



**HAL**  
open science

# Antennes quasi-auto-complémentaires pour terminaux mobiles multi-standards

Cédric Requin

► **To cite this version:**

Cédric Requin. Antennes quasi-auto-complémentaires pour terminaux mobiles multi-standards. Autre. Université Nice Sophia Antipolis, 2013. Français. NNT : 2013NICE4130 . tel-00954410

**HAL Id: tel-00954410**

**<https://theses.hal.science/tel-00954410>**

Submitted on 2 Mar 2014

**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.

UNIVERSITE DE NICE-SOPHIA ANTIPOLIS

## ECOLE DOCTORALE STIC

SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE L'INFORMATION ET DE LA COMMUNICATION

# T H E S E

pour l'obtention du grade de

## Docteur en Sciences

de l'Université de Nice-Sophia Antipolis

Mention : Electronique

présentée et soutenue par

*Cédric REQUIN*

### **Antennes quasi-auto-complémentaires pour terminaux mobiles multi-standards**

Thèse dirigée par *Georges KOSSIAVAS*

soutenue le *18 décembre 2013*

#### **Jury :**

M. Ala Sharaiha	Professeur, IETR, Rennes	Rapporteur
M. Thierry Monédière	Professeur, XLIM, Limoges	Rapporteur
M. Xavier Bégaud	Professeur, TELECOM Paritech	Examineur
M. Philippe Le Thuc	Professeur, UNSA	Examineur
M. Georges Kossiavas	Professeur, UNSA	Examineur
M. Robert Staraj	Professeur, UNSA	Examineur
M. Chris Barratt	Ingénieur, Insight SiP	Invité
M. Dominique Nussbaum	Ingénieur, EURECOM	Invité



# Remerciements

*Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications (LEAT) de l'Université de Nice-Sophia Antipolis.*

*Pour m'avoir permis d'effectuer à la fois un stage de fin d'études dans le cadre du CREMANT et à la fois d'accomplir ce doctorat au LEAT, il m'apparaît évident de remercier en priorité Monsieur Jean-Yves DAUVIGNAC, directeur du LEAT et Monsieur Christian PICHOT, ancien Directeur de recherche au CNRS, ancien Directeur du laboratoire et co-directeur du CREMANT.*

*A Monsieur Georges KOSSIAVAS, Professeur à l'Université de Nice-Sophia Antipolis qui a été mon directeur de thèse durant ces quatre années, j'adresse toute l'expression de ma gratitude pour la confiance qu'il m'a accordée tout au long de ce travail. Sa bonne humeur et son humour auront été des atouts pour moi pour finaliser ce projet de longue haleine.*

*J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur Robert STARAJ Professeur et Maître de Conférences à l'Université de Nice-Sophia Antipolis pour son rôle de superviseur émérite de cette thèse. Le temps qu'il m'a accordé et ses nombreux conseils m'ont été très précieux.*

*A Messieurs Ala SHARAIHA, Professeur à l'Université de Rennes et Thierry MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges, qui m'ont fait l'honneur d'examiner ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur, je leur demande de croire à l'expression de ma haute considération.*

*Que Messieurs Philippe LE THUC, Professeur à l'Université de Nice-Sophia Antipolis et Xavier BEGAUD, Professeur à TELECOM ParisTech, soient assurés de ma reconnaissance pour avoir accepté d'être parmi les membres du jury.*

*Mes remerciements les plus sincères vont également à Monsieur Chris BARRATT, Ingénieur chez Insight SiP et Monsieur Dominique NUSSBAUM Ingénieur chez EURECOM, devant lesquels j'aurai l'honneur de soutenir ma thèse.*

*Je voudrais également exprimer toute ma reconnaissance à Messieurs Laurent BROCHIER, Franck PERRET et Jean-Louis LE SONN pour l'aide technique qu'ils m'ont prodiguée, à Mesdames Martine BORRO et Marie-Hélène PROSILLICO, pour l'aide immense qu'elles m'ont apportée dans les tâches administratives.*

*Concernant l'aspect technique qui a été pour ma thèse essentiel, je ne voudrais pas oublier dans mes remerciements l'équipe de Orange Labs - La Turbie au sein de laquelle j'ai pu évoluer et apprendre ...*

*Mon cordial salut qui vaut tous les remerciements possibles va également à l'ensemble des membres du Laboratoire, qu'ils soient Professeurs, Maîtres de Conférences, ATER, doctorants ou stagiaires de Master.*

*Enfin, que mes parents, ma famille et mes amis trouvent ici la matérialisation de l'affection que je leur porte et que je leur dois depuis 30 ans ! Merci pour tout !*



# Table des matières

<b>Table des matières</b>	<b>1</b>
<b>Introduction</b>	<b>5</b>
<b>Chapitre I: Les antennes et leurs paramètres fondamentaux</b>	<b>9</b>
<b>I.1. Définition d'une antenne</b>	<b>10</b>
<b>I.2. Les caractéristiques radioélectriques</b>	<b>11</b>
I.2.1. L'impédance d'entrée	11
I.2.2. Le coefficient de réflexion	12
I.2.3. Le rapport d'onde stationnaire	12
I.2.4. La fréquence de résonance et la bande passante	13
I.2.5. Les régions du champ électromagnétique	13
I.2.6. Le diagramme de rayonnement, le gain et la directivité	14
I.2.7. L'efficacité de rayonnement et l'efficacité totale d'une antenne	15
<b>I.3. Antennes élémentaires pour la téléphonie mobile</b>	<b>16</b>
I.3.1. Les antennes filaires	16
I.3.2. Les antennes patches	19
<b>I.4. Techniques de miniaturisation et d'élargissement de la bande passante</b>	<b>20</b>
I.4.1. Introduction	20
I.4.2. Caractéristiques des antennes miniatures – facteur de qualité	20
I.4.3. Techniques de miniaturisation	22
I.4.3.1. Substrat à haute permittivité	22
I.4.3.2. Les métamatériaux	23
I.4.3.3. Ajout de court-circuit - antennes PIFA	23
I.4.3.4. Repliement des éléments	26
I.4.3.5. Ajout de fentes dans l'élément rayonnant	27
I.4.3.6. Utilisation de structures fractales	28
I.4.4. Création de nouvelles résonances et techniques d'élargissement de bande	29
I.4.4.1. Ajout de fentes rayonnantes dans l'élément	29
I.4.4.2. Insertion d'éléments parasites	30
<b>I.5. Généralités sur les antennes Ultra Large Bande (ULB)</b>	<b>31</b>
I.5.1. Antennes indépendantes de la fréquence	32
<b>I.6. Conclusion</b>	<b>35</b>
<b>I.7. Références</b>	<b>36</b>
<b>Chapitre II: Théorie et principes des antennes auto-complémentaires</b>	<b>41</b>
<b>II.1. Principes mis en œuvre</b>	<b>42</b>
II.1.1. Principe de Babinet	42
II.1.2. Principe transposé sur les antennes	44
II.1.3. Impédance d'entrée des structures complémentaires	46
II.1.4. Techniques pour améliorer la bande passante sur structure finie	48

<b>II.2. Application sur une antenne monopôle</b>	<b>50</b>
II.2.1. Outil de simulation	50
II.2.2. Principe de fonctionnement	50
II.2.3. Géométrie	51
II.2.4. Etude du monopôle sur plan de masse infini	52
II.2.4.1. Impédance d'entrée du monopôle simple sur PCB infini	53
II.2.4.2. Coefficient de réflexion du monopôle simple sur PCB infini	53
II.2.4.3. Efficacité totale du monopôle simple sur PCB infini	54
II.2.4.4. Impédance d'entrée du monopôle AC sur PCB infini	54
II.2.4.5. Coefficient de réflexion du monopôle AC sur PCB infini	55
II.2.4.6. Efficacité totale et rayonnée du monopôle AC sur PCB infini	56
II.2.5. Etude du monopôle sur plan de masse fini	57
II.2.5.1. Analyse du monopôle simple – Cas (a)	58
II.2.5.2. Analyse du monopôle AC - fente fermée sur PCB fini – Cas (b)	60
II.2.5.3. Analyse du monopôle AC - fente débouchant sur PCB fini – Cas (c)	61
II.2.6. Etude de la non parfaite auto-complémentarité sur PCB fini	67
<b>II.3. Conclusion</b>	<b>69</b>
<b>II.4. Références</b>	<b>70</b>
<b>Chapitre III: Antennes IFA et IFA-AC</b>	<b>73</b>
<b>III.1. Antenne IFA</b>	<b>74</b>
III.1.1. Géométrie de l'antenne IFA étudiée	75
III.1.2. Etudes paramétriques sur l'antenne IFA	76
III.1.2.1. Distance entre le court-circuit et l'alimentation	76
III.1.2.2. Largeur du court-circuit	77
III.1.2.3. Largeur du brin au-dessus de l'alimentation	78
III.1.2.4. Largeur du brin rayonnant	78
III.1.3. Caractéristiques radioélectriques de l'antenne IFA de référence	79
III.1.3.1. Impédance d'entrée de l'antenne IFA simple optimisée	79
III.1.3.2. Coefficient de réflexion de l'antenne IFA simple optimisée	80
III.1.3.3. Efficacité totale de l'antenne IFA simple optimisée	80
III.1.3.4. Diagrammes de rayonnement de l'antenne IFA simple optimisée	81
<b>III.2. Antenne IFA Auto-Complémentaire (IFA-AC)</b>	<b>82</b>
III.2.1. Techniques d'alimentation	82
III.2.2. Excitation entre le brin d'alimentation de l'antenne IFA et les parties B et C reliées - Cas (a)	83
III.2.3. Excitation entre le brin d'alimentation de l'antenne IFA et la partie C du PCB - Cas (b)	88
III.2.4. Excitation entre le brin d'alimentation de l'antenne IFA et la partie B du PCB - Cas (c)	92
<b>III.3. Conclusion</b>	<b>95</b>
<b>III.4. Références</b>	<b>96</b>
<b>Chapitre IV: Antennes IFLA-AC : Antennes IFA-AC avec ajout d'un élément en "L" AC</b>	<b>99</b>
<b>IV.1. Solutions antennaires</b>	<b>100</b>
<b>IV.2. Intégration et optimisation de l'élément en "L"</b>	<b>102</b>
IV.2.1. Rappel des techniques d'alimentation	103
IV.2.2. Emplacement de l'élément en "L" et rappel des résultats de l'antenne IFA-AC	104
IV.2.3. Première géométrie	105

IV.2.3.1.	Disposition à plat – Config 1 _____	106
IV.2.3.2.	Disposition en repliant les éléments (IFA + L) de 90°– Config 2 _____	107
IV.2.3.3.	Disposition avec l'élément en "L" replié de 90°– Config 3 _____	107
IV.2.4.	Deuxième géométrie _____	108
IV.2.4.1.	Disposition à plat – Config 1 _____	109
IV.2.4.2.	Disposition en repliant les éléments (IFA + L) de 90°– Config 2 _____	110
IV.2.4.3.	Disposition avec l'élément en "L" replié de 90°– Config 3 _____	111
<b>IV.3.</b>	<b>Prototypes et réalisation _____</b>	<b>114</b>
IV.3.1.	Antenne IFLA simple repliée _____	114
IV.3.1.1.	Impédance d'entrée et coefficient de réflexion de l'antenne IFLA simple repliée _____	115
IV.3.2.	Antenne IFLA avec seulement l'élément IFA auto-complémentaire _____	116
IV.3.2.1.	Alimentation de type cas (a) _____	116
IV.3.2.2.	Alimentation de type cas (b) _____	117
IV.3.3.	Antenne IFLA-AC _____	118
IV.3.3.1.	Alimentation de type cas (a) _____	118
IV.3.3.2.	Alimentation de type cas (b) _____	119
<b>IV.4.</b>	<b>Conclusion _____</b>	<b>125</b>
<b>IV.5.</b>	<b>Références _____</b>	<b>127</b>
<b>Chapitre V: Système antenne multiple à base d'éléments quasi-auto-complémentaires</b>		<b>129</b>
<b>V.1.</b>	<b>Généralités sur les systèmes multi-antennes _____</b>	<b>131</b>
V.1.1.	Evanouissement et multi-trajets _____	131
V.1.2.	Systèmes multi-antennes _____	131
V.1.2.1.	Problématique _____	131
V.1.2.2.	Diversité d'antenne _____	132
<b>V.2.</b>	<b>Découplage au sein de systèmes multi-antennaires _____</b>	<b>133</b>
<b>V.3.</b>	<b>Systèmes multi-antennes à base d'éléments auto-complémentaires _____</b>	<b>136</b>
V.3.1.	Première configuration – IFLA-AC 1 orthogonale à IFLA-AC 2 _____	137
V.3.2.	Deuxième configuration – IFLA-AC 1 en face de IFLA-AC 2 _____	139
V.3.3.	Troisième configuration – Ligne de neutralisation _____	141
V.3.4.	Quatrième configuration – Modification du plan de masse _____	144
<b>V.4.</b>	<b>Prototype et réalisation _____</b>	<b>146</b>
<b>V.5.</b>	<b>Conclusion _____</b>	<b>148</b>
<b>V.6.</b>	<b>Références _____</b>	<b>149</b>
<b>Conclusion et perspectives _____</b>		<b>153</b>
<b>Table des figures _____</b>		<b>157</b>
<b>Annexes _____</b>		<b>161</b>
<b>Résumé/Abstract _____</b>		<b>186</b>





# Introduction

La téléphonie connaît son taux de croissance le plus fort depuis dix ans. Dans ce secteur des télécommunications, les communications mobiles et sans fil représentent actuellement des domaines extrêmement porteurs.

Notre statut de citoyen du monde a induit des changements profonds dans nos habitudes et notre consommation. L'apparition de nouvelles technologies (*GSM, DCS, UMTS,...*) nous permet désormais de vivre et de travailler autrement. Communiquer de façon quasi instantanée, partager, échanger des informations grand public ou confidentielles, personnelles ou professionnelles d'un bout à l'autre de la planète font partie de notre quotidien. Grâce à un ensemble de services associés à la téléphonie permettant la transmission et la gestion de données tels les communiqués de presse et les mails, les réservations et les achats en ligne, les transactions bancaires et le système de géolocalisation..., la logistique d'une grande partie de notre vie tient désormais dans notre main.

Voilà pourquoi la téléphonie mobile doit s'adapter à la transformation de notre monde.

Ainsi, une nouvelle norme quatrième génération 4G LTE (*Long Term Evolution*), dérivée des normes 3G UMTS, comprenant de nombreuses améliorations portant sur le débit de transmission des données, est en cours de déploiement. Aujourd'hui le réseau 4G est utilisé sur deux bandes de fréquences, 800MHz et 2600MHz.

Il apparaît incontournable de concevoir un système de communication répondant à l'ensemble des normes présentes et des normes à venir.

Dans ce cadre bien précis des besoins de la téléphonie, l'objectif de notre laboratoire de recherches consiste à réaliser une antenne aux dimensions réduites, conforme aux standards actuels, capable de répondre aux nouvelles exigences liées à la 4G et d'autoriser son intégration dans l'architecture d'un terminal mobile.

Optimiser les dimensions et les performances radioélectriques des antennes utilisées dans le domaine des liaisons sans fil (*téléphonie mobile, RFID, communications WLAN, Wifi, Bluetooth, communications de type ULB*), concevoir des antennes multi ou large bande voire ultra large bande, généralement omnidirectionnelles en termes de rayonnement, demeure l'une des orientations principales fixées par notre laboratoire.

S'appuyant sur l'immense travail déjà accompli sur le terminal mobile, l'objectif de cette thèse vise donc, en conciliant ergonomie et maniabilité, à réduire autant que possible les dimensions d'une antenne et à assurer son fonctionnement dans un environnement contraint. Sachant que le volume dédié à l'antenne dans un téléphone portable est assez restreint, l'intégration sera d'autant plus délicate que notre projet envisage l'insertion de plusieurs éléments rayonnants identiques dans le but bien précis d'exploiter les techniques actuelles de diversité et le procédé MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) pour un système multi-antennes.

Le premier chapitre de cette thèse sera consacré justement à la double problématique de l'aspect multi-normes et de la miniaturisation. Nous rappellerons les définitions de base concernant les antennes et les caractéristiques radioélectriques essentielles. Les méthodes de miniaturisation, d'élargissement de bande passante et d'obtention de comportement multi-bandes les plus utilisées, seront présentées de façon succincte dans une perspective d'intégration au sein d'objets communicants de petites dimensions. A l'appui de ces données, nous évoquerons des antennes multi-standards utilisées aujourd'hui. En fin de ce chapitre, nous reviendrons sur le principe des antennes Ultra Large Bande. Ceci nous permettra d'introduire le chapitre suivant consacré aux structures auto-complémentaires.

Dans le deuxième chapitre, nous nous intéresserons au principe et à la théorie des antennes auto-complémentaires. Résultant du principe de Babinet, ce type d'antennes possède en termes de bande passante et d'intégration dans le terminal mobile des caractéristiques très intéressantes pour notre projet.

Le chapitre trois confirmera l'apport de l'auto-complémentarité d'une antenne IFA, structure très utilisée dans sa version de base pour les terminaux mobiles. Afin d'illustrer cet apport, différentes structures auto-complémentaires ont été conçues, réalisées et caractérisées. Nous montrerons dans ce chapitre que cette approche assure la couverture des standards DCS, PCS, UMTS, WLAN et LTE 2600.

Afin d'élargir le spectre de travail des éléments rayonnants précédents vers des fréquences beaucoup plus basses, une métallisation supplémentaire de type double IFA sera incluse dans la structure de base. Cet ajout, objet de l'étude du quatrième chapitre, nous permettra de concevoir un élément répondant aux critères spécifiques de la norme 4G.

Dans le cinquième et dernier chapitre, nous rappellerons différents concepts de diversité (*diversité spatiale, diversité de diagramme, diversité de polarisation*). Ceux-ci permettant d'améliorer le lien radio dans des environnements naturels et d'insister sur l'importance de l'isolation entre éléments rayonnants. Plusieurs configurations testées seront abordées.

La conclusion générale insistera sur l'intérêt du concept de miniaturisation des antennes et soulignera les avantages de tous ces travaux aux résultats et aux perspectives nombreuses.

Ce travail de thèse, financé par la DGCIS (*Direction Générale de la Compétitivité de l'Industrie et des Services*), s'inscrit dans un projet intitulé SYMPA (*SYstème sur Puce pour la rAdio logicielle*) relevant de la confidentialité la plus stricte.

Porté par ST-Ericsson, coordonné par le partenaire académique Eurecom, un consortium constitué de grandes entreprises (*ST-Ericsson et Orange*), de PME (*3Roam, Insight SiP*), et d'instituts de recherches (*Eurecom, Télécom ParisTech et Université de Nice-Sophia Antipolis LEAT*), ce projet SYMPA a pour finalité de réaliser un prototype de modem reconfigurable pour les terminaux mobiles. Ce modem comprendra un circuit SoC bande de base, un "System In Package" intégrant le "SoC" ainsi qu'un Front-end RF et un système antenne.

Les développements logiciels corollaires des développements matériels faciliteront la réalisation d'un objet communicant complet, adapté à un déploiement en grandeur nature, conforme à l'usage industriel et commercial.

Dans le cadre de ce projet, les antennes seront abordées à la fois du côté "terminal mobile" (*LEAT*) et à la fois du côté "station de base" (*Orange*). Les contraintes dans les deux cas, hormis la bande passante, sont différentes. Une antenne large bande et multi-bandes sur petit plan de masse (de taille 120mm x 60mm) sera conçue pour couvrir les standards LTE 800 (790 – 862MHz), GSM (880 – 960MHz), DCS (1710 – 1880MHz), PCS (1850 – 1990MHz), UMTS 2100 (1920 – 2170MHz), WLAN (2400 – 2484MHz) et LTE 2600 (2500 – 2690MHz).

La miniaturisation et l'intégration des nouvelles techniques confirmeront l'intérêt de notre étude dans la réalisation d'un outil indispensable, professionnel ou d'agrément, adapté aux conditions de vie interactives de notre monde moderne.



# Chapitre I: Les antennes et leurs paramètres fondamentaux

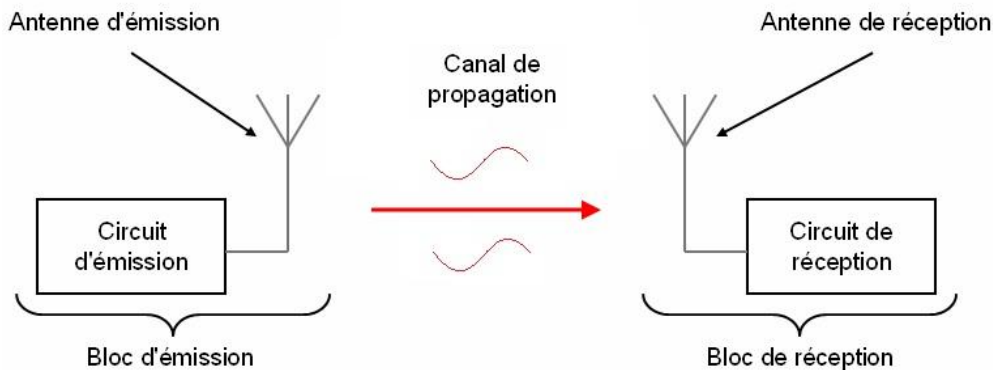
<b>Chapitre I: Les antennes et leurs paramètres fondamentaux</b>	<b>9</b>
<b>I.1. Définition d'une antenne</b>	<b>10</b>
<b>I.2. Les caractéristiques radioélectriques</b>	<b>11</b>
I.2.1. L'impédance d'entrée	11
I.2.2. Le coefficient de réflexion	12
I.2.3. Le rapport d'onde stationnaire	12
I.2.4. La fréquence de résonance et la bande passante	13
I.2.5. Les régions du champ électromagnétique	13
I.2.6. Le diagramme de rayonnement, le gain et la directivité	14
I.2.7. L'efficacité de rayonnement et l'efficacité totale d'une antenne	15
<b>I.3. Antennes élémentaires pour la téléphonie mobile</b>	<b>16</b>
I.3.1. Les antennes filaires	16
I.3.2. Les antennes patches	19
<b>I.4. Techniques de miniaturisation et d'élargissement de la bande passante</b>	<b>20</b>
I.4.1. Introduction	20
I.4.2. Caractéristiques des antennes miniatures – facteur de qualité	20
I.4.3. Techniques de miniaturisation	22
I.4.3.1. Substrat à haute permittivité	22
I.4.3.2. Les métamatériaux	23
I.4.3.3. Ajout de court-circuit - antennes PIFA	23
I.4.3.4. Repliement des éléments	26
I.4.3.5. Ajout de fentes dans l'élément rayonnant	27
I.4.3.6. Utilisation de structures fractales	28
I.4.4. Création de nouvelles résonances et techniques d'élargissement de bande	29
I.4.4.1. Ajout de fentes rayonnantes dans l'élément	29
I.4.4.2. Insertion d'éléments parasites	30
<b>I.5. Généralités sur les antennes Ultra Large Bande (ULB)</b>	<b>31</b>
I.5.1. Antennes indépendantes de la fréquence	32
<b>I.6. Conclusion</b>	<b>35</b>
<b>I.7. Références</b>	<b>36</b>

Dans ce chapitre nous rappellerons d'abord les caractéristiques radioélectriques principales qui permettent de définir une antenne et ses propriétés. Nous présenterons ensuite des antennes de faibles dimensions couramment employées dans les objets communicants. Nous exposerons enfin les différentes techniques qu'il convient de mettre en œuvre pour les miniaturiser.

## I.1. Définition d'une antenne

---

Si nous considérons un système de communication sans fil, nous pouvons le définir comme un ensemble constitué de deux blocs : un bloc d'émission et un bloc de réception, ces deux blocs restant séparés par un canal de propagation dans lequel transite le signal électromagnétique comme l'illustre la **Figure I-1**.



*Figure I-1 : Système global comportant une antenne émettrice et une antenne réceptrice*

L'antenne est la partie indispensable de tout dispositif sans fil. Selon le Standard IEEE, une antenne est définie comme "un système permettant de rayonner ou de recevoir des ondes radio". En effet, en mode émission, une antenne reçoit les signaux électromagnétiques d'une ligne de transmission et les diffuse dans l'espace libre. En mode réception, l'antenne recueille l'onde électromagnétique incidente et la convertit en une tension. Des antennes de caractéristiques identiques peuvent être utilisées indifféremment en mode réception ou en mode émission.

Ceci est démontré par le théorème de réciprocité de Lorentz **[I.1]** :

$$\frac{P_r}{P_e}(d) = \frac{\left| \iint_S (\vec{H}_2 \wedge \vec{E}_1 + \vec{E}_2 \wedge \vec{H}_1) \cdot \hat{n} . ds \right|^2}{4 \left[ \operatorname{Re} \int_{S_1} (\vec{E}_1 \wedge \vec{H}_1^*) \cdot \hat{n}_1 . ds_1 \right] \left[ \operatorname{Re} \int_{S_2} (\vec{E}_2 \wedge \vec{H}_2^*) \cdot \hat{n}_2 . ds_2 \right]} \quad (\text{I-1})$$

Avec:

- $P_r$  et  $P_e$  les puissances reçues et émises
- $\vec{H}_1, \vec{H}_2$  et  $\vec{E}_1, \vec{E}_2$  les champs électromagnétiques se rapportant respectivement aux deux antennes
- $\hat{n}_1$  et  $\hat{n}_2$  les vecteurs unitaires des normales aux surfaces rayonnantes  $S_1$  et  $S_2$
- $\hat{n}$  le vecteur unitaire normal à la surface d'intégration  $S$  ( $S$  étant une surface fermée quelconque entourant l'une des deux antennes)

## I.2. Les caractéristiques radioélectriques

Pour établir les performances d'une antenne, notamment ses caractéristiques radioélectriques, nous devons impérativement analyser divers paramètres essentiels.

### I.2.1. L'impédance d'entrée

La chaîne de transmission radiofréquence d'une antenne dépend de son utilisation : émission ou réception. Dans l'un ou l'autre cas, elle sera représentée par une charge équivalente qui rayonne les signaux électromagnétiques ou par un générateur qui modélise la puissance collectée.

Dans les deux cas, et d'un point de vue circuit, l'antenne se caractérise par son impédance d'entrée notée  $Z_A$  qui sera soit la charge, soit la résistance interne du générateur équivalent. Cette impédance se définit comme étant le rapport entre la tension et le courant aux bornes de l'antenne ou encore comme étant le rapport entre les composantes des champs électriques et magnétiques aux accès de l'antenne. L'impédance se présente sous une forme complexe composée d'une partie réelle  $R_A$  et d'une partie imaginaire  $X_A$ .

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (\text{I-2})$$



La partie réelle de l'impédance tient compte de la résistance de rayonnement  $R_{\text{ray}}$  et de la résistance de pertes  $R_{\text{pertes}}$  (*pertes de conduction, pertes diélectriques et pertes par ondes de surface, ...*).

$$R_A = R_{\text{ray}} + R_{\text{pertes}} \quad (\text{I-3})$$

### I.2.2. Le coefficient de réflexion

D'une manière générale, lorsqu'une onde incidente change de milieu de propagation, une partie de cette onde incidente est réfléchiée, une autre partie est transmise dans le milieu, à la condition qu'il n'y ait pas de perte de puissance. Le coefficient de réflexion ( $\Gamma$ ) et le coefficient de transmission ( $T$ ) quantifient ces deux parties, dans le cas d'un système conservatif, par la relation :

$$|\Gamma|^2 + |T|^2 = 1 \quad (\text{I-4})$$

Le passage du régime "guidé" au régime de propagation dans l'espace doit se faire idéalement sans perte. Pour cela, il faut minimiser le coefficient de réflexion, autant dire l'énergie réfléchiée par l'antenne. On considère généralement qu'une antenne est bien adaptée quand son coefficient de réflexion est inférieur à -10dB. Cela correspond à 90% de l'énergie transmise à l'antenne. En connaissant l'impédance  $Z_A$  de l'antenne, nous pouvons déterminer le coefficient de réflexion ( $\Gamma$ ).

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_C}{Z_A + Z_C} \quad (\text{I-5})$$

Avec  $Z_c$ , l'impédance caractéristique de la ligne.

Une antenne est parfaitement adaptée ( $Z_a = Z_c$ ) si aucune onde n'est réfléchiée ( $\Gamma=0$ ). Le coefficient de réflexion peut se noter aussi  $S_{11}$  dans le cas d'un système mono accès.

### I.2.3. Le rapport d'onde stationnaire

Après le coefficient de réflexion, d'autres paramètres sont à considérer. Et en premier lieu, le rapport d'onde stationnaire. Celui-ci traduit l'adaptation ou la désadaptation de l'impédance entre deux éléments [I.1]. Noté ROS, il s'exprime à partir du coefficient de réflexion que nous venons de définir plus haut :

$$ROS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (\text{I-6})$$

En pratique, il existe toujours une certaine désadaptation. Plus le ROS est élevé, moins l'antenne est adaptée. Le ROS minimal traduisant une adaptation parfaite est égal à 1. Un ROS égal à 3, correspondant à un  $S_{11}$  de -6dB, est encore acceptable pour les applications dans la téléphonie mobile. Un transfert de puissance maximale ne peut être atteint que si l'impédance de l'antenne est adaptée à celle du générateur.

#### I.2.4. La fréquence de résonance et la bande passante

La fréquence de résonance ( $f_{res}$ ) correspond idéalement à la fréquence pour laquelle la partie réelle de l'impédance d'entrée est maximale et sa partie imaginaire nulle.

La bande passante est, quant à elle, définie à partir de la fréquence d'adaptation ( $f_{adapt}$ ), fréquence où les minima du coefficient de réflexion  $S_{11}$  sont atteints et la partie réelle proche de  $50\Omega$ . La bande passante est le terme approprié pour exprimer la gamme de fréquence où le coefficient de réflexion assure les spécifications requises (*exemple pour un  $S_{11} < -6dB$* ). La bande passante d'une antenne s'exprime généralement en pourcentage par rapport à la fréquence d'adaptation.

$$BP_{(\%)} = \frac{f_2 - f_1}{f_{adapt}} \times 100 \quad (I-7)$$

Où  $f_1$  et  $f_2$  sont les fréquences limites correspondant à un maximum de coefficient de réflexion autorisé.

#### I.2.5. Les régions du champ électromagnétique

D'après [I.2], l'espace entourant une antenne peut être divisé en trois régions distinctes comme le montre la **Figure I-2**. La structure du champ électromagnétique est différente en fonction des régions.

Les physiciens ont défini plusieurs zones autour de l'antenne.

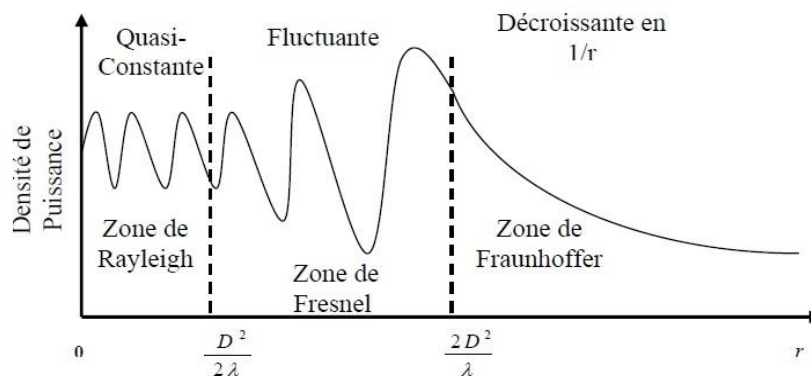


Figure I-2: Représentation des zones de radiation d'une antenne

Où :

- $D$  est la plus grande dimension de la partie rayonnante de l'antenne
- $\lambda$  est la longueur d'onde: 
$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (\text{I-8})$$

Analysons rapidement les différentes régions :

- Dans la zone de Rayleigh (champ proche), il y a échange d'énergie réactive entre l'antenne et le milieu extérieur. A courte distance (par rapport à la longueur d'onde), pour  $r < \frac{D^2}{2\lambda}$ , la densité de puissance est quasi constante.
- Dans la zone de Fresnel (champ proche actif),  $\frac{2D^2}{\lambda} < r < \frac{D^2}{2\lambda}$ , la densité de puissance est fluctuante, le champ ne varie pas encore en  $1/r$ .
- Dans la zone de Fraunhofer (champ lointain), à grande distance par rapport à la longueur d'onde, les champs sont rayonnés sous la forme d'une onde quasiment plane. Dans cette zone,  $r > \frac{2D^2}{\lambda}$ , la densité de puissance décroît en  $1/r$ .

### I.2.6. Le diagramme de rayonnement, le gain et la directivité

Le diagramme de rayonnement représente les variations de la puissance que rayonne l'antenne dans les différentes directions de l'espace, **Figure I-3**.

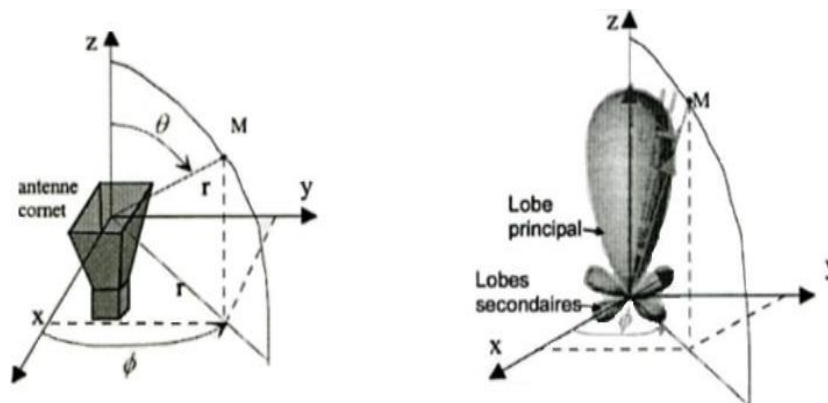


Figure I-3: Antenne dans son repère et rayonnement d'une antenne directionnelle

Les représentations du diagramme de rayonnement se font généralement dans deux plans privilégiés : dans le plan de la polarisation (ou *plan E*), plan contenant majoritairement le champ électrique, et dans le plan perpendiculaire (*plan H*). Ces diagrammes peuvent être représentés soit en coordonnées cartésiennes, soit en coordonnées polaires. Le rayonnement, traduisant les effets de diffraction de l'antenne, nous permet de caractériser le gain et la directivité.

Le gain tient compte des performances électriques de l'antenne pour exprimer son rayonnement. Il peut se définir 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*) [I.3] [I.4]. Le gain (*en dBi, il quantifie le gain en décibel par rapport à l'antenne isotrope*) s'exprime selon l'expression ci-dessous où  $U(\theta, \phi)$  est la densité de puissance rayonnée de l'antenne et  $P_{in}$  la puissance injectée dans l'antenne.

$$G(\theta, \phi) = \frac{4.\pi.U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (I-9)$$

La directivité d'une antenne dans une direction  $\theta, \phi$  est définie comme le rapport de l'intensité de rayonnement dans cette direction sur l'intensité de rayonnement  $P_{ray}$  d'une antenne rayonnant la même puissance dans toutes les directions.

$$D(\theta, \phi) = \frac{4.\pi.U(\theta, \phi)}{P_{ray}} \quad (I-10)$$

### I.2.7. L'efficacité de rayonnement et l'efficacité totale d'une antenne

L'efficacité totale d'une antenne tient compte des pertes ohmiques et diélectriques dues aux matériaux utilisés et des pertes liées à la désadaptation. L'adaptation et l'efficacité de rayonnement sont indissociables pour déterminer l'efficacité totale de l'antenne.

L'efficacité de désadaptation  $\eta_d$  est directement reliée au paramètre  $S_{11}$  et est définie par :

$$\eta_d = 1 - |S_{11}|^2 \quad (I-11)$$

L'efficacité rayonnée d'une antenne  $\eta_{ray}$ , est le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance acceptée par l'antenne.

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} \quad (I-12)$$

Comme nous l'avons vu précédemment, l'efficacité de rayonnement permet de relier le gain intrinsèque de l'antenne à sa directivité.

$$G(\theta, \phi) = \eta_{ray} \times D(\theta, \phi) \quad (I-13)$$

L'efficacité totale  $\eta_{tot}$  et le gain total  $G_{tot}$  dépendent donc des pertes dues à la désadaptation de l'antenne.

$$\eta_{tot} = (1 - |S_{11}|^2) \times \eta_{ray} \quad \text{et} \quad G_{tot}(\theta, \phi) = (1 - |S_{11}|^2) \times \eta_{ray} \times D(\theta, \phi) \quad (\text{I-14})$$

### I.3. Antennes élémentaires pour la téléphonie mobile

Dans ce chapitre, nous présenterons les structures de base utilisées dans la téléphonie mobile. L'augmentation du nombre des services proposés aujourd'hui rend légitime la recherche et la réalisation d'antennes très large bande et multi-bandes. Elle rend aussi incontournable la miniaturisation des mobiles et la réduction des coûts de fabrication. Cependant les antennes régies par les lois de l'électromagnétisme ne peuvent bénéficier des mêmes procédés de miniaturisation et des mêmes principes d'évolution que ceux appliqués dans la fabrication des transistors. Le gain et l'efficacité atteindraient en effet vite leurs limites théoriques.

L'avènement de la nouvelle norme 4G nécessite de fait de reconsidérer la conception et la réalisation des antennes dans leur ensemble. Dans ce sens, nous présenterons succinctement les antennes filaires (*l'antenne dipôle servant très souvent de référence*), l'antenne monopôle, les antennes patchs et les antennes de faibles dimensions, chacune d'elles offrant des caractéristiques intéressantes aussi bien sur l'intégration dans le terminal mobile que sur les performances large bande ou ultra large bande.

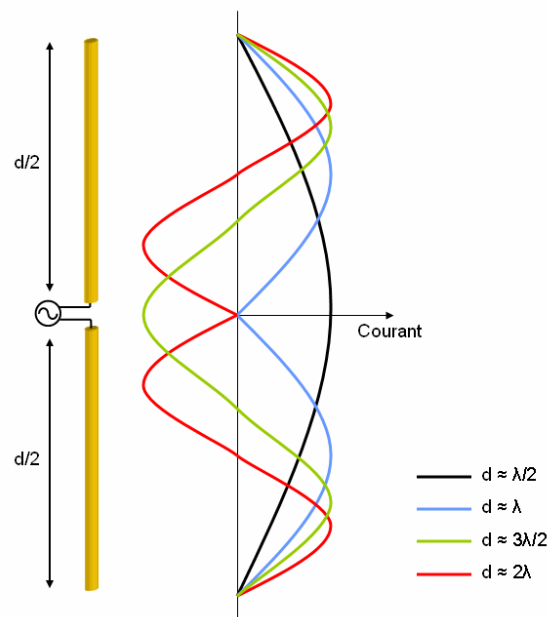
#### I.3.1. Les antennes filaires

Les antennes filaires, antennes de référence, sont les plus anciennes des antennes. La dimension de ces conducteurs est faible par rapport à la longueur d'onde.

Les densités de courant à la surface de ces éléments sont considérées comme linéaires. La distribution du courant le long du fil est relative à la dimension de la structure et à la longueur d'onde du signal. A partir de ce constat ont été élaborées les théories du dipôle demi-onde et du monopôle quart-d'onde.

L'antenne dipôle (*demi-onde*) dont la longueur est sensiblement égale à la moitié de la longueur d'onde du signal à émettre est un cas particulier. En effet, si nous considérons la distribution du courant le long d'un dipôle de longueur  $d$  en fonction du rapport  $d/\lambda$ , nous constatons que l'intensité maximale du courant se retrouve dans ce cas-là (*et pour ses*

*multiplés impairs*) au niveau des points de l'excitation puis décroît jusqu'à ses extrémités comme l'illustre la **Figure I-4**.



**Figure I-4: Antenne dipôle**

L'antenne demi-onde est une antenne simple à réaliser. Ses propriétés théoriques font d'elle une antenne dite de référence. Elle a aussi l'avantage de présenter un diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Cependant, du fait de sa longueur importante, cette antenne est très rarement utilisée dans les objets communicants contrairement à l'antenne quart-d'onde fréquemment retrouvée dans les applications mobiles. Cette dernière est référencée par rapport à un plan de masse métallique parfaitement conducteur qui introduit un effet d'image, laquelle permet aux dimensions de l'antenne de passer du dipôle ( $\lambda/2$ ) au monopôle ( $\lambda/4$ ) (**Figure I-5**). En théorie, les gains sont égaux entre les deux antennes quand le plan de masse est infini. Or, en pratique dans la téléphonie mobile, le plan de masse est considérablement réduit et le diagramme de rayonnement est ainsi légèrement modifié quand bien même il reste omnidirectionnel.

Les variations des parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne monopôle sont illustrées dans la **Figure I-6**. Dans cet exemple, le monopôle a une hauteur de 65mm et trois fréquences (*au niveau desquelles une partie imaginaire est nulle*) lui sont associées : une à 1,15GHz (*résonance*), une à 2GHz (*anti-résonance*) et la dernière à 3,5GHz (*résonance*), fréquences au niveau desquelles les parties réelles sont respectivement de 107 $\Omega$ , 383 $\Omega$  et 90 $\Omega$ .

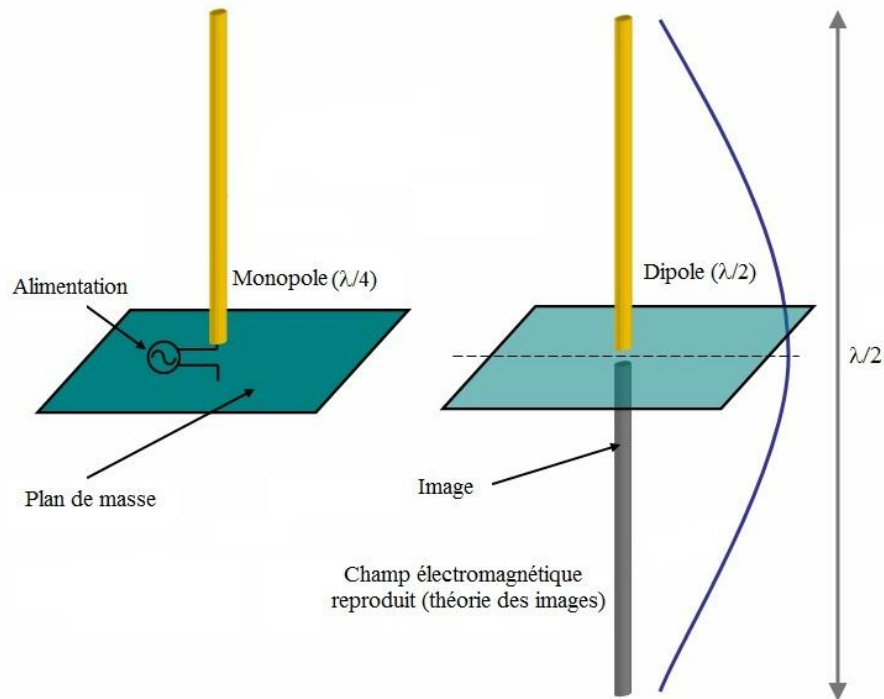


Figure I-5: Principe de la théorie des images

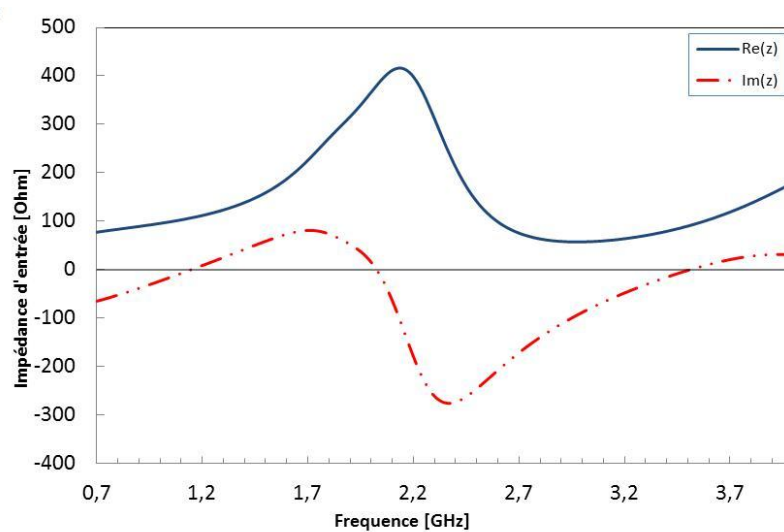


Figure I-6 : Impédance d'entrée du monopôle

Initialement situées à l'extérieur des premières générations de téléphones mobiles, les antennes de type monopôle ont été ensuite intégrées dans la coque puis remplacées par des antennes de type PIFA (*Planar Inverted-F Antenna*), lesquelles offrent une qualité d'intégration et un degré d'esthétisme supérieurs. Nous détaillerons ce type d'antenne lorsque nous aborderons les différentes techniques de miniaturisations.

Aujourd'hui nous retrouvons les antennes monopôles dans les applications obligeant à moins de contraintes au niveau de l'encombrement comme cela est le cas dans les cartes réseaux Wifi ...

D'autres antennes plus compactes et multi-bandes, les antennes patchs par exemple, sont également employées dans les terminaux mobiles.

### I.3.2. Les antennes patchs

Les antennes patchs (ou antennes imprimées) sont des antennes planaires généralement réalisées sur circuits imprimés. Elles sont couramment employées dans les communications mobiles étant donné leurs faibles dimensions et leur facilité d'intégration. Elles se composent d'un élément rayonnant, d'un plan de masse et d'un substrat diélectrique de permittivité  $\epsilon_r$  et de perméabilité  $\mu_r$ . Le patch peut être excité soit à l'aide d'une alimentation coaxiale soit à l'aide d'une ligne micro-ruban comme nous le constatons sur la **Figure I-7**.

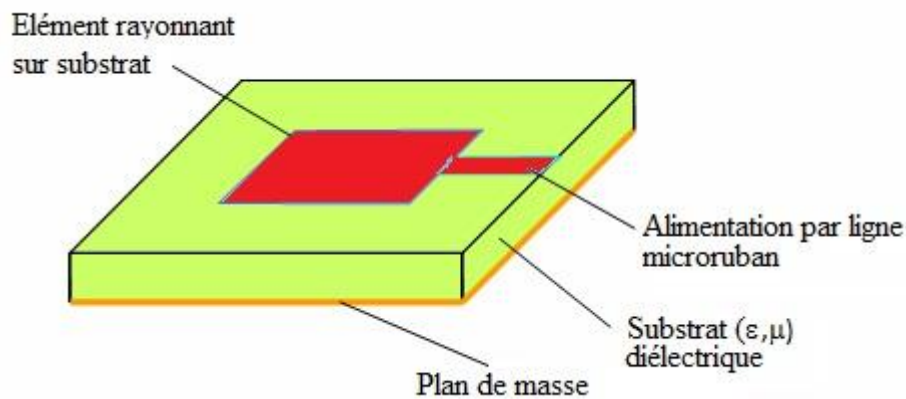


Figure I-7: Antenne patch

Cependant ces antennes disposent d'une bande passante généralement réduite (*inférieure à 5% à  $S_{11} < -10dB$* ), pouvant être élargie grâce à l'utilisation de patchs parasites. Il est possible à la fois de rendre ces structures multi-bandes (*par l'insertion de fentes dans l'élément rayonnant par exemple*) et à la fois d'obtenir des polarisations linéaires ou circulaires en fonction du mode d'alimentation [I.5].

Après avoir abordé ci-dessus les structures utilisées le plus souvent dans les applications pour la téléphonie mobile, nous présenterons les techniques de miniaturisation d'antennes actuellement pratiquées dont la finalité évidente est et sera d'intégrer les éléments rayonnants dans le mobile.



## I.4. Techniques de miniaturisation et d'élargissement de la bande passante

---

### I.4.1. Introduction

Les antennes utilisées pour la téléphonie mobile ont subi bien évidemment des transformations pour s'adapter aux nécessités du marché. Comme nous l'avons vu précédemment, ces améliorations ne cessent de se parfaire parallèlement au déploiement des normes 2G ; 2,5G ; 3G et 4G.

Du fait de l'accroissement des standards à couvrir, les contraintes sur l'encombrement des antennes sont de plus en plus lourdes et les méthodes pour les minimiser de plus en plus exigeantes pour conserver ou donner aux antennes une taille réduite.

Cet accroissement a eu pour corollaire la réalisation d'antennes large bande et multi-fréquences. La bande attribuée au LTE est de 61MHz pour la bande basse entre [790 – 821MHz] et [832 – 862MHz] et de 140MHz pour la bande haute entre [2500 – 2570MHz] et [2620 – 2690MHz]. Dans cette application, les antennes doivent être large bande et multi-bandes, et de rayonnements contrôlés. L'objectif majeur étant de trouver un compromis acceptable entre les performances (adaptation, rayonnement), l'encombrement et le coût. En effet, la réduction de la taille d'une antenne se traduit par une adaptation difficile et une baisse de l'efficacité, une réduction importante de la bande passante et une dégradation du diagramme de rayonnement.

### I.4.2. Caractéristiques des antennes miniatures – facteur de qualité

A la différence des composants électroniques, les performances d'une antenne dépendent de ses dimensions par rapport à la longueur d'onde. Pour une application donnée, plus l'antenne est petite, moins elle est efficace. En théorie, une antenne est définie comme électriquement petite si elle est contenue dans une sphère de rayon inférieur à la distance  $\lambda/2\pi$  [I.6]. Comme nous l'avons évoqué précédemment, lors de la définition des différentes régions du champ électromagnétique, cette distance  $\lambda/2\pi$  correspond à la transition entre le champ proche et le champ lointain. En pratique, une antenne est qualifiée de petite si ses dimensions sont inférieures à  $\lambda/4$  [I.7].

Dans les années 1940, Wheeler et Chu ont établi, pour une antenne électriquement petite, une relation liant le facteur de qualité, caractérisant la sensibilité d'une antenne à la réception,

à la taille maximale de l'antenne. Une antenne électriquement petite a par définition un coefficient de qualité élevé et donc une bande passante étroite (quelques %).

Définie et analysée par Wheeler [I.8] en 1947, une antenne est dite électriquement petite si elle est contenue dans une sphère de rayon  $a=1/k$ , où  $k$  est le nombre d'onde, (illustrée sur la Figure I-8).

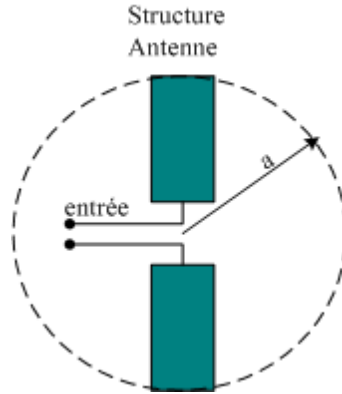


Figure I-8 : Représentation d'une antenne électriquement petite

Le facteur de qualité d'une antenne est défini par analogie avec celui d'un système linéaire à la résonance, où  $\omega_r$  est la pulsation :

$$Q = \frac{\omega_r \times W_{stockée}}{P_{dissipée}} \quad (I-15)$$

$W_{stockée}$  est l'énergie moyenne stockée dans le système et  $P_{dissipée}$  la puissance dissipée dans le système. Plusieurs auteurs ont proposé d'autres expressions du facteur de qualité pour une antenne électriquement petite. Etudions cette approche ci-dessous.

Chu a été le premier auteur à déterminer le coefficient de qualité d'une antenne électriquement petite dans le cas d'une antenne omnidirectionnelle [I.9]. L'antenne est entourée d'une sphère de rayon  $a$  et les champs électriques et magnétiques sont exprimés sous forme de combinaisons d'ondes sphériques. Pour une antenne électriquement petite ( $ka < 1$ ), Chu puis Harrington [I.10] ont démontré que, à l'extérieur de la sphère, le mode 1 (soit le mode  $TE_{01}$  ou le mode  $TM_{01}$ ) a le plus petit facteur de qualité (on suppose qu'il n'y a pas d'énergie stockée dans la sphère). Ce facteur de qualité a pour expression :

$$Q = \frac{1 + 2 \times (k.a)^2}{(k.a)^3 [1 + (k.a)^2]} \quad (I-16)$$

En 1996, MacLean [I.11], propose une autre expression du coefficient de qualité valable pour une antenne électriquement petite ( $ka < 1$ ), expression qu'il obtient de façon plus directe.

Il établit la valeur du coefficient de qualité à partir des expressions exactes des champs électromagnétiques d'une antenne électriquement petite pour un mode  $TM_{01}$  (c'est le cas idéal d'un dipôle court). Il obtient alors l'expression connue du facteur de qualité d'une antenne électriquement petite, polarisée verticalement et omnidirectionnelle :

$$Q = \frac{1}{k.a} + \frac{1}{(k.a)^3} \quad (\text{I-17})$$

Etablir un compromis acceptable entre les réductions de taille et les performances pour les antennes miniatures reste à l'évidence un défi difficile à relever. Réduire la taille des antennes impacte directement la qualité d'adaptation, la largeur de la bande passante et l'efficacité de rayonnement. Les raisons en sont qu'une forte intensité des champs électromagnétiques sur la structure rayonnante suppose un fort coefficient de qualité et de fait une faible adaptation et une faible largeur de bande.

### I.4.3. Techniques de miniaturisation

Modifier la forme et la structure des antennes influence le comportement des courants. Ces modifications demeurent le moyen le plus efficace de réduction de la taille des antennes. En effet, l'allongement de la longueur électrique et donc l'abaissement de la fréquence de résonance du mode fondamental et des modes supérieurs de l'élément sont les conséquences révélées par cette technique.

Il existe néanmoins différentes techniques pour résoudre le problème de l'encombrement de l'antenne et aboutir à des antennes de petites dimensions. Nous présenterons ici les techniques les plus courantes, comme :

- *l'utilisation d'un substrat à forte permittivité*
- *l'utilisation des métamatériaux*
- *l'ajout de court-circuit entre l'élément rayonnant et le plan de masse*
- *le repliement de l'élément rayonnant*
- *l'ajout de fentes dans les éléments rayonnants*
- *l'utilisation de structures fractales*

#### I.4.3.1. Substrat à haute permittivité

L'utilisation de matériaux à forte permittivité permet d'allonger les longueurs électriques. La longueur d'onde dans un matériau de permittivité relative  $\epsilon_r$  est donnée par l'équation I-18 où

$\lambda$  est la longueur d'onde,  $f$  la fréquence et  $c$  la célérité :

$$\lambda = \frac{c}{f \times \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{I-18})$$

Il est évident qu'augmenter la permittivité du substrat réduira les longueurs résonantes de l'élément. Les antennes utilisant ce type de substrat souffrent généralement d'une diminution de la largeur de bande et d'une efficacité dégradée. Le coût de fabrication est également augmenté.

#### **1.4.3.2. Les métamatériaux**

L'utilisation des métamatériaux est une méthode de miniaturisation assez récente. Ces matériaux artificiels, homogènes de permittivité et de perméabilité négatives possèdent des caractéristiques électromagnétiques inhabituelles [I.12]. Ils offrent de nouvelles propriétés physiques permettant de confiner les ondes électromagnétiques dans des dimensions réduites (*propriétés basées sur les lois de Snell-Descartes inversées : indice de réfraction du milieu négatif*). Ce sont des structures périodiques de dimensions inférieures à la longueur d'onde.

#### **1.4.3.3. Ajout de court-circuit - antennes PIFA**

L'ajout de court-circuit reste une bonne solution pour réduire les dimensions d'une antenne. Cette méthode est utilisée en particulier dans les antennes PIFA. Elles sont constituées d'un plateau métallique rayonnant, relié à la masse par un court-circuit. La largeur du court-circuit peut être plus ou moins importante en fonction des propriétés recherchées. Le plateau rayonnant est excité par une alimentation verticale en un point où l'adaptation est la meilleure. L'air est le plus souvent le diélectrique utilisé entre le plan de masse et le plateau rayonnant, **Figure I-9**. Néanmoins il est possible d'utiliser d'autres matériaux pour assurer un maintien mécanique plus satisfaisant de la structure (*comme de la mousse par exemple*).

Ces antennes sont compactes et leurs coûts de production faibles. Réalisées sur circuit souple en métal découpé et plié ou en matière plastique métallisée, il est possible de les replier sur elles-mêmes (*comme nous le verrons plus tard*) afin de réduire les dimensions du plateau rayonnant. Le fait d'insérer des fentes dans ce plateau peut faire apparaître d'autres fréquences de résonance. Le rayonnement de ce type d'antenne s'effectue en général dans toutes les directions de l'espace.

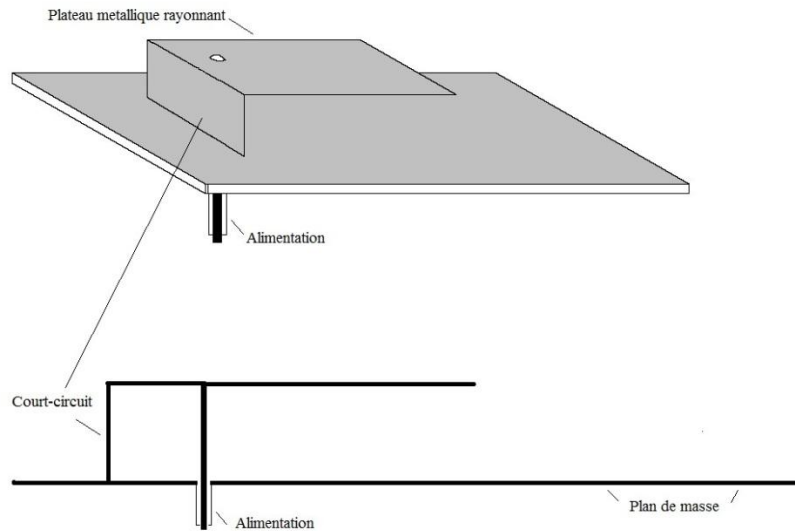


Figure I-9: Structure de l'antenne PIFA

L'antenne PIFA présente aussi des dimensions réduites par rapport à l'antenne demi-onde. En effet, l'ajout d'un court-circuit placé le long de la ligne où le champ électrique est nul, entre l'élément rayonnant et le plan de masse, permet de réduire les dimensions de l'antenne. De fait l'annulation du champ électrique est la condition de la réduction, ici, des dimensions de l'antenne.

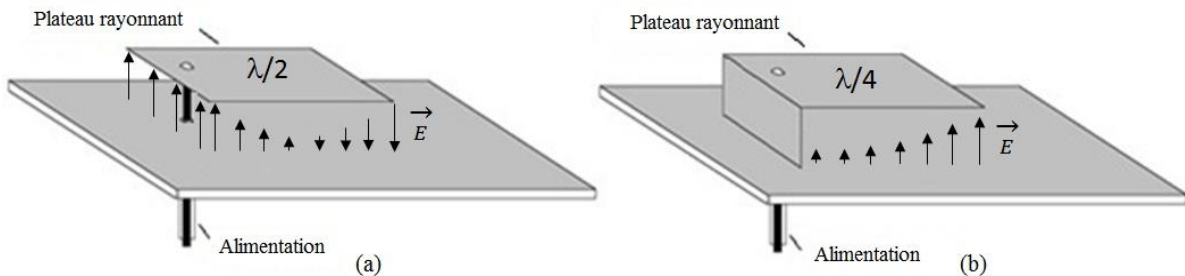


Figure I-10 : Représentation du champ électrique du mode fondamental des antennes - (a) demi-onde, (b) quart-d'onde

Comme l'illustre la **Figure I-10**, l'endroit où le court-circuit se trouve sur la PIFA correspond à l'emplacement où le champ électrique de l'antenne demi-onde est maximal. Par conséquent, tous les modes supérieurs pairs du résonateur vont être supprimés, le champ  $E$  étant nul en ce point. Seules les modes impairs (*mode (1,0)*, *mode 3 (3,0)*, ...) resteront.

Ainsi pour réduire les dimensions d'une antenne, les courts-circuits ajoutés peuvent être de type verticaux, plans [I.13] [I.14] et filaires [I.15], souvent réalisés par une structure de type languette, entre l'élément rayonnant et le plan de masse (**Figure I-11**).

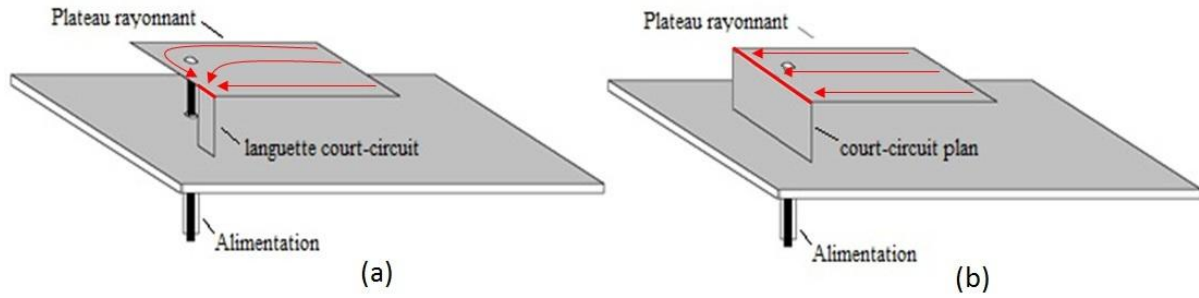


Figure I-11 : Antenne PIFA - (a) avec languette court-circuit, (b) avec court-circuit plan

Lorsque le court-circuit est positionné dans le coin du plateau rayonnant (a), le trajet des courants est incurvé. Il est plus long que dans le cas où le court-circuit est plan (b) et où la trajectoire des courants s'effectue de façon rectiligne. La fréquence de résonance fondamentale des deux structures est différente. En effet avec un court-circuit de type languette, nous avons une fréquence de résonance plus basse, pouvant se calculer par :

$$f_r = \frac{c}{4 \times (L + W + H)} \quad \text{avec:} \quad \left. \begin{array}{l} c = \text{célérité} \\ L = \text{longueur du plateau rayonnant} \\ W = \text{largeur du plateau rayonnant} \\ H = \text{hauteur du plateau rayonnant} \end{array} \right\} \quad (\text{I-19})$$

Avec un court-circuit plan nous avons :

$$f_r = \frac{c}{4 \times (L + H)} \quad (\text{I-20})$$

L'ajout de courts-circuits crée des effets inductifs dépendant de ses dimensions. En augmentant la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne puis en éliminant certains modes de cavité, ces effets ont un réel impact sur le fonctionnement de l'antenne. La fréquence de résonance varie en fonction du type de court-circuit utilisé. Elle varie aussi en fonction de sa distance par rapport à l'alimentation [I.16].

Une version planaire des antennes PIFA appelées IFA (*Inverted-F Antenna*) sera étudiée dans le chapitre 2.

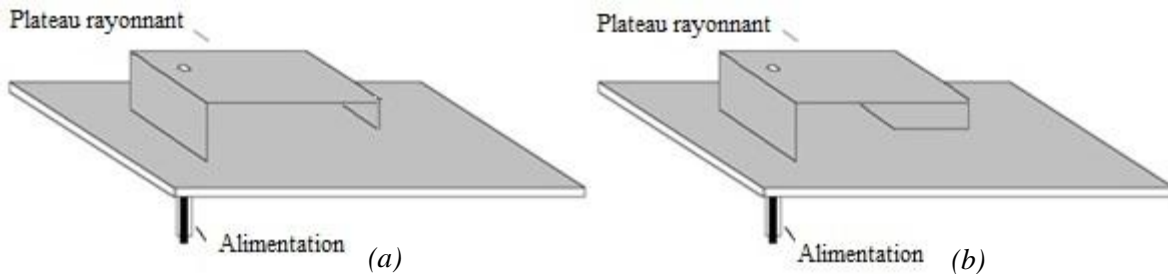
Les antennes PIFA ou IFA présentées précédemment minimisent les contraintes propres aux objets communicants. Elles s'avèrent être une solution efficace pour réduire de moitié les dimensions sans que l'efficacité de rayonnement ou la bande passante soit trop dégradée. Ces performances sont à l'origine de leur utilisation dans les objets communicants [I.17] [I.18] [I.19].

Cependant, lorsque nous désirons couvrir les basses fréquences, l'utilisation d'une PIFA ou d'une IFA ne suffit plus.

#### I.4.3.4. Repliement des éléments

Le repliement est également une technique pour apporter des modifications à la forme originale de l'antenne. Ceci ayant pour objectif de réduire son encombrement. Deux configurations sont représentées sur la **Figure I-12 [I.20]** :

- le chargement capacitif avec ajout d'un élément vertical en bout d'élément rayonnant
- le chargement capacitif avec repliement de l'élément



**Figure I-12 : Chargement capacitif en bout d'élément – (a) avec ajout d'un élément vertical, (b) par repliement**

Une fois encore, le principe de réduction consiste à perturber la trajectoire des courants réduisant ainsi les fréquences de résonance. Non seulement le repliement du plateau rayonnant réduit le volume de la structure mais il crée en plus un effet capacitif qui contribue aussi à la diminution des fréquences de résonance. Cet effet capacitif peut se contrôler en modifiant certains paramètres de l'antenne comme le stipule **l'équation I-21**.

$$C = \frac{\varepsilon_0 \times \varepsilon_r \times S}{h} \quad (\text{I-21})$$

Avec :

- $\varepsilon_0$  permittivité du vide =  $8,85 \cdot 10^{-12} \text{ F.m}^{-1}$
- $\varepsilon_r$  permittivité relative
- $S$  = aire des surfaces de métal en regard l'une de l'autre
- $h$  = distance entre les deux plaques de métal

Le fait d'augmenter la distance entre les deux plaques de métal et/ou d'augmenter la surface de métal en regard l'une de l'autre, augmentera en parallèle la valeur de la capacité et réduira

ainsi la fréquence de résonance. Cependant, il faut rester prudent, en augmentant la capacité équivalente du circuit, la bande passante et l'efficacité risquent d'être dégradées.

#### I.4.3.5. Ajout de fentes dans l'élément rayonnant

Nous définissons une "fente" comme une ouverture découpée dans une surface conductrice métallique [I.21] obligeant les courants de surface à allonger leur trajet pour la contourner. Ainsi l'insertion d'une fente dite débouchante ou non débouchante (**Figure I-13**) permet de diminuer les fréquences de résonances pour un volume d'antenne constant. L'insertion de fentes est une étape fondamentale vers la miniaturisation des prototypes antennaires.

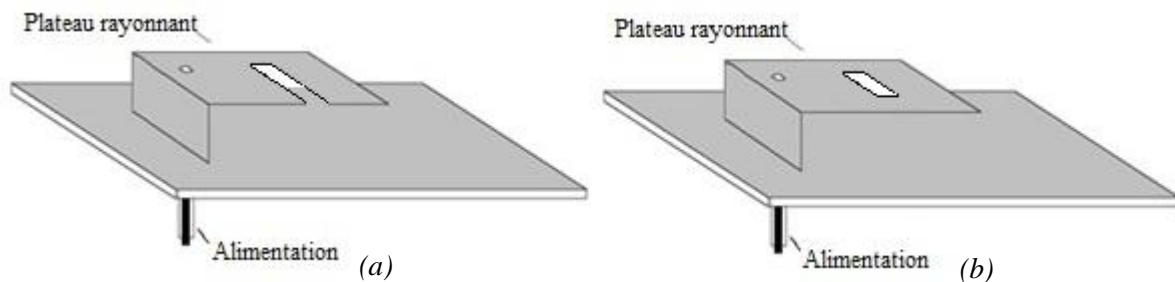


Figure I-13 : Antenne PIFA - (a) avec fente débouchante, (b) avec fente non débouchante

Une autre solution consisterait aussi à insérer plusieurs fentes débouchantes de part et d'autre de l'élément rayonnant, lesquelles modifieraient le comportement des courants en les allongeant, les obligeant ici aussi à les contourner. La généralisation de ce principe à plusieurs fentes a conduit à la réalisation de certaines antennes à méandres latéraux (**Figure I-14**) [I.22]. En effet en "méandrant" un simple monopôle, nous augmenterons, à volume constant, la longueur des fils. Les fréquences de résonance se déplaçant vers les basses fréquences. En diminuant la fréquence de résonance [I.23], ce principe va créer des effets capacitifs, répartis tout autour de la fente.

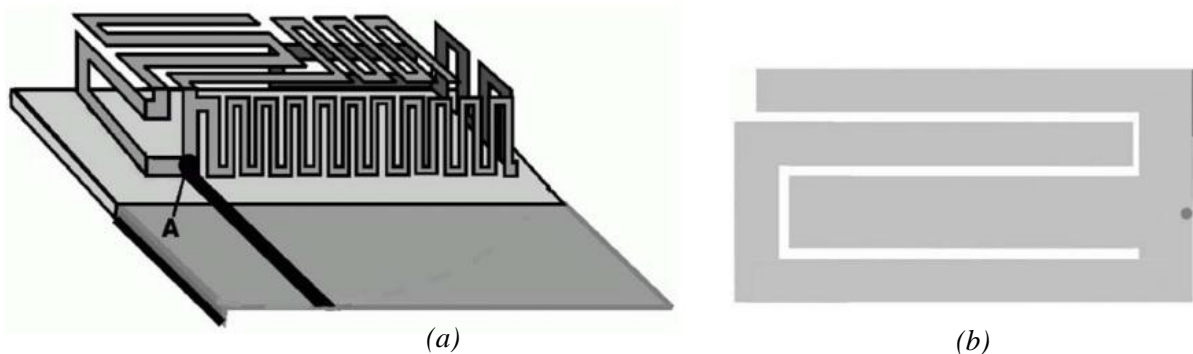


Figure I-14 : (a) Méandres verticaux et latéraux, (b) principe à plusieurs fentes

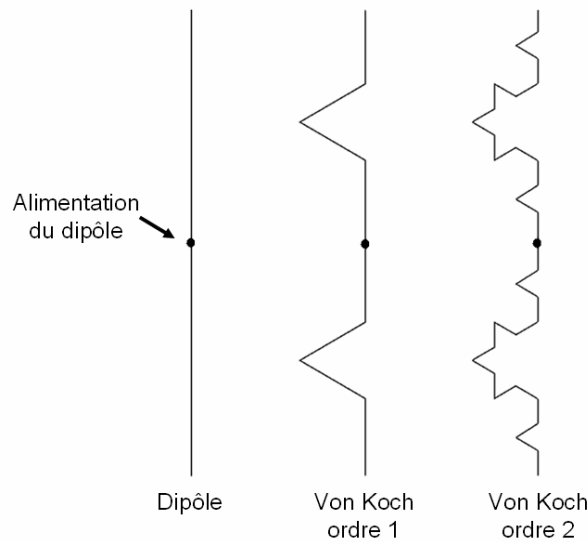
L'utilisation de méandres est également une solution permettant de miniaturiser une antenne.



#### I.4.3.6. Utilisation de structures fractales

Les antennes dites fractales [I.24] [I.25] sont connues comme étant des structures dont la propriété essentielle est de remplir complètement un espace donné. Il s'agit d'antennes classiques planaires ou filaires dont la structure est issue d'algorithmes mathématiques basés sur des fonctions itératives. Ces antennes présentent une spécificité géométrique qui leur confère la possibilité de résonner sur plusieurs fréquences en gardant éventuellement les mêmes caractéristiques électromagnétiques [I.26]. Parmi les formes fractales les plus utilisées, il y a celles de Von Kock, de Hilbert et de Sierpinski.

La **Figure I-15** illustre une structure de Von Kock appliquée à un dipôle du premier et du second ordre. La structure présente la propriété suivante: à mesure que l'on augmente le nombre d'itérations (*donc la longueur du dipôle à hauteur constante*), la fréquence de résonance diminue.



**Figure I-15 : Structure de Von Koch**

Les structures fractales peuvent également être appliquées à des structures imprimées ou planaires comme l'indique l'antenne sur la **Figure I-16 (a)**. Il s'agit d'un dipôle utilisant deux triangles de Sierpinski et d'une structure de Von Koch appliquée à une antenne patch, **Figure I-16 (b)**.

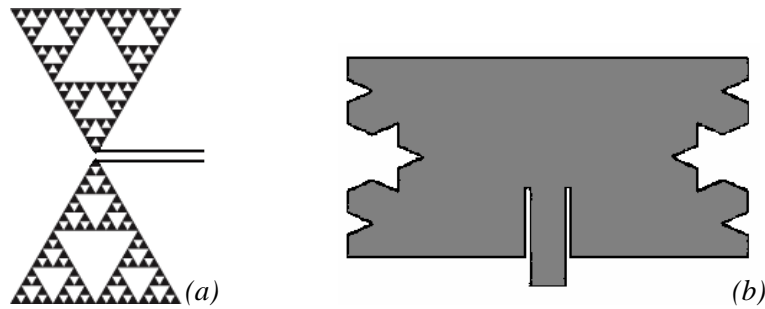


Figure I-16 : (a) Structure de Sierpinski appliquée à un dipôle, (b) Structure de Von Koch appliquée à une antenne patch

Ces structures permettent de réduire la taille des antennes de 20 à 40% et présentent un certain intérêt en télécommunications dans le cas d'applications large bande et multi-bandes.

Dans le sous-chapitre qui suit, nous aborderons les antennes ultra large bande. Nous essaierons alors de conclure sur la possibilité de combiner les techniques utilisées pour améliorer la largeur de la bande passante et les techniques de miniaturisation d'antennes dans la téléphonie mobile.

#### I.4.4. Création de nouvelles résonances et techniques d'élargissement de bande

##### I.4.4.1. Ajout de fentes rayonnantes dans l'élément

Nous définissons le terme "fente rayonnante", lorsqu'une différence de potentiel adéquate est obtenue entre les deux bords d'une ouverture découpée dans une surface conductrice métallique [I.21].

Lorsque les courants circuleront sur l'élément rayonnant, l'insertion d'une fente débouchante ou non débouchante pourra créer de nouvelles résonances. Le choix de la forme et de la longueur de ces fentes détermineront les fréquences de fonctionnement de l'antenne et les impédances d'entrée.

La fréquence de résonance d'une fente débouchante est donnée par la relation :

$$fr_D = \frac{c}{4l} \quad (\text{I-22})$$

La fréquence de résonance d'une fente non débouchante est donnée par :

$$fr_{ND} = \frac{c}{2l} \quad (\text{I-23})$$

- avec  $l$  : la longueur de la fente

Le principal inconvénient de la fente non débouchante se révèle être son encombrement. En effet, si nous souhaitons insérer une fente dans le but de la faire fonctionner en basse fréquence par exemple, il nous faudra disposer d'une longueur conséquente et donc d'un élément rayonnant de dimensions plus importantes. Une solution consistera à insérer une fente en forme de U [I.27], laquelle allongera la longueur de la fente.

Pour travailler à la même fréquence, l'insertion d'une fente débouchante permettra de créer une nouvelle résonance [I.28] et ceci avec une longueur deux fois plus petite qu'une fente non débouchante.

L'association de la résonance de la fente avec la résonance de l'élément métallique favoriserait ici l'élargissement de la bande passante.

#### I.4.4.2. Insertion d'éléments parasites

Augmenter la bande passante ou en créer de nouvelles est possible grâce à l'ajout d'éléments parasites. En effet, cette méthode peut permettre de créer de nouvelles résonances et de les coupler au besoin entre elles, afin d'élargir les bandes déjà obtenues. Ainsi une antenne constituée d'un résonateur alimenté et d'un ou plusieurs éléments parasites (**Figure I-17**) autorise la couverture d'une large plage de fréquences [I.29].

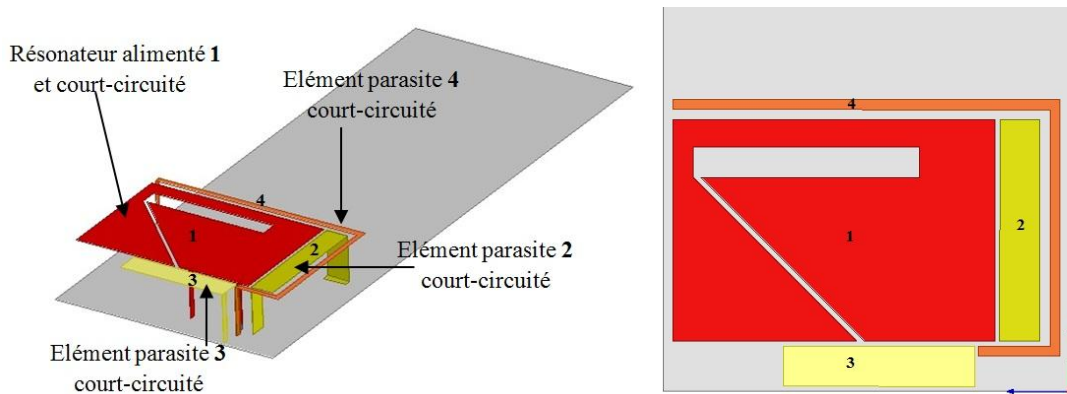


Figure I-17 : Antenne à plusieurs éléments parasites

Le coefficient de réflexion de l'antenne donnée en exemple, **Figure I-17**, est tracé sur la **Figure I-18**. L'addition des deux éléments parasites 2 et 3 (éléments en jaune sur la figure), à proximité du résonateur alimenté, facilite l'élargissement de la bande passante de l'antenne par couplage. Chacun de ces deux éléments parasites crée une nouvelle résonance couplée à celle du résonateur principal.

L'élément parasite 4 couplé avec les éléments précédents (en orange sur la **Figure I-17**) permet de couvrir les fréquences GSM ainsi que les fréquences DCS, PCS et UMTS.

L'intégration de ces différents éléments parasites permet au final l'obtention d'une antenne couvrant de multiples standards.

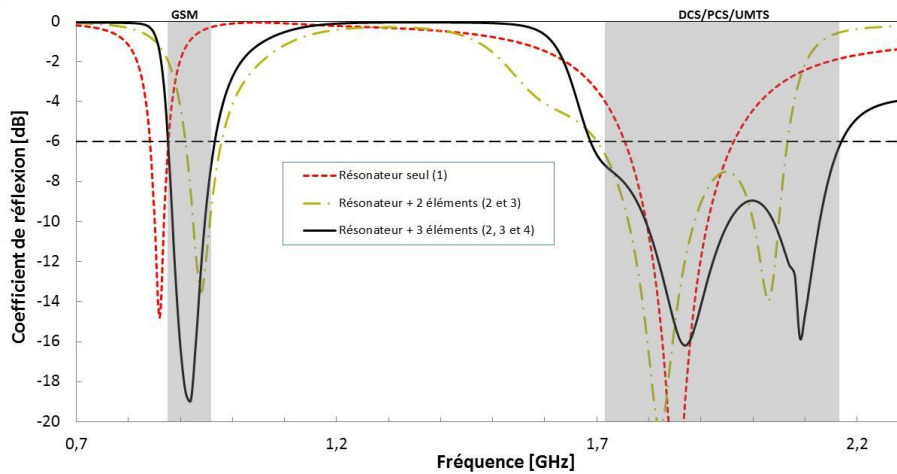


Figure I-18 :  $S_{11}$  de l'antenne

Dans ce paragraphe, nous venons de constater que les pavés rayonnants de type PIFA peuvent être utilisés également comme éléments parasites afin de créer de nouvelles résonances. Celles-ci autorisent la couverture de nouveaux standards soit en élargissant les bandes de fonctionnement existantes, soit en créant des bandes de fréquences supplémentaires. La maîtrise de l'excitation d'un élément parasite par couplage électromagnétique avec le résonateur alimenté autorise donc la réalisation des structures multi-bandes.

## I.5. Généralités sur les antennes Ultra Large Bande (ULB)

Nous allons dans cette partie, présenter des types d'antennes ULB couramment utilisées. Nous aborderons succinctement les techniques utilisées pour améliorer la largeur de la bande passante afin de ne pas nous écarter du sujet exposé.

Ces antennes possèdent de nombreux avantages tels qu'une bande passante beaucoup plus large que les systèmes large bande actuels. Un signal est dit ultra large bande si :

- sa bande passante est au minimum de 500MHz (à -10dB)
- sa bande passante relative est supérieure à 0,2:

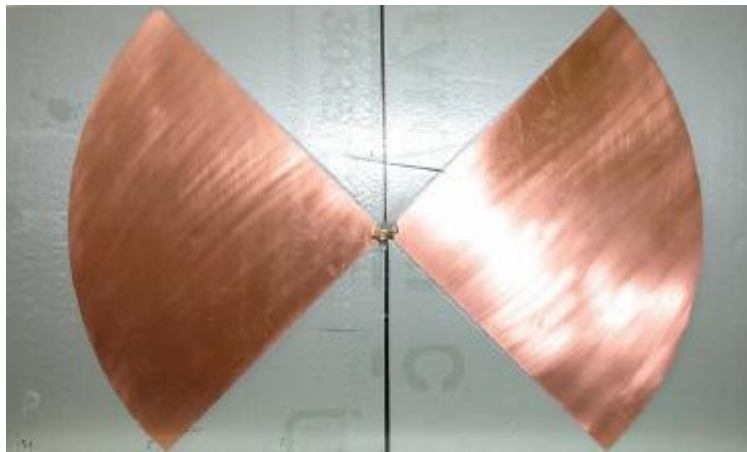
$$BP = 2 \times \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} > 0,2 \quad (\text{I-24})$$

Où  $f_H$  et  $f_L$  désignent respectivement les fréquences limites basses et hautes.

Il existe plusieurs façons de réaliser une antenne ayant une bande passante très large, mais nous nous intéresserons à celle qui consiste à utiliser des géométries particulières. Ces antennes sont appelées antennes indépendantes de la fréquence : leur géométrie permet d'avoir une bande passante de l'ordre de une décade.

### I.5.1. Antennes indépendantes de la fréquence

Les antennes indépendantes de la fréquence ont été définies par le principe de Rumsey en 1957 [I.30]. Celui-ci énonce que si la forme d'une antenne peut être définie par des angles, alors les performances de l'antenne (*diagramme de rayonnement, impédance d'entrée*) sont indépendantes de la fréquence. L'antenne est alors confondue avec sa réduction homothétique comme le prouve l'antenne Bow-Tie sur la **Figure I-19**, proposée ci-dessous.

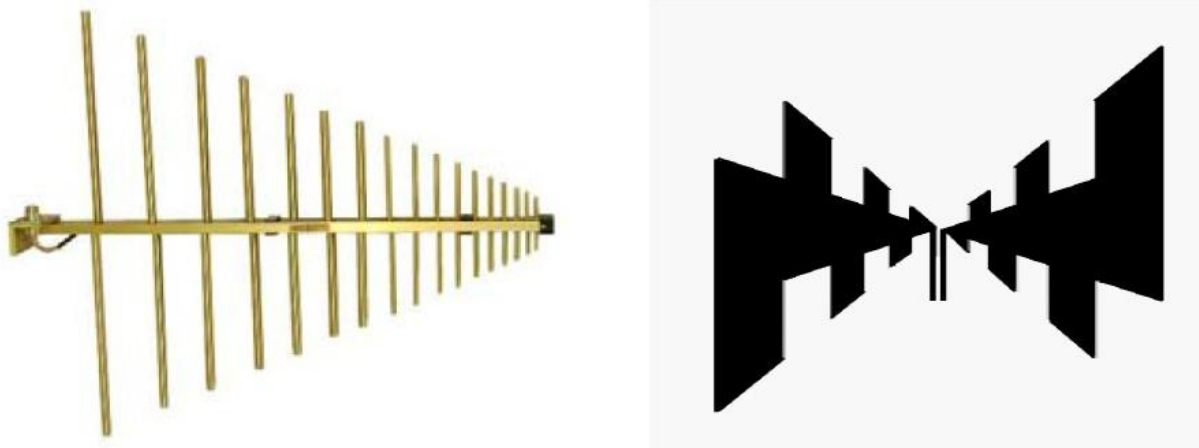


*Figure I-19 : Antenne « Bow-Tie »*

En théorie, ces antennes présentent une bande passante infinie. En pratique, leur bande passante est finie du fait des dimensions finies de l'antenne.

Une technique assez classique utilisée pour réaliser une antenne large bande repose sur le principe de l'antenne log-périodique, (**Figure I-20**), antenne construite pour la première fois par Duhamel et Isabell en 1959. Ses caractéristiques sont des fonctions périodiques du logarithme de la fréquence (*répétition des dimensions électriques à différentes fréquences*). Le principe est transposable en filaire, en planaire ou en volumique.

Cette antenne peut avoir une bande passante de plusieurs octaves. La fréquence basse d'adaptation est fixée par la dimension du plus long des brins ( $\lambda/4$  à cette fréquence) et la fréquence haute d'adaptation est reliée au brin de plus petite dimension. La conséquence immédiate de cette adaptation est que l'antenne est dispersive, comme le sont les autres antennes indépendantes de la fréquence.



*Figure I-20 : Antennes log-périodiques*

Une autre technique repose sur le principe de la spirale logarithmique plane ou en volume, (**Figure I-21**). L'alimentation de cette antenne se fait au milieu de la structure de telle sorte que les deux conducteurs sont en opposition de phase. Ainsi, plus la fréquence est basse, plus les parties de la spirale qui vont participer au rayonnement sont éloignées de l'alimentation et donc du centre de l'antenne. Inversement, plus la fréquence est élevée, plus les parties participant au rayonnement se trouvent rapprochées du centre de l'antenne. Ce comportement, caractéristique des antennes indépendantes de la fréquence démontre que le centre de phase varie en fonction de la fréquence.



*Figure I-21 : Antenne spirale logarithmique*

Enfin la technique que nous avons retenue et appliquée sur les antennes miniatures pour augmenter la largeur de la bande passante repose sur le principe des antennes auto-complémentaires, **Figure I-22**, [I.31].



*Figure I-22 : Antenne auto-complémentaire*

L'antenne auto-complémentaire est dite indépendante de la fréquence car son impédance d'entrée varie très peu (*elle est quasi constante*) et ses propriétés de rayonnement sont uniformes sur une large bande passante. Le principe introduit par Rumsey associé au principe de l'auto-complémentarité s'avère être un bon compromis pour garantir les caractéristiques des antennes indépendantes de la fréquence.

L'auto-complémentarité, introduite par Mushiake dans les années 1940, résulte du principe de Babinet, principe formulé en optique pour l'étude de la diffraction. Celui-ci affirme que le rayonnement d'une fente peut être le même que celui d'un dipôle équivalent à la fente. Ce principe a été alors ramené aux antennes afin de calculer les impédances complémentaires. C'est ainsi que Mushiake a découvert que le produit des impédances d'entrée d'une antenne et de son complémentaire, "l'antenne magnétique" était une constante réelle égale à  $Z_0^2/4$  où  $Z_0$  est l'impédance intrinsèque du vide. L'impédance d'entrée de l'antenne auto-complémentaire déduite de ce principe est égale à  $Z_0/2 = 60\pi \approx 188,5\Omega$ .

Nous aurons ainsi pour objectif l'étude de ce principe dans le second chapitre.

## I.6. Conclusion

---

Dans ce chapitre nous avons défini une antenne et sa place dans un système de communication radio fréquence.

Ce rappel nous a permis de revoir les principales caractéristiques radioélectriques des antennes couramment utilisées et d'en poser les limites dans les objets communicants.

Comme nous l'avons vu, il existe encore de nombreux obstacles parmi lesquels l'encombrement des antennes qui pose un réel problème. La miniaturisation de ces dernières devient ainsi un impératif logistique dans la téléphonie mobile.

En effet, malgré les innovations déjà réalisées au niveau de certains prototypes, il apparaissait inévitable de miniaturiser de façon cohérente les structures d'antennes retenues et de développer les procédés techniques pour y parvenir... Dans cet objectif, nous avons présenté en cette fin de chapitre les structures et les spécificités des antennes ultra large bande autant pour confirmer leurs fonctionnements très large bande que pour percevoir à travers elles l'intérêt des antennes dites auto-complémentaires dans les applications de téléphonie mobile. Ces antennes auto-complémentaires basées sur le principe de Babinet feront naturellement l'objet de notre étude dans le prochain chapitre.



## I.7. Références

---

- [I.1] R. Garg, P. Barthia, I. Bahl and A. Ittipiboon, "Microstrip Antenna Design Handbook, Artech House, 2001
- [I.2] C. A. Balanis, "Antenna Theory, Analysis and Design", 2<sup>nd</sup> Ed., J.Wiley, New York, 1997.
- [I.3] M. Huchard, C. Delaveaud, and S. Tedjini, "Miniature Antenna for Circularly Polarized Quasi Isotropic Coverage," in 2<sup>nd</sup> European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2007, pp. 1-5.
- [I.4] F. Roudet, S. Tedjini, and V. Tan-Phu, "Design of compact size excitation device for antenna pattern using fractal architectures," in Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE, 2005, pp. 223-226 vol. 1B.
- [I.5] S. Pflaum, R. Staraj, G. Kossiavas "Circular polarization wire patch antenna for RFID applications", Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference, pp. 2997 – 3000, March. 2012
- [I.6] H. A. Wheeler, « Fundamental Limitations of Small Antennas », Proc. IRE, Vol. 35, pp. 1479 – 1484, Dec. 1947.
- [I.7] R. C. Johnson, "Antenna Engineering Handbook", 3<sup>rd</sup> Ed, McGraw-Hill Inc, 1993
- [I.8] H. Wheeler, "Small Antennas", IEEE transactions on antennas and propagation, Vol. 23, No 4, pp. 462-469, July 1975.
- [I.9] L.J. Chu, "Physical limitations of Omni-directional antennas", Journal applied of physics, Vol. 19, pp. 1163-1175, December 1948.
- [I.10] R. Harrington, "Effect of antenna size on gain, bandwidth and efficiency", Journal of research of national bureau of standards, D-radio Propagation, Vol. 64D, pp. 1-12, January 1960.
- [I.11] J. McLean, "A re-examination of the fundamental limits on radiation Q of electrically small antennas," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 44, No 5, pp. 672-675, May 1996.
- [I.12] V. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ ," Physics-Uspekhi, vol. 10, pp. 509-514, 1968.

- [I.13] R. Chair, K. M. Luk, and K. F. Lee, "Small dual patch antenna," *Electronics Letters*, vol. 35, pp. 762-764, 1999.
- [I.14] R. Chair, K. M. Luk, and K. F. Lee, "Bandwidth and cross-polarization characteristics of quarter-wave shorted patch antennas," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 22, n°2, pp. 101-103, July 1999.
- [I.15] R. B. Waterhouse, S. D. Targonski, D. M. Kokotoff, "Design and performance of small printed antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 46, n°11, pp. 1629-1633, November 1998.
- [I.16] T. Taga, "Analysis of planar inverted-F antennas and antenna design for portable radio equipment," in *Analysis, Design, and Measurement of Small and Low Profile Antennas*, K. Hirasawa and M. Haneishi, Eds. Boston, MA: Artech, 1992, ch. 5.
- [I.17] K. Wong, *Planar antennas for wireless communications*: Wiley New York, 2003.
- [I.18] C. R. Rowell and R. D. Murch, "A compact PIFA suitable for dual-frequency 900/1800- MHz operation," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 596- 598, 1998.
- [I.19] S. A. Bokhari, J. F. Zurcher, J. R. Mosig, and F. E. Gardiol, "A small microstrip patch antenna with a convenient tuning option," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 1521-1528, 1996.
- [I.20] S. Villeger, P. Le Thuc, R. Staraj, G. Kossiavas, "Dual-band planar inverted-F antenna", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 38, n°1, pp. 40-42, July 2003
- [I.21] S. Drabowitch, C. Ancona, *Antennes 2. Applications*. Editions Masson, pp. 155-159, 1986
- [I.22] J. W. Wu, C. R. Lin, J. H. Lu, "A planar meander-line antenna for triple-band operation of mobile handsets", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 41, n°5, pp. 380-386, June 2004
- [I.23] A. Serrano-Vaello, D. Sanchez-Hernandez, "Printed antennas for dual-band GSM/DCS 1800 mobile handsets", *Electronics Letters*, Vol. 34, n°2, pp. 140-141, January 1998

- [I.24] S. R. Best, "On the Performance Properties of the Koch Fractal and Other Bent Wire Monopoles", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, No 6, pp. 1292-1300, June 2003.
- [I.25] S. R. Best, "A Discussion on the Significance of Geometry in Determining the Resonant Behavior of Fractal and Other Non-Euclidean Wire Antennas", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 45, No. 3, pp. 9-28, June 2003.
- [I.26] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, A. Cardama, "On the behavior of the Sierpinski multiband fractal antenna", *IEEE Trans. Antennas Propagation*. Vol. 46, Apr. 1998. pp. 517-524.
- [I.27] K. F. Lee, K. M. Luk, K. F. Tong, S. M. Shum, T. Hunynh, R. Q. Lee, "Experimental and simulation studies of the coaxially fed U-slot rectangular patch antenna", *IEE Proceedings on Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 144, n°5, pp. 354- 358, October 1997
- [I.28] M. Martinez-Vazquez, M. Geissler, D. Heberling, A. Martinez-Gonzalez, D. Sanchez-Hernandez, " Compact dual-band antenna for mobile handsets", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 32, n°2, pp. 87-88, January 2002
- [I.29] P. Ciaï, R. Staraj, G. Kossiavas, C. Luxey, "Design of an Internal Quad-Band antenna For Mobile Phones", *Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE, vol. 14, Issue 4, pp. 148-150, April 2004.
- [I.30] O. Picon, L. Cirio, C. Ripoll, "Les antennes, Théorie, conception et application", Sept 2009.
- [I.31] H. Booker, "Slot aerials and their relation to complementary wire aerials (babinet's principle)," *Electrical Engineers - Part III,A : Radiolocation*, *Journal of the Institution of*, vol. 93, no. 4, pp. 620–626, 1946.





# Chapitre II: Théorie et principes des antennes auto-complémentaires

<b>Chapitre II: Théorie et principes des antennes auto-complémentaires</b>	<b>41</b>
<b>II.1. Principes mis en œuvre</b>	<b>42</b>
II.1.1. Principe de Babinet	42
II.1.2. Principe transposé sur les antennes	44
II.1.3. Impédance d'entrée des structures complémentaires	46
II.1.4. Techniques pour améliorer la bande passante sur structure finie	48
<b>II.2. Application sur une antenne monopôle</b>	<b>50</b>
II.2.1. Outil de simulation	50
II.2.2. Principe de fonctionnement	50
II.2.3. Géométrie	51
II.2.4. Etude du monopôle sur plan de masse infini	52
II.2.4.1. Impédance d'entrée du monopôle simple sur PCB infini	53
II.2.4.2. Coefficient de réflexion du monopôle simple sur PCB infini	53
II.2.4.3. Efficacité totale du monopôle simple sur PCB infini	54
II.2.4.4. Impédance d'entrée du monopôle AC sur PCB infini	54
II.2.4.5. Coefficient de réflexion du monopôle AC sur PCB infini	55
II.2.4.6. Efficacité totale et rayonnée du monopôle AC sur PCB infini	56
II.2.5. Etude du monopôle sur plan de masse fini	57
II.2.5.1. Analyse du monopôle simple – Cas (a)	58
II.2.5.2. Analyse du monopôle AC - fente fermée sur PCB fini – Cas (b)	60
II.2.5.3. Analyse du monopôle AC - fente débouchant sur PCB fini – Cas (c)	61
II.2.6. Etude de la non parfaite auto-complémentarité sur PCB fini	67
<b>II.3. Conclusion</b>	<b>69</b>
<b>II.4. Références</b>	<b>70</b>

L'antenne est un dispositif de transformation de l'énergie guidée en énergie rayonnée dont le principe repose sur le phénomène de diffraction. A l'aide des lois fondamentales de la physique et de l'optique, nous tenterons d'expliciter dans ce chapitre le phénomène large bande des antennes auto-complémentaires. A partir d'exemples de structures rayonnantes, nous analyserons ce principe de base à l'origine de l'obtention d'une grande largeur de bande.

Les éléments rayonnants utilisés ici appartiennent à deux catégories principales : les dipôles et les fentes. Ces deux familles ne sont pas indépendantes. Elles sont étroitement liées par le principe de Babinet, principe sur lequel reposera tout au long de cette thèse la particularité des antennes auto-complémentaires.

Certaines caractéristiques fondamentales d'une antenne ou d'un système rayonnant seront présentées dans cette partie. Nous introduirons pour cela la notion de "système rayonnant", lequel correspond à l'association de l'antenne et du plan de masse [II.1]. En effet, le plan de masse (*ou châssis*) peut être aussi, selon la fréquence utilisée, un élément plus ou moins rayonnant, de taille plus ou moins grande. Nous étudierons alors l'influence des dimensions de ce dernier sur le comportement même des structures dites auto-complémentaires.

## II.1. Principes mis en œuvre

---

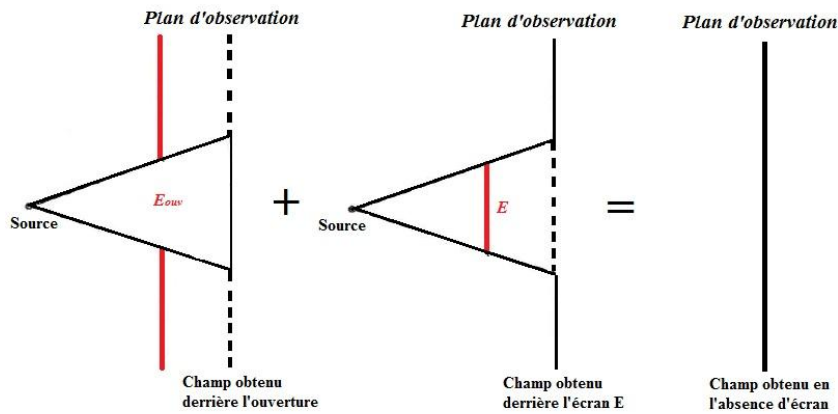
### II.1.1. Principe de Babinet

Certaines antennes utilisent plusieurs principes d'élargissement de bande passante parmi lesquels un principe fondamental, le principe de Babinet.

Le principe de ce physicien français, énoncé en 1870 dans le domaine de l'optique, démontre que le résultat de l'addition d'un champ  $E_{ouv}$  obtenu derrière un écran percé d'une ouverture et du champ  $E$  obtenu derrière une structure complémentaire est un champ correspondant à celui du champ  $E_0$  en espace libre en l'absence d'écran.

$$E_0 = |E_{ouv} + E| \quad (\text{II-1})$$

Ce principe est illustré sur la **Figure II-1**.



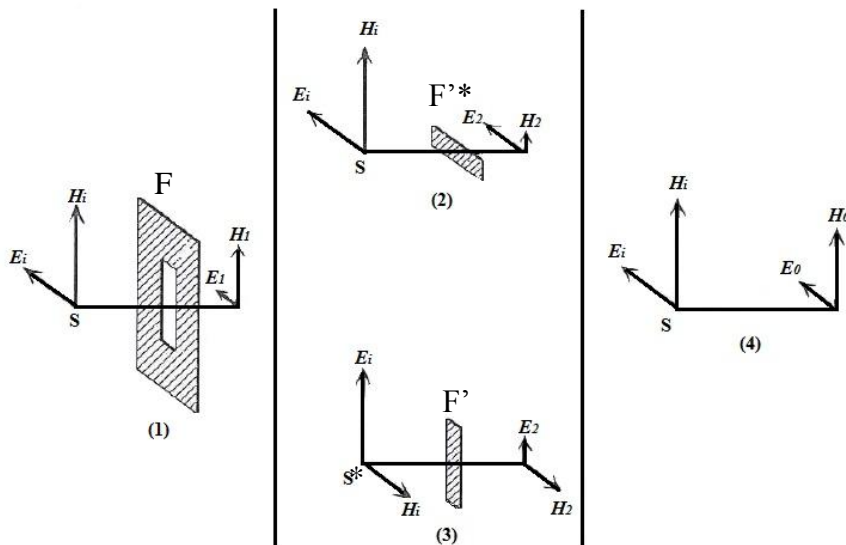
**Figure II-1 : Illustration du principe de Babinet**

Préalablement formulé en optique dans l'étude de la diffraction, ce principe a été étendu aux ondes électromagnétiques lors de l'étude de la polarisation des champs rayonnés. Proposée par H.G Booker [II.2], l'extension du principe de Babinet reprend l'aspect symétrique des équations de Maxwell.

Illustrons notre exemple sur la généralisation de Booker (**Figure II-2**).

Soit une source S, créant, en un point situé derrière un écran F, un champ  $E_1$  (1), et soit cette même source créant au même point derrière l'écran complémentaire  $F^*$  un champ  $E_2$  (2). La somme des deux champs  $E_1$  et  $E_2$  est alors égale au champ  $E_0$  (4), créé en ce point, en l'absence d'écran comme le montre la **Figure II-2**.

$$E_0 = E_1 + E_2 \quad (\text{II-2})$$



**Figure II-2 : Extension du principe de Babinet proposée par H.G. Booker**



Le cas (3) prend en compte une source  $S^*$  conjuguée de  $S$  (obtenue par rotation de  $\pi/2$  des champs) et un écran complémentaire  $F'$  de l'écran  $F$ .

$$H_0 = H_1 + E_2 \quad (\text{II-3})$$

Grâce à ce principe, Booker a démontré que le rayonnement de deux sources (*l'une complémentaire de l'autre*) pouvait être identique à condition de permuter les champs électrique et magnétique.

En prenant soin de réaliser à la fois, une fente dans un plan conducteur infini et un dipôle complémentaire de même dimension que la fente, ce principe, transposé sur les antennes, a permis de calculer les impédances de structures complémentaires. Nous le constaterons dans le sous-chapitre suivant.

### II.1.2. Principe transposé sur les antennes

Si nous pratiquons une ouverture de forme quelconque dans une surface conductrice, et si nous appliquons une différence de potentiel entre deux bords opposés de cette ouverture, nous obtenons un système rayonnant.

Ce système rayonnant a reçu le nom de "fente" en raison de la géométrie de la plupart de ces ouvertures évoquant un rectangle allongé.

En général, la fente rayonne dans les deux demi-espaces délimités par la surface conductrice.

En théorie, dans la mesure où la surface conductrice est constituée par un réflecteur plan infini, l'étude des antennes à fentes se simplifie grâce à la connaissance préalable de leurs dipôles complémentaires. Nous entendons par dipôle complémentaire, le dipôle taillé dans une lame, laquelle épouse exactement le contour de la fente considérée, comme l'illustre la **Figure II-3**.

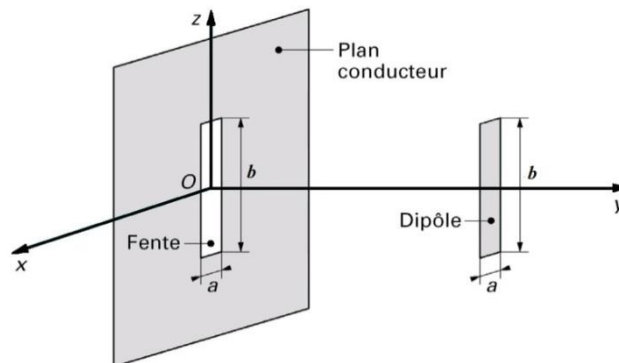


Figure II-3 : Antenne à fente et dipôle complémentaire

En pratique, à condition d'inverser les plans  $E$  et  $H$ , la fente a le même diagramme de rayonnement que le dipôle élémentaire. Suivant l'orientation de la fente, le champ rayonné peut être polarisé verticalement ou horizontalement.

Nous pouvons ainsi déduire le diagramme de rayonnement d'une antenne à fente demi-onde, réalisée dans un plan conducteur infini. La **Figure II-4** compare, dans les plans verticaux et horizontaux, les champs électrique et magnétique rayonnés par cette fente et par le dipôle complémentaire.

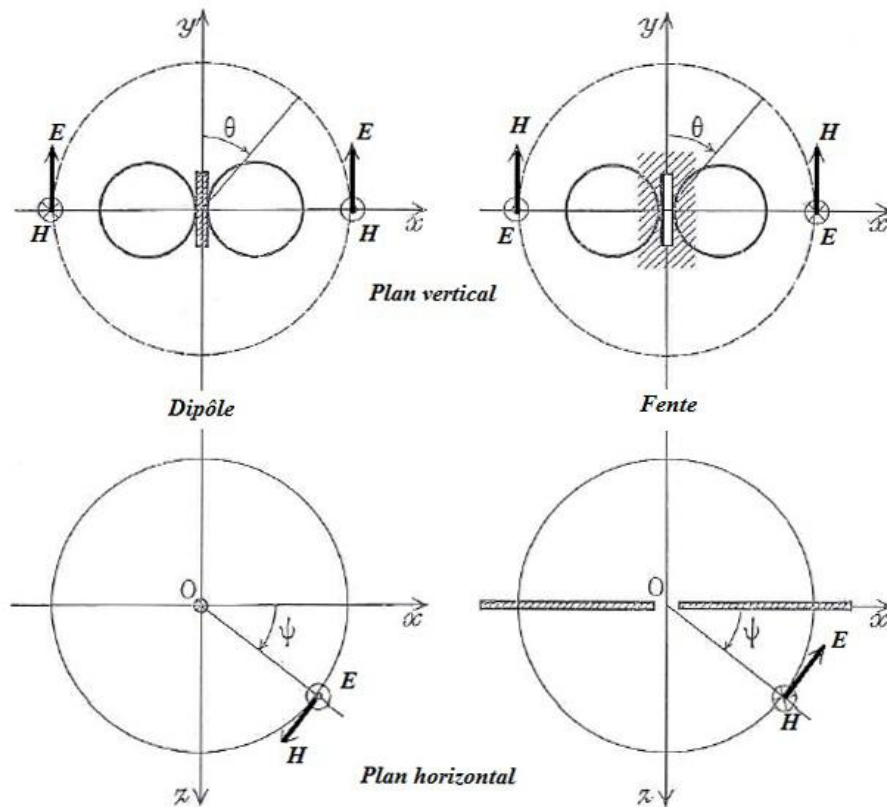


Figure II-4 : Diagramme de rayonnement équivalence dipôle - fente

La relation principale entre la fente et le dipôle complémentaire résultant du principe de Babinet peut s'énoncer comme suit [II.3] :

- Toute fente pratiquée dans un plan de masse aura le même comportement en termes de rayonnement que le dipôle complémentaire à ceci près que les champs  $E$  et  $H$  seront inversés.

Cela revient à dire que le champ électrique rayonné par une fente est polarisé orthogonalement au champ électrique rayonné par le dipôle complémentaire. Cette propriété entraîne une conséquence importante : à l'inverse du dipôle, le diagramme de rayonnement de la fente est omnidirectionnel dans le plan  $E$  et directif dans le plan  $H$ .

### II.1.3. Impédance d'entrée des structures complémentaires

Introduite par le Professeur Yasuto Mushiaki [II.4] [II.5] dans les années 1940, l'auto-complémentarité dérive du principe de Babinet énoncé en optique comme nous venons de le voir.

Mushiaki a découvert que le produit des impédances d'entrée d'une antenne électrique et de son dual, "l'antenne magnétique" est égal à une constante réelle égale, quant à elle, à la moitié de l'impédance caractéristique du vide  $Z_0$ .

Si nous considérons une fente finie et son dipôle complémentaire [II.6], **Figure II-5**, nous pouvons alors démontrer que l'impédance  $Z_D$  du dipôle est liée à l'impédance  $Z_F$  de la fente en fonction de l'impédance caractéristique du vide  $Z_0$  [II.7].

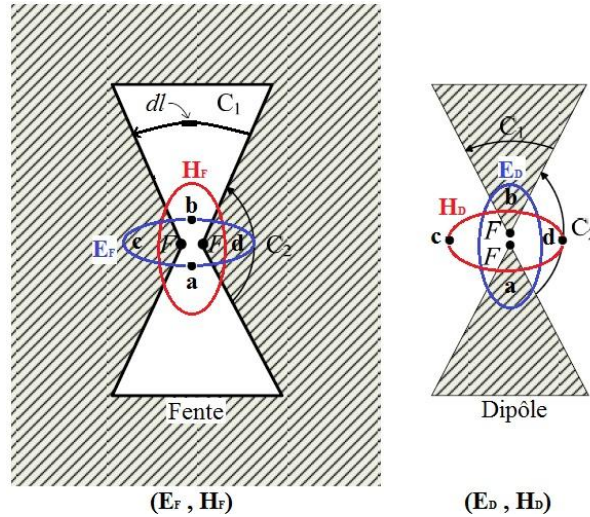


Figure II-5 : Alimentation des structures complémentaires planaires de type fente et dipôle

Pour cela, rappelons les équations de Maxwell pour les champs électromagnétiques  $E$  et  $H$  respectivement pour une antenne de type fente et pour un dipôle [II.8].

$$\begin{cases} \text{rot } E_F + j\omega\mu H_F = 0 \\ \text{rot } H_F - (j\omega\varepsilon + \sigma)E_F = I_F \end{cases} \quad (\text{II-4})$$

$$\begin{cases} \text{rot } E_D + j\omega\mu H_D = -I_D \\ \text{rot } H_D - (j\omega\varepsilon + \sigma)E_D = 0 \end{cases} \quad (\text{II-5})$$

Notons que les impédances s'expriment comme le rapport entre les tensions et les courants aux différents points d'alimentation respectifs de la fente (entre les bornes c et d) et du dipôle (entre les bornes a et b).

$$Z_F = \frac{V_F}{I_F} \quad \text{et} \quad Z_D = \frac{V_D}{I_D} \quad (\text{II-6})$$

Exprimons la tension et le courant aux bornes de la fente. Soit  $E_F$  le champ électrique entre les bornes c et d, situé dans le plan de la fente, et soit  $dl$  le chemin infinitésimal de d vers c (*chemin  $C_1$* ), nous obtenons :

$$V_F = \int_{C_1(cd)} E_F \cdot dl \quad (\text{II-7})$$

De même, si  $H_F$  représente le champ magnétique, entre les bornes a et b, situé dans le plan perpendiculaire de la fente, nous obtenons une anti-symétrie par rapport aux bornes c et d de la fente. Nous notons dans ce cas :

$$I_F = \int_{acb} H_F \cdot dl + \int_{adb} H_F \cdot dl = 2 \cdot \int_{C_2(ab)} H_F \cdot dl \quad (\text{II-8})$$

Ici, seulement la moitié de l'intégrale de la ligne est prise en compte dans le sens a vers b soit en passant par c, soit en passant par d. Il faut donc ajouter l'intégrale de la ligne dans le sens opposé et symétrique, d'où la présence du facteur 2.

Comme pour la fente (*dipôle complémentaire*), nous pouvons exprimer la tension  $V_D$  aux bornes du dipôle :

$$V_D = \int_{C_2(ab)} E_D \cdot dl \quad (\text{II-9})$$

et le courant  $I_D$  :

$$I_D = 2 \cdot \int_{C_1(cd)} H_D \cdot dl \quad (\text{II-10})$$

D'après ces relations, nous pouvons déduire :

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_F = \frac{\int_{C_1(cd)} E_F \cdot dl}{2 \int_{C_2(ab)} H_F \cdot dl} \\ Z_D = \frac{\int_{C_2(ab)} E_D \cdot dl}{2 \int_{C_1(cd)} H_D \cdot dl} \end{array} \right. \quad (\text{II-11})$$

Cependant, en utilisant la généralisation de Booker, nous pouvons établir les deux relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \int_{C_2(ab)} E_D \cdot dl = k_1 \cdot \int_{C_2(ab)} H_F \cdot dl \quad \text{et} \quad \int_{C_1(cd)} E_F \cdot dl = k_2 \cdot \int_{C_1(cd)} H_D \cdot dl \\ \Rightarrow \frac{E_D}{H_F} = k_1 \quad \text{et} \quad \frac{E_F}{H_D} = k_2 \end{array} \right. \quad (\text{II-12})$$

Ce qui entraîne :

$$k_1 \times k_2 = \frac{E_D E_F}{H_F H_D} = Z_0^2 \quad \text{car} \quad \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = Z_0 = 120\pi = 377 \Omega \quad (\text{II-13})$$

Donc d'après (II-12),

$$\left\{ \begin{array}{l} V_D = \frac{k_1}{2} \times I_F \quad \text{et} \quad V_F = \frac{k_2}{2} \times I_D \\ \Rightarrow \frac{V_D}{I_F} = \frac{k_1}{2} \quad \text{et} \quad \frac{V_F}{I_D} = \frac{k_2}{2} \end{array} \right. \quad (\text{II-14})$$

D'où le produit entre ces deux relations :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{V_D}{I_F} \times \frac{V_F}{I_D} = \frac{k_1}{2} \times \frac{k_2}{2} \\ \Rightarrow Z_F Z_D = \frac{k_1 \times k_2}{4} = \frac{Z_0^2}{4} \end{array} \right. \quad (\text{II-15})$$

Ainsi, l'impédance d'entrée de l'antenne auto-complémentaire peut être déduite de ce principe. Elle est égale à :

$$Z_F = Z_D = \frac{Z_0}{2} = \frac{120\pi}{2} = \frac{377}{2} = 60\pi \approx 188\Omega \quad (\text{II-16})$$

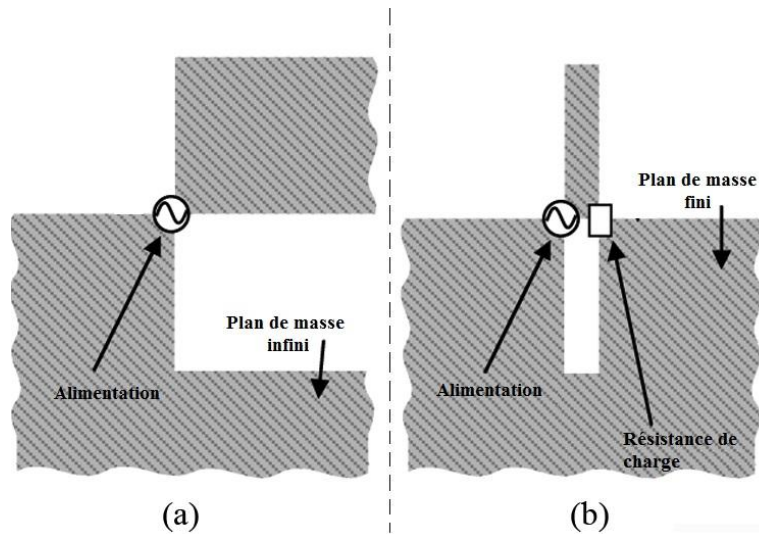
Nous avons ainsi démontré la relation qui relie les impédances d'entrée d'un dipôle et d'une fente à l'impédance caractéristique dans le vide.

#### II.1.4. Techniques pour améliorer la bande passante sur structure finie

Généralement, les antennes auto-complémentaires sont définies comme des éléments travaillant sur des structures infinies à impédance constante de  $188\Omega$ .

Pour améliorer la bande passante sur des structures finies, la première solution consiste à ajouter une résistance de charge  $R_L$  de  $Z_0/2 = 188\Omega$  attachée au point d'alimentation [II.8]. Les études tentent à prouver qu'une antenne à symétrie axiale avec une structure finie peut aussi avoir une impédance constante si une charge d'adaptation de  $188\Omega$  est appliquée sur le

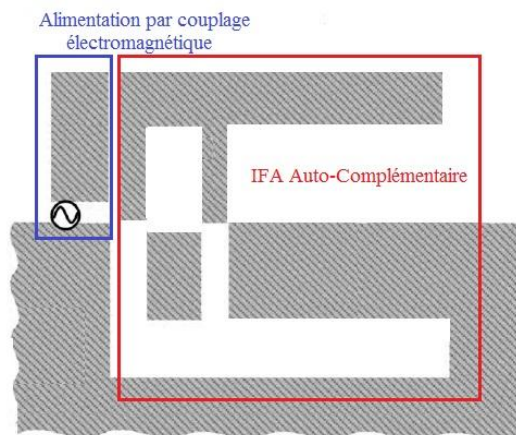
côté opposé au point d'alimentation [II.9], comme nous l'observons sur la **Figure II-6**. Néanmoins, d'après certaines études, la moitié de la puissance à la sortie de l'antenne est perdue [II.10], cela traduisant une perte de l'efficacité rayonnée [II.11].



**Figure II-6 : Antennes auto-complémentaires - (a) sur plan de masse infini, (b) sur plan de masse fini**

Nous étudierons l'influence de cette résistance de charge lors de l'étude du monopôle sur plan de masse de taille finie.

Aussi, pour améliorer la bande passante sans l'ajout de l'impédance de charge, une solution consiste à alimenter une structure externe couplée électromagnétiquement à la structure auto-complémentaire [II.12]. Cette technique, présentée **Figure II-7**, permet de s'affranchir de l'impédance de charge attachée au point d'alimentation et de l'adaptateur d'impédance de  $50\Omega$ .



**Figure II-7 : IFA auto-complémentaire alimentée par couplage électromagnétique**

L'exemple, que nous étudierons plus loin, s'attache aux résultats de l'étude d'un monopôle " $\lambda/4$ " auto-complémentaire sur un plan de masse de taille infinie puis finie ainsi qu'aux techniques utilisées pour disposer d'une impédance indépendante de la fréquence.

Nous aborderons par conséquent les antennes monopôles dans lesquelles nous intégrerons le concept d'auto-complémentarité. Ce concept d'auto-complémentarité sera étudié au préalable sur des structures simples puis sur des structures plus complexes.

## II.2. Application sur une antenne monopôle

---

### II.2.1. Outil de simulation

Le logiciel de simulation HFSS, développé par Ansoft, a rendu possible l'étude virtuelle des antennes que nous détaillerons dans ce chapitre et les chapitres suivants.

Cet outil est basé sur la formulation des équations intégrales résolues par la méthode des moments. Les paramètres [S], l'impédance d'entrée, le diagramme de rayonnement en deux ou trois dimensions, l'efficacité, le gain..., autant de résultats analysés après maillage de la structure par ce même logiciel.

### II.2.2. Principe de fonctionnement

En théorie, une antenne monopôle est constituée d'un brin placé au-dessus d'un réflecteur de dimensions infinies.

En pratique, ce brin est placé au-dessus d'un plan métallique de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde (*2 à 3 fois  $\lambda$  au minimum*).

Selon la théorie des images, l'antenne monopôle fonctionnera comme une antenne dipôle, l'image du monopôle par rapport au plan de masse reconstituant la partie manquante du dipôle.

L'utilisation d'un plan de masse, (**Figure II-8**), nous permet à la fois de nous affranchir d'une moitié du résonateur et d'obtenir une résonance dite en  $\lambda/4$ .

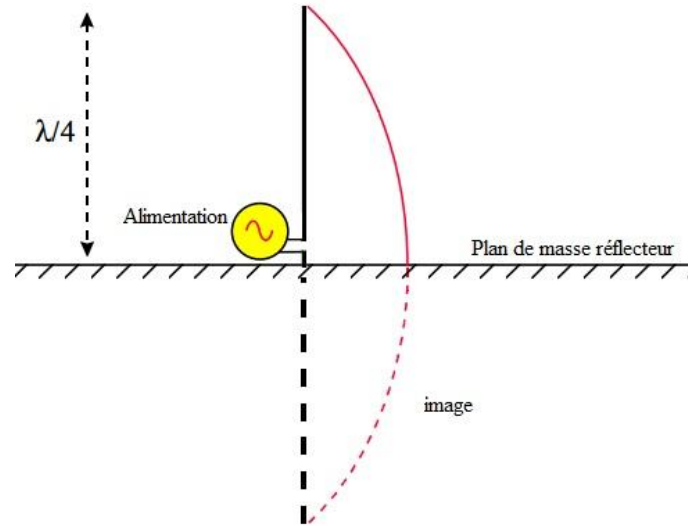


Figure II-8 : Antenne monopôle

La fréquence de résonance fondamentale théorique d'une telle antenne est :

$$f_r = \frac{c}{4 \times l} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} c = \text{célérité de la lumière} \\ l = \text{longueur du monopôle} \end{cases} \quad (\text{II-17})$$

### II.2.3. Géométrie

Les antennes monopôles simples et auto-complémentaires que nous allons étudier sont représentées sur la **Figure II-9**.

Le monopôle de dimensions 4 x 60mm<sup>2</sup> est positionné dans un premier temps sur un plan de masse de grande taille (*infini*). Dans un deuxième temps nous l'étudierons sur un plan de masse aux dimensions finies.

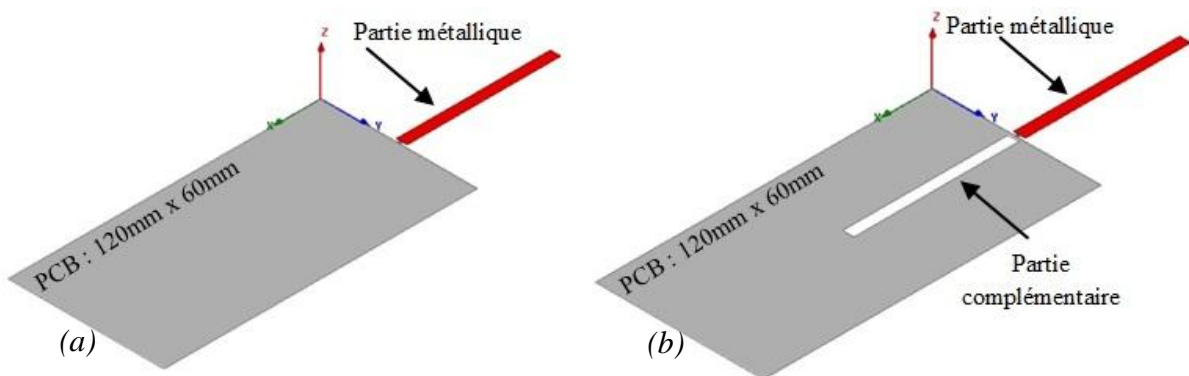


Figure II-9 : Géométrie de l'antenne monopôle sur plan de masse fini – (a) non auto-complémentaire  
(b) auto-complémentaire

La fente dans le plan de masse est réalisée en respectant la symétrie axiale selon y.



L'étude de ce monopôle a été réalisée à partir des différentes valeurs de l'impédance d'entrée et de l'impédance de charge. L'impédance de normalisation par rapport à laquelle est calculée le coefficient de réflexion est notée  $R_N$ , la résistance de charge,  $R_L$ .

Nous allons étudier ici l'influence de la résistance de charge  $R_L$  en analysant le monopôle simple et le monopôle auto-complémentaire sur les plans de masse infinis et finis.

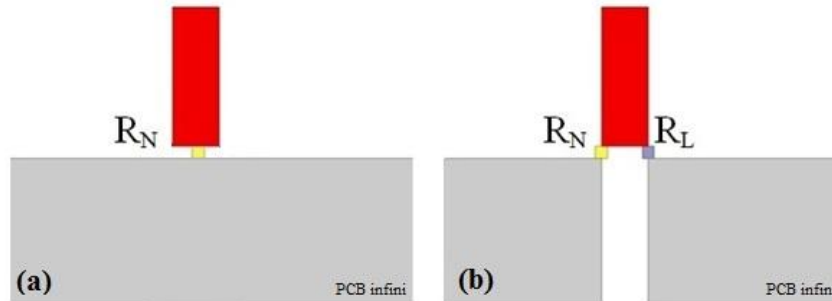
Dès à présent et tout au long des chapitres à venir, nous utiliserons préférentiellement l'abréviation AC pour désigner les antennes Auto-Complémentaires et l'abréviation PCB (*Printed Circuit Board*) pour le plan de masse.

#### II.2.4. Etude du monopôle sur plan de masse infini

L'étude sur plan de masse infini va rendre compte de l'intérêt des structures AC.

Il convient ici de démontrer l'impact de la résistance de charge sur le comportement d'un monopôle AC. Dans cette étude, nous expliciterons les deux cas illustrés sur la **Figure II-10** :

- (a) *Le monopôle simple*
- (b) *Le monopôle AC avec l'alimentation entre l'élément rayonnant et l'une des deux parties du PCB*



**Figure II-10** : Configuration sur plan de masse infini – (a) non auto-complémentaire, (b) auto-complémentaire

En ce qui concerne le monopôle simple, nous analyserons le comportement de son impédance d'entrée, son coefficient de réflexion ainsi que son efficacité totale.

### II.2.4.1. Impédance d'entrée du monopôle simple sur PCB infini

Nous visualisons sur la **Figure II-11** l'impédance d'entrée de l'antenne monopôle simple.

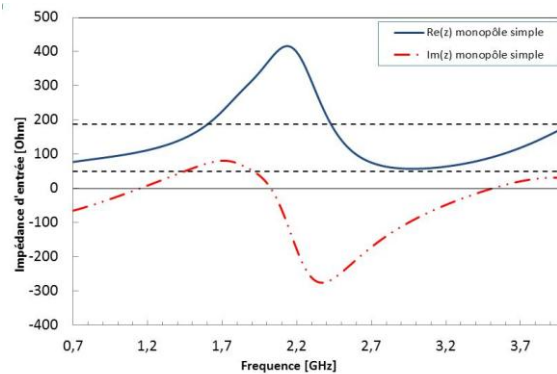


Figure II-11 : Impédance d'entrée du monopôle simple sur PCB infini

Dans cette situation précise, le monopôle simple sur PCB infini possède une partie réelle et une partie imaginaire caractéristique d'un monopôle. D'après la **formule II-17**, sa fréquence de résonance fondamentale théorique est de 1,25GHz. Si nous observons le lieu d'impédance, nous remarquons que l'antenne présente trois modes de fonctionnement (*obtenus pour une partie imaginaire nulle*), le premier à 1,15GHz, le deuxième à 2GHz et le troisième à 3,5GHz. Les parties réelles se situant respectivement au niveau de 107 $\Omega$ , 383 $\Omega$  et 90 $\Omega$ .

### II.2.4.2. Coefficient de réflexion du monopôle simple sur PCB infini

Nous visualisons sur la **Figure II-12** le coefficient de réflexion de l'antenne monopôle simple.

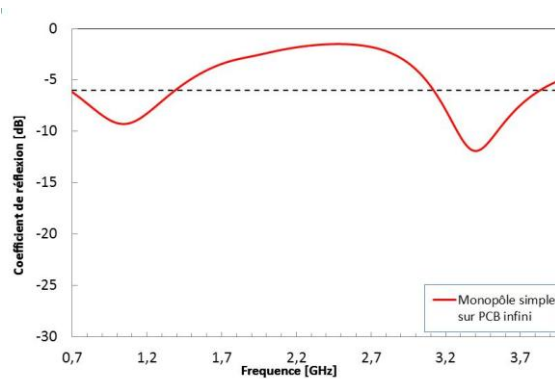


Figure II-12 : Coefficient de réflexion du monopôle simple sur PCB infini

Aux fréquences de  $F=1,15\text{GHz}$  et de  $F=3,5\text{GHz}$ , l'antenne est adaptée pour des coefficients de réflexion de -10dB et de -12dB. À  $F=2\text{GHz}$ , l'anti-résonance obtenue conduit à une antenne fortement désadaptée.

### II.2.4.3. Efficacité totale du monopôle simple sur PCB infini

Nous visualisons sur la **Figure II-13** l'efficacité totale de l'antenne monopôle simple.

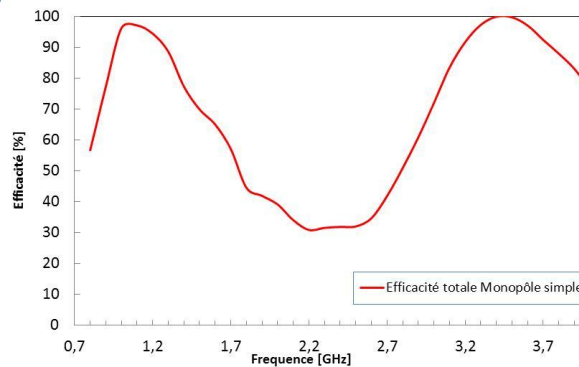


Figure II-13 : Efficacité totale du monopôle simple sur PCB infini

Le monopôle présente une efficacité totale supérieure à 70%, là où l'adaptation est la meilleure. L'efficacité rayonnée n'a pas été tracée, car constante et supérieure à 90% sur toutes les bandes de fréquences.

Pour finaliser notre étude, nous avons rendu le monopôle auto-complémentaire et de fait analysé son comportement pour différentes valeurs de  $R_L$  lorsque  $R_N=50\Omega$  et  $R_N=188\Omega$ .

- 1<sup>er</sup> cas, pour  $R_L=0\Omega$  (court-circuit)
- 2<sup>ième</sup> cas, pour  $R_L=188\Omega$
- 3<sup>ième</sup> cas, pour  $R_L=\infty$  (circuit ouvert)

Pour chacun de ces trois cas, nous analyserons l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion et l'efficacité totale et rayonnée de l'antenne.

### II.2.4.4. Impédance d'entrée du monopôle AC sur PCB infini

Nous visualisons sur la **Figure II-14** l'impédance d'entrée de l'antenne monopôle AC avec des charges  $R_L$  respectivement égales à l'infini,  $188\Omega$  et  $0\Omega$ .

Le premier constat que nous pouvons faire concerne le cas où  $R_L=188\Omega$ , **Figure II-14-a**, pour lequel la partie réelle de l'impédance d'entrée est quasi constante à  $188\Omega$  et la partie imaginaire quasi nulle.

Pour les deux autres cas ( $R_L=0\Omega$  et  $R_L=\infty$ ), **Figures II-14-b-c**, l'impédance d'entrée de l'antenne est davantage perturbée en début ( $0,7 - 0,9GHz$ ) et en milieu de bande ( $1,9 - 3GHz$ ), atteignant des pics de résonance avec une partie réelle voisine de  $450\Omega$ .

Nous constatons également une certaine antisymétrie dans les parties réelles et imaginaires observées dans ces 2 cas  $R_L=0$  et  $R_L=\infty$  (maximum de la partie réelle quand  $R_L=0$  est égal au minimum de la partie réelle quand  $R_L=\infty$ ).

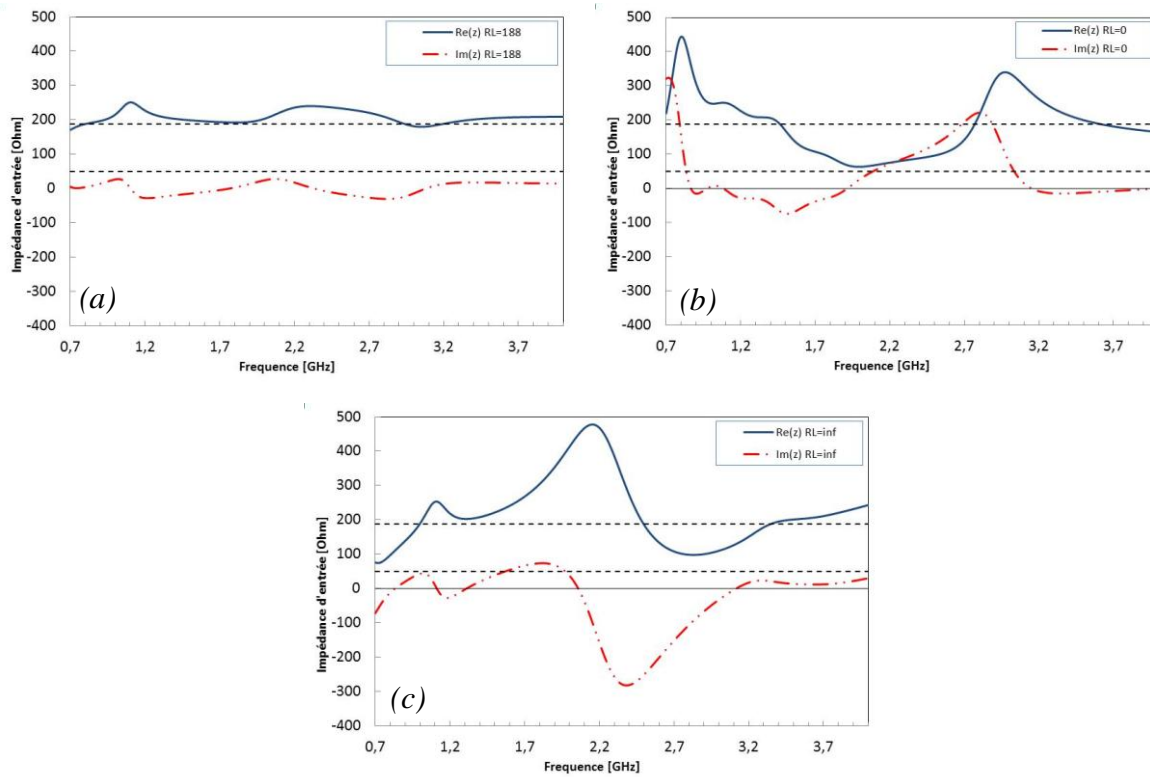


Figure II-14 : Impédance d'entrée du monopôle AC sur PCB infini – (a)  $R_L=188\Omega$ , (b)  $R_L=0\Omega$ , (c)  $R_L=\infty$

Si nous comparons ces résultats avec ceux de l'antenne monopôle simple, **Figure II-11**, lorsque  $R_L=\infty$ , le comportement est légèrement modifié et reste similaire ou presque à celui du monopôle simple. En effet, les niveaux de la partie réelle sont un peu plus haut aux fréquences d'adaptation, c'est à dire à  $F=1,15\text{GHz}$  et à  $F=3,5\text{GHz}$ .

Si l'auto-complémentarité apporte plus de stabilité à l'antenne lorsque  $R_L=188\Omega$ , lorsque  $R_L=0\Omega$ , elle perturbe totalement son comportement.

#### II.2.4.5. Coefficient de réflexion du monopôle AC sur PCB infini

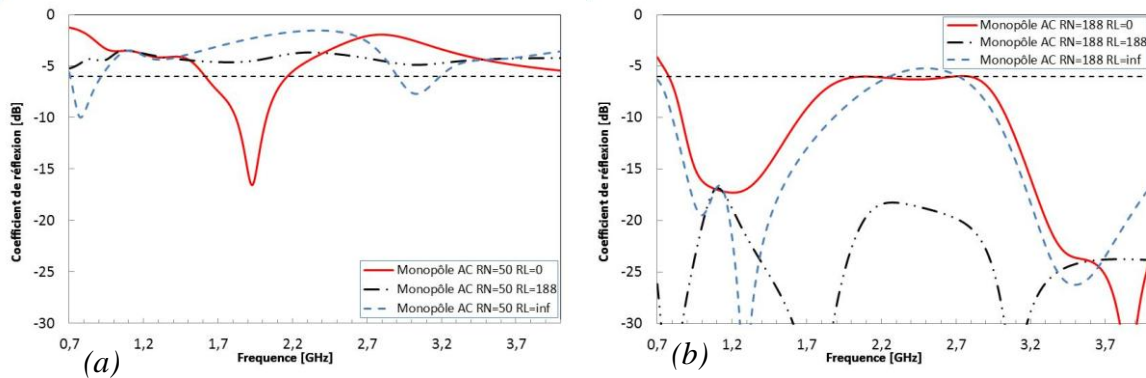
Nous visualisons sur la **Figure II-15** le coefficient de réflexion de l'antenne monopôle AC.

Immédiatement, nous constatons que le comportement ultra large bande concerne le cas où  $R_N=188\Omega$  et  $R_L=188\Omega$ , **Figure II-15-b**. Cela se traduit par un coefficient de réflexion maximum de  $-16\text{dB}$  sur toutes les bandes de fréquences à l'étude.

Dans les deux autres cas ( $R_L=0$  et  $R_L=\infty$ ) et dans le cas où  $R_N=188\Omega$ , nous constatons également un comportement très large bande avec néanmoins une différence notable constatée à  $S_{11}=-6\text{dB}$  lors de la remontée du coefficient de réflexion entre 2 et 3GHz.

Lorsque  $R_N=50\Omega$  et pour  $R_L=188\Omega$ , **Figure II-15-a**, le monopôle n'est pas adapté sur toutes les bandes de fréquences. Pour  $R_L=0$ , l'antenne est adaptée à la fréquence de  $F=1,9\text{GHz}$  pour un niveau d'adaptation de  $-17\text{dB}$ .

Enfin pour  $R_L=\infty$ , l'antenne reste adaptée quasiment aux fréquences de l'antenne monopôle simple, **Figure II-12**, avec cependant une bande passante moins large.



**Figure II-15 : Coefficient de réflexion du monopôle AC sur PCB infini - (a)  $R_N=50\Omega$  et (b)  $R_N=188\Omega$**

Si nous comparons ces résultats aux résultats obtenus lors de l'étude de l'antenne monopôle simple, **Figure II-12**, nous pouvons affirmer que l'auto-complémentarité apporte ici une nette amélioration lorsque  $R_N=188\Omega$ .

Lorsque  $R_N=50\Omega$ , nous retrouvons un comportement pratiquement identique à l'antenne monopôle simple lorsque  $R_L=\infty$ . L'auto-complémentarité n'apporte aucune véritable amélioration.

#### II.2.4.6. Efficacité totale et rayonnée du monopôle AC sur PCB infini

Nous visualisons sur la **Figure II-16** l'efficacité totale et rayonnée de l'antenne monopôle AC.

Lorsque  $R_L=188\Omega$ , l'influence de la résistance de charge impacte de façon remarquable l'efficacité rayonnée de l'antenne, laquelle chute de 50% et plus à  $F=2,5\text{GHz}$ , **Figure II-16-a**.

Dans les cas où  $R_L=0\Omega$  et  $R_L=\infty$ , **Figures II-16-b-c**, le monopôle a un rendement supérieur au rendement du monopôle quand celui-ci est en présence de la résistance de charge de  $188\Omega$ . L'efficacité rayonnée, quant à elle, est supérieure à 95% sur toute la bande dans ces deux cas.

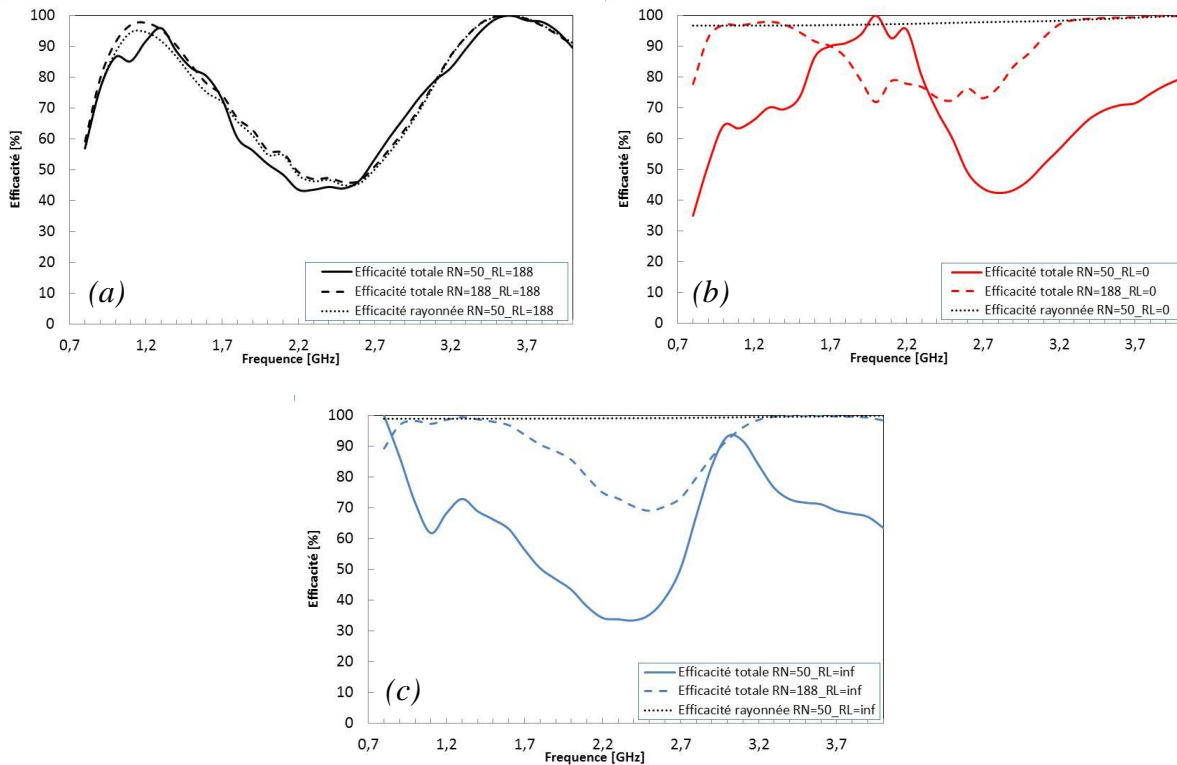


Figure II-16 : Efficacité du monopôle AC sur PCB infini –(a)  $R_L=188\Omega$ , (b)  $R_L=0\Omega$ , (c)  $R_L=\infty$

Si nous comparons ces résultats avec ceux de l'antenne monopôle simple, **Figure II-13** (et si nous faisons abstraction du cas où  $R_L=188\Omega$ ), l'efficacité rayonnée reste toujours proche de 100%.

Lorsque  $R_L=188\Omega$ , l'auto-complémentarité n'apporte pas d'amélioration sur l'efficacité totale de l'antenne. Pour les deux autres cas et pour  $R_N=188\Omega$ , en revanche, l'efficacité s'en trouve améliorée.

En pratique, quand le plan de masse est fini, les performances sont beaucoup plus limitées que lorsque celui-ci possède des dimensions supérieures. Voilà pourquoi, il nous faut étudier le monopôle AC dans les plans de masse différents.

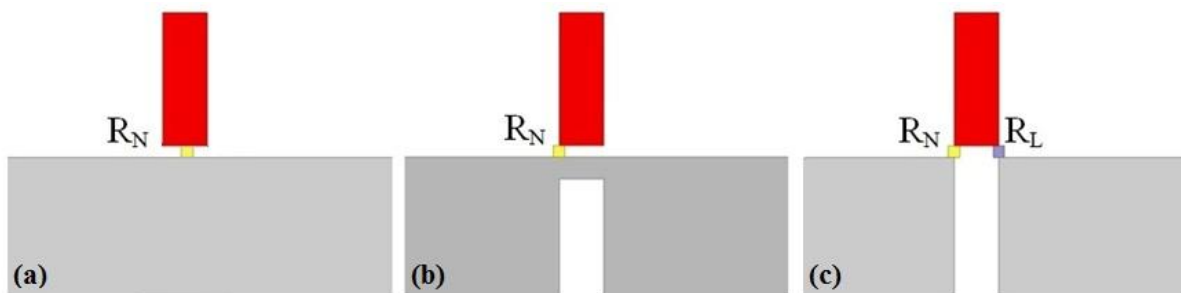
### II.2.5. Etude du monopôle sur plan de masse fini

Le plan de masse est déterminant dans la compréhension des problèmes posés par l'intégration des antennes dans les objets communicants de la téléphonie mobile. En effet et en pratique, il est une évidence : la finitude du plan de masse réduit autant le fonctionnement que les performances de telles antennes. Si ces dernières sont dites quasi-auto-complémentaires (QAC) (elles ne sont véritablement et totalement AC que sur un plan de masse infini), nous continuerons, pour simplifier nos exposés, à les qualifier d'AC sur PCB fini.

Il convient alors d'analyser l'impact de cette limitation sur les performances escomptées pour les antennes AC afin d'y apporter éventuellement des solutions.

Pour ce faire, nous expliciterons les trois cas illustrés sur la **Figure II-17** :

- (a) *Le monopôle simple*
- (b) *Le monopôle AC avec l'alimentation entre l'élément rayonnant et les deux parties du PCB*
- (c) *Le monopôle AC avec l'alimentation entre l'élément rayonnant et l'une des deux parties du PCB*



**Figure II-17** : Différentes configurations : (a) monopôle simple, (b) monopôle AC sans résistance de charge, (c) monopôle AC avec résistance de charge

Nous allons, pour l'étude du monopôle simple, analyser le comportement de son impédance d'entrée, de son coefficient de réflexion ainsi que de son efficacité.

### II.2.5.1. Analyse du monopôle simple – Cas (a)

- *Impédance d'entrée du monopôle simple sur PCB fini – Cas (a)*

Nous visualisons sur la **Figure II-18** l'impédance d'entrée de l'antenne monopôle simple.

Si nous observons le lieu d'impédance, nous remarquons que l'antenne présente trois modes de fonctionnement (*obtenus pour une partie imaginaire nulle*), le premier à 1,31GHz, le deuxième à 2,15GHz et le troisième à 3,34GHz, les parties réelles se situant respectivement au niveau de 50Ω, 383Ω et 70Ω.

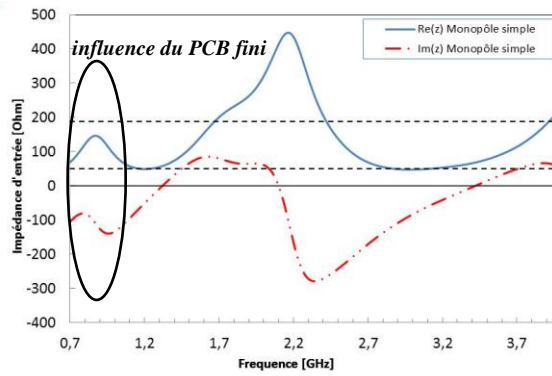


Figure II-18 : Impédance d'entrée du monopôle simple sur PCB fini

Ici le monopôle simple sur PCB fini dispose d'une partie réelle et d'une partie imaginaire différentes de celles obtenues pour un PCB infini, **Figure II-11**, avec des différences surtout localisées en basse fréquence, entre 0,9 et 1,4GHz. Le plan de masse fini a donc un impact sur le comportement du monopôle simple, avec une participation plus importante au rayonnement de l'antenne.

En effet, pour une longueur de 120mm du PCB ajoutée à une longueur de monopôle de 60mm correspond une fréquence de fonctionnement :

$$f_r = \frac{c}{2 \times l} = 0,833\text{GHz} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} c = \text{célérité de la lumière} \\ l = \text{longueur PCB} + \text{monopôle} \end{cases} \quad (\text{II-18})$$

- **Coefficient de réflexion du monopôle simple sur PCB fini – Cas (a)**

Nous visualisons sur la **Figure II-19** le coefficient de réflexion de l'antenne monopôle simple.

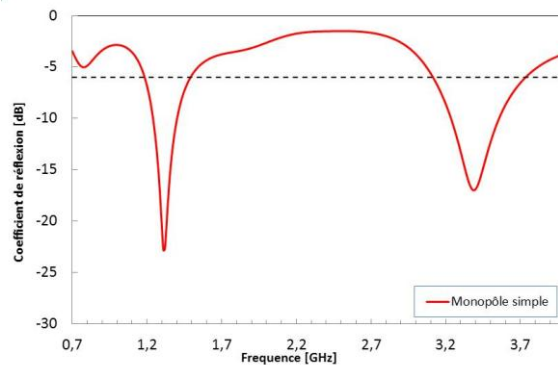


Figure II-19 : Coefficient de réflexion du monopôle simple sur PCB fini

Si nous établissons une étude comparative entre le plan de masse infini, **Figure II-12**, et fini, nous remarquons une influence positive du plan de masse fini sur l'adaptation du monopôle simple, quand bien même ce même plan de masse est à l'origine de la réduction de moitié de la bande passante en basse fréquence. Sur PCB infini, nous avons 600MHz de



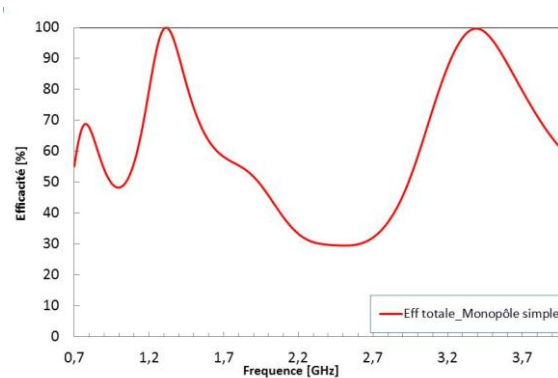
bande [0,7 – 1,3GHz]. Dans notre cas de PCB fini, nous obtenons 300MHz [1,2 – 1,5GHz], ce qui confirme la moindre performance sur PCB fini.

- **Efficacité totale du monopôle simple sur PCB fini – Cas (a)**

Nous visualisons sur la **Figure II-20** l'efficacité totale de l'antenne monopôle simple.

Nous constatons qu'aux fréquences d'adaptation l'efficacité totale reste voisine de 100%.

Si l'efficacité rayonnée n'a pas été tracée, elle est néanmoins supérieure à 98% sur toutes les bandes de fréquences.



**Figure II-20 : Efficacité totale de l'antenne monopôle simple sur PCB fini**

En comparant ces résultats aux résultats obtenus sur plan de masse infini, **Figure II-13**, nous constatons que l'antenne est efficace sur une bande plus étroite en bande basse, tout simplement du fait de la réduction de la largeur de la bande passante en adaptation.

### II.2.5.2. Analyse du monopôle AC - fente fermée sur PCB fini – Cas (b)

Afin de vérifier que l'antenne monopôle AC (*cas (b)*) se comporte comme un monopôle simple (*cas (a)*), nous avons choisi de visualiser les courants de surface à différentes fréquences (**Figure II-21**) pour les 2 cas.

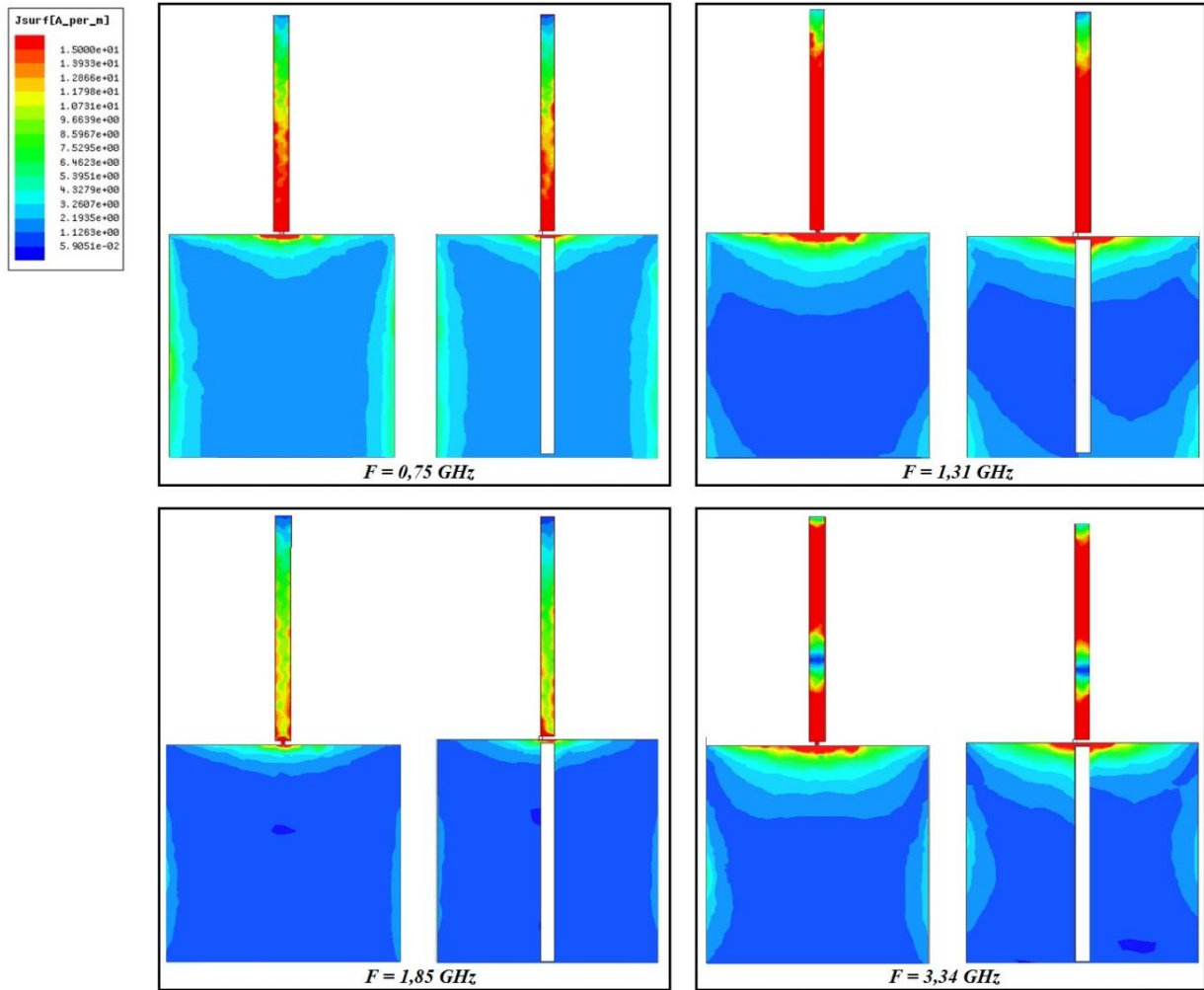


Figure II-21 : Distribution des courants de l'antenne monopôle simple et AC cas (b) sur PCB fini

Nous constatons qu'aucun courant ne circule le long de la fente. Cette situation rend compte du fait que seul le monopôle rayonne l'énergie injectée. La fente, dans ce cas précis, n'apporte aucune amélioration sur la bande passante de l'antenne auto-complémentaire.

Ce cas sera donc mis de côté pour cette partie de l'étude (*monopôle simple sur PCB fini*).

### II.2.5.3. Analyse du monopôle AC - fente débouchant sur PCB fini – Cas (c)

Nous nous intéresserons maintenant au cas (c), **FigureII-17-(c)**.

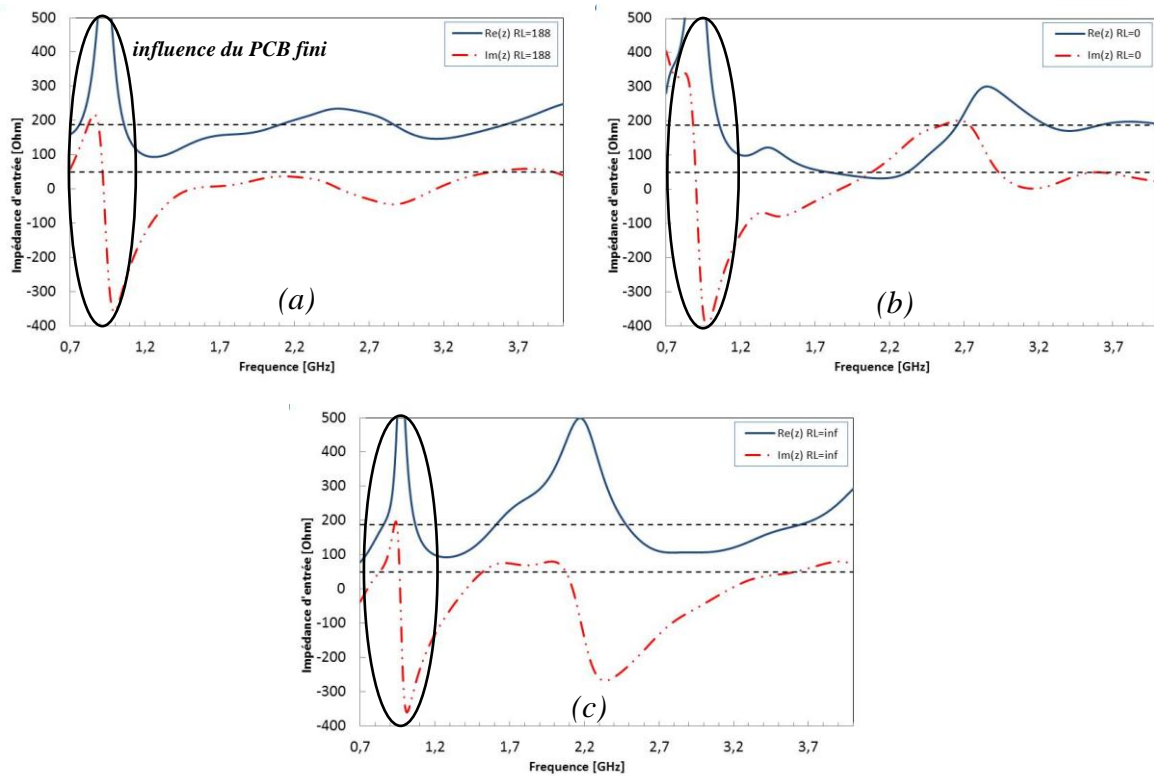
Dans cette étude, l'impédance de charge de l'antenne jouera un rôle essentiel dans le comportement large bande de l'antenne. Ainsi pour chaque configuration ( $R_N=50\Omega$  et  $R_N=188\Omega$ ), nous analyserons trois cas en prenant soin de modifier à chaque fois la valeur de l'impédance de charge :

- 1<sup>er</sup> cas, pour  $R_L=0\Omega$  (court-circuit)
- 2<sup>ième</sup> cas, pour  $R_L=188\Omega$
- 3<sup>ième</sup> cas, pour  $R_L=\infty$  (circuit ouvert)

Nous analyserons, pour chaque cas, le comportement de son impédance d'entrée, son coefficient de réflexion ainsi que son efficacité.

- **Impédance d'entrée du monopôle AC sur PCB fini – Cas (c)**

Sur la **Figure II-22** nous observons l'impédance d'entrée du monopôle AC pour les différentes valeurs de  $R_L$ .

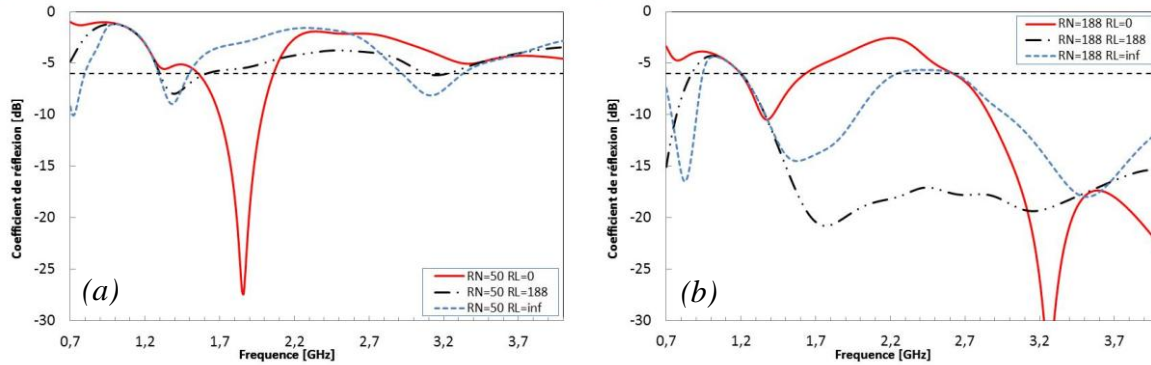


**Figure II-22 : Impédance d'entrée du monopôle AC sur PCB fini – (a)  $R_L=188\Omega$ , (b)  $R_L=0\Omega$ , (c)  $R_L=\infty$**

Dans les trois cas, nous observons que la perturbation apparaît en basse fréquence. Lors de l'étude précédente, **Figures II-14**, sur PCB infini, nous mettions en évidence des comportements antisymétriques des parties réelles et imaginaires (*maximum de la partie réelle quand  $R_L=0$  est égal au minimum de la partie réelle quand  $R_L=\infty$* ) lors des situations où seulement  $R_L=0$  et  $R_L=\infty$ . En revanche, lors de cette étude sur PCB fini, **Figures II-22**, nous attestons de la présence d'une perturbation dans les deux situations ( $R_L=0$  et  $R_L=\infty$ ). Mais ici, elle est également présente dans le cas où  $R_L=188\Omega$ .

- Coefficient de réflexion du monopôle AC sur PCB fini – Cas (c)

Sur la **Figure II-23** nous observons le coefficient de réflexion du monopôle AC pour les différentes valeurs de  $R_N$  et  $R_L$ .



**Figure II-23 :** Coefficient de réflexion de l'antenne AC sur PCB fini - (a)  $R_N=50\Omega$  et (b)  $R_N=188\Omega$

- Dans le cas où  $R_L=188\Omega$  et  $R_N=50\Omega$ , l'antenne AC peine à s'adapter du fait d'une impédance nettement supérieure à  $50\Omega$  sur toute la bande. Ce comportement est à peine meilleur ici comparativement au comportement sur le PCB de taille infinie, **Figure II-15-a**. Son niveau d'adaptation à  $F=1,31\text{GHz}$  est de  $-8\text{dB}$  alors qu'il est perturbé sur le plan de masse de taille infinie.

Lorsque  $R_N=188\Omega$ , nous constatons un comportement très large bande du monopôle AC. En effet, nous avons une bande passante très large (de  $1,2\text{GHz}$  à  $> 4\text{GHz}$ ), supérieure à  $2,8\text{GHz}$  de bande à  $S_{11} < -6\text{dB}$ . Si nous comparons avec la **Figure II-15-b**, la finitude du plan de masse influence grandement l'adaptation et la bande passante en basse fréquence, comme il a été dit précédemment.

- Dans le cas où  $R_L=0\Omega$ , pour  $R_N=50\Omega$ , l'antenne AC possède sa fréquence de fonctionnement à  $F=1,85\text{GHz}$  et son niveau d'adaptation est supérieur au niveau qu'il atteint sur PCB infini, **Figure II-15-a**.

Pour  $R_N=188\Omega$ , l'antenne AC devient très large bande à partir de la fréquence  $F=2,8\text{GHz}$ . Le plan de masse fini impacte de façon conséquente la bande passante.

- Dans le cas où  $R_L=\infty$  et lorsque  $R_N=50\Omega$ , nous observons trois pics d'adaptation (mais niveaux d'adaptation faibles et bande passante étroite) aux fréquences où l'impédance de l'antenne AC se stabilise à  $100\Omega$ .

Pour  $R_N=188\Omega$ , nous avons un comportement très large bande de l'antenne AC à partir de 1,35GHz. Ici, comme dans les cas précédents, le PCB a un impact conséquent sur la bande passante en basse fréquence.

Nous constatons, après cette étude, que le plan de masse joue un rôle important dans le comportement large bande du monopôle AC, notamment en basse fréquence et lorsque  $R_L=188\Omega$ .

• *Efficacité du monopôle AC sur PCB fini – Cas (c)*

Sur la **Figure II-24** nous observons l'efficacité du monopôle AC pour les différentes valeurs de  $R_L$ .

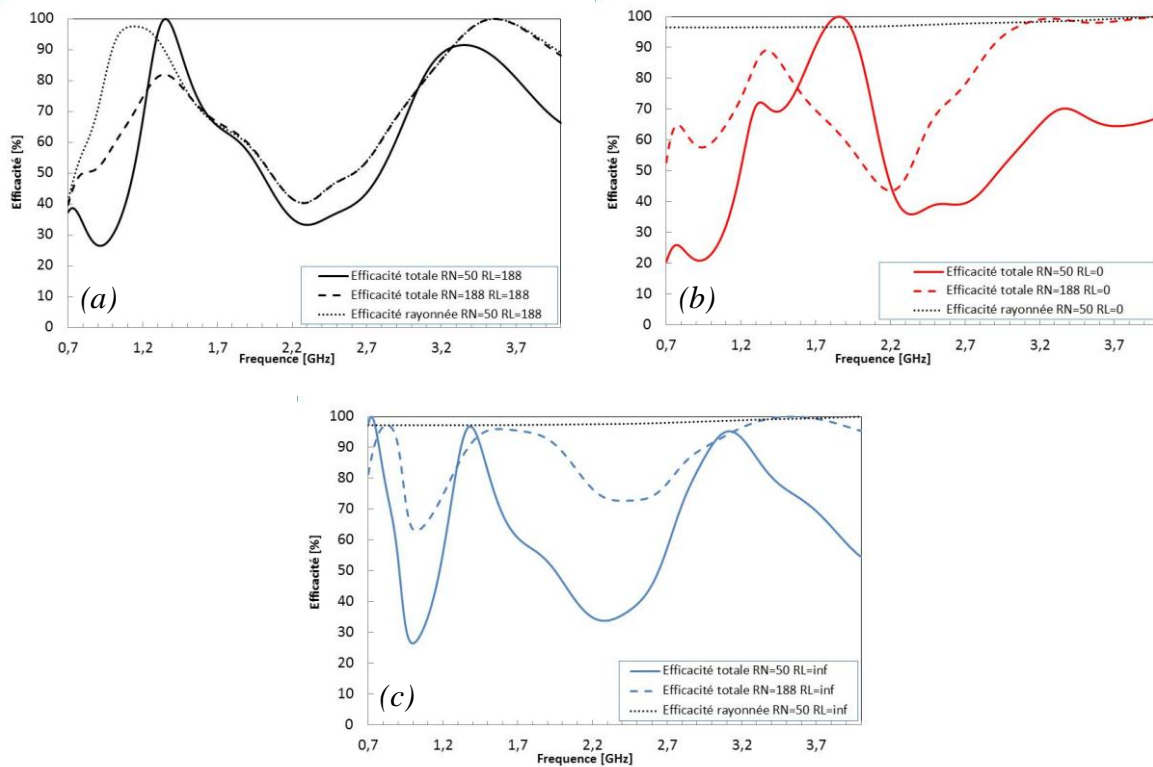


Figure II-24 : Efficacité du monopôle AC sur PCB fini –(a)  $R_L=188\Omega$ , (b)  $R_L=0\Omega$ , (c)  $R_L=\infty$

- Dans le cas où  $R_L=188\Omega$ , comme nous le constatons sur la **Figure II-24-a**, les efficacités (*rayonnée et totale*) sont dégradées, notamment sur une partie de la bande à 2,3GHz. Cela confirme sa relation à la perte de puissance de sortie de l'antenne.

Si nous comparons nos résultats avec ceux obtenus sur PCB infini, **Figure II-16-a**, nous pouvons remarquer une similitude dans l'efficacité rayonnée en même temps qu'un comportement légèrement dégradé de l'efficacité totale en basse fréquence.

- Dans le cas où  $R_L=0\Omega$ , **Figure II-24-b**, l'efficacité totale de l'antenne est dégradée en bande basse, phénomène incombant à la finitude du PCB. Ce phénomène est d'ailleurs beaucoup moins présent sur la **Figure II-16-b**, là où le PCB est infini.
- Dans le cas où  $R_L=\infty$ , nous constatons le même phénomène en bande basse. Si nous comparons l'efficacité des structures rayonnantes, **Figure II-16-c**, la chute de l'efficacité est relative à la taille finie du PCB.

Pour nous rendre compte du comportement du monopôle AC, nous analyserons comme précédemment, lors de l'étude du monopôle simple, la distribution des courants à la surface du monopôle AC (*partie métallique + fente*) pour quatre fréquences :  $F=0,75\text{GHz}$ ,  $F=1,31\text{GHz}$ ,  $F=1,85\text{GHz}$  et  $F=3,34\text{GHz}$ .

La **Figure II-25** représente les distributions des courants de surface en fonction des différentes valeurs de la résistance de charge. Ici, et dans tous les cas, l'alimentation est en contact avec le monopôle et la fente. La condition d'auto-complémentarité est assurée, la fente et le monopôle rayonnent à certaines fréquences, ce qui suppose un comportement large bande.

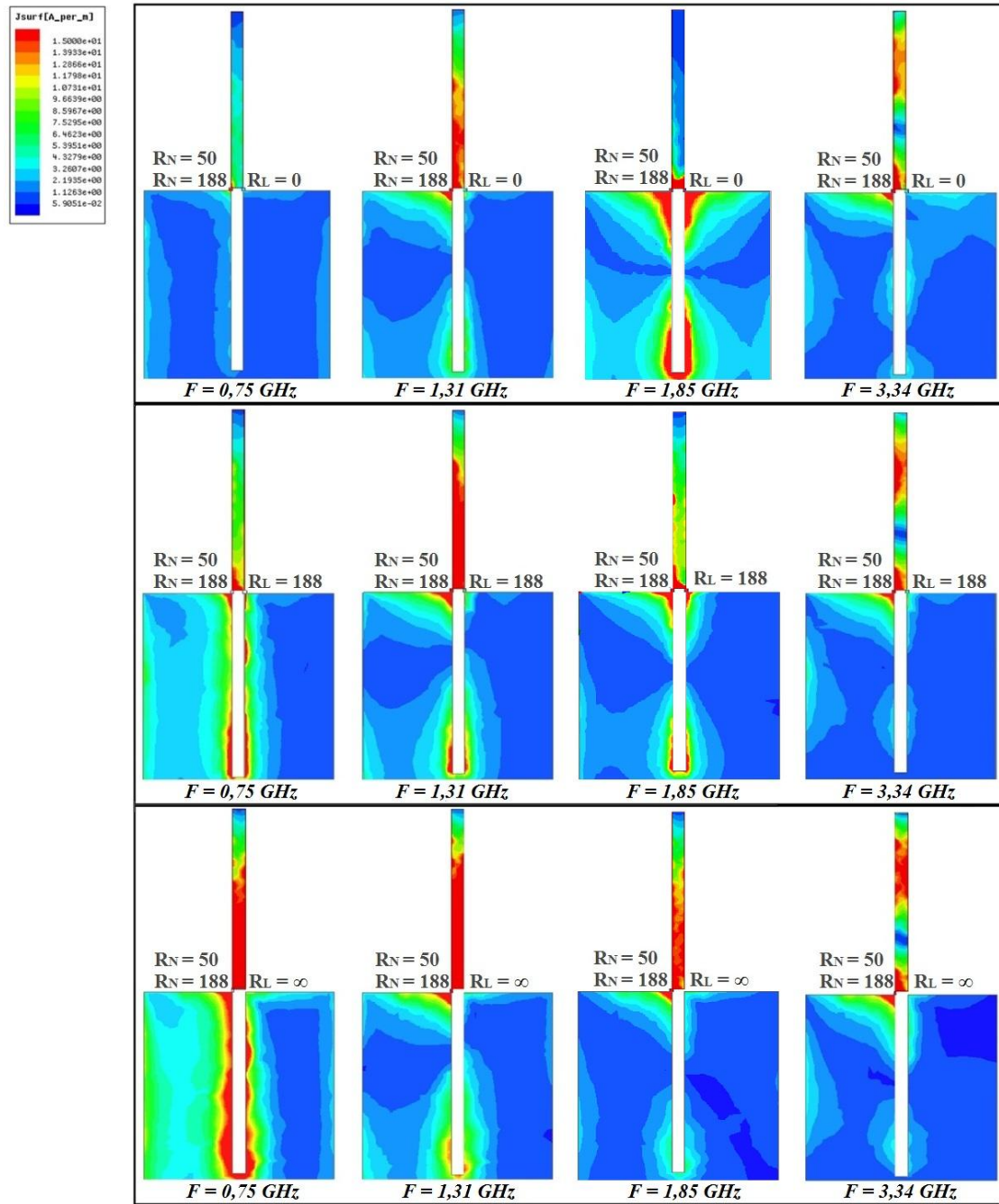


Figure II-25 : Distribution des courants de l'antenne monopôle AC sur PCB fini

A l'issue de cette étude, nous pouvons conclure que la résistance de charge de  $188\Omega$  influence grandement la bande passante du monopôle AC. Nous avons constaté dans le même temps une dégradation de l'efficacité rayonnée en basse fréquence et en milieu de bande.

L'étude sans résistance de charge (*circuit ouvert*  $R_L=\infty$ ), a également démontré un comportement large bande de l'antenne, comportement au niveau duquel l'efficacité est beaucoup moins perturbée.

L'étude sur plan de masse infini aura été primordiale pour introduire la notion d'auto-complémentarité. En effet, le monopôle a un comportement très large bande lorsque la résistance de normalisation est de  $188\Omega$  avec ou sans l'ajout de la résistance de charge.

L'étude sur un plan de masse fini a démontré deux choses :

- aux fréquences basses, le rayonnement du plan de masse perturbe le comportement de l'antenne monopôle. Lorsque  $R_N=188\Omega$ , cette perturbation a un impact considérable sur les performances larges bandes des structures AC. Lorsque  $R_N=50\Omega$ , le plan de masse qui rayonne à 0,833GHz tend à optimiser le niveau d'adaptation de l'antenne monopôle AC et cela quelle que soit la valeur de l'impédance de charge.
- la résistance de charge a un impact significatif sur la bande passante du monopôle et des conséquences sur l'efficacité rayonnée du monopôle, laquelle est dégradée sur une grande partie de la bande de fréquence.

### II.2.6. Etude de la non parfaite auto-complémentarité sur PCB fini

Pour terminer cette étude, nous avons jugé utile d'analyser le comportement du monopôle dans le cas où la symétrie parfaite du monopôle dans le plan de masse n'était pas respectée.

Pour cela, nous avons rendu le monopôle auto-complémentaire en modifiant la longueur ( $L_F$ ) et la largeur de la fente ( $E_{p_F}$ ) sans toucher toutefois aux dimensions du monopôle (*partie métallique*) [II.13]. Nous avons étudié le cas où  $R_N=188\Omega$  et  $R_L=188\Omega$ .

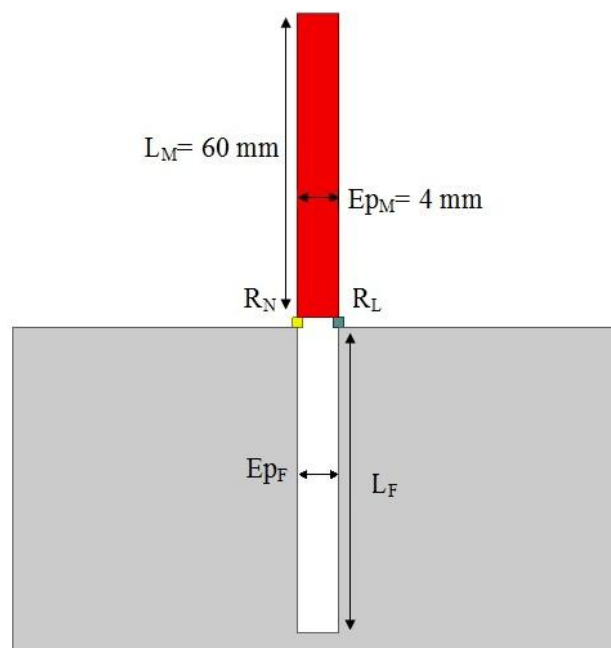


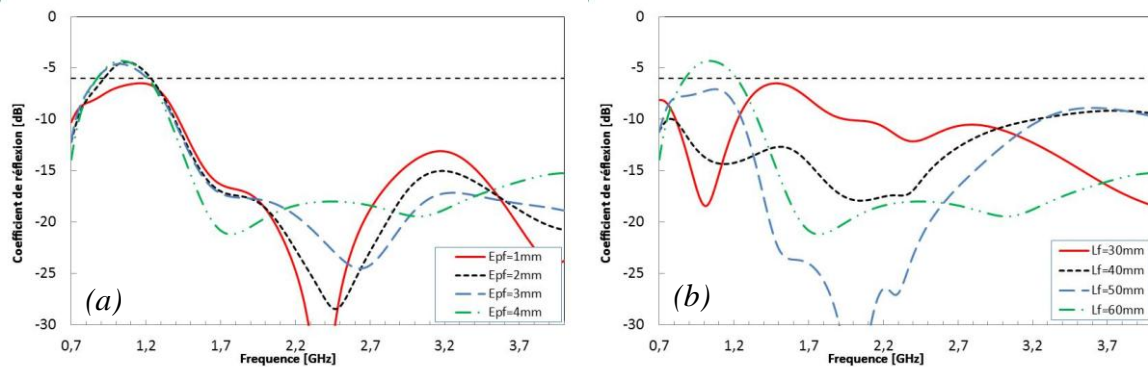
Figure II-26 : Géométrie de l'antenne vue de dessus



Les dimensions du monopôle AC étudié sont représentées sur la **Figure II-26**. Dans un premier temps nous avons fait une étude paramétrique sur la largeur de la fente  $E_{pF}$  (*variation de 1 à 4mm*) et en gardant  $L_F=L_M=60mm$ .

Les résultats du coefficient de réflexion sont présentés sur la **Figure II-27-a**. Lorsque la largeur de la fente se rapproche de celle du monopôle, le niveau d'adaptation est beaucoup plus stable à partir de  $F=1,5GHz$  (*courbe verte*). En respectant parfaitement cette condition, l'inflexion de la courbe d'adaptation est moindre au-delà des fréquences où le plan de masse interagit.

Dans un deuxième temps, en prenant comme largeur de fente  $E_{pF}=4mm$ , nous avons modifié sa longueur  $L_F$  (*de 30 à 60mm*). Les résultats de l'étude paramétrique sont présentés sur la **Figure II-27-b**.



**Figure II-27 : (a) Influence de la largeur de la fente  $E_{pF}$  – (b) Influence de la longueur de la fente  $L_F$**

La longueur de la fente influence fortement le niveau d'adaptation. Cependant, la conclusion principale à retenir est que le coefficient de réflexion se stabilise dès que l'on atteint une longueur identique à celle du monopôle.

Pour résumer, nous pouvons affirmer que si la condition d'auto-complémentarité parfaite n'est pas respectée, toute modification apportée à la symétrie de l'antenne perturbera la stabilité de l'adaptation.

## II.3. Conclusion

---

Dans ce chapitre, nous avons défini le concept de l'auto-complémentarité soumis au principe de Babinet, appliqué ici aux antennes de type monopôles/fentes.

Les simulations numériques effectuées ont mis en évidence les propriétés de l'auto-complémentarité et l'intérêt de ces antennes dans les bandes de fréquences traditionnellement réservées aux communications mobiles.

Cette étude nous aura également permis de mieux appréhender le concept relatif à l'utilisation d'une charge d'adaptation de  $188\Omega$ , concept qui implique que si la moitié de la puissance de sortie de l'antenne peut être perdue sur certaines bandes de fréquences, l'adaptation, elle, reste constante.

En théorie, ces antennes présentent une bande passante infinie. En pratique, l'utilisation d'un plan de masse aux dimensions finies (*de l'ordre des PCB actuels de téléphones mobiles tels que ceux envisagés dans le projet SYMPA*) limite les performances de l'antenne AC en bande basse à partir d'une fréquence que l'on peut désormais définir par rapport à la taille du PCB. Du fait de la finitude du plan de masse, les antennes sont dites quasi-auto-complémentaires (QAC) : leurs performances, nous le savons, sont relatives à la taille du PCB. Cependant, dans tout le rapport, nous continuerons de qualifier d'AC les antennes étudiées.

Enfin, l'étude de la non parfaite auto-complémentarité du monopôle nous aura permis de justifier et de valider ce principe où les meilleurs résultats ont été obtenus en respectant la symétrie parfaite dans le plan de masse.

Cette étude a donc montré l'intérêt de l'auto complémentarité. Le couple monopôle/fente demeure cependant trop encombrant pour être exploité dans le cadre des communications mobiles. Dans le chapitre suivant, nous allons appliquer ce principe à des structures plus compactes de type IFA, structures au niveau desquelles d'importantes modifications seront apportées et ceci afin de s'affranchir de la résistance de charge à l'origine de baisses d'efficacité pour certaines fréquences.

## II.4. Références

---

- [II.1] P. Vainikainen, J. Ollikainen, O. Kikevas, I. Kelder, “Resonator-based analysis of the combination of mobile handset antenna and chassis,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 50, no. 10, pp. 1433-1444, Oct. 2002.
- [II.2] H.G Booker, “Slot Aerials and Their Relation to Complementary Wire Aerials,” *JIEE (Lond.)*, 93, pt. IIIA, no. 4, 1946.
- [II.3] S. Drabowitch, C. Ancona “Antennes 2. Applications”, Masson, 1978.
- [II.4] Yasuto Mushiake, “Self-Complementary Antennas,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 34, No. 6, December 1992.
- [II.5] Yasuto Mushiake, “Creation of The Novel Technologies For Antennas in Japan With Particular Emphasis on Self-Complementary Antennas,” *Proceedings of ISAP’04*, Sendai, JAPAN.
- [II.6] Yasuto Mushiake, “A Report on Japanese Development of Antennas: From the Yagi-Uda Antenna to Self-Complementary Antennas”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 46, No. 4, August 2004.
- [II.7] Yasuto Mushiake, “Self-Complementary Antennas: Principle of Self-Complementarity for Constant Impedance,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 38, No. 4, August 1996.
- [II.8] T. Ishizone, Y. Mushiake, “A Self-Complementary Antenna Composed Of Unipole and Notch Antennas,” *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1977.
- [II.9] Pu Xu, Kyohei Fujimoto, Shiming Lin, “Performance of Quasi-Self-Complementary Antenna Using a Monopole and a Slot,” *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*, Vol. 2, pp. 464-467, 2002
- [II.10] Pu Xu, Kyohei Fujimoto, Shiming Lin, “Monopole-slot Antenna Having Complementary Structure Constituted on a conducting Box,” *ISAP-i02*, pp. 247-250, 2002, Japan.
- [II.11] Pu Xu, Kyohei Fujimoto, “L-Shaped Self-complementary Antenna”, *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*, Vol. 3, pp. 95-98, June 2003.

- [II.12] Nobuyasu Takemura, “Electromagnetically Coupled Inverted-FL Antenna with Self-Complementary Structure”, Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE, APSURSI '09, June 2009.
- [II.13] Pu Xu, Kyohei Fujimoto, “Performance Of Antenna System Having Complementary Structure Using a Monopole and a Slot”, Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE, Vol. 3, pp. 95-98, June 2003.



# Chapitre III: Antennes IFA et IFA-AC

<b>Chapitre III: Antennes IFA et IFA-AC</b>	<b>73</b>
<b>III.1. Antenne IFA</b>	<b>74</b>
III.1.1. Géométrie de l'antenne IFA étudiée	75
III.1.2. Etudes paramétriques sur l'antenne IFA	76
III.1.2.1. Distance entre le court-circuit et l'alimentation	76
III.1.2.2. Largeur du court-circuit	77
III.1.2.3. Largeur du brin au-dessus de l'alimentation	78
III.1.2.4. Largeur du brin rayonnant	78
III.1.3. Caractéristiques radioélectriques de l'antenne IFA de référence	79
III.1.3.1. Impédance d'entrée de l'antenne IFA simple optimisée	79
III.1.3.2. Coefficient de réflexion de l'antenne IFA simple optimisée	80
III.1.3.3. Efficacité totale de l'antenne IFA simple optimisée	80
III.1.3.4. Diagrammes de rayonnement de l'antenne IFA simple optimisée	81
<b>III.2. Antenne IFA Auto-Complémentaire (IFA-AC)</b>	<b>82</b>
III.2.1. Techniques d'alimentation	82
III.2.2. Excitation entre le brin d'alimentation de l'antenne IFA et les parties B et C reliées - Cas (a)	83
III.2.3. Excitation entre le brin d'alimentation de l'antenne IFA et la partie C du PCB - Cas (b)	88
III.2.4. Excitation entre le brin d'alimentation de l'antenne IFA et la partie B du PCB - Cas (c)	92
<b>III.3. Conclusion</b>	<b>95</b>
<b>III.4. Références</b>	<b>96</b>

Après l'étude du monopôle dans le chapitre 2, nous consacrerons ce chapitre à celle de l'antenne IFA auto-complémentaire sur un plan de masse de taille 120 x 60mm<sup>2</sup>, destinée à couvrir les standards DCS (1710 – 1880MHz), PCS (1850 – 1990MHz) et UMTS 2100 (1920 – 2170MHz), WLAN (2400 – 2484MHz) et LTE 2600 (2500 – 2690MHz).

Dans ce chapitre, nous essaierons notamment de valider l'apport de l'auto-complémentarité sur une antenne IFA, de dimensions optimisées, en gardant à l'esprit les limites apportées par un plan de masse fini. Pour cela, nous analyserons les performances de l'antenne IFA-AC sans l'ajout toutefois d'une résistance de charge responsable, quant à elle, d'une diminution significative de l'efficacité rayonnée [III.1]. Nous insisterons également sur le mode d'excitation de ces structures auto-complémentaires car, comme nous le verrons, il reste déterminant en ce qu'il modifie certaines propriétés et le principe même du fonctionnement de l'antenne IFA.

Pour cela, deux prototypes seront mis à l'épreuve. Le premier réalisé sur une plaque de métal, le deuxième imprimé sur du substrat de type FR-4 (*époxy*). Les résultats de ce dernier seront reportés en **Annexe 1**.

### III.1. Antenne IFA

---

Nous ne reviendrons pas en détail sur le fonctionnement d'une antenne IFA, celui-ci a été évoqué précédemment. Nous soulignerons néanmoins les aspects indispensables à sa compréhension.

Comme le montre la **Figure III-1**, les antennes IFA [III.2] sont une variante de l'antenne monopôle dont le brin rayonnant a été replié de façon à être parallèle au plan de masse [III.3], [III.4]. En réduisant sa hauteur, cette technique produit un effet capacitif sur l'impédance d'entrée de l'antenne. Pour compenser cet effet, un court-circuit entre le résonateur et le plan de masse du monopôle replié a été ajouté. L'emplacement relatif de l'alimentation par rapport au court-circuit va permettre d'adapter l'antenne à la valeur souhaitée de 50Ω [III.3].

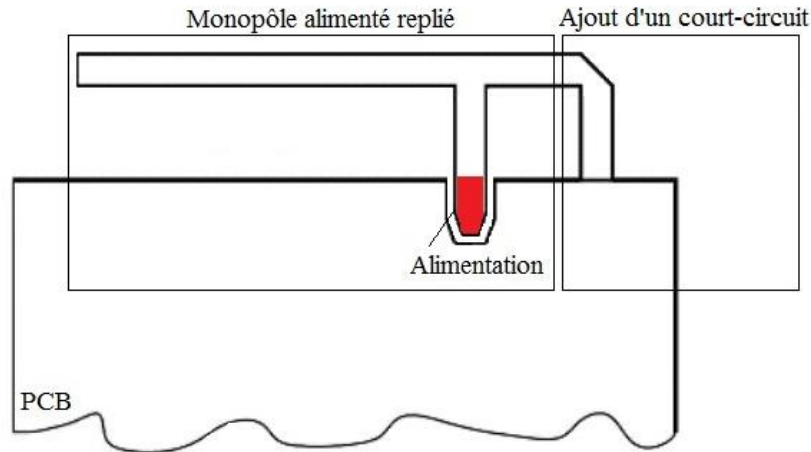


Figure III-1 : Structure d'une antenne IFA

Le plan de masse joue également un rôle essentiel dans le fonctionnement de l'antenne. En effet, de manière générale la longueur du plan de masse pour les basses fréquences est de l'ordre de  $\lambda/4$ , longueur qui le conduit à participer activement au rayonnement.

L'antenne IFA présente un diagramme de rayonnement omnidirectionnel accompagné d'une bonne efficacité. Ces raisons ont guidé notre choix pour une telle antenne.

Nous rappellerons donc la fréquence de résonance fondamentale de cette antenne [III.5] :

$$f_r = \frac{c}{4 \times (L + H)} \quad \text{avec : } \left. \begin{array}{l} c = \text{célérité} \\ L = \text{longueur du brin rayonnant} \\ H = \text{hauteur entre le PCB et le brin rayonnant} \end{array} \right\} \quad (\text{III-1})$$

Les antennes IFA, et leur variante 3D PIFA, ont été également étudiées pour fonctionner sur deux ou trois bandes de fréquences [III.6], [III.7].

### III.1.1. Géométrie de l'antenne IFA étudiée

Nous préciserons tout au long de cette partie les études paramétriques qui nous ont conduits, à partir de l'élément présenté **Figure III-2-a**, à aboutir aux dimensions optimisées [III.8] [III.9] de la structure présentée **Figure III-2-b**, permettant de couvrir une partie des standards souhaités : DCS/PCS/UMTS, WLAN et LTE 2600.



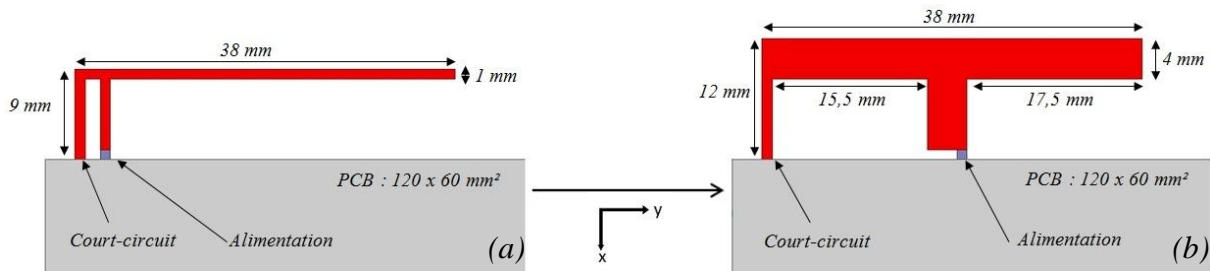


Figure III-2 : (a) Antenne IFA initiale, (b) antenne IFA optimisée

Les dimensions initiales ont été choisies pour avoir une fréquence de travail (formule III-1) égale à 1,59GHz, c'est-à-dire proche de la fréquence minimale à couvrir en bande haute.

$$f_r = \frac{c}{4 \times (L + H)} = 1,59 \text{ GHz} \text{ avec : } \begin{cases} L = 38 \text{ mm} \\ H = 9 \text{ mm} \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

La longueur L et la hauteur H retenues sont respectivement de 38 et de 9mm.

Des solutions existent déjà permettant de couvrir les standards DCS/PCS et UMTS [III.10] [III.11]. Mais les raisons qui ont motivé ici le passage de l'antenne IFA à l'antenne optimisée s'appuient sur les résultats intéressants obtenus après des études paramétriques indispensables, [III.12], comme nous le constatons sur les figures ci-dessus et comme l'attesteront les simulations ci-dessous.

### III.1.2. Etudes paramétriques sur l'antenne IFA

Les paramètres abordés seront les suivants :

- (1) la distance entre le court-circuit et l'alimentation
- (2) la largeur du court-circuit
- (3) la largeur du brin au-dessus de l'alimentation
- (4) la largeur du brin rayonnant

Pour les expliciter, nous avons choisi de visualiser les parties réelles de l'impédance d'entrée ainsi que les coefficients de réflexion. La partie réelle de l'impédance d'entrée ne peut expliquer à elle seule le résultat au niveau de l'adaptation mais suffira dans cette étude.

#### III.1.2.1. Distance entre le court-circuit et l'alimentation

Nous visualisons sur la Figure II-3 l'évolution de l'impédance d'entrée et du coefficient de réflexion de l'antenne IFA simple, en fonction de la distance, entre le court-circuit et l'alimentation.

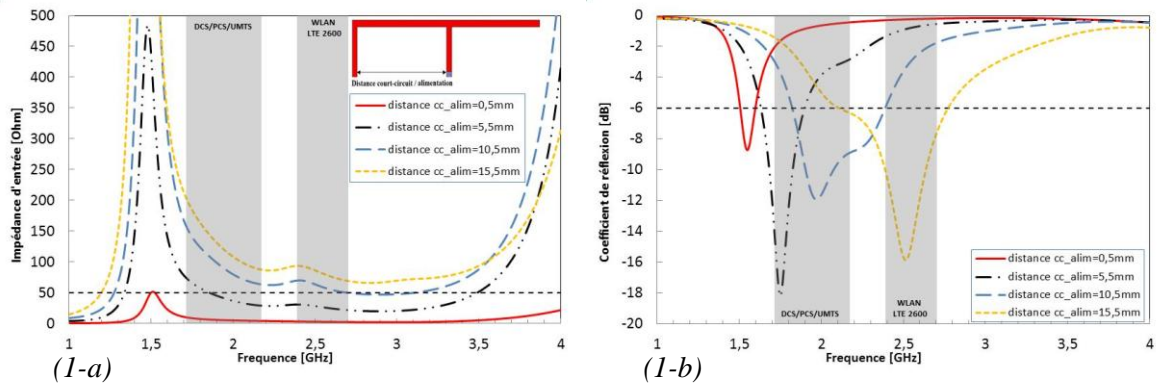


Figure III-3 : Etude sur la distance court-circuit – alimentation (1-a-b)

Lorsque l'alimentation est proche du court-circuit, l'antenne IFA travaille à la fréquence de 1,56GHz, (*courbe rouge*). Nous appellerons cette fréquence, fréquence du mode fondamental de l'antenne.

Augmenter la distance entre le court-circuit et l'alimentation décale la fréquence d'adaptation vers les hautes fréquences tout en élargissant la bande passante. Pour une distance de 15,5mm, l'antenne couvre ici les bandes WLAN et LTE 2600. Cette distance sera conservée tout au long de l'étude (*courbe jaune*).

### III.1.2.2. Largeur du court-circuit

Nous visualisons sur la **Figure II-4** l'évolution de la partie réelle de l'impédance d'entrée et du coefficient de réflexion de l'antenne IFA simple en fonction de la largeur du court-circuit.

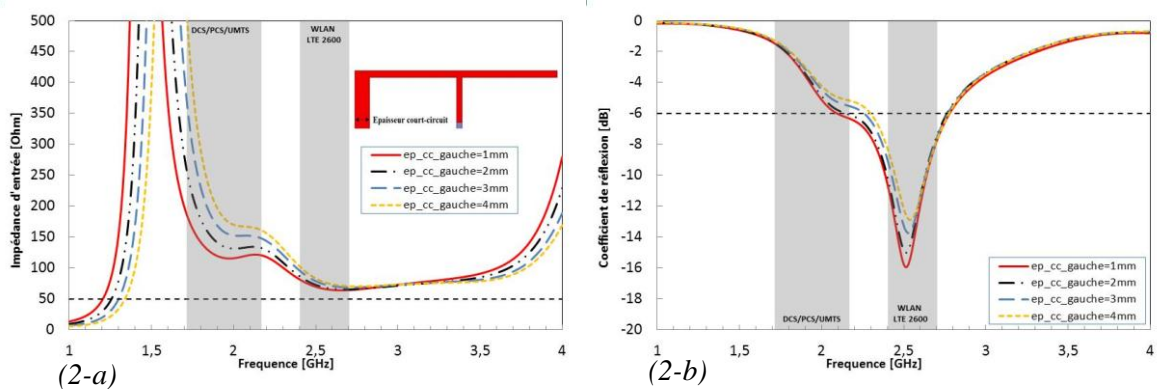


Figure III-4 : Etude sur la largeur du court-circuit (2-a-b)

L'augmentation de la largeur du court-circuit a pour conséquence la réduction sensible de la bande passante. Ainsi, de la même manière que nous avons retenu une distance de 15,5mm, nous conserverons dès à présent une largeur de 1mm du court-circuit, valeur pour laquelle la bande passante sera la plus large.

### III.1.2.3. Largeur du brin au-dessus de l'alimentation

Nous visualisons sur la **Figure II-5** l'évolution de la partie réelle de l'impédance d'entrée et du coefficient de réflexion de l'antenne IFA simple en fonction de la largeur du brin d'alimentation.

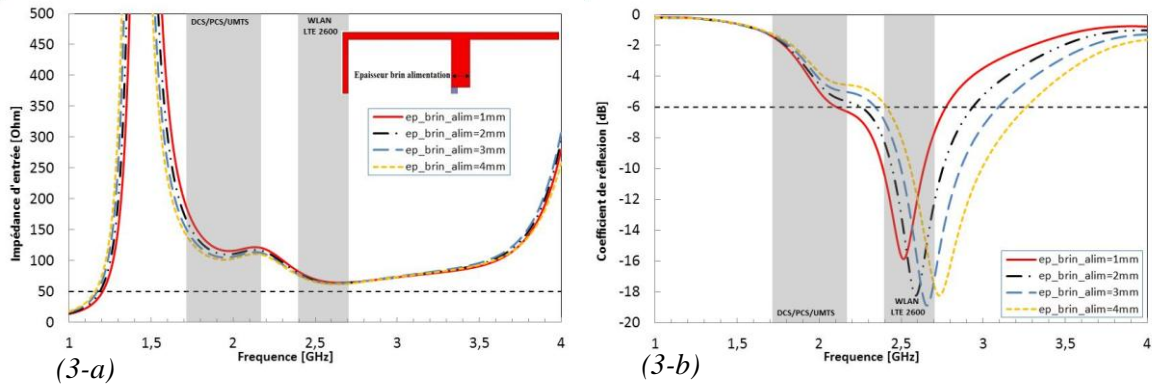


Figure III-5 : Etude sur la largeur du brin au-dessus de l'alimentation (3-a-b)

La variation de la largeur du brin de 1 à 4mm favorise le déplacement de l'adaptation vers des fréquences plus hautes et permet dans le même temps l'élargissement de la bande passante. Les résultats sont optimaux quand la largeur du brin atteint 4mm. Il faudra néanmoins pouvoir recalibrer l'adaptation vers les basses fréquences pour couvrir une majorité de standards.

### III.1.2.4. Largeur du brin rayonnant

Nous visualisons sur la **Figure II-6** l'évolution de la partie réelle de l'impédance d'entrée et du coefficient de réflexion de l'antenne IFA simple en fonction de la largeur du brin rayonnant.

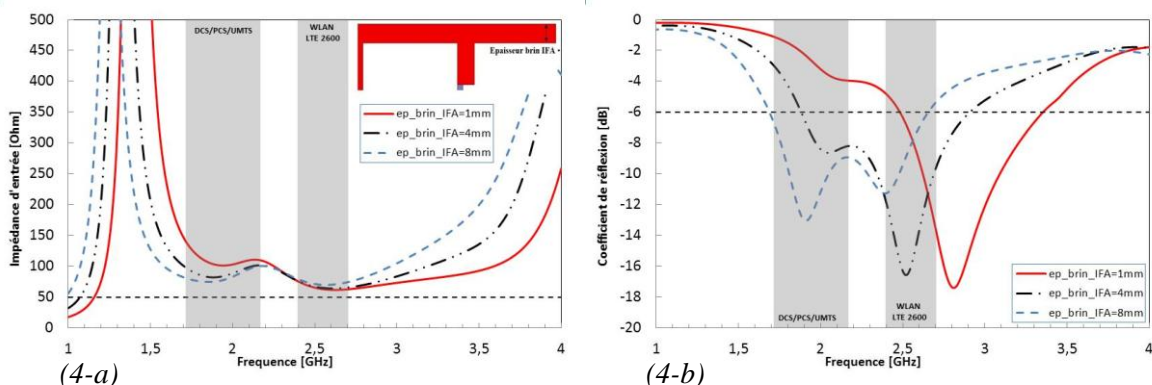


Figure III-6 : Etude sur la largeur du brin rayonnant (4-a-b)

En augmentant cette largeur, nous décalons l'adaptation vers les basses fréquences et

conservons une grande bande passante. Retenons ici deux résultats importants :

- si la largeur est de 4mm (*courbe noire*), l'antenne couvre les bandes WLAN et LTE 2600.
- si la largeur est de 8mm (*courbe bleue*), l'antenne couvre la totalité des bandes DCS, PCS et UMTS.

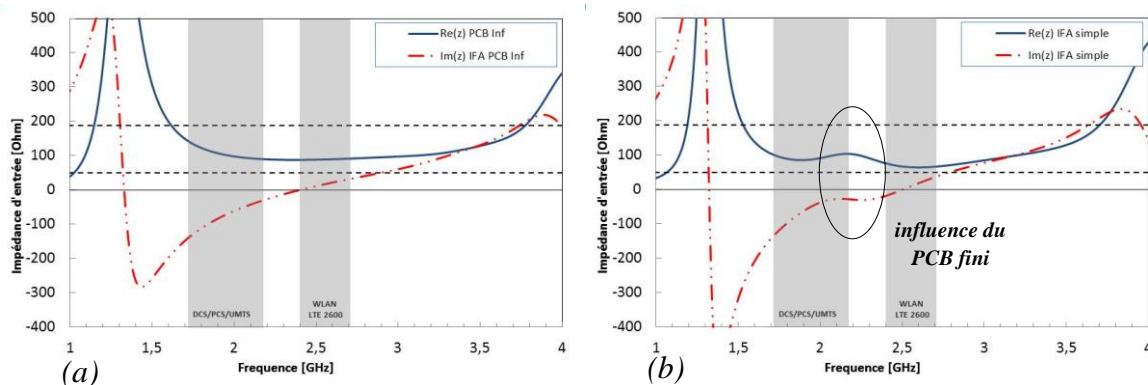
Grâce à ces résultats, nous avons pu optimiser les caractéristiques de l'antenne IFA, laquelle a été réalisée avec une largeur du brin rayonnant de 4mm pour devenir notre antenne de référence.

### III.1.3. Caractéristiques radioélectriques de l'antenne IFA de référence

En ce qui concerne l'antenne IFA ainsi optimisée, nous analyserons le comportement de son impédance d'entrée, de son coefficient de réflexion, de son efficacité totale ainsi que le comportement des diagrammes de rayonnement.

#### III.1.3.1. Impédance d'entrée de l'antenne IFA simple optimisée

Nous visualisons sur la **Figure III-7** l'impédance d'entrée de l'antenne sur un plan de masse de taille finie et de taille infinie afin de montrer les limites de l'auto-complémentarité.



**Figure III-7 : Impédance d'entrée de l'antenne IFA simple optimisée – (a) sur PCB infini, (b) sur PCB fini**

Nous constatons dans les deux cas un même mode de fonctionnement de l'antenne IFA en basse fréquence vers 1,5GHz. Par contre, la fréquence de résonance, apparaissant à  $F=2,17\text{GHz}$ , est quant à elle clairement due à la finitude du plan de masse (*environ 3 fois le premier mode pouvant être généré par le plan de masse*). Entre 1,9 et 2,7GHz, cette impédance d'entrée possède une partie réelle quasi-constante comprise entre  $50\Omega$  et  $100\Omega$  pour une partie imaginaire variant autour de  $0\Omega$ .

### III.1.3.2. Coefficient de réflexion de l'antenne IFA simple optimisée

Nous visualisons sur la **Figure III-8** le coefficient de réflexion de l'antenne IFA.

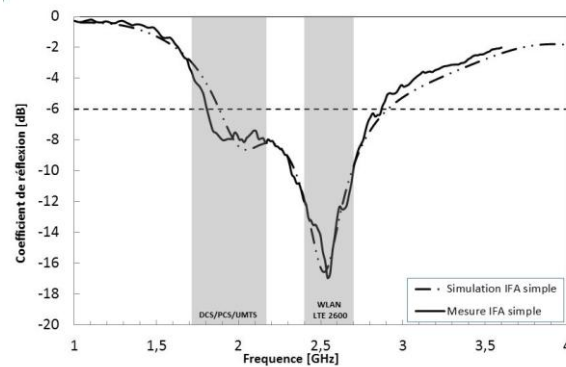


Figure III-8 :  $S_{11}$  de l'antenne IFA simple optimisée pour une largeur du brin rayonnant=4mm

Un très bon accord obtenu entre simulation et mesure est observée. Notre antenne présente un fonctionnement large bande (1,09GHz de bande passante) et couvre les standards WLAN et LTE 2600 ainsi qu'une grande partie des standards DCS/PCS et UMTS.

### III.1.3.3. Efficacité totale de l'antenne IFA simple optimisée

Les résultats en efficacité de l'antenne IFA sont représentés sur la **Figure III-9**.

L'efficacité a été évaluée en chambre Satimo, au centre Orange Labs - La Turbie.

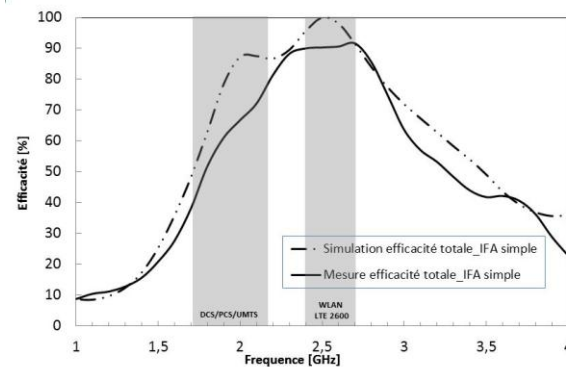
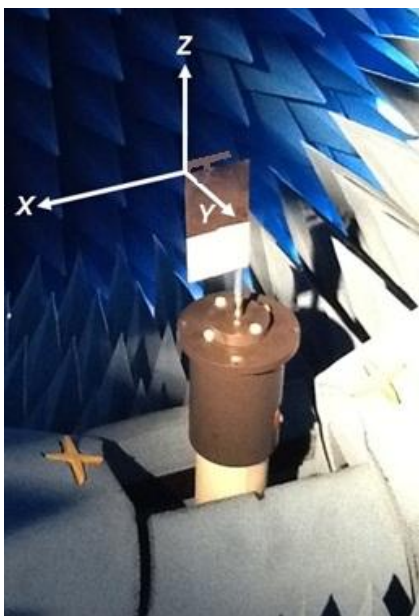


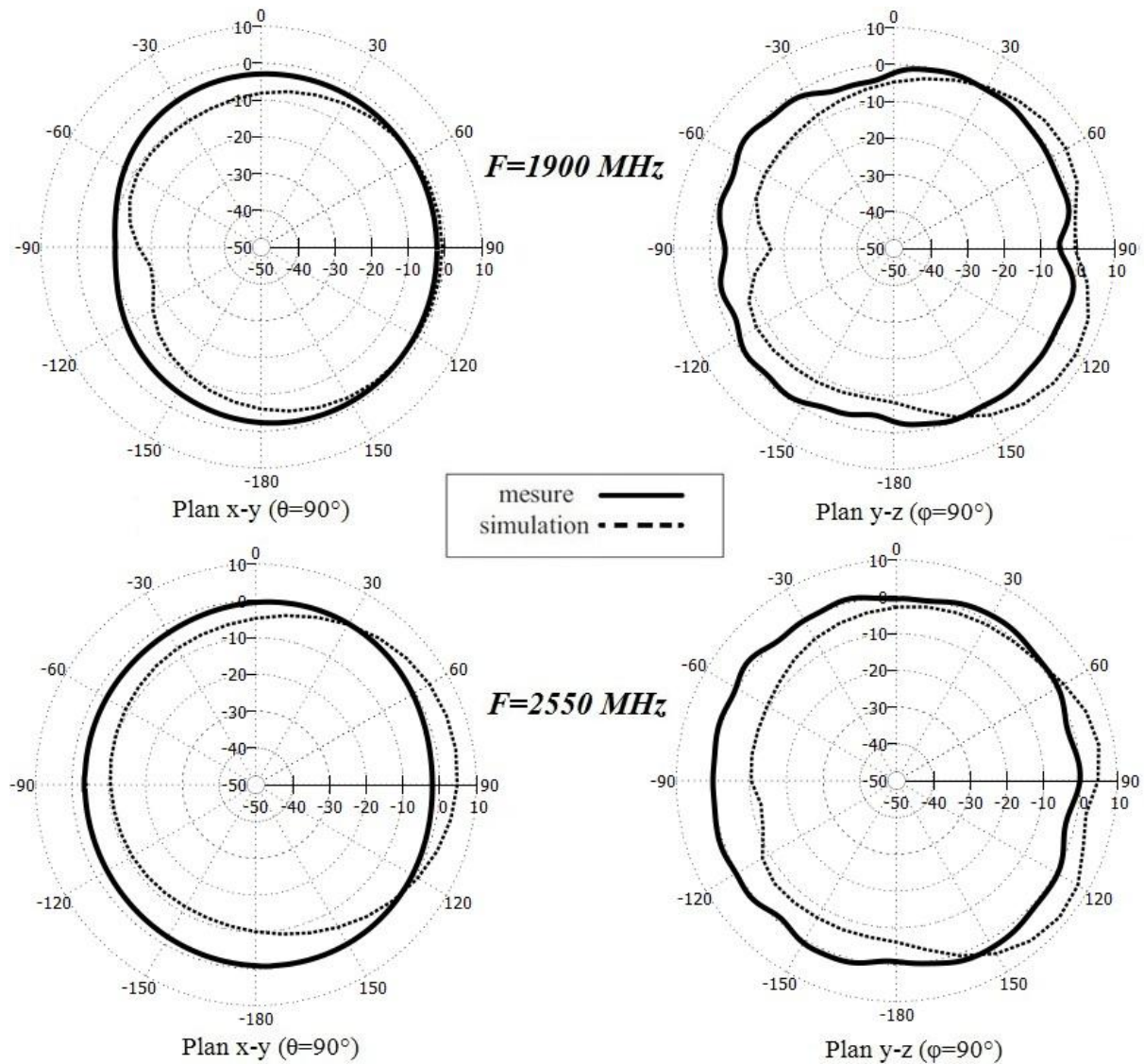
Figure III-9 : Efficacité de l'antenne IFA simple optimisée

Un assez bon accord est obtenu entre les allures en simulation et mesure. L'efficacité totale reste supérieure à 55% dans les bandes de fréquences couvertes pour un  $S_{11} < -6$ dB.

L'efficacité rayonnée, non tracée ici, reste supérieure à 90% sur toutes les bandes de fréquences.

### III.1.3.4. Diagrammes de rayonnement de l'antenne IFA simple optimisée

La **Figure III-10** présente les diagrammes de rayonnement en gain simulés et mesurés de l'antenne dans les deux plans orthogonaux, x-y et y-z, aux fréquences de 1900 et 2550MHz (cf. orientation de l'antenne sur la **Figure III-9**). Ces diagrammes sont omnidirectionnels.



**Figure III-10 : Diagrammes de rayonnement en gain de l'antenne IFA simple à 1900 et 2550MHz**

Les valeurs maximales des gains mesurées sont respectivement de :

- -0,2dBi à  $\phi=150^\circ$  dans le plan (x-y) et 0,5dBi à  $\theta=100^\circ$  dans le plan (y-z) à 1900MHz
- 0,3dBi à  $\phi=15^\circ$  dans le plan (x-y) et 3,2dBi à  $\theta=30^\circ$  dans le plan (y-z) à 2550MHz

## III.2. Antenne IFA Auto-Complémentaire (IFA-AC)

### III.2.1. Techniques d'alimentation

Notre objectif, une fois l'antenne IFA optimisée, est de la rendre auto-complémentaire. Pour cela, en recourant au principe de Babinet [III.13], nous avons introduit dans le plan de masse une fente de géométrie identique à la structure initiale de l'antenne IFA.

Précédemment, lors de l'étude du monopôle AC, nous avons constaté que les différentes valeurs de l'impédance de charge (*circuit ouvert ou fermé*) influent sur le comportement de l'antenne. Forts de ces observations, nous allons aborder l'antenne IFA-AC.

La géométrie et les dimensions de l'antenne IFA-AC sont représentées sur les Figures III-11-12.

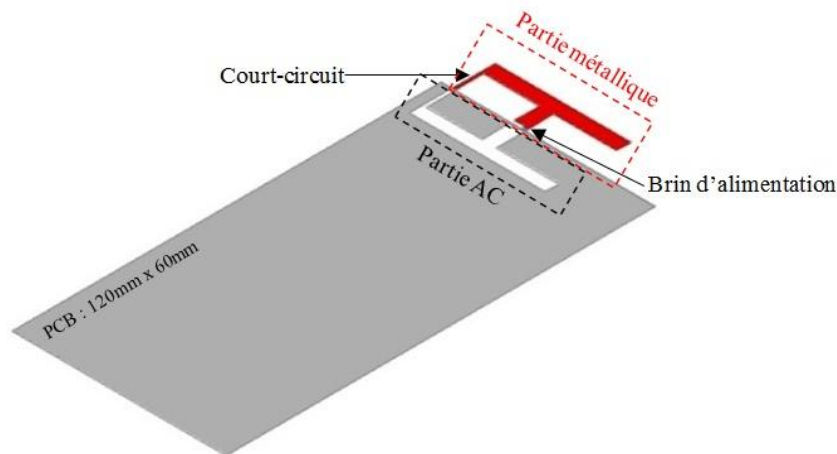


Figure III-11 : Géométrie de l'antenne IFA-AC

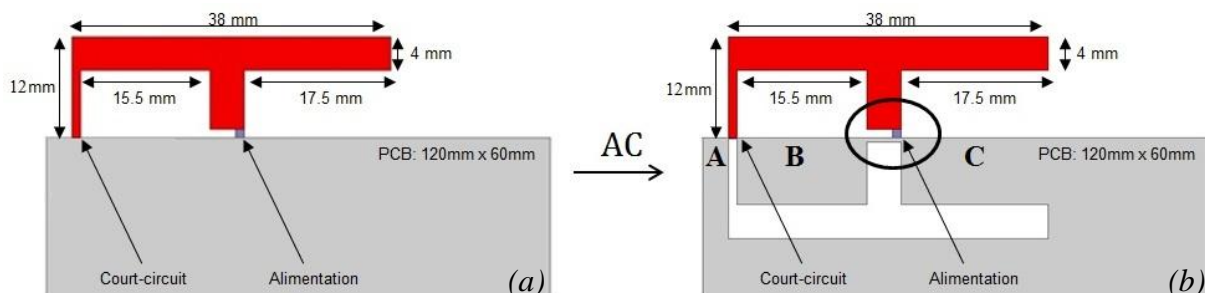
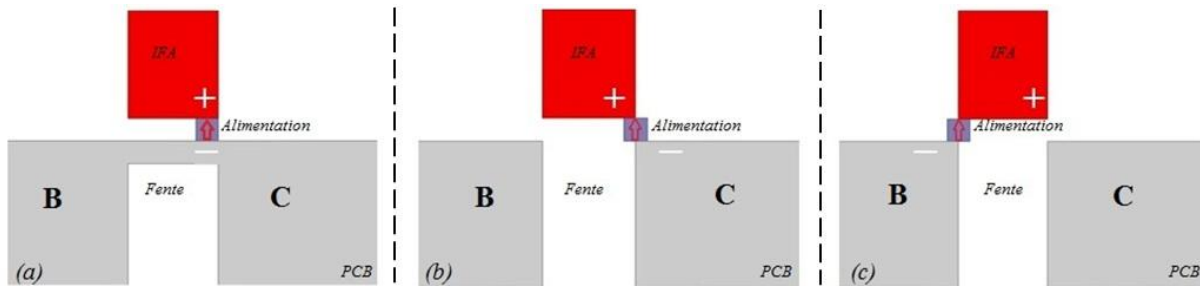


Figure III-12 : (a) Dimensions de l'antenne IFA simple, (b) Dimensions de l'antenne IFA-AC - vue de dessus

Nous définissons ici trois régions **A**, **B** et **C** du plan de masse (Figure III-12-b). La région **A** se situe à gauche du court-circuit de l'élément métallique. La région **B** comprend la partie du PCB entre le brin d'alimentation et le brin du court-circuit. Enfin la région **C** constitue la partie la plus grande du PCB à droite du brin d'alimentation.

Les trois différents cas d'alimentation sont décrits sur la **Figure III-13**.

- Cas (a) : L'alimentation se fait entre le brin IFA et les parties **B** et **C** reliées
- Cas (b) : L'alimentation se fait entre le brin IFA et la partie **C**
- Cas (c) : L'alimentation se fait entre le brin IFA et la partie **B**



**Figure III-13 : Techniques d'alimentation étudiées – Cas (a), Cas (b), Cas (c)**

### III.2.2. Excitation entre le brin d'alimentation de l'antenne IFA et les parties **B** et **C** reliées - Cas (a)

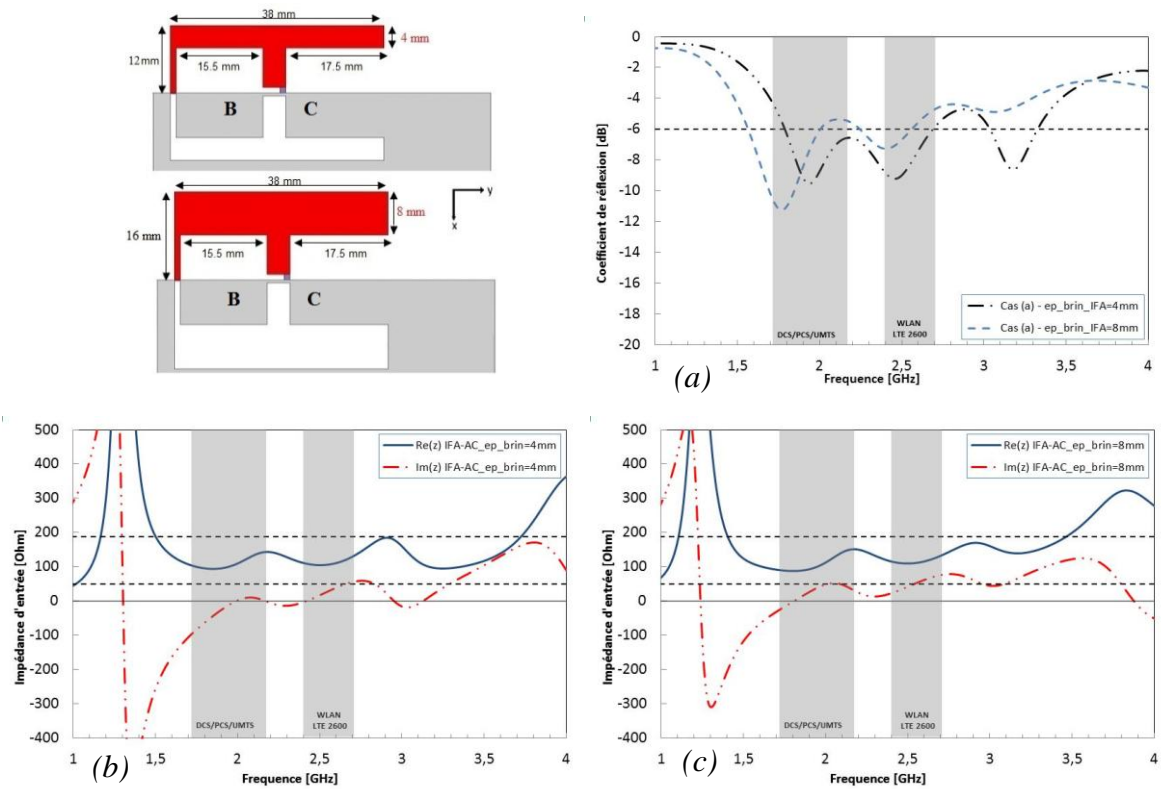
Dans le cas (a), l'alimentation est établie entre l'antenne IFA et les deux parties **B** et **C**. Du point de vue de l'alimentation, la condition d'auto-complémentarité ne semble pas être respectée dans la mesure où ici, précisément, la fente n'est pas excitée en même temps que le brin IFA. Nous avons observé que dans le cas du monopôle AC alimenté de la même manière, la fente n'influçait en rien le comportement de l'antenne. Or ici, dans le cas de l'IFA-AC, nous avons constaté que ce type d'alimentation n'empêchait pas la fente de participer au comportement de l'antenne. Nous avons donc étudié à nouveau ce cas d'excitation.

- **Choix de la largeur du brin rayonnant de l'antenne IFA-AC - Cas (a)**

Pour des largeurs de 4 et de 8mm du brin rayonnant, nous avons rendu l'antenne auto-complémentaire dans le cas (a) sans modifier ses autres dimensions.



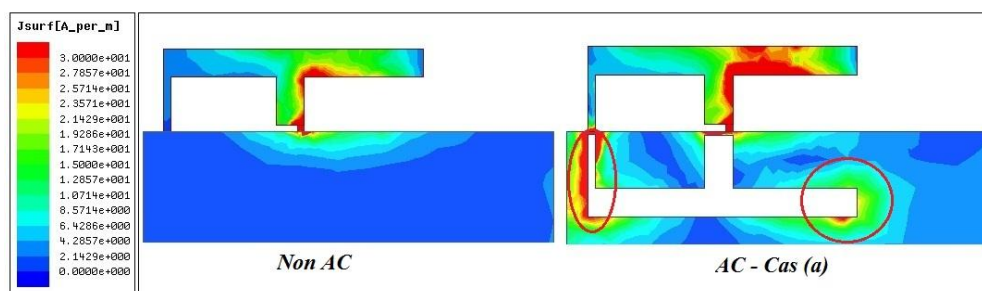
Les résultats obtenus sont représentés sur la **Figure III-14**.



**Figure III-14 :** (a)  $S_{11}$ , (b) impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC avec une largeur du brin égale à 4mm et (c) 8mm – Cas (a)

La largeur de 4mm du brin IFA conduit à de meilleurs résultats pour notre antenne dans le cas d'une recherche d'adaptation à  $50\Omega$ , car elle est ici adaptée sur une grande partie des cinq bandes (*DSC*, *PCS*, *UMTS*, *WLAN* et *LTE 2600*). Par rapport à l'antenne IFA simple, **Figure III-7**, les deux structures permettent d'obtenir des parties réelles et imaginaires beaucoup plus stables. Elles disposent d'une fréquence d'adaptation supplémentaire à 3,2GHz. Ces effets traduisent l'aspect large bande et multi-bandes des structures auto-complémentaires quand bien même la condition AC ne semble pas entièrement satisfaite.

L'observation des courants de surface au niveau des structures non AC et AC **Figure III-15**, permet d'attester de la participation de la fente au fonctionnement de l'antenne.



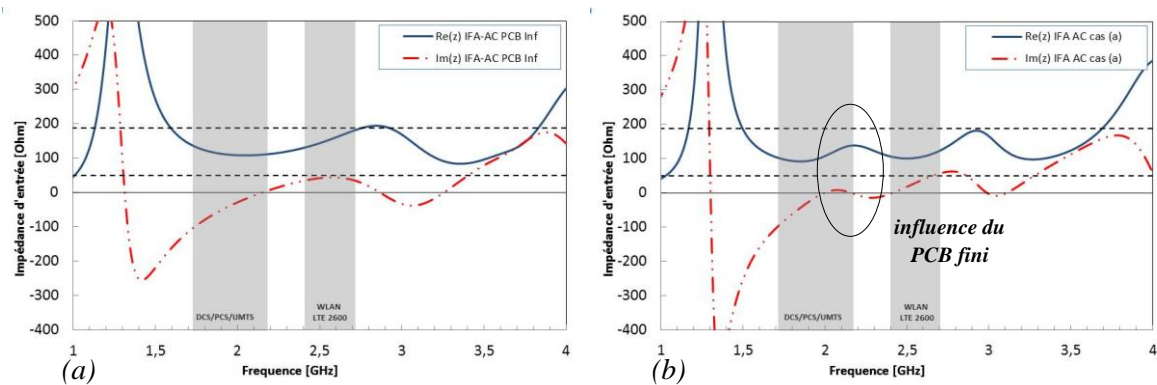
**Figure III-15 :** Distribution des courants de surface des antennes non AC et AC à  $F=3,2GHz$  – Cas (a)

La complémentarité de la partie métallique et de la fente est mise en évidence au niveau des courants de surface. Nous continuerons donc l'étude avec une largeur de 4mm du brin rayonnant.

- **Impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC - Cas (a)**

Pour mettre en évidence ce concept, nous avons décidé de comparer les impédances d'entrées de l'antenne IFA-AC sur plan de masse de taille infinie et de taille finie.

Les résultats sont représentés sur la **Figure III-16**.



**Figure III-16 : Impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC Cas (a) – (a) sur PCB infini, (b) sur PCB fini**

L'impédance d'entrée commence à être stable lorsque  $F=1,7\text{GHz}$ . Pour une partie imaginaire variant autour de  $0\Omega$ , la partie réelle est comprise entre  $100\Omega$  et  $200\Omega$ . Comme nous l'avons déjà constaté dans le cas du monopôle sur plan de masse fini, la limitation de celui-ci influence ici aussi grandement le comportement de l'antenne en basse fréquence [III.3], notamment avec l'apparition d'une résonance supplémentaire aux environs de  $2,1\text{GHz}$ .

Si nous comparons nos résultats avec ceux de l'impédance d'entrée de l'antenne IFA simple, **Figure III-7**, nous constatons ici le même comportement en basse fréquence ainsi qu'une meilleure stabilité au-delà de  $F=1,75\text{GHz}$ .

- **Coefficient de réflexion de l'antenne IFA-AC - Cas (a)**

Les résultats du coefficient de réflexion, obtenus par rapport à des valeurs de normalisation  $R_N=50$  et  $R_N=188\Omega$ , sont représentés sur la **Figure III-17**.

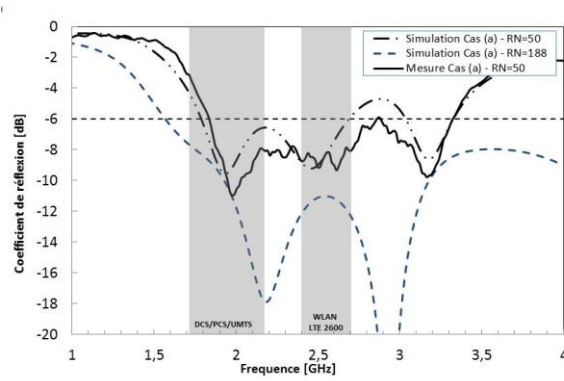


Figure III-17 :  $S_{11}$  de l'antenne IFA AC sur PCB fini – Cas (a)

Un bon accord entre la simulation et la mesure est obtenu et notre antenne présente un fonctionnement large bande (1,48GHz de bande passante à partir de 1,8GHz).

Pour  $R_N=188\Omega$ , nous constatons une bande passante beaucoup plus large pour un même critère de  $S_{11} < -6\text{dB}$ , (plus de 2,4GHz de bande à partir de 1,5GHz).

L'antenne IFA-AC, par sa fréquence d'adaptation supplémentaire à  $F=3,2\text{GHz}$ , a une bande passante plus large que l'antenne IFA simple, avec 1,09GHz de bande passante, **Figure III-8**.

- **Efficacité totale et gain maximal de l'antenne IFA-AC - Cas (a)**

Les résultats de l'efficacité et du gain maximal de l'antenne IFA-AC sont représentés sur la **Figure III-18**. Les valeurs mesurées d'efficacité et de gain ont été obtenues dans la chambre Satimo d'Orange Labs-La Turbie.

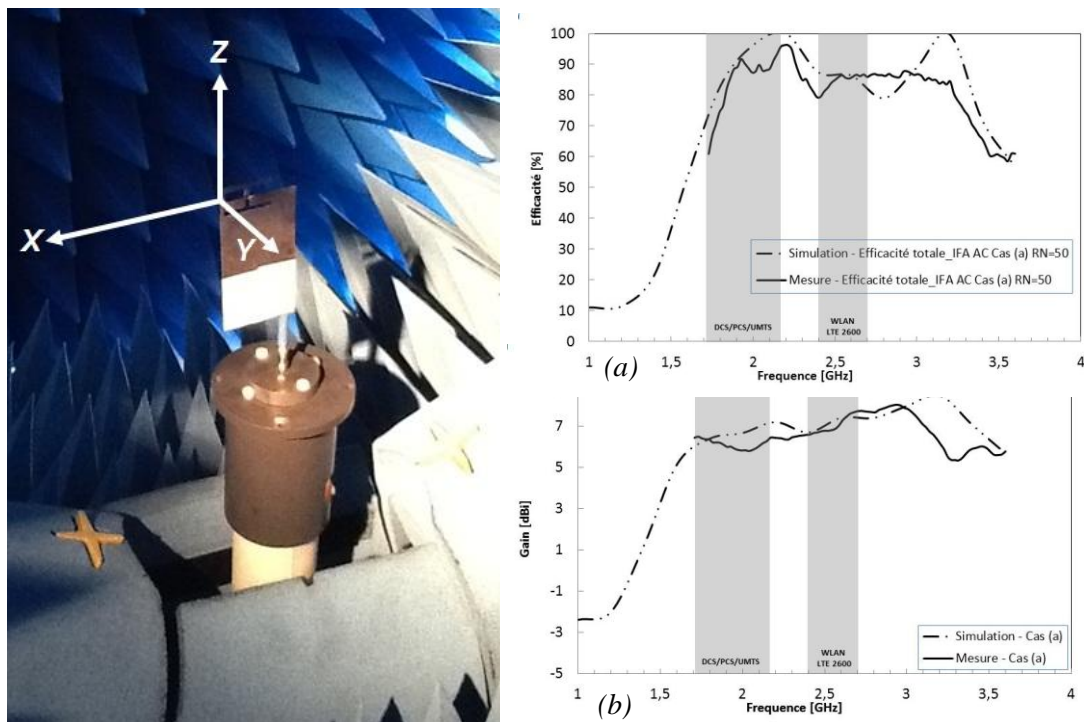


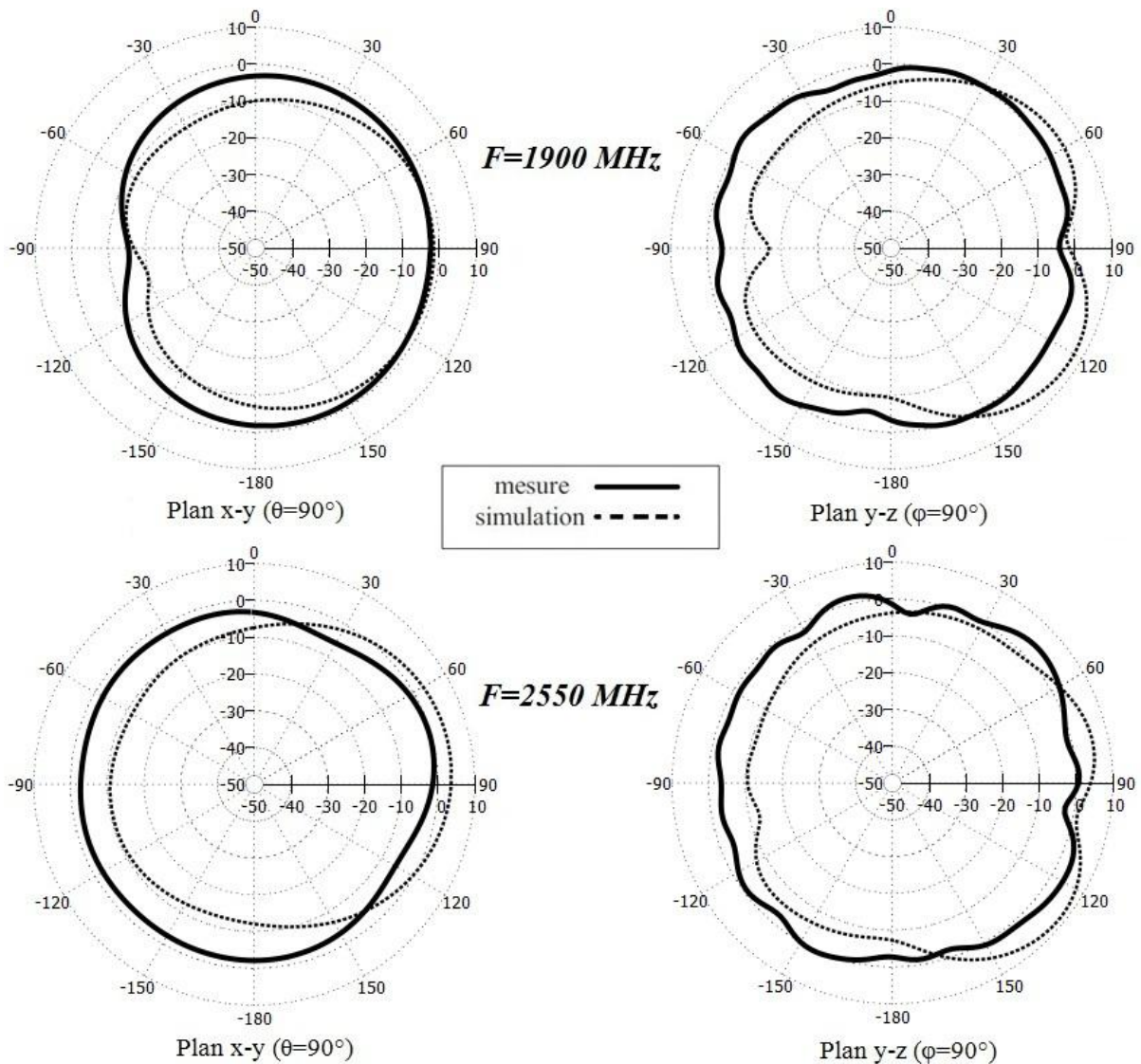
Figure III-18 : Mesures en chambre Satimo Cas (a) sur PCB fini – (a) Efficacité, (b) gain maximal

Pour une adaptation à  $S_{11} < -6\text{dB}$ , l'efficacité est supérieure à 60%, et le gain maximal supérieur à 5dBi.

Pour l'antenne IFA-AC, efficacité et gains sont beaucoup plus stables que les résultats de l'antenne IFA simple (**Figure III-9**), ce qui traduit l'apport de l'AC dans cette structure.

- **Diagrammes de rayonnement de l'antenne IFA-AC - Cas (a)**

La **Figure III-19** présente les diagrammes de rayonnement en gain de l'antenne dans les deux plans orthogonaux, x-y et y-z, pour les fréquences de 1900 et 2550MHz (*cf. orientation de l'antenne sur la Figure III-18*). Ces diagrammes de type omnidirectionnel, comparables à ceux obtenus pour l'IFA simple (**Figure III-10**), sont adaptés aux applications de téléphonie mobile envisagées ici.



**Figure III-19 : Diagrammes de rayonnement en gain de l'antenne IFA-AC sur PCB fini à 1900 et 2550MHz - Cas (a)**

Les valeurs maximales des gains mesurées sont respectivement de :

- -0,2dBi à  $\varphi=150^\circ$  dans le plan (x-y) et 0,5dBi à  $\theta=15^\circ$  dans le plan (y-z) à 1900MHz
- 0,3dBi à  $\varphi=75^\circ$  dans le plan (x-y) et 4dBi à  $\theta=45^\circ$  dans le plan (y-z) à 2550MHz.

Après analyse du cas (a), intéressons-nous maintenant au cas (b).

### III.2.3. Excitation entre le brin d'alimentation de l'antenne IFA et la partie C du PCB - Cas (b)

Dans le cas (b), l'alimentation est établie entre l'antenne IFA et la partie C (Figure III-13). Connecter l'alimentation entre ces deux parties laisse un doute sur l'excitation de la partie B par rapport à la théorie de l'AC. Cependant, la condition d'auto-complémentarité semble être respectée dans la mesure où la fente est dans ce cas précis excitée en même temps que le brin IFA.

- *Choix de la largeur du brin rayonnant de l'antenne IFA-AC - Cas (b)*

Pour des largeurs de 4 et de 8mm du brin rayonnant, nous avons rendu l'antenne auto-complémentaire dans le cas (b) sans modifier ses autres dimensions. Les résultats obtenus sont représentés sur la Figure III-20.

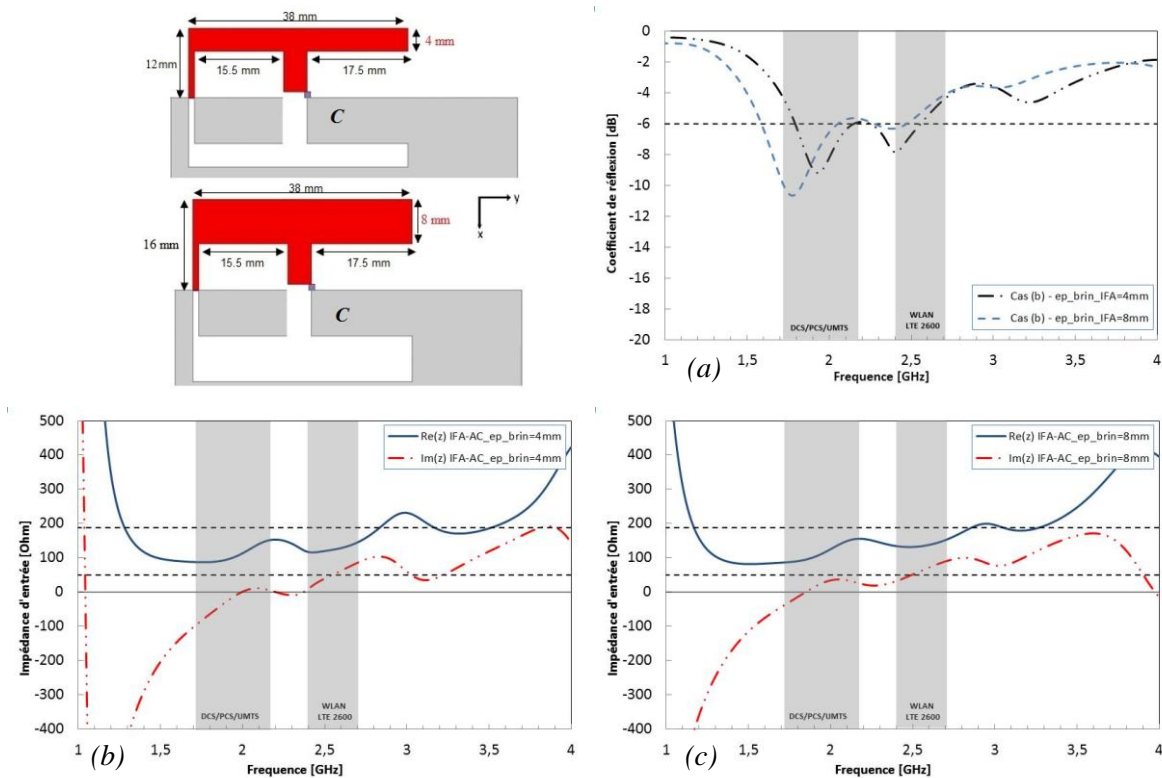
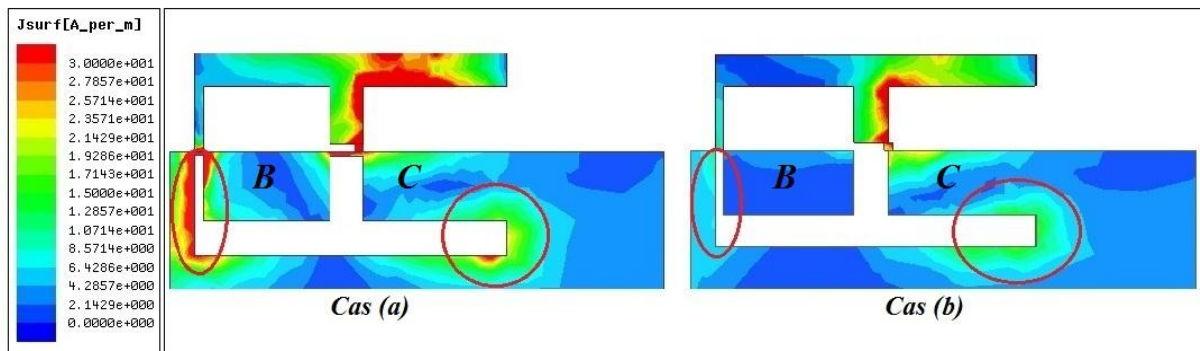


Figure III-20 : (a)  $S_{11}$ , (b) impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC avec une largeur du brin égale à 4mm et (c) 8mm – Cas (b)

Dans ce cas aussi la largeur de 4mm du brin IFA conduit à de meilleurs résultats pour notre antenne pour une adaptation traditionnelle à  $50\Omega$ . Néanmoins, par rapport au cas précédent, **Figure III-14**, l'antenne est moins bien adaptée et possède un  $S_{11}$  égal à  $-4\text{dB}$  à la fréquence de  $F=3,2\text{GHz}$ .

Pour essayer de comprendre cette désadaptation, l'observation des courants de surface au niveau des deux structures AC (*cas (a) et cas (b)*), **Figure III-21**, nous permettra de révéler leurs comportements aussi bien autour de l'élément métallique que de la fente.



**Figure III-21 : Distribution des courants de surface à  $F=3,2\text{GHz}$  – Cas (a) et Cas (b)**

Etant donné le mode d'alimentation choisi, la partie **B** du plan de masse supporte une faible concentration des courants et par voie de conséquence rayonne moins d'énergie à la fréquence  $F=3,2\text{GHz}$ .

Nous continuerons donc l'étude avec une largeur de 4mm du brin rayonnant.

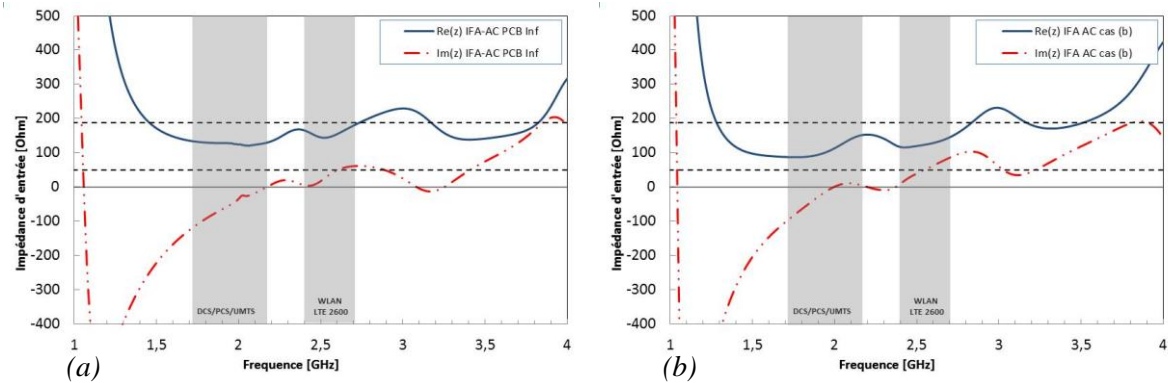
- **Impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC - Cas (b)**

Même si dans le cas du monopôle AC nous avons constaté une perte significative de l'efficacité rayonnée, suite à l'ajout d'une charge de  $188\Omega$  au point d'alimentation, il convient toutefois ici de mettre en évidence cette étude sur une antenne IFA-AC.

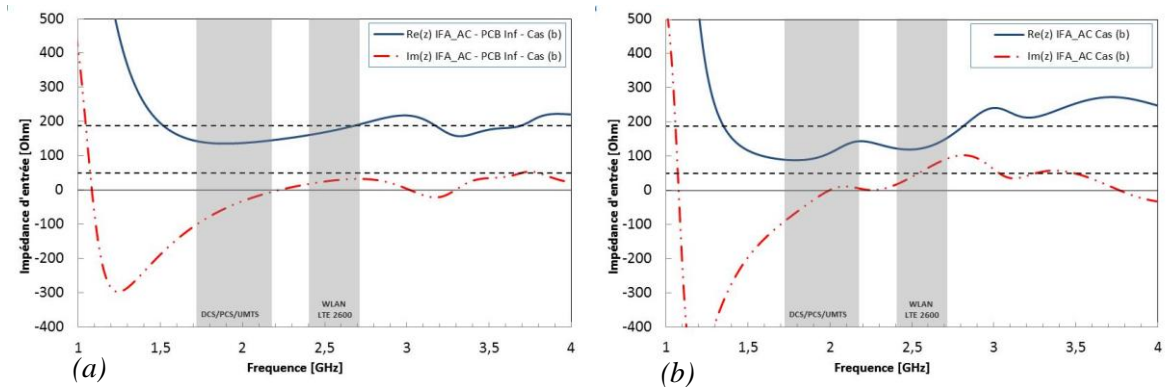
Pour cela nous avons comparé les différents cas :

- Lorsque  $R_L=\infty$ , sur PCB infini et fini
- Lorsque  $R_L=188$ , sur PCB infini et fini

Les résultats des impédances d'entrées des différentes structures sont représentés sur les **Figures III-22-23**.



**Figure III-22** : Impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC lorsque  $R_L=\infty$  - (a) sur PCB infini, (b) sur PCB fini



**Figure III-23** : Impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC lorsque  $R_L=188\Omega$  - (a) sur PCB infini, (b) sur PCB fini

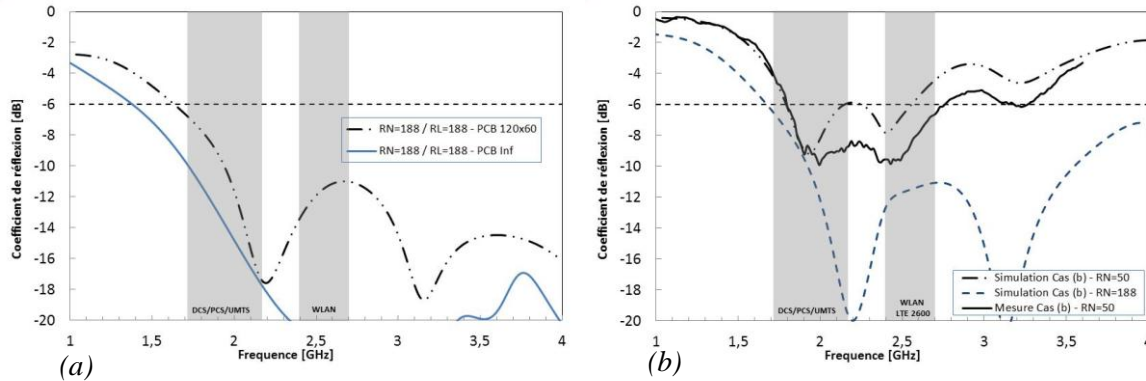
Lorsque  $R_L=\infty$ , l'impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC est moins stable à 3,2GHz que dans le cas (a), **Figure III-16-b**. En effet sa partie imaginaire est supérieure à  $0\Omega$  et sa partie réelle égale à  $200\Omega$ . Notons un comportement quasi-similaire en basse fréquence.

La résistance de charge  $R_L=188\Omega$  impose une certaine stabilité de l'impédance d'entrée à partir de 1,7GHz jusqu'à des fréquences supérieures à 4GHz.

A la fréquence de résonance  $F=2,1\text{GHz}$ , nous constatons que le troisième mode de fonctionnement peut être généré par le plan de masse. Il n'est pas présent lorsque le PCB est de taille infinie.

- **Coefficient de réflexion de l'antenne IFA-AC - Cas (b)**

Les résultats du coefficient de réflexion de l'antenne IFA-AC sont représentés sur la **Figure III-24**.



**Figure III-24** :  $S_{11}$  de l'antenne IFA AC cas (b) lorsque : (a)  $R_N=R_L=188\Omega$  sur PCB fini et infini, (b) lorsque  $R_L=\infty$  sur PCB fini

Lorsque  $R_L=\infty$ , **Figure III-24-b**, nous constatons une meilleure adaptation pour l'antenne mesurée. Celle-ci présente un fonctionnement large bande (1GHz de bande à partir de 1,8GHz) et assure la couverture des bandes WLAN et LTE 2600.

A noter que lorsque  $R_N = R_L=188\Omega$ , **Figure III-24-a**, l'antenne à un comportement très large bande et possède une bande passante supérieure à 2,6GHz, quelle que soit la taille du PCB.

La bande passante de l'antenne IFA-AC est aussi large que celle de l'antenne IFA simple, **Figure III-8** et couvre les mêmes standards. Cependant nous constatons que la fente de l'antenne IFA-AC rayonne de l'énergie, phénomène responsable de la fréquence d'adaptation à la fréquence  $F=3,2\text{GHz}$ .

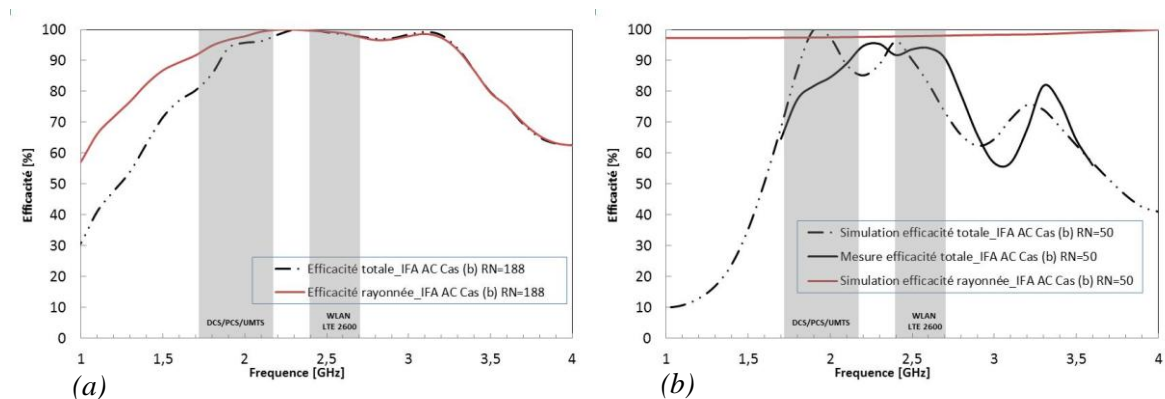
Si nous comparons cette situation à la situation précédente (cas(a) - **Figure III-17**), nous pouvons établir que :

- pour  $R_N=50\Omega$  et  $R_L=\infty$ , l'adaptation est beaucoup plus faible à  $F=3,2\text{GHz}$ .
- pour  $R_N=188\Omega$  et  $R_L=\infty$ , l'adaptation est meilleure à  $F=3,2\text{GHz}$  et dans le même temps l'antenne possède une large bande passante à  $S_{11} < -6\text{dB}$ , (plus de 2,3GHz de bande à partir de 1,7GHz). Ce dernier résultat confirme le respect de la condition d'auto-complémentarité recherchée.



- **Efficacité totale de l'antenne IFA-AC - Cas (b)**

Les résultats de l'efficacité totale de l'antenne IFA-AC sont représentés **Figure III-25**.



**Figure III-25 : Efficacité de l'antenne IFA-AC lorsque : (a)  $R_N=R_L=188\Omega$  sur PCB fini, (b)  $R_L=50\Omega$  sur PCB fini**

Lorsque  $R_L=50\Omega$ , **Figure III-25-b**, l'efficacité totale est supérieure à 65% là où l'antenne est adaptée à  $S_{11} < -6\text{dB}$ . Nous remarquons la chute de l'efficacité à  $F=3,2\text{GHz}$  due à un faible niveau d'adaptation à cette fréquence. Pour les bandes qui nous intéressent, les deux techniques d'alimentation cas (a) et cas (b) nous permettent de couvrir correctement les critères choisis en adaptation. Cependant, les résultats en efficacité attestent qu'ils sont beaucoup moins larges bandes dans le cas (b) que dans le cas (a). Ce dernier semble donc mieux exploiter l'auto-complémentarité.

Lorsque  $R_N = R_L=188\Omega$ , **Figure III-25-a**, la résistance de charge a un impact sur l'efficacité rayonnée, celle-ci n'est pas constante sur toute la bande de fréquence.

Après analyse des cas (a) et cas (b), intéressons-nous maintenant au cas (c).

#### **III.2.4. Excitation entre le brin d'alimentation de l'antenne IFA et la partie B du PCB - Cas (c)**

Dans le cas (c), l'excitation est établie entre l'antenne IFA et la région **B** du PCB. Du point de vue alimentation, il nous semblait initialement que la condition d'auto-complémentarité était respectée. Or le mode de fonctionnement obtenu, comme nous allons le voir, est totalement différent. Les résultats de l'impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC sont représentés **Figure III-26**.

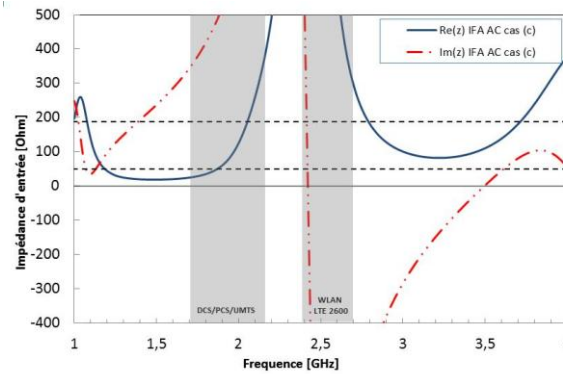


Figure III-26 :  $Re(z)$  et  $Im(z)$  de l'impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC cas (c) sur PCB fini

Ici la partie réelle comme la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne varie très rapidement dans les bandes à l'étude. Le comportement est entièrement modifié et les résonances observées ne résultent pas seulement des dimensions de l'élément IFA.

- **Coefficient de réflexion de l'antenne IFA-AC - Cas (c)**

Les résultats du coefficient de réflexion de l'antenne IFA-AC sont représentés sur la **Figure III-27**. Une réalisation a bien confirmé les caractéristiques théoriques de cette antenne.

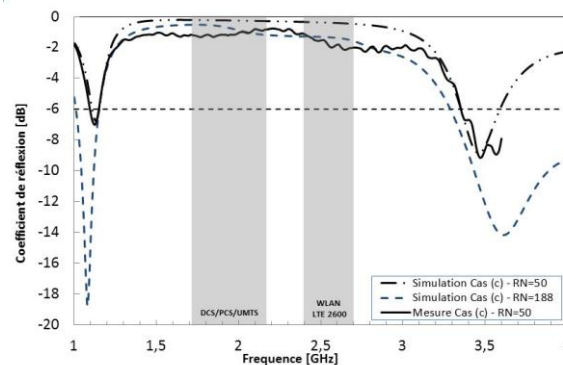
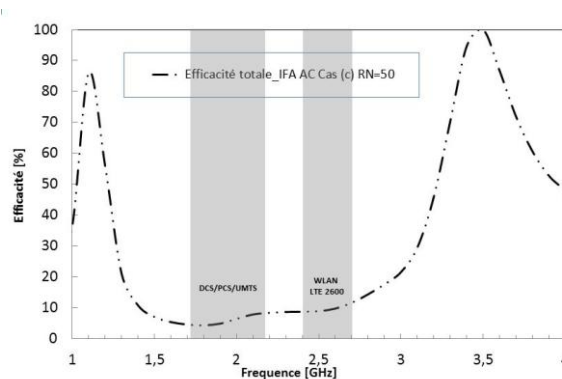


Figure III-27 :  $S_{11}$  de l'antenne IFA-AC – Cas (c)

Nous notons un bon accord entre la simulation et la mesure. Aux deux fréquences d'adaptation, si  $R_N=188\Omega$ , le niveau d'adaptation est meilleur et, à partir de  $F=3,3\text{GHz}$ , la bande passante est plus large.

- **Efficacité totale de l'antenne IFA-AC - Cas (c)**

Les résultats de l'efficacité totale de l'antenne IFA-AC sont représentés **Figure III-28**.



**Figure III-28 : Efficacité totale de l'antenne IFA-AC – Cas (c)**

L'efficacité totale est supérieure à 80% là où l'antenne est adaptée à  $S_{11} < -6\text{dB}$ .

Après analyse de ces résultats il est évident que nous ne sommes pas dans le cas d'une antenne auto-complémentaire. La première résonance n'est pas uniquement liée aux dimensions de l'élément IFA et aucune bande de fonctionnement n'est caractérisée par un élargissement de la bande passante. Malgré les performances radioélectriques de cette antenne et son intérêt pour d'autres applications, elle ne sera pas intégrée dans cette étude consacrée aux antennes auto-complémentaires.

Les cas (a) et (b) permettent donc d'observer un élargissement de la bande passante, élargissement que l'on peut attribuer à l'auto-complémentarité des structures. Nous constatons une stabilité de l'efficacité en fonction de la fréquence quand bien même l'efficacité est légèrement plus élevée pour le cas (a). Par contre le cas (c) semble posséder son propre mode de fonctionnement.

Notre objectif premier, une fois l'antenne optimisée, était de la rendre auto-complémentaire (*grâce à l'introduction de fentes dans un plan de masse*) dans le but d'analyser son comportement. Ceci étant fait, nous avons reproduit maintenant la même expérience en recourant à une antenne IFA-AC, imprimée sur du substrat. Les résultats de cette étude sont reportés en **Annexe 1**. Nous tirerons ensuite, à partir de la comparaison de ces deux structures, les informations nécessaires pour obtenir la meilleure couverture possible des hautes fréquences.

### III.3. Conclusion

---

Dans ce chapitre, nous avons optimisé une antenne IFA simple en nous appuyant sur les résultats de nos études paramétriques et en l'adaptant au mieux sur une partie des standards. Ceci fait, nous avons obtenu une antenne auto-complémentaire correspondante sans modifier les dimensions de l'antenne IFA ainsi optimisée, l'objectif premier de ce chapitre étant d'analyser les différentes techniques d'alimentations pouvant influencer de façon significative sur le comportement général des structures AC.

Les différentes études ont démontré que :

- Lorsque l'alimentation était en contact avec le brin IFA et les deux parties B et C du PCB, la condition d'auto-complémentarité n'était pas entièrement satisfaite dans la mesure où la fente n'était pas excitée en même temps que l'élément IFA. Cependant, ce procédé d'alimentation révélait un comportement large bande de l'antenne couvrant quasiment la totalité des standards.
- Lorsque l'alimentation était en contact avec le brin IFA et la partie C du PCB, la condition d'auto-complémentarité semblait mieux satisfaite dans la mesure où l'excitation se situait entre la fente et l'antenne IFA. Le comportement obtenu est cependant moins large bande que dans le cas précédent.
- Lorsque l'alimentation était en contact avec le brin IFA et la partie B du PCB, l'antenne ne travaillait pas dans un mode de fonctionnement comparable aux deux précédents.

Ces mêmes structures ont été réalisées sur substrat de faible épaisseur afin d'améliorer une meilleure précision de réalisation et une alimentation plus aisée. Cette étude est présentée en **Annexe 1**. Elle nous a permis, entre autres, de confirmer la fiabilité de nos résultats précédents.

Les prototypes des antennes étudiées sont reportés en **Annexe 5**.

Si l'objectif de cette thèse est de concevoir une antenne couvrant tous les standards souhaités (DCS/PCS/UMTS/WLAN et LTE 2600), l'antenne imprimée sur substrat semble être également une très bonne solution.

Dans le chapitre suivant, nous ajouterons un brin rayonnant supplémentaire à l'antenne IFA-AC dans le but de couvrir enfin les basses fréquences GSM et LTE 800.

### III.4. Références

---

- [III.1] Pu Xu, Kyohei Fujimoto, “L-Shaped Self-complementary Antenna”, Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE, Vol. 3, pp. 95-98, June 2003.
- [III.2] K. Fujimoto and J.R James, "Mobile antenna systems handbook", 2nd edition, Artech House Inc., 2001.
- [III.3] C. Huynh, W. Stutzman, “Ground plane effects on planar inverted-F antenna (PIFA) performance”, IEE Proceedings on Microwaves, Antennas and Propagation, Vol. 150, n°4, pp. 209- 213, August 2003.
- [III.4] Iulian Rosu, YO3DAC / VA3IUL, "PIFA – Planar Inverted-F Antenna", <http://www.qsl.net/va3iul>.
- [III.5] T. Taga, “Analysis of planar inverted-F antennas and antenna design for portable radio Equipment”, Analysis, design and measurement of small and low-profile antennas, K. Hirasawa, M. Haneishi, Artech House Inc., Chapter 5, pp. 161-180, 1992.
- [III.6] Z.D. Liu, P.S. Hall, D. Wake, “Dual-frequency planar inverted-F antenna,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 45, no. 10, pp. 1451-1458, Oct. 1997.
- [III.7] W. S. Chen, T. W. Chiou and K. L. Wong, “Compact PIFA for GSM/DCS/PCS triple-band mobile phones,” Antennas and Propagation Society, IEEE International Symposium, 2002. , vol. 4, pp. 528-531, June 2002.
- [III.8] D. K. Karmokar, K. M. Morshed, “High gain multiband loaded inverted-F antennas for mobile WiMAX, Wi-Fi, Bluetooth and WLAN operation”, International Journal of Engineering, Vol. 4, Issue 3.
- [III.9] D. K. Karmokar, K. M. Morshed, “Wideband Low Profile Double Inverted-F Antenna for 5.2/5.8GHz WLAN and 5.5GHz WiMAX Applications”, ACEEE Int. J. on Communication, Vol. 02, No. 01, Mar 2011.
- [III.10] Jiang-Yi Pang, Shao-Qiu Xiao, Shi-Tao Chen, and Bing-Zhong Wang, “Compact and wideband PIFA for DCS/PCS/UMTS/WLAN communication system”, Microwave and Optical Technology Letters Volume 52, Issue 5, pages 1097–1100, May 2010.

- [III.11] C. Chiu and Y. Chi, “Planar Hexa-Band Inverted-F Antenna for Portable Device Application”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 8, 2009.
- [III.12] D. K. Karmokar, K. M. Morshed, “Analysis of Inverted-F and Loaded Inverted-F Antennas for 2.4GHz ISM Band Applications”, *Journal of Electrical Engineering, The Institution of Engineers, Bangladesh*, Vol. EE 36, No. II, December 2009.
- [III.13] S. Drabowitch, C. Ancona “*Antennes 2. Applications*”, Masson, 1978.



# Chapitre IV: Antennes IFLA-AC : Antennes IFA-AC avec ajout d'un élément en "L" AC

<b>Chapitre IV: Antennes IFLA-AC : Antennes IFA-AC avec ajout d'un élément en "L" AC</b>	<b>99</b>
<b>IV.1. Solutions antennaires</b>	<b>100</b>
<b>IV.2. Intégration et optimisation de l'élément en "L"</b>	<b>102</b>
IV.2.1. Rappel des techniques d'alimentation	103
IV.2.2. Emplacement de l'élément en "L" et rappel des résultats de l'antenne IFA-AC	104
IV.2.3. Première géométrie	105
IV.2.3.1. Disposition à plat – Config 1	106
IV.2.3.2. Disposition en repliant les éléments (IFA + L) de 90°– Config 2	107
IV.2.3.3. Disposition avec l'élément en "L" replié de 90°– Config 3	107
IV.2.4. Deuxième géométrie	108
IV.2.4.1. Disposition à plat – Config 1	109
IV.2.4.2. Disposition en repliant les éléments (IFA + L) de 90°– Config 2	110
IV.2.4.3. Disposition avec l'élément en "L" replié de 90°– Config 3	111
<b>IV.3. Prototypes et réalisation</b>	<b>114</b>
IV.3.1. Antenne IFLA simple repliée	114
IV.3.1.1. Impédance d'entrée et coefficient de réflexion de l'antenne IFLA simple repliée	115
IV.3.2. Antenne IFLA avec seulement l'élément IFA auto-complémentaire	116
IV.3.2.1. Alimentation de type cas (a)	116
IV.3.2.2. Alimentation de type cas (b)	117
IV.3.3. Antenne IFLA-AC	118
IV.3.3.1. Alimentation de type cas (a)	118
IV.3.3.2. Alimentation de type cas (b)	119
<b>IV.4. Conclusion</b>	<b>125</b>
<b>IV.5. Références</b>	<b>127</b>



En réponse aux exigences de la norme 4G, l'optimisation de nos antennes visera à dépasser les performances des structures antennaires actuelles. C'est ainsi que l'objet de ce chapitre sera de concevoir un élément additionnel et de mettre en évidence la dépendance de celui-ci avec l'antenne, afin de satisfaire aux critères spécifiques imposés par cette norme. La finalité de ce travail consistera à obtenir une antenne couvrant les basses fréquences : LTE 800 (790 – 862MHz) et GSM (880 – 960MHz), ainsi que les hautes fréquences incluses dans les standards : DCS (1710 – 1880MHz), PCS (1850 – 1990MHz) et UMTS 2100 (1920 – 2170MHz), WLAN (2400 – 2484MHz) et LTE 2600 (2500 – 2690MHz).

Au préalable, dans l'objectif précis d'élargir le spectre des fréquences des éléments rayonnants abordés dans le chapitre 3, il conviendra d'inclure une métallisation supplémentaire de type double IFA [IV.1] dans la structure de base. Par la suite, nous analyserons l'antenne obtenue aussi bien dans sa nouvelle conception que dans ses capacités à répondre aux nécessités de l'auto-complémentarité, grâce à l'ajout de l'élément en "L" additionnel et déterminant.

Nous rappellerons que chacune de nos études s'effectuera tout au long de ce chapitre sur un plan de masse de taille 120 x 60mm<sup>2</sup>.

## IV.1. Solutions antennaires

---

Dans un premier temps, intéressons-nous aux solutions antennaires déjà existantes. L'ajout et l'intégration d'un ou de plusieurs éléments sur de telles structures ont été à l'origine de nombreuses études et travaux.

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 1, l'antenne PIFA multi-éléments, réalisée sans substrat (P.Ciais [IV.2]), couvre plusieurs standards dans la mesure où l'élargissement de la bande passante est, dans ce cas, rendu possible par couplage électromagnétique entre les différents éléments (**Figure IV-1**).

Cette antenne se compose de trois éléments parasites en périphérie d'un résonateur alimenté (en rouge).

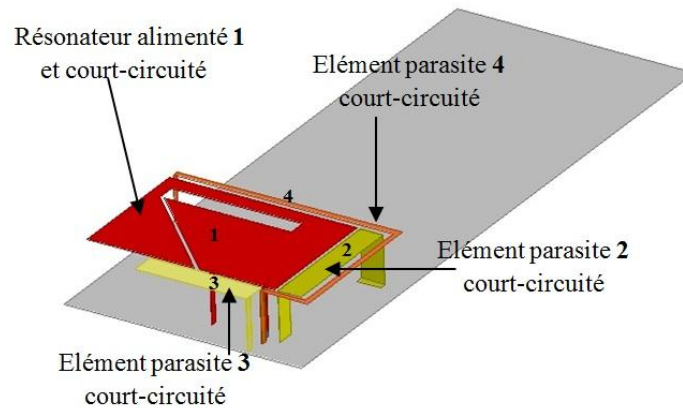


Figure IV-1 : Antenne à trois éléments parasites de P. Ciaïis

Les travaux d'Y.-J. Ren, [IV.3], tendent également à démontrer que l'optimisation de la structure, reposant sur l'intégration d'un élément alimenté (responsable de la couverture des hautes fréquences) et d'un élément parasite (responsable de la couverture des basses fréquences) rend l'antenne à la fois large bande et multi-bandes. Dans cette configuration, l'élément alimenté est imprimé sur une couche de substrat de type FR-4

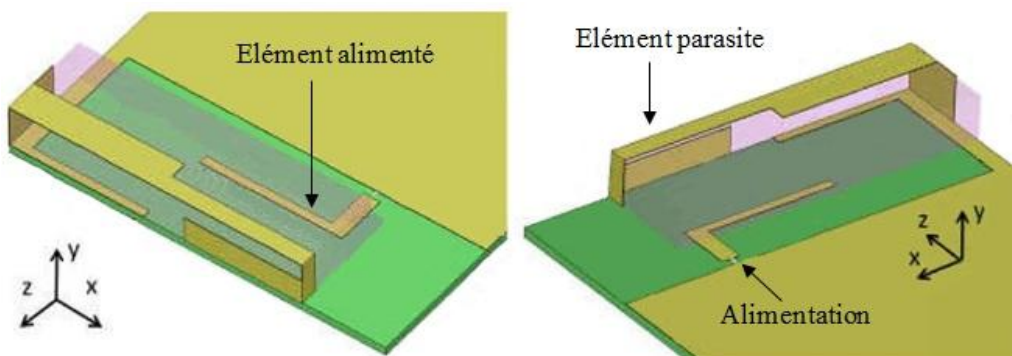
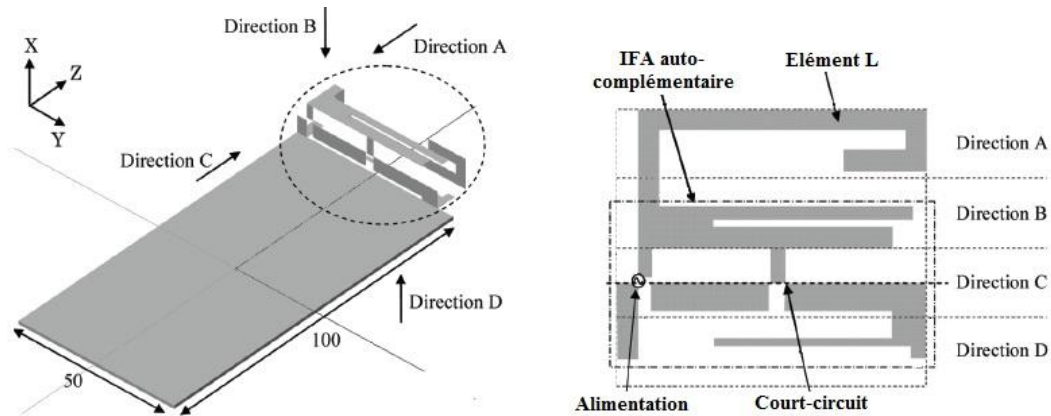


Figure IV-2 : Antenne à deux éléments multi-standards de Y.-J. Ren

La maîtrise de l'excitation par P. Ciaïis et Y.-J. Ren d'un élément parasite par couplage électromagnétique avec l'élément alimenté conditionne la réalisation des structures bi-bandes, tri-bandes ou quadri-bandes.

Il en est ainsi également de l'antenne auto-complémentaire de N. Takemura [IV.4] qui couvre une grande partie des standards actuels de la téléphonie. Dans ce dernier cas, l'intégration à la structure IFA-AC d'un élément en forme de "L" non AC, permet la couverture des basses fréquences.

Cette dernière antenne est représentée sur la **Figure IV-3**.



**Figure IV-3 : Antenne auto-complémentaire multi-standards de N. Takemura**

A titre de synthèse, nous allons dresser un tableau récapitulatif des caractéristiques et des performances obtenues par les antennes citées précédemment :

	<b>Antenne P. Ciais [IV.2]</b>	<b>Antenne Y. -J. Ren [IV.3]</b>	<b>Antenne N. Takemura [IV.4]</b>
<b>Techniques utilisées</b>	Ajout de plusieurs éléments parasites	Ajout d'un élément parasite	Auto-complémentarité d'un seul élément
<b>Couverture des bandes</b>	Basses : 880-960MHz Hautes : 1710-2170MHz	Basses : 698-960MHz Hautes : 1710-2690MHz	Basses : 824-960MHz Hautes : 1710-2170MHz : 2400-2690MHz

**Tableau 1 : Tableau récapitulatif des caractéristiques des antennes**

Dans un deuxième temps, intéressons-nous à notre objectif principal. Celui-ci étant d'intégrer un élément capable de couvrir les standards LTE 800 (790 – 862MHz) et GSM (880 – 960MHz).

## IV.2. Intégration et optimisation de l'élément en "L"

Nous allons intégrer ici, dans l'antenne IFA du chapitre 3, un élément supplémentaire aux dimensions définies disposant d'une fréquence de travail proche de la fréquence minimale de la bande LTE 800. Dans ce sens, nous recourons à un élément quart-d'onde de type filaire pour une raison essentielle : la possible miniaturisation de ce dernier, indispensable pour répondre aux exigences des standards liés à la 4G. Si la longueur totale de cet élément

additionnel détermine la fréquence de résonance, il conviendra de ramener la longueur de celui-ci au quart de la longueur d'onde de la fréquence désirée.

Ainsi, pour une fréquence d'adaptation de 750MHz, il faudrait disposer d'une longueur de 100mm. Cette dimension, qui peut convenir à d'autres structures que la nôtre, reste difficilement intégrable dans notre système.

$$f_r = \frac{c}{4 \times L} = 750 \text{ MHz} \quad \text{avec:} \quad \left\{ \begin{array}{l} c = \text{célérité} \\ L = \text{longueur de l'élément } L \end{array} \right\} \quad (\text{IV-1})$$

avec  $L=100\text{mm}$ .

L'une des solutions consiste à modifier sa géométrie dans l'espace, autant dire à réduire l'encombrement en repliant le brin en "L", cette technique ayant l'avantage supplémentaire d'ajouter un couplage capacitif entre les repliements du brin influant sur la fréquence de résonance.

Deux configurations d'antennes relevant de cette mise en forme de l'élément seront étudiées après rappel des techniques d'alimentation. Une première configuration avec un repliement à fort couplage et une seconde avec un repliement à couplage plus faible.

#### IV.2.1. Rappel des techniques d'alimentation

Précédemment, lors de l'étude de l'antenne IFA-AC, nous avons constaté que les différentes techniques d'alimentation influent sur le comportement de l'élément rayonnant. A l'appui de ces résultats, nous aborderons ensuite naturellement l'antenne IFLA-AC (*Inverted-FL Antenna Auto-Complémentaire*).

Nous rappelons ici les techniques d'alimentation :

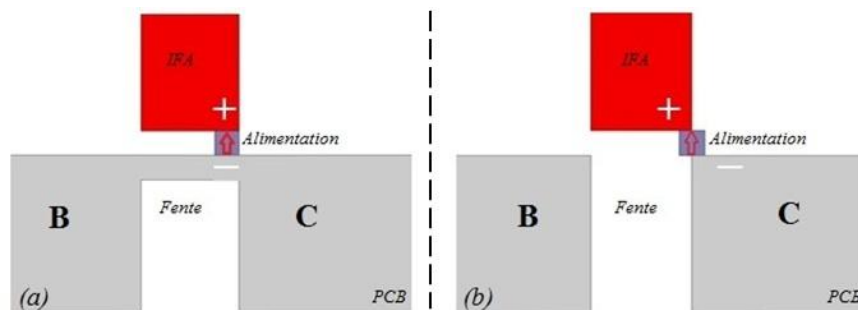


Figure IV-4 : Présentation des techniques d'alimentation : (a) cas (a) et (b) cas (b)

Le cas (c) n'a pas été traité ci-dessus car il s'écarte du principe des antennes auto-complémentaires.

Ainsi pour chaque configuration nous analyserons les résultats en recourant à ces deux techniques d'alimentation.

#### IV.2.2. Emplacement de l'élément en "L" et rappel des résultats de l'antenne IFA-AC

Conformément aux résultats observés sur la **Figure IV-5** concernant la distribution des courants, nous pouvons constater la présence des points de concentration de ces derniers sur le bras le plus long de la structure IFA de référence (*en rouge*). Nous pouvons déjà concevoir l'intérêt d'une telle zone "sensible". Un élément en "L" placé à cet endroit devrait théoriquement jouer un rôle dans le comportement de l'antenne.

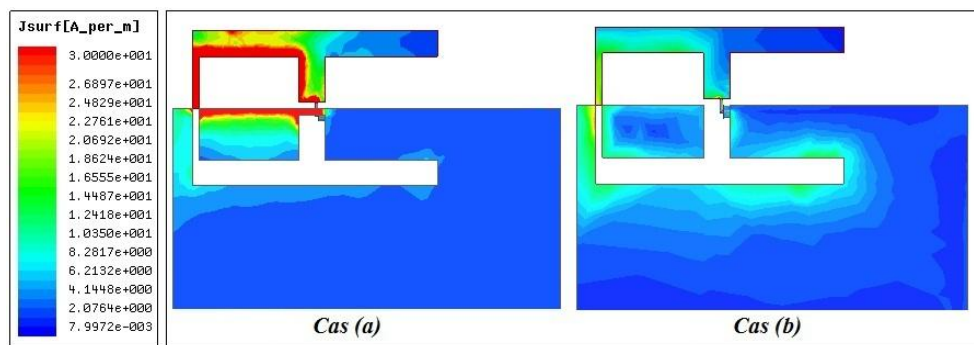


Figure IV-5 : Distribution des courants sur l'antenne IFA-AC cas (a) et cas (b) à  $F=85\text{MHz}$

Ainsi en plaçant cet élément au plus proche des points chauds, nous pouvons obtenir une deuxième antenne alimentée par couplage inductif entre la languette d'alimentation de l'antenne IFA principale et le court-circuit de l'élément en "L".

Nous avons jugé utile de rappeler les résultats du coefficient de réflexion et de la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC du chapitre 3, **Figure IV-6**.

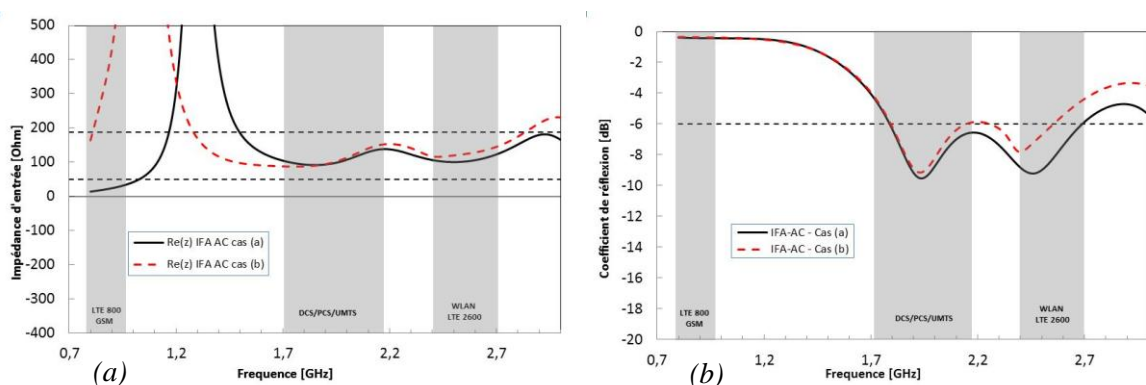
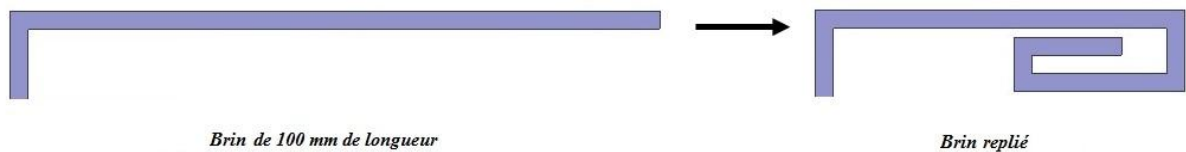


Figure IV-6 : (a)  $Re(z)$ , (b)  $S_{11}$  de l'antenne IFA-AC avec alimentation de type cas (a) et cas (b)

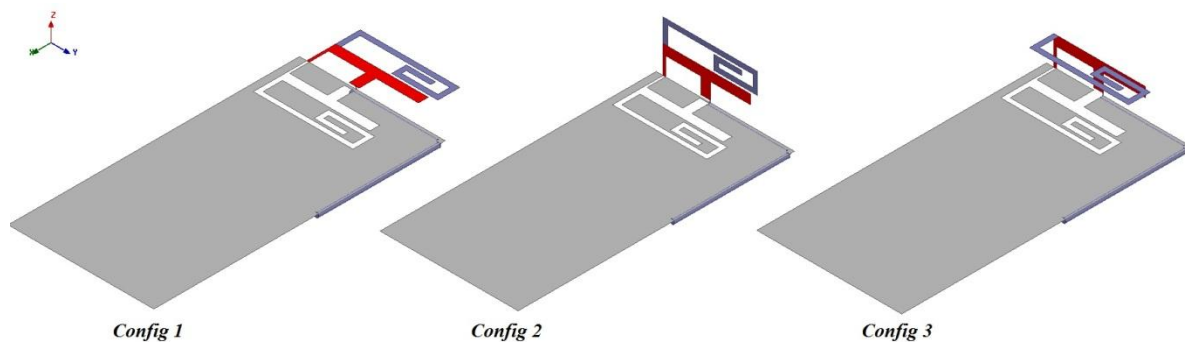
### IV.2.3. Première géométrie

Nous savons déjà que l'inadaptation du brin linéaire de 100mm nous conduit à modifier sa géométrie dans le sens non de la réduction de sa longueur mais de sa forme. Nous conviendrons donc d'une succession de repliements ainsi que nous le constatons sur la **Figure IV-7**. Ce phénomène permet en outre de réduire la fréquence de résonance dans un espace restreint. Si nous minimisons ainsi l'encombrement, nous conservons malgré tout la longueur électrique.



**Figure IV-7 : Modification de la forme du brin en "L" par repliement**

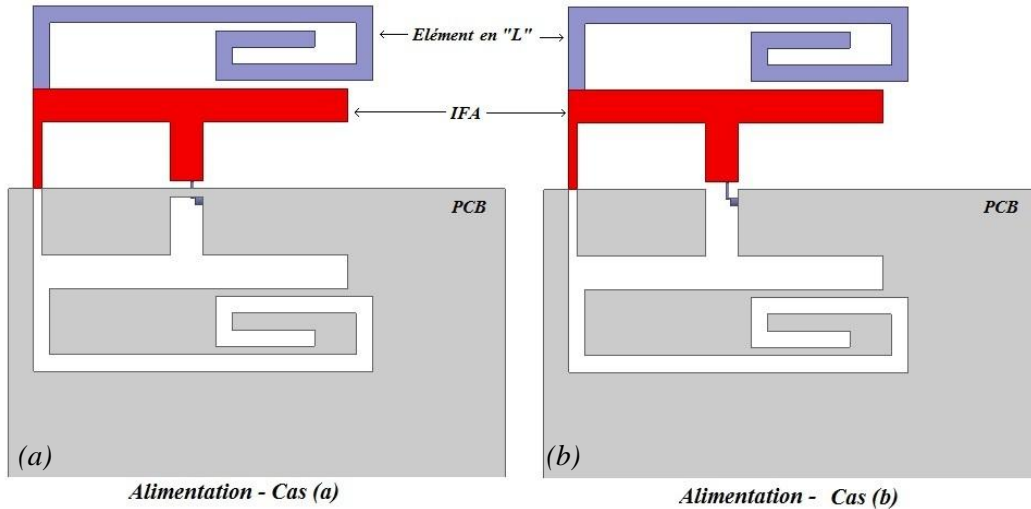
Après cette étape initiale et dans un premier temps, nous travaillerons sur une structure antennaire à deux dimensions, autant dire sur une structure à plat (*suivant les axes  $x$  et  $y$* ). Dans un second temps, nous redresserons la structure métallique IFA (*en rouge*) et l'élément en "L" (*en bleu*) de sorte à les rendre perpendiculaires au PCB. L'étape finale imposera un repliement de  $90^\circ$  du seul élément en "L" sur lui-même (*suivant l'axe  $x$* ) lequel repliement facilitera l'intégration de l'antenne finalisée dans un téléphone portable, **Figure IV-8**.



**Figure IV-8 : Présentation des trois dispositions des deux éléments : Config 1, 2 et 3**

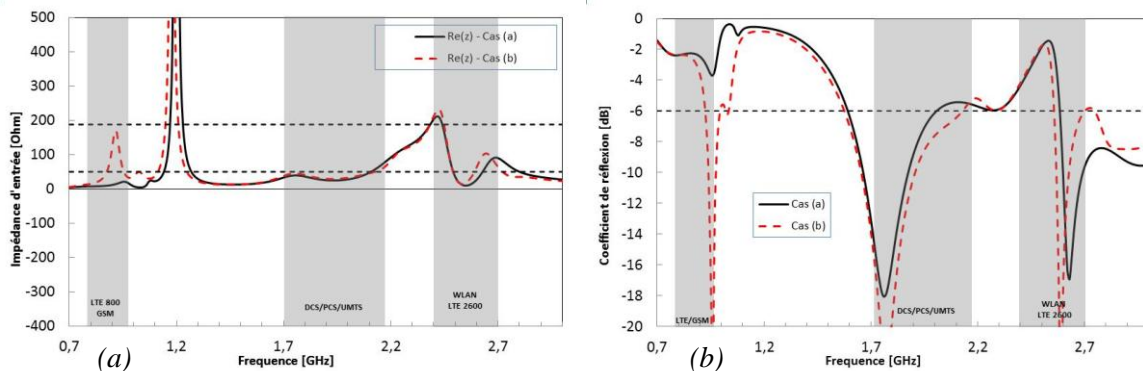
### IV.2.3.1. Disposition à plat – Config 1

Le design de l'antenne est représenté **Figure IV-9**.



**Figure IV-9 : Structure présentant l'ajout de l'élément en "L" replié sur l'élément IFA-AC – (a) cas (a) et (b) cas (b)**

L'élément en "L" (en bleu) a été intégré à l'élément IFA (en rouge). Les résultats de simulations ainsi obtenus sont représentés ci-dessous sur la **Figure IV-10**.



**Figure IV-10 : Config 1 - (a)  $Re(z)$ , (b)  $S_{11}$  de l'antenne IFLA-AC**

Le type d'alimentation influence le comportement de l'antenne en basse fréquence, son influence restant moindre en haute fréquence. Cependant, nous constatons que l'ajout de l'élément en "L" sur l'élément IFA perturbe le comportement de l'antenne en haute fréquence, là où l'antenne IFA-AC, (**Figure IV-6**), étudiée dans le chapitre 3, couvrait toutes les hautes fréquences.

Dans le cas (a) l'antenne n'est pas adaptée dans la bande LTE 800 / GSM tandis qu'elle l'est dans le cas (b). Néanmoins nous constatons que si la qualité d'adaptation est bonne dans ce dernier cas, elle ne couvre pas l'ensemble des fréquences souhaitées malgré le repliement du brin en "L".

Nous observons un décalage en fréquence des performances obtenues par rapport aux fréquences des standards que nous souhaitons couvrir. Cependant, il y aurait un réel intérêt à réajuster ses dimensions afin de couvrir les bandes souhaitées.

#### IV.2.3.2. Disposition en repliant les éléments (IFA + L) de 90° – Config 2

Le comportement de l'antenne ne doit pas être complètement modifié que nous redressions perpendiculairement la structure métallique (IFA + L) ou que nous conservions cette structure inscrite dans le même plan que le PCB. Le couplage entre ces éléments métalliques (IFA + L) et le plan de masse n'est pas encore très important. Il en va ainsi des courants qui ne subissent aucune perturbation quelle que soit la configuration de l'une ou l'autre de ces deux structures. Ceci est confirmé par les résultats de la **Figure IV-11**.

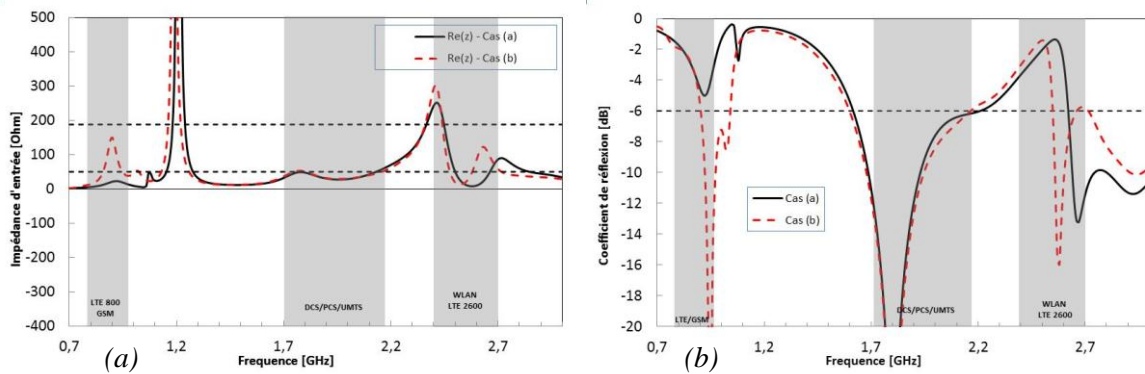


Figure IV-11 : Config 2 - (a)  $Re(z)$ , (b)  $S_{11}$  de l'antenne IFLA-AC

Comme nous le constatons, le repliement ne modifie que très peu les performances de l'antenne. Les résultats du  $S_{11}$  et de la partie réelle de l'impédance d'entrée sont quasiment identiques si nous les comparons à ceux de la **Figure IV-10**.

#### IV.2.3.3. Disposition avec l'élément en "L" replié de 90° – Config 3

Comme nous l'avons exposé précédemment, une structure antennaire intégrable dans un terminal mobile nécessite de replier de 90° l'élément en "L" sur la structure métallique IFA en sorte qu'il devienne parallèle au plan de masse. Il est vrai que la perturbation des courants obtenus après repliement du brin, conditionne le comportement de l'antenne. Cette modification pertinente de la structure métallique s'est avérée être au final profitable.



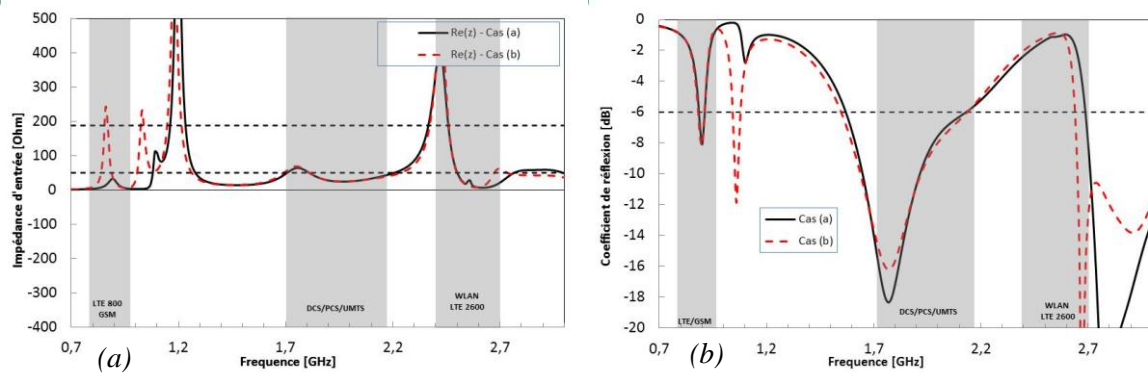


Figure IV-12 : Config 3 - (a)  $Re(z)$ , (b)  $S_{11}$  de l'antenne IFLA-AC

Si les résultats de **Figure IV-12** sont ici différents, nous les devons au repliement de  $90^\circ$  du seul élément en "L" sans modification sur la structure IFA. Nous constatons ainsi un comportement différent en basse fréquence. Pour ce qui relève du cas (a), l'adaptation au niveau de ces dernières est meilleure ( $S_{11} = -8\text{dB}$  contre  $S_{11} = -5\text{dB}$  pour la configuration précédente). Pour ce qui relève du cas (b), l'adaptation insuffisante résulte du découplage des deux résonances dans ces basses fréquences à l'origine d'une réduction de la bande passante.

Si, en d'autres circonstances l'optimisation de tous les paramètres nous aurait permis d'obtenir un couplage effectif des deux résonances, nous avons toutefois préféré nous focaliser, dans ce chapitre, sur le seul élément en "L" dans le but précis de minimiser les effets capacitifs.

En conclusion de ce premier test d'intégration d'un élément en "L" sur une structure IFA, nous constatons que la fréquence de résonance est décalée vers les hautes fréquences quand bien même le brin en "L" a sa forme modifiée dans l'espace.

Si cette structure antennaire ne couvre pas correctement les bandes désirées, les résultats sont tout de même encourageants (cas (b)). S'il convient bien sûr d'élargir ces dernières, les effets de couplage resteront encore un problème majeur, difficile à maîtriser.

#### IV.2.4. Deuxième géométrie

Un élément en "L" est un élément additionnel indispensable au bon fonctionnement de l'antenne et doit satisfaire aux conditions nombreuses de son intégration dans le téléphone portable, comme nous venons de le voir.

Dans cette nouvelle configuration, toute la complexité réside dans le fait de minimiser les effets de couplage, la solution consistant à réduire le nombre de pliements du brin "L".

Comme précédemment, nous travaillerons sur une structure antennaire d'abord à deux dimensions puis à trois dimensions et enfin sur une structure en 3D optimisée (**Figure IV-13**).

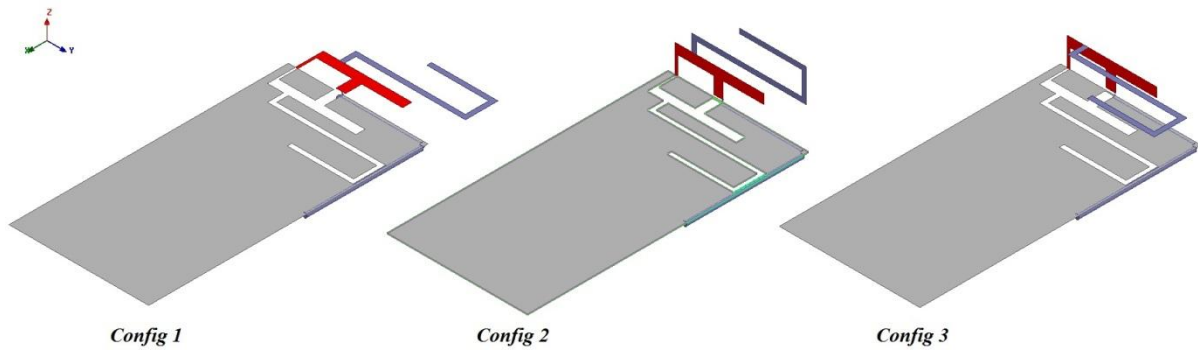


Figure IV-13 : Présentation des trois dispositions des deux éléments : Config 1, 2 et 3

#### IV.2.4.1. Disposition à plat – Config 1

Comme dans la configuration précédente, conformément aux résultats observés sur la **Figure IV-5**, un élément en "L" placé au plus proche des points chauds devrait théoriquement jouer un rôle dans le comportement de l'antenne.

La géométrie de la structure est représentée **Figure IV-14**.

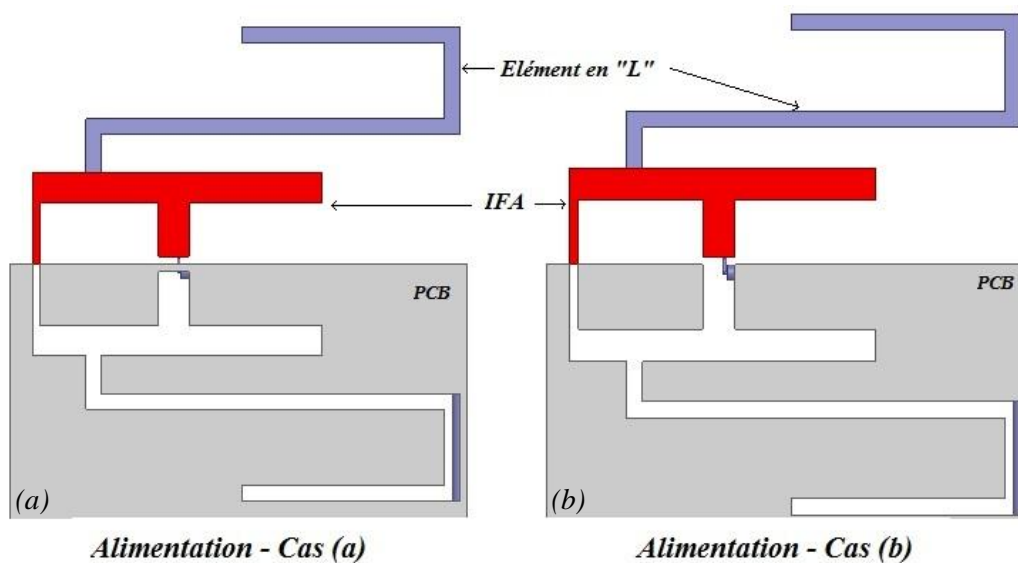


Figure IV-14 : Structure présentant l'ajout de l'élément en "L" replié sur l'élément IFA-AC –  
(a) cas (a) et (b) cas (b)

Nous rappelons que la structure IFA (*en rouge*) n'a pas été encore optimisée et que seul l'élément en "L" (*en bleu*) a été rajouté. Les résultats sont analysés sur la **Figure IV-15**.

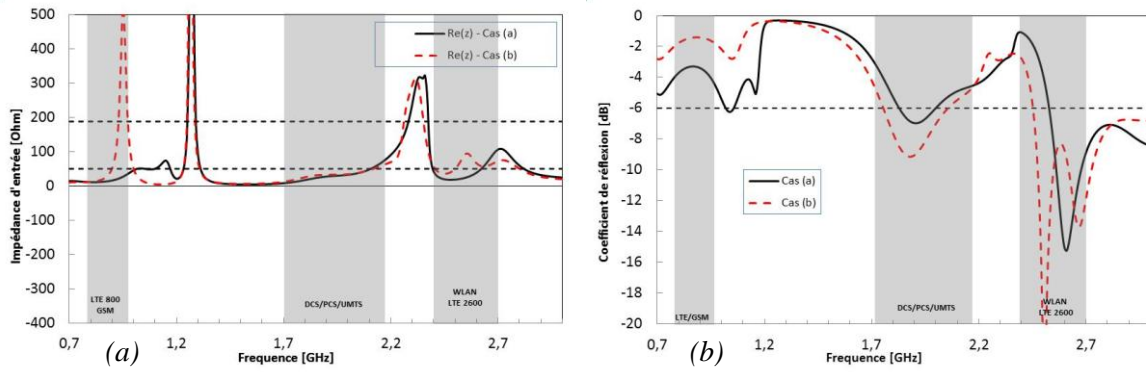


Figure IV-15 : Config 1 - (a)  $Re(z)$ , (b)  $S_{11}$  de l'antenne IFLA-AC

Le type d'alimentation influence ici encore le comportement de l'antenne en basse fréquence. Son influence restant moindre en haute fréquence malgré le minime repliement du brin "L", l'antenne ne couvre toujours pas les bandes LTE 800 et GSM.

#### IV.2.4.2. Disposition en repliant les éléments (IFA + L) de 90° – Config 2

En simulation, ici aussi, le comportement général de l'antenne ne devrait pas être significativement modifié du fait que les deux éléments métalliques sont dans un même plan perpendiculaire au PCB. Il devrait en être ainsi des courants qui ne subissent pas une forte perturbation. Les résultats sont représentés sur la **Figure IV-16**.

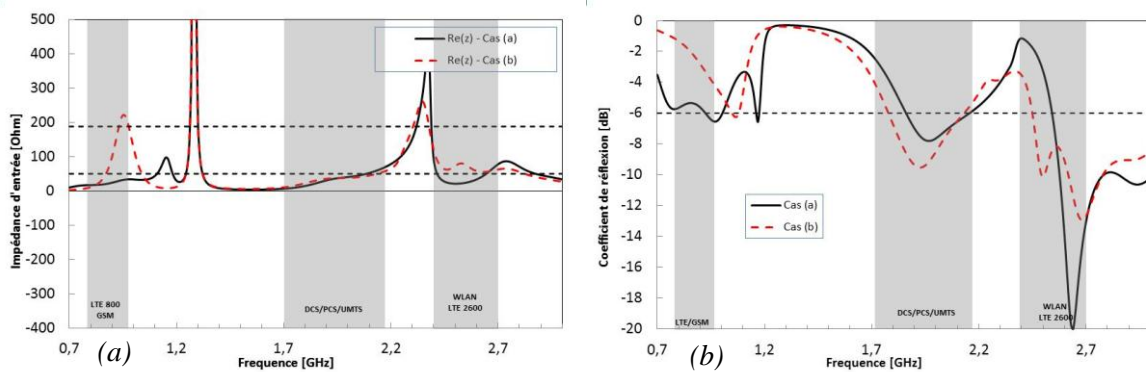


Figure IV-16 : Config 2 - (a)  $Re(z)$ , (b)  $S_{11}$  de l'antenne IFLA-AC

Le repliement des éléments apporte en effet une légère modification du comportement. Les résultats du  $S_{11}$  et de la partie réelle de l'impédance d'entrée sont légèrement différents si nous les comparons à ceux de la **Figure IV-15**. Ceci peut s'expliquer a priori par le logiciel dont le maillage de l'élément en "L" ne pourrait ne pas être assez fin en basse fréquence.

Avant de reconsidérer le maillage de la structure et son analyse, intéressons-nous à l'antenne en config 3.

#### IV.2.4.3. Disposition avec l'élément en "L" replié de 90° – Config 3

De la même façon que précédemment, nous arrivons au stade où l'intégration de l'antenne obtenue dans un téléphone requiert une nouvelle modification du brin "L" et il nous faut opérer un nouveau repliement de 90° sur celui-ci. Nous allons observer maintenant le résultat de ce repliement en l'absence d'optimisation puis avec optimisation.

- *Sans optimisation des éléments*

Les résultats sont représentés **Figure IV-17**.

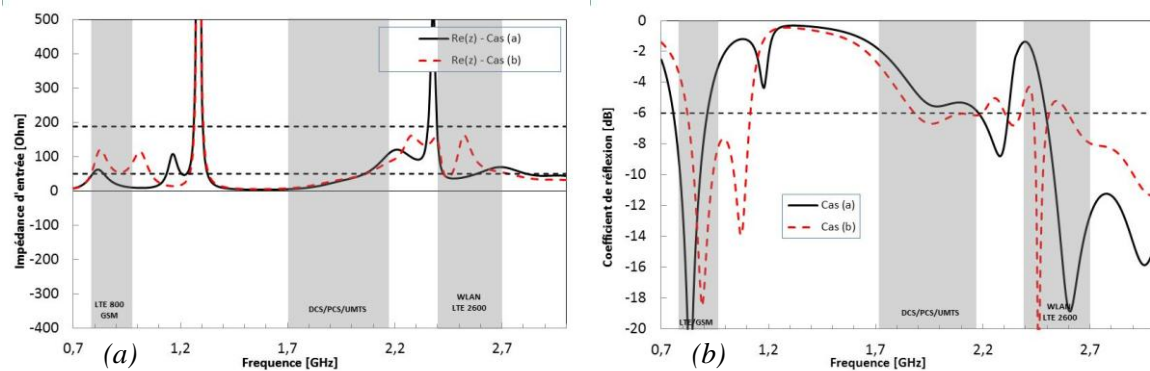


Figure IV-17 : Config 3 - (a)  $Re(z)$ , (b)  $S_{11}$  de l'antenne IFLA-AC

En ce qui concerne le cas (b) (*courbe rouge*), l'amélioration sur les basses fréquences est le corollaire de l'apparition d'une double résonance donc d'une bande passante plus large. Il apparaît de fait un léger décalage de la bande LTE/GSM vers les hautes fréquences. En ce qui concerne le cas (a), l'amélioration est significative en basse fréquence. L'éloignement des fréquences de résonance (à  $F=0,85\text{GHz}$  et à  $F=1,2\text{GHz}$ ) n'autorise aucun couplage effectif.

- *Avec optimisation des éléments*

L'optimisation des dimensions de l'antenne IFA doit tenir compte de la position du point d'alimentation par rapport au court-circuit. Le rôle déterminant de cette position est établi par le constat de la variabilité de l'impédance sur toute la longueur du brin en question. Les résultats des études paramétriques le confirmeront.

Premier paramètre variable : la distance "Var alim" (**Figure IV-18**). Les résultats de cette étude nous permettront par la suite de déterminer au mieux cette distance en fonction des résultats recherchés.

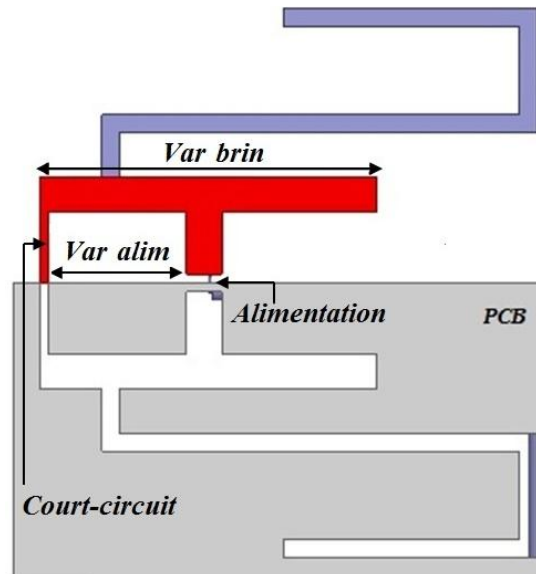


Figure IV-18 : Géométrie de l'antenne IFLA-AC avec les deux paramètres à faire varier

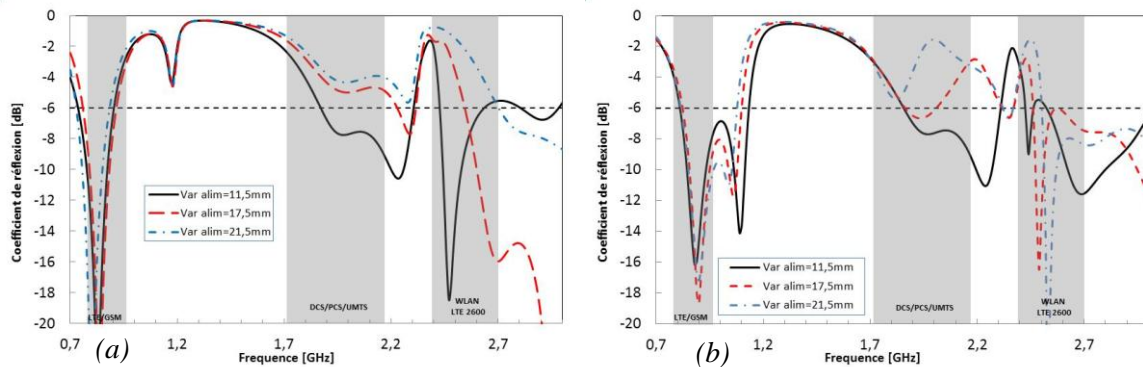


Figure IV-19 : Etude paramétrique  $S_{11}$  sur la distance  $Var\ alim$  de l'antenne IFLA-AC –  
(a) cas (a), (b) cas (b)

Ces résultats attestent que l'influence du paramètre "Var alim" permet de contrôler à la fois l'adaptation et les résonances au niveau des hautes fréquences. Le comportement en basse fréquence n'est pas modifié.

Pour une distance "Var alim" de 17,5mm, dans les deux cas, l'antenne a tendance à devenir très large bande à partir de 2,6GHz. En conservant cet écartement judicieux, il serait intéressant de jouer sur le deuxième paramètre "Var brin" (*en augmentant sa longueur*) afin de décaler les fréquences en deçà des 2,6GHz, (**Figure IV-18**).

Les résultats montrant les variations sur ce paramètre "Var brin" sont représentés **Figure IV-20**.

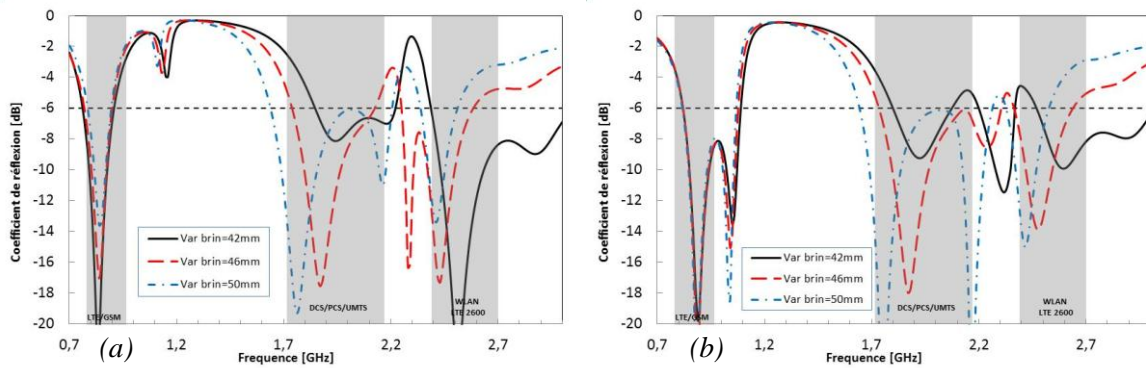


Figure IV-20 : Etude paramétrique  $S_{11}$  sur la distance *Var brin* de l'antenne IFLA-AC –  
(a) cas (a), (b) cas (b)

Le paramétrage correct de la variable "Var brin" permet dans le même temps de contrôler l'adaptation et la largeur de la bande passante en haute fréquence, ce qui signifie que le décalage vers les basses fréquences dépend de la longueur du brin. En somme, pour diminuer la fréquence de résonance, il faut augmenter la longueur d'onde, autant dire augmenter la longueur du trajet total des courants.

Etant donné que le comportement en haute fréquence reste identique dans les deux cas, l'antenne possède une large bande passante (0,85GHz de bande [1,65GHz – 2,5GHz] à  $S_{11} < -6dB$ ) lorsque la longueur de "Var brin"=50mm (courbe bleue en pointillé). Cette dernière est toutefois insuffisante pour couvrir l'intégralité de la bande WLAN/LTE 2600. Les résultats précédents nous ont appris que si nous éloignons l'alimentation du court-circuit, l'antenne tendait à devenir large bande pour des fréquences supérieures à 2,6GHz.

En conservant donc le premier paramètre "Var brin"=50mm, nous allons tenter de décaler la fréquence au-delà de 2,5GHz en jouant sur le paramètre variable "Var alim". Les résultats sont représentés sur la **Figure IV-21**.

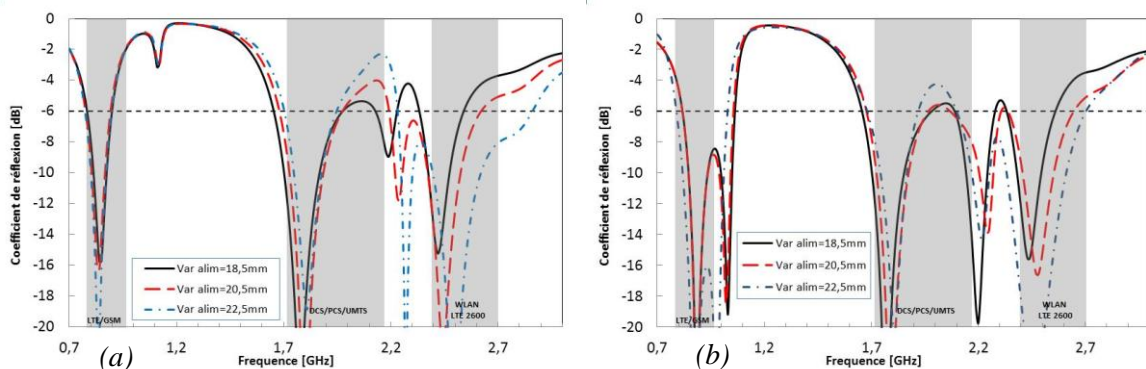


Figure IV-21 : Etude paramétrique  $S_{11}$  sur la distance *Var alim* avec *Var brin*=50mm de l'antenne IFLA-AC -  
(a) cas (a), (b) cas (b)

En augmentant la distance "Var alim", la fréquence est enfin décalée vers les fréquences supérieures à 2,5GHz.

A "Var alim"=22,5mm, nous couvrons les 200MHz de bande qu'il manquait. La bande WLAN/LTE 2600 est alors couverte en totalité, quand bien même nous constatons une remontée du  $S_{11}$  à 2GHz jusqu'à -4dB dans la bande DCS/PCS et UMTS.

A "Var alim"=20,5mm, l'antenne couvre la quasi-totalité des bandes à 50MHz près dans la bande WLAN/LTE 2600.

En optimisant les dimensions de tous les paramètres (longueur totale, emplacement du brin en "L", distance entre alimentation et court-circuit ...), nous avons déjà obtenu un couplage des résonances en basse fréquence et une bande passante de quasiment 1GHz pour les hautes fréquences.

Dès lors, ces résultats probants autant que prometteurs nous confortent à l'idée de réaliser une antenne aux dimensions souhaitées, en tenant compte de tous les paramètres étudiés précédemment, afin de confirmer la simulation et valider le concept de l'auto-complémentarité.

### IV.3. Prototypes et réalisation

---

Nous rappelons que l'antenne IFA-AC étudiée dans les précédents chapitres a laissé place à l'antenne IFLA-AC (*antenne IFA AC + élément "L"*) grâce aux dernières études paramétriques et à ses qualités propres lui permettant de s'imposer comme un objet communicant. Il convient désormais de la mettre en application en analysant dans un premier temps l'antenne IFLA simple et dans un second temps l'antenne IFLA-AC, ces deux étapes n'ayant pour seul objectif que de confirmer l'apport de l'auto-complémentarité dans l'élargissement de la bande passante.

#### IV.3.1. Antenne IFLA simple repliée

La géométrie et les dimensions optimisées de l'antenne IFLA simple sont représentées sur la **Figure IV-22**.

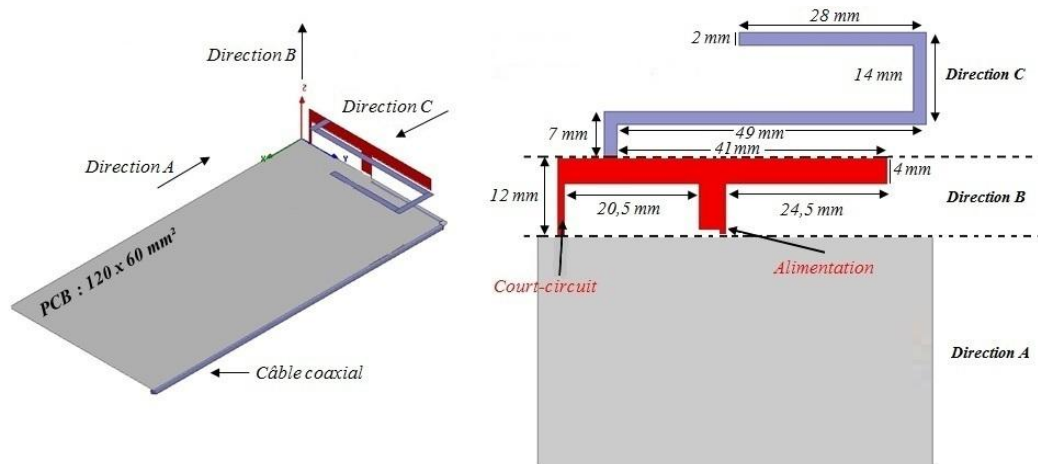


Figure IV-22 : Géométrie de l'antenne IFLA simple repliée

La réalisation de l'antenne est conforme à la réalisation des antennes précédentes. Son alimentation utilise un câble coaxial flexible comme évoqué au chapitre 3 (antenne IFA).

#### IV.3.1.1. Impédance d'entrée et coefficient de réflexion de l'antenne IFLA simple repliée

Visualisons sur la **Figure IV-23** les résultats des différentes caractéristiques radioélectriques ( $Re(z)$ ,  $Im(z)$  et  $S_{11}$ ) de l'antenne IFLA simple.

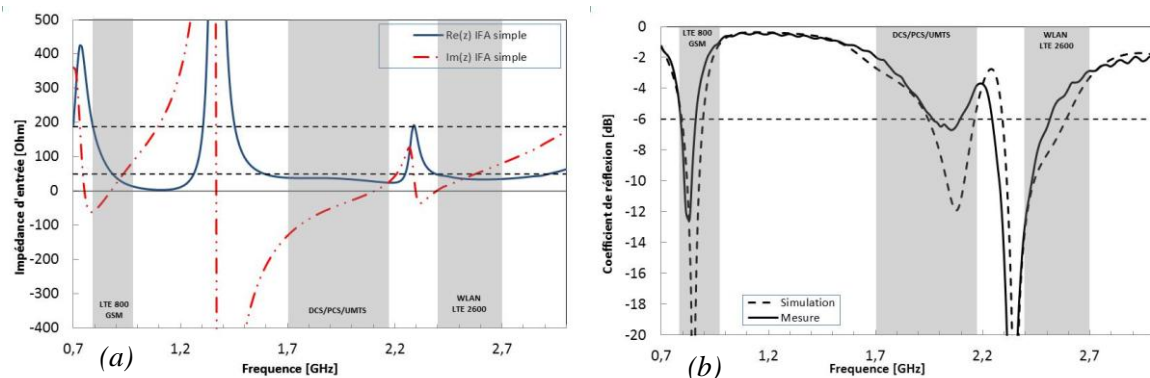


Figure IV-23 : IFLA simple - (a)  $Re(z)$ , (b)  $S_{11}$

- Nous constatons :
- une bonne concordance entre mesure et simulation du coefficient de réflexion.
  - trois pics de résonances aux fréquences de 750MHz, de 1350MHz et de 2300MHz.
  - une largeur de bande passante insuffisante.

Nous devons de fait élargir la bande passante afin d'assurer un fonctionnement optimal.



### IV.3.2. Antenne IFLA avec seulement l'élément IFA auto-complémentaire

Avant de rendre l'antenne entièrement AC, intéressons-nous au comportement de l'antenne avec le seul élément IFA (*en rouge*) auto-complémentaire.

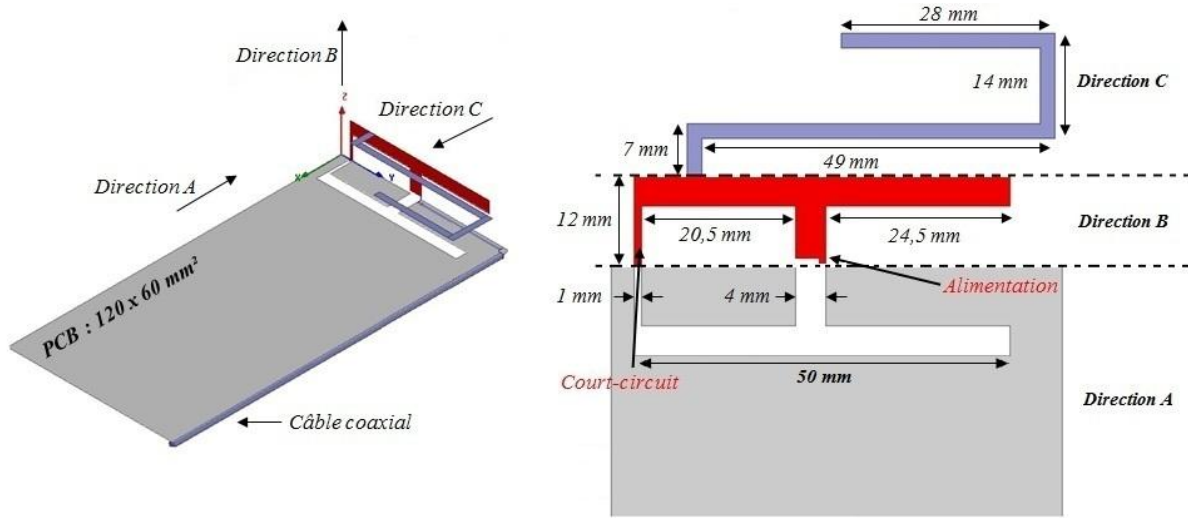


Figure IV-24 : Antenne IFLA avec seulement l'élément IFA (rouge) auto-complémentaire

#### IV.3.2.1. Alimentation de type cas (a)

Nous allons analyser l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion de l'antenne IFA-AC avec ajout du seul élément "L" non AC, alimentée dans le cas (a), **Figure IV-25**.

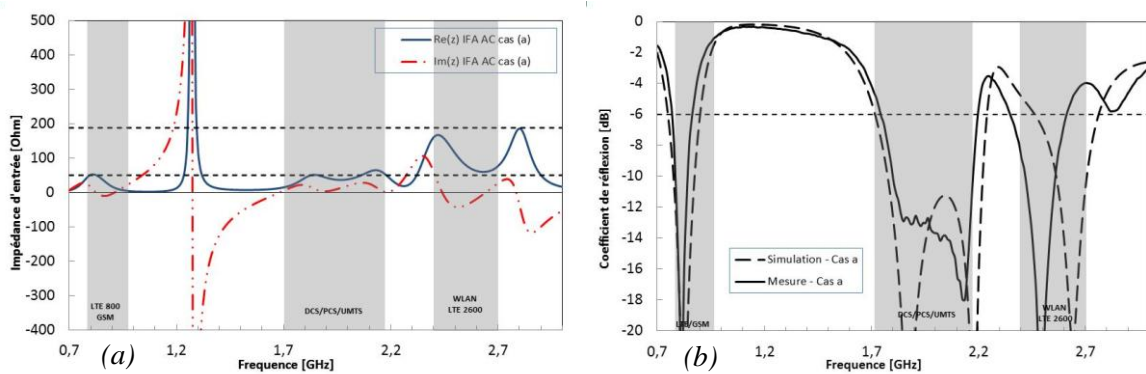


Figure IV-25 : IFA-AC + élément "L" non AC – Cas (a) – (a)  $Re(z)$ , (b)  $S_{11}$

Notons une bonne concordance entre les résultats de simulation et de mesure dans les bandes GSM/LTE et DCS/PCS/UMTS. Un décalage en fréquence existe dans les bandes WLAN et LTE 2600 ne permettant pas ainsi une couverture optimale des bandes. Nous pouvons remarquer aussi une amélioration de la bande passante en haute fréquence par rapport à l'antenne IFLA simple. A l'évidence, l'antenne couvre toutes les bandes DCS/PCS et UMTS et 90% des bandes WLAN et LTE 2600. La stabilité de la partie imaginaire est bien meilleure dans les bandes hautes qu'elle ne l'est dans l'antenne IFLA simple, **Figure IV-23**. Le niveau

d'adaptation du  $S_{11}$  dans les bandes LTE 800 et GSM est quasiment identique à celui de l'antenne IFLA simple. En ce qui concerne la bande passante, elle est un peu plus large, ce qui confirme une meilleure stabilité de l'impédance d'entrée de l'antenne quand bien même cette dernière ne couvre pas la totalité des deux bandes.

#### IV.3.2.2. Alimentation de type cas (b)

Nous allons analyser l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion de l'antenne IFA-AC avec ajout de l'élément "L" non AC, alimentée dans le cas (b), **Figure IV-26**.

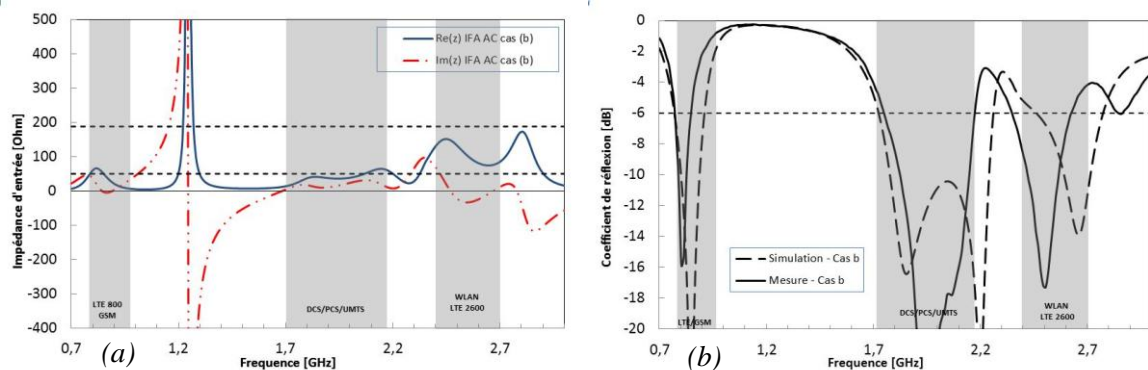


Figure IV-26 : IFA-AC + élément "L" non AC – Cas (b) – (a)  $Re(z)$ , (b)  $S_{11}$

En comparant les résultats de simulation et de mesure, nous constatons le même décalage en fréquence dans les bandes WLAN et LTE 2600 que la situation précédente. Le comportement de l'antenne alimentée dans le cas (b) reste assez semblable à celui de l'antenne alimentée dans le cas (a). Nous constatons simplement une légère amélioration de la bande passante et du niveau d'adaptation en haute fréquence. L'alimentation ne conditionne donc pas le comportement de cette antenne.

Nous pouvons conclure que l'obtention d'une large bande passante nécessite l'ajout de l'auto-complémentarité de l'élément en "L".

### IV.3.3. Antenne IFLA-AC

La géométrie et les dimensions de l'antenne IFLA-AC sont représentées **Figure IV-27**.

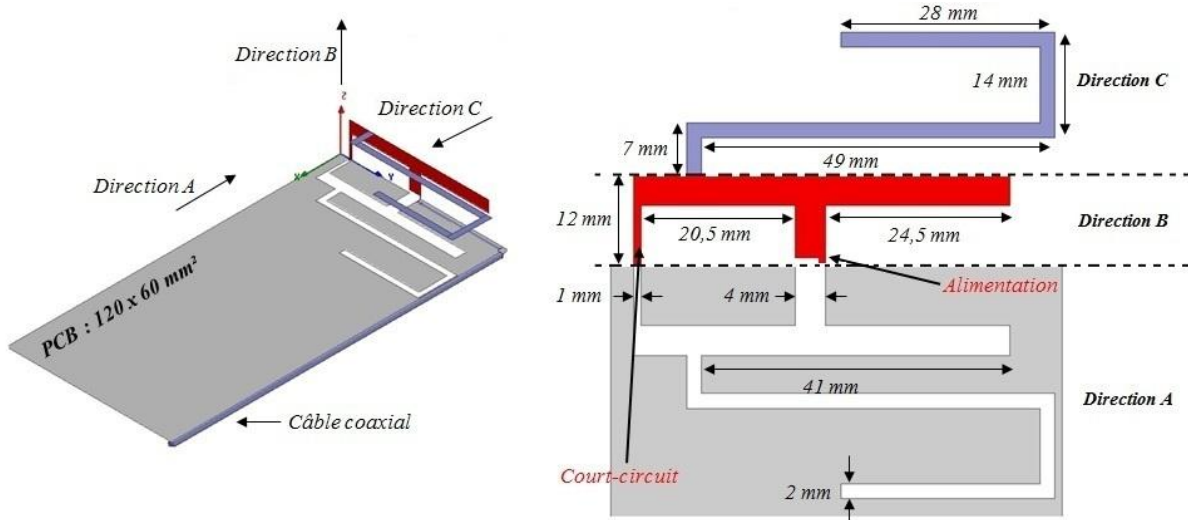


Figure IV-27 : Géométrie de l'antenne IFLA-AC

#### IV.3.3.1. Alimentation de type cas (a)

Pour rappel, dans le cas (a), l'alimentation est connectée entre l'élément IFA et les deux parties du PCB.

- **Impédance d'entrée et coefficient de réflexion de l'antenne IFLA-AC – Cas (a)**

La propriété des antennes AC est d'élargir la bande passante. Cette propriété se trouve confirmée par la **Figure IV-28** où nous constatons qu'il apparaît des résonances complémentaires couplées aux résonances de la structure non AC.

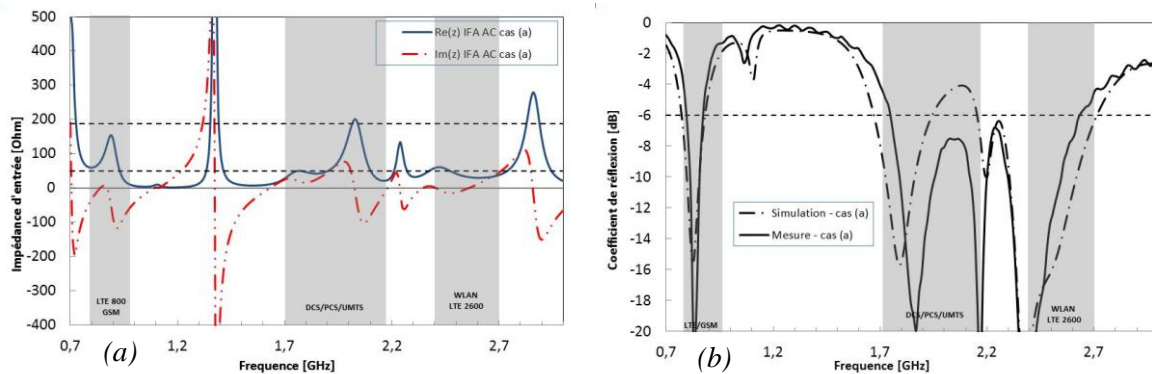


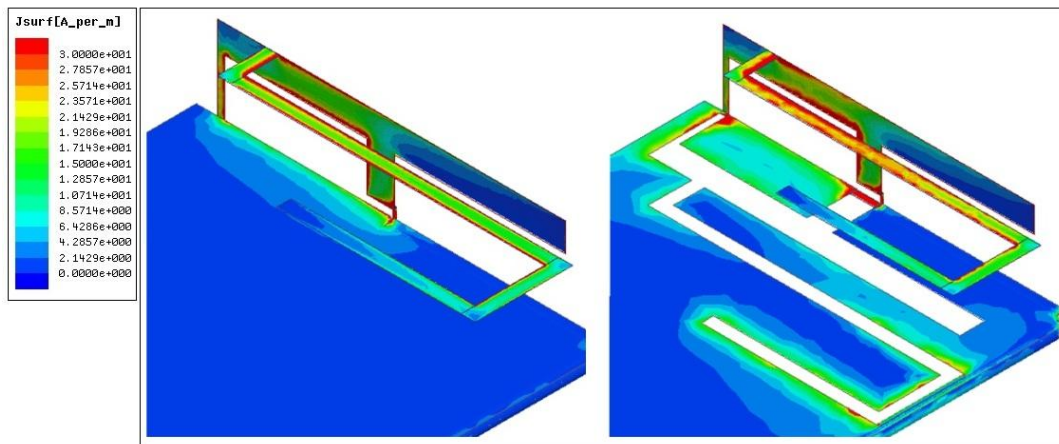
Figure IV-28 : IFLA AC cas (a) - (a)  $Re(z)$ , (b)  $S_{11}$

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne IFLA-AC coïncident bien avec ceux de la mesure. Les propriétés large bande des structures AC sont confirmées par les résultats du coefficient de réflexion. Ici, l'antenne est adaptée sur une grande partie des

standards à couvrir. En basse fréquence, les deux pics de résonances sont trop éloignés (850MHz et 1,15GHz) pour assurer une large bande passante. Dans les hautes fréquences, nous constatons une remontée du coefficient de réflexion, ce qui implique la désadaptation de l'antenne entre 2 et 2,2GHz.

- **Distribution des courants de l'antenne IFLA-AC - Cas (a)**

L'observation des courants de surface au niveau des structures non AC et AC, **Figure IV-29**, permet d'attester de la participation de la fente au fonctionnement de l'antenne.



**Figure IV-29 : Distribution des courants de l'antenne IFLA simple et de l'antenne IFLA-AC cas (a) à  $F=960\text{MHz}$**

A 960MHz, l'observation de la distribution des courants démontre la présence de points de concentration tant sur l'élément en "L" que sur le bord de la fente du brin en "L". A cette fréquence, si ces zones paraissent plus sensibles, elles ne permettent néanmoins pas à l'antenne de rayonner de façon optimale.

#### IV.3.3.2. Alimentation de type cas (b)

Pour rappel, dans le cas (b), l'alimentation est connectée entre l'élément IFA et la partie droite du PCB.

- **Impédance d'entrée et coefficient de réflexion de l'antenne IFLA-AC – Cas (b)**

Nous visualisons sur la **Figure IV-30** les résultats des différentes caractéristiques radioélectriques ( $Re(z)$ ,  $Im(z)$  et  $S_{11}$ ) de l'antenne IFLA-AC.

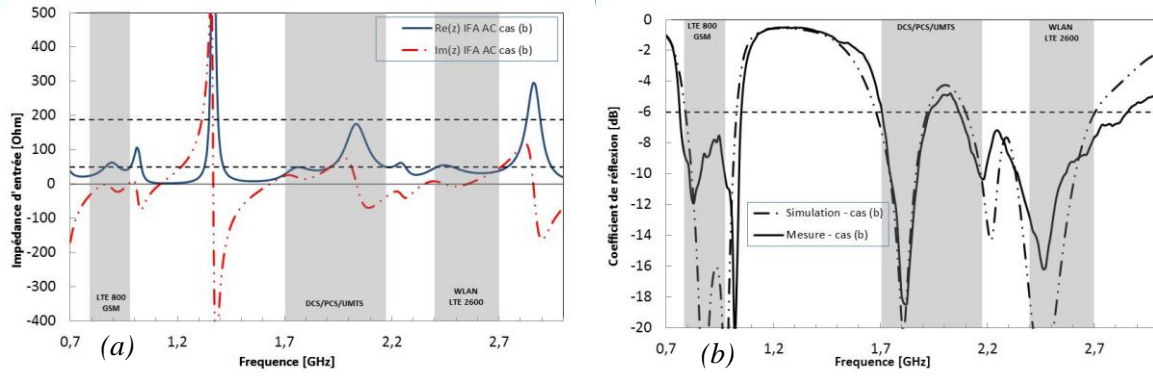


Figure IV-30 : IFLA AC cas (b) - (a)  $Re(z)$ , (b)  $S_{11}$

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne IFLA-AC coïncident bien avec ceux de la mesure. La bande passante obtenue en bande basse est de 310MHz en mesure tandis qu'elle est de 220MHz en simulation. A noter lors de la mesure, une légère remontée du coefficient de réflexion à 2GHz et l'obtention d'une bande passante plus large que celle obtenue en simulation pour un  $S_{11} < -6dB$ .

- **Distribution des courants de l'antenne IFLA-AC - Cas (b)**

L'observation des courants de surface au niveau des deux structures AC, **Figure IV-31**, permet là aussi d'attester de la participation de la fente au fonctionnement de l'antenne.

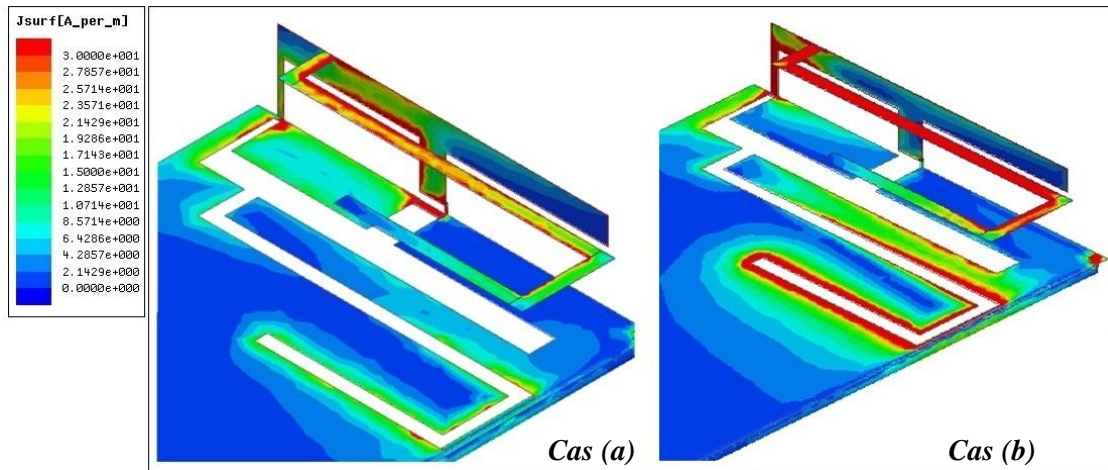


Figure IV-31 : Distribution des courants de l'antenne IFLA-AC cas (a) et cas (b) à  $F=960MHz$

A 960MHz, la distribution des courants observée sur la structure démontre la présence de points de concentration des courants à la fois sur l'élément en "L" et à la fois sur le bord de la fente du brin en "L". A noter qu'il existe une complémentarité entre les points chauds de la structure métallique et de la fente, à savoir une image inversée entre la concentration des courants sur le brin initial de l'élément en "L" et sur la partie la plus éloignée de la fente. Ces

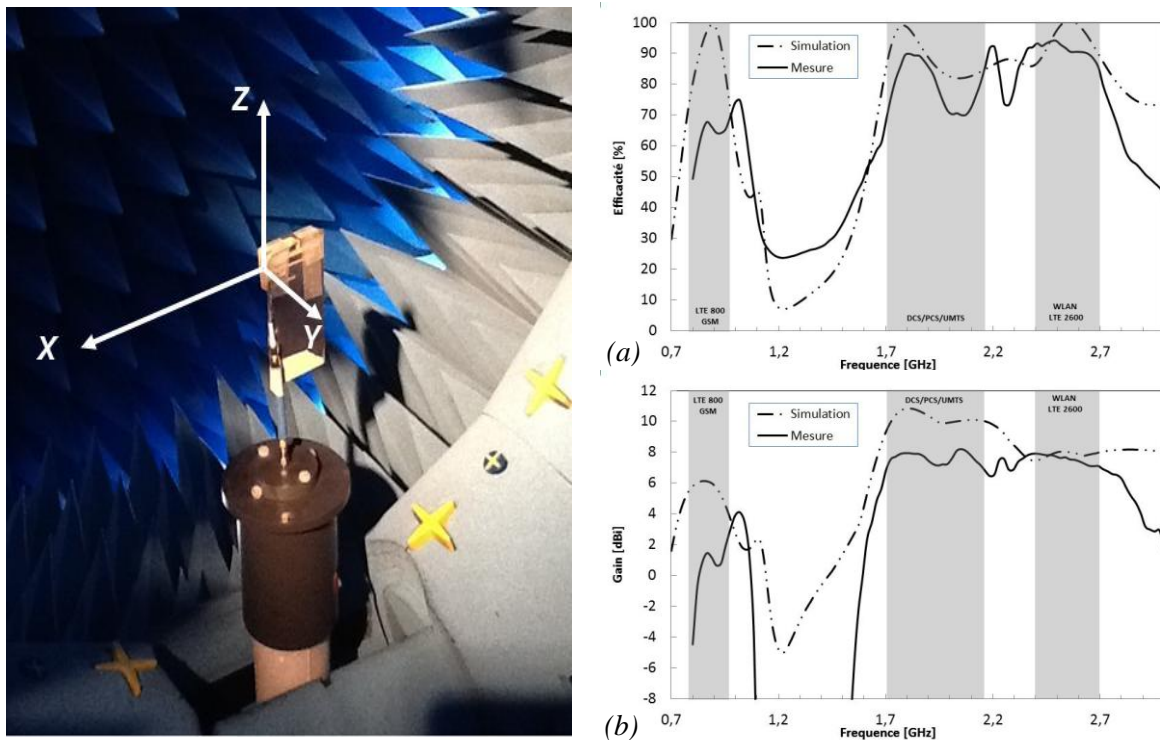
zones plus sensibles à cette fréquence jouent un rôle plus important que précédemment et permettent à l'antenne de rayonner de façon plus optimale.

Cette complémentarité entre fente et élément en "L" témoigne une fois encore de la dépendance de tous ces différents éléments entre eux dans une antenne AC.

- **Efficacité et gain maximal de l'antenne IFLA-AC - Cas (b)**

Bien entendu, le coefficient de réflexion ne suffit pas à lui seul à garantir le bon fonctionnement de l'antenne. L'efficacité et le gain sont deux paramètres essentiels pour ce type d'application. Au niveau de l'antenne, bonne efficacité et adaptation sous-entendent une réduction maximale de la dissipation d'énergie par pertes (*effets Joule*).

L'efficacité totale et le gain de notre antenne ont été évalués à l'aide du matériel Starlab de Satimo de nos partenaires Orange Labs La Turbie dans le projet SYMPA (**Figure IV-32**).



Le pourcentage d'efficacité de la structure est compris entre 50% et 70% en bande LTE 800 et GSM, et entre 75% et 90% dans les bandes hautes, **Figure IV-32**.

Le gain maximal est compris entre -4 et +3dB en bande LTE 800 et GSM et entre +7 et +8dB dans les bandes hautes. La chute de l'efficacité et du gain en bande basse (LTE 800 et GSM) peut trouver son origine dans le type d'alimentation utilisé pour la mesure.

Dans notre optique de miniaturisation et d'intégration, nous estimons que les valeurs relevées ici sont un bon compromis entre performance et encombrement.

- **Diagrammes de rayonnement de l'antenne IFLA-AC - Cas (b)**

Autant que le coefficient de réflexion, l'efficacité et le gain de l'antenne, le diagramme de rayonnement reste un paramètre important sinon essentiel à considérer dans ce type d'application. Tout prototype antennaire miniaturisé est essentiellement destiné à être inclus dans un appareil mobile. Il nous faut convenir qu'à l'évidence l'antenne ne sera pas dans une position définie et fixe dans le mesure où une couverture omnidirectionnelle est souhaitable.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne IFLA-AC sont représentés **Figure IV-33**. En jouant sur l'orientation de l'antenne, nous avons étudié son rayonnement dans les plans XY et YZ, à 800MHz, 1900MHz et 2550MHz. Les résultats simulés et mesurés sont obtenus dans tout l'espace.

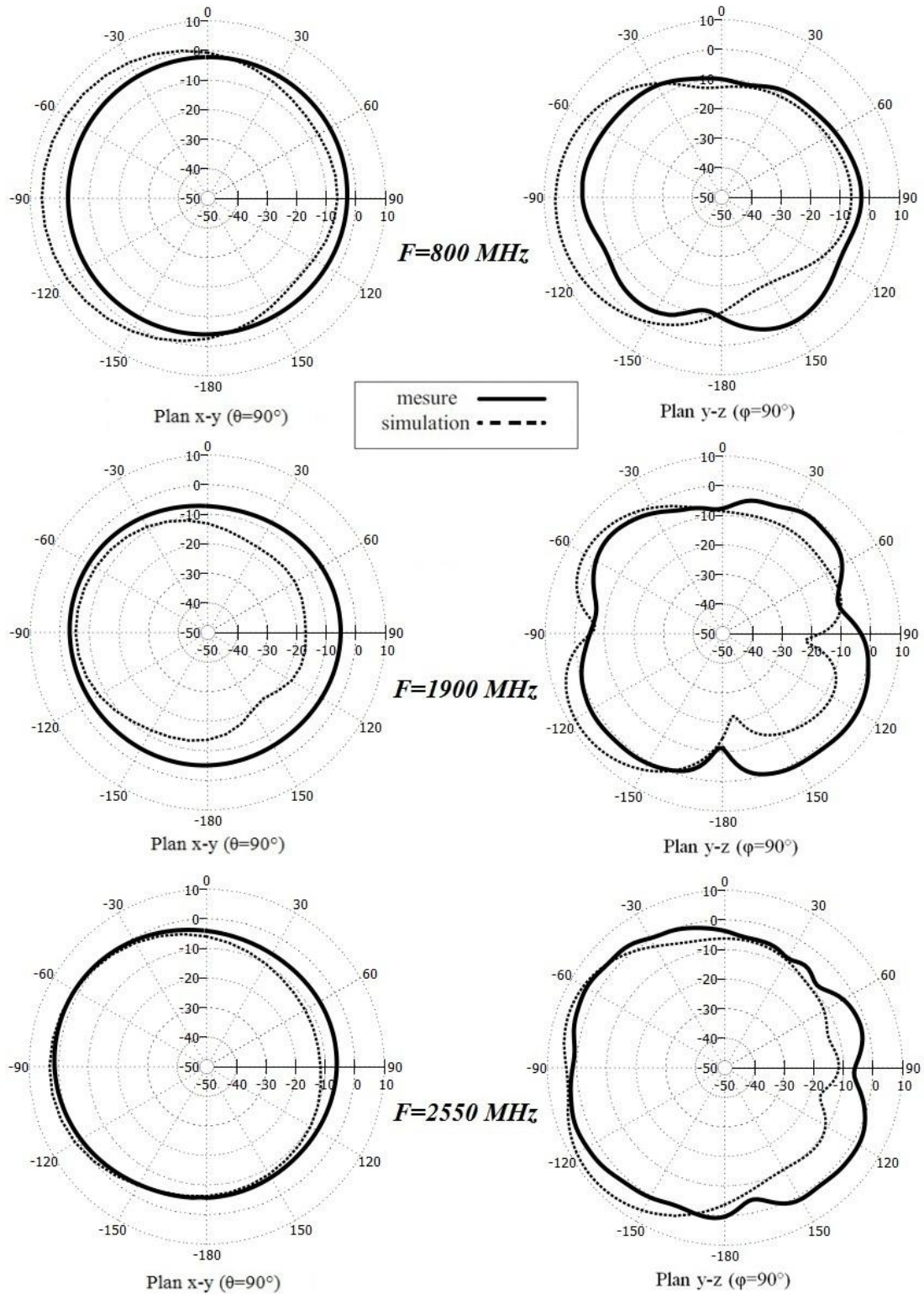


Figure IV-33 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne IFLA-AC cas (b) dans les deux plans orthogonaux

D'après l'ensemble des mesures, nous pouvons observer certains creux qui sont dus soit au câble coaxial utilisé pour alimenter l'antenne, soit à l'influence du plan de masse.

Ces diagrammes de type quasi-omnidirectionnel confirment la sensibilité de l'antenne, que la polarisation soit verticale ou horizontale.



Les valeurs maximales des gains mesurées sont respectivement de :

- -0,2dBi à  $\varphi=150^\circ$  dans le plan (x-y) et 0,5dBi à  $\theta=15^\circ$  dans le plan (y-z) à 1900MHz
- 0,3dBi à  $\varphi=75^\circ$  dans le plan (x-y) et 4dBi à  $\theta=45^\circ$  dans le plan (y-z) à 2550MHz

Au terme de ces deux études qui prenaient en compte deux techniques d'alimentation différentes, nous pouvons conclure que l'antenne IFLA-AC alimentée dans le cas (b) couvre la totalité des fréquences à l'étude. De fait nous l'avons retenue par rapport à l'antenne IFLA-AC disposant d'un autre type d'alimentation (*cas (a)*).

L'alimentation au même titre que les différents éléments témoignent une fois encore de la complexité du fonctionnement d'une structure rayonnante.

## IV.4. Conclusion

---

Nous avons réalisé étape après étape une antenne (*élément IFA-AC + élément "L" AC*) couvrant les standards de télécommunications actuels et répondant à la norme 4G. Ceci figurait l'objectif principal de notre projet de mise en forme d'une structure antennaire nouvelle, capable de s'intégrer dans les mobiles et autres outils interactifs. Toutes ces données supervisées par le cahier des charges justifiaient une synthèse que nous avons faite dans cette partie.

Cette synthèse, l'intégration et l'optimisation de l'élément en "L", nous a conduits à mettre en pratique différentes techniques de miniaturisation. Le premier enseignement à tirer est que la forte miniaturisation de l'antenne laisse très peu de place aux techniques classiques d'amélioration de la bande passante. Les espaces très réduits favorisent les pertes par effet Joule et les courants de retour dans le plan de masse.

Cette synthèse n'a été possible qu'en recourant à l'auto-complémentarité sur le couple antenne IFA + élément "L" sur PCB fini, laquelle auto-complémentarité nous a permis d'élargir la bande passante en basse fréquence et de couvrir aussi les bandes GSM et LTE 800. Nos premières tentatives concernant le design de l'élément en "L" et sa position n'ont pu être menées à terme étant donné les effets de couplage difficiles à maîtriser.

Les caractéristiques et les qualités d'une IFA et plus précisément, dans notre cas, d'une IFLA, laissent à penser que celle-ci peut répondre aux besoins de miniaturisation et d'intégration dans un terminal mobile ou dans tout autre objet communicant. Ses configurations géométriques, telles que la distance entre l'alimentation et le court-circuit, ou encore la longueur totale de la structure, supposent un caractère d'adaptabilité. En outre, son brin rayonnant dont la forme géométrique peut être modifiée au gré des nécessités est un facteur de réduction supplémentaire de l'encombrement global de la structure.

Simulations et études paramétriques tendent à prouver tout l'intérêt de cette antenne réduite intégrée dans un volume restreint aux dimensions formulées par le cahier des charges. Si les résultats obtenus sont encourageants, ils attestent de la validité des prototypes mis en œuvre et de leurs prochaines concrétisations. (Les prototypes des antennes étudiées sont reportés en **Annexe 5**).

Dans l'objectif même de cette concrétisation des prototypes antennaires, le cinquième et dernier chapitre abordera l'amélioration du lien radio dans des environnements naturels. Dans cet objectif, prônant différents concepts de diversité, nous entendons placer une deuxième antenne, semblable à la première, sur le même plan de masse d'une IFLA-AC.

## IV.5. Références

---

- [IV.1] L. Zaïd, G. Kossiavas, J.-Y. Dauvignac, "Dual-Frequency and Broad-Band Antennas with Stacked Quarter Wavelength Elements", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 4, April 1999.
- [IV.2] P. Ciais, R. Staraj, G. Kossiavas, C. Luxey, "Design of an Internal Quad-Band antenna For Mobile Phones", *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 14, Issue 4, pp. 148-150, April 2004.
- [IV.3] Y-J. Ren, "Ceramic Based Small LTE MIMO Handset Antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 2, February 2013.
- [IV.4] N. Takemura, "Inverted-FL Antenna with Self-Complementary Structure", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.57, no.10, October 2009.



# Chapitre V: Système antenne multiple à base d'éléments quasi-auto-complémentaires

## Chapitre V: Système antenne multiple à base d'éléments quasi-auto-complémentaires

---

	<b>129</b>
<b>V.1. Généralités sur les systèmes multi-antennes</b>	<b>131</b>
V.1.1. Evanouissement et multi-trajets	131
V.1.2. Systèmes multi-antennes	131
V.1.2.1. Problématique	131
V.1.2.2. Diversité d'antenne	132
<b>V.2. Découplage au sein de systèmes multi-antennaires</b>	<b>133</b>
<b>V.3. Systèmes multi-antennes à base d'éléments auto-complémentaires</b>	<b>136</b>
V.3.1. Première configuration – IFLA-AC 1 orthogonale à IFLA-AC 2	137
V.3.2. Deuxième configuration – IFLA-AC 1 en face de IFLA-AC 2	139
V.3.3. Troisième configuration – Ligne de neutralisation	141
V.3.4. Quatrième configuration – Modification du plan de masse	144
<b>V.4. Prototype et réalisation</b>	<b>146</b>
<b>V.5. Conclusion</b>	<b>148</b>
<b>V.6. Références</b>	<b>149</b>

Dans les chapitres précédents, nous avons étudié le principe des antennes auto-complémentaires. Afin de valider ce concept, nous avons réalisé une antenne IFLA-AC couvrant tous les standards de téléphonie actuels. Au quotidien, la majorité de ces objets communicants sans fil est utilisée dans des environnements contraints où la station de base se trouve à distance de l'unité mobile. Les différents types de transmissions sont donc conditionnés par un environnement multi-trajets, lequel, par l'existence de diverses structures métalliques réfléchissantes, peut satisfaire au maintien d'un signal cohérent même dans le cas de récepteurs n'étant pas en vue directe de l'émetteur (**Figure V-1**). Sachant ainsi que l'onde émise n'est pas unidirectionnelle, l'amélioration de la réception du lien radio devra reposer sur un système multi-antennes relevant des techniques dites de diversité et de MIMO exploitant au mieux l'information contenue dans deux ou plusieurs signaux transmis sur des voies de propagations indépendantes.

Ces techniques de diversité ont largement démontré leurs capacités à combattre les phénomènes d'évanouissement du signal et à améliorer les performances des liaisons sans fil en milieux difficiles [1, 2].

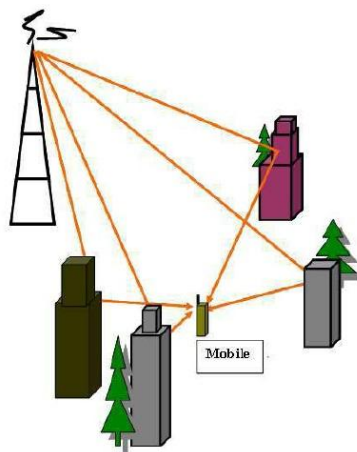


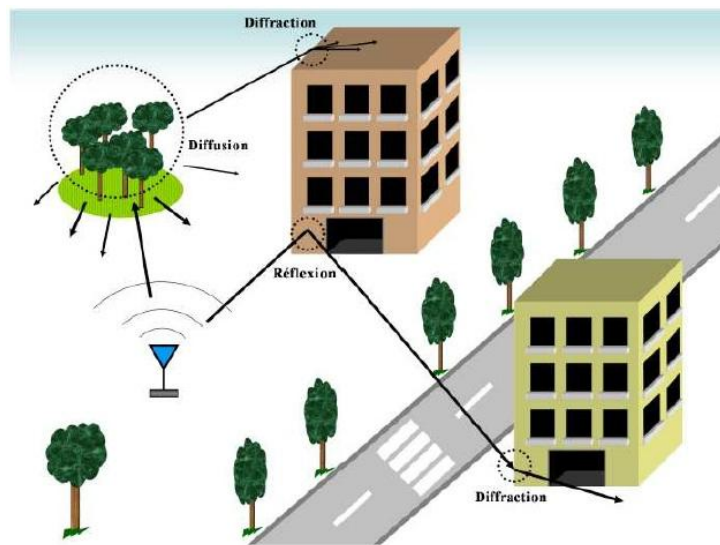
Figure V-1 : Propagation multi-trajets

C'est ainsi qu'il convient dans ce chapitre de faire au préalable le point sur l'état actuel des différentes techniques utilisées et de les adapter ensuite sur un même plan de masse de plusieurs configurations antennaires IFLA-AC, au niveau desquelles le couplage entre les éléments rayonnants devra être minimisé.

## V.1. Généralités sur les systèmes multi-antennes

### V.1.1. Evanouissement et multi-trajets

Dans les communications sans fil, les signaux émis sont sujets à des atténuations ou à des phénomènes d'évanouissement en raison des interactions physiques dans le canal de propagation. Ces interactions obligent encore le signal à dévier et à parcourir autant de chemins différents. Ces multiples trajets supposent que les ondes émises par une antenne sont réfléchies, diffractées et/ou diffusées par des obstacles dont la dimension est grande devant la longueur d'onde, **Figure V-2**.



*Figure V-2 : Interactions des ondes électromagnétiques avec l'environnement*

Aux trajets multiples répondent ainsi les techniques multi-antennes capables de minimiser le risque d'évanouissement. De plusieurs natures, celles-ci ont en commun de proposer plusieurs copies décorréélées du signal à l'émission et/ou à la réception. Les systèmes utilisant plusieurs antennes sont respectivement définis comme MISO (Multiple Input Single Output), SIMO (Single Input Multiple Output) et MIMO (Multiple Input Multiple Output).

### V.1.2. Systèmes multi-antennes

#### V.1.2.1. Problématique

Adaptation et rayonnement omnidirectionnel, petite taille et structure compacte, sont les caractéristiques essentielles d'une antenne nouvellement conçue, intégrable dans les terminaux mobiles. Nous concevons aisément la difficulté qu'il y aura à multiplier le nombre d'antennes miniatures dans ces terminaux de taille réduite. La proximité de ces structures



naira à leurs performances en raison du couplage mutuel entre les différents éléments rayonnants.

Dans le but précis de minimiser ce phénomène de couplage, nombre de solutions ont été apportées [V.3, V.4, V.5, V.6]. Il en ressort que la séparation entre les éléments rayonnants doit être au moins d'une demi-longueur d'onde et que leur géométrie, leur emplacement, leur diagramme de rayonnement, ... doivent être considéré comme autant de paramètres essentiels.

#### V.1.2.2. Diversité d'antenne

La diversité d'antennes implique qu'il n'y ait pas d'interférences autant dire qu'il n'y ait pas d'influences négatives réciproques entre les structures rayonnantes intégrées et que l'énergie transmise par les unes ne soit pas absorbée par les autres et vice-versa. La conséquence d'une telle interaction souligne la nécessité de rendre indépendantes les différentes structures rayonnantes. C'est déjà mettre l'accent sur le caractère essentiel d'une bonne isolation ...

Dans le cas d'un système à 2 antennes, réduire le couplage, c'est donc augmenter l'isolation entre les deux accès d'alimentation des antennes. Minimiser les paramètres  $S_{21}$  et  $S_{12}$  impose que leur faible niveau d'isolation ne dégrade pas l'efficacité totale des deux antennes. Ainsi maximiser l'énergie rayonnée par une antenne alimentée, c'est s'assurer que l'énergie qui lui est fournie n'est pas absorbée par la seconde antenne.

Pour optimiser ces paramètres, il convient de modifier la position (*diversité spatiale*) et l'orientation (*diversité de polarisation*) des antennes sur le PCB. Cela revient à éloigner au maximum les éléments rayonnants les uns des autres en disposant chaque antenne à une extrémité du PCB [V.7] dans le but de décorréler les signaux reçus [V.8, V.9]. En effet, le coefficient de corrélation est un autre paramètre très important à prendre en compte. Dans les systèmes MIMO et/ou à diversité, l'apparition du couplage mutuel va entraîner une augmentation de l'enveloppe de corrélation et par conséquent dégrader le gain en diversité du système. L'enveloppe de corrélation  $\rho_e$  peut être exprimée comme le module au carré de la corrélation complexe  $\rho_{21}$  [V.10]:

$$\rho_e = |\rho_{21}|^2 \quad (\text{V-1})$$

La diversité de diagrammes nécessite que le rayonnement des antennes 1 et 2 soit suffisamment distinct. L'indépendance des signaux est influencée par leur corrélation : si celle-ci est la plus faible possible, elle est garante de cette indépendance. La valeur réelle de l'enveloppe de corrélation peut alors être déduite à partir des diagrammes de rayonnement en

champ lointain ou à partir des paramètres  $S_{ij}$  des antennes en question (équation (V-2)). A partir des diagrammes de rayonnement, l'enveloppe de corrélation est définie par l'équation (V-3) dans laquelle  $E_{\theta 1}(\Omega)$  et  $E_{\theta 2}(\Omega)$  sont les champs en  $\theta$  des antennes 1 et 2 et  $E_{\varphi 1}(\Omega)$  et  $E_{\varphi 2}(\Omega)$  sont les champs en  $\varphi$  dans l'espace ( $\Omega$ ). Deux modes de calculs sont possibles :

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

$$\rho_e = \frac{\left( \int (E_{\theta 1}(\Omega) E_{\theta 2}^*(\Omega) + E_{\varphi 1}(\Omega) E_{\varphi 2}^*(\Omega)) d(\Omega) \right)^2}{\int (G_{\theta 1}(\Omega) + G_{\varphi 1}(\Omega)) d(\Omega) \cdot \int (G_{\theta 2}(\Omega) + G_{\varphi 2}(\Omega)) d(\Omega)} \quad (\text{V-3})$$

Où  $G_{\theta} = E_{\theta}(\Omega) \cdot E_{\theta}^*(\Omega)$  et  $G_{\varphi} = E_{\varphi}(\Omega) \cdot E_{\varphi}^*(\Omega)$

La valeur de ce coefficient est naturellement comprise entre zéro et un. Dans la littérature, [V.11, V.12], il est admis qu'une amélioration raisonnable du lien radio est obtenue lorsque ce même coefficient de corrélation est inférieur à 0,7.

Après ces rappels indispensables à la compréhension de la diversité, nous allons maintenant présenter les techniques utilisées dans les systèmes multi-antennes avec pour objectif premier d'augmenter l'isolation entre ces dernières.

## V.2. Découplage au sein de systèmes multi-antennaires

---

Comme nous venons de le voir, l'emplacement des antennes conditionne la qualité du signal. Dans ce sens, des travaux théoriques et pratiques ont été effectués par Y-J. Ren [V.13], justement pour déterminer l'emplacement de structures antennaires et couvrir les bandes LTE 800, GSM, DCS/PCS/UMTS et WLAN/LTE 2600, **Figure V-3**.

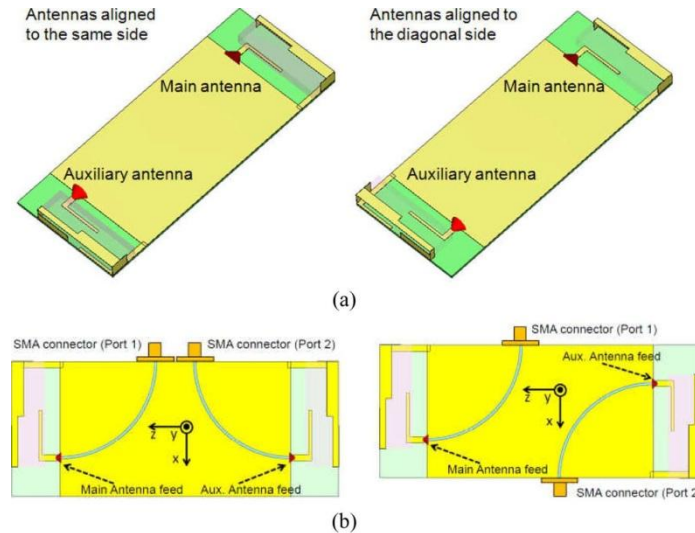


Figure V-3 : Configuration des antennes dans les travaux d'Y.-J. Ren [V.13]

Nous constatons ici deux configurations. Les antennes identiques sont dans le premier cas disposées en miroir selon l'axe  $x$  (*le même côté se faisant face*). Dans le deuxième cas, si elles sont disposées en miroir selon l'axe  $x$ , elles sont présentées tête-bêche, l'une face à l'autre. Disposant de propriétés diélectriques très intéressantes, la céramique a été choisie comme support isolant car elle permet de découpler les antennes en basse fréquence ( $< -10\text{dB}$ ). Le coefficient de corrélation obtenu avec ce matériau est inférieur à 0,4 dans les deux configurations.

K-L. Wong, [V.14], a également proposé sa méthode, laquelle consiste à utiliser deux antennes différentes disposées chacune à une extrémité du PCB et ceci de façon perpendiculaire, **Figure V-4**. Avec celle-ci, nous obtenons également une bonne isolation dans toutes les bandes ( $< -30\text{dB}$ ).

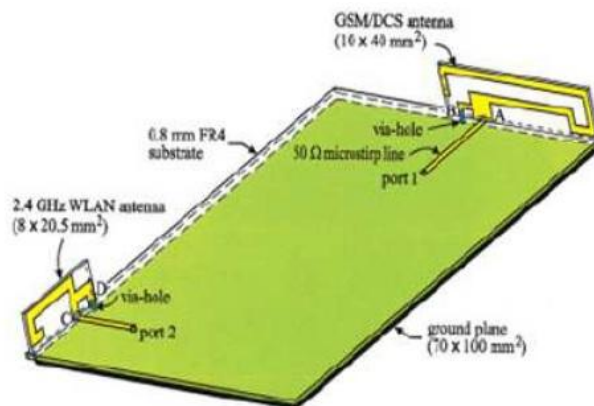


Figure V-4 : Configuration des antennes dans les travaux de K-L. Wong [V.14]

Modifier le plan de masse est également une autre technique utilisée qui vise à diminuer le couplage entre les éléments [V.15, V.16], **Figure V-5**.

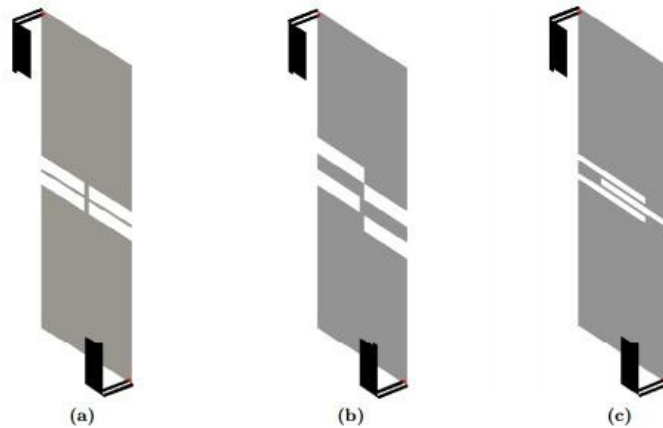


Figure V-5 : Modification du plan de masse par l'insertion de fentes [V.15]

La présence ici de courants sur le plan de masse est un phénomène majoritairement responsable du couplage. Cette modification (cf. articles [V.17] et [V.18]) consiste à insérer des fentes dans le plan de masse. La conception de ce système utilise deux antennes PIFA. Le plan de masse crée ici un filtre sélectif influant favorablement sur l'isolation : celle-ci passe de -3dB à -17dB, **Figure V-6**.

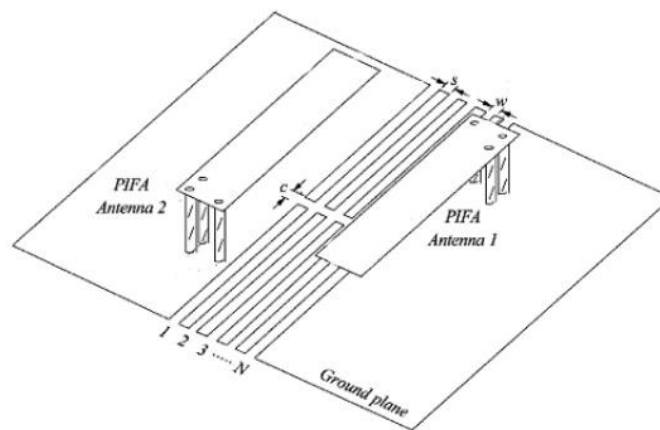


Figure V-6 : Configuration des antennes avec insertion de fentes dans le PCB [V.17]

A. Diallo [V.19] en 2007 a complété ces différentes études en développant une nouvelle méthode. Il a supposé qu'une ligne de neutralisation entre les deux éléments PIFA pouvait réduire le couplage mutuel entre les accès, **Figure V-7**. L'ajout de cette ligne, qui permet d'isoler efficacement les antennes, a été développé par le LEAT.

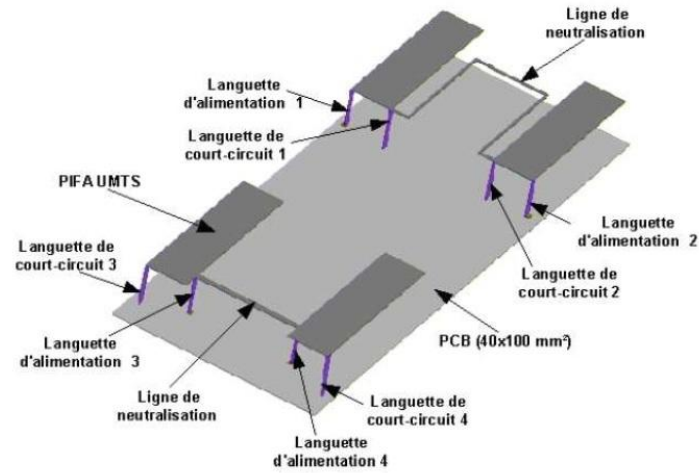


Figure V-7 : Découplage d'antennes PIFA avec lignes de neutralisation

Ces diverses techniques tendent à prouver que les procédés de neutralisation ont une influence remarquable sur de nombreuses antennes et autant de plans de masse de taille différente, **Figure V-8**, [V.20].

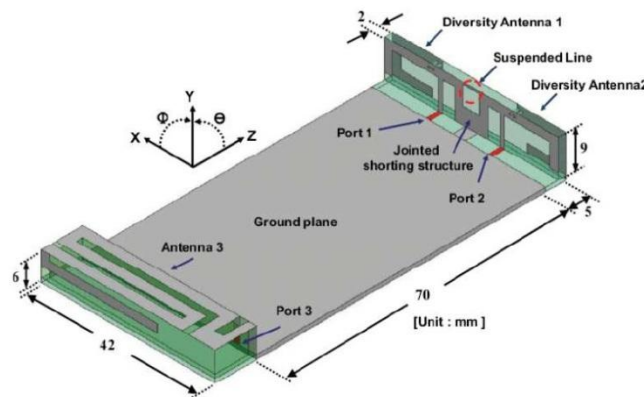


Figure V-8 : Structure proposée par J. Byun [V.20]

Après avoir présenté ces techniques, nous avons constaté qu'une faible corrélation pouvait être obtenue par ajustement de l'espacement entre les antennes. Quand celles-ci sont trop rapprochées, une forte corrélation apparaît impliquant qu'aucun gain de diversité ne pourra être atteint. Par conséquent, il importe d'exploiter la diversité sous ces différentes formes. Parmi ces dernières, les techniques d'isolation méritent d'être présentées ci-dessous sous nombre de concepts.

### V.3. Systèmes multi-antennes à base d'éléments auto-complémentaires

Dans le projet SYMPA, nous avons convenu d'insérer deux éléments rayonnants identiques sur un plan de masse de taille finie ( $120 \times 60\text{mm}^2$ ). Pour cela nous avons implanté deux

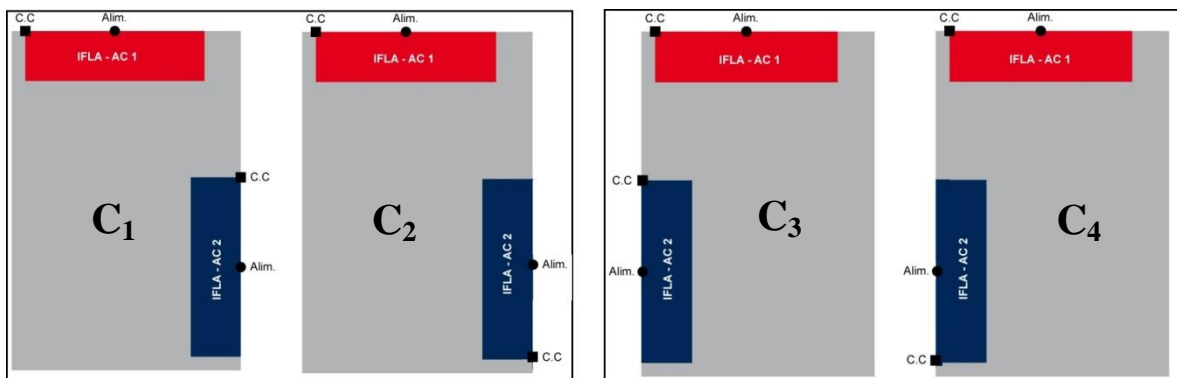
antennes IFLA-AC sur le même PCB. La mise en œuvre des principes de la diversité et/ou MIMO et la recherche de la meilleure isolation entre accès devaient nous permettre d'obtenir un signal optimal dans les bandes de fréquences de notre étude.

La mise en forme de différentes configurations nous conduira alors à isoler au mieux nos deux antennes et à en consigner les résultats dans les tableaux ci-dessous.

### V.3.1. Première configuration – IFLA-AC 1 orthogonale à IFLA-AC 2

En disposant chaque antenne aux extrémités du PCB, nous avons introduit, lors de notre première étude, de la diversité spatiale. Nous savons que plus les antennes sont éloignées l'une de l'autre, plus la corrélation entre signaux reçus sera faible. Il nous reste à déterminer naturellement la distance qui assurera l'indépendance des signaux reçus, tout en respectant les contraintes dimensionnelles des objets communicants. Cependant, en disposant la deuxième antenne de façon perpendiculaire à la première, nous avons introduit également de la diversité de polarisation. Le principe de la diversité de polarisation consiste à récupérer au niveau du terminal mobile les signaux sous deux polarisations différentes.

Les quatre différentes configurations (*les deux antennes IFLA-AC sont placées perpendiculairement l'une par rapport à l'autre*) que nous allons étudier sont représentées sur la **Figure V-9**.



**Figure V-9 : Première configuration - Antenne IFLA-AC 1 orthogonale à l'antenne IFLA-AC 2**

Dans les différents cas, le court-circuit (C.C) et l'alimentation (Alim.) sont placés de façon identique sur l'antenne IFLA-AC 1 (*en rouge*). En revanche, l'alimentation et le court-circuit sont placés différemment sur l'antenne IFLA-AC 2. A titre de synthèse, nous allons dresser un tableau récapitulatif des configurations et des performances obtenues par les structures C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub> et C<sub>4</sub>.

		$S_{11}$ (dB)		$S_{22}$ (dB)		$S_{12}$ (dB)	
		Min	Max	Min	Max	Min	Max
$C_1$	LTE/GSM	-25	-4	-9	-1	-25	-8
	DSC/PCS/UMTS	-12	-6,5	-12	-5	-25	-20
	WLAN/LTE	-13	-6	-9	-4	-23	-15
$C_2$	LTE/GSM	-25	-3	-6	-2	-12	-7
	DSC/PCS/UMTS	-20	-4	-14	-6	-17	-12
	WLAN/LTE	-17	-5	-7	-5	-15	-12
$C_3$	LTE/GSM	-16	-4	-9	-1	-25	-5
	DSC/PCS/UMTS	-25	-5	-12	-6	-35	-14
	WLAN/LTE	-17	-5	-25	-4	-25	-20
$C_4$	LTE/GSM	-25	-3	-7	-2	-12	-7
	DSC/PCS/UMTS	-19	-4	-16	-5	-25	-11
	WLAN/LTE	-18	-5	-8	-6	-25	-22

Tableau V- 1 : Résultats obtenus pour les configurations  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  et  $C_4$

Dans tous les cas, la distance qui sépare IFLA-AC 1 et IFLA-AC 2 est de 63mm, soit  $0,16\lambda$  à 790MHz. Si en théorie, la distance doit être d'une demi-longueur d'onde, elle est ici en pratique inférieure, ce qui explique un couplage important en basse fréquence.

La meilleure isolation est obtenue avec la configuration  $C_1$ . En nous référant à la **Figure V-10**, nous allons tracer le coefficient de réflexion des deux antennes ainsi que le coefficient de transmission ( $S_{12}$ ) de l'antenne IFLA-AC 1 par rapport à l'antenne IFLA-AC 2. Les résultats des autres configurations sont reportés en **Annexe 2**.

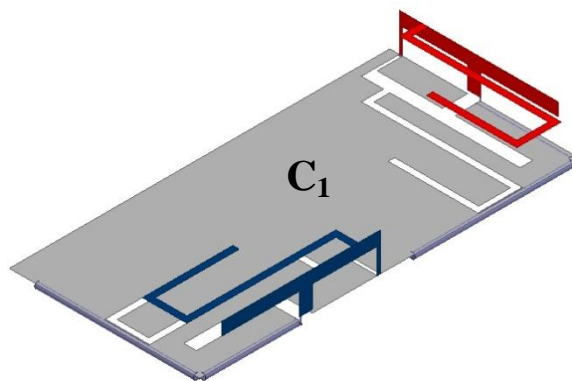
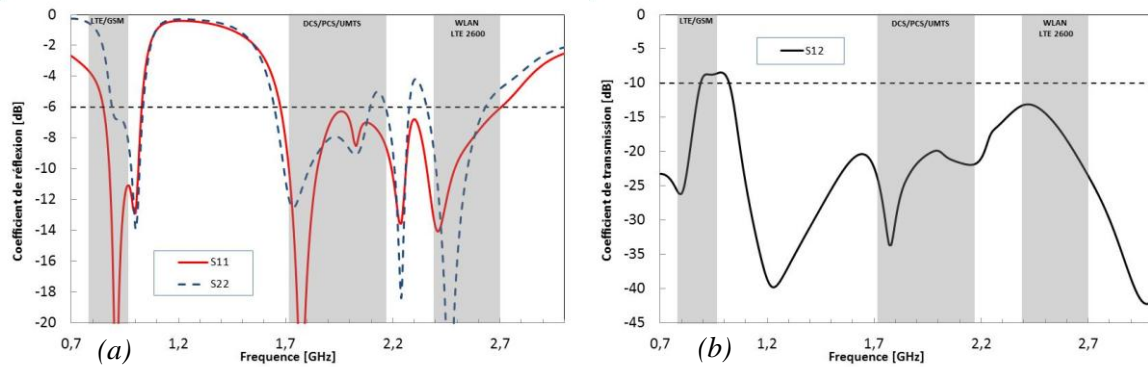


Figure V-10 : Géométrie du système antenne  $C_1$

Les résultats de simulations des paramètres  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  et du  $S_{12}$  sont représentés **Figure V-11**.

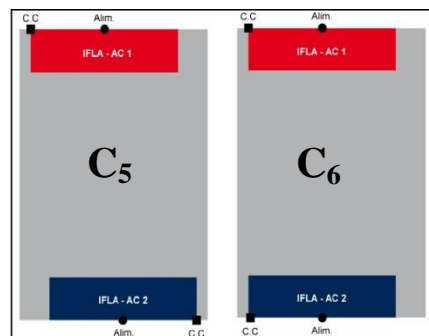


**Figure V-11** : Système antenne  $C_1$  – (a)  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  et (b)  $S_{12}$

Le fait d'ajouter une deuxième antenne assez proche de la première modifie légèrement leur fréquence de résonance. Dans ce sens, une optimisation des antennes serait nécessaire pour couvrir les bandes LTE/GSM avec les performances d'adaptation souhaitées ( $S_{11} < -6\text{dB}$ ). L'isolation entre les accès des deux antennes n'est que de  $-8,5\text{dB}$  en bande basse ce qui confirme qu'une partie de l'énergie de la première antenne est absorbée par la seconde **Figure V-11**. Cependant, en haute fréquence, l'isolation entre les accès est satisfaisante, ce qui est corrélé par le niveau du coefficient de transmission de  $S_{12} < -15\text{dB}$ .

### V.3.2. Deuxième configuration – IFLA-AC 1 en face de IFLA-AC 2

Nous avons disposé deux éléments rayonnants identiques aux deux extrémités du PCB. Les antennes sont en  $C_5$  disposées de manière antisymétrique par rapport à l'axe x (*le même côté se faisant face*). En  $C_6$ , si elles sont symétriques par rapport à ce même axe x, elles sont présentées tête-bêche l'une face à l'autre. Les différentes configurations que nous allons étudier sont représentées sur la **Figure V-12**.



**Figure V-12** : Deuxième configuration - Antenne IFLA-AC 1 en face de l'antenne IFLA-AC 2

Nous allons dresser un tableau récapitulatif des configurations et des performances obtenues par les structures  $C_5$  et  $C_6$ .



		$S_{11}$ (dB)		$S_{22}$ (dB)		$S_{12}$ (dB)	
		Min	Max	Min	Max	Min	Max
$C_5$	LTE/GSM	-15	-3	-15	-3	-13	-5
	DSC/PCS/UMTS	-18	-5	-18	-5	-14	-6
	WLAN/LTE	-19	-5,5	-19	-5,5	-15	-13
$C_6$	LTE/GSM	-14	-2	-14	-2	-12	-5
	DSC/PCS/UMTS	-18	-4	-18	-4	-20	-8
	WLAN/LTE	-19	-5	-19	-5	-20	-15

Tableau V- 2 : Résultats obtenus pour les configurations  $C_5$  et  $C_6$

La meilleure isolation est obtenue avec la configuration  $C_6$ , **Figure V-13**.

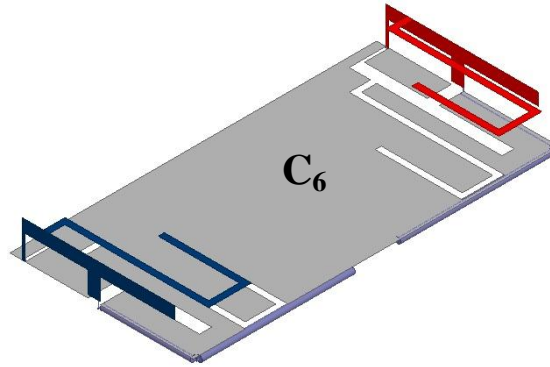


Figure V-13 : Géométrie du système antenne  $C_6$

Nous allons tracer le coefficient de réflexion des deux antennes ainsi que le coefficient de transmission ( $S_{12}$ ) de l'antenne IFLA-AC 1 par rapport à l'antenne IFLA-AC 2. Les résultats de la configuration  $C_5$  sont reportés en **Annexe 2**.

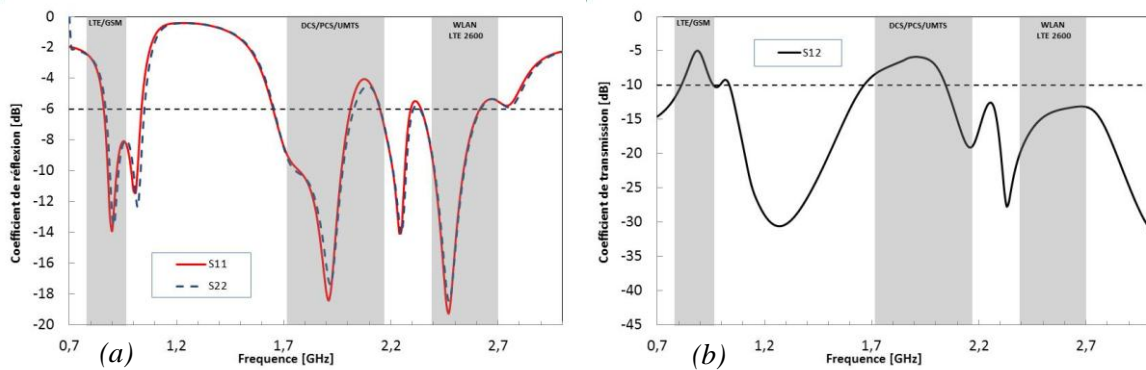


Figure V-14 : Système antenne  $C_6$  – (a)  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  et (b)  $S_{12}$

Dans les différents cas, la distance qui sépare IFLA-AC 1 et IFLA-AC 2 est de 120mm, soit  $0,31\lambda$  à 790MHz. Ici aussi cette distance n'est pas d'une demi-longueur d'onde ce qui explique un couplage important en basse fréquence.

En termes d'adaptation, les deux antennes ont exactement le même comportement. Leur optimisation serait nécessaire ici aussi pour couvrir les bandes LTE 800/GSM avec de meilleures performances. Cependant si l'antenne IFLA-AC 2 est mieux adaptée que précédemment dans les basses fréquences, nos deux antennes sont fortement couplées aussi bien dans les bandes LTE 800/GSM :  $S_{12} < -5\text{dB}$  que dans les bandes DSC/PCS et UMTS :  $S_{12} < -6\text{dB}$ .

### V.3.3. Troisième configuration – Ligne de neutralisation

Une solution plus innovante consiste à relier les courts-circuits des deux antennes IFLA-AC par une fine ligne de neutralisation positionnée à la hauteur des éléments rayonnants, **Figure V-15**. Cette ligne caractérisée par une très forte impédance peut donc être considérée comme une inductance. Cette technique est basée sur le fait qu'un couplage électromagnétique entre deux antennes IFA est principalement capacitif, d'où l'intérêt de sa présence. En général, une ligne reliée entre les deux courts-circuits des deux antennes propose une meilleure isolation entre chaque accès [V-21], ce qui a ici motivé notre choix.

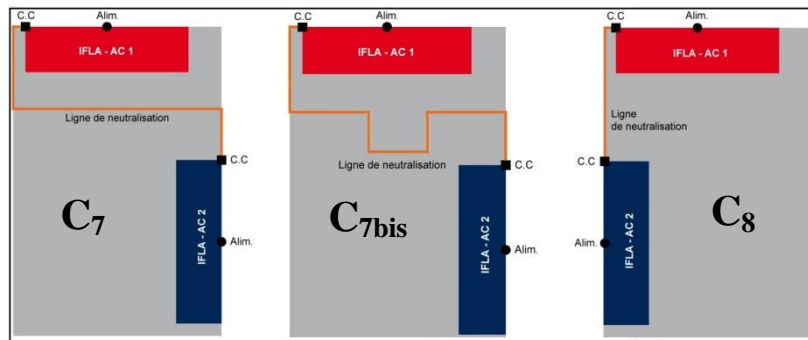


Figure V-15 : Troisième configuration – Insertion d'une ligne de neutralisation

A titre de synthèse, nous allons dresser un tableau récapitulatif des configurations et des performances obtenues par les structures  $C_7$ ,  $C_{7bis}$  et  $C_8$ .

		$S_{11}$ (dB)		$S_{22}$ (dB)		$S_{12}$ (dB)	
		Min	Max	Min	Max	Min	Max
$C_7$	LTE/GSM	-25	-5	-9	-1	-27	-9
	DSC/PCS/UMTS	-25	-6	-11	-5	-25	-17
	WLAN/LTE	-14	-6	-28	-4	-23	-15
$C_{7bis}$	LTE/GSM	-16	-4	-14	-1	-27	-10
	DSC/PCS/UMTS	-17	-5	-12	-5	-25	-15
	WLAN/LTE	-16	-5,5	-25	-5	-22	-14
$C_8$	LTE/GSM	-13	-3	-8	-1	-19	-5
	DSC/PCS/UMTS	-17	-5	-12	-5,5	-38	-12
	WLAN/LTE	-25	-4	-25	-4	-22	-17

Tableau V- 3 : Résultats obtenus pour les configurations  $C_7$ ,  $C_{7bis}$  et  $C_8$

Nous allons étudier plus en détails les configurations  $C_7$  et  $C_{7bis}$ , qui proposent une meilleure isolation. Les deux géométries du système antenne sont détaillées sur la **Figure V-16**.

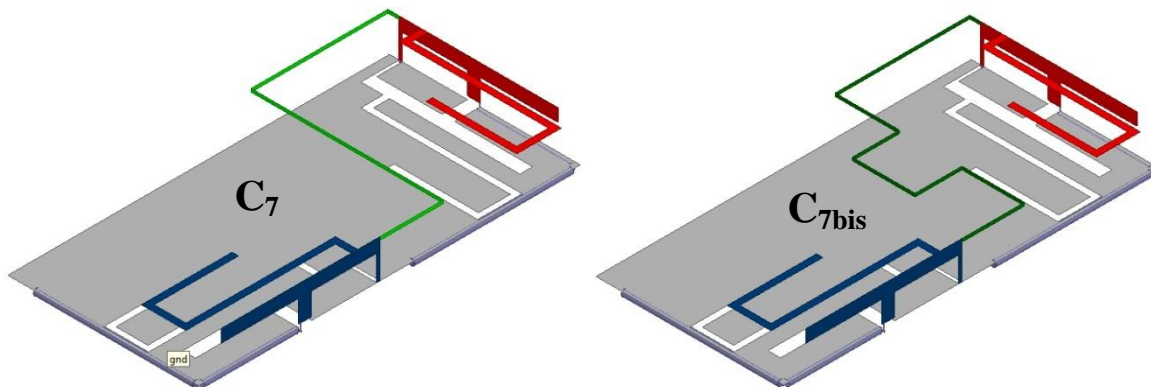


Figure V-16 : Géométrie des systèmes antennes  $C_7$  et  $C_{7bis}$

Les résultats de simulations du  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  et du  $S_{12}$  sont représentés sur la **Figure V-17**. Les résultats de la configuration  $C_8$  sont reportés en **Annexe 2**.

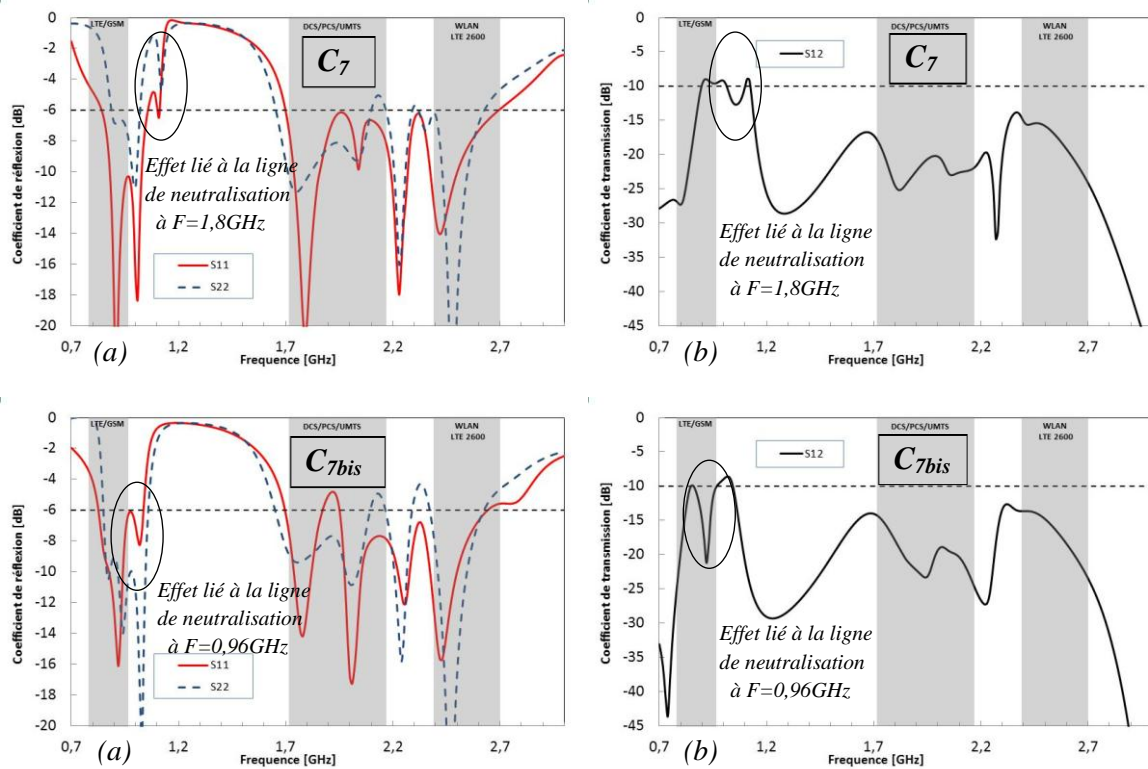


Figure V-17 : Systèmes antennes  $C_7$  et  $C_{7bis}$  – (a)  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  et (b)  $S_{12}$

Après optimisation de la longueur de la ligne en question, les performances en termes d'isolation sont améliorées. La ligne, dont l'importance vient de se vérifier, a une longueur de 127mm, soit  $\lambda/2$  à 1,18GHz dans la configuration  $C_7$  et une longueur de 156mm, soit  $\lambda/2$  à 0,96GHz. Nous pouvons juger de son influence à travers les deux fréquences de fonctionnement (1,18GHz et 0,96GHz) : nous constatons une chute du  $S_{12}$  et un pic du  $S_{11}$  et du  $S_{22}$ .

Quant au critère d'adaptation, qui a été défini à -6dB dans la bande LTE/GSM, celui-ci n'est pas entièrement satisfait pour nos deux antennes (**Figure V-17**). Cependant, l'augmentation de la longueur de la ligne améliore l'adaptation de l'antenne IFLA-AC 2. En conséquence, l'insertion d'une ligne de neutralisation, d'une longueur optimale adaptée à notre objet communicant, réduit sensiblement le couplage de deux antennes à une fréquence considérée. Son influence ne s'arrête cependant pas là : sa présence induit un décalage de la fréquence de résonance des antennes mais réduit également leur bande passante. Ce point délicat du décalage en fréquence peut être toutefois résolu par l'optimisation des éléments rayonnants.

### V.3.4. Quatrième configuration – Modification du plan de masse

Après l'insertion d'une ligne de neutralisation, nous avons cru bon de modifier le plan de masse en insérant des fentes dans celui-ci pour tenter de réduire au maximum le couplage **Figure V-18**.

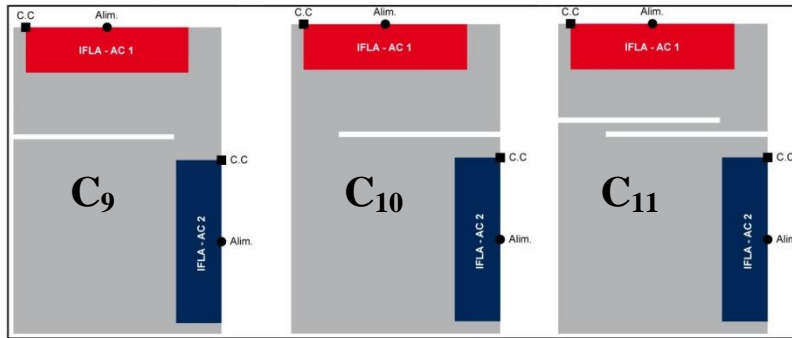


Figure V-18 : Quatrième configuration – Modification du plan de masse par l'insertion de fentes

Les différents résultats sont regroupés dans le tableau ci-dessous.

		$S_{11}$ (dB)		$S_{22}$ (dB)		$S_{12}$ (dB)	
		Min	Max	Min	Max	Min	Max
$C_9$	LTE/GSM	-25	-4	-7	-1	-29	-9
	DSC/PCS/UMTS	-13	-4	-12	-5	-45	-15
	WLAN/LTE	-17	-7	-28	-5	-25	-15
$C_{10}$	LTE/GSM	-25	-4	-9	-1	-27	-9
	DSC/PCS/UMTS	-28	-7	-13	-5	-35	-20
	WLAN/LTE	-14	-5	-28	-5	-22	-15
$C_{11}$	LTE/GSM	-21	-3	-5	-1	-26	-12
	DSC/PCS/UMTS	-16	-4	-12	-4	-45	-17
	WLAN/LTE	-17	-6,5	-25	-5	-27	-15

Tableau V- 4 : Résultats obtenus pour les configurations  $C_9$ ,  $C_{10}$  et  $C_{11}$

La configuration  $C_{11}$  propose une meilleure isolation des deux antennes. La **Figure V-19** nous révèle ses caractéristiques.

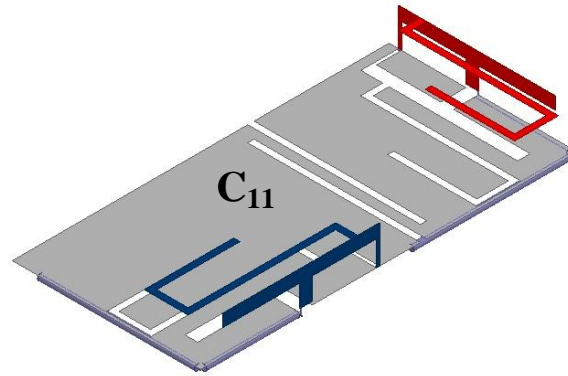


Figure V-19 : Géométrie du système antenne  $C_{11}$

Les résultats de simulations des paramètres  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  et  $S_{12}$  sont représentés **Figure V-20**. Les résultats des autres configurations sont reportés en **Annexe 2**.

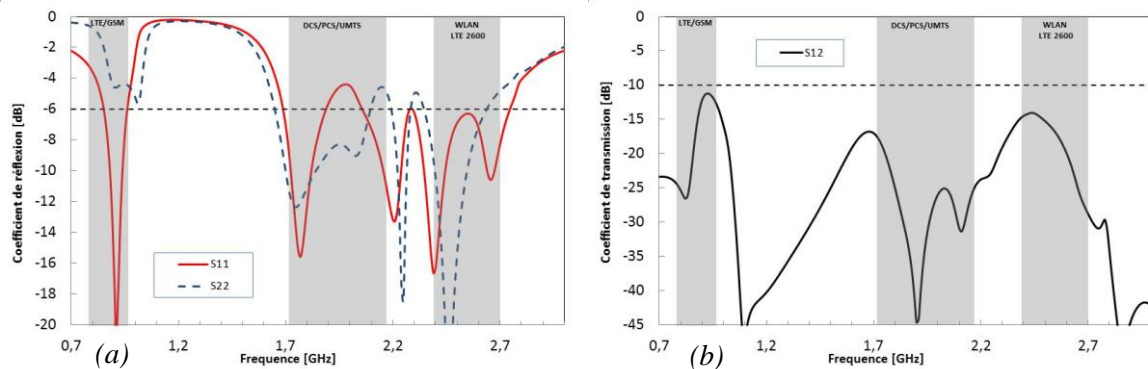


Figure V-20 : Système antenne  $C_{11}$  – (a)  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  et (b)  $S_{12}$

Notons un faible niveau du  $S_{12}$  dû, à l'évidence, à la désadaptation de l'antenne IFLA-AC 2 dans les bandes basses. L'ajout des fentes, dans notre cas, n'optimise en rien la stabilité du lien radio.

Forts de ces observations, nous avons retenu la configuration de l'antenne IFLA-AC 2 orthogonale à l'antenne IFLA-AC 1. C'est dire que l'ajout des fentes dans le plan de masse fini n'apporte rien contrairement à la présence seule de la ligne de neutralisation dont l'intérêt évident demanderait à être confirmé par d'autres analyses.

L'optimisation du lien radio pourrait donc se faire à travers l'introduction de fentes ou de la ligne de neutralisation. Elle semble pouvoir se faire également, dans notre étude, à partir de la seule géométrie d'une même structure antenne relativement simple reproduite de manière orthogonale aux deux extrémités du PCB. Nous allons donc réaliser ce prototype pour nous assurer de la qualité de l'isolation de ces deux éléments rayonnants.

## V.4. Prototype et réalisation

La configuration retenue va nécessiter désormais que nous nous attachions à déterminer le meilleur emplacement possible des deux antennes aux extrémités du PCB. Nous rappelons la géométrie du système antenne **Figure V-21**. Le prototype de l'antenne étudiée est reporté en **Annexe 5**.

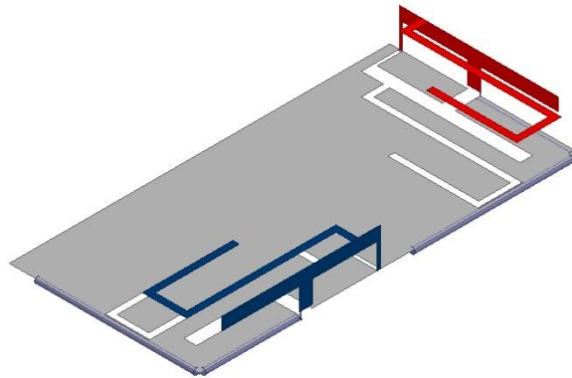


Figure V-21 : Géométrie du système antenne réalisé

Les résultats sont représentés sur la **Figure V-22-23**.

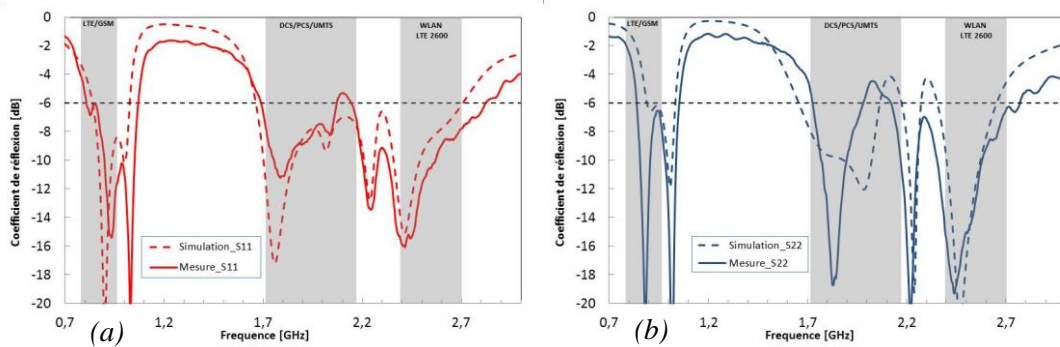


Figure V-22 : Système antenne réalisé – (a)  $S_{11}$  et (b)  $S_{22}$

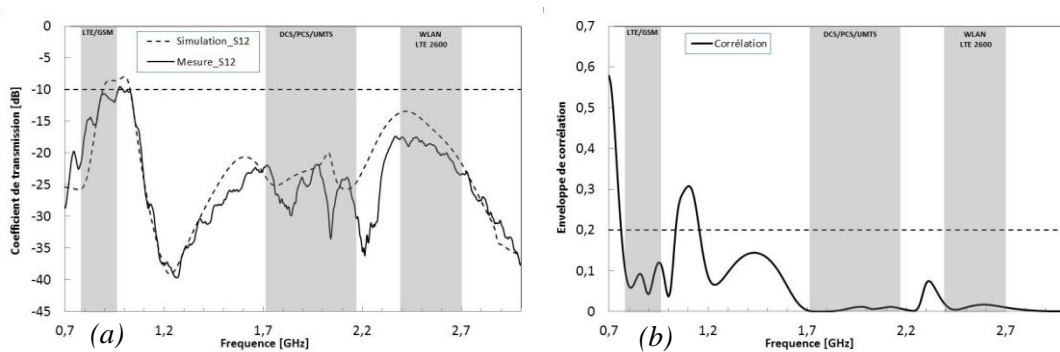


Figure V-23 : Système antenne réalisé – (a)  $S_{12}$  et (b) enveloppe de corrélation

L'éloignement maximal des antennes autorisé par la géométrie de l'objet communicant nous permet de dire que :

- l'antenne IFA-AC 1 (*en rouge sur la Figure V-21*) couvre quasiment la totalité des bandes LTE 800 et GSM, ainsi que toutes les bandes hautes.
- l'antenne IFLA-AC 2 (*en bleu*) est quasiment aussi performante que l'antenne 1. Elle couvre en effet en partie la totalité des bandes basses et hautes.

Une bonne isolation requiert nécessairement un couplage effectif inférieur à -10dB. Nous constatons que le niveau d'isolation est ici de cet ordre en basse fréquence, et bien meilleur ( $S_{12} < -15dB$ ) dans les bandes hautes, ce qui répond à l'exigence du cahier des charges.

La condition essentielle, permettant d'obtenir un gain en diversité d'un système multi-antennes, qui est un niveau de l'enveloppe de corrélation inférieure à 0,7, est ici respectée puisque nous sommes à 0,2.

L'intérêt d'une structure nouvelle intégrable s'appuie et s'appuiera sur la qualité du niveau de l'isolation obtenue pour chaque antenne. Réduisant ainsi au maximum le couplage, le signal émis et reçu sera de plus en plus cohérent à défaut d'être parfait. Un signal d'excellente qualité suppose donc l'optimisation du niveau d'isolation, ce qui, à n'en pas douter, fera l'objet d'études appropriées dans le futur.



## V.5. Conclusion

---

Dans ce chapitre, une étude des systèmes multi-antennes quasi-auto-complémentaires a été menée. S'il reste des incertitudes et des résultats à améliorer au niveau de l'isolation, nous pouvons convenir que ces systèmes sont une solution des plus pertinentes pour :

- lutter efficacement contre les phénomènes d'évanouissement causés par l'environnement de propagation multi-trajets.
- augmenter la capacité du canal.
- disposer d'une bande passante en fréquence importante.

Si maintenant il reste encore des progrès à faire en ce qui concerne l'amélioration des performances en termes d'adaptation, nous pouvons convenir que la position des antennes (*éloignement maximal sur le PCB*) et leur orientation relèvent :

- des conditions de miniaturisation.
- de l'objet communicant.

Si les résultats probants ne sont pas dus, dans notre étude, aux différentes techniques d'améliorations (*ligne de neutralisation, modification du plan de masse ...*) lors des applications de diversité et de MIMO, cela relève de notre choix. Il importe de reconsidérer ligne et fentes dans des études à venir.

Si la géométrie des deux antennes que nous avons adoptée (*configuration C<sub>1</sub>*) permet au système de couvrir une grande partie des bandes de fréquences et d'améliorer le lien radio, elle nous permet aussi de répondre aux standards mondiaux actuels malgré l'utilisation ici d'un très petit plan de masse. En effet, les performances en diversité dépendent fortement de la taille de celui-ci. Dans le cas d'un PCB plus grand, tel celui existant dans les tablettes numériques, ces performances ne pourraient être que meilleures.

S'il apparaît que notre étude n'a pu aboutir à un résultat d'excellente qualité concernant l'isolation, nous avons mis en relief tout l'intérêt de la diversité associée aux antennes QAC en misant, étude après étude, sur l'orientation, l'emplacement et la géométrie de deux antennes identiques. Nous pourrions justement, dans l'objectif d'améliorer encore les performances, utiliser des antennes différentes, ce qui pourrait optimiser encore le niveau de l'isolation et celui de l'adaptation dans certaines bandes de fréquences.

## V.6. Références

---

- [V.1] G. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," *Bell Labs. Tech. J.*, pp. 41–59, 1996.
- [V.2] G. Foschini and M. Gans, "On limits of wireless communications in fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 331–335, 1998.
- [V.3] D. Pozar, "Input Impedance and Mutual Coupling of Rectangular Microstrip Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.30, no.6, pp.1191-1196, November 1982.
- [V.4] D. Pozar, D. Schaubert, "Analysis of array and mutual coupling," *Microstrip Antenna: The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays*, pp.309-367, DOI: 10.1109/9780470545270.ch7, 1995.
- [V.5] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, "Mutual Coupling Reduction of Microstrip Antennas Using Electromagnetic Band-Gap Structure," *IEEE Antenna and Propagation Society International Symposium*, vol.2, pp.478-481, 2001.
- [V.6] M.K. Ozdemir, H. Arslan, E. Arvas, "Mutual Coupling Effect in Multiantenna Wireless Communication System," *IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM*, vol.2, pp.829-833, 2003.
- [V.7] C. Luxey, "Solution antennaires pour petits objets communicants et techniques de caractérisations associées," *Habilitation à diriger les recherches*, soutenue le 21 novembre 2008, à l'université de Nice Sophia Antipolis, France.
- [V.8] W. Jakes, "Microwave Mobile Communications", New-York, USA, *Wiley*, 1974.
- [V.9] J. Pierce and S. Stein, "Multiple diversity with non-independant fading," *Proceedings of the IEEE*, vol. 48, pp. 89-104, January 1960.
- [V.10] A. Derneryd and G. Kristensson, "Signal correlation including antenna Coupling", *Electronics Letters*, vol. 40, no. 3, pp. 157-159, 5<sup>th</sup> Feb. 2004.
- [V.11] W. Lee, "Effects on Correlation Between Two Mobile Radio Base-Station Antennas," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 1214-1224, 1973.

- [V.12] W. Lee and Y. Yu, "Polarization Diversity System for Mobile Radio," Communications, IEEE Transactions on, vol. 20, pp. 912-923, 1972.
- [V.13] Y-J. Ren, "Ceramic Based Small LTE MIMO Handset Antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 61, no. 2, February 2013.
- [V.14] K-L. Wong, J-H. Chou, S-W. Su and C-M. Su, "Isolation between GSM/DCS and WLAN antennas in a PDA phone," Microwave and optical technology letters, vol. 45, no. 4, pp. 347-352, 20 May 2005.
- [V.15] "Techniques to reduce the Mutual Coupling and to improve the Isolation between antennas in a Diversity System," Department of Electronic Systems, Antennas Propagation and Radio Networking, 10th semester, Aalborg University 2009.
- [V.16] F. Zhu, J.D. Xu, Q. Xu, "Reduction of Mutual Coupling Between Closely-Packed Antenna Element Using Defected Ground Structure," 3<sup>rd</sup> IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, pp.1-4, 2009.
- [V.17] C-Y Chiu, C-H Cheng, R.D. Murch and C.R. Rowell, "Reduction of mutual coupling between closely-packed antenna elements", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 55, no. 6, pp. 1732-1738, June 2007.
- [V.18] Y. Ding, Z. Du, K. Gong, and Z. Feng, "A novel dual-band printed diversity antenna for mobile terminals," IEEE Trans. on Antennas Propag., vol. 55, no. 7, pp. 2088-2096, July 2007.
- [V.19] A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj and G. Kossiavas, "Conception et analyse en diversité de systèmes multi-antennes pour téléphones mobiles UMTS", JNM 15<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes, May 2007.
- [V.20] J. Byun, J-H. Jo, B. Lee, "Compact dual-band diversity antenna for mobile handset applications", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 50, no. 10, pp. 2600-2604, October 2008.
- [V.21] A. Diallo, "Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO", Thèse de doctorat, soutenue le 28 novembre 2007, à l'université de Nice Sophia Antipolis, France.





## Conclusion et perspectives

L'objet de cette thèse aura été effectivement de dépasser les obstacles que sont l'encombrement des antennes, leur miniaturisation et leur intégration dans un objet communicant de petite taille pour l'obtention des performances radioélectriques souhaitées. La téléphonie mobile aujourd'hui répond à des exigences et à des normes (4G) qui lancent un nouveau défi à la recherche et à l'application d'une génération de structures antennaires originales.

Au cours des différents chapitres, nous nous sommes attachés à reprendre et à améliorer autant que faire se peut les antennes existantes. Il nous est vite apparu que l'antenne auto-complémentaire (AC), soumise au principe de Babinet, nous ouvrait des perspectives intéressantes. Après cette sélection intuitive, nous avons imaginé travailler sur le PCB autant que sur les éléments à intégrer. Des divers procédés, en passant de la modification géométrique des antennes AC retenues à la redéfinition d'un plan de masse avec fentes, nous en avons tiré l'essentiel de notre compréhension.

A savoir que :

- les simulations ont mis en évidence les propriétés de l'auto-complémentarité et l'intérêt de ces antennes dans les bandes de fréquences traditionnellement réservées aux communications mobiles.
- le concept relatif à l'utilisation d'une charge d'adaptation de  $188\Omega$  nous confirme que si la moitié de la puissance de sortie de l'antenne peut être perdue sur certaines bandes de fréquences, l'adaptation, elle, reste constante.
- l'utilisation d'un plan de masse aux dimensions finies (*de l'ordre des PCB actuels de téléphones mobiles tels que ceux envisagés dans le projet SYMPA*), limite les performances de l'antenne AC en bande basse, à partir d'une fréquence que l'on peut désormais définir à partir de la taille du PCB.
- une antenne couvrant tous les standards souhaités (DCS/PCS/UMTS/WLAN et LTE 2600), peut être imprimée sur substrat ou non.
- un brin rayonnant supplémentaire "L" à l'antenne IFA-AC doit être associé dans le but de couvrir enfin les basses fréquences GSM et LTE 800.

Etape après étape, nous avons conçu une antenne (*élément IFA-AC + élément en "L" AC*) couvrant les standards de télécommunications actuels et répondant à la norme 4G.

L'intégration et l'optimisation de l'élément en "L", nous a conduits à mettre en pratique différentes techniques de miniaturisation. Le premier enseignement à tirer est que la forte miniaturisation de l'antenne laisse très peu de place aux techniques classiques d'amélioration de la bande passante. Les espaces très réduits favorisent les pertes par effet Joule et les courants de retour dans le plan de masse.

Forts de ces analyses, nous nous sommes attachés aux propriétés de la diversité et nous avons réalisé une structure multi-antennes dans l'objectif principal d'optimiser le lien radio dans un environnement naturel et contraint. Afin de réduire le couplage inhérent à tout ensemble d'éléments rayonnants de proximité, l'étude de différentes techniques d'amélioration telles que la modification du PCB, l'orientation des antennes, l'insertion d'une ligne de neutralisation ... nous ont convaincu que c'était surtout la géométrie des antennes qui conditionnait la qualité du niveau d'isolation.

Naturellement, notre structure antennaire, devant répondre aux caractéristiques de la diversité spatiale, de polarisation et de diagrammes, a été déterminée par la mise en forme sur un plan de masse non modifié et de taille finie de deux antennes disposées orthogonalement l'une en face de l'autre et aux extrémités du PCB. Cette structure simple ne résume pas à elle seule le prototype idéal, conçu pour répondre entièrement aux exigences d'un lien radio optimal. Cependant nous avons ouvert des perspectives pour d'autres études à venir.

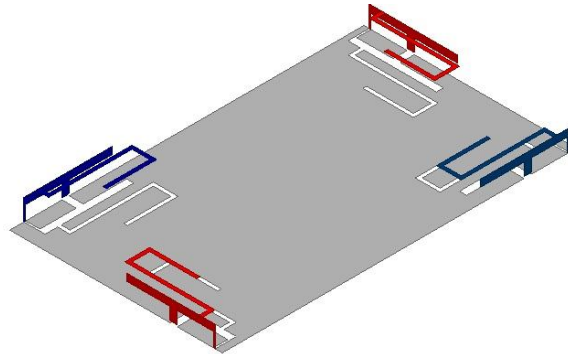
C'est ainsi que dans l'objectif de cette concrétisation des prototypes antennaires, nous avons intégré notre système multi-antennes et miniaturisé l'ensemble.

Dans les communications mobiles modernes, ce type d'antenne peut trouver sa place et servir de référence pour d'autres objets communicants, tels que les diverses tablettes. De plus grands plans de masse permettront d'exploiter, de meilleure manière, les techniques d'auto-complémentarité et de diversité dans les limites d'une fonctionnalité aussi parfaite que possible, autorisée par nos connaissances actuelles portant sur les structures antennaires miniaturisées.

Voilà pourquoi, il nous apparaît que, dans cette perspective, en nous appuyant sur deux projets complémentaires (*le projet SYMPA et le nouveau projet SPECTRA*), nous pouvons désormais concevoir des antennes pour un objet communicant de type tablette. Nous sommes partis simplement du principe que l'auto-complémentarité des éléments entre eux était relative

à l'insertion d'un seul élément IFLA-AC optimisé sur un plan de masse plus grand, (*voir en Annexe 3 – Perspectives SPECTRA*). Etant assurés que, dans l'intégration de systèmes multi-antennaires, un grand plan de masse privilégiait l'isolation, nous devrions alors constater nécessairement l'amélioration du lien radio.

Toutes ces hypothèses confirmées nous ont conduit à élaborer une antenne qui répondait aux critères de diversité et/ou de MIMO, ces critères nous imposant d'intégrer 4 antennes sur un plan de masse de taille 120 x 200mm<sup>2</sup>. Nous avons représenté le système ci-dessous.



*Géométrie du système antennaire à 4 antennes sur un PCB de taille : 120 x 200mm<sup>2</sup>*

Cependant les 4 antennes IFLA-AC sont trop "volumineuses" pour pouvoir être toutes intégrées sur un même plan de masse. Il nous reste donc à imaginer une nouvelle antenne qui unira ces deux exigences : réduction de taille et optimisation des performances. Ceci impliquera que l'auto-complémentarité se fera à la fois dans le plan de masse et dans une autre partie de la structure antennaire. (*Premiers résultats reportés en Annexe 4 - Perspectives SPECTRA*).

D'études ciblées en résultats prometteurs, nous avons acquis la certitude que nos travaux sont un préalable intéressant à la validation du principe de l'auto-complémentarité dans les objets communicants. Ces travaux seront adaptés, à n'en pas douter, à la téléphonie mobile, quels que soient les types d'applications et les supports, pour maximiser l'intérêt de l'interface devenue multi-générationnelle dans le monde interactif d'aujourd'hui ...





# Table des figures

Figure I-1 : Système global comportant une antenne émettrice et une antenne réceptrice _____	10
Figure I-2: Représentation des zones de radiation d'une antenne _____	13
Figure I-3: Antenne dans son repère et rayonnement d'une antenne directionnelle _____	14
Figure I-4: Antenne dipôle _____	17
Figure I-5: Principe de la théorie des images _____	18
Figure I-6 : Impédance d'entrée du monopôle _____	18
Figure I-7: Antenne patch _____	19
Figure I-8 : Représentation d'une antenne électriquement petite _____	21
Figure I-9: Structure de l'antenne PIFA _____	24
Figure I-10 : Représentation du champ électrique du mode fondamental des antennes - (a) demi-onde, (b) quart-d'onde _____	24
Figure I-11 : Antenne PIFA - (a) avec languette court-circuit, (b) avec court-circuit plan _____	25
Figure I-12 : Chargement capacitif en bout d'élément – (a) avec ajout d'un élément vertical, (b) par repliement _____	26
Figure I-13 : Antenne PIFA - (a) avec fente débouchante, (b) avec fente non débouchante _____	27
Figure I-14 : (a) Méandres verticaux et latéraux, (b) principe à plusieurs fentes _____	27
Figure I-15 : Structure de Von Koch _____	28
Figure I-16 : (a) Structure de Sierpinski appliquée à un dipôle, (b) Structure de Von Koch appliquée à une antenne patch _____	29
Figure I-17 : Antenne à plusieurs éléments parasites _____	30
Figure I-18 : $S_{11}$ de l'antenne _____	31
Figure I-19 : Antenne « Bow-Tie » _____	32
Figure I-20 : Antennes log-périodiques _____	33
Figure I-21 : Antenne spirale logarithmique _____	33
Figure I-22 : Antenne auto-complémentaire _____	34
Figure II-1 : Illustration du principe de Babinet _____	43
Figure II-2 : Extension du principe de Babinet proposée par H.G. Booker _____	43
Figure II-3 : Antenne à fente et dipôle complémentaire _____	44
Figure II-4 : Diagramme de rayonnement équivalence dipôle - fente _____	45
Figure II-5 : Alimentation des structures complémentaires planaires de type fente et dipôle _____	46
Figure II-6 : Antennes auto-complémentaires - (a) sur plan de masse infini, (b) sur plan de masse fini _____	49
Figure II-7 : IFA auto-complémentaire alimentée par couplage électromagnétique _____	49
Figure II-8 : Antenne monopôle _____	51
Figure II-9 : Géométrie de l'antenne monopôle sur plan de masse fini – (a) non auto-complémentaire (b) auto-complémentaire _____	51
Figure II-10 : Configuration sur plan de masse infini – (a) non auto-complémentaire (b) auto-complémentaire _____	52
Figure II-11 : Impédance d'entrée du monopôle simple sur PCB infini _____	53
Figure II-12 : Coefficient de réflexion du monopôle simple sur PCB infini _____	53
Figure II-13 : Efficacité totale du monopôle simple sur PCB infini _____	54
Figure II-14 : Impédance d'entrée du monopôle AC sur PCB infini – (a) $R_L=188\Omega$ , (b) $R_L=0\Omega$ , (c) $R_L=\infty$ _____	55
Figure II-15 : Coefficient de réflexion du monopôle AC sur PCB infini - (a) $R_N=50\Omega$ et (b) $R_N=188\Omega$ _____	56
Figure II-16 : Efficacité du monopôle AC sur PCB infini –(a) $R_L=188\Omega$ , (b) $R_L=0\Omega$ , (c) $R_L=\infty$ _____	57
Figure II-17 : Différentes configurations : (a) monopôle simple, (b) monopôle AC sans résistance de charge, (c) monopôle AC avec résistance de charge _____	58

Figure II-18 : Impédance d'entrée du monopôle simple sur PCB fini	59
Figure II-19 : Coefficient de réflexion du monopôle simple sur PCB fini	59
Figure II-20 : Efficacité totale de l'antenne monopôle simple sur PCB fini	60
Figure II-21 : Distribution des courants de l'antenne monopôle simple et AC cas (b) sur PCB fini	61
Figure II-22 : Impédance d'entrée du monopôle AC sur PCB fini – (a) $R_L=188\Omega$ , (b) $R_L=0\Omega$ , (c) $R_L=\infty$	62
Figure II-23 : Coefficient de réflexion de l'antenne AC sur PCB fini - (a) $R_N=50\Omega$ et (b) $R_N=188\Omega$	63
Figure II-24 : Efficacité du monopôle AC sur PCB fini –(a) $R_L=188\Omega$ , (b) $R_L=0\Omega$ , (c) $R_L=\infty$	64
Figure II-25 : Distribution des courants de l'antenne monopôle AC sur PCB fini	66
Figure II-26 : Géométrie de l'antenne vue de dessus	67
Figure II-27 : (a) Influence de la largeur de la fente $E_F$ – (b) Influence de la longueur de la fente $L_F$	68
Figure III-1 : Structure d'une antenne IFA	75
Figure III-2 : (a) Antenne IFA initiale, (b) antenne IFA optimisée	76
Figure III-3 : Etude sur la distance court-circuit – alimentation (1-a-b)	77
Figure III-4 : Etude sur la largeur du court-circuit (2-a-b)	77
Figure III-5 : Etude sur la largeur du brin au-dessus de l'alimentation (3-a-b)	78
Figure III-6 : Etude sur la largeur du brin rayonnant (4-a-b)	78
Figure III-7 : Impédance d'entrée de l'antenne IFA simple optimisée – (a) sur PCB infini, (b) sur PCB fini	79
Figure III-8 : $S_{11}$ de l'antenne IFA simple optimisée pour une largeur du brin rayonnant=4mm	80
Figure III-9 : Efficacité de l'antenne IFA simple optimisée	80
Figure III-10 : Diagrammes de rayonnement en gain de l'antenne IFA simple à 1900 et 2550MHz	81
Figure III-11 : Géométrie de l'antenne IFA-AC	82
Figure III-12 : (a) Dimensions de l'antenne IFA simple, (b) Dimensions de l'antenne IFA-AC - vue de dessus	82
Figure III-13 : Techniques d'alimentation étudiées – Cas (a), Cas (b), Cas (c)	83
Figure III-14 : (a) $S_{11}$ , (b) impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC avec une largeur du brin égale à 4mm et (c) 8mm – Cas (a)	84
Figure III-15 : Distribution des courants de surface des antennes non AC et AC à $F=3,2\text{GHz}$ – Cas (a)	84
Figure III-16 : Impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC Cas (a) – (a) sur PCB infini, (b) sur PCB fini	85
Figure III-17 : $S_{11}$ de l'antenne IFA AC sur PCB fini – Cas (a)	86
Figure III-18 : Mesures en chambre Satimo Cas (a) sur PCB fini – (a) Efficacité, (b) gain maximal	86
Figure III-19 : Diagrammes de rayonnement en gain de l'antenne IFA-AC sur PCB fini à 1900 et 2550MHz - Cas (a)	87
Figure III-20 : (a) $S_{11}$ , (b) impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC avec une largeur du brin égale à 4mm et (c) 8mm – Cas (b)	88
Figure III-21 : Distribution des courants de surface à $F=3,2\text{GHz}$ – Cas (a) et Cas (b)	89
Figure III-22 : Impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC lorsque $R_L=\infty$ - (a) sur PCB infini, (b) sur PCB fini	90
Figure III-23 : Impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC lorsque $R_L=188\Omega$ - (a) sur PCB infini, (b) sur PCB fini	90
Figure III-24 : $S_{11}$ de l'antenne IFA AC cas (b) lorsque : (a) $R_N=R_L=188\Omega$ sur PCB fini et infini, (b) lorsque $R_L=\infty$ sur PCB fini	91
Figure III-25 : Efficacité de l'antenne IFA-AC lorsque : (a) $R_N=R_L=188\Omega$ sur PCB fini, (b) $R_L=50\Omega$ sur PCB fini	92
Figure III-26 : $\text{Re}(z)$ et $\text{Im}(z)$ de l'impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC cas (c) sur PCB fini	93
Figure III-27 : $S_{11}$ de l'antenne IFA-AC – Cas (c)	93
Figure III-28 : Efficacité totale de l'antenne IFA-AC – Cas (c)	94
Figure IV-1 : Antenne à trois éléments parasites de P. Ciais	101
Figure IV-2 : Antenne à deux éléments multi-standards de Y.-J. Ren	101
Figure IV-3 : Antenne auto-complémentaire multi-standards de N. Takemura	102
Figure IV-4 : Présentation des techniques d'alimentation : (a) cas (a) et (b) cas (b)	103
Figure IV-5 : Distribution des courants sur l'antenne IFA-AC cas (a) et cas (b) à $F=85\text{MHz}$	104
Figure IV-6 : (a) $\text{Re}(z)$ , (b) $S_{11}$ de l'antenne IFA-AC avec alimentation de type cas (a) et cas (b)	104
Figure IV-7 : Modification de la forme du brin en "L" par repliement	105
Figure IV-8 : Présentation des trois dispositions des deux éléments : Config 1, 2 et 3	105

Figure IV-9 : Structure présentant l'ajout de l'élément en "L" replié sur l'élément IFA-AC – (a) cas (a) et (b) cas (b)	106
Figure IV-10 : Config 1 - (a) $Re(z)$ , (b) $S_{11}$ de l'antenne IFLA-AC	106
Figure IV-11 : Config 2 - (a) $Re(z)$ , (b) $S_{11}$ de l'antenne IFLA-AC	107
Figure IV-12 : Config 3 - (a) $Re(z)$ , (b) $S_{11}$ de l'antenne IFLA-AC	108
Figure IV-13 : Présentation des trois dispositions des deux éléments : Config 1, 2 et 3	109
Figure IV-14 : Structure présentant l'ajout de l'élément en "L" replié sur l'élément IFA-AC – (a) cas (a) et (b) cas (b)	109
Figure IV-15 : Config 1 - (a) $Re(z)$ , (b) $S_{11}$ de l'antenne IFLA-AC	110
Figure IV-16 : Config 2 - (a) $Re(z)$ , (b) $S_{11}$ de l'antenne IFLA-AC	110
Figure IV-17 : Config 3 - (a) $Re(z)$ , (b) $S_{11}$ de l'antenne IFLA-AC	111
Figure IV-18 : Géométrie de l'antenne IFLA-AC avec les deux paramètres à faire varier	112
Figure IV-19 : Etude paramétrique $S_{11}$ sur la distance Var alim de l'antenne IFLA-AC – (a) cas (a), (b) cas (b)	112
Figure IV-20 : Etude paramétrique $S_{11}$ sur la distance Var brin de l'antenne IFLA-AC – (a) cas (a), (b) cas (b)	113
Figure IV-21 : Etude paramétrique $S_{11}$ sur la distance Var alim avec Var brin=50mm de l'antenne IFLA-AC - (a) cas (a), (b) cas (b)	113
Figure IV-22 : Géométrie de l'antenne IFLA simple repliée	115
Figure IV-23 : IFLA simple - (a) $Re(z)$ , (b) $S_{11}$	115
Figure IV-24 : Antenne IFLA avec seulement l'élément IFA (rouge) auto-complémentaire	116
Figure IV-25 : IFA-AC + élément "L" non AC – Cas (a) – (a) $Re(z)$ , (b) $S_{11}$	116
Figure IV-26 : IFA-AC + élément "L" non AC – Cas (b) – (a) $Re(z)$ , (b) $S_{11}$	117
Figure IV-27 : Géométrie de l'antenne IFLA-AC	118
Figure IV-28 : IFLA AC cas (a) - (a) $Re(z)$ , (b) $S_{11}$	118
Figure IV-29 : Distribution des courants de l'antenne IFLA simple et de l'antenne IFLA-AC cas (a) à $F=960\text{MHz}$	119
Figure IV-30 : IFLA AC cas (b) - (a) $Re(z)$ , (b) $S_{11}$	120
Figure IV-31 : Distribution des courants de l'antenne IFLA-AC cas (a) et cas (b) à $F=960\text{MHz}$	120
Figure IV-32 : IFLA-AC cas (b) – (a) Efficacité et (b) gain maximal de l'antenne	121
Figure IV-33 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne IFLA-AC cas (b) dans les deux plans orthogonaux	123
Figure V-1 : Propagation multi-trajets	130
Figure V-2 : Interactions des ondes électromagnétiques avec l'environnement	131
Figure V-3 : Configuration des antennes dans les travaux d'Y-J. Ren [V.13]	134
Figure V-4 : Configuration des antennes dans les travaux de K-L. Wong [V.14]	134
Figure V-5 : Modification du plan de masse par l'insertion de fentes [V.15]	135
Figure V-6 : Configuration des antennes avec insertion de fentes dans le PCB [V.17]	135
Figure V-7 : Découplage d'antennes PIFA avec lignes de neutralisation	136
Figure V-8 : Structure proposée par J. Byun [V.20]	136
Figure V-9 : Première configuration - Antenne IFLA-AC 1 orthogonale à l'antenne IFLA-AC 2	137
Figure V-10 : Géométrie du système antennaire $C_1$	138
Figure V-11 : Système antennaire $C_1$ – (a) $S_{11}$ , $S_{22}$ et (b) $S_{12}$	139
Figure V-12 : Deuxième configuration - Antenne IFLA-AC 1 en face de l'antenne IFLA-AC 2	139
Figure V-13 : Géométrie du système antennaire $C_6$	140
Figure V-14 : Système antennaire $C_6$ – (a) $S_{11}$ , $S_{22}$ et (b) $S_{12}$	140
Figure V-15 : Troisième configuration – Insertion d'une ligne de neutralisation	141
Figure V-16 : Géométrie des systèmes antennaires $C_7$ et $C_{7bis}$	142
Figure V-17 : Systèmes antennaires $C_7$ et $C_{7bis}$ – (a) $S_{11}$ , $S_{22}$ et (b) $S_{12}$	143
Figure V-18 : Quatrième configuration – Modification du plan de masse par l'insertion de fentes	144
Figure V-19 : Géométrie du système antennaire $C_{11}$	145
Figure V-20 : Système antennaire $C_{11}$ – (a) $S_{11}$ , $S_{22}$ et (b) $S_{12}$	145
Figure V-21 : Géométrie du système antennaire réalisé	146

<i>Figure V-22 : Système antenne réalisé – (a) <math>S_{11}</math> et (b) <math>S_{22}</math></i>	<i>146</i>
<i>Figure V-23 : Système antenne réalisé – (a) <math>S_{12}</math> et (b) enveloppe de corrélation</i>	<i>146</i>

# Annexes

## Annexe 1 : Antennes IFA et IFA-AC réalisées sur substrat (étude détaillée)

Les substrats exploités dans la conception des antennes imprimées sont nombreux. Leurs permittivités relatives varient de "1" pour l'air à des valeurs plus élevées pour d'autres matériaux. Dans le domaine des télécommunications, l'obtention d'une grande efficacité et d'une large bande passante requiert l'utilisation des substrats diélectrique de grandes épaisseur et de basse permittivité [A<sub>1</sub>.14]. De nombreux travaux ont montré la possibilité de miniaturiser les antennes imprimées par l'utilisation d'un substrat diélectrique à forte permittivité [A<sub>1</sub>.15], miniaturisation ayant pour conséquence la réduction de la bande passante (*augmentation du facteur de qualité*) et de l'efficacité de l'antenne [A<sub>1</sub>.16]. Notons également que le coût de fabrication de l'antenne est augmenté [A<sub>1</sub>.17].

Dans le domaine précis des antennes, le substrat le plus approprié associera les caractéristiques suivantes : une constante diélectrique faible, une épaisseur conséquente par rapport à la longueur d'onde d'opération (*équation (A<sub>1</sub>-1)*), et des pertes insignifiantes (*faible tan δ*).

$$\lambda = \frac{c}{f \times \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{A}_1\text{-1})$$

Ainsi un substrat épais augmentera l'intensité des champs, réduira les pertes par effets Joules et améliorera la bande passante. En contrepartie, le poids de la structure sera augmenté. Une faible valeur de la constante diélectrique (*typiquement  $\epsilon_r=2.5$* ) favorisera le niveau de la puissance rayonnée.

Dans notre deuxième expérience, nous utiliserons le substrat FR-4. Composite de résine époxy de 0,7mm d'épaisseur, renforcé de fibres de verre, sa constante diélectrique  $\epsilon_r$  est égale à 4,7.

## 1) - Antenne IFA simple réalisée sur substrat

### a) Géométrie

Les dimensions du plan de masse sont identiques à celles utilisées lors de l'étude précédente ( $120 \times 60 \text{ mm}^2$ ). Comme nous pouvons en juger sur la **Figure 1**, sur l'ensemble de la structure recouverte de FR-4 époxy, nous avons imprimé l'élément IFA optimisé, court-circuité et alimenté selon le même procédé que précédemment.

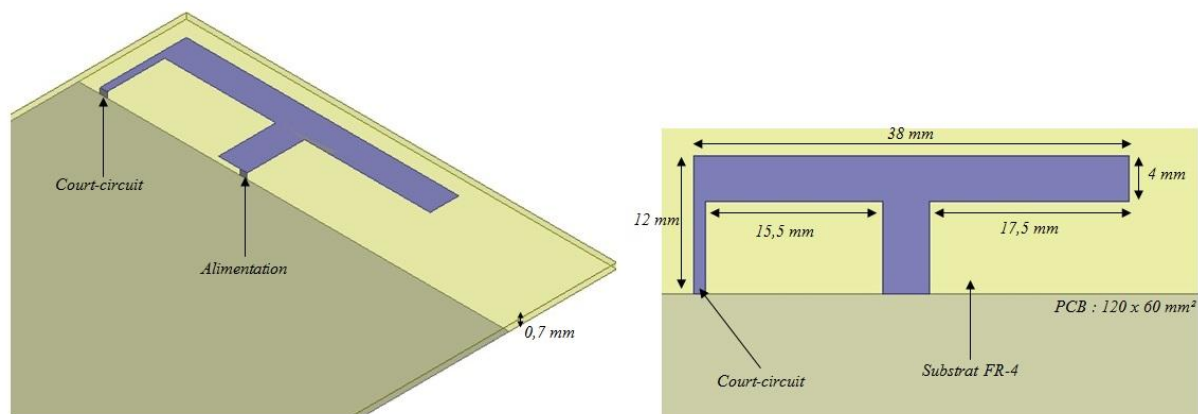


Figure 1 : Géométrie de l'antenne IFA simple sur substrat

En nous attachant à suivre les étapes de la démonstration précédente, nous présenterons d'abord les résultats de l'antenne IFA simple imprimée (avec une largeur de 4mm du brin rayonnant) et nous la comparerons ensuite à l'antenne IFA-AC imprimée elle-aussi.

### b) Impédance d'entrée de l'antenne IFA simple

Les résultats de l'impédance d'entrée de l'antenne sont représentés sur la **Figure 2**.

Son impédance d'entrée possède une partie réelle quasi-constante à  $50\Omega$  pour une partie imaginaire variant entre  $-100\Omega$  et  $100\Omega$ .

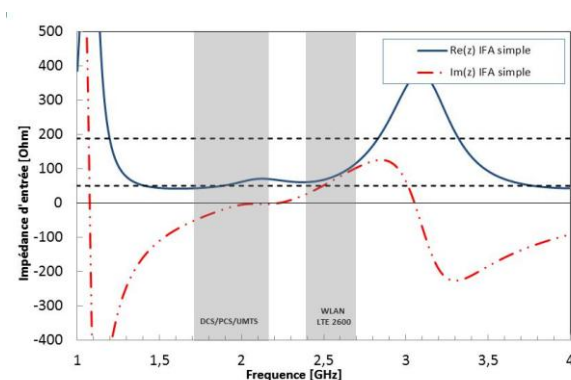


Figure 2 : Impédance d'entrée de l'antenne IFA simple sur substrat

En comparaison avec l'antenne IFA simple sans substrat, **Figure III-7**, nous constatons un décalage des fréquences de résonance vers les basses fréquences, conséquence des propriétés du diélectrique.

### c) Coefficient de réflexion de l'antenne IFA simple

Les résultats du coefficient de réflexion de l'antenne sont représentés sur la **Figure 3**.

Notre antenne IFA simple présente un fonctionnement large bande (850MHz de bande passante) et couvre les standards DCS/PCS et UMTS ainsi qu'une grande partie des standards WLAN et LTE 2600.

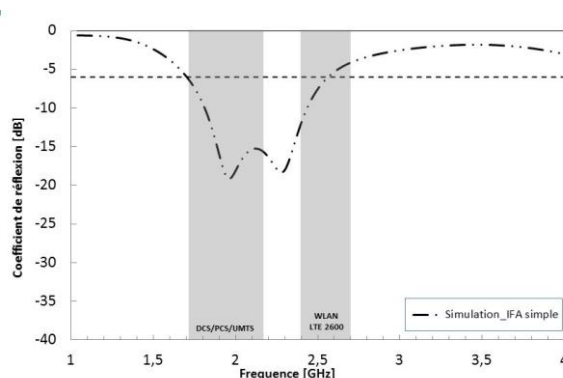


Figure 3 :  $S_{11}$  de l'antenne IFA simple sur substrat

Si nous comparons ces résultats avec ceux obtenus dans le cas d'une antenne IFA simple sans substrat, **Figure III-8**, nous observons un décalage vers les fréquences basses ainsi qu'une diminution de la bande passante. Ces changements sont dus à la présence du substrat.

### d) Efficacité totale de l'antenne IFA simple

Les résultats de l'efficacité de l'antenne sont représentés sur la **Figure 4**.

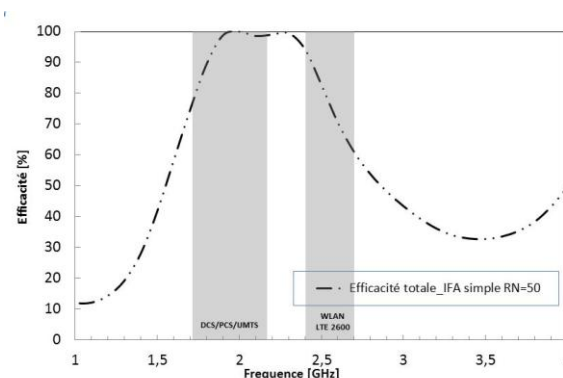


Figure 4 : Efficacité de l'antenne IFA simple sur substrat

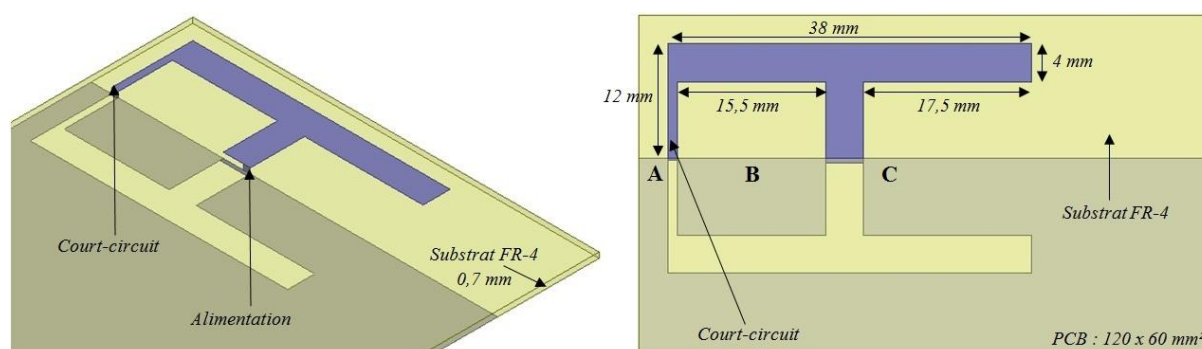
Son efficacité totale reste supérieure à 75% dans les bandes de fréquences couvertes à  $S_{11} < -6\text{dB}$ .



Le FR-4 réduit la bande passante de l'antenne et décale les fréquences de résonance vers les basses fréquences. Dans ce sens, nous rappellerons qu'en recourant à l'antenne sans diélectrique, nous avons une bande passante de 1,09GHz qui couvrait les bandes WLAN et LTE 2600.

## 2) - Antenne IFA-AC réalisée sur substrat

Les caractéristiques de la structure réalisée sur substrat étant connues, nous précisons celles propres à l'antenne AC de dimensions optimisées, **Figure 5**.



**Figure 5 : Géométrie de l'antenne IFA-AC sur substrat**

Intéressons-nous maintenant à l'analyse des différentes techniques d'alimentation pour la nouvelle structure AC et rappelons une dernière fois les trois cas de figure :

- Cas (a) : L'alimentation se fait entre le brin IFA et le plan de masse (B) et (C)
- Cas (b) : L'alimentation se fait entre le brin IFA et la partie droite du PCB (C)
- Cas (c) : L'alimentation se fait entre le brin IFA et la partie gauche du PCB (B)

### a) Alimentation entre le brin d'alimentation et les parties B et C du PCB - Cas (a)

Dans le cas (a), le contact est établi entre l'antenne IFA et les deux parties du PCB.

- **Impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC - Cas (a)**

Les résultats de l'impédance d'entrée de l'antenne sont représentés sur les **Figures III-6**.

L'impédance d'entrée de l'antenne possède une partie réelle comprise entre  $75\Omega$  et  $188\Omega$  pour une partie imaginaire variant autour de  $0\Omega$  dans les bandes de fréquences étudiées.

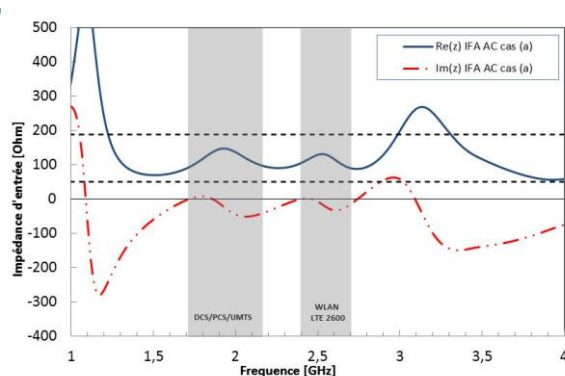


Figure 6 : Impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC sur substrat – Cas (a)

Si nous comparons avec l'antenne IFA sans substrat, **Figure III-16**, nous constatons ici un décalage de l'impédance d'entrée vers les basses fréquences.

- *Coefficient de réflexion de l'antenne IFA-AC - Cas (a)*

Les résultats du coefficient de réflexion, pour les valeurs de  $R_N=50\Omega$  et  $R_N=188\Omega$ , sont représentés sur la **Figure 7**.

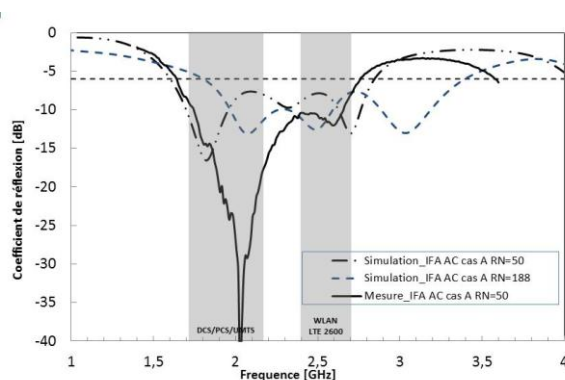


Figure 7 :  $S_{11}$  de l'antenne IFA-AC sur substrat – Cas (a)

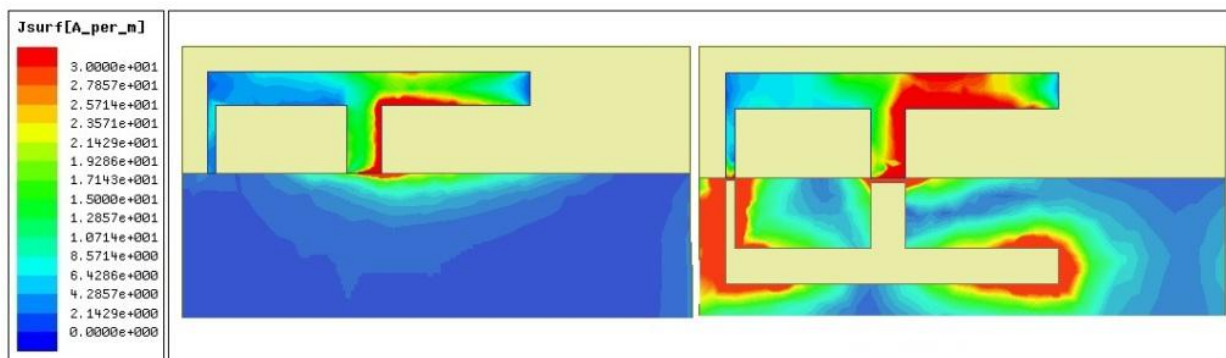
L'antenne mesurée possède une meilleure adaptation à la fréquence  $F=2\text{GHz}$ . Son fonctionnement large bande résulte de la présence de la fréquence d'adaptation à  $2,7\text{GHz}$ , laquelle découle en partie du rayonnement des fentes. L'antenne couvre ainsi tous les standards.

Si  $R_N=188\Omega$ , nous constatons également une très large bande passante à  $S_{11} < -6\text{dB}$  mais cependant, moins conséquente que lors de l'étude sans substrat.

Pour rappel, l'antenne IFA sans substrat, **Figure III-17**, ne couvrait pas la totalité des bandes de fréquences.

- **Distribution des courants de l'antenne IFA-AC - Cas (a)**

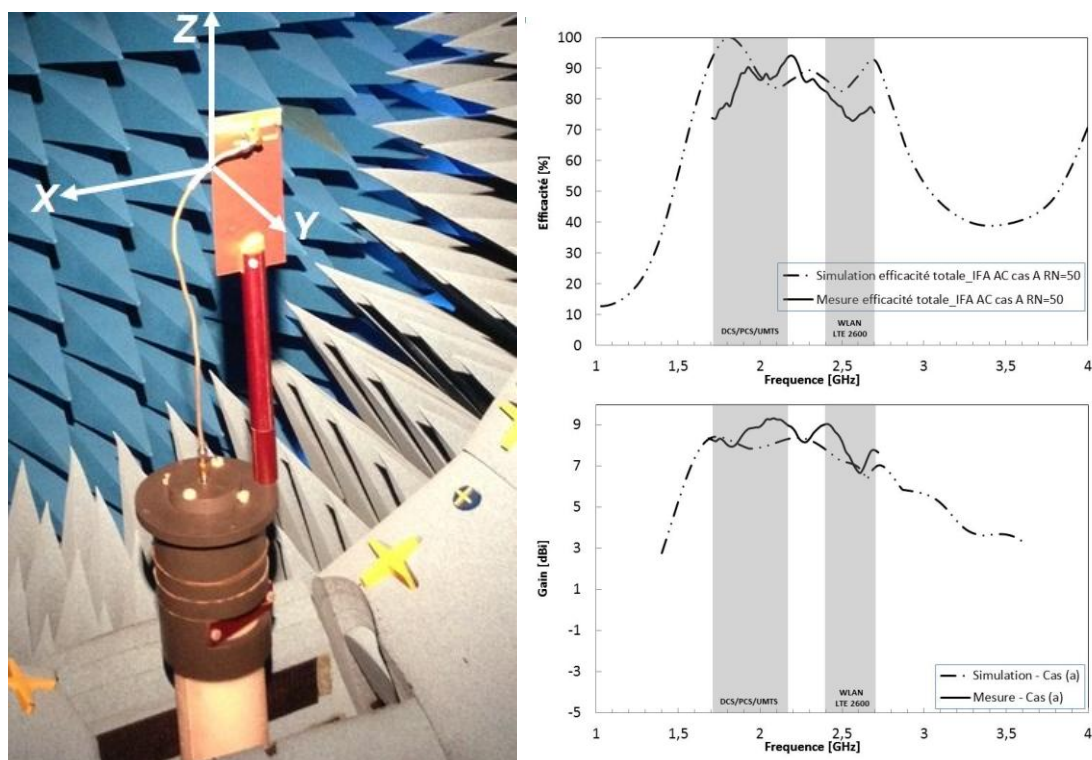
L'observation des courants de surface des deux structures non AC et AC, **Figure 8**, nous permettra de vérifier la présence de cette fréquence à 2,7GHz. La fente, nous le savons, participe au rayonnement de l'antenne. Ceci confirme que les courants circulent autour d'elle, au niveau du court-circuit et du brin rayonnant, attestant de l'adaptation à 2,7GHz.



**Figure 8 : Distribution des courants de surface de l'antenne IFA-AC sur substrat à  $F=2,7\text{GHz}$  – Cas (a)**

- **Efficacité totale et gain maximal de l'antenne IFA-AC - Cas (a)**

L'efficacité et le gain ont été mesurés en chambre Satimo et sont représentés **Figure 9**.

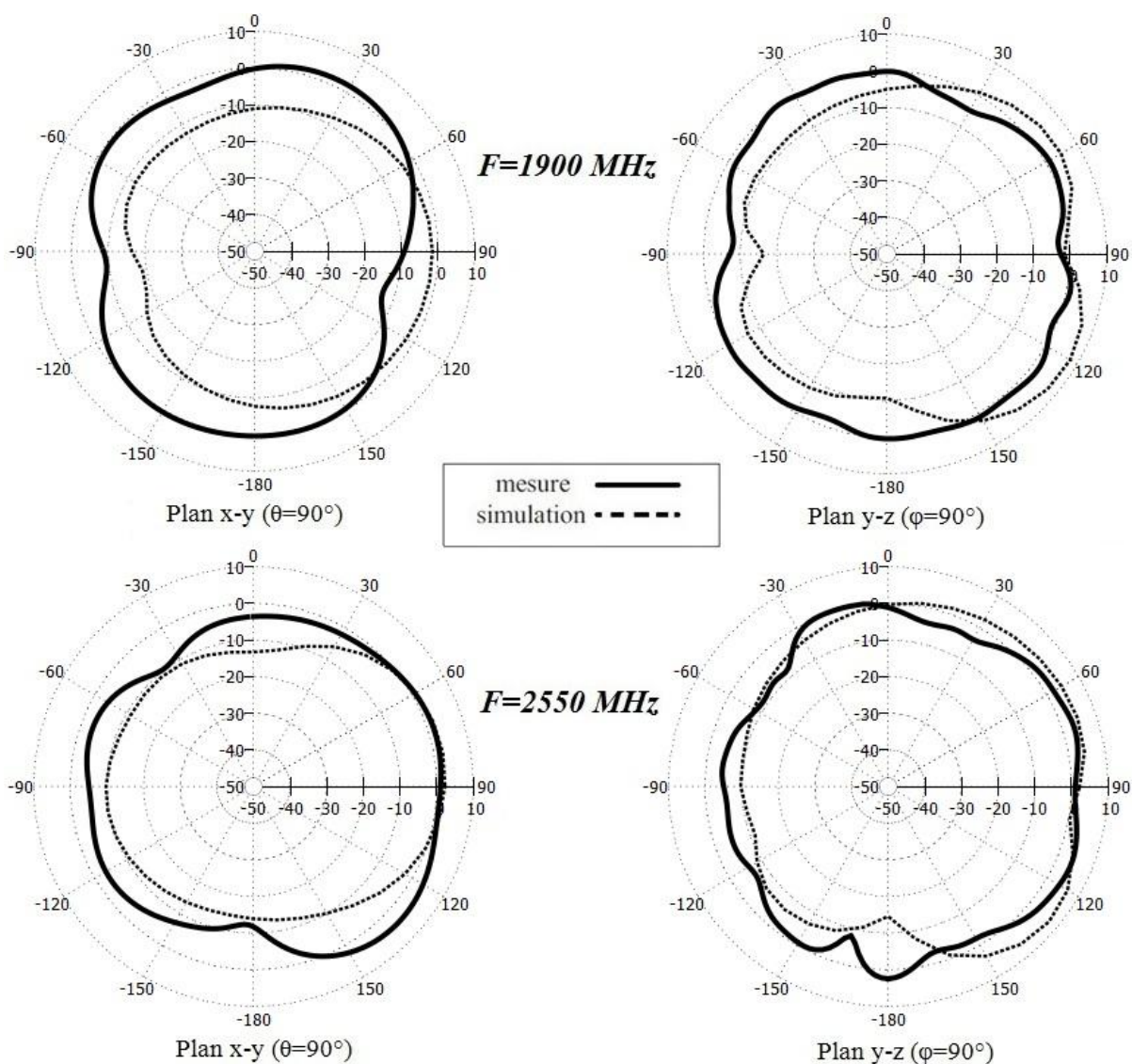


**Figure 9 : Mesures de l'efficacité et du gain maximal de l'antenne IFA-AC sur substrat en chambre Satimo – Cas (a)**

Son efficacité est supérieure à 70% là où l'antenne est adaptée à  $S_{11} < -6\text{dB}$  et le gain maximal est supérieur à 6dBi. Nous avons obtenus des résultats équivalents avec l'antenne IFA sans substrat, **Figure III-18**.

- **Diagrammes de rayonnement de l'antenne IFA-AC - Cas (a)**

La **Figure 10** présente les diagrammes de rayonnement en gain de l'antenne dans les deux plans orthogonaux, plan x-y et plan y-z, et aux fréquences de 1900 et 2550MHz (*cf orientation de l'antenne sur la Figure 9*). Les résultats simulés et mesurés sont obtenus dans tout l'espace de diffusion. Ces diagrammes de type dipolaire confirment la sensibilité de l'antenne, que la polarisation soit verticale ou que la polarisation soit horizontale.



**Figure 10 : Diagrammes de rayonnement en gain de l'antenne IFA-AC sur substrat à 1900 et 2550MHz – Cas (a)**

Les valeurs maximales des gains mesurées sont respectivement de :

- 2dBi à  $\varphi=20^\circ$  dans le plan (x-y) et 1,5dBi à  $\theta=130^\circ$  dans le plan (y-z) à 1900MHz
- 6dBi à  $\varphi=135^\circ$  dans le plan (x-y) et 5dBi à  $\theta=112^\circ$  dans le plan (y-z) à 2550MHz.

Si nous comparons le comportement des diagrammes de rayonnement avec celui de l'antenne IFA-AC sans substrat, **Figure III-19**, nous en déduisons un rayonnement équivalent des deux antennes.

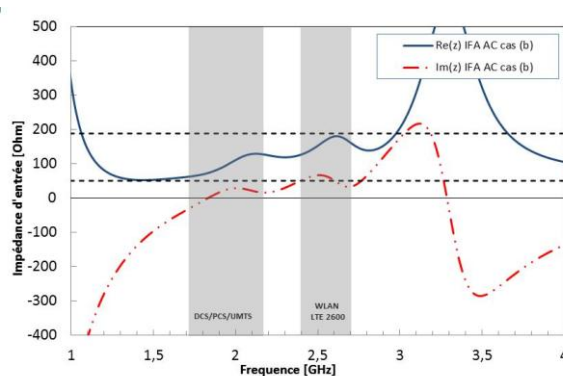
Après analyse du cas (a), intéressons-nous maintenant au cas (b).

### *b) Alimentation entre le brin d'alimentation et la partie C du PCB - Cas (b)*

Dans le cas (b), le contact est établi entre l'antenne IFA et la partie droite du PCB.

- *Impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC - Cas (b)*

Les résultats de l'impédance d'entrée de l'antenne sont représentés sur la **Figure 11**.



**Figure 11 : Impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC sur substrat – Cas (b)**

L'impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC est moins stable que dans le cas (a), **Figure 6**.

Si nous comparons avec l'antenne IFA-AC sans substrat, **Figure III-22**, nous remarquons un décalage de l'impédance d'entrée vers les basses fréquences.

- *Coefficient de réflexion de l'antenne IFA-AC - Cas (b)*

Les résultats du coefficient de réflexion, pour les valeurs de  $R_N=50\Omega$  et  $R_N=188\Omega$ , sont représentés sur la **Figure 12**.

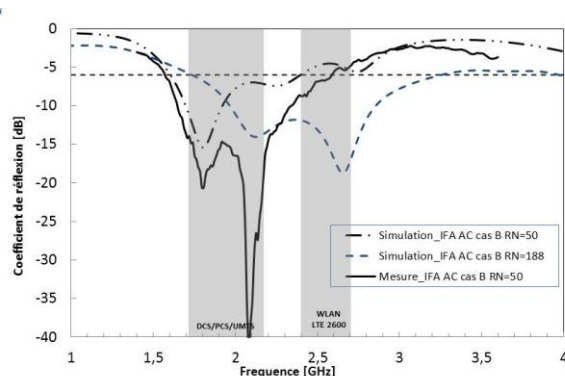


Figure 12 :  $S_{11}$  de l'antenne IFA-AC sur substrat – Cas (b)

Notons ici encore une meilleure adaptation pour l'antenne mesurée. Si celle-ci, contrairement à l'antenne sur plaque métallique, **Figure III-23**, présente un fonctionnement large bande, elle ne couvre pas entièrement les bandes WLAN et LTE 2600.

Si  $R_N=188\Omega$ , nous constatons également une très large bande passante à  $S_{11} < -6\text{dB}$ , moins conséquente cependant que lors de l'étude précédente sans substrat.

Si nous comparons cette situation avec la situation précédente (*cas (a)*), nous pouvons établir que pour  $R_N=50\Omega$ , l'adaptation est plus faible à  $F=2,7\text{GHz}$ .

- **Distribution des courants de l'antenne IFA-AC - Cas (b)**

L'observation des courants de surface des deux structures AC (*cas (a)* et *cas (b)*), **Figure 13**, nous permet de préciser leurs comportements autour de l'élément imprimé et de la fente. Dans le *cas (b)*, nous le constatons à l'évidence, la fente participe peu au rayonnement par le fait même que l'influence des courants autour du brin rayonnant est limitée. Ceci atteste de la désadaptation à 2,7GHz.

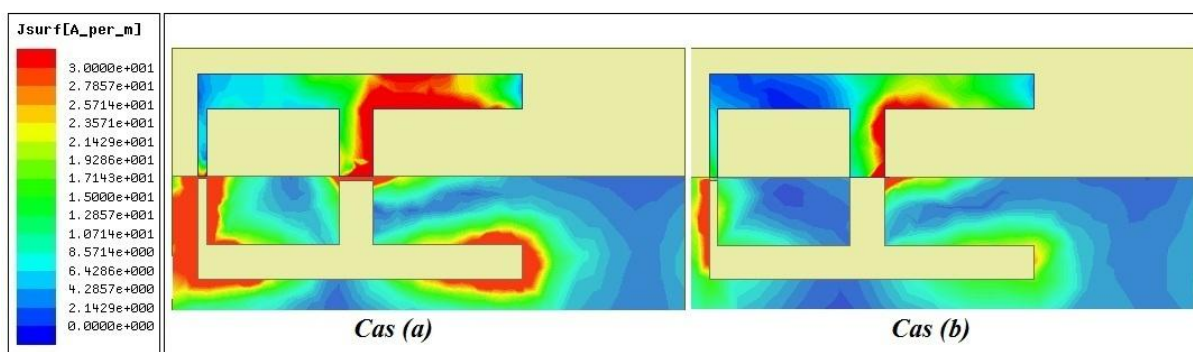


Figure 13 : Distribution des courants de surface de l'antenne IFA-AC sur substrat à  $F=2,7\text{GHz}$  – cas (a) et cas (b)

- **Efficacité totale de l'antenne IFA-AC - Cas (b)**

L'efficacité et le gain ont été mesurés en chambre Satimo et sont représentés **Figure 14**.

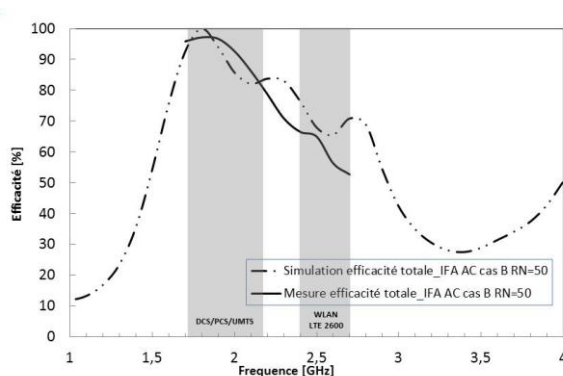


Figure 14 : Efficacité totale de l'antenne IFA-AC sur substrat – Cas (b)

Son efficacité est supérieure à 65% là où l'antenne est adaptée à  $S_{11} < -6\text{dB}$ .

Nous remarquons la chute de l'efficacité à  $F=2,7\text{GHz}$  due à un faible niveau d'adaptation à cette fréquence.

Après le cas (b), intéressons-nous maintenant au cas (c).

### c) Alimentation entre le brin d'alimentation et la partie B du PCB - Cas (c)

Dans le cas (c), le contact est donc, comme précédemment, établi entre l'antenne IFA et la partie gauche du PCB.

- Impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC - Cas (c)

Les résultats de l'impédance d'entrée de l'antenne sont représentés sur les **Figures 15**.

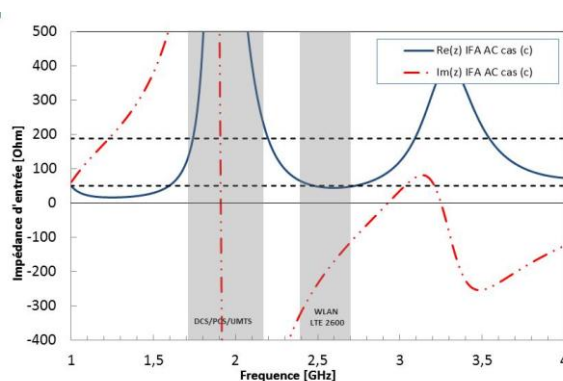


Figure 15 : Impédance d'entrée de l'antenne IFA-AC sur substrat – Cas (c)

Ici l'impédance d'entrée de l'antenne est décalée vers les basses fréquences par rapport à l'antenne étudiée sans substrat, **Figure III-26**.

- Coefficient de réflexion de l'antenne IFA-AC - Cas (c)

Les résultats du coefficient de réflexion, pour les valeurs de  $R_N=50\Omega$  et  $R_N=188\Omega$ , sont représentés sur la **Figure 16**.

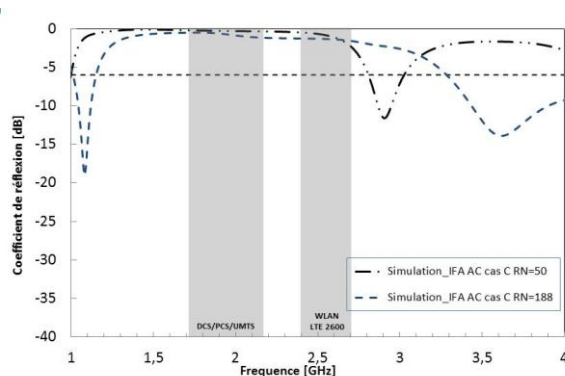


Figure 16 :  $S_{11}$  de l'antenne IFA-AC sur substrat – Cas (c)

Lorsque  $R_N=50\Omega$ , les deux fréquences d'adaptation sont décalées vers les basses fréquences si nous comparons ces résultats avec ceux de l'étude précédente, **Figure III-27**.

Si  $R_N=188\Omega$ , leurs niveaux d'adaptation restent identiques.

Notons ici encore un cas particulier : l'antenne travaille dans un mode de fonctionnement différent des cas précédents.

- **Efficacité totale de l'antenne IFA-AC - Cas (c)**

L'efficacité totale simulée est représentée **Figure 17**.

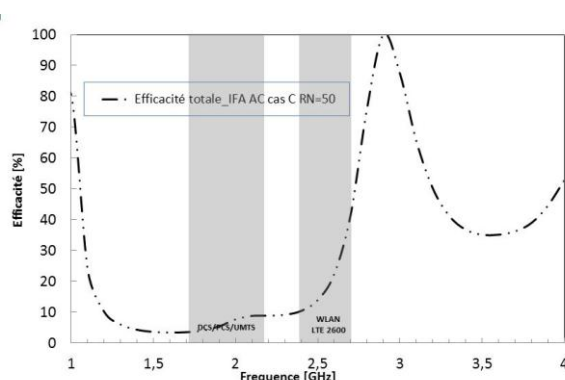


Figure 17 : Efficacité de l'antenne IFA-AC sur substrat – Cas (c)

Elle est supérieure à 80% là où l'antenne est adaptée à  $S_{11} < -6\text{dB}$  et est décalée vers les fréquences basses, si nous nous référons à l'antenne IFA-AC sans substrat, **Figure III-28**.

Nous constatons, après cette étude, que l'ajout d'une couche de substrat diélectrique de type FR-4, décale les fréquences de fonctionnement des antennes IFA simple et AC vers les basses fréquences. Du fait de ce décalage, lorsque l'alimentation est connectée entre le brin IFA et les deux parties (*B et C*) du PCB (cas (a)), les résultats sont meilleurs et rendent ainsi l'antenne IFA-AC adaptée dans toutes les bandes de fréquences hautes, sujet de notre étude.

Les prototypes des antennes étudiées sont reportés en **Annexe 5**.

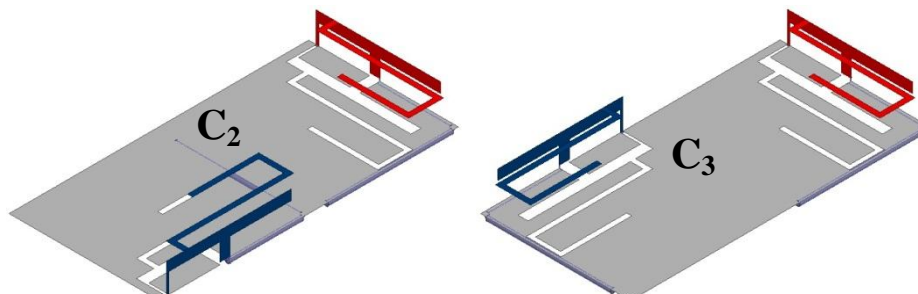


## Références Annexe 1

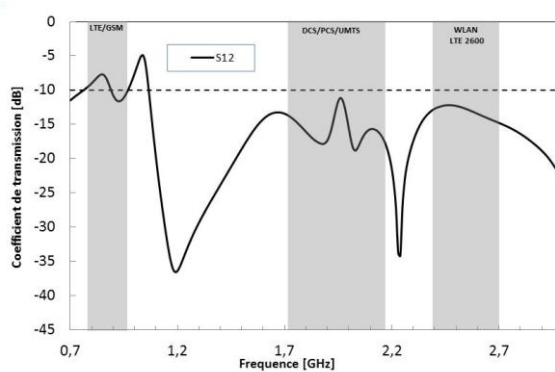
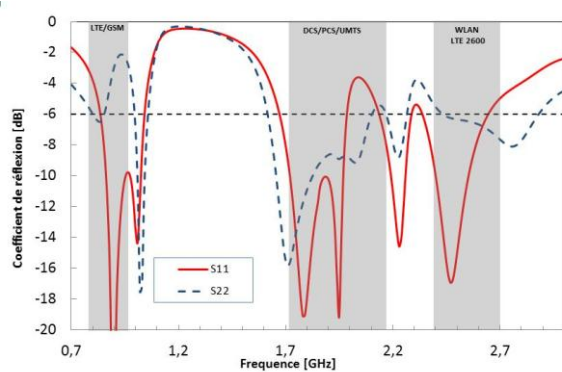
- [A<sub>1</sub>.14] G. Gauthier, A. Courtay, and G. Rebeiz, "Microstrip antennas on synthesized low dielectric-constant substrates," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 45, pp. 1310–1314, aug. 1997.
- [A<sub>1</sub>.15] L. Zaid, G. Kossiavas, J.-Y. Dauvignac, J. Cazajous and A. Papiernik, "Dual-frequency and broad-band antennas with stacked quarter wavelength elements," *IEEE Trans. Antennas Propagation*, 47, 654-660, April 1999.
- [A<sub>1</sub>.16] A.K. Skrivervik, J.F. Zücher, O. Staub, and J.R. Mosig, "PCS Antenna Design: the challenge of miniaturization", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol.43, no.4, pp. 12-27, August 2001.
- [A<sub>1</sub>.17] Y. Hwang, Y.P. Zhang, G.X. Zheng, and T.K.C. Lo, "Planar Inverted-F Antenna Loaded with High Permittivity Material", *Electron. Lett*, vol. 20, 1710-1712, 1995.

## Annexe 2 : Configuration des différents systèmes multi-antennaires

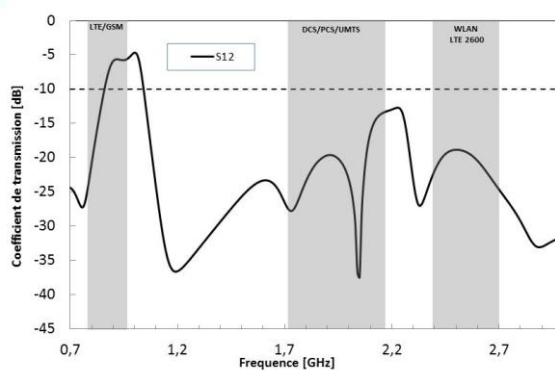
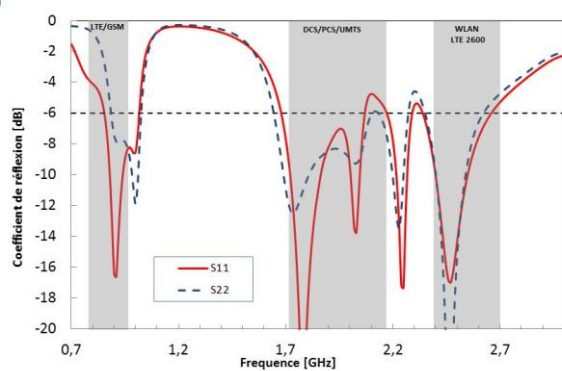
### 1) Configurations $C_2$ et $C_3$



*Géométrie des systèmes multi-antennaires  $C_2$  et  $C_3$*

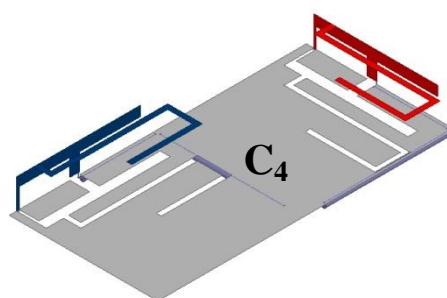


*$S_{11}$ ,  $S_{22}$  et  $S_{12}$  des antennes –  $C_2$*

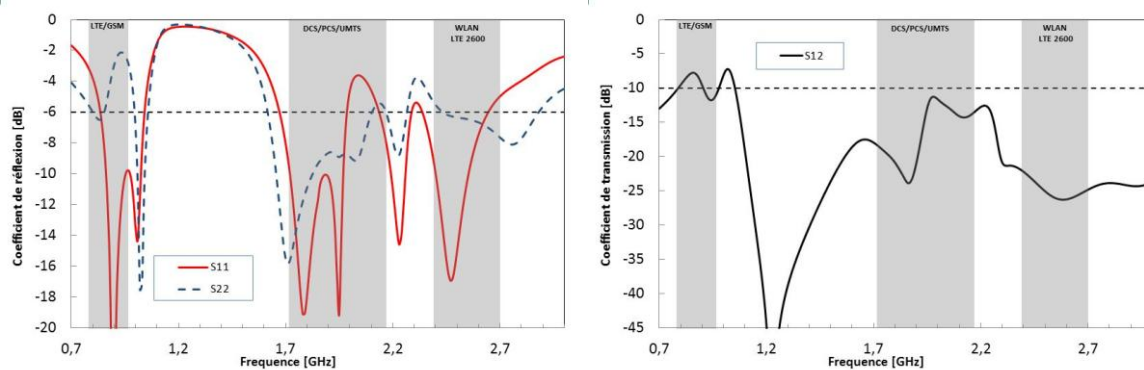


*$S_{11}$ ,  $S_{22}$  et  $S_{12}$  des antennes –  $C_3$*

## 2) Configuration $C_4$

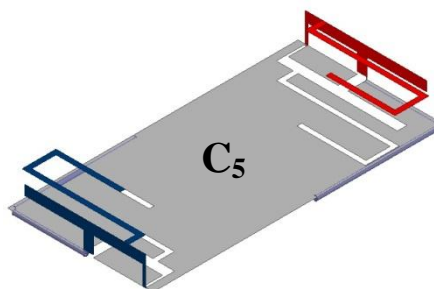


Géométrie du système multi-antennaire  $C_4$

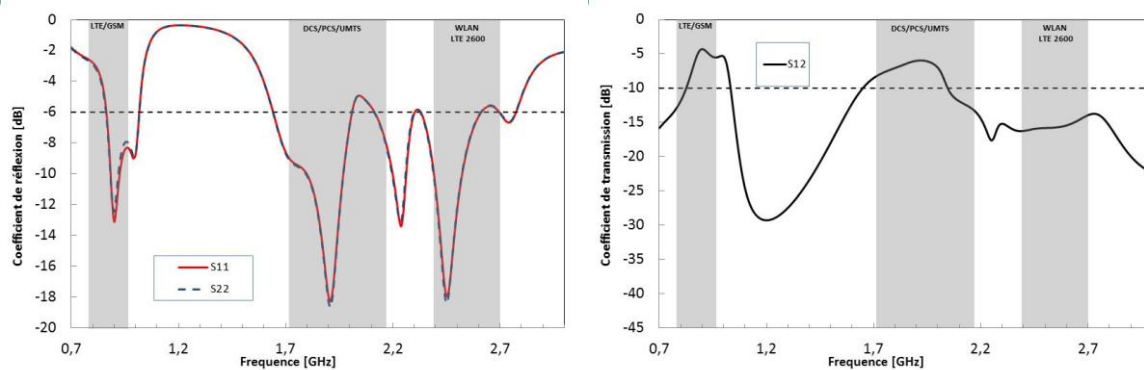


$S_{11}$ ,  $S_{22}$  et  $S_{12}$  des antennes –  $C_4$

## 3) Configuration $C_5$

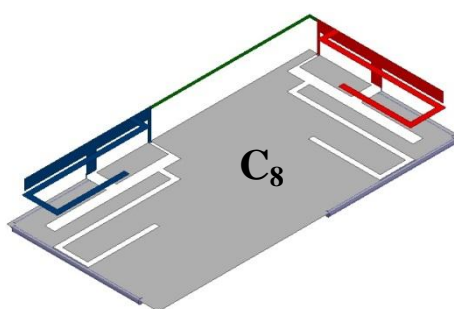


Géométrie du système multi-antennaire  $C_5$

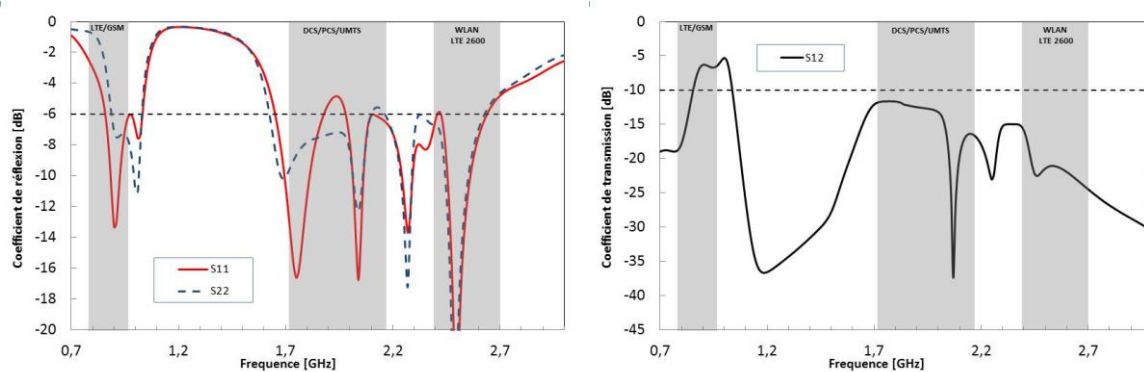


$S_{11}$ ,  $S_{22}$  et  $S_{12}$  des antennes –  $C_5$

#### 4) Configuration $C_8$

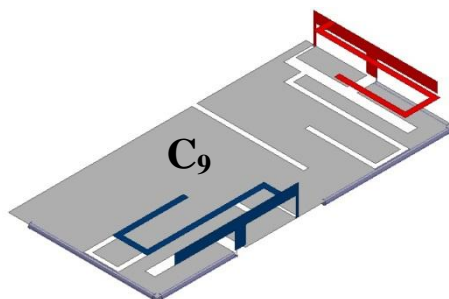


Géométrie du système multi-antennaire  $C_8$

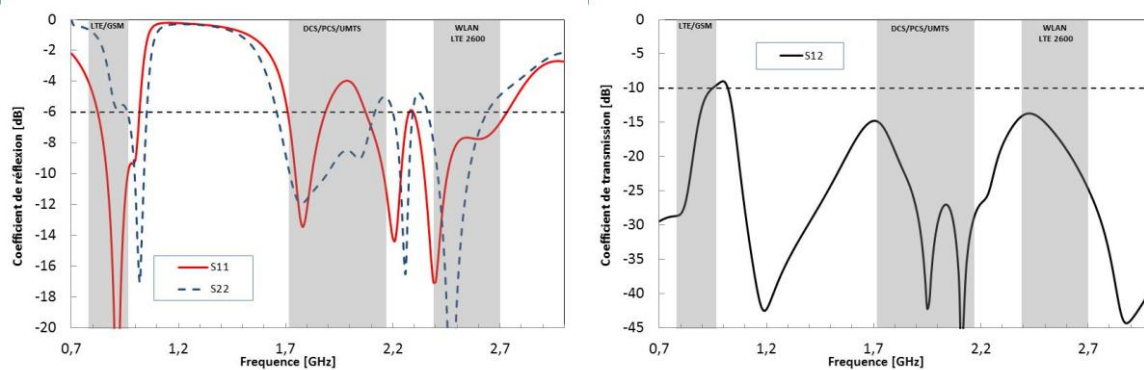


$S_{11}$ ,  $S_{22}$  et  $S_{12}$  des antennes –  $C_8$

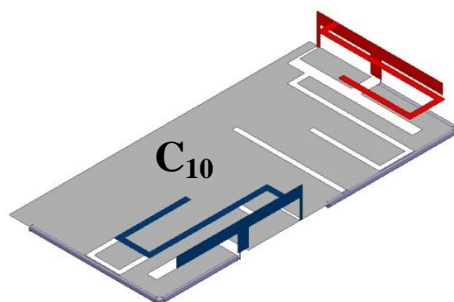
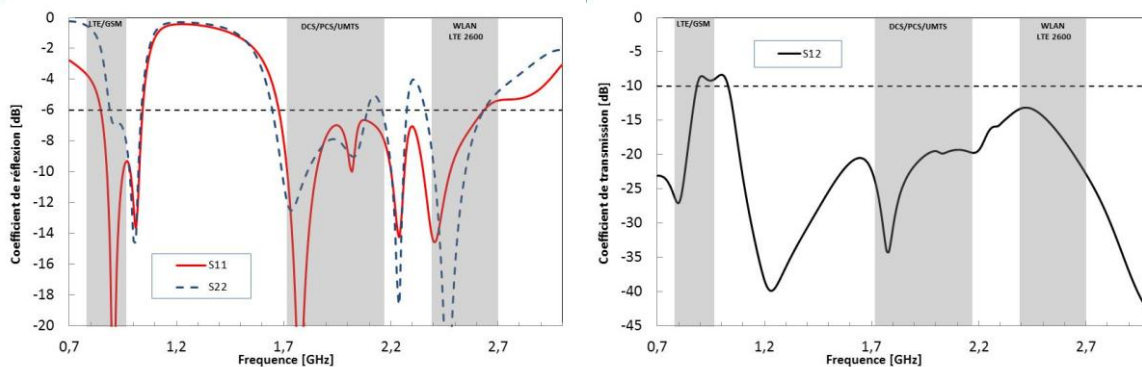
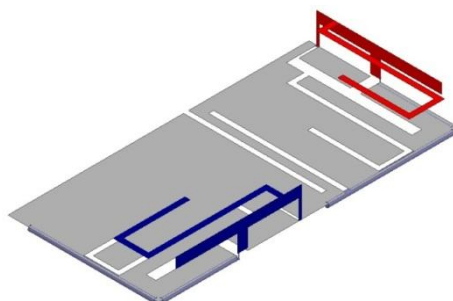
#### 5) Configurations $C_9$ et $C_{10}$



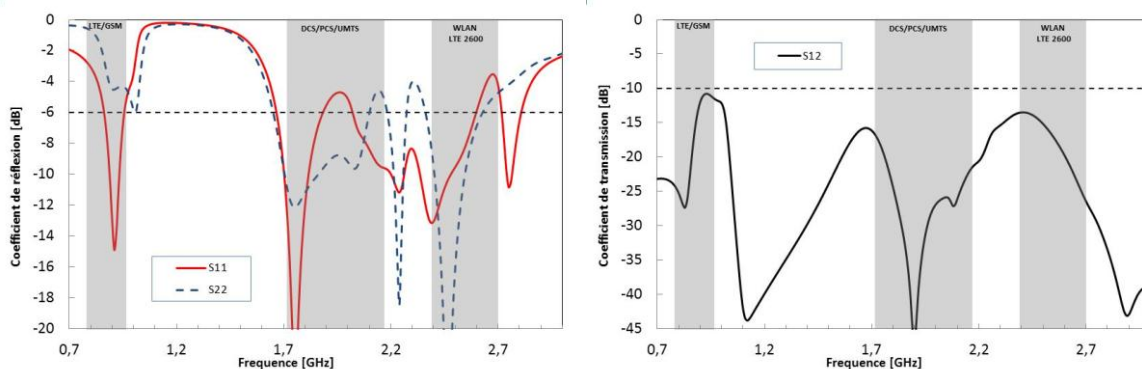
Géométrie du système multi-antennaire  $C_9$



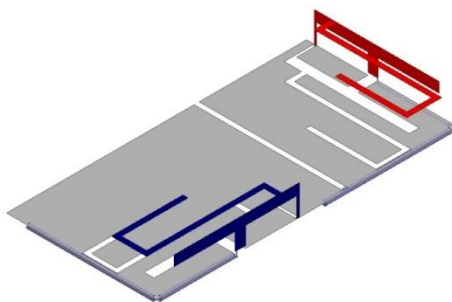
$S_{11}$ ,  $S_{22}$  et  $S_{12}$  des antennes –  $C_9$

Géométrie du système multi-antennaire  $C_{10}$  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  et  $S_{12}$  des antennes -  $C_{10}$ 6) Configuration (a) - Même configuration qu'en  $C_{11}$  en permutant les deux fentes

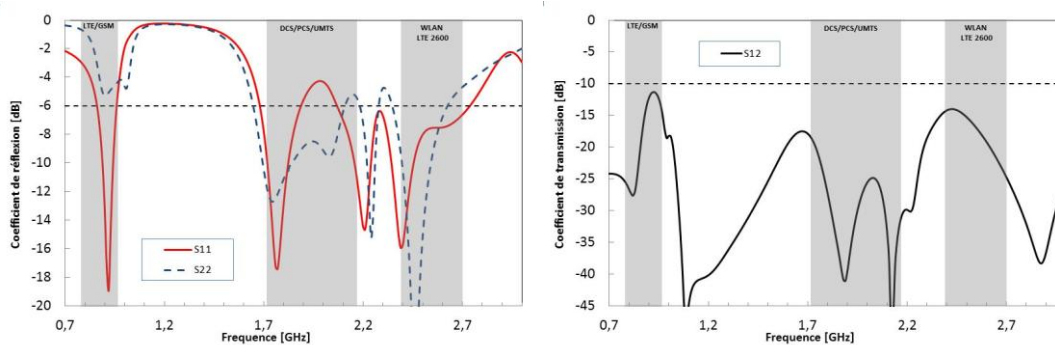
Géométrie du système multi-antennaire - (a)

 $S_{11}$ ,  $S_{22}$  et  $S_{12}$  des antennes - (a)

## 7) Configuration (b) - Configuration avec une fente allant d'un bout à l'autre

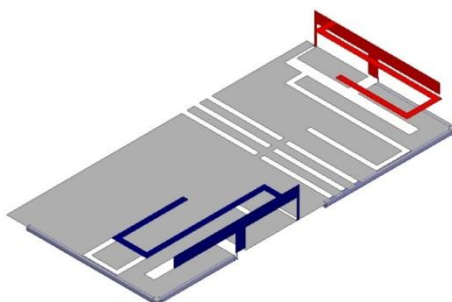


Géométrie du système multi-antennaire – (b)

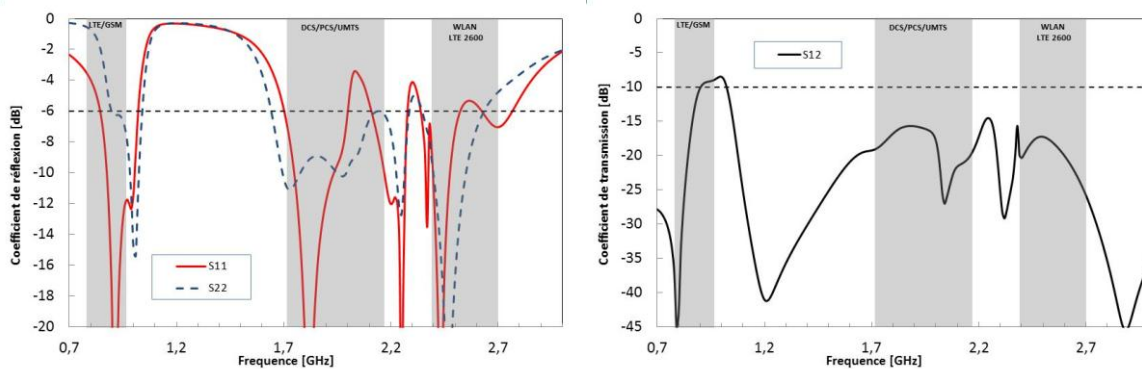


$S_{11}$ ,  $S_{22}$  et  $S_{12}$  des antennes – (b)

## 8) Configuration (c) - Configuration avec 6 fentes débouchantes

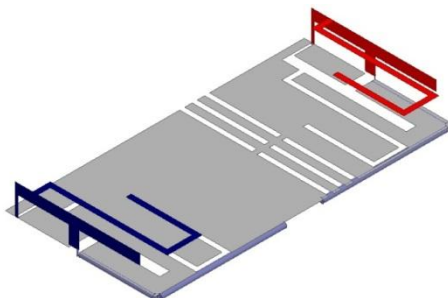


Géométrie du système multi-antennaire – (c)

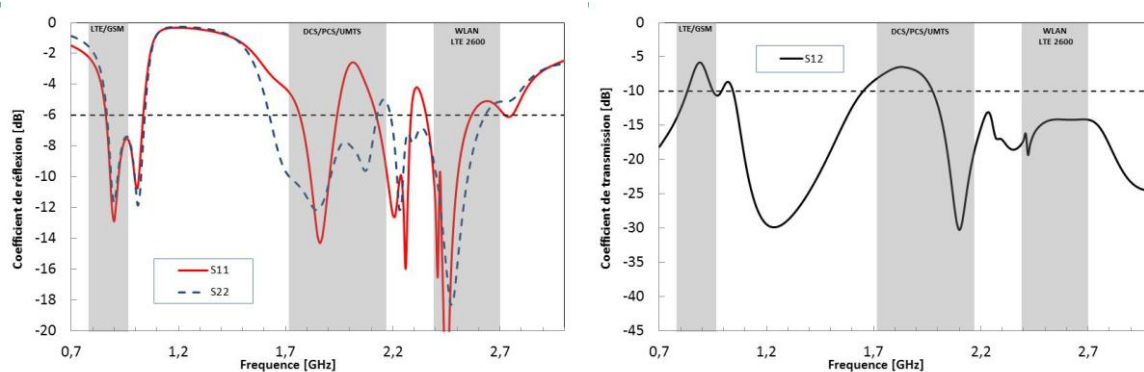


$S_{11}$ ,  $S_{22}$  et  $S_{12}$  des antennes – (c)

**9) Configuration (d) - Même configuration des fentes que précédemment en disposant les antennes face à face**



*Géométrie du système multi-antennaire – (d)*

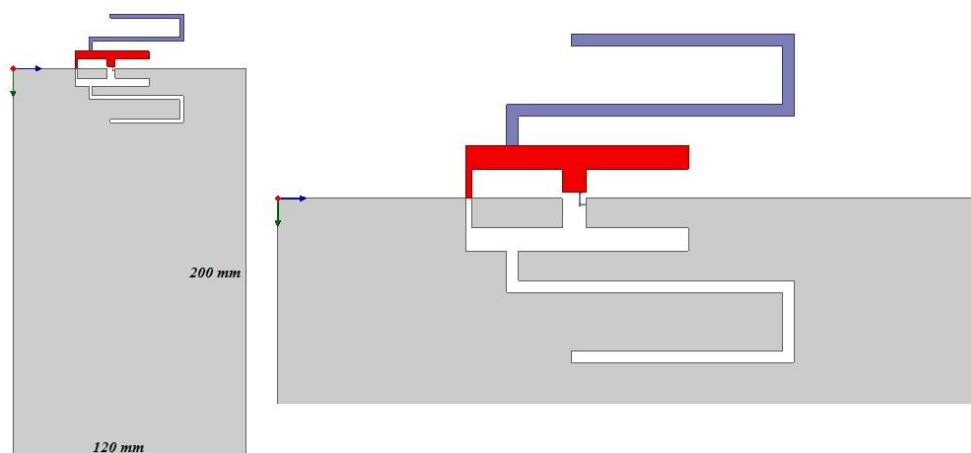


*$S_{11}$ ,  $S_{22}$  et  $S_{12}$  des antennes – (d)*

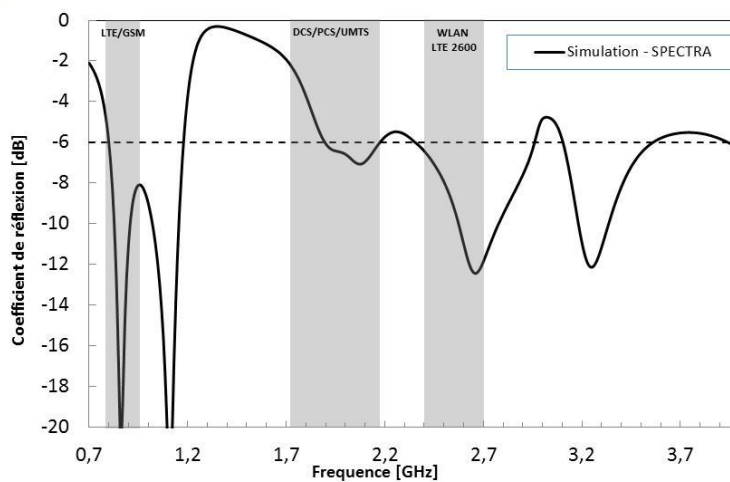
### Annexe 3 : Perspectives SPECTRA

#### Antenne IFLA-AC sur grand plan de masse

Nous avons étudié une antenne IFLA-AC en l'optimisant dans le but de l'adapter aux dimensions d'un PCB de plus grande taille ( $120 \times 200\text{mm}^2$ ). Dans une configuration à plat, l'antenne a été placée au milieu et sur le bord du PCB. Dans cette configuration par symétrie axiale, l'auto-complémentarité est mieux respectée. Nous allons présenter ici les résultats du coefficient de réflexion de l'antenne.



*Géométrie de l'antenne IFLA-AC sur PCB de taille  $120 \times 200\text{mm}^2$*



$S_{11}$  – Spectra

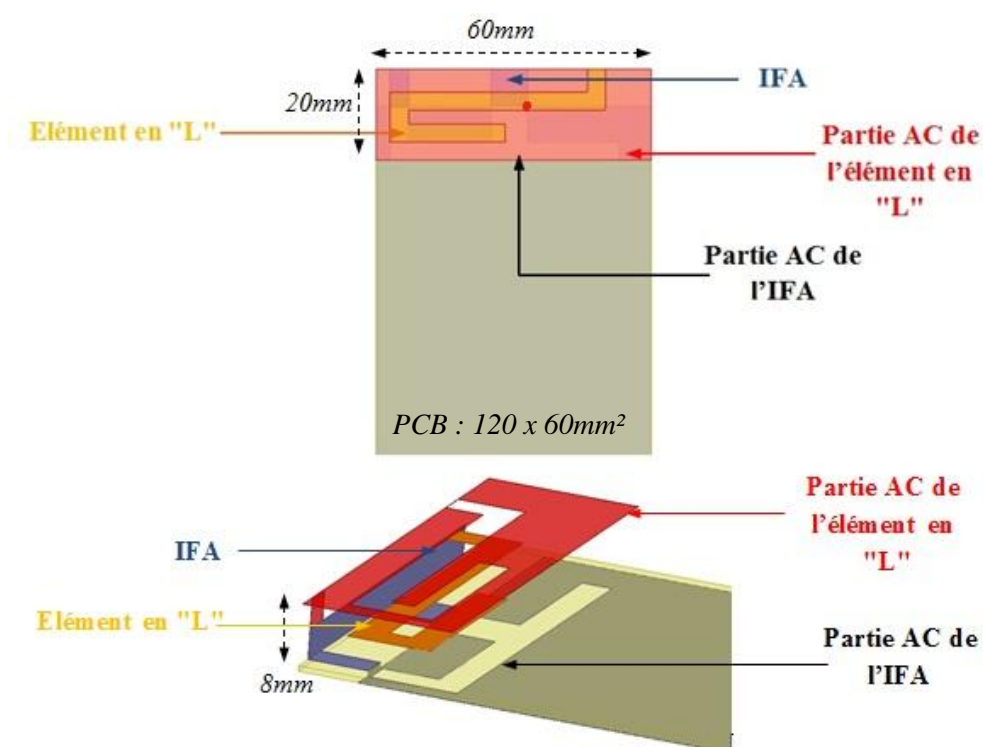
Avec l'optimisation de tous ces paramètres et l'augmentation de la taille du PCB, l'auto-complémentarité est satisfaite au mieux. Ce constat est confirmé au niveau de la bande passante, laquelle est beaucoup plus large, aussi bien dans les bandes basses que dans les bandes hautes.



## Annexe 4 : Perspectives SPECTRA

### Etude d'une nouvelle antenne IFLA-AC

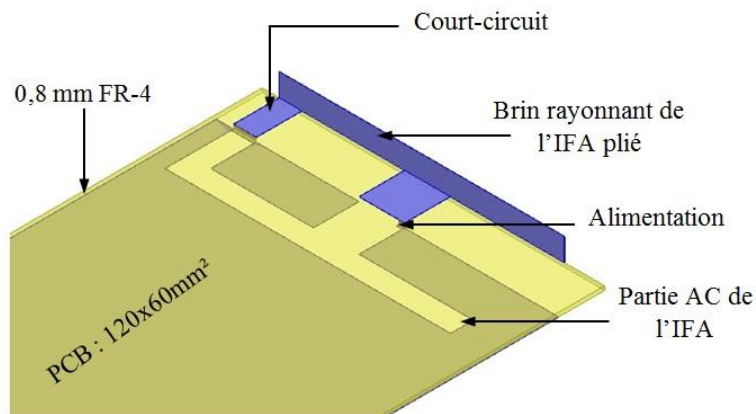
Afin de réduire l'encombrement de l'antenne (*au niveau des fentes dans le plan de masse*), nous avons étudié une nouvelle structure où l'auto-complémentarité se fera à la fois dans le plan de masse (*élément IFA*) et au-dessus de l'élément en "L" dans une autre partie métallique. La nouvelle antenne IFLA-AC, sur plan de masse de taille 120 x 60mm<sup>2</sup>, est représentée sur la figure ci-dessous.



*Géométrie de l'antenne IFLA-AC*

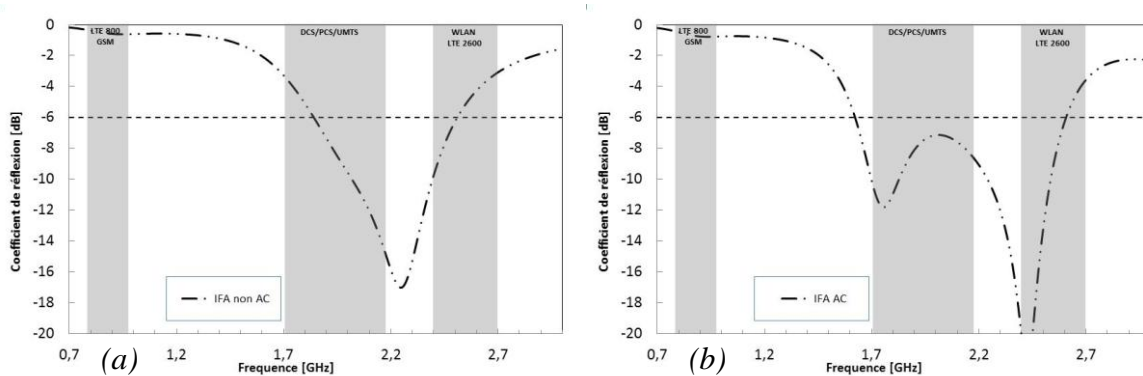
Pour mieux comprendre cette structure, nous avons intégré étape après étape les éléments dont nous avons analysé les performances.

Dans un premier temps, nous avons étudié une antenne IFA simple (*comme nous l'avons fait dans le chapitre 3*). Cependant ici nous avons replié le brin rayonnant de 90° par rapport au PCB, (*figure ci-dessous*). Dans un deuxième temps, nous avons rendu cette antenne IFA auto-complémentaire dans le plan de masse.



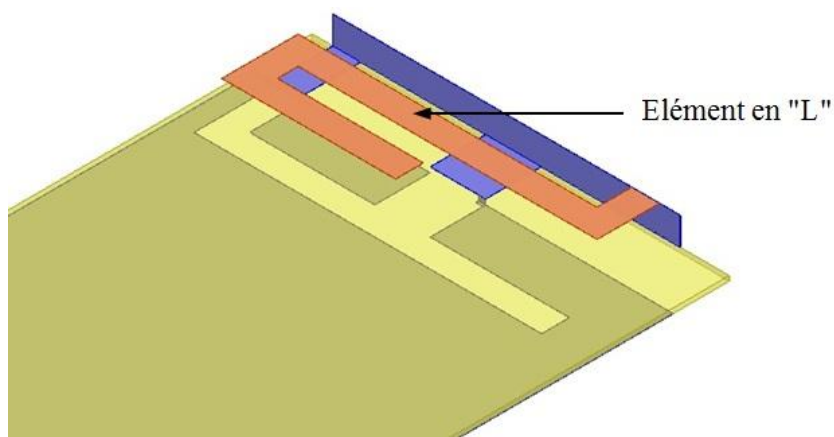
*Structure IFA-AC résultant d'une antenne IFA simple*

Les résultats des structures non AC et AC sont représentés sur les figures ci-dessous.



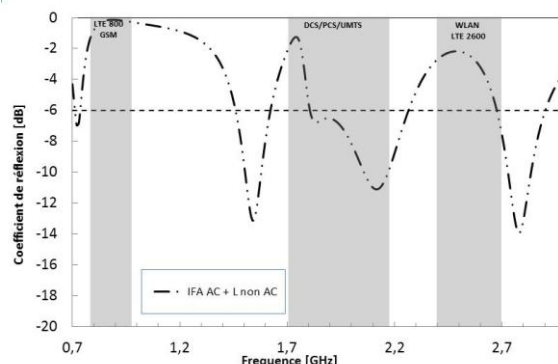
$S_{11}$  de l'antenne – (a) IFA-non AC et (b) IFA AC

Dans un troisième temps, nous avons ajouté l'élément en "L" de la même manière que nous l'avons fait au chapitre 4. Nous avons observé le comportement de l'antenne IFA-AC et de l'élément en "L" sans rendre celui-ci auto-complémentaire.



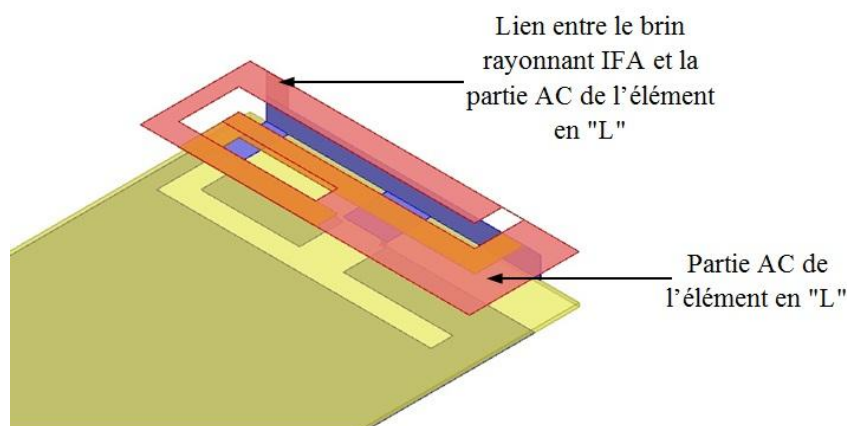
*Structure IFA-AC avec ajout de l'élément en "L" non AC*

Le coefficient de réflexion de l'antenne IFA-AC + "L" non AC est représenté sur la figure ci-dessous.



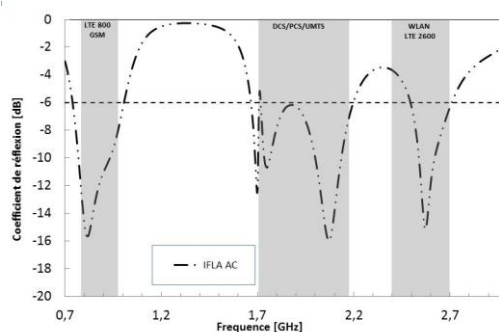
$S_{11}$  de l'antenne IFA-AC avec ajout de l'élément en "L" non AC

Au cours de la dernière étape, nous avons rendu l'élément en "L" auto-complémentaire en intégrant au-dessus de celui-ci un plateau rayonnant dans lequel nous avons inséré une fente de même géométrie que l'élément en "L" (en rouge sur la figure). Cet élément (fente dans le plateau métallique) est connecté au brin rayonnant de l'antenne IFA, (figure ci-dessous).



Structure IFLA-AC

Le coefficient de réflexion de la nouvelle antenne IFLA-AC est représenté sur la figure ci-dessous.



$S_{11}$  de l'antenne IFLA-AC

Structure moins encombrante que nos structures IFLA-AC étudiées dans le chapitre 4, cette nouvelle antenne présente des avantages certains. Si elle ne couvre pas la totalité des bandes WLAN et LTE 2600, elle possède toutefois une large bande passante dans les bandes GSM et LTE ainsi qu'un très bon niveau d'adaptation. L'optimisation des dimensions de cette antenne sur un plan de masse plus grand permettrait certainement d'améliorer encore ses performances.

Nous convenons que la réduction de la taille de l'antenne autorise encore des bonnes performances. Nous pouvons ainsi admettre que réduire la taille de l'antenne et augmenter autant que faire se peut les dimensions du PCB sont indispensables à l'amélioration du lien radio. Tout ceci nous conforte dans l'idée que cette structure antennaire pourrait être intégrée avantageusement dans un système multi-antennes (*nouveau projet SPECTRA, par exemple ...*).

**Annexe 5 : Prototypes d'antennes étudiées**



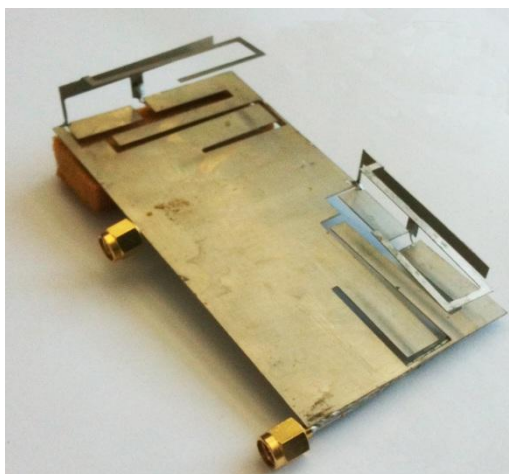
*Prototype IFA-AC réalisé sur du métal*



*Prototype IFA-AC réalisé sur substrat*



*Prototype IFLA-AC réalisé sur du métal*



*Structure à deux antennes IFLA-AC sur le même plan de masse*

## Résumé/Abstract

**Résumé :** Une antenne auto-complémentaire possède des caractéristiques radioélectriques très intéressantes en ce qui concerne l'élargissement de sa bande passante. Basée sur le principe de Babinet, l'auto-complémentarité permet en effet de maximiser la largeur de bande de par la complémentarité air-métal dans la structure de l'antenne. L'objectif de cette thèse est d'étudier quels pouvaient être les apports de l'auto-complémentarité dans le cas d'antennes à fortes contraintes d'intégration telles que celles utilisées pour les terminaux mobiles. Pour tester les limites de notre étude, nous avons choisi d'appliquer nos résultats à l'intégration d'antennes auto-complémentaires dans un objet communicant de type Smartphone multi-standards.

Les antennes dites AC doivent par conséquent satisfaire de nombreux critères de performances (*bandes de fréquences, adaptation, efficacité, diagramme...*) tout en montrant leur capacité d'intégration. Celle-ci est rendue d'autant plus délicate, que la miniaturisation implique à son tour des phénomènes physiques limitant certaines performances, notamment en basse fréquence avec la nouvelle bande LTE 4G.

Dans une première étude, nous avons considéré différentes antennes et opté pour les antennes IFA-AC sur un plan de masse de 120x60mm<sup>2</sup> afin de couvrir initialement les bandes hautes DCS/PCS/UMTS et WLAN/LTE 2600.

Dans une seconde étude, nous avons amélioré leurs performances à l'aide d'éléments structurels nouveaux et interdépendants (*éléments rayonnants de type double IFA*), qui nous ont permis d'obtenir des résultats probants relatifs notamment à la couverture des bandes LTE 800 et GSM.

A toutes les étapes de cette étude, nous avons comparé et validé les résultats théoriques supposés du concept de l'auto-complémentarité mis en jeu.

Enfin, nous avons complété notre projet en optimisant le lien radio par l'intégration de plusieurs éléments rayonnants auto-complémentaires multi-bandes / large bande sur un même PCB afin de satisfaire aux principes de la diversité ou MIMO.

**Mots clés :** Antenne miniature, intégration, IFA, antenne auto-complémentaire, large bande, multi-bandes, principe de Babinet, antennes multi-standards, LTE, MIMO

-----

**Abstract :** In this thesis we present the design and optimization of self-complementary antennas to be integrated into a Smartphone. A self-complementary antenna is known as a radio antenna with very interesting bandwidth characteristics. Self-complementarity is based on the Babinet's principle which aims to maximize bandwidth by considering the complementarity of the air and metal in the construction of an antenna. To achieve an objective, the antennas must satisfy a number of criteria, both in terms of performance (*matching in the desired frequency bands, bandwidth, efficiency, radiation pattern*) and also for the design methods and integration. Miniaturization is very sensitive and it is more difficult to implement an antenna because of the physical phenomena limiting performance, especially at low frequency with the new 4G LTE band.

In this study we considered initially the self-complementary-IFA on a finite ground plane size: 120x60mm<sup>2</sup> in order to cover the high frequencies : DCS/PCS/UMTS and WLAN/LTE 2600.

In the second part, we focused on the possibility of using some improvement techniques by adding structural element (capacitive elements and radiating elements). Various geometrical modifications applied to antenna structures have also been used to obtain results satisfying all criteria, including coverage of LTE 800 bands and GSM bands.

Several prototypes were used to compare the theoretical results and validate the concept of self-complementarity.

We completed the project by developing a way to improve the radio link in natural environments. We have implemented several radiating self-complementary miniature multiband / broadband elements on the same PCB in order to implement the principles of diversity or MIMO.

**Keywords :** Miniaturization, integration IFA, self-complementary, wideband, Babinet's principle, bandwidth, LTE, MIMO

-----