θ , car l'antenne à cette fréquence comme un dipôle avec le plan de masse qui rayonne. En DCS, la polarisation est moins pure. Dans le plan $\varphi = 0^\circ$, la composante principale est quasi-omnidirectionnelle mais avec un rayonnement arrière atténué. Le gain maximal est de l'ordre de 2,8 dB à $\theta = 0^\circ$. En UMTS, dans le plan $\varphi = 0^\circ$, la polarisation croisée est encore plus élevée et la polarisation principale moins omnidirectionnelle avec un gain maximal de l'ordre de 1 dB à $\theta = 0^\circ$. Dans le plan $\varphi = 90^\circ$, nous observons un dépointage avec un gain maximal obtenu à $\theta = 18^\circ$ (niveau de 2,4 dB).

Ces diagrammes de rayonnement nous serviront de référence pour constater les conséquences de l'association des deux PIFAs sur un même PCB.

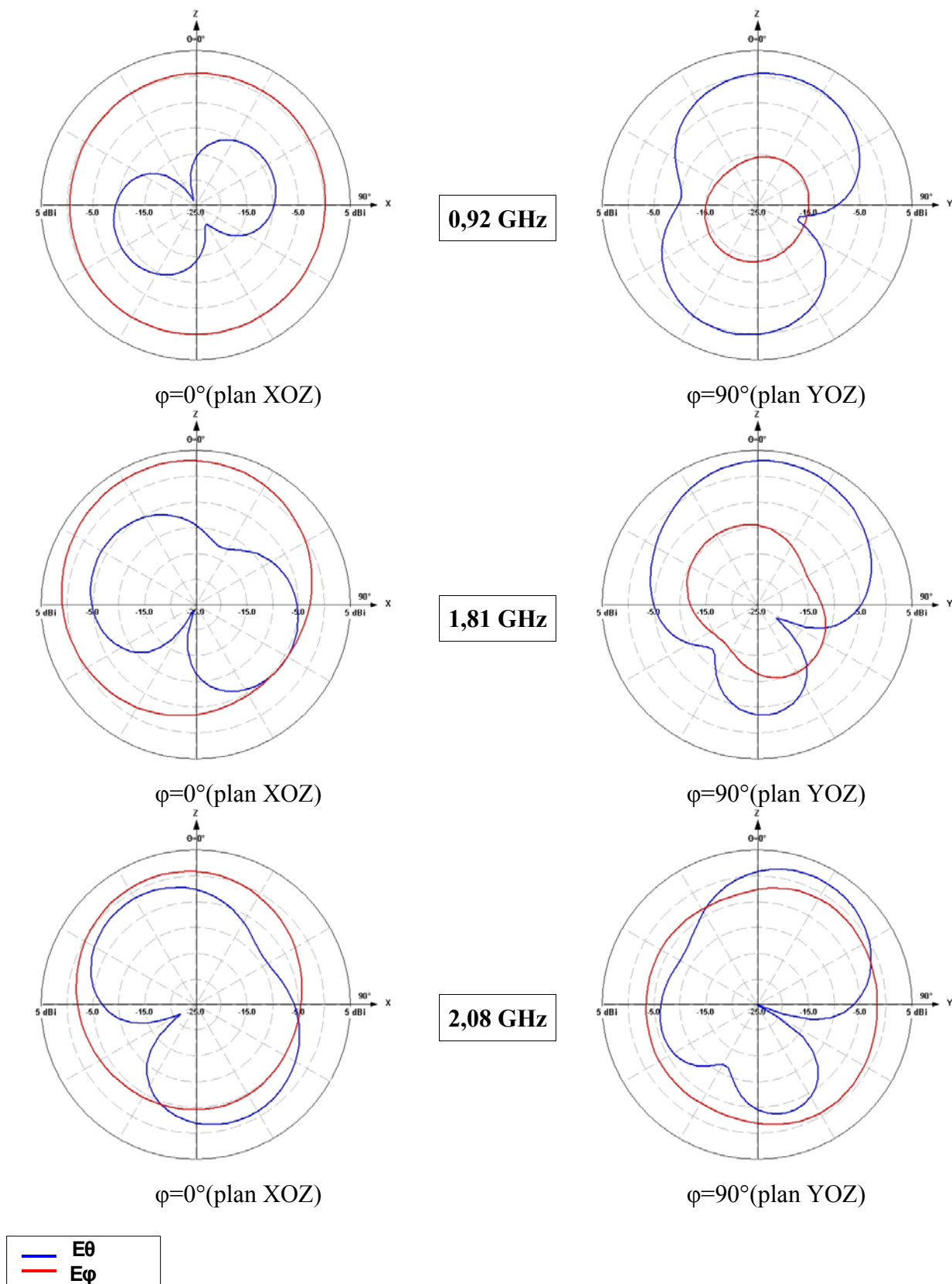


Fig. IV.36 : Diagrammes de rayonnement simulés des PIFAs GSM/DCS et UMTS

2. Association des deux PIFAs sur le même PCB

Les deux antennes sont maintenant placées ensemble sur le bord du même plan de masse avec leurs alimentations appelées respectivement port 1 pour l'antenne bibande et port 2 pour l'UMTS. Plusieurs configurations ont été essayées mais finalement les deux languettes de court-circuit ont été mises face à face pour avoir la meilleure isolation possible. Ces antennes sont espacées de 1 mm soit $0,005 \lambda_0$ à 1,8 GHz ce qui est extrêmement faible. Lors de cette association, nous avons dû légèrement modifier leurs dimensions pour qu'elles opèrent toujours dans leurs bandes de fréquence respectives. Un prototype de ce système d'antennes a été fabriqué et mesuré (Fig. IV.37).

Les isolations simulées et mesurées ainsi que les coefficients de réflexion sur chaque port sont présentés sur la Figure IV.38. Dans la bande haute, un accord modéré est noté entre ces courbes avec un décalage vers la basse fréquence d'environ 10% sur la bande DCS mesurée. De plus, une isolation minimale de -7,8 dB est mesurée ce qui est clairement supérieur aux -11 dB prévus par la simulation. Même si le $|S_{21}|$ mesuré est assez faible pour des antennes aussi proches, beaucoup de puissance est encore perdue dans la seconde antenne quand la première est alimentée : l'isolation peut être maximisée pour réaliser un système d'antennes à deux ports performant.

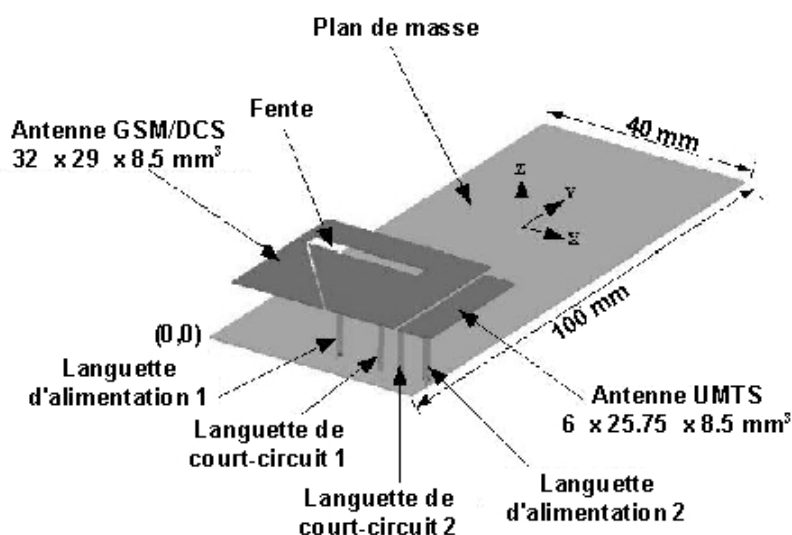


Fig. IV.37 : Vue 3D du système d'antennes GSM/DCS et UMTS

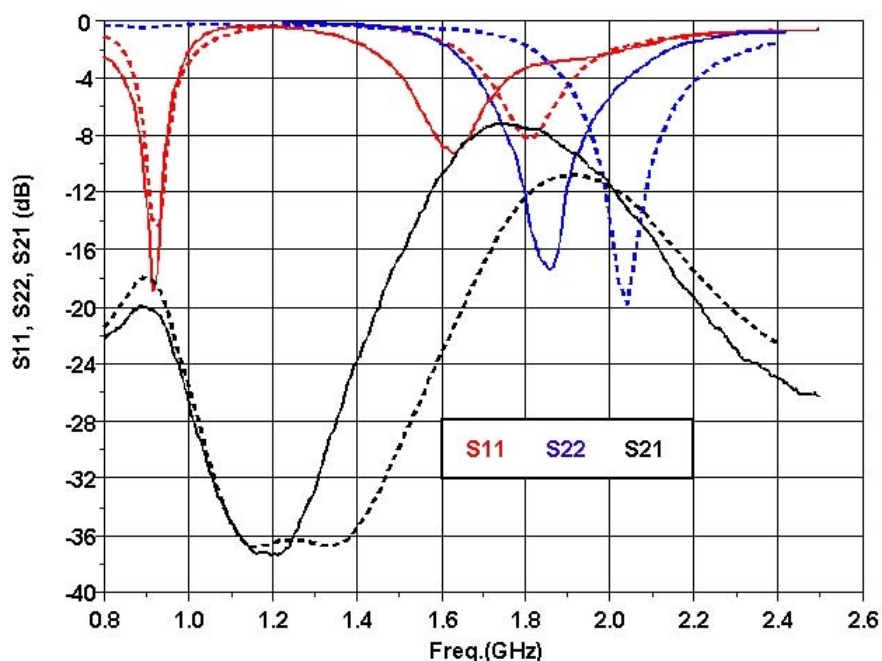


Fig. IV.38 : $|S_{11}|$, $|S_{22}|$, $|S_{21}|$ simulés (pointillés) et mesurés (traits pleins) du système d'antennes GSM/DCS et UMTS de la Figure IV.37

Sur la Figure IV.39, nous constatons que le diagramme de rayonnement en bande GSM reste inchangé dans les deux plans par rapport à la Figure IV.36 où les antennes sont placées seules sur le PCB. Ceci est dû au fait que le couplage mutuel reste faible dans cette bande. En DCS dans le plan $\varphi = 0^\circ$, nous notons une baisse du gain maximal, de même qu'un dépointage de la polarisation croisée. Le gain maximal est ici de l'ordre de 2 dB contre 2,8 dB dans le cas où l'antenne est placée seule sur le PCB. Dans le plan $\varphi = 90^\circ$, hormis la baisse du gain maximal, nous observons une nette atténuation de la polarisation croisée.

En UMTS, les diagrammes de rayonnement restent inchangés mais nous notons une baisse du gain maximal dans les deux plans. Nous passons ainsi de 1 dB à 0 dB dans le plan $\varphi = 0^\circ$, et de 2,4 dB à 1,9 dB dans le plan $\varphi = 90^\circ$. Ces changements à ces deux fréquences peuvent s'expliquer par une isolation simulée un peu faible (supérieure à -12 dB). Ceci doit très probablement s'accompagner par une réduction des efficacités totales (voir plus loin) si nous nous référons aux équations IV.3 et IV.4. D'où l'intérêt d'utiliser notre technique de neutralisation pour améliorer l'isolation dans ces deux bandes.

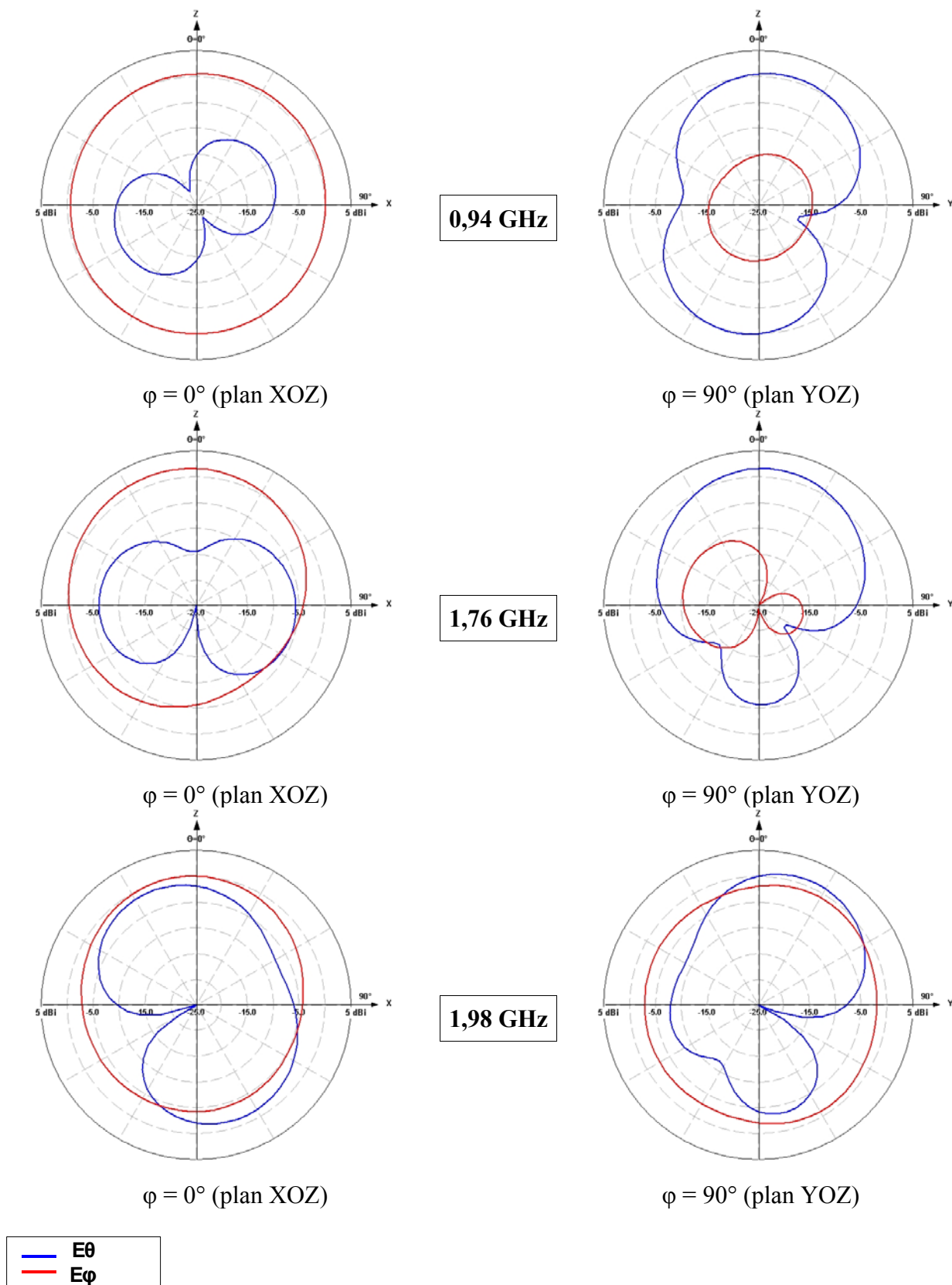


Fig. IV.39 : Diagrammes de rayonnement simulés des PIFAs GSM/DCS et UMTS Figure IV.

3. Amélioration de l'isolation et de l'efficacité par la technique de neutralisation

L'idée est donc de compenser, comme cela a été décrit dans la section I, le couplage électromagnétique complexe qui existe dans cette structure. Nous supposons que cette compensation peut être ici encore, réalisée par l'introduction d'un couplage opposé entre les antennes par l'intermédiaire d'une ligne suspendue comme dans le cas précédent. Plusieurs configurations de cette ligne de neutralisation ont été testées. La structure la plus performante est présentée sur la figure IV.40.

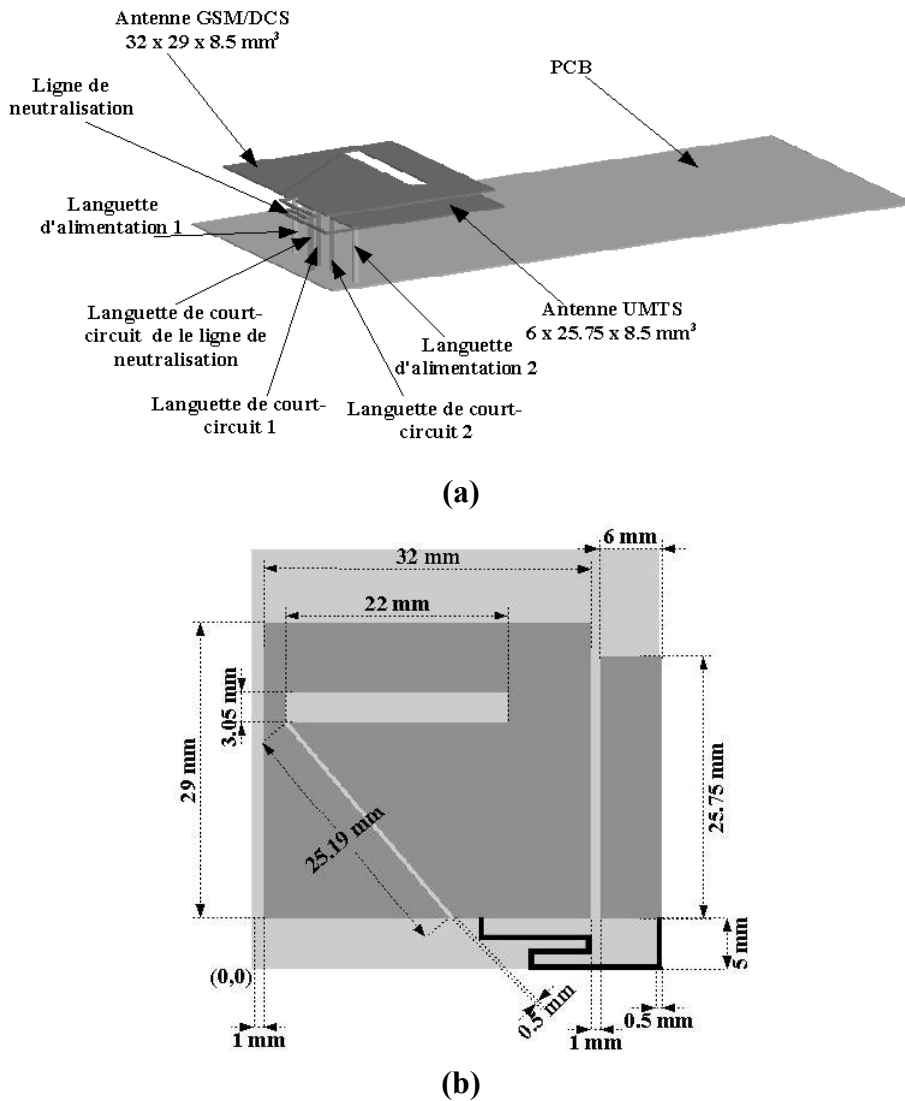


Fig. IV.40 : Vue 3 D (a) et de dessus (b) du système d'antennes GSM/DCS et UMTS neutralisé

L'insertion de la ligne de neutralisation entre les deux languettes d'alimentation des antennes a permis d'augmenter l'isolation en bande haute (DCS-UMTS) jusqu'à -15 dB. Cependant dans la bande GSM, l'isolation se dégrade et passe de -18 à -12 dB. Pour remédier à cela, nous avons créé un effet de filtre passe-bas en court-circuitant le milieu de la ligne suspendue au plan de masse, ce qui nous a permis d'augmenter l'isolation jusqu'à -15 dB dans la bande GSM. Les paramètres S_{ij} mesurés de cette dernière structure sont présentés avec les simulations sur la Figure IV.41. Il est à souligner que durant toute cette opération d'optimisation, les fréquences de résonance des PIFAs se sont légèrement décalées sans aucune dégradation de leur bande passante à -6 dB. Ainsi, en GSM, nous notons une détérioration de l'isolation simulée qui remonte jusqu'à -15 dB. En bande haute, l'isolation minimale simulée est de -15 dB soit une amélioration absolue de 4 dB. Nous notons toujours un accord modéré entre la simulation et la mesure.

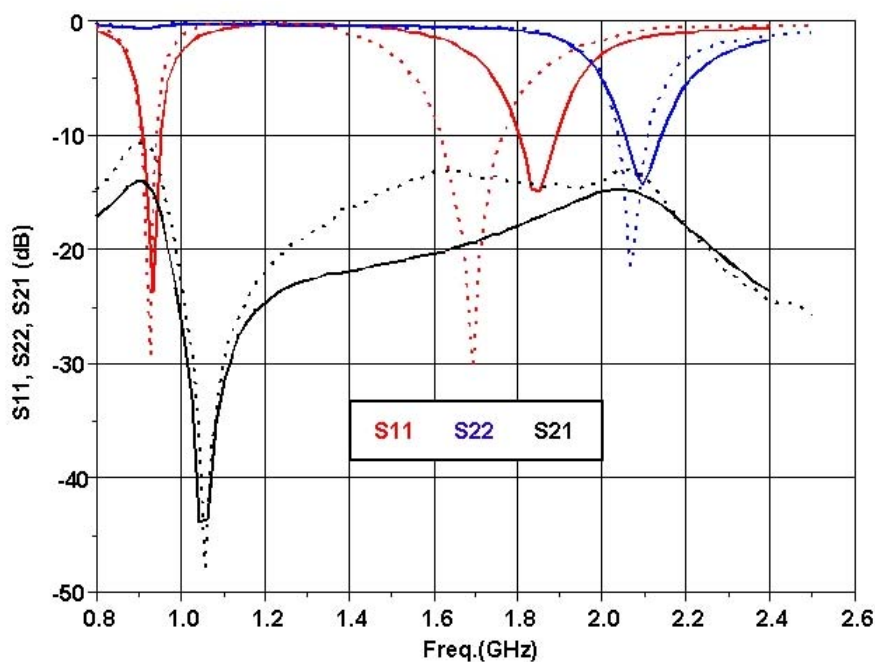


Fig. IV.41 : $|S_{11}|$, $|S_{22}|$, $|S_{21}|$ simulés (traits pleins) et mesurés (pointillés) du système d'antennes GSM/DCS et UMTS neutralisé

Nous avons aussi calculé et mesuré les efficacités totales des systèmes d'antennes avec et sans ligne de neutralisation : elles sont présentées sur les Figures IV.42 (simulations) et Figure IV.43 (mesures). En simulation, dans la bande haute, l'avantage de l'utilisation de la ligne suspendue court-circuitée se traduit par une augmentation absolue des efficacités totales en DCS et UMTS de respectivement 22,1% et 14,2%. A l'opposé, une détérioration de 4% en valeur absolue de l'efficacité totale maximale dans la bande GSM est relevée due au fait que le paramètre $|S_{21}|$ dans

cette bande est légèrement plus élevée avec la ligne de neutralisation court-circuitée. En mesure, les valeurs des efficacités totales atteignent toutes 90%, dans toutes les bandes concernées.

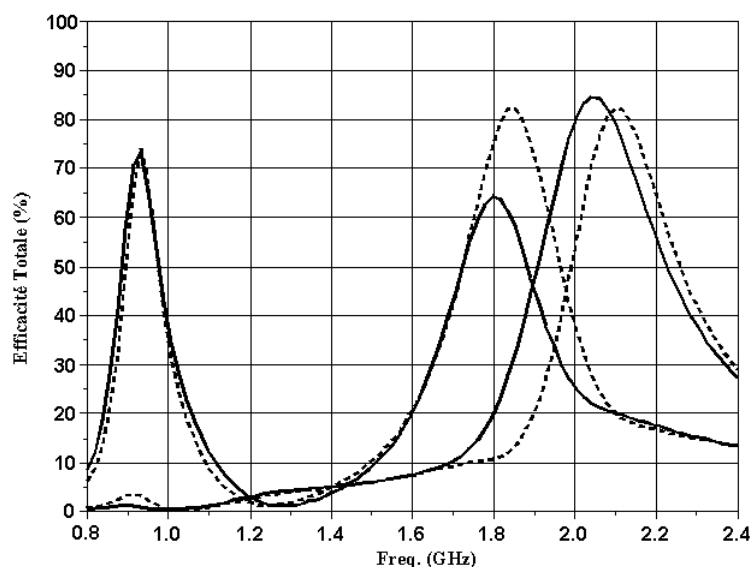


Fig. IV.42 : Efficacités totales simulées des systèmes d'antennes avec (pointillés) et sans (trait plein) la ligne de neutralisation

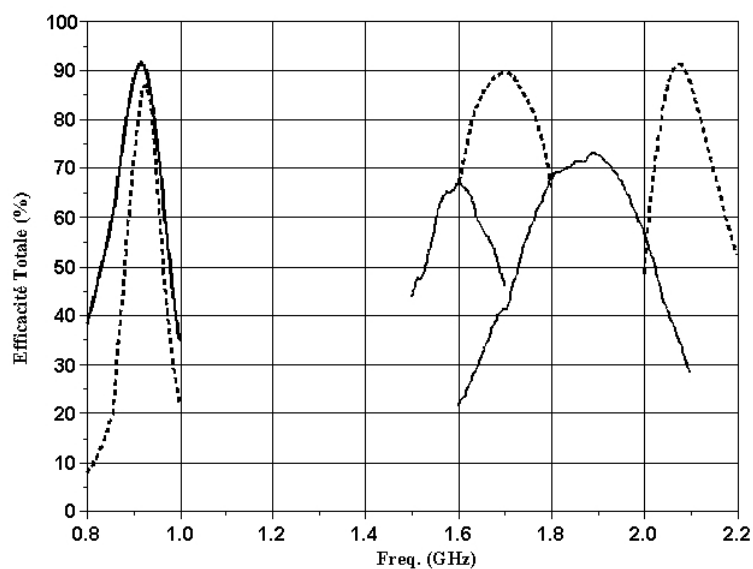


Fig. IV.43 : Efficacités totales mesurées des systèmes d'antennes avec (pointillés) et sans (trait plein) la ligne neutralisation

En regardant les diagrammes de rayonnement (Fig. IV.44), nous constatons dans la bande GSM que la dégradation de l'isolation qui passe de -18 dB (système sans ligne de neutralisation) à -15 dB (système avec ligne de neutralisation) n'entraîne pas une baisse du gain de l'antenne avec ligne de neutralisation dans les deux plans, car cette valeur d'isolation (-15 dB) est considérée comme suffisante. En DCS, dans les deux plans, le gain maximal passe ainsi de 2 dB pour le système sans ligne, à 2,6 dB avec la ligne dans le plan $\varphi = 0^\circ$ et se rapproche du gain de l'antenne toute seule sur le PCB. Par contre en UMTS, les modifications sont plus marquantes car dans aucun des plans nous n'avons une polarisation pure : le gain maximal se situe autour de 0 dB. Nous notons un bon accord entre les simulations sous IE3D et les mesures de ce système aux trois fréquences d'intérêt et dans les deux plans principaux.

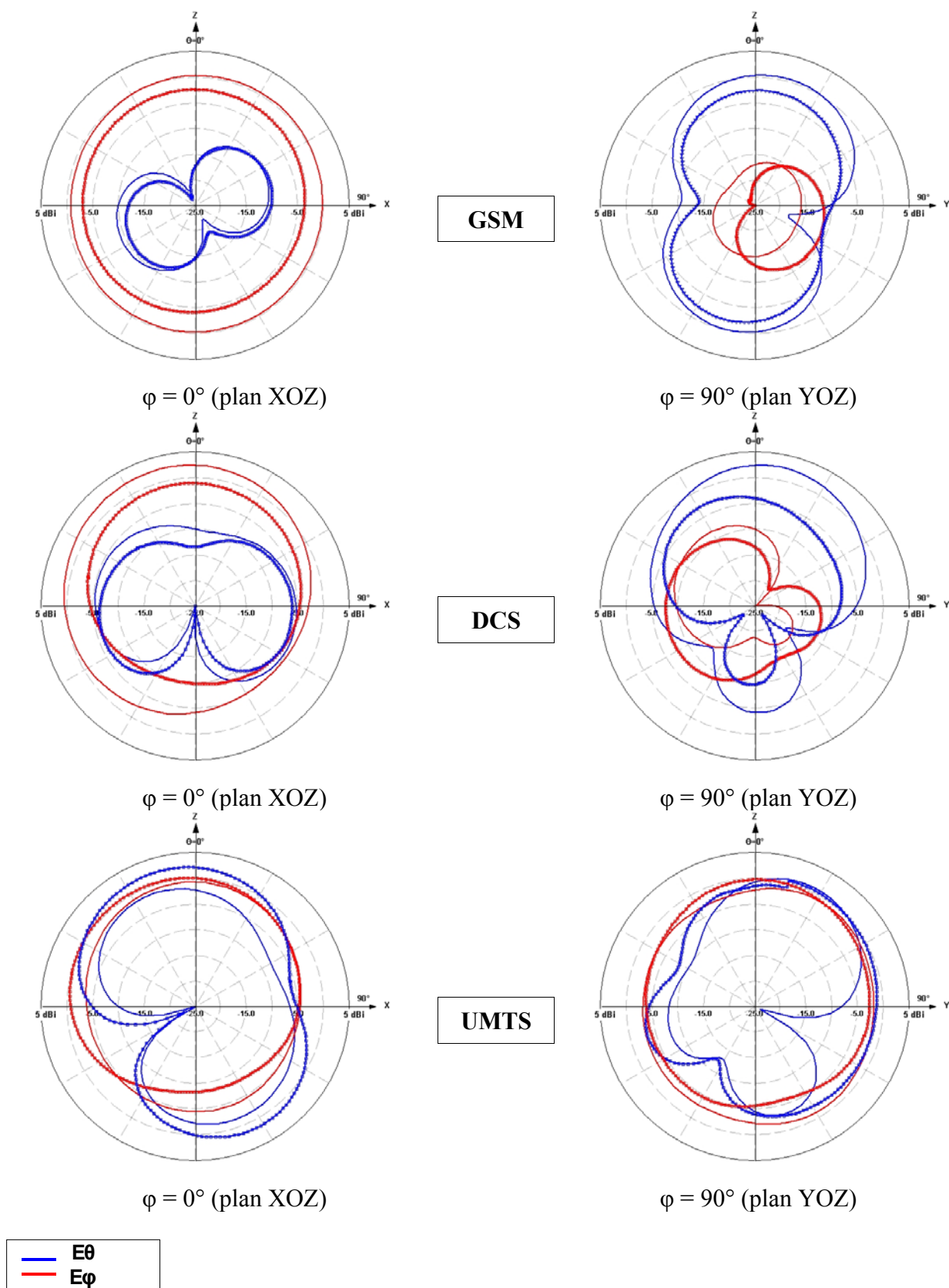


Fig. IV.44 : Diagrammes de rayonnement simulés (ligne continue) et mesurés (ligne avec croix) des PIFAs GSM/DCS et UMTS du système d'antennes optimisé

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré que l'association de deux PIFAs très proches sur un petit plan de masse entraîne une faible isolation entre les antennes et une réduction de leurs efficacités totales s'accompagnant d'une baisse du gain de chaque antenne. L'insertion appropriée d'une ligne suspendue entre les languettes de court-circuit ou d'alimentation, a permis de créer un effet de neutralisation rendant possible l'amélioration de l'isolation, des efficacités totales et du gain de toutes les structures étudiées. Plusieurs prototypes ont été fabriqués et mesurés pour valider ce concept. Le principal avantage de notre solution repose sur sa simplicité, et le peu d'espace occupé. Cette solution est réalisable et physiquement acceptable pour une implémentation dans des téléphones portables. Cette technique a d'ailleurs reçu à travers l'article IEEE Transaction Antennas and Propagation ("Study and Reduction of the Mutual Coupling between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands"), le prix "Wheeler 2007" qui récompense le meilleur papier de l'année catégorie "application", publié dans cette revue.

Dans le chapitre suivant, nous proposons d'implémenter cette technique sur des systèmes composés de PIFAs opérant dans la même bande pour des applications en diversité et en MIMO.

CHAPITRE V : Conception de systèmes multi-antennes pour des applications en diversité et MIMO

Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons la conception de plusieurs systèmes multi-antennes opérant dans la bande UMTS, ayant une forte isolation entre antennes, une bonne efficacité totale et une très faible enveloppe de corrélation pour des applications en diversité et/ou MIMO. D'abord, une structure de référence composée de deux PIFAs très proches, positionnées sur un plan de masse dont la taille est celle d'un téléphone portable est présentée. Ensuite, nous utilisons la technique de neutralisation présentée dans le chapitre précédent, pour augmenter leur isolation et améliorer leurs efficacités totales tout en les maintenant très proches l'une de l'autre. Enfin, pour augmenter leurs performances en diversité et en MIMO, le nombre d'éléments rayonnants du système est augmenté jusqu'à quatre, en utilisant de nouveau la technique de neutralisation.

I. Systèmes à deux antennes

1. Conception d'une structure de référence

Le premier objectif est de concevoir une antenne de type PIFA opérant dans la bande UMTS [1920-2170 MHz] avec un coefficient de réflexion inférieur à -6 dB sur toute la bande. Cette antenne est positionnée sur les bords d'un plan de masse de taille 100x40 mm². Elle est ensuite associée de façon symétrique avec une antenne identique. Le système a été optimisé en utilisant le logiciel de simulation électromagnétique IE3D. Chaque antenne est alimentée via une languette d'alimentation de largeur 1 mm soudée au connecteur SMA. Les caractéristiques quart-d'onde ont été obtenues en court-circuitant l'antenne au PCB par l'intermédiaire d'une autre languette ayant les mêmes caractéristiques que celle de l'alimentation. Les PIFAs sont séparées du PCB par une épaisseur d'air de 8,5 mm et fabriquées à partir de maillechort. Pour la détermination des dimensions de la plaque métallique, la formule analytique [Eq. IV.1] a été utilisée. Nous trouvons ainsi une longueur théorique de 28,3 mm à 2040 MHz (milieu de la bande UMTS). Les positions idéales des languettes de court-circuit et d'alimentation pour une bonne adaptation et une bonne bande passante ont été optimisées après une étude paramétrique sous IE3D. Les dimensions finales

de la plaque sont de $27,5 \times 10 \text{ mm}^2$. Leurs deux languettes de court-circuit sont placées l'une en face de l'autre pour obtenir la meilleure isolation possible [DIA 06] et espacées de 18 mm soit $0,12\lambda_0$ à 2 GHz (Fig. V.1). Ce système a été fabriqué et mesuré avec un analyseur de réseau. Les modules des coefficients de réflexion simulés et mesurés du système, de même que l'isolation entre les deux antennes sont présentés sur la Figure V.2. Il existe un léger décalage fréquentiel probablement dû à la difficulté de maintenir les plaques parfaitement parallèles au plan de masse. Néanmoins, nous pouvons voir que le critère d'adaptation de -6 dB est satisfait sur toute la bande UMTS.

Cependant, l'isolation entre les ports des deux antennes n'est que de -8 dB à 1,9 GHz. Même si le S_{21} mesuré n'est pas très élevé pour des antennes aussi proches, beaucoup de puissance est perdue dans la charge de la seconde antenne quand la première est excitée. L'isolation doit donc être améliorée pour obtenir un système d'antennes possédant de bonnes performances en diversité et MIMO car actuellement le S_{21} dégrade les efficacités totales des antennes [DER 04].

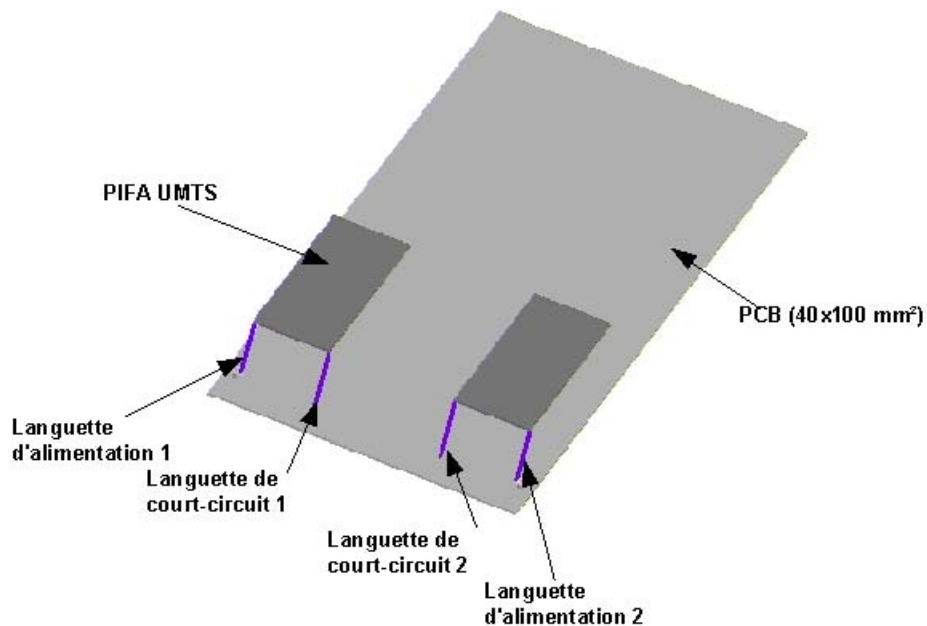


Fig. V.1 : Vue 3D du système de référence

Nous avons choisi de ne pas présenter les efficacités totales de cette structure ici mais plus loin sur le même graphique que celui des structures neutralisées pour avoir un meilleur aperçu de l'amélioration apportée par notre technique ; cependant l'efficacité totale maximale mesurée est de 80%.

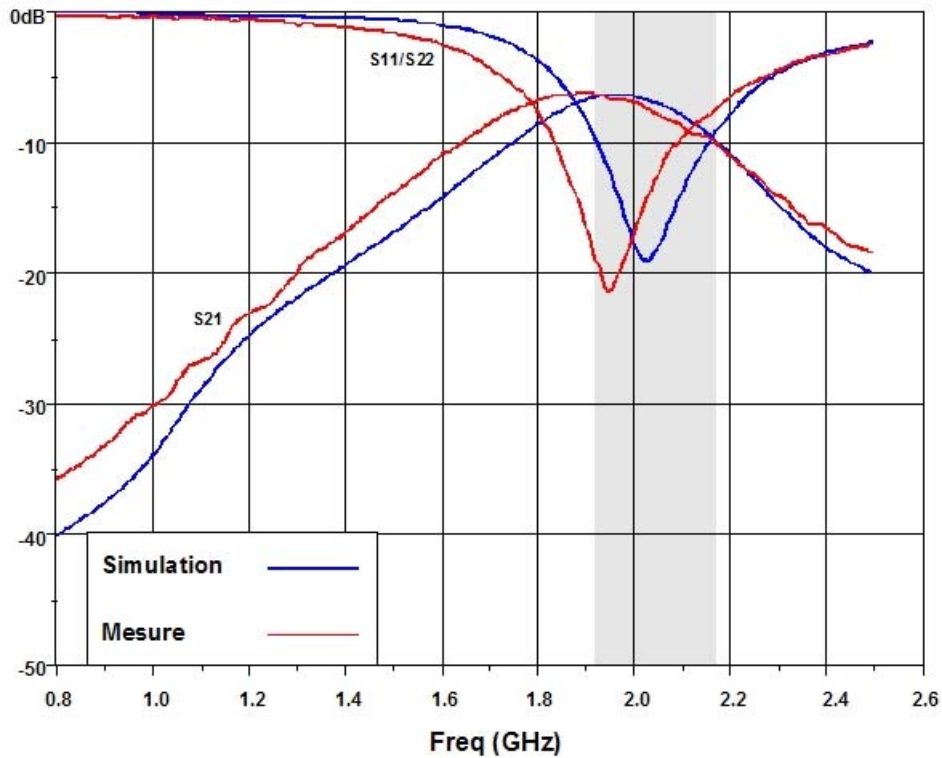


Fig. V.2 : Modules des S_{ij} du système de référence

Les diagrammes de rayonnement simulés de cette structure à la fréquence de 2,02 GHz sont présentés sur la Figure V.3. Dans le plan $\varphi = 0^\circ$, les champs E_φ sont symétriques par rapport à Oz pour les deux antennes à cause de la symétrie de la structure avec un gain maximal de l'ordre de 0 dB pour $\theta = -10^\circ$ pour l'antenne 1 et $\theta = 10^\circ$ pour l'antenne 2. Ces champs ne sont pas omnidirectionnels à cette fréquence à cause de l'influence du PCB. Les champs E_θ des deux antennes sont aussi symétriques par rapport Oz avec des rayonnements arrières plus importants qui atteignent 0,23 dB de gain maximal. Dans le plan $\varphi = 90^\circ$, les deux champs E_φ sont identiques avec cette fois-ci les champs E_θ plus faibles dans la direction du PCB tandis que les champs E_φ sont eux atténués dans la direction des antennes. Nous constatons qu'il n'y a pas vraiment de pureté polarisation. Comme nous l'avons expliqué dans le chapitre IV, ce phénomène constitue un avantage en milieu urbain car l'antenne est sensible aux deux types de polarisations linéaires.

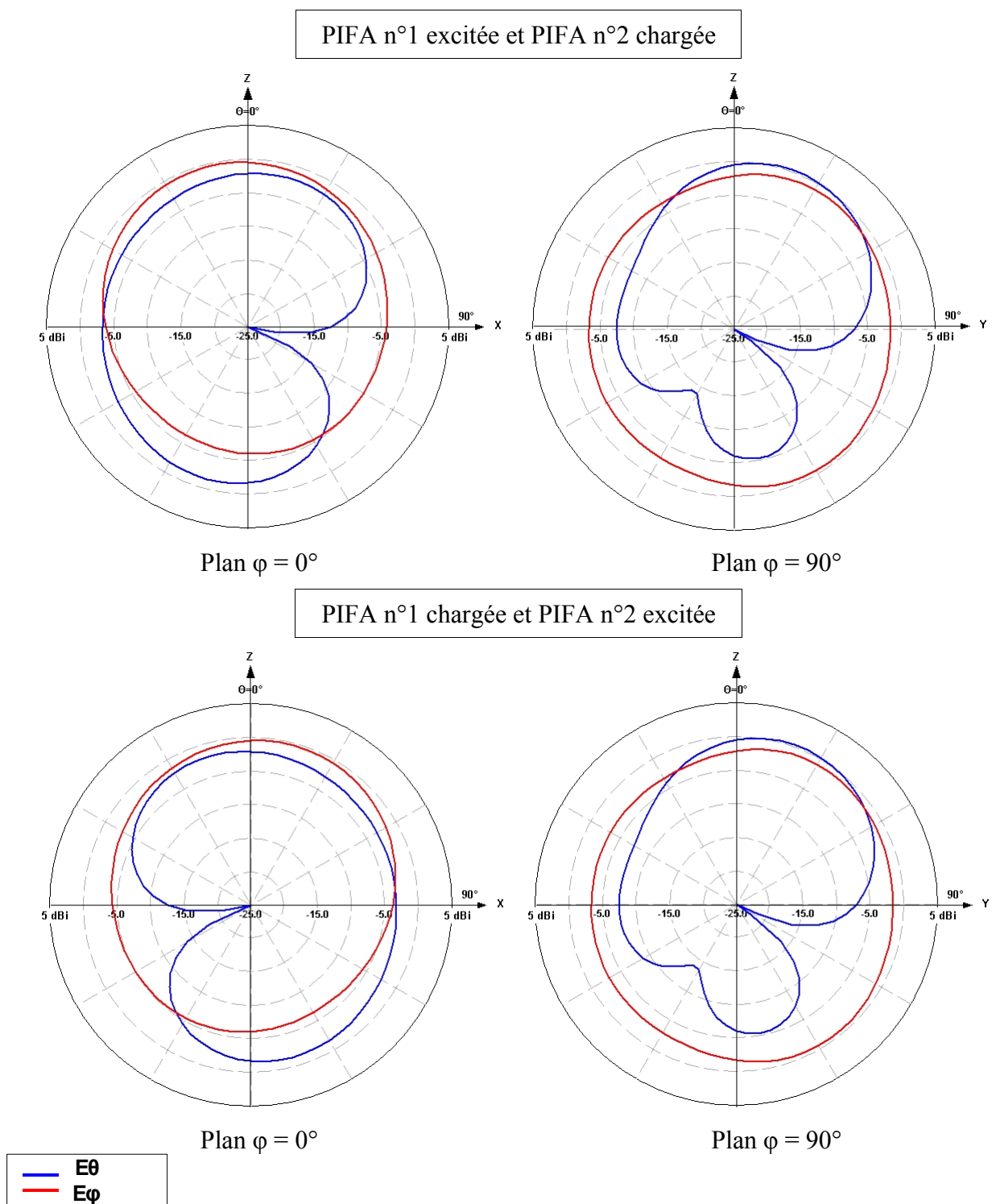


Fig. V.3 : Diagrammes de rayonnement en gain simulés des PIFAs de la structure de référence à $f= 2,02$ GHz

2. Implémentation de la technique de neutralisation

Pour améliorer l'isolation entre les deux antennes et les performances du système, nous allons utiliser la technique de neutralisation décrite dans le chapitre IV, à savoir l'insertion d'une ligne de neutralisation entre les deux languettes de court-circuit ou d'alimentation.

2.1 Ligne de neutralisation entre les languettes de court-circuit

Il s'agit de placer une ligne suspendue entre les deux languettes de court-circuit à la même hauteur que les deux plaques métalliques des deux PIFAs. Nous avons vu dans le chapitre IV que dans le cas où cette ligne est placée entre les deux languettes de court-circuit, le $|S_{21}|$ est amélioré par rapport à celui du système non neutralisé en prenant une forme plate sur une large bande. Pour obtenir la meilleure isolation possible, nous avons effectué une étude paramétrique en fonction des longueurs et largeurs de la ligne. Les résultats de cette procédure d'optimisation sont présentés sur la Figure V.4.

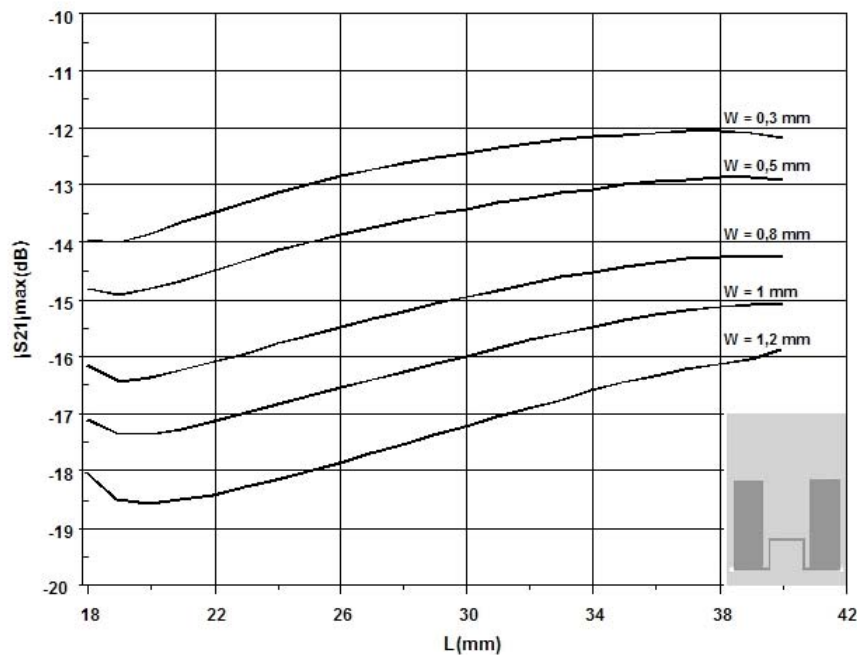


Fig. V.4 : Evolution de l'isolation en fonction de la longueur et de la largeur de la ligne de neutralisation quand elle est positionnée entre les deux languettes de court-circuit des deux PIFAs

Nous pouvons voir qu'une bonne combinaison de la longueur et de la largeur de cette ligne de neutralisation permet d'obtenir la meilleure isolation possible. Ce résultat est extrêmement prometteur. L'isolation augmente en même temps que la largeur de la ligne mais s'accompagne d'un décalage de la fréquence de résonance vers les fréquences hautes. Il faudra donc à chaque fois augmenter légèrement les longueurs des PIFAs pour retrouver cette fréquence.

Nous avons choisi de fabriquer le prototype avec une ligne de neutralisation de dimensions $18 \times 0,8 \text{ mm}^2$, ce qui correspond à un bon compromis. De ce fait, les longueurs des antennes sont augmentées de 2 mm pour compenser le décalage fréquentiel. Cette nouvelle structure est présentée sur la Figure V.5 et ses paramètres $|S_{ij}|$ présentés sur la Figure V.6. Le critère d'adaptation de -6 dB est bien satisfait sur toute la bande UMTS. La courbe de $|S_{21}|$ simulée est presque plate sur une large bande avec une valeur maximale de -17 dB. Cependant, nous notons un accord modéré avec le $|S_{21}|$ mesuré et un décalage vers les basses fréquences avec une valeur maximale de -15 dB à 1,92 GHz. Dans tous les cas, nous obtenons une amélioration minimale (mesurée) de 7 dB par rapport à la structure initiale (Fig. V.2).

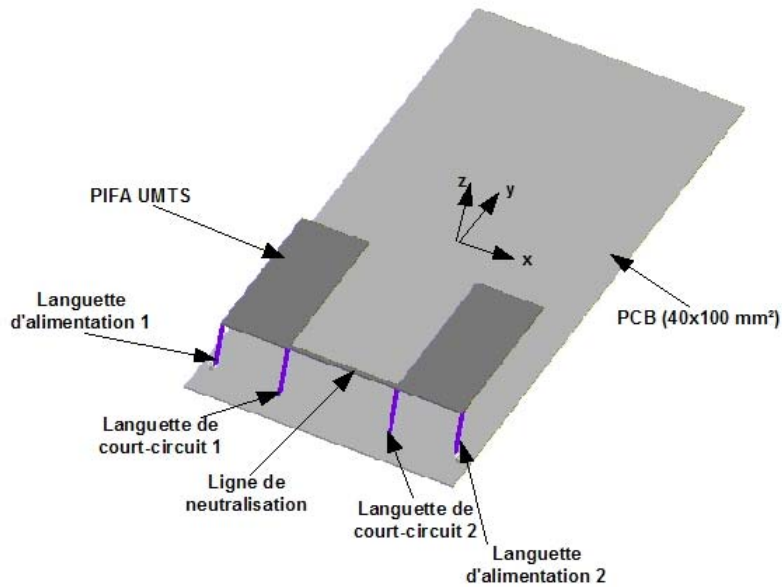


Fig. V.5 : Vue 3D du système avec la ligne de neutralisation placée entre les languettes de court-circuit

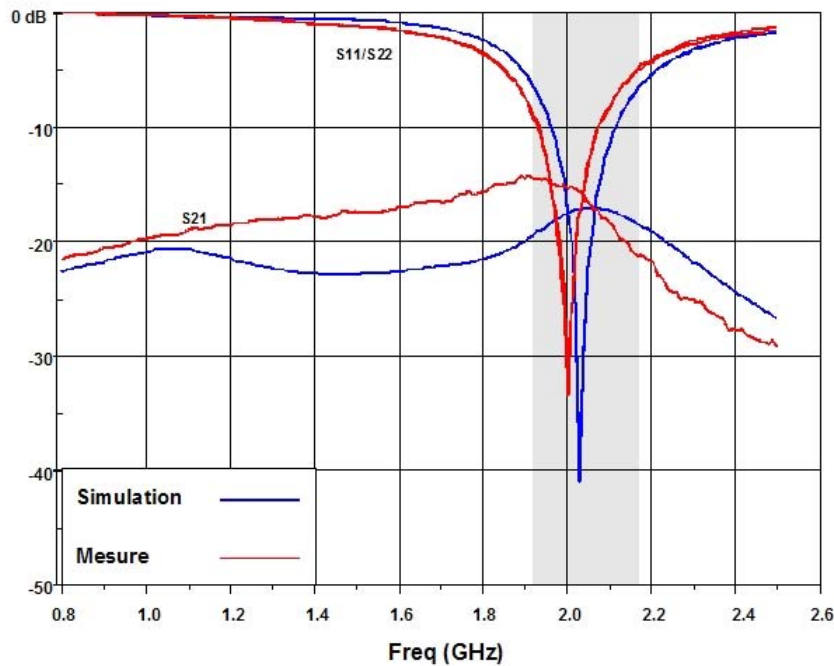


Fig. V.6 : Modules $|S_{ij}|$ de la structure avec la ligne de neutralisation placée entre les languettes de court-circuit

Lorsque nous regardons les diagrammes de rayonnement simulés de cette structure optimisée (Fig. V.7) à la fréquence centrale de 2,03 GHz, nous voyons que l'insertion de la ligne de neutralisation n'a pas modifié les comportements des champs E_φ et E_θ . Nous pouvons même noter une amélioration des gains maximaux par exemple à 0,7 dB pour E_φ dans le plan $\varphi = 0^\circ$ contre 0 dB pour la structure de référence. Nous remarquons aussi une nette amélioration du gain E_θ dans le plan $\varphi = 90^\circ$ par rapport à la structure de référence qui est due au courant transversal qui circule sur la ligne de neutralisation, tandis que le gain E_φ reste inchangé. L'augmentation de l'isolation entre les deux antennes, se traduit donc aussi par une augmentation des gains E_φ et E_θ sans modifier la forme des diagrammes de rayonnement.

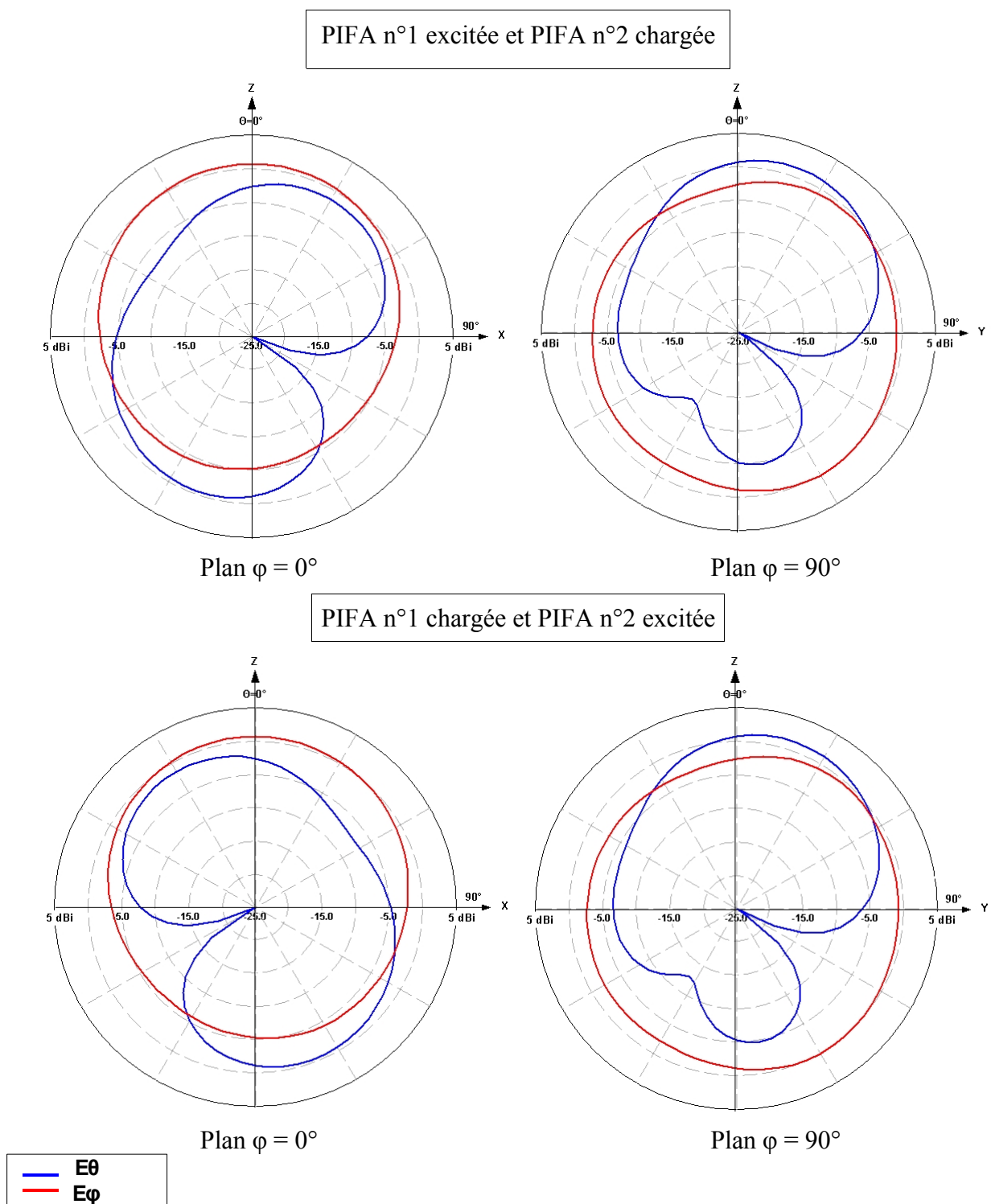


Fig. V.7 : Diagrammes de rayonnement en gain des PIFAs de la structure optimisée avec la ligne de neutralisation entre les languettes de court-circuit à $f= 2,03$ GHz

2.2 Ligne de neutralisation entre les languettes d'alimentation

Dans la chapitre précédent, nous avons vu qu'il était possible d'obtenir une meilleure isolation sur une bande étroite avec un creux d'annulation profond, contrôlable, en insérant la ligne de neutralisation entre les languettes d'alimentation des deux antennes [DIA 06].

Dans cette nouvelle structure, les deux languettes d'alimentation des deux PIFAs ont été placées en face l'une de l'autre et les languettes de court-circuit positionnées à la place des languettes d'alimentation de chaque antenne. La ligne de neutralisation a été optimisée [DIA 06] pour obtenir la meilleure isolation possible en positionnant le creux d'annulation à la fréquence de résonance. Nous avons fabriqué et mesuré la structure optimisée qui possède une ligne de dimensions $18 \times 1 \text{ mm}^2$ (Fig. V.8). Pour éviter le décalage fréquentiel expliqué dans le paragraphe précédent, chaque longueur des PIFAs a été augmentée de 2 mm par rapport à la structure initiale. Les paramètres $|S_{ij}|$ de cette structure sont présentés sur la Figure V.9. Nous notons un bon accord entre les courbes simulées et mesurées avec un léger décalage fréquentiel dû aux défauts de fabrication. L'amplitude du $|S_{21}|$ présente donc un creux d'annulation qui se trouve quasiment à la fréquence de résonance des antennes où l'adaptation est la meilleure. Ce creux traduit le comportement d'un circuit LC (voir chapitre IV). De plus, nous pouvons noter une bonne amélioration de l'isolation sur toute la bande UMTS avec un $|S_{21}|$ toujours en dessous de -18 dB soit une amélioration minimale de 10 dB par rapport à la structure initiale. Ce prototype semble plus satisfaisant que le précédent où la ligne de neutralisation était placée entre les languettes de court-circuit.

Sur la Figure V.10 sont présentés les diagrammes de rayonnement dans les plans $\varphi = 0^\circ$ et 90° à la fréquence centrale de 2,03 GHz en simulation et à 2 GHz en mesure. Si dans le plan $\varphi = 90^\circ$, nous ne constatons pas de modifications majeures, ce n'est pas le cas dans le plan $\varphi = 0^\circ$ et plus particulièrement pour le champ E_θ . Si pour les deux structures précédentes, la seule atténuation remarquée (-25 dB) se situait dans la direction $\theta = 120^\circ$, ici, nous retrouvons une atténuation supplémentaire dans la direction $\theta = -60^\circ$ (-15 dB). Il est difficile d'expliquer l'origine de ce creux cependant, les courants qui circulent sur la ligne de neutralisation sont différents dans ce cas par rapport au cas précédent (ligne placée entre les courts-circuits). Ce sont principalement ces courants qui génèrent le champ E_θ et sont donc certainement responsables de ce creux. Nous notons cependant un assez bon accord entre les simulations et les mesures, hormis dans la direction du PCB où le champ E_φ est plus atténué. Le gain maximal passe ainsi de -0,98 dB avec le système de référence à 0,8 dB pour ce système neutralisé dans le plan $\varphi = 0^\circ$ et et 1,4 dB dans le plan $\varphi = 90^\circ$.

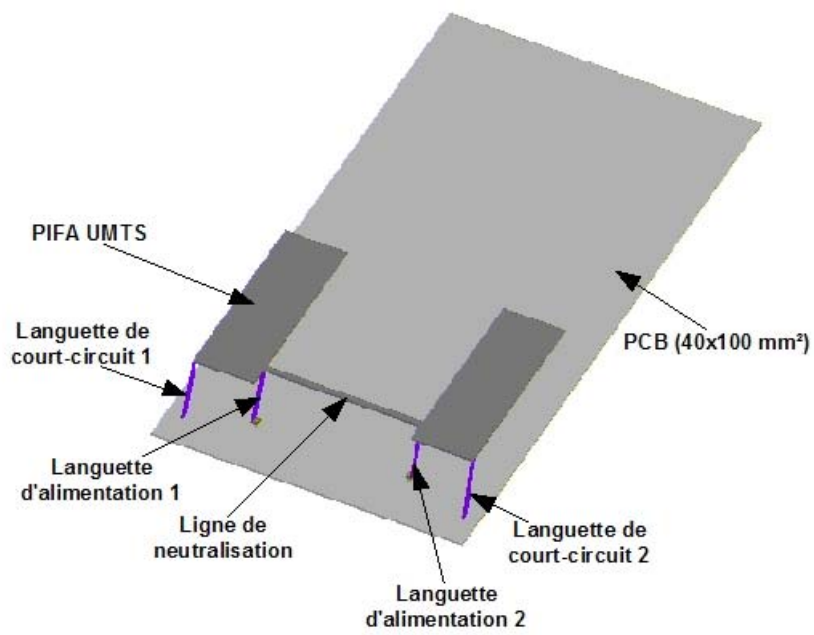


Fig. V.8 : Vue en 3D du système avec la ligne de neutralisation placée entre les languettes d'alimentation

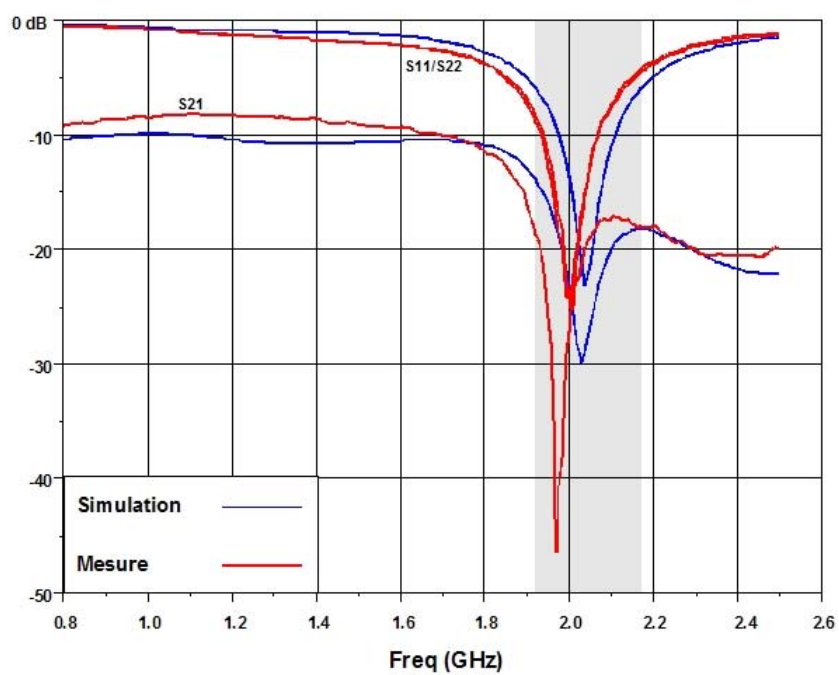


Fig. V.9 : $|S_{ij}|$ de la structure avec la ligne de neutralisation placée entre les languettes d'alimentation

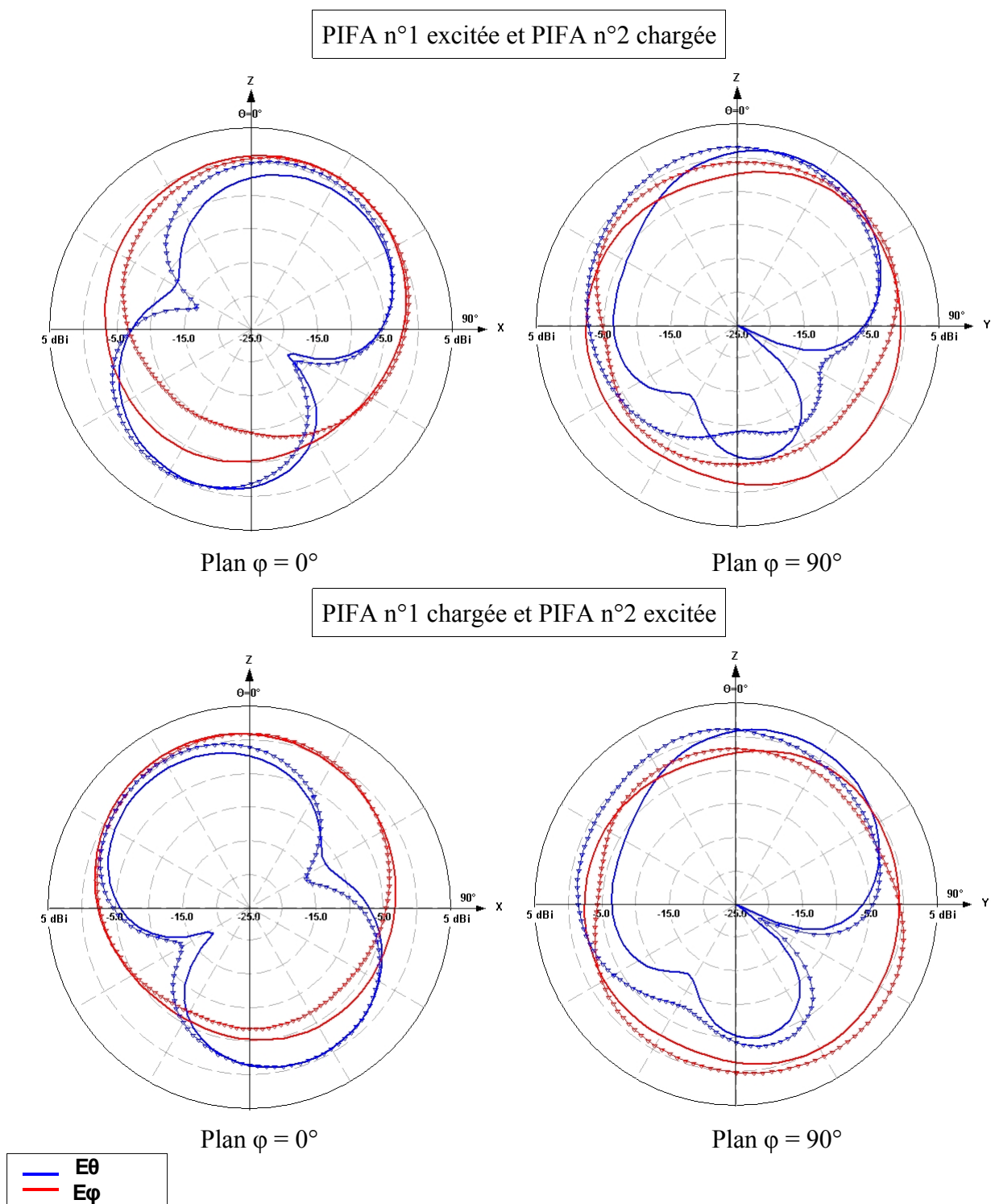


Fig. V.10 : Diagrammes de rayonnement en gain simulés (traits pleins) et mesurés (traits avec triangles) des PIFAs de la structure avec la ligne de neutralisation entre les languettes d'alimentation à $f = 2,03$ GHz en simulation et $f = 2$ GHz en mesure

3. Comparaison des performances

Un paramètre important nous renseignant sur de bonnes performances en diversité est le gain en diversité (DG) qui ne dépend principalement que de l'enveloppe de corrélation [SCH 66] et des champs E des antennes, c'est-à-dire du diagramme de rayonnement. Cependant, le paramètre le plus significatif est celui qui prend en compte l'efficacité totale de chaque antenne du système et que nous appelons gain de diversité du système (DSG). D'autre part, il faut que chacune des antennes du système récepteur reçoive la même puissance moyenne de signal pour participer activement à la réception des répliques du signal. Cette condition est fournie par les gains effectifs moyens (MEG) des antennes qui doivent être égaux. Nous allons successivement comparer les efficacités totales, les gains effectifs moyens (MEG) et les enveloppes de corrélation de ces trois structures.

La structure avec les languettes de court-circuit face à face sera appelée "système 1" et celle avec les languettes d'alimentation face à face "système2".

3.1 Comparaison des efficacités totales

Nous rappelons que pour un système à deux antennes, les efficacités totales sont calculables à l'aide des équations suivantes (V.1 et V.2) .

$$\eta_{tot1} = \eta_{ray1} (1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2) \quad (V.1)$$

$$\eta_{tot2} = \eta_{ray2} (1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2) \quad (V.2)$$

Pour mesurer les efficacités rayonnées, la méthode de "Wheeler Cap" dont la procédure a été décrite dans le chapitre IV a été utilisée. A partir de ces efficacités rayonnées et des paramètres S_{ij} mesurés, les équations V.1 et V.2 nous ont permis de calculer les efficacités totales dites mesurées. Les efficacités totales simulées ont été directement obtenues avec le logiciel de simulation IE3D. Pour plus de clarté, nous avons séparé sur deux figures les courbes d'efficacités simulées (Fig. V. 11) et les courbes d'efficacités mesurées (Fig. V.12). Compte tenu du fait que les antennes sont symétriques, seulement l'efficacité d'une seule antenne est présentée à chaque fois. Nous remarquons un bon accord entre les simulations et les mesures pour chaque structure, excepté un décalage en fréquence de l'efficacité totale mesurée pour la structure de référence. Ceci est attribué au décalage fréquentiel observé sur les paramètres S mesurés que l'on peut observer sur la Figure V. 2. Comme prévu, augmenter l'isolation entre les antennes permet d'améliorer leurs efficacités

totales. Nous pouvons voir clairement sur ces courbes que les efficacités totales des deux systèmes neutralisés sont plus élevées que celles du système non neutralisé et cela dans toute la bande UMTS. En mesure, alors que les efficacités totales des antennes du système de référence sont comprises entre 70 et 80% dans la bande UMTS, elles atteignent 91% pour la structure 1 et 94% pour la structure 2. En simulation, les valeurs correspondantes sont respectivement 81%, 97% et 98%. Dans le meilleur des cas, le bénéfice absolu en % apporté par la technique de neutralisation sur l'efficacité totale est de +13%.

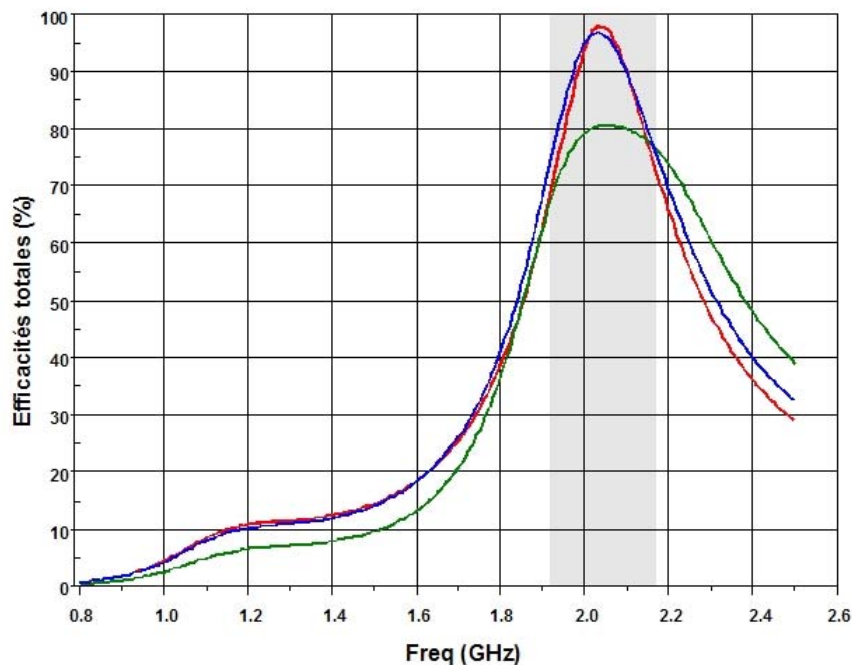


Fig. V.11 : Courbes d'efficacités totales simulées du système de référence (vert), du système neutralisé 1 (bleu) et du système neutralisé 2 (rouge)

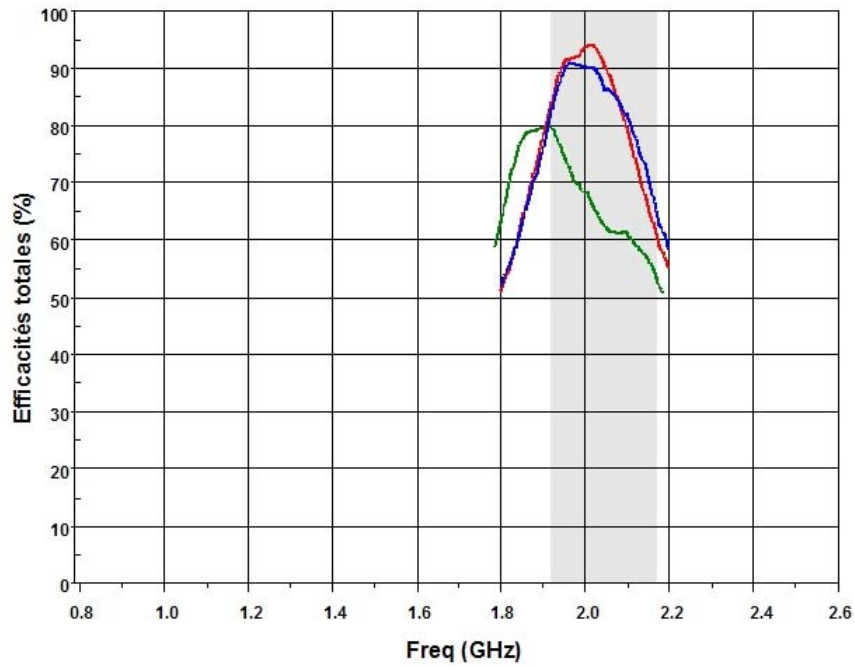


Fig. V.12: Courbes d'efficacités totales mesurées du système de référence (vert), du système neutralisé 1 (bleu) et du système neutralisé 2 (rouge)

3.2 L'enveloppe de corrélation

Nous rappelons que l'indépendance de signaux à évanouissements peut être quantifiée à partir de l'enveloppe de corrélation qui dépend entre autres des caractéristiques de l'environnement. Ici, nous allons juste comparer les enveloppes de corrélation des différentes structures dans un environnement multi-trajets uniforme. Dans ce cas, nous pouvons donc employer la formule utilisant les paramètres S_{ij} (Eq. V.4), tout en respectant les conditions exigées dans le chapitre II. Nous utiliserons aussi la formule avec les diagrammes de rayonnement (Eq. V.3) modifiée pour tenir compte de l'environnement uniforme.

$$\rho_e = \frac{(\oint (E_{\theta_1}(\Omega)E_{\theta_2}^*(\Omega) + E_{\phi_1}(\Omega)E_{\phi_2}^*(\Omega))d(\Omega))^2}{\oint (G_{\theta_1}(\Omega) + G_{\phi_1}(\Omega))d(\Omega) \cdot \oint (G_{\theta_2}(\Omega) + G_{\phi_2}(\Omega))d(\Omega)} \quad (\text{V.3})$$

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^*S_{12} + S_{12}^*S_{22}|^2}{(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)(1 - |S_{12}|^2 - |S_{22}|^2)} \quad (\text{V.4})$$

La Figure V.13 représente les enveloppes de corrélation des trois structures calculées à partir des

paramètres S_{ij} simulés (Eq. V.4) mais aussi avec les diagrammes de rayonnement simulés dans un environnement multi-trajets uniforme (Eq. V.3). Nous notons que dans la bande UMTS, les trois conditions exigées dans le chapitre II semblent être remplies, c'est pourquoi nous observons un très bon accord entre les enveloppes de corrélation calculées avec les paramètres S_{ij} et celles calculées à partir des champs E. Il est à noter aussi que les trois structures ont une très bonne enveloppe de corrélation, toujours en dessous de 0,1 dans la bande désirée. Nous rappelons que pour une bonne diversité, l'enveloppe de corrélation doit toujours être inférieure à 0,5 [KO 01]. Sur la Figure V.14, nous pouvons voir que la valeur minimale de l'enveloppe de corrélation de la structure de référence, n'est pas localisée au milieu de la bande UMTS. Ce décalage fréquentiel est attribué à celui constaté sur les paramètres S_{ij} mesurés (Fig. V.2). Par conséquent, l'enveloppe de corrélation ρ_e du système de référence est toujours au dessus des enveloppes de corrélation des deux autres systèmes neutralisés qui sont toujours en-dessous de 0,05 dans la bande UMTS. Nous voyons donc que la ligne de neutralisation n'apporte pas une amélioration nette sur la valeur de l'enveloppe de corrélation car celle-ci était déjà très basse pour le système de référence. Cela vient du fait que ce n'est pas seulement le module des paramètres S_{ij} ou les champs E qui sont pris en compte dans les équations V.3 et V.4, mais aussi leur phase. Différentes combinaisons de phase peuvent amener à une faible valeur de ρ_e .

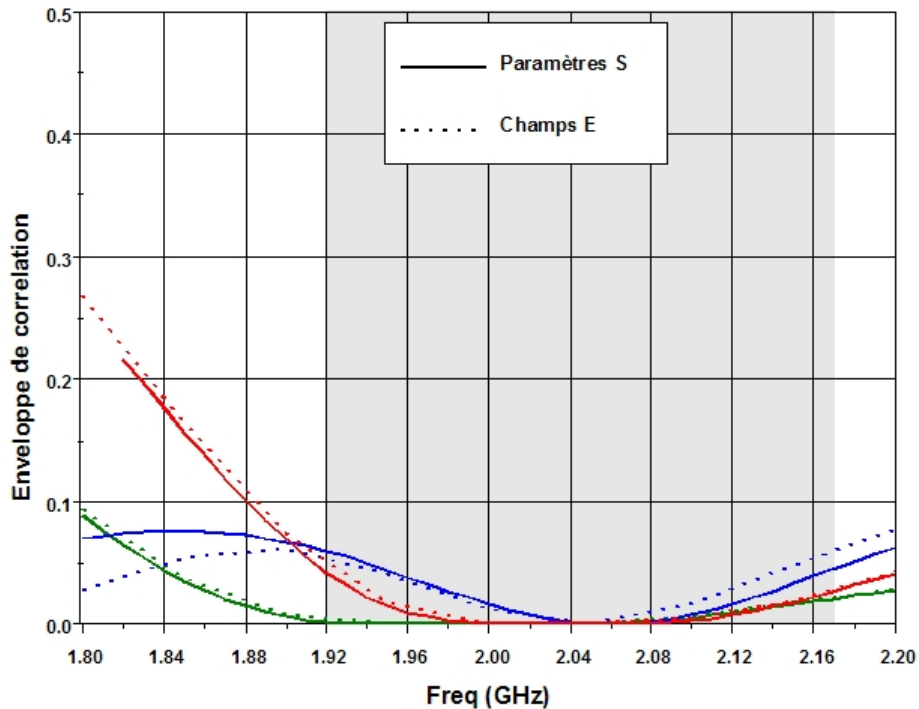


Fig. V.13 : Enveloppe de corrélation simulée de la structure de référence (vert), de la structure neutralisée 1 (bleu) et de la structure neutralisée 2 (rouge)

Il a ainsi été démontré par plusieurs auteurs, qu'une bonne combinaison de la phase et du module des différents paramètres S_{ij} d'un système multi-antennes permet parfois d'obtenir une bonne enveloppe de corrélation même si quelques uns de ces paramètres ont des modules très élevés [SAL 02, YIN 04, STJ 05, DOS 04]. Nous en concluons qu'il n'est pas très difficile d'obtenir une faible enveloppe de corrélation dans un environnement multi-trajets uniforme et même pour des antennes très proches.

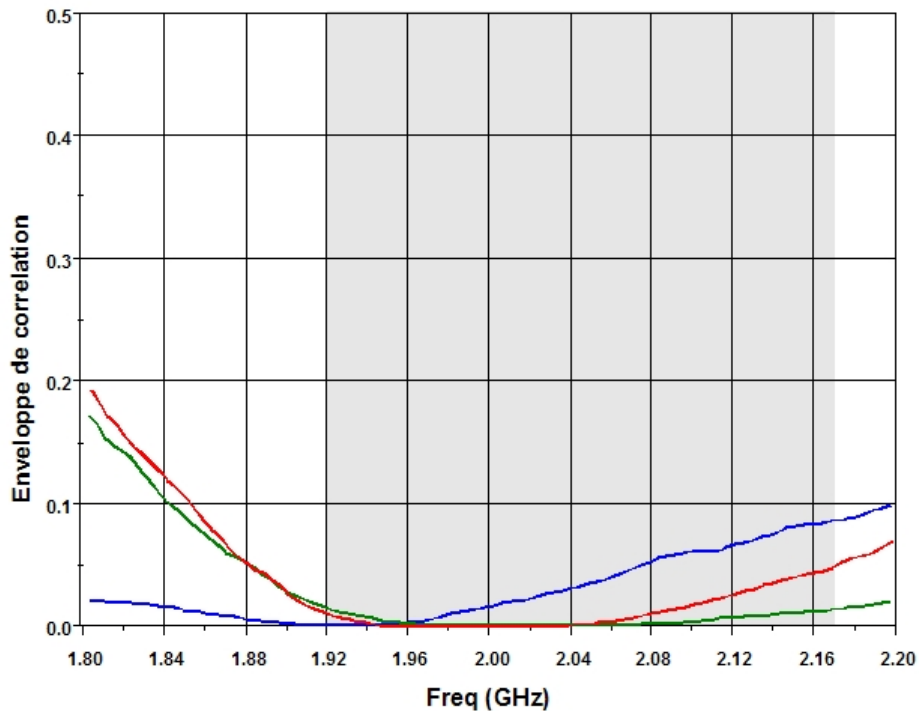


Fig. V.14: Enveloppe de corrélation calculée avec les paramètres S_{ij} mesurés de la structure de référence (vert), de la structure neutralisée 1 (bleu) et de la structure neutralisée 2 (rouge)

3.3 Le Gain Effectif Moyen (MEG)

Les enveloppes de corrélation entre les antennes de chaque système étant faibles, une autre condition pour obtenir une bonne diversité est que le signal reçu par chacune des antennes du système ait la même puissance moyenne qui peut être estimée par le MEG qui est défini par l'équation V.5. Le coefficient k (Eq. V.6) représente le rapport de puissances entre les branches et il doit être très proche de 0 dB (Voir chapitre II) pour une contribution active des deux antennes à la diversité.

$$\text{MEG} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{\text{XPR}}{\text{XPR} + 1} G_{\theta}(\Omega) P_{\theta}(\Omega) + \frac{1}{\text{XPR} + 1} G_{\phi}(\Omega) P_{\phi}(\Omega) \right) (d\Omega) \quad (\text{V.5})$$

$$k = \min \left(\frac{\text{MEG2}}{\text{MEG1}}, \frac{\text{MEG1}}{\text{MEG2}} \right) \quad (\text{V.6})$$

Dans un environnement multi-trajet uniforme ($P_{\theta}(\Omega) = P_{\phi}(\Omega) = 1/4\pi$ et $\text{XPR} = 1$), le MEG sera alors équivalent à la moitié de l'efficacité totale. Si les antennes sont placées de façon symétrique et ont des performances identiques dans l'environnement alors $k = 1$. (Tab. V.1).

STRUCTURE	MEG (dB)	k (dB)
Systèmes de référence	-3.91	0
Système neutralisé 1	-3.13	0
Système neutralisé 2	-3.09	0

Tab. V.1: Comparaison des MEG simulés des trois structures à $f = 2,03$ GHz

Même si la structure de référence possède une enveloppe de corrélation très faible, nous avons vu que l'insertion de la ligne de neutralisation permet d'augmenter l'isolation et donc améliore les efficacités totales des antennes, et leurs gains effectifs moyens (MEG). Ces améliorations sont légèrement meilleures à 2,03 GHz quand cette ligne est insérée entre les languettes d'alimentation des antennes. Dans le prochain chapitre, les performances en diversité et en MIMO de ces systèmes seront comparées mesurées dans des environnements réels. Mais avant cela, la même technique de neutralisation a été utilisée pour concevoir des systèmes à 4 antennes.

II. Systèmes à quatre antennes

1. Conception d'une structure de référence à 4 antennes

Nous avons placé sur le même plan de masse, quatre PIFAs identiques. Deux éléments sont placés sur le bord supérieur du PCB alors que les deux autres sont placés sur le bord inférieur. Les quatre éléments sont disposés de façon symétrique avec leur partie ouverte à fort champ électrique en regard. Les quatre PIFAs ont été optimisées à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique IE3D pour couvrir toute la bande UMTS avec un coefficient de réflexion inférieur à -6 dB sur toute la bande. Les antennes optimisées ont pour dimensions 26,5x8 mm² (Fig. V.15). Le substrat air a une épaisseur de 8,5 mm. Les paramètres S_{ij} ont été mesurés en connectant simultanément deux antennes sur les ports N°1 et N°2 de l'analyseur de réseau alors que les deux autres sont chargées par 50Ω. Les courbes simulées et mesurées sont présentées sur la Figure V.16, où l'absence de certains paramètres S_{ij} se justifie par la symétrie de la structure. Un bon accord entre la simulation et les mesures peut être observé. Les objectifs d'adaptation ont tous été satisfaits dans la bande désirée. Nous pouvons cependant voir que l'isolation minimale entre les différents ports des antennes atteint -7 dB (S_{21} , S_{34} éléments les plus proches).

Les mesures des efficacités totales des différentes antennes ont été faites avec la méthode de "Wheeler Cap". Sur la Figure V.17, nous voyons que l'efficacité simulée d'une seule antenne est comprise entre 60 et 72% sur toute la bande UMTS, alors que la valeur mesurée et calculée à partir de l'équation V.7 pour l'antenne N°1 atteint 68% à la fréquence de 2,02 GHz. Les autres antennes fournissent les mêmes performances par symétrie.

$$\eta_{\text{toti}} = \eta_{\text{rayi}} \left(1 - \sum_{n=1}^N |S_{n,i}|^2 \right) \quad (\text{V.7})$$

N représente le nombre d'antennes dans le système et i la i-ème antenne. Toutes les isolations entre les ports des différentes antennes sont donc prises en compte dans cette formule.

Les efficacités totales maximales des différentes antennes du système de référence sont peu élevées à cause de la faible isolation entre ces antennes. Notre objectif est donc d'utiliser la technique de neutralisation pour augmenter l'isolation entre les antennes.

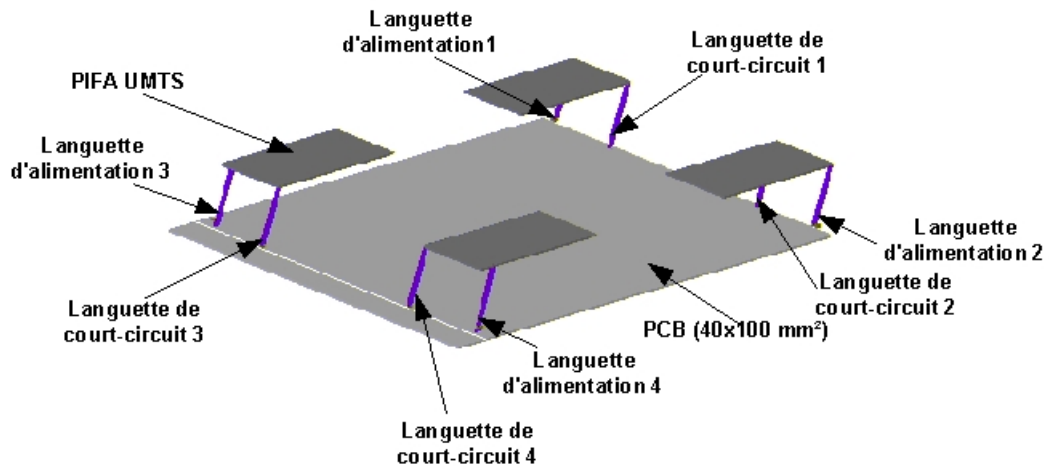


Fig. V.15 : Vue 3D du système de référence à 4 antennes

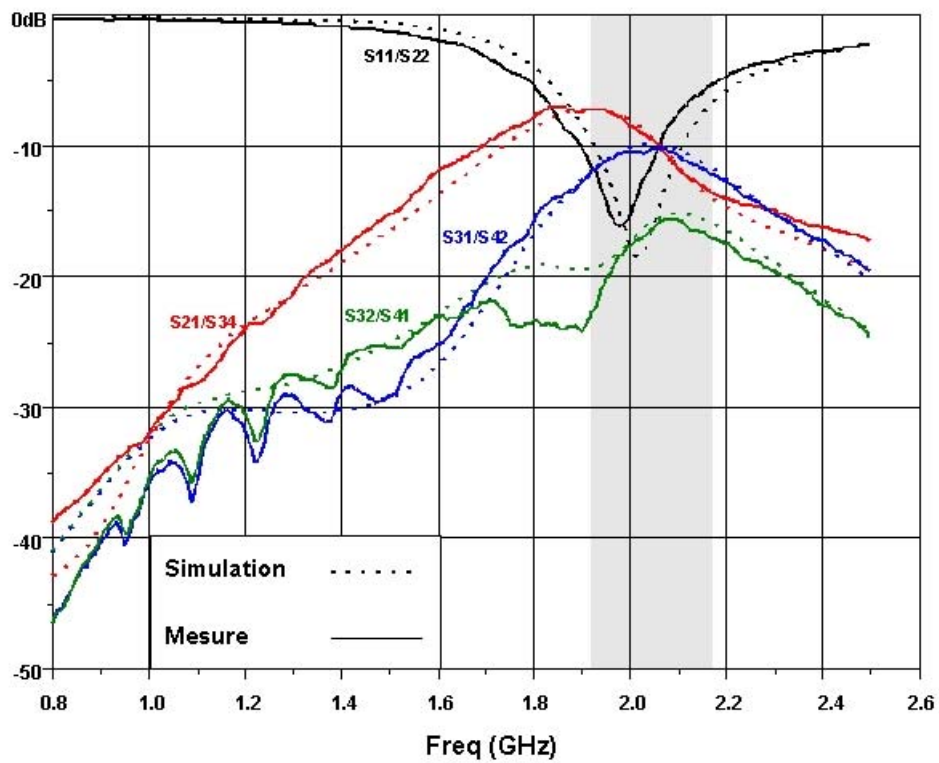


Fig. V.16 : Modules S_{ij} du système de référence à 4 antennes

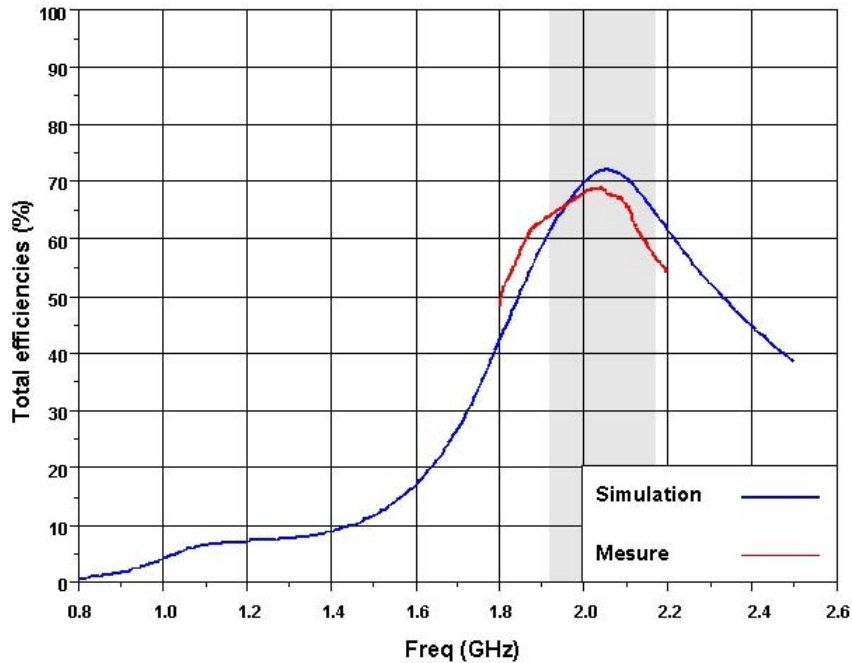


Fig. V.17 : Efficacité totale de l'antenne N°1 du système de référence à 4 antennes

2. Implémentation de la technique de neutralisation

Une première structure optimisée appelée “système 1” est proposée. Pour obtenir une meilleure isolation, les éléments des bords bas et haut du PCB sont placés de telle sorte que les parties présentant de forts champs ne soient pas en regard (Fig. V.18). Les deux éléments situés sur la partie haute ont été reliés par une ligne de neutralisation insérée entre leurs languettes de court-circuit (Fig. V.19b), tandis que celles situées sur la partie basse du plan de masse, ont été reliées par la ligne de neutralisation via leurs languettes d'alimentation (Fig. V.19a). Cette dernière solution devrait nous fournir un $|S_{34}|$ avec un creux d'annulation à la fréquence de résonance.

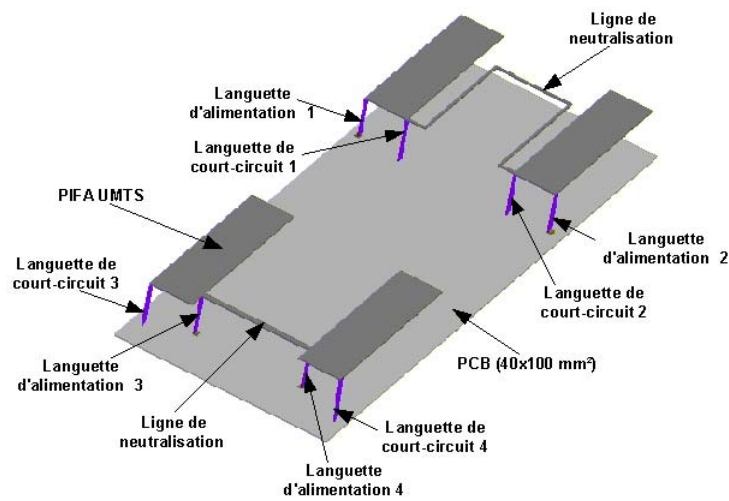


Fig. V.18 : Vue 3D du système neutralisé 1

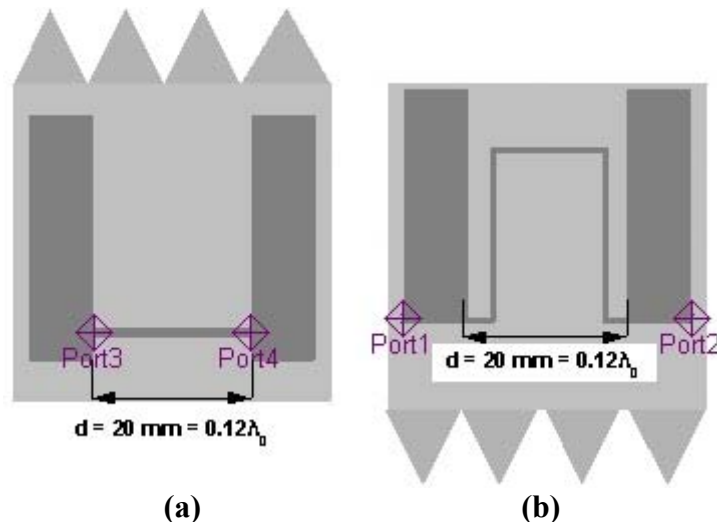


Fig. V.19 : Vues de dessus du système neutralisé 1
(a) partie basse (b) partie haute

Les courbes simulées et mesurées des paramètres S_{ij} sont présentées sur la Figure V.20. Nous observons un bon accord entre la simulation et les mesures. De même, nous constatons une bonne adaptation de toutes les antennes sur la bande UMTS avec un coefficient de réflexion inférieur à -7 dB. Nous voyons que le paramètre $|S_{34}|$ présente un creux d'annulation au milieu de la bande UMTS comme prévu, et présente une valeur maximale de -18 dB en début et fin de bande. Les isolations entre les éléments diagonaux sont aussi très bonnes, meilleures que -20 dB.

La moins bonne isolation obtenue est celle entre antennes non reliées et en regard (-15 dB). Néanmoins, la valeur minimale de l'isolation est de -15 dB ce qui semble intéressant pour avoir une bonne efficacité totale.

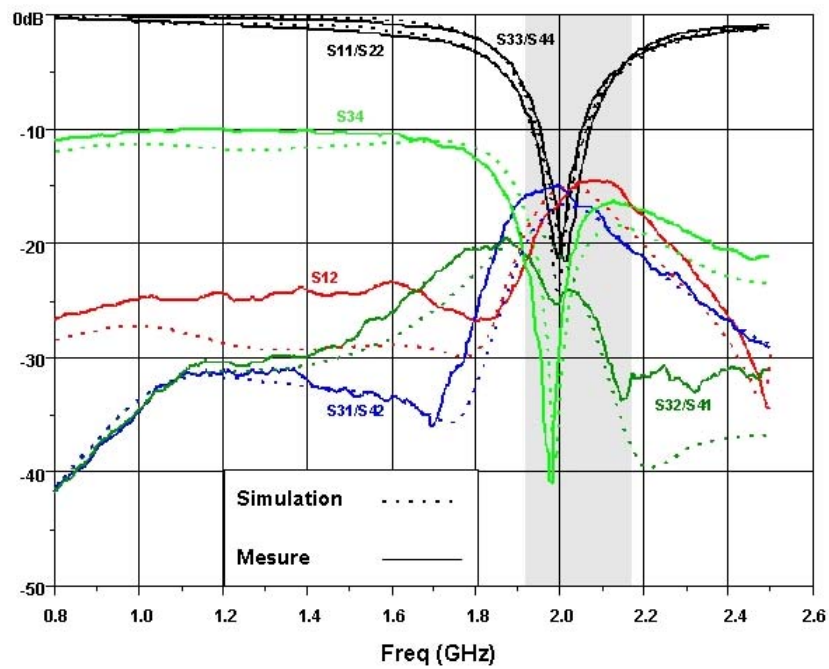


Fig. V.20 : Modules S_{ij} du système neutralisé 1

Une seconde structure a été optimisée avec les lignes de neutralisation des éléments se trouvant aussi bien sur la partie haute que sur la partie basse placée entre les courts-circuits (Fig. V.21).

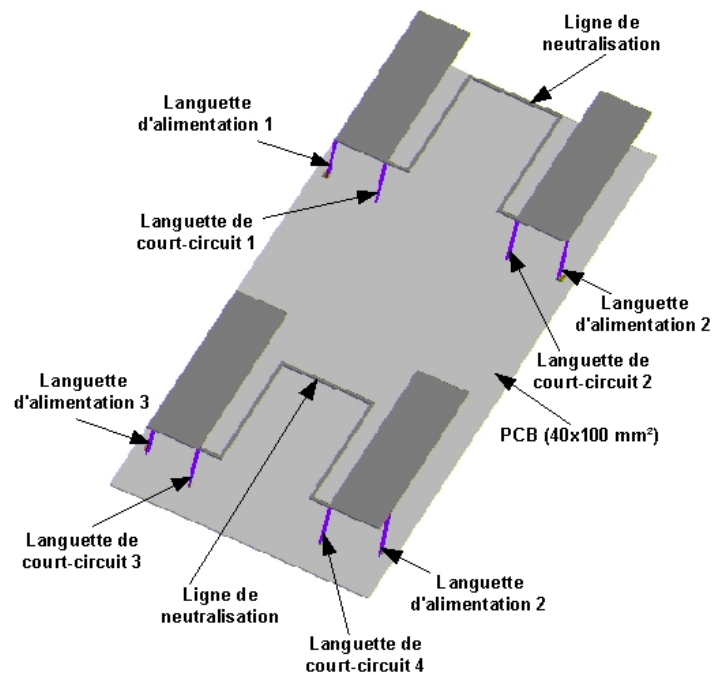


Fig. V.21 : Vue 3D du système neutralisé 2

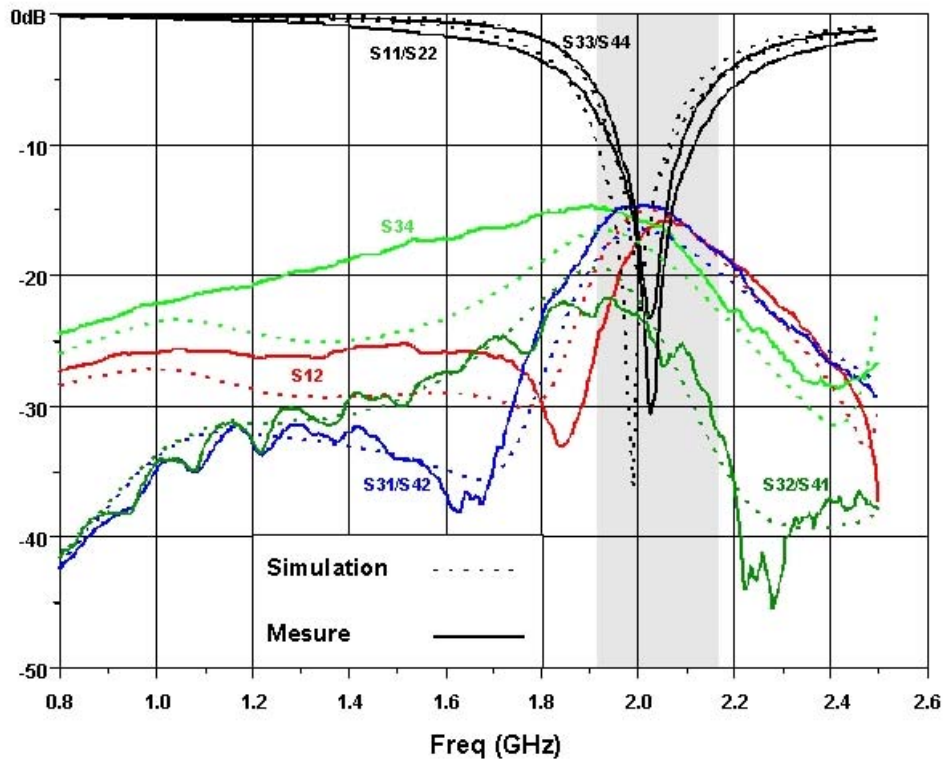


Fig. V.22 : Modules S_{ij} du système neutralisé 2

Sur la Figure V.22, nous voyons que les paramètres $|S_{ij}|$ de la structure 2 sont identiques à ceux de la structure 1, excepté le $|S_{34}|$ qui ne présente plus un creux d'annulation au milieu de la bande, mais possède un comportement similaire au $|S_{21}|$, c'est-à-dire plat sur une large bande. Tous les paramètres $|S_{ij}|$ sont inférieurs à -15 dB sur toute la bande UMTS.

Les efficacités simulées et mesurées des deux structures sont présentées sur la Figure V.23. Nous constatons une très nette amélioration des efficacités totales simulées et mesurées par rapport à la structure de référence avec dans le cas de la structure 1 (Fig. V.23a), une valeur maximale de 95% pour les PIFAs 3 et 4, et 91% pour les PIFAs 1 et 2, alors qu'elles sont respectivement de 93% et 91% pour la structure 2 (Fig. V.23a) ; soit une amélioration minimale de plus de 10% en valeur absolue.

Sur la Figure V.24, nous avons choisi de présenter les enveloppes de corrélation entre les différentes antennes du système optimisé 1. Ces enveloppes de corrélation entre les antennes du système ont été calculées à partir de Eq. V.8 et des paramètres S_{ij} mesurés.

$$\rho_e(i, j, N) = \frac{\left| \sum_{n=1}^N S_{i,n}^* S_{n,j} \right|^2}{\prod_{k=i,j} \left[1 - \left| \sum_{n=1}^N S_{k,n}^* S_{n,k} \right| \right]} \quad (V.8)$$

$\rho_e(ij)$ représente l'enveloppe de corrélation entre la i -ème antenne et la j -ème antenne ; N représente le nombre total d'antennes. Sur cette figure, nous voyons que toutes les enveloppes de corrélation sont très basses sur toute la bande UMTS et plus particulièrement inférieures à 0,1.

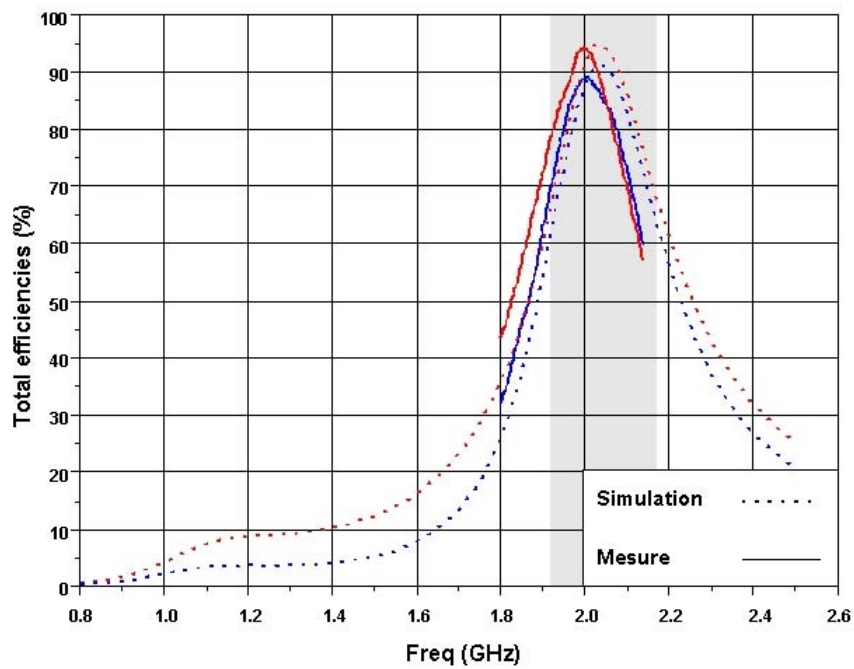
On peut calculer le MEG de chacune des antennes pour voir si le rapport de puissance des branches k est très proche de 0 dB. En tenant compte de la symétrie, cette fois k sera défini par :

$$k = \min \left(\frac{MEG2}{MEG1}, \frac{MEG1}{MEG2}, \frac{MEG3}{MEG1}, \frac{MEG1}{MEG3}, \frac{MEG4}{MEG1}, \frac{MEG1}{MEG4} \right)$$

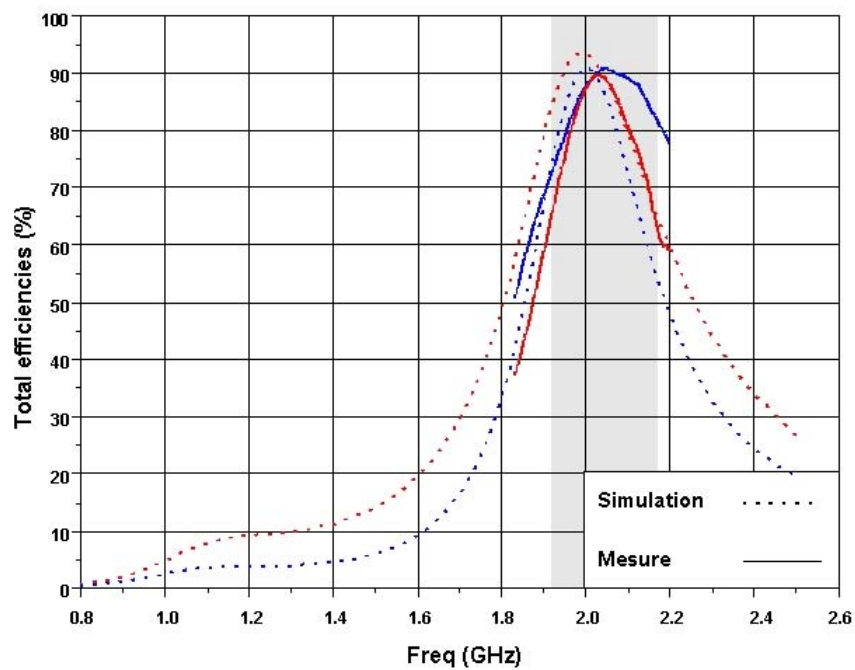
On voit bien que k est dans tous les cas très proche de 0 dB (Tab. V.2).

STRUCTURE	MEG1-2/MEG3-4 (dB)	K (dB)
Système de référence	-4,48/-4.48	0
Système optimisé 1	-3,41/-3.22	-0,19
Système optimisé 2	-3,41/-3.31	-0,1

Tab. V 2: Comparaison des MEG des trois structures à 4 antennes à $f = 2,02$ GHz



(a)



(b)

Fig. V.23 : Efficacité totale simulée et mesurée (PIFA N°1 et N°3) du système neutralisé 1 (a) et du système neutralisé 2 (b) PIFAs 1/2 courbe bleu, et PIFAs 3/4 courbe rouge

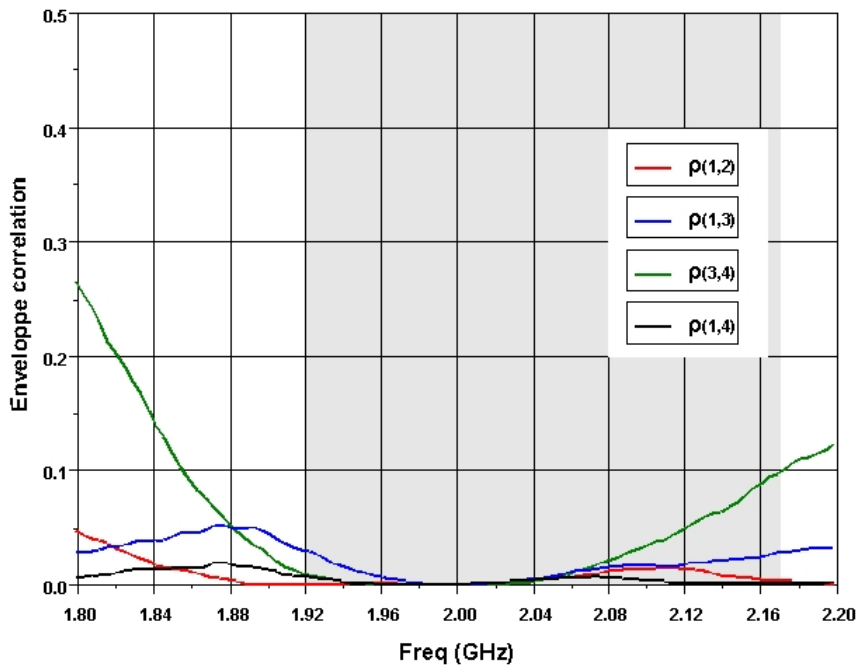


Fig. V.24 : Enveloppe de corrélation calculée avec les paramètres $|S_{ij}|$ du système neutralisé 1

Les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés du système neutralisé 1 sont aussi présentés sur la Figure V.25 pour les PIFAs 1 et 2 et sur la Figure V.26 pour les PIFAs 3 et 4 dans les plans $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$ à la fréquence de 2,02 GHz en simulation et 2 GHz en mesure. Dans le plan $\varphi = 0^\circ$, les champs E_φ des PIFAs 1 et 2 et des PIFAs 3 et 4 n'ont pas les mêmes formes. Pour celles situées sur la partie basse du PCB, le gain maximal est de l'ordre de 0,3 dB. Pour $\varphi = 90^\circ$, les deux composants du champ sont identiques dans toutes les directions. Pour les PIFAs 3 et 4 (Fig. V.26), les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés ont le même comportement que les systèmes à deux antennes (Fig. V.10). Ainsi dans le plan $\varphi = 0^\circ$, les champs E_φ ne pointent pas dans la même direction pour les deux antennes (gain maximal obtenu à $\theta = 30^\circ$ pour l'antenne 3 et $\theta = -30^\circ$ pour l'antenne 4) et atténués à l'arrière. Ici aussi, la polarisation n'est pas pure.

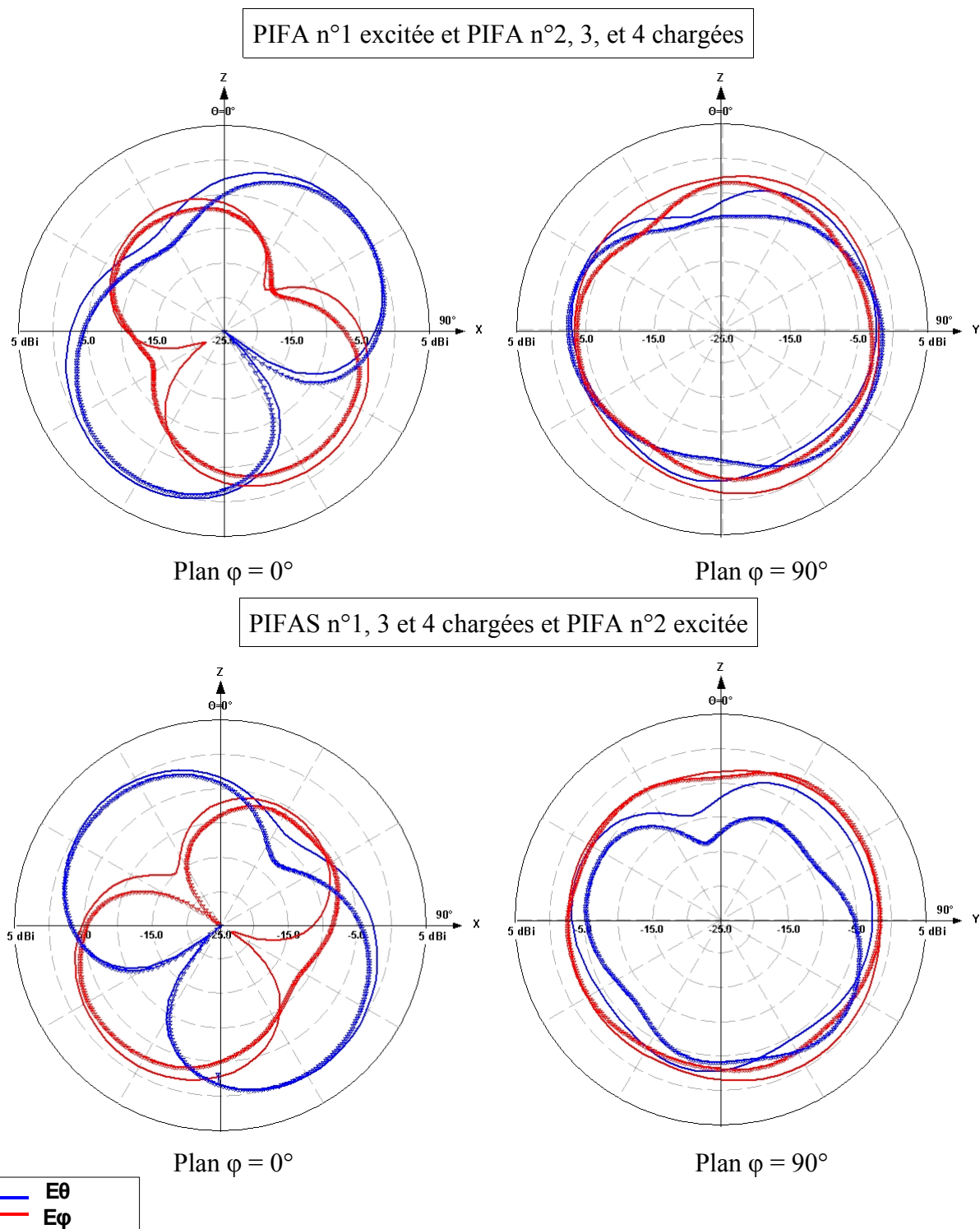


Fig. V.25 : Diagrammes de rayonnement simulés (traits pleins) et mesurés (traits avec croix) des PIFAS 1 et 2 du système neutralisé 1 à $f = 2,02$ GHz en simulation et $f = 2$ GHz en mesure

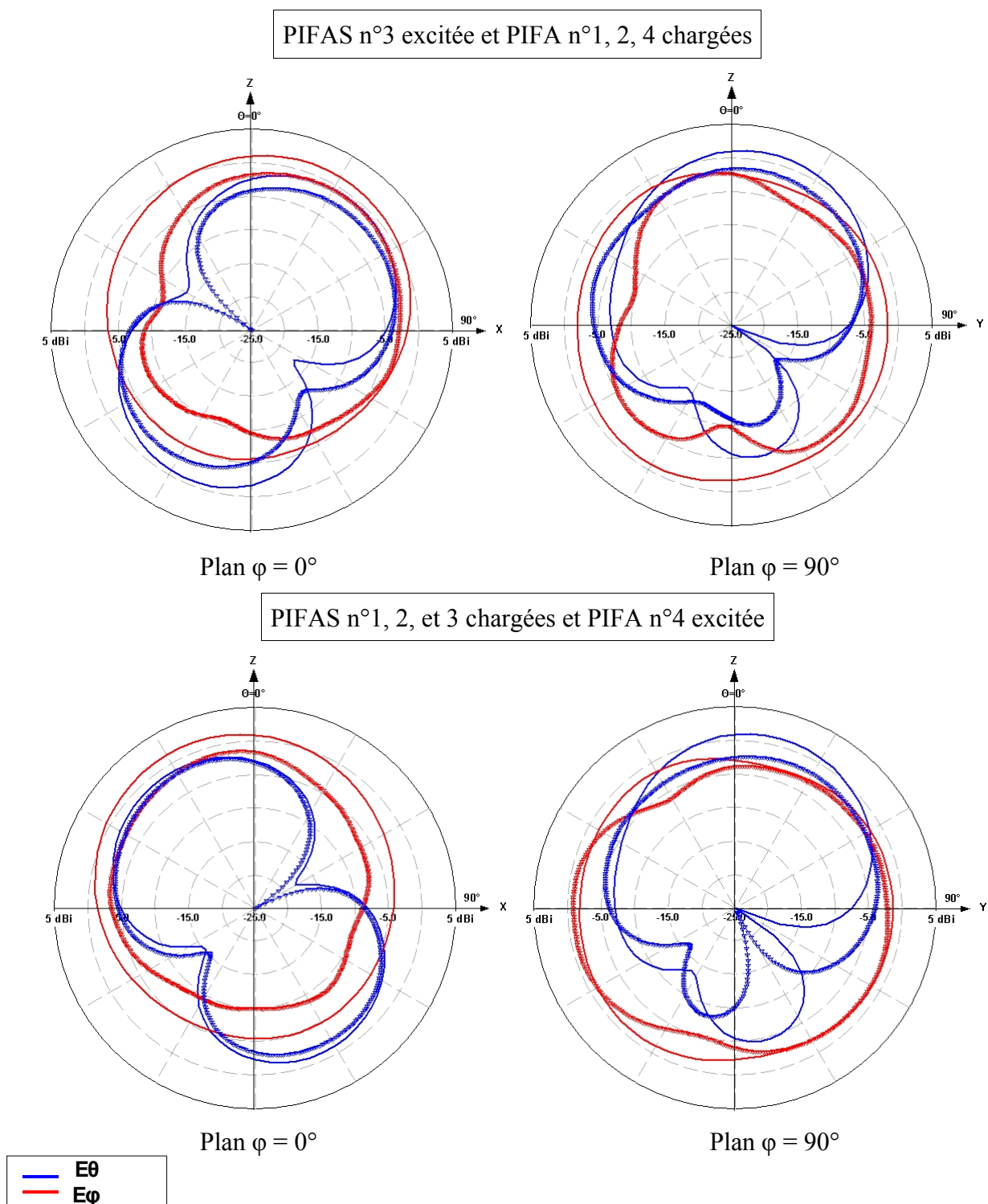


Fig. V.26 : Diagrammes de rayonnement simulés (traits pleins) et mesurés (traits avec croix) des PIFAS 3 et 4 du système neutralisé 1 à $f = 2,02$ GHz en simulation et $f = 2$ GHz en mesure

Conclusion

Ce chapitre était d'abord consacré à la conception de systèmes à deux antennes opérant dans la bande UMTS pour des applications en diversité et MIMO en sachant qu'un système est efficace pour la diversité et le MIMO s'il a une bonne efficacité totale en plus d'avoir une bonne enveloppe de corrélation et un rapport de puissance de branches k très proche de 0 dB. Nous avons réussi à concevoir des systèmes à deux antennes dont les efficacités totales des éléments ont été maximisées en utilisant la technique de neutralisation. Dans un deuxième temps, nous avons réussi à rajouter deux autres antennes neutralisées, et ainsi posséder deux systèmes à quatre antennes possédant des performances très satisfaisantes en ce qui concerne les paramètres adaptation, isolation et enveloppe de corrélation. Pour la suite de nos recherches, il est important de valider par des mesures les performances en diversité et en MIMO de tous ces systèmes dans des environnements spécifiques réalistes.

CHAPITRE VI : Evaluation des performances en diversité et MIMO des systèmes multi-antennes dans des environnements réalistes

Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons les mesures des performances en diversité et en MIMO des systèmes multi-antennes présentés dans le chapitre V. Nous avons vu que l'environnement de propagation pouvait avoir un fort impact sur les performances des antennes. Ainsi, les performances théoriques en diversité de ces systèmes seront d'abord analysées en utilisant les modèles statistiques proposés dans le chapitre II. Puis ces antennes seront mesurées dans divers environnements réalistes tels qu'une chambre réverbérante qui reproduit un environnement multi-trajets uniforme, et des environnements "indoor" et "outdoor" issus des mesures du canal de propagation.

I. Description des collaborations

L'évaluation des performances dans divers environnements a nécessité certaines collaborations, notamment avec l'institut Chalmers de Göteborg (Suède) qui a mis à notre disposition sa chambre réverbérante, mais aussi avec le département TKK, de Helsinki University of Technology en Finlande (HUT) qui possède un banc d'essai de mesure d'antennes (MEBAT). Ces collaborations se sont effectuées à travers des projets européens de grande envergure tels que le COST 284 et le réseau d'excellence ACE (Antenna Center of Excellence).

1. La chambre réverbérante

Les mesures dans la chambre réverbérante ont été réalisées au cours d'une mission à l'institut Chalmers à Göteborg (Suède) financée par le COST 284. Le COST 284 est une structure de coopération européenne dans le domaine de la recherche technique et en particulier des antennes innovatrices pour des applications terrestres et spatiales.

1.1 Théorie de la chambre réverbérante

Les performances des petites antennes pour la téléphonie mobile sont souvent mesurées à partir de leurs diagrammes de rayonnement dans les plans horizontaux et verticaux, pour les deux polarisations orthogonales. Cependant, les signaux reçus sur ces terminaux sont soumis à diverses perturbations dues à l'environnement qui réalise souvent une propagation multi-trajets qui résultant des phénomènes de réflexion, de diffraction et de dispersion des ondes électromagnétiques dans le milieu. Ainsi la puissance moyenne reçue par chaque antenne dans ce type d'environnement suit une distribution aléatoire de type χ^2 ("Chi-square") [GEN] (Annexe I.1) avec deux degrés de liberté [ROS 00].

Une chambre réverbérante est une cage de Faraday présentant les caractéristiques d'une cavité électromagnétique dont les champs sont brassés par des moyens mécaniques pour obtenir une distribution qui est statistiquement isotrope et homogène. Une telle chambre peut être décrite comme une cavité métallique qui contient un nombre limité de modes résonnants [ROS 00, KIL 99]. Ces modes, qui sont caractérisés par leurs largeurs de bande et leurs fréquences de résonance, sont perturbés lorsque un objet (agitateur) est en mouvement dans la chambre. Chaque mode peut être décrit comme une onde composée de 8 ondes planes et se propageant dans des directions différentes. Lorsqu'une antenne émettrice excite la chambre, la puissance injectée par cette dernière créera une distribution modale des champs, qui va changer si l'agitateur est déplacé à une nouvelle position, ce qui créera à chaque instant un environnement multi-trajets statique. Ainsi chaque puissance reçue par une antenne dans la chambre pour différentes positions de l'agitateur suivra une distribution de type χ^2 avec deux degrés de liberté.

1.2 Description de la chambre réverbérante utilisée

La chambre utilisée lors des mesures a pour dimensions 1 x 0,8 x 1 m³ (Fig. VI.1). Les antennes émettrices qui excitent les modes dans la chambre, sont 3 monopoles montés sur 3 murs différents de la chambre. Ces 3 monopoles sont connectés à un commutateur qui permet de sélectionner une des antennes lors de la mesure. La chambre comprend deux agitateurs mécaniques sous forme de palettes métalliques qui se déplacent sur des joints. Chaque palette est posée sur un rail qui par rotation, permet de les déplacer le long d'une longueur murale complète. Les deux rails des palettes peuvent être tournés dans le même sens pour déplacer les palettes sur des chemins parallèles afin de

couvrir le mur entier ou dans des sens opposés.

La chambre comprend aussi un plateau tournant sur lequel est placée l'antenne sous test. Lors de la mesure, 100 rotations de ce plateau ont été effectuées pour pouvoir obtenir plusieurs mesures. Un analyseur de réseau est utilisé pour mesurer le coefficient de transmission S_{21} entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice. Sur le port N°1 de l'analyseur de réseau, est connecté le commutateur qui conduit aux trois monopoles excitateurs, et sur le port N°2 l'antenne sous test.

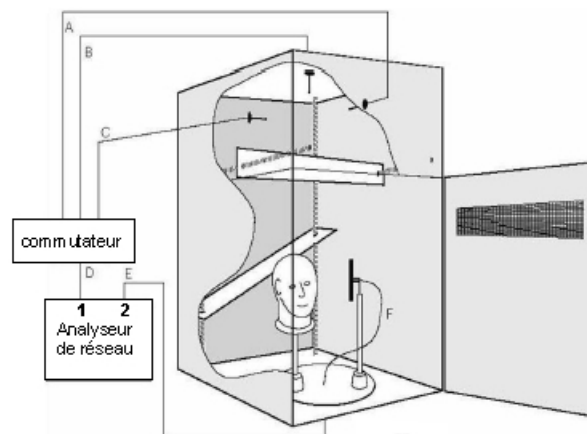


Fig. VI.1 : Chambre réverbérante utilisée lors des mesures à Chalmers

2. L'outil MEBAT

Les mesures avec l'outil MEBAT ont été effectuées dans le cadre d'une mission ACE (Antenna centre of excellence) pour les besoins du projet DEMAS coordonné par le LEAT.

L'outil MEBAT est une base de données issues de diverses mesures que possède le laboratoire TKK du Helsinki University of Technology (HUT) de Finlande. Cette base de données, est composée de mesures effectuées en “indoor” (pico-cellule), “outdoor” (micro-cellule) sur plusieurs routes, à Helsinki. Ainsi, pour obtenir des résultats en diversité ou en MIMO d'un système multi-antennes, il faut fournir les champs E en 3D (simulés ou mesurés) du système à analyser, choisir l'environnement dans lequel on désire effectuer les mesures (le chemin ou la rue), ainsi que le nombre d'antennes à l'émission. A la sortie, nous récupérerons une matrice complexe du canal de dimensions $m \times n \times p$ avec m le nombre d'antennes à l'émission, n celui à la réception et p le nombre de mesures effectuées dans le temps. Ce nombre p dépend de la longueur de la route ; ainsi par exemple 4 mesures/ λ sont effectuées à 2 GHz. La longueur de la route choisie en “indoor” est de 64 m avec un pas de 3,7 cm soit 1717 mesures, alors que celle choisie pour l'environnement

“outdoor” est de 87 m soit 2500 mesures. Dans le cas d'une analyse en diversité (ou SIMO), il s'agit simplement de prendre une antenne à l'émission.

De plus, à l'émission, deux types de systèmes d'antennes peuvent être sélectionnés : un système d'antennes linéaire (Fig. VI.2a) dont les éléments sont espacés de $4,2 \lambda$ et un système d'antennes en zigzag (Fig. VI.2b) dont les éléments sont espacés de 3λ [KAL 00, SUV 05, SUV 06a, SUV 06b]. Chaque élément de ces systèmes est une antenne à double polarisation (Fig. VI.3).

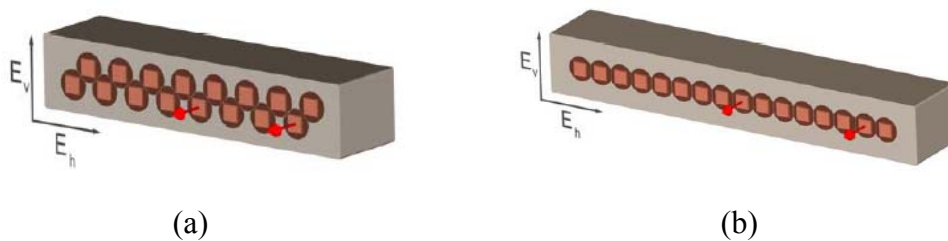


Fig. VI.2 : Systèmes d'antennes (a) zigzag et (b) linéaire utilisés à l'émission pour l'outil MEBAT

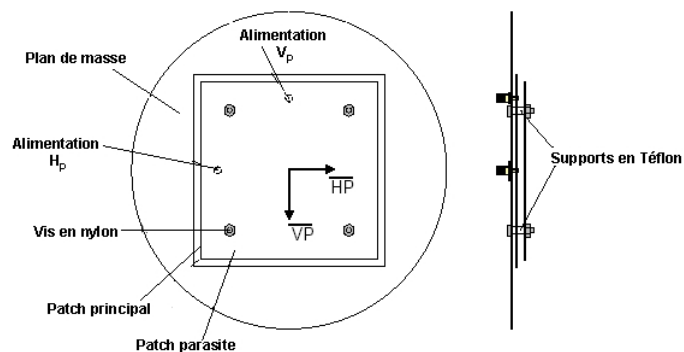


Fig. VI.3 : Vue d'un élément composant les systèmes d'antennes d'émission de l'outil MEBAT

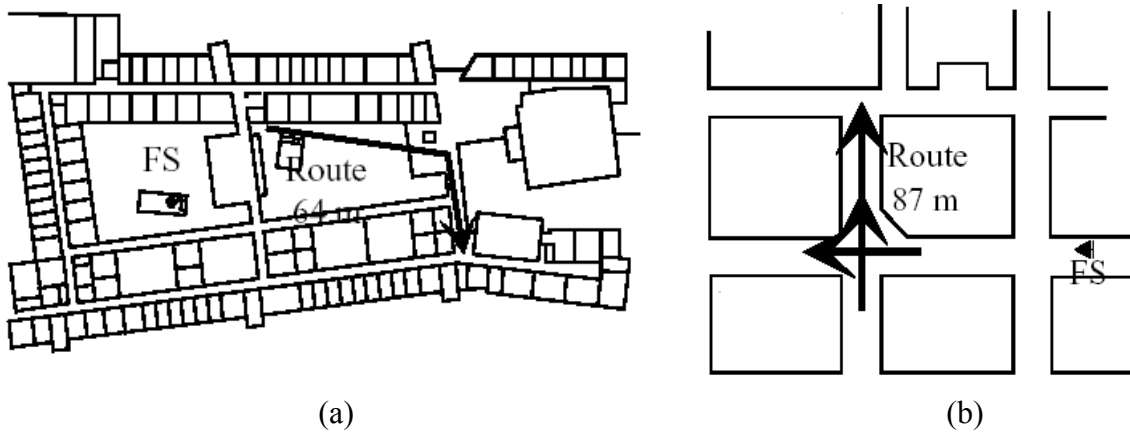


Fig. VI.4 : Routes “indoor” (a) et “outdoor” (b) utilisées lors des mesures

L'environnement pico-cellule ou “indoor” (Fig. VI.4a) traduit la propagation dans le bâtiment informatique de TKK. A la station de base, le système d'antennes linéaires a été utilisé comme antenne d'émission à une hauteur de 3,8 m dans cet environnement, tandis que l'antenne de réception est placée à 1,5 m du sol. La route micro-cellule ou “outdoor” (Fig. VI.4b) a été mesurée dans la ville Helsinki. La hauteur de l'antenne d'émission est de 13 m alors que celle de l'antenne de réception est de 1,5 m. A la station de base, l'antenne zigzag a été utilisée pour cette route. Le code MEBAT génère ainsi une matrice comprenant les matrices de canal mais aussi une matrice de normalisation qui est la matrice de canal obtenue avec des dipôles croisés isotropes en réception.

Lors des mesures, une rotation des diagrammes de rayonnement a été effectuée pour que le système d'antennes soit placé verticalement (plan xOy vertical, position de l'utilisation d'un téléphone mobile). Six orientations en azimuth ont été effectuées avec des pas de 60°. Ainsi nous avons six matrices en plus de la matrice de normalisation pour la même route avec différentes orientations du prototype à évaluer (0° (1), 60°(2), 120° (3), 180° (4), 240° (5) et 360° (6)). Lors du post-traitement, nous calculons la moyenne des matrices de puissance.

A noter que généralement, dans les mesures “réelles”, les évanouissements lents et rapides sont pris en compte. Ainsi, la distribution du signal reçu peut totalement être différente si les effets des évanouissements lents sont inclus ou exclus du résultat. Pour enlever cet effet, une moyenne glissante sur la puissance reçue par l'antenne de normalisation doit être prise en compte (Eq. VI.1) [SUV 06a].

$$\|H_{norm, sl}^{(i)}\|_F^2 = \frac{1}{2N+1} \sum_{i-N}^{i+N} \|H_{norm}^{(i)}\|_F^2 \quad (VI.1)$$

Où 2N+1 est le nombre de mesures dans la fenêtre glissante. Dans nos mesures, une fenêtre

glissante de 100 mesures ($2N+1=100$) est utilisée. Ainsi, la puissance reçue par nos systèmes d'antennes doit être normalisée avec la puissance de normalisation (Eq. VI.2) :

$$H(i)H(i)^H = \frac{H_{aut}^{(i)} H_{aut}^{(i)H}}{\frac{1}{n_t n_r} \|H_{norm,sl}^{(i)}\|_F^2} \quad (VI.2)$$

Où n_t et n_r sont respectivement le nombre d'antennes émettrices et réceptrices, et i la i ème mesure.

Les expressions $H_{aut}^{(i)}$ et $H_{norm}^{(i)}$ représentent respectivement les matrices de canal de l'antenne sous test et de l'antenne de normalisation. $\|\cdot\|_F$ représente la norme de Frobenius et H le transposé Hermitien.

II. Evaluation des performances en diversité

Comme nous l'avons vu précédemment, un des paramètres essentiels pour l'estimation des performances en diversité d'un système multi-antennes est le gain de diversité du système (DSG). Ce paramètre dépend du gain de diversité (DG) et de l'efficacité totale de la meilleure antenne du système. Or, nous savons que le gain en diversité dépend en grande partie de l'enveloppe de corrélation. Dans cette partie, tous ces paramètres sont donc évalués.

1. Evaluation des performances théoriques avec des modèles statistiques

Dans le chapitre II, nous avons vu que le facteur environnemental jouait un rôle non négligeable sur les performances des antennes. Ainsi, l'enveloppe de corrélation et le gain effectif moyen (MEG) dépendent largement de l'environnement dans lequel est placé le système d'antennes (Eq. II.35 et II.36). En utilisant les densités angulaires de fonction en azimuth et en élévation, de même que le rapport entre les puissances verticale et horizontale instantanées, nous pouvons calculer l'enveloppe de corrélation et le gain effectif moyen de nos systèmes dans différents environnements de propagation multi-trajets (Tab. II.1). Connaissant l'enveloppe de corrélation et le rapport entre les puissances moyennes reçues par chacune des antennes du système, nous pouvons déterminer le gain en diversité, en calculant la probabilité pour que la puissance reçue par chaque antenne soit inférieure à un certain seuil fixé. Ce DG est obtenu par la méthode de combinaison des signaux (SC ; Selection Combining) pour deux antennes (Eq. VI.3) [SCH 66] :

$$P_{(\gamma_c < x)} = 1 - \exp\left(-\frac{x}{\Gamma_1}\right) \cdot Q\left(\sqrt{\frac{2x}{\Gamma_2(1-\rho_e)}}, \sqrt{\frac{2\rho_e x}{\Gamma_1(1-\rho_e)}}\right) - \exp\left(-\frac{x}{\Gamma_2}\right) \cdot \left[1 - Q\left(\sqrt{\frac{2\rho_e x}{\Gamma_2(1-\rho_e)}}, \sqrt{\frac{2x}{\Gamma_1(1-\rho_e)}}\right)\right] \quad (\text{VI.3})$$

Où γ_s/Γ est le seuil, Γ_1 et Γ_2 représentent les SNR moyens de chacune des antennes 1 et 2 respectivement. La fonction Q est la fonction de Marcum (**Annexe I.2**).

En théorie, en utilisant la formule de Rayleigh (Eq. II.31) donnée dans le chapitre II, le gain maximum de diversité obtenu pour 2 antennes par la méthode de combinaison par sélection (SC) est de 10,2 dB alors qu'il est de 15,7 dB pour un système à 4 antennes à la probabilité de 1% (Fig. II.8). Les performances en diversité des trois systèmes à deux antennes, à savoir le système de référence appelé "Init" (Fig. V.1), le système neutralisé dont la ligne a été placée entre les languettes d'alimentation (Fig. V.5) appelé "Syst 1" et celui dont la ligne de neutralisation est placée entre les languettes de court-circuit (Fig. V.8) appelé "Syst 2", ont été calculées dans différents environnements en utilisant les modèles statistiques du tableau II.1. Les cas isotrope, "indoor" et "outdoor" sont respectivement appelés "Iso", "In" et "Out". Ces valeurs ont été calculées en utilisant les diagrammes de rayonnement simulés à la fréquence de 2,03 GHz. Il est à noter que le PCB, dans tous les cas, a été positionné verticalement dans l'environnement (parallèle au plan xOy). Le gain de diversité est donné à la probabilité de 1%. Les résultats obtenus sont présentés dans le Tableau VI.1.

Le premier commentaire concerne l'enveloppe de corrélation : ce paramètre est extrêmement faible pour les 3 prototypes quel que soit l'environnement. La technique de neutralisation n'entraîne pas une amélioration significative de ce paramètre, néanmoins nous savons que nous obtiendrons des performances en diversité satisfaisantes si ce coefficient est inférieur à 0,5 [KO 01]. Plus l'enveloppe de corrélation est faible, plus le gain de diversité est élevé et s'approche de la valeur limite de 10,2 dB. Le MEG est ensuite donné pour les 3 structures, dans un environnement uniforme. Dans ce cas et avec notre système orienté comme indiqué, le MEG maximal théorique est de -3 dB ce qui correspond à une efficacité de 100%. Nous voyons que le MEG des structures neutralisées est toujours meilleur que celui de la structure initiale, ce qui est dû au fait que les antennes des systèmes neutralisés ont une meilleure efficacité. Ce résultat est confirmé dans tous les environnements étudiés. D'autre part, le rapport de puissance k, qui est le rapport entre les MEG des 2 antennes d'un système, est de 0 dB dans tous les cas exceptés en environnement elliptique où les MEG des 2 antennes composant les différents systèmes sont légèrement différents que ce soit en

faible ou en haute directivité. Néanmoins, ces valeurs de k sont acceptables car elles ne sont que de -0,5 dB au maximum, ce qui est largement suffisant pour permettre une bonne diversité [BRO 02].

Modèle		ρ_c		MEG (dB)		DG (dB) à 1%		DSG(dB) à 1%	
		Init	Syst1/ Syst2	Init	Syst1/ Syst2	Init	Syst1/ Syst2	Init	Syst1/ Syst2
Uniforme		0,015	0,002/ 0,002	-4	-3,1/-3,15	10,18	10,2/10,2	9,18	10,1/10,06
gaussien/ Uniforme	Out	0,15	0,12/0,1	-12,3	-11,7/-11,7	9,88	9,92/9,98	8,88	9,82/9,84
	In	0,04	0,02/0,016	-11,2	-10,7/-10,8	10,11	10,16/10,17	9,11	10,06/10,03
	Iso	0,02	0,004/ 0,0024	-11,7	-10,8/-10,84	10,17	10,2/10,2	9,17	10,1/10,06
laplacien/ Uniforme	Out	0,16	0,14/0,11	-12,4	-11,7/-11,8	9,85	9,88/9,95	8,85	9,78/9,81
	In	0,06	0,04/0,03	-11,4	-10,6/-10,75	10,09	10,12/10,13	9,09	10,02/9,99
	Iso	0,02	0,004/ 0,0024	-11,7	-10,8/-10,84	10,17	10,2/10,2	9,17	10,1/10,06
elliptique	Haute	0,067	0,012/0,01	-17,4 & -17,6	-16,8/ -16,83	9,96	10,18/10,17	8,83	10,08/10,03
	faible	0,0016	0,008/ 0,008	-19,1 & -19,6	-17,5/ -18,66	9,97	10,19/10,18	8,95	10,09/10,04

Tab. VI.1: Performances en diversité des systèmes à 2 antennes dans différents environnements de propagation à 2,03 GHz en utilisant les diagrammes de rayonnement simulés

Pour ce qui est du gain de diversité (DG), nous voyons que dans tous les cas, il est très proche de la valeur limite théorique. Cela vient du fait que l'enveloppe de corrélation est toujours très faible. Les valeurs du DG sont plus faibles en “outdoor” car il y a moins de réflexions ; or nous savons que la diversité “se nourrit” d'un environnement où il y a de nombreuses réflexions. Par

contre, le cas “indoor” donné par les modèles gaussien et laplacien n'est pas vraiment directionnel, car il ne prend pas en compte les ouvertures existantes dans les bâtiments. C'est pourquoi, il vaut mieux prendre en considération le modèle elliptique si l'on veut simuler ce cas. En effet, les valeurs de DG vont de 9,85 à 10,2 dB, et sont légèrement supérieures à celles données dans [BOL 05, YIN 04, KNU 02]. En prenant en considération la meilleure efficacité totale de chaque système d'antennes (qui est respectivement de -1 dB, -0,1 dB et -0,14 dB), les gains de diversité du système (DSG) sont toujours meilleurs avec les systèmes neutralisés. Cette remarque est valable pour tous les environnements. Cependant, il faut noter que les calculs ont été effectués à la fréquence de 2,03 GHz où nous avons le maximum d'efficacité pour tous les prototypes.

Ces résultats ayant été obtenus en utilisant des modèles statistiques, il est nécessaire d'effectuer des mesures pour les valider. Tout d'abord, la chambre réverbérante qui représente un environnement uniforme a été utilisée pour mesurer les performances en diversité de nos prototypes.

2. Evaluation des performances dans une chambre réverbérante

Les performances des systèmes multi-antennes à savoir l'efficacité totale, l'enveloppe de corrélation et le gain de diversité ont été évaluées dans la chambre réverbérante de l'institut Chalmers.

2.1 Performances des systèmes à deux antennes

Pour estimer les performances en diversité des systèmes à deux antennes nous avons utilisé, une antenne de type monopole fixée à un mur de la chambre réverbérante.

Tout d'abord, l'efficacité totale de chacun des éléments du système a été mesurée car nous savons que c'est l'un des paramètres essentiels pour pouvoir ensuite estimer le gain de diversité du système (DSG).

Traditionnellement, ce paramètre peut être mesuré avec la méthode de “Wheeler Cap” ou dans une chambre anéchoïde. Dans ce dernier cas, nous devons mesurer le diagramme de rayonnement de l'antenne en 3D et ensuite le gain pour pouvoir calculer l'efficacité rayonnée. Ce résultat est obtenu après un travail lourd (et laborieux) sans garantie de bonne précision si les plans de coupe ne sont pas suffisants. Dans une chambre réverbérante, l'efficacité totale peut être estimée rapidement

et très facilement. Toutefois, il est d'abord nécessaire de mesurer une antenne de référence (par exemple un dipôle avec une très bonne efficacité), puis l'antenne sous test. Il est très important que la chambre soit "chargée" de la même façon lors des deux mesures, c'est-à-dire avec des positions d'agitateurs connues. L'antenne de référence est placée dans la chambre réverbérante à une distance de $\lambda/2$ de n'importe quel objet ou des parois de la chambre. Cette antenne est connectée au port N°2 de l'analyseur de réseau tandis que le monopole qui sert d'antenne émettrice est connecté au port N°1. La puissance moyenne reçue de cette antenne de référence est donnée par l'équation VI.4.

$$P_{ref} = \frac{|\overline{S_{21,ref}}|^2}{(1 - |\overline{S_{11}}|^2)(1 - |\overline{S_{22,ref}}|^2)} \quad (VI.4)$$

Ensuite, le dipôle de référence est remplacé par le système à mesurer. Lors de la mesure du système à deux antennes, quand le port de l'antenne à mesurer est connecté au port 2 de l'analyseur de réseau, le port de l'autre élément rayonnant du système est chargé par 50Ω . La puissance moyenne reçue sur chacun des éléments du système est donnée par l'équation VI.5.

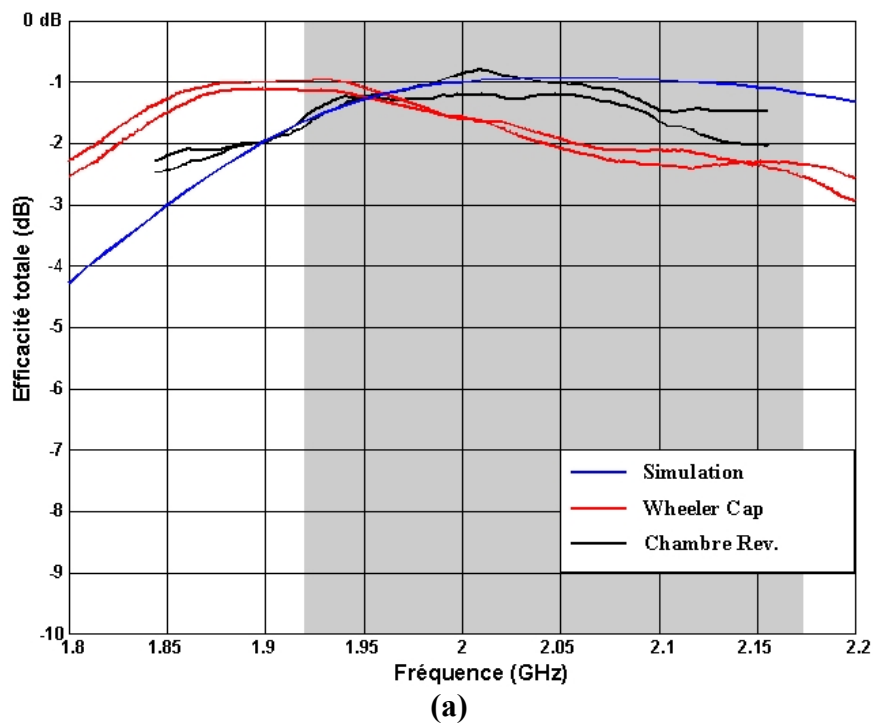
$$P_{AUT} = \frac{|\overline{S_{21,AUT}}|^2}{(1 - |\overline{S_{11}}|^2)(1 - |\overline{S_{22,AUT}}|^2)} \quad (VI.5)$$

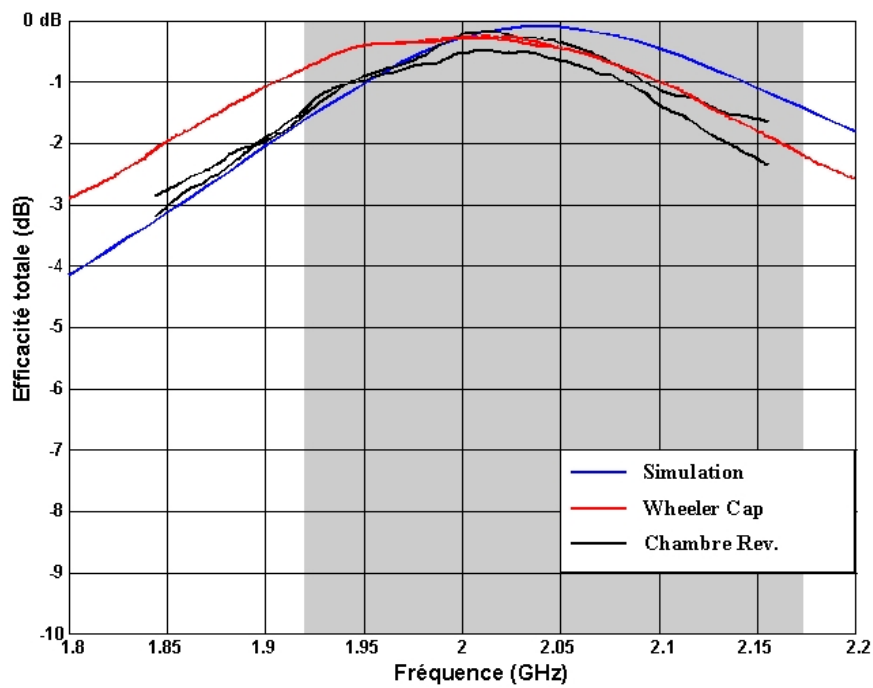
$\overline{S_{21}}$ est la racine carrée de la puissance moyenne transmise entre les deux antennes, $\overline{S_{11}}$ est le coefficient de réflexion en espace libre du monopole (antenne émettrice), et $\overline{S_{22}}$ est le coefficient de réflexion de l'antenne de référence (ou de l'antenne à mesurer). Le $\overline{\quad}$ représente la moyenne pour différentes positions des palettes mécaniques, de la plate-forme, et du type de polarisations (3 monopoles que nous commutons à chaque fois qu'ils sont utilisés). L'efficacité totale de chacun des éléments du système est alors donnée par l'équation VI.6.

$$\eta_{tot} = \left(1 - |\overline{S_{22,AUT}}|^2\right) \frac{P_{AUT}}{P_{ref}} \quad (VI.6)$$

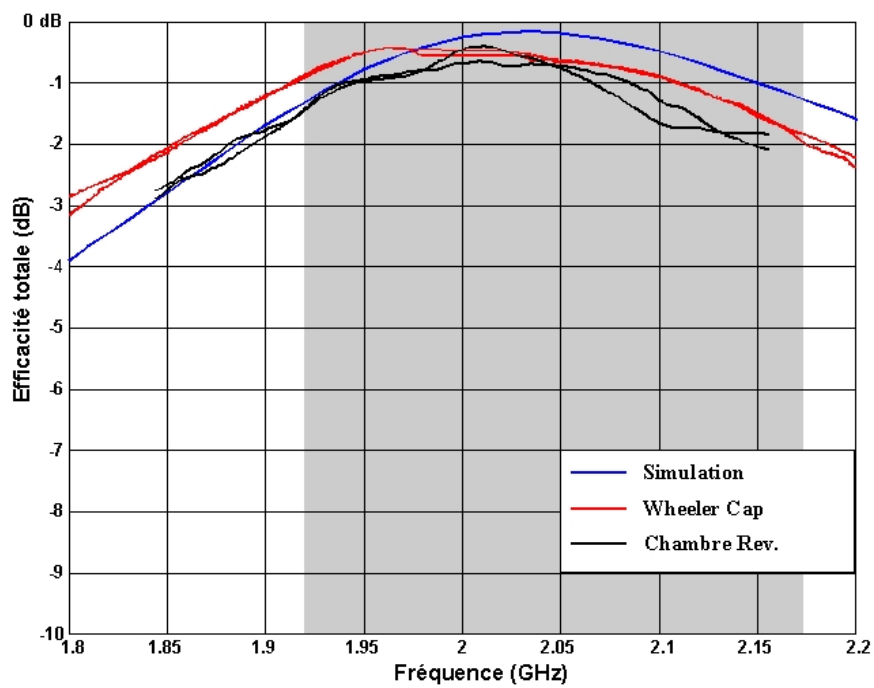
La Figure VI.5 présente les efficacités totales en dB de tous les systèmes d'antennes (système de référence (a), système avec la ligne de neutralisation entre les languettes d'alimentation (b neutralisé 1) et avec la ligne entre les languettes de court-circuit (c neutralisé 2)). Les efficacités totales mesurées dans la chambre réverbérante sont comparées avec celles mesurées par la méthode

de “Wheeler Cap” mais aussi celles obtenues en simulation (toutes deux présentées au chapitre V). Il est à noter que les efficacités totales mesurées de chaque élément sont présentées parce que les prototypes fabriqués ne sont pas parfaitement symétriques. Nous pouvons voir que toutes ces courbes sont en bon accord, en particulier pour les valeurs maximales. Le petit décalage en fréquence observé avec la mesure par la méthode “Wheeler Cap” sur le prototype de référence est dû au fait que l'antenne a été mécaniquement modifiée lors de son transport, et cela s'est répercuté sur le coefficient de réflexion et donc sur l'efficacité totale. L'amélioration apportée par la technique de neutralisation est parfaitement visible : l'efficacité totale maximale des systèmes optimisés est de l'ordre de -0,25 dB pour le système avec la ligne entre les alimentations et -0,4 quand la ligne est connectée entre les languettes de court-circuit alors qu'elle est de -0,75 dB pour le système de référence. Nous voyons bien ici que l'augmentation de l'isolation entre les éléments du système entraîne une augmentation de l'efficacité totale.





(b)



(c)

Fig. VI.5 : Comparaison des efficacités totales du système de référence (a), du système neutralisé 1 (b) et du système neutralisé 2 (c)

Pour mesurer le gain en diversité de nos systèmes, la procédure suivante a été suivie : les

monopoles de la chambre réverbérante sont connectés sur le port 1 de l'analyseur de réseau et commandés par un commutateur qui sélectionne à chaque fois un monopole. L'élément 1 du système a été connecté au port 2 de l'analyseur de réseau tandis l'élément 2 est chargé par 50Ω . Nous mesurons le coefficient de transmission entre chacun des 3 monopoles et l'élément 1 du système d'antennes. Nous avons choisi 100 positions de la plate-forme mécanique, 2 positions des palettes mécaniques et 3 polarisations (3 monopoles). Nous obtenons $n = N_{FR} \times 100 \times 2 \times 3$ mesures, avec N_{FR} le nombre de fréquences, le tout normalisé par la puissance moyenne transmise, obtenue avec le dipôle de référence [ROS 03, KIL 02] (Eq. VI.7) pour éviter le phénomène de déséquilibre de polarisation [KIL 01] qui vient du fait que les niveaux moyens de puissance obtenus pour chacun des monopoles sont légèrement différents. Ici, les antennes sont mesurées entre 1800 MHz et 2200 MHz avec un pas de 2 MHz ($N_{FR} = 201$), soit $n=120600$ mesures. Il faut noter que si nous voulons estimer les performances pour une seule fréquence, nous devons faire le traitement dans une bande plus étroite, ce qui réduit la taille de la matrice H et augmente l'incertitude car il y a moins d'échantillons de mesures dans une faible bande.

$$S_{12,norm} = \frac{S_{12,AUT}}{\frac{1}{n} \sum_n \sqrt{|S_{12,ref}|^2}} \quad (VI.7)$$

Nous répétons la même procédure pour l'antenne 2 avec le même nombre de fréquences, le même nombre de positions des palettes mécaniques, le même nombre de positions de la plate-forme mécanique et le même nombre de polarisations ; le tout étant normalisé.. Ainsi nous pouvons construire une matrice H_{norm} de dimensions $2 \times n$ qui possède la structure donnée par l'équation VI.8.

$$H_{norm} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdot & \cdot & \cdot h_{1n} \\ h_{21} & h_{22} & \cdot & \cdot & \cdot h_{2n} \end{bmatrix} \quad (VI.8)$$

avec h_{in} le coefficient de transmission normalisé de l'antenne $n^{\circ}i$ obtenu à la $n^{ième}$ mesure.

A partir de cette matrice H_{norm} , nous pouvons déterminer l'enveloppe de corrélation mesurée qui joue un rôle essentiel dans le cas de la diversité car elle est utilisée pour évaluer l'indépendance des signaux. Pour estimer l'enveloppe de corrélation entre les éléments 1 et 2 du système à partir de la matrice H mesurée dans la chambre réverbérante, nous commençons d'abord par estimer le

coefficient de corrélation [VAU 03] défini par l'équation VI.9.

$$\rho_{21} = \frac{C_{21}}{\sigma_1 \sigma_2} \quad (\text{VI.9})$$

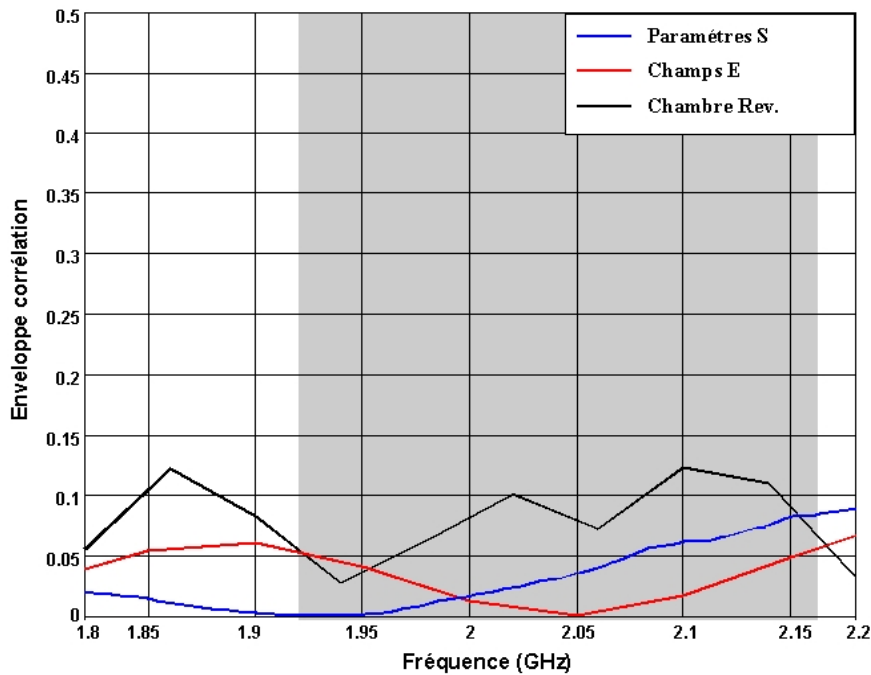
avec C_{21} qui représente la covariance des antennes 1 et 2 et est défini par l'équation VI.10.

$$C_{21} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (h_{1i} - \bar{h}_1)(h_{2i} - \bar{h}_2) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n h_{1i} h_{2i} - \bar{h}_1 \bar{h}_2 \quad (\text{VI.10})$$

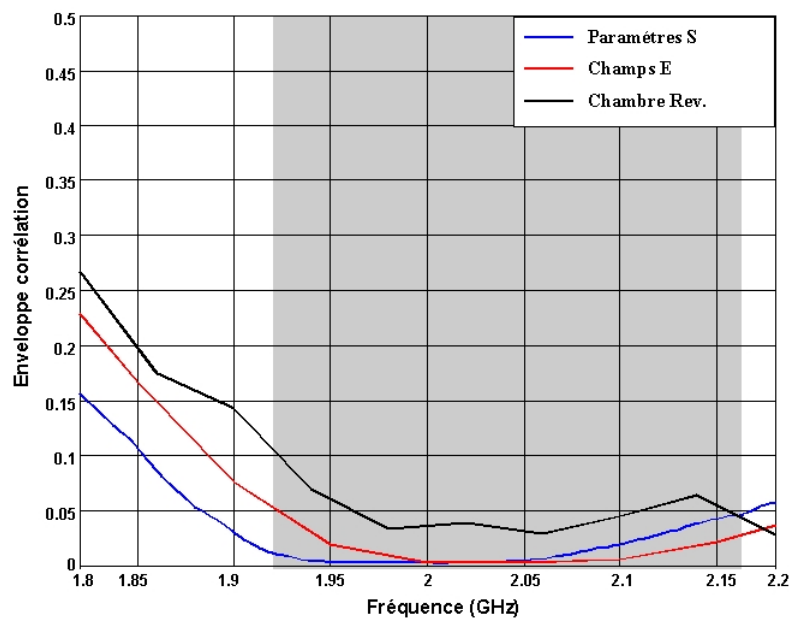
\bar{h}_1 et \bar{h}_2 désignent les moyennes des coefficients de transmission des deux antennes, σ_1 et σ_2 représentent les écarts types des deux antennes avec $\sigma_1^2 = C11 = h_{1i}^2 - \bar{h}_1^2$ et $\sigma_2^2 = C22 = h_{2i}^2 - \bar{h}_2^2$ et n représente le nombre de mesures. L'enveloppe de corrélation sera alors (Eq. VI.11) :

$$\rho_e = |\rho_{21}|^2 \quad (\text{VI.11})$$

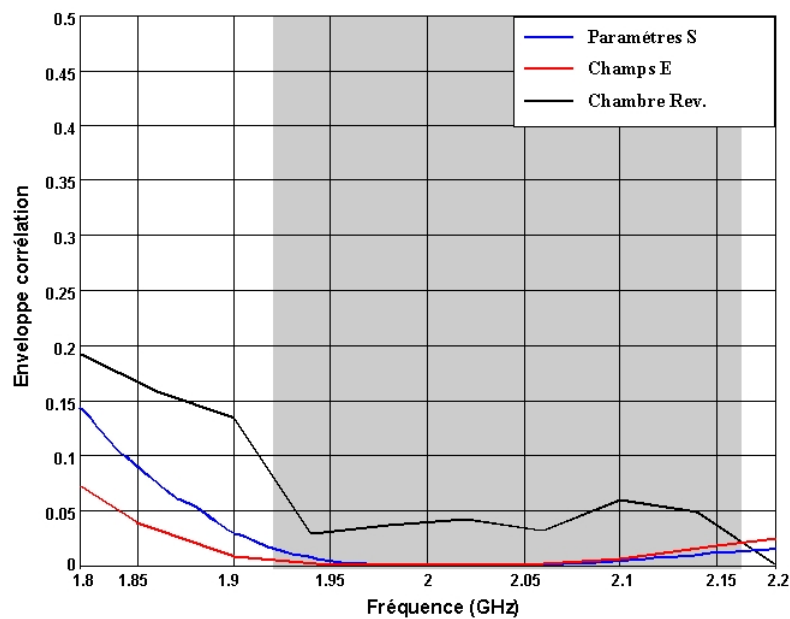
Les enveloppes de corrélation des trois systèmes mesurés sont présentées sur la Figure VI.6 et comparées avec celles calculées avec les paramètres S_{ij} et les diagrammes de rayonnement.



(a)



(b)



(c)

Fig. VI.6 : Comparaison des enveloppes de corrélation du système de référence (a), du système neutralisé 1 (b) et du système neutralisé 2 (c)

Nous retrouvons les enveloppes de corrélation des trois systèmes calculées avec les diagrammes de rayonnement dans le tableau VI.6 à la fréquence de 2,03 GHz. Ces enveloppes de corrélation sont égales à 0,15 pour le système de référence, et 0,002 pour les deux systèmes neutralisés. Nous remarquons même que toutes ces enveloppes de corrélation calculées avec les différentes méthodes sont faibles et en-dessous de 0,15 dans la bande UMTS et même inférieures à 0,05 avec les

systèmes neutralisés.

Dans le but de calculer le gain de diversité, nous combinons les mesures de toutes les puissances des deux antennes composant le système par la méthode de la combinaison par sélection (SC) [SCH 66]. Pour cela, nous sélectionnons durant les n mesures, l'antenne qui a reçu le plus de puissance. La matrice de puissance peut être estimée par l'équation VI.12 :

$$|H_{norm}|^2 = \frac{|H|^2}{\frac{1}{n} \sum_n \sqrt{|H_{ref}|^2}} \quad (\text{VI.12})$$

Le gain de diversité sera alors estimé en traçant la courbe de la fonction de répartition (CDF) de chacune des antennes et du signal combiné (Fig. VI.7). Cette fonction traduit la probabilité d'avoir la puissance (ou le SNR) inférieur à un certain seuil lors des n mesures. Les mesures du gain de diversité ont été effectuées entre 2000 MHz et 2010 MHz. Etant donné le nombre d'échantillons insuffisants choisis pour faire les mesures (10 fréquences soit 6000 mesures), ces courbes ne sont pas assez lisses plus particulièrement pour des faibles niveaux de puissances qui n'apparaissent que pour de très faibles parties du temps d'évaluation. Elles ont ensuite été lissées à l'aide du logiciel Matlab (Fig. VI.8a). Le gain en diversité (DG) en dB est alors donné par la différence entre le signal combiné (SC) et le meilleur signal reçu par une des antennes du système (Eq. VI.13).

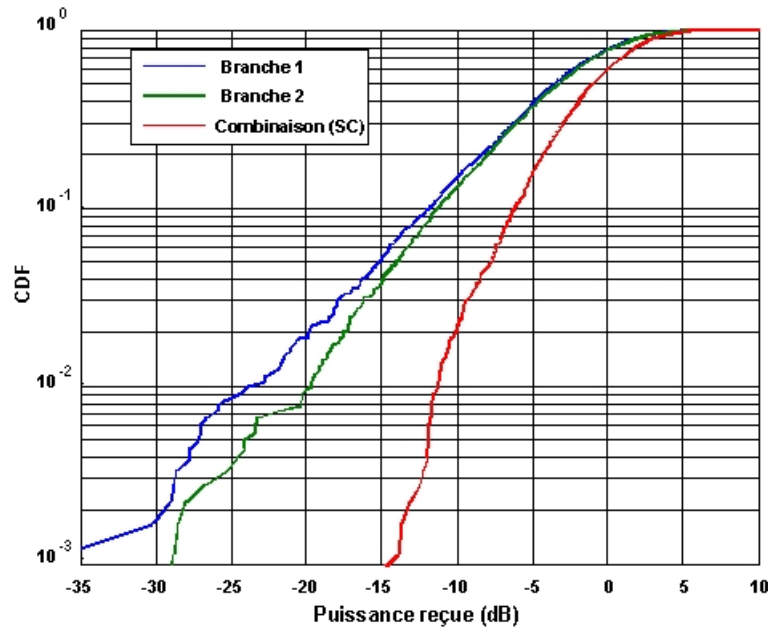


Fig. VI.7 : Courbes de CDF mesurées de la puissance reçue du système de référence à 2 antennes mesurées dans la chambre réverbérante à 2 GHz.

$$DG = \left[\frac{\gamma_c}{\Gamma_c} - \frac{\gamma_1}{\Gamma_1} \right]_{P(\gamma_c < \gamma_s/\Gamma)} \quad (\text{VI.13})$$

γ_c et Γ_c sont respectivement les SNR instantanés et moyens du signal combiné, γ_s/Γ le seuil, et Γ_1 la valeur moyenne de γ_1 de la meilleure branche.

Sur la Figure VI.8 sont présentées les courbes de CDF de chacune des antennes et du signal combiné du système de référence (a), et des deux systèmes optimisés (b). Le gain de diversité est calculé pour une probabilité de 1%. Mais pour avoir le gain de diversité réel appelé gain de diversité du système (DSG), il faut prendre en compte l'efficacité totale de la meilleure antenne. Le DSG sera alors donné par l'équation VI.14.

$$DSG = DG \cdot \eta_{tot} \quad (\text{VI.14})$$

Les valeurs de gain en diversité (DG), des 3 systèmes ainsi que celles de gain en diversité (DSG) sont présentées dans le tableau VI.2.

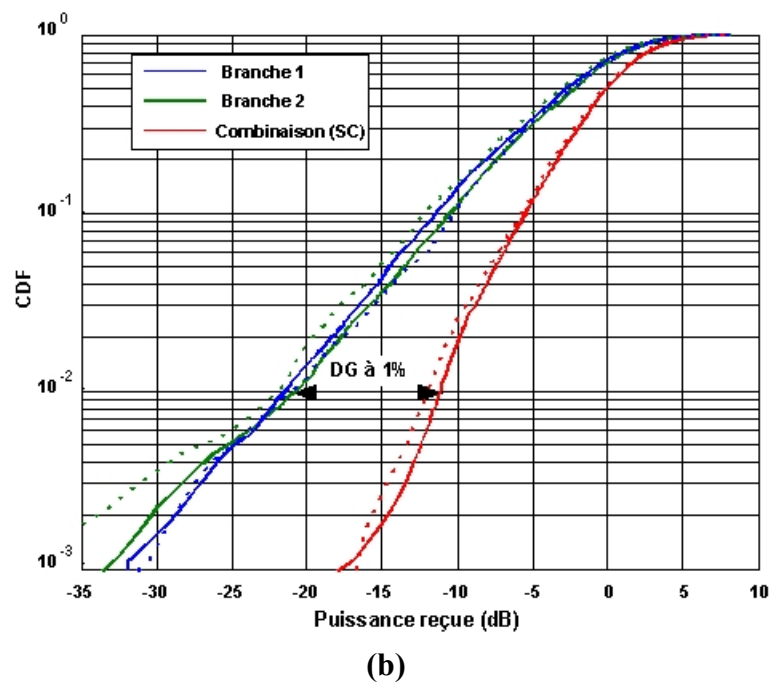
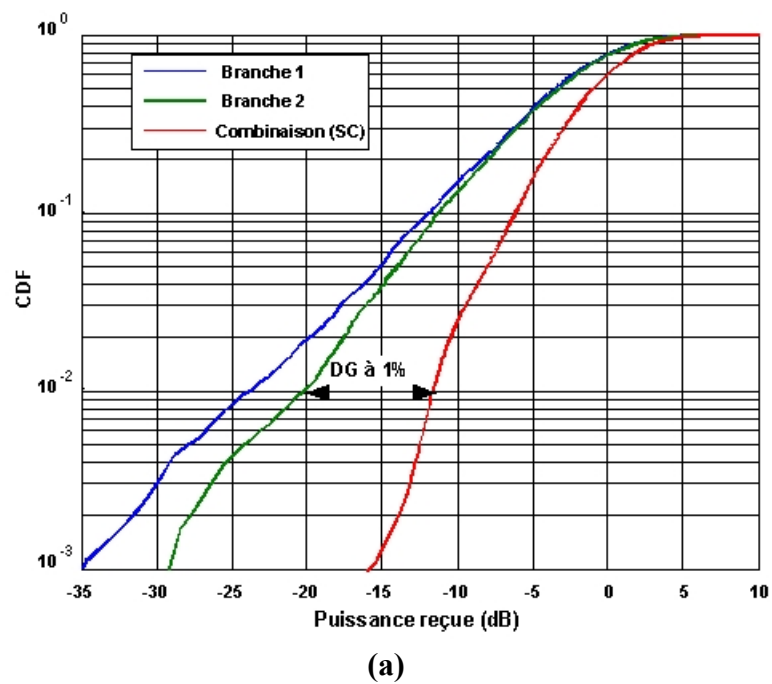


Fig. VI.8 : Courbes de CDF lissées de la puissance reçue du système de référence (a), du système neutralisé n° 1 (traits pleins) et du système neutralisé n°2 (en pointillés) mesurées dans la chambre réverbérante à 2 GHz (b)

Les valeurs de DG et de DSG mesurées du tableau VI.2 sont comparées avec celles du tableau VI.1 calculés dans le cas uniforme, et les efficacités totales comparées avec celles obtenues

en simulation sous IE3D. Nous remarquons que les valeurs obtenues avec les diagrammes de rayonnement simulés dans un environnement uniforme (en grise) sont supérieures à celles mesurées dans la chambre réverbérante qui reproduit un environnement multi-trajet uniforme. Cette différence peut s'expliquer par l'influence des câbles utilisés en mesure, mais aussi au fait que les mesures ont été effectuées sur une bande de 10 MHz alors que la simulation a été faite à la fréquence de résonance. Néanmoins, les valeurs obtenues avec les systèmes neutralisés sont toujours supérieures à celles du système de référence. Le DG pour le système avec la ligne entre les languettes d'alimentation est supérieur de 1,2 dB par rapport au gain de diversité de la structure de référence. Cette amélioration passe à 1,7 dB pour le DSG. Pour le système neutralisé avec la ligne placée entre les languettes de court-circuit, cette amélioration est de 0,65 sur le DG et passe à 1 dB pour le DSG. Ces mesures confirment du point de vue performances en diversité, le bénéfice de l'insertion de la ligne de neutralisation pour les systèmes à 2 antennes.

Système	DG à 1%	η_{tot} meilleure branche	DSG à 1%
Système de référence	8,55 dB 10,18 dB	-0,75 dB -1 dB	7,8 dB 9,18 dB
Ligne entre les alimentations	9,75 dB 10,2 dB	-0,25 dB -0,1 dB	9,5 dB 10,1 dB
Ligne entre les courts-circuits	9,2 dB 10,2 dB	-0,4 dB -0,15 dB	8,8 dB 10,06 dB

Tab. VI.2: Performances en diversité des systèmes à 2 antennes mesurées dans une chambre réverbérante à 2 GHz

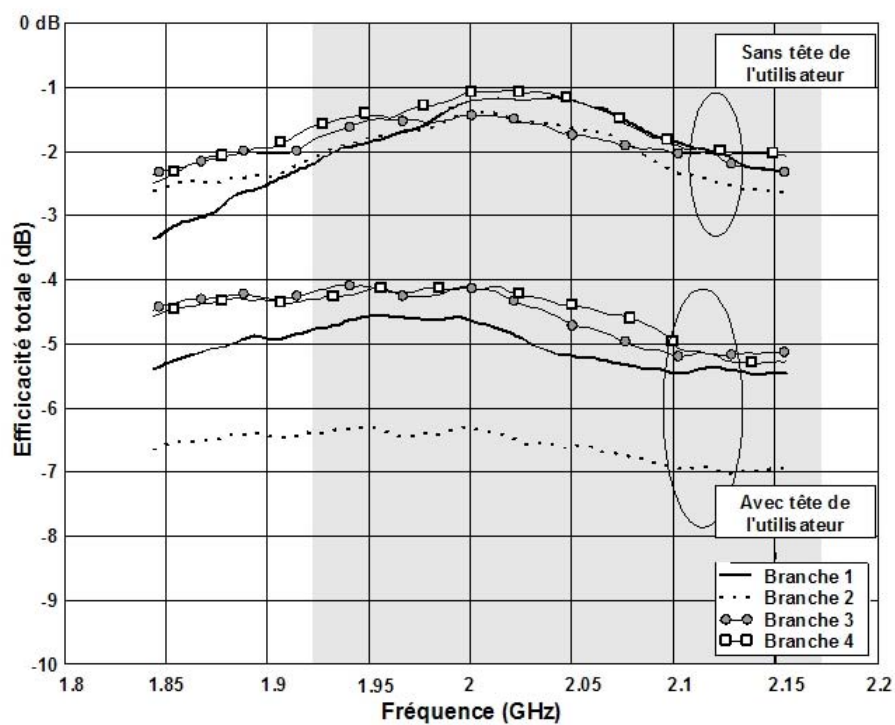
2.2 Performances des systèmes à quatre antennes

Nous avons vu au chapitre II, qu'en augmentant le nombre d'antennes à la réception, nous arrivons à améliorer le gain de diversité au maximum jusqu'à 15,7 dB (Fig. II.8). Les performances en diversité des 3 systèmes (une structure de référence et les deux structures neutralisées) à 4 antennes ont été aussi mesurées dans la chambre réverbérante. De plus, nous avons mesuré ces antennes avec et sans la présence d'une tête de fantôme homogène [KIL 02] (Fig. VI.9) qui est censée représenter un utilisateur potentiel. Le but est de constater, la dégradation entraînée par l'utilisateur sur les performances des systèmes, et ainsi de savoir si notre technique de neutralisation restera toujours performante par rapport à un système non neutralisé. L'amélioration apportée par la ligne de neutralisation est donc plus visible en mesure. Elle est de

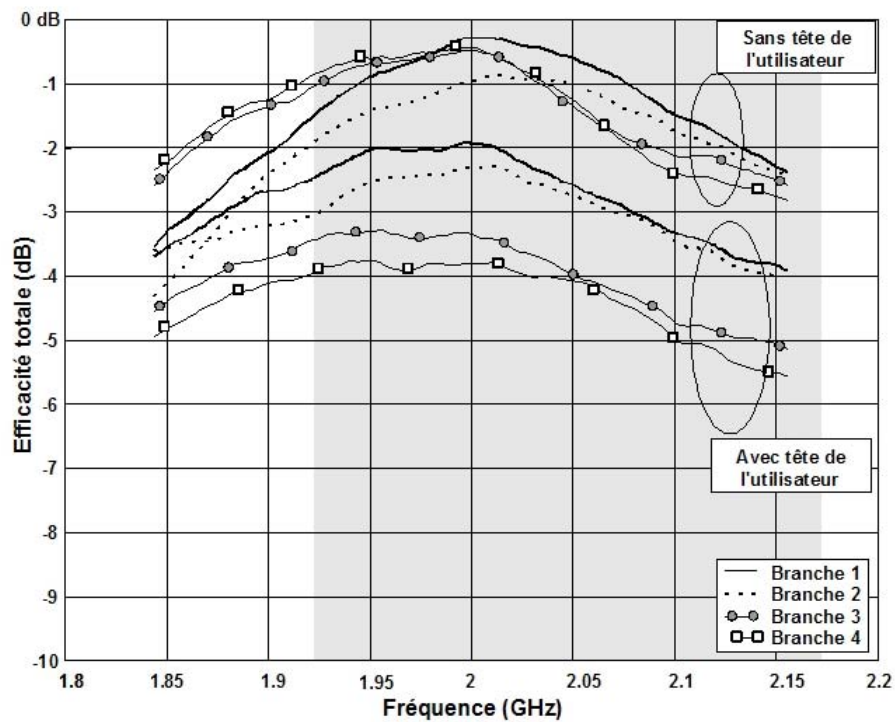


Fig. VI.9 : Photo de la mesure d'un système multi-antennes en présence de la tête de fantôme dans la chambre réverbérante

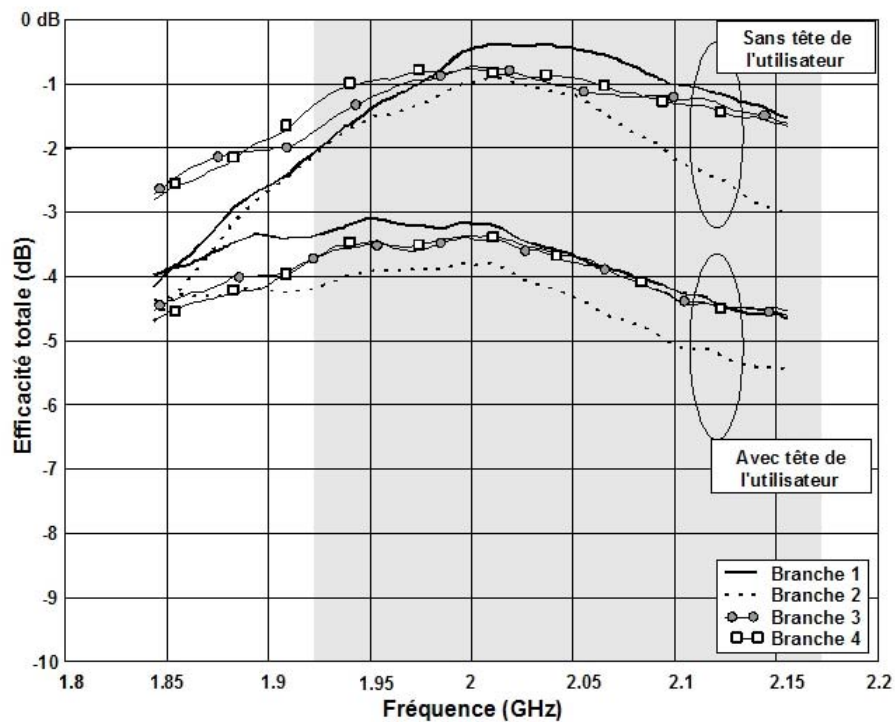
Les efficacités totales de ces trois systèmes ont été mesurées avec et sans la présence de la tête de fantôme (Fig. VI.10).



(a)



(b)



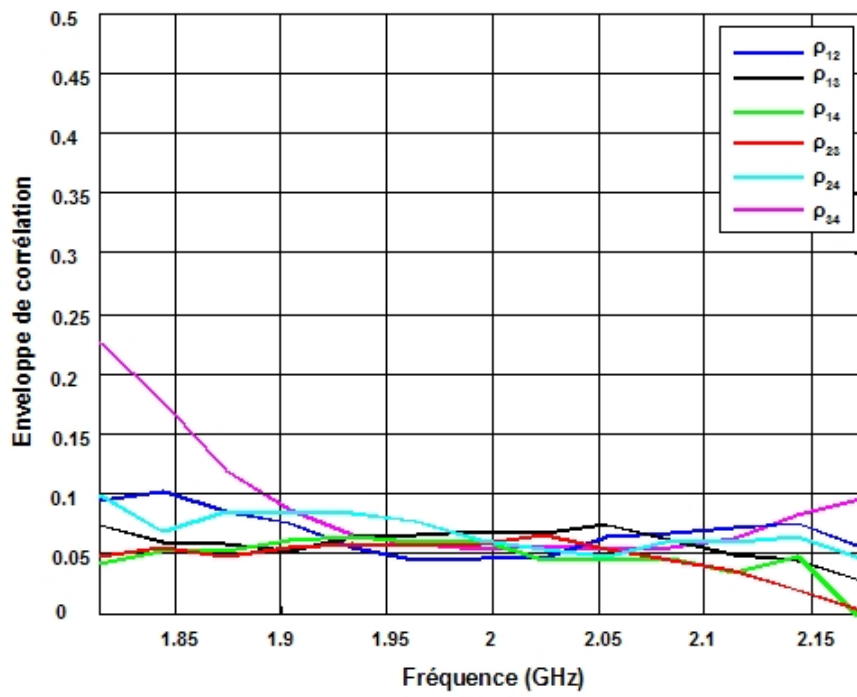
(c)

Fig. VI.10 : Efficacités totales du système de référence à 4 antennes (a), du système neutralisé 1 (b), et du système neutralisé 2 (c) mesurées dans la chambre réverbérante avec et sans la tête de fantôme à 2 GHz.

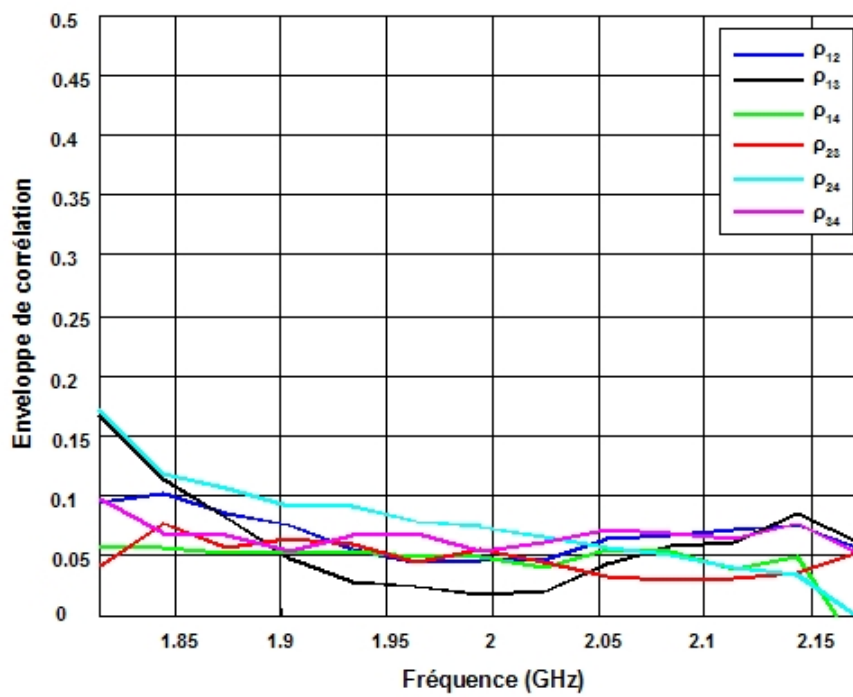
Sur cette Figure VI.10 sont présentées les courbes d'efficacités totales de la structure de référence (a), de la structure 1 (b) et de la structure 2 (c). Pour la structure de référence, nous voyons que les efficacités totales de toutes les branches sont respectivement en-dessous de -4 dB avec la tête de fantôme et -1 dB sans la tête de fantôme. Une branche semble être beaucoup plus perturbée (efficacité totale < 6 dB) probablement par sa position relative par rapport à la tête de fantôme. Les efficacités totales des deux structures neutralisées, avec et sans la tête de fantôme sont toujours meilleures que celles de la structure initiale. Les différences d'efficacités entre les branches d'un même système sont plus importantes avec la présence de la tête de l'utilisateur car il y a toujours des antennes plus perturbées que d'autres. Les valeurs maximales de ces efficacités totales pour chaque meilleure branche du système avec et sans la présence de la tête de fantôme sont regroupées dans le tableau VI.3. Pour le système de référence, le niveau maximal de l'efficacité totale de la meilleure branche est -1,1 dB sans la tête de fantôme, et -4,1 avec la présence du fantôme soit une atténuation de 3 dB. Avec la technique de neutralisation, ces efficacités totales passe pour le système 1 à -0,3 dB sans la tête de fantôme et -1,9 dB avec le fantôme soit une atténuation de -1,6 dB ce qui est largement plus basse que l'atténuation sur le système de référence. Nous voyons bien que l'efficacité totale est toujours meilleure avec le système neutralisé mesuré avec et sans la tête de fantôme. Les efficacités totales du système neutralisé 2 mesuré avec et sans la tête de fantôme sont respectivement -0,4 dB et -3,1 dB ce qui est supérieur aux efficacités totales du système de référence.

Les enveloppes de corrélation de ces systèmes ont été aussi évaluées dans la chambre réverbérante (ici nous ne présentons que les mesures sans la présence de la tête de l'utilisateur). Ces calculs ont été effectués comme dans le cas des systèmes à 2 antennes, mais ici la matrice H est de dimensions $4 \times n$. Les enveloppes de corrélation entre les différents éléments d'un même système sont présentées sur la Figure VI.11. Sur cette figure, nous voyons que les enveloppes de corrélation des 3 systèmes sont toutes inférieures à 0,1 dans la bande UMTS. Ceci confirme notre observation sur le fait que même avec une faible isolation, il est possible d'obtenir une faible corrélation.

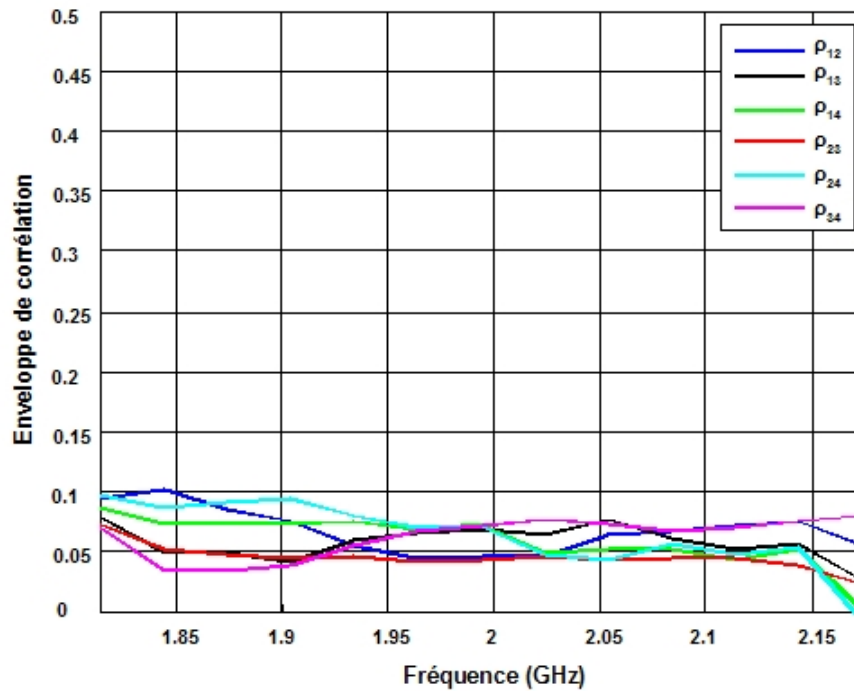
CHAPITRE VI : Evaluation des performances en diversité et MIMO des systèmes multi-antennes dans des environnements réalistes



(a)



(b)

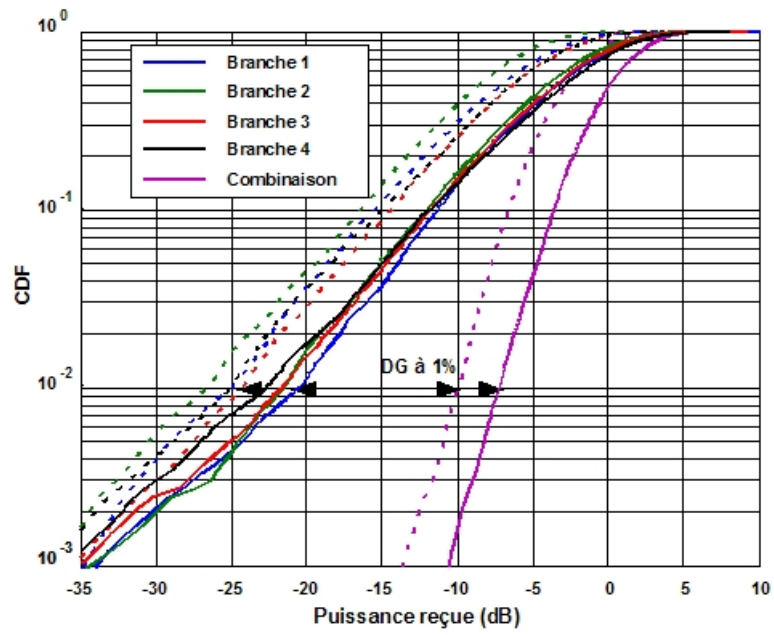


(c)

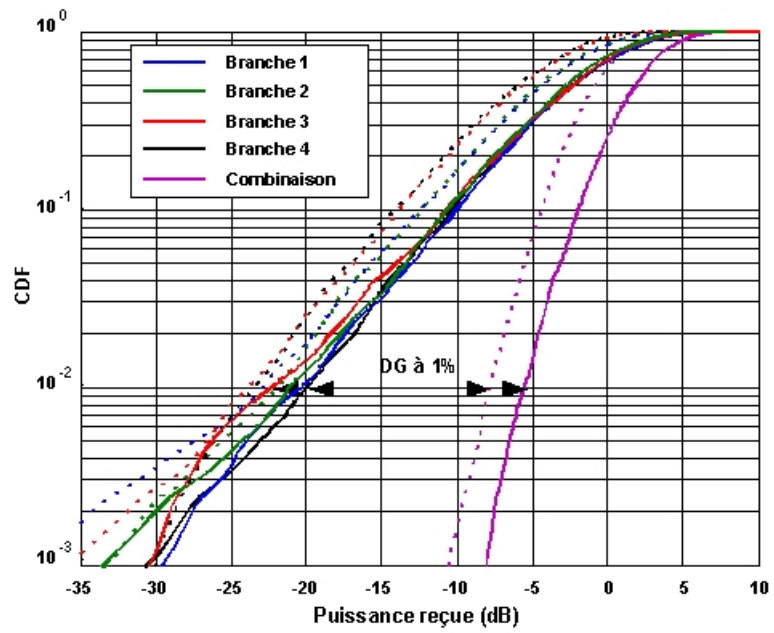
Fig. VI.11 : Enveloppes de corrélation du système de référence à 4 antennes (a), du système neutralisé 1 (b), et du système neutralisé 2 (c) mesurées dans la chambre réverbérante sans la tête de fantôme à 2 GHz

Connaissant les efficacités totales de ces systèmes, nous pouvons estimer leurs DSG. Les gains de diversité en présence ou non de la tête de l'utilisateur ont été calculés en traçant les courbes de la fonction de répartition de chacune des 4 antennes du système, mais aussi en traçant celle du signal obtenu en combinant les puissances reçues par les 4 antennes, par la méthode de combinaison par sélection (SC). Le gain de diversité a été calculé dans la bande 2000 MHz-2010 MHz à une probabilité de 1%. Les courbes de CDF des structures sont présentées sur la Figure VI.12, et toutes les valeurs de gain de diversité (DG) et de gain de diversité du système (DSG) sont présentées dans le tableau VI.3.

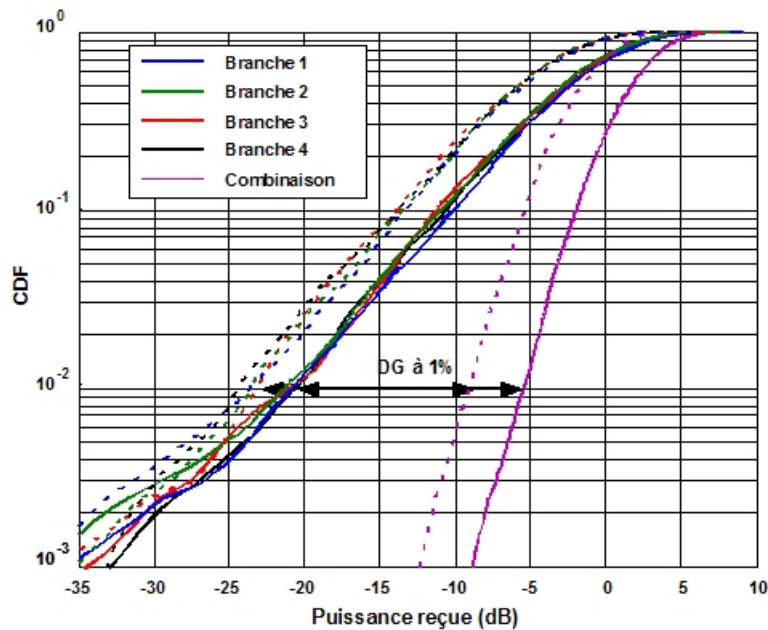
CHAPITRE VI : Evaluation des performances en diversité et MIMO des systèmes multi-antennes dans des environnements réalistes



(a)



(b)



C

Fig. VI.12 : Courbes CDF lissées de la puissance reçue du système de référence à 4 antennes (a), du système neutralisé 1 (b), et du système neutralisé 2 (c) mesurées dans la chambre réverbérante avec (pointillés) et sans la tête de fantôme (ligne continue) à 2 GHz

Première constatation : la présence de la tête de l'utilisateur entraîne peu ou pas du tout de détérioration du gain de diversité. Le fait que les antennes soient moins efficaces avec la présence de la tête de l'utilisateur, entraîne seulement une baisse de la puissance reçue par chaque antenne, mais l'amélioration apportée par l'utilisation de plusieurs antennes reste constante. Par exemple nous voyons que pour la structure de référence, pour une probabilité de 1%, la puissance reçue est de -24 dB avec la présence de la tête de l'utilisateur, alors qu'elle est de -21 dB sans la tête de l'utilisateur pour la meilleure branche. Mais lorsque les signaux sont combinés, les puissances combinées reçues avec et sans la tête de l'utilisateur sont respectivement de -10 dB et d'environ -7 dB ; ce qui fait que le gain de diversité est de l'ordre 14 dB dans les deux cas. Mais néanmoins, il y a une détérioration très importante de l'efficacité totale. C'est pourquoi le paramètre le plus significatif reste le gain de diversité du système (DSG) qui prend en compte le gain de diversité mais aussi l'efficacité totale des antennes composant le système. Ce gain en diversité du système (DSG) est en fait, la différence de niveau entre la courbe CDF normalisée du signal combiné d'un système et celle de CDF d'une branche idéale tracée avec la formule de Rayleigh (Eq. II.40) .

Dans tous les cas, nous constatons que les systèmes neutralisés (Fig. VI.13) ont un meilleur DSG que le système non neutralisé. Vue la faible variation du gain de diversité (DG) des systèmes

en présence ou non de la tête de l'utilisateur, nous pouvons dire que celle-ci n'influe pas sur l'enveloppe de corrélation qui reste toujours faible, mais joue uniquement sur l'efficacité des antennes, d'où une réduction du gain de diversité du système (DSG). Nous constatons aussi que les valeurs de DSG obtenues avec la présence de la tête de fantôme sont toujours intéressantes ; c'est pourquoi, il serait intéressant par la suite d'effectuer une évaluation avec en plus la main de l'utilisateur.

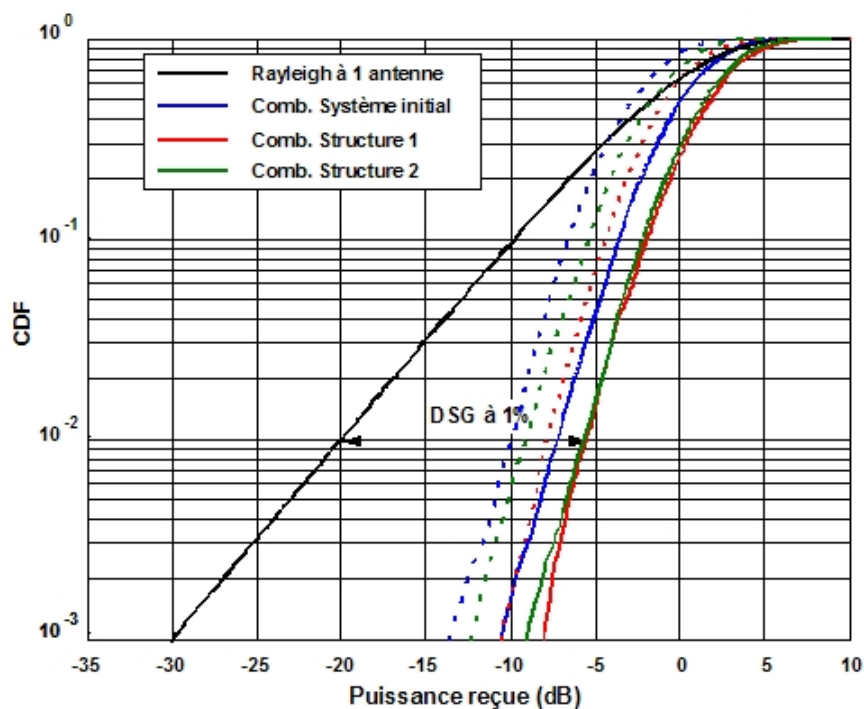


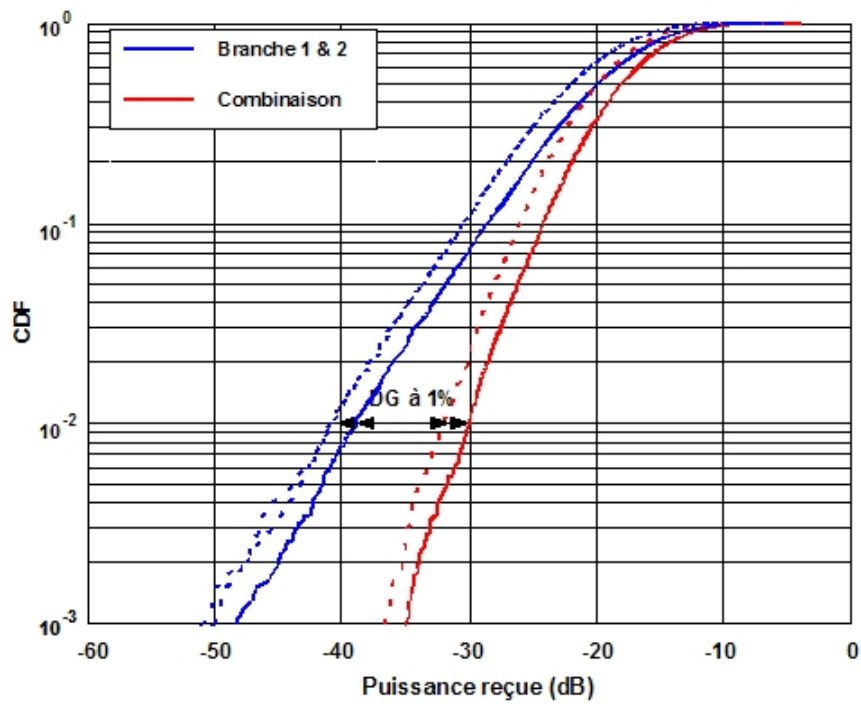
Fig. VI.13 : Estimation DSG à partir des courbes de la fonction de répartition de la puissance reçue

Prototypes	Tête de l'utilisateur	η_{tot} meilleure branche	DG	DSG
Initial	Sans	-1,1 dB	13,97 dB	12,87 dB
	Avec	-4,1 dB	14,02 dB	9,92 dB
N°1	Sans	-0,3 dB	14,36 dB	14,06 dB
	Avec	-1,9 dB	14,21 dB	12,31 dB
N°2	Sans	-0,4 dB	14,4 dB	14 dB
	Avec	-3,1 dB	14,08 dB	10,98 dB

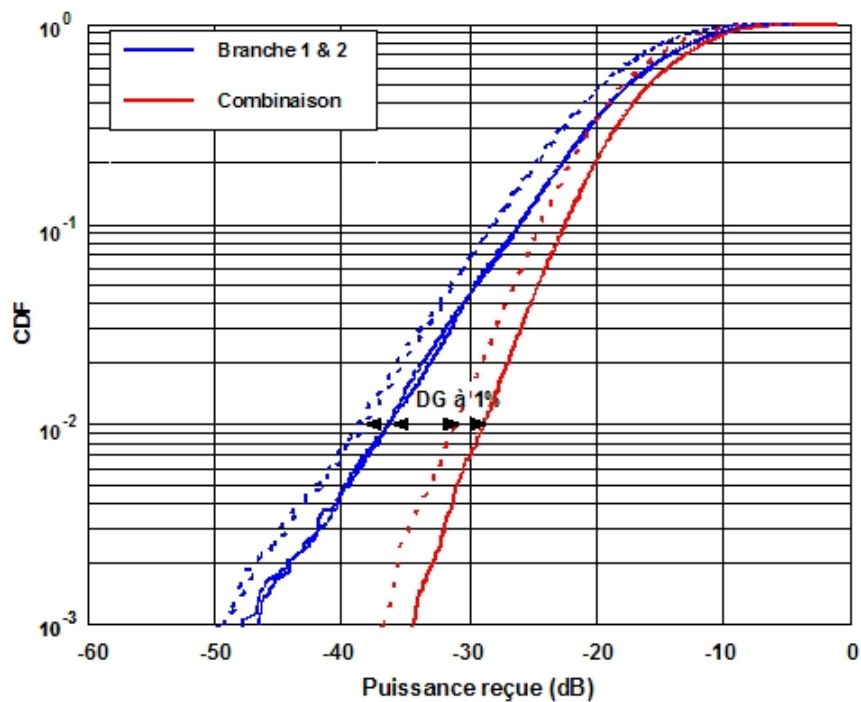
Tab. VI.3: Performances en diversité des systèmes à 4 antennes mesurées dans une chambre réverbérante à la fréquence de 2 GHz

3. Evaluation des performances en diversité dans des environnements “indoor” et “outdoor” avec l'outil MEBAT

Les performances en diversité des systèmes d'antennes ont été évaluées avec l'outil MEBAT dans des environnements réels “indoor” (Fig. VI.4a) et “outdoor” (Fig. VI.4b) à la fréquence de 2,03 GHz. Sur la Figure VI.14 sont présentées les courbes de la fonction de répartition du système de référence à 2 antennes et du système neutralisé avec la ligne placée entre les languettes d'alimentation, en “indoor” (Fig. VI.13a) et en “outdoor” (Fig. VI.13b). Nous voyons que la puissance reçue par le système neutralisé est à chaque fois supérieure à celle reçue par le système de référence grâce à sa meilleure efficacité. Les gains de diversité (DG) à 1% de ces systèmes ont aussi été évalués à partir de ces courbes et les résultats sont regroupés dans le tableau VI.4. Dans chaque environnement, les DG sont du même ordre de grandeur : 8,63 dB et 8,87 dB respectivement pour le système de référence et le système optimisé en “indoor” ; et 7,25 dB et 7,44 dB en “outdoor” alors qu'ils étaient de 8,55 dB et 9,75 dB dans la chambre réverbérante. Nous voyons par contre que le DG est toujours plus important dans l'environnement “indoor”. Cette différence est due au fait que le gain en diversité est toujours meilleur dans un environnement où les réflexions sont plus importantes surtout avec notre système où les antennes sont très faiblement espacées. Nous rappelons que le DG théorique obtenu par la méthode de combinaison par sélection (SC) est de 10,2 dB. Si nous prenons en compte les efficacités totales des antennes, le DSG du système neutralisé est supérieur d'au moins 1,4 dB à celui du système de référence dans les deux environnements.



(a)



(b)

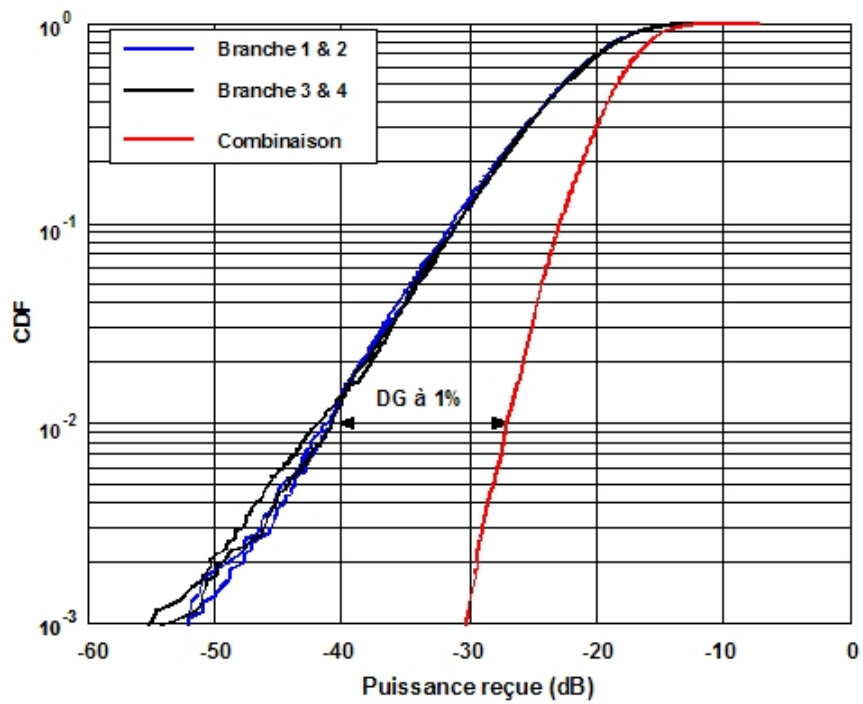
Fig. VI.14 : Courbes de CDF de la puissance reçue estimées avec MEBAT à 2,03 GHz en “indoor” (a) et en “outdoor” (b) du système de référence à 2 antennes (pointillés) et du système neutralisé avec la ligne placée entre les languettes d'alimentation (ligne continue)

Prototype	η_{tot} meilleure branche	Indoor		Outdoor	
		DG à 1%	DSG à 1%	DG à 1%	DSG à 1%
Système de référence à 2 antennes	-1 dB	8,63 dB	7,63 dB	7,25 dB	6,25 dB
Système neutralisé à 2 antennes	-0,1 dB	8,87 dB	8,77 dB	7,44 dB	7,34 dB
Système de référence à 4 antennes	-1,4 dB	13,9 dB	12,5 dB	13,75 dB	12,35 dB
Système neutralisé 1 à 4 antennes	-0,22 dB	14,63 dB	14,41 dB	13,96 dB	13,74 dB
Système neutralisé 2 à 4 antennes	-0,3 dB	14,65 dB	14,35 dB	14 dB	13,7 dB

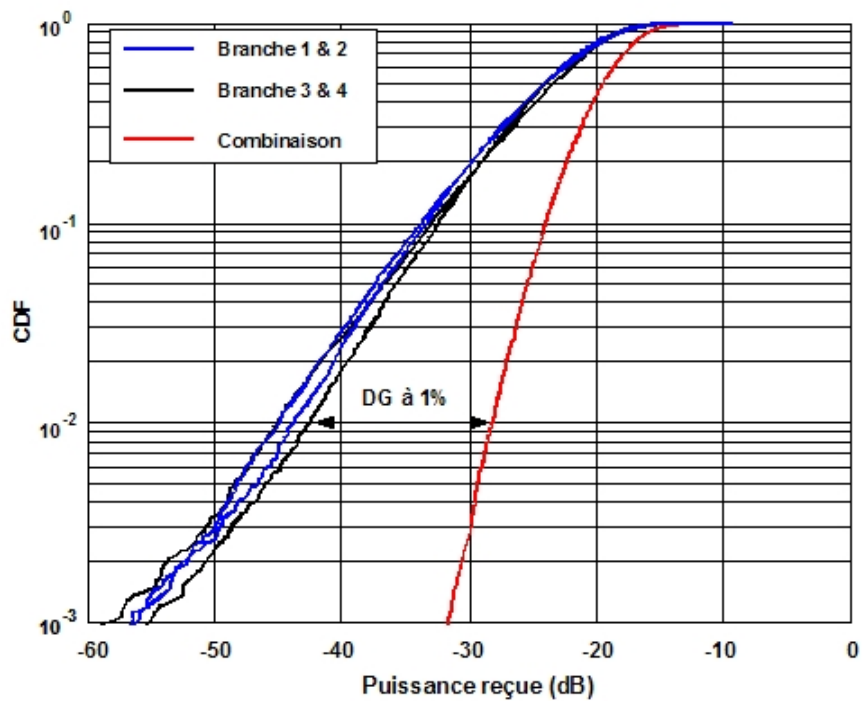
Tab. VI.4: Performances en diversité des systèmes multi-antennes mesurées avec l'outil MEBAT à 2,03 GHz

Les DG des systèmes à 4 antennes ont aussi été calculés. Les courbes de CDF des 3 systèmes à 4 antennes sont présentées sur les Figures VI.15 pour le système de référence, VI.16 pour le système neutralisé 1 et VI.17 pour le système neutralisé 2 dans les environnements “indoor” (a) et “outdoor” (b). Les gains de diversité (DG) à 1% et les DSG de ces systèmes sont regroupés aussi dans le tableau VI.4.

Alors que les gains de diversité mesurés dans la chambre réverbérante étaient 13,97 dB pour le système de référence, 14,36 dB pour le système neutralisé 1 et 14,4 dB pour le système neutralisé 2, nous retrouvons presque ces valeurs dans l'environnement “indoor” avec respectivement 13,9 dB, 14,63 dB et 14,65 dB. Par contre, elles sont un peu plus faibles en “outdoor” avec respectivement 13,75 dB pour le système de référence, 13,96 dB pour le système neutralisé 1 et 14 dB pour le système neutralisé 2. Dans tous les cas, nous voyons que ces valeurs sont du même ordre de grandeur. Pour les DSG, dans tous les environnements nous constatons une amélioration de l'ordre de 1,9 dB en “indoor” et 1,4 dB en “outdoor” avec les systèmes neutralisés par rapport au système de référence.

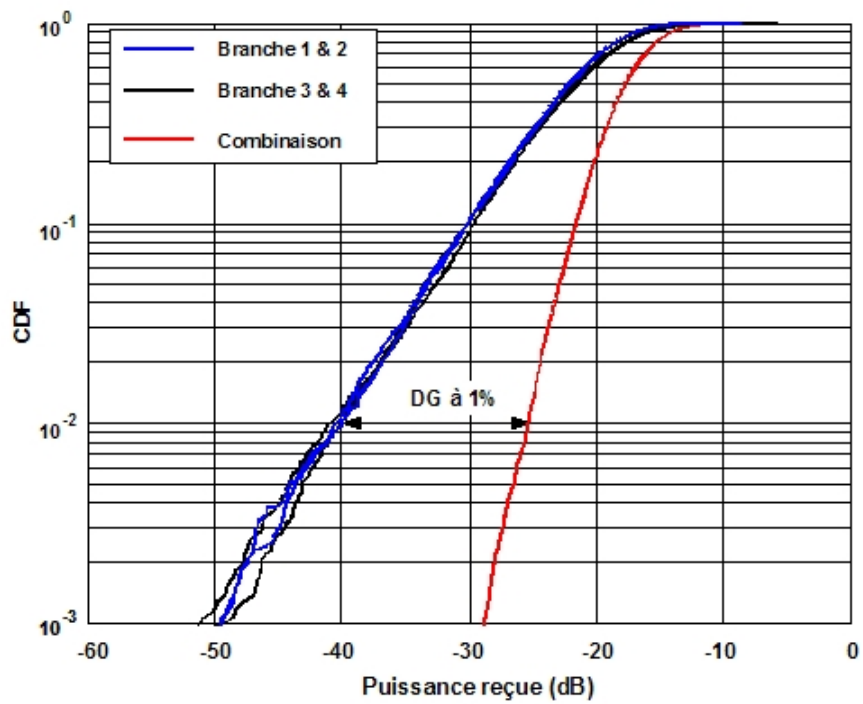


(a)

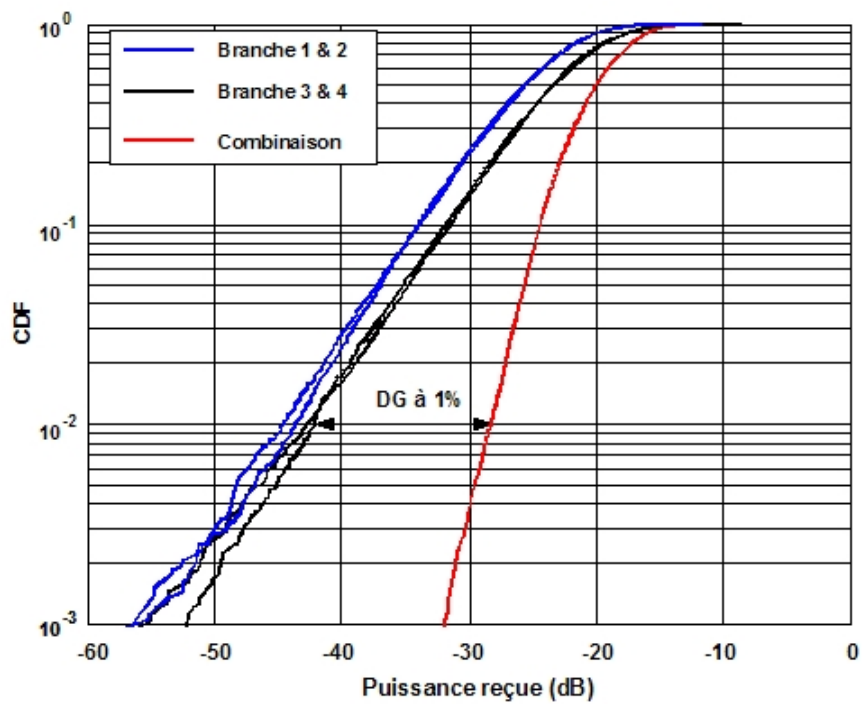


(b)

Fig. VI.15 : Courbes de CDF de la puissance reçue du système de référence en “indoor” (a) et en “outdoor” (b) obtenues avec MEBAT à 2,03 GHz.

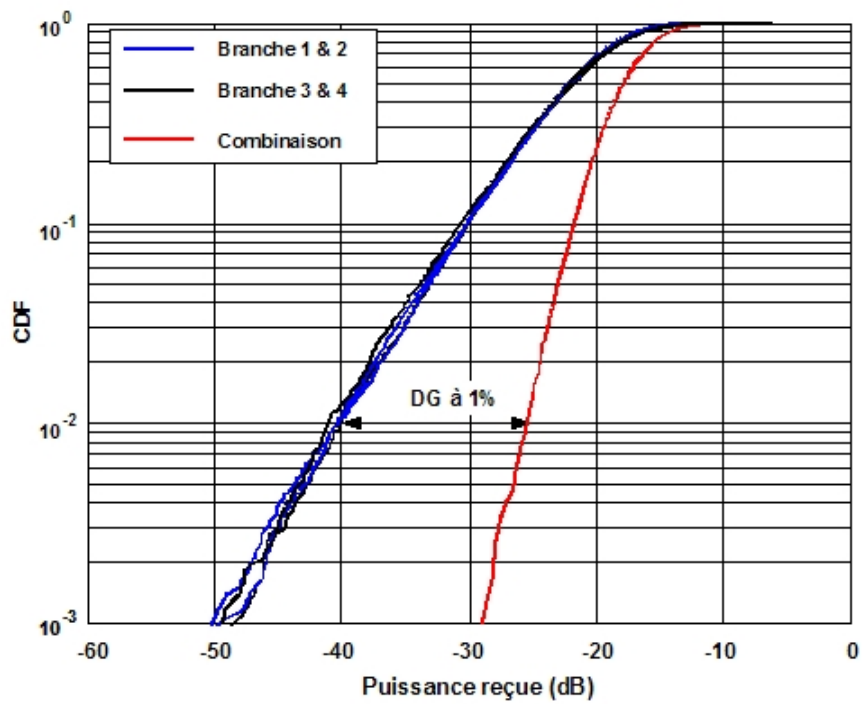


(a)

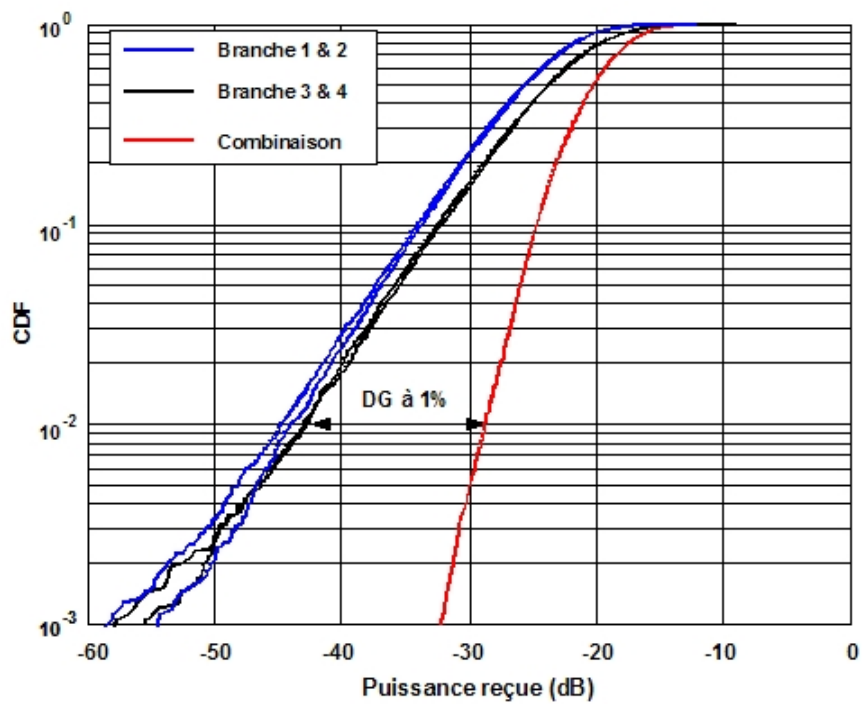


(b)

Fig. VI.16 : Courbes de CDF de la puissance reçue du système neutralisé 1 en “indoor” (a) et en “outdoor” (b) avec MEBAT à 2,03 GHz.



(a)



(b)

Fig. VI.17: Courbes de CDF de la puissance reçue du système neutralisé 2 en “indoor” (a) et en “outdoor” (b) avec MEBAT à 2,03 GHz.

Dans cette section, les performances en diversité des systèmes à 2 antennes et à 4 antennes ont été évaluées dans une chambre réverbérante représentant un environnement multi-trajets uniforme, et dans des environnements réels “indoor” et “outdoor” avec MEBAT. Des modèles statistiques représentant ces environnements ont aussi été utilisés pour évaluer théoriquement ces performances. Si ces modèles statistiques donnent toujours des valeurs proches des valeurs limites théoriques car les enveloppes de corrélation sont toujours faibles, nous voyons qu'il est intéressant de mesurer ces performances dans une chambre réverbérante car cela permet en fait d'avoir une idée plus précise des performances en diversité des systèmes multi-antennes. Ces résultats sont vraiment très proches de ceux obtenus dans les environnements réels. Nous avons aussi vu que le paramètre le plus significatif pour l'évaluation des performances en diversité d'un système multi-antennes est le gain de diversité du système (DSG).

II. Evaluation des performances en MIMO

1. Evaluation des performances dans la chambre réverbérante

La procédure de mesure est la même que pour la mesure de la diversité. Par exemple, prenons le cas d'un système MIMO composé des 3 monopoles fixés à l'émission et de 2 PIFAs à la réception (Fig. VI.8). Les canaux S_{1B} et S_{1A} seront normalisés avec le canal de référence S_{1R} , les canaux S_{2B} et S_{2A} avec le canal de référence S_{2R} et enfin les canaux S_{3B} et S_{3A} avec le canal de référence S_{3R} .

La matrice H sera donnée alors par l'équation VI.15.

$$h_{iA} = \frac{S_{iA}}{\sqrt{\frac{1}{n} \sum_n |S_{iR}|^2}} \Rightarrow H = \begin{bmatrix} h_{1A} & h_{1B} \\ h_{2A} & h_{2B} \\ h_{3A} & h_{3B} \end{bmatrix} \quad (\text{VI.15})$$

i représente le $i^{\text{ème}}$ monopole. La capacité du canal sera estimée par l'équation VI.16.

$$C = \log_2 \left(\det \left[I_N + \frac{\rho_R}{M} HH^H \right] \right) \quad (\text{bits/s/Hz}) \quad (\text{VI.16})$$

où H est la matrice du canal, I_N est la matrice identité, ρ_R est le SNR, $(.)^H$ est le transposé conjugué [GES 03, JEN 04], M représente le nombre d'antennes émettrices, N le nombre d'antennes

réceptrices et n le nombre de mesures effectuées.

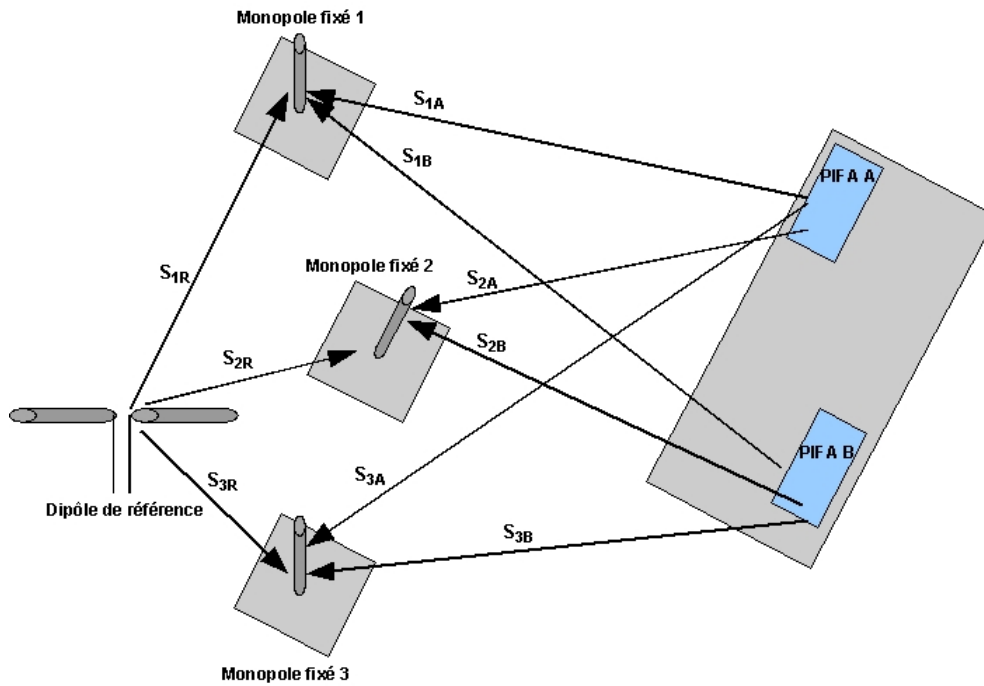


Fig. VI.18 : Principe de normalisation lors de la mesure de la capacité MIMO dans la chambre réverbérante

Les canaux mesurés h_{1A} , h_{1B} , h_{2A} , h_{2B} , h_{3A} , et h_{3B} représentent les différents gains entre les antennes émettrices et réceptrices. Dans un premier temps, la capacité des systèmes à deux antennes neutralisés et du système de référence a été calculée à l'aide de 120600 mesures. Ainsi, la matrice H du système MIMO 2x2 pour chaque mesure possède la structure suivante (Eq. VI.17) :

$$H = \begin{bmatrix} h_{1A} & h_{1B} \\ h_{2A} & h_{2B} \end{bmatrix} \quad (\text{VI.17})$$

La capacité du canal pour chaque mesure sera donnée par l'équation VI.18 :

$$C = \log_2 \left(\det I_2 + \frac{\rho_R}{2} HH^H \right) \quad (\text{bits/s/Hz}) \quad (\text{VI.18})$$

Un même nombre de tirages (120600 tirages) a été effectué avec l'outil Matlab pour créer une matrice H aléatoire et calculer la capacité théorique d'un système MIMO 2x2 qui est comparée avec la capacité maximale mesurée de chaque système à la fréquence de résonance de chaque antenne.

Sur la Figure VI.19, nous voyons que pour un SNR faible, les trois systèmes ont presque la même capacité qui est quasiment égale à la capacité théorique. Lorsque le SNR dépasse 4 dB, l'amélioration apportée par l'introduction de la ligne de neutralisation par rapport au prototype initial augmente. Elle est de l'ordre de 0,5 bit/s/Hz.

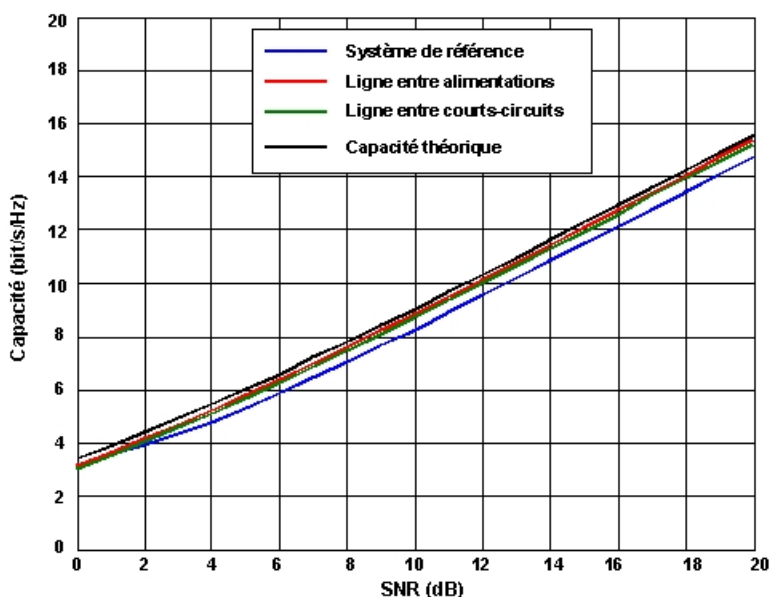


Fig. VI.19 : Capacité en fonction du SNR de tous les systèmes à 2 antennes évaluées dans la chambre réverbérante à 2 GHz

Cette amélioration vient du fait que l'augmentation de l'isolation a entraîné une meilleure efficacité totale des systèmes optimisés ce qui a augmenté la puissance moyenne reçue par ces systèmes. Ce chiffre de 0,5 bit/s/Hz peut paraître décevant mais correspond de fait à l'amélioration apportée sur l'efficacité totale (10%). Nous voyons bien ici que les capacités de canal des systèmes neutralisés sont presque égales à la capacité théorique calculée.

La courbe de la fonction de densité de probabilité (CDF) qui représente la probabilité pour que la capacité soit inférieure à une certaine valeur est présentée sur la Figure VI.20 pour un SNR de 10 dB. Cette figure met plus en évidence le bénéfice apporté par l'introduction de la ligne de neutralisation entre les languettes d'alimentation. Nous voyons par exemple qu'il y a 45% de chance pour que la capacité soit inférieure à 5 bits/s/Hz avec la structure de référence (c'est-à-dire 55% des mesures donnent une capacité supérieure ou égale à 5 bits/s/Hz), alors que cette probabilité est de 32% si la ligne de neutralisation est placée entre les languettes de court-circuit et seulement 26% si elle est placée entre les languettes d'alimentation.

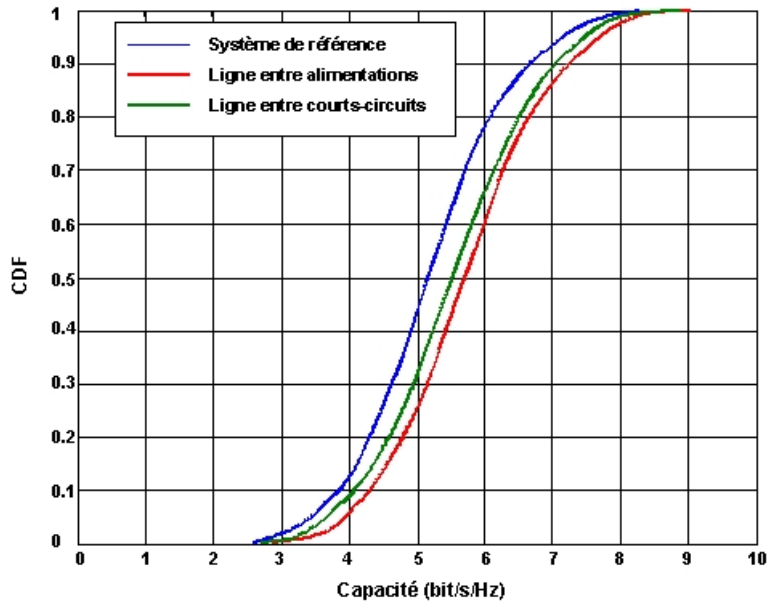


Fig. VI.20 : Courbes de CDF des capacités de tous les systèmes à 2 antennes mesurées dans la chambre réverbérante pour un SNR de 10 dB à 2 GHz

Dans le chapitre II, nous avons vu que la capacité d'un système MIMO peut être augmentée en augmentant le nombre d'antennes à l'émission et à la réception (Fig. II.13). Ainsi les capacités de nos systèmes à 4 antennes neutralisés et notre système de référence ont été évaluées dans la chambre réverbérante. Nous rappelons qu'il n'y a que 3 monopoles comme antennes émettrices qui sont fixés dans cette chambre. Nous ne pouvons donc mesurer que la capacité d'un système MIMO 3x4.

Ainsi la matrice H du canal MIMO 3x4 sera alors (Eq. VI.19) :

$$H = \begin{bmatrix} h_{1A} & h_{1B} & h_{1C} & h_{1D} \\ h_{2A} & h_{2B} & h_{2C} & h_{2D} \\ h_{3A} & h_{3B} & h_{3C} & h_{3D} \end{bmatrix} \quad (\text{VI.19})$$

Avec A, B, C, D représentant chacun des éléments de nos systèmes. La capacité du canal MIMO 3x4 sera alors (Eq. VI.20) :

$$C = \log_2 \left(\det \left[I_4 + \frac{\rho_R}{3} HH^H \right] \right) \quad (\text{bits/s/Hz}) \quad (\text{VI.20})$$

Les capacités moyennes du système de référence, et des structures optimisées 1 et 2 en fonction du SNR sont présentées sur la Figure VI.21, alors que les courbes de densité de probabilité de fonction (CDF) sont présentées sur la Figure VI.22. Les mesures ont été effectuées avec et sans la tête de fantôme pour voir l'influence que pouvait avoir la tête d'un utilisateur sur la capacité du canal MIMO. Sans la tête de l'utilisateur, les mêmes remarques peuvent être faites que dans le cas des systèmes à deux antennes, avec toujours une petite amélioration de la capacité qui n'est significative qu'à partir d'une certaine valeur du SNR (6 dB). Ici, cette amélioration atteint 1 bit/s/Hz pour de fortes valeurs du SNR. Par exemple, pour un SNR de 10 dB, la capacité de la structure neutralisée 1 est de 13 bits/s/Hz soit une amélioration de 8% par rapport au système de référence. Cette amélioration peut ne pas être négligeable particulièrement en UMTS, où la bande de base par utilisateur peut atteindre 5 MHz. Mais cette amélioration est plus significative si les systèmes sont mesurés en présence de la tête de l'utilisateur. Nous savons que la tête de l'utilisateur, introduit un couplage supplémentaire qui peut considérablement réduire l'efficacité totale des systèmes. Cette réduction considérable de l'efficacité totale dans le cas du système de référence est en partie compensée dans les deux structures neutralisées, ce qui fait que la réduction de la capacité du canal est moins importante surtout dans le cas de la structure neutralisée 1. Ainsi, alors que nous avons qu'une amélioration de 1 bit/s/Hz pour un SNR de 10 dB quand les systèmes sont mesurés seuls, cette amélioration passe à 2 bits/s/Hz avec la présence de la tête de l'utilisateur pour une même valeur de SNR. Par exemple pour un SNR de 10 dB, sans la tête de l'utilisateur, la structure de référence présente une capacité de 12 bits/s/Hz alors que la structure 1 a une capacité de 13 bits/s/Hz. En présence de la tête de l'utilisateur, ces valeurs passent respectivement à 8,5 bits/s/Hz pour le système de référence et 10,5 bits/s/Hz pour la structure neutralisée 1. Sur la Figure VI.22, nous voyons que si la probabilité d'avoir un débit inférieur à 8 bits/s/Hz pour un SNR de 10 dB est de 40% avec le système de référence, avec la présence de la tête de l'utilisateur, nous n'avons presque plus aucune chance d'avoir la capacité supérieure ou égale à cette valeur avec la même structure. Cependant, en présence de la tête de l'utilisateur, la probabilité d'avoir un débit inférieur à 8 bits/s/Hz avec la structure neutralisée 1 est de 80% (soit 20% de chance pour que la capacité soit supérieure ou égale à 8 bits/s/Hz lors des mesures), alors qu'elle était de 22% sans la tête de l'utilisateur.

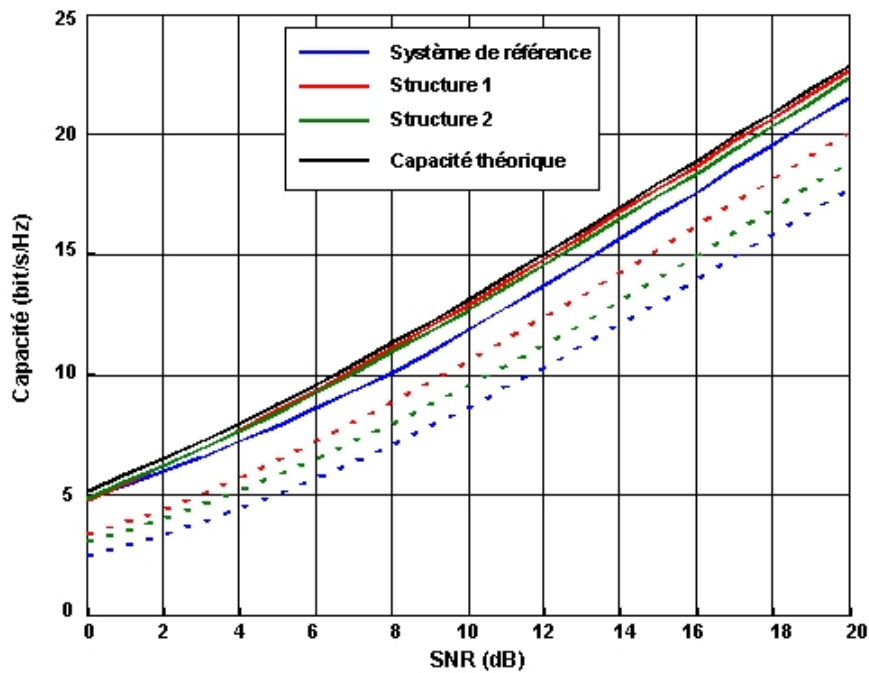


Fig. VI.21 : Capacité en fonction du SNR à 2 GHz de tous les systèmes à 4 antennes évaluées dans la chambre réverbérante avec (pointillés) et sans (traits pleins) la tête de fantôme

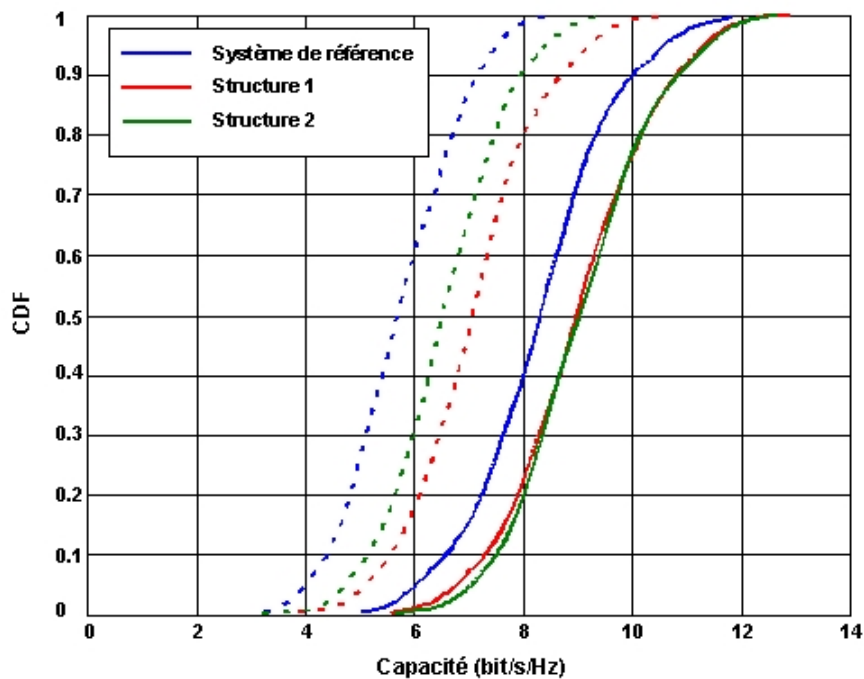
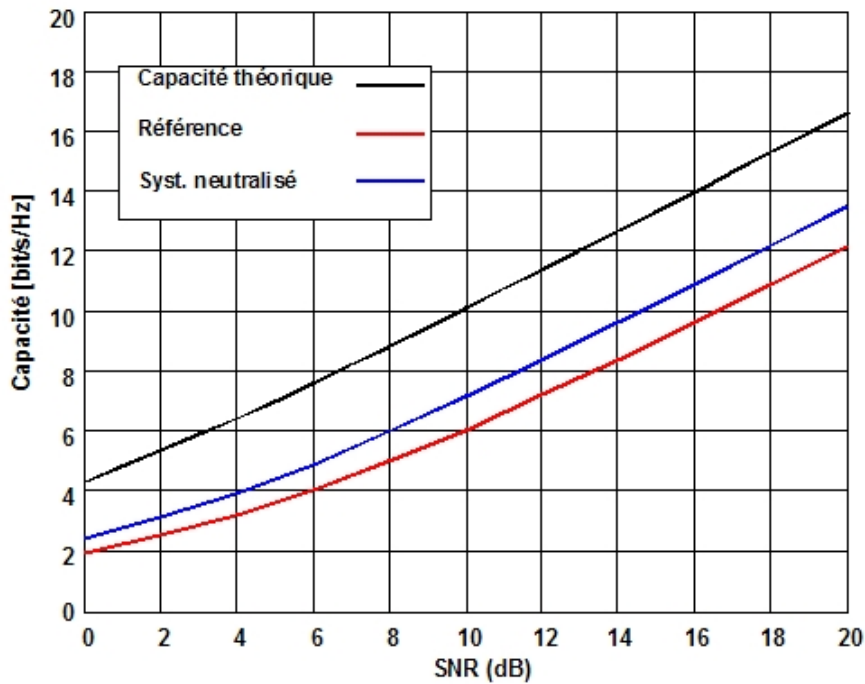


Fig. VI.22 : Courbes de CDF des capacités tous les systèmes à 4 antennes mesurées dans la chambre réverbérante pour un SNR de 10 dB à 2 GHz avec (pointillés) et sans (traits pleins) la tête de fantôme

2. Evaluation des performances dans des environnements “indoor” et “outdoor” avec l'outil MEBAT

La capacité de canal de ces systèmes a aussi été évaluée dans des environnements réels avec l'outil MEBAT à la fréquence de 2,03 GHz. Tout d'abord, la capacité des systèmes à 2 antennes (systèmes MIMO 2x2), à savoir le système de référence et le système neutralisé dont la ligne de neutralisation est placée entre les languettes d'alimentation a été calculée en fonction du SNR (Fig. VI.23) dans les environnements “indoor” (a) et “outdoor” (b). Nous remarquons que ces capacités sont inférieures à celles mesurées dans la chambre réverbérante même si elles ne sont pas directement comparables (système 3 x 2 MIMO). Dans les deux environnements (“indoor” et “outdoor”), la capacité du système neutralisé est supérieure à celle du système de référence et l'amélioration est supérieure à 1,5 bit/s/Hz pour des valeurs élevées de SNR. Cependant, les capacités sont plus élevées en “indoor” qu'en “outdoor” pour les deux systèmes (une différence de l'ordre de 0,5 bit/s/Hz est observées pour de fortes valeurs de SNR).

Les courbes de la fonction de répartition (CDF) de ces deux systèmes dans les deux environnements sont présentées sur la Figure VI.24 pour un SNR de 10 dB.



(a)

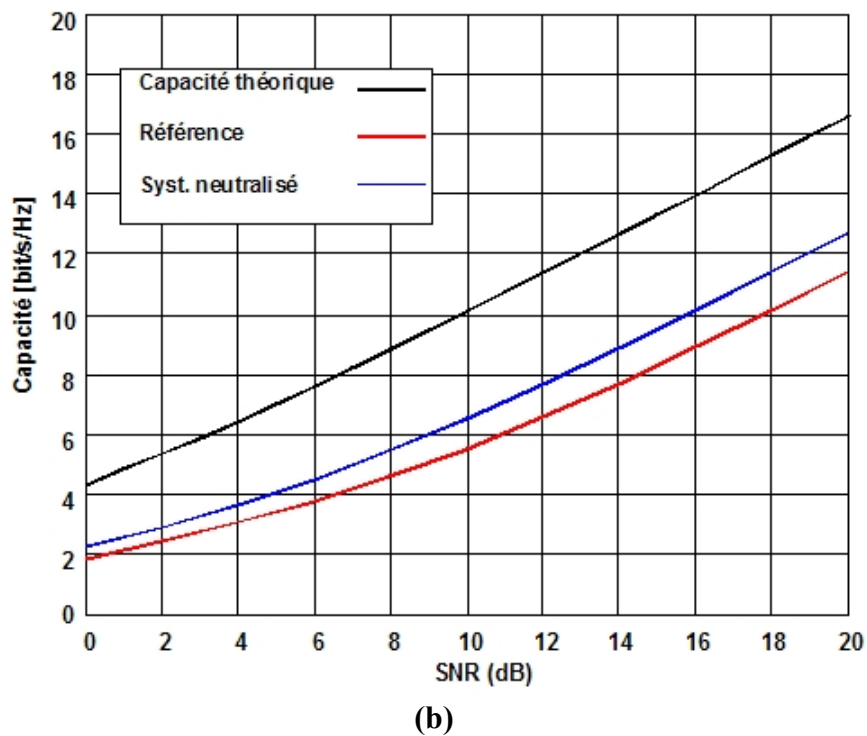


Fig. VI.23 : Capacité en fonction du SNR des deux systèmes à 2 antennes obtenues avec MEBAT en “indoor” (a) et “outdoor” (b) à 2,03 GHz

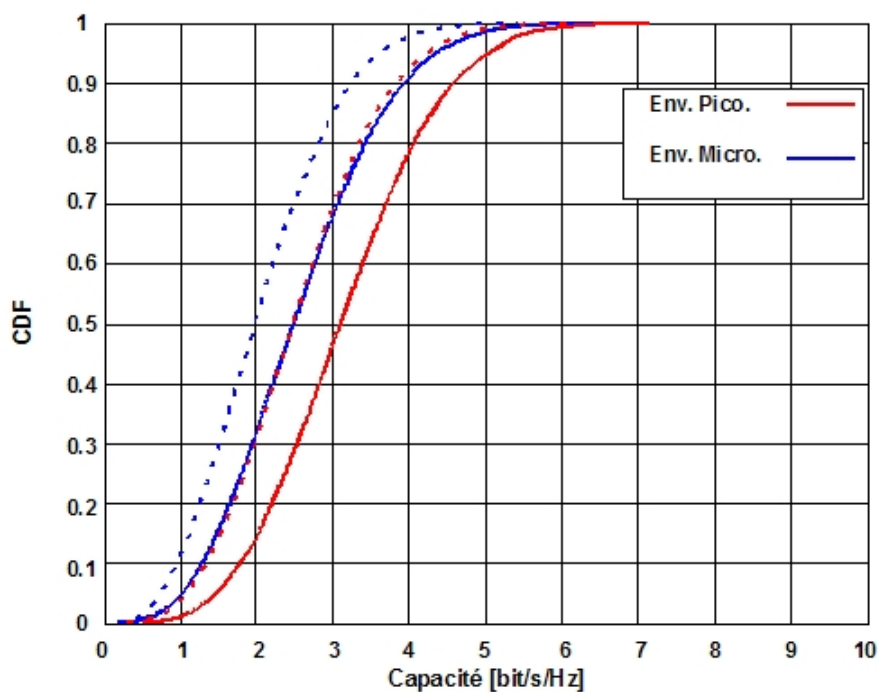
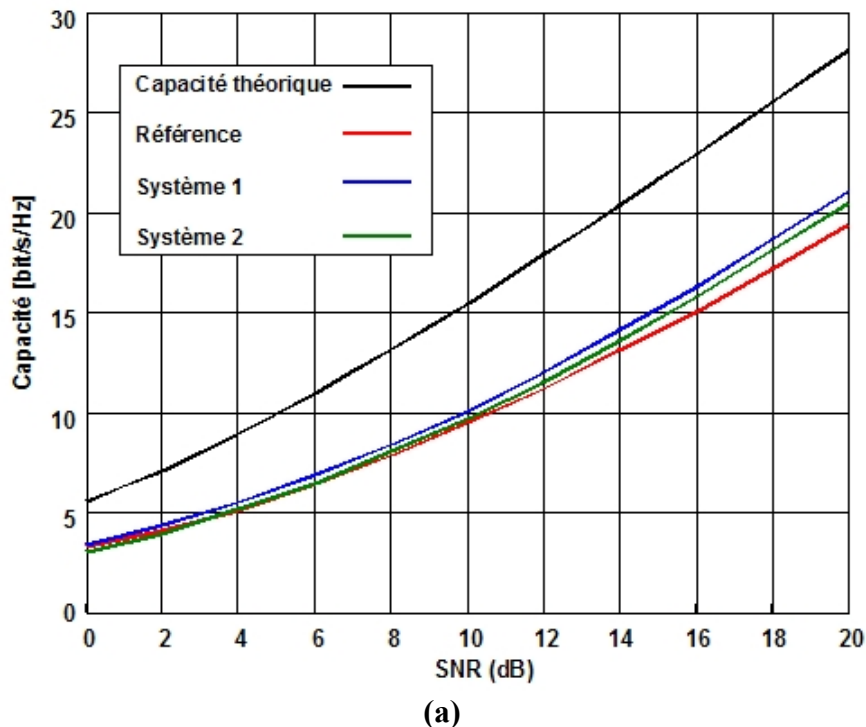


Fig. VI.24 : Courbes de CDF des capacités des systèmes à 2 antennes obtenues avec MEBAT en “indoor” (pointillés) et “outdoor” (ligne continue) à 2,03 GHz

Par exemple, si la probabilité d'avoir une capacité supérieure ou égale à 3 bits/s/Hz n'est que de 15% dans un environnement "outdoor" et 31% en "indoor" avec le système de référence, cette probabilité passe avec le système neutralisé respectivement à 31% et 52% en "outdoor" et en "indoor". Donc, nous voyons bien ici qu'avec le système neutralisé, nous avons plus de chance d'avoir la capacité supérieure ou égale à une valeur donnée. Cette probabilité est encore plus importante dans un environnement "indoor" que dans un environnement "outdoor".

Pour évaluer les capacités de systèmes MIMO 4x4, nos 3 systèmes d'antennes à 4 antennes ont aussi été mesurés. Les capacités moyennes mesurées de ces systèmes en fonction du SNR sont présentées sur la Figure VI.25 dans les environnements "indoor" (a) et "outdoor" (b). Dans les deux environnements, les capacités des systèmes neutralisés sont supérieures à celles du système de référence avec une amélioration qui varie de 0,5 bit/s/Hz pour de faibles valeurs de SNR à 1,5 bit/s/Hz pour un SNR de 20 dB. Les capacités mesurées en "indoor" sont légèrement supérieures à celles mesurées en "outdoor".

Sur la Figure VI.26, sont présentées les courbes de la fonction de répartition de tous les systèmes pour un SNR de 10 dB.



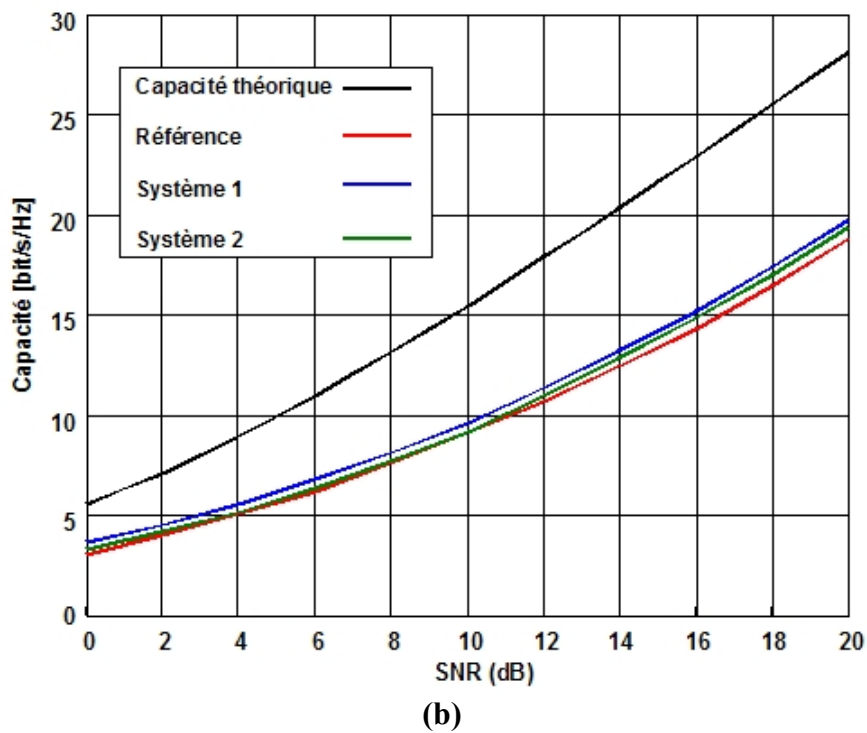


Fig. VI.25 : Capacité en fonction du SNR de tous systèmes à 4 antennes obtenues avec MEBAT en “indoor” (a) et “outdoor” (b) à 2,03 GHz

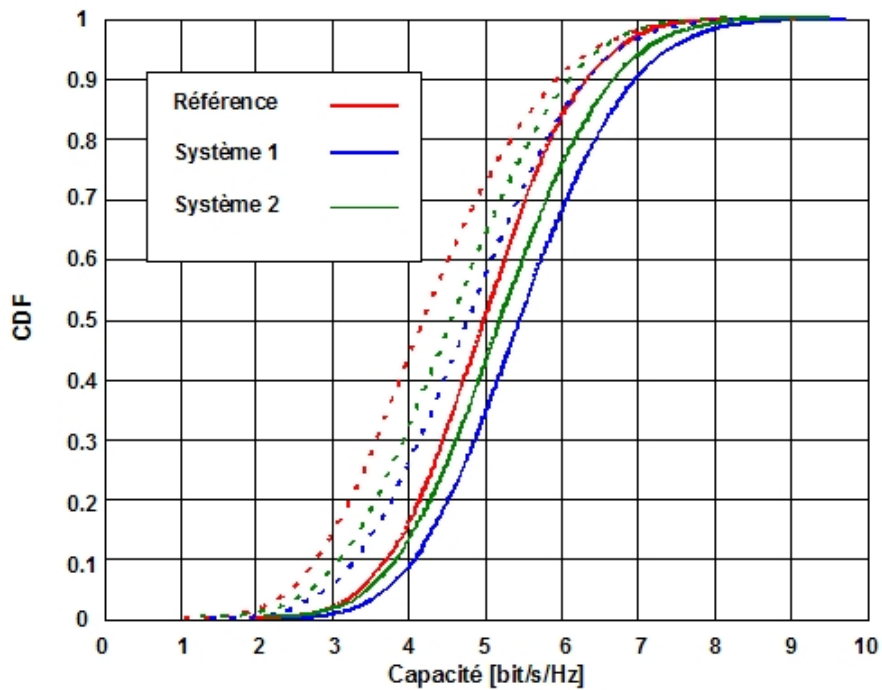


Fig. VI.26 : Courbes de CDF des capacités de tous les systèmes à 4 antennes obtenues avec MEBAT en “indoor” (pointillés) et “outdoor” (ligne continue) à 2,03 GHz

Alors que la probabilité d'avoir une capacité supérieure ou égale à 5 bits/s/Hz dans un environnement "indoor" est de 50% pour le système de référence, 55% pour le système neutralisé 1, et 65% pour le système neutralisé 2, ces probabilités passent à 28% pour le système de référence et à 35% et 42% pour les systèmes neutralisés 1 et 2 en "outdoor". Nous constatons que la probabilité d'avoir une certaine capacité de canal est plus élevée dans l'environnement "indoor" que dans l'environnement "outdoor", et que ces probabilités sont encore plus importantes avec les systèmes neutralisés et en particulier le système 1. En comparant ces systèmes à 4 antennes avec les systèmes à 2 antennes, nous pouvons conclure : qu'avec le système à 2 antennes neutralisé et mesuré dans un environnement "indoor", la probabilité d'avoir une capacité supérieure ou égale à 3 bits/s/Hz est de 52%, alors qu'elle est de 98% avec le système neutralisé 1 à 4 antennes dans le même environnement.

Conclusion

Dans ce chapitre, les performances en diversité et MIMO des systèmes à 2 et 4 antennes ont été évaluées d'abord, dans une chambre réverbérante qui représente un environnement multi-trajets uniforme et ensuite dans des environnements réels "indoor" et "outdoor". A chaque fois, les performances d'un système de référence avec une faible isolation ont été comparées avec celles de systèmes avec une forte isolation dont les ports des éléments composant le système ont été découplés avec l'aide de notre technique de neutralisation. Si dans tous les cas, les enveloppes de corrélation restent faibles, l'évaluation des gains de diversité du système (DSG) et des capacités MIMO montrent qu'il est extrêmement bénéfique d'avoir les ports des éléments du système découplés entre eux. L'évaluation des performances en diversité avec la présence de la tête de l'utilisateur montre aussi que la technique de neutralisation utilisée, rend les performances des systèmes neutralisés toujours meilleures à celles d'un système non neutralisé. En fait, ces structures subissent, de la même façon que la structure de référence, l'influence néfaste de la tête de l'utilisateur. Toutefois, l'efficacité totale résultante reste supérieure car elle l'était déjà avant l'introduction du fantôme.

CONCLUSION

Les travaux de recherche présentés dans ce document concernent la conception et l'évaluation des performances de systèmes multi-antennes pour des applications multistandards à deux accès et pour des applications en diversité et MIMO.

Les éléments rayonnants qui ont servi à ces recherches sont de type PIFA. Très employés en téléphonie mobile, leur utilisation a été justifiée dans le chapitre III par leur faible encombrement mais aussi par le fait qu'ils sont facilement ajustables pour obtenir les performances radioélectriques souhaitées, dont notamment la bande passante, l'efficacité, et l'isolation dans le cas où plusieurs éléments cohabitent sur un même PCB.

Nous avons démontré qu'une bonne isolation est indispensable aussi bien pour les systèmes multistandards que pour les systèmes destinés à des applications en diversité et MIMO. Elle demeure toutefois très difficile à obtenir, en particulier lorsque les dimensions du PCB sont très faibles. C'est sur ce point capital que ce travail apporte une solution originale et efficace.

Notre technique appelée "technique de neutralisation" consiste à insérer une ligne entre les languettes d'alimentation ou de court-circuit lorsque les PIFAs sont positionnées de façon très proches sur un plan de masse de faibles dimensions ($40 \times 100 \text{ mm}^2$).

Utilisée (dans le chapitre IV) pour concevoir un système à deux PIFAs séparées de $0,11 \lambda_0$, à deux accès opérant dans les bandes DCS et UMTS, notre solution a apporté une amélioration de l'isolation assez significative et entraîné une augmentation de l'efficacité totale des deux antennes.

Cette même technique a ensuite été appliquée et validée pour la conception d'une antenne multibande avec un premier élément type PIFA bibande GSM-DCS et un deuxième élément monobande opérant dans la bande UMTS. Ces deux PIFAs sont séparées d'une distance de $0,005 \lambda_0$. Alors que la coexistence de deux antennes sur le même PCB entraîne une chute de leur efficacité, l'insertion de notre "ligne neutralisante" permet d'améliorer l'isolation entre éléments et d'augmenter ainsi l'efficacité du système.

Notre "technique de neutralisation" a été enfin appliquée à des systèmes de 2 puis 4 antennes opérant dans la même bande de fréquence (UMTS) pour des applications en diversité et MIMO (Chapitre V). Les performances (isolation, efficacités totales, enveloppe de corrélation, gain effectif total (MEG) et rapport de puissances des branches) d'un système de référence sans ligne, et des systèmes optimisés ont été comparées. Même si tous ces systèmes ont de faibles enveloppes de

CONCLUSION

corrélation, l'utilisation de la technique de neutralisation permet de maximiser l'efficacité totale et de ce fait le MEG.

La détermination des performances en diversité et MIMO des systèmes à 2 et 4 antennes présentées dans le chapitre VI complète l'évaluation de notre technique.

Tout d'abord l'enveloppe de corrélation, le MEG, le gain de diversité (DG) et le gain de diversité du système (DSG) ont été calculés dans les environnements "indoor" et "outdoor", en utilisant les modèles de distribution uniforme, gaussien, laplacien et elliptique pour avoir un aperçu de l'influence de l'environnement de propagation sur les performances de nos systèmes optimisés. Même si l'enveloppe de corrélation reste toujours faible dans tous ces environnements, le fait d'avoir une bonne isolation entre les antennes du système permet de maximiser leur efficacité et ainsi d'avoir un bon DSG.

Par la suite, les systèmes à 2 et 4 antennes ont été mesurés dans des environnements réalistes : d'abord dans une chambre réverbérante représentant un environnement multi-trajets uniforme avec et sans la tête de l'utilisateur, puis dans des environnements "indoor" et "outdoor" à l'aide de l'outil MEBAT.

Les mesures dans la chambre réverbérante nous ont permis de constater le bénéfice qu'apporte notre technique de neutralisation sur les performances en diversité et MIMO, et ont montré que cette technique reste toujours performante même en présence de la tête de l'utilisateur.

Les mesures dans les environnements réels ("indoor" et "outdoor") montrent aussi que les systèmes optimisés grâce à notre "technique de neutralisation", sont plus performants par rapport aux systèmes non optimisés, en particulier dans des environnements "indoor" où il existe naturellement plus de réflexions.

Dans tout ce mémoire, la ligne de neutralisation a été insérée entre des PIFAs espacées de plus de $0,1 \lambda$. L'une des perspectives de ce travail serait donc de rapprocher les éléments tout en optimisant la ligne de neutralisation et ainsi constater si nous avons toujours un DSG élevé.

Un autre axe de recherche pourrait consister à observer ce qui se passe au niveau des modes supérieurs et notamment si les antennes sont toujours découplées ce qui est peu probable. Dans ce cas, la mise en place d'une autre solution originale serait fortement appréciée pour la conception de systèmes multi-antennes multi-bandes pour des applications en diversité et MIMO.

D'autre part, dans ce mémoire, nous nous sommes plus intéressés à l'isolation de nos antennes (S21) qu'à leur adaptation (S11, S22). Il serait par conséquent intéressant d'utiliser des techniques connues d'augmentation de bande passante sur nos PIFAs : ajout d'éléments parasites superposés ou

CONCLUSION

juxtaposés par rapport au résonateur principal ou alimentation de type capacitive par l'intermédiaire d'un plateau positionné sous cet élément principal pour concevoir des multi-antennes multistandards pour des applications en diversité et MIMO.

D'autres améliorations pourraient concerner la capacité et/ou la flexibilité qu'a notre ligne de neutralisation à travailler avec des impédances plus élevées que 50Ω qui se retrouvent notamment à la sortie des "front-end" modules RF ou qui pourraient être présentes sur un élément rayonnant lorsque l'autre est actif.

Enfin, dans un souci d'intégration de type industriel, il serait intéressant de rechercher si la solution de neutralisation est toujours performante ou optimisable, si la ligne est imprimée sur le PCB.

Il est également prévu, dans le cadre des projets européens avec des partenaires experts dans le domaine des mesures (COST 2100 et COST IC0603 ASSIST), de prendre en compte la main de l'utilisateur pour voir si cela n'entraîne pas une forte dégradation de l'isolation. Dans ce cas fortement probable, il serait intéressant de modifier le trajet de la ligne de neutralisation pour obtenir de nouveau une forte isolation entre les éléments du système.

REFERENCES

- [ALE] Alexander Resources. [Online]. Available: <http://www.alexanderresources.com/reports/Report2/Summary.htm>.
- [ALI 05] P. Alinikula, "Multiradio Yields Challenges for Mobile Phones", *Microwave Journal*, Vol. 48, N°7, July 2005.
- [ANT 05] J. Antoniuk, A. A. Moreira and C. Peixeiro, "Multi-Element Patch Antenna Integration into Laptops for Multi-Standard Applications", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Washington (USA), July 2005.
- [BAL 07] Constantine A. Balanis, Panayiotis I. Ioannides "Introduction to smart Antennas" 2007.
- [BLA 03] Blanch S., Romeu J. and Corbella I., 'Exact Representation of Antenna System Diversity Performance from Input Parameter Description', *IET Electronics Letters*, Vol. 39, N°9, 1st May 2003, pp. 705-707.
- [BOL 05] T. Bolin, A. Derneryd, G. Kristensson, V. Plicanic and Z. Ying, "Two-antenna receive diversity performance in indoor environment", *Electronics Letters*, Vol. 41, N° 22, 27th Oct. 2005, pp. 1205-1206.
- [BRA 04] Brachat P. and Sabatier C., "Réseau d'antennes à 6 Capteurs en Diversité de Polarisation", *JINA International Symposium Antennas*, Nice, France, November 2004.
- [BRO 02] Brown W.C.T., "Antenna Diversity for Mobile Terminal", *PhD dissertation*, University of Surrey 2002, <http://kom.aau.dk/~tbr/thesis.pdf>.
- [BUE 05] K. Buell, H. Mosallaei and K. Sarabandi, "Electromagnetic MetaMaterial Insulator to Eliminate Substrate Surface Waves", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Washington (USA), July 2005.
- [CAR 04] H. Carrasco, H. D. Hristov, R. Feick and D. Cofré, "Mutual Coupling Between Planar Inverted-F Antennas", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 42, No. 3, pp. 224-227, 5th August 2004.
- [CHI 02] K-C. Chim and R. D. Murch, "Investigating the Effect of Smart Antenna on SAR", *IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symposium*, pp. 432-435, San Antonio (USA), June 2002.

REFERENCES

- [CHI 04]** K-C. Chim, K. C. L. Chan and R. D. Murch, "Investigating the Impact of Smart Antennas on SAR", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 5, pp. 1370-1374, May 2004.
- [CHI 05]** G. Chi, B. Li and D. Qi, "Dual-Band Printed Diversity Antenna for 2.4/5.2-GHz WLAN Application", *Microwave and Optical Tech. Letters*, Vol. 45, No. 6, pp. 561-563, 20th June 2005.
- [CHI 06]** Chih-Ming Su and Kin-Lu Wong, "Isolation between internal UMTS and Wlan antennas for a dual-mode wireless device" *Microwave and optical technology letters*, Vol. 48, No. 10, 2006.
- [CHI 07]** Chi-Yuk Chiu, Chi-Ho Cheng, Ross D. Murch and Corbett R. Rowell, "Reduction of mutual coupling between closely-packed antenna elements", *IEEE Antennas and Propagation*, Vol. 55, No. 6, June 2007.
- [CIA 04a]** P. Ciais, R. Staraj, G. Kossiavas and C. Luxey, "Design of an Internal Quad-Band Antenna for Mobile Phones", *IEEE Microwave and Wireless Comp. Lett.*, Vol. 14, No. 4, pp. 148-150, April 2004.
- [CIA 04b]** P. Ciais, R. Staraj, G. Kossiavas and C. Luxey, "Compact Internal Multiband Antenna for Mobile Phone and WLAN Standards", *Electronics Letters*, Vol. 40, No. 15, pp. 920-921, 22nd July 2004.
- [CIA 04c]** P. Ciais, "Antennes multistandards pour communications mobiles", *thèse de doctorat*, soutenue le 13 Décembre 2004 à Nice, France.
- [COL 02]** Collin L., "Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale", *thèse de doctorat*, 17 décembre 2002,
- [COM]** <http://www.commentcamarche.net/telephonie-mobile>.
<http://www.univ-brest.fr/lest/tst/publications/pdf/TheseLudovicCollin.pdf>.
- [DER 04]** Derneryd A. and Kristensson G., "Signal Correlation Including Antenna Coupling", *IET Electronics Letters*, Vol. 40, N° 3, 5th February 2004, pp. 157-159.
- [DIA 04]** A. Diallo "Mesure de l'efficacité de petites antennes à l'aide d'un dispositif de type Wheeler Cap" *D.E.A "Propagation, télécommunications, et télédétection"*, Juin 2004.
- [DIA 06]** Diallo A., Luxey C., Le Thuc P., Staraj R. and Kossiavas G., "Study and Reduction of the Mutual Coupling between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands", *IEEE Transaction on Ant. and Prop.*, Vol 54, Part 1, November 2006 pp. 3063-3074.

REFERENCES

- [DIA 07]** A. DIALLO, C. LUXEY, G. KOSSIAVAS, "Optimization of the size and the shape of a wheeler cap for mobile phone antenna efficiency measurements" in *Proc. European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007)*, 11-16 November 2007, Edinburgh, UK.
- [DIN 07]** Yuan Ding, Ke Gong and Zhenghe Feng "A novel dual-band printed diversity antenna for mobile terminals" *IEEE Antennas and Propagation*, Vol. 55, No. 7, July 2007.
- [DOS 04]** Dossche S., Blanch S. and Romeu J., "Optimum Antenna Matching to Minimise Signal Correlation on a Two-port Antenna Diversity System", *IET Electronics Letters*, Vol. 40, N°19, 16th September 2004, pp. 1164-1165.
- [FUJ 01]** K. Fujimoto and J.R James, "Mobile antenna systems handbook", 2nd edition, Artech House Inc., 2001.
- [FUJ 05]** S. Fujio, T. Asano and M. Tsumita, "Small Dual Band Modified Meander Antenna with Multiple Elements", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Washington (USA), July 2005.
- [GEI 00]** M. Geissler, D. Heberling and I. Wolff, "Properties of Integrated Handset Antennas", *Millennium Conference Antennas and Propagation*, SP-444, session 5A5, Davos (Switzerland), April 2000.
- [GEN]** http://www.genetics.wustl.edu/bio5488/lecture_notes_2004/chi.html
- [GES 03]** D. Gesbert, M. Shafi, D. S. Shiu, P. J. Smith, A. Naguib, "From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems", *IEEE Journals on Selected Areas in Communications*, Vol. 21, No.3, April 2003.
- [GUO 04a]** Y-X. Guo, M. Y. W. Chia and Z. N. Chen, "Miniature Built-In Multiband Antennas for Mobile Handsets", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 8, pp. 1936-1944, August 2004.
- [GUO 04b]** Y-X. Guo, H.S. Tian, "New Compact Six-Band Internal Antenna", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 3, pp. 295-297, 2004.
- [HAL 05]** Hallbjörner P., 'The Significance of Radiation Efficiencies when using S-Parameters to Calculate the Received Signal Correlation from Two Antennas', *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 4, 2005, pp. 97-99.
- [HUM 98]** D. E. J. Humphrey and V. F. Fusco, "A Mutual Coupling Model for Microstrip Patch Antenna Pairs with Arbitrary Orientation", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 18, No. 3, pp. 230-233, 20th June 1998.
- [INT]** www.afjv.fr/press0512/051219_standards_sans_fil_wifi.htm.

REFERENCES

- [ITU] International Telecommunications Union (ITU). [Online]. Available : <http://www.itu.int/home>.
- [JEN 04] Michael A. Jensen and Jon W. Wallace, "A review of antennas a propagation for MIMO wireless communications", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 11, pp. 2810-2824, Nov. 2004.
- [KAL 00] K. Kalliola, H. Laitinen, L. Vaskelainen, P. Vainikainen, "Real-time 3-d spatial-temporal dual-polarized measurement of wideband radio channel at mobile channel," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.49, pp. 439-446, April 2000.
- [KAR 04] M. Karaboikis, C. Soras, G. Tsachtsiris and V. Makios, "Compact Dual-Printed Inverted-F Antenna Diversity Systems for Portable Wireless Devices", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 3, pp. 9-14, 2004.
- [KIL 99] P.S. Kildal, H. Bergqvist, T. Moberg, J. Welinder, T. Bolin, O. Edvardsson, A. Derneryd, "Characterization of terminal antennas performance in multipath environment by measurements in multimode echo chambers", presented at the *NRS Symposium* "Antennen och dess omvärld", Lunds Tekniska Högskola 9-10 November 1999.
- [KIL 02] P-S. Kildal "Measurements of Mobile Phone Antennas in Small Reverberation Chambers", *Automatika, Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications*, Vol. 43, N°1, pp 63-68, 2002.
- [KIL 04] P-S. Kildal and K. Rosengren, "Correlation and Capacity of MIMO Systems and Mutual Coupling, Radiation Efficiency, and Diversity Gain of their Antennas: Simulations and Measurements in a Reverberation Chamber", *IEEE Communications Magazine*, Vol. 42, No. 12, pp. 104-112, December 2004.
- [KIN 04] Kin-Lu Wong, Jui-Hung Chou, Saou-Wen Su and Chih-Ming Su, "Isolation between GSM/DCS and WLAN antennas in a PDA phone" *Microwave and optical technology letters*, Vol. 45, No. 4, May 20 2005.
- [KIV 03] O. Kivekäs, J. Ollikainen, T. Lehtiniemi and P. Vainikainen, "Effect of the Chassis Length on the Bandwidth, SAR, and Efficiency of Internal Mobile Phone Antennas", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 36, No. 6, pp. 457-462, 20th March 2003.
- [KNU 02] M. B. Knudsen and G. F. Pedersen, "Spherical Outdoor to Indoor Power Spectrum Model at the Mobile Terminal", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 20, N°6, August 2002, pp. 1156-1169.

REFERENCES

- [KO 01]** Ko S. C. K. and Murch D., "Compact Integrated Diversity Antenna for Wireless Communications", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol. 9, N°6, June 2001, pp. 954-960.
- [LEE 98]** T. Lee, Z. Lee, "A BeamSpace Diversity Combiner for Sector Division Multiple Access Communications", *IEEE Antennas and Propagations Society Symposium Digest*, Atlanta, pp. 372-375, June 1998.
- [LI 05a]** Z. Li and Y. Rahmat-Samii, "Optimization of PIFA-IFA Combination in Handset Antenna Designs", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 5, pp. 1770-1778, May 2005.
- [LI 05b]** Z. Li and Y. Rahmat-Samii, "Whip-PIFA Combination for Handset Application: A Hybrid Circuit Model and Full-Wave Analysis", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 44, No. 3, pp. 210-215, 5th February 2005.
- [LIN 06]** Björn lindmark and Laura Garcia-Garcia "Compact antenna array for MIMO applications at 1800 and 2450 MHz", *Microwave and optical technology letters*, Vol. 48, No. 10, October 2006.
- [LIU 97]** Z. D. Liu, P. S. Hall and D. Wake, "Dual-Frequency Planar Inverted-F Antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 45, No. 10, pp. 1451-1458, October 1997.
- [MAR 03]** M. Martinez-Vazquez and O. Litschke, "Quadband Antenna for Handheld Personal Communications Devices", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Columbus-Ohio (USA), June 2003.
- [MIC]** Micrologic Research. [Online]. Available: <http://www.mosmicro.com>.
- [NAL 05]** Di Nallo C., "Estimation of Multiple Antennas Correlation from S-parameters and Efficiency Measurements", *presented at the COST 273 TD (05)021*, Bologna, Italy, January 19-21, 2005.
- [NIK 05]** M. M. Nikolić, A. R. Djordević and A. Nehorai, "Microstrip Antennas with Suppressed Radiation in Horizontal Directions and Reduced Coupling", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, N°11, pp. 3369-3377, November 2005.
- [OHI 05]** T. Ohishi, N. Oodachi, S. Sekine and H. Shoki, "A Method to Improve the Correlation and the Mutual Coupling for Diversity Antenna", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Washington (USA), July 2005.
- [OLL 00]** J. Ollikainen, O. Kivekäs, A. Toropainen and P. Vainikainen, "Internal Dual-Band Patch Antenna for Mobile Phones", *Millennium Conf. Ant. and Prop.*, Session 3A9, Davos (Switzerland), April 2000.

REFERENCES

- [**PED 99**] Pedersen G. F., Andersen J. B., “*Handset Antennas for Mobile Communications: Integration, Diversity and Performance*”, Review of Radio Science 1996-1999, August 1999, pp. 119-137, <http://cpk.auc.dk/antennas/mob8.2003/FP8-25/UrsiRadiosc.pdf>.
- [**PLI 04**] Plicanic V., “Antenna Diversity Studies and Evaluation” *Master of science Thesis*, Lund University Sweden May 2004, <http://www.es.lth.se/teorel/Publications/TEAT-5000-series/TEAT-5064.pdf>.
- [**ROS 00**] K. Rosengren, P.S. Kildal, J. Carlsson, O. Lundén. “Measurement of terminal Antennas performance in multimode reverberation chambers”, *Antenn00, Nordic Antenna Symposium*, Lund, Sweden. 12-14 Sep. 2000.
- [**ROS 03**] K. Rosengren, P-S Kildal. “Diversity Performance of a Small Terminal Antenna for UMTS”. *Antenn03, Nordic Antenna Symposium*, Kalmar 2003.
- [**ROW 05**] C. Rowell, "A Brief Survey of Internal Antennas in GSM Phones: 1998 to 2004", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Washington (USA), July 2005.
- [**SAL 02**] Salonen I. and Vainikainen P., “Estimation of Signal Correlation in Antenna Arrays”, *JINA International Symposium Antennas*, Vol. 2, Nice, France, November 2002, pp. 383-386.
- [**SAM 01**] Samuel C. K. Ko and Ross D. Murch, "Compact integrated diversity antennas for wireless communications", *IEEE Antennas and Propagation*, Vol. 49, No. 6, June 2001.
- [**SCH 66**] Schwartz M., Bennet W.R., Stein S., “*Communication Systems and techniques*”, Vol. 4, McGraw-Hill Book Company, US 1966.
- [**SHI 04**] Y-S. Shin, B-N. Kim, W-I. Kwak and S-O. Park, "GSM/DCS/IMT-2000 Triple-Band Built-In Antenna for Wireless Terminals", *IEEE Antennas and Wireless Prop. Lett.*, Vol. 3, pp. 104-107, 2004.
- [**STJ 05**] Stjernman A., “Relationship Between Radiation Pattern Correlation and Scattering Matrix of Lossless and Lossy Antennas”, *IET Electronics Letters*, Vol. 41, N°12, 9th June 2005, pp. 678-680.
- [**SU 05**] C-M. Su, C-L. Tang, S-H. Yeh and K-L. Wong, "Optimized Isolation between Internal Antennas for a Dual-Network Wireless Device", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Washington (USA), July 2005.
- [**SUL 99**] Sulonen K., “Evaluation of Handset Antenna Configurations”, *Dept. of Electrical and Communications Engineering*, Helsinki University of Technology, March 1999, <http://lib.tkk.fi/Diss/2004/isbn9512271648/isbn9512271648.pdf>.

REFERENCES

- [SUV 05] P. Suvikunnas, J. Salo, L. Vuokko, J. Kivinen, K. Sulonen and P. Vainikainen, "Empirical comparison of MIMO antenna configurations", *Vehicular Technology Conference*, Stockholm, Sweden, May 30–June 1, 2005.
- [SUV 06a] P. Suvikunnas, J. Villanen, K. Sulonen, C. Icheln, J. Ollikainen, P. Vainikainen, "Evaluation of the Performance of Multi-Antenna Terminals Using a New Approach", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements*, vol. 55, no. 5, pp. 1804-1813, Oct. 2006.
- [SUV 06b] P. Suvikunnas "Methods and criteria for performance analysis of multiantenna systems in mobile communications", *Dissertation for the degree of Doctor of science in Technology*, Helsinki University of Technology, Department of Electrical and Communications Engineering, Radio laboratory 2006 <http://lib.tkk.fi/Diss/2006/isbn9512282976/isbn9512282976.pdf>.
- [TAG 90] T. Taga, "Analysis for Mean Effective Gain of Mobile Antennas in Land Mobile Radio Environments", *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, Vol. 39, N°2, May 1990, pp. 117-131.
- [TAL 04] Talvitie, O., and Pankinaho, I.: "Radio device and antenna structure" *International Patent Application*, WO 2004=038857, 6th May 2004
- [TAV 06] Tavakol V. and Kildal P-S., "Relations between Radiation Characteristics of Small Antennas Located in Free Space and Close to Lossy Phantom", in *Int. Symposium on Antennas and Propagations*, Albuquerque, USA, July 2006, pp. 2037-2040.
- [THA 02] J. Thaysen, "Mutual Coupling Between Two Identical Planar Inverted-F Antennas", *IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symposium*, pp. 504-507, San Antonio (USA), June 2002.
- [THA 03] Thaysen, J., Jakobsen, K. B., "Near field Distribution from a Planar Inverted-F Antenna", *Twelfth International Conference on Antennas & Propagation*, Univ. of Exeter, UK, pp 4, 2003.
- [THA 04a] J. Thaysen and K. B. Jakobsen, "MIMO Channel Capacity versus Mutual Coupling in Multi Antenna Element System", *Antenna Measurement Techniques Association AMTA2004*, Stone Mountain (Georgia, USA), October 2004.
- [THA 04b] J. Thaysen and K. B. Jakobsen, "Mutual Coupling Reduction using a Lumped LC Circuit", *International Symposium on Antennas JINA*, pp. 492-494, Nice (France), November 2004.
- [THU 03] P. Le Thuc, R. Staraj and G. Kossiavas, "Dual Wideband Radiating Element for Mobile Handsets", *Microwave and Optical Tech. Letters*, Vol. 39, No. 4, pp. 288-290, 20th November 2003.

REFERENCES

- [VAU 03] R. Vaughan and J. B. Andersen "Channel propagation and antennas for mobile communications" *The IEE Electromagnetic waves séries* 50, 2003.
- [WAN 07] Yu-Shin Wang, Ming-Chou Lee and Shyh-Jong Chung "Two PIFA-Related Miniaturized Dual Band Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 55, N°3, pp. 805-811, March 2007.
- [WIK] <http://fr.wikipedia.org/wiki/OFDM>.
- [WIR] <http://www.wirelessintelligence.com>.
- [WON 05a] K-L. Wong, J-H. Chou, S-W. Su and C-M. Su, "Isolation Between GSM/DCS and WLAN Antennas in a PDA Phone", *Microwave and Opt. Tech. Letters*, Vol. 45, No. 4, pp. 347-352, 20th May 2005.
- [WON 05b] K-L. Wong, J-H. Chou, C-L. Tang and S-H. Yeh, "Integrated Internal GSM/DCS and WLAN Antennas with Optimized Isolation for a PDA Phone", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 46, No. 4, pp. 323-326, 20th August 2005.
- [YIN 04] Ying Z., Plicanic V., Bolin T., Kristensson G. and Derneryd A., "Characterization of Multi-Channel Antenna Performance for Mobile Terminal by using Near Field and Far Field Parameters", *presented at the COST 273 TD (04)(095)*, Göteborg, June 7-9, 2004.
- [YIN 05] Z. Ying and D. Zhang, "Study of the Mutual Coupling, Correlations and Efficiency of Two PIFA Antennas on a Small Ground Plane", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Washington (USA), July 2005.
- [ZEL 04] IE3D, Release 11.3, Zeland Softare, 2004.
- [ZHA 05] Zhan Li and Yahya Rahmat-Samii, "Optimization of PIFA-IFA combination in handset antenna designs", *IEEE Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 5, July 2005.
- [01N] <http://www.01net.com/article/265706.html>.

ANNEXE I : Quelques définitions

1. Chi-square χ^2

Chi-square est un type de distribution continue, c'est-à-dire que les observations suivant cette distribution peuvent prendre un nombre infini de possibilités de valeurs. Ainsi, la fonction de densité de probabilité suivant une distribution aléatoire de Chi-square est :

$$f(x) = \begin{cases} \left(\frac{1}{\Gamma\left(\frac{n}{2}\right) * 2^{\frac{n}{2}}} \right) * (x^{\frac{n}{2}-1}) * (e^{-\frac{x}{2}}) & \text{Si } x \geq 0 \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases}$$

Sinon $f(x) = 0$

Où $\Gamma(\alpha) = \int_0^{\infty} y^{\alpha-1} e^{-y} dy$ et n est le degré de liberté

2. Fonction de Marcum

La définition mathématique et les propriétés élémentaires de la fonction de Marcum Q sont :

$$Q(a, b) = \int_b^{\infty} \exp\left(\frac{-a^2 + b^2}{2}\right) I_0(ax) dx$$

$$Q(\sqrt{2a}, \sqrt{2b}) = \int_b^{\infty} \exp[-(a+y)] I_0(2\sqrt{ay}) dy$$

$$Q(0, b) = \exp\left(-\frac{b^2}{2}\right)$$

$$Q(a, 0) = 1$$

Où I_0 est la fonction de Bessel modifiée d'ordre 0.

ANNEXE II : Codes Matlab et Scilab**Programme de calcul de l'enveloppe de corrélation****1°) Avec les paramètres S**

```
clear()
```

```
N //nbre d'antennes dans le système
```

```
// lecture des fichiers : modules et phases des paramètres S
```

```
M_S(1,1).nom=fscanfMat('magS11.xml');
```

```
P_S(1,1).nom=fscanfMat('phaseS11.xml');
```

```
M_S(1,2).nom=fscanfMat('magS12.xml');
```

```
P_S(1,2).nom=fscanfMat('phaseS12.xml');
```

```
M_S(1,3).nom=fscanfMat('magS13.xml');
```

```
P_S(1,3).nom=fscanfMat('phaseS13.xml');
```

```
M_S(1,4).nom=fscanfMat('magS14.xml');
```

```
P_S(1,4).nom=fscanfMat('phaseS14.xml');
```

```
M_S(2,2).nom=fscanfMat('magS11.xml');
```

```
P_S(2,2).nom=fscanfMat('phaseS11.xml');
```

```
M_S(2,3).nom=fscanfMat('magS14.xml');
```

```
P_S(2,3).nom=fscanfMat('phaseS14.xml');
```

```
M_S(2,4).nom=fscanfMat('magS13.xml');
```

```
P_S(2,4).nom=fscanfMat('phaseS13.xml');
```

```
M_S(3,3).nom=fscanfMat('magS44.xml');
```

```
P_S(3,3).nom=fscanfMat('phaseS44.xml');
```

```
M_S(3,4).nom=fscanfMat('magS34.xml');
```

```
P_S(3,4).nom=fscanfMat('phaseS34.xml');
```

```
M_S(4,4).nom=fscanfMat('magS44.xml');
```

```
P_S(4,4).nom=fscanfMat('phaseS44.xml');
```

```
//-----
```

```

l=size(M_S(1,1).nom(:,1));

for i=1:N
    for j=1:N
        S(i,j).nom=M_S(i,j).nom(:,2).*exp((P_S(i,j).nom(:,2)*%pi/180)*%i);
        S(i,j).nom=S(j,i).nom;
    end
end

for i=1:N
    for j=1:N

        num(i,j).nom=0;
        num2(i,j).nom=0;
        den1(i,j).nom=0;
        den2(i,j).nom=0;
        if i<j
            for n=1:N
                num(i,j).nom=(S(n,i).nom).*(conj(S(n,j).nom))+num(i,j).nom;
                num2(i,j).nom=conj(S(i,n).nom).*(S(n,j).nom)+num2(i,j).nom;
                den1(i,j).nom=(abs(S(n,i).nom))^2+den1(i,j).nom;
                den2(i,j).nom=(abs(S(n,j).nom))^2+den2(i,j).nom;
            end
            ro(i,j).nom=abs(num(i,j).nom)./(sqrt(1-den1(i,j).nom).*sqrt(1-den2(i,j).nom));
            ro2(i,j).nom=((abs(num2(i,j).nom))^2)./((1-den1(i,j).nom).*(1-
den2(i,j).nom));
            plot2d(M_S(i,j).nom(:,1),abs(ro(i,j).nom)^2,i+j)
            legends('ro(i,j)',i+j)
        end
    end
end
end

```

```
xgrid
```

2°) Avec les diagrammes de rayonnement

```
clear()
```

```
close()
```

```
clc
```

```
//bande de frequence
```

```
for i=1:9
```

```
frequence(i)=1.8+(i-1)*0.05;
```

```
end
```

```
//freq=1.8GHz
```

```
Etheta1=fscanfMat('Etheta1_1_8.txt');
```

```
Etheta2=fscanfMat('Etheta2_1_8.txt');
```

```
Ephi1=fscanfMat('Ephi1_1_8.txt');
```

```
Ephi2=fscanfMat('Ephi2_1_8.txt');
```

```
P_theta1=fscanfMat('P_theta1_1_8.txt');
```

```
P_theta2=fscanfMat('P_theta2_1_8.txt');
```

```
P_phi1=fscanfMat('P_phi1_1_8.txt');
```

```
P_phi2=fscanfMat('P_phi2_1_8.txt');
```

```
for i=1:37
```

```
    for j=1:36
```

```
    Eth1(i,j)=(10^(Etheta1(i,j)/20))*exp((P_theta1(i,j))*%pi/180*%i);
```

```
    Eth2(i,j)=(10^(Etheta2(i,j)/20))*exp((P_theta2(i,j))*%pi/180*%i);
```

```
    Ephi1(i,j)=(10^(Ephi1(i,j)/20))*exp((P_phi1(i,j))*%pi/180*%i);
```

```
    Ephi2(i,j)=(10^(Ephi2(i,j)/20))*exp((P_phi2(i,j))*%pi/180*%i);
```

```
    F1(i,j)=Eth1(i,j)+Ephi1(i,j);
```

```

F2(i,j)=Eth2(i,j)+Eph2(i,j);
A0(i,j)=(F1(i,j)*conj(F2(i,j)));
end
    end

//discretisation de theta et phi
theta=0:5:180;
sinus_theta=sin(theta*%pi/180)';
A1=A0(1,:)*sinus_theta(1);
for i=1:37
A1(i,:)=A0(i,:)*sinus_theta(i,:);
end

B0=(abs(F1)).^2;
C0=(abs(F2)).^2;
B1=B0(1,:)*sinus_theta(1);
C1=C0(1,:)*sinus_theta(1);
for i=1:37
B1(i,:)=B0(i,:)*sinus_theta(i,:);
C1(i,:)=C0(i,:)*sinus_theta(i,:);
end

A=(sum(A1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
B=(sum(B1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
C=(sum(C1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
ro.nom(1)=(abs(A))^2/(B*C);

//freq=1.85GHz
Etheta1=fscanfMat('Etheta1_1_85.txt');
Etheta2=fscanfMat('Etheta2_1_85.txt');
Ephi1=fscanfMat('Ephi1_1_85.txt');
Ephi2=fscanfMat('Ephi2_1_85.txt');
P_theta1=fscanfMat('P_theta1_1_85.txt');
P_theta2=fscanfMat('P_theta2_1_85.txt');

```

```

P_phi1=fscanfMat('P_phi1_1_85.txt');
P_phi2=fscanfMat('P_phi2_1_85.txt');

for i=1:37
    for j=1:36
        Eth1(i,j)=(10^(Etheta1(i,j)/20))*exp((P_theta1(i,j)*%pi/180)*%i);
        Eth2(i,j)=(10^(Etheta2(i,j)/20))*exp((P_theta2(i,j)*%pi/180)*%i);
        Eph1(i,j)=(10^(Ephi1(i,j)/20))*exp((P_phi1(i,j))*%pi/180*%i);
        Eph2(i,j)=(10^(Ephi2(i,j)/20))*exp((P_phi2(i,j))*%pi/180*%i);
        F1(i,j)=Eth1(i,j)+Eph1(i,j);
        F2(i,j)=Eth2(i,j)+Eph2(i,j);
        A0(i,j)=(F1(i,j)*conj(F2(i,j)));
    end
end

//discretisation de theta et phi
theta=0:5:180;
sinus_theta=sin(theta*%pi/180)';
A1=A0(1,:)*sinus_theta(1);
for i=1:37
    A1(i,:)=A0(i,:)*sinus_theta(i,:);
end

B0=(abs(F1)).^2;
C0=(abs(F2)).^2;
B1=B0(1,:)*sinus_theta(1);
C1=C0(1,:)*sinus_theta(1);
for i=1:37
    B1(i,:)=B0(i,:)*sinus_theta(i,:);
    C1(i,:)=C0(i,:)*sinus_theta(i,:);
end

```



```

A=(sum(A1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
B=(sum(B1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
C=(sum(C1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
ro.nom(2)=(abs(A))^2/(B*C);
//freq=1.9GHz

Etheta1=fscanfMat('Etheta1_1_9.txt');
Etheta2=fscanfMat('Etheta2_1_9.txt');
Ephi1=fscanfMat('Ephi1_1_9.txt');
Ephi2=fscanfMat('Ephi2_1_9.txt');
P_theta1=fscanfMat('P_theta1_1_9.txt');
P_theta2=fscanfMat('P_theta2_1_9.txt');
P_phi1=fscanfMat('P_phi1_1_9.txt');
P_phi2=fscanfMat('P_phi2_1_9.txt');

for i=1:37
    for j=1:36
Eth1(i,j)=(10^(Etheta1(i,j)/20))*exp((P_theta1(i,j)*%pi/180)*%i);
Eth2(i,j)=(10^(Etheta2(i,j)/20))*exp((P_theta2(i,j)*%pi/180)*%i);
Eph1(i,j)=(10^(Ephi1(i,j)/20))*exp((P_phi1(i,j)*%pi/180)*%i);
Eph2(i,j)=(10^(Ephi2(i,j)/20))*exp((P_phi2(i,j)*%pi/180)*%i);
F1(i,j)=Eth1(i,j)+Eph1(i,j);
F2(i,j)=Eth2(i,j)+Eph2(i,j);
A0(i,j)=(F1(i,j)*conj(F2(i,j)));
end
    end

//discretisation de theta et phi
theta=0:5:180;
sinus_theta=sin(theta*%pi/180)';
A1=A0(1,:)*sinus_theta(1);
for i=1:37
A1(i,:)=A0(i,:)*sinus_theta(i,:);
end

```

```

B0=(abs(F1)).^2;
C0=(abs(F2)).^2;
B1=B0(1,:)*sinus_theta(1);
C1=C0(1,:)*sinus_theta(1);
for i=1:37
B1(i,:)=B0(i,:)*sinus_theta(i,:);
C1(i,:)=C0(i,:)*sinus_theta(i,:);
end

A=(sum(A1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
B=(sum(B1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
C=(sum(C1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
ro.nom(3)=(abs(A))^2/(B*C);
//freq=1.95GHz

Etheta1=fscanfMat('Etheta1_1_95.txt');
Etheta2=fscanfMat('Etheta2_1_95.txt');
Ephi1=fscanfMat('Ephi1_1_95.txt');
Ephi2=fscanfMat('Ephi2_1_95.txt');
P_theta1=fscanfMat('P_theta1_1_95.txt');
P_theta2=fscanfMat('P_theta2_1_95.txt');
P_phi1=fscanfMat('P_phi1_1_95.txt');
P_phi2=fscanfMat('P_phi2_1_95.txt');

for i=1:37
    for j=1:36
Eth1(i,j)=(10^(Etheta1(i,j)/20))*exp((P_theta1(i,j)*%pi/180)*%i);
Eth2(i,j)=(10^(Etheta2(i,j)/20))*exp((P_theta2(i,j)*%pi/180)*%i);
Eph1(i,j)=(10^(Ephi1(i,j)/20))*exp((P_phi1(i,j)*%pi/180)*%i);
Eph2(i,j)=(10^(Ephi2(i,j)/20))*exp((P_phi2(i,j)*%pi/180)*%i);
F1(i,j)=Eth1(i,j)+Eph1(i,j);
F2(i,j)=Eth2(i,j)+Eph2(i,j);
A0(i,j)=(F1(i,j)*conj(F2(i,j)));

```

```

end
    end

//discretisation de theta et phi
theta=0:5:180;
sinus_theta=sin(theta*%pi/180)';
A1=A0(1,:)*sinus_theta(1);
for i=1:37
A1(i,:)=A0(i,:)*sinus_theta(i,:);
end

B0=(abs(F1)).^2;
C0=(abs(F2)).^2;
B1=B0(1,:)*sinus_theta(1);
C1=C0(1,:)*sinus_theta(1);
for i=1:37
B1(i,:)=B0(i,:)*sinus_theta(i,:);
C1(i,:)=C0(i,:)*sinus_theta(i,:);
end

A=(sum(A1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
B=(sum(B1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
C=(sum(C1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
ro.nom(4)=(abs(A))^2/(B*C);
//freq=2GHz

Etheta1=fscanfMat('Etheta1_2.txt');
Etheta2=fscanfMat('Etheta2_2.txt');
Ephi1=fscanfMat('Ephi1_2.txt');
Ephi2=fscanfMat('Ephi2_2.txt');
P_theta1=fscanfMat('P_theta1_2.txt');
P_theta2=fscanfMat('P_theta2_2.txt');
P_phi1=fscanfMat('P_phi1_2.txt');
P_phi2=fscanfMat('P_phi2_2.txt');

```

```

for i=1:37
    for j=1:36
Eth1(i,j)=(10^(Etheta1(i,j)/20))*exp((P_theta1(i,j)*%pi/180)*%i);
Eth2(i,j)=(10^(Etheta2(i,j)/20))*exp((P_theta2(i,j)*%pi/180)*%i);
Eph1(i,j)=(10^(Ephi1(i,j)/20))*exp((P_phi1(i,j)*%pi/180)*%i);
Eph2(i,j)=(10^(Ephi2(i,j)/20))*exp((P_phi2(i,j)*%pi/180)*%i);
F1(i,j)=Eth1(i,j)+Eph1(i,j);
F2(i,j)=Eth2(i,j)+Eph2(i,j);
A0(i,j)=(F1(i,j)*conj(F2(i,j)));
end
    end

//discretisation de theta et phi
theta=0:5:180;
sinus_theta=sin(theta*%pi/180)';
A1=A0(1,:)*sinus_theta(1);
for i=1:37
A1(i,:)=A0(i,:)*sinus_theta(i,:);
end

B0=(abs(F1)).^2;
C0=(abs(F2)).^2;
B1=B0(1,:)*sinus_theta(1);
C1=C0(1,:)*sinus_theta(1);
for i=1:37
B1(i,:)=B0(i,:)*sinus_theta(i,:);
C1(i,:)=C0(i,:)*sinus_theta(i,:);
end

A=(sum(A1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
B=(sum(B1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
C=(sum(C1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
ro.nom(5)=(abs(A))^2/(B*C);

```

```

//freq=2.05GHz

Etheta1=fscanfMat('Etheta1_2_05.txt');
Etheta2_05=fscanfMat('Etheta2_2_05.txt');
Ephi1=fscanfMat('Ephi1_2_05.txt');
Ephi2_05=fscanfMat('Ephi2_2_05.txt');
P_theta1=fscanfMat('P_theta1_2_05.txt');
P_theta2_05=fscanfMat('P_theta2_2_05.txt');
P_phi1=fscanfMat('P_phi1_2_05.txt');
P_phi2_05=fscanfMat('P_phi2_2_05.txt');

for i=1:37
    for j=1:36
        Eth1(i,j)=(10^(Etheta1(i,j)/20))*exp((P_theta1(i,j)*%pi/180)*%i);
        Eth2(i,j)=(10^(Etheta2(i,j)/20))*exp((P_theta2(i,j)*%pi/180)*%i);
        Ephi1(i,j)=(10^(Ephi1(i,j)/20))*exp((P_phi1(i,j)*%pi/180)*%i);
        Ephi2(i,j)=(10^(Ephi2(i,j)/20))*exp((P_phi2(i,j)*%pi/180)*%i);
        F1(i,j)=Eth1(i,j)+Ephi1(i,j);
        F2(i,j)=Eth2(i,j)+Ephi2(i,j);
        A0(i,j)=(F1(i,j)*conj(F2(i,j)));
    end
end

//discretisation de theta et phi
theta=0:5:180;
sinus_theta=sin(theta*%pi/180)';
A1=A0(1,:)*sinus_theta(1);
for i=1:37
    A1(i,:)=A0(i,:)*sinus_theta(i,:);
end

B0=(abs(F1)).^2;
C0=(abs(F2)).^2;

```

```

B1=B0(1,:)*sinus_theta(1);
C1=C0(1,:)*sinus_theta(1);
for i=1:37
B1(i,:)=B0(i,:)*sinus_theta(i,:);
C1(i,:)=C0(i,:)*sinus_theta(i,:);
end

A=(sum(A1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
B=(sum(B1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
C=(sum(C1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
ro.nom(6)=(abs(A))^2/(B*C);
//freq=2.1GHz

Etheta1=fscanfMat('Etheta1_2_1.txt');
Etheta2_05=fscanfMat('Etheta2_2_1.txt');
Ephi1=fscanfMat('Ephi1_2_1.txt');
Ephi2_05=fscanfMat('Ephi2_2_1.txt');
P_theta1=fscanfMat('P_theta1_2_1.txt');
P_theta2_05=fscanfMat('P_theta2_2_1.txt');
P_phi1=fscanfMat('P_phi1_2_1.txt');
P_phi2_05=fscanfMat('P_phi2_2_1.txt');

for i=1:37
    for j=1:36
Eth1(i,j)=(10^(Etheta1(i,j)/20))*exp((P_theta1(i,j)*%pi/180)*%i);
Eth2(i,j)=(10^(Etheta2(i,j)/20))*exp((P_theta2(i,j)*%pi/180)*%i);
Eph1(i,j)=(10^(Ephi1(i,j)/20))*exp((P_phi1(i,j))*%pi/180*%i);
Eph2(i,j)=(10^(Ephi2(i,j)/20))*exp((P_phi2(i,j))*%pi/180*%i);
F1(i,j)=Eth1(i,j)+Eph1(i,j);
F2(i,j)=Eth2(i,j)+Eph2(i,j);
A0(i,j)=(F1(i,j)*conj(F2(i,j)));
end
    end
end

```

```

//discretisation de theta et phi
theta=0:5:180;
sinus_theta=sin(theta*%pi/180)';
A1=A0(1,:)*sinus_theta(1);
for i=1:37
A1(i,:)=A0(i,:)*sinus_theta(i,:);
end

B0=(abs(F1)).^2;
C0=(abs(F2)).^2;
B1=B0(1,:)*sinus_theta(1);
C1=C0(1,:)*sinus_theta(1);
for i=1:37
B1(i,:)=B0(i,:)*sinus_theta(i,:);
C1(i,:)=C0(i,:)*sinus_theta(i,:);
end

A=(sum(A1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
B=(sum(B1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
C=(sum(C1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
ro.nom(7)=(abs(A))^2/(B*C);
//freq=2.15GHz

Etheta1=fscanfMat('Etheta1_2_15.txt');
Etheta2_15=fscanfMat('Etheta2_2_15.txt');
Ephi1=fscanfMat('Ephi1_2_15.txt');
Ephi2_15=fscanfMat('Ephi2_2_15.txt');
P_theta1=fscanfMat('P_theta1_2_15.txt');
P_theta2_15=fscanfMat('P_theta2_2_15.txt');
P_phi1=fscanfMat('P_phi1_2_15.txt');
P_phi2_15=fscanfMat('P_phi2_2_15.txt');

for i=1:37
    for j=1:36

```

```

Eth1(i,j)=(10^(Etheta1(i,j)/20))*exp((P_theta1(i,j)*%pi/180)*%i);
Eth2(i,j)=(10^(Etheta2(i,j)/20))*exp((P_theta2(i,j)*%pi/180)*%i);
Eph1(i,j)=(10^(Ephi1(i,j)/20))*exp((P_phi1(i,j)*%pi/180)*%i);
Eph2(i,j)=(10^(Ephi2(i,j)/20))*exp((P_phi2(i,j)*%pi/180)*%i);
F1(i,j)=Eth1(i,j)+Eph1(i,j);
F2(i,j)=Eth2(i,j)+Eph2(i,j);
A0(i,j)=(F1(i,j)*conj(F2(i,j)));
end

```

```

    end

```

```

//discretisation de theta et phi

```

```

theta=0:5:180;
sinus_theta=sin(theta*%pi/180)';
A1=A0(1,:)*sinus_theta(1);
for i=1:37
A1(i,:)=A0(i,:)*sinus_theta(i,:);
end

```

```

B0=(abs(F1)).^2;
C0=(abs(F2)).^2;
B1=B0(1,:)*sinus_theta(1);
C1=C0(1,:)*sinus_theta(1);
for i=1:37
B1(i,:)=B0(i,:)*sinus_theta(i,:);
C1(i,:)=C0(i,:)*sinus_theta(i,:);
end

```

```

A=(sum(A1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
B=(sum(B1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
C=(sum(C1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
ro.nom(8)=(abs(A))^2/(B*C);
//freq=2.2GHz

```

```

Etheta1=fscanfMat('Etheta1_2_2.txt');

```



```

Etheta2_2=fscanfMat('Etheta2_2_2.txt');
Ephi1=fscanfMat('Ephi1_2_2.txt');
Ephi2_2=fscanfMat('Ephi2_2_2.txt');
P_theta1=fscanfMat('P_theta1_2_2.txt');
P_theta2_2=fscanfMat('P_theta2_2_2.txt');
P_phi1=fscanfMat('P_phi1_2_2.txt');
P_phi2_2=fscanfMat('P_phi2_2_2.txt');

for i=1:37
    for j=1:36
        Eth1(i,j)=(10^(Etheta1(i,j)/20))*exp((P_theta1(i,j)*%pi/180)*%i);
        Eth2(i,j)=(10^(Etheta2(i,j)/20))*exp((P_theta2(i,j)*%pi/180)*%i);
        Ephi1(i,j)=(10^(Ephi1(i,j)/20))*exp((P_phi1(i,j)*%pi/180)*%i);
        Ephi2(i,j)=(10^(Ephi2(i,j)/20))*exp((P_phi2(i,j)*%pi/180)*%i);
        F1(i,j)=Eth1(i,j)+Ephi1(i,j);
        F2(i,j)=Eth2(i,j)+Ephi2(i,j);
        A0(i,j)=(F1(i,j)*conj(F2(i,j)));
    end
end

//discretisation de theta et phi
theta=0:5:180;
sinus_theta=sin(theta*%pi/180)';
A1=A0(1,:)*sinus_theta(1);
for i=1:37
    A1(i,:)=A0(i,:)*sinus_theta(i,:);
end

B0=(abs(F1)).^2;
C0=(abs(F2)).^2;
B1=B0(1,:)*sinus_theta(1);
C1=C0(1,:)*sinus_theta(1);
for i=1:37
    B1(i,:)=B0(i,:)*sinus_theta(i,:);

```

```

C1(i,:)=C0(i,:)*sinus_theta(i,:);
end

A=(sum(A1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
B=(sum(B1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
C=(sum(C1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
ro.nom(9)=(abs(A))^2/(B*C);
ro.nom
plot2d(frequence,(ro.nom),2)
xgrid

far=frequence;
far(:,2)=ro.nom;
fprintfMat('far.txt',far)

```

Programme de Calcul du DG

1°) Avec les modèles statistiques

```

clear()

function z=f(x)
z=(exp(-(a^2+x^2)/2)*besseli(0,a*x)*x);
endfunction

function y=Q(a,b)

if a==0 then
y=exp(-b^2/2);
else if b==0 then
y=1;
else
y=intg(b,100,f);

```

```

end
end

endfunction

//
while 1

//environnement
//i=theta;
//j=phi;
pas_theta=5*%pi/180;
pas_phi=10*%pi/180;
theta=0:pas_theta:%pi;
phi=0:pas_phi:2*%pi;

printf('choisir model\n model=')
model=scanf('%s');

//gaussian
if (model=='gaussian') then
printf ('choisir environnement\n env=')
env=scanf('%s');
    if env=='out' then
        XPR=5;
        XPR=10^(XPR/10);
        m_v=10*%pi/180;
        m_h=10*%pi/180;
        sigma_v=15*%pi/180;
        sigma_h=15*%pi/180;
    else if env=='in' then
        XPR=1;
        XPR=10^(XPR/10);
    end
end
end

```

```

m_v=20*%pi/180;
m_h=20*%pi/180;
sigma_v=30*%pi/180;
sigma_h=30*%pi/180;
else if env=='isotropic' then
XPR=1;
XPR=10^(XPR/10);
m_v=0;
m_h=0;
sigma_v=1e+300;
sigma_h=1e+300;
end
end
end
//-----
//calcul de Atheta et Aphi
sinus_theta=sin(theta);

for N_theta=1:37
for N_phi=1:37

Ptheta_p(N_phi)=1;
Pphi_p(N_phi)=1;
end
end

Ptheta_p=Ptheta_p';
Pphi_p=Pphi_p';

for N_theta=1:37
for N_phi=1:36
Ptheta0(N_theta,N_phi)=(exp(-(theta(N_theta)-(%pi/2)-m_v))^2/
(2*sigma_v)^2)*Ptheta_p(:,N_phi))*sinus_theta(N_theta);
Pphi0(N_theta,N_phi)=(exp(-(theta(N_theta)-(%pi/2)-m_h))^2/
(2*sigma_h)^2)*Pphi_p(:,N_phi))*sinus_theta(N_theta);

```

```

end
end

Atheta=1/sum(Ptheta0*pas_theta);
Aphi=1/sum(Pphi0*pas_theta);

//-----
for N_theta=1:37
for N_phi=1:37
Ptheta_t(N_theta)=Atheta*exp(-(theta(N_theta)-((%pi/2)-m_v))^2/(2*sigma_v)^2);
Pphi_t(N_theta)=Aphi*exp(-(theta(N_theta)-((%pi/2)-m_h))^2/(2*sigma_h)^2);

Ptheta(N_theta,N_phi)=Ptheta_t(N_theta)*Ptheta_p(:,N_phi);
Pphi(N_theta,N_phi)=Pphi_t(N_theta)*Pphi_p(:,N_phi);

end
end
end
//laplacien

if (model=='laplacien') then
printf('choisir environnement\n env=')
env=scanf('%s');
    if env=='out' then
        XPR=5;
        XPR=10^(XPR/10);
        m_v=10*%pi/180;
        m_h=10*%pi/180;
        sigma_v=15*%pi/180;
        sigma_h=15*%pi/180;

```

```

else if env=='in' then
XPR=1;
XPR=10^(XPR/10);
m_v=20*%pi/180;
m_h=20*%pi/180;
sigma_v=30*%pi/180;
sigma_h=30*%pi/180;
    else if env=='isotropic' then
XPR=1;
XPR=10^(XPR/10);
m_v=0;
m_h=0;
sigma_v=1e+300;
sigma_h=1e+300;
end
end
end

//-----
//calcul de Atheta et Aphi
sinus_theta=sin(theta);
for N_theta=1:37
for N_phi=1:37

Ptheta_p(N_phi)=1;
Pphi_p(N_phi)=1;
end
end
Ptheta_p=Ptheta_p';
Pphi_p=Pphi_p';

for N_theta=1:37
for N_phi=1:36

```

```

Ptheta0(N_theta,N_phi)=(exp(-sqrt(2)*abs(theta(N_theta)-((%pi/2)-m_v))^2/
(sigma_v))*Ptheta_p(:,N_phi))*sinus_theta(N_theta)*Ptheta_p(:,N_phi);
Pphi0(N_theta,N_phi)=(exp(-sqrt(2)*abs(theta(N_theta)-((%pi/2)-m_h))^2/
(sigma_h))*Pphi_p(:,N_phi))*sinus_theta(N_theta)*Pphi_p(:,N_phi);

end
end

Atheta=1/sum(Ptheta0*pas_theta);
Aphi=1/sum(Pphi0*pas_theta);

//-----
for N_theta=1:37
for N_phi=1:37
Ptheta_t(N_theta)=Atheta*exp(-sqrt(2)*abs(theta(N_theta)-((%pi/2)-m_v))^2/(sigma_v));
Pphi_t(N_theta)=Aphi*exp(-sqrt(2)*abs(theta(N_theta)-((%pi/2)-m_h))^2/(sigma_h));

Ptheta(N_theta,N_phi)=Ptheta_t(N_theta)*Ptheta_p(:,N_phi);
Pphi(N_theta,N_phi)=Pphi_t(N_theta)*Pphi_p(:,N_phi);

end
end
end
//uniform
if (model=='uniform') then
for N_theta=1:37
for N_phi=1:37
Ptheta(N_theta,N_phi)=(1/(4*%pi));
Pphi(N_theta,N_phi)=(1/(4*%pi));
XPR=0;
XPR=10^(XPR/10);

```

```

end
end
end
//-----
//Elliptical for indoor environment
if (model=='elliptical') then
XPR=5.5;
S_th_th=0.29;
S_phi_th=1.06;
S_th_phi=0.44;
S_phi_phi=1.18;
a_th0=0.16;
a_phi0=0.7;
b_phi=0.11;

//calcul de Atheta et Aphi
sinus_theta=sin(theta);
sinus_phi=sin(phi);

printf('directivity=')
directivity=scanf('%s');

if directivity=='low' then
for N_theta=1:37
for N_phi=1:37
Ptheta0_p(N_phi)=S_th_phi^2/(S_th_phi^2+sinus_phi(N_phi)^2);
Pphi0_p(N_phi)=S_phi_phi^2/(S_phi_phi^2+sinus_phi(N_phi)^2);
Ptheta0_t(N_theta)=S_th_th^2/(S_th_th^2+sinus_theta(N_theta)^2);
Pphi0_t(N_theta)=S_phi_th^2/(S_phi_th^2+sinus_theta(N_theta)^2);

```



```
end
```

```
end
```

```
Pphi0_p=Pphi0_p';
```

```
Ptheta0_p=Ptheta0_p';
```

```
for N_theta=1:37
```

```
for N_phi=1:36
```

```
Ptheta0(N_theta,N_phi)=Ptheta0_t(N_theta)*Ptheta0_p(:,N_phi);
```

```
Pphi0(N_theta,N_phi)=Pphi0_t(N_theta)*Pphi0_p(:,N_phi);
```

```
end
```

```
end
```

```
Atheta=1/sum(Ptheta0*pas_theta);
```

```
Aphi=1/sum(Pphi0*pas_theta);
```

```
for N_theta=1:37
```

```
for N_phi=1:37
```

```
Ptheta_p(N_phi)=sqrt(Aphi)*S_th_phi^2/(S_th_phi^2+sinus_phi(N_phi)^2);
```

```
Pphi_p(N_phi)=sqrt(Aphi)*S_phi_phi^2/(S_phi_phi^2+sinus_phi(N_phi)^2);
```

```
Ptheta_t(N_theta)=sqrt(Aphi)*S_th_th^2/(S_th_th^2+sinus_theta(N_theta)^2);
```

```
Pphi_t(N_theta)=sqrt(Aphi)*S_phi_th^2/(S_phi_th^2+sinus_theta(N_theta)^2);
```

```
end
```

```
end
```

```
Pphi_p=Pphi_p';
```

```
Ptheta_p=Ptheta_p';
```

```
for N_theta=1:37
```

```
for N_phi=1:37
```

```
Ptheta(N_theta,N_phi)=Ptheta_t(N_theta)*Ptheta_p(:,N_phi);
```

```
Pphi(N_theta,N_phi)=Pphi_t(N_theta)*Pphi_p(:,N_phi);
```

```

end
end
end

if directivity=='high' then
for N_theta=1:37
for N_phi=1:37
Ptheta0_p(N_phi)=a_th0;
Pphi0_p(N_phi)=b_phi-abs(phi(N_phi));
Ptheta0_t(N_theta)=S_th_th^2/(S_th_th^2+sinus_theta(N_theta)^2);
Pphi0_t(N_theta)=S_phi_th^2/(S_phi_th^2+sinus_theta(N_theta)^2);

Ptheta0(N_theta,N_phi)=Ptheta0_t(N_theta)*Ptheta0_p(N_phi);
Pphi0(N_theta,N_phi)=Pphi0_t(N_theta)*Pphi0_p(N_phi);
end
end

Atheta=1/sum(Ptheta0*pas_theta);
Aphi=1/sum(Pphi0*pas_theta);

for N_theta=1:37
for N_phi=1:36

Ptheta_p(N_phi)=sqrt(Atheta)*a_th0;
Pphi_p(N_phi)=sqrt(Aphi)*(a_phi0-b_phi*abs(phi(N_phi)));
Ptheta_t(N_theta)=sqrt(Atheta)*S_th_th^2/(S_th_th^2+sinus_theta(N_theta)^2);
Pphi_t(N_theta)=sqrt(Aphi)*S_phi_th^2/(S_phi_th^2+sinus_theta(N_theta)^2);

Ptheta(N_theta,N_phi)=Ptheta_t(N_theta)*Ptheta_p(N_phi);
Pphi(N_theta,N_phi)=Pphi_t(N_theta)*Pphi_p(N_phi);
end
end

```

```
end
```

```
end
```

```
//-----
```

```
sinus_theta=sin(theta);
```

```
//freq=2.03GHz
```

```
Ptheta=Ptheta';
```

```
Pphi=Pphi';
```

```
Etheta1=fscanfMat('Etheta1.txt');
```

```
Etheta2=fscanfMat('Etheta2.txt');
```

```
Ephi1=fscanfMat('Ephi1.txt');
```

```
Ephi2=fscanfMat('Ephi2.txt');
```

```
P_theta1=fscanfMat('Ptheta1.txt');
```

```
P_theta2=fscanfMat('Ptheta2.txt');
```

```
P_phi1=fscanfMat('Pphi1.txt');
```

```
P_phi2=fscanfMat('Pphi2.txt');
```

```
for i=1:36
```

```
    for j=1:37
```

```
        Eth1(i,j)=(10^(Etheta1(i,j)/20))*exp((P_theta1(i,j)*%pi/180)*%i);
```

```
        Eth2(i,j)=(10^(Etheta2(i,j)/20))*exp((P_theta2(i,j)*%pi/180)*%i);
```

```
        Ephi1(i,j)=(10^(Ephi1(i,j)/20))*exp((P_phi1(i,j)*%pi/180)*%i);
```

```
        Ephi2(i,j)=(10^(Ephi2(i,j)/20))*exp((P_phi2(i,j)*%pi/180)*%i);
```

```
        A0(i,j)=(XPR*Eth1(i,j)*conj(Eth2(i,j)*Ptheta(i,j))+Ephi1(i,j)*conj(Ephi2(i,j))*Pphi(i,j));
```

```
    end
```

```
end
```

```

//discretisation de theta et phi
A1=A0(:,1)*sinus_theta(1);
for i=1:37
A1(:,i)=A0(:,i)*sinus_theta(:,i);
end

B0=(XPR*((abs(Eth1)).^2).*Ptheta(1:36,:)+((abs(Eph1)).^2).*Pphi(1:36,:));

C0=(XPR*((abs(Eth2)).^2).*Ptheta(1:36,:)+((abs(Eph2)).^2).*Pphi(1:36,:));
B1=B0(:,1)*sinus_theta(1);
C1=C0(:,1)*sinus_theta(1);
for i=1:37
B1(:,i)=B0(:,i)*sinus_theta(:,i);
C1(:,i)=C0(:,i)*sinus_theta(:,i);
end

A=(sum(A1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
B=(sum(B1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));
C=(sum(C1*5*(%pi/180)*10*(%pi/180)));

ro.nom(1)=sqrt((abs(A))^2./(abs(B).*abs(C)));
Env_corr=ro.nom(1)^2

//-----
//calcul du MEG
//antenne1
Gtheta1=fscanfMat('Gtheta1.txt');

Gphi1=fscanfMat('Gphi1.txt');

//discretisation de theta et phi
theta=0:5:180;

```

```

sinus_theta=sin((theta*%pi/180));
for i=1:36
    for j=1:37
        gain0(i,j)=10^(Gtheta1(i,j)/10)+10^(Gphi1(i,j)/10);
        gain1(i,j)=((XPR/(1+XPR))*10^(Gtheta1(i,j)/10)*Ptheta(i,j))+((1/
(1+XPR))*10^(Gphi1(i,j)/10)*Pphi(i,j));
    end
end
gain_MG1=gain0(:,1)*sinus_theta(1);
gain_MEG1=gain1(:,1)*sinus_theta(1);
for i=1:37
    gain_MG1(:,i)=gain0(:,i)*sinus_theta(:,i);
    gain_MEG1(:,i)=gain1(:,i)*sinus_theta(:,i);
end

MG1=10*log10((sum(gain_MG1)*5*(%pi/180)*10*(%pi/180))/(4*%pi))
MEG1=10*log10(abs(((sum(gain_MEG1)*5*(%pi/180)*10*(%pi/180))))))

//antenne 2
Gtheta2=fscanfMat('Gtheta2.txt');

Gphi2=fscanfMat('Gphi2.txt');

//discretisation de theta et phi
theta=0:5:180;
sinus_theta=sin((theta*%pi/180));
for i=1:36
    for j=1:37
        gain0(i,j)=10^(Gtheta2(i,j)/10)+10^(Gphi2(i,j)/10);
        gain1(i,j)=((XPR/(1+XPR))*10^(Gtheta2(i,j)/10)*Ptheta(i,j))+((1/
(1+XPR))*10^(Gphi2(i,j)/10)*Pphi(i,j));
    end
end

```

```

end
gain_MG2=gain0(:,1)*sinus_theta(1);
gain_MEG2=gain1(:,1)*sinus_theta(1);
for i=1:37
gain_MG2(:,i)=gain0(:,i)*sinus_theta(:,i);
gain_MEG2(:,i)=gain1(:,i)*sinus_theta(:,i);
end

MG2=10*log10((sum(gain_MG2)*5*(%pi/180)*10*(%pi/180))/(4*%pi))
MEG2=10*log10(abs(((sum(gain_MEG2)*5*(%pi/180)*10*(%pi/180))))))
if 10^(MEG1/10) > 10^(MEG2/10) then
r=(10^(MEG2/10))/(10^(MEG1/10)) ;
else
r=(10^(MEG1/10))/(10^(MEG2/10)) ;
end

//-----
y1=-30:0.01:20;
y=10^(y1/10);
//MEG1=-8.9;
//MEG2=-8.9;
k=10^((MEG1-MEG2)/10);
SNR1=10;
//SNR2=10;
SNR2=SNR1/k;
//ro.nom(1)=1e-4;

c=sqrt(2*y/(SNR1*(1-ro.nom(1)^2)));
d=sqrt(2*y/(SNR2*(1-ro.nom(1)^2)));
l=size(y);
for i=1:l(:,2)
//P(i)=Q(d(i),ro.nom(1)*c(i))

```

```

P1(i)=exp(-y(i)/SNR1)*(Q(d(i),ro.nom(1)*c(i)));
P2(i)=exp(-y(i)/SNR2)*(1-(Q(ro.nom(1)*d(i),c(i))));
P(i)=1-P1(i)-P2(i);
Pb1(i)=1-(exp(-y(i)/SNR1));
Pb2(i)=1-(exp(-y(i)/SNR2));

wb1_1=find(Pb1<1e-2);
hb1_1=size(wb1_1);
wb2_1=find(Pb2<1e-2);
hb2_1=size(wb2_1);
w_1=find(P<1e-2);
h_1=size(w_1);
wb1_50=find(Pb1<0.5);
hb1_50=size(wb1_50);
wb2_50=find(Pb2<0.5);
hb2_50=size(wb2_50);
w_50=find(P<0.5);
h_50=size(w_50);
if y1(hb1_1(:,2))>y1(hb2_1(:,2)) then
DG_1=y1(h_1(:,2))-(y1(hb1_1(:,2)))
else
DG_1=y1(h_1(:,2))-(y1(hb2_1(:,2)))
end

if y1(hb1_50(:,2))>y1(hb2_50(:,2)) then
DG_50=y1(h_50(:,2))-(y1(hb1_50(:,2)))
else
DG_50=y1(h_50(:,2))-(y1(hb2_50(:,2)))
end
//
plot2d(y1,Pb1)
plot2d(y1,Pb2)
plot2d(y1,P,2)
xgrid

```

end

2° Dans une chambre réverbérante

```
function s=loadDivFile(filename,reffile,freq_ind,stir_band)
% s=loadDivFile(filename)
close all

%% Load data from file
stream=fopen(filename);
btstr=fread(stream, 8, 'char');
FileType=fread(stream, 1, 'int32');
FileVER=fread(stream, 3, 'int32');
NS=fread(stream, 1, 'int32');
NA=fread(stream, 1, 'int32');
NFr=fread(stream, 1, 'int32');
NDA=fread(stream, 1, 'int32');
F=fread(stream, NFr, 'double');
C21=fread(stream, 2*NFr*NDA*NA*NS, 'double'); C21=complex(C21(1:2:end),C21(2:2:end));
P11=fread(stream, NFr*NDA*NA, 'double');
P22=fread(stream, NFr*NDA, 'double');
fclose(stream);
disp(filename)

A=importdata('mes_cc.txt');
C=importdata('mes_m4p2.txt');
D=importdata('mes_m4p3.txt');
E=importdata('mes_m4p4.txt');

%% Load reference file
if nargin>1
    if getRefFileType(reffile)==1 %div-file
        rstream=fopen(reffile);
        rbtstr=fread(rstream, 8, 'char');
        rFileType=fread(rstream, 1, 'int32');
        rFileVER=fread(rstream, 3, 'int32');
        rNS=fread(rstream, 1, 'int32');
        rNA=fread(rstream, 1, 'int32');
        rNFr=fread(rstream, 1, 'int32');
        rNDA=fread(rstream, 1, 'int32');
        rF=fread(rstream, rNFr, 'double');
        rC21=fread(rstream, 2*rNFr*rNDA*rNA*rNS, 'double');
        rC21=complex(rC21(1:2:end),rC21(2:2:end));
        rC21=rC21(1:rNA*rNS*rNFr); %Always use first antenna in data file as reference
        rP11=fread(rstream, rNFr*rNDA*NA, 'double');
```



```

    rP22=fread(rstream, rNFr*rNDA, 'double');
    fclose(rstream);
elseif getRefFileType(reffile)==2 %%.ref-file
    Ref=loadreffile(reffile);
end
end

% -----
% Choosing the part of the frequency band that the analysis will be done on
start_ind = freq_ind(1);
stop_ind = freq_ind(2);
if getRefFileType(reffile)==1 %%.div-file
    disp('Choosing frequency interval when the reference file is of type .div is not possible in this
version')
    error('DivFileAsRefNotPossibleYet','Not possible to use div file as ref in this version')
elseif getRefFileType(reffile)==2 %%.ref-file
    Ref.F = Ref.F(start_ind:stop_ind);
    Ref.T = Ref.T(:,start_ind:stop_ind);
    Ref.R = Ref.R(:,start_ind:stop_ind);
    disp(['The analysis will be performed on the frequency interval that starts with the frequency ',...
        num2str(Ref.F(1)),' MHz, ends with the frequency ',num2str(Ref.F(end)),' MHz and contains
'...
        ',num2str(size(Ref.F,2)),' frequency points'])
end

C21_new = [];
P11_new = [];
P22_new = [];
for i=1:NS*NDA*NA;
    interval = [C21(((i-1).*NFr+start_ind):((i-1).*NFr+stop_ind))];
    C21_new = [C21_new interval];
end
C21 = C21_new';

for i=1:NDA*NA;
    interval = [P11(((i-1).*NFr+start_ind):((i-1).*NFr+stop_ind))];
    P11_new = [P11_new interval];
end
P11 = P11_new';

for i=1:NDA;
    interval = [P22(((i-1).*NFr+start_ind):((i-1).*NFr+stop_ind))];
    P22_new = [P22_new interval];
end
P22 = P22_new';
NFr = size(P22,1)/NDA;

%-----

```

```

%% Calculate diversity gains
%- Calculate power values of raw transmission
P21=abs(C21).^2;
%- Calculate diversity result with Selection Combining
D21=SelectComb(P21,NDA,NA*NS*NFr);
%- Sort vectors with regard to power level (least first)
sP21=SortPowers(P21,NDA,NA*NS*NFr);
sD21=SortPowers(D21,1,NA*NS*NFr);
%- Calculate diversity gain at chosen prob. level
PLEV=.01;
B=GetBestBranch(PLEV,sP21,NDA,NA*NS*NFr);
AppDG=CalcDG(PLEV,sD21,NA*NS*NFr,B);
disp(cat(2,'Apparent diversity gain (dB): ',num2str(indb(AppDG),4)))
Cnorm=mean(sP21); %Normalization factor for power levels
%- Save data in struct-format
s=struct('F',F,'P11',P11,'P21',P21,'D21',D21,'P22',P22);
%- Calculate reference data
if(nargin>1)
    if getRefFileType(reffile)==1 % .div-file
        rP21=abs(rC21).^2; %Compute power values
        rsP21=SortPowers(rP21,rNDA,rNA*rNS*rNFr); %Sort powers
        Cnorm=mean(rsP21); %Normalization factor for power levels
        ActDG=sD21(ceil(PLEV*rNA*rNS*rNFr))/rsP21(ceil(PLEV*rNA*rNS*rNFr));
        disp(cat(2,'Actual diversity gain (dB): ',num2str(indb(ActDG),4)))
        s.Fref=rF;
        s.R21=rsP21;
        %- Calculate radiation efficiency
        radeff=CalcRadEff(P21,rP21,NDA,NA*NS*NFr);
    elseif getRefFileType(reffile)==2 % .ref-file
        Cnorm=mean(mean(Ref.T));
        radeff=CalcRadEff(P21,Cnorm,NDA,NA*NS*NFr);
        radeff_matrix=CalcRadEff2(P21,mean(Ref.T),NDA,NA*NS*NFr,NFr,NA,NS);
        ActDG=AppDG*max(radeff);
        disp(cat(2,'Actual diversity gain (dB): ',num2str(indb(ActDG),4)))
    end
end
%- Calculate correlation between branches
s.cc=getCorrelation(P21,NDA,NA*NS*NFr);

a=find((1:NFr*NS*NA)/(NFr*NS*NA)<0.01);
length(a)
smooth(indb(sP21(length(a))./Cnorm),15)+20

figure(1)
if(nargin==1 || getRefFileType(reffile)==2)

```

```

semilogy(smooth(indb(sP21(1:NFr*NS*NA)./Cnorm),15),smooth((1:NFr*NS*NA)/
(NFr*NS*NA),15),...
smooth(indb(sP21(NFr*NS*NA+1:2*NFr*NS*NA)./Cnorm),
15),smooth((1:NFr*NS*NA)/(NFr*NS*NA),15),...
smooth(indb(sP21(2*NFr*NS*NA+1:3*NFr*NS*NA)./Cnorm),
15),smooth((1:NFr*NS*NA)/(NFr*NS*NA),15),...
smooth(indb(sP21(3*NFr*NS*NA+1:4*NFr*NS*NA)./Cnorm),
15),smooth((1:NFr*NS*NA)/(NFr*NS*NA),15),...
smooth(indb(sD21./Cnorm),15),smooth((1:NFr*NS*NA)/(NFr*NS*NA),15))
legend('Branch 1','Branch 2', 'Branch 3','Branch 4','Selection comb.',0)
elseif(getRefFileType(reffile)==1)
semilogy(indb((sP21(1:NFr*NS*NA)./Cnorm)),(1:NFr*NS*NA)/(NFr*NS*NA),...
indb(sP21(NFr*NS*NA+1:2*NFr*NS*NA)./Cnorm),(1:NFr*NS*NA)/(NFr*NS*NA),...
indb(sP21(2*NFr*NS*NA+1:3*NFr*NS*NA)./Cnorm),(1:NFr*NS*NA)/
(NFr*NS*NA),...
indb(sP21(3*NFr*NS*NA+1:4*NFr*NS*NA)./Cnorm),(1:NFr*NS*NA)/
(NFr*NS*NA),...
indb(rsP21(1:rNFr*rNS*rNA)./Cnorm),(1:rNFr*rNS*rNA)/(rNFr*rNS*rNA),'--',...
indb(sD21./Cnorm),(1:NFr*NS*NA)/(NFr*NS*NA))
legend('Branch 1','Branch 2', 'Branch 3','Branch 4', 'Reference', 'Selection comb.',0)
end
grid on
xlabel('Relative received power (dB)')
ylabel('Cumulative probability')
axis([-35 10 1e-3 1])
figure(2)
plot(Ref.F,indb(freqStirr(radeff_matrix,stir_band)))
legend('Branch 1','Branch 2','Branch 3','Branch 4')

%hold on
%plot(A(:,1)*1e3,10*log10(A(:,2)/100),'k')
%hold on
%plot(C(:,1)*1e-6,10*log10(C(:,2)/100),'g')
%hold on
%plot(D(:,1)*1e-6,10*log10(D(:,2)/100),'r')
%hold on
%plot(E(:,1)*1e-6,10*log10(E(:,2)/100),'k')

grid on
xlabel('Frequency (MHz)')
ylabel('Total efficiency (dB)')
%axis([Ref.F(1) Ref.F(end) -3 0])
axis([1800 2200 -8 0])

SNR=-40:0.1:10;
for i=1:length(SNR)
snr(i)=10^(SNR(i)/10);
Pref(i)=(1-exp(-snr(i)));
end

```

```

figure(3)
semilogy(indb(sP21(1:NFr*NS*NA)./Cnorm),(1:NFr*NS*NA)/(NFr*NS*NA),...
          indb(sP21(NFr*NS*NA+1:2*NFr*NS*NA)./Cnorm),(1:NFr*NS*NA)/(NFr*NS*NA),...
          indb(sP21(2*NFr*NS*NA+1:3*NFr*NS*NA)./Cnorm),(1:NFr*NS*NA)/
(NFr*NS*NA),...
          indb(sP21(3*NFr*NS*NA+1:4*NFr*NS*NA)./Cnorm),(1:NFr*NS*NA)/
(NFr*NS*NA),...
          indb(sD21./Cnorm),(1:NFr*NS*NA)/(NFr*NS*NA))

```

```

legend('Branch 1','Branch 2', 'Branch 3','Branch 4','Selection comb.',0)

```

```

grid on

```

```

xlabel('Relative received power (dB)')

```

```

ylabel('Cumulative probability')

```

```

axis([-35 10 1e-3 1])

```

```

return

```

```

%%%%%%%%%%

```

```

function S=loadreffile(filename)

```

```

Np=dlmread(filename,'\t',[4 0 4 0]);

```

```

Nf=dlmread(filename,'\t',[8 0 8 0]);

```

```

F=dlmread(filename,'\t',[10 0 10 Nf-1])/1e+6;

```

```

T=dlmread(filename,'\t',[12 0 14 Nf-1]);

```

```

R=dlmread(filename,'\t',[16 0 18 Nf-1]);

```

```

S=struct('F',F,'T',T,'R',R);

```

```

return

```

```

%%%%%%%%%%

```

```

function t=getRefFileType(filename)

```

```

ns=0;

```

```

for i=length(filename):-1:1

```

```

    if filename(i)=='.'

```

```

        ns=i+1;

```

```

    end

```

```

end

```

```

if ns==0

```

```

    t=0;

```

```

elseif filename(ns:ns+2)=='div'

```

```

    t=1; %Reference file is a .div-file

```

```

elseif filename(ns:ns+2)=='ref'

```

```

    t=2; %Reference file is a .ref-file

```

```

else

```

```

    t=0;

```

```

end

```

```

return

```

```

%%%%%%%%%%
function y=indb(x)
y=10*log10(x);
return
%%%%%%%%%%
function dispint(title,x)
str=[title ': ' int2str(x(1))];
for i=2:length(x)
    str=[str ', ' int2str(x(i))];
end
disp(str)
return
%%%%%%%%%%
function dispfloat(title,x)
str=[title ': ' num2str(x(1))];
for i=2:length(x)
    str=[str ', ' num2str(x(i))];
end
disp(str)
return
%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%
function mC=ComplexMean(C,N,NS,NFr);
    %%indexing of complex variable: nda*NA*NS*NFr+na*NS*NFr+ns*NFr+nfr
    %%indexing of complex variable: (nda*NA+na)*NS*NFr+ns*NFr+nfr
    %%indexing of complex variable: n*NS*NFr+ns*NFr+nfr
    mC=[];
    for n=0:N-1
        for nfr=0:NFr-1
            s=0;
            for ns=0:NS-1
                s=s+C(n*NS*NFr+ns*NFr+nfr+1);
            end
            mC(n*NFr+nfr+1)=s/NS;
        end
    end
return

%%%%%%%%%%
function P=FrequencyStir(P,N,NF,BW);
    %%indexing of complex variable: nda*NA*NFr+na*NFr+nfr
    %%indexing of complex variable: (nda*NA+na)*NFr+nfr
    %%indexing of complex variable: n*NFr+nfr

for n=0:N-1
    % complex<double> *Pm = new complex<double>[NF];
    PM=[];
    %int NL=BW/2, NR=(BW-1)/2, il, ir, eBW;

```

```

NL=floor(BW/2); NR=floor((BW-1)/2); il=[]; ir=[]; eBW=[];
%for(int nf=0; nf<NF; nf++)
for nf=0:NF-1
%{
    il=nf-NL;
    ir=nf+NR;
    %if(il<0) il=0;
    if(il<0) il=0; end
    %if(ir>=NF) ir=NF-1;
    if(ir>=NF) ir=NF-1; end
    eBW = ir-il+1;
    %Pm[nf]=complex<double>(0,0);
    Pm(nf+1)=0;
    %for(int i=il; i<ir+1; i++)
    for i=il:ir
    %{
        %Pm[nf]+=P[i];
        Pm(nf+1)=Pm(nf+1)+P(n*NF+i+1);
    %}
    end
    %Pm[nf]/=double(eBW);
    Pm(nf+1)=Pm(nf+1)/eBW;
%}
end
%for(int nf=0; nf<NF; nf++)
for nf=0:NF-1
%{
    %P[nf]=Pm[nf];
    P(n*NF+nf+1)=Pm(nf+1);
%}
end
end
return

%%%%%%%%%%
function cC21=ReflCorr(C21,corr11,N,NS,NFr)
%% Correction of complex transmission samples
cC21=[];
for n=0:N-1
    for nfr=0:NFr-1
        for ns=0:NS-1
            cC21(n*NS*NFr+ns*NFr+nfr+1)=C21(n*NS*NFr+ns*NFr+nfr+1)/sqrt(corr11(n*NFr
+nfr+1));
        end
    end
end
end
return

%%%%%%%%%%

```

```

function D=SelectComb(P,NDA,Ntot)
    D=[];
    for i=0:Ntot-1
        D(i+1)=P(i+1);
        for n=1:NDA-1
            D(i+1)=max(D(i+1),P(n*Ntot+i+1));
        end
    end
end
return

%%%%%%%%%%%%%%
function sP21=SortPowers(P21,NDA,N)

    %%Matlab sorting
    sP21=reshape(P21,N,[]);
    sP21=sort(sP21);
    sP21=reshape(sP21,[],1);

    %%C++ sorting
    % for i=0:NDA-1
    %     sP21(i*N+1:(i+1)*N)=SortFloat(sP21(i*N+1:(i+1)*N),N);
    % end
return

%%%%%%%%%%%%%%
function B=GetBestBranch(PLEV,sP21,NDA,N);

    nx=ceil(PLEV*N);
    B=0;
    for i=0:NDA-1
        B=max(B,sP21(i*N+nx));
    end

return

%%%%%%%%%%%%%%
function AppDG=CalcDG(PLEV,D21,N,B);

    nx=ceil(PLEV*N);
    AppDG=D21(nx)/B;

return

%%%%%%%%%%%%%%
function c=getCorrelation(P21, NDA, N)

    xP21=reshape(P21,N,[]);
    c=corrcoef(xP21);
    for i=1:NDA-1

```

```

    for j=i+1:NDA
        disp(cat(2,'Correlation between branches ',int2str(i),...
            ' and ',int2str(j),' : ',num2str(c(i,j),3)))
    end
end

return

%%%%%%%%%%%%%%
function radeff=CalcRadEff(P21,rP21,NDA,N);

    xP21=reshape(P21,N,[]);
    radeff=mean(xP21)/mean(rP21);      % Total rad.eff. S11 already taken into account for the
reference
    for n=1:NDA
        disp(cat(2,'Radiation efficiency for branch ',int2str(n),...
            ': ',num2str(indb(radeff(n)),3),' dB'))
    end

return

%%%%%%%%%%%%%%
function radeff_matrix=CalcRadEff2(P21,rP21,NDA,N,NFr,NA,NS)

    xP21=reshape(P21,N,[]);
    xp21=reshape(xP21,NFr,NA*NS,NDA);
    xp21=mean(xp21,2);
    xp21 = permute(xp21,[1 3 2]);
    %storl_xp21 = size(xp21)
    radeff_matrix = (xp21./(rP21'*ones(1,size(xp21,2))))';

    %radeff_matrix=xP21./rP21;
%   for n=1:NDA
%       disp(cat(2,'Radiation efficiency for branch ',int2str(n),...
%           ': ',num2str(indb(radeff(n)),3),' dB'))
%   end

return

%%%%%%%%%%%%%%
function V=SortFloat(V, N)
% void Tf_Main::SortFloat(double *V, int N)
% {
%   double temp;
%   temp=[];
%   for (int j=0; j<N-1; j++)
%   {
%       for j=0:N-1
%       for (int i=1; i<N-j; i++)

```



```

% {
%   for i=1+1:N-j
%     if (V[i-1]>V[i])
%       {
%         if V(i-1)>V(i)
%           temp=V[i-1];
%           temp=V(i-1);
%           V[i-1]=V[i];
%           V(i-1)=V(i);
%           V[i]=temp;
%           V(i)=temp;
%         }
%       }
%     end
%   }
% end
%   b_DisplayClick(NULL);
% }
end
%
% }
return

```

```

%%

```

```

function Ps=freqStirr(P, b)

```

```

if b==1 | b==0
    Ps=P;
else
    N=size(P,2);
    Ps=ones(size(P))*NaN;
    bl=floor((b-1)/2);
    bu=ceil((b-1)/2);

    for i=bl+1:N-bu
        Ps(:,i)=mean(P(:,i-bl:i+bu))';
    end
end
return

```

3° Avec l'outil MEBAT

```

clear all

```

```

cd('C:\Documents and
Settings\luxey\Bureau\mesure_helsinki\mesure_Helsinki\MEBATresults\MIMO_results\outdoor_h
ki131201_2pifa\chan5');

av_dist=100;
rounds=5;
res_divgain=1;
percentage=1;
frob_H_aut = [];
H_ref = [];
H_aut = [];
frob_H_ref_norm = [];
frob_H_ref = [];

for in1 = 1:rounds,

    index = ['1';'2';'3';'4';'5'];

    load(['results_m4_lig1_' index(in1,:)]);

    %Sizes of dimensions
    [tx,rx,sa] = size(H_narrow);

    %Sliding averaging

    distance = floor(av_dist/2);
    koko=sa;

    frob_H_r = squeeze(sum(sum(H_narrow_norm.*conj(H_narrow_norm),1),2))';

    frob_H_ref_n(1:distance)= mean(frob_H_r(1:distance));
    for in=(distance+1):(koko-distance),
        frob_H_ref_n(in)=mean(frob_H_r((in-distance):(in+distance)));
    end
    frob_H_ref_n((koko-distance):koko)=mean(frob_H_r((koko-distance):end));
    frob_H_ref_norm = [frob_H_ref_norm,frob_H_ref_n];

    H_temp_aut = permute(H_narrow,[3,2,1]);
    H_aut = [H_aut;H_temp_aut];
    H_temp_ref = permute(H_narrow_norm,[3,2,1]);
    H_ref = [H_ref;H_temp_ref];

end

clear H_temp_aut;
clear H_temp_ref;

```

```

H_narrow = ipermute(H_aut,[3,2,1]);
H_narrow_norm = ipermute(H_ref,[3,2,1]);

%Power of branches
%pour les systèmes à 4 antennes evc ligne, choisir à l'emission les
%antennes 7 pr br1&2 et 8 pr br3&4 en indoor et seulement antenne 8 en outdoor
pow_br = H_narrow.*conj(H_narrow);
pow_br1 = (pow_br(8,:,:));
pow_br1 = squeeze(pow_br1);
pow_br2 = (pow_br(8,:,:));
pow_br2 = squeeze(pow_br2);

pow_br=[pow_br1(1,:);pow_br1(2,:); pow_br2(3,:); pow_br2(4,:)];

pow_br_norm = H_narrow_norm.*conj(H_narrow_norm);
pow_br_norm = squeeze(pow_br_norm(1,:,:));
size(pow_br_norm)

%Normalized powers (antennas under test)

norm_pow = repmat(frob_H_ref_norm,[size(pow_br,1),1]);
%Branch powers
br_power = pow_br./norm_pow;

%Maximal ratio combining
mrc_power = sum(br_power);
sc_power=max(br_power);
powers = [br_power;sc_power;mrc_power];

%Normalized powers (isotropic antennas)
br_power_norm = pow_br_norm(1,:)./norm_pow(1,:);
powers = [powers;br_power_norm];

env_corr = corrcoef(sqrt(br_power.'))

%Powers (in dB) sorted in ascending order
div_gain = 10*log10(sort(powers.'));
div_gain = div_gain.';

y1 = [(1:size(div_gain,2))/size(div_gain,2)];
y = repmat(y1,[size(div_gain,1),1]);

%Interpolation
y_interp = [0:res_divgain:1];
%y_interp = [0.001:1];
for ind = 1:4,
    div_gain_interp(ind,:) = interp1(y(ind,:),div_gain(ind,:),y_interp,'cubic','extrap');
end

```

```

n=size(y)
p=(1:n(:,2))/n(:,2);
%Without interpolation
outage_level = div_gain(:,ceil(percentage/100*size(div_gain,2)));
%With interpolation
%outage_level = div_gain_interp(:,ceil(percentage/100*size(div_gain_interp,2)));

ELG = outage_level(3,1) - outage_level(4,1)

%Visualisation
figure(1);

%Without interpolation
%plot(div_gain(1,:),y(1,:),'g',div_gain(2,:),y(2,:),'b',div_gain(3,:),y(3,:),'r',div_gain(4,:),y(4,:),'m');
y_interp=p;
%With interpolation
%plot(div_gain_interp(1,:),y_interp,'g',div_gain_interp(2,:),y_interp,'b',div_gain_interp(3,:),y_inter
p,'r',div_gain_interp(4,:),y_interp,'m');
semilogy(div_gain(1,:),y_interp,'k',div_gain(2,:),y_interp,'k',div_gain(3,:),y_interp,'g',div_gain(4,:),
y_interp,'g',smooth(div_gain(5,:),y_interp,'b');
%legend('Br1','Br2','Br3','Br4','MRC','isotr');
legend('Br1','Br2','Br3','Br4','SC','MRC');
title('Cdf of branch powers and SC power');
xlabel('Normalized power');
ylabel('Probability that amplitude < abscissa');
axis([-60 0 0.001 1]);

r=find(y_interp<=0.01);
r=length(r)
y_interp(r)
best_branch=max([div_gain(1,r),div_gain(2,r),div_gain(3,r),div_gain(4,r)])
DG=div_gain(5,r)-best_branch
grid on;

```

Programme de Capacité MIMO

1° Dans une chambre réverbérante

```
function [capacity,frequency]=CalcMIMOCapacity5(filename,reffile,SNR_dB,freq_ind)
```

```

close all
%% Load data from file
stream=fopen(filename);
btstr=fread(stream, 8, 'char');
FileType=fread(stream, 1, 'int32');

```

```

FileVER=fread(stream, 3, 'int32');
NS=fread(stream, 1, 'int32');
NA=fread(stream, 1, 'int32');
NFr=fread(stream, 1, 'int32');
NDA=fread(stream, 1, 'int32');
F=fread(stream, NFr, 'double');
C21=fread(stream, 2*NFr*NDA*NA*NS, 'double'); C21=complex(C21(1:2:end),C21(2:2:end));
P11=fread(stream, NFr*NDA*NA, 'double');
P22=fread(stream, NFr*NDA, 'double');
fclose(stream);
Cnorm=sqrt(mean(abs(C21).^2));

```

```
%% Load reference file
```

```
if ~isempty(reffile)
```

```
    if getRefFileType(reffile)==1 % .div-file
```

```

        rstream=fopen(reffile);
        rbtstr=fread(rstream, 8, 'char');
        rFileType=fread(rstream, 1, 'int32');
        rFileVER=fread(rstream, 3, 'int32');
        rNS=fread(rstream, 1, 'int32');
        rNA=fread(rstream, 1, 'int32');
        rNFr=fread(rstream, 1, 'int32');
        rNDA=fread(rstream, 1, 'int32');
        rF=fread(rstream, rNFr, 'double');
        rC21=fread(rstream, 2*rNFr*rNDA*rNA*rNS, 'double');
        rC21=complex(rC21(1:2:end),rC21(2:2:end));
        rC21=rC21(1:rNA*rNS*rNFr); %Always use first antenna in data file as reference
        rP11=fread(rstream, rNFr*rNDA*rNA, 'double');
        rP22=fread(rstream, rNFr*rNDA, 'double');
        fclose(rstream);

```

```
        Cnorm=sqrt(mean(abs(rC21).^2)); %Normalization factor for power levels
```

```
    elseif getRefFileType(reffile)==2 % .ref-file
```

```

        Ref=loadreffile(reffile);
        %Cnorm=sqrt(mean(mean(Ref.T)));

```

```
    end
```

```
end
```

```
% -----
```

```
% Choosing the part of the frequency band that the analysis will be done on
```

```
start_ind = freq_ind(1);
```

```
stop_ind = freq_ind(2);
```

```
if getRefFileType(reffile)==1 % .div-file
```

```

    disp('Choosing frequency interval when the reference file is of type .div is not possible in this
version')

```

```
    error('DivFileAsRefNotPossibleYet','Not possible to use div file as ref in this version')
```

```
elseif getRefFileType(reffile)==2 % .ref-file
```

```

Ref.F = Ref.F(start_ind:stop_ind);
Ref.T = Ref.T(:,start_ind:stop_ind);
Ref.R = Ref.R(:,start_ind:stop_ind);
end

C21_new = [];
P11_new = [];
P22_new = [];
for i=1:NS*NDA*NA;
    interval = [C21(((i-1).*NFr+start_ind):((i-1).*NFr+stop_ind))];
    C21_new = [C21_new interval'];
end
C21 = C21_new';

for i=1:NDA*NA;
    interval = [P11(((i-1).*NFr+start_ind):((i-1).*NFr+stop_ind))];
    P11_new = [P11_new interval'];
end
P11 = P11_new';

for i=1:NDA;
    interval = [P22(((i-1).*NFr+start_ind):((i-1).*NFr+stop_ind))];
    P22_new = [P22_new interval'];
end
P22 = P22_new';
NFr = size(P22,1)/NDA;
Cnorm=sqrt(mean(mean(Ref.T)));

%-----

%%Calculate data
SNR=10.^(SNR_dB/10); %Convert SNR data to decimal values
h=C21/Cnorm; %NFr*NDA*NA*NS = number of values in h
H=permute(reshape(h,NFr*NS,NA,NDA),[3 2 1]);
% H = channel matrix of size MxNxR
% M = number of receiving antennas (NDA in this case)
% N = number of transmitting antennas (NA in this case)
% R = realizations of the channel matrix (NFr*NS in this case)

Ht=complex(randn(1,NA,NFr*NS),randn(1,NA,NFr*NS))/sqrt(2); %Create random channel
matrix
Ht2=complex(randn(2,NA,NFr*NS),randn(2,NA,NFr*NS))/sqrt(2); %Create random channel
matrix
Ht3=complex(randn(3,NA,NFr*NS),randn(3,NA,NFr*NS))/sqrt(2); %Create random channel
matrix
Ht4=complex(randn(4,NA,NFr*NS),randn(4,NA,NFr*NS))/sqrt(2); %Create random channel
matrix

```

```

c=[]; %Variable for measured capacity
ct=[]; %Variable for simulated (theoretical) capacity
for j=1:length(SNR)
    for i=1:NFr*NS
        c(i,j)=log2(abs(det(eye(NDA)+SNR(j)/NA*H(:,i)*H(:,i)')))); %Measured capacity
        ct(i,j)=log2(abs(det(eye(1)+SNR(j)/NA*Ht(:,i)*Ht(:,i)')))); %Theoretical capacity
        ct2(i,j)=log2(abs(det(eye(2)+SNR(j)/NA*Ht2(:,i)*Ht2(:,i)')))); %Theoretical capacity
        ct3(i,j)=log2(abs(det(eye(3)+SNR(j)/NA*Ht3(:,i)*Ht3(:,i)')))); %Theoretical capacity
        ct4(i,j)=log2(abs(det(eye(4)+SNR(j)/NA*Ht4(:,i)*Ht4(:,i)')))); %Theoretical capacity

    end
end
C=max(c); %Measured max. capacity
Ctheory=max(ct); %Theoretical max. capacity
Ctheory2=max(ct2); %Theoretical max. capacity
Ctheory3=max(ct3); %Theoretical max. capacity
Ctheory4=max(ct4); %Theoretical max. capacity

%s=struct('C',C,'Ctheory',Ctheory);
n=length(c);
l=size(c)
p=(1:n)/n;
%Plot data
figure(2);
plot(SNR_dB,C,'b',SNR_dB,Ctheory2,'r')
legend('Measured Capacity','MIMO limit 3*2',0)
axis([0 20, 0 20])
grid on
hold on
xlabel('SNR (dB)')
ylabel('Capacity (bit s^{-1} Hz^{-1})')

r=find(SNR_dB<=10)
r=length(r)
figure(3);
plot(smooth(sort(c(:,r)),0.15),p,'b');
axis([0 10, 0 1])
xlabel('Measured capacity (bit s^{-1} Hz^{-1})')
ylabel('cdf')
grid on

capacity = [C,Ctheory,Ctheory2,Ctheory3,Ctheory4];
frequency = Ref.F;

return

```

```

%%%%%%%%%%
function S=loadreffile(filename)

Np=dlmread(filename,'\t',[4 0 4 0]);
Nf=dlmread(filename,'\t',[8 0 8 0]);
F=dlmread(filename,'\t',[10 0 10 Nf-1])/1e+6;
T=dlmread(filename,'\t',[12 0 14 Nf-1]);
R=dlmread(filename,'\t',[16 0 18 Nf-1]);
S=struct('F',F,'T',T,'R',R);

return

%%%%%%%%%%
function t=getRefFileType(filename1)

```

```

    ns=0;

    for i=length(filename1):-1:1
        if filename1(i)=='.'
            ns=i+1;
        end
    end
    if ns==0
        t=0;
    elseif filename1(ns:ns+2)=='div'
        t=1; %Reference file is a .div-file
    elseif filename1(ns:ns+2)=='ref'
        t=2; %Reference file is a .ref-file
    elseif filename1(ns:ns+2)=='bma'
        t=3; %Reference file is a .ref-file
    else
        t=0;
    end

```

```

return

```

2° Avec l'outil MEBAT

```

cd('C:\Documents and
Settings\luxey\Bureau\measure_helsinki\measure_Helsinki\MEBATresults\MIMO_results\Out_data_

```



```

MIMO_from_Pasi\csc_250401Tx2');

snr=0:2:20;
d=length(snr)
av_dist=100;
%Input data

%SNR:    Signal to noise ration in MIMO capacity formula (in dB)
%av_dist: averaging distance in sliding normalization (in samples)

%The channel matrix should be in the form:
%H_narrow(transmitter elements (Tx), receiver elements (Rx), samples)

    load results_indoor_REF_1;

H_narrow_norm = H_narrow;

load results_indoor_cc_lig_rot_1;
H_narrow1=H_narrow(1:2,,:);
load results_indoor_cc_lig_rot_2;
H_narrow2=H_narrow(1:2,,:);
load results_indoor_cc_lig_rot_3;
H_narrow3=H_narrow(1:2,,:);
load results_indoor_cc_lig_rot_4;
H_narrow4=H_narrow(1:2,,:);
load results_indoor_cc_lig_rot_5;
H_narrow5=H_narrow(1:2,,:);
load results_indoor_cc_lig_rot_6;
H_narrow6=H_narrow(1:2,,:);

for ind1 = 1:d,

    SNR = snr(ind1);

    %SNR in absolute values
    SNR = 10^(SNR/10);

    H_narrow=H_narrow1;

```

```

%Sizes of dimensions
[tx,rx,sa] = size(H_narrow)

%Initialization
R = zeros(min(tx,rx),min(tx,rx),sa);

%Permuting of channel matrix if Rx is bigger than Tx
if tx < rx,
    H_narrow = permute(H_narrow,[2,1,3]);
end

%Uses the same matrix for the normalization
%H_narrow_norm = H_narrow;

%Normalization over Tx and Rx normalization channels
power_norm = H_narrow_norm.*conj(H_narrow_norm);
R_mean = squeeze(mean(mean(power_norm,1),2))';

%Sliding normalization
distance = floor(av_dist/2);
koko=length(R_mean);
R_norm(1:distance)= mean(R_mean(1:distance));
for in=(distance+1):(koko-distance),
    R_norm(in)=mean(R_mean((in-distance):(in+distance)));
end
R_norm((koko-distance):koko)=mean(R_mean((koko-distance):end));

%Calculation of singular values and singular vectors
for s = 1:sa,

[ss,v,dd] = svd(H_narrow(:, :,s)/sqrt(R_norm(s)*tx),0);
if tx < rx,
    sing_val_tx(:, :,s) = dd;
    sing_val_rx(:, :,s) = ss;
    sing_vect(:, :,s) = v.';
else
    sing_val_tx(:, :,s) = ss;
    sing_val_rx(:, :,s) = dd;
    sing_vect(:, :,s) = v;
end

%Calculation of narrowband channel correlation matrix and eigenvalues

```

```

R(:,:,s) = H_narrow(:,:,s)*H_narrow(:,:,s)/R_norm(s);
eig_val(:,s) = abs(eig(R(:,:,s)/tx));
ev = eig_val(:,s);

```

```

%Calculation of capacity (unknown channel)

```

```

capa_narrow(s) = sum(log2(1+SNR*eig_val(:,s)));

```

```

end

```

```

%Summation and reordering of eigenvalues (maximal ratio combining)

```

```

eig_val = sort(eig_val,1);
eig_sum = sum(eig_val,1);
eigval_narrow = [eig_val;eig_sum];

```

```

%Visualisation

```

```

Cap(ind1,:) = sort(capa_narrow);
Y(ind1,:) = [(1:sa)/sa];
Cap2(ind1,:)=max(capa_narrow);
end
cap1_1 = Cap(6,:);
cap2_1= Cap2;

```

```

for ind1 = 1:d,

```

```

    SNR = snr(ind1);

```

```

    %SNR in absolute values
    SNR = 10^(SNR/10);

```

```

    H_narrow=H_narrow2;

```

```

%Sizes of dimensions
[tx,rx,sa] = size(H_narrow)

%Initialization
R = zeros(min(tx,rx),min(tx,rx),sa);

%Permuting of channel matrix if Rx is bigger than Tx
if tx < rx,
    H_narrow = permute(H_narrow,[2,1,3]);
end

%Uses the same matrix for the normalization
%H_narrow_norm = H_narrow;

%Normalization over Tx and Rx normalization channels
power_norm = H_narrow_norm.*conj(H_narrow_norm);
R_mean = squeeze(mean(mean(power_norm,1),2))';

%Sliding normalization
distance = floor(av_dist/2);
koko=length(R_mean);
R_norm(1:distance)= mean(R_mean(1:distance));
for in=(distance+1):(koko-distance),
    R_norm(in)=mean(R_mean((in-distance):(in+distance)));
end
R_norm((koko-distance):koko)=mean(R_mean((koko-distance):end));

%Calculation of singular values and singular vectors
for s = 1:sa,

[ss,v,dd] = svd(H_narrow(:,s)/sqrt(R_norm(s)*tx),0);
if tx < rx,
    sing_val_tx(:,s) = dd;
    sing_val_rx(:,s) = ss;
    sing_vect(:,s) = v.';
else
    sing_val_tx(:,s) = ss;
    sing_val_rx(:,s) = dd;
    sing_vect(:,s) = v;
end

%Calculation of narrowband channel correlation matrix and eigenvalues

R(:,s) = H_narrow(:,s)'*H_narrow(:,s)/R_norm(s);

```

```

eig_val(:,s) = abs(eig(R(:,:,s)/tx));
ev = eig_val(:,s);

%Calculation of capacity (unknown channel)

capa_narrow(s) = sum(log2(1+SNR*eig_val(:,s)));

end

%Summation and reordering of eigenvalues (maximal ratio combining)
eig_val = sort(eig_val,1);
eig_sum = sum(eig_val,1);
eigval_narrow = [eig_val;eig_sum];

%Visualisation

Cap(ind1,:) = sort(capa_narrow);
Y(ind1,:) = [(1:sa)/sa];
Cap2(ind1,:)=max(capa_narrow);
end
cap1_2 = Cap(6,:); %snr=10dB
cap2_2= Cap2;

for ind1 = 1:d,

    SNR = snr(ind1);

    %SNR in absolute values
    SNR = 10^(SNR/10);

    H_narrow=H_narrow3;

    %Sizes of dimensions
    [tx,rx,sa] = size(H_narrow)

    %Initialization
    R = zeros(min(tx,rx),min(tx,rx),sa);

    %Permuting of channel matrix if Rx is bigger than Tx
    if tx < rx,
        H_narrow = permute(H_narrow,[2,1,3]);
    end

```

```

%Uses the same matrix for the normalization
%H_narrow_norm = H_narrow;

%Normalization over Tx and Rx normalization channels
power_norm = H_narrow_norm.*conj(H_narrow_norm);
R_mean = squeeze(mean(mean(power_norm,1),2))';

%Sliding normalization
distance = floor(av_dist/2);
koko=length(R_mean);
R_norm(1:distance)= mean(R_mean(1:distance));
for in=(distance+1):(koko-distance),
    R_norm(in)=mean(R_mean((in-distance):(in+distance)));
end
R_norm((koko-distance):koko)=mean(R_mean((koko-distance):end));

%Calculation of singular values and singular vectors
for s = 1:sa,

[ss,v,dd] = svd(H_narrow(:, :,s)/sqrt(R_norm(s)*tx),0);
if tx < rx,
    sing_val_tx(:, :,s) = dd;
    sing_val_rx(:, :,s) = ss;
    sing_vect(:, :,s) = v.';
else
    sing_val_tx(:, :,s) = ss;
    sing_val_rx(:, :,s) = dd;
    sing_vect(:, :,s) = v;
end

%Calculation of narrowband channel correlation matrix and eigenvalues

R(:, :,s) = H_narrow(:, :,s)'*H_narrow(:, :,s)/R_norm(s);
eig_val(:,s) = abs(eig(R(:, :,s)/tx));
ev = eig_val(:,s);

%Calculation of capacity (unknown channel)

capa_narrow(s) = sum(log2(1+SNR*eig_val(:,s)));

end

```

```

%Summation and reordering of eigenvalues (maximal ratio combining)
eig_val = sort(eig_val,1);
eig_sum = sum(eig_val,1);
eigval_narrow = [eig_val;eig_sum];

```

```

%Visualisation

```

```

Cap(ind1,:) = sort(capa_narrow);
Y(ind1,:) = [(1:sa)/sa];
Cap2(ind1,:)=max(capa_narrow);
end
cap1_3 = Cap(6,:);
cap2_3= Cap2;

```

```

for ind1 = 1:d,

```

```

    SNR = snr(ind1);

```

```

    %SNR in absolute values
    SNR = 10^(SNR/10);

```

```

    H_narrow=H_narrow4;

```

```

    %Sizes of dimensions
    [tx,rx,sa] = size(H_narrow)

```

```

    %Initialization
    R = zeros(min(tx,rx),min(tx,rx),sa);

```

```

    %Permuting of channel matrix if Rx is bigger than Tx
    if tx < rx,
        H_narrow = permute(H_narrow,[2,1,3]);
    end

```

```

    %Uses the same matrix for the normalization
    %H_narrow_norm = H_narrow;

```

```

    %Normalization over Tx and Rx normalization channels
    power_norm = H_narrow_norm.*conj(H_narrow_norm);
    R_mean = squeeze(mean(mean(power_norm,1),2))';

```

```

%Sliding normalization
distance = floor(av_dist/2);
koko=length(R_mean);
R_norm(1:distance)=mean(R_mean(1:distance));
for in=(distance+1):(koko-distance),
    R_norm(in)=mean(R_mean((in-distance):(in+distance)));
end
R_norm((koko-distance):koko)=mean(R_mean((koko-distance):end));

```

```

%Calculation of singular values and singular vectors
for s = 1:sa,

```

```

[ss,v,dd] = svd(H_narrow(:,s)/sqrt(R_norm(s)*tx),0);
if tx < rx,
    sing_val_tx(:,s) = dd;
    sing_val_rx(:,s) = ss;
    sing_vect(:,s) = v.';
else
    sing_val_tx(:,s) = ss;
    sing_val_rx(:,s) = dd;
    sing_vect(:,s) = v;
end

```

```

%Calculation of narrowband channel correlation matrix and eigenvalues

```

```

R(:,s) = H_narrow(:,s)*H_narrow(:,s)/R_norm(s);
eig_val(:,s) = abs(eig(R(:,s)/tx));
ev = eig_val(:,s);

```

```

%Calculation of capacity (unknown channel)

```

```

capa_narrow(s) = sum(log2(1+SNR*eig_val(:,s)));

```

```

end

```

```

%Summation and reordering of eigenvalues (maximal ratio combining)

```

```

eig_val = sort(eig_val,1);
eig_sum = sum(eig_val,1);
eigval_narrow = [eig_val;eig_sum];

```

```

%Visualisation

```



```

Cap(ind1,:) = sort(capa_narrow);
Y(ind1,:) = [(1:sa)/sa];
Cap2(ind1,:)=max(capa_narrow);
end
cap1_4 = Cap(6,:);
cap2_4= Cap2;

for ind1 = 1:d,

    SNR = snr(ind1);

    %SNR in absolute values
    SNR = 10^(SNR/10);

    H_narrow=H_narrow5;

    %Sizes of dimensions
    [tx,rx,sa] = size(H_narrow)

    %Initialization
    R = zeros(min(tx,rx),min(tx,rx),sa);

    %Permuting of channel matrix if Rx is bigger than Tx
    if tx < rx,
        H_narrow = permute(H_narrow,[2,1,3]);
    end

    %Uses the same matrix for the normalization
    %H_narrow_norm = H_narrow;

    %Normalization over Tx and Rx normalization channels
    power_norm = H_narrow_norm.*conj(H_narrow_norm);
    R_mean = squeeze(mean(mean(power_norm,1),2))';

    %Sliding normalization
    distance = floor(av_dist/2);
    koko=length(R_mean);
    R_norm(1:distance)= mean(R_mean(1:distance));
    for in=(distance+1):(koko-distance),
        R_norm(in)=mean(R_mean((in-distance):(in+distance)));
    end
    R_norm((koko-distance):koko)=mean(R_mean((koko-distance):end));

```

```

%Calculation of singular values and singular vectors
for s = 1:sa,

[ss,v,dd] = svd(H_narrow(:,s)/sqrt(R_norm(s)*tx),0);
if tx < rx,
    sing_val_tx(:,s) = dd;
    sing_val_rx(:,s) = ss;
    sing_vect(:,s) = v.';
else
    sing_val_tx(:,s) = ss;
    sing_val_rx(:,s) = dd;
    sing_vect(:,s) = v;
end

%Calculation of narrowband channel correlation matrix and eigenvalues

R(:,s) = H_narrow(:,s)*H_narrow(:,s)/R_norm(s);
eig_val(:,s) = abs(eig(R(:,s)/tx));
ev = eig_val(:,s);

%Calculation of capacity (unknown channel)

capa_narrow(s) = sum(log2(1+SNR*eig_val(:,s)));

end

%Summation and reordering of eigenvalues (maximal ratio combining)
eig_val = sort(eig_val,1);
eig_sum = sum(eig_val,1);
eigval_narrow = [eig_val;eig_sum];

%Visualisation

Cap(ind1,:) = sort(capa_narrow);
Y(ind1,:) = [(1:sa)/sa];
Cap2(ind1,:)=max(capa_narrow);
end
cap1_5 = Cap(6,:);
cap2_5= Cap2;

for ind1 = 1:d,

    SNR = snr(ind1);

%SNR in absolute values

```

```

SNR = 10^(SNR/10);

H_narrow=H_narrow6;

%Sizes of dimensions
[tx,rx,sa] = size(H_narrow)

%Initialization
R = zeros(min(tx,rx),min(tx,rx),sa);

%Permuting of channel matrix if Rx is bigger than Tx
if tx < rx,
    H_narrow = permute(H_narrow,[2,1,3]);
end

%Uses the same matrix for the normalization
%H_narrow_norm = H_narrow;

%Normalization over Tx and Rx normalization channels
power_norm = H_narrow_norm.*conj(H_narrow_norm);
R_mean = squeeze(mean(mean(power_norm,1),2))';

%Sliding normalization
distance = floor(av_dist/2);
koko=length(R_mean);
R_norm(1:distance)= mean(R_mean(1:distance));
for in=(distance+1):(koko-distance),
    R_norm(in)=mean(R_mean((in-distance):(in+distance)));
end
R_norm((koko-distance):koko)=mean(R_mean((koko-distance):end));

%Calculation of singular values and singular vectors
for s = 1:sa,
[ss,v,dd] = svd(H_narrow(:, :,s)/sqrt(R_norm(s)*tx),0);
if tx < rx,
    sing_val_tx(:, :,s) = dd;
    sing_val_rx(:, :,s) = ss;
    sing_vect(:, :,s) = v.';
else
    sing_val_tx(:, :,s) = ss;
    sing_val_rx(:, :,s) = dd;
    sing_vect(:, :,s) = v;
end

```

```
%Calculation of narrowband channel correlation matrix and eigenvalues
```

```
R(:,:,s) = H_narrow(:,:,s)*H_narrow(:,:,s)/R_norm(s);
eig_val(:,s) = abs(eig(R(:,:,s)/tx));
ev = eig_val(:,s);
```

```
%Calculation of capacity (unknown channel)
```

```
capa_narrow(s) = sum(log2(1+SNR*eig_val(:,s)));
```

```
end
```

```
%Summation and reordering of eigenvalues (maximal ratio combining)
```

```
eig_val = sort(eig_val,1);
eig_sum = sum(eig_val,1);
eigval_narrow = [eig_val;eig_sum];
```

```
%Visualisation
```

```
Cap(ind1,:) = sort(capa_narrow);
Y(ind1,:) = [(1:sa)/sa];
Cap2(ind1,:)=max(capa_narrow);
end
cap1_6 = Cap(6,:);
cap2_6= Cap2;
```

```
cap1=mean([cap1_1;cap1_2;cap1_3;cap1_4;cap1_5;cap1_6]);
cap2=mean([cap2_1 cap2_2 cap2_3 cap2_4 cap2_5 cap2_6]);
```

```
%axes('FontSize',18);
plot(cap1,Y(1,:),'r');
%set(h,'LineWidth',2,'MarkerSize',10);
```

```
xlabel('Capacity [bit/s/Hz]');
ylabel('Probability that amplitude < abscissa');
%axis([0 25 0 1]);
legend('SNR=10');
grid on;
figure(2)
plot(snr,cap2,'r')
xlabel('SNR (dB)');
ylabel('Capacity [bit/s/Hz]');
grid
```

PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS

PUBLICATION :

P. CIAIS, C. LUXEY, A. DIALLO, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, "Pentaband internal antenna for handset communication devices", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 48, no.8, p.1509-1512, August 2006.

A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. Le THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, "Study and Reduction of the Mutual Coupling between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Part.1, vol.54, n°11, p.3063-3074, November 2006.

A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, "Reduction of the mutual coupling between two planar inverted-F antennas working in close radiocommunication standards", *Automatika, Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications*, vol.47, n°3-4, pp. 113-120, 2006.

A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, "An efficient two-port antenna-system for GSM/DCS/UMTS multi-mode mobile phones", *IET Electronics Letters*, vol.43, no.7, pp.369-370, 29th March, 2007.

A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, "Enhanced Two-Antenna Structures for UMTS Diversity Terminals", accepté pour publication dans *IET Microwave and Antennas Propagation*.

CONGRES INTERNATIONAUX :

P. CIAIS, C. LUXEY, A. DIALLO, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, "Design of Internal Multiband Antennas for Mobile Phone and WLAN Standards". *Joint COST 273/284 Workshop on*

Antennas and Related System Aspects in Wireless Communications, Göteborg, Sweden, 7-10 June, 2004, p.147-152.

A. DIALLO, C. LUXEY, G. KOSSIAVAS, A. SHARAIHA, P. BESNIER, A. CHOUSSEAUD, Y. MAHE, S. TOUTAIN, B. DERAT, C. DELAVEAUD, L. ROBERT, J. CARLSSON, P.-S. KILDAL, Ch. ORLENIUS, O. LITSCHKE, "Comparison of efficiency measurement methods for small antennas". *International Symposium on Antennas Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM 05)*, Saint Malo, France, June 15-17, 2005. p.438-439.

A. DIALLO, C. LUXEY, Ph.. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, "Reduction of the Mutual Coupling Between Two Planar Inverted-F Antennas Working in Close Radiocommunication Standards". *18th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications (ICECom 2005)*, Dubrovnik, Croatia,

A. DIALLO, C. LUXEY, Ph.. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, "Optimization of the total efficiencies of two PIFAs on the same PCB operating in close frequency bands". *IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials (IWAT 2006)*, New York City, USA, March 6-8, 2006.

A. DIALLO, C. LUXEY, Ph.. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, "Enhancement of the isolation between two closely spaced mobile phone internal antennas by a neutralization effect". *22nd International Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics (ACES 2006)*, Miami, Florida, March 12-16, 2006.

A. DIALLO, C. LUXEY, Ph.. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, "Control of Mutual Coupling between two closely spaced DCS and UMTS mobile phone pifas". *Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC 2006)*, Loughborough, UK, April 11-12, 2006.

A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. Le THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, "Enhanced Diversity Antennas for UMTS Handsets", *1st European Conference on Antennas & Propagation (EuCAP2006)*, 6-10 November 2006, Nice, France.

A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. Le THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, M. FRANZEN, P.-S. KILDAL, "Reverberation chamber evaluation of multi-antenna handsets having low mutual coupling and high efficiencies", *1st European Conference on Antennas & Propagation (EuCAP2006)*, 6-10 November 2006, Nice, France.

A. DIALLO, C. LUXEY, P. Le THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, M. FRANZEN, P.-S. KILDAL, "Evaluation of the performances of several four-antenna systems in a reverberation chamber", *International Workshop on Antenna Technology 2007 (IWAT07)*, "Small and Smart Antennas, Metamaterials and Applications", 21st-23rd March 2007, Cambridge, U.K.

A. DIALLO, C. LUXEY, P. Le THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, M. FRANZEN, P.-S. KILDAL, "MIMO performance of enhanced UMTS four-antenna structures for mobile phones in the presence of the user's head", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APS 2007)*, Honolulu, HI, USA, 10-17 June, 2007.

A. DIALLO, C. LUXEY, "Estimation of the diversity performance of several two-antenna systems in different propagation environments", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APS 2007)*, Honolulu, HI, USA, 10-17 June, 2007.

CONFERENCES INVITEES DANS DES CONGRES :

A. DIALLO, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, P. SUVIKUNNAS, M. MUSTONEN, P. VAINIKAINEN, "Channel Capacity Evaluation of UMTS Multi-Antenna Systems in Indoor and Outdoor Environments". in *Proc. European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007)*, 11-16 November 2007, Edinburgh, UK.

R. SERRANO, A. DIALLO, S. CAPDEVILA, S. BLANCH, J. ROMEU, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ, L. JOFRE, "Optimal Multiantenna structures for maximum capacity in wireless compact systems" in *Proc. European Conference on Antennas and Propagation*

PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS

(*EuCAP 2007*), 11-16 November 2007, Edinburgh, UK.

A. DIALLO, C. LUXEY, G. KOSSIAVAS, "Optimization of the size and the shape of a wheeler cap for mobile phone antenna efficiency measurements" in *Proc. European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007)*, 11-16 November 2007, Edinburgh, UK.

CONGRES NATIONAUX :

A. DIALLO, C. LUXEY, P. Le THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, "Conception et analyse en diversité de systèmes multi-antennes pour téléphones mobiles UMTS". *Journées Nationales Microondes (JNM 07)*, Toulouse, France, 23-25 Mai, 2007.

SEMINAIRES AVEC ACTES ET PRESENTATIONS :

A. DIALLO, C. LUXEY, G. KOSSIAVAS, "Mesures de l'efficacité des petites antennes à l'aide d'un dispositif Wheeler Cap". *Action spécifique du CNRS "Miniaturisation des antennes". AS 167*, Nantes, France, 12 mai, 2004.

A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, P. CIAIS, G. KOSSIAVAS, "Optimisation de l'efficacité de système multi-antennes". *Réunion du GDR Ondes*, Besançon, France, 21-23 Novembre, 2005.

A. DIALLO, C. LUXEY, Ph. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, "Multi-antenna systems for UMTS cellular phones diversity performance in different propagation environments", in *COST 2100, Pervasive Mobile & Ambient Wireless Communications, TD (07)(301)*, Duisburg, Germany, September 10-12, 2007.