

# Conception de systèmes antennaires MIMO multi-standards LTE pour les nœuds relais

Lamia Sadaoui

## ▶ To cite this version:

Lamia Sadaoui. Conception de systèmes antennaires MIMO multi-standards LTE pour les nœuds relais. Electronique. Université Côte d'Azur, 2018. Français. NNT : 2018AZUR4222 . tel-02108666

# HAL Id: tel-02108666 https://theses.hal.science/tel-02108666

Submitted on 24 Apr 2019

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers. L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



ÉCOLE DOCTORALE

CIENCES ET ECHNOLOGIES DE INFORMATION ET DE A COMMUNICATION

# THÈSE DE DOCTORAT

# Conception de systèmes antennaires MIMO multistandards LTE pour les nœuds relais

# Lamia SADAOUI

# LEAT

Présentée en vue de l'obtention du grade de docteur en Electronique de l'Université Nice Côte d'Azur

Dirigée par : Robert Staraj Co-encadrée par : Georges Kossiavas Soutenue le : 13 Décembre 2018

### Devant le jury, composé de :

- M. Mohamed Himdi, Professeur, RENNES 1
- M. Christophe Delaveaud, Ingénieur, CEA Leti
- M. Laurent Cirio, Professeur, Paris EST
- M. Philippe Lethuc, HDR, LEAT
- M. Philippe Ratajczak, Ingénieur, Orange labs
- M. Jean-Paul Deschamps, Président 3ROAM
- M. Georges Kossiavas, Professeur, LEAT
- M. Robert Staraj, Professeur, LEAT

# Conception de systèmes antennaires MIMO multistandards LTE pour les nœuds relais

#### Jury :

#### **Rapporteurs :**

M. Christophe DELAVEAUD,	Ingénieur HDR au CEA Leti Grenoble
M. Laurent CIRIO,	Professeur à l'université de Paris EST- Marne la Vallée

#### **Examinateurs :**

M. Mohamed HIMDI,	Professeur, RENNES 1
M. Philippe LETHUC,	Maître de conférences, HDR, LEAT

#### Invités :

M. Philippe RATAJCZAK,	Ingénieur, Orange Labs
M. Jean-Paul DESCHAMPS,	Président et CEO société 3ROAM

#### Directeur de thèse :

M. Robert STARAJ, Prof	fesseur, LEAT
------------------------	---------------

#### Co-directeur de thèse :

M.	Georges	KOSSIAVAS,	Professeur,	LEAT
	-			

## Résumé

Pour déployer la quatrième génération de téléphonie 4G/LTE ou « LTE advanced », les opérateurs mobiles sont confrontés à de fortes contraintes : d'une part assurer une bonne couverture géographique mais aussi une excellente qualité de service. Ceci nécessite une ingénierie du réseau qui dépasse largement ce qui a été mis en place pour les réseaux GSM ou 3G. L'industrie des télécoms a créé pour cela le concept de « small cells » ou petites cellules qui viennent en renfort des « macrocells » ou grosses cellules.

Cette thèse cherche à apporter une solution à cette problématique à travers notamment le développement d'antennes pour « smart cells ». Cette étude, supportée par le projet FUI NETCOM, doit permettre aux opérateurs d'étendre la couverture et la capacité de leurs réseaux à moindre coût tout en préservant la qualité de service. Pour cela, l'objectif plus précis de cette thèse est de concevoir un système multi-antennaire multistandard MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) dédié à des nœuds relais pour le déploiement de la quatrième génération de téléphonie LTE. Cette conception doit être compatible avec 3 bandes de fréquences du LTE : (700-900 MHz) pour les bandes LTE 700 et LTE 800, (1710-1880 MHz) pour les bandes GSM 1800 / LTE 1800 et la dernière (2500-2690 MHz) pour le LTE 2600.

Pour cela, nous avons étudié tout d'abord un système à 4 accès mono-bande, en nous concentrant uniquement sur la bande basse de 700 à 900 MHz.

Dans une seconde étude, nous avons cherché à couvrir les deux autres bandes supérieures en nous servant d'éléments parasites pour constituer un système MIMO à 4 accès tri-bande.

Nous avons ensuite étudié l'influence de l'environnement proche du système antennaire, avec la présence d'un radiateur métallique.

Un problème important et fréquent dans les systèmes multi-antennes étant le couplage, nous avons également étudié et réalisé une technique de découplage. Celle-ci servira à isoler les éléments rayonnants à espacement réduit, conçus pour nos trois bandes LTE.

**Mots clés** : Antennes MIMO, antennes multi-bandes, LTE, éléments parasites, technique de découplage, Environnement métallique.

#### Abstract

To deploy the fourth generation called 4G/LTE or "LTE advanced", mobile operators face strong constraints: they must ensure a good geographic coverage but also an excellent quality of service. This requires new methods that go far beyond what has been implemented for GSM or 3G networks. The telecom industry has created the concept of "small cells" that reinforce the "macrocells" deployed by the operators.

This thesis tries to provide a solution to this problem and more particularly through the development of antennas for a product called "smart cell". This study, supported by the FUI project NETCOM, should enable mobile operators to extend the coverage and capacity of their networks at a lower cost while maintaining a good quality of service. To do that, the aim of this thesis more particularly is the design of a multi-band multi-antennas MIMO system (Multiple-Input Multiple-Output) dedicated to relay nodes for the deployment of the fourth generation 4G/LTE or "LTE advanced". The antenna design considers the coverage of the three LTE operating frequency bands and must be compatible with them. The (700-900 MHz) frequency band is used for the LTE 700 and LTE 800 bands, (1710-1880 MHz) for the GSM 1800/LTE 1800 bands and the last (2500-2690 MHz) for the LTE 2600 bands.

In our first study, a reference system with 4 access was studied in simulation and measured, for only the low band 700-900 MHz.

In a second study, we tried to cover the other two higher bands to have a tri-band system using the parasitic elements to get a three-band MIMO system with 4 access.

We studied then, the influence of the environment close to the antenna system, with the presence of a metallic radiator.

As we often encounter a frequent problem in multi-antenna systems which is the coupling problem between the different access of a multi antenna system, so we have studied and realized a decoupling technique. This technique was used to enhance the isolation between the different access.

**Keywords** : MIMO antennas, multiband antennas, LTE, parasitic elements, decoupling technique, metallic environment.

# Remerciements

Le travail présenté dans ce manuscrit a été effectué au sein du Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications (LEAT), unité mixte de l'Université Côte d'Azur (UCA) et du CNRS. Il n'aurait jamais pu être accompli sans l'aide de beaucoup de personnes que j'aimerai tant remercier :

Tout d'abord il m'est très important de remercier la personne qui a accepté en 2015 ma candidature en doctorat et qui m'a accueilli au sein du LEAT, M. Robert STARAJ, Professeur à l'Université Côte d'Azur, directeur du LEAT, et aussi mon directeur de thèse. Tu m'as permis d'effectuer cette thèse, et tu m'as toujours fait confiance, je te remercie donc pour ton aide, ta gentillesse, ta disponibilité, tes conseils, et pour les connaissances scientifiques que tu m'as apportées. Je te remercie aussi pour ton soutien continu à la fois au niveau scientifique et au niveau moral. Cela m'a permis de bien travailler durant ces trois ans.

A la personne la plus souriante et la plus drôle que je n'ai jamais vu, M. Georges KOSSIAVAS, Professeur à l'Université Côte d'Azur et mon co-directeur de thèse. Tout simplement, mes travaux de thèse n'auraient jamais pu aboutir sans ton aide. Merci pour toutes les réunions qu'on a fait ensemble dont tu m'as beaucoup apporté au niveau scientifique. Merci pour tes conseils, ta bonne humeur et ton humour qui m'ont permis de travailler avec un grand plaisir et avec le sourire et ainsi de dépasser toutes les difficultés rencontrées au niveau du travail.

J'exprime aussi mes sincères remerciements à M. Laurent CIRIO, Professeur à l'Université de Paris EST- Marne la Vallée, et à M. Christophe DELAVEAUD, Ingénieur HDR au CEA Leti de Grenoble, d'avoir accepté de rapporter mon travail de thèse. C'est un grand honneur pour moi.

Je tiens à remercier aussi les personnes qui m'ont honoré par leurs participations à mon jury de thèse, M. Mohamed HIMDI, Professeur à l'Université de RENNES 1, et M Philippe LETHUC, Maître de conférences HDR à l'Université Côte d'Azur.

Je remercie grandement M. Jean-Paul DESCHAMPS, Président et CEO de la société 3ROAM pour avoir accepté l'invitation à participer à ma soutenance de thèse. C'était un plaisir de travailler avec toi et d'échanger durant toutes les réunions faites pour le projet NETCOM durant ces trois dernières années.

*Je remercie également tous nos partenaires du projet NETCOM : 3Roam, Eurecom, Ercom, Insight Sip, Telecom Paris Tech.* 

Je souhaite remercier tous les membres du LEAT, BIATSS, Professeurs, Maîtres de Conférences, ATER, stagiaires, et surtout mes collègues doctorants. Merci à toutes les personnes que j'ai connues durant mon travail au LEAT. Merci pour toutes les discussions, les blagues, les événements qu'on a faits ensemble. Cela me permet de garder de beaux souvenirs sur cette période de ma vie.

Enfin, je tiens à remercier mes parents, mes sœurs, mon frère, toute ma famille et tous mes chers amis. Je n'aurai jamais pu avancer ou réussir ces étapes de ma vie sans votre soutien et votre aide. Le plus grand merci est à vous, mes parents pour m'avoir encouragé, soutenu, pour avoir pensé à moi et pour avoir patienté toutes ces années avec moi. Tout ce que j'ai pu accomplir jusqu'à maintenant est grâce à vous, votre éducation, votre exemple, votre confiance et surtout votre amour. Je ne suis rien sans vous deux.

Du fond du cœur, merci à vous tous.

#### Table des matières

Tal	ble des	s mat	ières	1
Int	roduct	ion g	eénérale	7
Ch	apitre	I : G	énéralités sur les systèmes multi-antennes	11
1.	Défi	nitio	n d'une antenne	14
2.	Prin	cipau	1x paramètres d'une antenne	14
-	2.1	Imp	édance d'entrée	15
-	2.2	Coe	ficient de réflexion	15
-	2.3	Rap	port d'onde stationnaire	16
-	2.4	Fréc	quence de résonnance et bande passante	16
-	2.5	Rég	ions du champ électromagnétique	17
-	2.6	Diag	gramme de rayonnement	17
4	2.7	Gaiı	n	18
	2.8	Dire	ectivité	18
-	2.9	Effi	cacité de rayonnement et efficacité totale	19
3.	Ante	ennes	s miniatures	20
	3.1	Cara	actéristiques des antennes miniatures	20
	3.2	Тур	es d'antennes miniatures	20
	3.2.	1	Dipôle et monopôle	21
	3.2.2	2	Antenne ILA (Inverted-L Antenna)	21
	3.2.3	3	Antenne IFA (Inverted-F Antenna)	22
	3.2.4	4	Antenne PIFA (Planar Inverted-F Antenna)	22
4.	Ante	ennes	s multi-bandes et élargissement de bande passante	22
2	4.1	Ajo	ut de fentes	22
2	4.2	Inse	rtion d'éléments parasites	23
2	4.3	Ante	ennes auto-complémentaires	23
5.	Syst	èmes	s multi-antennes, diversité et MIMO	24
4	5.1	Eva	nouissement et multi-trajets	24
4	5.2	Syst	èmes MIMO	25
	5.2.	1	Intérêt des systèmes MIMO	25
	5.2.2	2	Capacité d'un canal MIMO	26
4	5.3	Dive	ersité	27
	5.3.	1	Principe de la diversité	27
	5.3.2	2	Techniques de diversité d'antennes	28
	5.	3.2.1	Diversité spatiale	28

	5.3.2.2	Diversité de polarisation	
	5.3.2.3	Diversité de diagramme	
	5.3.2.4	Diversité angulaire	
	5.3.2.5	Diversité fréquentielle	
	5.3.2.6	Diversité temporelle	
	5.3.3	Techniques de combinaisons en réception	
	5.3.3.1	Combinaison par sélection (SC)	
	5.3.3.2	Combinaison par commutation	
	5.3.3.3	Combinaison par gain égal (EGC)	
	5.3.3.4	Combinaison par rapport maximal (MRC)	
	5.3.4	Performances en diversité	
	5.3.4.1	Isolation	
	5.3.4.2	Efficacité totale	
	5.3.4.3	Enveloppe de corrélation	
	5.3.4.4	Gain Effectif Moyen (MEG)	
	5.3.4.5	Gain de Diversité (DG) et Gain de Diversité du Système (DSG)	
Co	nclusion		
Ré	férences		
Ch	apitre II : S	ystème MIMO à 4 antennes mono-bandes	
Int	roduction		
1.	Cahier de	s charges antennaire initial	
2.	Etat de l'a	rt sur les systèmes multi-antennes et découplage	
3.	Système r	nulti-antennes mono-bande proposé	
	3.1 Géor	nétrie du protoype initial de référence	
	3.2 Résu	ltats de simulation du prototype initial	
,	3.3 Amé	lioration de l'isolation	
	3.3.1	Insertion d'une ligne de neutralisation	
	3.3.2	Insertion d'éléments parasites	
	3.3.3	Structure finale	
	3.3.4	Résultats de simulation	
	3.3.4.1	Paramètres S	
	3.3.4.2	Efficacité	
4.	Système a	ntennaire MIMO à 4 antennes sur plan de masse séparé	
4	4.1 Mod	ification du cahier des charges	
4	4.2 Géor	nétrie de la nouvelle structure antennaire monobande 700-900 MHz	
	4.2.1	Géométrie initiale	60

4.2	2.2	Introduction de fentes au niveau du plan de masse	62
4.3	Nou	veaux résultats pour le système partagé en deux	63
4.3	5.1	Paramètres S et efficacité	63
4.3	3.2	Diagrammes de rayonnement en gain réalisé	64
4.4	Réal	lisation du prototype et résultats de mesure	65
4.5	Véri	fication des performances en diversité du système monobande	65
4.5	5.1	Enveloppe de corrélation	65
4.5	5.2	Gain de diversité	66
Conclus	sion		67
Référen	ces		68
Chapitr	e III :	Système MIMO à 4 antennes bi-bandes et tri-bandes	71
Introdu	ction		74
1. An	tennes	à éléments parasites	74
2. Sy	stème	MIMO à 4 antennes bi-bandes à deux éléments rayonnants	77
2.1	Géo	métrie de la strucutre	77
2.2	Rési	ultats finaux	78
2.2	2.1	Paramètres S	78
2.2	2.2	Efficacité totale	79
2.2	2.3	Gain et rayonnement du système	79
2.3	Rési	ultats en diversité	80
2.3	5.1	Enveloppe de corrélation	80
2.3	3.2	Gain de diversité	80
3. No	uveau	cahier des charges	81
4. Sy	stème	tri-bande à trois éléments rayonnants en espace libre	82
4.1	Géo	métrie de la nouvelle structure	82
4.2	Rési	ultats de simulation	82
4.2	2.1	Paramètres S	82
4.2	2.2	Efficacité totale	83
5. Sy	stème	tri-bande dans son environnement réel métallique	84
5.1	Intro	oduction d'un radiateur	84
5.2	Etuc	le du système MIMO dans son environnement complet	84
5.3	Rési	ultats après l'introduction du radiateur métallique	85
6. Re	cherch	e de solutions d'adaptation	86
6.1	Prop	position 1	86
6.2	Prop	position 2	86
6.3	Prop	position 3	88

6.4	Solution retenue	89
6.	.4.1 Etape 1 : antenne mono-bande	89
6.	.4.2 Etape2 : antenne bi-bande	89
6.	.4.3 Etape 3 : antenne tri-bande	
6.5	Optimisation de l'adaptation de la bande à 1700-1900 MHz	
6.6	Diagrammes de rayonnement en gain réalisé	
7. E tri-ban	Etude plus approfondie sur l'influence du radiateur métallique sur le fonctionnement c de  à 4 antennes	lu système 94
7.1	Influence de la distance entre le radiateur et le système MIMO optimisé	
7.2	Influence de la forme du radiateur sur le système MIMO	
8. In	ndustrialisation du produit final	
Intég	gration du système dans son environnement avec le radiateur final	
8.1	Résultats de simulation	100
8.	1.1 Paramètres S et efficacité	100
8.	1.2 Diagrammes de rayonnement en gain réalisé	101
8.	1.3 Rayonnement en 3D	101
9. V	alidation expérimentale en espace libre	102
10. V	érification des résultats en diversité	
Conclu	usion	106
Référe	nces	107
Chapit	tre IV : Neutralisation du couplage entre antennes très proches	109
Introdu	uction	111
1. St		
	tructure initiale et problème de couplage rencontré	
2. M	fructure initiale et problème de couplage rencontré	112
2. M 2.1	fructure initiale et problème de couplage rencontré léthode de découplage Insertion du diviseur de Wilkinson et vérification de son efficacité	
<ol> <li>M</li> <li>2.1</li> <li>2.</li> </ol>	féthode de découplage Iéthode de découplage Insertion du diviseur de Wilkinson et vérification de son efficacité 1.1 Diviseur de Wilkinson	
<ol> <li>M</li> <li>2.1</li> <li>2.</li> <li>2.</li> </ol>	Itucture initiale et problème de couplage rencontré         Iéthode de découplage         Insertion du diviseur de Wilkinson et vérification de son efficacité         1.1       Diviseur de Wilkinson         1.2       Introduction d'une ligne micro-ruban pour le déphasage	
<ol> <li>M</li> <li>2.1</li> <li>2.</li> <li>2.2</li> </ol>	Itucture initiale et problème de couplage rencontré         Iéthode de découplage         Insertion du diviseur de Wilkinson et vérification de son efficacité         1.1       Diviseur de Wilkinson         1.2       Introduction d'une ligne micro-ruban pour le déphasage         Structure entière       Structure entière	
<ol> <li>M</li> <li>2.1</li> <li>2.</li> <li>2.2</li> <li>2.</li> <li>2.</li> </ol>	<ul> <li>féthode de découplage</li> <li>Insertion du diviseur de Wilkinson et vérification de son efficacité</li> <li>1.1 Diviseur de Wilkinson</li> <li>1.2 Introduction d'une ligne micro-ruban pour le déphasage</li> <li>Structure entière</li> <li>2.1 Résultats de simulation</li> </ul>	
<ol> <li>M</li> <li>2.1</li> <li>2.</li> <li>2.2</li> <li>2.</li> <li>2.</li> <li>2.</li> <li>2.</li> </ol>	fethode de découplage         Iéthode de découplage         Insertion du diviseur de Wilkinson et vérification de son efficacité         1.1       Diviseur de Wilkinson         1.2       Introduction d'une ligne micro-ruban pour le déphasage         Structure entière         2.1       Résultats de simulation         2.2       Validation expérimentale	
<ol> <li>M</li> <li>2.1</li> <li>2.</li> <li>2.2</li> <li>2.</li> <li>2.</li> <li>2.</li> <li>2.</li> <li>2.</li> <li>2.</li> <li>2.</li> </ol>	fethode de découplage         Insertion du diviseur de Wilkinson et vérification de son efficacité         1.1       Diviseur de Wilkinson         1.2       Introduction d'une ligne micro-ruban pour le déphasage         Structure entière       2.1         Résultats de simulation       2.2         Validation expérimentale         2.3       Rayonnement du système	
<ol> <li>M</li> <li>2.1</li> <li>2.</li> <li>2.2</li> <li>2.</li> <li>2.</li> <li>2.</li> <li>2.</li> <li>2.</li> <li>2.</li> <li>2.</li> <li>2.</li> <li>2.</li> </ol>	<ul> <li>féthode de découplage</li> <li>Insertion du diviseur de Wilkinson et vérification de son efficacité</li> <li>1.1 Diviseur de Wilkinson</li> <li>1.2 Introduction d'une ligne micro-ruban pour le déphasage</li> <li>Structure entière</li> <li>2.1 Résultats de simulation</li> <li>2.2 Validation expérimentale</li> <li>2.3 Rayonnement du système</li> <li>2.4 Efficacité totale simulée</li> </ul>	
<ol> <li>M</li> <li>2.1</li> <li>2.</li> <li>2.2</li> <li>2.</li> <li>2.</li> <li>2.</li> <li>3. V</li> </ol>	<ul> <li>fethode de découplage</li> <li>Insertion du diviseur de Wilkinson et vérification de son efficacité</li> <li>1.1 Diviseur de Wilkinson</li> <li>1.2 Introduction d'une ligne micro-ruban pour le déphasage</li> <li>Structure entière</li> <li>2.1 Résultats de simulation</li> <li>2.2 Validation expérimentale</li> <li>2.3 Rayonnement du système</li> <li>2.4 Efficacité totale simulée</li> </ul>	
<ol> <li>M</li> <li>2.1</li> <li>2.</li> <li>2.2</li> <li>2.</li> <li>2.</li> <li>2.</li> <li>3. V</li> <li>3.1</li> </ol>	<ul> <li>fethode de découplage</li></ul>	
<ol> <li>M</li> <li>2.1</li> <li>2.</li> <li>2.2</li> <li>2.</li> <li>2.</li> <li>2.</li> <li>3.</li> <li>V</li> <li>3.1</li> <li>3.2</li> </ol>	<ul> <li>fructure initiale et problème de couplage rencontré</li></ul>	

3.	4	Efficacité totale	121
3.	5	Gain en diversité et enveloppe de corrélation	123
3.	6	Conclusion	123
4.	App	lication pour le cas de l'antenne bi-bande et ensuite tri-bande	124
4.	1	Antenne (port n°1) bi-bande	124
4.	2	Antenne (port $n^{\circ}2$ ) bi-bande et tri-bande	125
4.	3	Antenne (port n°1) tri-bande	126
4.	4	Diagrammes de rayonnement 3D en gain	127
4.	5	Résultats en diversité	128
Con	clusio	on	130
Réfé	rence	es	131
Cha	pitre	V : Etude de l'isolation entre antennes complémentaires	133
Intro	duct	ion	135
1.	État	de l'art	135
2.	Ante	ennes à double accès à éléments complémentaires pour applications MIMO	139
2.	1	Géométrie de la structure antennaire à deux accès	139
	2.1.1	Résultats de la structure (1) : $L_{\text{fente}} = L_{\text{monopôle}} = 60 \text{ mm}$	141
	2.1.2	2 Résultats de la structure (2) : $L_{\text{fente}}=2 \times L_{\text{monopôle}}=120 \text{ mm}$	143
	2.1.3 mod	Résultats de la structure (3) : $L_{monopôle} = 60 \text{ mm}$ , $L_{fente} = 80 \text{ mm}$ , position de l'excita ifiée	tion 145
	2.1.4 mod	4 Résultats de la structure (4) : $L_{monopôle} = 60 \text{ mm}$ , $L_{fente} = 80 \text{ mm}$ , position de l'excitatifiée mais avec un PCB plus petit	tion 147
2.	2	Conclusion	149
3.	Syst	ème à double accès à éléments complémentaires pour les bandes LTE	150
3.	1	Système à deux accès mono-bande 700-900 MHz	150
3.	2	Système à deux accès bi-bande 700-900 MHz et 1700-1900 MHz	152
3.	3	Système à deux accès tri-bande 700-900 MHz, 1700-1900 MHz et 2500-2700 MHz	154
4.	Syst	ème à quatre accès tri-bande 700-900 MHz, 1700-1900 MHz et 2500-2700 MHz	157
4.	1	Diagrammes de rayonnement	160
4.	2	Performances en diversité	161
4.	3	Conclusion	162
Con	clusio	on	163
Réfé	irence	es	164
Con	clusio	on générale	165
Anne	exe 1		168
Liste	e des	articles durant la thèse	173

# Introduction générale

Le développement des technologies de télécommunications a créé de nombreux défis notamment ces dernières années pour la conception des équipements de communications mobiles, en particulier en ce qui concerne les antennes. Ces défis sont d'autant plus d'actualité que la demande sur le marché ne cesse de croître.

Le besoin créé par les nouvelles applications de ce domaine, impose aux opérateurs une capacité importante en termes de bande passante dans leurs réseaux. Afin de fournir notamment des services multimédias, ces opérateurs proposent désormais des systèmes multi-antennes avec de multiples bandes de fréquences. Ces systèmes doivent non seulement couvrir plusieurs standards mais doivent aussi garder une taille compacte, et une bonne efficacité.

Comme les normes LTE Advanced (ou 4G) et aussi la (5G) sont maintenant plus utilisées et plus déployées, de nouvelles bandes de fréquences doivent être couvertes. En raison des fréquences relativement basses utilisées par ces normes, la conception d'une antenne qui peut fonctionner sur une bande de fréquence large et devant en même temps être intégrée dans un environnement complexe comme dans un téléphone mobile ou dans un équipement pour une station de base ou dans n'importe quel environnement constitue un sérieux chalenge.

Par conséquent, tout cela a conduit à une prolifération des appareils mobiles (smartphones, tablettes, laptops...) et vers un besoin créé par les nouvelles applications qui demande aux opérateurs une capacité importante en bande passante dans leurs réseaux. Mais en même temps, les opérateurs sont sous une forte pression de réduction des coûts d'investissement et d'exploitation. Le projet dont lequel cette thèse s'inscrit se propose d'adresser cette double problématique d'augmentation de la capacité et de réduction des coûts. Ce projet s'intitule NETCOM.

Le projet NETCOM se situe dans le domaine des réseaux et télécommunications, en particulier dans les réseaux mobiles de nouvelle génération. Pour déployer la quatrième génération de téléphonie dite 4G/LTE ou « LTE advanced », les opérateurs mobiles sont confrontés à de fortes contraintes : ils doivent d'une part assurer une bonne couverture géographique mais aussi une excellente qualité de service avec la bande passante requise. Ceci nécessite une ingénierie du réseau qui dépasse largement ce qui a été mis en place pour les réseaux GSM ou 3G. Pour faire face à cette problématique, l'industrie des télécoms a créé le concept de « small cells » ou petites cellules qui viennent en renfort des « macrocells » ou grosses cellules déployées par les opérateurs. Le projet NETCOM vise à apporter une solution en réponse à cette problématique, à l'aide d'un produit dit « smart cell » qui permet aux opérateurs mobiles d'étendre la couverture et la capacité de leurs réseaux à moindre coût tout en préservant la qualité de service.

Pour permettre une expérience utilisateur unique en téléphonie 4G, le projet NETCOM labélisé par le pôle Solutions Communicantes Sécurisées (SCS) vise le développement d'un équipement qui s'insère aisément dans le réseau radio de l'opérateur mobile. Grâce à NETCOM, l'opérateur mobile 4G peut, à moindre coût, augmenter la couverture radio sur le territoire et améliorer la disponibilité de bande passante dans son rayon d'action offrant ainsi un confort d'utilisation très amélioré pour les abonnés. Ce projet adresse donc le marché des opérateurs mobiles 4G, voir 5G, désireux d'offrir le maximum de qualité de service aux utilisateurs du réseau et/ou les segments de marchés verticaux tels que la sécurité civile, le pétrole et le gaz, l'énergie ou dans une certaine mesure des réseaux privés. Le projet permet de renforcer une force de frappe importante dans les réseaux mobiles sur le territoire PACA avec des PMEs

qui viennent en appui des leaders mondiaux des télécommunications mobiles (comme Huawei) ayant choisi la région comme fer de lance pour leurs développements.

Ce projet demande des connaissances pointues dans des domaines différents. Il porte à développer cet équipement avec une électronique spécifique comprenant un modem bande de base reconfigurable, un logiciel embarqué incluant les protocoles avancés station de base et mobile pour la connexion au réseau 4G/LTE, des antennes et une radio multi-bandes adaptées aux fréquences de l'opérateur. C'est pour cela que ce projet s'est fait en partenariat avec des académiques et des industriels réputés dans leur secteur (*3Roam, Insight Sip, Telecom ParisTech, Eurecom*).

Ce projet est porté et dirigé par la société 3Roam et nécessite :

- Un système antennaire MIMO 4 accès (tâche du *LEAT*).
- Un frontal RF qui doit transformer les signaux issus du modem bande de base en signaux analogiques RF, à la fois en émission et en réception (*Insight Sip*).
- Un modem bande de base qui regroupe l'ensemble des fonctions numériques nécessaires pour le système par (*Telecom ParisTech*).
- Une carte mère (*3 Roam*) qui regroupe l'alimentation, le processeur d'application, la carte SIM et des interfaces pour le test et certifications par (*Eurecom*).
- Un coffret d'intégration qui permet d'assembler les différents éléments du produit.

Le but recherché pour nous est de développer les antennes du relais. Donc l'objectif de cette thèse est de concevoir un système multi-antennaire multistandard MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) dédié à des nœuds relais pour le déploiement de la quatrième génération de téléphonie dite 4G/LTE ou « LTE advanced ». Ces systèmes MIMO sont connus pour être la solution et le remède pour ces différents besoins et exigences en raison de leur potentiel à augmenter la capacité du canal sans pour cela augmenter la puissance transmise.

La conception du système antennaire prend en compte la couverture des trois bandes de fréquence distinctes de fonctionnement de la LTE et doit être compatible avec 3 de ses bandes de fréquences. La bande de fréquences (700-900 MHz) est utilisée pour les bandes LTE 700 et LTE 800, (1710-1880 MHz) pour les bandes GSM 1800 / LTE 1800 et la dernière (2500-2690 MHz) pour LTE 2600. Ce système sera ensuite disposé sur le produit NETCOM en plusieurs exemplaires.

Après avoir décrit succinctement le projet et le système souhaité ainsi que les bandes de fonctionnement visées pour cette application, nous allons maintenant présenter les étapes suivies durant cette recherche et introduire le plan de cette thèse.

Le premier chapitre de cette thèse sera consacré aux généralités sur les antennes. Nous montrons la définition de l'antenne et son rôle dans un système de communication radio fréquence ainsi qu'aux différentes bases du domaine et aux principaux paramètres d'une antenne.

Avec le développement des petits objets communiquant, beaucoup de méthodes de miniaturisation ont vu le jour. Nous allons décrire certaines de ces notions et des antennes miniatures les plus souvent utilisées. Quelques techniques utilisées pour réaliser les antennes multi-bandes seront décrites dans ce chapitre. Pour éviter les phénomènes d'évanouissements causés par l'environnement de propagation multi-trajets et augmenter la capacité du canal, les systèmes MIMO et de diversité seront définis.

Dans le deuxième chapitre, nous commençons par introduire le cahier des charges antennaire, donner un état de l'art et montrer plusieurs structures multi-antennaires déjà proposées en théorie, avec différentes techniques de découplage. Dans le même chapitre nous étudions, dans un premier temps un système de référence à 4 antennes mono-bande en simulation et en mesure, en nous concentrant uniquement sur la bande basse de 700 à 900 MHz. Nous allons aussi essayer différentes tentatives pour améliorer son isolation en utilisant les techniques vues en état de l'art.

Dans le chapitre 3, nous chercherons à couvrir les deux autres bandes supérieures pour avoir un système tri-bande tout en faisant attention à ce qu'il soit performant dans son environnement complet final. Nous détaillons l'étude d'un système antennaire MIMO constitué de 4 de ces antennes symétriques, chacune d'elle étant composé de 3 éléments rayonnants : un élément principal couvrant la bande 700-900 MHz, un 1<sup>er</sup> élément parasite pour la bande 1710-1880 MHz, et un 2<sup>nd</sup> élément parasite assurant la troisième bande 2500-2690 MHz.

Ce système sera ensuite placé devant un radiateur métallique en Aluminium destiné à refroidir les parties électroniques nécessaires au projet. Nous montrons ensuite plusieurs études sur l'influence de l'environnement proche de l'antenne, et la présence de ce radiateur métallique.

Dans le chapitre 4, comme nous rencontrons souvent un problème important et fréquent dans les systèmes multi-antennes qui est le couplage, nous allons alors proposer, étudier et réaliser une technique de découplage. Cette technique servira à découpler des éléments rayonnants à espacement réduit, conçus que pour la bande basse LTE 700-900 MHz dans un premier temps. Deux types d'antennes différentes seront insérés au centre de la structure. Nous allons ensuite continuer ce travail en couvrant les deux bandes supérieures pour rendre ce système découplé multi-bande en visant toujours les fréquences LTE. Ceci sera accompli en utilisant des éléments parasites optimisés en longueur et en espacement pour bien couvrir les bandes.

Dans le dernier chapitre, nous nous sommes intéressés à l'étude des antennes ayant des éléments complémentaires pour leurs capacités à présenter des diagrammes de rayonnements orthogonaux pour la diversité. Nous présentons pour cela une étude plus prospective sur une antenne à deux accès, réalisée à partir d'un monopôle et d'une fente (éléments complémentaires) très proches et excités séparément.

Un système multi-antennes à 2 et ensuite à 4 accès est réalisé. Chacun de ces accès est constitué non seulement d'un monopôle et une fente proches et excités séparément, mais aussi de monopôles et fente parasites pour avoir un système multi-bande. La taille totale du plan de masse est de  $220x150 \text{ mm}^2 \text{ c.-}$ à-d. 0,51 $\lambda$ x0,35 $\lambda$  (calculées à la fréquence basse 700 MHz), comme dans les parties précédentes de l'étude.

Ces éléments rayonnants multi-accès seront utilisés et répartis de manière originale pour obtenir de la diversité pour un système MIMO fonctionnant sur les bandes LTE.

A la fin, une conclusion générale résumera les travaux effectués dans cette thèse tout en présentant les différentes perspectives envisagées comme une suite logique à nos travaux.

Chapitre I : Généralités sur les systèmes multi-antennes

## Sommaire

1.	Défi	nitio	n d'une antenne	14
2.	Prin	cipau	x paramètres d'une antenne	14
2.	.1	Imp	édance d'entrée	15
2.	.2	Coe	ficient de réflexion	15
2.	.3	Rap	port d'onde stationnaire	16
2.	.4	Fréq	uence de résonnance et bande passante	16
2.	.5	Régi	ons du champ électromagnétique	17
2.	.6	Diag	gramme de rayonnement	17
2.	.7	Gair	1	18
2.	.8	Dire	ctivité	18
2.	.9	Effic	cacité de rayonnement et efficacité totale	19
3.	Ante	ennes	miniatures	20
3.	.1	Cara	ctéristiques des antennes miniatures	20
3.	.2	Тур	es d'antennes miniatures	20
	3.2.	1	Dipôle et monopôle	21
	3.2.2	2	Antenne ILA (Inverted-L Antenna)	21
	3.2.3	3	Antenne IFA (Inverted-F Antenna)	22
	3.2.4	4	Antenne PIFA (Planar Inverted-F Antenna)	22
4.	Ante	ennes	multi-bandes et élargissement de bande passante	22
4.	.1	Ajou	ıt de fentes	22
4.	.2	Inse	rtion d'éléments parasites	23
4.	.3	Ante	ennes auto-complémentaires	23
5.	Syst	èmes	multi-antennes, diversité et MIMO	24
5.	.1	Eva	nouissement et multi-trajets	24
5.	.2	Syst	èmes MIMO	25
	5.2.	1	Intérêt des systèmes MIMO	25
	5.2.2	2	Capacité d'un canal MIMO	26
5.	.3	Dive	ersité	27
	5.3.	1	Principe de la diversité	27
	5.3.2	2	Techniques de diversité d'antennes	28
	5.	3.2.1	Diversité spatiale	28
	5.	3.2.2	Diversité de polarisation	29
	5.	3.2.3	Diversité de diagramme	29
	5.	3.2.4	Diversité angulaire	29

5.3.2.5	Diversité fréquentielle
5.3.2.6	Diversité temporelle
5.3.3	Techniques de combinaisons en réception 30
5.3.3.1	Combinaison par sélection (SC)
5.3.3.2	Combinaison par commutation
5.3.3.3	Combinaison par gain égal (EGC)
5.3.3.4	Combinaison par rapport maximal (MRC)
5.3.4	Performances en diversité
5.3.4.1	Isolation
5.3.4.2	Efficacité totale
5.3.4.3	Enveloppe de corrélation
5.3.4.4	Gain Effectif Moyen (MEG)
5.3.4.5	Gain de Diversité (DG) et Gain de Diversité du Système (DSG)
Conclusion	
Références	

Dans ce chapitre nous allons d'abord évoquer les définitions des différents paramètres de base dans le domaine des antennes. Les études réalisées durant cette thèse seront ensuite présentées dans les prochains chapitres. Il est donc important de revoir ces définitions pour comprendre les travaux effectués. Pour cela, nous commençons par rappeler le concept d'antenne et ses principaux paramètres. Nous évoquerons ensuite les antennes multi-bandes et quelques techniques d'obtention de ces structures rayonnantes. Pour finir nous définirons les systèmes en diversité et MIMO.

#### 1. Définition d'une antenne

Selon le standard IEEE, une antenne est définie comme "Un système permettant de rayonner ou recevoir des ondes radio [1]". En d'autres termes, l'antenne est une structure de transition entre l'espace libre et le dispositif de guidage, ou inversement. Le dispositif de guidage ou la ligne de transmission peut prendre la forme d'une ligne coaxiale ou d'un guide d'ondes par exemple, et est utilisé pour transporter l'énergie électromagnétique de la source d'émission vers l'antenne ou de l'antenne vers le récepteur.

En fait un système de communication sans fil, comme l'illustre la Figure I.1 est constitué d'un bloc d'émission et d'un bloc de réception, séparés par un canal de propagation dans lequel se propage le signal électromagnétique.



Figure I. 1 : Liaison radio typique comportant une antenne émettrice et une antenne réceptrice

L'antenne transforme l'énergie électrique d'un signal en énergie électromagnétique qui se propage sous forme d'onde. Une antenne émettrice reçoit un signal d'une ligne de transmission et le diffuse dans l'espace libre. Au contraire, une antenne réceptrice recueille l'onde électromagnétique incidente et la convertit en une tension. L'antenne est donc la partie indispensable de tout dispositif sans fil et fait le lien entre l'espace libre et le circuit électrique, ou inversement comme définie précédemment.

#### 2. Principaux paramètres d'une antenne

Les antennes se caractérisent par quelques paramètres importants. Ces derniers permettent non seulement de définir une antenne et ses propriétés et de décrire ces performances mais aussi de comparer les structures entre elles, les simulations et les mesures sur prototypes. D'où l'importance de définir ces divers paramètres.

#### 2.1 Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée d'une antenne notée  $Z_A$  est définie comme l'impédance présentée par une antenne à ses bornes, comme le rapport entre la tension et le courant à ces bornes, ou encore comme le rapport entre les composantes électriques et magnétiques du champ aux accès de l'antenne.



Figure I. 2 : Antenne en mode transmission

Dans la Figure I.2, ces bornes sont désignées par a-b. Cette impédance se présente sous une forme complexe composée d'une partie réelle  $R_A$  et d'une partie imaginaire  $X_A$ :

$$Z_A = R_A + j X_A I. 1$$

 $Z_A$  est l'impédance d'antenne aux bornes a-b (Ohms)

 $R_A$  est la résistance de l'antenne aux bornes a-b (Ohms)

 $X_A$  est la réactance d'antenne aux bornes a-b (Ohms)

En général la partie réelle  $R_A$  est considérée comme étant constituée des deux composantes  $R_r$  et  $R_L$ :

$$R_A = R_r + R_L I.2$$

Où :

 $R_r$  est la résistance de rayonnement de l'antenne. Elle représente l'énergie échangée entre l'espace libre et le circuit).

 $R_L$  est la résistance de pertes de l'antenne : pertes diélectriques, pertes de conduction et pertes par ondes de surface... Elle représente l'énergie totale perdue sous différentes formes.

#### 2.2 Coeficient de réflexion

Le coefficient de réflexion est le rapport de l'amplitude entre l'onde incidente (transmise à l'antenne) et l'onde réfléchie du fait des discontinuités entre le circuit et l'antenne.

En fait, lorsqu'une onde incidente change de milieu de propagation, une partie de cette onde est réfléchie, une autre partie est transmise dans le milieu.

Noté  $\Gamma$  ou S<sub>11</sub> dans le cas d'un système mono accès, il permet de caractériser l'adaptation de l'antenne au circuit qui la précède. Idéalement, le passage du régime "guidé" au régime de propagation dans l'espace doit se faire sans pertes. Pour cela, il faut minimiser le coefficient de réflexion, c.-à-d. minimiser l'énergie réfléchie par l'antenne. Plus l'antenne est adaptée, plus ce coefficient est faible. Ainsi, avec un coefficient de réflexion à -10 dB, 90% de la puissance est transmise à l'antenne. Le coefficient de réflexion se mesure à l'analyseur de réseaux en fonction de la fréquence.

En connaissant l'impédance  $Z_A$  de l'antenne, nous pouvons déterminer le coefficient de réflexion  $\Gamma$ :

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_C^*}{Z_A + Z_C}$$
 I. 3

Sachant que  $Z_C$  est l'impédance caractéristique de la ligne (en générale elle est réelle et égale à 50  $\Omega$  dans les bandes de fréquences qui nous intéressent). Si aucune onde n'est réfléchie, alors l'antenne est parfaitement adaptée ( $Z_A = Z_C$ ), et par conséquent ( $\Gamma$ =0).

#### 2.3 Rapport d'onde stationnaire

Le rapport d'onde stationnaire noté ROS, se calcule à partir du coefficient de réflexion présenté précédemment. Il quantifie la désadaptation de l'impédance entre deux composants.

$$ROS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$
 I. 4

En pratique, l'antenne n'est jamais parfaitement adaptée. Le cas ROS=1 est le cas minimal traduisant une adaptation parfaite. Un ROS égal à 3, correspondant à un S<sub>11</sub> de -6 dB, est généralement encore considéré comme acceptable comme par exemple dans le cas des applications de la téléphonie mobile. Il correspond à un transfert de puissance de 75% de la puissance incidente. Un transfert de puissance maximale est atteint quand l'impédance de l'antenne est parfaitement adaptée à celle du circuit.

#### 2.4 Fréquence de résonnance et bande passante

Par définition, la fréquence de résonance (f<sub>res</sub>) est la fréquence pour laquelle la partie réelle de l'impédance d'entrée est maximale et sa partie imaginaire est nulle.

La bande passante est la plage de fréquences sur laquelle le coefficient de réflexion ne dépasse pas un certain seuil (exemple pour un  $S_{11}$ <-6dB). Dans cette bande, l'antenne est considérée comme étant suffisamment bien adaptée au circuit et présenter donc peu de perte par désadaptation. Elle est définie à partir de la fréquence d'adaptation ( $f_{adapt}$ ), fréquence où le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est minimal et la partie réelle de l'impédance est proche de 50 $\Omega$ .

Pour le bon fonctionnement de l'application, les fréquences utilisées doivent être comprises dans la bande passante de l'antenne. Cette bande se déduit de la courbe du coefficient de réflexion mesuré à l'analyseur de réseaux. Elle peut s'exprimer de manière absolue ou, de manière relative en pourcentage par rapport à la fréquence d'adaptation ou à la fréquence centrale :

$$BP_{\%} = \frac{f_2 - f_1}{f_{adap}} \times 100$$
 I.5

Où  $f_1$  et  $f_2$  sont les fréquences limites correspondant à la limite du coefficient de réflexion autorisé. Cette représentation permet de comparer plus équitablement les antennes.

Au cours de ces travaux, nous utiliserons la bande passante à -6 dB. C'est une valeur typiquement utilisée aujourd'hui dans le domaine de télécommunication et dans l'industrie électronique pour caractériser les petits objets communicants.

#### 2.5 Régions du champ électromagnétique

L'espace entourant une antenne est habituellement subdivisé en trois régions : celle du champ proche réactif, celle du champ proche (Fresnel) et enfin celle du champ lointain (Fraunhofer), comme le montre la Figure I.3 suivante :



Figure I. 3 : Représentation des zones de radiation d'une antenne

Ces zones sont ainsi désignées pour identifier la structure de champ dans chacune d'elles :

- ► La zone de Rayleigh ou la région de champ proche réactif est définie comme "la partie de la région de champ proche entourant l'antenne dans laquelle le champ réactif prédomine". Il y a échange d'énergie réactive entre l'antenne et le milieu extérieur. Pour la plupart des antennes, la limite extérieure de cette région est communément admise à une distance  $r < \frac{D^2}{2\lambda}$  de la surface de l'antenne, où  $\lambda$  est la longueur d'onde et D est la plus grande dimension de l'antenne.
- ► La zone de Fresnel ou la région de champ proche actif est définie comme "la région du champ d'une antenne entre la région de champ proche réactif et la région de champ lointain où les champs de rayonnement prédominent et où la distribution de champ angulaire dépend de la distance par rapport à l'antenne :  $\frac{D^2}{2\lambda} < r < \frac{2D^2}{\lambda}$
- ► La zone de Fraunhofer ou la région du champ lointain est définie comme "la région du champ d'une antenne où la distribution du champ angulaire est essentiellement indépendante de la distance de l'antenne car on se trouve à grande distance par rapport à la longueur d'onde. Les champs sont rayonnés sous la forme d'une onde quasiment plane et la densité de puissance décroît en 1/r. Si l'antenne a une dimension globale maximale D, la région de champ lointain est communément supposée exister à des distances supérieures à r >  $\frac{2D^2}{\lambda}$  de l'antenne.

#### 2.6 Diagramme de rayonnement

Un diagramme de rayonnement d'une antenne est défini comme une représentation de la répartition du rayonnement (de l'énergie électromagnétique rayonnée) autour de l'antenne. Il est déterminé dans la région du champ lointain et est représenté généralement en fonction des coordonnées sphériques. En d'autres termes, le diagramme de rayonnement représente les variations de la puissance que rayonne l'antenne dans les différentes directions de l'espace autour d'elle.



Figure I. 4 : Exemple de rayonnement d'une antenne et son système de coordonnées

#### **2.7 Gain**

Un autre paramètre utile décrivant la performance d'une antenne est le gain. Le gain d'une antenne, dans une direction donnée, est défini comme le rapport de la densité de puissance rayonnée par l'antenne sur la densité de puissance rayonnée par une antenne isotrope de référence (antenne qui rayonne uniformément dans toutes les directions)[2]. Logiquement, le gain maximal est élevé sur des antennes directives (nous verrons la notion de diversité au point suivant). Ça peut être exprimé comme suit :

$$Gain(\theta, \varphi) = 4\pi \times \frac{Densit\acute{e} \ de \ puissance \ rayonn\acute{e}e}{Puissance \ total \ accept\acute{e} \ (inject\acute{e}e)} = \frac{4\pi. \ U(\theta, \varphi)}{P_{in}}$$
I. 6

 $U(\theta, \phi)$  représente la densité de puissance rayonnée de l'antenne. P<sub>in</sub> est la puissance injectée dans l'antenne. Le gain est exprimé en dB<sub>i</sub>, quantifie le gain en décibel par rapport à l'antenne isotrope. Il peut être relevé sur les diagrammes de rayonnement mesurés en chambre anéchoïde.

#### 2.8 Directivité

C'est une propriété qui caractérise la capacité d'une antenne à focaliser l'énergie dans une direction particulière. La directivité d'une antenne est définie comme le rapport de l'intensité du rayonnement dans une direction donnée de l'antenne à l'intensité de rayonnement d'une source isotrope (la source isotrope rayonne la même puissance dans toutes les directions et son intensité de rayonnement est égale à la puissance totale rayonnée par l'antenne divisée par  $4\pi$ ).

Plus simplement la directivité d'une antenne est le rapport de la puissance rayonnée  $P(\theta, \phi)$  à la puissance que rayonnerait la source isotrope  $P_{ray}/4\pi$  [1].

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_{ray}}{4\pi}} = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_{ray}}$$
 I. 7

#### 2.9 Efficacité de rayonnement et efficacité totale

L'efficacité totale d'une antenne est le rapport entre la puissance rayonnée par l'antenne et la puissance incidente sur son port d'alimentation (fournie en entrée de l'antenne). Elle nous renseigne par exemple sur les performances d'une liaison sans fil.

Cette valeur prend en compte les pertes de réflexion causées par désadaptation entre l'antenne et le circuit électronique ainsi que les pertes ohmiques et diélectriques dans les matériaux constituant l'antenne. Son calcul se fait en intégrant le diagramme de rayonnement :

$$\eta_{tot} = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left( G_{\theta}(\theta, \varphi) + G_{\varphi}(\theta, \varphi) \right) \sin\theta \, d\theta \, d\varphi}{4\pi}$$
 I.8

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

Pour simplifier le calcul, on peut également utiliser l'efficacité rayonnée  $\eta_{ray}$  de l'antenne et l'efficacité de désadaptation  $\eta_d$ , directement reliée aux paramètres S :

$$\eta_{tot} = \eta_{ray} \cdot \eta_d$$
 I. 9  
Avec  $\eta_d = 1 - |S_{11}|^2$   
 $\eta_{tot} = \eta_{ray} \cdot (1 - |S_{11}|^2)$ 

L'efficacité rayonnée  $\eta_{ray}$  est définie comme étant le rapport entre la puissance rayonnée sur la puissance acceptée par l'antenne. Elle ne prend pas en compte les pertes de désadaptation comme pour l'efficacité totale mais elle dépend en revanche de la structure géométrique de l'antenne.

Elle est fixée par les dimensions, la forme, ou encore l'épaisseur et la largeur des métallisations et donc de la conductivité des métaux utilisés, mais aussi les pertes dans tout objet diélectrique utilisé dans l'antenne comme généralement le substrat.

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}}$$
 I. 10

Le gain de l'antenne peut être calculé à partir de son efficacité de rayonnement et de sa directivité :

$$G(\theta, \varphi) = \eta_{ray} \times D(\theta, \varphi)$$
 I. 11

Le gain total réalisé G<sub>tot</sub> prend en compte les pertes dues à la désadaptation de l'antenne :

$$G_{tot}(\theta, \varphi) = \eta_{ray} \times (1 - |S_{11}|^2) \times D(\theta, \varphi)$$
 I. 12

Durant nos travaux nous allons généralement utiliser l'efficacité totale afin de comparer les antennes et de comparer aussi les résultats de simulation et de mesure pour tenir en compte les problèmes d'adaptation. Le logiciel de simulation électromagnétique utilisé (CST) donne les valeurs d'efficacité, aussi bien totale que rayonnée.

#### 3. Antennes miniatures

Le domaine des antennes miniatures intéresse de nombreux secteurs d'activité. En plus des communications mobiles, les antennes de tailles réduites et proposant des performances élevées sont également utilisées dans des applications militaires, médicales, etc.

Cependant, la taille des antennes a du mal à suivre cette évolution car à la différence des composants électroniques, les performances d'une antenne dépendent de ses dimensions par rapport à la longueur d'onde et donc sa miniaturisation dégrade d'une manière assez significative certaines de ces performances. Il est clair que la taille électrique d'une petite antenne ne peut pas être arbitrairement diminuée sans que ses caractéristiques comme la bande passante ou l'efficacité, ne soient affectées [3]-[4]. Il faut donc trouver un compromis entre les dimensions de l'antenne et ses performances.

#### 3.1 Caractéristiques des antennes miniatures

Deux chercheurs, Wheeler et Chu ont établi dans les années 1940 une relation liant le facteur de qualité d'une antenne miniature à sa taille maximale. Une antenne électriquement petite a un coefficient de qualité élevé et par conséquent une bande passante étroite.

Elle est définie et analysée par Wheeler [5] en 1947. Une antenne est considérée comme étant électriquement petite si elle est incluse dans une sphère de rayon  $a \le 1/k$  (Figure I.5) où  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  représente le nombre d'onde. Plus simplement elle est électriquement petite sa plus grande dimension est inférieur à  $\lambda/2\pi$  [3].



Figure I. 5 : Sphère minimale « sphère de Chu » qui englobe l'antenne

En 1996, MacLean établit la valeur du coefficient de qualité grâce aux expressions des champs dans le cas d'une antenne miniature pour un mode  $TM_{01}$  (cas idéal d'un dipôle court). Il obtient ainsi l'expression suivante :

$$Q = \eta \left(\frac{1}{k.a} + \frac{1}{(k.a)^3}\right)$$
 I. 13

Il est généralement nécessaire de trouver un compromis entre de faibles dimensions, une bonne adaptation, une large bande passante et une bonne efficacité.

#### **3.2** Types d'antennes miniatures

Nous allons brièvement décrire quelques types d'antennes miniatures parmi les plus utilisées dans le domaine de la communication mobile. Nous rappelons également les structures dipôles et monopôles

qui, sans être vraiment miniatures, sont des éléments de référence qui permettent la compréhension des structures présentées par la suite.

#### 3.2.1 Dipôle et monopôle

L'antenne demi-onde ou « dipôle » est une antenne simple à réaliser. Ses propriétés théoriques font d'elle une antenne dite de référence. Sa structure de base est constituée de deux brins métalliques de même longueur (Figure I.6 (a)). Elle est alimentée en son milieu et son fonctionnement résulte d'un phénomène d'onde stationnaire lié à la longueur du fil. Son diagramme de rayonnement est maximum à l'horizon et à symétrie de révolution. Pour un dipôle demi-onde, une résonance naturelle apparaît lorsque la dimension de l'antenne est proche de la demi-longueur d'onde.

La dimension de l'antenne dipôle peut être réduite avec l'effet de plan de masse. D'après la théorie des images [1], le plan de masse crée une image de l'antenne. La combinaison de l'antenne et de son image joue un rôle identique à celui d'un dipôle, la nouvelle antenne obtenue est dite « monopôle » (Figure I.6 (b)). Les antennes monopôles peuvent être deux fois plus compactes qu'une antenne dipôle. La première résonance d'une antenne monopôle est obtenue lorsque la dimension de l'antenne est proche du quart de la longueur d'onde.



Figure I. 6 : Les deux antennes et leurs diagrammes de rayonnement (a) dipôle (b) monopôle [6]

#### 3.2.2 Antenne ILA (Inverted-L Antenna)

Un moyen de réduire les dimensions d'une antenne monopôle est de replier le brin métallique afin d'obtenir une certaine compacité. L'antenne ILA a la structure d'un monopôle quart d'onde replié (Figure I.7) [6]-[7]. Par rapport à une antenne monopôle à la même longueur électrique, l'antenne ILA possède la même fréquence de résonance, mais la résistance d'entrée diminue considérablement. La résistance de rayonnement d'une ILA est très faible pour une petite valeur de H. La partie horizontale joue un rôle de charge capacitive. Il est donc difficile d'adapter une telle antenne. L'ajustement de son adaptation est cependant possible en ajoutant un retour à la masse sur le brin horizontal, nous parlons alors de l'antenne suivante l'antenne IFA.



Figure I. 7 : Antenne ILA [6]

#### 3.2.3 Antenne IFA (Inverted-F Antenna)

L'antenne IFA est semblable à une antenne ILA à laquelle on ajoute un retour de masse vertical (Figure I.8). Cela permet de produire un effet inductif permettant de compenser l'effet capacitif de l'antenne ILA et donc de faciliter l'adaptation de l'antenne [8]. Ce type d'antenne possède donc une bonne adaptation et est facile à régler en ajustant le retour de masse. Cependant, sa bande passante est très faible.



Figure I. 8 : Antenne IFA [6]

#### 3.2.4 Antenne PIFA (Planar Inverted-F Antenna)

C'est une antenne IFA dont l'élément rayonnant filaire est remplacé par une plaque métallique (Figure I.9) [6]. Ceci permet une meilleure adaptation et une bande passante plus large qu'une antenne IFA.



Figure I. 9 : Antenne PIFA [6]

La fréquence de résonance d'une PIFA est obtenue par l'approximation suivante :

$$F_r = \frac{C}{4x(L_1 + L_2 + H - W)}$$
 I. 14

#### 4. Antennes multi-bandes et élargissement de bande passante

Il existe une large variété de techniques différentes ayant pour objectif l'obtention des antennes multi-bandes. Nous allons voir, dans cette partie, trois de ces techniques les plus souvent utilisées. Ces trois techniques sont ici définies brièvement car chacune d'entre elles sera détaillée avec un état de l'art dans les prochains chapitres 2, 3 et 4.

#### 4.1 Ajout de fentes

Une "fente" est définie comme étant une ouverture découpée dans une surface conductrice. L'insertion de fentes permet généralement de miniaturiser les antennes : en fait elle permet d'allonger le trajet des courants surfaciques et donc de diminuer la fréquence de résonance de l'antenne. Cela rend possible même dans une petite surface ou dimension de concevoir une antenne travaillant sur les fréquences basses.

Les fentes pratiquées sur l'élément rayonnant vont induire des effets capacitifs et selfiques modifiant l'impédance d'entrée de l'antenne. La configuration « fente rectiligne » n'est pas la seule existante et on peut recenser des structures avec des fentes en H, en papillon, en U. De plus, l'utilisation d'une fente dans le pavé rayonnant permet non seulement un allongement des trajets des courants (en les forçant à contourner cette fente) mais aussi la création de nouvelles résonances et l'élargissement de la bande passante. Une fente peut être soit débouchante (Figure I.10 (a)) soit non débouchante (Figure I.10 (b)). Cette technique sera plus développée dans le chapitre 2.



Figure I. 10 : Exemple d'une antenne PIFA avec (a) fente débouchante, (b) fente non débouchante

#### 4.2 Insertion d'éléments parasites

L'ajout des éléments parasites, permet non seulement d'augmenter la bande passante mais aussi d'en créer de nouvelles. Leur insertion contribue à l'obtention de nouvelles résonances pouvant être couplées, pour élargir les bandes présentes. Une antenne constituée d'un élément rayonnant principal et d'un ou plusieurs éléments parasites (Figure I.11) peut permettre la couverture d'une plus large plage de fréquences [8]. Cette technique sera plus développée dans le chapitre 3.



Figure I. 11 : Antenne à plusieurs éléments parasites

#### 4.3 Antennes auto-complémentaires

L'antenne auto-complémentaire [9]-[10] est dite aussi antenne indépendante de la fréquence car son impédance d'entrée et ses propriétés de rayonnement sont stables sur une large bande de fréquences, quelle que soit la forme de la structure et quelle que soit la fréquence d'où son indépendance de la fréquence.

L'auto-complémentarité, introduite par Yasuto Mushiake [9]-[11], résulte du principe de Babinet. Mushiake démontre que le rayonnement d'une fente peut être similaire à celui d'un dipôle équivalent à la fente. Ce principe a alors été utilisé afin de calculer les impédances complémentaires. Cette technique sera plus développée dans le dernier chapitre 5.

#### 5. Systèmes multi-antennes, diversité et MIMO

Au quotidien, la plupart des objets communicants sans fil sont utilisées dans des environnements difficiles où la station de base se trouve très loin de l'unité mobile. Les différents types de transmissions sont donc conditionnés par un environnement multi-trajets. Le moyen qui permet de combattre les phénomènes d'évanouissement du signal dans ces environnements multi-trajets et qui permet d'améliorer les performances des liaisons sans fils en milieu difficiles est l'utilisation des techniques de diversité et de MIMO.

Dans cette partie, nous allons mieux voir l'intérêt des systèmes de diversité et MIMO et aussi définir les différents paramètres concernant la diversité d'antennes comme le gain effectif moyen, le gain de diversité du système mais surtout le gain de diversité, et l'enveloppe de corrélation que nous allons vérifier pour chacun de nos travaux détaillés plus tard dans chaque chapitre. Il est à noter que l'environnement dans lequel l'antenne est placée est considéré isotrope pour simplifier les études.

#### 5.1 Evanouissement et multi-trajets

Généralement, l'environnement de propagation a une grande influence sur l'onde électromagnétique émise. Contrairement à un trajet multiple, en espace libre caractérisé par l'absence d'obstacles l'onde se propage de l'émetteur jusqu'au récepteur en ligne directe. Il s'agit là d'un cas idéal.

D'après l'équation de transmission de FRIIS, la puissance reçue  $P_r$  s'exprime en fonction de la puissance d'émission  $P_e$ , du gain de l'émetteur et du récepteur  $G_e$  et  $G_r$ , de leur distance de propagation et de la longueur d'onde.

$$P_r = P_e G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2$$
 (Watt) I. 15

Cette formule est valable lorsque l'antenne de réception est considérée comme étant dans le champ lointain de celle d'émission, c'est-à-dire lorsque la distance d entre les antennes est supérieure à la distance de Fraunhofer  $d_F$  qui est reliée à la plus large dimension D de l'antenne d'émission par :

$$d_F = \frac{2D^2}{\lambda}$$
 I. 16

Cependant, en réalité le canal de propagation est un endroit constitué de multi trajets à cause des obstacles qui entourent l'émetteur et le récepteur (Figure I.12). Dans ce cas, plusieurs répliques du signal émis arrivent au récepteur à travers plusieurs trajets qui possèdent différents états d'atténuation, de déphasage et des retards, dus à la longueur du trajet. Selon la nature des objets rencontrés durant le parcours des trajets multiples, divers phénomènes électromagnétiques sont observés tels que : la réflexion, la diffraction et la diffusion sur des obstacles [1], [4].



Figure I. 12 : Propagation par multi-trajets dans un environnement « Outdoor »

#### 5.2 Systèmes MIMO

Les systèmes MIMO sont basés sur une multiplication d'antennes à la fois en émission et en réception à la différence des systèmes SISO (une antenne à chaque extrémité du lien RF), SIMO (une antenne à l'émission plusieurs antennes en réception) et MISO (plusieurs antennes à l'émission, une antenne en réception). Les concepteurs d'antennes éprouvent généralement une difficulté à multiplier le nombre d'antennes miniatures dans des terminaux ou dans des objets de taille réduite. La proximité de ces structures nuit à leurs performances à cause du couplage mutuel entre les différents éléments rayonnants. Dans le but de minimiser ce phénomène de couplage, un nombre important de solutions ont été apportées [12]-[13]. Il en ressort que les éléments rayonnants doivent être séparés d'au moins d'une demi-longueur d'onde et que leur emplacement, leur géométrie, leur diagramme de rayonnement, … doivent être considérés comme autant de paramètres essentiels.

#### 5.2.1 Intérêt des systèmes MIMO

Les services de communication mobiles sans fils nécessitent de plus en plus capacité de transmission élevée pour une meilleure transmission de données. Traditionnellement, les systèmes de communication ne possèdent qu'une seule antenne. Les communications se font donc entre une antenne à l'émission et une autre à la réception (SISO). Ainsi pour satisfaire ces demandes et ces besoins d'augmentation de la capacité des systèmes traditionnelles SISO, les bandes passantes et les puissances mises en jeu ont été largement augmentées.

Puis, des études plus avancées ont montré que l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception permet d'augmenter le débit de transmission des données sans augmenter ni la bande passante de l'antenne du système SISO, ni la puissance du signal à l'émission. Cette technique de transmission s'appelle MIMO (Multiple Input, Multiple Output) (Figure I. 13). Les différents canaux de propagation créés par réflexion et/ou par diffraction des ondes dans un environnement multi-trajet peuvent être utilisés par un système MIMO pour augmenter la capacité de transmission. Il est ainsi intéressant d'obtenir des signaux indépendants sur les antennes.

Les premières études ont été menés dans les laboratoires Bell [14]-[15] et depuis, les systèmes MIMO ont suscité un intérêt particulier dans la communauté scientifique. En effet, ils permettent de lutter contre les évanouissements du signal et d'atteindre des efficacités spectrales importantes. En utilisant un multiplexage spatial, l'efficacité spectrale des systèmes MIMO peut augmenter tout en utilisant la même modulation pour les symboles émis et la même bande de fréquence. Ainsi, la bande passante reste inchangée et l'efficacité spectrale est augmentée.



Figure I. 13 : Schéma général d'une transmission sans fils multi-antennaires

La Figure 1.13 résume le principe des systèmes MIMO. M est le nombre d'antennes à l'émission et N celui à la réception. La seule inconnue restante est le canal de transmission auquel un modèle doit être associé.

#### 5.2.2 Capacité d'un canal MIMO

Pour un canal MIMO (Figure I.14), avec M antennes émettrices et N antennes réceptrices,



Figure I. 14 : Système MIMO

Les trajets multiples se traduisent par un gain complexe du canal. Celui-ci est noté hi, j pour un trajet entre l'antenne d'émission i et l'antenne de réception j.

La matrice complexe H du canal représentant les trajets à évanouissement peut s'écrire :

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

La capacité d'un système MIMO peut s'écrire :

$$C = \log_2(\det\left[I_N + \frac{\gamma}{M}HH^*\right]) \text{ bit/s/Hz}$$
 I. 17

 $I_N$  est la matrice identité de dimension N. La matrice du canal est considérée normalisée c'est-à-dire que les éléments de H ont une variance unitaire.  $\gamma$  est le SNR (rapport signal/bruit) au niveau du récepteur. 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

#### 5.3 Diversité

La puissance du signal RF transmise entre deux antennes et qui est atténuée à travers l'espace à cause des multi-trajets, peut affecter les performances en réception.

Cette atténuation de la puissance entre l'émetteur et le récepteur est due à plusieurs phénomènes, nous pouvons citer :

-Le « slow fading » ou l'affaiblissement de parcours qui est dû également aux obstacles rencontrés sur le chemin (immeubles, montagnes, ...). Il caractérise l'affaiblissement que subit une onde lorsqu'elle parcourt la distance entre l'émetteur et le récepteur.

-Le « fast fading » ou l'évanouissement rapide qui est une atténuation qui varie d'une façon irrégulière entre une valeur maximale et minimale. L'utilisateur se déplace dans des zones avec des obstacles de tailles diverses qui peuvent complètement atténuer le signal comme les immeubles, les tunnels ...

-Le « Rayleigh fading » ou l'évanouissement de Raleigh entraîne des variations irrégulières et imprévisibles du signal qui sont très difficiles à prendre en compte. Il est surtout présent en zones urbaines. Différentes versions du même signal présentant différentes phases et amplitudes peuvent arriver au niveau du récepteur avec un effet cumulatif ou soustractif après avoir suivi divers trajets.

Nous avons vu précédemment que pour un canal de propagation, les signaux émis subissent plusieurs phénomènes pendant leur transmission, qui provoquent leur évanouissement à petite ou grande échelle. Pour bénéficier efficacement des effets multi-trajets, une autre solution généralement utilisée est la technique de diversité. Cette dernière consiste à répéter l'envoi d'un même message à travers plusieurs trajets différents dont les statistiques d'évanouissements sont indépendantes.

#### 5.3.1 Principe de la diversité

La diversité est une technique par laquelle les signaux multi trajets présents dans un canal de communication mobile sont combinés afin d'atténuer les évanouissements et d'améliorer la qualité globale de la liaison radio.

Le principe de base est que le récepteur combine plus d'une copie du signal transmis, chaque copie étant reçue par une branche différente. Ce qui fait que le récepteur va disposer de plusieurs copies du signal transmis, reçues sur des canaux indépendants.

La Figure I.15, illustre deux signaux reçus par un récepteur et présentant des évanouissements ainsi que leur signal combiné. Puisque les signaux sont indépendants, il est peu probable qu'ils s'évanouissent en même temps, le signal combiné par sélection du meilleur SNR est alors de meilleure qualité. Celui-ci a donc un SNR moyen plus élevé à la sortie par rapport à une branche unique.

Pour réaliser une bonne diversité, il est nécessaire de disposer d'une combinaison d'antennes recevant des signaux indépendants. Il faut aussi choisir une technique de combinaison de signaux adaptée pour maximiser le SNR moyen.



Figure I. 15 : Illustration de deux signaux reçus individuellement et le signal combiné

#### 5.3.2 Techniques de diversité d'antennes

Il existe plusieurs façons d'obtenir des chemins à évanouissement indépendants dans un système radio, en utilisant des techniques appelées techniques de diversité.

Les techniques de diversité d'antenne utilisent plusieurs antennes, également appelées antennes de diversité, comme illustré à la Figure I.16. Les problèmes les plus importants dans les techniques de diversité d'antennes sont la manière dont plusieurs antennes sont agencées pour recevoir les signaux multiples indépendants de manière non liée, puis comment combiner les signaux reçus le plus efficacement possible [16].

Pour obtenir une bonne diversité, 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.

La raison pour laquelle la corrélation ne doit pas être élevée est que les évanouissements risquent dans ce cas-là de se produire au même moment. Ce critère n'est cependant pas suffisant comme déjà énoncé précédemment, il faut également que les puissances moyennes reçues sur les antennes soient à peu près équivalentes. Une antenne ne recevant pas assez de puissance par rapport aux autres ne participe que très peu à la recombinaison du signal et est alors peu utile.

Des évanouissements indépendants peuvent être obtenus en utilisant deux ou plusieurs antennes séparées les unes des autres (diversité spatiale) ou différentes polarisations (diversité de polarisation) ou présentant des diagrammes de rayonnement différents (diversité de diagrammes) ... Ces différentes approches de diversité seront détaillées dans le paragraphe suivant.



Figure I. 16 : Organigramme des techniques de diversité d'antennes

#### 5.3.2.1 Diversité spatiale

C'est la technique la plus fondamentale pour réaliser de la diversité [16]. Elle utilise plusieurs antennes qui doivent être suffisamment séparées l'une de l'autre de sorte que les phases relatives des contributions des multi-trajets soient significativement différentes sur les différentes antennes. Ainsi, deux antennes identiques assez éloignées recevront des signaux dont la différence de phase est suffisante pour qu'ils soient indépendant. Il est alors peu probable que les signaux s'évanouissent en même temps. Cette technique pose cependant un problème d'encombrement. En effet, les antennes doivent en théorie être espacées d'une demi longueur d'onde pour que les signaux qu'elles reçoivent puissent être considérés comme indépendants. Ce point pose un problème dans le cas où l'encombrement est limité et d'autres techniques de diversité peuvent être utilisées.
#### 5.3.2.2 Diversité de polarisation

La diversité de polarisation consiste à utiliser des éléments rayonnants selon deux polarisations orthogonales [17]-[18]. Les antennes à polarisation orthogonale fournissent de faibles niveaux de corrélation avec un minimum d'espace [19]. Donc la contrainte d'espace rencontrée dans le précédent type de diversité n'est plus présente car les signaux reçus sont naturellement décorrélés. Ceci permet de réduire de façon considérable la taille du système antennaire.

En effet, le canal de propagation engendre plus particulièrement, une dépolarisation de l'onde émise. Avec une antenne unique en réception, de polarisation identique à l'antenne émettrice, il est possible de ne pas recevoir de signal si la dépolarisation engendrée par le canal est de 90°. D'où l'idée de faire en sorte que deux copies du signal émis soient disponibles en réception, mais selon deux polarisations orthogonales.

Avec l'utilisation de la diversité de polarisation, la taille des multiples structures d'antenne peut être réduite de manière significative. De nombreuses études sur la diversité des polarisations ont été réalisées dans les stations de base et ont été largement appliquées dans la pratique sur de nouvelles stations de base offrant des économies d'espace et de coûts [20]-[21].

Il a été rapporté que la diversité de polarisation combinée à la diversité spatiale vue précédemment permet d'obtenir des performances de diversité encore meilleures [22].

#### 5.3.2.3 Diversité de diagramme

Les signaux indépendants provenant de différentes directions peuvent être captés par des antennes ayant des diagrammes de rayonnement différents. Ceci est généralement défini comme la diversité de diagramme.

En utilisant deux antennes ayant des diagrammes de rayonnement différents, les signaux arrivent à ces antennes de directions différentes et donc sont probablement indépendants. La diversité en diagramme est généralement combinée avec la diversité spatiale [23].

Par exemple, elle se fait dans les terminaux mobiles lorsque deux antennes omnidirectionnelles sont étroitement espacées et interagissent entre elles en raison de l'effet de couplage mutuel. Les antennes agissent comme des éléments parasites les unes par rapport aux autres et modifient leurs configurations pour permettre aux signaux d'être captés depuis différentes directions. Ainsi, ce concept de diversité permet un espacement d'antenne beaucoup plus petit et fournit de multiples diagrammes d'antennes tout en conservant de faibles corrélations. Cependant, il a été montré que la diversité des diagrammes se fait au détriment de l'efficacité des antennes à cause du couplage mutuel [24].

#### 5.3.2.4 Diversité angulaire

On peut faire une rotation du diagramme de rayonnement de deux antennes similaires du système tout en étant étroitement espacées pour permettre aux signaux d'être captés sous différents angles et différentes directions [16]. Dans la diversité angulaire, les faisceaux ne doivent pas se chevaucher considérablement pour obtenir une faible corrélation.

### 5.3.2.5 Diversité fréquentielle

Ce type de diversité consiste à transmettre le même signal sur deux fréquences porteuses différentes. Cela permet d'obtenir deux versions du même signal dont l'évanouissement est indépendant. Donc lorsque le canal est sélectif en fréquence, la diversité fréquentielle s'adapte bien à ce problème. Pour avoir une bonne diversité, il faut vérifier que la différence entre les fréquences utilisées est supérieure à la bande de cohérence du canal.

#### 5.3.2.6 Diversité temporelle

La diversité temporelle est obtenue en émettant plusieurs fois le signal ou des versions différentes du signal de durée symbole Ts à des intervalles supérieurs ou égaux au temps de cohérence du canal Tc. Le récepteur aura plusieurs signaux à évanouissements indépendants. Comme le canal de propagation est variable dans le temps, les différents signaux sont reçus à des instants différents et sont ainsi décorrélés [25].

## 5.3.3 Techniques de combinaisons en réception

Après avoir obtenu des chemins d'évanouissement indépendants, la prochaine considération importante dans cette technologie est la combinaison de la diversité. Les signaux reçus sur chaque branche peuvent être combinés de différentes manières pour atténuer les effets de la décorrélation.

Lorsqu'un récepteur reçoit plusieurs répliques du signal, il est alors nécessaire d'utiliser une technique de recombinaison pour retrouver la meilleure représentation du signal d'origine. Cela permet de limiter les évanouissements [26].

Quatre types de techniques de combinaison peuvent être utilisées et sont classées en deux groupes [7] : la commutation (la sélection ou le Switch) et la sommation (combinaison par gain égal « EGC : Equal Gain Combining » et combinaison par rapport maximal « MRC : Maximal Ratio Combining »). Grâce à ces différentes techniques, nous pouvons combiner les signaux pour obtenir un signal sans évanouissement.

## 5.3.3.1 Combinaison par sélection (SC)

La technique de combinaison par sélection surveille le SNR instantané à la sortie de N branches en utilisant N modules de traitement, comme illustré à la Figure I.17. Son principe est basé sur le choix du signal ayant la puissance maximale ou ayant le meilleur SNR. Donc la branche avec le SNR de sortie le plus élevé est, à chaque instant, sélectionnée comme signal de sortie actif.



Figure I. 17 : Illustration de la combinaison par sélection dans le cas de N éléments

## 5.3.3.2 Combinaison par commutation

La technique de combinaison par commutation est similaire à la technique de combinaison par sélection. Elle s'en différencie par le fait qu'un seul module de traitement (récepteur radio) est nécessaire

pour les N branches, comme le montre la Figure I.18, au lieu des N récepteurs radios (un pour chaque branche) pour contrôler les signaux instantanés.

Le récepteur est commuté sur une autre branche uniquement lorsque le SNR sur la branche en cours est inférieur à un seuil prédéfini. Ce seuil dépend du domaine d'utilisation de la diversité et peut être fixé par les fabricants.



Figure I. 18 : Illustration de la combinaison par commutation dans le cas de N éléments

#### 5.3.3.3 Combinaison par gain égal (EGC)

Étant donné que les techniques de combinaison par commutation et par sélection utilisent uniquement le signal provenant de l'une des branches comme signal de sortie à un instant donné, l'énergie du signal dans les autres branches est perdue.

Les signaux de toutes les branches peuvent cependant être combinés. Si cela est fait directement en utilisant les signaux complexes, leurs composantes réelles et imaginaires aléatoires se combineraient de manière incohérente. Pour obtenir une diversité efficace et la plus grande puissance de signal de sortie disponible, les signaux doivent être mis en phase afin qu'ils soient cohérents.

Avant que les sorties de chaque branche soient additionnées, le signal dans chaque branche doit être multiplié par un co-phaseur ayant une phase  $\theta_i$  pour que les signaux ne soient plus déphasés.  $\theta_i$  est la phase correspondant à la branche i, comme illustré à la Figure I.19.

Lorsque cela est réalisé, tous les signaux ont une différence de phase nulle et ils sont combinés de manière cohérente.



Figure I. 19 : Illustration de la combinaison par gain égal dans le cas de N éléments

#### 5.3.3.4 Combinaison par rapport maximal (MRC)

Dans la technique de combinaison par gain égal, toutes les branches peuvent ne pas avoir le même rapport signal / bruit. Parfois, une des branches a un SNR beaucoup plus faible que les autres branches. En raison de la pondération uniforme dans la somme, le SNR de la production globale peut parfois être réduit à une valeur faible.

Afin de maximiser le rapport signal/bruit à la sortie, une pondération  $W_i$  est appliquée à chaque branche avant que tous les signaux soient combinés de manière cohérente, comme le montre la Figure I.20. Une branche avec un SNR inférieur se verra attribuer une pondération inférieure.



Figure I. 20 : Illustration de la combinaison par rapport maximal dans le cas de N éléments

## 5.3.4 Performances en diversité

## 5.3.4.1 Isolation

L'isolation est généralement évaluée à travers le couplage mutuel. Celui-ci quantifie l'ensemble des interactions électromagnétiques entre les éléments d'un système antennaire. Une partie de l'énergie transmise par une antenne d'émission est transférée aux autres éléments. D'une manière équivalente, une partie de l'énergie dans le champ incident d'une antenne de réception est transférée aux éléments voisins.

En conséquence, le courant d'alimentation sur chaque antenne émettrice dans un réseau d'antennes ne se compose pas uniquement du courant lorsqu'elle transmet seule, mais inclut également le courant induit par les autres éléments d'antennes à proximité. Le même argument s'applique également aux éléments de réception du réseau.

Plus simplement, lorsque deux antennes sont près l'une de l'autre, une partie de l'énergie émise par une antenne a tendance à se dissiper dans l'autre antenne. Cet échange d'énergie est dû au couplage mutuel.

Si deux antennes sont à proximité, l'impédance d'entrée de l'une devient dépendante à la fois de sa propre impédance et de l'impédance mutuelle. Cette relation est exprimée dans l'équation ci-dessous [1]:

$$Z_{in} = Z_{11} + Z_{12} \left(\frac{I_2}{I_1}\right)$$
 I. 18

Où  $Z_{11}$  et  $Z_{12}$  sont respectivement aux impédances propre et mutuelle, et  $I_1$  et  $I_2$  sont les courants circulant à travers les antennes respectives.

Dans le cas d'applications multi-antennes telles que les réseaux d'antennes, il est nécessaire que le couplage mutuel entre plusieurs antennes soit minimisé pour maintenir un haut niveau d'efficacité totale [27]-[28]-[29], une bonne enveloppe de corrélation et donc de bonnes performances en diversité.

Le couplage mutuel dépend des caractéristiques de rayonnement des antennes, de la distance entre celles-ci, de leur orientation et de leur nature. Il augmente lorsque ces derniers sont plus proches les uns des autres. Il a été montré que pour un couplage mutuel minimum ou nul en théorie, la séparation des éléments rayonnants doit être au moins égale à une demi-longueur d'onde. Par conséquent, il est très difficile de rapprocher deux antennes à moins d'une demi-longueur d'onde tout en maintenant les niveaux de couplage mutuels très bas.

## 5.3.4.2 Efficacité totale

L'efficacité totale de l'antenne est un paramètre très important pour valider les performances d'un système de communication. Elle permet de quantifier l'énergie perdu par l'antenne, que ce soit au niveau de la désadaptation entre celle-ci et son circuit d'alimentation ou des pertes ohmiques et diélectriques internes. Celle-ci ayant déjà été définie et détaillée au point 2.9 précédent, nous rappelons juste ces deux formules de calcul :

À partir de l'intégration des diagrammes de rayonnement dans tout l'espace :

$$\eta_{tot} = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} (G_{\theta}(\theta, \varphi) + G_{\varphi}(\theta, \varphi)) \sin\theta \, d\theta \, d\varphi}{4\pi}$$

Où  $G_{\theta}(\theta,\phi)$  et  $G_{\phi}(\theta,\phi)$  représentent les gains des antennes dans les directions  $\theta$  et  $\phi$ .

Ou bien à partir des paramètres S et de l'efficacité rayonnée  $\eta_{ray}$  de l'antenne :

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

Pour un système à plusieurs antennes, l'isolation entre antennes doit également être prise en compte. Dans ce cas l'équation précédente devient :

$$\eta_{toti} = \eta_{rayi} (1 - \sum_{n=1}^{N} |S_{n,i}|^2)$$
 I. 19

Avec i représentant l'antenne n°i.

#### 5.3.4.3 Enveloppe de corrélation

Dans un système multi-antenne, les signaux reçus doivent être suffisamment décorrélés pour avoir une bonne diversité.

Le paramètre qui décrit l'indépendance des signaux est appelé enveloppe de corrélation. Elle est nulle dans le cas idéal et doit être inférieure à 0,5 pour que l'on puisse obtenir une bonne diversité. Elle peut être calculée à partir des diagrammes de rayonnement :

$$\rho_{e} = \frac{\left(\oint XPR \ E_{\theta 1}\left(\Omega\right) E_{\theta 2}^{*}\left(\Omega\right) \ P_{\theta}\left(\Omega\right) + E_{\varphi 1}\left(\Omega\right) E_{\varphi 2}^{*}\left(\Omega\right) \ P_{\varphi}\left(\Omega\right)\right) d\left(\Omega\right) \ \right)^{2}}{\oint (XPR \ G_{\theta 1}\left(\Omega\right) \ P_{\theta}\left(\Omega\right) + G_{\varphi 1}\left(\Omega\right) \ P_{\varphi}\left(\Omega\right)) \ d\left(\Omega\right) \cdot \oint (XPR \ G_{\theta 2}\left(\Omega\right) \ P_{\theta}\left(\Omega\right) + G_{\varphi 2}\left(\Omega\right) \ P_{\varphi}\left(\Omega\right)) \ d\left(\Omega\right)}$$

Où  $G_{\theta} = E_{\theta}(\Omega)$ .  $E^{*}_{\theta}(\Omega)$ , avec  $E_{\theta}(\Omega)$  et  $E^{*}_{\theta}(\Omega)$ , sont les champs complexes polarisés selon  $\theta$ , alors que  $G_{\phi} = E_{\phi}(\Omega)$ .  $E^{*}_{\phi}(\Omega)$ , avec  $E_{\phi}(\Omega)$  et  $E^{*}_{\phi}(\Omega)$ , les champs complexes polarisés selon  $\phi$ . 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 azimut qui représentent la distribution des signaux dans l'environnement de propagation.

XPR est la discrimination polaire croisée, définie comme étant le rapport entre la puissance verticale instantanée et la puissance horizontale dans un environnement multi-trajet :

$$XPR = \frac{P_V}{P_H}$$

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

$$\rho_{e} = \frac{\left(\oint (E_{\theta 1} (\Omega) E_{\theta 2}^{*} (\Omega) + E_{\varphi 1} (\Omega) E_{\varphi 2}^{*} (\Omega)\right) d (\Omega))^{2}}{\oint (G_{\theta 1} (\Omega) + G_{\varphi 1} (\Omega)) d (\Omega) \cdot \oint (G_{\theta 2} (\Omega) + G_{\varphi 2} (\Omega)) d (\Omega)}$$
 I. 20

L'inconvénient de cette formule est de nécessiter une estimation des diagrammes de rayonnement très précise et donc de mener à de lourds calculs [30]. Une autre solution simplifiée est de calculer l'enveloppe de corrélation grâce aux paramètres S [31]. Ainsi dans le cas d'un système à N antennes, l'équation I.20 on peut utiliser l'équation suivante :

$$\rho_e(i,j,N) = \frac{\left|\sum_{n=1}^N S_{i,n}^* S_{n,j}^*\right|^2}{\prod_{K=i,j} [1 - \left|\sum_{n=1}^N S_{k,n}^* S_{n,k}^*\right|]}$$
I. 21

N : est le nombre d'antennes, i et j désignent les antennes i et j

Pour utiliser cette formule I.21, il est cependant nécessaire de satisfaire certaines conditions.

1°) Quand l'une des antennes est alimentée, les autres sont chargées par une impédance de référence (généralement 50 $\Omega$ ).

 $2^{\circ}$ ) Le système antennaire doit être sans pertes donc avec une très forte efficacité rayonnée [32], et un faible couplage mutuel (< -6 dB).

Dans le cas où la seconde condition n'est pas vérifiée c.-à-d. les pertes ohmiques (et éventuellement les pertes diélectriques) ne sont pas très faibles, nous n'aurons pas une bonne efficacité rayonnée. Par conséquent, le calcul de l'enveloppe de corrélation utilisant l'équation I.21 peut donner des résultats erronés.

## 5.3.4.4 Gain Effectif Moyen (MEG)

Une seconde condition nécessaire à l'obtention d'une bonne diversité est que les antennes reçoivent des signaux de puissance moyenne équivalente.

Ainsi le gain effectif moyen (MEG), représente la puissance moyenne reçue par les antennes. Il prend en compte le diagramme de rayonnement des antennes, leur efficacité et les effets de propagation, et est donc lié à l'enveloppe de corrélation et à l'environnement multi-trajet. Taga propose l'équation I.22 pour déterminer le MEG [33].

$$MEG = \int_{0}^{2\pi} \int_{0}^{\pi} \left( \frac{XPR}{XPR+1} G_{\theta} \left( \Omega \right) P_{\theta} \left( \Omega \right) + \frac{1}{XPR+1} G_{\varphi} \left( \Omega \right) P_{\varphi} \left( \Omega \right) \right) d\Omega \qquad \text{I. 22}$$

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

## 5.3.4.5 Gain de Diversité (DG) et Gain de Diversité du Système (DSG)

L'avantage obtenu en utilisant un système en diversité peut être exprimé par le gain de diversité [17]-[18]. Le gain de diversité est le rapport entre le SNR des branches combinées et le SNR d'une branche de référence (en général, l'antenne avec le SNR le plus élevé) :

$$GD = \frac{P_{div}}{P_{ant}}$$

Où  $P_{div}$  est le niveau de puissance après combinaison de diversité et  $P_{ant}$  est le niveau de puissance de l'antenne de référence. Ces deux puissances doivent être prises pour un même niveau de CDF.

Le gain de diversité peut donc être évalué à partir de la courbe de CDF (Cumulative Distribution Function) en fonction du SNR du système (Figure I.21).

La fonction de distribution (CDF) d'un canal de type Rayleigh est donnée par la relation suivante [18]-[23] :

$$P(\gamma \le x) = (1 - e^{-\frac{x}{\Gamma}})$$
 I. 23

Où  $\Gamma$  est le SNR moyen,  $\gamma$  est le SNR instantané, P ( $\gamma \le x$ ) est la probabilité que le SNR soit en dessous du seuil x. Ce gain de diversité est pris généralement quand P( $\gamma \le x$ ) est à 1% (soit 99% de fiabilité) [34].

Dans un canal multi-trajet, le niveau de puissance du signal reçu suit une distribution de Rayleigh. En considérant un système multi-antenne recevant des signaux indépendants sur ses M branches avec un même SNR moyen  $\Gamma$  et utilisant une méthode de combinaison par sélection, la probabilité qu'aucune branche n'aie un SNR supérieur à un seuil de référence x est [35]:

$$P(\gamma < x) = (1 - e^{-\frac{x}{\Gamma}})^M$$
 I. 24

Pour montrer le gain en diversité du cas précèdent, les équations I.23 et I.24 ont été tracées sur la Figure I.21. On observe un DG de 10 dB pour un système à 2 antennes et de 13 dB pour un système à 3 antennes.



Figure I. 21 : Représentation de la fonction de densité cumulative et Estimation du gain de diversité

Le gain en diversité dépend en grande partie de l'enveloppe de corrélation que nous avons déjà défini précédemment.

$$G_{div} = 10.\sqrt{1 - \rho_{env\_corr}}$$

D'après [36], pour le calcul du Gain effectif de diversité d'un système (DGS–Diversity System Gain), on suppose que la branche de référence à une efficacité totale de 100%. On peut donc lier le gain en diversité et le gain en diversité du système par l'efficacité totale de chaque antenne. En supposant que toutes les antennes du système sont identiques, le DSG devient :

$$DSG = \eta_{tot}.DG$$
 I. 25

# Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons défini l'antenne ainsi que ses principaux paramètres et montré son rôle dans un système de communication radio fréquence. Certains de ces paramètres constituent des objectifs à atteindre pour la conception de nos antennes.

De nos jours nous observons également de plus en plus de dispositifs de communication sans fil multistandards, surtout avec l'évolution de technologies comme la 4G, LTE, 5G. Ceux-ci nécessitent des antennes multi-bandes pour la bonne couverture de ces nombreuses fréquences de fonctionnement. Quelques techniques utilisées pour réaliser ces types d'antenne ont également été décrites dans ce chapitre.

Pour éviter les phénomènes d'évanouissements dus aux multi-trajets et améliorer la capacité du canal, on conçoit de plus en plus des systèmes multi-antennes de type diversité ou MIMO. Cependant, l'espace généralement très réduit entre éléments rayonnants, cause un fort couplage mutuel entre les antennes.

La réduction de ce couplage mutuel ou l'augmentation de l'isolation entre les éléments du système multi-antennaire seront développés dans les prochains chapitres.

L'objectif de cette thèse est en effet de concevoir des systèmes multi-antennaires multistandards avec des techniques de diversité et MIMO dédiés à des nœuds relais.

## Références

- [1] C. A. Balanis, Antenna theory: analysis and design, 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley, 2005.
- [2] M. Huchard, C. Delaveaud, et S. Tedjini, « Miniature antenna for circularly polarized quasi isotropic coverage », Eucap 2007,11-16 nov. 2007, Edinburg, Ecosse.
- [3] H. A. Wheeler, « Fundamental limitations of small antennas », Proceedings of the IRE, vol. 35, n° 12, p. 1479–1484, 1947.
- [4] R. F. Harrington, « Effect of antenna size on gain, bandwidth, and efficiency », *J. Res. Nat. Bur. Stand*, vol. 64, nº 1, p. 1–12, 1960.
- [5] H. Wheeler, « Small antennas », *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 23, nº 4, p. 462–469, 1975.
- [6] C. Tounou, « Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts. Mesures de performances en environnement réel », Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2008.
- [7] R. Addaci, « Conception d'éléments rayonnants pour systèmes d'interrogation multi-antennaires en environnements de propagation difficiles et fortement bruités », PhD Thesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2011.
- [8] P. Ciais, « Antennes multistandards pour communications mobiles », PhD Thesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2004.
- [9] Y. Mushiake, « A report on Japanese development of antennas: from the Yagi-Uda antenna to selfcomplementary antennas », *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 46, nº 4, p. 47–60, 2004.
- [10] T. Ishizone et Y. Mushiake, «A self-complementary antenna composed of unipole and notch antennas », in Antennas and Propagation Society International Symposium, 1977, 1977, vol. 15, p. 215–218.
- [11] Y. Mushiake, « Self-Complementary Antennas », *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 34, nº 6, déc-1992.
- [12]D. Pozar, « Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 30, nº 6, p. 1191-1196, nov. 1982.
- [13] M. Salehi, A. Motevasselian, A. Tavakoli, et T. Heidari, « Mutual Coupling Reduction of Microstrip Antennas using Defected Ground Structure », in 2006 10th IEEE Singapore International Conference on Communication Systems, Singapore, 2006, p. 1-5.
- [14]G. J. Foschini, « Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas », *Bell labs technical journal*, vol. 1, nº 2, p. 41– 59, 1996.
- [15]G. J. Foschini et M. J. Gans, « On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas », *Wireless personal communications*, vol. 6, nº 3, p. 311–335, 1998.
- [16]T. W. C. Brown, « Antenna Diversity for Mobile Terminals », Phd Thesis, University of Surrey, Guildford, centre for Communication Systems Research, School of Electronics and Physical Sciences, 2002.
- [17] A. Choumane, « Synthèse d'un canal de propagation par système multi-antennes pour la caractérisation de terminaux mobiles à diversité », Université de Limoges, 2011.
- [18] Y. Gao, « Characterisation of Multiple Antennas and Channel for Small Mobile Terminals », PhD Thesis, University of London Queen Mary, 2007.
- [19] W. C-Y Lee et Y. S. Yeh, « Polarization Diversity System for Mobile Radio », *IEE Transactions* on communications, oct-1972.

- [20] J. J. Lempiainen et J. K. Laiho-Steffens, « The performance of polarization diversity schemes at a base station in small/micro cells at 1800 MHz », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, nº 3, p. 1087–1092, 1998.
- [21]K. Mori, E. Moriyama, et H. Arai, « Base station polarization diversity antenna for private mobile communications », *Electronics and Communications in Japan (Part I: Communications)*, vol. 86, nº 4, p. 10–18, 2003.
- [22]P. C. F. Eggers, J. Toftgard, et A. M. Oprea, « Antenna systems for base station diversity in urban small and micro cells », *IEEE Journal on selected Areas in Communications*, vol. 11, nº 7, p. 1046– 1057, 1993.
- [23]A. Diallo, « Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO », PhD Thesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2007.
- [24] T. W. C. Brown, S. R. Saunders, et B. G. Evans, « Analysis of mobile terminal diversity antennas », *IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 152, nº 1, p. 1, 2005.
- [25]B. Vrigneau, « Systèmes MIMO précodés optimisant la distance minimale : étude des performances et extension du nombre de voies », PhD Thesis, Université de Bretagne occidentale-Brest, 2006.
- [26]S. R. Saunders et A. Aragón-Zavala, Antennas and propagation for wireless communication systems, 2. ed. Chichester: Wiley, 2007.
- [27]P.-S. Kildal et K. Rosengren, « Electromagnetic analysis of effective and apparent diversity gain of two parallel dipoles », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2, p. 9-13, 2003.
- [28] A. Derneryd et G. Kristensson, « Signal correlation including antenna coupling », *Electronics letters*, vol. 40, nº 3, p. 1, 2004.
- [29]Z. Ying et D. Zhang, « Study of the mutual coupling, correlations and efficiency of two PIFA antennas on a small ground plane », in *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005 IEEE, 2005, vol. 3, p. 305–308.
- [30]I. Salonen et P. Vainikainen, « Estimation of signal correlation in antenna arrays », in *Proc. JINA*, 2002, vol. 2, p. 383–386.
- [31]N. Z. Auckland, « S. Blanch, J. Romeu and I. Corbella », *ELECTRONICS LETTERS*, vol. 39, nº 9, 2003.
- [32] P. Hallbjorner, « 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, p. 97-99, 2005.
- [33] T. Taga, « Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 39, nº 2, p. 117–131, 1990.
- [34] J. Yin, D. Nyberg, X. Chen, et P.-S. Kildal, « Characterization of multi-port eleven antenna for use in MIMO system », in *Wireless Communication Systems*. 2008. ISWCS'08. IEEE International Symposium on, 2008, p. 473–477.
- [35] T. Rappaport, Wireless Communications: Principles and Practice, 2<sup>e</sup> éd. Prentice Hall, 2002.
- [36]B. Guo, O. Sotoudeh, C. Zhou, et Y. Cheng, « Antenna diversity for a mobile terminal: theory, simulation and measurement », in *Global Telecommunications Conference*, 2009. *GLOBECOM* 2009. *IEEE*, 2009, p. 1–6.

Chapitre II : Système MIMO à 4 antennes mono-bandes

# Sommaire

Intr	oduction	n	. 43					
1.	. Cahier des charges antennaire initial 4							
2.	Etat de l'art sur les systèmes multi-antennes et découplage 44							
3.	3. Système multi-antennes mono-bande proposé							
3	.1 G	éométrie du protoype initial de référence	. 52					
3	.2 R	ultats de simulation du prototype initial						
3	.3 A	élioration de l'isolation5						
3.3.1		Insertion d'une ligne de neutralisation						
3.3.2		Insertion d'éléments parasites	. 56					
3.3.3		Structure finale	. 57					
	3.3.4	Résultats de simulation	. 58					
3.3.4.1 Paramètres S								
	3.3.4	4.2 Efficacité	. 59					
4. Système antennaire MIMO à 4 antennes sur plan de masse séparé								
4	.1 N	Iodification du cahier des charges	. 60					
4	.2 G	éométrie de la nouvelle structure antennaire monobande 700-900 MHz	. 60					
4.2.1		Géométrie initiale	. 60					
4.2.2		Introduction de fentes au niveau du plan de masse	. 62					
4	.3 N	louveaux résultats pour le système partagé en deux	. 63					
	4.3.1	Paramètres S et efficacité	. 63					
	4.3.2	Diagrammes de rayonnement en gain réalisé	. 64					
4	.4 R	éalisation du prototype et résultats de mesure	. 65					
4	.5 V	érification des performances en diversité du système monobande	. 65					
4.5.1		Enveloppe de corrélation	. 65					
4.5.2		Gain de diversité	. 66					
Cor	nclusion		. 67					
Réf	érences		. 68					

## Introduction

Le développement des technologies de télécommunications a créé de nombreux défis notamment ces dernières années pour la conception des appareils de communications mobiles, en particulier en ce qui concerne les antennes. Ces défis sont d'autant plus d'actualité que la demande sur le marché ne cesse de croître

Le besoin créé par ces applications impose aux opérateurs une capacité importante en termes de bande passante dans leurs réseaux. Afin de fournir notamment des services multimédias, ces opérateurs proposent désormais de multiples bandes de fréquence que les appareils mobiles doivent couvrir, sur plusieurs standards en même temps [1] tout en gardant une taille compacte [2] mais aussi une bonne efficacité [3]. Les systèmes MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) sont connus pour être la solution et le remède pour ces différents besoins et exigences en raison de leur potentiel à augmenter la capacité du canal sans pour cela augmenter la puissance transmise [4], et c'est d'ailleurs pour cela qu'ils sont de plus en plus utilisés.

De nombreuses études ont introduit des antennes multi-bandes comme par exemple dans le cas d'une intégration conjointe du GSM, de l'UMTS et du Wi-Fi dans les téléphones mobiles il y a quelques années. Comme les normes LTE Advanced (ou 4G) et aussi la (5G) sont maintenant plus utilisées et plus déployées, de nouvelles bandes de fréquences doivent être couvertes. En raison des fréquences relativement basses utilisées par ces normes, la conception d'une antenne qui peut fonctionner sur une bande de fréquence large et devant en même temps être intégrée dans un environnement difficile comme dans un téléphone mobile ou dans un équipement métallique ou dans n'importe quel environnement contraignant constitue un sérieux chalenge.

Par conséquent dans ce chapitre, nous allons commencer par définir les objectifs visés pour notre projet. Nous présentons ensuite un état de l'art sur la conception de systèmes multi-antennes multibandes dans le domaine des communications mobiles à l'aide d'une revue des travaux déjà effectués ainsi que leurs apports et leurs limites d'utilisation. Nous allons nous intéresser surtout à ceux visant les mêmes bandes de fréquences que notre cahier des charges. Nous allons aussi présenter les différentes techniques utilisées actuellement pour réduire le couplage mutuel entre les différents éléments rayonnants de ces systèmes multi-antennes. Dans la partie suivante nous allons consacrer la majorité de ce chapitre à détailler les premiers travaux effectués dans le cadre du projet NETCOM par le développement d'abord du système MIMO mono-bande à 4 antennes en détaillant les travaux effectués la concernant.

## 1. Cahier des charges antennaire initial

L'avantage de concevoir un système MIMO pour la smart cell détaillée dans l'introduction de ce manuscrit, est que cela peut se faire par étapes successives et non pas d'un seul coup. Il faudrait travailler sur une antenne qui tienne compte des dimensions qui lui sont réservées et l'intégrer dans un environnement complexe. Nous utiliserons dans un premier temps un substrat FR4 qui permet une fabrication rapide et facile de prototypes.

L'obtention des premiers critères les plus importants visés en termes de performances devrait permettre d'assurer le bon fonctionnement du système dans son environnement final. Le cahier des charges suivant énumère ces objectifs primordiaux à atteindre :

- Transmission MIMO 4x4 => utilisation de 4 éléments antennaires rayonnants
- Dimensions du boitier pouvant accepter les antennes : environ 220x150 mm<sup>2</sup>
- Nature du boitier : plastique
- Gain : environ 10 dBi

- Diagramme de rayonnement : rayonnement vers l'avant
- Isolation élevée requise entre éléments
- Gamme de température : -40/+85° C
- Solution finale à moindre coût
- Définition des 3 bandes de fréquences à couvrir :
  - Bande LTE n°20 (791-862) MHz mais pour couvrir toutes les bandes du tableau cidessous nous allons couvrir la bande de fréquence de 700 à 900 MHz. Ceci nous permettra entre autres d'englober aussi la bande LTE n°28 (703-788) MHz
  - ➢ Bande LTE n°3 (1710-1880) MHz
  - ➢ Bande LTE n°7 (2500-2690) MHz

Band	Uplink BS receive UE transmit (MHz)	Downlink BS transmit UE receive (MHz)	Duplex mode	Channel bandwidth (MHz)	Common name	Frequency band (MHz)	Duplex spacing (MHz)	Country
13	777-786	746-757	FDD	10	700 c	700	-31	PPDR: USA+Asia
14	788-798	758-769	FDD	10	700 ps	700	-30	PPDR: USA+Asia
20	832-862	791-821	FDD	5,10,15,20	EU Digital Divid end	800	-41	Operators: Europe
26	814-849	859-894	FDD	10+10	850+	800	45	PPDR: Australia- Singapore
28	703-713	758-768	FDD	10+10	700 APT	700	55	PPDR: Asia

Tableau II. 1 : Les différentes bandes de fréquences suivant les régions géographiques du monde

## 2. Etat de l'art sur les systèmes multi-antennes et découplage

Les systèmes multi-antennes se développent d'une façon très rapide surtout dans le domaine des communications sans fils. Avec l'émergence de nouveaux standards, le marché industriel du domaine sans fil [5] utilise de plus en plus les systèmes multi-antennes à plusieurs accès dans lesquels les antennes travaillent soit aux mêmes bandes soit dans des bandes de fréquences différentes. Ces systèmes destinés à des applications MIMO et de diversité, permettent d'éviter les évanouissements dus à l'environnement multi-trajet et d'améliorer la capacité de canal.

Par conséquent, la conception d'un système contenant plusieurs antennes dans un faible volume comme un terminal mobile est plus difficile que dans le cas d'un système à antenne unique simple. La proximité des antennes peut entrainer un phénomène de couplage mutuel dégradant l'efficacité totale, en particulier dans le cas d'antennes multistandards. Dans les systèmes MIMO et/ou de diversité, ce couplage va également entraîner l'augmentation de l'enveloppe de corrélation et ainsi une dégradation du gain en diversité et de la capacité du canal. Réduire ce couplage mutuel n'est cependant pas une tâche facile en particulier aux fréquences basses où les courants qui circulent sur le plan de masse ou (le PCB : Printed Circuit Board) peuvent contribuer au mécanisme de rayonnement de la structure. Pour résoudre ces problématiques de couverture de plusieurs bandes et de couplage entre antennes, beaucoup de

travaux théoriques et pratiques ont déjà été réalisés sur les systèmes multi-antennes dans les télécommunications.

Parmi les premiers travaux concernant le domaine de la téléphonie mobile nous avons trouvé des anciens travaux de Green et Jensen [6], qui ont accompli des recherches sur un système bi-antennaire et se sont intéressés au placement des deux antennes pour des applications dans la bande ISM 900 MHz. Leur système était basé sur une antenne monopôle placée sur la partie supérieure du mobile et associée ensuite soit à une autre antenne monopôle intégrée dans son clapet amovible déployé, soit associée à une antenne PIFA intégrée dans sa partie supérieure du combiné. Les auteurs ont démontré théoriquement et expérimentalement la concordance des résultats obtenus qui montrent des performances en diversité très satisfaisantes.

Dans [7], l'auteur a conçu un système multi-antennaire pour des applications bi-bandes opérant respectivement dans les bandes UMTS (1920-2170 MHz) et WLAN (2400-2484 MHz) (Figure II.1 (a)). Une 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 supportant le système. L'auteur a surtout étudié ce travail d'isolation entre les deux antennes en analysant l'impact de la variation de la distance entre l'antenne WLAN et l'antenne UMTS.



Figure II. 1 : (a) Système UMTS/WLAN [7]- (b) Résultats du S<sub>21</sub> de l'antenne UMTS (c) de l'antenne WLAN

D'après les résultats présentés en Figure II.1 (b)-(c), et pour les deux bandes UMTS et WLAN, le niveau d'isolation peut être amélioré en ajustant la distance entre les antennes. Ce niveau peut atteindre -32 dB et il dépend des deux longueurs L et de W qui sont mentionnées sur la Figure II.1 (a).

Dans [8] et [9] un autre système multi-antennes pour une application WCDMA850, WCDMA 1800 et UMTS est présentée (Figure II.2). Les auteurs ont utilisé pour cela une antenne PIFA comme premier

élément rayonnant (port1) et une autre antenne de type monopôle come second élément (port2) sur une dimension totale du système de  $100x40 \text{ mm}^2$  et une distance entre alimentations de 84 mm. Mais ce système a montré une très faible isolation avec un S<sub>21</sub> maximum de l'ordre de -3,42 dB en simulation et de -8,12 dB en mesure pour la première bande WCDMA850, et ensuite de l'ordre de -13 dB pour les bandes WCDMA1800 et UMTS. A cause de cette mauvaise isolation, le gain de diversité est un peu faible pour la première bande mais plus élevé pour les bandes supérieures puisque on a un coefficient de corrélation très faible.



Figure II. 2 : Prototype du système (antenne PIFA+ monopôle)

De très nombreux travaux ont été réalisés aussi toujours dans le domaine des antennes multistandards à plusieurs accès comme dans [10]. Dans cet article les auteurs présentent un système composé d'une combinaison d'antennes PIFA-IFA (Figure II.3) où l'antenne PIFA est utilisée pour fonctionner en bi-bande sur GSM 850 et GSM 1900 tandis que la IFA opère dans la bande GPS à 1575,2 MHz. Pour augmenter l'isolation entre les deux accès antennaires, les auteurs jouent sur l'emplacement des antennes. Ils placent la PIFA sur la face supérieure d'un substrat diélectrique alors que la IFA est réalisée sur une des faces latérales. Cette structure présente dans son meilleur cas une isolation maximale de +15 dB mais avec une efficacité qui ne dépasse pas 60 % dans tous les cas.



Figure II. 3 : Structure de système PIFA-IFA

D'autres auteurs ont aussi réalisé de nombreux travaux sur des systèmes multi-antennes destinés à des applications MIMO et de diversité et en proposant des solutions pour augmenter les isolations entre des antennes travaillant cette fois ci dans la même bande de fréquence. Ainsi, dans [11], Thaysen a étudié le couplage mutuel entre deux antennes PIFAs identiques opérant dans la bande UMTS et placées l'une proche de l'autre sur le même plan de masse infini. Il a étudié le couplage en fonction de la distance les séparant mais aussi de leurs orientations. Cette étude ayant été réalisée sur un plan de masse infini et comportant des antennes très éloignées l'une de l'autre, elle reste de ce fait un peu loin des besoins des systèmes de communication mobile.

Toujours dans cette problématique, dans [12], l'auteur a utilisé la même technique que Thaysen en plaçant cette fois-ci quatre PIFAs bi-bandes sur les quatre coins d'un plan de masse fini de dimension 75x75 mm<sup>2</sup> pour des applications MIMO à 1800 et 2450 MHz en orientant les antennes différemment. Ainsi dans la meilleure configuration, le couplage maximal est de l'ordre de -11,5 dB, ce qui n'est pas suffisant pour l'obtention de bonnes performances en diversité.

Dans ces précédents papiers, les auteurs ont donc essayé de réduire le couplage mutuel en plaçant les antennes très loin les unes des autres ou en utilisant des orientations différentes. Une autre technique plus originale est proposée dans [13], ou 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. Sa technique est basée sur la juxtaposition fusionnée de deux antennes opérant dans la bande 2100-2200 MHz (Figure II.4 (a)) destinées à être intégrées dans un téléphone mobile. L'isolation obtenue dans cette bande de fréquence est très bonne (< -20 dB) (Figure II.4 (b)).



Figure II. 4 : (a) Géométrie de l'antenne en Y (b) Résultat du S<sub>21</sub>

A cause de la miniaturisation de plus en plus importante des terminaux mobiles et surtout des emplacements très réduits réservés aux antennes, d'autres auteurs ont proposé des techniques plus originales pour isoler les accès d'alimentation des différentes antennes. Ces approches concernent principalement soit l'action sur le système d'alimentation des antennes, soit sur le plan de masse, soit sur la structure des antennes elles-mêmes.

Les auteurs de nombreux articles [14] et [15] proposent une autre solution qui consiste à modifier le plan de masse et d'y graver des fentes. Ceci est rarement autorisé par les constructeurs mais ça permet de diminuer le couplage inter-élément des systèmes multi-antennaires. En effet une observation des mécanismes de couplage fait ressortir qu'il existe des courants qui parcourent le plan de masse d'une antenne à l'autre, phénomène majoritairement responsable du couplage, circulation qui peut être réduite par la présence de fentes.

Dans [14], l'auteur propose la conception d'un système composé de deux PIFAs séparées de  $0,09\lambda_0$ . Cependant, la technique proposée se sert du plan de masse pour créer un filtre sélectif (Figure II. 5). 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, 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.



Figure II. 5 : Système avec fentes proposé en faisant des fentes sur le plan de masse

Les auteurs de [15]-[16]-[17]-[18] ont aussi utilisé une version plus ou moins complexe de cette technique. L'utilisation de plusieurs fentes permet d'avoir une structure à ondes lentes permettant de ralentir les courants. Ainsi l'espace entre les antennes couplées devient électriquement plus grand ce qui a pour effet d'accroitre l'atténuation des courants de couplage circulant d'une antenne à l'autre. Il est très facile de mettre en œuvre une telle modification sur le plan de masse. Cependant, en pratique il y a quelques limites. Un inconvénient majeur consiste en ce que les fentes sur le plan de masse détruisent son intégrité, ce qui n'est pas permis dans de nombreux cas en raison des besoins d'intégration de circuit, principalement dans un téléphone mobile.

Parmi les travaux réalisés dans ce domaine de conception de systèmes multi-antennes, nous trouvons une autre technique de découplage plus originale très souvent utilisée depuis son invention au laboratoire LEAT appelée « technique de neutralisation » [19]. Cette dernière consiste à empêcher le couplage lors de la conception même des antennes. L'idée de base a été de considérer que le couplage électromagnétique entre deux antennes PIFAs positionnées sur les coins supérieurs d'un PCB est principalement capacitif compte tenu des deux plaques métalliques qui se font face. Il s'agit alors d'insérer judicieusement une inductance entre les deux éléments pour obtenir un comportement global de filtre réjecteur.

Dans [19] l'auteur a relié ces deux antennes PIFAs par une fine ligne dite « ligne de neutralisation » qui est une ligne de transmission positionnée à la même hauteur que les plateaux des PIFAs (Figure II.6). Cette ligne étant fine et courte possède naturellement une très forte impédance caractéristique et peut ainsi être considérée comme une inductance. Lorsqu'une ligne de neutralisation est placée entre les alimentations des deux PIFAs, un comportement de filtre réjecteur est obtenu, dont le fort creux d'annulation est réglable par modification de largeur et/ ou de longueur de cette ligne de transmission [20]-[21]-[22].

Depuis le développement de cette idée par le LEAT, beaucoup d'autres travaux se sont servis de cette idée et ont confirmé la fiabilité de cette solution de neutralisation [23]-[24]-[25]. Beaucoup d'entre eux ont montré que cette technique pouvait fonctionner sur d'autres types d'antennes et d'autres formes de plan de masse, d'autres bandes de fréquences [26], tant par des acteurs académiques qu'industriels [27]-[28], tels que les grands constructeurs d'objets mobiles communicants comme Nokia [29], Samsung Electronics [30], LG Electronics [31].



Figure II. 6 : Découplage des quatre antennes PIFA avec lignes de neutralisation [19]

Dans [32], l'auteur analyse la variation du couplage mutuel en fonction de la distance entre deux antennes LFMA (L Folded Monopole Antenna), qui travaillent à une fréquence de 2 GHz, et propose une méthode efficace pour diminuer le couplage mutuel en utilisant une ligne de type pont repliant les deux antennes. Cette technique lui a permis d'augmenter l'isolation et l'efficacité totale de l'antenne.

Dans les travaux de recherche de [33], l'auteur a réalisé un système multi-antennaire présentant une forte isolation sur deux bandes de fréquences pour des éléments bi-bandes WiFi (2,4-2,5 GHz) et HiperLAN (5,15-5,825 GHz). Son objectif était de développer une solution composée de capteurs, de systèmes d'acquisition, de traitement et de visualisation pour l'aide à la conduite et à la maintenance navale (Figure II.7). L'auteur a joué sur le bon positionnement et la bonne orientation des antennes pour concevoir un système multi-antennes sur un boitier de forme cubique, composé de 10 antennes PIFAs, montées par deux sur chacune des faces visibles de ce boitier. La configuration du montage sur le boitier, et les performances obtenues en tenant compte de quelques contraintes de fabrication et d'environnement lui a permis de réaliser un système très appréciable pour une application dans un milieu présentant d'importants multi-trajets.



Figure II. 7 : Prototype industriel de la boite métallique et système proposé avec 10 antennes PIFAs

L'auteur a développé ensuite une solution en utilisant un élément parasite positionné entre deux antennes monopôles planaires bi-bande [34], [35] (Figure II.8), et une autre solution en insérant des fentes sur le PCB de deux PIFAs bi-bandes [36] (Figure II.9), qui présente la particularité non pas d'agir directement sur les éléments rayonnants eux-mêmes mais sur la partie PCB. L'utilisation de fentes sur le PCB permet de perturber le trajet des courants sur celui-ci, dans les deux bandes de fréquence pour limiter leur densité près des accès de chaque antenne. Ensuite une autre originalité a été introduite au moyen de deux fentes, chacune d'elles permettant d'obtenir une isolation propre à chacune des bandes

de fréquence couvertes, contrairement à ce qui était fait dans la littérature ou seulement une fente avait été insérée pour n'agir que sur une seule bande [37].



Figure II. 8 : Système en diversité proposé et ses paramètres S simulés et mesurés [35]



Figure II. 9 : Antenne double bande et ses paramètres S [36]

Un autre système MIMO multi-bande a été conçu par [38] dans le cadre d'un projet intitulé SPECTRA, utilisant des éléments imprimés sur substrat FR-4 de petites dimensions et de faible coût de production, comme le monopôle  $\lambda/4$ . Celui-ci, replié pour diminuer sa taille mais également pour créer de multiples résonances et afin de couvrir toutes les bandes de fréquences de la téléphonie mobile, était associé à des éléments parasites comme l'indique la figure ci-dessous :



Figure II. 10: Système MIMO proposé pour le projet SPECTRA

Ce système est dédié au fonctionnement dans plusieurs bandes de fréquences de la téléphonie mobile, y compris les basses fréquences de la norme LTE, qui sont LTE 700 (790 - 862 MHz), GSM (880 - 960 MHz), DCS (1710 - 1880 MHz), PCS (1850 - 1990 MHz), UMTS 2100 (1920 - 2170 MHz), WLAN (2400-2480) et aussi LTE 2600 (2500 - 2690 MHz). Le système multi-antennes a été proposé et fabriqué sur un substrat époxy FR-4 de permittivité 4,4 et dimensions de 120x200x0,4 mm<sup>3</sup>. Ce prototype est montré sur la figure (Figure II.10). Les dimensions ont été optimisées pour intégrer facilement cette antenne dans des appareils mobiles de taille moyenne. Le système présente une efficacité de

rayonnement supérieure à 58% dans la bande inférieure et de 74% dans la bande supérieure, assurant ainsi le bon fonctionnement du système (Figure III.11).



Figure II. 11 : Prototype proposé et ces paramètres S mesurés

Dans cette partie de l'état de l'art, il a été présenté une partie des solutions développées dans le cadre de l'étude de systèmes multi-antennaires destinées aux communications sans fil ou à être utilisées dans des applications de type diversité ou MIMO. Ces solutions ont été étudiées dans le but de couvrir plusieurs standards de communication sans fil et aussi dans le but d'améliorer l'isolation entre les accès des antennes constituant ces systèmes, puisqu'elle constitue un paramètre important qui conditionnait leurs performances en diversité et MIMO.

Par conséquent, avoir des antennes très proches les unes des autres fonctionnant dans des bandes de fréquence voisines voire identiques, est un chalenge toujours d'actualité vu que les systèmes de communication doivent avoir des fonctionnalités de plus en plus nouvelles, nombreuses et innovantes. Dans la partie suivante, nous allons montrer les travaux réalisés pour le projet NETCOM en commençant

par le système multi-antennes mono-bande avant de passer au bi-bande et ensuite au tri-bande dans les prochains chapitres.

## 3. Système multi-antennes mono-bande proposé

Dans cette section, un système antennaire mono-bande dédié à couvrir la bande basse LTE 700-900 MHz sera développé. Comme ce système est de type MIMO avec 4 éléments, il est nécessaire d'avoir quatre ports d'alimentations. Pour cela, nous avons tout d'abord conçu un système de référence composé de quatre antennes monopôles repliés, placés sur un PCB ayant des dimensions de 220x150 mm<sup>2</sup>.

## 3.1 Géométrie du protoype initial de référence

Nous avons commencé par quatre monopôles imprimés sur un substrat FR-4 d'épaisseur 1,6 mm, disponible au laboratoire et qui permet une fabrication rapide et facile de prototypes en plus de son faible coût par rapport aux autres types de substrats (duroid, ...). Les monopôles ont été repliés en U pour la miniaturisation et pour être facilement intégrés dans le volume du système antennaire global qui est de 220x150 mm<sup>2</sup>. Elles sont de plus, les plus éloignées possible l'une de l'autre, donc sur les quatre coins de la structure afin de profiter de la diversité spatiale.

La longueur des monopôles repliés est calculée par rapport à la fréquence de 800 MHz pour couvrir cette bande basse citée précédemment avec un coefficient de réflexion inférieur à -6 dB. La géométrie du système proposé est présentée à la figure ci-dessous :



Figure II. 12 : Géométrie initiale du système antennaire (a) Vue de dessus (b) Vue de derrière

Comme le montre la Figure II.12 (a), le système est composé de quatre accès. Chacun alimente un monopôle replié imprimé sur le substrat FR4 déjà précisé (partie en jaune). Le plan de masse se trouve derrière le substrat (Figure II.12 (b)).

La longueur d'onde calculée à 800 MHz est de 375 mm (428 mm à 700 MHz), et  $\frac{\lambda}{4}$  est donc égal à 93,75 mm. Comme le montre la Figure II.12 (a), la somme des trois parties repliées de l'élément se trouvant sur chacun des quatre accès est de 25+28+41soit 94 mm ce qui est très proche du quart d'onde. Le volume occupé par chaque élément rayonnant est seulement de 41×36×1,6 mm<sup>3</sup>, correspondant à 0,095 $\lambda_0 \times 0,084\lambda_0 \times 0,0037\lambda_0$  ( $\lambda_0$  calculé à 700 MHz).

A cause de la grande longueur d'onde significative mais aussi du fait de l'intégration de quatre antennes sur la même structure, nous avons replié l'élément rayonnant pour obtenir une forme de U et minimiser l'espace occupé par ce dernier, avoir une certaine forme de compacité et donc réduire les dimensions de l'antenne monopôle. Par conséquent, l'élément au final est plutôt de type ILA (Inverted L Antenna).

Le choix de ce genre d'élément simple et imprimé sur le substrat a pour but de réduire l'encombrement de la structure mais aussi pour avoir une antenne facile à réaliser et à moindre coût.

## 3.2 Résultats de simulation du prototype initial

D'après la (Figure II.13 (a)) l'antenne élémentaire est bien adaptée au niveau de la bande 700-900 MHz avec un coefficient de réflexion inférieur à -6 dB (un coefficient de réflexion inférieur à -6 dB est considéré comme une adaptation acceptable en téléphonie mobile). Elle est adaptée avec une valeur maximale de -45 dB au milieu de bande et avec une efficacité qui dépasse les 60 % tout au long de la bande (Figure II.13 (b)). Cependant les paramètres  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  et  $S_{41}$  montrent bien que l'isolation obtenue entre les quatre accès est faible, de l'ordre de -7 dB, ce qui est insuffisant si l'on désire un système ayant des performances satisfaisantes en diversité et en MIMO. Nous allons devoir l'améliorer et réduire le couplage.



Figure II. 13 : Résultats (a) des paramètres S simulés (b) de l'efficacité totale simulée

La visualisation des courants surfaciques sur les éléments rayonnants et sur le plan de masse montre bien qu'il existe des courants surfaciques circulant entre les différents éléments rayonnants. Cela engendre un fort couplage traduit par des valeurs de paramètres  $S_{21}$   $S_{31}$  et  $S_{41}$  élevés sur la figure cidessous (ici pour le cas port n°1) :



Figure II. 14 :Courants de surface sur les éléments rayonnants et le PCB pour le cas de l'excitation du port n° 1 à 0,7-0,75-0,8 GHz respectivement

Cette figure montre que l'antenne excitée crée des courants de surface qui vont vers celles non excitées. En effet, comme l'indique la Figure II.14 malgré le fait qu'une seule antenne soit excitée (ici la n°1), nous pouvons remarquer un courant (en vert ou en rouge) sur les trois autres éléments non excités. Ainsi les points chauds (en rouge) existent aussi sur au moins un des autres éléments rayonnants non excités (2, 3 ou 4).

Le niveau des courants maximaux sur les antennes non excitées n'est pas égal à celui de l'antenne excitée mais cependant il est suffisamment significatif pour augmenter le couplage entre éléments.

Mais aussi, la distance les séparant n'est que de  $0,58\lambda$  ou  $0,4\lambda$  calculés par rapport à la fréquence centrale de 800 MHz.

En essayant d'analyser notre structure, le couplage mutuel provient du couplage capacitif entre les brins rayonnants des monopôles, et des courants qui circulent sur le PCB.

Par conséquent, la valeur de l'isolation obtenue n'est pas suffisante pour un système multi-antenne performant, c'est pourquoi nous allons essayer de l'améliorer par l'implémentation de plusieurs configurations tout en gardant les antennes dans leurs positions initiales.

## 3.3 Amélioration de l'isolation

Nous avons d'abord tenté d'améliorer l'isolation de cette structure initiale par les différentes façons connues et qui sont citées dans l'état de l'art. Nous avons essayé d'introduire la ligne de neutralisation entre les éléments rayonnants excités par les ports d'alimentations, introduire des éléments parasites mais aussi les fentes au niveau du plan de masse.

#### 3.3.1 Insertion d'une ligne de neutralisation

Pour améliorer l'isolation de notre structure, nous avons commencé dans un premier temps par traiter le couplage entre les accès 1 et 2. Pour cela, nous avons inséré une ligne de neutralisation entre les différents accès. Comme la distance est courte entre les accès 1 et 2 (ou 3 avec 4), la ligne doit également être courte et fine. L'intérêt de cette technique est de compenser le couplage existant entre les éléments rayonnants du système par l'introduction d'un couplage opposé. L'idée pour améliorer l'isolation entre les deux antennes expliquée par son auteur [19], consistait dans son cas à compenser le 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 antennes. L'implémentation de cette solution dans notre cas peut être réalisée en reliant les deux antennes par la ligne positionnée à la même hauteur (Figure II. 17).

Nous avons étudié l'évolution du |S<sub>21</sub>| en fonction de la position et de la largeur de la ligne.

• Plusieurs simulations ont été effectuées pour trouver la position optimale de la ligne. Pour cela nous avons effectué une étude paramétrique sur la position de cette ligne en variant dans un premier temps la valeur du paramètre « dis » qui correspond à cette position de 0 à 24 mm par pas de 8 mm.

Nous l'avons d'abord inséré entre les accès 1 et 2 comme le montre la Figure II.15. Nous avons déplacé la ligne de plusieurs positions du haut vers le bas pour trouver l'endroit idéal qui permet de réduire le couplage, en la plaçant initialement loin des ports d'alimentation pour ensuite la rapprocher de plus en plus vers ces ports où l'intensité des courants est plus élevée.

Il faut cependant faire attention à ce que cette implémentation n'affecte pas la fréquence de résonance et la bande passante des deux antennes reliées par cette ligne.

Les dimensions de la ligne sont 78 x 0,5 mm<sup>2</sup>. Les résultats de simulation électromagnétiques sous CST quand la position de la ligne varie de 0 à 24 mm sont présentés sur la Figure II. 16.



Figure II. 15 : (a) Système avec la ligne de neutralisation entre les accès 1 et 2 (b) Sens du déplacement de la position de la ligne



Figure II. 16 : Résultats du paramètre S<sub>21</sub> (ou S<sub>12</sub>) en fonction du déplacement de la ligne de neutralisation

Nous remarquons d'après ces courbes que la ligne suspendue peut significativement réduire le paramètre  $|S_{21}|$ , plus particulièrement à une fréquence spécifique où un creux est observé comme attendu [19].

La position de cette ligne a bien une influence sur la forme de la courbe. En particulier, le creux observé sur la courbe du  $|S_{21}|$  peut être translaté vers les hautes fréquences quand la ligne est plus loin des deux ports d'alimentations (meilleur cas « dis » =0 mm). Nous remarquons aussi que l'effet de neutralisation introduit par la ligne est efficace sur une grande largeur de bande mais sans avoir vraiment un creux important sur une seule fréquence précisément.

• De même nous avons effectué une étude paramétrique où cette fois ci la largeur de la ligne de neutralisation est progressivement modifiée. Nous avons modifié sa largeur en variant la valeur du paramètre « epaisseur\_ligne » de trois valeurs 0,5-0,75-1 mm tout en placant la ligne à la position optimisée trouvée dans la partie précdente.



Figure II. 17 : Résultats du paramètre S<sub>21</sub> (ou S<sub>12</sub>) en fonction de la largeur de la ligne de neutralisation

Les résultats de simulation indiqués sur la Figure II.17 montrent que la variation de la largeur de la ligne entre 0,5-0,75-1 mm ne change pas le résultat de  $S_{21}$  d'une manière significative puisque toutes les simulations donnent la même forme de la courbe de ce paramètre  $S_{21}$ . Nous garderons donc une largeur de 0,5 mm.

#### 3.3.2 Insertion d'éléments parasites

Une fois que la ligne optimisée entre les accès 1-2 et aussi donc symétriquement entre 3-4, nous sommes passés au traitement du couplage entre les accès 1-3 (ou 2-4). Nous avons pour cela inséré un élément parasite dont la longueur initiale (94 mm) a été choisie pour pouvoir fonctionner à la même fréquence que les monopôles repliés. Cet élément parasite ayant une longueur théorique importante, nous l'avons inséré d'une façon repliée mais non méandrée, après avoir étudié plusieurs formes possibles. Cet élément a l'une de ses extrémités reliée au plan de masse. La configuration donnant la meilleure performance est montrée sur la Figure II.18.



Figure II. 18 : Système antennaire avec les lignes de neutralisation et élément parasite entre les accès 1 et 3

Dans un premier temps, nous ne l'avons inséré qu'entre les accès 1 et 3 pour pouvoir faire la comparaison avec les résultats précédents.



Figure II. 19 : Résultats de S<sub>31</sub> et S<sub>24</sub> montrant la différence avec ou sans l'elemnt parasite

Comme l'indique la Figure II.19 par rapport au coté 2-4, nous constatons une réduction du couplage sur toute la bande pour le coté 1-3. Le paramètre  $S_{31}$  passe à 800 MHz de -7 à -15 dB avec un creux de -36 dB à 750 MHz.

Puisque le résultat montre l'utilité du rajout de l'élément parasite pour la réduction du couplage alors nous l'avons inséré aussi sur l'autre coté opposant c.-à-d. entre les accès 2 et 4. La structure correspondante est donc montrée dans la partie suivante.

## 3.3.3 Structure finale

C'est une structure qui combine les études faites dans ces parties que nous venons de voir en utilisant les éléments parasites mais aussi les lignes de neutralisations pour maximiser l'isolation. La structure retenue est constituée de 4 accès, chaque accès alimente un monopôle replié. Deux lignes de neutralisation sont introduites : la première entre les antennes 1 et 2 et la deuxième entre les antennes 3 et 4. Deux éléments repliés parasites aussi sont introduits dans la structure : un premier entre les antennes 1 et 3 et un autre entre les antennes 2 et 4.

Nous avons inséré le deuxième élément parasite (entre les accès 2 et 4) d'une manière inverse au premier (entre 1 et 3) afin d'observer ce que pouvait donner une certaine antisymétrie de la structure (Figure II.20).

Les résultats obtenus montrent que les deux éléments parasites de gauche et de droite étant positionés inversement, une non-symétrie apparait, comme attendu, au niveau des résultats des paramètres S. Un niveau suffisant d'isolation est cependant maintenu dans tous les cas (Figure II.21).



Figure II. 20 : Structure finale avec les éléments parasites et les lignes de neutralisation

## 3.3.4 Résultats de simulation



## 3.3.4.1 Paramètres S

Figure II. 21 : Paramètres S (a) des accès 1 ou 4 (b) des accès 2 ou 3

D'après la courbes des paramètres S (pour les accès 1 et 4), nous constatons que la bande est couverte de 690 à 820 MHz, avec un niveau d'isolation suffisant et qui ne dépasse pas 10 dB au pire des cas mais avec un creux d'isolation se trouvant à 630 MHz donc en dehors de la bande. Cependant pour les accès 2 et 3, nous pouvons remarquer un petit décalage par rapport à la première courbe que ce soit pour l'adaptation ou l'isolation. Cela est dû au fait que la structure n'est pas symétrique.

En fait si nous nous positionnons au niveau de l'accès 1 (ou 4), nous allons voir un trajet de courant diffèrent que si nous nous positionnons à l'accès 2 (ou 3), puisque nous sommes en face du bout de l'élément parasite au lieu de son point de CC. Pour mieux voir le rôle des lignes de neutralisation et des éléments parasites, et expliquer la différence des résultats, nous allons montrer et commenter les courants de surfaces de la structure :

> En excitant le port 1 par exemple, le maximum de courant se trouve sur celui-ci. Il est ensuite absorbé soit par l'élément parasite soit par la ligne de neutralisation ce qui empêche ce courant d'arriver sur les autres ports non excités et permet donc de réduire le couplage entre accès.



à 0,63 GHz à 0,75 GHz Figure II. 22 : Courants surfaciques pour les antennes 1 (ou 4) à 0,63 GHz puis à la fréquence d'adaptation 0,75 GHz



Figure II. 23 : Courants surfaciques pour les antennes 2 (ou 3) à 0,63 GHz puis à 0,81 GHz

Nous rappelons encore que si nous excitions les accès 1 et 4, nous obtenons la même répartition de courant, ce qui est aussi le cas pour les accès 2 et 3.

En d'autres termes, lorsque l'antenne 1 (ou 4) est excitée et que l'antenne 2 (ou 3) est chargée par 50  $\Omega$ , il y a moins de courant sur l'antenne 2 car tout ce dernier est concentré sur la ligne de neutralisation ou sinon sur l'élément parasite. Cela signifie que les courants sont forcés à emprunter une autre trajectoire qu'une trajectoire rectiligne d'une antenne à l'autre en se concentrant au niveau de la ligne de neutralisation ou sur l'élément parasite. De ce fait, les ports d'alimentation des antennes sont isolés. Nous le voyons bien surtout sur Figure II.22 à 0,63 GHz et aussi sur Figure II.23 à 0,81 GHz.

Nous retrouvons le même phénomène si l'on excite l'antenne 2 pour une antenne 1 chargée par 50 Ω.

#### 3.3.4.2 Efficacité



Figure II. 24 : Résultats de l'efficacité simulée des accès 1 (ou 4) et 2 (ou 3)

A cause de la non symétrie de la structure nous voyons qu'il existe aussi une différence au niveau des résultats de l'efficacité. L'efficacité des antennes 1 et 4 est meilleure et elle atteint 85 %. Pour les accès 2 et 3 elle reste acceptable puisqu'elle atteint les 67 %. Dans les 4 cas l'efficacité atteint son maximum au niveau de la bande souhaitée.

Le travail effectué dans toute cette partie concernait la conception d'un système à quatre accès monobandes LTE 700-900 MHz. La structure retenue à la fin a été vérifiée dans le précèdent paragraphe, mais nous n'avons pas été jusqu'à la vérification des autres performances de diversité car un changement important dans le cahier des charges du projet nous a été imposé à ce moment-là. Cela nous a obligé à changer radicalement la structure en elle-même, ce que nous allons détailler dans la partie suivante. Pour les mêmes raisons, alors que l'orientation de l'élément parasite semble être extrêmement importante sur le résultat en termes de couplage, nous n'avons pas essayé faute de temps, l'insertion d'un élément parasite symétrique.

## 4. Système antennaire MIMO à 4 antennes sur plan de masse séparé

## 4.1 Modification du cahier des charges

Pour des raisons de fabrication mécanique du boitier de la smart cell, nous avons été informé que celui-ci serait divisé en deux exactement au niveau de l'axe central de la structure antennaire puisque cette dernière est sensée être mise au dessus du boitier qui s'ouvre en deux, d'où la nécéssité de la diviser aussi en deux parties. La Figure II.25 montre le boitier en deux parties devrant intégrer l'électronique et supporter les antennes ainsi que le schéma de principe à droite :



Figure II. 25 : (a) Schéma du boitier devant intégrer l'électronique et les antennes (b) Schéma de principe

# 4.2 Géométrie de la nouvelle structure antennaire monobande 700-900 MHz

## 4.2.1 Géométrie initiale

Pour pouvoir faire cela, la strucure antennaire ou plus précisemment le substrat ainsi que le plan de masse imprimé derrière ont été découpés au milieu comme le mentionne la Figure II.27. La découpe est de 1 cm pour respecter le cahier des charges. Ainsi la figure montre bien comment la strucure a été modifiée et l'endroit de la découpe.



Figure II. 26 : Structure antennaire découpée au milieu (a) Vue de dessus (b) Vue de derrière



Figure II. 27 : Paramètres S simulés de la structure découpée

D'après les résultats de simulation de la structure après l'avoir découpé, nous constatons que le paramètre  $S_{31}$  se dégrade à nouveau et d'une façon trés importante. Il passe de  $S_{31}$ = -10 dB à  $S_{31}$ = -5 dB, ce qui dégrade les performances du système.

Cependant, nous remarquons un niveau d'isolation entre les accès 1-2 (ou 3-4) qui ne dépasse pas au maximum le critère de -10 dB. Cette amélioration de l'isolation s'explique par le fait que ces accès sont maintenant séparés par du vide et tous les courants surfaciques ne se situent qu'entre 1-3 ou entre 2-4. C'est ce qui explique aussi l'augmentation du couplage entre ces couples d'éléments, tous les courants de surface se cumulant sur les parties 1-3 et pareillement pour 2-4.

Une amélioration de cette isolation est obtenue après étude paramétrique de la longueur de l'élément parasite mais aussi de la position de son CC.



Figure II. 28 : Différentes modifications effectuées sur la structure (a) Changement de la longueur de l'élément parasite (b) Deux courts-circuits non symétriques (c) Deux courts-circuits symétriques

Pour toutes les configurations, il n'y a aucune amélioration en termes d'isolation du paramètre  $S_{31}$  (ou  $S_{13}$  et  $S_{24}$  et  $S_{42}$ ), comme le montre la Figure II.29, où le niveau du couplage ne bouge pas d'une façon significative au niveau de la bande 700-900 MHz et reste toujours à -5 dB, ce qui nous conduit à chercher une autre solution.



Figure II. 29 : Variation du paramètre  $S_{31}$  (idem  $S_{24}$ ) en fonction de la longueur totale de l'élément parasite

Par conséquent, après des études et des modifications au niveau des longueurs des éléments parasites mais aussi des positions de leurs courts-circuits, nous avons conclu que le mieux était de les supprimer dans le cas du PCB séparé en 2 parties distinctes comme indiqué sur la Figure II.30. Dans ce cas, les simulations des paramètres S donnent les courbes suivantes :



Figure II. 30 : Structure divisée en deux sans élément ni ligne de neutralisation (a) Vue de dessus (b) Vue de derrière (c) Paramètres S pour l'accès 1

Ainsi, nous voyons que le vrai problème est le niveau de  $S_{31}$  qui atteint -5 dB. Il nous faudra trouver une autre manière pour améliorer l'isolation entre les accès 1-3 (idem pour 2-4). Pour cela, nous avons tenté de modifier le plan de masse de la structure, comme décrit dans la partie suivante.

## 4.2.2 Introduction de fentes au niveau du plan de masse

Comme nous l'avons remarqué, la circulation de courants sur le plan de masse peut augmenter le couplage entre les accès de la structure ce qui se traduit par un  $S_{31}$  atteignant -5 dB, d'où l'introduction de fentes décrites dans ce paragraphe.

L'insertion de fentes permet généralement de miniaturiser la taille des antennes : en fait elle permet d'allonger le trajet des courants surfaciques et donc de diminuer la fréquence de résonance de l'antenne, ce qui rend possible, même dans une petite surface ou dimension, la conception d'une antenne travaillant à des fréquences plus basses. Les fentes ainsi pratiquées sur la structure antennaire vont également induire des effets capacitifs et selfiques modifiant l'impédance d'entrée des antennes. De plus, l'utilisation d'une fente permet non seulement un allongement des trajets des courants (en les forçant à contourner cette fente) mais aussi la création de nouvelles résonances. Cette dernière propriété sera surtout abordée dans la dernier chapitre V de ce mémoire.

Cependant, l'inconvénient de cette introduction de fentes sur le plan de masse, est qu'en réalité ce dernier va être ensuite déposé sur autre surface métallique lors de son intégration dans l'environnement final, ce qui signifie que l'effet "fente" ne sera plus valable et ce point constitue sa limite d'utilisation.

Nous avons alors pivoté l'élément rayonnant et ensuite modifié le plan de masse lui-même. Nous avons découpé sur l'axe central perpendiculaire à la première découpe, une fente sur l'axe "ox" comme le montre la Figure II.31(b).

Nous avons ainsi créé quatre plans de masse individuels de tailles réduites en supprimant une partie métallique importante du PCB initial (Figure II.31) (a).



Figure II. 31 : Découpe du plan de masse permettant d'isoler les courants circulant sur ce dernier (a) Vue de dessus (b) Vue de derrière

Après optimisation, la longueur totale de l'élément est de 24+50+30 mm soit 104 mm comme le montre la figure ci-dessus.

La fente horizontale est de largeur 24 mm et celle verticale de 30 mm. Grâce à ces découpes dans les deux sens, le découplage a été amélioré entre les 4 accès de cette structure, comme le montrent les résultats de simulation des paramètres S présentés dans la partie suivante.

## 4.3 Nouveaux résultats pour le système partagé en deux

## 4.3.1 Paramètres S et efficacité

La bande 700-900 MHz est couverte pour un critère d'adaptation de -6 dB et avec une valeur minimale de  $S_{11}$ = -12,66 dB. Le couplage entre les accès 1 et 2 est de -8 dB maintenant au lieu de -5 dB, et l'amélioration est encore plus importante pour les deux autres paramètres  $S_{31}$  et  $S_{41}$  qui sont autour respectivement de -13 dB et -20 dB (Figure II.32 (a)).

L'efficacité totale simulée pour chacun des quatre accès de cette configuration est présentée sur la Figure II.32 (b). Cette courbe n'est tracée que pour un seul port du fait de la symétrie de la structure. Cette efficacité atteint 70 % en milieu de la bande.



Figure II. 32 : Paramètres S et efficacité totale de la structure

Cependant une deuxième méthode plus originale de découplage a été étudiée et validée. Elle sera détaillée dans le chapitre IV de ce manuscrit où l'on verra qu'elle présente même de meilleurs résultats.

## 4.3.2 Diagrammes de rayonnement en gain réalisé

Les diagrammes de rayonnement simulés des antennes sont présentés sur la Figure II.33 ci-après. Ces 4 figures (a, b, c, d) montrent respectivement le cas de l'excitation du port n°1, puis du port n°2, du port n°3 et enfin l'excitation du port n°4. Ces diagrammes de rayonnement 3D ont été obtenus aux fréquences pour lesquelles le  $|S_{11}|$  de chaque antenne est minimal c'est-à-dire à 0,81 GHz en simulation.

Nous pouvons remarquer que les champs rayonnés des quatre antennes pointent dans des directions différentes et ce dépointage constitue un avantage puisque cette antenne est dédiée à une application en diversité. Le gain maximal réalisé est de 1,57 dBi à la fréquence centrale de 0,81 GHz dans les quatre cas.




Figure II. 33 : Diagrammes de rayonnement en gain de la structure découpée à 0,81 GHz pour (a) accès 1 (b) accès 2 (c) accès 3 (d) accès 4

## 4.4 Réalisation du prototype et résultats de mesure

Le prototype de ce système d'antennes à 4 accès a été fabriqué sur un substrat FR4. Les courbes des paramètres S mesurés indiquant le coefficient de réflexion ainsi que les coefficients de transmissions sont présentés sur la Figure II.34.



Figure II. 34 : Paramètres S correspondant au prototype de gauche

La structure couvre bien la bande désirée de 700 à 900 MHz à -6 dB avec un bon niveau d'isolation pour l'accès 1 par rapport aux accès 3 et 4. Le paramètre  $S_{21}$ , qui est autour de -10 dB en mesure alors que celui simulé est de -8 dB est également meilleur.

Nous avons également un bon accord avec les courbes trouvées en simulation (Figure 32 (a)).

## 4.5 Vérification des performances en diversité du système monobande

Nous avons évalué les performances en diversité de ce système. Nous allons ci-après présenter les paramètres concernés, paramètres simulés sur l'outil CST.

#### 4.5.1 Enveloppe de corrélation

Elle doit être comprise entre 0 (cas idéal) et 0,5 pour que nous puissions obtenir une bonne diversité (Paragraphe 5.3.3.3 du chapitre I).

Dans le cas de la courbe présentée ci-dessous, l'enveloppe est calculée à partir des paramètres S en considérant un environnement multi trajets uniforme :



Figure II. 35 : Enveloppe de corrélation simulée à partir des paramètres S, pour l'accès 1 par rapport aux trois autres accès 2-3-4 successivement

La Figure II.35 indique que le niveau obtenu d'ECC est non seulement toujours inférieur à 0,5, mais qu'il est aussi très faible et ne dépasse pas 0,05 au pire des cas dans la bande 700-900 MHz. Ceci est un résultat qui est très satisfaisant et qui montre que les signaux sont bien décorrélés.

#### 4.5.2 Gain de diversité

Le gain de diversité est le paramètre qui montre si une amélioration du rapport signal sur bruit (SNR) des signaux combinés par rapport au signal sur bruit reçu sur une antenne seule est obtenue ou pas dans un système MIMO comme expliqué dans le chapitre précédent.



Figure II. 36 : Gain de diversité simulé à partir des paramètres S pour l'accès 1 par rapport aux ports 2-3-4

Comme le gain en diversité dépend en grande partie de l'enveloppe de corrélation, nous remarquons bien dans la Figure II.36 que le gain est aux alentours de 10 dB et qu'il est au maximum de sa valeur exactement aux points où l'ECC est la meilleure donc là où elle est la plus faible dans la bande de 700 à 900 MHz.

## Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit le cahier des charges antennaire initial et nous avons pour cela présenté un état de l'art et montré plusieurs structures antennaires déjà proposées en théorie, avec différentes techniques de découplage.

Nous avons ensuite commencé à étudier un premier système de référence à 4 accès, mono-bande dans un premier temps, en nous concentrant uniquement sur la bande basse de 700 à 900 MHz. Nous avons essayé aussi différentes tentatives pour améliorer son isolation en utilisant les techniques présentées dans l'état de l'art.

Le cahier des charges a ensuite été modifié. Pour y répondre nous avons introduit une découpe au niveau de l'axe central de la structure, ce qui nous a conduit à avoir une structure divisée en deux pour satisfaire son placement sur le boitier de la smart cell. Nous nous sommes servis de cette découpe et des fentes également pour améliorer l'isolation du système.

Cependant, cette solution de découplage a dû être abandonnée puisqu'une antenne contenant des fentes n'est pas adaptée à une intégration sur des systèmes métalliques. C'est pour cela que nous allons présenter une autre méthode de découplage plus innovante dans le chapitre IV.

Nous avons vérifié les résultats des différents paramètres en simulation, et nous avons aussi réalisé le système et mesuré différents paramètres tels que les paramètres S.

Nous avons arrêté là l'étude concernant ce système mono-bande pour passer à la suite du travail demandé en cherchant maintenant à couvrir deux autres bandes supérieures pour avoir un système tribande tout en faisant attention à ce que ce système soit bien performant dans son environnement complet. C'est cela que nous allons présenter dans le chapitre ci-après.

## Références

- [1] X. Zhao et J. Choi, « Multiband MIMO antenna for 4G mobile terminal », in *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2013 Asia-Pacific,* 2013, p. 49–51.
- [2] P. Ciais, « Antennes multistandards pour communications mobiles », PhD Thesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2004.
- [3] T. Faradi, A. Diallo, P. Le Thuc, P. Daragon, et R. Staraj, « Méthde de conception à base d'éléments parasites d'antennes multi-bandes efficaces », in 9th National Microwaves Days (JNM 2015), Bordeaux, France, 2015.
- [4] M. A. Jensen et J. W. Wallace, « A review of antennas and propagation for MIMO wireless communications », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, nº 11, p. 2810–2824, 2004.
- [5] P. Alinikula, « Multiradio Yields Challenges for Mobile Phones », *Microwave Journal*, vol. 48, n° 07, juill. 2005.
- [6] B. M. Green et M. A. Jensen, « Diversity performance of dual-antenna handsets near operator tissue », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, nº 7, p. 1017–1024, 2000.
- [7] S. Chih-Ming et W. Kin-Lu, « Isolation between internal UMTS and WLAN antennas for a dual mode wireless device », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, nº 10, 2006.
- [8] J. Avendal, Z. Ying, et B. K. Lau, « Multiband Diversity Antenna Performance Study for Mobile Phones », 2007, p. 193-196.
- [9] V. Plicanic, B. K. Lau, et Z. Ying, « Performance of a Multiband Diversity Antenna with Hand Effects », 2008, p. 534-537.
- [10]Zhan Li et Y. Rahmat-Samii, « Optimization of PIFA-IFA combination in handset antenna designs », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, nº 5, p. 1770-1778, mai 2005.
- [11]J. Thaysen et K. B. Jakobsen, « Mutual coupling between identical planar inverted-F antennas », *AEU International Journal of Electronics and Communications*, vol. 61, nº 8, p. 540-545, sept. 2007.
- [12]B. Lindmark et L. Garcia-Garcia, « Compact antenna array for MIMO applications at 1800 and 2450 MHz », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, n° 10, p. 2034-2037, oct. 2006.
- [13]S. C. Ko et R. D. Murch, « Compact integrated diversity antenna for wireless communications », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, nº 6, p. 954–960, 2001.
- [14]C.-Y. Chiu, C.-H. Cheng, R. D. Murch, et C. R. Rowell, « Reduction of Mutual Coupling Between Closely-Packed Antenna Elements », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, n° 6, p. 1732-1738, juin 2007.
- [15]Y. Ding, Z. Du, K. Gong, et Z. Feng, « A Novel Dual-Band Printed Diversity Antenna for Mobile Terminals », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, nº 7, p. 2088-2096, juill. 2007.
- [16] Y. Ding, Z. Du, K. Gong, et Z. Feng, « A Four-Element Antenna System for Mobile Phones », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, p. 655-658, 2007.
- [17]Y.-S. Shin et S.-O. Park, « Spatial diversity antenna for WLAN application », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, nº 6, p. 1290-1294, juin 2007.
- [18]K.-J. Kim et K.-H. Ahn, « The high isolation dual-band inverted F antenna diversity system with the small N-section resonators on the ground plane », *Microwave and optical technology letters*, vol. 49, n° 3, p. 731–734, 2007.
- [19] A. Diallo, « Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO », PhD Thesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2007.
- [20]M. A. Jensen et J. W. Wallace, « A Review of Antennas and Propagation for MIMO Wireless Communications », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, nº 11, p. 2810-2824, nov. 2004.

- [21]P. Panaia et al., « MEMS-based reconfigurable antennas », in *Industrial Electronics*, 2004 IEEE International Symposium on, 2004, vol. 1, p. 175–179.
- [22] F. Ferrero, C. Luxey, G. Jacquemod, R. Staraj, et V. Fusco, « A reconfigurable hybrid coupler circuit for agile polarisation antenna », in *Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006. First European Conference on*, 2006, p. 1–5.
- [23]C.-Y. Lui, Y.-S. Wang, et S.-J. Chung, « Two nearby dual-band antennas with high port isolation », in Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE, 2008, p. 1–4.
- [24]L. K. Yeung et Y. E. Wang, « An electronically scanning array with closely-spaced antenna elements », in Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE, 2008, p. 1–4.
- [25]G. Shaker, G. Rafi, S. Safavi-Naeini, et N. Sangary, « A synthesis technique for reducing mutual coupling between closely separated patch antennas », in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE*, 2008, p. 1–4.
- [26]J.-F. Li, Q.-X. Chu, Z.-H. Li, et X.-X. Xia, « Compact dual band-notched UWB MIMO antenna with high isolation », *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 61, n° 9, p. 4759–4766, 2013.
- [27]S. Wang et H. Arai, « Characteristic modes analysis on neutralizing effect of shorted line for two adjacent PIFA elements », in *Antenna Technology:* " *Small Antennas, Novel EM Structures and Materials, and Applications*" (*iWAT*), 2014 International Workshop on, 2014, p. 84–85.
- [28]Shang Wang et Zhengwei Du, « Decoupled Dual-Antenna System Using Crossed Neutralization Lines for LTE/WWAN Smartphone Applications », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, p. 523-526, 2015.
- [29]J. Rahola et J. Ollikainen, « Analysis of isolation of two-port antenna systems using simultaneous matching », 2007.
- [30]J. Byun, J.-H. Jo, et B. Lee, « Compact dual-band diversity antenna for mobile handset applications », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, nº 10, p. 2600-2604, oct. 2008.
- [31]K. Chung et J. H. Yoon, « Integrated MIMO antenna with high isolation characteristic », *Electronics letters*, vol. 43, nº 4, p. 199–201, 2007.
- [32] Y. Kim, J. Ito, et H. Morishita, « Study on the reduction of the mutual coupling between two L-shaped folded monopole antennas for handset », in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE*, 2008, p. 1–4.
- [33]R. Addaci, « Conception d'éléments rayonnants pour systèmes d'interrogation multi-antennaires en environnements de propagation difficiles et fortement bruités », PhD Thesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2011.
- [34] R. Addaci, A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, et R. Staraj, « Dual-Band WLAN Diversity Antenna System With High Port-to-Port Isolation », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, p. 244-247, 2012.
- [35]R. Addaci, A. Diallo, P. Le Thuc, R. Staraj, H. Katsuyuki, et P. Vainikainen, « Evaluation of diversity and MIMO performance of a new high port to port isolation dual-band system », in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2012 IEEE*, 2012, p. 1–2.
- [36]R. Addaci *et al.*, « Dual-Band WLAN Multiantenna System and Diversity/MIMO Performance Evaluation », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, nº 3, p. 1409-1415, mars 2014.
- [37]T. Kokkinos, E. Liakou, et A. P. Feresidis, « Decoupling antenna elements of PIFA arrays on handheld devices », *Electronics Letters*, vol. 44, nº 25, p. 1442–1444, 2008.
- [38]L.-H. Trinh, « Reconfigurable antennas for mobile phone and WSN applications », PhD Thesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2015.

## Chapitre III : Système MIMO à 4 antennes bi-bandes et tri-bandes

## Sommaire

Int	ro	ducti	on		. 74
1.		Ante	nnes	à éléments parasites	. 74
2.		Systè	ème	MIMO à 4 antennes bi-bandes à deux éléments rayonnants	. 77
	2.1	l	Géo	métrie de la strucutre	. 77
,	2.2	2	Rési	ıltats finaux	. 78
		2.2.1		Paramètres S	. 78
		2.2.2		Efficacité totale	. 79
		2.2.3		Gain et rayonnement du système	. 79
,	2.3	3	Rési	ıltats en diversité	. 80
		2.3.1		Enveloppe de corrélation	. 80
		2.3.2		Gain de diversité	. 80
3.		Nouv	veau	cahier des charges	. 81
4.		Systè	ème	tri-bande à trois éléments rayonnants en espace libre	. 82
4	4.1	l	Géo	métrie de la nouvelle structure	. 82
4	4.2	2	Rési	ultats de simulation	. 82
		4.2.1		Paramètres S	. 82
		4.2.2		Efficacité totale	. 83
5.		Systè	ème	tri-bande dans son environnement réel métallique	. 84
	5.1	l	Intro	oduction d'un radiateur	. 84
	5.2	2	Etuc	le du système MIMO dans son environnement complet	. 84
	5.3	3	Rési	altats après l'introduction du radiateur métallique	. 85
6.		Rech	erch	e de solutions d'adaptation	. 86
(	6.1	l	Prop	position 1	. 86
(	6.2	2	Prop	position 2	. 86
(	6.3	3	Prop	position 3	. 88
(	6.4	1	Solu	tion retenue	. 89
	1	6.4.1		Etape 1 : antenne mono-bande	. 89
		6.4.2		Etape2 : antenne bi-bande	. 89
		6.4.3		Etape 3 : antenne tri-bande	. 91
(	6.5	5	Opti	misation de l'adaptation de la bande à 1700-1900 MHz	. 92
(	6.6	5	Diag	grammes de rayonnement en gain réalisé	. 93
7. tri-	·ba	Etuc inde	le pl à 4 a	us approfondie sur l'influence du radiateur métallique sur le fonctionnement du systèn ntennes	ne . 94
,	7.1		Influ	uence de la distance entre le radiateur et le système MIMO optimisé	. 94

	7.2	Influence de la forme du radiateur sur le système MIMO	
8.	Indu	strialisation du produit final	
]	ntégra	ation du système dans son environnement avec le radiateur final	
8	3.1	Résultats de simulation	100
	8.1.1	1 Paramètres S et efficacité	100
	8.1.2	2 Diagrammes de rayonnement en gain réalisé	101
	8.1.3	3 Rayonnement en 3D	101
9.	Valio	idation expérimentale en espace libre	102
10.	Véri	ification des résultats en diversité	104
Co	nclusic	on	106
Ré	férence	es	107

### Introduction

Après avoir étudié une structure mono-bande 700-900 MHz dans le chapitre précédent, nous allons maintenant nous intéresser à la modifier afin de couvrir la deuxième bande de fréquence 1710-1880 MHz et ensuite la troisième 2500-2690 MHz. Pour cela nous allons détailler étape par étape les études effectuées pour la couverture de ces deux bandes supérieures que nous venons de citer.

Pour pouvoir le faire nous avons introduit des éléments parasites qui servent à couvrir de nouvelles bandes de fréquence. Nous allons commencer ce chapitre par décrire la méthode utilisée et faire un état de l'art pour donner des exemples des études déjà faites et réalisées qui utilisent des éléments parasites pour couvrir plusieurs bandes de fréquences comme celles visées dans notre application.

Nous rappelons que la conception de l'antenne tient en compte la couverture des trois bandes de fréquence distinctes de fonctionnement de la 4G. La bande de fréquences (700-900 MHz) est utilisée pour les bandes LTE 700 et LTE 800, (1710-1880 MHz) pour les bandes GSM 1800/LTE 1800 et la dernière (2500-2690 MHz) pour LTE 2600 [1].

### 1. Antennes à éléments parasites

Pour rendre un type d'antenne comme le nôtre, large bande ou multi-bandes et ainsi répondre aux nouvelles exigences de l'application qui lui est destinée, la technique d'insertion d'éléments parasites est très intéressante. Cette technique nous permet d'obtenir un fonctionnement multi-bande en réalisant une antenne constituée de plusieurs résonateurs. Un seul des résonateurs sera alimenté et les autres qui sont considérés comme des éléments parasites excités par couplage électromagnétique [2].

En fait, tous ces résonateurs donc éléments rayonnants principal et parasites créent leurs propres fréquences de résonance fondamentale et supérieures.

Si l'on désire obtenir une large bande passante, il faut choisir les longueurs résonnantes de chaque élément du même ordre de grandeur afin que les fréquences de résonance soient proches de celle du résonateur principal et que cela augmente la bande passante par couplage.

Si l'on souhaite plutôt travailler sur plusieurs bandes de fréquences distinctes, il faut alors dimensionner différemment chaque résonateur.

En cumulant les deux principes précédents, il est ainsi possible de réaliser des antennes à la fois larges bandes et multi-bandes.

On peut coupler le résonateur principal et les résonateurs parasites de deux manières différentes : par juxtaposition, ou par superposition (empilés les uns sur les autres). Il existe aussi le cas où les deux méthodes sont combinées mais là l'inconvénient est une augmentation importante du volume global de l'antenne [3].

✤ La technique qui nous intéresse le plus est celle de juxtaposition, qui consiste à ajouter plusieurs résonateurs à proximité de l'antenne principale qui est la seule à être alimentée. Les principaux avantages de cette technique sont une bonne efficacité totale de l'antenne ainsi qu'un rayonnement relativement identique sur toute la large bande couverte. Cependant, l'inconvénient majeur est une augmentation de la taille globale de l'antenne. L'intégration de ces différents éléments parasites permet finalement l'obtention d'une antenne couvrant de multiples standards.

✤ La technique de superposition permet d'obtenir une antenne moins volumineuse en empilant les résonateurs parasites sans que la hauteur de l'antenne ne soit trop conséquente. Parmi les premiers travaux réalisés dans ce contexte, on trouve tout d'abord des éléments rayonnants superposés de type demi-onde qui ont permis d'obtenir une large bande passante comme dans la référence [4]. L'ajout de courts circuits plans à la fois entre l'élément rayonnant inférieur et le plan de masse et entre les éléments rayonnants superposés a permis une réduction des dimensions ; des antennes larges bandes [5] et multibandes ont ainsi été réalisées [6]. Afin d'allonger les longueurs électriques des éléments, des courtscircuits de type filaires ont aussi été utilisés [7]. Cette technique permet un plus faible encombrement horizontal que la technique par juxtaposition au prix d'un plus fort encombrement vertical tout en fournissant les mêmes avantages.

Un bon exemple est étudié dans [8]-[9], pour le cas d'une antenne PIFA multi-éléments, réalisée sans substrat qui couvre plusieurs standards dans la mesure où l'élargissement de la bande passante est, rendu possible par couplage électromagnétique entre les différents éléments. Cette antenne se compose de trois éléments parasites en périphérie d'un résonateur alimenté (en rouge) (Figure III.1).



Figure III. 1 : Antenne à trois éléments parasites de P. Ciais et son paramètre S<sub>11</sub>

L'auteur de [10], a réalisé une antenne à la fois large bande et multi-bande, en utilisant un élément alimenté pour la couverture des hautes fréquences et un élément parasite destiné à couvrir les basses fréquences (Figure III.2). Dans cette configuration, l'élément alimenté est imprimé sur une couche de substrat de type FR-4.



Figure III. 2 : Antenne à deux éléments multi-standards [10]

Dans les travaux de [11], les auteurs présentent une antenne multi-bande compacte composée d'un élément en forme de T couplée à une structure rayonnante ayant une petite taille de 50x15 mm<sup>2</sup>. Cette antenne (Figure III.3) peut fournir deux largeurs de bande de fonctionnement couvrant 697-1012 MHz et 1598-2795 MHz pour les systèmes de communications LTE / WWAN.



Figure III. 3 : Antenne proposée dans l'article [11]

Dans l'exemple [12] (Figure III.4), une antenne qui n'est pas un système MIMO mais qui est multibande pour application de téléphonie mobile a été conçue. Ceci, grâce à l'utilisation d'un élément principal replié en L, dédié aux fréquences basses de la norme LTE de 700 à 960 MHz et à la bande moyenne de 1570 à 1730 MHz, couplé à un autre élément parasite court-circuité qui contribue aux fréquences hautes de 1900 à 2700 MHz. Les dimensions ont été optimisées à 68x130x10 mm<sup>3</sup> pour intégrer facilement cette antenne dans les appareils mobiles. De plus, l'efficacité de rayonnement supérieure à 55% assure un fonctionnement avec de bonnes performances.



Figure III. 4 : (a) Géométrie de l'antenne (b) Prototype réalisé sur FR-4 (b) Résultats de simulation et de mesure du coefficient de réflexion

Avec ces quelques exemples, nous avons une idée de comment les auteurs utilisent les éléments parasites pour couvrir de telles bandes de fréquences, que ce soit pour des systèmes à un seul accès ou des systèmes MIMO à plusieurs accès.

## 2. Système MIMO à 4 antennes bi-bandes à deux éléments rayonnants

Une fois le système conçu pour la bande basse de 700 à 900 MHz, travail effectué dans le chapitre précèdent, nous allons continuer sa conception pour la bande de fréquence moyenne de 1710 à 1880 MHz.

## 2.1 Géométrie de la strucutre

Pour couvrir cette deuxième bande, nous avons rajouté un deuxième élément rayonnant qui est un élément parasite. Deux éléments composent alors chaque accès de la structure proposée. Le premier élément vu précédemment, replié en forme de U inversé est dédié à la bande de basse fréquence de 700 à 900 MHz, et le nouvel élément parasite pour la bande de fréquence moyenne de 1700 à 1900 MHz. A cette fréquence, la longueur d'onde est plus petite, et la taille de l'élément rayonnant sera considérablement réduite, comme le montre la figure suivante :



Figure III. 5 : (a) Prototype initial du chapitre précédent (b) Géométrie du système antennaire bi-bande proposé



Figure III. 6 : Zoom sur les deux éléments rayonnants constituants un des accès

D'après la Figure III.5 et la Figure III.6, la structure antennaire totale se compose de 4 éléments rayonnants principaux repliés en U de longueur 104 mm pour couvrir la bande basse, et de 4 éléments parasites de longueur 28,8 mm pour la bande 1710-1880 MHz. Nous rappelons aussi que la structure antennaire proposée est réalisée sur du substrat FR-4 Lossy de permittivité 4,3 et de 1,6 mm d'épaisseur.

La longueur du petit élément parasite (41,66 mm) a été calculée par rapport à la fréquence centrale de la bande donc à 1800 MHz. Après optimisation, cette longueur a été ramenée à 28,8 mm (Figure III.7) ce qui nous permet de couvrir une plus large bande qui s'étend de 1560 à 2300 MHz au lieu de 1710 à 1880 MHz.

Nous avons étudié également l'influence de la distance « D » séparant les deux éléments principal et parasite sur les performances de la structure :



Figure III. 7 : (a) Distance D (b) Influence de la variation de D sur l'adaptation

La distance « D » influence significativement la résonnance de la deuxième bande. Le fait de rapprocher (trop) l'élément parasite du principal à 3,7 mm conduit à perdre la résonnance de la deuxième bande, mais le fait de le maintenir à une distance convenable de 9,7 mm permet de bien couvrir la bande désirée. Par conséquent le cas retenu est le cas rouge puisque nous obtenons une bonne couverture de la bande qui dépasse même ce qu'il nous faut 1560 à 2300 MHz. L'élément parasite pourra donc remplir son rôle et résonner à condition de le placer au bon endroit où il est bien excité par couplage électromagnétique.

## 2.2 Résultats finaux

Après avoir fixé les bonnes dimensions des longueurs des éléments ainsi la distance les séparant nous montrons les résultats finaux obtenus :



2.2.1 Paramètres S

Figure III. 8 : Paramètres S simulés

Les courbes de paramètres S montrent une bonne couverture des deux bandes avec un bon niveau d'adaptation surtout pour la deuxième bande. Le pire couplage est de -8 dB dans la bande basse à 800 MHz, sinon sa valeur est bonne pour toutes les autres fréquences sur les deux bandes de fonctionnement.

## 0,6 0,6 0,6 0,2 0,2 0,2 0,5 1 1,5 2,5 3 Fréquence (GHz)

#### 2.2.2 Efficacité totale

Figure III. 9 : Efficacité totale simulée

Nous avons tenu à vérifier dans tous les cas d'antennes montrées dans ce manuscrit l'efficacité totale car elle prend en compte non seulement l'efficacité rayonnée mais aussi les pertes de désadaptation au niveau du port d'alimentation et est de ce fait très importante (paragraphe 2.9 du Chapitre I). Sa formule est rappelée ci-dessous, sachant que i représente l'antenne n°i.

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

D'après le résultat de la Figure III.9, l'efficacité totale simulée en bande basse présente un bon niveau entre 50% et 67% avec un maximum de 72%. Un meilleur niveau sur la bande haute qui dépasse les 80% partout et atteint un maximum de 94% est également obtenu.

#### 2.2.3 Gain et rayonnement du système

Les figures suivantes montrent le rayonnement du système bi-bande aux fréquences 0,82 GHz et 1,7 GHz, les fréquences ou nous avons remarqué le minimum du niveau de  $S_{11}$ .



Figure III. 10 : Diagrammes de rayonnements en gain réalisé à 0,82 GHz



Figure III. 11 : Diagrammes de rayonnements en gain réalisé à 1,7 GHz

Les éléments rayonnants 1-2-3-4 ne pointent pas dans la même direction. Ceci est intéréssant pour la diversité et nous pouvons estimer obtenir également de bons résultats en diversité. Les résultats de simulation montrent que le système antennaire a un bon gain 1,53 dB dans la bande inférieure et 5 dB dans la bande supérieure.

#### 2.3 Résultats en diversité

Nous avons évalué ici encore pour ce système bi-bande les performances en diversité et pour cela nous allons montrer les paramètres concernés.

#### 2.3.1 Enveloppe de corrélation

La courbe d'enveloppe de corrélation présentée ci-dessous, est calculée à partir des paramètres S. Elle indique que le niveau obtenu de l'enveloppe de corrélation ECC non seulement reste toujours inférieur à 0,5, mais est aussi très faible et ne dépasse pas 0,02 au pire des cas dans la bande 700-900 MHz et 0,004 dans la bande supérieure de 1700-1900 MHz. Ce résultat qui est satisfaisant, montre que les signaux sont bien décorrélés.



Figure III. 12 : Enveloppe de corrélation simulée (port 1 par rapport aux 3 autres)

#### 2.3.2 Gain de diversité

Comme le gain en diversité dépend en grande partie de l'enveloppe de corrélation, alors ici encore nous remarquons bien dans la Figure III.13 que le gain est au maximum de sa valeur (aux alentours de 10 dB) exactement aux points où l'ECC est meilleure donc là où elle est la plus faible possible tout au long des deux bandes visées.



Figure III. 13 : Gain en diversité (port 1 par rapport aux 3 autres)

Sur les deux bandes de fonctionnement les valeurs obtenues pour l'enveloppe de corrélation (ECC) mais aussi pour le gain de diversité sont bonnes. L'ECC est toujours inférieure à 0,5 et le gain de diversité est aux alentours de 10 dB.

Bande de Fréquence (MHz)	Couplage (dB)	Efficacité totale max (%)	Gain réalisé (dB)	Pire ECC	Gain en diversité
700-900	-8,77	72%	1,53	0,02	10
1700-1900	-15	94%	5	0,004	9,8

Tableau III. 1 : Performances de la structure

Un système antennaire bi-bande pour application de communication mobile a été conçu. Avec ce concept, le système proposé peut fonctionner sur les bandes n°20-28 et n°3 de la LTE pour les communications mobiles et plus précisément pour les stations de bases avec une efficacité de rayonnement supérieure à 70% ou à 90 %.

## 3. Nouveau cahier des charges

Durant le projet, beaucoup de changements dans le cahier des charges ont été sollicités afin de s'adapter aux besoins du marché.

Ces modifications ont touché même les dimensions de la structure antennaire ce qui veut dire qu'une modification des performances est logiquement attendue.

Les critères touchés par ces modifications sont :

- Le système antennaire ne doit plus être posée sur la partie supérieure mais sur la face avant du boitier.
- Le boitier a été changé et l'idée qu'il s'ouvre en deux au milieu, abandonnée. La structure antennaire ne doit donc plus être coupée en deux
- La surface pouvant accepter les antennes est désormais d'environ 250x300 mm<sup>2</sup>
- Un radiateur en Aluminium doit être placé juste derrière la structure antennaire
- Les 3 bandes de fréquences à couvrir doivent être maintenues :
  - ➢ Bande 20 (791-862) MHz
  - ➢ Bande 3 (1710-1880) MHz
  - ➢ Bande 7 (2500-2690) MHz

## 4. Système tri-bande à trois éléments rayonnants en espace libre

Compte tenu du dernier changement exigé par le nouveau cahier des charges, une nouvelle structure a donc été envisagée, que nous allons présenter ci-après.

## 4.1 Géométrie de la nouvelle structure

Comme les dimensions dont nous disposons sont maintenant plus grandes, nous avons effectué des changements sur le positionnement des quatre éléments et leurs orientations. Au lieu d'un espace de 220x150 mm<sup>2</sup> nous pouvons maintenant répartir nos éléments sur un plus grand espace de 250x300 mm<sup>2</sup>. Le comportement tri-bande pourra être obtenu en rajoutant un deuxième élément parasite. Ce troisième élément rayonnant permettra la couverture de la troisième bande de fréquence 2500 à 2700 MHz.

Des dimensions de 250x300 mm<sup>2</sup> signifient en termes de longueur d'onde, une taille par rapport à 800 MHz de 0,66 $\lambda$ x0,8 $\lambda$ . Nous disposons donc désormais de plus de distance pour limiter un problème de couplage entre éléments comme le montre la Figure III.14 suivante.



Figure III. 14 : (a) Structure antennaire tri-bande avec trois éléments rayonnants dans chaque accès (b) Zoom sur l'antenne au niveau de l'accès n°1

## 4.2 Résultats de simulation 4.2.1 Paramètres S

Les trois éléments rayonnants que nous pouvons trouver dans chacun des quatre accès de la structure couvrent bien les trois bandes de fonctionnement (Figure III. 15) avec un critère d'adaptation de -6 dB.

Les isolations entre les différents accès (courbes  $S_{21}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{41}$ ) sont toutes assez suffisantes et respectent le critère de -10 dB. Le pire cas est de  $S_{21}$ = -13 dB.



Figure III. 15 : Paramètres S simulés du port 1 (identiques aux trois autres ports)

#### 4.2.2 Efficacité totale

L'efficacité totale simulée pour les trois bandes (Figure III. 16) est satisfaisante. Elle dépasse les 80% pour les deux premières (83% entre 700-900 MHz) et 87% pour 1700-1900 MHz. Cependant elle est un peu plus basse au niveau de la troisième bande à cause de la moins bonne adaptation mais elle reste acceptable autour de 75%.



Figure III. 16 : Efficacité totale simulée de chaque accès (ici n'est montré que le port 1)

Pour valider le fonctionnement du système, nous avons ensuite étudié l'influence de son environnement. En tant que concepteurs d'antennes, nous devons satisfaire les critères requis pour l'application souhaitée et les performances exigées tout en tenant compte si possible dès le début de la conception de l'environnement proche des antennes. Par conséquent nous allons présenter dans la partie suivante, les changements effectués sur la structure ainsi que les études qui ont suivi pour trouver la bonne géométrie de l'antenne permettant son adaptation et intégration à son environnement, fortement métallique.

Comme notre système est destiné à être placé dans une smart cell alors il sera dans un environnement métallique et la proximité d'un plan métallique généralement vient fortement perturber son adaptation et son rayonnement. Il s'agit donc de trouver de solutions pour pallier les éventuelles modifications des caractéristiques du système pouvant survenir dans ces environnements.

## 5. Système tri-bande dans son environnement réel métallique

La conception d'antennes pour toute application a pour but final leur intégration dans un environnement plus ou moins complexe mais rarement pour fonctionner en espace libre. Par conséquent dans cette partie nous allons détailler l'environnement de notre système antennaire que nous devons prendre en considération afin de garantir un bon fonctionnement.

## 5.1 Introduction d'un radiateur

Dans notre cas, un grand radiateur en aluminium est utilisé comme dissipateur thermique pour refroidir la partie électronique de la smart cell (la carte mère, les composants RF, ...). Il est constitué d'un bloc métallique en aluminium avec des ailettes de ventilation permettant de conduire et de dissiper la température comme l'indique la Figure III.17 ci-dessous :



Figure III. 17 : Radiateur utilisé (a) Vue de face (b) Vue de dessus

Dans un premier temps, ce radiateur a les mêmes dimensions que la structure antennaire donc 250x300 mm<sup>2</sup> et doit être placé entre l'antenne et la partie électronique. Il est constitué de plusieurs lamelles verticales espacées-de 10 mm. Le système antennaire doit être protégé par un radôme en plastique.

Le choix de placer le système MIMO devant les ailettes a pour but de forcer encore plus la convection et donc améliorer l'efficacité du radiateur. De plus, ce sens permet de protéger l'électronique qui sera à l'arrière d'une augmentation de température due au rayonnement solaire.

## 5.2 Etude du système MIMO dans son environnement complet

De nombreuses études ont été effectuées pour la prise en compte de cet environnement mécanique complexe. Nous savons que la présence d'un radiateur à proximité d'une antenne peut changer ses performances, ce qui nuirait au fonctionnement du système. La Figure III.18 suivante montre la nouvelle structure associant cette fois antenne et radiateur :



Figure III. 18 : Structure antennaire placée dans le radôme (vert) et positionnée devant le radiateur (jaune)

Dans un premier temps, nous avons maintenu une distance de 6 mm entre le radiateur et l'antenne. Le boitier plastique en vert qui protège l'antenne est en Plexiglass.

## 5.3 Résultats après l'introduction du radiateur métallique

La Figure III.19 montre le résultat du paramètre  $S_{11}$  après avoir placé le système dans son environnement.



Figure III. 19 : Structure et adaptation de l'antenne (accès 1 identique aux 3 autres)

Nous déduisons d'après cette figure que l'introduction du radiateur derrière l'antenne influence négativement l'adaptation. Dans la première bande de fonctionnement l'antenne est complètement désadaptée et la troisième bande est complétement décalée vers les hautes fréquences (3000-3600 MHz au lieu de 2500-2700 MHz).

Nous avons alors cherché à expliquer la perte de la première bande. Les deux autres étant décalées mais toujours présentes, nécessiteront juste un réajustement.

L'explication avancée est que l'élément sensé couvrir la première bande, contrairement aux deux autres, est perpendiculaire aux lamelles du radiateur.

Nous avons par conséquent pensé inverser soit le sens des lamelles soit l'élément lui-même et voir son influence sur les résultats.

#### 6. Recherche de solutions d'adaptation

#### 6.1 Proposition 1

Dans un premier temps nous avons changé le sens des lamelles en les plaçant horizontalement et donc parallèles à la partie de l'élément principal la plus longue (donc ici celle qui est horizontale).



Figure III. 20 : Inversion du sens des lamelles (sens horizontal au lieu du sens initial vertical)



**Figure III. 21 :** (a) Paramètres S d'un seul port et récupération de la bande basse (b) Paramètres S<sub>ii</sub> (identiques pour les quatre accès)

Les résultats obtenus nous confirment que le fait que lorsque le sens des lamelles et de l'élément rayonnant sont perpendiculaires, nous perdons la bande basse. Le fait qu'ils soient dans le même sens nous permet donc de récupérer cette bande basse comme nous l'indique la Figure III.21 tout en conservant les deuxième et troisième bandes même si cette dernière est toujours décalée vers de plus hautes fréquences.

Une optimisation de la taille des éléments devrait certainement permettre de recaler ces bandes.

Cependant cette solution d'inversion de lamelles ne peut pas être retenue parce que le sens vertical des lamelles est beaucoup plus efficace à une convection naturelle et donc à la dissipation de la chaleur pour refroidir la partie électronique. Pour cela nous allons passer à une deuxième proposition.

#### 6.2 **Proposition 2**

Nous avons pensé cette fois ci à garder le sens vertical des lamelles mais supprimer la partie du radiateur qui est juste derrière les éléments rayonnants et cela pour éviter d'avoir les lamelles en dessous des éléments dans les quatre coins comme l'indique la Figure III.22 :



(a)



Figure III. 22 : (a) Suppression des lamelles au-dessous des 4 accès (b) Etude de la variation de la longueur de la suppression de 20 mm à 50 mm



**Figure III. 23** : (a) Résultat d'adaptation après suppression des lamelles derrière les éléments rayonnants (S<sub>ii</sub> des quatre ports) (b) Influence de la longueur de la suppression de 20 mm à 50 mm sur l'adaptation

D'après les figures ci-dessus nous pouvons dire que le fait de supprimer une partie des lamelles métalliques derrière les quatre accès ne résout pas vraiment le problème de désadaptation de la première bande. Mais si nous essayons de supprimer une plus grande partie des lamelles (50 mm au lieu de 20 mm) nous voyons que la bande est un peu plus récupérée Figure III.23. Cependant, cette solution doit être abandonnée pour des raisons pratiques et de coût. Dégager de l'espace au-dessous des éléments rayonnants par la suppression d'une partie métallique signifie un coût plus élevé pour son usinage.

#### 6.3 **Proposition 3**

Nous proposons cette fois d'éloigner le système antennaire du radiateur comme l'indique la Figure III.24 :



Figure III. 24 : Eloignement du système antennaire du radiateur



Figure III. 25 : Influence de la distance entre l'antenne et le radiateur sur les paramètres S

Nous avons effectué une étude paramétrique où nous avons modifié la distance séparant le système antennaire du radiateur de 0 à 40 mm, afin de voir l'effet sur les performances en adaptation. D'après les résultats obtenus, nous pouvons constater que plus nous éloignons le système plus nous avons une petite amélioration de l'adaptation au niveau de la première bande passante (Figure III.25 (a)). Mais malheureusement l'isolation entre accès se dégrade (Figure III.25 (b)).

Normalement, le mieux pour le radiateur serait qu'il soit à l'air libre ou loin d'autres composants pour bien dégager sa chaleur. Cependant nous allons placer le système MIMO en face de lui et à une distance courte. En fait, coller l'antenne au boitier va aider encore plus la convection thermique. De plus, l'avoir devant évitera au soleil de taper directement sur le boitier et ainsi favoriser aussi l'efficacité de dissipation.

#### 6.4 Solution retenue

Dans cette dernière proposition, et au lieu d'inverser les lamelles nous avons inversé le sens de l'élément rayonnant en le plaçant verticalement et donc parallèle aux lamelles.

#### 6.4.1 Etape 1 : antenne mono-bande

Comme le montre la Figure III. 26 ci-dessous dans un premier temps nous avons commencé à travailler sur l'élément principal seul :



Figure III. 26 : Inversion du sens de l'élément principal (a) Sens de l'élément (b) Paramètre S<sub>11</sub> simulé

Le résultat de simulation du  $S_{11}$ , nous donne effectivement une réponse à notre question. Quand l'élément est vertical et donc parallèle au sens des lamelles, nous arrivons à éliminer le problème de désadaptation de la bande basse.

Pour bien centrer la bande aux fréquences désirées nous avons effectué une étude paramétrique sur la longueur de l'élément rayonnant et nous l'avons ajusté pour à la fin garder le cas de 20 mm ce qui correspond à une longueur totale de l'élément de 76 mm. Nous pouvons remarquer aussi sur la figure ci-dessus une largeur de bande en fréquence de presque 440 MHz au lieu de 200 MHz visée.

Une fois que nous avons réglé la première bande nous pouvons passer à la deuxième.

#### 6.4.2 Etape2 : antenne bi-bande

Nous avons introduit dans un second temps l'élément parasite de longueur « Ld » afin de couvrir la bande 1700-1900 MHz. Pour cela nous avons fait varier sa longueur de 15 à 35 mm comme le montre la Figure III. 27 (b) ci-dessous :



Figure III. 27 : (a) Rajout de l'élément parasite pour avoir les deux bandes (b) Paramètre S<sub>11</sub> simulé en modifiant la longueur « Ld »

D'après la courbe précédente, optimiser la longueur « Ld » ne suffit pas pour couvrir correctement la plage de fréquence souhaitée de 1700-1900 MHz. Par conséquent nous avons aussi modifié la distance « dist » précisée sur la Figure III.27 (a) entre les deux éléments et nous avons fait une étude paramétrique de dist= 5 mm jusqu'à dist= 9 mm (Figure III.28 (a)).



Figure III. 28 : (a) Effet de la variation de la distance « dist » entre les deux éléments rayonnants sur l'adaptation (b) Paramètres S du meilleur cas retenu (dist = 7mm)

Cette dernière étude paramétrique nous a permis de définir une distance dist = 7 mm qui correspond à la meilleure couverture de la deuxième bande passante 1700-1900 MHz.

Les paramètres S correspondant au cas optimisé de dist = 7 mm sont représentés sur la Figure III.28 (b) où nous pouvons remarquer que les autres paramètres de couplage respectent le critère de -10 dB au niveau des bandes basse et haute. Le cas dist = 7mm a été fixé pour pouvoir passer à la suite du travail et couvrir la troisième bande de fréquence. Le tableau ci-dessous résume l'effet de chaque valeur de « dist » sur l'adaptation.

Distance « dist » (mm)	5	6	7	9
S11 minimum (dB)	-5	-10	-12	-9,54
Bande couverte	Non	Non	Oui	Non

Tableau III. 2 : Résumé des résultats obtenus selon la distance « dist » séparant l'élément principal et parasite

#### 6.4.3 Etape 3 : antenne tri-bande

Nous avons inséré le troisième élément rayonnant pour couvrir la bande haute 2500-2700 MHz. Cet élément rayonnant est un monopôle de longueur « Le » alimenté par couplage électromagnétique avec l'élément principal. La figure ci-dessous montre la structure.



Figure III. 29 : (a) Structure avec les trois éléments rayonnants dans chacun des quatre accès (b) Variation du paramètre S<sub>11</sub> en fonction de la longueur « Le »

Distance « Le » (mm)	12	13	14	15	16	20
S11 minimum (dB)	-7	-14	-34	-16	-8	-2,2
Bande couverte	Non	Oui	Oui	Oui	Non	Non
Efficacité totale (%)	66	79	82	75	60	-

Tableau III. 3 : Récapitulatif des résultats obtenus selon la distance « Le »

Nous avons fait varier la longueur « Le » du deuxième élément parasite de 12 mm jusqu'à 20 mm comme l'indique la Figure III.29 (b). D'après les résultats, l'introduction de cet élément nous permet de couvrir la bande supérieure souhaitée puisque nous avons une résonnance exactement autour des fréquences recherchées dans notre cas (2500-2700 MH).

Nous pouvons ajuster facilement cette bande par la longueur « Le », sans dégrader les deux premières bandes déjà étudiées dans les paragraphes précédents. Parmi toutes les variations nous avons choisi le cas de Le= 14 mm (courbe en bleu). Dans ce cas nous couvrons largement la troisième bande, tout en obtenant de plus larges bandes pour les deux autres résonances : 690-1200 MHz au lieu de 700-900 MHz pour la première, 1700-2300 MHz au lieu de 1700-1900 MHz pour la deuxième et 2300- 2900 MHz au lieu de 2500-2700 MHz pour la troisième, pour un critère d'adaptation de référence à -6 dB.

Nous avons ensuite tracé les paramètres S de ce cas optimisé pour vérifier le couplage entre les différents accès (Figure III.30 ci- dessous) :



Figure III. 30 : Nouveaux paramètres S du cas optimisé Le=14 mm de la structure finale

Nous voyons aussi que dans ce cas, non seulement les bandes sont largement couvertes (paramètre  $S_{11}$ ), mais aussi qu'un couplage sévère entre accès est évité puisque les paramètres  $S_{21}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{41}$  ne dépassent pas la valeur de -10 dB au niveau de la deuxième bande, et peuvent même chuter à des valeurs très faible comme -23 ou -25 dans les bandes basse et haute.

Les nouveaux paramètres S ont été alors vérifiés et nous pouvons dire qu'en présence du radiateur les résulats changent mais ne se dégradent pas. Bien au contraire, avec l'introduction du bon élement parasite et l'optimisation de sa dimension et de sa position, nous pouvons arriver à avoir des niveaux d'adaptation plus importants surtout pour la première et la troisième bande (ici encore les résultats ne sont montrés que pour un seul port par raison de symétrie).

Le sytème antennaire fonctionne donc malgrè la présence du radiateur métallique après plusieurs études suivies pour son optimisation. Mais il peut encore être amélioré. Pour cela, plusieurs autres études ont été réalisées optimisant les différentes longueur des trois éléments rayonnants, comme la distance entre le système antennaire et le radiateur. Dans la partie suivante, nous allons présenter une étude destinée à améliorer l'adaptation de la deuxième bande 1700-1900 MHz, mais sans pour autant dégrader les deux autres.

#### 6.5 Optimisation de l'adaptation de la bande à 1700-1900 MHz

Dans cette partie, nous déplaçons la résonance de cette bande en modifiant la longueur (L) du premier élément parasite qui la couvre (Figure III.31) à partir de la valeur 23 mm jusqu'à la valeur 29 mm par pas de 2 mm.



Figure III. 31 : Zoom sur la longueur « L » à optimiser



Figure III. 32 : (a) Variation du  $S_{11}$  en fonction de L (b) Variation de l'efficacité en fonction de L

Longueur L (mm)	23	25	27	29
S <sub>11</sub> minimum (dB)	-4	-11,25	-25	-17
Bande couverte	Non	Oui	Oui	Oui
Efficacité (%)	40	62	78	75

Tableau III. 4 : Récapitulatif des performances par rapport à la variation de L

D'après les Figures III.32 (a) et (b) nous pouvons constater que le meilleur cas est L=27 mm (en rouge). C'est également celui présentant la meilleure efficacité entre 1700 et 1900 MHz, qui atteint un bon niveau de 60 % à 75 %. La Figure III.33 détaille les paramètres S de ce cas retenu (27 mm).



Figure III. 33 : Nouveaux paramètres S de la structure avec radiateur

## 6.6 Diagrammes de rayonnement en gain réalisé

Les diagrammes de rayonnement en gain réalisé de la structure complète sont donnés dans les figures ci-après pour trois fréquences : 0,8, 1,8 et 2,6 GHz.



Figure III. 34 : Diagrammes de rayonnement en gain dans le plan  $\varphi$ =90°, (a) 0.8 GHz (b) 1.8 GHz (c) 2.6 GHz.

D'après les Figures III.34 (a), (b) et (c), le radiateur derrière la structure antennaire joue le rôle d'un plan de masse, il reflète le rayonnement arrière et donc ce dernier augmente vers l'avant. Nous pouvons l'observer à 0,8 GHz où il passe de 0,64 dB à 2,33 dB, à 1,8 GHz, où il passe de 2,82 dB à 5,65 dB et à 2,6 GHz pour une variation de 1,34 dB à 5,75 dB.

La présence du radiateur à l'arrière de l'antenne influence donc positivement les performances en adaptation mais aussi en gain (doublées). Cette influence est donc à étudier plus en détail ce que nous allons faire dans les paragraphes suivants.

# 7. Etude plus approfondie sur l'influence du radiateur métallique sur le fonctionnement du système tri-bande à 4 antennes

Nous allons dans cette partie étudier plus en détail l'influence du radiateur métallique dans l'environnement proche de l'antenne MIMO à 4 accès situés sur les quatre coins du plan de masse.

## 7.1 Influence de la distance entre le radiateur et le système MIMO optimisé

Afin d'avoir un meilleur positionnement de l'antenne optimisée dans son environnement, nous avons étudié l'influence de la distance (d) entre celle-ci et le radiateur.

A cet effet, cette distance a été modifiée de quelques millimètres pour respecter la condition du projet qui est de maintenir l'antenne aussi proche que possible du radiateur pour des raisons de fixation et de rigidité de l'ensemble. La Figure III.35 montre cette évolution :





Figure III. 35 : Variation de la distance d (a) Cas initial d=15mm (b) Cas d=25 mm (c) Distance d à modifier

Cette distance (d) a été modifiée de 15 mm à 25 mm. Les résultats obtenus sont donnés dans la Figure III.36. Nous pouvons voir que l'augmentation de cette distance influence positivement l'adaptation d'impédance des trois bandes et notamment les deux premières bandes.



Figure III. 36 : Variation de S<sub>11</sub> en fonction de la variation de la distance « d »

Si nous regardons à 0,8 GHz, la fréquence centrale de la 1ère bande, nous pouvons remarquer que le niveau de la  $S_{11}$  varie de -10 dB (en rouge) à -17,5 dB (en bleu). Également à 1,8 GHz, la fréquence centrale de la deuxième bande, on peut noter que le niveau de  $S_{11}$  varie de -9 dB (en rouge) à -20 dB (en bleu). En ce qui concerne l'efficacité "Figure III.37", elle passe de 70% (en rouge) à 85% (en bleu) dans la première bande et de 67% (en rouge) à 77% (en bleu) dans la deuxième.



Figure III. 37 : Variation de l'efficacité en fonction de la variation de « d »

Ce meilleur cas en bleu est obtenu pour d = 25mm, ce qui correspond au cas où le radiateur est le plus éloigné de l'antenne. Il ne perturbe donc pas son adaptation et améliore le S<sub>11</sub> ce qui a permis d'obtenir les bonnes performances que nous avons vues à 0,8 GHz et à 1,8 GHz. Cependant, dans tous les cas de 15 à 25 mm, nous pouvons voir que le système antennaire peut maintenir un bon fonctionnement : bonne adaptation, efficacité et un gain suffisant.

Longueur d (mm)	15	17	21	25
S11(dB) à 1,8GHz	-10	-11	-15	-20
Efficacité (%)	78	79	82	82

Tableau III. 5 : Récapitulatif des résultats obtenus selon la distance « d »

Nous allons conserver le cas initial de 15 mm car, même si nous sommes un peu moins bien adaptés, mais il répond aux spécifications du projet qui consistent à maintenir l'antenne aussi près que possible du radiateur. Cela va lui permettre d'être bien fixée et de lui éviter qu'elle soit cassée ou endommagée en cas de vent ou autre contrainte mécanique rencontrée. Ce cas initial de 15 mm entre le système antennaire et le radiateur sera donc conservé, et nous montrerons ses résultats en gain au paragraphe suivant.

#### 7.2 Influence de la forme du radiateur sur le système MIMO

Nous pensons que beaucoup d'améliorations peuvent être encore apportées pour atteindre un fonctionnement optimal en étudiant non seulement les variations et modifications de la longueur des éléments rayonnants ainsi que les distances entre l'antenne et les composants qui constituent son environnement mais aussi en étudiant l'effet de la forme du radiateur sur les performances.

Pour cela, nous avons tout d'abord comparé les résultats obtenus avec le radiateur à lamelles avec le cas d'une boite totalement métallique qui aurait eu les dimensions du radiateur et le cas d'un plan de masse situé à une distance de l'antenne identique à la profondeur du radiateur.



Figure III. 38 : Comparaison de différentes formes de radiateur (a) Structure optimale (b) Radiateur ayant du métal partout au lieu des lamelles (c) Radiateur sans lamelles



Figure III. 39 : Paramètres S simulés des trois différents cas (a) (b) et (c) respectivement

Les résultats de la structure (b) montrent que le fait d'avoir du métal partout sur le radiateur au lieu d'avoir des lamelles mène à une différence au niveau des résultats. Certes ça permet d'éviter les oscillations dues aux lamelles comme sur la figure (a) mais malheureusement nous perdons la bande basse telle ainsi que la résonance à 700-900 MHz.

La structure (c) sans lamelles montre bien que l'antenne peut fonctionner et résonner aux fréquences désirées mais avec un décalage au niveau de la bande basse qui nécessitera ainsi une ré-optimisation. Cela provoque aussi une augmentation du couplage dans la bande basse telle que le paramètre  $S_{21}$  s'élève à -8 dB malgré que la surface métallique soit plus loin.

Cela montre alors que la présence des lamelles verticales (structure a) malgré qu'elles soient plus proches sont bénéfiques au bon fonctionnement du système antennaire.

La comparaison des résultats d'efficacité (Figure III.40) de ces trois cas nous montre que le cas (a) présente une meilleure efficacité totale (courbe rouge).



Figure III. 40 : Comparaison de l'efficacité simulée des trois précédents cas

		700-900 MHz	1700-1900 MHz	2500-2700 MHz
Cas a	Couverture	Oui	Oui	Oui
	Pire Couplage (dB)	-10	-8	-25
	Efficacité (%)	80	60-78	82
Cas b	Couverture	Non	Oui	Oui
	Pire Couplage (dB)	-	-12	-15
	Efficacité (%)	-	70	72
Cas c	Couverture	Non	Oui	Oui
	Pire Couplage (dB)	-8	-13	-22
	Efficacité (%)	40-70	70	83

Tableau III. 6 : Récapitulatif des performances obtenues sur les trois bandes pour les différents cas

Dans cette partie, un système d'antenne MIMO composé de trois éléments rayonnants : un monopôle replié principal et deux éléments parasites a été conçu pour être placé dans une smart cell pour couvrir trois bandes LTE : [0,7-0,9], [1,71-1,88] et [2,5-2,69] GHz. Un radiateur en aluminium métallique espacé de 15 mm de cette antenne est positionné derrière celle-ci pour les contraintes de refroidissement des pièces électroniques nécessaires à la smart cell.

Plusieurs études ont été faites pour pouvoir optimiser les performances du système dans son environnement surtout avec le radiateur. Après optimisation, les résultats obtenus montrent que ce radiateur influence positivement le fonctionnement de l'antenne, et permet d'améliorer ses performances. En agissant comme plan de masse, il réfléchit le rayonnement vers l'avant et donc le gain réalisé augmente. De très bons niveaux d'adaptation sont atteints ainsi qu'une efficacité supérieure à 80% pourrait être obtenue sur l'ensemble des trois bandes.

## 8. Industrialisation du produit final

Après le travail effectué jusqu'à maintenant détaillé tout le long des paragraphes précédents, nous avons voulu finaliser le système afin d'arriver à un produit industrialisable et commercialisable. Il nous faut pour cela adapter l'antenne à de nouvelles dimensions du radiateur métallique et du radôme correspondant à des produits du marchés (radiateur, système de fixation ...), même si ces produits doivent être quelque peu retouchés. Des optimisations du système ainsi que du boitier ont été nécessaire pour arriver à tenir les spécifications requises.

## Intégration du système dans son environnement avec le radiateur final

Après les études précédentes et les résultats obtenus, nous avons continué à nous rapprocher encore plus d'un produit commercialisable et donc à utiliser de vrais composants existants dans le commerce que nous pouvons avoir à bas coût. Pour cela nous avons trouvé la structure du radiateur la plus exacte et ensuite nous avons intégré le système MIMO dans son environnement final c-à-d avec les dimensions finales du radiateur à mettre dans la smart cell ainsi que le radôme final avec les bonnes dimensions et le bon matériau (Figure III.41).



Figure III. 41 : Organisation des différents composants de la smart cell

Nous disposons par conséquent maintenant de moins de surface pour le système MIMO. Ses dimensions sont passés de 250-300 mm<sup>2</sup> à 234-274 mm<sup>2</sup> c.-à-d.  $0,55\lambda \times 0,64\lambda$ . L'antenne est imprimée sur du RF-4 d'une permitivitté 4,3, une tangente de pertes de 0,025 et une épaisseur de 1,6 mm.

Le radôme est fait avec du plastique pour la protection de l'antenne (boite en couleur verte). Ses dimensions sont 280-410 mm<sup>2</sup>.

Le radiateur en aluminum de dimension 250x340x40 mm<sup>3</sup>, est toujours constitué de lamelles, mais espacées cette fois de 7,29 mm l'une de l'autre au lieu des 10 mm initiaux. La Figure III.42 montre la structure antennaire intégrée dans son environnement complet final.



Figure III. 42 : (a) Système MIMO final avec de plus petites dimensions (b) Système MIMO intégrée dans son environnement (radome+ radiateur+ antenne) (c) Radiateur métallique

## 8.1 Résultats de simulation

#### 8.1.1 Paramètres S et efficacité

Nos simulations sont réalisées avec le logiciel de simulation électromagnétique 3D CST. Cette structure un peu miniaturisée a été optimisée pour satisfaire les besoins de l'environnement. Les résultats de simulation sur la bande de 0,5-3 GHz sont montrés sur la figure ci-dessous, sachant que seuls les paramètres de l'accès n°1 ( $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{41}$ ) sont mentionnés puisque la structure est symétrique et les résultats des autres accès identiques à l'accès n°1.

L'adaptation de la structure est bonne sur les trois bandes (Figure III.43) avec un niveau d'isolation suffisant entre les différents accès. Un bon niveau d'efficacité est aussi obtenu sur toutes les bandes.



Figure III. 43 : (a) Paramètres S simulés (b) Efficacité totale du système
#### 8.1.2 Diagrammes de rayonnement en gain réalisé

Nous montrons ci-dessous les diagrammes de rayonnement en gain réalisé dans le plan  $\phi = 90^\circ$ , avec la stucture mentionnée ci-dessus (en jaune : le radiateur et en vert : le radôme).



Figure III. 44 : Diagrammes de rayonnement en gain de la structure dans son environnement complet dans le plan  $\boldsymbol{\varphi} = 90^{\circ}$ 

D'après les figures ci-dessus, nous ramarquons que le radiateur joue le rôle d'un plan de masse et reflète le rayonnement arrière vers l'avant, le maximisant alors vers la bonne direction. Nous obtenons un gain réalisé de 3,85 dB à 0,8 GHz et de 7,16 dB à 1,8 GHz et enfin de 4,16 dB à 2,6 GHz sur le plan  $\mathbf{\phi} = 90^{\circ}$ .

#### 8.1.3 Rayonnement en 3D

On trouve ci-dessous les diagrammes en 3D avec représentation de la structure pour la fréquence de 0,8 GHz, en vues avant et arrière (Figure III.45). Ils montrent bien un rayonnement maximum vers l'avant et minimum vers l'arrière.



Figure III. 45: Rayonnement en gain 3D à 0,8 GHz vue de dessus et d'arrière

Ci-dessous le rayonnement 3 D aux deux autres fréquences 1,8 et 2,6 GHz :



**Figure III. 46 :** Rayonnement en gain 3D à 1,8 GHz et à 2,6 GHz

Les figures ci-dessous présentent le rayonnement de la structure excitée accès par accès : 1, puis 2 et ensuite 3 et 4. Elles montrent le dépointage du rayonnement à la première fréquence 0,8 GHz. Le même dépointage est observé aux deux autres fréquences centrales 1,8 et 2,6 GHz :



Figure III. 47 : Dépointage du rayonnement à la première fréquence 0,8 GHz

# 9. Validation expérimentale en espace libre

Pour valider son bon fonctionnement, le système MIMO a été fabriqué et ensuite mesuré en utilisant l'analyseur de réseau ROHDE & SCHWARZ, (Figure III. 48).

Nous mentionnons que dans un premier temps le système MIMO a été mesuré en espace libre sans le radiateur métallique et le boitier plastique car nous ne les possédons pas encore. Pour pouvoir comparer alors les résultats de mesure avec ceux en simulation, le système a été resimulée mais en espace libre.



Figure III. 48 : Prototype fabriqué du système antennaire MIMO

Les Figures III.49 (a) (b) (c) (d), présentent la comparaison entre la simulation et la mesure des paramètres S du prototype développé. Nous remarquons une très bonne concordance entre la simulation et la mesure de l'adaptation (paramètre  $S_{11}$ ), ainsi que de l'isolation entre les différents accès d'après les paramètres  $S_{21}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{41}$  ( $S_{ij}$  <-13 dB au pire des cas). Nous pouvons même noter que les résultats de mesure sont un peu mieux que ceux simulés.

La bonne concordance entre les mesures et la simulation en espace libre, nous rassure sur les résultats de mesure que nous pouvons avoir en intégrant le système antennaire dans son environnement réel final.





Figure III. 49 : Comparaison simulation/ mesure des paramètres S (a)  $S_{11}$ , (b)  $S_{21}$  (c)  $S_{31}$ , (d)  $S_{41}$ 

Dans cette partie, un système MIMO composé de quatre sous-systèmes, chacun composé de trois éléments rayonnants (un élément rayonnant principal, et deux autres parasites), a été conçu pour être placé dans une smart cell pour couvrir les bandes LTE : (700-900 MHz), (1710-1880 MHz) et (2500-2690 MHz). Ce dernier a été intégré et étudié dans son environnement complexe composé de son boitier plastique de protection et aussi son radiateur métallique composé de plusieurs lamelles espacées de 7 mm chacune de l'autre et positionné à une distance de 9 mm par rapport à la structure antennaire. De très bons niveaux d'adaptation et d'isolation sont obtenus en simulation et aussi en mesure sur les trois bandes de fréquences, ainsi qu'un bon niveau d'efficacité totale arrivant à plus que 80%.

## 10. Vérification des résultats en diversité

Ayant déjà remarqué un dépointage du rayonnement dans 4 directions différentes nous avons vérifié les résultats du gain en diversité et de l'enveloppe de corrélation.

Les figures ci-dessous montrent les résultats obtenus en simulation de l'enveloppe de corrélation et du gain de diversité du port n°1 par rapport aux accès 2, 3 et 4. Le système étant symétrique, les résultats montrés ci-dessous du port n°1 sont exactement les mêmes pour les trois autres accès.



Figure III. 50 : Résultats de (a) l'enveloppe de corrélation du port 1 par rapport aux trois autres (b) du gain en diversité du système du port 1 par rapport aux trois autres

Au niveau des trois bandes de fonctionnement (en gris) l'enveloppe de corrélation est très faible et elle est autour de 0,1 au pire des cas et elle ne dépasse pas la valeur de 0,5. Pour ce qui est du gain de diversité, il est très élevé au niveau des fréquences de fonctionnement et tourne autour de 10 dB. Le tableau ci-dessous résume les valeurs des résultats trouvés.

Bande de fréquence (MHz)	Pire ECC	Gain en diversité
700-900	0,15	9,8
1800-1900	0,01	10
2500-2700	0,0013	10

Tableau III. 7 : Récapitulatifs des résultats de diversité sur les trois bandes

# Conclusion

Dans ce chapitre un système antennaire MIMO a été étudié et présenté. Ce dernier est constitué de 4 accès symétriques. Chacun de ces accès se compose de 3 éléments : un élément principal couvrant la bande [0,7-0,9] GHz, un 1<sup>er</sup> élément parasite pour la bande [1,71-1,88] GHz, et un 2<sup>nd</sup> élément parasite assurant la troisième bande [2,5-2,69] GHz. Les éléments rayonnants sont imprimés sur un substrat rectangulaire en FR-4 qui a pour dimensions 250-300 mm<sup>2</sup> (0,58 $\lambda$ ×0,69 $\lambda$ ) avec une permittivité de  $\epsilon$ r=4,3, une tangente de pertes de 0,025, et une épaisseur de 1,6 mm.

Ls structure MIMO est bien adaptée au niveau des trois bandes souhaitées, avec un niveau d'isolation suffisant entre les différents accès. L'efficacité totale aussi a été vérifiée et un bon niveau est obtenu sur les 3 bandes, de l'ordre de 80%.

Ce système fonctionnant bien de manière isolée a été ensuite placé devant un radiateur métallique en Aluminium destiné à refroidir les parties électroniques nécessaires au projet. Ce radiateur n'a pas les mêmes dimensions que la structure antennaire, et est constitué de lamelles parallèles<del>,</del> espacées de 7,29 mm.

Nous avons effectué plusieurs études sur l'influence de ce radiateur proche de l'antenne, et alors que sa présence aurait pu la pénaliser, les performances ont pu être au contraire améliorées. Le coefficient de réflexion  $(S_{11})$  a été amélioré ainsi que l'efficacité. Ce radiateur ayant également un rôle de réflecteur, a permis aussi de réduire le rayonnement arrière, de le réfléchir vers l'avant et ainsi, de doubler le gain réalisé (5,75 dB).

Par conséquent, le système a été intégré avec succès dans son environnement complet, grâce à la bonne conception et ensuite à la bonne optimisation de la structure. Le système a été réalisé mais mesuré uniquement en espace libre par le manque du radiateur ainsi que du radôme. La comparaison des résultats de simulation et de mesure montre une bonne concordance, validant ainsi le bon fonctionnement du système MIMO.

# Perspectives

Les dernières mesures doivent donc être faites avec le radiateur métallique, pour pouvoir aussi comparer le reste des résultats et valider le système antennaire définitivement.

Il sera très également intéressant d'établir quelques règles de conception pour ce genre d'antennes avec un tel environnement en étudiant plus en détail l'effet de l'espacement entre lamelles et son influence sur les performances obtenues.

Nous avons aussi commencé à faire une étude de l'impact thermique sur l'antenne pour voir les variations possibles qui peuvent se passer au système antennaire en fonction de la variation de la température créée par le radiateur et le soleil.

Un autre point aussi interessant auquel nous avons pensé est de couvrir d'autres bandes supérieures de la 5G jusqu'à 6 GHz.

Et enfin, nous avons pensé qu'il est possible de remplacer les antennes utilisées par un autre type d'antenne moins sensible à ce type d'environnement telles que les PIFA par exemple, ce qui diminuerait peut-être la durée d'étude d'optimisation.

# Références

- [1] D. Astély, E. Dahlman, A. Furuskär, Y. Jading, M. Lindström, and S. Parkvall, "LTE: the evolution of mobile broadband," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 47, no. 4, 2009.
- [2] P. Ciais, "Antennes multistandards pour communications mobiles," PhD Thesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2004.
- [3] H. Legay and L. Shafai, "New stacked microstrip antenna with large bandwidth and high gain," *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag.*, vol. 141, no. 3, pp. 199–204, 1994.
- [4] H. R. Hassani and D. Mirshekar-Syahkal, "Study of electromagnetically coupled stacked rectangular patch antennas," *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag.*, vol. 142, no. 1, pp. 7–13, 1995.
- [5] J. Ollikainen, M. Fischer, and P. Vainikainen, "Thin dual-resonant stacked shorted patch antenna for mobile communications," *Electron. Lett.*, vol. 35, no. 6, pp. 437–438, 1999.
- [6] L. Zaid, G. Kossiavas, J.-Y. Dauvignac, J. Cazajous, and A. Papiemik, "Dual-frequency and broadband antennas with stacked quarter wavelength elements," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 47, no. 4, pp. 654–660, 1999.
- [7] R. B. Waterhouse, "Broadband stacked shorted patch," *Electron. Lett.*, vol. 35, no. 2, pp. 98–100, 1999.
- [8] P. Ciais, R. Staraj, G. Kossiavas, and C. Luxey, "Design of an internal quad-band antenna for mobile phones," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 14, no. 4, pp. 148–150, Apr. 2004.
- [9] P. Ciais, R. Staraj, G. Kossiavas, and C. Luxey, "Compact internal multiband antenna for mobile phone and WLAN standards," *Electron. Lett.*, vol. 40, no. 15, pp. 920–921, 2004.
- [10] Y.-J. Ren, "Ceramic Based Small LTE MIMO Handset Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 2, pp. 934–938, Feb. 2013.
- [11]C.-H. Ku, H.-W. Liu, and Y.-X. Ding, "Design of planar coupled-fed monopole antenna for eightband LTE/WWAN mobile handset application," *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 33, pp. 185–198, 2012.
- [12]L. H. Trinh, F. Ferrero, R. Staraj, and J.-M. Ribero, "Mobile phone antenna for 2G, 3G and 4G standards," 2013, pp. 195–202.
- [13]L.-H. Trinh, "Reconfigurable antennas for mobile phone and WSN applications," PhD Thesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2015.

# Chapitre IV : Neutralisation du couplage entre antennes très proches

# Sommaire

Introduction				
1.	Structure initiale et problème de couplage rencontré 112			
2.	Mét	Aéthode de découplage113		
2	.1	Insertion du diviseur de Wilkinson et vérification de son efficacité	113	
	2.1.	1 Diviseur de Wilkinson	113	
	2.1.2	2 Introduction d'une ligne micro-ruban pour le déphasage	115	
2	.2	Structure entière	115	
	2.2.	1 Résultats de simulation	116	
	2.2.2	2 Validation expérimentale	118	
	2.2.	3 Rayonnement du système	119	
	2.2.4	4 Efficacité totale simulée	119	
3.	Vali	idation de la méthode avec un autre type d'antenne	119	
3	.1	Validation expérimentale	120	
3	.2	Résultats et discussion	120	
3	.3	3 Rayonnement du système		
3	.4 Efficacité totale			
3	.5 Gain en diversité et enveloppe de corrélation			
3	.6	6 Conclusion		
4. Application pour le cas de l'antenne bi-bande et ensuite tri-bande				
4	4.1 Antenne (port n°1) bi-bande			
4	.2	Antenne (port n°2) bi-bande et tri-bande		
4	.3	Antenne (port n°1) tri-bande		
4	.4	Diagrammes de rayonnement 3D en gain 127		
4	.5	Résultats en diversité		
Cor	nclusi	on	130	
Réf	érenc	es	131	

# Introduction

Après avoir étudié dans les précédents chapitres, la conception de systèmes multi-accès multi-bandes et avoir présenté les méthodes d'amélioration de leurs adaptations et surtout de leurs isolations en utilisant des techniques existantes, nous avons par la suite décidé de trouver une autre technique pour découpler nos antennes surtout en basses fréquences. Ce problème de couplage comme déjà commenté précédemment, joue un rôle très important sur les performances de ces systèmes multi-antennes car sa valeur intervient dans le calcul de l'efficacité totale, de l'enveloppe de corrélation et donc, de manière globale, dans le calcul des performances en diversité.

Il est primordial de ne pas sous-estimer l'importance de ce souci, de couplage qui est souvent présent, en particulier dans le cas d'éléments rayonnants miniatures à espacement réduit [1], si nous voulons vraiment répondre à une réalité industrielle qui exige de plus en plus, de plus hauts niveaux de performances pour des critères toujours plus nombreux. Un des moyens permettant d'arriver à maximiser l'efficacité des objets communicants, consiste à minimiser le couplage entre les ports d'alimentation du système, celui caractérisant l'échange de puissance entre les éléments rayonnants.

Différentes solutions sont actuellement utilisées pour améliorer cette isolation dans le domaine RF. Nous avons déjà abordé ce point dans le chapitre II en abordant différentes méthodes de découplage, mais nous allons rajouter dans le paragraphe suivant, d'autres références pour parler un peu plus du découplage à travers d'autres techniques pour avoir une idée plus globale là-dessus.

Dans [2], les auteurs présentent une technique utilisant des éléments actifs pour la suppression du couplage, une technique permettant la mise en œuvre de radios Full Duplex. Avec cette technique, 60 dB d'isolation ont été obtenus, permettant ainsi une bonne transmission et réception simultanées.

Les solutions actuellement utilisées pour améliorer l'isolation des antennes dans le domaine RF peuvent utiliser également des techniques comprenant des baluns [3]. Dans ce papier, l'objectif principal était d'utiliser une antenne pour la transmission et la réception et d'utiliser des baluns pour inverser le signal et ajouter ensuite des atténuateurs programmables et des lignes de déphasages pour annuler l'autointerférence. Avec cette méthode, l'isolation a été améliorée de 45 dB sur une bande passante de 45 MHz lorsque les antennes sont placées à une distance de 40 cm.

Dans [4], une technique d'annulation basée sur un déphaseur connectable accordable a été proposée pour augmenter l'isolation entre deux antennes patch à double polarisation étroitement espacées et ensuite entre les mêmes antennes patch mais en back-to-back à 2,6 GHz. Une isolation supplémentaire supérieure à 20 dB a été obtenue sur une largeur de bande de 10 MHz dans le meilleur des cas d'isolation mesurés entre les ports d'alimentations des deux antennes patchs par rapport au cas initial de l'antenne sans circuit d'annulation. Dans le second cas présenté dans [4], 56, 60, 70 dB d'isolation ont été obtenus entre antennes back-to-back respectivement sur une largeur de bande de 75, 45 et 13 MHz.

Parmi les autres méthodes plus pratiques présentées pour réduire le couplage mutuel et augmenter l'isolation, et qui a déjà été citée auparavant mais que nous rappelons de nouveau, est l'insertion d'une ligne de neutralisation [5]-[6] entre les alimentations de deux antennes PIFA et/ou entre leurs points de court-circuit.

Dans [5], dans le premier cas en insérant une ligne de neutralisation entre les deux languettes d'alimentation un niveau de 30 dB d'isolation a été obtenu. Cependant, en ajustant la longueur ou la largeur de cette ligne, il a été possible d'augmenter ce niveau d'isolation à plus de 40 dB. Dans le deuxième cas, où la ligne a été insérée entre les deux languettes des CC (et pas des languettes d'alimentation), une isolation de 20 dB a alors été obtenue, ce qui signifie une amélioration de seulement 10 dB par rapport au résultat de la structure initiale. Dans [6], on a montré que la technique de neutralisation peut améliorer les performances d'une structure UMTS à quatre antennes pour les

téléphones mobiles en présence de la tête de l'utilisateur, avec des paramètres  $S_{ij}$  qui passent de -7 dB à -15 dB grâce à cette technique.

Dans [7], des éléments localisés ont été utilisés entre les ports d'alimentations pour améliorer l'isolation de la structure antennaire. Deux exemples d'antennes imprimées à 2,45 GHz ont été étudiés en proposant un réseau de découplage et un réseau d'adaptation. Dans le premier cas, pour deux antennes monopôles imprimées le meilleur niveau d'isolation mesuré a été de 30 dB à 2,44 GHz. Dans le second cas, pour deux antennes imprimées miniaturisées, une valeur d'isolation maximale de 20 dB a été mesurée à 2,46 GHz.

Dans la partie suivante, nous allons étudier et proposer une nouvelle technique de découplage permettant de diminuer le couplage mutuel entre deux éléments rayonnants proches conçus dans un premier temps seulement pour la bande basse 700-900 MHz. Cette méthode nous a permis d'avoir un bon niveau d'isolation de 70 dB autour de la fréquence centrale de la bande. Nous passerons ensuite à la compléter et couvrir d'autres bandes pour avoir toujours un système tri-bande découplé.

#### 1. Structure initiale et problème de couplage rencontré

La conception de systèmes MIMO pour les dernières versions LTE est très difficile compte tenu de la grande largeur de bande relative (25% entre 700 et 900 MHz) et le volume généralement disponible pour les antennes, comme nous l'avons vu précédemment.

Pour évaluer la technique de découplage proposée, nous l'avons appliqué dans un premier temps sur l'une des deux moitiés du système antennaire (2 accès sur 4) précédent, donc sur un système MIMO simple basé sur deux monopôles imprimés, situés aux deux coins d'un plan de masse commun (Figure IV.1). Chaque monopôle, optimisé pour couvrir la bande, est imprimé sur un substrat FR-4 de 220×95 mm2 (0,51 $\lambda$  x 0,22 $\lambda$ ), de permittivité  $\epsilon$ r = 4,3, de tangente de perte égale à 0,025 et d'une épaisseur de 1,6 mm. La distance entre les deux ports d'alimentation est de 0,39 $\lambda$ .



Figure IV. 1 : Géométrie de la structure antennaire initiale

Cette structure a été modélisée et simulée à l'aide du logiciel CST en 3D. Les résultats des paramètres S (Figure IV.2) montrent un fort couplage entre les deux ports d'alimentation, celui dont nous avons tant parlé depuis l'introduction de ce chapitre.

La valeur du paramètre  $|S_{21}|$  entre 0,7 et 0,9 GHz est d'environ 6 dB, ce qui signifie une isolation très faible. D'autre part, les deux monopôles présentent une bonne adaptation d'impédance ( $|S_{ii}| < -6$ dB) sur la même plage de fréquence.



Figure IV. 2 : Paramètres S simulés de la structure initiale

La conception de deux monopôles placés sur le même PCB est une tâche faisable, mais améliorer leur isolation est un grand défi. Par conséquent, la section suivante détaillera la méthode de découplage qui peut être appliquée à une structure d'antennes couplées présentant un axe de symétrie comme ce qui est le cas dans notre situation.

#### 2. Méthode de découplage

Le concept est basé sur l'insertion d'un troisième élément placé sur l'axe de symétrie du système antennaire (Figure IV.3). Les antennes symétriques sont alimentées simultanément avec des amplitudes égales et des phases opposées. De cette façon, les courants créés par couplage sur l'élément central s'annulent mutuellement, ce qui entraîne un couplage faible entre l'élément rajouté et les deux antennes. Le nouvel élément inséré peut donc être utilisé comme second radiateur, permettant ainsi à nouveau un système d'antennes à deux éléments.



Figure IV. 3 : Concept de découplage (a) Cas initial sans la technique (b) Cas final avec la technique de découplage.

## 2.1 Insertion du diviseur de Wilkinson et vérification de son efficacité 2.1.1 Diviseur de Wilkinson



Figure IV. 4 : Diviseur de Wilkinson utilisé

Ce coupleur va nous servir à diviser la puissance équitablement sur chacun des ports alimentant les deux antennes dans un premier temps avant d'introduire un déphasage plus tard sur l'une des branches. Il est constitué d'une ligne micro ruban imprimée sur le substrat de la structure.

Il se compose d'une entrée (n°1) et de deux sorties (n°2 et n°3). Une résistance de 100  $\Omega$  est placée entre les deux ports 2 et 3 pour améliorer l'isolation (Figure IV.4).

Les résultats présentés dans la figure ci-dessous montrent les performances dans un premier temps du diviseur seul.



Figure IV. 5 : Paramètres S (a) Amplitude (b) Phase, pour le diviseur seul

Le résultat ci-dessus montre que sur la plage de fréquence visée (curseurs 1, et 2 de la Figure IV.5 (a)), le niveau de  $S_{31}$  ou  $S_{21}$  est à -3,2 dB et donc proche de -3 dB (idéalement). Cette différence est sans doute due au substrat utilisé.

La Figure IV.5 (b) montre que les deux courbes de phase de sorties 2 et 3 par rapport à l'entrée 1 se superposent et que de ce fait, la différence de phase entre les ports de sorties 2 et 3 est nulle.

#### 2.1.2 Introduction d'une ligne micro-ruban pour le déphasage

Pour introduire la différence de phase de 180° recherchée depuis le départ, nous avons introduit une ligne micro-ruban à droite du diviseur (Figure IV. 6 (a)).



Figure IV. 6 : (a) Diviseur avec ligne de déphasage (b) Phase obtenue sur chaque sortie

D'après la Figure IV.6 (b), la différence de phase est de  $\Delta \phi$ =152,6-(-27,385) =179,985° donc quasiment de 180°.

## 2.2 Structure entière

L'étape suivante est de placer les deux monopôles initiaux sur les deux sorties du diviseur. Mais comme dans ce cas les deux éléments vont être alimentés par un seul port équivalent (le port n°1 qui est l'entrée du diviseur), nous avons introduit au milieu un autre accès qui va d'ailleurs avoir le rôle du deuxième élément rayonnant pour conserver un système à deux ports. Ce deuxième accès n°2 est constitué d'un monopôle de longueur 80 mm, après optimisation pour résonner autour de 800 MHz (Figure IV.7).



Figure IV. 7 : Système obtenu à deux accès

#### 2.2.1 Résultats de simulation

Nous avons simulé les paramètres S de cette structure et la figure suivante montre les résultats obtenus :



Figure IV. 8 : Paramètres S simulés de la structure

Les résultats de la Figure IV.8 montrent que les deux antennes (les deux accès 1 et 2) travaillent toujours autour de la même bande visée donc autour de 700-900 MHz mais le plus intéressant c'est que nous pouvons voir un creux d'isolation remarquable proche de la fréquence centrale de 800 MHz à la fréquence 700 MHz. Cependant, ce creux d'isolation qui n'est pas tout à fait au milieu de la bande comme souhaité, peut être ajusté grâce à une optimisation du déphasage par la longueur de ligne afin de bien le centrer à 800 MHz.

Nous avons effectué une variation au niveau du déphasage en modifiant la longueur de la ligne de déphasage. Nous avons fait varier la longueur « l » (Figure IV.7 précédente) de 18 à 25 mm. Les résultats indiqués sur la figure IV.9 montrent bien que nous pouvons décaler le creux d'isolation vers la fréquence qui nous intéresse.



Figure IV. 9 : Position du creux de transmission selon la longueur de la ligne de déphasage

Nous avons en même temps vérifié si l'adaptation n'est pas dégradée en faisant ce décalage de la courbe de  $S_{12}$  et nous avons tracé les quatre paramètres pour deux cas choisis de « l » = 19 mm (en rose) et de « l » = 21 mm (en rouge) (Figure IV.10 suivante).

Ainsi dans les deux cas, la bande est couverte pour les deux accès, et selon le choix de la longueur « l », nous pouvons mieux centrer le creux. Pour le cas de « l » =19mm il est mieux centré à 800 MHz avec un niveau de -40 dB. Dans le cas de « l » = 21 mm l'isolation peut atteindre les -50 dB au minimum mais vers 777 GHz au lieu de 800 MHz.



Figure IV. 10 : Paramètres S pour les deux cas (a) «1» = 19mm /(b) «1» = 21mm

Ainsi, grâce à cette introduction de déphasage entre éléments rayonnants à espacement réduit, conçus pour la bande LTE 700-900 MHz, nous avons pu améliorer l'isolation de -6 dB à -50 dB en introduisant un circuit de déphasage qui contient un diviseur de puissance et un déphaseur entre les accès de la structure symétrique, de manière à obtenir simultanément des amplitudes égales mais des phases opposées sur les éléments périphériques. Les courants ainsi créés par couplage sur l'élément central s'annulent mutuellement, entraînant un couplage très faible.

#### 2.2.2 Validation expérimentale

L'approche proposée a été validée expérimentalement (Figure IV.11). Nous avons commencé par regrouper les deux monopôles et les alimenter avec un seul port. Afin d'obtenir une répartition égale de la puissance entre les deux éléments, nous avons utilisé un diviseur de puissance 3dB (Wilkinson) imprimé sur le substrat. Comme le montre la Figure IV.11, la sortie droite du diviseur a été reliée à une ligne de transmission utilisée pour ajouter le déphasage souhaité de 180° à la fréquence centrale de 0,8 GHz.

Les deux monopôles repliés étant désormais alimentés par un seul port, un troisième et nouvel élément est inséré au milieu de la structure. Il est alimenté par un second port et optimisé pour rayonner dans la même bande de fréquence. Cet élément rayonnant est un monopôle simple droit qui permet de maintenir la symétrie axiale.

Le système à deux accès a été ensuite mesuré en utilisant l'analyseur de réseau ROHDE & SCHWARZ et les paramètres S de mesure sont présentés ci-dessous.



Figure IV. 11 : Prototype réalisé du système

Nous rappelons encore une fois que l'introduction du troisième élément au milieu (port n°2) a pour but de former un système à nouveau à deux accès étant donné les deux monopôles sont alimentés par un même port n°1. Les résultats de simulations et de mesures sont suffisamment similaires pour valider le fonctionnement de la méthode suivie. Ces mesures sont mentionnées sur la Figure IV.12.



Figure IV. 12 : Paramètres S mesurés

D'après ce résultat (Figure IV.12), les deux bandes sont couvertes avec un critère d'adaptation à -6 dB. Malgré un décalage en fréquence entre simulation et mesure mais nous retrouvons bien en mesure le creux d'isolation simulé précédemment ce qui valide cette méthode. Le niveau du creux de S<sub>21</sub> en mesure et autour de -50 dB.

#### 2.2.3 Rayonnement du système

Les Figures IV. 13 montre les diagrammes de rayonnement en gain réalisé des deux antennes à la fréquence 0,82 GHz. Les gains obtenus lors de l'excitation des deux accès n°1 et n°2 sont de 1,66 dB et 1,33 dB respectivement.



Figure IV. 13 : Rayonnement 3D en gain à 0,82 GHz (a) Port °1 (b) Port n°2

#### 2.2.4 Efficacité totale simulée



Figure IV. 14 : Efficacités totales des deux accès

D'après la figure IV.14, nous avons obtenu dans la bande visée, une efficacité totale élevée de plus de 98% pour le port n°1 c.-à-d. le port regroupant les deux monopôles en L. Une efficacité un peu plus faible mais qui reste suffisante en pouvant atteindre les 75 % est obtenue pour le port n°2 alimentant le monopôle droit.

## 3. Validation de la méthode avec un autre type d'antenne

Afin de réduire l'encombrement de l'antenne, nous avons changé le type de l'antenne du milieu par un monopôle imprimé en T. Cela va nous permettre aussi de valider la méthode avec un autre type d'antenne.

## 3.1 Validation expérimentale

L'approche proposée a été validée expérimentalement sur le système d'antenne présenté Figure IV.15. Les deux monopôles repliés sont toujours alimentés par un seul port. Un nouvel élément est inséré au milieu de la structure, alimenté par le second port n°2 et optimisé pour rayonner dans la même bande de fréquence. C'est un monopôle imprimé en forme de T. Cette géométrie permet à la fois de réduire la dimension verticale du monopôle précédent et de maintenir la symétrie axiale. Son introduction permet de former à nouveau un système d'antennes à deux ports.



Figure IV. 15 : (a) Nouvelle structure antennaire avec un nouvel élément en T au milieu (b) Prototype réalisé

## 3.2 Résultats et discussion

Les nouveaux paramètres S simulés et mesurés sont présentés sur la Figure IV.16. En ajustant la longueur de la ligne de transmission, et donc le déphasage on peut agir sur le couplage et changer par conséquent le niveau d'isolation. Lorsque ce dernier est à 180 °, on atteint un très bon niveau d'isolation autour de 70 dB près de la fréquence centrale à 0,83 GHz en simulation et également autour de 70 dB à 0,81 GHz en mesure.



Figure IV. 16 : Paramètres S (a) Simulés et (b) Mesurés de la nouvelle structure

Comme nous pouvons le constater à la fois en simulation et en mesure, les deux nouveaux ports, et par conséquent les deux antennes, sont maintenant fortement découplées.

Les paramètres  $|S_{ij}|$  indiquent une bonne valeur d'isolation d'environ 70 dB au centre de la bande de fonctionnement. Comparé au système d'antenne initial, nous avons obtenu une amélioration de l'isolation de plus de 64 dB.

Si nous comparons nos résultats avec ceux mentionnés en introduction, nous pouvons estimer que ceuxci sont bons si l'on ramène la dimension de la structure à la fréquence de fonctionnement. Certains résultats issus de l'étude bibliographique ont eu des niveaux d'isolation plus faibles que ceux présentés dans cette partie, et ceci, pour des fréquences de fonctionnement qui étaient même plus élevées que 0,8 GHz.

Par exemple dans [2], les auteurs ont utilisé une méthode peu simple en combinant des circuits d'annulation de bruit et d'interférences, pour obtenir à la fin environ 60 dB de réduction. La méthode de [3] a permis d'obtenir seulement 45 dB d'isolation sur 45 MHz. Les auteurs en [4] obtiennent un bon niveau d'isolation autour de 70 dB à travers la bande passante de 13 MHz, mais pour des structures à dimensions plus grandes  $(1,56\lambda \times 1,3\lambda \times 021\lambda)$  à 2,6 GHz. Dans notre cas, nous obtenons le même niveau d'isolation mais pour une fréquence beaucoup plus basse 0,81 GHz et une dimension de structure plus petite  $(0,51\lambda \times 0,22\lambda)$ .

Les auteurs dans [5] et [6]obtiennent respectivement une isolation de 40 dB et 15 dB pour les bandes DCS1800 et UMTS. En référence [7], la meilleure mesure d'isolation est obtenue à 2,44 GHz mais n'atteint qu'un niveau de seulement 30 dB.



# 3.3 Rayonnement du système

Figure IV. 17 : Diagrammes de rayonnement en gain de l'antenne à 0,83 GHz (a) Port n°1 (b) Port n°2

Les gains réalisés (Figure IV.17) à la fréquence d'adaptation 0,83 GHz sont de 1,93 dB et 0,6 dB respectivement pour le port n°1 (les deux monopôles regroupés ensemble) et le port n°2 (le monopôle en T).

# 3.4 Efficacité totale

Nous avons vérifié l'efficacité de ce système avec le monopôle imprimé en T au lieu du monopôle droit et les résultats obtenus sont mentionnés sur la figure suivante.



Figure IV. 18 : Efficacités totales simulées des deux accès

D'après la Figure IV.18, nous obtenons toujours dans la bande de fonctionnement, un bon niveau d'efficacité totale qui est supérieure à 98% pour le port n°1 c.-à-d. le port regroupant les deux monopôles en L. L'efficacité reste toujours également plus faible pour le port n°2 alimentant le monopôle imprimé en T de l'ordre de 65%, mais plutôt autour de 1,1 GHz. Au milieu de notre bande elle n'atteint que les 50%.

L'efficacité de l'élément en T est donc plus faible que dans le cas précédent du monopôle droit. Nous constatons alors que la nature du monopôle du milieu joue un rôle important sur l'efficacité et le rayonnement du système. Dans le cas du monopôle imprimé, coincé entre les deux autres éléments, il perd son efficacité (65% au lieu de 75%) alors que dans le cas du monopôle droit elle est de 75%.

Pour améliorer ce niveau d'efficacité, nous avons essayé de simuler la même structure mais en utilisant un substrat (FR4\_loss free) c.-à-d. avec une tangente de perte = 0 au lieu de 0,025 du cas initial. Dans les résultats (Figure IV.19), certes nous voyons qu'il y'a une légère amélioration pour le substrat sans pertes, mais cette variation n'est vraiment pas significative surtout concernant le port n°2 qui nous intéresse.



Figure IV. 19 : Comparaison de l'efficacité des deux accès en utilisant deux substrats avec et sans pertes

#### 3.5 Gain en diversité et enveloppe de corrélation

Nous avons simulé les paramètres de gain en diversité (DG) et aussi l'enveloppe de corrélation (ECC) en les calculant avec deux méthodes c.-à-d. avec la formule utilisant les diagrammes de rayonnement et aussi à partir des paramètres S (voir les deux formules en chapitre I).



Figure IV. 20 : Comparaison des résultats en diversité calculés à partir des diagrammes de rayonnement ou des paramètres S

D'après la Figure IV.20, nous observons tout au long de la bande une similitude entre la courbe issue du calcul à partir des paramètres S et celle obtenue à partir des diagrammes de rayonnement sauf au début des courbes aux fréquences basses entre 500 et 600 MHz. Ceci est lié aux petits soucis de simulation encore à régler comme le critère de l'énergie résiduelle dans la boite de calcul qui contribue à l'erreur de calcul en basse fréquence. Nous observons également que les valeurs obtenues d'enveloppe de corrélation sont très inférieures à 0,5 sur toute la bande. Le gain de diversité qui dépend d'une façon importante de cette enveloppe de corrélation est par conséquent élevé et il est autour de 10 dB.

#### 3.6 Conclusion

Dans cette partie, une technique pour découpler des antennes étroitement espacées a été proposée. Elle a été appliquée à deux monopôles repliés et imprimés sur substrat couvrant la bande LTE (700-900 MHz). Deux types d'antennes différents ont été insérés au centre de la structure en tant que troisième élément. De très bons niveaux de découplage et donc une forte isolation entre antennes ont pu être obtenus aussi bien en simulation qu'en mesure. Le premier était un monopôle droit qui fournit une isolation de 50 dB. Le second était un élément en forme de T imprimé qui fournissait 70 dB d'isolation entre les deux ports, à la fréquence centrale de 0,81 GHz. Par rapport au système d'antenne d'origine, une amélioration de l'isolation de plus de 64 dB (pour le cas b) a été obtenue. Le nouveau concept de découplage entre éléments rayonnants que nous avons présenté a été validé avec deux types différents d'antennes.

# 4. Application pour le cas de l'antenne bi-bande et ensuite tri-bande

# 4.1 Antenne (port n°1) bi-bande

Nous avons jusqu'ici travaillé sur le découplage entre les deux antennes fonctionnant sur la bande basse, donc pour une structure mono-bande. Dans la suite, nous allons appliquer notre méthode à des antennes bi-bandes et tri-bandes. Pour obtenir une antenne bi-bande donc couvrir la deuxième bande de fonctionnement 1700-1900 MHz, nous rajoutons un élément parasite à la première structure avec le monopôle droit (Figure IV.21).



Figure IV. 21 : Rajout de l'élément parasite pour la couverture de la bande 1700-1900 MHz

La longueur de cet élément (41,6 mm) est calculée pour qu'il puisse résonner à 1800 MHz c.-à-d. à la fréquence centrale de la deuxième bande 1700-1900 MHz. Nous avons ensuite simulé cette structure et nous avons obtenu ce qui suit :

La variation de sa longueur « l » provoque un décalage de sa résonnance (Figure IV.22). Avec l=41 mm calculée en théorie, la fréquence de résonance baisse à 1640 MHZ (au lieu de 1800 MHz). Ajuster sa longueur aux alentours de 30 mm permet une bonne adaptation aux fréquences désirées avec toujours le critère d'adaptation de -6 dB.



Figure IV. 22 : Variation de l'adaptation de la deuxième bande en fonction de la longueur l

## 4.2 Antenne (port n°2) bi-bande et tri-bande

Après la couverture de la deuxième bande par l'acccès n°1, nous allons faire la même chose pour l'accès n°2, à l'aide d'un élément parasite aussi similaire au monopôle droit alimenté mais avec une longueur calculée à 1800 MHz afin de couvrir la bande 1700-1900 MHz, (Figure IV.23).



Figure IV. 23 : Rajout de l'élément parasite pour l'accès n°2

Sa longueur de 32 mm nous a permis d'avoir la résonnance autour de la bande visée. Il est espacé d'une distance « dist » de l'élément principal. Ajuster cette distance permet d'optimiser encore mieux son adaptation autour de 1700 à 1900 MHz, c'est ce que nous montre les résultats de variation de « dist » de 4 à 13 mm comme nous l'indique la Figure IV.24 ci-dessous :



Figure IV. 24 : Influence sur l'adaptation de la distance « dist » séparant les deux éléments

Le cas retenu est le cas de la courbe verte bien sûr où la bande est bien couverte avec un bon niveau de  $S_{11}$  égal à -23 dB pour la fréquence de 0,84 GHz donc proche du centre de la bande. Ce cas correspond à « dist » de 7 mm.

Ce qui est intéressant aussi, c'est que la troisième bande 2500-2700 MHz est couverte grâce à la résonance du mode supérieur à 3 fois la fréquence 0,84 soit 2,52 GHz.

Par conséquent, la couverture des trois bandes de fonctionnement est assurée au niveau du port n°2. Il reste alors à couvrir la troisième bande pour le port n°1 auquel nous avons déjà couvert la 700-900 MHz et la 1700-1900 MHz.

#### **4.3** Antenne (port n°1) tri-bande

Ce dernier objectif est réalisé grâce à l'introduction de l'élément parasite indiqué dans la figure cidessous :



Figure IV. 25 : Rajout d'un deuxième élément parasite pour l'accès n° 1

Il a pour longueur optimisée 20 mm afin de résonner à la fréquence de 2,6 GHz. La distance le séparant de l'élément en L est de 3,18 mm. Ainsi la structure finale est présentée Figure IV.25.

Les résultats de paramètres S (Figure IV.26) nous indiquent que les trois bandes visées (en gris) sont couvertes avec des niveaux d'adaptation suffisants. De plus, l'isolation est bien sur les trois bandes de fonctionnement : autour de -38 dB à 700-900 MHz, -15 dB à 1700-1900 MHz, et autour de -25 dB à 2500-2700 MHz.



Figure IV. 26 : Paramètres S simulés de la structure finale

L'efficacité totale aussi a été vérifiée et elle est montrée sur la figure IV.27. Pour le port n°1 nous avons toujours le haut niveau de 95% déjà obtenu pour la structure mono-bande (point 2.2.4). Dans les deux bandes supérieures, nous voyons des niveaux autour de 75 ou 80% (courbe en rouge). Pour l'accès n°2 nous avons retrouvé aussi le niveau d'efficacité de la bande basse mais nous avons également des niveaux supérieurs à 90% dans les deux bandes supérieures couvertes dans cette partie.



Figure IV. 27 : Efficacités totales simulées pour les deux accès

#### 4.4 Diagrammes de rayonnement 3D en gain

Les diagrammes de rayonnements 3D en gain réalisé, obtenus pour la structure totale précédente, sont tracés pour chacun des deux accès (port n°1 : Figure IV.28) et (port n°2 : Figure IV.29) pour trois fréquences différentes dans les trois bandes de fréquences de fonctionnement.



Figure IV. 28 : Diagrammes de rayonnement en gain réalisé de l'accès 1 aux fréquences 0,84, 1,74 et 2,5 GHz

Ainsi le gain obtenu est de 1,3 dB, 3,84 dB et 3,95 dB respectivement aux fréquences de de la meilleure adaptation aux trois bandes de fonctionnement qui sont 0,84 GHz, 1,74 GHz, et 2,5 GHz.





à 2,5 GHz



Le gain obtenu ici encore est de 0,77 dB, 3,95 dB et 4,54 dB respectivement aux fréquences de leurs adaptation dans les trois bandes qui sont 0,84 GHz, 1,81 GHz, et 2,5 GHz.

## 4.5 Résultats en diversité

Finalement, nous montrons les résultats de simulation de l'enveloppe de corrélation et aussi du gain de diversité calculés avec les deux méthodes, à partir des diagrammes de rayonnement mais aussi à partir des paramètres S (Figure IV.30).



Figure IV. 30 : Résultats de diversité de la structure finale

Nous observons le long des trois bandes de fonctionnement (en gris) 700-900 MHz, 1700-1900 MHz et aussi 2500-2700 MHz une forte similitude entre la courbe issue du calcul à partir des paramètres S et celle obtenu à partir des diagrammes de rayonnement. Nous observons également que les valeurs obtenues de l'enveloppe de corrélation sont très inférieures à 0,5 sur les trois bandes. Le gain de diversité qui dépend d'une façon importante de cette dernière est par conséquent élevé et il est autour de 10 dB ce qui valide le bon fonctionnement de notre système.

### Conclusion

Dans ce chapitre, dans un premier temps nous avons présenté une technique de découplage utilisée dans le cas d'éléments rayonnants à espacement réduit, conçus pour la bande LTE 700-900 MHz. Cette méthode peut être appliquée à une structure d'antennes couplées présentant un axe de symétrie et un élément central. Elle utilise un diviseur de puissance et un déphaseur entre les accès de la structure symétrique, de manière à obtenir simultanément des amplitudes égales mais des phases opposées sur les éléments périphériques. Les courants ainsi créés par couplage sur l'élément central s'annulent mutuellement, entraînant un couplage très faible.

Deux types d'antennes différents ont été insérés au centre de la structure en tant que troisième élément. De très bons niveaux de découplage et donc une forte isolation entre antennes ont pu être obtenus aussi bien en simulation qu'en mesure. Le premier était un monopôle droit qui fournit une isolation de 50 dB. Le second était un élément en forme de T imprimé qui fournissait 70 dB d'isolation entre les deux ports, à la fréquence centrale de 0,81 GHz. Par rapport au système d'antenne d'origine, une amélioration de l'isolation de plus de 64 dB (pour le cas b) a été obtenue, ce qui nous a permis de valider ce concept de découplage. Les résultats de mesures des deux prototypes réalisés ont bien validé ceux de la simulation.

Nous avons ensuite continué ce travail par la couverture de deux bandes supérieures afin de rendre ce système découplé multi-bande en visant toujours les fréquences LTE. Cela a été accompli en insérant différents éléments parasites imprimés ou pas et optimisés en longueur et en espacement. Les niveaux des efficacités sont bons et les performances en diversité ont été aussi vérifiées.

#### Perspectives

Il existe beaucoup de points qui sont intéressants encore à étudier pour aller plus loin dans l'étude et pour introduire des améliorations à la structure antennaire.

Nous pensons que les éléments parasites droits introduits peuvent être aussi remplacés par d'autres, imprimés sur le même plan pour réduire l'encombrement et la donc la taille de la structure.

Un autre point très intéressant à étudier concerne le circuit de déphasage. Il peut être amélioré en trouvant un moyen de le faire fonctionner aux autres fréquences et non seulement à la fréquence centrale de la première bande de fonctionnement

Enfin l'étape suivante la plus logique après cette étude de découplage d'une structure tri-bande à deux accès est de la rendre à 4 accès justement pour avoir une structure MIMO à 4 accès découplée et tribande.

# Références

- A. Sabharwal, P. Schniter, D. Guo, D. W. Bliss, S. Rangarajan, and R. Wichman, "In-Band Full-Duplex Wireless: Challenges and Opportunities," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 32, no. 9, pp. 1637–1652, Sep. 2014.
- [2] J. I. Choi, M. Jain, K. Srinivasan, P. Levis, and S. Katti, "Achieving single channel, full duplex wireless communication," in *Proceedings of the sixteenth annual international conference on Mobile computing and networking*, 2010, pp. 1–12.
- [3] M. Jain *et al.*, "Practical, real-time, full duplex wireless," in *Proceedings of the 17th annual international conference on Mobile computing and networking*, 2011, pp. 301–312.
- [4] S. N. Venkatasubramanian, L. Li, C. Icheln, F. Ferrero, C. Luxey, and K. Haneda, "Impact of neutralization on isolation in co-planar and back-to-back antennas," in *Antennas and Propagation* (EuCAP), 2015 9th European Conference on, 2015, pp. 1–5.
- [5] A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj, and G. Kossiavas, "Study and Reduction of the Mutual Coupling Between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 11, pp. 3063–3074, Nov. 2006.
- [6] A. Diallo *et al.*, "MIMO performance of enhanced UMTS four-antenna structures for mobile phones in the presence of the user's head," in *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007 IEEE, 2007, pp. 2853–2856.
- [7] S.-C. Chen, Y.-S. Wang, and S.-J. Chung, "A Decoupling Technique for Increasing the Port Isolation Between Two Strongly Coupled Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 12, pp. 3650–3658, Dec. 2008.

# Chapitre V : Etude de l'isolation entre antennes complémentaires

# Sommaire

Introduction
1. État de l'art
2. Antennes à double accès à éléments complémentaires pour applications MIMO 139
2.1 Géométrie de la structure antennaire à deux accès
2.1.1 Résultats de la structure (1) : $L_{fente}=L_{monopôle}=60 \text{ mm}$
2.1.2 Résultats de la structure (2) : $L_{fente}=2 \times L_{monopôle}=120 \text{ mm}$
2.1.3 Résultats de la structure (3) : L <sub>monopôle</sub> =60 mm, L <sub>fente</sub> =80 mm, position de l'excitation modifiée
2.1.4 Résultats de la structure (4) : $L_{monopôle} = 60 \text{ mm}$ , $L_{fente} = 80 \text{ mm}$ , position de l'excitation modifiée mais avec un PCB plus petit
2.2 Conclusion
3. Système à double accès à éléments complémentaires pour les bandes LTE 150
3.1 Système à deux accès mono-bande 700-900 MHz
3.2 Système à deux accès bi-bande 700-900 MHz et 1700-1900 MHz 152
3.3 Système à deux accès tri-bande 700-900 MHz, 1700-1900 MHz et 2500-2700 MHz 154
4. Système à quatre accès tri-bande 700-900 MHz, 1700-1900 MHz et 2500-2700 MHz 157
4.1Diagrammes de rayonnement
4.2 Performances en diversité
4.3 Conclusion
Conclusion
Références

#### Introduction

Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser aux antennes complémentaires avec des diagrammes de rayonnement orthogonaux. Cela constitue pour nous une autre piste à étudier dans le but de concevoir un autre type d'antenne multi-bande pour des systèmes en diversité.

Deux antennes complémentaires associées ensemble entrent généralement dans le cadre des antennes dites auto-complémentaires pour l'obtention de large bandes grâce à l'utilisation du principe de Babinet (Annexe1). Celui-ci est le principe de base à l'origine de l'obtention d'une grande largeur de bande, qui permet d'offrir des débits importants en particulier dans le cas des antennes MIMO. Les nouvelles technologies apparues (GSM, DCS, UMTS, ensuite 4G, LTE, 5G...) ont besoin de tels débits pour satisfaire nos besoins de partage et d'échange d'informations qui ne cessent d'augmenter et ainsi accompagner la transformation et l'évolution rapide du secteur des télécommunications. Ce genre d'antennes est donc intéressant pour élargir la bande passante [1]-[2]-[3] mais dans nos travaux, nous allons plutôt essayer d'exploiter leurs propriétés en termes de diagrammes de rayonnement pour la diversité.

Nous avons pour cela utilisé des antennes monopôles et fentes qui sont deux familles d'antennes naturellement complémentaires. Dans un premier temps, nous avons recherché une diversité de diagramme de rayonnement en excitant les deux éléments monopôle et fente, séparément. Pour cela une étude théorique plus large que celle effectuée dans le cadre du projet NETCOM a été réalisée. Cette étude s'est affranchie des contraintes fréquentielles imposées par le cahier des charges du projet ainsi que d'autres contraintes industrielles. L'étude est de ce fait présentée sur des bandes de fréquences différentes. Les performances de nos antennes du point de vue de l'adaptation, de l'isolation entre accès et de l'efficacité sont présentées dans la bande de fréquence 700 MHz–6 GHz, dans laquelle nous trouvons trois modes de fonctionnement.

Dans un second temps, nous avons cherché à appliquer cette étude (structure composée d'un monopôle et de sa fente complémentaire), sur les bandes du projet NETCOM mais sur des dimensions plus petites de 150x220 mm<sup>2</sup>. La structure obtenue a été ensuite dupliquée sur le même plan de masse pour passer d'un système de deux accès à quatre accès. Les performances de ces structures sont présentées sur les trois bandes de fonctionnement LTE.

# 1. État de l'art

Une étude théorique sur le principe de base est présentée en Annexe1. Cependant, comme nous avons déjà indiqué précédemment nous ne nous intéressons pas aux antennes auto-complémentaires et leurs aspect large bande mais plus tôt à la diversité de diagrammes d'antennes complémentaires. Nous allons dans l'état de l'art qui suit différents travaux sur ce type d'antennes.

Takemura [4], s'est servi du principe de base de l'Auto-Complémentarité (AC) pour réaliser une PIFA (Planar Inverted F Antenna) auto-complémentaire sur un PCB de 50×100 mm<sup>2</sup>. Elle couvre une grande partie des standards de la téléphonie avec les bandes GSM850 (824-894 MHz), GSM900 (880-960 MHz), DCS (1710-1880 MHz), PCS (1850-1990 MHz), UMTS2100 (1920-2170 MHz), UMTS2600 (2500-2690 MHz) et WiMAX (2500-2690/ 3400-3600 MHz). L'intégration à la structure IFA-AC d'un élément en forme de "L" non AC, a permis la couverture des basses fréquences. La simulation du coefficient de réflexion laisse apparaître une large bande passante débutant à 1,2 GHz et

allant au-delà de 3,6 GHz. La position de l'alimentation permet également d'influencer les niveaux d'adaptation de son antenne. Cette dernière antenne est représentée sur la Figure V.1.



Figure V. 1 : Antenne auto-complémentaire multi-standards de N. Takemura

Dans [5], une antenne UWB compacte de 19x16 mm<sup>2</sup> a été conçue. Sa taille a été réduite grâce à l'utilisation de l'auto-complémentarité et d'une fente conique. Il a été démontré que la conception optimale de ce type d'antenne peut offrir une bande d'impédance à -10 dB ultra-large avec des propriétés de rayonnement raisonnables.

L'antenne miniature UWB imprimée proposée dans ce papier est illustrée sur la Figure V.2. Une fente rayonnante avec une structure quasi-auto-complémentaire en forme de  $\Gamma$  est imprimée du même côté du substrat diélectrique (d'épaisseur 1,6 mm et d'une permittivité relative 3,0). La bande passante simulée commence à partir de 3 GHz jusqu'à plus de 12 GHz comme le montre les résultats ci-dessous.



Figure V. 2 : Prototype proposé à [5] et ses résultats du coefficient de réflexion

Dans les travaux de [6], l'auteur a pu concevoir une structure avec deux antennes UWB (Tx et Rx), implémentées sur le même support et très proches l'une de l'autre, en appliquant le principe de Babinet. Sa structure est conçue pour couvrir une large bande de 3,1 à 10,6 GHz. Les deux antennes conservent une bonne performance d'adaptation sur la bande passante globale et sont parfaitement isolées comme le montrent les résultats sur la Figure V.3.

Pour implémenter un système UWB Tx/Rx complet sur la même carte, il est important d'avoir des antennes fortement découplées malgré leur proximité. Le moyen le plus efficace consiste à utiliser des antennes avec des modes de rayonnement orthogonaux. Par conséquent, l'antenne Tx a été optimisée en tant que structure complémentaire de l'antenne Rx en appliquant le principe de Babinet, le matériau conducteur et l'air ont donc été interchangés.


Figure V. 3 : Structure antennaire [6]

Grâce au principe de Babinet, une structure avec des champ E et H orthogonaux est obtenue. Selon la Figure V.4 les deux antennes présentent des conditions de symétrie, (plan magnétique pour Rx/ plan électrique pour Tx), qui assurent des modes rayonnés orthogonaux. Par conséquent, l'isolation simulée entre les ports Tx et Rx est excellente ( $S_{21} = S_{12} < 30 \text{ dB}$ ).



Figure V. 4 : Diagrammes de rayonnements orthogonaux des deux antennes

Il faut également citer les travaux de Cedric Requin [7]- [8], qui a travaillé sur les antennes autocomplémentaire non seulement à un seul accès mais aussi à plusieurs accès dans le cadre d'un projet FUI intitulé SYMPA et qui ont été développées par le LEAT pour des applications bi-bande 800 MHz/2,6 GHz. Dans le cadre de ce projet, C. Requin a plus particulièrement étudié et cherché à isoler des systèmes multi-antennes quasi-auto-complémentaires.

Il a également réussi à concevoir une antenne large bande et multi-bande sur petit plan de masse (120mm x 60mm) conçue pour couvrir les standards LTE 800 (790 – 862 MHz), GSM (880 – 960 MHz), DCS (1710 – 1880 MHz), PCS (1850 – 1990 MHz), UMTS 2100 (1920 – 2170 MHz), WLAN (2400 – 2484 MHz) et LTE 2600 (2500 – 2690 MHz). Il s'est servi aussi d'un brin rayonnant supplémentaire à son antenne initiale IFA-AC dans le but de couvrir sa bande basse, créant ainsi une IFLA-AC. Il a d'abord essayé différentes configurations avant d'aboutir à sa structure finale. Entre autres, dans les différents cas d'étude, le court-circuit (C.C) et l'alimentation (Alim.) sont placés de façons identiques sur l'antenne IFLA-AC 1 (en rouge), alors qu'ils sont placés différemment sur l'antenne IFLA-AC 2 (Figure V.5).



Figure V. 5 : Différentes configurations étudiées

La structure finale, ainsi que ses résultats sont indiqués sur les Figures V. 6, 7 et 8 suivantes :



Figure V. 6 : Géométrie du système antennaire réalisé



Figure V. 7 : Paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  des antennes – Simulation et mesure



Figure V. 8 : Paramètre S<sub>12</sub> du système antennaire simulé et réalisé et enveloppe de corrélation

Nous proposons dans la partie suivante, l'étude d'une antenne quasi-complémentaire réalisée à partir d'un monopôle et une fente. Ce type d'antenne excitée convenablement en un point d'alimentation peut présenter des diagrammes de rayonnements orthogonaux.

Nous rappelons que dans notre cas, en excitant les deux éléments séparément, nous ne recherchons pas de larges bandes passantes mais plutôt une diversité de diagramme de rayonnement grâce à l'orthogonalité des champs électrique et magnétique des deux éléments complémentaires (monopôle et fente).

Nous soulignons encore une fois que cette étude s'est affranchie des contraintes fréquentielles imposées par le cahier des charges du projet NETCOM ainsi que d'autres contraintes industrielles. Les performances de nos antennes du point de vue de l'adaptation, de l'isolation entre accès et de l'efficacité sont présentées dans la bande de fréquences 700 MHz– 6 GHz dans laquelle nous trouvons trois modes de fonctionnement.

# 2. Antennes à double accès à éléments complémentaires pour applications MIMO

Dans cette partie une antenne élémentaire à deux accès est présentée. Elle est constituée de deux éléments rayonnants, un monopôle de taille  $2\times60 \text{ mm}^2$  et une ouverture (fente) pratiquée dans le plan de masse. Cette fente débouchante peut être ou non de même taille que le monopôle afin d'ajuster les fréquences de fonctionnement des deux éléments. Les deux éléments sont positionnés dans un premier temps sur un plan de masse de grande dimension  $480\times480 \text{ mm}^2$  ( $2\times\lambda$ ), et dans un second temps sur un plan de masse réduit aux dimensions finies de  $220\times150 \text{ mm}^2$  (adapté à certaines applications). L'écartement entre éléments a été optimisé afin d'obtenir les meilleures performances possibles.

Ce type d'antennes va nous permettre d'obtenir de bonnes performances en termes d'adaptation et d'efficacité, mais également d'isolation et de diversité de diagramme grâce à l'orthogonalité des champs électrique et magnétique produits par les deux éléments. Ceci nous permettra d'envisager une application MIMO.

#### 2.1 Géométrie de la structure antennaire à deux accès

La structure antennaire étudiée est basée sur deux éléments rayonnants, un monopôle de taille  $2\times60$  mm<sup>2</sup> et une fente de même taille dont la longueur sera ensuite modifiée. Ils sont espacés de 30 mm et positionnés dans un premier temps, sur un plan de masse de  $480\times480$  mm<sup>2</sup> ( $2\times\lambda$ ), puis réduit à  $220\times150$  mm<sup>2</sup>.

Au fur et à mesure de l'étude et des résultats d'optimisation obtenus, des modifications ont été apportées à cette structure.

La Figure V.9 ci-dessous montre ces différents cas.





(4) Figure V. 9 : Quatre différentes structures antennaires étudiées

Structure n° :	Dimensions monopôle (mm <sup>2</sup> )	Dimensions fente (mm <sup>2</sup> )	Dimensions plan de masse (mm <sup>2</sup> )	Excitation
1	2×60	2×60	480×480	Accès1 : Fente Accès2 : Monopôle
2	2×60	2×120	480×480	Non modifiée
3	2×60	2×80	480×480	Position accès 1 modifiée
4	2×60	2×80	220×150	Maintien des positions du cas3

Tableau V. 1 : Géométrie des quatre antennes étudiées

Le tableau ci-dessus résume les dimensions du monopôle, de la fente, et du plan de masse ainsi que les positions des deux accès pour chacun des cas étudiés. Durant toute l'étude de cette première partie, la fente est excitée par l'accès 1 et le monopôle par l'accès 2.

#### 2.1.1 Résultats de la structure (1) : L<sub>fente</sub>=L<sub>monopôle</sub> =60 mm

Comme il a été déjà énoncé, pour le cas de la structure (1), le monopôle et la fente ont les mêmes dimensions de  $2\times60 \text{ mm}^2$  et sont positionnés sur un plan de masse "infini". La structure est simulée à partir de 700 MHz jusqu'à 6 GHz et le comportement de chaque élément, monopôle et fente, a été analysé.

Nous visualisons sur la Figure V.10 les paramètres S de l'antenne. Aux fréquences de 1,10 GHz, de 3,45 GHz et de 5,79 GHz, le monopôle est adapté avec un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB. La fente est adaptée aux fréquences de 2,13 et 4,47 GHz pour des coefficients de réflexion de -37 dB et -11 dB respectivement. Cela veut dire que le monopôle et la fente ont leurs propres résonances, que l'on voit apparaître de manière alternée.



Pour mieux voir les résonances des deux éléments, nous indiquons dans la Figure V.11, les courbes des parties réelles et imaginaires des impédances d'entrée de la fente  $(Z_{11})$  et du monopôle  $(Z_{22})$ :



Figure V. 11 : Impédances d'entrées (a) Fente (b) Monopôle

Nous remarquons une alternance de résonnances et d'antirésonances pour les deux éléments. Cette alternance se fait cependant d'une manière inverse.

Pour le monopôle (Figure V.11 (b)), nous voyons les résonances aux modes impairs à 1,10 GHz, 3,45 GHz et 5,79 GHz et les antirésonances à 2,13 et 4,47 GHz.

Par contre, pour la fente complémentaire (Figure V.11 (a)), ces modes résonants apparaissent sur les modes pairs à 2,13 et 4,47 GHz.

Nous visualisons aussi l'efficacité totale de chaque élément sur la Figure V.12 suivante :



Figure V. 12 : Efficacité totale des éléments de la structure (1)

Le monopôle et la fente présentent une efficacité totale supérieure à 80%, aux fréquences où ils sont adaptés, ce qui est tout à fait normal du fait que les deux ne travaillent pas sur les mêmes fréquences. En évitant le couplage mutuel, l'influence d'une antenne sur l'autre traduite par les paramètres  $S_{12}$  et  $S_{21}$ , est faible et l'efficacité ne diminue pas.

Les résultats obtenus avec cette structure ne permettent cependant pas d'envisager un fonctionnement adapté à des applications MIMO, les deux éléments ne fonctionnant pas à la même fréquence.

#### **Conclusion :**

Dans la suite de l'étude, nous allons essayer de les faire fonctionner sur les mêmes fréquences tout en gardant une isolation maximale entre eux.

Pour cela, nous allons modifier les dimensions de la structure et l'optimiser pour obtenir de bonnes performances sur les mêmes fréquences. Par conséquent, nous allons procéder avec la fente de deux manières :

- Dans un premier temps, nous allons d'abord doubler la longueur de la fente pour ramener sa première résonance, plus bas et la faire fonctionner à la même fréquence que le monopôle.
- Dans un second temps, nous n'allons pas doubler la longueur de la fente mais nous allons garder sa longueur autour de 60 mm, en introduisant une modification de la position de l'excitation pour arriver à bien exciter deux modes différents pour une bonne diversité. Nous allons aussi rajouter un petit stub de 2 cm pour ajuster l'adaptation de la fente.

Pour tous les cas traités nous analyserons l'adaptation, l'isolation et l'efficacité pour les trois premiers modes de fonctionnement et la distribution des courants surfaciques ainsi que les diagrammes de rayonnement à la première fréquence de fonctionnement.

#### 2.1.2 Résultats de la structure (2) : Lfente=2×Lmonopôle=120 mm

Le choix de la forme et de la longueur de la fente détermine les fréquences de fonctionnement de l'antenne et les impédances d'entrée. Ainsi, pour la structure 2, nous avons conservé la dimension du plan de masse et du monopôle, mais nous avons doublé la longueur de la fente (L <sub>fente</sub>= $2 \times L_{monopôle}$ =120 mm) pour décaler ses fréquences de résonances et les associer ainsi à celles du monopôle.



Figure V. 13 : Paramètres S de la structure (2)

D'après les résultats de simulation des paramètres S (Figure V.13), cette nouvelle structure montre la superposition des fréquences de résonance du monopôle et de la fente. Cela veut dire que les deux travaillent sur des fréquences quasiment identiques et plus particulièrement à 1,1- 3,47 et 5,8 GHz, contrairement à la première configuration.

Cette structure montre aussi que, malgré le fait que les deux éléments travaillent désormais sur des fréquences identiques, une isolation suffisante est maintenue. Celle-ci est d'environ -15 dB à la fréquence de 1,1 GHz et de -14 dB à la fréquence 3,47 GHz. De même l'efficacité des deux éléments n'a pas été dégradée (Figure V.14). Nous remarquons qu'elle est supérieure à 80% et peut même atteindre les 90% là où l'adaptation est meilleure.



Figure V. 14 : Efficacité totale des éléments de la structure (2)



Figure V. 15: Diagrammes de rayonnement 3D en gain de la structure (2) à 1,12 GHz pour (a) Fente et (b) Monopôle

La Figure V.15 illustre le diagramme de rayonnement pour cette structure à la première fréquence de 1,12 GHz. Celle de gauche (a) est pour la fente et la droite (b) pour le monopôle respectivement.

Les gains réalisés à cette fréquence sont de 4,58 dB pour la fente et de 3,4 dB pour le monopôle. Pour nous rendre compte du comportement de l'antenne, nous avons analysé la distribution des courants pour les trois fréquences de travail. Nous ne montrons cependant ci-dessous (Figure V.16) cette distribution des courants de surface que pour la première fréquence de 1,12 GHz. Sur les deux autres modes, nous obtenons une conclusion identique.



**Figure V. 16** : Distribution des courants de la structure (2) à 1,12 GHz lors de (a) l'excitation de la fente (b) l'excitation du monopôle.

Quand nous excitons le monopôle (cas (b)), il rayonne l'énergie injectée. Nous observons qu'il n'y a alors pas sur la fente, la même circulation de courant que dans le cas (a). Ceci prouve qu'il n'y a pas une distribution (excessive) de courant de l'un vers l'autre et donc pas ou peu de transfert de courant entre les deux ce qui conduit à une bonne isolation mutuelle. Ces conclusions sont identiques pour le cas de l'excitation de la fente (a).

#### **Conclusion :**

Ces premiers résultats en termes d'impédance et d'efficacité semblent très prometteurs mais cependant, les diagrammes de rayonnements ne semblent pas suffisamment décorrélés pour ramener ultérieurement du gain en diversité. Nous allons donc garder une longueur de fente plus proche de celle présentée dans le premier cas, ce qui nous permettra de réduire aussi l'encombrement, mais nous allons changer la position de l'excitation de la fente pour arriver à mieux exciter les modes aux fréquences désirées.

# 2.1.3 Résultats de la structure (3) : L<sub>monopôle</sub> =60 mm, L<sub>fente</sub>=80 mm, position de l'excitation modifiée

Dans cette troisième structure, nous avons diminué la longueur de la fente qui était le double de celle du monopôle, jusqu'à 80 mm. Après optimisation, nous obtenons une bonne adaptation de la fente dans le grand plan de masse avec cette longueur, en plaçant l'excitation plus bas.



Figure V. 17 : Paramètres S de la structure (3)

Nous visualisons sur la Figure V.17, les paramètres S de la structure. Aux fréquences de 1,18 GHz, 3,45 GHz et 5,79 GHz, le monopôle est adapté avec des coefficients de réflexion inférieurs à -10 dB. La fente aux fréquences de 1,14 GHz, de 3,4 GHz et de 5,54 GHz est adaptée pour des coefficients de réflexion de -9,6 dB, -14 dB et -17 dB respectivement.

Nous observons bien que la concordance des résonances est toujours maintenue et que la diminution de la longueur de la fente influence fortement son niveau d'adaptation qui est passé, autour de 1,1 GHz de -24 dB pour la structure précédente (2) à -9,6 dB. L'isolation a également diminué par rapport au cas (2) mais elle reste aux alentours de -10 dB qui est une valeur acceptable.

L'efficacité totale des deux éléments de l'antenne est présentée sur la Figure V.18.



Figure V. 18 : Efficacité totale des éléments la structure (3)

Le monopôle et la fente présentent une efficacité totale supérieure à 70%, donc plus faible par rapport au cas précédent. Ceci provient du fait que les deux éléments travaillent maintenant aux mêmes fréquences. L'influence de l'un sur l'autre est ainsi plus forte, ce qui augmente un peu le couplage (cf. paragraphe précédent) entre les deux et diminue l'efficacité à la première fréquence. Néanmoins, cette valeur, supérieure à 70%, est acceptable pour le fonctionnement de l'antenne.



Figure V. 19 : Diagrammes de rayonnement 3D de la structure (3) à 1,14 GHz pour (a) Fente (b) Monopôle

La Figure V.19 illustre les diagrammes de rayonnement pour cette structure (3) à la première fréquence 1,14 GHz. Le gain réalisé de la fente à cette fréquence est de 4,19 dB et de 3,29 dB pour le monopôle. Nous remarquons que ces diagrammes sont orthogonaux. La distribution des courants à la surface du monopôle complémentaire pour la fréquence de 1,14 GHz est donnée sur la Figure V.20.



**Figure V. 20** : Distribution des courants de la structure (3) à 1,14 GHz lors de (a) l'excitation de la fente (b) l'excitation du monopôle

Comme le cas précédent, le monopôle (ou la fente) rayonne quand il est excité, ce qui est visible à travers la circulation du courant que nous voyons en rouge, sans que cette circulation ne soit captée/acceptée par la fente. Ceci signifie à nouveau qu'il n'y a que peu de transfert de courant entre les deux, ce qui donne une isolation suffisante entre eux.

Avec la modification de l'endroit de l'excitation, la fente cette fois-ci est presque globalement excitée sauf, plus bas ou le petit stub ne sert que pour mieux l'adapter.

#### **Conclusion :**

Dans ce cas 3, nous voyons bien que nous excitons mieux le mode résonant de la fente. Les diagrammes de rayonnement sont plus signifiants et sont mieux orthogonaux que ceux de la structure 2 avec la fente double. Le fait d'avoir changé la position de l'excitation a fait que nous excitons le bon mode. En passant du cas 2 au 3, nous avons également amélioré l'encombrement. Une légère perte en terme d'efficacité semble être le seul inconvénient relevé.

# 2.1.4 Résultats de la structure (4) : L<sub>monopôle</sub> =60 mm, L<sub>fente</sub>=80 mm, position de l'excitation modifiée mais avec un PCB plus petit

Dans ce dernier cas nous avons choisi d'étudier l'antenne sur un plan de masse fini de 220×150 mm<sup>2</sup> de l'ordre de ceux utilisés actuellement dans la téléphonie mobile comme pour le projet NETCOM.



Figure V. 21: Paramètres S de la structure (4)

En termes d'adaptation, le plan de masse fini influence positivement le cas du monopôle qui passe de -10 dB à -14,96 dB mais avec une diminution de la bande passante par rapport au cas précédent (3) qui passe de 553 MHz à 390 MHz pour la fréquence de 1,23 GHz (Figure V.21).



Figure V. 22: Efficacité totale des éléments de la structure (4)

L'antenne sur ce plan de masse plus petit est efficace sur une bande un peu plus étroite à la fréquence de 1,23 GHz pour le cas du monopôle du fait de la réduction de la largeur de bande passante vue précédemment (Figure V.22). Cela prouve que les performances sont reliées à la taille du plan de masse mais restent cependant élevées. Sur les deux autres fréquences, l'efficacité n'a pas changé et reste élevée.



Figure V. 23 : Diagrammes de rayonnement 3D de la structure (4) à 1,23 GHz pour (a) Fente et (b) Monopôle

La Figure V.23 montre encore que, pour cette structure, les diagrammes sont orthogonaux à 1,23 GHz. Nous obtenons également des résultats similaires pour les deux autres fréquences plus hautes. Cela veut dire que la condition que les deux éléments doivent satisfaire dans une structure avec des éléments complémentaires est vérifiée, ce qui permet de capter le maximum de rayonnement.

Les gains réalisés de la fente et du monopôle à cette fréquence sont respectivement de 1,62 dB et de 3,8 dB.



**Figure V. 24** : Distribution des courants de la structure (4) à 1,23 GHz lors de (a) l'excitation de la fente (b) l'excitation du monopôle

Sur la Figure V.24 comme dans le cas précédant, le monopôle (ou la fente) rayonne quand il est excité. La circulation du courant (en rouge), montre à nouveau qu'il n y'a que peu de transfert de courant entre les deux, ce qui contribue à obtenir une isolation suffisante.

# 2.2 Conclusion

Nous avons présenté dans cette première partie, une structure antennaire à deux accès, réalisée avec un monopôle et une fente (éléments complémentaires) très proches et excités séparément. Ce type d'antennes nous a permis d'obtenir de bonnes performances en termes d'adaptation et d'efficacité mais également d'isolation et de diversité de diagramme grâce à l'orthogonalité des champs électrique et magnétique produits par ces deux éléments complémentaires. Ceux-ci présentent des diagrammes de rayonnement différents et une bonne isolation malgré leur proximité. Nous avons vu pour différentes fréquences de fonctionnement, la distribution des courants et les diagrammes de rayonnement qui permettent de mettre en évidence la complémentarité et les différences qui existent entre le monopôle et la fente et l'exploitation qui est faite de ces différences. La structure proposée peut donc répondre aux besoins des applications MIMO.

# 3. Système à double accès à éléments complémentaires pour les bandes LTE 3.1 Système à deux accès mono-bande 700-900 MHz

Dans cette étude nous allons revenir sur des fentes longues car cette partie a été réalisé en fait avant l'étude des fentes courtes. Elle est cependant présentée ici car elle est intéressante du point de vue de l'utilisation d'éléments parasites et elle peut être réutilisée avec des fentes courtes.

Nous avons aussi voulu couvrir les trois bandes demandées pour l'application de NETCOM. Pour cela, nous avons augmenté la longueur des éléments (monopôle et fente) à 94 mm, et nous avons porté leur largeur à 4 mm. Cette longueur de 94 mm est calculée à la fréquence de 800 MHz pour couvrir la bande basse 700-900 MHz. Les deux éléments rayonnants sont séparés par une distance appelée « Ecartement ». Nous notons cette fois-ci, le port 1 pour le monopôle et le port 2 pour la fente (Figure V.25).



Figure V. 25 : L'écartement entre les deux éléments rayonnants

Dans un premier temps, nous avons étudié l'influence de la distance entre les deux éléments en faisant varier l'écartement les séparant de 10 à 30 mm. La Figure V.26 montre les résultats obtenus pour les paramètres S :



Figure V. 26 : Les coefficients de réflexions des deux accès (a) S<sub>11</sub> : monopôle, (b) S<sub>22</sub> : fente

Le monopôle résonne au niveau de la bande souhaitée autour de 800 MHz (Figure V.26 (a)). Nous remarquons également un mode supérieur autour de 2,3 GHz. Concernant la Figure V.26 (b), la fente résonne mieux à une fréquence légèrement plus élevée et son adaptation est fortement influencée à cette fréquence par l'écartement. Ce paramètre a de plus une influence sur le couplage quantifié par le paramètre S<sub>21</sub> en Figure V.27. Plus nous écartons les éléments et plus le couplage diminue, traduit par une baisse du paramètre S<sub>21</sub>. Sa valeur reste cependant très élevée puisqu'au niveau de la bande basse, S<sub>21</sub> est autour de -7 dB.



Figure V. 27 : Variation du couplage entre les deux accès en fonction de l'écartement

Nous allons d'abord optimiser la longueur de la fente pour décaler sa résonance plus bas en fréquence. Nous notons sa longueur « L\_fente » et nous la faisons varier de 94 mm jusqu'au double donc à 188 mm (Figure V.28).



Figure V. 28 : Longueur L\_fente à optimiser

D'après la Figure V.29, nous arrivons à décaler la résonance pour une adaptation plus bas en fréquence. Nous décalons la fréquence de résonance de 1400 MHz à la valeur souhaitée de 800 MHz (de la courbe rouge vers la rose). Nous fixons L\_fente à 156 mm (en bleu), cette valeur permettant de couvrir l'ensemble de la bande de 650 MHz à 900 MHz.



Figure V. 29 : Décalage de la résonance de l'accès 2 (fente) en changeant sa longueur

Les paramètres S obtenus dans ce cas de L\_fente = 156 mm sont mentionnés sur la Figure V.30. D'après cette figure nous pouvons remarquer que la première bande est correctement couverte par les deux accès. La fente couvre également bien les deux autres bandes de fréquences autour de 1650-1850 MHz et autour de 2600-2800 MHz.



Figure V. 30 : Paramètres S obtenus dans le cas de L\_fente= 156 mm

Les couplages entre les deux accès sont toujours très importants, autour de -7 dB. Cette problématique sera traitée plus tard, nous souhaitons d'abord ramener les résonances supérieures du monopôle (courbe rouge) aux fréquences voulues. La fente présente des modes supérieurs (S<sub>22</sub> en courbe bleu) autour des fréquences désirées et elle résonne déjà autour de 1650-1850 MHz et autour de 2600-2800 MHz.

#### 3.2 Système à deux accès bi-bande 700-900 MHz et 1700-1900 MHz

Nous allons essayer de couvrir la deuxième bande pour l'accès 1 en rajoutant un élément parasite devant le monopôle alimenté.

La longueur de l'élément parasite est notée L-parasite, et nous notons la distance dist2 comme étant la distance qui le sépare du bord du plan de masse, comme le montre la Figure V.31 (a).



Figure V. 31 : (a) Rajout d'un élément parasite au niveau de l'accès 1 (b) Coefficient de réflexion selon la longueur L-parasite.

En changeant la longueur de l'élément parasite L-parasite entre 27 mm et 35 mm, nous arrivons à redescendre la bande vers la fréquence voulue de 1700 MHz, en passant de la courbe rouge à celle en bleu, sans dégrader le résultat de la première bande (Figure V.31(b)).

A 35 mm la bande est mieux couverte mais nous la fixons à 32 mm tout d'abord, afin de voir l'influence de la position de l'élément parasite entre le bord du plan de masse et le monopôle alimenté. Pour cela nous faisons varier la longueur dits2. La Figure V.32 montre les résultats obtenus :



Figure V. 32 : Influence de la position de l'élément parasite sur l'adaptation

D'après ces résultats, la meilleure position entre les quatre cas est dist2 =10 mm. Cela correspond à une distance entre les deux monopôles de 6 mm. Les paramètres S obtenus avec l'élément parasite ainsi placé sont présentés sur la Figure V.33 :



Par rapport à la Figure V.30, ici sur la Figure V.33 nous voyons bien que la deuxième résonance du monopôle est décalée plus bas en fréquence vers 1800 MHz. Cependant cette adaptation est encore insuffisante.

#### 3.3 Système à deux accès tri-bande 700-900 MHz, 1700-1900 MHz et 2500-2700 MHz

Pour couvrir la troisième et dernière bande 2500-2700 MHz, nous avons rajouté un autre petit élément parasite cette fois-ci à gauche du monopôle alimenté.

La longueur calculée pour ce nouvel élément parasite est de 20 mm. Pour changer sa position dist3, nous l'avons déplacé entre les deux ports d'excitation afin de voir son effet sur l'adaptation (Figure V.34).



Figure V. 34 : (a) Structure avec le deuxième élément parasite (b) Influence de sa distance sur son adaptation

Nos simulations montrent qu'à dist3=5mm, c.-à-d. quand l'élément parasite est le plus proche de l'excitation du port n°1 et n'est alors séparé que de 1 mm du monopôle, ce dernier est bien adapté sur la

bande désirée 2500-2700 MHz. Celle-ci est d'ailleurs largement couverte puisque nous avons une bande beaucoup plus large de 2000 MHz jusqu'à 3580 MHz. Cependant, le souci dans ce cas-là est que la deuxième bande de 1700-1900 MHz, déjà traitée, n'est plus adaptée.

Nous fixons donc dist3 à 5 mm et nous faisons varier sa longueur notée L-élément, pour étudier l'effet de ce paramètre sur l'adaptation du monopôle dans les différentes bandes de fréquences, et en particulier la bande 1700-1900 MHz. Une ré-optimisation de dist2 a été aussi nécessaire, pour rapprocher les deux éléments parasites du monopôle donc du port d'alimentation pour qu'ils soient vraiment excitées par couplage électromagnétique (Figure V.35).

D'après les résultats présentés ci-dessous, le choix de L-élément=20 mm est optimal.



Figure V. 35 : Résultats de S11 en faisant varier la longueur « L-élément »

Nous allons ajouter une fente complémentaire au monopôle alimenté n°1, pour corriger l'adaptation de la deuxième bande, celle ci étant désadaptée sur ses fréquences les plus basses. Cette fente est mentionnée sur la Figure V.36 ci-dessous, et l'influence sa longueur L-fente a été étudiée :



Figure V. 36 : Fente complémentaire au monopôle principal pour élargissement de la bande 1700-1900 MHz

La position de cet élément complémentaire en face du monopôle ne peut qu'influencer significativement les résultats comme on peut le voir sur la Figure V.37.



Figure V. 37 : (a) Influence de la fente complémentaire sur le coefficient de réflexion « accès 1 » (b) Zoom sur la bande 1700-1900 MHz

Comme le montrent ces deux figures, la variation de la longueur de la fente peut influencer fortement les résonances des deuxième et troisième bandes et n'a pas d'impact sur la première. Cette correction permet effectivement d'adapter l'antenne plus bas sur la deuxième bande. On obtient un optimum pour une longueur de 65 mm, l'antenne est alors adaptée à partir de 1700 MHz. Une augmentation de la longueur de la fente à partir de cette valeur retire alors très vite son intérêt.

Cependant nous voyons un compromis tel que pour une fente de 65 mm la bande est couverte à partir de 1700 MHz mais nous observons une dégradation du niveau d'adaptation. Avec une fente de 45 mm, la bande commence à 1740 MHz mais elle est adaptée à partir d'un meilleur niveau minimum à 10 dB jusqu'à plus de 3000 MHz. Nous choisissons alors d'utiliser une fente de 45 mm.

Nous souhaitons ensuite optimiser les bandes supérieures couvertes par la fente alimentée par le port n°2. Pour cela, nous rajoutons une fente parasite, après optimisation, sa longueur est fixée à 40 mm et elle est positionnée à 10 mm de la fente principale excitée. Les paramètres S de cette structure sont présentés sur la Figure V.38.



Figure V. 38 : (a) Rajout d'une fente parasite à l'accès n°2 (b) Paramètres S

La courbe noire de la Figure V.38 traduit les résultats du port n°2 après avoir ajouté la fente, les trois bandes sont bien couvertes.

Les deux accès présentent aussi des niveaux d'efficacité suffisants autour de 60 et 80 % pour la première bande et ensuite entre 75 et 90 % pour la deuxième et entre 62 et 70 % pour la troisième (Figure V.39). Ces niveaux peuvent encore être améliorés en optimisant mieux le niveau de couplage, celui-ci étant assez important, (autour de -7 dB) sur la première et la troisième bande. Si nous baissons ces niveaux au moins jusqu'à -10 dB nous aurons de meilleures performances et le système sera plus efficace.



Figure V. 39 : Efficacité totale au niveau des deux accès

## 4. Système à quatre accès tri-bande 700-900 MHz, 1700-1900 MHz et 2500-2700 MHz

L'étape suivante est de passer à quatre accès au lieu de deux sur le même plan de masse d'une surface de 150x220 mm<sup>2</sup> (Figure V.40). Nous avons dupliqué la précédente structure à deux accès sur l'autre extrémité du plan de masse.



Figure V. 40 : Système obtenu à quatre accès

Dans un premier temps nous avons vérifié les performances en adaptation de cette structure. Les figures ci-dessous sont les courbes de paramètres S pour les quatre différents accès.

Comme la structure est symétrique, nous notons que les accès 1 et 4 présentent les mêmes courbes de paramètres S et nous n'avons mentionné que l'accès 1 (Figure V. 41 (a)). Pareillement pour les accès 2 et 3 (Figure V.41 (b)). Ils présentent les mêmes courbes et nous n'avons mentionné que l'accès 2.



Figure V. 41 : Paramètres S simulés (a) Accès 1 (ou 4) (b) Accès 2 (ou 3)

Nous notons que les bandes sont mieux couvertes par les accès 2 et 3 par rapport aux accès 1 et 4, qui d'ailleurs nécéssitent une petite optimisation pour décaler un peu les bandes plus bas pour couvrir les quelques MHz manquants au début de la première et de la deuxième bande.

Le couplage augmente également jusqu'à -7 dB au niveau des première et troisième bandes.



Figure V. 42 : Efficacités totales pour les différents accès

Concernant l'efficacité totale, présentée sur la Figure V.42, nous observons des niveaux acceptables sur les trois bandes pour les accès 1 et 4 mais cela nécessite aussi une amélioration un peu plus bas en fréquence pour avoir une meilleure efficacité sur chaque bande couverte. Pour les accès 2 et 3, le maximum d'efficacité est bien centré au milieu des bandes et nous avons plus de 68% entre 700-900 MHz, 94% entre 1700-1900 MHz et enfin plus de 70% entre 2500-2700 MHz.

Pour améliorer l'isolation entre les accès et réduire le couplage obtenu sur la Figure V.41, nous avons modifié la répartition des éléments rayonnants sur la structure pour avoir une distance de séparation plus grande. Le fait de les éloigner les uns des autres permet de réduire l'échange d'énergie entre eux. La Figure V.43 ci-dessous montre la position finale de chacun des quatre accès et leurs répartitions sur le plan de masse.



Figure V. 43 : Structure finale tri-bande à quatre accès

Les résultats des paramètres S (Figure V.44), montrent que les bandes souhaitées sont mieux couvertes avec cette nouvelle disposition. Cela se voit en particulier pour la bande intermédiaire de 1700 à 1900 MHz. Nous constatons aussi une amélioration de l'isolation au niveau de la bande 2500-2700 MHz ou les paramètres  $S_{12}$  et  $S_{21}$  passent de -7 dB à -10 dB.

Cependant l'isolation au niveau de la bande basse 700-900 MHz n'a pas été augmentée et l'adaptation du monopôle sur le bas de cette bande reste assez faible. Le fait de n'agir que sur l'augmentation de la distance de séparation ne suffit pas pour atteindre un bon niveau d'isolation. Une autre méthode doit alors être investiguée dans ce cas.



Figure V. 44 : Résultats des paramètres S pour (a) Accès 1 ou 4 (b) Accès 2 ou 3

Les efficacités totales de chacun des quatre accès sont présentées sur la Figure V.45. Pour chacun d'eux elle depasse les 80 % pour les bandes moyenne et haute. Mais dans la bande basse, nous devons encore l'améliorer car elle est plus faible et elle descend autour de 40 %.



Figure V. 45 : Efficacités totales

#### 4.1 Diagrammes de rayonnement

Les Figures V.46 et V.47 montrent les diagrammes de rayonnement en gain réalisé de la structure antennaire tri-bande à la fréquence 1,8 GHz, pour les ports respectivement 1 et 4, et ensuite 2 et 3. Les éléments rayonnants pointent dans différentes directions. Leurs diagrammes sont identiques mais orthogonaux en polarisation, ce qui est particulièrement intéressant pour la diversité. En outre, les résultats de simulation montrent que l'antenne a un bon gain, de 5,6 dB dans le cas d'une excitation des accès 1 et 4 et un gain de 6,96 dB en cas d'excitation des accès 2 et 3.



Accès n°1Accès n°4Figure V. 46 : Diagramme de rayonnement en gain réalisé à 1,8 GHz pour les accès 1 et 4



Figure V. 47 : Diagramme de rayonnement en gain réalisé à 1,8 GHz pour les accès 2 et 3

Pour mieux voir ce rayonnement, les figures ci-dessous montrent les diagrammes en coordonnées polaires à la même fréquence 1,8 GHz dans le plan  $\boldsymbol{\varphi} = 90^{\circ}$ .



Figure V. 48 : Diagrammes de rayonnement en gain dans le plan  $\varphi$ =90° à 1,8 GHz pour les quatre accès

D'après la Figure V.48, le gain total sur ce plan est de 3,79 dB pour les accès 1 et 4 et de 6,68 dB pour les accès 2 et 3.

## 4.2 Performances en diversité

Nous avons évalué pour ce système tri-bande les performances en diversité et les résultats des paramètres concernés sont montrés ci -après.



Figure V. 49 : (a) Enveloppe de corrélation (b) Gain en diversité du système pour le port n°1

La courbe d'enveloppe de corrélation présentée ci-dessus (Figure V.49 (a)), est calculée à partir des paramètres S. Le niveau obtenu de l'enveloppe de corrélation ECC reste inférieur à 0,5, et ne dépasse 0,1 qu'en dessous de 750 MHz. Ces résultats montrent que les signaux sont suffisamment décorrélés.

Comme le gain (Figure V.49 (b)) en diversité dépend en grande partie de l'enveloppe de corrélation, celui-ci est aux alentours de 10 dB. Il est au maximum de sa valeur lorsque l'ECC est faible, en particulier autour de 1700 MHz.

#### 4.3 Conclusion

Nous avons présenté dans cette deuxième partie un système à deux accès, réalisé avec un monopôle et une fente, éléments complémentaires proches et excités séparément. Cette fois-ci nous insérons des monopôles et fentes parasites pour avoir un système multi-bande.

L'introduction de ces monopôles ou fentes parasites nous a permis non seulement de couvrir les bandes supérieures mais aussi d'élargir les bandes de fonctionnement. Nous avons ensuite dupliqué la structure pour avoir quatre accès au lieu de deux.

La taille totale du plan de masse est de  $220x150 \text{ mm}^2$  c'est à dire de  $0,51\lambda x0,35\lambda$  pour la fréquence basse de 700 MHz. Il n'est pas évident de concevoir un système à deux puis à quatre accès bien découplé et efficace. La bande de fréquence la plus basse, 700-900 MHz est particulièrement compliquée à couvrir et à découpler entre accès, celle-ci présentant l'isolation la moins élevée. Le système obtenu nécessite l'utilisation de douze éléments rayonnants, monopôles et fentes, au total. L'ensemble des performances obtenues dans cette étude reste donc à améliorer. Cependant cette étude exploratoire nous semblait intéressante à montrer car elle peut ouvrir à de nouvelles perspectives de structures rayonnantes.

# Conclusion

Dans ce chapitre nous avons montré dans une première partie, l'étude d'une structure antennaire à deux accès, réalisée à partir d'un monopôle et d'une fente (éléments complémentaires) très proches mais excités séparément.

Dans notre cas, en excitant les deux éléments séparément nous n'avons pas recherché l'obtention de larges bandes passantes mais plutôt une diversité de diagramme de rayonnement grâce à l'orthogonalité des champs électriques des deux éléments complémentaires. Les études ont été faites dans la bande de fréquences 700 MHz- 6GHz dans laquelle nous trouvons trois modes de fonctionnement.

Ce type d'antennes nous a permis d'obtenir de bonnes performances en termes d'adaptation et d'efficacité mais également d'isolation et de diversité de diagramme grâce à l'orthogonalité des champs électrique et magnétique produits par les deux éléments.

Dans la deuxième partie, un système à quatre accès est étudié. Chacun de ces accès est constitué non seulement d'un monopôle ou d'une fente complémentaire excités séparément, mais aussi de monopôles et de fente parasites afin d'obtenir un système multi-bande, sur une taille totale du plan de masse de  $220x150 \text{ mm}^2$ , soit  $0,51\lambda x 0,35\lambda$  à la fréquence basse de 700 MHz.

Ces éléments rayonnants multi-accès sont utilisés et répartis de manière spéciale pour obtenir de la diversité pour un système MIMO fonctionnant sur les bandes LTE. L'introduction de ces éléments parasites nous a permis de couvrir les bandes supérieures de fonctionnement.

Cependant, le couple monopôle-fente demeure très encombrant pour être exploité dans le cadre des communications mobiles. Une miniaturisation de cette antenne est donc nécessaire. Les techniques de miniaturisation tels que le repliement des éléments et/ou la conception de nouvelles géométries complémentaires, comme par exemple des PIFAs peuvent être employées.

Nous pensons aussi que cette structure à quatre accès peut être dupliquée une nouvelle fois pour avoir un système multi-antennes avec des éléments complémentaires à huit accès bien découplés. Cela pourrait convenir à des antennes relais sur des plan de masse d'une taille de 250x300 mm<sup>2</sup>.

Les structures présentées dans ce dernier chapitre ont été vérifiées en simulation, mais leur réalisation en pratique et leur mesure seraient aussi un ajout intéressant à ce travail.

# Références

- [1] H. Nakano, Y. Sato, H. Mimaki, and J. Yamauchi, "An inverted FL antenna for dual-frequency operation," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 8, pp. 2417–2421, Aug. 2005.
- [2] A. Byndas, R. Hossa, M. E. Bialkowski, and P. Kabacik, "Investigations into operation of singleand multi-layer configurations of planar inverted-F antenna," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 49, no. 4, pp. 22–33, 2007.
- [3] M.-S. Tong, M. Yang, Y. Chen, and R. Mittra, "Finite-difference time-domain analysis of a stacked dual-frequency microstrip planar inverted-F antenna for mobile telephone handsets," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 49, no. 3, pp. 367–376, 2001.
- [4] N. Takemura, "Inverted-FL Antenna With Self-Complementary Structure," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 10, pp. 3029–3034, Oct. 2009.
- [5] L. Guo, S. Wang, X. Chen, and C. Parini, "A printed miniature antenna for UWB applications," in Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE, 2010, pp. 1– 4.
- [6] A. Chami, N. Fortino, G. Kossiavas, and P. Brachat, "Dual complementary planar antennas for highly isolated Tx/Rx UWB systems," in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2013 IEEE, 2013, pp. 218–219.
- [7] C. Requin, "Antennes quasi-auto-complémentaires pour terminaux mobiles multi-standards," PhD Thesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2013.
- [8] C. Requin, G. Kossiavas, and R. Staraj, "Quasi-self-complementary antenna for multistandard radio system," in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2013 IEEE, 2013, pp. 1708–1709.

# Conclusion générale

Les travaux effectués au cours de cette thèse s'inscrivent dans le cadre du projet NETCOM et de la thématique des antennes MIMO multistandards. Le but, décrit dans l'introduction générale de ce manuscrit était de concevoir et d'intégrer un système MIMO multistandard dans un équipement appelé « smart Node » pour des stations de base pour le déploiement de la quatrième génération de téléphonie dite 4G/LTE ou « LTE advanced ».

Dans le chapitre 1, nous avons tout d'abord commencé par donner des généralités et par définir ce que c'est une antenne et son rôle dans un système de communication radio fréquence. Ses principaux paramètres ont été aussi définis. Avec le développement des petits objets communicants, beaucoup de méthodes de miniaturisation ont vu le jour. Nous avons décrit certaines de ces notions ainsi que les antennes miniatures les plus souvent utilisées. Comme le but de notre thèse est de réaliser un système MIMO multistandard alors, nous avons donné les définitions utiles et les techniques les plus utilisées pour réaliser ce type d'antenne. Pour éviter les phénomènes d'évanouissements causés par l'environnement de propagation multi-trajets et augmenter la capacité du canal, les système MIMO et de diversité ont également été définis.

Dans le chapitre 2, nous avons introduit le cahier des charges antennaire initial du projet et nous avons pour cela présenté un état de l'art et montré différentes structures antennaires déjà proposées en théorie, utilisant différentes techniques de découplage.

Nous avons ensuite étudié un premier système de référence à 4 accès, mono-bande dans un premier temps, en nous concentrant uniquement sur la bande basse de 700 à 900 MHz et en essayant différentes techniques présentées dans l'état de l'art pour améliorer son isolation.

Le cahier des charges a ensuite été modifié. Pour y répondre nous avons introduit une découpe au niveau de l'axe central de la structure, ce qui nous a conduit à avoir une structure divisée en deux pour satisfaire son placement sur le boitier de la smart cell. Nous nous sommes servis de cette découpe et des fentes également pour améliorer l'isolation du système antennaire.

Dans le chapitre 3, nous avons cherché à couvrir les deux autres bandes supérieures pour avoir un système tri-bande tout en faisant attention à ce qu'il soit bien performant dans son environnement complet. Un système MIMO a ainsi été étudié et présenté. Ce dernier est constitué de 4 accès symétriques. Chacun de ces accès se compose de 3 éléments : un élément principal couvrant la bande 700-900 MHz, un 1<sup>er</sup> élément parasite pour la bande 1710-1880 MHz, et un 2<sup>nd</sup> élément parasite assurant la troisième bande 2500-2690 MHz. Les éléments rayonnants sont imprimés sur un substrat rectangulaire en FR-4 qui a pour dimensions 250-300 mm<sup>2</sup> (0,58 $\lambda$ ×0,69 $\lambda$ ) avec une permittivité de  $\epsilon$ r=4,3, une tangente de pertes de 0,025, et une épaisseur de 1,6 mm.

La structure MIMO est bien adaptée au niveau des trois bandes souhaitées, avec un niveau d'isolation suffisant entre les différents accès. L'efficacité totale aussi a été vérifiée et un bon niveau est obtenu sur les 3 bandes, de l'ordre de 80%.

Ce système fonctionnant bien de manière isolée a été ensuite placé devant un radiateur métallique en aluminium destiné à refroidir les parties électroniques nécessaires au projet. Ce radiateur n'a pas les mêmes dimensions que la structure antennaire, et est constitué de plusieurs lamelles parallèles, espacées de 7,29 mm. Nous avons effectué plusieurs études sur l'influence de ce radiateur proche de l'antenne, et alors que sa présence aurait pu la pénaliser, les performances ont pu être au contraire améliorées. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  a été amélioré ainsi que l'efficacité. Ce radiateur ayant également un rôle de réflecteur, a permis aussi de réduire le rayonnement arrière et ainsi, de doubler le gain réalisé (5,75 dB).

Par conséquent, le système a été intégré avec succès dans son environnement complet, grâce à la bonne conception et ensuite à la bonne optimisation de la structure. Le système a été réalisé mais mesuré uniquement en espace libre du fait du manque du radiateur ainsi que du radôme. La comparaison des résultats de simulation et de mesure montre une bonne concordance, validant ainsi le bon fonctionnement du système MIMO.

Après avoir validé le système MIMO, nous nous sommes intéressés dans le chapitre 4 à améliorer encore plus l'isolation entre accès, à cause de l'espace très étroit entre éléments rayonnants, qui cause donc un fort couplage mutuel entre les antennes. Pour cela nous avons dans un premier temps, présenté une technique de découplage pour éléments rayonnants à espacement réduit, conçus pour la bande basse 700-900 MHz. Cette méthode peut être appliquée à une structure d'antennes couplées présentant un axe de symétrie et un élément central. Elle consiste à utiliser un diviseur de puissance et un déphaseur entre les accès de la structure symétrique, de manière à obtenir simultanément des amplitudes égales mais des phases opposées sur les éléments périphériques. Les courants ainsi créés par couplage sur l'élément central s'annulent mutuellement, entraînant un couplage très faible.

Deux types d'antennes différents ont été insérés au centre de la structure en tant que troisième élément. De très bons niveaux de découplage et donc une forte isolation entre antenne ont pu être obtenus aussi bien en simulation qu'en mesure. Le premier était un monopôle droit qui fournit une isolation de 50 dB. Le second était un élément en forme de T imprimé qui fournissait 70 dB d'isolation entre les deux ports, à la fréquence centrale de 0,81 GHz. Par rapport au système d'antenne d'origine, une amélioration de l'isolation de plus de 64 dB a été obtenue, ce qui nous a permis de valider ce concept de découplage. Les résultats de mesures des deux prototypes réalisés ont bien validé ceux de la simulation.

Nous avons ensuite continué ce travail en couvrant les deux bandes supérieures pour rendre ce système découplé multi-bande en visant toujours les fréquences LTE. Cela a été accompli en insérant différents éléments parasites imprimés ou pas et optimisés en longueur et en espacement pour bien couvrir les bandes. Les niveaux des efficacités sont bons et les performances en diversité ont été aussi vérifiées.

Dans le chapitre 5 nous avons proposé dans une première partie l'étude d'une structure antennaire à deux accès, réalisée à partir d'un monopôle et d'une fente (éléments complémentaires) très proches et excités séparément.

Dans notre étude, en excitant les 2 éléments séparément nous n'avons pas recherché de larges bandes passantes mais plutôt une diversité de diagramme de rayonnement grâce à l'orthogonalité des champs électrique et magnétique des 2 éléments complémentaires (monopôle et fente) selon le principe de Babinet, dans la bande de fréquences 700 MHz-6 GHz dans laquelle on trouve 3 modes de fonctionnement.

Ce type d'antennes nous a permis d'obtenir de bonnes performances en termes d'adaptation et d'efficacité mais également d'isolation et de diversité de diagramme.

Dans la deuxième partie, un système à 4 accès est réalisé. Chacun de ces accès est constitué non seulement d'un monopôle et une fente très proches et excités séparément, mais aussi des monopôles et fentes parasites pour avoir un système multi-bande, sur une taille totale du plan de masse de 220x150 mm<sup>2</sup> c.-à-d.  $0,51\lambda x0,35\lambda$  (calculées à la fréquence basse 700 MHz). Ces éléments rayonnants multi-accès sont utilisés et réparties de manière originale pour obtenir de la diversité pour un système MIMO fonctionnant sur les bandes LTE. L'introduction de ces éléments parasites nous a permis non seulement de couvrir les bandes supérieures mais aussi d'élargir les bandes de fonctionnement.

En perspectives, certains des points traités dans les précédents chapitres peuvent faire l'objet d'amélioration des résultats obtenus.

Dans le chapitre 3, les dernières mesures doivent être faites avec le radiateur métallique, pour pouvoir aussi comparer le reste des résultats et valider le système définitivement.

Un autre point aussi interessant auquel nous avons pensé est de couvrir d'autres bandes supérieures de la 5G jusqu'à 6 GHz.

Nous avons pensé qu'il est possible de remplacer les antennes utilisées par un autre type d'antennes moins sensible à ce type d'environnement telles que les PIFA par exemple.

Dans le chapitre 4, Il existe beaucoup de points qui sont intéressants encore à étudier pour aller plus loin dans l'étude et pour introduire des améliorations à la structure antennaire.

Nous pensons que les éléments parasites introduits qui sont droits peuvent être aussi remplacés par d'autres imprimés sur le même plan pour réduire l'encombrement et la donc la taille de la structure. Un autre point très intéressant à étudier concerne le circuit de déphasage. Il peut être amélioré en trouvant un moyen de l'automatiser et le faire fonctionner aux autres fréquences et non seulement à la fréquence centrale de la première bande de fonctionnement.

Enfin le point le plus logique à faire après cette étude de découplage d'une structure tri-bande à deux accès est de la rendre à 4 accès justement pour avoir une structure MIMO à 4 accès découplée et tribande.

Dans le chapitre 5, le couple monopôle-fente demeure cependant encombrant pour être exploité dans le cadre des communications mobiles. Une miniaturisation de cette antenne est donc nécessaire, à commencer par des repliements des éléments et/ou la conception de nouvelles géométries complémentaires, en utilisant par exemple des PIFAs ...

Nous pensions fortement aussi que cette structure à 4 accès peut même être dupliquée pour avoir un système multi-antennes à 8 accès sur une taille plus large qui convient à des antennes relais comme pour celle de NETCOM donc sur une taille de 250-300 mm<sup>2</sup>, tout en conservant des accès bien découplés.

Ces structures de ce dernier chapitre ont été vérifiées en simulation, mais leur réalisation permettra aussi les valider par la mesure.

#### Annexe 1

#### 1. Définition d'une antenne auto-complémentaire

Une antenne auto-complémentaire [1]-[2] est aussi dite antenne indépendante de la fréquence car son impédance d'entrée et ses propriétés de rayonnement sont stables sur une large bande passante. L'auto-complémentarité, introduite par Yasuto Mushiake [1]-[3], résulte du principe de Babinet. Ce dernier démontre qu'un dipôle et sa fente complémentaire ont le même rayonnement. Ce principe permet également de calculer l'impédance d'une antenne auto-complémentaire. En effet, Mushiake a prouvé que le produit des impédances d'entrée de deux antennes complémentaires est égal à  $Z_0^{2/4}$ . L'impédance d'entrée Z de l'antenne auto-complémentaire déduite de ce principe est égale alors à la moitié de l'impédance du vide :

$$Z = \frac{Z_0}{2} = \frac{120\pi}{2} = 60\pi = 188,5\,\Omega$$
 (1)

Où  $Z_0 = 120 \pi$  est l'impédance du vide.

Cette propriété permet alors de concevoir aisément des antennes large bande mais au détriment de son encombrement et d'une impédance d'alimentation naturelle de 188  $\Omega$ .

#### 2. Théorie et principes des antennes auto-complémentaires

#### 2.1. Principe de Babinet

Ce principe est énoncé en 1870 dans le domaine de l'optique, il démontre que lorsque le champ derrière un écran avec une ouverture est ajouté au champ d'une structure complémentaire, la somme est égale au champ quand il n'y a pas d'écran [4]. Le principe de Babinet formulé en optique dans l'étude de la diffraction ne tient cependant pas compte de la polarisation, qui est si essentielle dans la théorie des antennes. Une extension du principe de Babinet, qui inclut la polarisation et les plans conducteurs, a été introduite par Booker [5]- [6]. Ce principe a donc été étendu aux ondes électromagnétiques en ajoutant l'étude de la polarisation des champs rayonnés.

En termes plus simples, ce principe démontre que la somme d'un champ  $E_e$ , obtenu derrière un écran muni d'une ouverture et d'un champ  $E_m$ , obtenu en remplaçant l'écran par son complémentaire, est le champ  $E_0$ , obtenu en l'absence d'écran (Figure 1).



Figure 1 : Illustration du principe de Babinet [4]

En se référant à cette figure, supposons qu'une source électrique J rayonne dans un milieu d'impédance intrinsèque  $\eta$  et produit au point P les champs  $E_0$ ,  $H_0$ . Les mêmes champs peuvent être obtenus en combinant les champs lorsque la source électrique rayonne dans un milieu d'impédance intrinsèque  $\eta$  en présence de :

1. un conducteur électrique infini, planaire, très mince, parfait avec une ouverture  $S_a$ , qui produit en P les champs  $E_e$ ,  $H_e$  (Figure 1 (b)).

2. un conducteur magnétique parfait, très fin,  $S_a$ , qui produit en P les champs  $E_m$ ,  $H_m$  [Figure 1 (c)]. Grâce à :

$$\begin{cases} E_0 = E_e + E_m \\ H_0 = H_e + H_m \end{cases}$$
(2)

Le champ produit par la source de la Figure 1 (a) peut également être obtenu en combinant les champs de :

1. une source électrique J rayonnante dans un milieu d'impédance intrinsèque  $\eta$  en présence d'un conducteur électrique infini, très mince, parfait, qui produit en P les champs E<sub>e</sub>, H<sub>e</sub> (Figure 1 (b)).

2. une source magnétique M rayonnant dans un milieu d'impédance intrinsèque  $\eta_d$  en présence d'un conducteur électrique très mince, parfait S<sub>a</sub>, qui produit en P les champs E<sub>d</sub>, H<sub>d</sub> (Figure 1 (d)).

Grâce à :

$$\begin{aligned} E_0 &= E_e + H_d \\ H_0 &= H_e - E_d \end{aligned}$$
 (3)

Le dual de la Figure 1 (d) est plus facilement réalisé en pratique que celui de la Figure 1 (c). Pour obtenir la Figure 1 (d) de la Figure 1 (c), J est remplacé par M,  $E_m$  par  $H_d$ ,  $H_m$  par  $-E_d$ . C'est une forme de dualité souvent utilisée en électromagnétisme.

En résumé, Booker a démontré que le rayonnement de deux sources complémentaires l'une de l'autre, pouvait être identique à condition de permuter les champs électrique et magnétique. Ce principe, permet aussi de calculer les impédances des structures complémentaires.



Figure 2 : Ouverture rayonnante et son dipôle complémentaire [4].

En utilisant l'extension de Booker, nous pouvons dire en se référant à la Figure 2, que si une fente et son complément sont placés dans un milieu avec une impédance intrinsèque  $\eta$  et ont des impédances terminales de Z<sub>s</sub> et Z<sub>c</sub> respectivement sont liés par :

$$Z_s Z_c = \frac{\eta^2}{4} \tag{4}$$

#### 2.2. Principe de Babinet sur une fente rectangulaire

Si nous prenons une surface conductrice muni d'une ouverture de forme quelconque, et nous appliquons une différence de potentiel entre deux bords opposés, alors nous obtenons un système rayonnant appelé fente rayonnante.

Un dipôle complémentaire à cette fente est le dipôle taillé dans une lame qui épouse exactement le contour de la fente considérée, comme l'illustre la Figure 3.



Figure 3 : Champs E et H de (a) Fente et (b) Dipôle complémentaire [7]

Nous considérons une fente de demi-longueur d'onde très mince découpée sur un écran infini, planaire, très mince et parfaitement conducteur (Figure 3).

Cette figure compare, dans les plans verticaux et horizontaux, les champs électrique et magnétique rayonnés par cette fente et par le dipôle complémentaire. Lorsqu'une fente est verticale (Figure 3 (a)), son champ électrique est polarisé horizontalement alors que celui du dipôle vertical est polarisé verticalement (Figure 3 (b)). Changer l'orientation angulaire de la fente ou de l'écran changera la polarisation.

Les diagrammes de rayonnement d'une fente et d'un dipôle sont similaires, à condition d'échanger les champs électrique et magnétique. Les champs électriques des deux antennes sont donc orthogonaux l'un à l'autre. Le diagramme de rayonnement d'une fente est donc bien omnidirectionnel dans le plan E et directif dans le plan H.

# **Références Annexe 1**

- Y. Mushiake, « A report on Japanese development of antennas: from the Yagi-Uda antenna to selfcomplementary antennas », *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 46, nº 4, p. 47–60, 2004.
- [2] T. Ishizone et Y. Mushiake, « A self-complementary antenna composed of unipole and notch antennas », in Antennas and Propagation Society International Symposium, 1977, 1977, vol. 15, p. 215–218.
- [3] Y. Mushiake, « Self-Complementary Antennas », *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 34, nº 6, déc-1992.
- [4] C. A. Balanis, Antenna theory: analysis and design, 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley, 2005.
- [5] H. G. Booker, « Slot aerials and their relation to complementary wire aerials (Babinet's principle) », Journal of the Institution of Electrical Engineers-Part IIIA: Radiolocation, vol. 93, nº 4, p. 620– 626, 1946.
- [6] E. C. Jordan et K. G. Balmain, *Electromagnetic waves and radiating systems*.
- [7] J. D. Kraus et R. J. Marhefka, Antennas for all applications.
## Liste des articles durant la thèse

## **Communications internationales:**

L. Sadaoui, G. Kossiavas, R. Staraj, "A decoupling technique for the design of strongly isolated closely spaced antennas", 11th European Conference on Antennas and Propagation, EUCAP 19-24 March 2017, Paris, France.

L. Sadaoui, G. Kossiavas, R. Staraj, "Validation of a Decoupling Technique by Using Two Types of Antennas", 2017 IEEE APS Symposium on Antenna and Propagation, July 9-14 2017, San Diego, California, USA.

L. Sadaoui, G. Kossiavas, R. Staraj, "Influence of a Metallic Radiator on a Multiband LTE MIMO Antenna System", 12th European Conference on Antennas and Propagation, EUCAP 09-13 April 2018, London, UK.

L. Sadaoui, G. Kossiavas, R. Staraj, L. Lizzi, "Design of a Multiband LTE MIMO Antenna System Integrated in its Real Environment", 2018 IEEE International Symposium on Antenna and Propagation, 8-13 July 2018, Boston, Massachusetts, USA.

## **Communications nationales :**

L. Sadaoui, G. Kossiavas, R. Staraj, "Antennes à double accès à éléments Quasi Auto-Complémentaires pour applications MIMO", Assemblée générale Interférences d'Ondes, Lyon 19-21 Octobre 2015, France.

L. Sadaoui, G. Kossiavas, R. Staraj, "Technique de découplage pour la conception d'antennes fortement isolées", XXèmes Journées Nationales Microondes 16-19 mai 2017, Saint-Malo, France.

L. Sadaoui, G. Kossiavas, R. Staraj, "Influence d'un radiateur métallique sur le fonctionnement d'une antenne 4 accès type monopôle tri-bande", Assemblée générale Interférences d'Ondes, Sophia Antipolis 23-25 Octobre 2017, France.