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

Oumy *DIOP*

Etude et Minimisation du Facteur de Qualité d'Antennes Miniatures conçues pour de Petits Objets Communicants

Thèse dirigée par *Cyril LUXEY*

soutenue le *27 Septembre 2013*

Jury prévu :

M. Laurent Cirio	Professeur, ESYCOM	Rapporteur
M. Philippe Pannier	Professeur, IM2NP	Rapporteur
M. Ala Sharaiha	Professeur, IETR	
M. Gilles Jacquemod	Professeur, EPIB	
M. Cyril Luxey	Professeur, EPIB	
M. Aliou Diallo	Maitre de Conférences, LEAT	
M. Fabien Ferrero	Maitre de Conférences, LEAT	
M. Yannick Vaiarello	Ingénieur, Neurelec	



Ce(tte) œuvre est mise à disposition selon les termes de la Licence Creative Commons Attribution - Pas d'Utilisation Commerciale - Pas de Modification 3.0 non transposé.

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE 9

CHAPITRE I: GENERALITES SUR LES ANTENNES 13

I.1 Introduction 13

I.2 Définition et performances d'une antenne électriquement petite 13

I.3 Caractérisation d'une antenne électriquement petite 15

I.3.1 Impédance d'entrée 15

I.3.2 Coefficient de Réflexion 16

I.3.3 Bande passante 17

I.3.4 Efficacité 18

I.3.5 Les régions du champ électromagnétique 19

I.3.6 Directivité, Gain et Diagramme de rayonnement 20

I.4 Problématique de conception des antennes électriquement petites 21

I.4.1 Impact de la miniaturisation sur les caractéristiques des antennes 21

I.4.2 Compromis entre taille, bande passante et efficacité 22

I.5 Conclusion 22

CHAPITRE II: ETAT DE L'ART SUR LE FACTEUR DE QUALITE DES ANTENNES ELECTRIQUEMENT PETITES ET LES TECHNIQUES DE MINIATURISATION 26

II.1 Introduction 26

II.2 Définitions des méthodes de calcul du facteur de qualité d'une antenne électriquement petite 27

II.2.1 Définition du facteur de qualité Q 27
II.2.2 Etat de l'art sur les théories des limites fondamentales du facteur de qualité 29
II.2.3 Expression du facteur de qualité en fonction de l'impédance d'entrée d'une antenne et de la bande passante 34
II.2.4 Synthèse des différents méthodes 36
II.3 Etat de l'art sur les techniques de miniaturisation 38
II.3.1 Miniaturisation par structuration 39
II.3.2 Utilisation de matériaux pour la miniaturisation 46
II.4 Conclusion 48
CHAPITRE III: ETUDE DU FACTEUR DE QUALITE D'ANTENNES MINIATURES ET LIMITES DE GUSTAFSSON 52
III.1 Introduction 52
III.2 Influence du Q sur les performances des antennes 52
III.2.1 Comparaison du Q d'antennes monopoles sur des tailles de plan de masse variables 52
III.2.2 Comparaison d'un monopole sur un plan de masse et d'un dipôle 55
III.3 Comparaison du facteur de qualité d'antennes adaptées et non adaptés : Etude de monopoles de tailles différentes 57
III.3.1 Géométrie des antennes 57
III.3.2 Antennes monopoles de différentes tailles 59
III.3.3 Synthèse 63
III.4 Comparaison du facteur de qualité de dipôles dans plusieurs configurations par rapport au facteur de qualité limite de Gustafsson 64
III.4.1 Contexte de l'étude 64
III.4.2 Géométrie des antennes 65
III.4.3 Etude du facteur de qualité d'antennes dipôles dans différentes configurations 66
III.4.4 Synthèse des résultats obtenus 72
III.5 Conclusion 73
CHAPITRE IV: MODELISATION ET REALISATIONS D'ANTENNES MONOPOLES EN TECHNOLOGIE MULTICOUCHE 76
IV.1 Introduction 76
IV.2 Etat de l'art sur les antennes intégrées 76
IV.3 Présentation de la technologie Integrated Passive Devices 78
IV.4 Conception d'une antenne monopole sur un substrat IPD 79

IV.4.1 Cahier des charges 79
IV.4.2 Description de l'antenne étudiée 80
IV.4.3 Résultats obtenus 82
IV.5 Etude de l'influence du connecteur et du plan de masse sur de petites antennes monopoles 88
IV.5.1 Contexte de l'étude 88
IV.5.2 Etude de l'effet de la variation de la longueur du câble 88
IV.6 Antenne monopole avec un PCB et avec un plan de masse plus grand 92
IV.6.1 Etude de la variation de la taille du plan de masse de l'antenne monopole 92
IV.6.2 Comparaison de la simulation de l'antenne avec un connecteur coaxial et sans connecteur 95
IV.6.3 Validation expérimentale 96
IV.7 Etude des antennes monopoles placées dans l'oreille 100
IV.7.1 Description du conduit auditif 100
IV.7.2 Etude des antennes dans le conduit auditif 101
IV.8 Conclusion 104

CHAPITRE V: ANTENNES DIPOLES EN TECHNOLOGIE IPD 107
V.1 Introduction 107
V.2 Etat de l'art sur les ferrites et les baluns 107
V.3 Conception de dipôles méandrés sur substrat IPD 109
V.3.1 Description du dipôle méandré 110
V.3.2 Performances simulées du dipôle méandré seul 110
V.3.3 Performances simulées du dipôle méandré avec un balun intégré 111
V.4 Etude d'un dipôle méandré sur substrat IPD et sur PCB 123
V.4.1 Performances simulées de l'antenne sans connecteur 124
V.4.2 Validation expérimentale 128
V.5 Synthèse comparative des deux dipôles 134
V.6 Simulation des dipôles dans le conduit auditif 134
V.6.1 Etude du dipôle méandré sur le verre dans l'oreille 135
V.6.2 Etude du dipôle méandré à la fois sur le PCB et sur le verre dans l'oreille 137
V.7 Conclusion 139

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES 142

TABLES DES FIGURES **146**
ANNEXES..... **151**
BIBLIOGRAPHIE **158**
PUBLICATIONS **164**
RESUME..... **165**

Introduction Générale

De nos jours, les appareils électroniques font partie intégrante de notre quotidien. La plupart de ces objets utilisent des liaisons sans fil, rendant ainsi indispensable l'intégration d'une ou plusieurs antennes dans ces dispositifs. Du domaine médical (avec les implants cochléaires et les stimulateurs cardiaques de nouvelles générations par exemple), en passant par les télécommunications (ordinateurs, tablettes, téléphones portables, GPS), les transports (carte de bus), l'aéronautique, ces petits objets connectés se retrouvent partout.

De plus en plus, de nouvelles fonctionnalités et de nouvelles applications font leur apparition dans ces dispositifs électroniques de plus en plus petits. Par conséquent, pour une utilisation quotidienne, il est indispensable de réduire l'encombrement des antennes dans ces appareils électroniques. La taille de celles-ci peut atteindre quelques centimètres ce qui est généralement élevées pour certaines fréquences d'utilisation visées. Face à ce défi, les industriels et les académiques s'attellent à trouver des solutions pour rendre ces antennes plus compactes. De plus, avec l'émergence de nouvelles applications, les standards de communication s'étant multipliés (Bluetooth, WIFI, ZigBee, WiMax, 4G….), ces objets nécessitent l'intégration de plusieurs antennes dans un même dispositif.

Face à ces problématiques, des travaux de recherche sur les antennes électriquement petites se sont naturellement développés. En effet, de nombreuses techniques de miniaturisation existent mais elles engendrent quelques problèmes notamment sur la détérioration de leurs performances. Donc à l'heure actuelle, la conception d'antennes devant être intégrées dans de petits volumes tout en conservant de bonnes performances est un vrai défi.

Avant d'essayer de miniaturiser une antenne, il est important d'étudier les limites théoriques de ses performances. Ce problème est sujet à discussions depuis les années 1940. De nombreux scientifiques ont ainsi essayé de développer des théories sur le facteur de qualité minimum des antennes miniatures. Ils ont montré que les performances des antennes très petites ne pouvaient pas excéder certaines valeurs limites en fonction de leur taille et/ou du volume occupé et qu'il était nécessaire de faire un compromis taille/bande passante/efficacité (ou gain).

Les travaux de ce mémoire sont axés sur l'étude des antennes électriquement petites. Dans un premier temps, une étude est effectuée sur le facteur de qualité minimum des antennes en s'appuyant sur les théories précédemment développées dans la littérature. Dans un second temps, le principal défi technologique posé est de concevoir des antennes miniatures pour implants auditifs proches des limites théoriques afin d'obtenir les meilleures performances possibles.

Ce mémoire est subdivisé en cinq chapitres.

Le premier chapitre traitera de toutes les définitions utiles dans le domaine des antennes miniatures et présentera les paramètres clés de ces antennes. Ensuite, les problématiques de conception d'antennes miniatures seront exposées.

Dans le second chapitre, nous commencerons par faire un état de l'art sur les différentes théories qui ont été développées sur le facteur de qualité des antennes miniatures. Nous exposerons ensuite les différentes analyses qui ont été effectuées sur ce paramètre au fil des années, pour terminer par une

synthèse globale. Ensuite, nous décrirons les principales techniques de miniaturisation des antennes filaires et imprimées, ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients.

Le troisième chapitre portera sur l'étude du facteur de qualité des antennes miniatures pour vérifier les limites théoriques qui ont été développées par Gustafsson. Nous étudierons dans un premier temps l'influence du facteur de qualité sur les performances d'antennes dipôles et monopoles. Ensuite nous regarderons les facteurs de qualité d'antennes adaptées ou non adaptées au générateur, et de monopoles de tailles variables. Pour finir, une étude comparative entre des facteurs de qualité de dipôles de tailles variables et le facteur de qualité limite théorique de Gustafsson sera réalisée.

Le quatrième chapitre sera consacré à l'étude d'antennes monopoles pour la partie externe d'un implant cochléaire. Nous effectuons un état de l'art sur les antennes intégrées. Ensuite, nous présenterons la technologie multicouche IPD^{tm} de la société STMicroelectronics qui sera utilisée pour nos prototypes. Après avoir défini le cahier des charges, une étude complète du monopole alimenté de deux façons différentes sera réalisée. Les problématiques de caractérisation de ces antennes très petites seront exposées dans cette partie. Pour finir, le comportement de l'antenne insérée dans un modèle simplifié de conduit auditif de l'oreille sera étudié.

Pour pallier au problème de caractérisation des très petites antennes, nous proposons d'étudier dans le chapitre V, des antennes dipôles miniatures avec des balun intégrés. Ce balun ou transformateur de mode, développé par la société STMicroelectronics, aura deux avantages. Il permettra dans un premier temps à nos antennes de ne plus être influencées par les paramètres extérieurs et donc de s'affranchir d'éventuels problèmes lors des mesures. Dans un second temps, il permettra d'adapter notre antenne à 50 Ohms. De ce fait, deux modèles d'antennes dipôles imprimées respectivement sur le substrat IPD et à la fois sur le substrat IPD et sur un PCB, comprenant un balun seront étudiées. Nous commencerons par faire un état de l'art sur les baluns, avant de présenter les performances du balun intégré conçu, ensuite les résultats obtenus pour les antennes seront détaillés. Pour terminer nous évaluerons les performances des dipôles insérés dans le conduit auditif de l'oreille.

Enfin, ce manuscrit se terminera par une conclusion et quelques perspectives possibles de nos travaux.

CHAPITRE I: GENERALITES SUR LES ANTENNES 13

I.1 Introduction 13

I.2 Définition et performances d'une antenne électriquement petite 13

I.3 Caractérisation d'une antenne électriquement petite 15

I.3.1 Impédance d'entrée 15

I.3.2 Coefficient de Réflexion 16

I.3.3 Bande passante 17

I.3.4 Efficacité 18

I.3.5 Les régions du champ électromagnétique 19

I.3.6 Directivité, Gain et Diagramme de rayonnement 20

I.4 Problématique de conception des antennes électriquement petites 21

I.4.1 Impact de la miniaturisation sur les caractéristiques des antennes 21

I.4.2 Compromis entre taille, bande passante et efficacité 22

I.5 Conclusion 22

CHAPITRE I: Généralités sur les antennes

I.1 Introduction

Les défis technologiques actuels nous imposent de miniaturiser de plus en plus les composants électroniques et notamment les antennes. On utilise donc de plus en plus de petites antennes pour relever les défis des objets communicants. La miniaturisation des antennes a comme principal inconvénient de détériorer leurs performances [Skrivervik 2001]. L'objectif de nos travaux, sera de concevoir une antenne insérée dans un implant cochléaire. En effet, depuis des décennies, d'énormes progrès ont été notés dans les implants pour rendre la vie plus facile aux utilisateurs. De nombreuses fonctionnalités introduites dans ces appareils, nécessitent l'utilisation d'une antenne. Le défi technologique actuel consiste à développer une partie externe d'un implant cochléaire sans fil dans le but de le rendre invisible. Donc la solution envisagée pour ce projet est d'utiliser un microphone externe intégré dans un boitier tel qu'il sera inséré dans le conduit auditif de l'oreille et qui communique par une liaison sans fil avec l'implant. Ce boitier ne devra pas dépasser 6 mm de diamètre et 10 mm de hauteur et contiendra des composants électroniques dont une antenne. C'est cette dernière qui permettra d'assurer la liaison sans fil. Le module aura donc besoin d'une antenne miniature avec de bonnes performances. Nous nous intéresserons donc à la minimisation des facteurs de qualité des ESAs pour essayer de maximiser leurs performances [Harrignton 1960]. Dans ce chapitre, nous définirons la notion d'antenne électriquement petite ainsi que certains paramètres généraux des antennes.

I.2 Définition et performances d'une antenne électriquement petite

Lors des dernières décennies, nous avons observé un essor continu dans les télécommunications. En effet, le développement des appareils mobiles comme les téléphones portables, les tablettes est tel que ces objets se sont rendus indispensables dans la vie de tous les jours, pour beaucoup d'utilisateurs. L'utilisation de nouvelles techniques a permis de poursuivre la miniaturisation des dispositifs électroniques. En plus d'être petits, ces appareils électroniques ont l'avantage de pouvoir communiquer sans fil. Ainsi, ils ont tous besoin d'un élément indispensable qui est une antenne. En marge des autres composants électroniques, l'antenne est un élément qui occupe encore de nos jours un grand encombrement d'où le challenge de la réduire autant que possible.

La miniaturisation d'une antenne consiste dans un premier temps à réduire ses dimensions, sa surface, son volume à fréquence de résonance fixe, et dans un second temps, à réduire et intégrer au plus près de l'antenne les circuits d'adaptation nécessaires à son bon fonctionnement.

L'analyse des limites atteignables en termes de performances pour les antennes électriquement petites a commencé avec le travail de Wheeler [Wheeler 1947]et de Chu [Chu 1948] qui ont établi des limites théoriques qui déterminent comment la taille électrique de l'antenne et la bande passante (ou son facteur de qualité) sont reliées.

Une antenne miniature ou antenne électriquement petite (AEP) est une antenne dont la taille est beaucoup plus petite que la longueur d'onde à sa fréquence de travail. La première définition d'une ESA

a été proposée par Wheeler [Wheeler 1947] qui a indiqué qu'une antenne pouvait être considérée comme électriquement petite si ses dimensions maximales étaient inférieures à k qui représente le nombre d'onde et est égal à $2\pi/\lambda$ [I.1] où λ représente la longueur d'onde de l'antenne à sa fréquence d'utilisation. Cette relation peut être réécrite sous la forme :

$$ka < 1 \qquad [I.2]$$

Où *a* est le rayon de la sphère minimale qui entoure complètement l'antenne. Cette sphère est souvent appelée la sphère de Wheeler ou la sphère de Chu. Elle peut aussi être définie comme la limite entre les champs proches et lointains d'une antenne. Cette définition est représentée sur la Figure I-1 :

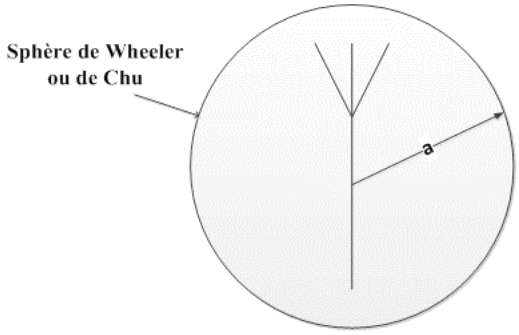


Figure I-1: Sphère de Wheeler entourant une antenne électriquement petite

Les paramètres essentiels qui caractérisent les performances des ESAs seront leurs dimensions c'est-à-dire le ka, leur facteur de qualité Q, leur bande passante (BP), leur efficacité (η_{ray}) et leur gain. Ici, nous nous intéresserons plus particulièrement à la valeur du facteur de qualité Q. En effet, on a la relation [I.3] qui relie certains de ces paramètres :

$$Q = \frac{1}{BP * \eta_{ray}} \qquad [I.3]$$

Ce facteur de qualité est un des paramètres indispensables pour caractériser les petites antennes. En effet, depuis des décennies, plusieurs études s'intéressent à ce sujet en développant notamment des équations analytiques permettant d'obtenir le facteur de qualité minimum d'une ESA compte tenu de sa géométrie.

Dans la suite, nous définirons les différents paramètres qui permettent de caractériser une antenne et essayerons de poser la problématique de la miniaturisation des ESAs.

I.3 Caractérisation d'une antenne électriquement petite

Le rôle d'une antenne est de convertir l'énergie électrique d'un signal en énergie électromagnétique ou inversement. Le signal sera ainsi transporté par une onde électromagnétique vers le récepteur. Une définition traditionnelle est la suivante : « Une antenne d'émission est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie entre un émetteur et l'espace libre ou tout autre milieu matériel dans laquelle elle est implantée, où cette énergie va se propager. Réciproquement, une antenne de réception est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie d'une onde se propageant dans l'espace à un appareil récepteur ».

Plusieurs paramètres permettent de caractériser les performances d'une antenne. Nous allons rappeler la définition de chacun de ces paramètres.

I.3.1 Impédance d'entrée

D'un point de vue circuit, une antenne est caractérisée par son impédance d'entrée. L'expression de l'impédance d'entrée d'une antenne Z_{ant} se décompose en une partie réelle R_{ant} et une partie imaginaire X_{ant} et s'écrit comme suit :

$$Z_{ant} = R_{ant} + jX_{ant} \qquad [I.4]$$

La partie réelle de l'impédance R_{ant} regroupe la résistance de pertes et la résistance de rayonnement de l'antenne et elle s'écrit comme suit :

$$R_{ant} = R_{pertes} + R_{ray} \qquad [I.5]$$

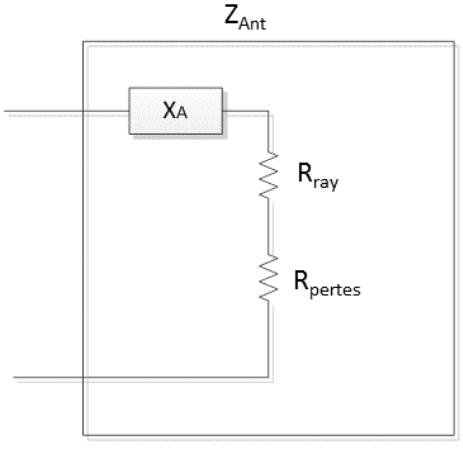


Figure I-2: Représentation de l'impédance de l'antenne

On définit le rapport d'onde stationnaire (ROS) comme le rapport d'un maximum à un minimum adjacent d'une composante particulière du champ électromagnétique, ou d'une grandeur telle que le courant ou la tension. Il exprime la qualité de l'adaptation d'une antenne à une ligne de transmission, filaire ou coaxiale ou en espace libre pour un champ électromagnétique. En général, une antenne est reliée à la source par une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_C. Pour assurer un transfert maximal de puissance entre l'alimentation et l'antenne, il est nécessaire d'assurer une adaptation d'impédance. Le transfert maximal de puissance est obtenu lorsque l'impédance de l'alimentation est égale à l'impédance conjuguée de l'antenne.

I.3.2 Coefficient de Réflexion

D'une manière générale, lorsqu'une onde incidente change de milieu de propagation ou rencontre une nouvelle interface, une partie de cette onde incidente est réfléchie et l'autre partie est transmise dans le nouveau milieu. Le coefficient de réflexion d'une antenne se définit comme étant le rapport des amplitudes des ondes incidentes sur les ondes réfléchies.

Pour une antenne d'impédance Z, reliée à la source par une ligne d'impédance caractéristique Z_c, le coefficient de réflexion peut être défini comme suit :

$$S_{11} = \frac{Z - Z_c^*}{Z + Z_c} \qquad [I.6]$$

Souvent Z_c est égale à 50 Ω.

Le module du coefficient de réflexion est souvent exprimé en décibel (dB) et est noté $|S_{11}|$ et se définit comme suit :

$$\left|S_{11}\right|_{dB} = 20\log\left(S_{11}\right) \qquad [I.7]$$

Le coefficient de réflexion permet de connaitre la qualité d'adaptation d'une antenne. En effet, plus son module tend vers l'infini, plus l'antenne est adaptée. Souvent, la fréquence de résonance d'une antenne est celle où le coefficient de réflexion est minimal. Une mesure peut être faite avec un analyseur de réseau.

Le ROS définit précédemment peut être obtenu à partir du S_{11} à travers l'expression suivante :

$$ROS = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \qquad [I.8]$$

I.3.3 Bande passante

La largeur de bande ou bande passante en adaptation d'une antenne peut être définie comme une bande de fréquences pour laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à un seuil donné. Elle est souvent considérée comme une gamme de fréquences positionnée de part et d'autre de la fréquence centrale f_0 (Voir Equation[I.9]). Elle peut aussi être définie comme correspondant à la bande de fréquences où le transfert d'énergie de l'alimentation vers l'antenne (ou de l'antenne vers le récepteur) est supérieur à un seuil. On parle alors de bande passante absolue.

$$BP = \Delta F = F_2 - F_1 \qquad [I.9]$$

On déduit souvent la bande passante d'une antenne à partir de la courbe de son coefficient de réflexion. Certains critères typiques sont pris comme un coefficient de réflexion inférieur à -6 dB ou à -10 dB. Souvent, on l'exprime en termes de bande passante relative par rapport à la fréquence centrale (Formule I.10].

$$BP_{\%} = \frac{BP}{f_0} \qquad [I.10]$$

La Figure I-3 ci-dessous montre le coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence et met en évidence la bande passante à –10 dB.

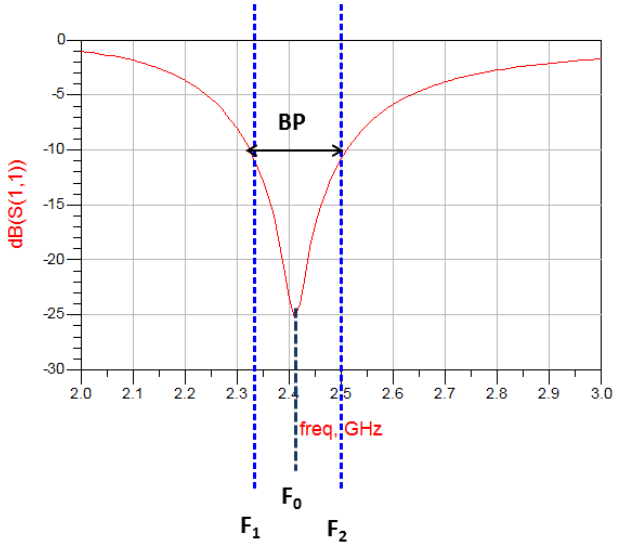


Figure I-3: Exemple du $|S_{11}|$ d'une antenne en dB en fonction de la fréquence et de la bande passante à -10 dB

I.3.4 Efficacité

Le rendement ou efficacité d'une antenne est définie comme étant le rapport de la puissance rayonnée par l'antenne (P_{ray}) sur la puissance acceptée par l'antenne (P_{acc}). On parle d'efficacité rayonnée.

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} \qquad [I.11]$$

Elle dépend de la forme géométrique de l'antenne c'est-à-dire de sa topologie et des matériaux utilisés pour sa fabrication (pertes diélectriques et métalliques). C'est un paramètre propre à l'antenne. La Figure I-4 illustre cette notion de puissance au sein d'une antenne.

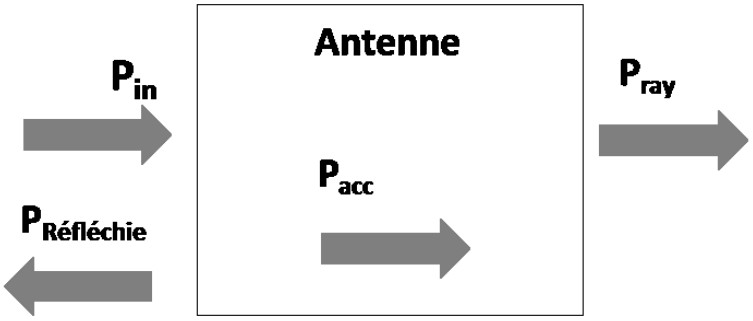


Figure I-4: Illustration des puissances dans une antenne

Pin représente la puissance qui rentre dans l'antenne.

L'efficacité totale est le rapport de la puissante rayonnée sur la puissance injectée à l'antenne. Elle prend en compte les pertes par désadaptation de l'antenne et elle s'écrit comme :

$$\eta_{tot} = \frac{P_{ray}}{P_{in}} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} * \frac{P_{acc}}{P_{in}} \quad or \quad P_{acc} = P_{in} - P_{réflechie}$$

$$\Rightarrow \eta_{tot} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} * \frac{P_{in} - P_{réflechie}}{P_{in}} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} * (1 - \frac{P_{réfléchie}}{P_{in}})$$

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

D'où :

$$\eta_{tot} = \eta_{ray} * \left(1 - |S_{11}|^2\right) \qquad [I.12]$$

Les pertes par désadaptation sont directement reliées à la valeur du coefficient de réflexion, d'où l'intérêt d'avoir un faible coefficient de réflexion pour maximiser cette valeur. Généralement, les logiciels de simulations électromagnétiques donnent l'efficacité rayonnée. On peut aussi la mesurer en utilisant un équipement de mesure tel que la Starlab de Satimo ou effectuer la méthode de Wheeler Cap qui consiste à procéder à deux étapes de mesure [Diallo 2007]. Premièrement, la résistance totale (R_{tot}) de l'antenne est mesurée en espace libre, ensuite l'antenne est insérée dans une boite métallique de telle sorte que l'on va court-circuiter la résistance de rayonnement (R_{ray}) et ne mesurer que la résistance de pertes (R_{pertes}). Obtenant ces deux données, on arrive à déterminer l'efficacité rayonnée pour ensuite calculer l'efficacité totale. En effet :

$$\eta_{ray} = \frac{R_{ray}}{R_{tot}} = \frac{R_{tot} - R_{pertes}}{R_{tot}} \qquad [I.13]$$

I.3.5 Les régions du champ électromagnétique

Le champ électromagnétique généré par une antenne dans son espace environnant est différent en fonction de la distance par rapport à l'antenne. Il existe trois régions distinctes comme le montre la Figure I-5.

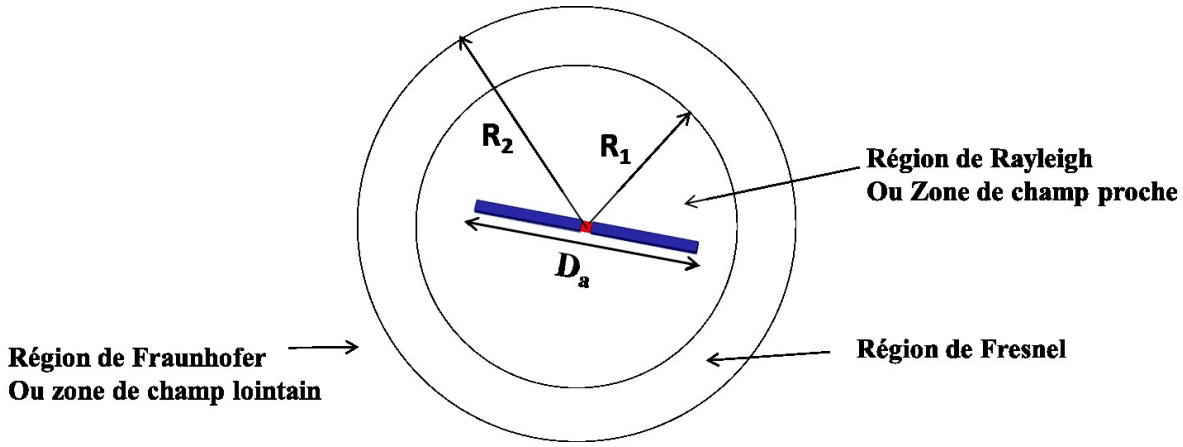


Figure I-5: Différentes zones de rayonnement d'une antenne

Ces trois régions sont délimitées par les distances R_1 et R_2 qui sont exprimées dans les expressions suivantes :

$$R_1 = 0,62\sqrt{\frac{D_a^{\ 3}}{\lambda}} \qquad [I.14]$$

$$R_2 = \frac{2D_a}{\lambda} \qquad [I.15]$$

Avec λ la longueur d'onde en espace libre.

La région de Rayleigh ou celle du champ proche réactif est la région qui est la plus près de l'antenne. Le champ réactif engendré par la partie réactive de l'impédance d'entrée de l'antenne y est dominant. Cette zone s'étend jusqu'à la distance R_1 (Equation[I.14]) et le rayonnement de l'antenne n'y est pas uniforme. Pour les très petites antennes, cette région est incluse dans la sphère de Wheeler.

La région intermédiaire est appelée zone de Fresnel ou celle du champ proche radiatif. Elle s'étend entre R_1 et R_2 (Equation[I.15]). Elle est caractérisée par une distribution du champ électromagnétique rayonné dépendante de la distance par rapport à l'antenne. Dans le cas d'antenne de faible dimension, cette zone peut ne pas exister.

Enfin la zone de champ lointain appelée aussi région de Fraunhofer. Celle-ci commence pour une distance supérieure à R_2. Dans cette zone, la distribution de champ électromagnétique est indépendante de la distance par rapport à l'antenne. Le rayon de courbures des ondes devenant grand, les ondes rayonnées peuvent être considérées comme étant planes.

I.3.6 Directivité, Gain et Diagramme de rayonnement

La directivité d'une antenne est le rapport entre la puissance rayonnée d'une antenne dans une direction privilégiée et la puissante rayonnée par une antenne isotrope. Une antenne isotrope se définit comme étant une antenne qui rayonne uniformément dans toutes les directions et elle n'existe qu'en théorie.

Le gain IEEE d'une antenne est un paramètre qui prend en compte ses performances électriques pour exprimer sa propriété d'exprimer le rayonnement dans une direction donnée. Le gain et la directivité, souvent confondus, expriment presque la même chose sauf que le gain considère les pertes intrinsèques de l'antenne (Voir Equation[I.16]).

$$G = \eta_{ray} * D \qquad [I.16]$$

Pour une antenne d'efficacité rayonnée égale à 100%, le gain et la directivité sont identiques. Le gain est souvent donné pour une direction donnée.

Le gain réalisé d'une antenne prend en compte les pertes par désadaptation de l'antenne. Il est égal à :

$$G_{realise} = (1 - |S_{11}|^2) * G \qquad [I.17]$$

Ces deux paramètres sont souvent exprimés en dBi, le « i » pour préciser la référence par rapport à une antenne isotrope fictive.

Le diagramme de rayonnement est la représentation géométrique des champs électromagnétiques existant en champ lointain dans les différentes directions de l'espace. Le diagramme de rayonnement peut se faire en deux ou en trois dimensions dans des diagrammes polaires représentant plusieurs plans. Souvent, on représente le diagramme de rayonnement dans les plans E et H. Le diagramme de rayonnement est essentiellement lié à la géométrie de l'antenne. Il nous permet de trouver les zones de l'antenne où le rayonnement est intense et les zones où le rayonnement est faible. Avec le diagramme de rayonnement, il est possible de déterminer l'angle d'ouverture à -3dB. Souvent ce paramètre est déterminé pour les antennes directives.

I.4 Problématique de conception des antennes électriquement petites

La miniaturisation des antennes permet de mieux les intégrer dans les objets communicants mais introduit plusieurs inconvénients au niveau de leurs performances.

I.4.1 Impact de la miniaturisation sur les caractéristiques des antennes

L'enjeu de la miniaturisation des antennes est de les rendre très petites tout en conservant leurs performances électromagnétiques (bande passante, gain, efficacité). La diminution de la longueur électrique de l'antenne a pour effet de concentrer les champs électromagnétiques dans le voisinage de l'antenne. Elle entraine aussi une réduction de la fréquence de résonance puisque nous allongeons la longueur électrique.

Le critère limitant va être le facteur de qualité donc la bande passante ou l'efficacité rayonnée (voir Equation [I.3]) et on sait qu'il existe une limite pour le facteur de qualité de petites antennes.

L'utilisation d'un petit plan de masse pose un problème car on ne sait pas exactement s'il faut le considérer comme faisant partie de l'antenne ou non.

Aussi, lorsqu'une antenne est très petite, certains éléments tels le câble d'alimentation doivent être considérés dans la conception de l'antenne car ils peuvent influer sur le rayonnement de l'antenne. En effet, une ESA peut générer des courants de retour sur le câble et celui-ci contribue ainsi au rayonnement de l'antenne. De même, un câble d'alimentation peut être vu par l'antenne comme une partie rayonnante et entrainer une baisse de la fréquence de travail de l'antenne.

Le choix des substrats aussi est important car réduire les pertes aide à minimiser les détériorations des performances des antennes miniatures et peut permettre de réduire la taille de l'antenne si des permittivités élevées sont utilisées

Il est donc intéressant d'étudier plusieurs configurations et dimensions d'antennes miniatures et d'essayer de quantifier la limite du facteur de qualité pour de petites antennes.

I.4.2 Compromis entre taille, bande passante et efficacité

Dans la conception d'une antenne, il est important de spécifier le volume souhaité ou autorisé. Des limites théoriques existent entre bande passante et l'efficacité rayonnée. En effet, plus l'encombrement de l'antenne est faible, plus son efficacité de rayonnement diminue. Une expression du facteur de qualité donnée par Chu (Equation[I.18]) est exprimée en fonction des dimensions de l'antenne.

$$Q_{chu} = \frac{1}{ka^3} + \frac{1}{ka} \qquad [I.18]$$

Or l'équation [I.3] précédente nous montre la relation qui relie la bande passante, le facteur de qualité et l'efficacité rayonnée d'une antenne. En simplifiant l'équation [I.18] pour des tailles électriques très réduites, nous aboutissons à l'équation ci-dessous qui représente une des limites fondamentales à la miniaturisation d'une antenne.

$$BP * \eta_{ray} = (ka)^3 \quad \text{Avec} \quad ka <<< 1 \qquad [I.19]$$

Le produit de la bande passante et de l'efficacité apparait donc étroitement lié à la taille d'une antenne lors de la miniaturisation d'une antenne. Nous développerons plus en détails ces théories dans les chapitres suivants.

I.5 Conclusion

Actuellement, le développement des nouvelles technologies nous imposent de miniaturiser les antennes tout en conservant leurs performances, ce qui de nos jours représente un vrai challenge. Dans ce chapitre, nous avons introduit les principales caractéristiques des petites antennes ainsi que les motivations qui poussent à les concevoir.

Nous avons également introduit la principale problématique rencontrée lors de la conception d'antennes miniatures qui est de conserver de bonnes performances lors de leur réduction de taille. Notamment, plusieurs paramètres doivent être considérés comme la taille du plan de masse. Nous avons aussi montré comment la taille et la bande passante ou l'efficacité rayonnée des antennes étaient reliées, et l'importance pour ces antennes de faire un compromis pour essayer d'obtenir le maximum de performances. Aussi l'importance de la minimisation du facteur de qualité des antennes miniatures a été soulevée dans ce chapitre.

Dans le prochain chapitre, nous détaillerons les principales théories qui ont été développées sur les facteurs de qualité des antennes depuis des décennies et nous présenterons différentes méthodes de miniaturisation d'une antenne.

Chapitre II : Etat de l'art sur le facteur de qualité des antennes électriquement petites et les techniques de miniaturisation

CHAPITRE II: **ETAT DE L'ART SUR LE FACTEUR DE QUALITE DES ANTENNES ELECTRIQUEMENT PETITES ET LES TECHNIQUES DE MINIATURISATION.....26**

II.1 Introduction.....26

II.2 Définitions des méthodes de calcul du facteur de qualité d'une antenne électriquement petite 27

II.2.1 Définition du facteur de qualité Q 27

II.2.2 Etat de l'art sur les théories des limites fondamentales du facteur de qualité 29

II.2.2.1 Analyse des limites de Wheeler et de Chu 29

II.2.2.2 Analyse des limites de Collin et Rothschild.....31

II.2.2.3 Analyse de la limite de Hansen 31

II.2.2.4 Analyse de la limite de Mc Lean.....31

II.2.2.5 Analyse des limites de Gustafsson 33

II.2.3 Expression du facteur de qualité en fonction de l'impédance d'entrée d'une antenne et de la bande passante 34

II.2.4 Synthèse des différents méthodes.....36

II.3 Etat de l'art sur les techniques de miniaturisation 38

II.3.1 Miniaturisation par structuration 39

II.3.1.1 Antennes filaires.....39

II.3.1.1.1 Repliements des brins.....40

II.3.1.1.2 Antenne IFA 40

II.3.1.1.3 Antennes fractales 41

II.3.1.1.4 Antennes volumiques 42

II.3.1.2 Antennes imprimées 42

II.3.1.2.1 Repliements de l'antenne 43

II.3.1.2.2 Introduction de court-circuit.....44

II.3.1.2.3 Insertion des fentes.....45

II.3.1.2.4 Utilisation de charges localisées.....46

II.3.2 Utilisation de matériaux pour la miniaturisation 46

II.3.2.1 Utilisation d'un diélectrique à fort permittivité.....47

II.3.2.2 Les matériaux magnéto-électriques.....47

II.3.2.3 Les méta-matériaux 48

II.4 Conclusion 48

CHAPITRE II: Etat de l'art sur le facteur de qualité des antennes électriquement petites et les techniques de miniaturisation

II.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons évoqué le challenge que représente la miniaturisation des antennes. L'enjeu est de réduire les dimensions de l'élément rayonnant tout en maintenant des performances radioélectriques optimales (bande passante, efficacité de rayonnement, adaptation …). Or, les performances d'une antenne, sont dépendantes de leur taille électrique (ka), et sont souvent caractérisées par leur facteur de qualité Q, efficacité et bande passante : celles-ci dépendent énormément des dimensions de l'antenne normalisées par rapport à la longueur d'onde de fonctionnement. Ainsi, depuis des décennies, les limites théoriques font l'objet de nombreuses discussions. Plusieurs expressions reliant le facteur de qualité à la bande passante et efficacité rayonnée ont été développées. Ces travaux ont été initiés par Wheeler [Wheeler 1947], puis par Chu [Chu 1948] qui ont été les premiers à exprimer des limites théoriques en termes de facteur de qualité pour des dimensions d'antenne données.

Cependant les premiers travaux effectués par ceux-ci se sont avérés être trop restrictifs car supposant que l'antenne ne travaillait que sur un seul mode caractéristique TE (transverse électrique) ou TM (transverse magnétique) fondamental c'est-à-dire TE_{01} ou TM_{01}. En effet la démarche de Chu a consisté à étudier les champs en dehors de la sphère de Wheeler en supposant qu'à l'intérieur de cette sphère, aucun mode ne se propageait. Plus récemment, Best, Yaghjian [Yaghjian 2005] et Gustafsson [Gustafsson 2007] ont étendu les développements théoriques initiaux pour les rendre plus réalistes. La principale difficulté pour évaluer le Q est de déterminer les énergies moyennes électriques et magnétiques dans la zone réactive de l'antenne. En effet, la définition du facteur de qualité est directement liée à cette énergie stockée [Chu 1948]. Mais ce facteur de qualité suscite toujours beaucoup d'interrogations et de débat sur la manière de le calculer. Nous détaillerons ici quelques-uns des développements théoriques les plus importants.

Nous présenterons aussi dans ce chapitre, les principales techniques de miniaturisation des antennes. En effet l'antenne est une partie indispensable pour la plupart des applications mobiles. De nos jours, les antennes sont présentes dans des objets usuels de toutes sortes, dans diverses applications qui s'étendent des télécommunications mobiles, aux moyens de transport, et même dans la médecine (les implants auditifs par exemple). La complexité des appareils électriques nous impose alors de concevoir une petite antenne avec de bonnes performances. Pour satisfaire aux cahiers des charges, nous avons recours à la miniaturisation pour réduire l'encombrement de l'antenne. Cette partie se détaillera en deux sous-sections, la miniaturisation des antennes filaires et celle des antennes imprimées. Nous présenterons pour ces deux catégories les principales techniques de miniaturisation que nous pouvons

trouver dans la littérature. Nous aborderons également de nouveaux types de substrats pour des antennes imprimées.

II.2 Définitions des méthodes de calcul du facteur de qualité d'une antenne électriquement petite

Nous avons vu que le facteur de qualité est un paramètre important pour les petites antennes. Il permet notamment d'extraire le potentiel de bande passante et l'efficacité rayonnée car ces deux paramètres sont inversement proportionnels (Formule [I.3]). Nous allons définir ce qu'est un facteur de qualité et développer les différentes théories existantes qui concernent le facteur de qualité minimal que peut atteindre une antenne miniature.

II.2.1 Définition du facteur de qualité Q

Le facteur de qualité est un paramètre intrinsèque à l'antenne. La définition d'un facteur de qualité Q d'une antenne vient de l'analogie avec les circuits électroniques linéaires. Le facteur de qualité est souvent calculé à la résonance, et il est relié à la bande passante. La définition générale d'un facteur de qualité pour une antenne est le rapport de la partie imaginaire sur la partie réelle de son impédance d'entrée et peut être exprimée de la façon suivante [Chu 1948]:

$$Q_{total} = \frac{\mathrm{Im}(Z)}{\mathrm{Re}(Z)} = \frac{\omega W_{stockée}}{P_{dissipée}} \qquad [II.1]$$

Où ω est la pulsation, $W_{stockée}$ représente l'énergie électromagnétique stockée et $P_{dissipée}$ la puissance dissipée dans l'antenne qui est composée des puissances associées au rayonnement et aux pertes.

De façon plus générale, le Q_{total} d'une antenne peut s'écrire [Chu 1948] :

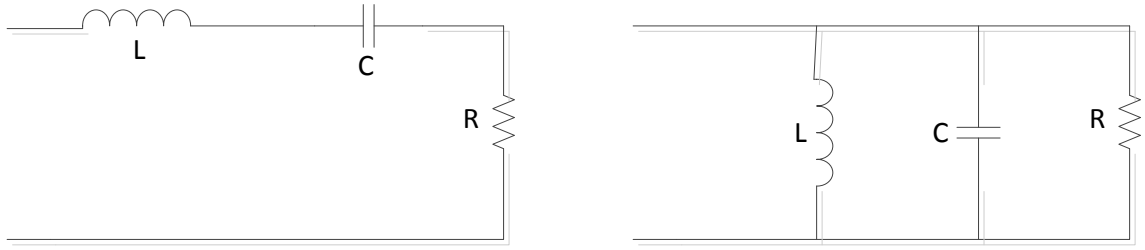
$$Q_{total} = \begin{cases} \dfrac{2\omega We}{\mathrm{P}_{ray}} & si \;\; W_e > W_m \\ \dfrac{2\omega W_m}{P_{ray}} & si \;\; W_m > W_e \end{cases} \qquad [II.2]$$

Où W_e et W_m représentent respectivement les moyennes temporelles de l'énergie électrique et de l'énergie magnétique non propagatives contenues dans la zone réactive (proche) de l'antenne, ω est la pulsation de travail et P_{ray} est la puissance rayonnée.

Donc le facteur de qualité total peut être divisé en deux parties : celui concernant la puissance de rayonnement et celui concernant la puissance associée aux pertes. Il peut ainsi être réécrit de la manière suivante [Carver 1981] :

$$\frac{1}{Q_{total}} = \frac{1}{Q_{ray}} + \frac{1}{Q_{pertes}} \qquad [II.3]$$

Dans le cas des circuits discrets classiques, une autre expression du facteur de qualité peut être obtenue à la résonance suivant le modèle représenté sur la Figure II-1.



(a) **(b)**

Figure II-1 : Circuits RLC en série (a) et en parallèle (b)

Dans le cas d'un circuit RLC série (Figure II-1(a)), l'expression du facteur de qualité à la résonance est la suivante :

$$Q_{total} = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\omega_0}{BP} \qquad [II.4]$$

Dans le cas d'un circuit RLC parallèle (Figure II-1 (b)), l'expression est la suivante :

$$Q_{total} = R\sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{\omega_0}{BP} \qquad [II.5]$$

Où ω_0 représente la pulsation à la fréquence de résonnance et est égale à $2\pi f_0$, et BP est la bande passante.

Comme nous l'avons vu précédemment, la bande passante est reliée de façon inversement proportionnelle au facteur de qualité. Donc minimiser le facteur de qualité, revient à maximiser ce paramètre.

II.2.2 Etat de l'art sur les théories des limites fondamentales du facteur de qualité

II.2.2.1 Analyse des limites de Wheeler et de Chu

En 1947, Wheeler a été le premier à développer une relation liant le facteur de qualité des petites antennes à leur volume en se basant sur des arguments simples, pertinents et intuitifs. En effet, Il a été le premier à noter que la réduction de la taille d'une antenne impose des limites fondamentales dans la bande passante en impédance qu'elle peut couvrir [Wheeler 1947]. Il a affirmé que tout objet rayonnant, dont les dimensions sont telles que celui-ci peut être complétement contenu dans une sphère de rayon $a = 1/k$, peut être modélisé soit par une capacité en parallèle avec une conductance de rayonnement (modélisation électrique) soit par une inductance en série avec une résistance de rayonnement (modélisation magnétique). La conductance et la résistance de rayonnement dépendent de la fréquence de travail.

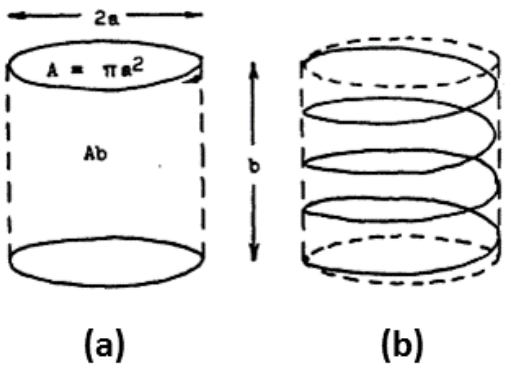


Figure II-2: Représentation par Wheeler [Wheeler 1947] d'une ESA. (a) Capacité. (b) Inductance

Wheeler a choisi la forme cylindrique car c'est la seule forme géométrique qui peut être occupée alternativement par une capacité et une inductance, et ces dernières auront donc le même volume occupé.

Wheeler introduit ainsi le terme de Facteur de Puissance de Rayonnement (FPR) qui se définit comme le rapport de la puissance rayonnée sur la puissance réactive de l'antenne. Il a démontré que le FPR est l'inverse du Q (FPR = 1/Q) et il est donc équivalent à la bande passante de l'antenne considérée.

Mais cette théorie de Wheeler n'est valable que pour des antennes extrêmement petites et ne prend pas en compte les modes sphériques rayonnées.

Une année plus tard, Chu a développé une autre expression qui détermine les limites du facteur de qualité à partir du travail de Wheeler. La démarche de Chu a consisté à étudier les champs électromagnétiques à l'extérieur de la sphère de Wheeler. Il a déterminé les performances optimales d'une antenne omnidirectionnelle, polarisée verticalement et contenue dans la sphère de Wheeler en

espace libre. Chu considère qu'il n'y a pas d'énergie stockée à l'intérieur de la sphère de Wheeler [Chu 1948].

Pour trouver le facteur de qualité, Chu développe le rayonnement de ses antennes en modes sphériques. Il décompose les champs électriques et magnétiques qui se sont propagés en dehors de la sphère comme un ensemble d'ondes sphériques. Il montre que l'énergie électrique ou magnétique propagée en dehors de la sphère est égale à la somme des énergies correspondante à chaque onde sphérique et que la puissance transmise à travers une surface sphérique proche est égale à la somme des puissances de chaque onde sphérique. Il modélise alors chaque mode par des circuits RLC équivalents.

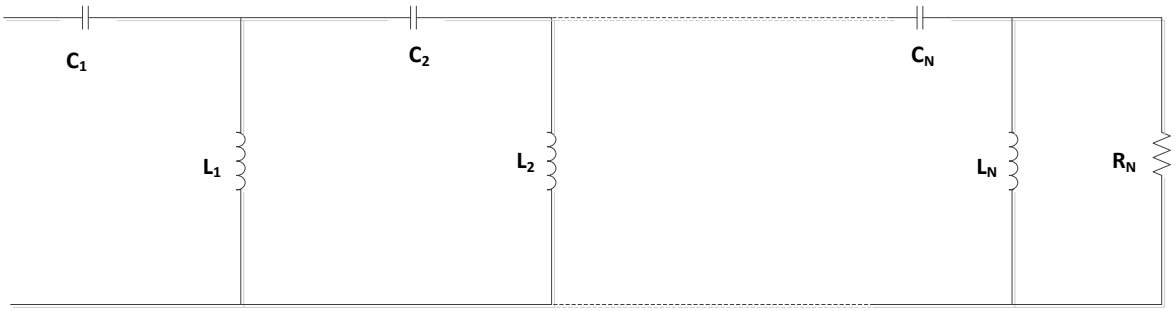


Figure II-3: Circuit équivalent pour N modes sphériques

A partir de là, il détermine l'impédance Z_n équivalente du circuit en s'aidant des formules de récurrence des fonctions sphériques de Bessel.

$$Z_n = \frac{n}{jka} + \cfrac{1}{\frac{2n-1}{jka} + \cfrac{1}{\frac{2n-3}{jka} \ddots \cfrac{1}{\frac{3}{jka} + \cfrac{1}{\frac{1}{jka+1}}}}} \qquad [II.6]$$

Connaissant l'impédance, il détermine facilement l'énergie moyenne contenue dans Z_n ainsi que la puissance dissipée.

Ainsi, il définit le Q comme étant :

$$Q = \frac{2\omega W_E}{P_n} = \frac{\sum_n |A_n|^2 \frac{n(n+1)}{2n+1} Q_n}{\sum_n |A_n|^2 \frac{n(n+1)}{2n+1}} \qquad [II.7]$$

Q_n représentant le facteur de qualité du circuit de mode TM_{n0}.

Puisque les coefficients A_n demeurent inconnus, d'autres conditions additionnelles sur le Q et sur le gain G de l'antenne sont nécessaires pour déterminer complètement le facteur de qualité. Ces trois conditions sont posées sur le maximum de gain G, le maximum du rapport G/Q, le minimum de Q pour une antenne [Chu 1948]

Par la suite, d'autres scientifiques vont essayer de trouver une expression reliant directement le Q aux dimensions de l'antenne.

II.2.2.2 Analyse des limites de Collin et Rothschild

Collin et Rothschild ont par la suite retravaillé la limite de Chu. Ils ont proposé une méthode générale. En effet, celle-ci se base sur des antennes rayonnant les modes TM_{nm} ou TE_{nm}. Leur méthode a consisté à soustraire la densité de l'énergie associée au champ rayonné à partir de la densité de l'énergie du champ total, donc permettant de calculer les énergies réactives électrique et magnétique [Collin et Rothschild 1964]. Ils ont ainsi démontré que le Q associé aux modes TM_{1n} ou TE_{1n} représente la limite minimale pour des antennes qui rayonnent dans les modes TE ou TM. L'expression de leur Q_{min} est donnée par la Formule [II.8]

$$Q_{\min} = \frac{1}{(ka)^3} + \frac{1}{ka} \qquad [II.8]$$

II.2.2.3 Analyse de la limite de Hansen

Hansen a aussi développé une expression du Q minimum à partir des résultats de Chu. Il a représenté les champs rayonnés comme une superposition d'ondes sphériques et a aussi affirmé que tous les modes de propagation excités ont des énergies électriques et magnétiques [Hansen 1981]. Cependant, seuls les modes propagés contribuent au rayonnement. Comme Chu, il a travaillé à partir de circuits équivalents RLC (voir Figure II-3). A partir de la résistance d'entrée et de la réactance du circuit RLC pour chaque mode (obtenu par Chu), il a exprimé le Q_n pour chaque mode TM_{nm} et TE_{nm}. Ainsi il a trouvé l'expression suivante pour le Q minimum pour une antenne rayonnant un mode TE ou TM :

$$Q_{TM_{1m}} = Q_{TE_{1m}} \approx \frac{1+2(ka)^2}{k^3a^3(1+(ka)^2)} \quad pour \quad ka < 1 \qquad [II.9]$$

II.2.2.4 Analyse de la limite de Mc Lean

En 1996, Mc Lean a développé une expression beaucoup plus rigoureuse pour la détermination du Q. Il a calculé le Q directement à partir des champs en mode sphérique. En effet, il calcule séparément l'énergie stockée dans le champ électrique et magnétique en utilisant notamment le fait que les densités d'énergie magnétique et électrique doivent être proportionnelles [McLean 1996]. En

comparant avec la méthode de Chu, il a obtenu les mêmes résultats. Mc Lean a ainsi obtenu deux expressions pour le Q en considérant deux cas.

Dans le premier cas, il a calculé le Q pour une antenne (de Chu) rayonnant dans le mode TE_{10} ou TM_{10}. Nous rappelons qu'une antenne générique de Chu est une antenne qui est contenue dans la sphère de Wheeler, omnidirectionnelle, polarisée verticalement, sans perte métallique, ne rayonnant que dans un seul mode (TM_{n0}). Il a utilisé le circuit équivalent de Chu pour un seul mode (voir Figure II-4).

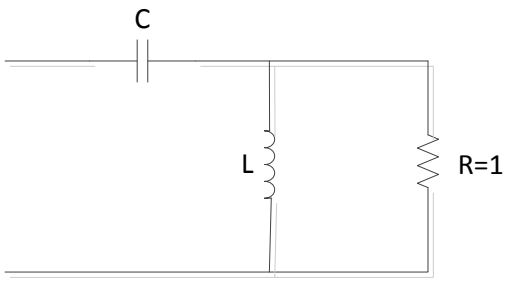


Figure II-4: Circuit équivalent pour le mode sphérique TM_{01}

A partir de la Formule II-2, il a déterminé le Q_{min} de ce mode.

$$Q_{\min} = \frac{2\omega W_e}{P_{ray}} \qquad [II.10]$$

Pour cela il a procédé comme suit :

D'abord il a soustrait la densité d'énergie électrique rayonnée de la densité d'énergie totale pour obtenir la densité d'énergie emmagasinée dans la zone proche de l'antenne, ensuite il a effectué une intégration de cette énergie dans tout l'espace en dehors de la sphère de Wheeler dans le but d'obtenir l'énergie électrique emmagasinée W_e. Ensuite, il a calculé P_{ray} en utilisant les composantes du champ électromagnétique en champ proche et du théorème de Poynting.

Ainsi il a obtenu l'expression suivante :

$$Q_{\min} = \frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \qquad [II.11]$$

Cette équation est la même que celle de Collin et Rothschild [Collin et Rothschild 1964]

Dans le second cas, il considère une antenne rayonnant les modes TE_{10} et TM_{10}. De nouveau il évalue W_e et P_{ray} comme précédemment et détermine le Q_{min} qui est égal à :

$$Q_{\min} = \frac{1}{2}\left(\frac{2}{ka} + \frac{1}{(ka)^3}\right) \qquad [II.12]$$

Nous remarquons que les expressions déterminées par Mc Lean sont valables pour toutes les valeurs de ka et pour des valeurs très petites de ka (ka << 1), le Q_{min} est égal à :

$$Q_{\min} \approx \frac{1}{(ka)^3} \qquad [II.13]$$

Donc l'expression de Mc Lean est en accord avec les théories de Chu et de Wheeler. Bien que le Q de Mc Lean représente une limite basse, elle reste encore très inférieure aux limites obtenues pour des antennes réelles, que l'on conçoit généralement en pratique. Cela est dû au fait qu'aucune énergie n'est rayonnée dans la sphère de Chu et que l'on suppose qu'un seul mode de rayonnement est concerné, ce qui n'est pratiquement jamais le cas en réalité. Ainsi, plus récemment, une autre théorie a été développée pour déterminer des limites plus réalistes.

II.2.2.5 Analyse des limites de Gustafsson

Contrairement à toutes les méthodes précédentes, Gustafsson a utilisé les propriétés de dispersion pour déterminer le facteur de qualité Q minimum, le gain et la bande passante d'antennes électriquement petites [Gustafsson 2007]. Gustafsson a étudié cette limite pour des antennes de formes arbitraires, résonant à une seule fréquence, étant constituée de matériau parfaitement conducteur (PEC) donc sans pertes (et sans substrat). Il a ainsi établi la relation suivante pour le facteur de qualité minimum :

$$Q_{min} = \frac{D}{\tilde{\eta}} \frac{1}{2(ka)^3 \gamma_1^{norm}} \qquad [II.14]$$

Avec, D la directivité de l'antenne, $\tilde{\eta}$ l'efficacité de l'antenne, et γ_1^{norm} la polarisabilité normalisée d'une antenne qui est donnée ci-dessous pour plusieurs géométries d'antennes [Gustafsson 2009] .

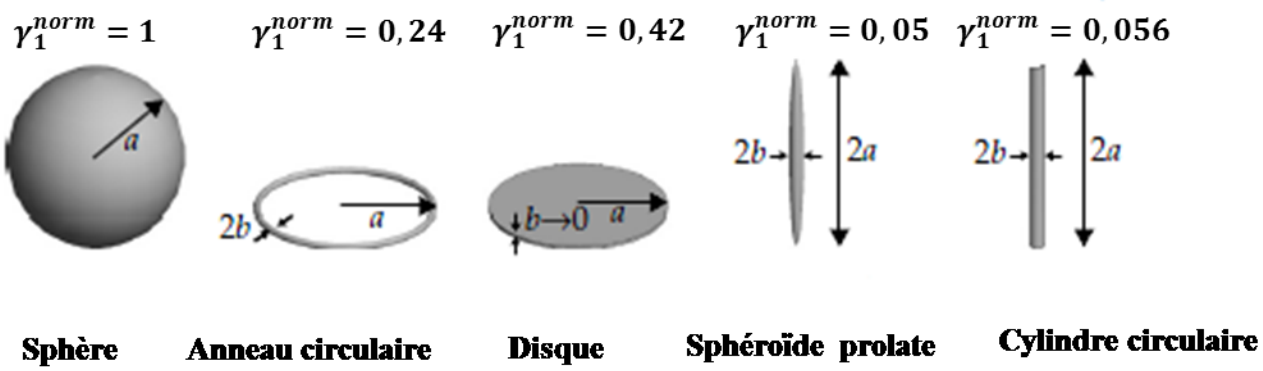


Figure II-5: Valeurs de γ_1^{norm} pour plusieurs géométries d'ESA [Gustafsson 2007]

Utilisant une routine développée sous Matlab, on peut facilement déterminer le Qmin de Gustafsson des petites antennes parfaitement conductrices (PEC) en rentrant comme paramètres les dimensions, la forme géométrique et la fréquence de résonance des antennes. C'est cette dernière méthode que nous utiliserons dans nos travaux pour déterminer le Q minimum de nos antennes car elle nous parait la plus réaliste

II.2.3 Expression du facteur de qualité en fonction de l'impédance d'entrée d'une antenne et de la bande passante

Yaghjian et Best ont utilisé l'impédance d'entrée de l'antenne pour calculer son facteur de qualité. Aussi, après avoir étudié les propriétés des impédances de beaucoup d'antennes filaires électriquement petites, ils ont remarqué que plusieurs antennes montrent un comportement similaire lorsque ka est égal à 0,5. Ils ont aussi constaté que les résistances de rayonnement de certaines antennes monopoles ou dipôles convergent à la valeur de la résistance de rayonnement d'un dipôle ou monopole droit de même hauteur lorsque ka était aussi égal à 0,5. Pour toutes ces raisons, ils ont affirmé qu'une antenne devait être considérée électriquement petite dès lors que :

$$ka \leq 0,5 \qquad \text{[II.15]}$$

Pour cela, ils ont déterminé l'impédance d'entrée en termes de champs électrique et magnétique. Yaghjian et Best définissent une antenne optimisée à la fréquence f_0 ($\omega_0 = 2\pi f_0$), comme étant une antenne qui a une réactance totale égale à zéro à ω_0.

Comme nous l'avons déjà mentionné dans le chapitre I, l'impédance d'entrée d'une antenne peut s'écrire :

$$Z = R(\omega) + jX(\omega) \qquad \text{[II.16]}$$

Où $R(\omega)$ et $X(\omega)$ sont respectivement la résistance et la réactance de l'impédance de l'antenne.

Le facteur de qualité $Q(\omega_0)$ d'une antenne optimisée (ayant une réactance nulle) à ω_0 est défini comme [Geyi 2003], [Thiele 2003] :

$$Q(\omega_0) = \frac{\omega_0 \left| W(\omega_0) \right|}{P_A(\omega_0)} \qquad \text{[II.17]}$$

P_A est la puissance acceptée par l'antenne et W est l'énergie stockée.

On peut définir les termes de résonance et d'antirésonance à partir du comportement de la réactance des circuits RLC séries et parallèles. A la fréquence de résonance d'un circuit RLC série, L, C et X' qui est la dérivée de la réactance sont tous positifs. A la fréquence de l'antirésonance, L et C sont positifs, X' est négatif [Best et Yaghjian 2005].

Dans le but d'établir la relation reliant la bande passante au facteur de qualité Q d'une antenne, Yaghjian et Best ont utilisé deux définitions de la bande passante.

La première définition est liée à la bande passante calculée par rapport à la conductance d'une antenne adaptée à ω_0 [Best et Yaghjian 2005]. A partir de cette définition, ils ont donné une expression approchée de la bande passante :

$$BP \approx \frac{2\sqrt{\beta} R_0(\omega_0)}{\omega_0 \left| X'_0(\omega_0) \right|} \qquad où \qquad \beta = \frac{\alpha}{\alpha - 1} \leq 1 \qquad \text{[II.18]}$$

Ou α est une constante comprise entre 0 et 1 et $X'_0(\omega_0)$ est la dérivée de la réactance à la résonance.

Mais cette expression n'est valable que sur une petite plage de fréquence autour de la fréquence de résonance c'est-à-dire X'$_0$ positif où $\left|R'_0(\omega_0)\right| << X'_0(\omega_0)$, $R'_0(\omega_0)$ et $X'_0(\omega_0)$ ne varient quasiment pas dans la bande passante.

Ainsi Rhodes [Rhodes 1976] a défini la bande passante à -3dB d'un système électromagnétique comme étant l'inverse de Q c'est-à-dire :

$$B_{-3dB} \equiv \frac{1}{Q} \qquad \text{[II.19]}$$

Le Q obtenu à partir de ces formules est égal à :

$$Q = \frac{\omega_0}{2R_0(\omega_0)} X'_0(\omega_0) \qquad [II.20]$$

L'inconvénient de la Formule II-18 est qu'elle ne convient pas aux antennes optimisées dans la zone des fréquences d'antirésonances.

La seconde définition de la bande passante est celle bien connue donnée dans le chapitre I précédent. Ainsi à partir de la Formule [I.8] du ROS, ils ont déterminé une autre expression de la bande passante. Celle-ci a l'avantage d'être valable pour tous les types de circuits car la réactance et l'inductance sont ici supposées indépendantes de la fréquence. L'expression obtenue est la suivante :

$$BP \approx \frac{4\sqrt{\beta} R_0(\omega_0)}{\omega_0 \left|Z'_0(\omega_0)\right|} \quad avec \quad \sqrt{\beta} = \frac{s-1}{2\sqrt{s}} \leq 1 \qquad [II.21]$$

Ou s représente le ROS de l'antenne

En supposant qu'à l'extérieur de la zone d'antirésonance, $\left|R'_0(\omega_0)\right| << X'_0(\omega_0)$, nous avons donc

$$Q(\omega_0) \approx \frac{\omega_0}{2R_0(\omega_0)} \left|Z'_0(\omega_0)\right| \qquad [II.22]$$

Avec

$$\left|Z'_0(\omega_0)\right| = \sqrt{\left[R'(\omega_0)\right]^2 + \left[X'(\omega_0) + \frac{\left|X(\omega_0)\right|}{\omega_0}\right]^2} \qquad [II.23]$$

Pour généraliser au cas d'une antenne non optimisée, il suffira de remplacer ω par ω_0.

Si une antenne a plusieurs résonances très proches dans sa bande passante, l'équation II-21 n'est plus valable. Elle ne l'est strictement que dans le cas où une antenne n'a qu'une seule résonance dans sa bande [Best 2007].

II.2.4 Synthèse des différents méthodes

Précédemment, nous avons présenté quelques-unes des plus importantes théories sur le facteur de qualité minimum que peuvent prendre des antennes électriquement petites (ka < 1).Les précurseurs ont été Wheeler [Wheeler 1947] et Chu [Chu 1948]. Suivant les hypothèses et les types d'antennes,

plusieurs expressions ont été développées. Le Tableau II-1 suivant présente une liste non-exhaustive de quelques expressions du Q_{min} pour les ESAs ayant un ka < 1.

Q minimum (ka << 1)	Auteur (s)	Mode
$\frac{1}{ka}+\frac{1}{(ka)^3}$	Chu Collin et Rothschild Mc Lean	Mode TE ou TM
$\frac{1+2(ka)^2}{(ka)^3\left[1+(ka)^2\right]}$	Hansen	Mode TE ou TM
$\frac{1}{2}\left(\frac{2}{ka}+\frac{1}{(ka)^3}\right)$	Mc Lean	Modes TE et TM
$Q_{min}=\frac{D}{\tilde{\eta}}\frac{1}{2(ka)^3\gamma_1^{norm}}$	Gustafsson	Antennes en PEC

Tableau II.1: Expressions du Facteur de qualité minimum avec a le rayon de la sphère de Chu

Nous représentons dans la Figure II-6 ci-dessous, les différents Q_{min} du Tableau II-1 précédent en fonction des valeurs de ka pour des modes TE, TM. Les Q de Gustafsson sont calculés pour des dipôles méandrés à géométrie rectangulaire.

Les Q_z de quelques antennes planaires optimisées de Best (voir Figure II-6) [Best 2009] sont comparés aux expressions précédentes.

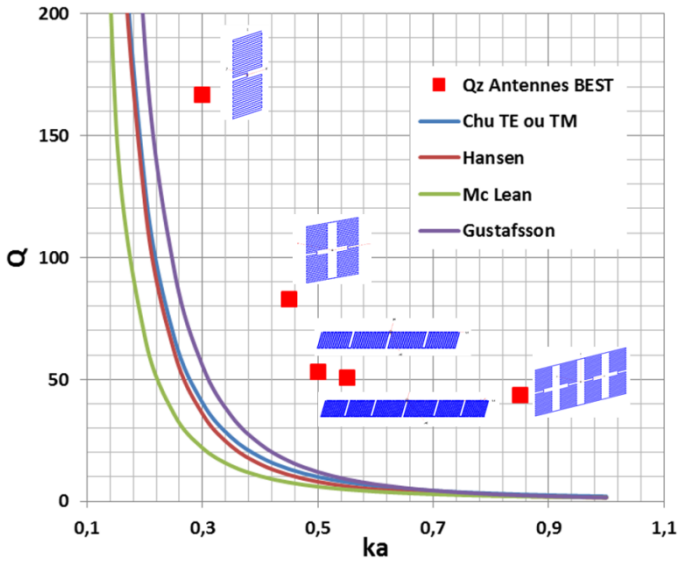


Figure II-6: Comparaison du Q minimum en fonction de ka

Nous remarquons que pour des valeurs de ka proches de 1, les valeurs des Q_{min} obtenus avec les différentes méthodes sont très proches. Mais lorsque ka tend vers 0, c'est-à-dire quand les antennes deviennent de plus en plus petites électriquement, des différences considérables sont observées. La limite de Mc Lean qui considère les deux modes TM et TE est celle qui est la plus difficile à atteindre, les limites de Chu et Hansen sont presque confondues et la limite de Gustafsson semble être la plus réaliste. En effectuant une comparaison des Q_z de certaines antennes planaires conçues par Best aux Q minima que l'on pourrait obtenir, le Q_z de Best reste toujours supérieur au Q de Gustafsson, il serait intéressant alors de concevoir des antennes miniatures ayant un Q pouvant s'approcher de cette limite.

Après avoir passé en revue les plus importantes théories sur les facteurs de qualité minimum, nous allons maintenant nous focaliser sur les différentes techniques de miniaturisation des antennes.

II.3 Etat de l'art sur les techniques de miniaturisation

Dans ce paragraphe, nous présenterons les principales méthodes utilisées pour la miniaturisation des antennes.

La miniaturisation d'une antenne consiste en la réduction de l'encombrement qu'elle occupe afin de répondre à des exigences surfaciques ou volumiques d'intégration. Il existe plusieurs techniques pour réduire les dimensions d'une antenne mais celles-ci ne sont pas toutes applicables suivant sa topologie. On distingue en général deux types de miniaturisation. La première est la miniaturisation par structuration ou modification de la géométrie qui consiste à changer le concept ou la forme de l'antenne. La seconde est la miniaturisation utilisant les propriétés diélectriques et magnétiques d'un matériau à proximité (permittivité et perméabilité).

Nous allons présenter ici quelques-unes de ces méthodes de miniaturisation.

II.3.1 Miniaturisation par structuration

II.3.1.1 Antennes filaires

Les antennes filaires sont des antennes qui servent souvent de références. De nombreux travaux ont été réalisés pour les miniaturiser car elles sont généralement faciles à réaliser avec un faible coût. Les principales antennes filaires sont le dipôle et le monopole.

Le dipôle demi-onde ou λ/2 est composé de deux demi-brins de longueur λ/4. Il doit-être alimenté en mode différentiel, ce qui est en général assez difficile à réaliser. Il est alimenté en son centre où le courant sera maximum et décroit en allant à ses extrémités. Son diagramme de rayonnement est omnidirectionnel dans le plan horizontal. La Figure II-7 ci-dessous représente un dipôle ainsi que son diagramme de rayonnement.

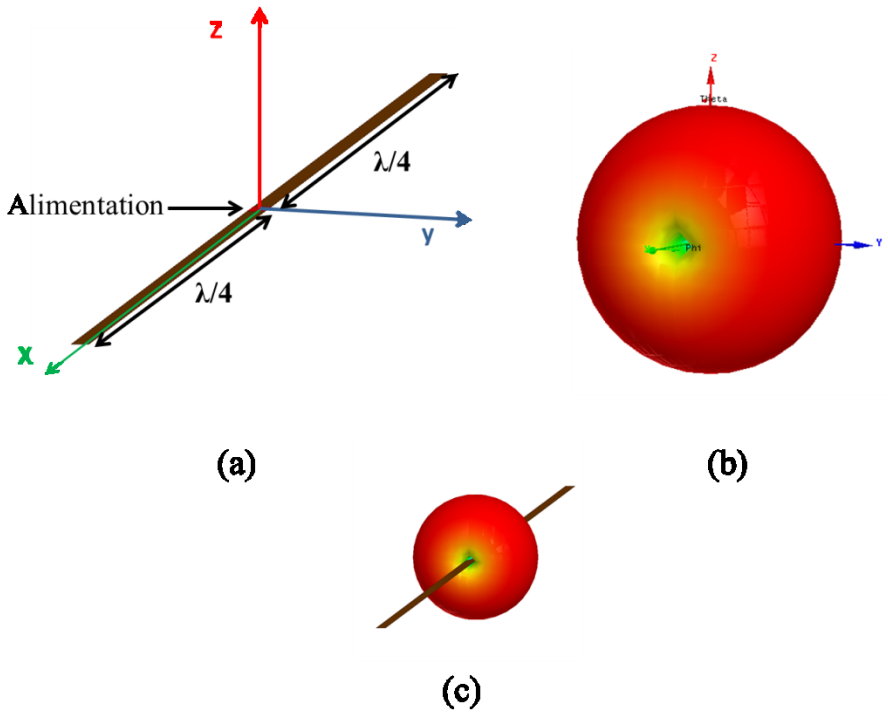


Figure II-7: (a) Antenne dipôle, (b) Diagramme de rayonnement en 3D, (c) Antenne + diagramme de rayonnement

Le monopole quart d'onde ou λ/4 est utilisé avec un plan de masse infini. Le plan masse introduit un effet d'image et donc la longueur du monopole à considérer sera en réalité le double de la longueur physique. Donc le monopole est équivalent à un dipôle de longueur λ/2 si son plan de masse est infini. La Figure II-8 ci-dessous représente un monopole avec un plan de masse et montre la théorie des images.

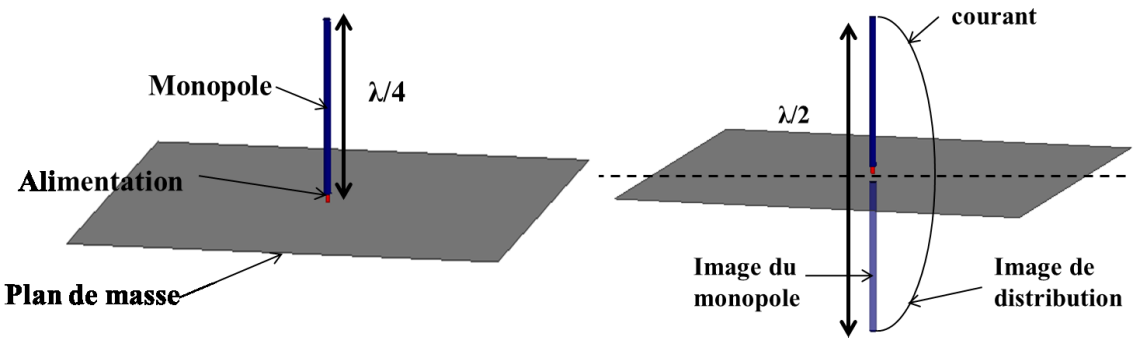


Figure II-8: Monopole quart d'onde (λ /4) sur un plan de masse infini et son image

Les longueurs d'un monopole et d'un dipôle qui sont respectivement de λ/4 et de λ/2 peuvent être assez encombrantes d'où la nécessité de les miniaturiser.

II.3.1.1.1 Repliements des brins

Une des méthodes les plus courantes est de miniaturiser l'antenne en effectuant des méandres [Volakis 2010], [Picon 2009]. En effet, cette technique permet de réduire l'encombrement afin de faciliter son intégration dans les objets communicants. Celle-ci nous permet en effet de conserver la longueur électrique initiale de l'antenne tout en réduisant l'espace occupé par l'antenne. En comparant les fréquences de résonance des dipôles droits et méandrés, cette dernière sera légèrement plus basse car le repliement implique la création d'effets capacitifs. La Figure II-9 ci-dessous représente un exemple de dipôles droit et méandré.

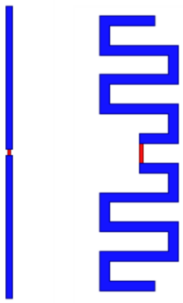


Figure II-9 : Dipôles droit et méandré

II.3.1.1.2 Antenne IFA

Partant de l'antenne monopole, l'antenne IFA (Inverted-F-Antenna), qui consiste à replier le brin rayonnant sur lui-même parallèlement au plan de masse afin de conserver la longueur électriquement de l'antenne, a été développée [Balanis 1982]. L'effet capacitif qui résulte de la mise en parallèle du brin replié et du plan de masse sera compensé par l'introduction d'un bout de ligne en court-circuit (ou stub) placé au bout du brin replié. La ligne d'alimentation sera choisie de façon à mieux adapter

l'antenne. La distance d (Figure II-10) entre le court-circuit et la ligne d'alimentation joue ce rôle essentiel.

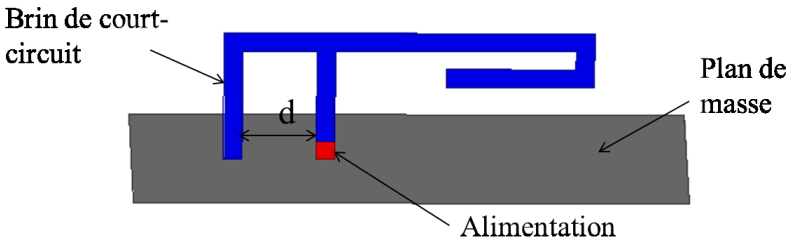


Figure II-10: Antenne IFA repliée (chargement capacitif)

Le repliement du brin de l'antenne peut toutefois être accentué pour réduire encore plus l'encombrement. Cette structure en F inversée présente de sérieux atouts car, en plus de la réduction d'encombrement et de sa relative simplicité d'adaptation, cette antenne rayonne dans les deux polarisations horizontale et verticale. Cependant sa bande passante est assez faible [Jeangeorges 2010].

II.3.1.1.3 Antennes fractales

Une autre méthode de miniaturisation est l'utilisation de géométries fractales [Best 2002], [Gianvittoria 2002], [Azzaro 2005]. Celles-ci augmentent le chemin du courant et donc entraine une réduction de la taille de l'antenne si l'on désire conserver le même chemin parcouru par le courant. Le principe d'une antenne fractale est le suivant : à partir d'une géométrie de base, plusieurs itérations sont effectuées. En général, leurs formes sont issues d'algorithmes mathématiques basées sur des fonctions itératives. En effet, pour une antenne monopole ou dipôle traditionnelle, l'utilisation des fractales peut permettre de maintenir leur hauteur constante tout en augmentant la longueur. L'augmentation de leurs motifs peut favoriser la création de résonances sur plusieurs bandes de fréquences (multi-bandes). Les géométries fractales les plus utilisées sont en général celles de Koch, de Hilbert [Baliarda 2000]. La Figure II-11 montre une antenne monopole de Koch à plusieurs itérations. Cependant la bande passante et l'efficacité de ces antennes fractales sont sensiblement dégradées comparées au simple monopole.

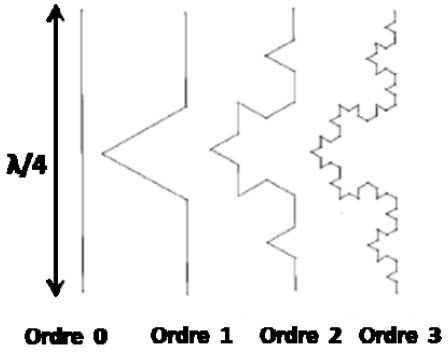


Figure II-11: Monopoles à géométries fractales de Koch [Baliarda 2000]

II.3.1.1.4 Antennes volumiques

Plusieurs études ont montré que les antennes qui occupent le mieux la sphère de Chu, ont des performances optimales en termes de bande passante et d'efficacité [Best 2010], [Best 2005]. Par exemple, l'encombrement d'une antenne spirale dans un plan sera réduit en augmentant sa hauteur [Pigeon 2011]. Mais cette technique diminuera l'encombrement que dans un seul plan, tout en l'augmentant dans un autre. En plus la fabrication d'une telle antenne est complexe. Ci-dessous un exemple d'antennes spirales en 3D.

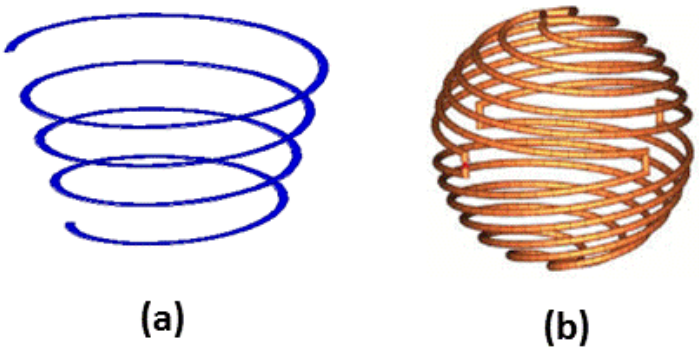


Figure II-12: (a) Exemple d'une antenne spirale, (b) antenne hélicoïdale de Best [Best 2011] en 3D

II.3.1.2 Antennes imprimées

Le concept d'antennes imprimées est apparu dans les années 1950 mais a été développé lors du boom dans les communications mobiles au début des années 1980. Plusieurs atouts vont notamment entrainer leur développement : leur faible coût de réalisation, leur capacité d'intégration, leur faible volume et la possibilité d'utiliser des substrats souples. Une antenne imprimée est constituée d'une métallisation de forme géométrique spécifique qui constitue l'élément rayonnant. Elle est généralement déposée sur un substrat diélectrique sur une face, tandis que l'autre face est souvent métallisée entièrement ou partiellement et constitue un plan de masse. Il est aussi possible de ne pas avoir de plan de masse (dans le cas des dipôles). La plupart du temps, le cuivre est utilisé pour la métallisation. Les caractéristiques du substrat conditionnent aussi le comportement de l'antenne [Luxey 2007]. En effet, on choisit souvent un diélectrique de faible hauteur par rapport à la longueur d'onde de travail λ. La Figure II-13 ci-dessous présente une antenne patch et une antenne dipôle imprimée.

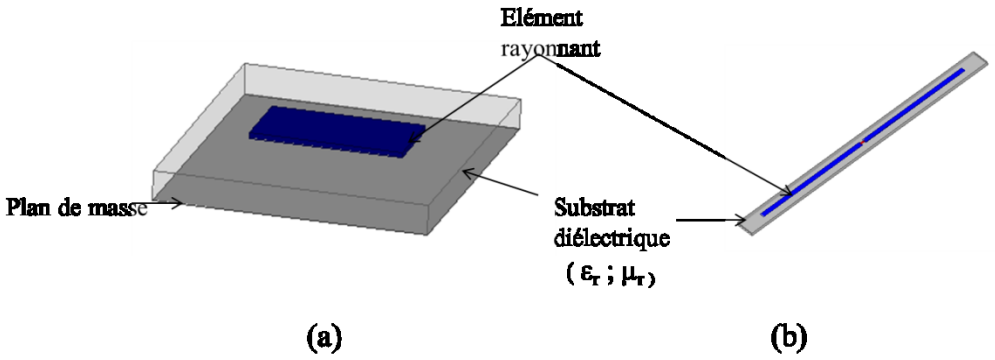


Figure II-13: Exemple d'antennes imprimées, (a) Patch et (b) Dipôle

Pour la plupart des applications mobiles, les dimensions de ces antennes sont encore très grandes. Donc plusieurs méthodes ont été développées pour réduire leur encombrement.

II.3.1.2.1 Repliements de l'antenne

La méthode la plus simple est la création de méandres. Comme décrit précédemment, cette technique permet de conserver la longueur du trajet des courants surfaciques permettant ainsi de réduire son encombrement. L'avantage avec ces antennes imprimées est qu'on peut enrouler l'antenne sur toutes les faces de certains substrats diélectriques et gagner ainsi le maximum de volume. Un exemple de cette méthode est présenté sur la Figure II-14.

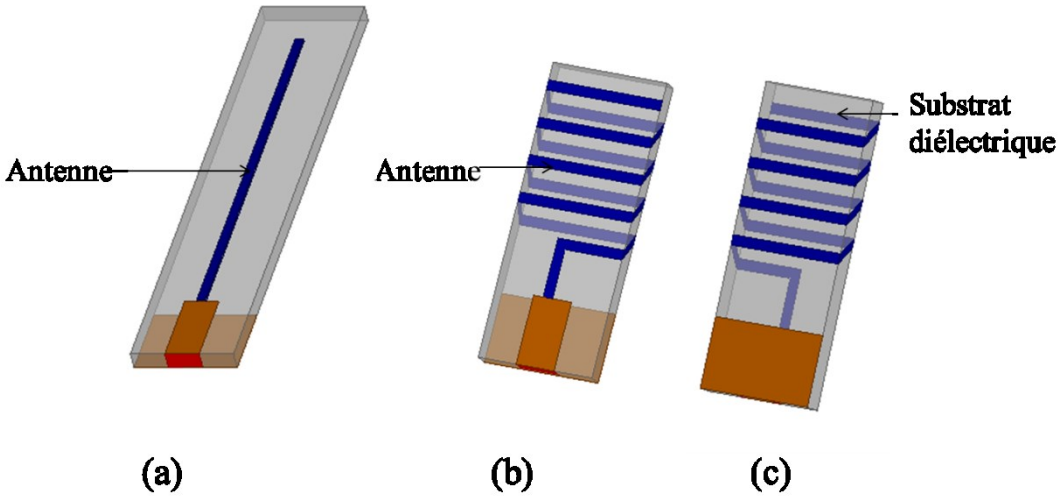


Figure II-14: (a) Antenne simple, (b) Antenne méandrée vue avant, (b) Antenne méandrée vue arrière

Une méthode pour réduire la taille de l'antenne a été suggérée par Moon et Al [Moon 2001]. L'idée est de combiner la structure méandrée avec un substrat diélectrique. Ils ont ainsi proposé une antenne utilisant deux niveaux de métallisations avec deux lignes méandrées afin d'obtenir deux résonances. En augmentant l'espacement entre les deux métallisations, permettant de réduire les effets de couplage

entre ces deux niveaux, les performances de l'antenne peuvent être améliorées. Dans la suite de nos travaux, nous utiliserons en particulier ce type de miniaturisation pour les antennes.

II.3.1.2.2 Introduction de court-circuit

Une autre méthode couramment utilisée pour les antennes imprimées est l'introduction d'un (ou plusieurs) court-circuit(s) entre l'antenne et le plan de masse. Celui-ci entraine des réductions de taille relativement importance (de l'ordre de 50%). En effet introduire un court-circuit revient à ajouter une inductance dont la valeur est directement liée aux dimensions du court-circuit. En général, plus un court-circuit est long et fin, plus l'effet inductif qu'il génère augmente et cela entraine une baisse de l'efficacité. En jouant sur la position du court-circuit par rapport à l'antenne et sur sa longueur, nous arrivons à modifier la fréquence de résonance de l'antenne ainsi que son impédance d'entrée. Cette technique, facilement réalisable implique cependant une diminution de la bande passante de l'antenne par rapport à une simple antenne patch.

Pour une antenne imprimée type patch, le champ électrique du premier mode résonnant dans la cavité s'annule au milieu de la longueur résonante.

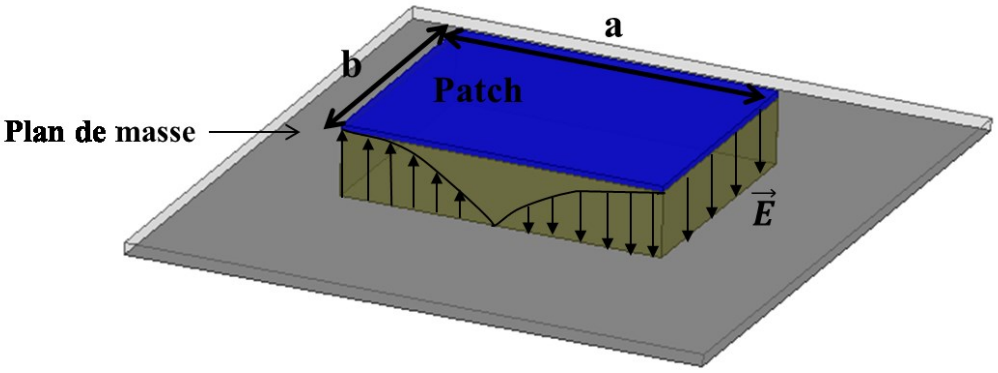


Figure II-15: Représentation vectorielle du champ E au mode fondamental

Cela implique qu'en plaçant un court-circuit vertical à cet endroit, et en considérant que la théorie des images peut s'appliquer dans le plan vertical comme pour le dipôle et le monopole, nous pourrons nous affranchir de la moitié de la longueur physique en lui permettant de résonner à la même fréquence. Ceci entrainera donc une réduction notoire de dimensions. Ainsi sur le même principe de l'antenne IFA, a été développé pour les antennes imprimées une antenne dite PIFA (Planar Inverted-F-Antenna).

Des études ont montré qu'à la place du court-circuit plan, d'autres solutions consistent à utiliser une rangée de vias ou une petite languette [Luxey 2007], [Wong 1998]. La réduction maximale de la dimension est obtenue lorsque la languette est positionnée dans un coin de l'antenne comme nous le montre la Figure II-16.

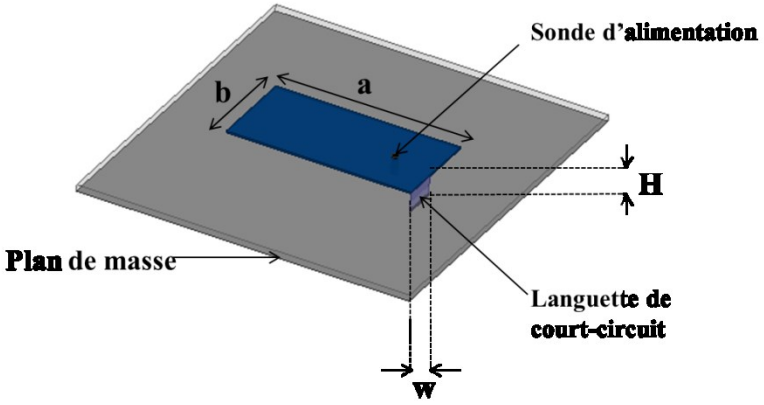


Figure II-16: Géométrie d'une antenne PIFA

La fréquence de résonance peut être obtenue à partir de la relation suivante :

$$F_r = \frac{c}{4(a+(b-w)+H} \qquad \text{[II.24]}$$

L'avantage d'une antenne PIFA est qu'on aura une meilleure adaptation et bande passante qu'une antenne IFA. Ce qui est un atout pour de nombreuses applications dans le domaine des communications mobiles.

Miniaturiser par court-circuit comporte notamment certains inconvénients tels qu'une dégradation de la pureté de polarisation et du gain maximal de l'antenne.

De façon générale, cette technique de miniaturisation peut s'appliquer à toutes les formes d'antennes si l'on positionne un court-circuit à l'endroit où le potentiel du mode considéré s'annule.

II.3.1.2.3 Insertion des fentes

L'insertion de fentes dans l'élément rayonnant implique une augmentation du trajet des courants surfaciques. En effet, les courants qui circulent d'un bout à l'autre de cette partie métallique seront obligés de contourner ces fentes et devront donc emprunter un chemin plus long que le chemin emprunté sur la structure sans fente. La longueur électrique sera ainsi augmentée. Le rallongement du parcours des courants surfaciques aura pour conséquence de diminuer la fréquence de résonance de l'antenne. Des effets inductifs et capacitifs seront aussi induits, ce qui aura pour effet de modifier l'impédance d'entrée de l'antenne et sa bande passante. Suivant comment seront insérées les fentes, débouchantes ou non, on peut encore augmenter ce trajet et obtenir de nouvelles fréquences de résonances.

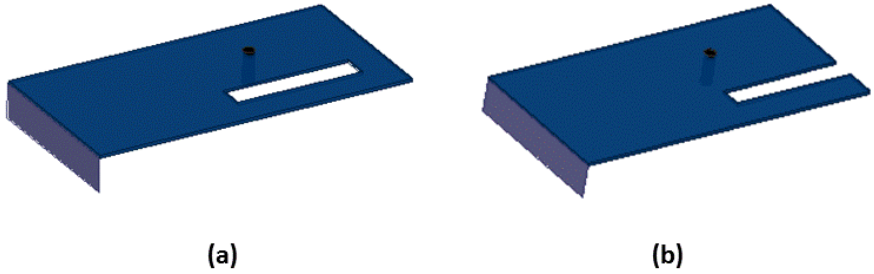


Figure II-17: Antenne PIFA avec fente non débouchante (a) et fente débouchante (b)

Les fentes débouchantes ont plus d'effet sur les modes supérieurs et sont souvent utilisées lorsqu'on veut élargir les bandes passantes d'une antenne. La longueur ainsi que la largeur et le nombre de fentes influeront sur la fréquence de résonance de l'antenne. Il existe plusieurs structures de fentes repliées en U, en H, en papillon et en forme curviligne [Kadri 2011].

II.3.1.2.4 Utilisation de charges localisées

A l'aide d'éléments localisés comme les CMS (composants montés en surface), nous pouvons aussi réduire l'encombrement de l'antenne. En effet, le court-circuit existant sur les antennes PIFA peut être remplacé par une résistance de faible valeur par exemple. Par un choix et un positionnement judicieux de celui-ci, nous pouvons arriver à diminuer la fréquence de résonance et améliorer la bande passante [Luxey 2007], [Wong 1998]. L'inconvénient de cette technique est l'augmentation des pertes ohmiques, ce qui entraine une baisse de l'efficacité.

Il est aussi possible d'utiliser des capacités et des inductances car celles-ci peuvent entrainer des réductions de tailles de plus de 50%. En effet insérer une capacité en bout de ligne permettrait d'une part de rallonger la longueur électrique de l'antenne et d'autre part d'introduire un effet capacitif. Ces deux phénomènes combinés entrainent une baisse de la fréquence de résonance. Nous pouvons aussi insérer une capacité et une self au sein de l'élément rayonnant. L'ajout de ceux-ci aura pour conséquence de modifier la valeur de l'inductance et de la capacité équivalente de l'antenne et donc de faire résonner le système à une fréquence différente. D'autres études ont aussi montré qu'un monopole replié était équivalent à un monopole chargé par une inductance. Donc en introduisant des charges localisées comme les capacités ou les inductances, dans la structure d'une antenne monopole, celle-ci peut être raccourcie. La réactance qui sera générée par ces composants compensera la partie imaginaire du monopole raccourci, ce qui permet d'avoir un bon niveau d'adaptation.

Mais l'inconvénient majeur de ces CMS et principalement de la capacité est qu'ils augmentent le facteur de qualité de l'antenne, ce qui diminue fortement la bande passante et l'efficacité rayonnée.

II.3.2 Utilisation de matériaux pour la miniaturisation

Pour réduire au maximum les pertes diélectriques lors des procédés de miniaturisation, de nouveaux types de matériaux à faibles pertes ont été développés. Ainsi les travaux de développement de nouveaux substrats ont été considérables ces dernières années. En effet, certains matériaux aux

propriétés physiques non disponibles naturellement peuvent être aujourd'hui fabriqués. Nous présenterons ici deux de ces nouveaux matériaux.

II.3.2.1 Utilisation d'un diélectrique à fort permittivité

Pour réduire l'encombrement, on peut aussi jouer sur les propriétés diélectriques des matériaux. En effet de nombreux travaux ont montré que les substrats à forte permittivité, typiquement de l'ordre de 10 à 20 permettaient de réduire les dimensions d'une antenne sans en modifier la géométrie [Hwang 1995]. Avec un tel matériau, les lignes de champ sont concentrées sous l'antenne. Ce phénomène s'explique par le fait qu'un milieu avec une très haute permittivité influe sur l'organisation des charges électriques. Ainsi avec un substrat de permittivité diélectrique ε_r élevée, la longueur d'onde guidée λ_g diminue comme nous le montre l'équation [II.25] suivante :

$$\lambda_g = \frac{c}{f_0\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}} \qquad [II.25]$$

Par contre si cette technique nous permet de miniaturiser l'antenne en question, le principal inconvénient de ces matériaux est le confinement des lignes de champs électriques qui génère un fort couplage capacitif entre l'antenne et le plan de masse entrainant ainsi une baisse de performances notamment l'efficacité et la bande passante. De plus, la plupart de ces matériaux sont des céramiques qui ajoutent un surcoût élevé lors de la fabrication.

II.3.2.2 Les matériaux magnéto-électriques

Ce sont des matériaux qui ont des perméabilités relatives $\mu_r > 1$. Ainsi grâce à leur indice de réfraction élevé ($n = \sqrt{\mu_r \varepsilon_r}$), ils permettent de réduire la taille des antennes imprimées car les dimensions de l'antenne sont inversement proportionnels à l'indice de réfraction du substrat [Abdouni 2010]. Des travaux ont montré que l'utilisation de ces matériaux permettent d'augmenter la bande passante des antennes [Burke 2000]. En effet la bande passante est donnée par l'expression suivante :

$$BP = \frac{96\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}\frac{d}{\lambda_0}}{\sqrt{2}\left(4+17\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}\right)} \qquad [II.26]$$

Avec d la hauteur du substrat et λ_0 la longueur d'onde dans le vide à la fréquence de travail.

A partir de la Formule II-26, on s'aperçoit qu'augmenter μ_r, revient à augmenter la bande passante de l'antenne.

En pratique, la plupart des matériaux existants ont à la fois la permittivité et leur perméabilité élevées avec beaucoup de pertes. Les rares matériaux commercialisés ne sont utilisables que pour des

fréquences allant jusqu'à 1 GHz et coutent relativement chers [Niamien 2010], [Canneva 2011]. C'est pour cela, entre autres, que les méta-matériaux ont été développés.

II.3.2.3 Les méta-matériaux

L'utilisation de ce type de matériaux est assez récente. Ils se définissent comme des matériaux artificiels homogènes macroscopiquement possédant des caractéristiques électromagnétiques inhabituelles obtenues par la mise en œuvre de structures périodiques de dimensions inférieures à la longueur d'onde. En effet, si l'on combine deux ou plusieurs matériaux, par exemple des inclusions métalliques intégrées au sein d'une matrice diélectrique, le matériau résultant ainsi obtenu aura des propriétés macroscopiques artificiels. Ce nouveau matériau ainsi obtenu sera appelé méta-matériau ou matériau composite artificiel. Plusieurs études ont montré que lors de la fabrication de ces substrats, la maitrise de la permittivité ε_r et de la perméabilité μ_r joue un rôle essentiel dans la miniaturisation. Certains matériaux de permittivité et de perméabilité négatives sont aussi appelés matériaux « main gauche » car leurs champs électrique et magnétique et leur vecteur d'onde forment un trièdre indirect. Les nouvelles propriétés de ces méta-matériaux permettent de miniaturiser les antennes [Ikonen 2006]. Par exemple, lorsqu'un méta-matériau est utilisé comme un plan de masse, il entraine une réduction de la vitesse de phase des ondes dans la cavité entrainant une augmentation de sa permittivité et permettant ainsi de réduire la taille de l'élément rayonnant. C'est le phénomène d'onde lente [Yang 1999]. Contrairement aux simples matériaux à forte permittivité, le méta-matériau ne réduit pas la bande passante des antennes.

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons passé en revue les définitions ainsi que les différentes méthodes qui ont été développées pour calculer le facteur de qualité minimum et les différentes techniques de miniaturisation des antennes. Une des caractéristiques très importante des antennes miniatures est son facteur de qualité. Le challenge consiste à le minimiser pour maximiser les performances de bande passante et d'efficacité rayonnée. Wheeler et Chu ont été les précurseurs à ces théories dans les années 1947. De nombreux autres travaux, que nous avons présentés ici pour obtenir le Q minimum, ont été développés au cours des dernières décennies. Celles-ci sont basées sur l'évaluation des champs proches de l'antenne. Une nouvelle expression, développée par Yaghjian et Best expression relie le facteur de qualité d'une antenne à son impédance d'entrée et permettent d'avoir une valeur relativement précise du Q de l'antenne dans une petite bande de fréquence autour de sa résonance [Yaghjian 2005].

Par la suite, nous avons aussi exposé différentes techniques de miniaturisation. Nous avons passé en revue les méthodes classiques (repliement, ajout de fentes, de court-circuit, etc..) ainsi que certaines techniques innovantes avec notamment l'utilisation de nouveaux types de substrat pour les antennes imprimées. L'objectif principal de toutes ces techniques est de rallonger la longueur électrique des courants pour résonner à une fréquence plus basse et donc réduire naturellement les dimensions d'une antenne. En règle générale, nous avons remarqué que la miniaturisation entrainait une diminution de la

bande passante et de l'efficacité de l'antenne. Donc il sera indispensable de faire des compromis entre l'encombrement et les performances visées. Ainsi cette analyse nous a aussi permis de retenir pour la suite de nos travaux, les antennes miniaturisées par repliement.

Dans le chapitre suivant, nous étudierons le facteur de qualité de plusieurs antennes planaires, de plusieurs tailles et configurations différentes. Leurs facteurs de qualité seront comparés aux limites de Gustafsson. Nous essayerons de voir s'il existe des dimensions optimales permettant d'obtenir un Q minimum

Chapitre II : Etat de l'art sur le facteur de qualité des antennes électriquement petites et les techniques de miniaturisation

CHAPITRE III: ETUDE DU FACTEUR DE QUALITE D'ANTENNES MINIATURES ET LIMITES DE GUSTAFSSON 52

III.1 Introduction 52

III.2 Influence du Q sur les performances des antennes 52

III.2.1 Comparaison du Q d'antennes monopoles sur des tailles de plan de masse variables 52

III.2.2 Comparaison d'un monopole sur un plan de masse et d'un dipôle 55

III.3 Comparaison du facteur de qualité d'antennes adaptées et non adaptés : Etude de monopoles de tailles différentes 57

III.3.1 Géométrie des antennes 57

III.3.2 Antennes monopoles de différentes tailles 59

III.3.2.1 Monopole de rapport l/d = 12 59

III.3.2.2 Monopole de rapport l/d= 8 60

III.3.2.3 Monopole de rapport l/d= 4 61

III.3.2.4 Monopole de rapport l/d= 2 62

III.3.3 Synthèse 63

III.4 Comparaison du facteur de qualité de dipôles dans plusieurs configurations par rapport au facteur de qualité limite de Gustafsson 64

III.4.1 Contexte de l'étude 64

III.4.2 Géométrie des antennes 65

III.4.3 Etude du facteur de qualité d'antennes dipôles dans différentes configurations 66

III.4.3.1 Antennes dipôles sans pertes métalliques 66

III.4.3.2 Antennes dipôles avec pertes métalliques 70

III.4.4 Synthèse des résultats obtenus 72

III.5 Conclusion 73

CHAPITRE III: Etude du Facteur de qualité d'antennes miniatures et limites de Gustafsson

III.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, une étude théorique sur le facteur de qualité des antennes a été réalisée. Ces dernières décennies, des théories ont été développées entres autres par Gustafsson [Gustafsson 2007]. Celles-ci sont plus réalistes que celles développées par Wheeler [Wheeler 1947] et Chu [Chu 1948] qui supposent que l'antenne ne rayonne que dans un seul mode et qu'il n'y a que de l'énergie réactive à l'intérieur de la sphère. Ainsi Gustafsson a exprimé un Q minimum pour des antennes exclusivement métalliques sans pertes, tandis que Best [Best 2005] a dérivé une expression générale permettant de calculer le Q de n'importe quelle antenne mono ou bi-résonante dans sa bande à partir de son impédance d'entrée. Ainsi il est donc intéressant d'essayer d'appliquer la théorie de Gustafsson sur quelques types d'antennes afin d'évaluer si ces limites fondamentales sont aussi applicables aux antennes pratiques tout en se servant des résultats de S. Best pour calculer les Q de ces antennes.

Dans ce chapitre, le facteur de qualité d'antennes dipôles et monopoles sera calculé afin de vérifier la validité et les limites de ces théories. En premier lieu, nous nous intéresserons à l'impact du plan de masse sur le Q de certaines antennes. Le Q de plusieurs monopoles avec des tailles de plan de masse variables sera calculé. Ensuite nous comparerons le Q d'une antenne monopole sur un plan de masse infini et celui d'un dipôle. Pour finir plusieurs configurations d'antennes monopoles adaptées ou non adaptées seront simulées et mesurées dans le but de comparer leur facteur de qualité. Le facteur de qualité Q_z des antennes sera alors calculé à partir de la formule [II.21] de Yaghjian et Best [Best 2005] qui relie le Q à l'impédance d'entrée de l'antenne considérée. Toutes les simulations seront effectuées avec le logiciel électromagnétique HFSS d'Ansys.

III.2 Influence du Q sur les performances des antennes

Dans ce paragraphe, nous nous intéresserons à la relation entre le Q minimum des antennes et les performances des antennes plus spécifiquement d'un monopole. En premier, nous comparerons le Q d'une antenne monopole sur un plan de masse infini et celui d'un dipôle. Nous ferons ensuite varier les tailles du plan de masse de monopoles et comparerons leurs performances.

III.2.1 Comparaison du Q d'antennes monopoles sur des tailles de plan de masse variables

Nous modélisons ici plusieurs antennes monopoles sur des tailles de plan de masse variables. Ces antennes, fonctionnent à 2,45 GHz et ont des plans de masse variant de λ à 5λ. Nous nous intéressons à leur impédance d'entrée et leur facteur de qualité Q_z.

Un des modèles simulés est présenté ci-dessous. L'antenne est positionnée au centre du plan de masse.

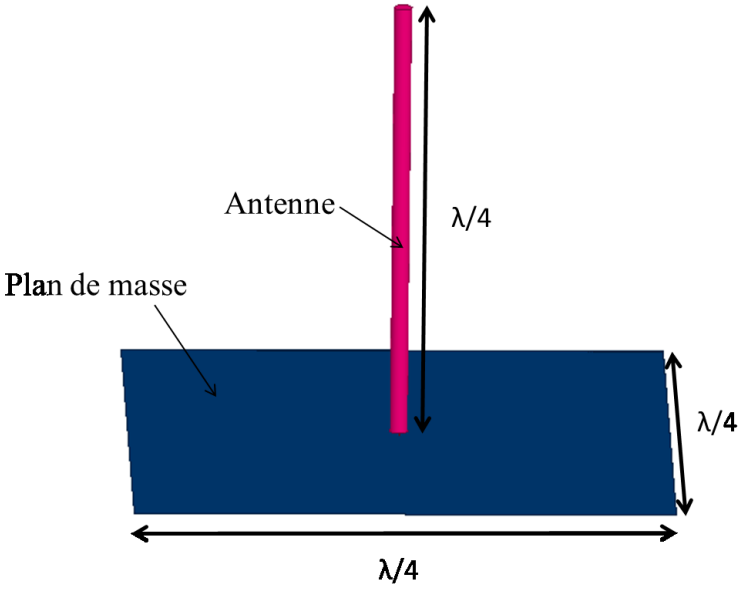


Figure III-1: Antenne monopole sur un plan de masse de dimensions λ/4

Les différentes tailles de plan de masse pour F = 2,45 GHz sont présentées dans le tableau ci-dessous :

	Taille du plan de masse (mm)
λ/4	30,6
λ/2	61
λ	122
2λ	244
3λ	366
4λ	466
5λ	610

Tableau III.1: Différentes tailles du plan de masse de l'antenne monopole

Les modules du coefficient de réflexion ($|S_{11}|$) dans la bande [2-3] GHz de ces antennes sont représentés ci-dessous :

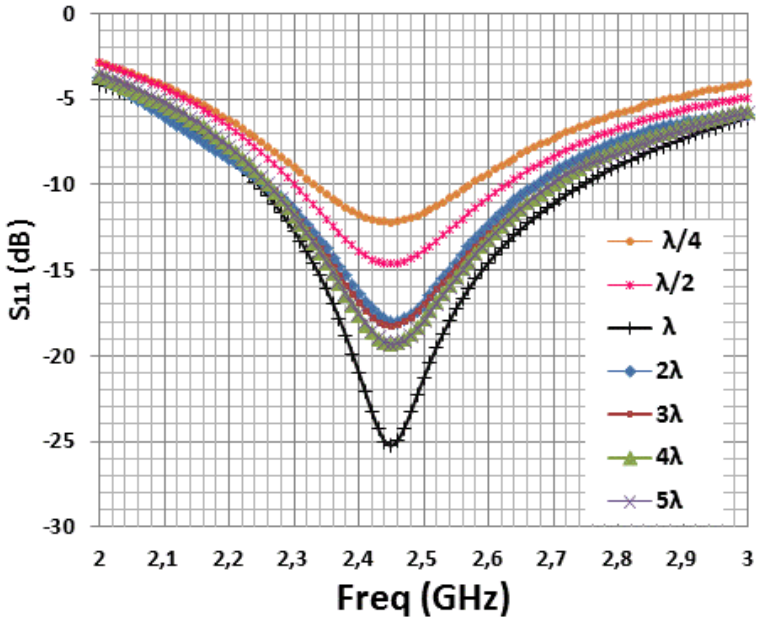


Figure III-2: $|S_{11}|$ des monopoles en fonction de la fréquence

Le tableau ci-dessous résume les performances en termes de bande passante, du minimum de $|S_{11}|$, d'impédance et du Q_z. Toutes les antennes ont une efficacité rayonnée simulée de 100%.

Tailles du plan de masse (mm)	Bande passante à -6 dB (MHz)	$\|S_{11}\|$ minimum (dB)	Impédance (Ohms)	Q_z
λ/4	590	-12,17	32,8 + j 10,5	5,84
λ/2	680	-14,63	31,8 + j 12,5	5,67
λ	900	-25,23	46,92 + j 4,98	3,52
2λ	820	-18,00	45 + j 9,695	4,03
3λ	820	-18,23	44,6 + j 9,695	4,02
4λ	820	-19,29	43,7 + j 9,66	3,98
5λ	820	-19,29	43,7 + j 9,66	3,98

Tableau III.2 : Performances des monopoles avec différentes tailles de plan de masse

Au fur et à mesure que nous modifions la taille du plan de masse, les résultats obtenus en termes de bande passante et d'adaptation des antennes changent.

Quand la taille du plan de masse passe de λ/4 à λ/2, nous observons une amélioration de l'adaptation de l'antenne. Nous constatons que pour λ/4 et pour λ/2 le plan de masse participe aussi au rayonnement de l'antenne.

Nous observons que la meilleure adaptation ainsi que le maximum de bande passante sont obtenus pour un plan de masse égal à λ. Le facteur de qualité est aussi minimum dans ce cas. Il semble que de toutes les antennes simulées, le monopole ayant un plan de masse égal à λ est celui qui occupe le plus avantageusement la sphère de Chu [Best 2010].

A partir de tailles de plan de masse égales ou supérieures à 2λ, les bandes passantes des antennes sont inchangées. Cela montre que les performances des antennes sont alors indépendantes de la taille du plan de masse à partir de 2λ. Nous pouvons alors affirmer qu'à partir de cette valeur, le plan de masse peut être considéré comme infini et n'impacte plus sur les performances des antennes.

Les performances obtenues précédemment en termes de Q dans la bande [2-3] GHz sont représentées sur ce graphe (Figure III-3).

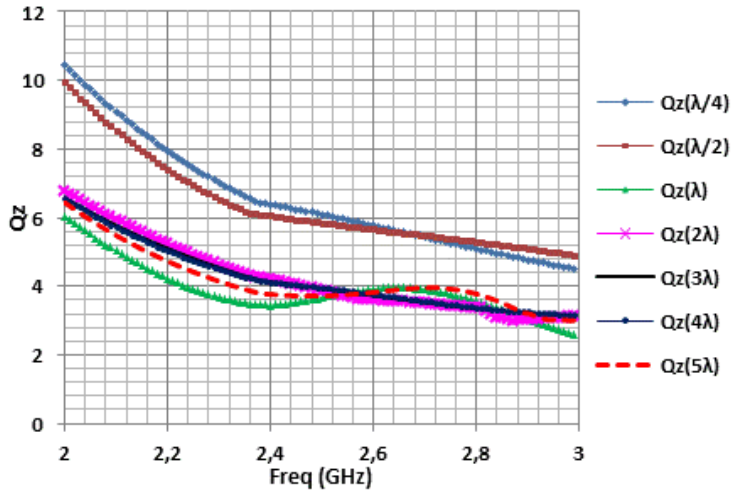


Figure III-3: Q_z en fonction de la fréquence pour différentes tailles du plan de masse

Le Q_z minimum est obtenu pour un plan de masse égal à λ. A partir de 2λ, le Q_z reste inchangé dans la bande de fréquence.

III.2.2 Comparaison d'un monopole sur un plan de masse et d'un dipôle

Les deux antennes sont respectivement un monopole et un dipôle. Les antennes sont supposées parfaitement conductrices (PEC), donc sans pertes. Le monopole a un plan de masse de dimensions 2λ pour une fréquence égale à 2,45 GHz ce qui peut donc être considéré comme infini. La Figure III-4 ci-dessous montre les deux antennes simulées.

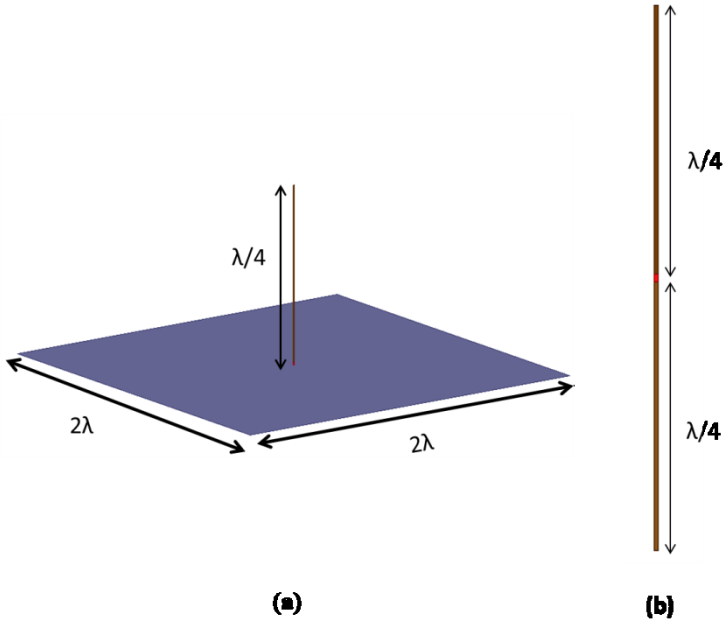
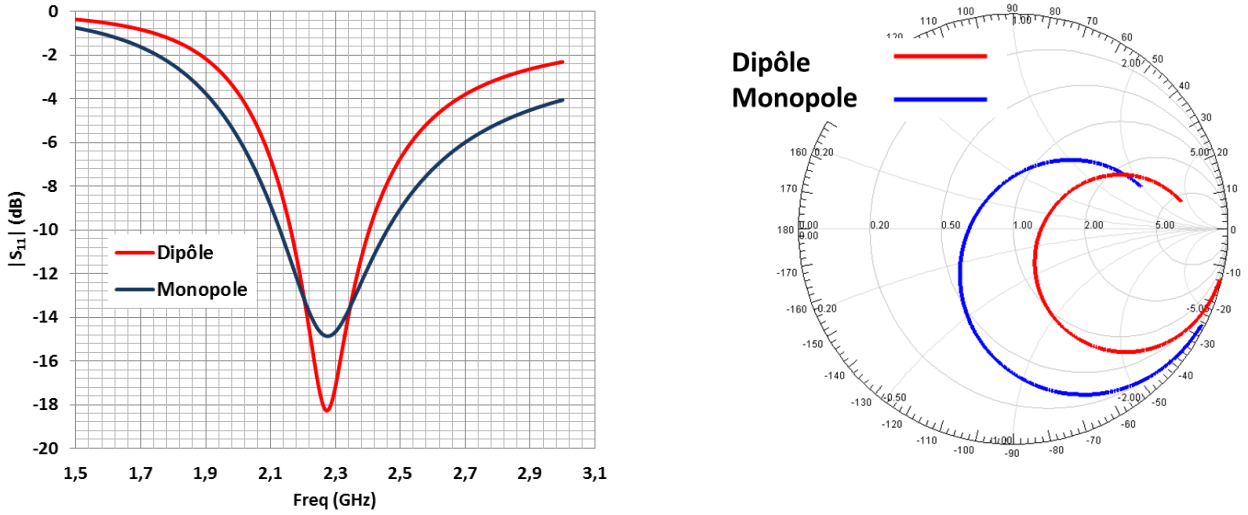


Figure III-4: (a) Antenne monopole sur un plan de masse infini et (b) antenne dipôle

Le coefficient de réflexion de ces deux antennes est présenté sur la Figure III-5. Comme attendu, les deux antennes ont quasiment le minimum de $|S_{11}|$ à la même fréquence mais des impédances d'entrée différentes.



(a) (b)

Figure III-5: (a) Coefficient de réflexion et (b) Impédance d'entrée

Les facteurs de qualité Q_z des antennes ont aussi été calculés à partir de ces impédances (Figure III-6). Nous constatons que les deux antennes ont le même Q_z.

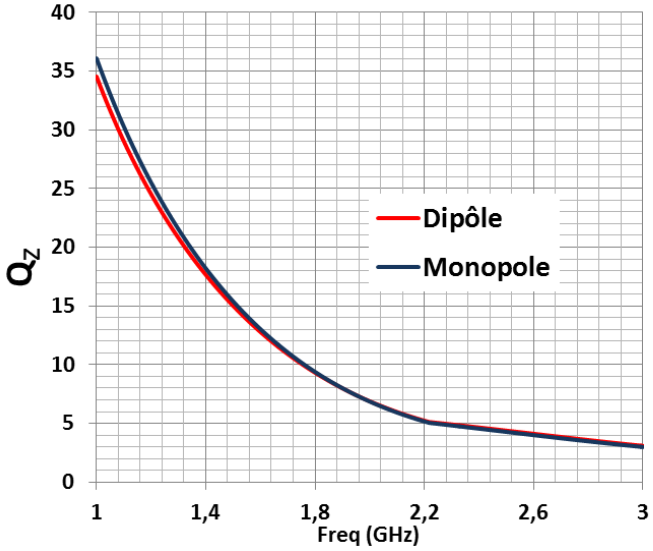


Figure III-6: Q_z du dipôle et du monopole

Le Tableau III-3 ci-dessous résume les performances de ces deux antennes.

	F (GHz)	Z (Ohm)	Q_z
Dipôle	**2,27**	**64,5**	**4,90**
Monopole	**2,27**	**33,2**	**4,90**

Tableau III.3 Caractéristiques du dipôle et du monopole

A travers cette étude, nous montrons que le monopole sur un plan de masse infini et le dipôle ont le même facteur de qualité.

III.3 Comparaison du facteur de qualité d'antennes adaptées et non adaptés : Etude de monopoles de tailles différentes

Dans ce paragraphe, plusieurs antennes monopoles de tailles différentes adaptées et non adaptées, ayant des plans de masse infinis ont été simulées afin de comparer leur facteur de qualité. Puisque le Q_z est calculé à partir de l'impédance de l'antenne, nous avons pensé qu'il était intéressant de comparer les Q_z à la fréquence de résonance des antennes adaptées et non adaptées.

III.3.1 Géométrie des antennes

Les antennes sont des monopoles miniaturisés par technique de repliement du brin rayonnant. Ces antennes sont en PEC et sont imprimées sur du substrat Duroid d'épaisseur 0,762 mm. La structure de l'antenne est présentée ci-dessous :

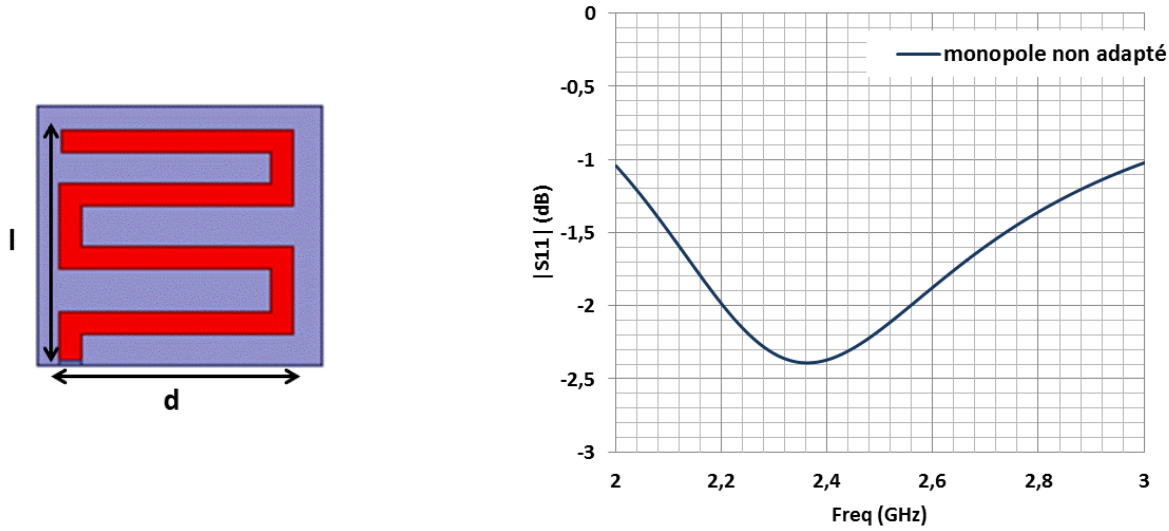


Figure III-7: Modèle de l'antenne monopole (a) et son coefficient de réflexion (b)

Cette antenne a son minimum de $|S_{11}|$ égal à 22,39 dB à la fréquence F égale à 2,36 GHz.

Pour adapter ces antennes à 50 Ohm autour de 2,4 GHz, nous rajoutons une ligne de court-circuit ou stub de largeur 0,2 mm (Voir Figure III-8). La longueur et la largeur du stub ont été obtenues après une étude paramétrique.

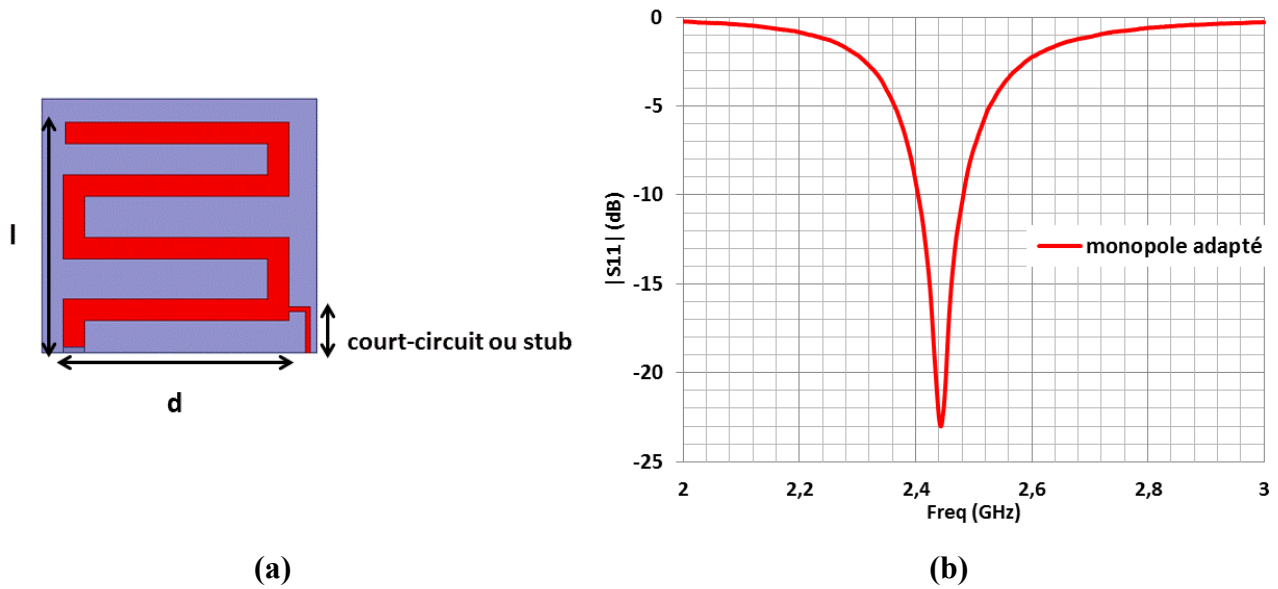


Figure III-8: (a) Modèle de l'antenne monopole avec un court-circuit et (b) son coefficient de réflexion

Pour cette antenne, après adaptation, nous obtenons une fréquence de travail F_0 légèrement modifiée égale à 2,44 GHz avec un $|S_{11}|$ minimum de -23 dB.

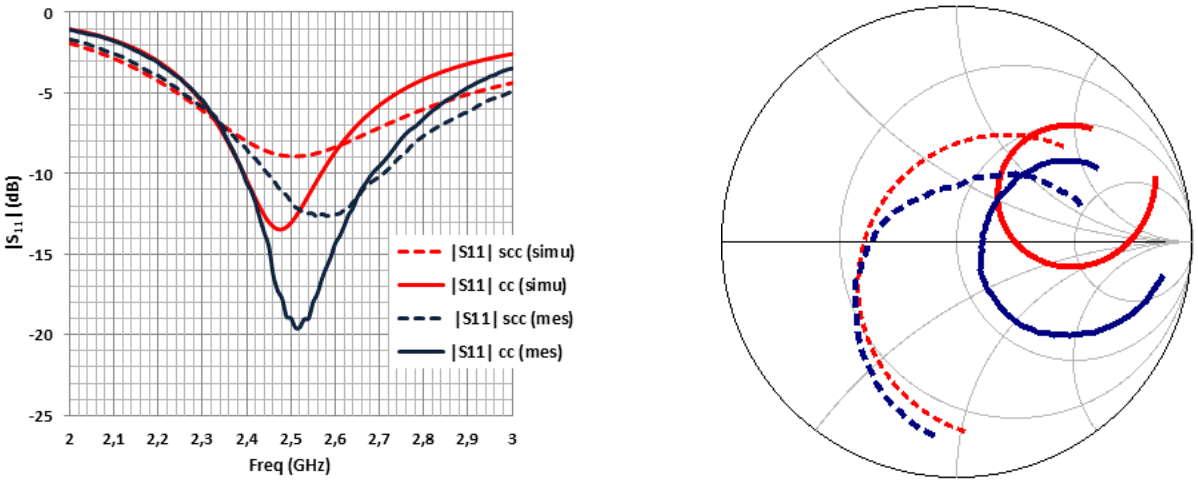
III.3.2 Antennes monopoles de différentes tailles

Toutes les antennes simulées diffèrent par leur longueur l et leur largeur occupée d donc aussi par leur volume. Une comparaison entre la simulation et la mesure a été effectuée dans la bande [2-3] GHz.

III.3.2.1 Monopole de rapport l/d = 12

Deux monopoles adaptés et non adaptés de dimensions l = 21 mm et d = 3,5 mm ont été simulés. Ils sont imprimés sur un substrat de dimensions 24x15mm^2. Le rapport entre la longueur l et la largeur d du monopole est égal à 6. Pour ces dimensions le ka obtenu est égal à 1 (k étant le nombre d'onde calculé à partir de la formule [I.1] et a le rayon de la sphère de Chu).

Une comparaison entre la mesure et la simulation du coefficient de réflexion et de l'impédance d'entrée de ces deux antennes est présentée sur la Figure III-9 ci-dessous :



(a) **(b)**

Figure III-9: (a) $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée du monopole de rapport l/d= 12 simulé (rouge) et mesuré (bleu) de l'antenne non adaptée (pointillés) et de l'antenne adaptée (trait plein)

Comme nous pouvons le constater, nous avons de légères différences entre les fréquences de résonances des antennes simulées et mesurées.

Nous calculons ensuite leur facteur de qualité et représentons la courbe Q_z (calculé à partir de l'impédance des antennes) en fonction de la fréquence.

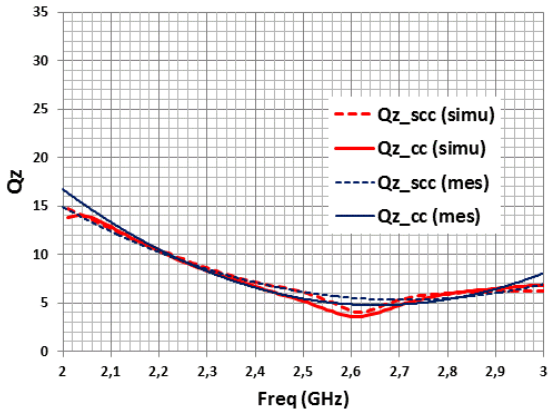
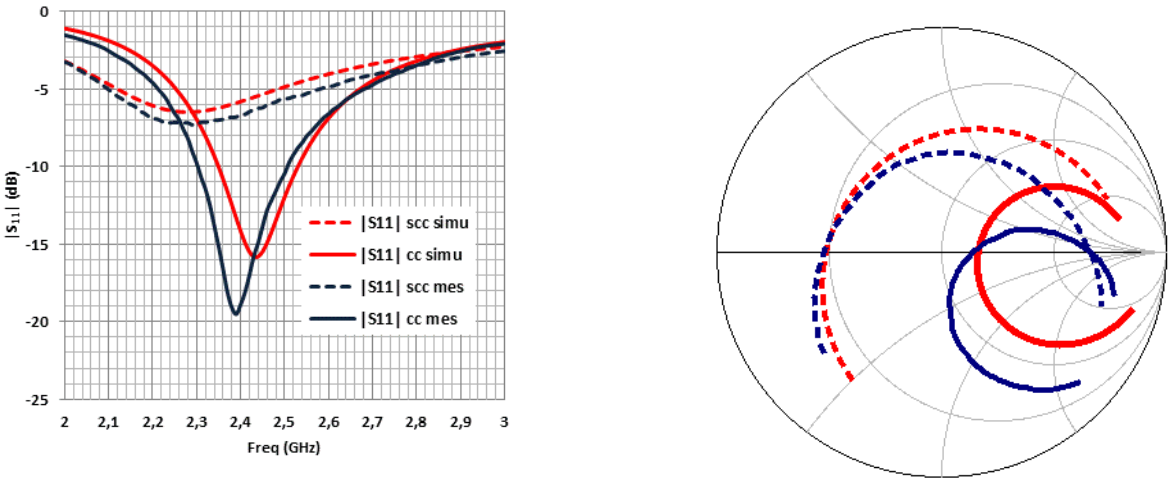


Figure III-10: Q_z des antennes de rapport l/d=12 simulé (rouge) et mesuré (bleu) dans le cas de l'antenne non adaptée (pointillés) et de l'antenne adaptée (trait plein)

Pour cette antenne, les Q_z des antennes adaptées et non adaptées, mesurés et simulés sont quasiment identiques dans la bande de fréquence [2-3] GHz.

III.3.2.2 Monopole de rapport l/d= 8

Deux autres antennes de dimensions l = 40 mm et d = 5 mm ont été également simulées. Le rapport l/d et le ka sont respectivement égaux à 8 et à 1. Comme précédemment, nous représentons les $|S_{11}|$ et les impédances des antennes simulées et mesurées dans la Figure III-11 ci-dessous.



(a) **(b)**

Figure III-11: (a) $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée du monopole de rapport l/d= 8 simulé (rouge) et mesuré (bleu) de l'antenne non adaptée (pointillés) et de l'antenne adaptée (trait plein)

Les mesures et simulations de l'antenne adaptée présentent sensiblement quelques différences mais restent quand même égale à la fréquence de résonance. Nous représentons le Q_z de ces antennes :

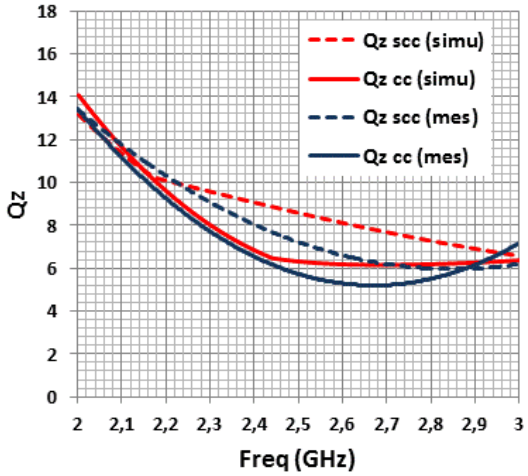
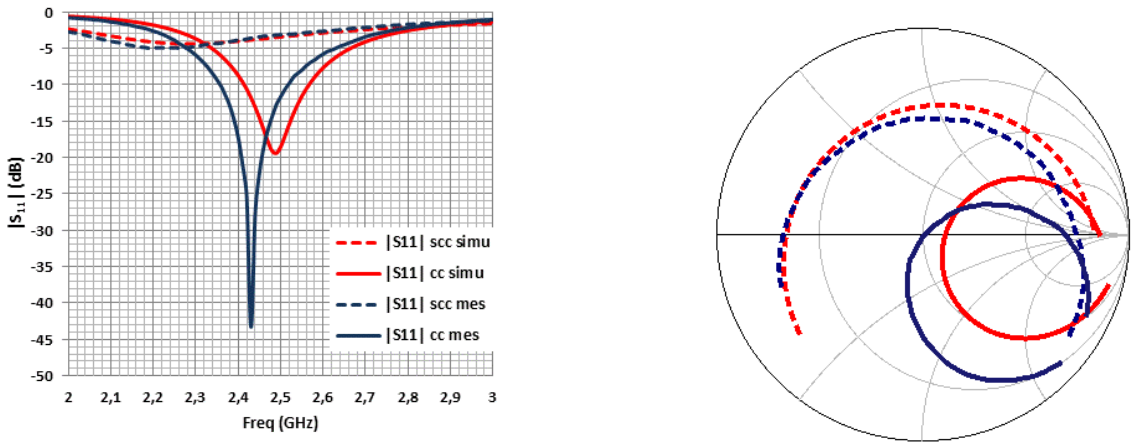


Figure III-12: Q_z des antennes de rapport l/d=8 simulé (rouge) et mesuré (bleu) dans le cas de l'antenne non adaptée (pointillés) et de l'antenne adaptée (trait plein)

Quelques différences sont observées au niveau des Q_z. Mais de façon générale, nous pouvons conclure que les Q_z adaptés et non adaptés peuvent être considérés comme étant les mêmes.

III.3.2.3 Monopole de rapport l/d= 4

Les antennes monopoles modélisées ont un rapport l/d égal à 4 (l = 32 mm et d = 8 mm). Comme précédemment, elles ont été fabriquées et mesurées afin de les comparer aux simulations. Le ka obtenu pour ces antennes est égal à 0,8, ce qui en fait par définition une AEP. La Figure III-13 présente les $|S_{11}|$ et leurs impédances d'entrée et la Figure III-14 présente leur Q_z.



(a) **(b)**

Figure III-13: (a) $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée du monopole de rapport l/d= 4 simulé (rouge) et mesuré (bleu) de l'antenne non adaptée (pointillés) et de l'antenne adaptée (trait plein) par un stub

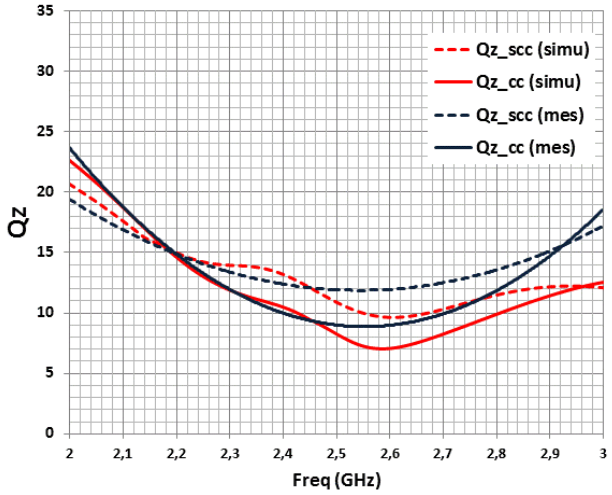


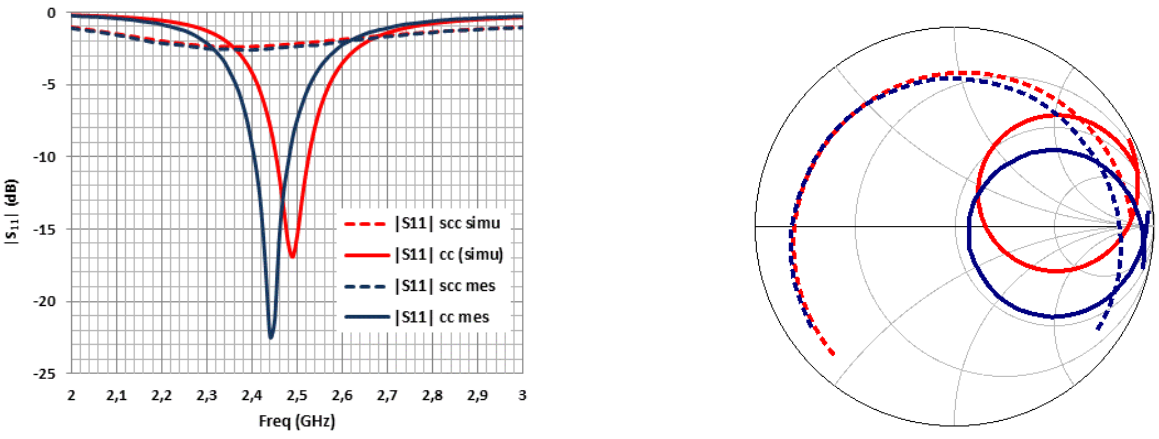
Figure III-14: Qz des antennes de rapport l/d=4 simulé (rouge) et mesuré (bleu) dans le cas de l'antenne non adaptée (pointillés) et de l'antenne adaptée (trait plein)

Comme dans le cas précédent, de légères variations sont observées entre les mesures et les simulations. Mais de façon générale, nous pouvons conclure que les facteurs de qualité mesurés et simulés sont similaires pour ces antennes aussi.

Nous poursuivons cette étude pour deux autres antennes.

III.3.2.4 Monopole de rapport l/d= 2

Dans cette section, les monopoles ont les dimensions l = 21,3 mm et d = 10,65 mm donc l/d= 2. Leur ka est égal à 0,57. Nous procédons de la même manière que précédemment en représentant les $|S_{11}|$ et les impédances d'entrée (Figure III-15) et les Q_z (Figure III-16).



(a) **(b)**

Figure III-15: (a) $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée du monopole de rapport l/d= 2 simulé (rouge) et mesuré (bleu) de l'antenne non adaptée (pointillés) et de l'antenne adaptée (trait plein) par un stub

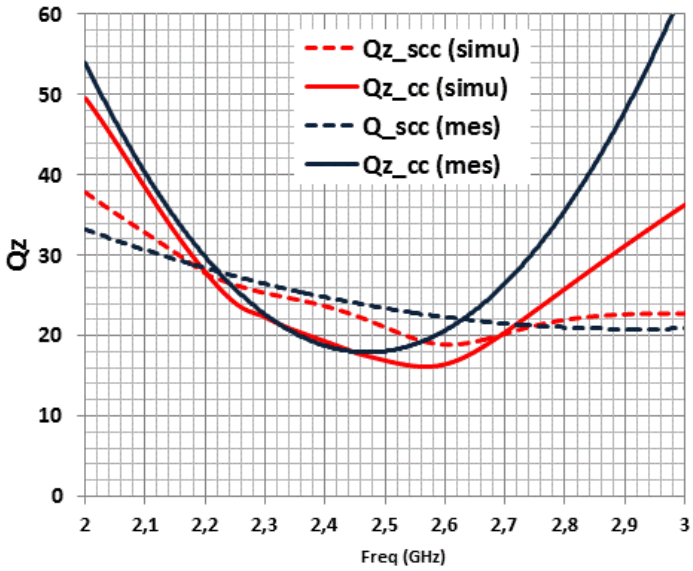


Figure III-16: Q_z des antennes de rapport l/d=2 simulé (rouge) et mesuré (bleu) dans le cas de l'antenne non adaptée (pointillés) et de l'antenne adaptée (trait plein)

On constate que lorsque la fréquence augmente, Différences entre la simulation et la mesure, surtout pour le Q_z de l'antenne adaptée,apparaissent. Celles-ci peuvent être dues à des problèmes de tolérance sur la fabrication. Comme les valeurs obtenues sont assez proches à la résonance (mais pas en dehors), nous pouvons quand même conclure que le Q_z est le même pour une antenne adaptée et non adaptée.

III.3.3 Synthèse

Nous avons modélisé et fabriqué des antennes monopoles de tailles différentes. Nous avons adapté ces antennes autour de 2,4 GHz en utilisant un stub ou court-circuit. Les facteurs de qualité Q_z des antennes adaptées et non adaptées ont été comparés dans la bande [2-3] GHz. De façon générale, pour toutes ces antennes, les Q_z de l'antenne adaptée et de l'antenne non adaptée sont sensiblement égaux, plus particulièrement à la fréquence de résonance de l'antenne [Best 2004]. Nous avons aussi noté quelques différences au niveau des courbes. Celles-ci peuvent notamment être dues à l'imprécision du maillage du simulateur, aux tolérances de fabrication et aux variations observées lors de la mesure.

La Figure III-17 ci-dessous résume les différentes valeurs de Q_z obtenues pour chaque antenne à leur fréquence de résonance.

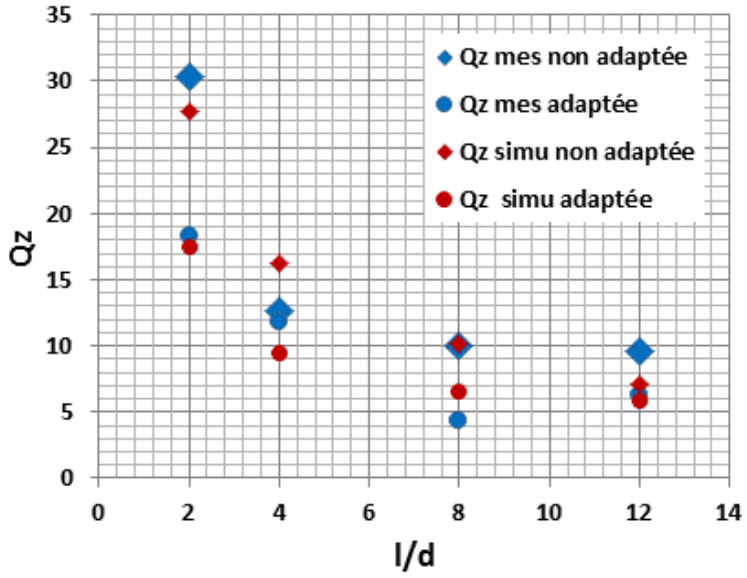


Figure III-17: Q_z de toutes les antennes mesurées et simulées en fonction du rapport l/d (simulés en rouge et mesurés en bleu)

Lorsque ces antennes commencent à devenir électriquement très petites, avec des ka << 1, les différences entre les Q simulés et mesurés deviennent significatives. Celles-ci peuvent s'expliquer par la difficulté de réaliser des mesures d'impédances avec des câbles classiques pour les ESA. Nous remarquons aussi que le facteur de qualité Q_z change en fonction de la valeur de l/d. Il sera alors intéressant d'étudier plusieurs antennes de tailles et configurations variables et d'essayer de déterminer s'il existe un Q optimum en fonction des dimensions et plus particulièrement du rapport l/d de l'antenne [Best 2009] .

III.4 Comparaison du facteur de qualité de dipôles dans plusieurs configurations par rapport au facteur de qualité limite de Gustafsson

III.4.1 Contexte de l'étude

Dans cette section, l'objectif sera d'étudier les Q de dipôles planaires dans plusieurs configurations. Leur Q_z sera comparé au Q_{gust} de Gustafsson qui sera calculé à partir d'une routine créée par l'auteur [Gustafsson 2007]. Nous essayerons de vérifier s'il existe un rapport l/d optimal, même pour des antennes avec pertes permettant d'obtenir un Q minimum, donc une bande passante ou efficacité maximale lors de la miniaturisation des antennes

Nous allons concevoir, simuler et réaliser des antennes dipôles de longueur l et de largeur d différentes donc de rapport l/d variables. Toutes ces antennes fonctionnent à 2,4 GHz et ont le même ka qui sera pris égal à 0,4. Donc elles sont toutes contenues dans le même volume.

III.4.2 Géométrie des antennes

Les antennes modélisées ici sont des dipôles miniaturisés par technique de repliement du brin rayonnant. La Figure III-18 ci-dessous présente quelques-uns de ces dipôles de tailles variables. Nous énonçons l'équation suivante afin d'obtenir le même ka pour chaque antenne tout en ayant le rapport l/d désiré:

$$l^2 + d^2 = \left(\frac{0,4 * c}{\pi F} \right)^2 \qquad [III.1]$$

Où l représente la longueur de l'antenne, d sa largeur, F sa fréquence de résonance qui est égale à 2,4 GHz et c représente la célérité de la lumière dans le vide.

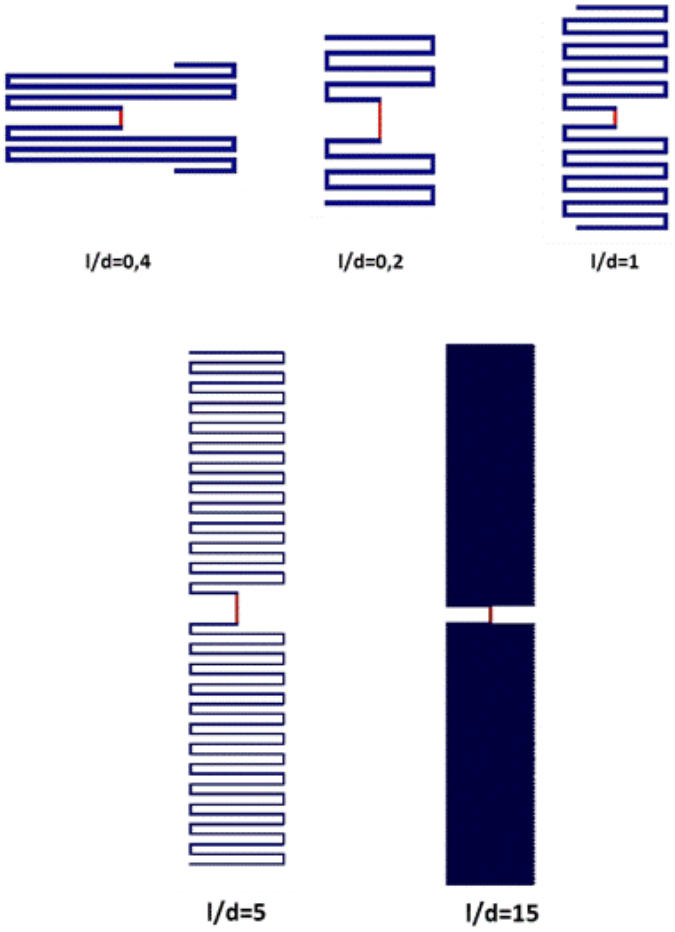


Figure III-18: Exemples d'antennes dipôles méandrés simulés

En jouant sur l'espacement entre les méandres, le nombre de méandres, la largeur du brin, nous pensons arriver à obtenir une même fréquence de travail pour ces antennes.

III.4.3 Etude du facteur de qualité d'antennes dipôles dans différentes configurations

III.4.3.1 Antennes dipôles sans pertes métalliques

Les antennes modélisées ici sont en PEC et n'ont pas de substrat donc elles sont exactement dans le cadre énoncé par Gustafsson. En effet, pour déterminer le Q minimum dans sa routine, Gustafsson a énoncé plusieurs hypothèses notamment le fait que les antennes soient électriquement petites et sans pertes, soient polarisés linéairement, aient une efficacité d'absorption de 0,5, une directivité de 1,5 et que les dipôles ne rayonnent qu'un seul mode.

Le tableau ci-dessous résume les performances obtenues pour nos antennes.

l/d	F (GHz)	ka	Q_z	Q_{gust}
0,2	2,4	0,4	897,5	1162,5
0,4	2,4	0,4	251,27	286,49
1	2,4	0,4	87,83	99,93
1,5	2,4	0,4	72,7	68,92
2	2,4	0,4	71,94	72,78
5	2,4	0,4	84,21	94,43
10	2,4	0,4	124,92	132,81
15	2,4	0,4	159,26	162,23
30	2,4	0,4	188,5	191,17

Tableau III.4: Performances physiques des antennes simulées sans pertes ni substrat

Nous représentons ci-dessous les facteurs de qualité Q_z et Q_{gust} en fonction du rapport l/d des antennes.

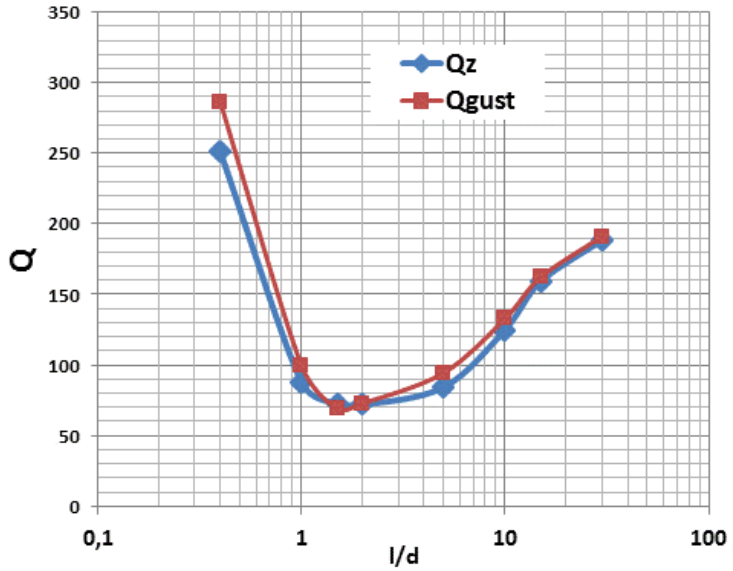


Figure III-19: Q_z (en bleu) et Q_{gust} (en rouge) en fonction de l/d des antennes sans pertes et sans substrat

Les Q_z et Q_{gust} de ces antennes électriquement petites sans substrat, sont quasiment identiques ce qui valide en partie la théorie de Gustafsson. Pour ces antennes, nous remarquons aussi que le minimum de Q se trouve autour de l/d= 2.

Nous étudions maintenant le cas où les antennes sont imprimées sur un substrat sans pertes. Dans un premier temps, nous considérons que les antennes ont des efficacités rayonnées de 100 % puisqu'elles n'ont pas de pertes métalliques.

Pour calculer le Q de Gustafsson de ces antennes, nous pouvons considérer la permittivité du substrat dans le calcul du ka (car les hypothèses de départ ne sont plus les mêmes). En effet, la routine de Gustafsson que nous avons utilisé pour déterminer le Q_{gust} dans le cas des antennes précédentes est définie uniquement pour des antennes sans pertes métalliques (sans substrat). Nous pouvons alors insérer l'expression de la permittivité [Zingg 2008] est donnée ci-dessous.

$$\begin{cases} k = \dfrac{2\pi}{\lambda} \quad avec \quad \lambda = \dfrac{c}{F\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \\ \varepsilon_{eff} = \dfrac{\varepsilon_r + 1}{2} - \dfrac{\varepsilon_r - 1}{2}\left[\left(1 + \dfrac{12h}{w}\right)^{-1/2} + 0,04\left(1 - \dfrac{w}{h}\right)^2\right] \end{cases} \qquad [III.2]$$

h représente l'épaisseur du substrat et w la largeur de métallisation de l'antenne, ε_r la permittivité relative du substrat considéré. Cette formule est valable dans le cas où la largeur des pistes (w) du dipôle est très fine et que le rapport $\frac{w}{h} < 1$, [Schneider 1969], [Hall 2000], ce qui est notre cas ici.

Donc en recalculant le ka obtenu pour ces antennes avec l'expression de la permittivité effective ci-dessus, celui-ci sera alors égal à 0,6. Notons que le Q_z reste inchangé comme il est calculé à partir de l'impédance de l'antenne, qui elle ne varie pas.

En premier lieu, nous simulons des antennes imprimées sur un substrat FR4 de permittivité relative ε_r égale à 4,4 et de tangente de pertes (tanδ) nulle. Nous noterons Q_{gust_ε} le nouveau Q obtenu pour ces antennes. Nous comparerons le Q_{gust_ε} déterminé par Gustafsson pour ces antennes et le Q_z.

Le Tableau III.5 suivant synthétise les performances obtenues de Q_z et Q_{gust_ε}

l/d	ka	Q_z	Q_{gust_ε}
0,2	0,6	1980,74	244,68
0,4	0,6	347,25	88,99
1	0,6	82,08	27,88
1,5	0,6	60,75	19,17
2	0,6	58,75	18,01
5	0,6	61,15	26,08
10	0,6	82,92	32,83
15	0,6	103,24	39,77

Tableau III.5 : Comparaison des performances des antennes

Nous représentons le graphe suivant ainsi obtenu :

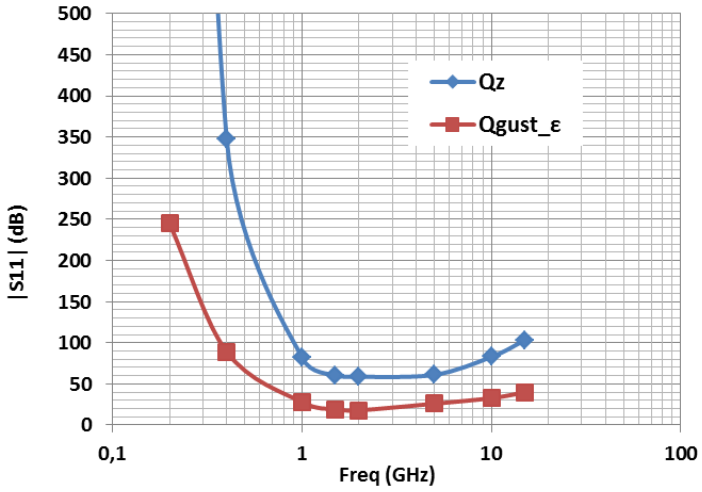


Figure III-20: Q_z (en bleu) et Q_{gust_ε} (en rouge) en fonction de l/d des antennes sans pertes sur un substrat de permittivité ε_r = 4,4et de tanδ = 0

En prenant en compte la permittivité, nous constatons que le Q_{gust_ε} obtenu passe en dessous de Q_z. Ce résultat est logique puisque le Q de Gustafsson représente des limites fondamentales pour le facteur

de qualité [Best 2009]. Comparé au premier cas, où les antennes n'avaient pas de substrat, l'allure du graphe reste inchangée et montre que le minimum de Q se situe toujours autour de l/d = 2.

Nous re-simulons les antennes précédentes en utilisant cette fois-ci, un substrat FR4 à pertes de permittivité ε_r égale à 4,4 et de tangente de pertes égale à 0,02. Le Q de Gustafsson que nous recalculons sera noté $Q_{gust_\varepsilon\delta}$.

Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau ci-dessous:

l/d	ka	$Q_{z\ \delta}$	$Q_{gust\ \varepsilon\delta}$
0,2	0,6	284,1	250,11
0,4	0,6	104,11	88,99
1	0,6	55,61	27,88
1,5	0,6	49,87	20,45
2	0,6	45,52	18,01
5	0,6	57,81	26,24
10	0,6	67,68	34,49
15	0,6	73,9	39,61

Tableau III.6: Performances des antennes simulées sur un substrat FR4

Dans le graphe ci-dessus, nous avons superposé les Q obtenus pour les antennes imprimées sur le substrat de tanδ nulle et les Q obtenus pour les antennes sur un substrat de tanδ égal à 0,02.

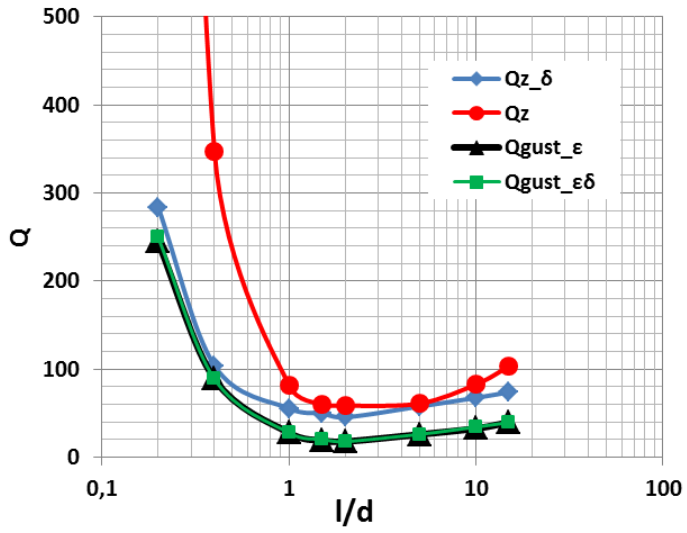


Figure III-21: Q_z (en rouge) et Q_{gust_ε} (en noir), des antennes sur un PCB de tanδ = 0et Q_z_δ (en bleu), $Q_{gust_\varepsilon\delta}$ (en vert) des antennes sur un PCB de tanδ = 0,02 en fonction de l/d

Comme nous nous y attendons, le Q_{gust_ε} et le $Q_{gust_\varepsilon\delta}$ obtenus ici sont les mêmes. Ce résultat est logique, car la permittivité du substrat est la même et Gustafsson ne considère pas les pertes du substrat (tanδ) dans sa routine. Par contre, le Q_{z_δ} (pour les antennes sur un substrat de tanδ non nulle)

est inférieure au Q_z, ce qui est normal car l'introduction des pertes diélectriques entraine une augmentation de la bande passante et donc une diminution du Q.

Nous remarquons quand même que dans tous les cas, les Q limites de Gustafsson demeurent toujours inférieurs au Q_z. Il est quand même intéressant de noter que le Q minimum se trouve autour de l/d égal à 2.

Nous allons maintenant étudier le cas où les antennes ont des pertes métalliques.

III.4.3.2 Antennes dipôles avec pertes métalliques

Les antennes modélisées ici ont une épaisseur de métallisation de 0,035 mm. Deux cas de figures sont étudiés dans ce paragraphe. Premièrement, les antennes n'ont pas de substrat, et deuxièmement, elles sont imprimées sur un substrat de permittivité ε_r égal à 4,4 et de tangente de pertes égale à 0,02.

Comme dans le cas précédent, lorsque les antennes n'ont pas de substrat, nous recalculons le Q de Gustafsson sans tenir compte de la permittivité, par contre il sera indispensable de tenir compte les efficacités rayonnées des antennes qui elles, ne seront plus égales à 100 %. Pour considérer les efficacités rayonnées, le Q_{gust} obtenu à partir de sa routine sera multiplié par l'efficacité rayonnée des antennes.

$$Q_{gust_\varepsilon} = \eta_{ray} * Q_{gust} \qquad \text{[III.3]}$$

Les Q_z et Q_{gust_ε} sont données en fonction des rapports l/d.

l/d	ka	Q_z	η (%)	Q_{gust_ε}
0,4	0,4	195,18	55,8	169,22466
1	0,4	69,53	95,5	102,2805
1,5	0,4	66,8	94,7	66,82979
2	0,4	65,8	90,31	63,135721
5	**0,4**	**54,32**	**61,24**	**61,215504**

Tableau III.7: Performances de dipôles avec pertes sans substrat

Les valeurs de Q obtenues à partir de l/d égal à 5 ne sont pas celles attendues. Nous pouvons signaler qu'à partir de l/d=5, les antennes deviennent très fines et nous sommes confrontés à un problème de maillage.

Nous nous limitons donc à l/d égal à 5 pour représenter le graphe Q en fonction de l/d. Ainsi nous obtenons la Figure III-22 suivante :

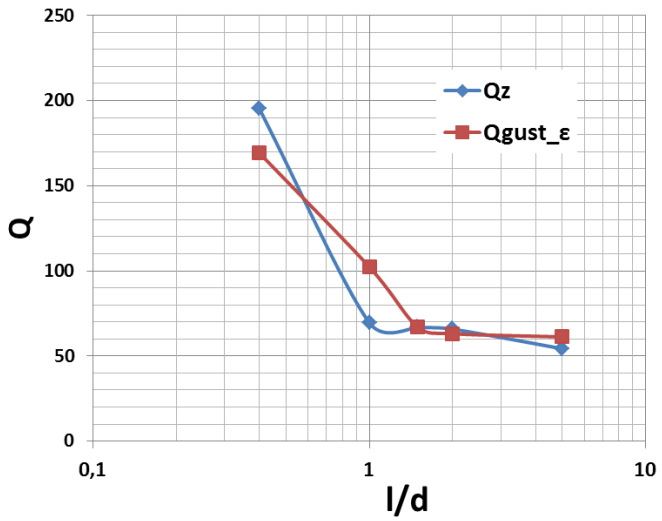


Figure III-22: Q_z (en bleu) et Q_{gust} (en rouge) en fonction de l/d des antennes avec pertes sans substrat

Nous constatons que sur ce graphe, pour les rapports l/d égaux à 0,4 et à 1, le Q_z est supérieur au Q_{gust_ε}. À partir de l/d égal à 2, le Q_z et le Q_{gust_ε} deviennent égaux. Cependant, des doutes subsistent sur la validité de ces résultats, notamment en termes de simulation. Nous constatons un aplatissement de la courbe à partir de l/d égal à 2, ce qui, pour les antennes avec pertes, ne nous permet pas d'affirmer qu'il existe un minimum de Q autour de l/d égal à 2, comme montré auparavant.

Nous allons imprimer ces antennes sur un substrat FR4 de permittivité égale à 4,4 et de tanδ égale à 0,02. Et nous recalculons leurs $Q_{gust_\varepsilon\delta}$. De la même manière que précédemment, la permittivité ainsi que l'efficacité rayonnée des antennes est prise en compte lors de nos calculs. Nous présentons ci-dessous les résultats obtenus.

l/d	ka	Q_{z_δ}	η (%)	$Q_{gust_\varepsilon\delta}$
0,4	0,6	72,65	25,34	21,427504
1	0,6	58,03	48,96	12,465216
1,5	0,6	41,96	69,03	13,578201
2	0,6	41,39	72,44	13,299984
5	0,6	43,19	61,52	15,398456

Tableau III.8: Performances des dipôles avec pertes imprimés sur un substrat FR4

Dans la Figure III-23 suivante, nous superposons les Q des dipôles sans substrat et les Q des dipôles avec substrat.

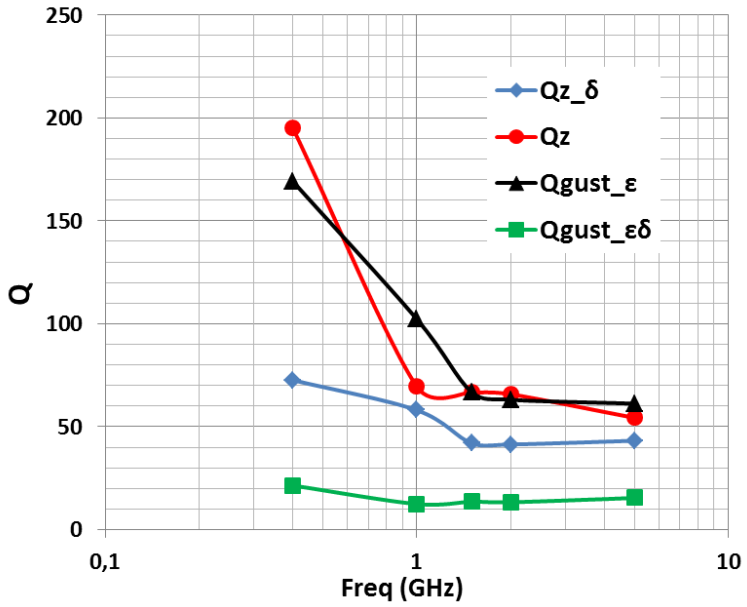


Figure III-23: Qz (en rouge) et Qgust_ε (en noir), des antennes sans PCB et Qz_δ (en bleu), Qgust_εδ (en vert) des antennes sur un PCB en fonction de l/d

Nous remarquons que lorsque nous considérons les pertes diélectriques, les valeurs des Q des antennes diminuent. Pour les antennes sur PCB, la théorie des limites basses de Gustafsson est bien respectée, car ce dernier est bien en dessous du Q_z. Toutefois comme dans le cas précédent, un aplatissement est observé pour ces graphes. Pour ces antennes avec pertes, à partir de l/d égal à 2, il semble que les Q ont tendance à se stabiliser.

III.4.4 Synthèse des résultats obtenus

Plusieurs antennes dipôles planaires miniaturisées par technique de repliement dans plusieurs configurations ont été simulées précédemment. Notre but était d'effectuer une comparaison entre leurs Q_z et le Q_{gust} et de vérifier s'il existait des dimensions optimales pour obtenir un Q minimum. Tous les dipôles que nous avons conçus ont la même fréquence de résonance et sont contenus dans le même volume (même ka).

Au début, nous avons simulé des dipôles en PEC sans substrat. Les Q_z et Q_{gust} obtenus pour ces antennes sont quasiment identiques. Les dipôles sont ensuite imprimés sur un substrat de permittivité égale à 4,4 et de tangente de pertes respectivement nulle et égale à 0,02. Nous recalculons le Q de Gustafsson en utilisant l'expression de la permittivité, ce dernier passe alors en dessous de Q_z et nous respectons bien la théorie des limites basses de Gustafsson. Pour ces antennes, un minimum du Q est également obtenu autour de l/d égal à 2.

Nous nous intéressons par la suite aux dipôles avec pertes métalliques, c'est-à-dire en définissant une épaisseur de métallisation de 0,035 mm pour les antennes. Nous considérons dans nos calculs les efficacités rayonnées des dipôles. Dans un premier temps, ces antennes n'ont pas de substrat et leurs Q_z est quasiment égal au Q_{gust}. Lorsque nous imprimons ces dipôles sur un substrat de tanδ égale à

0,02 et de permittivité $\varepsilon_r = 4,4$, le Q de Gustafsson est largement en dessous du $Q_{z,}$ ce qui est logique. Pour ces antennes avec épaisseur, un aplatissement des courbes est observé, ce qui ne nous permet pas d'affirmer s'il existe ou non un rapport optimal l/d pour lequel un Q minimum est obtenu.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, plusieurs études ont été réalisées sur le facteur de qualité des antennes planaires. Dans un premier temps, nous avons comparé le facteur de qualité d'un monopole avec un plan de masse infini et d'un dipôle. Nous obtenons le même Q pour les deux antennes. Ensuite, nous nous sommes intéressés à l'impact de la taille du plan de masse sur le facteur de qualité. En faisant varier la taille du plan de masse, nous avons montré que celui n'impactait plus l'impédance de l'antenne dès lors que sa taille était égale à 2λ. Nous avons alors conclu que le plan de masse se comportait comme un plan de masse infini à partir de cette taille.

Dans un second temps, nous avons comparé le facteur de qualité d'antennes adaptées et non adaptées. Des monopoles ont été adaptés en introduisant un stub qui fait office d'inductance. Ainsi plusieurs monopoles de tailles différentes ont été simulés et réalisés afin de comparer leurs impédances et leurs Q. De façon générale, à quelques exceptions, les Q obtenus étaient les mêmes dans la bande [2-3] GHz. Cela nous permet ainsi dans la suite de nos travaux, de ne pas optimiser l'adaptation de l'antenne lorsque nous étudions que leur facteur de qualité.

Pour terminer, une comparaison du Q_z et du Q_{gust} a été effectuée. Des dipôles avec et sans pertes, avec et sans substrat ont été simulés. Nous avons calculé le Q_z à partir des impédances d'entrées et le Q_{gust} à partir d'une routine Matlab écrite et mise à disposition par Gustafsson. Pour les dipôles imprimés sur substrat, nous avons recalculé le Q de Gustafsson en introduisant la permittivité du substrat. Nous avons aussi considéré dans nos calculs du Q de Gustafsson, les efficacités rayonnées dès lors que les antennes avaient une épaisseur de métallisation. Nous remarquons aussi que pour des antennes sans pertes, le Q minimum est obtenu pour un rapport l/d égal à 2. Par contre, lorsque les antennes ont des pertes métalliques, nous constatons un aplatissement de la courbe à partir du rapport l/d égal à 1, ce qui ne nous permet pas de conclure sur l'existence éventuelle d'un rapport optimum pour minimiser le Q. Il serait peut-être intéressant dans le cas des antennes avec pertes, d'explorer d'autres méthodes permettant de s'affranchir des problèmes de maillage de ces petites structures, afin de confirmer si l'aplatissement que nous observons pour ces graphes est maintenu au-delà de l/d égal à 5.

Chapitre III : Etude du Facteur de qualité d'antennes miniatures et Limites de Gustafsson

CHAPITRE IV: MODELISATION ET REALISATIONS D'ANTENNES MONOPOLES EN TECHNOLOGIE MULTICOUCHE 76

IV.1 Introduction 76

IV.2 Etat de l'art sur les antennes intégrées 76

IV.3 Présentation de la technologie Integrated Passive Devices 78

IV.4 Conception d'une antenne monople sur un substrat IPD 79

IV.4.1 Cahier des charges 79

IV.4.2 Description de l'antenne étudiée 80

IV.4.3 Résultats obtenus ..... …..82

IV.4.3.1 Performances simulées 82

IV.4.3.1.1 Coefficient de réflexion 82

IV.4.3.1.2 Facteur de qualité 83

IV.4.3.1.3 Rayonnement des antennes 84

IV.4.3.1.4 Efficacités totales simulées 85

IV.4.3.2 Performances mesurées 85

IV.4.3.2.1 Coefficient de réflexion 86

IV.4.3.2.2 Efficacité totale mesurée 87

IV.5 Etude de l'influence du connecteur et du plan de masse sur de petites antennes monopoles…..... 88

IV.5.1 Contexte de l'étude 88

IV.5.2 Etude de l'effet de la variation de la longueur du câble 88

IV.6 Antenne monopole avec un PCB et avec un plan de masse plus grand 92

IV.6.1 Etude de la variation de la taille du plan de masse de l'antenne monopole 92

IV.6.2 Comparaison de la simulation de l'antenne avec un connecteur coaxial et sans connecteur 95

IV.6.3 Validation expérimentale 96

IV.7 Etude des antennes monopoles placées dans l'oreille 100

IV.7.1 Description du conduit auditif 100

IV.7.2 Etude des antennes dans le conduit auditif 101

IV.7.2.1 Positionnement des antennes 101

IV.7.2.2 Résultats obtenus 102

IV.7.2.2.1 Coefficient de réflexion et impédance 102

IV.7.2.2.2 Diagramme de rayonnement 103

IV.8 Conclusion 104

CHAPITRE IV: Modélisation et Réalisations d'antennes monopoles en technologie multicouche

IV.1 Introduction

Ces dernières années, nous avons assisté à l'émergence de systèmes communicants positionnés sur des êtres vivants. Les implants cochléaires sont par exemple un dispositif implanté qui utilise des antennes. Les implants cochléaires sont des modules électroniques implantés dans des personnes souffrant de surdité profonde afin de les aider à restaurer leur audition. Les nouvelles générations d'implant intègrent de plus en plus de fonctionnalités afin de faciliter au maximum la vie des personnes implantées. De façon générale, un implant cochléaire se décompose en deux parties distinctes : l'une interne implantée dans la tempe de la personne et l'autre externe située au niveau du contour derrière l'oreille. Le défi technologique est de concevoir un système qui sera totalement invisible, donc la partie externe doit-être contenue dans une capsule qui sera insérée dans le conduit auditif de la personne et sera reliée à la partie interne par une liaison sans fil, nécessitant donc une antenne de transmission et une antenne de réception. Or, nous savons qu'intégrer une antenne dans un module petit devant la longueur d'onde est un vrai défi technologique. Cela nécessite de miniaturiser l'antenne, détériorant ainsi ses performances[Chebihi 2006]. Notre challenge consiste donc à miniaturiser l'antenne tout en maintenant de bonnes performances, c'est-à-dire essayer de s'approcher des limites fondamentales de Wheeler et de Chu [Chu 1948].

Dans ce chapitre, notre objectif sera de concevoir une antenne miniature de dimensions maximales 6x8mm^2, fonctionnant à 2,45 GHz et qui sera insérée dans le module de la partie externe d'un implant cochléaire. Après plusieurs études bibliographiques, notre choix s'est porté sur une antenne monopole imprimée sur un substrat multicouche utilisant la technologie IPD de STMicroelectronics.

Ce chapitre est constitué de quatre parties. Dans un premier temps, un état de l'art sur les antennes intégrées est effectué, ensuite nous présentons la technologie IPD de la société STMicroelectronics. Puis, nous détaillons le cahier des charges pour définir le contexte général de la modélisation de l'antenne et effectuons l'étude d'un monopole méandré sur un substrat IPD, fonctionnant à 2,45GHz successivement alimenté par une ligne micro ruban et par une ligne CPW. Nous expliquerons les problématiques de conception et de caractérisation de ces antennes. Pour terminer, nous placerons ces antennes dans un modèle simplifié de la tête pour étudier leur comportement dans cet environnement.

IV.2 Etat de l'art sur les antennes intégrées

De façon générale, la conception d'antennes miniatures impose beaucoup de contraintes, tant au niveau de la taille qu'au niveau de ses performances. De plus, elles sont généralement intégrées avec des circuits imprimées et des composants électroniques La plupart des antennes implantées sont conçues à des fins médicales et doivent donc fonctionner dans les bandes Industrielles, Scientifiques et Médicales (ISM). La majorité des antennes pour les applications biomédicales en Europe fonctionnent dans les bandes médicales à 400 MHz. Mais depuis quelques temps, les appareils intégrés dans le corps humain deviennent de plus en plus petits, d'où la nécessité de miniaturiser les antennes. Pour cela, la bande [2400-2500] MHz offre une réduction naturelle de la taille des antennes. Cependant cette bande est loin d'être idéale à cause des pertes dans le corps humain qui sont plus élevées que les pertes aux basses fréquences.

Or, de façon générale, la taille idéale d'un implant est de 1 à 10 mm de diamètre et de 5 à 35 mm de longueur [Skrivervik 2013]. De nombreux travaux présentent des antennes implantées [Izdebski 2009],[Yun 2010].

Les travaux de Alrawashdeh [Alrawashedh 2013] ont présenté une antenne insérée dans une capsule endoscopique de longueur 17 mm et de hauteur 5,5 mm et fonctionnant dans la bande [400-600 MHz]. La capsule endoscopique est ingérée dans le corps humain et doit permettre des transmissions d'informations pour fournir des images médicales de l'intérieur du corps humain. Son antenne a été pensée et modélisée pour être positionnée autour de la capsule. Ceci permet un gain de place car la capsule doit contenir entre autres des composants électroniques tels qu'une batterie de 10 mm de diamètre et de 4,5 mm de hauteur et un appareil photo. Les dimensions de l'antenne dipôle sont 9,5x14mm^2. Dans la capsule avec composants électroniques, l'antenne résonne à 360 MHz, a une bande passante de 785 MHz à – 6 dB et un diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Dans le corps humain, l'antenne a un décalage fréquentiel de 20 MHz.

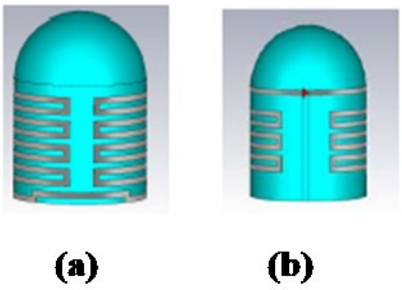


Figure IV-1: Structure de l'antenne dipôle placée dans la capsule (a) vue de devant (b) vue de derrière [Alrawashdeh 2013]

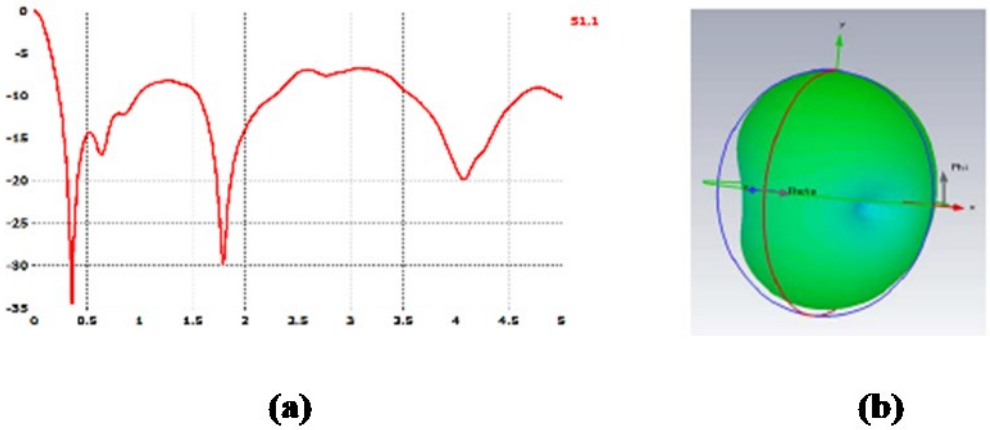


Figure IV-2: (a) $|S_{11}|$ et (b) Diagramme de rayonnement en 3D simulés de l'antenne dans le corps humain [Alrawashdeh 2013]

Un autre exemple d'antenne pour application médicale est présenté en [Huitema 2012] pour la bande ISM à 2,45 GHz. Les dimensions de l'antenne fil-plaque sont de 5x5x2mm^3. Un plan de masse très réduit, de la taille de l'antenne, est situé en-dessous de celle-ci. Cette antenne a un gain maximal réalisé de -18,5 dBi avec une efficacité de 1% en espace libre. Introduite dans le conduit auditif, elle a un gain maximal réalisé d'environ -25 dBi et une efficacité totale d'environ 0,26 % à 2,47 GHz.

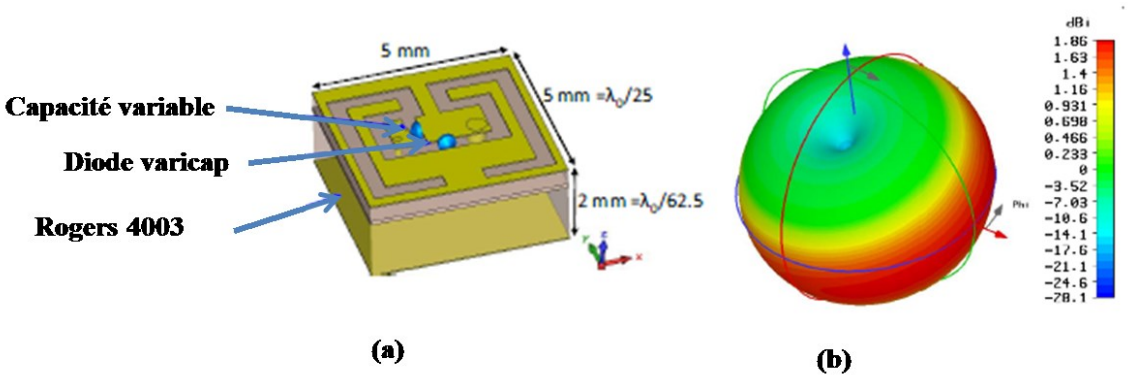


Figure IV-3 (a) Monopole fil-plaque et (b) diagramme de rayonnement de l'antenne intégrée dans le conduit auditif [Huitema 2012]

Un troisième modèle d'antenne travaillant à 2,45 GHz est présenté par Ito [Ito 2009]. Cette antenne de dimensions 8,7x1x1mm^3 a la particularité de fonctionner sans aucun plan de masse en utilisant une alimentation différentielle. Elle présente un gain maximal de -28 dBi.

Notons que tous les résultats présentés précédemment sont principalement des résultats de simulations, car il existe une réelle difficulté à caractériser ces antennes seules, non intégrées avec l'électronique de l'implant et fonctionnant dans leur environnement final. Ces antennes, de manière globale présentent de faibles performances en termes de gain et d'efficacité rayonnée en espace libre.

IV.3 Présentation de la technologie Integrated Passive Devices

C'est une technologie microélectronique est principalement basée sur l'utilisation de substrats à faibles pertes combinés avec de fines couches diélectriques [Bonnet 2006]. Cette technologie IPD développée par la société STMicroelectronics est constituée de substrat diélectrique en verre d'épaisseur 0,4 mm, d'une fine couche d'oxyde de silicium (SiO) d'épaisseur 555 nm, de BenzoCycloButène (BCB) d'épaisseur 3,5 µm et de tangente de pertes tanδ = 0,0009, d'une métallisation en cuivre de 6 µm à 13 µm et d'une autre couche de BCB d'épaisseur 12 µm. La Figure IV-4 présente un exemple simplifié d'empilement de substrats pour obtenir cette technologie.

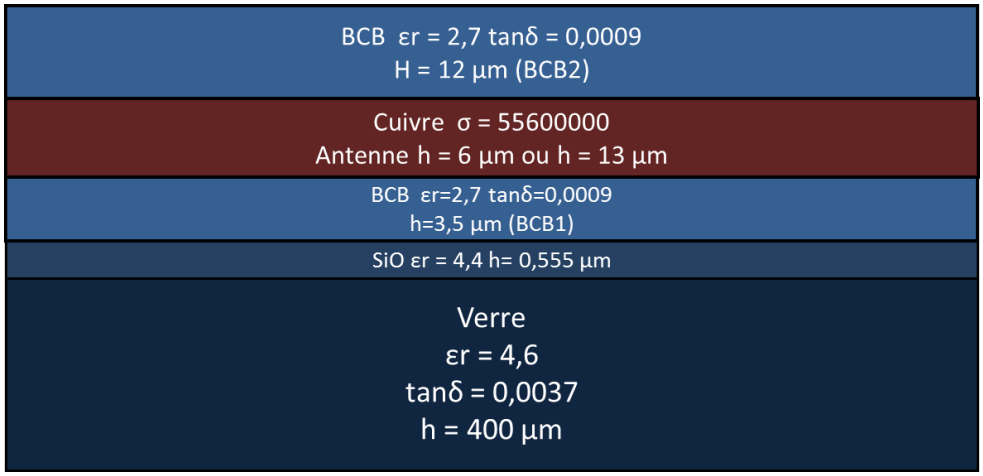


Figure IV-4: Exemple d'un empilement pour une technologie multicouche

Cette technologie IPD a été développée pour réaliser des éléments passifs tels que des inductances, des capacités, des résistances mais aussi des lignes de transmission en bande UHF et des baluns. L'avantage d'utiliser un procédé microélectronique lors de la miniaturisation par repliement est qu'elle offre une meilleure résolution que sur substrat PCB classique (Printed Circuit Board), notamment au niveau de la largeur de la ligne et de l'espacement entre les méandres. Ainsi, on peut favoriser la réduction de l'encombrement de façon très poussée. De plus, on peut également utiliser le substrat verre comme interface entre le PCB (par exemple du FR4) et une puce facilitant ainsi les éventuelles interconnexions existant entre une puce en Silicium et une antenne sur IPD [Calvez 2010].

IV.4 Conception d'une antenne monopole sur un substrat IPD

IV.4.1 Cahier des charges

L'originalité de ce projet est de concevoir un implant auditif totalement invisible. Donc la partie externe sera insérée dans le conduit auditif de l'oreille et les deux modules communiqueront à travers une liaison sans fil, nécessitant ainsi une antenne pour chacun des deux systèmes. La fréquence de travail choisie pour l'antenne est de 2,45 GHz. L'antenne devra avoir un diagramme de rayonnement omnidirectionnel et initialement il n'y a pas de valeur de gain ni d'efficacité imposée. Une des contraintes premières est la taille de l'antenne. En effet, celle-ci ne devra pas excéder 6x8 mm^2. Le module complet devra contenir un microphone, une batterie, un circuit imprimé (PCB) sur lequel sera placé un circuit intégré dédié à l'application et notre antenne dans un volume ne dépassant pas 6 mm de diamètre pour 10 mm de hauteur (voir Figure IV-5)

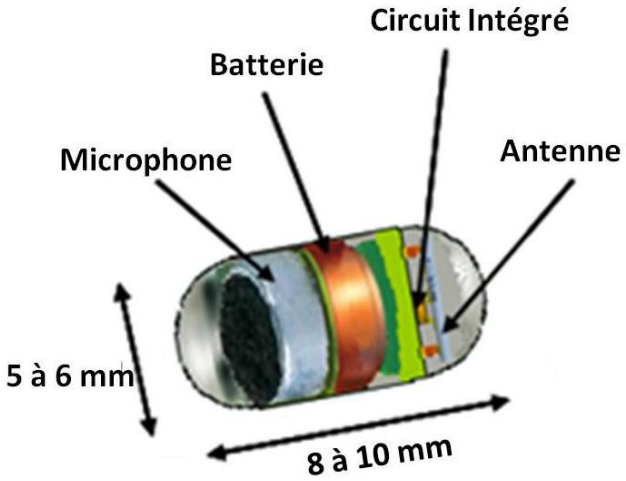


Figure IV-5: Schéma de principe du module de l'implant [Vaiarello 2011]

Ainsi l'intégration de ces différents modules justifie notre choix de la technologie IPD. En effet, par son architecture, ce substrat favorise une intégration avantageuse de la puce et de ses circuits intégrés. Pour réduire les interconnexions, la technique d'assemblage par billes de soudures (bumps) pourra être utilisée pour relier la puce à l'antenne [Lantéri 2010]. Celle-ci présente en effet l'avantage de réduire les pertes d'interconnexion. Une vue plus détaillée du schéma d'intégration de l'antenne avec la technologie IPD est présentée sur la Figure IV-6. L'antenne IPD est connectée au module RF avec des micro-bump qui ont une hauteur de 40 µm et un diamètre 60 µm. Le substrat IPD est connecté au PCB (substrat FR4) avec des

macro-bump de hauteur 160 µm et de diamètre 220 µm en vue d'assurer une stabilité mécanique et de réaliser les connections (batteries, microphone etc…)

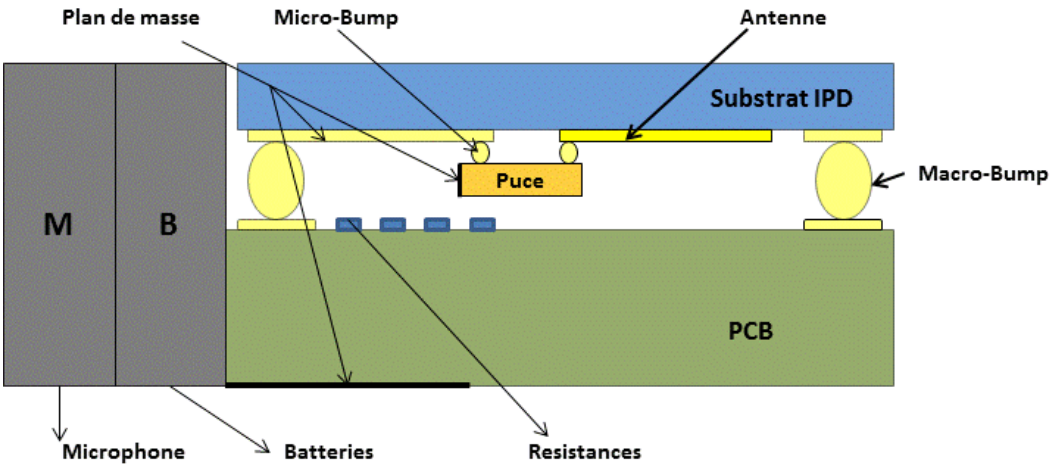


Figure IV-6: Vue schématique de l'intégration de l'antenne sur la technologie IPD

Dans ce qui suit, nous utiliserons un modèle simplifié composé de l'antenne, du PCB et du plan de masse en vue de réduire les temps de calculs du logiciel électromagnétique. Donc nous ne considérerons pas la batterie, le microphone, la puce et tous les autres composants électroniques du module. Nous concentrerons nos études sur la faisabilité de cette antenne.

Nous effectuerons deux études de l'antenne monopole successivement alimentée par une ligne micro-ruban et par une ligne coplanaire (CPW).

IV.4.2 Description de l'antenne étudiée

Le monopole est miniaturisé par repliement de son brin rayonnant. La géométrie est présentée sur la Figure IV-7 ci-dessous. Les paramètres de l'antenne sont L, W, S, Wa et N.

L représente l'espace occupé longitudinalement de l'antenne, Wa sa largeur, S est l'espacement entre les méandres, W est la largeur des brins et N est le nombre de méandres. Ces dimensions doivent être réalistes et en même temps être choisies de telles sortes que l'encombrement de l'antenne soit la plus petite possible. L'antenne est en cuivre avec une épaisseur de métallisation de 6 µm.

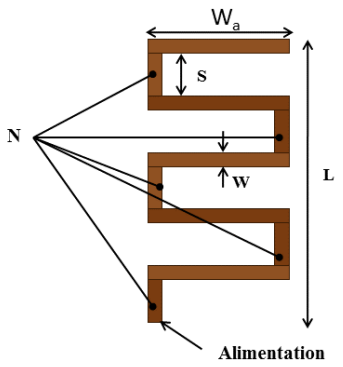


Figure IV-7: Configuration de l'antenne simulée

Ainsi après plusieurs études paramétriques, les dimensions présentées dans le Tableau IV.1 ont été retenues pour notre antenne.

L	**5,3 mm**
W_a	**3,25 mm**
S	**0,1 mm**
W	**0,05 mm**
N	**35**

Tableau IV.1: Paramètres physiques dimensionnant l'antenne

Ces dimensions ont été choisies de telle sorte que les performances de l'antenne soient maximisées et son encombrement minimisé. L'antenne doit fonctionner à 2,45 GHz, donc sa longueur totale dépliée devrait être proche du quart d'onde, ce qui n'est plus forcément le cas.

Les antennes sont imprimées sur le substrat IPD de dimensions 6,2 x 4,2 mm^2. Elles sont ensuite flip-chipées sur le PCB via les sept macro-bump. Le PCB est de type FR4 avec une permittivité ε_r égale à 4,4, de tangente de pertes tanδ égal à 0,02 et de dimensions 8 x 4,5 mm^2. Les six autres macro-bumps permettent de stabiliser l'antenne sur le PCB, tandis que le 7ème sert de connexion entre l'alimentation et l'antenne (Figure IV-8 (b) et Figure IV-9 (b)). L'antenne est donc située face au PCB après assemblage.

Les paramètres clés de l'antenne qui nous intéressent sont l'adaptation, l'efficacité, la bande passante et le gain.

Nous effectuerons une étude comparative des performances de l'antenne par rapport à son type d'alimentation. Le monopole sera alimenté successivement par une ligne coplanaire (CPW) et par une ligne micro-ruban via un macro-bump.

L'alimentation par CPW se caractérise par une ligne d'alimentation et un plan de masse présents sur la même face du substrat. L'antenne alimentée par CPW est présentée sur la Figure IV-8 ci-dessous.

Dans un souci d'augmenter la taille du plan de masse de l'antenne, nous avons ajouté un plan de masse sur la face opposée du substrat et nous avons utilisé des vias pour connecter les deux masses supérieures et inférieures.

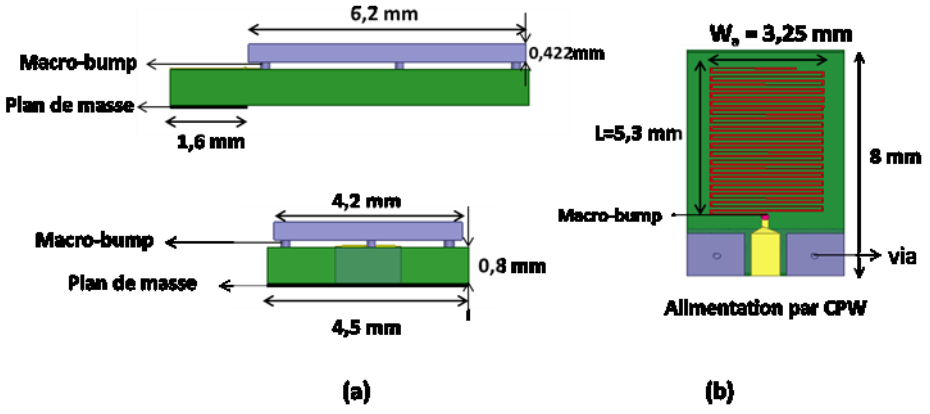


Figure IV-8: Monopole alimenté en CPW : (a) vue de profil et (b) vue de dessus

L'alimentation par ligne micro-ruban consiste en une simple ligne métallique connectée à l'antenne située sur la face supérieure d'un substrat et un plan métallique sur la face inférieure, L'antenne est présentée sur la Figure IV-9 ci-dessous.

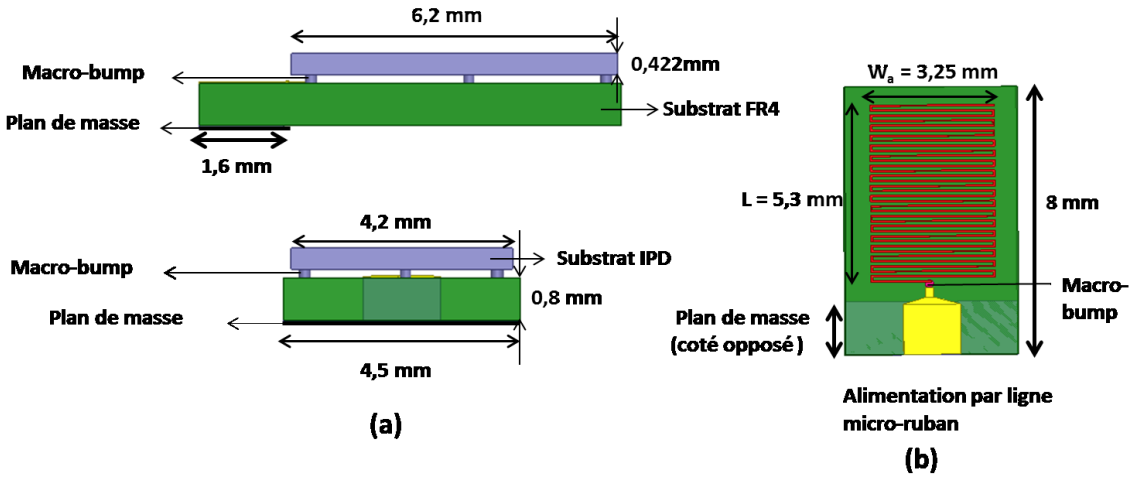


Figure IV-9: Monopole alimenté par une ligne micro-ruban : (a) vue de profil et (b) vue de dessus

Ces deux alimentations seront dimensionnées à l'aide du logiciel LineCalc du simulateur ADS d'Agilent,de telle sorte que leur impédance caractéristique sera égale à 50 Ohm.

L'antenne optimisée a un ka égal à 0,23. Ce dernier est calculé en incluant le plan de masse et la ligne d'alimentation puisque ceux-ci sont très petits et participent donc au rayonnement global de l'antenne.

IV.4.3 Résultats obtenus

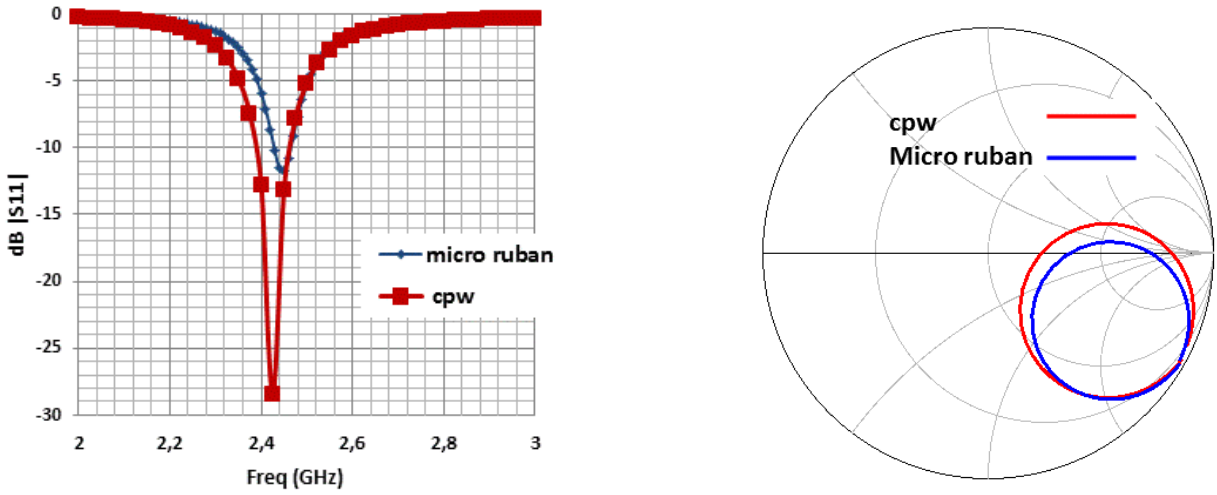
IV.4.3.1 Performances simulées

Nous présenterons les résultats en termes de coefficient de réflexion (S_{11}), d'impédance d'entrée, d'efficacité totale et de gains simulés obtenus pour les deux antennes précédentes.

Les efficacités rayonnées des antennes peuvent être mesurées par la méthode de Wheeler Cap [Cho 2012], [Huang 2001] ou bien avec une station de mesure en champs proche comme la Starlab de Satimo.

IV.4.3.1.1 Coefficient de réflexion

La Figure IV-10 ci-dessous présente les coefficients de réflexion et les impédances d'entrée obtenus pour ces antennes.



(a) **(b)**

Figure IV-10: (a) Coefficient de réflexion et (b) Impédance d'entré simulés de l'antenne alimentée par ligne micro-ruban et de l'antenne alimentée par CPW

L'antenne alimentée par ligne micro-ruban a un coefficient de réflexion minimum à f_0 égale à 2,45 GHz et une impédance d'entrée de 90 Ohms. L'antenne alimentée par CPW a le minimum de $|S_{11}|$ à f_0 égale à 2,43 GHz avec une impédance d'entrée de 53 Ohms. L'antenne alimentée par micro-ruban a une bande passante à -6 dB de 90 MHz (3,38 % de f_0) et de 36 MHz (1,47 % par rapport à f_0) à -10 dB tandis que l'antenne alimentée par CPW quant à elle a une bande passante -6 dB de 130 MHz (5,35 % de F_0) et de 76 MHz (3,12% par rapport à f_0) à -10 dB. Nous constatons que les performances de l'antenne alimentée en CPW sont légèrement meilleures, ce qui est normal car son plan de masse est plus grand.

IV.4.3.1.2 Facteur de qualité

Nous avons calculé le Q_z à partir de la formule de Best [Best 2005]. Sur la Figure IV-11, nous comparons les facteurs de qualité des antennes et de leurs lignes de transmission. Nous constatons que nous obtenons à peu près les mêmes Q_z dans la bande de fréquence [2-3] GHz et que le Q_z minimum est obtenu à f_0.

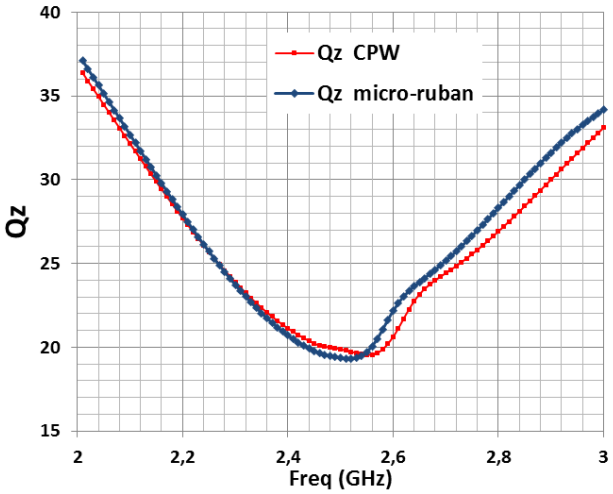


Figure IV-11: Q_z de l'antenne micro-ruban et de l'antenne alimentée par cpw

Nous comparons maintenant leurs facteurs de qualité Q_z au facteur de qualité limite de Gustafsson Q_{gust} sur la Figure IV-12. Le facteur de qualité de Gustafsson a été calculé à partir de sa routine [Gustafsson 2007] en incluant l'expression de la permittivité (Equation III.2) lors du calcul du ka. Comme nous pouvons le constater, les Q_z de nos deux antennes sont assez proches des limites de Gustafsson, et nous pouvons alors en conclure que nos antennes ne sont pas très éloignées des limites fondamentales d'où les faibles bandes passantes obtenues pour ces antennes.

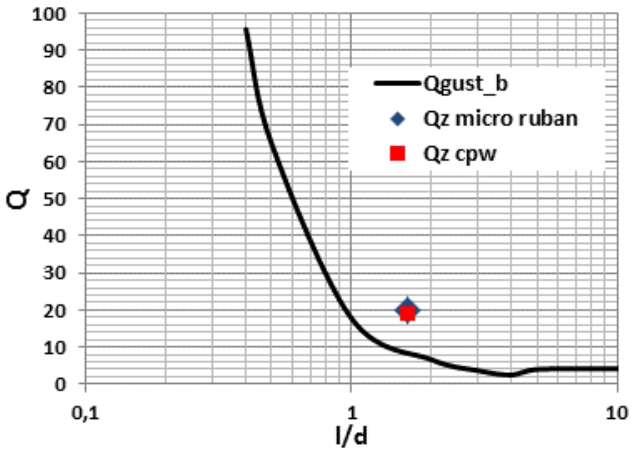


Figure IV-12: Comparaison du Q_z des deux antennes avec la limite de Gustafsson Q_{gust}

IV.4.3.1.3 Rayonnement des antennes

Nous regardons maintenant les diagrammes de rayonnement simulés des deux antennes obtenus à la fréquence f_0 = 2,45 GHz. La position de l'antenne est précisée par rapport au repère cartésien comme présenté sur la Figure IV-13.

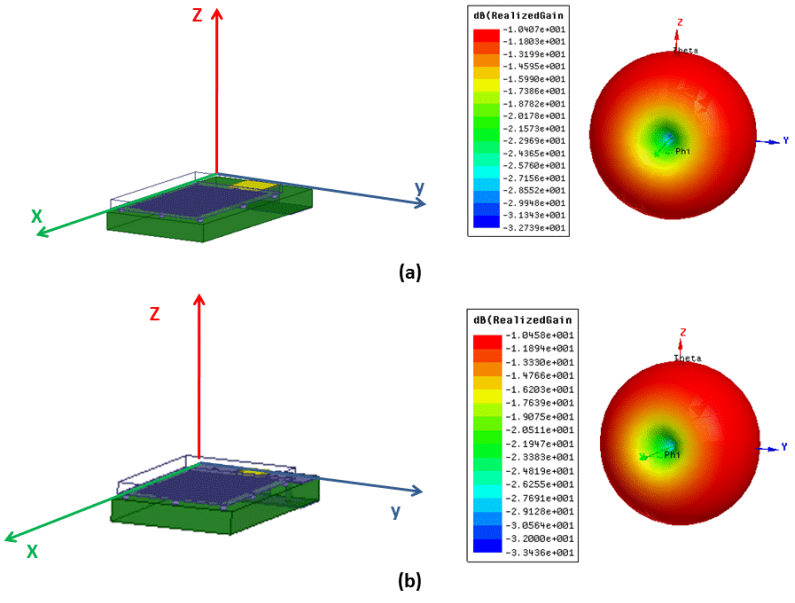


Figure IV-13: Diagrammes de Rayonnements simulés en 3D de l'antenne alimentée par micro-ruban (a) et de l'antenne alimentée par cpw (b)

Les diagrammes de rayonnement simulés sont omnidirectionnels, ce qui est prévu par la théorie des antennes électriquement petite. C'est un avantage, en effet, car un diagramme de ce type permet à l'antenne de pouvoir recevoir quasiment quelque-soit sa position dans l'espace sauf si on est positionné selon son axe où nous avons le minimum de radiation. L'antenne alimentée par ligne micro-ruban a un gain réalisé simulé maximum de -10,45 dB et l'antenne alimentée par CPW a un gain réalisé simulé de -10,49 dB maximum. Les gains obtenus pour ces antennes sont conformes par rapport à leur taille. [Harrington 1960]

IV.4.3.1.4 Efficacités totales simulées

Les efficacités totales simulées des antennes sont comparées ci-dessous.

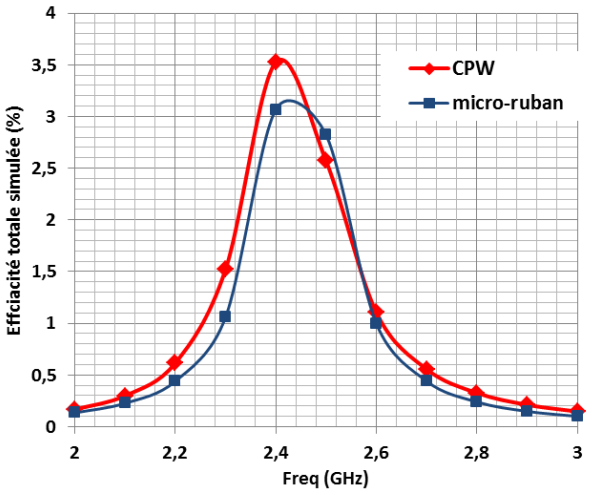


Figure IV-14: Efficacités totales simulées de l'antenne alimentée par ligne microruban et de l'antenne alimentée par CPW

L'antenne alimentée par CPW a une efficacité totale maximale simulée de 3,5 %, tandis que celle alimentée par une ligne micro-ruban a une efficacité totale maximale de 3,15 %. Ces différences s'expliquent par le fait que le plan de masse de la première antenne est un peu plus grand que la seconde, ce qui améliore légèrement ses performances [Huang 1983]. De plus pour des antennes de cette taille, les valeurs des efficacités obtenues bien qu'elles soient faibles, sont en accord avec les limites physiques réalisables [Merli 2011].

IV.4.3.2 Performances mesurées

Pour valider les simulations, les antennes précédentes ont été fabriquées et leurs performances ont été mesurées. Une photographie d'un prototype de l'antenne alimentée par micro-ruban est présentée ci-dessous. L'antenne est alimentée par un connecteur MMCX que nous présenterons plus tard. Le plan de masse situé sur le côté opposé ainsi que la ligne d'alimentation sur la face supérieure (voir Figure IV-9) sont réalisés avec du cuivre de 35 µm d'épaisseur.

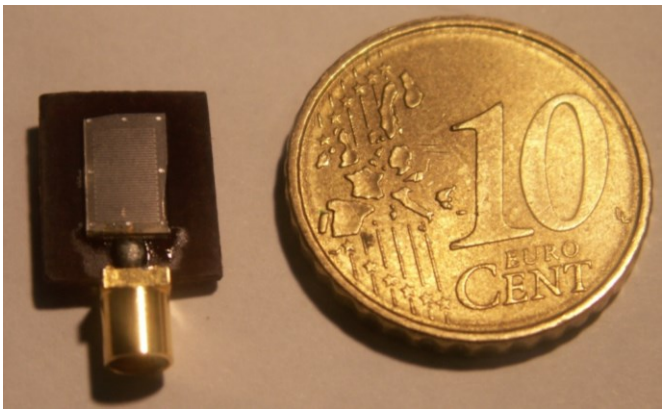


Figure IV-15: Photographie de l'antenne alimentée par micro-ruban

IV.4.3.2.1 Coefficient de réflexion

Les $|S_{11}|$ des deux antennes mesurées et simulées sont présentés sur la Figure IV-16 ci-dessous

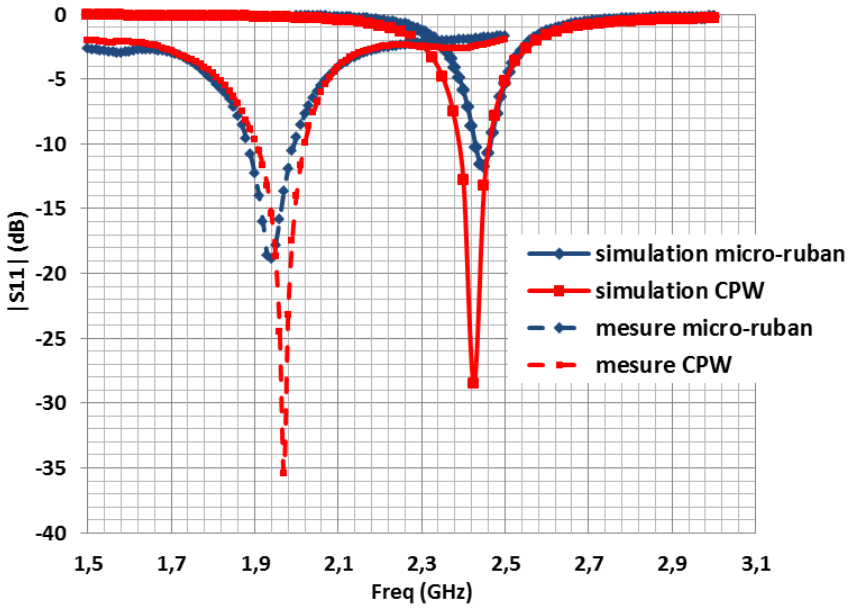


Figure IV-16: $|S_{11}|$ mesuré et simulé de l'antenne alimentée par ligne micro-ruban, de l'antenne alimentée par CPW

Nous observons un décalage fréquentiel entre les mesures et les simulations des antennes. En effet, en mesure, l'antenne alimentée par ligne micro-ruban a un coefficient de réflexion minimum mesuré à f_0 égale à 1,95 GHz alors qu'elle était de 2,45 GHz en simulation et l'antenne alimentée par CPW a une f_0 de 1,97 GHz en mesure au lieu de 2,43 GHz en simulation. Les impédances d'entrées mesurées des antennes alimentées par ligne micro-ruban et par CPW sont respectivement de 54 Ohms et de 49,47 Ohms. Puisque les antennes sont très petites, le connecteur MMCX peut être vu par l'antenne comme un contrepoids rayonnant et donc éventuellement entrainer une diminution de la fréquence de travail.

IV.4.3.2.2 Efficacité totale mesurée

Les efficacités mesurées et simulées sont présentées ci-dessous. Les efficacités ont été mesurées avec la station Starlab de Satimo.

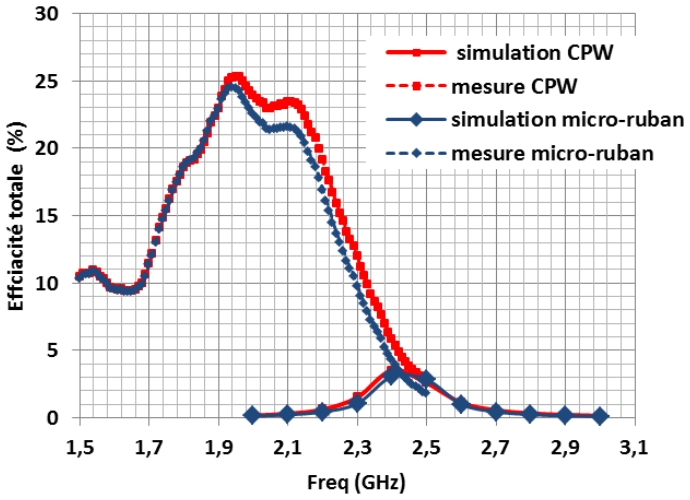


Figure IV-17: Efficacités mesurées et simulée de l'antenne alimentée par ligne micro-ruban de l'antenne alimentée par CPW

Comme la mesure précédente des coefficients de réflexion, les efficacités obtenues en mesure sont très différentes des valeurs obtenues lors des simulations. En effet, des efficacités de l'ordre de 25 % sont obtenues lors des mesures alors qu'en simulation, celles-ci ne dépassaient pas 4%. En effet, le câble de mesure est un contributeur important au rayonnement mesuré et il est très difficile de dissocier la contribution du câble par rapport à celle de l'antenne.

Le Tableau IV.2 ci-dessous synthétise les valeurs obtenues en simulation et en mesure des deux antennes

	Antenne alimentée par ligne micro-ruban		**Antenne alimentée par CPW**	
	Simulation	**Mesure**	**Simulation**	**Mesure**
F_0 (GHZ)	2,45	1,95	2,43	1,97
Z (Ohm)	90	54	53	49,47
BP (MHz) à -6 dB	90	215	130	217
BP (MHz) à -10 dB	35	105	76	115
η_{tot} (%)	3,06	24,49	3,6	25,44
Q_z	19,78	10,42	20,03	10,01

Tableau IV.2: Comparaison des performances obtenues en simulation et en mesure des antennes alimentées par micro-ruban et par cpw

En simulation, les performances obtenues pour l'antenne alimentée par CPW sont légèrement meilleures que celles obtenues pour le monopole alimenté par ligne micro-ruban. Lorsque nous mesurons ces antennes, les résultats que nous obtenons sont très différents des simulations. Ces résultats peuvent s'expliquer par le fait que les antennes sont très petites et donc très sensibles aux câbles utilisés lors des mesures. En effet, lors des mesures, nous avons observé de forts courants sur la partie extérieure du câble. En déplaçant un doigt le long du câble coaxial, la fréquence de travail et le minimum du coefficient de réflexion étaient modifiés

arbitrairement. Comme les valeurs du S_{11} et de l'efficacité totale sont très différentes, nous n'avons pas jugé utile de mesurer le gain rayonné de ces antennes. Par la suite, nous modéliserons le câble coaxial, nous ferons varier sa longueur et nous observerons les effet sur les paramètres de l'antenne notamment du S_{11}.

IV.5 Etude de l'influence du connecteur et du plan de masse sur de petites antennes monopoles

Dans cette partie, nous nous intéresserons à l'influence des parties physiques extérieures au modèle tel que le connecteur MMCX et son câble associé sur de petites antennes monopoles.

IV.5.1 Contexte de l'étude

Lors de nos études précédentes, nous avons constaté que pour les petites antennes sur un support de dimensions 8x6 mm^2, les résultats mesurés et simulés étaient très différents. Nous avons modélisé des antennes de taille électrique $\lambda/20$ ayant un plan de masse de dimensions 4,5 mm de large et 1,6 mm de long. Puisque la taille de leur plan de masse est très petite et que les antennes sont de natures non équilibrées en termes d'alimentation, le câble va supporter des courants sur sa tresse extérieure et les performances obtenues diffèrent de celles attendues [Collins 2005].

IV.5.2 Etude de l'effet de la variation de la longueur du câble

Pour connaitre l'effet du câble sur ces antennes, nous allons réaliser une étude paramétrique sur la longueur du câble et observer les performances en termes de bandes passantes, d'impédance d'entrée et de coefficient de réflexion. En effet, à la place d'une ligne d'alimentation classique 50 Ω, nous modélisons le connecteur MMCX (micro miniature connector en anglais) que nous utiliserons avec le prototype lors des mesures [Liu 2011]. Ce connecteur est de dimensions 7,5x3,5 mm^2 et dispose d'un mécanisme de verrouillage automatique permettant une rotation de 360° et a une impédance de 50 Ohms. [MMCX Connector - Amphenol]. Il est beaucoup plus petit que le connecteur classique SMA qui fait 13,27 mm de long et 8 mm de large. La Figure IV-18 ci-dessous présente les deux connecteurs et la Figure IV-19 montre le modèle que nous simulons avec HFSS. L'antenne est celle alimentée par CPW et qui est déjà décrite sur la Figure IV-8.

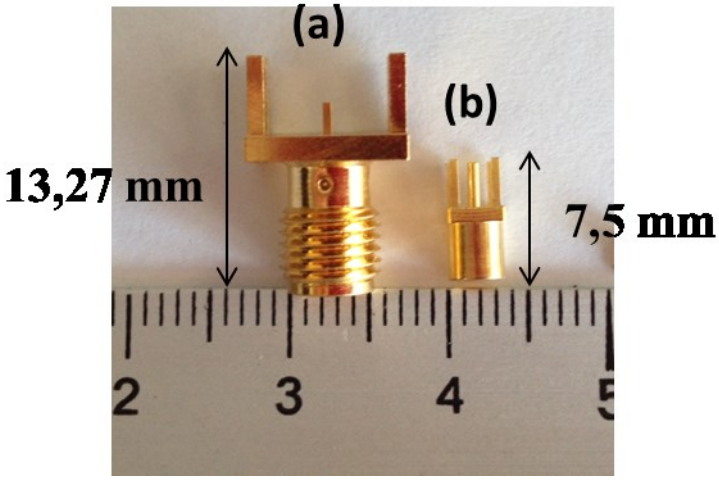


Figure IV-18: (a) Connecteur SMA et (b) Connecteur MMCX

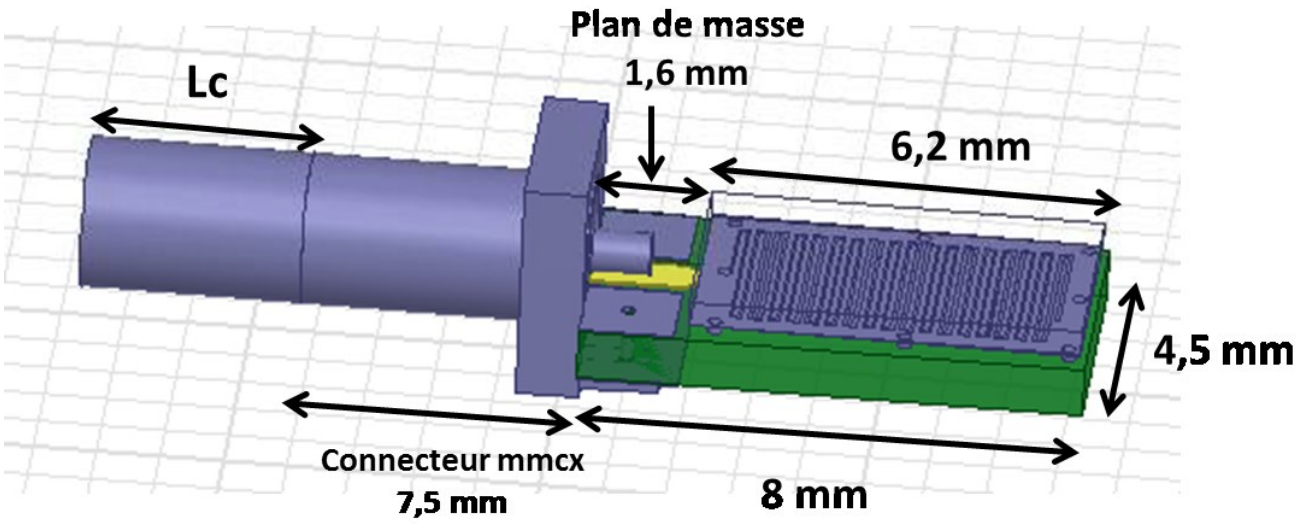
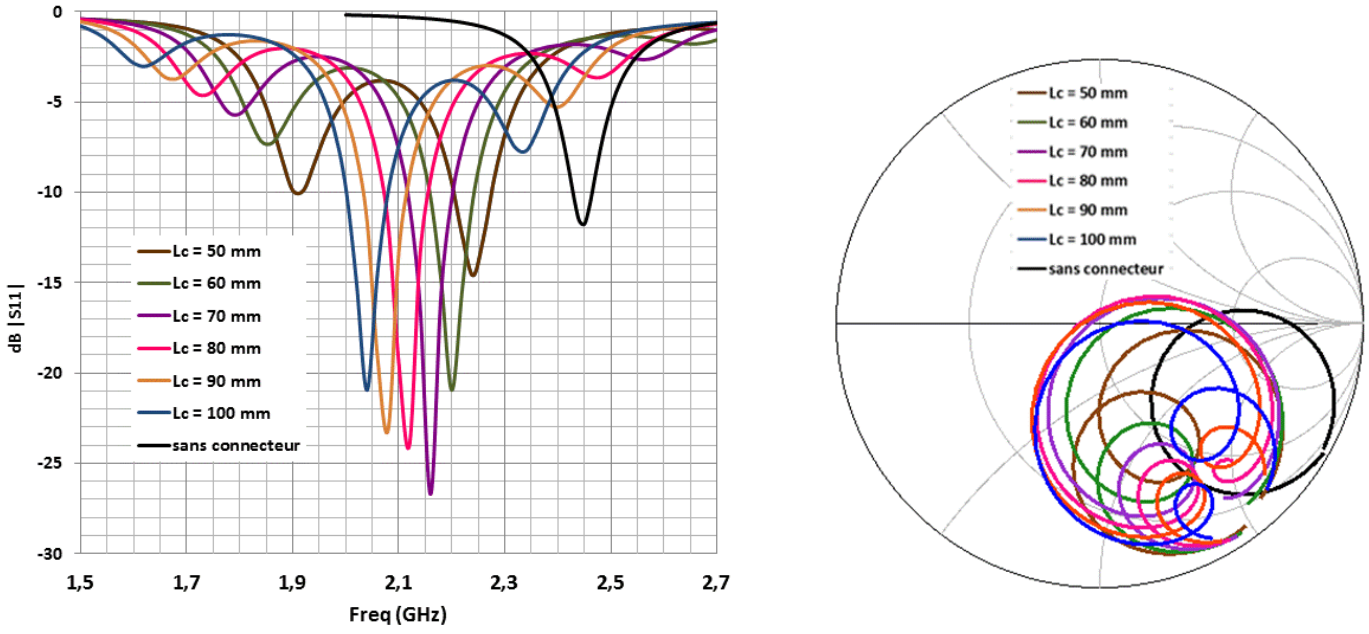


Figure IV-19: Antenne modélisée avec un connecteur MMCX

Les coefficients de réflexion et les impédances d'entrée des antennes obtenus en faisant varier Lc sont présentés ci-dessous (Figure IV-20). En simulation, nous constatons qu'au fur et à mesure que nous augmentons la longueur du câble du connecteur, la fréquence de travail pour le minimum du $|S_{11}|$de l'antenne diminue. D'autres pics de fréquences, certainement dues au câble font aussi leurs apparitions. En effet, puisque le modèle a un plan de masse de largeur 4,5 mm et de longueur 1,6 mm, et en réalité en augmentant la longueur du câble, c'est comme si nous rajoutions de la longueur de "plan de masse" à l'antenne. Les bandes passantes obtenues pour les différentes valeurs de Lc sont synthétisées dans le Tableau IV-3.

Longueur du câble Lc (mm)	**Fréquence de résonance f_0 (GHz)**	**Bande passante BP (MHz)**
Antenne sans connecteur	2,45	35,5
50	2,24	65
60	2,2	72
70	2,15	73
80	2,11	73
90	2,07	74
100	2,03	74,5

Tableau IV.3: f_0 et BP de l'antenne avec connecteur pour différentes longueurs Lc

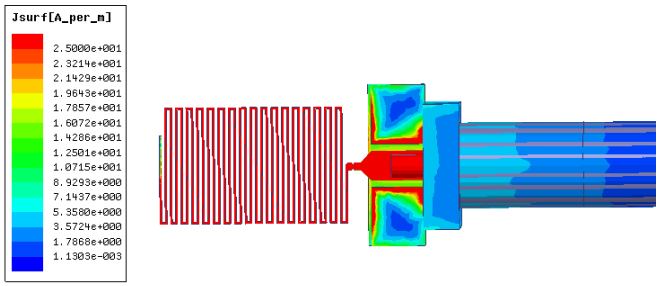


(a) **(b)**

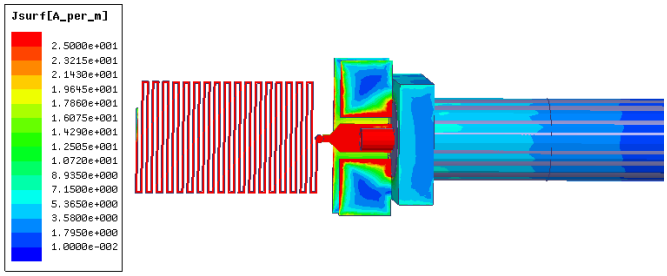
Figure IV-20: (a) $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée de l'antenne avec connecteur en fonction de la fréquence (pour différentes longueurs Lc)

Nous allons essayer de montrer que ce phénomène prend son origine au niveau des courants surfaciques. Normalement le câble est blindé, ce qui doit limiter les courants surfaciques sur sa partie extérieure. Naturellement, les courants ont tendance à circuler de l'excitation vers l'antenne monopole méandré. Pour notre antenne, le maximum de courant se retrouve sur l'antenne. Nous observons l'existence de courants surfaciques sur le connecteur ainsi que sur la partie extérieure du câble. Nous remarquons que lorsque l'on augmente la longueur du câble, l'intensité du courant augmente et se propage le long de celui-ci. Comme nous l'avons montré lors de la mesure de cette antenne dans le paragraphe précédent, l'existence de ces courants sur le câble modifie la fréquence de travail de l'antenne. Nous montrons ainsi sur la Figure IV-21 ci-dessous, les courants surfaciques existants à chaque fréquence de travail qui est modifiée pour les différentes longueurs de câble Lc.

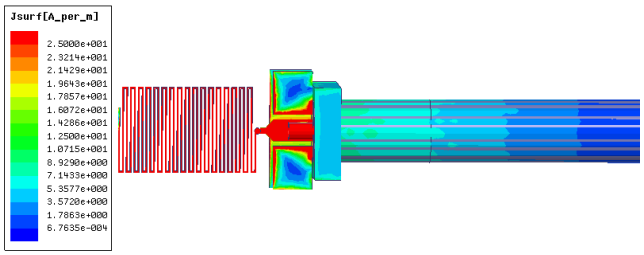
Lc = 50 mm, F= 2,24 GHz



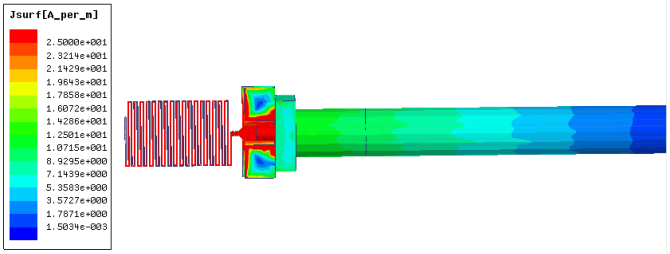
Lc = 60 mm, F= 2,2 GHz



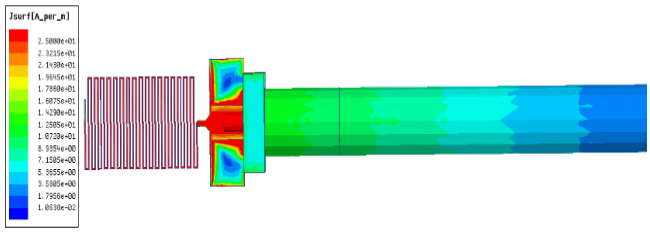
Lc = 70 mm, F= 2,16 GHz



Lc = 80 mm, F= 2,11 GHz



Lc = 90 mm, F= 2,07 GHz



Lc = 100 mm, F= 2,03 GHz

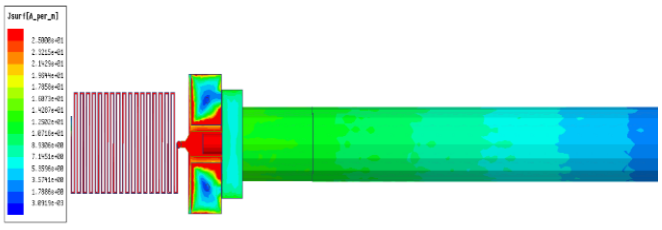


Figure IV-21: Courants surfaciques sur l'antenne et le câble pour différentes longueurs du câble Lc

Ainsi, pour des antennes aussi petites (ka =0,23), il est extrêmement difficile de pouvoir les caractériser par des mesures sans les perturber. Lorsque nous avons simulé l'antenne seule, elle avait une fréquence de travail F_0 égale à 2,45 GHz. En y ajoutant le connecteur, les résultats ont été modifiés. En effet, le câble coaxial perturbe la zone de champs réactifs de l'antenne car il existe des courants de fuite sur sa partie

extérieure qui modifie ainsi les courants surfaciques de l'antenne. Ceci est accentué par le fait que l'antenne n'est pas équilibrée. Ainsi il est souhaitable lors de la simulation des antennes miniatures avec un petit plan de masse, de modéliser le connecteur qui sera utilisé lors de la mesure du prototype pour obtenir une meilleure idée de ce qui se passera lors de sa caractérisation. Cependant, depuis quelques années, des méthodes de mesure sans câble coaxial, utilisant de la fibre optique ont été développées. Ces méthode permettent de s'affranchir des effets du courant sur le câble puisque la fibre toute plastique n'induit pas de courants supplémentaires provenant de l'antenne [Tokuda 1992], [Fukasawa 2005], [Grynckel 2007], [Yanakiev 2011].

IV.6 Antenne monopole avec un PCB et avec un plan de masse plus grand

Puisque les résultats mesurés que nous avons obtenus précédemment sont très différents des simulations, nous avons décidé de réaliser l'antenne monopole précédente sur un PCB et plan de masse plus grand pour pouvoir effectuer les mesures avec moins de perturbations. Pour cela, nous avons d'abord effectué une étude paramétrique de la variation du plan masse et nous choisirons donc les dimensions du PCB et du plan de masse de façon adéquate pour caractériser l'antenne.

IV.6.1 Etude de la variation de la taille du plan de masse de l'antenne monopole

L'antenne monopole imprimée sur l'IPD est positionnée sur un PCB (FR4) de largeur 18 mm. Elle est alimentée par une ligne micro-ruban. Nous faisons varier la longueur du plan de masse pm. Le modèle simulé est présenté ci-dessous.

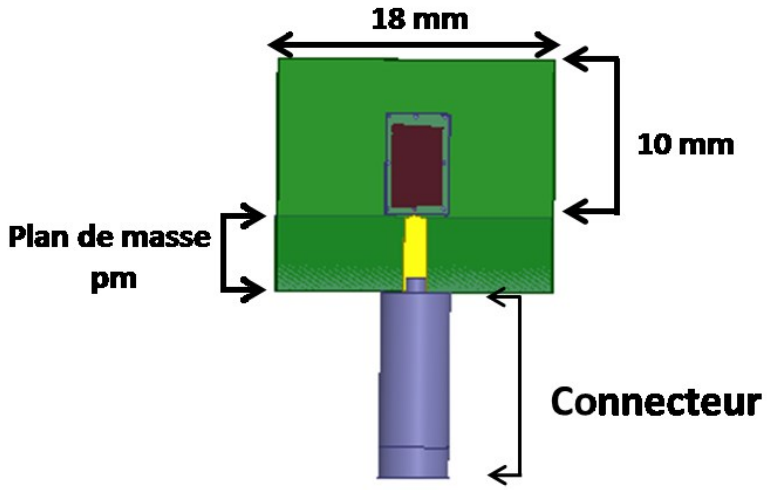
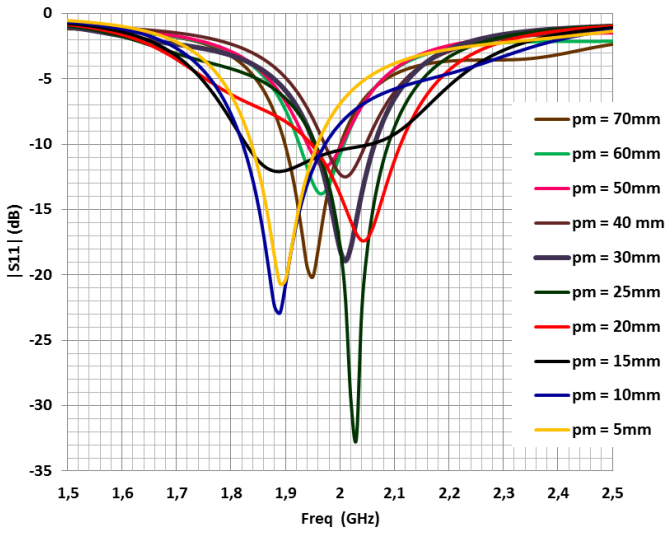


Figure IV-22: Antenne monopole sur un plan de masse variable Lc

La Figure IV-24 présente les résultats de simulations pour différentes tailles du plan de masse. Lorsque nous augmentons la taille du plan de masse, la fréquence de travail augmente ou diminue suivant le cas. Pour pm égal à 5, 10 et 15 mm, l'antenne a un minimum de coefficient de réflexion à 1,89 GHz. Pour pm égal à 20 et 25mm, F_0 est autour de 2,04 GHz. A partir de pm égale à 30mm, la fréquence a tendance à se stabiliser et opérer autour de 1,9 GHz. Donc à partir de pm égale à 30mm, le connecteur et le plan de masse n'influent plus sur le coefficient de réflexion de l'antenne.

pm (mm)	F (GHz)
5	1,89
10	1,89
15	1,89
20	2,04
25	2,03
30	2,01
35	1,99
40	2,01
50	1,97
60	1,97
70	1,95

(a)



(b)

Figure IV-23:(a) Fréquence de travail et (b) $|S_{11}|$ de l'antenne pour plusieurs tailles de plan de masse pm

Pour chaque taille de plan de masse, nous représentons les courants surfaciques existants sur le connecteur pour chaque fréquence f_0 ci-dessous. Notons que nous avons un courant maximal sur l'antenne qui n'est pas visible ici car l'antenne est trop petite par rapport à l'ensemble plan de masse et connecteur. Nous observons bien l'évolution du courant qui est assez variable en fonction de la taille de pm. Nous constatons aussi qu'il existe énormément de courants surfaciques sur le plan de masse qui sont introduits par le connecteur (Figure IV-24).

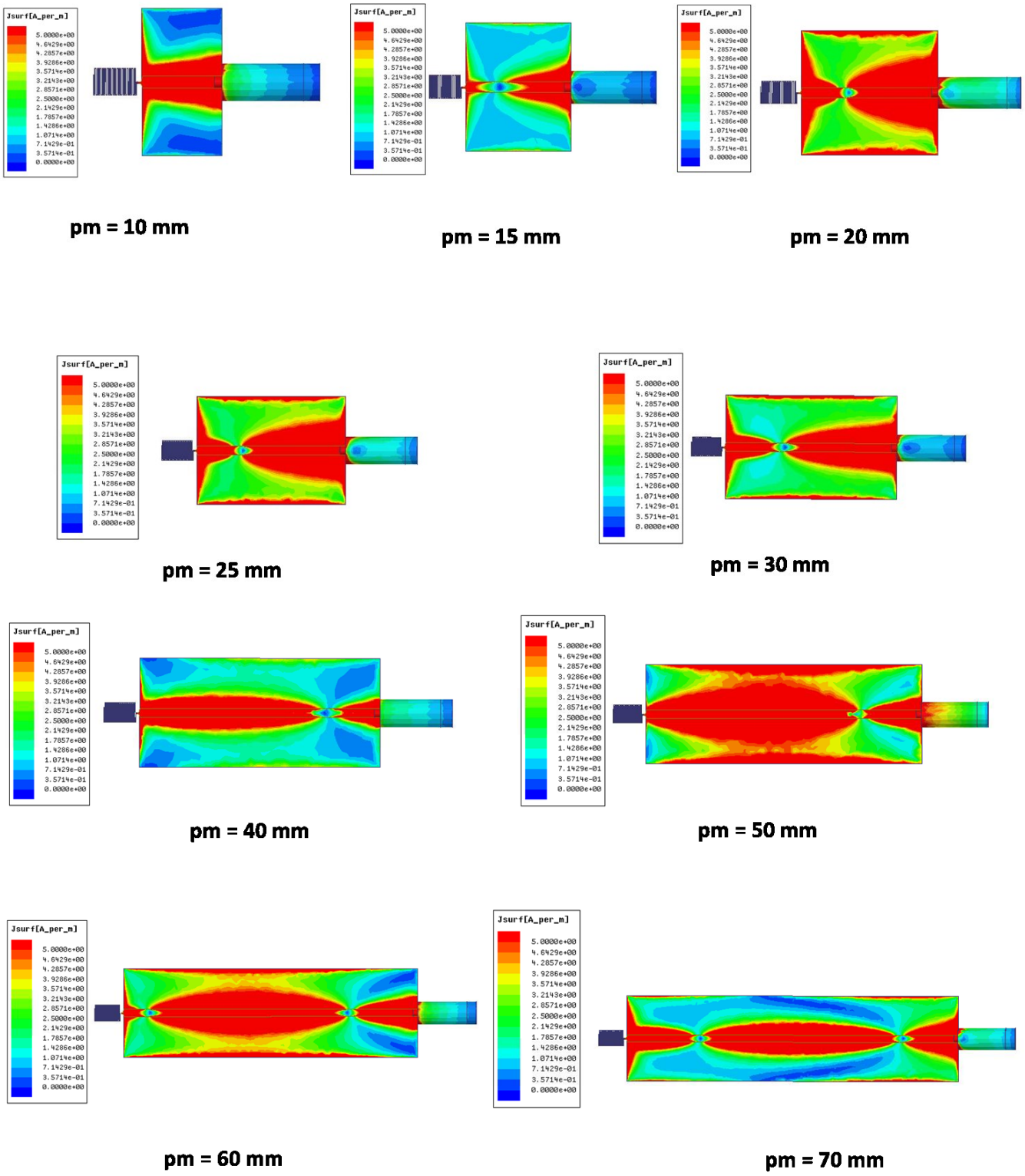


Figure IV-24: Courants surfaciques sur les différentes tailles de plan de masse

IV.6.2 Comparaison de la simulation de l'antenne avec un connecteur coaxial et sans connecteur

Dans cette partie, nous comparons la simulation de l'antenne modélisée sans connecteur et avec connecteur, avec une ligne micro-ruban sur un PCB et sur un plan de masse plus grand. Nous confirmerons que pour cette taille de plan de masse, le connecteur n'a plus d'influence sur les performances.

Le substrat utilisé est du FR4 de permittivité $\varepsilon_r = 4{,}4$, d'épaisseur 0,8 mm et de tangente de pertes $\tan\delta = 0{,}02$ et est de dimensions 50x18mm^2. Le plan de masse situé derrière le PCB est de dimensions 40x18 mm^2. L'épaisseur de métallisation de la ligne micro-ruban est de 35µm. L'antenne quant à elle est toujours imprimée sur du verre, a une épaisseur de métallisation de 0,006 mm et est reportée sur le PCB via des bumps. De la même manière que précédemment, en utilisant le logiciel ADS d'Agilent, nous avons calculé les dimensions de la ligne micro-ruban.

Les antennes simulées sont présentées sur la Figure IV-25 ci-dessous.

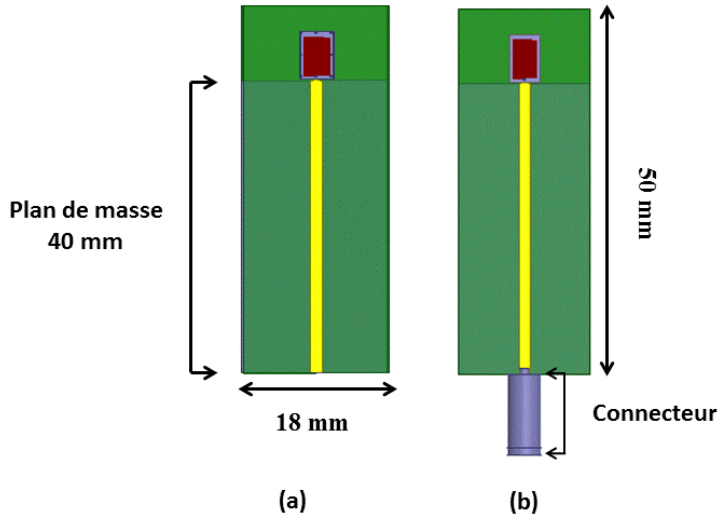


Figure IV-25: Antenne monopole sur un grand support sans connecteur (a) et avec connecteur (b)

Coefficient de réflexion et Impédance d'entrée

Les résultats obtenus en simulation pour les antennes décrites précédemment sont présentés ci-dessous.

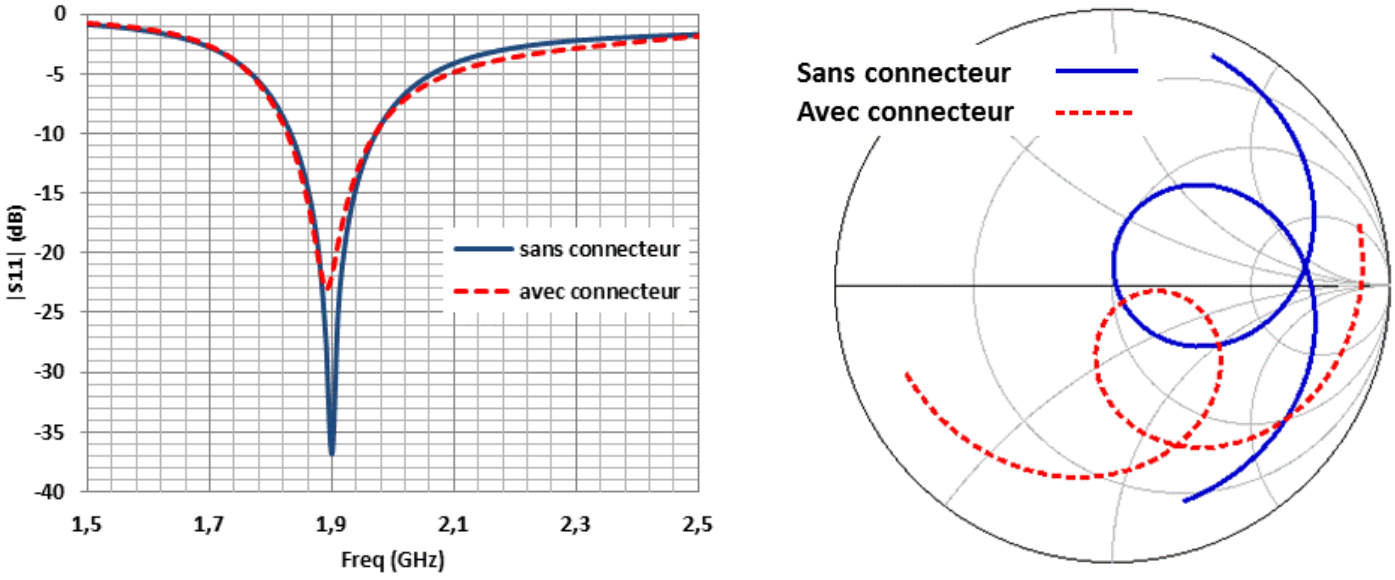


Figure IV-26: (a) $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée de l'antenne sur un grand support avec connecteur et sans connecteur en fonction de la fréquence

Nous obtenons un très léger décalage fréquentiel entre les deux simulations. En effet, l'antenne avec connecteur a une fréquence de travail f_0 égale à 1,89 GHz avec un $|S_{11}|$ minimum de -23 dB et l'antenne sans connecteur a une f_0 égale à 1,9 GHz avec un $|S_{11}|$ minimum de – 36,84 dB. Nous pouvons toutefois affirmer que nous avons une bonne concordance.

Les différences obtenues sur les impédances peuvent s'expliquer par une différence de phase qui est introduite par le connecteur. A f_0, l'antenne simulée sans connecteur a une impédance de 51 Ohms tandis que celle simulée avec le connecteur, une impédance de 53 Ohms.

IV.6.3 Validation expérimentale

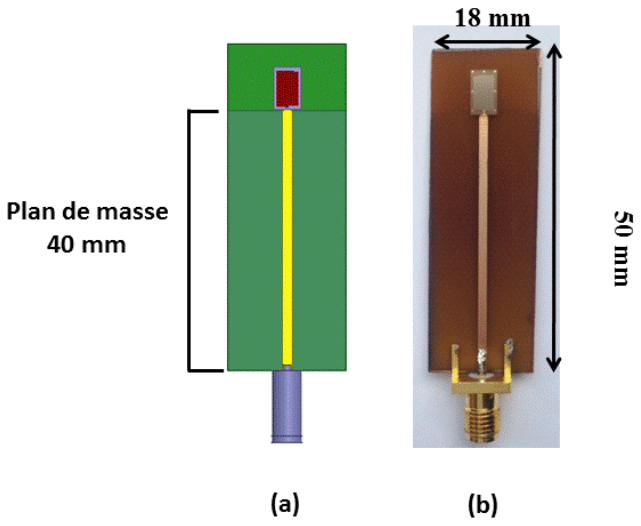
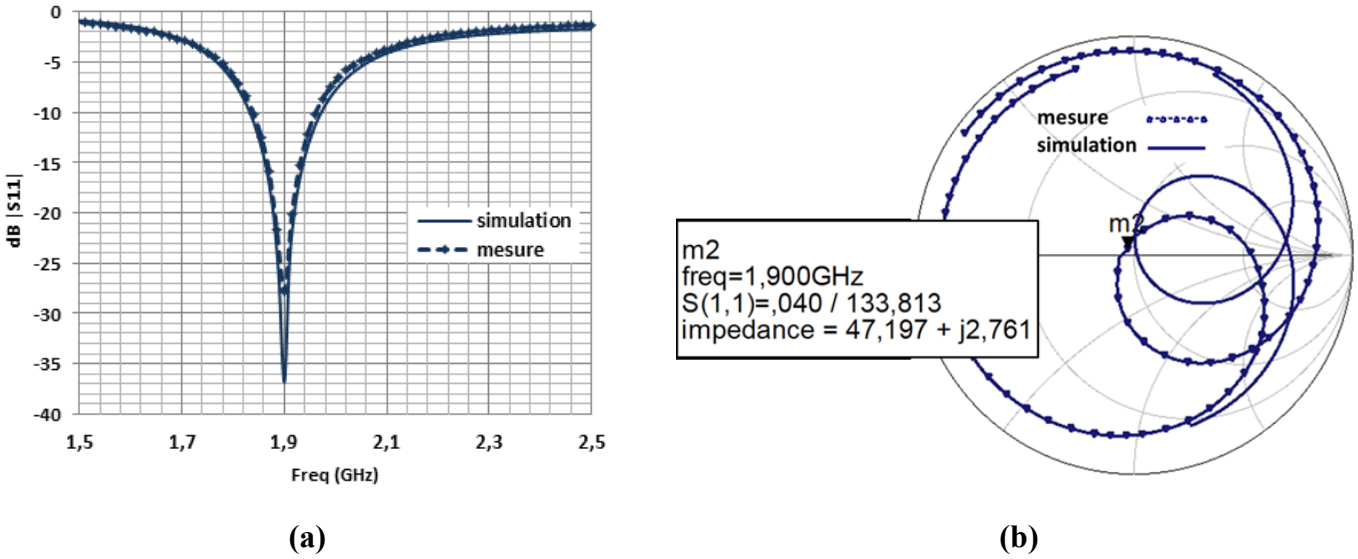


Figure IV-27: prototype simulé (a) et réalisé (b)

Coefficient de réflexion

Les modules du coefficient de réflexion et les impédances d'entrée de l'antenne obtenus en simulation et en mesure sont représentés sur la Figure IV-28.



(a) **(b)**

Figure IV-28: (a) $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée simulés et mesurés de l'antenne alimentée par micro-ruban sur un PCB de dimensions 40x18mm^2

Les résultats obtenus en simulation sont très proches de ceux mesurés. La fréquence de travail de cette antenne est égale à 1,9 GHz, ce qui est sûrement due comme nous l'avons montré précédemment à l'augmentation de la taille de son plan de masse [Garg 2001], [Huynh 2003]. La bande passante obtenue est de 135 MHz à -10 dB. Les différences observées sur l'abaque de Smith sont minimes. En augmentant la taille du support et donc du plan de masse, nous observons une baisse de la fréquence de travail de l'antenne.

Facteur de qualité Q_z

Nous avons de légères différences entre les facteurs de qualité Q_z en simulation (9,4) et en mesure (10,4) pour f_0 égale à 1,9 GHz. Ces différences peuvent notamment provenir de la différence de phase obtenue lors de la mesure de l'antenne. Nous pouvons toutefois affirmer que nous avons de très bonnes concordances entre les deux résultats.

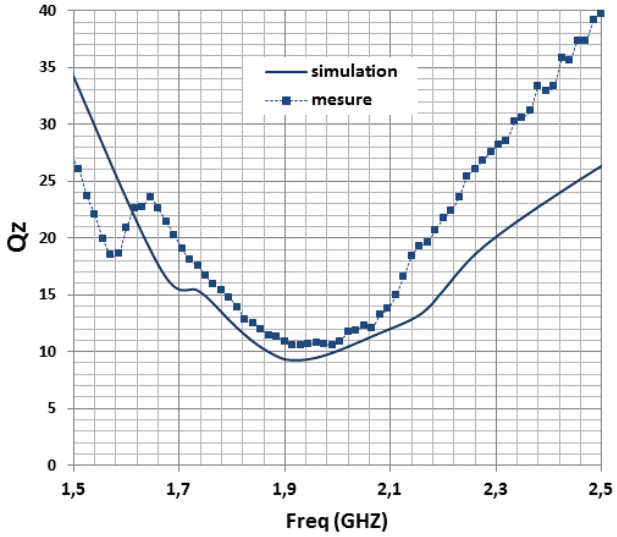


Figure IV-29: Facteur de qualité Q_z simulé et mesuré de l'antenne alimentée par micro-ruban sur un PCB de dimensions 40x18mm²

Efficacité totale

L'efficacité maximale obtenue en simulation est égale à 33,8 % et concorde assez bien avec celle obtenue en mesure qui est égale à 29,7 %. Mais ces valeurs sont très différentes de celles obtenues pour les antennes précédentes qui ont un petit plan de masse (3%). En effet, l'efficacité est bien meilleure comparée aux antennes précédentes car celle-ci a un plus grand plan de masse Les mesures ont été effectuées avec la Starlab de Satimo.

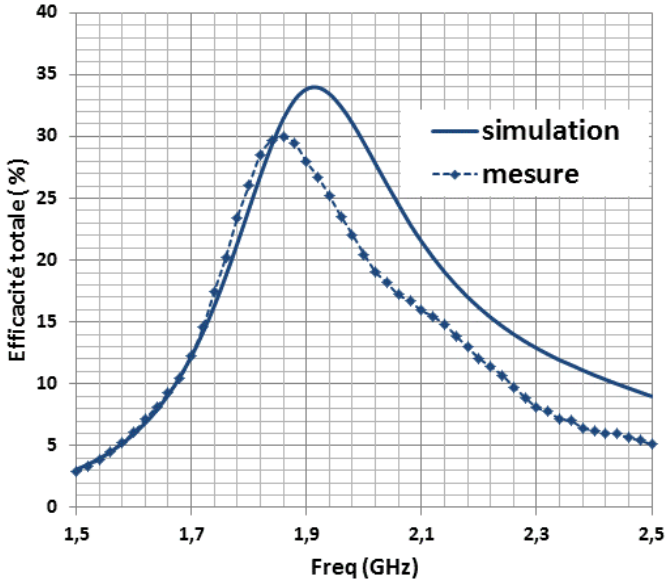


Figure IV-30: Efficacité totale simulée et mesurée de l'antenne alimentée par micro-ruban sur un PCB de dimensions 40x18mm²

Gain et rayonnement

Les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés de cette antenne sont présentés sur la Figure IV-31 ci-dessous. Ces diagrammes ont été obtenus à F égale à 1,9 GHz, fréquence à laquelle nous obtenons le minimum de $|S_{11}|$.

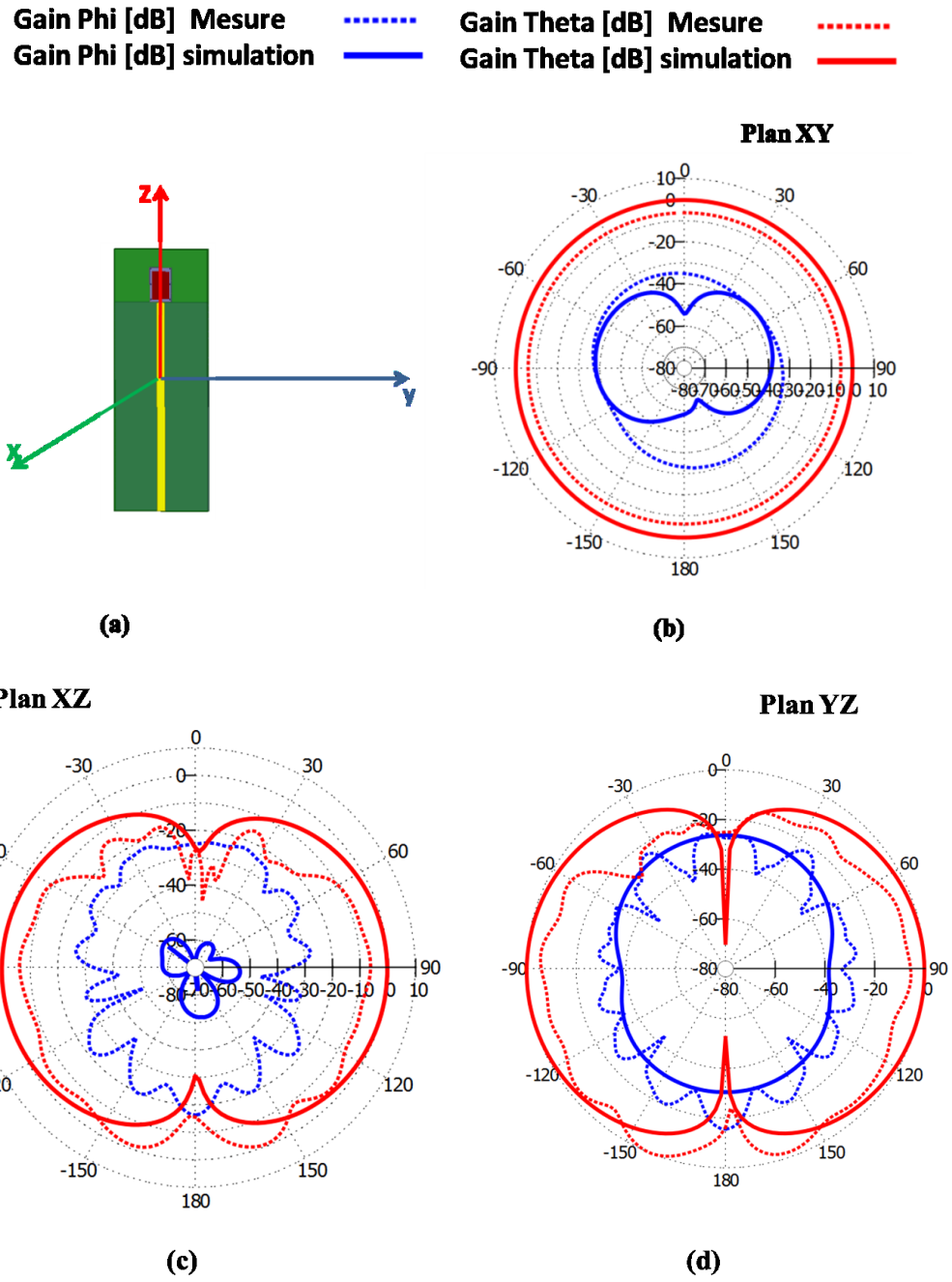


Figure IV-31: Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne alimentée par micro-ruban sur un PCB de dimensions 40x18mm²

Le gain réalisé simulé maximal est de 0,29 dB et le gain réalisé mesuré maximal est de 0,26 dB à la fréquence de travail. Si nous comparons ces gains simulés et mesurés, nous observons de légères différences de niveau entre les gains Theta mesurés et simulés. Par contre, concernant les gains Phi, les valeurs obtenues en simulations et en mesure ne sont pas les mêmes. Cette différence de valeurs est plus accentuée dans le

plan XZ. En effet, comme les gains Phi sont très faibles, les mesures sont très bruitées, ce qui peut expliquer les valeurs. Nous avons aussi des déformations qui apparaissent lors des mesures qui sont surement induites par le câble.

Mais globalement, le diagramme de rayonnement obtenu est typiquement celui d'un dipôle. Par rapport aux antennes précédentes avec un petit plan de masse qui avaient un gain maximum simulé autour de -10,4 dB, le gain de cette antenne a été amélioré.

Les performances de l'antenne monopole sur un PCB de dimensions 40x18mm^2 simulées et mesurées sont très similaires, ce qui nous valide expérimentalement cette antenne monopole. Lorsque nous avons augmenté la taille du support, nous avons baissé la fréquence de résonance de l'antenne tandis que les performances telles que l'efficacité, le gain et la bande passante ont été améliorés [Weller 2011].

Donc en validant les résultats de l'antenne monopole imprimée sur l'IPD avec un PCB de dimensions 50x18mm^2 et de plan de masse 40x18mm^2 dans cette section, nous **pouvons alors supposer que les résultats des antennes monopoles imprimées sur substrat IPD (section IV-5) avec un PCB de dimensions 8x6mm^2 fournis par le simulateur électromagnétique sont corrects. Nous avons ainsi démontré la faisabilité des antennes monopoles sur l'IPD à insérer dans l'oreille.**

IV.7 Etude des antennes monopoles placées dans l'oreille

L'étude précédente des antennes ayant été effectuée dans l'air, nous nous intéressons dans ce paragraphe à leurs comportements dans l'oreille. Notre antenne, alimentée par CPW, sera alors insérée dans un conduit auditif. Or dans la plupart du cas, les antennes travaillent dans leur zone de champ proche et nous savons que la proximité de l'antenne avec les tissus humains peut modifier certains de leurs caractéristiques comme la bande passante, l'efficacité et le diagramme de rayonnement. Ceux-ci a été démontré par plusieurs auteurs notamment dans [Rahmat-Samii 2004], [Soontornpipit 2004] [Ramli 2011][Vidal 2012].

Dans ce paragraphe, un modèle simplifié d'une partie de la tête humaine sera d'abord présenté et ensuite, nous effectuerons l'étude de l'antenne alimentée par micro-ruban et par cpw, orientée respectivement de quatre manières différentes dans le conduit auditif.

IV.7.1 Description du conduit auditif

Le conduit auditif est en moyenne de longueur 17mm et de diamètre 8mm. Les différents tissus qui le composent ainsi que les épaisseurs approximatives sont présentées sur la Figure IV-32 ci-dessous.

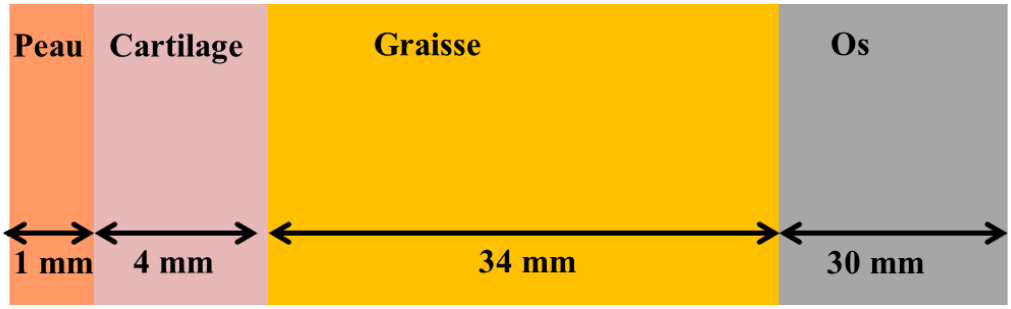


Figure IV-32: Les différentes couches de tissus du conduit auditif

Ce modèle simplifié d'une partie de la tête humaine est simulé avec HFSS. Ce modèle prend en compte les différentes couches de tissus et leurs épaisseurs citées ci-dessus. Les différentes propriétés électriques de ces tissus obtenues pour une fréquence égale à 2,45 GHz sont présentées dans le Tableau IV-4 ci-dessous. [Calcul des propriétes dielectriques_NIREMF], [Gabriel 1996], [Hao 2005].

	Peau	Cartilage	Graisse	Os
Epaisseur (mm)	1	4	34	30
Permittivité relative ε_r	38,01	38,77	5,28	18,54
Conductivité σ (S/m)	44,25	52,63	8,55	0,80
Tan de perte (tanδ)	0,0226	0,0190	0,1170	0,3184

Tableau IV.4: Caractéristiques des tissus à 2,45 GHz

Le modèle simulé est représenté sur la Figure IV-33 ci-dessous.

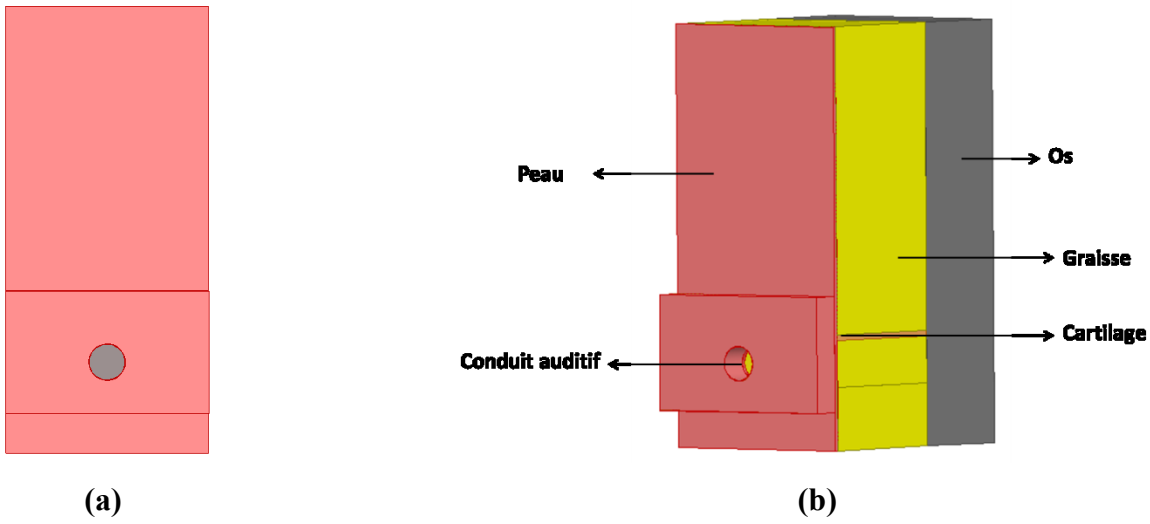


Figure IV-33: Modèle simplifié du conduit auditif (a): vue de face et (b) vue de coté

IV.7.2 Etude des antennes dans le conduit auditif

IV.7.2.1 Positionnement des antennes

L'antenne monopole, alimentée par CPW, étudiée dans la section IV.4.3 est enfouie dans le conduit auditif sans qu'il n'y ait contact avec la peau (voir Figure IV-34 (b)). L'espacement entre l'antenne et la peau est de 1,2 mm sur les côtés et d'environ 3 mm en hauteur. Elle est positionnée horizontalement et est orientée de quatre façons différentes (voir Figure IV-35). La position verticale n'a pas été possible dans le conduit auditif car le diamètre de celui-ci qui est de 8 mm est égal à la hauteur de notre antenne.

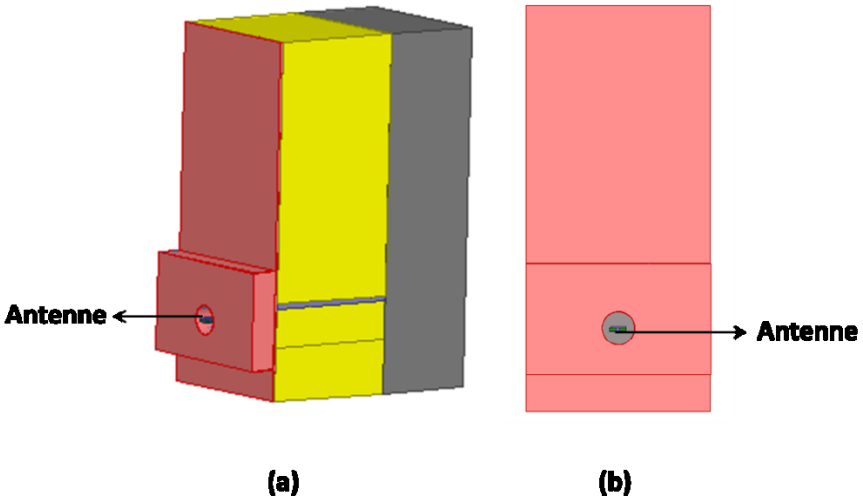


Figure IV-34: Antenne monopole dans le conduit auditif (a) vue de côté (b) vue de face

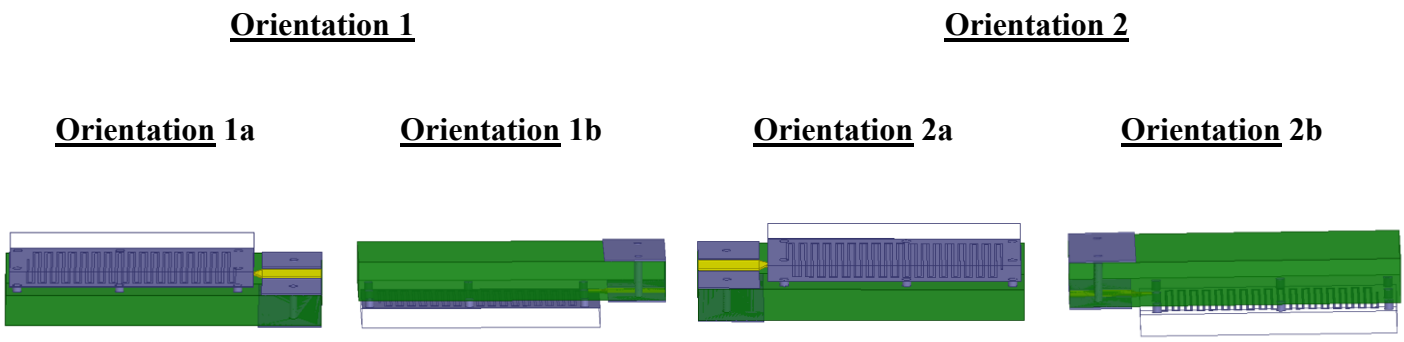


Figure IV-35: Orientation de l'antenne dans le conduit auditif

IV.7.2.2 Résultats obtenus

IV.7.2.2.1 Coefficient de réflexion et impédance

La Figure IV-36 présente les coefficients de réflexion les impédances d'entrée de l'antenne dans l'espace libre et dans le cas où elle est insérée dans le conduit auditif et orientée des quatre façons. La fréquence de travail est légèrement décalée vers le bas lorsque l'antenne est insérée dans le conduit auditif. Elle passe en effet de 2,43 GHz dans l'espace libre à 2,34 GHz pour un $|S_{11}|$ moyen minimum de -14 dB pour les quatre orientations. L'impédance d'entrée était de 53 Ohms à 2,45 GHz alors que dans le conduit auditif elle est égale à 32 Ohms.

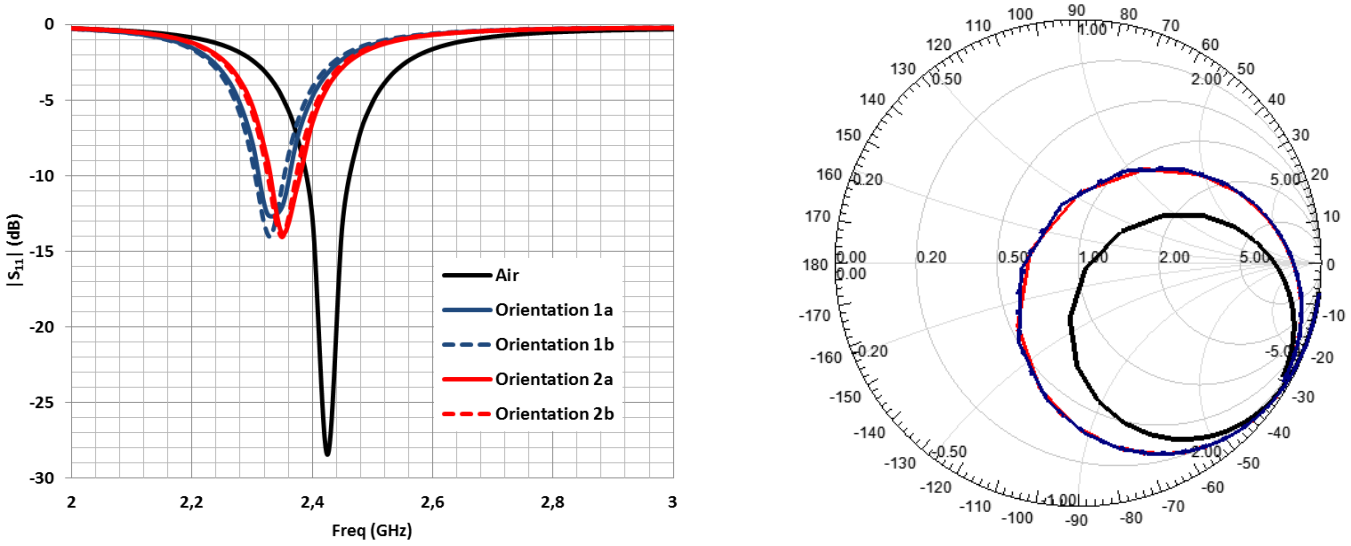


Figure IV-36: (a) $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée de l'antenne dans l'air et dans le conduit auditif

IV.7.2.2.2 Diagramme de rayonnement

Nous représentons maintenant le diagramme de rayonnement de l'antenne à 2,34 GHz pour l'orientation l.a puisque les résultats obtenus dans les quatre cas sont similaires. L'efficacité totale et le gain maximal réalisé simulés de l'antenne dans le conduit auditif sont respectivement 2,82 % et de -10,63 dB alors que nous avions dans l'air une efficacité totale simulée de 3,5 % et un gain réalisé maximal simulé de -10,49 dB dans l'air. Par rapport à l'espace libre où le diagramme de rayonnement était omnidirectionnel, celui-ci présente des distorsions. En effet, une partie de la puissance est perdue puisqu'elle est absorbée par les tissus. Ce rayonnement nous permettrait toutefois de pouvoir établir la liaison sans fil avec un implant qui serait placée dans la tempe d'un utilisateur.

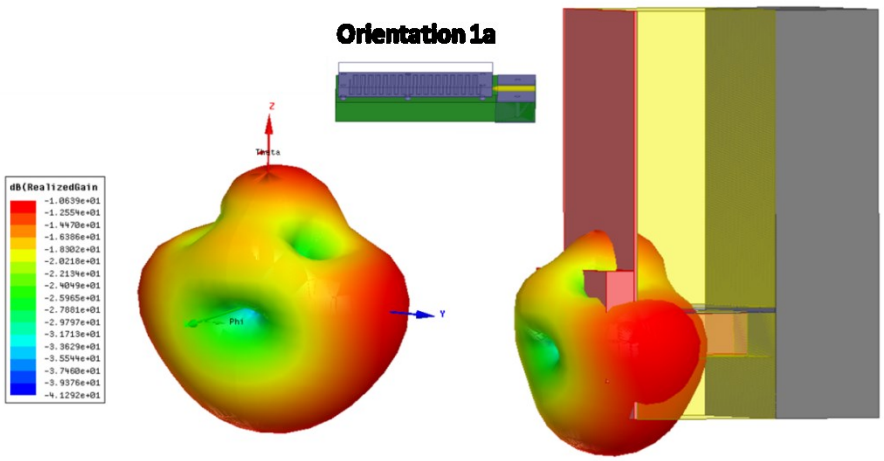


Figure IV-37: (a) Gain en 3D seul de l'antenne dans le conduit auditif et (b) Gain en 3D de l'antenne + oreille

IV.8 Conclusion

Une étude approfondie d'une antenne monopole miniature devant être intégrée dans une capsule pour la partie externe d'un implant cochléaire a été effectuée dans ce chapitre. Un monopole imprimé sur un substrat IPD de STMicroelectronics, miniaturisé par la technique de repliement de son brin rayonnant et travaillant à 2,45 GHz a été modélisé.

Nous avons comparé les performances obtenues en simulation pour cette antenne alimentée successivement par une ligne micro-ruban et par CPW. Les performances obtenues pour l'antenne alimentée par CPW sont légèrement meilleures que celle alimentée par ligne micro-ruban. Les performances obtenues en simulation sont quand même conformes à notre cahier des charges. Par la suite, nous avons réalisé ces antennes dans le but de confirmer ces simulations par des mesures.

Toutefois, les mesures sont très différentes des simulations. En effet, nous avons constaté qu'en déplaçant notre doigt sur le câble coaxial, la fréquence de résonance ainsi que le minimum du module du S_{11} variaient arbitrairement. Cela nous a montré que des courants circulaient sur la partie extérieure du câble et que notre antenne était très sensible à ces courants existant qui participent certainement au rayonnement. Donc pour s'en assurer, nous avons modélisé le câble coaxial et avons effectué une étude paramétrique sur sa longueur. Nous avons remarqué que l'augmentation de la longueur du câble entrainait une baisse de la fréquence de travail de l'antenne. Ainsi, pour ces petites antennes, l'utilisation d'un câble coaxial pour les caractériser modifie largement leurs performances et la taille du plan de masse a un impact important sur les performances de ces très petites antennes. La solution serait alors d'utiliser un système de mesure par fibre optique pour s'affranchir de ces effets. Une autre solution consiste à introduire un balun pour minimiser les courants circulant sur la gaine extérieure du câble.

Finalement, notre antenne a été réalisée sur un grand support ayant un plus grand plan de masse. Comme nous nous y attendions, la fréquence de travail de l'antenne a diminué et nous avons une très bonne concordance en termes d'efficacité totale et de gain entre la simulation et la mesure, ce qui nous permet de valider ainsi l'antenne monopole.

Pour terminer, nous avons étudié le comportement de l'antenne alimentée par CPW insérée dans le conduit auditif sans contact avec la peau. En fonction de leurs orientations, nous avons étudié le comportement de l'antenne dans le conduit auditif. Nous avons montré que les résultats sont les mêmes dans tous les cas et que le coefficient de réflexion, l'impédance d'entrée, l'efficacité totale et le diagramme de rayonnement de l'antenne sont modifiés. La fréquence de travail est décalée vers le bas, l'efficacité totale diminue et nous avons des distorsions qui apparaissent dans le diagramme de rayonnement et qui sont dues à l'absorption de puissance par les tissus. Mais les performances obtenues pour notre antenne sont toutefois correcte et sont conformes aux limites fondamentales des antennes miniatures.

CHAPITRE V: **ANTENNES DIPOLES EN TECHNOLOGIE IPD.....107**

V.1 Introduction.....107

V.2 Etat de l'art sur les ferrites et les baluns.....107

V.3 Conception de dipôles méandrés sur substrat IPD.....109

V.3.1 Description du dipôle méandré.....110

V.3.2 Performances simulées du dipôle méandré seul.....110

V.3.3 Performances simulées du dipôle méandré avec un balun intégré.....111

V.3.3.1 Caractéristique du balun utilisé.....111

V.3.3.2 Etude du dipôle avec Balun.....112

V.3.3.2.1 Simulation de l'antenne sans connecteur.....112

V.3.3.2.2 Simulation de l'antenne avec connecteur.....115

V.3.3.2.3 Validation expérimentale.....118

V.4 Etude d'un dipôle méandré sur substrat IPD et sur PCB.....123

V.4.1 Performances simulées de l'antenne sans connecteur.....124

V.4.1.1 Coefficient de réflexion de l'antenne sans capacités.....124

V.4.1.2 Performances de l'antenne simulée avec une capacité.....125

V.4.1.3 Simulation de l'antenne avec un connecteur.....126

V.4.2 Validation expérimentale.....128

V.5 Synthèse comparative des deux dipôles.....134

V.6 Simulation des dipôles dans le conduit auditif.....134

V.6.1 Etude du dipôle méandré sur le verre dans le conduit auditif.....135

V.6.1.1 Coefficient de réflexion et impédance d'entrée de l'antenne.....135

V.6.1.2 Diagrammes de rayonnement.....136

V.6.2 Etude du dipôle méandré à la fois sur le PCB et sur le verre dans le conduit auditif.....137

V.6.2.1 Coefficient de réflexion et impédance de l'antenne.....138

V.6.2.2 Diagrammes de rayonnement.....139

V.7 Conclusion.....139

CHAPITRE V: Antennes dipôles en technologie IPD

V.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons défini un cahier des charges pour insérer une antenne miniature dans une capsule. Toutefois, des problèmes sont apparus quant à la caractérisation de ces antennes notamment en ce qui concerne l'accord avec les simulations. En effet, de nos jours, les antennes deviennent de plus en plus petites et dans notre cas n'ont quasiment pas de plan de masse ou un plan de masse rayonnant. De ce fait, les mesurer devient délicat car la plupart des dispositifs permettant d'alimenter ces antennes (câbles coaxiaux, connecteur, dispositif à pointes) participent à leur rayonnement, et modifient de ce fait leurs caractéristiques [Nassar 2011].

Notre défi, dans ce chapitre consiste à réaliser des antennes, devant respecter le même cahier des charges que celui du chapitre 4, et qui pourront être caractérisables.

Pour ce faire, notre chapitre sera divisé principalement en trois parties. Les deux premières présenteront deux antennes dipôles ainsi que les résultats de simulation et de mesure détaillés. Pour terminer, une étude de ces antennes positionnée dans un modèle simplifié de tête humaine sera effectuée.

V.2 Etat de l'art sur les ferrites et les baluns

Par définition, un balun (pour **BAL**anced – **UN**balanced) est un symétriseur c'est-à-dire un dispositif qui transforme l'accès électromagnétique d'un circuit ou d'une antenne symétrique en un accès asymétrique et vice-versa. Dans un cas particulier, c'est un transformateur adaptateur d'impédance de rapport X donné. Il existe des baluns en tension ou en courant [F6AIX 2012]. Un balun peut permettre de réaliser l'adaptation d'impédance entre une source en mode commun et une charge différentielle. Dans le cas où la transformation entre mode commun et différentielle n'est pas possible, une ferrite peut également être utilisée pour supprimer les courants de retour pouvant exister sur la tresse extérieure d'un câble coaxial. Nous allons présenter trois sortes de baluns utilisés lors des mesures de certaines antennes.

Le plus connu est sûrement le « choke » RF [Audet 2006]. Il est souvent utilisé lors de la mesure de certaines antennes équilibrées (dipôles, boucles, spirales). Son principe est d'ajouter une ferrite autour du câble coaxial (Figure V-1) pour supprimer les courants de gaine existant sur l'extérieur du câble coaxial qui risquent de perturber l'impédance d'entrée et le rayonnement de l'antenne [Massey 2003],[Icheln 2004] . La principale limitation de cette méthode est qu'une partie de l'énergie est dissipée dans la ferrite et la mesure d'efficacité de l'antenne en sera ainsi affectée.

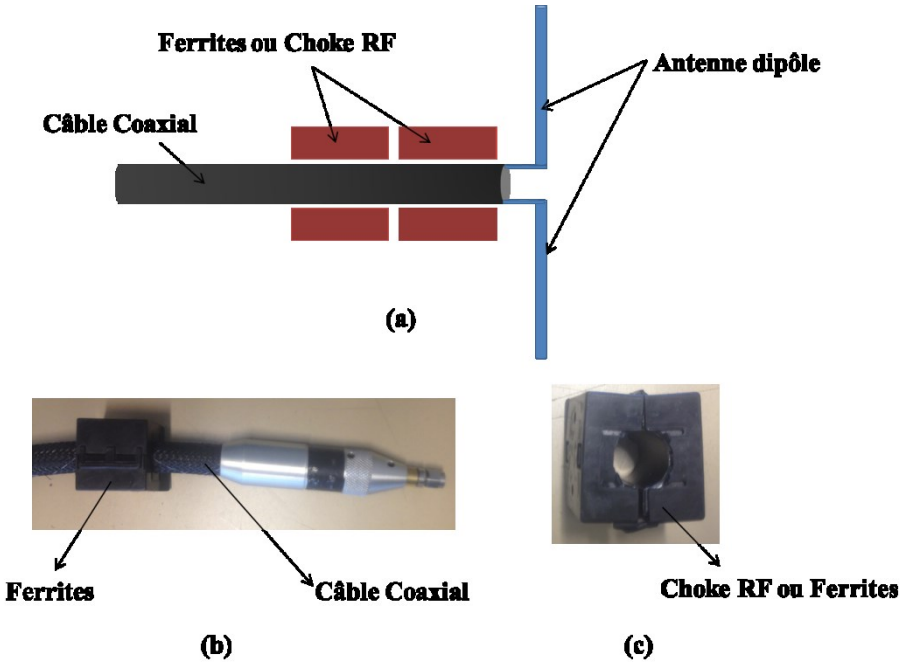


Figure V-1: (a) Exemples d'antenne dipôle alimentée avec un câble coaxial et un Choke RF, (b) câble coaxial avec une Ferrite, (c) Ferrite ou Choke RF

On utilise aussi le balun bazooka pour la mesure d'antennes miniatures [Huitema 2013]. Le balun bazooka se décrit comme étant une gaine métallique de longueur λ/4 à la fréquence de travail de l'antenne, qu'on vient fixer autour du câble coaxial et qui est connecté à son bout sur la tresse du câble coaxial. Ainsi, il ramène un court-circuit sur la gaine externe et supprime donc les courants de façon très localisée.[Balanis 2012]. La limite de ce type de système est qu'il n'est pas large bande mais il existe des dispositifs bi-bande conçus.

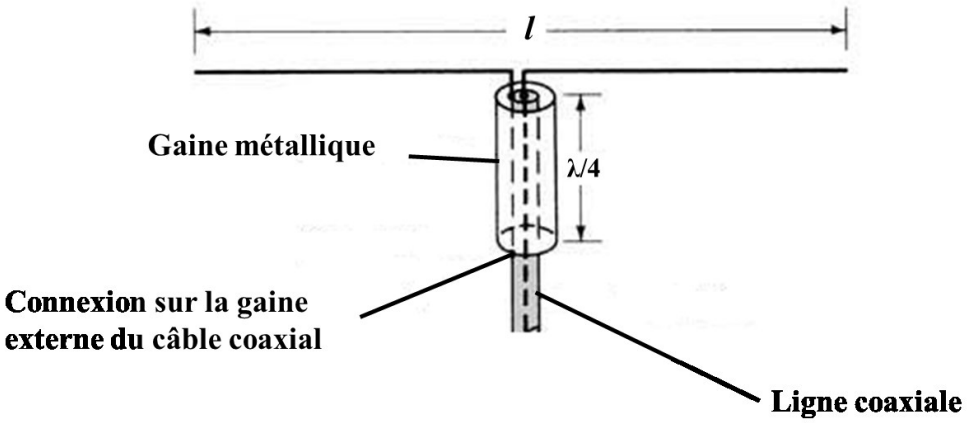


Figure V-2: Exemple d'un balun bazooka [Balanis 2012]

Le balun que nous allons présenter ci-dessous est un transformateur à changement de mode qui est destiné à convertir un signal de mode commun en signal de mode différentiel [Laporte 2010]. La plupart du cas, ce type de Balun est utilisé dans les chaines d'émission-réception radiofréquences car il permet de convertir les signaux de mode commun reçus par une antenne en signaux différentiels exploitables par des circuits de traitement. Mais on peut aussi s'en servir pour éviter d'obtenir des perturbations introduites par un plan de masse trop petit et rayonnant, ou un câble lors de la mesure de petites antennes. C'est cette dernière application qui sera surtout utilisée. Ce balun peut être distribué s'il est constitué de lignes de transmission couplées les unes aux autres (à l'opposé de discret s'il est constitué de composants).

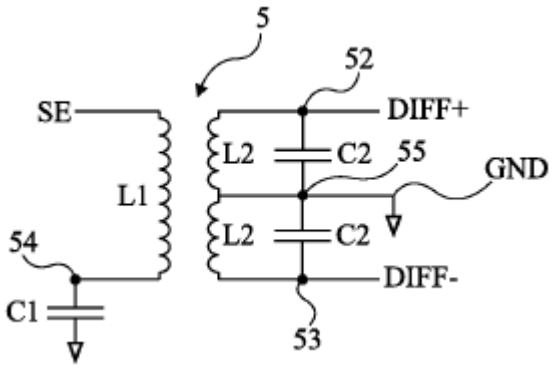


Figure V-3: Exemple d'un transformateur à changement de mode [Laporte 2010]

Dans la FigureV-3, le côté mode commun est présent sur les bornes SE et 54. Il est composé d'une self (L1) en série avec une capacité (C1) qui est reliée à la masse. Le mode différentiel est situé entre les bornes 52 et 53. Entres ces bornes, deux selfs sont respectivement positionnées en parallèles avec deux capacités. La borne 55 est reliée à la masse. Quand on utilise ce transformateur avec une antenne, celle-ci est connectée à la borne SE du mode commun. Les sorties différentielles DIFF+ et DIFF- sont par définition en opposition de phase.

Un transformateur de mode se caractérise par quatre paramètres principaux : ses pertes d'insertion (IL), la différence de niveau d'amplitude en sortie (amplitude imbalance), la différence de phase sur les signaux de sortie (phase imbalance) et les pertes en réflexion. Ces différents paramètres sont détaillés en **Annexe**. Un bon transformateur se traduit par de faibles pertes d'insertion, une bonne adaptation d'impédance c'est-à-dire de faibles pertes en réflexion et de faibles différences entre les amplitudes et les phases des signaux de sortie.

V.3 Conception de dipôles méandrés sur substrat IPD

Dans cette section, nous étudierons des dipôles planaires imprimés sur un substrat IPD. Ces dipôles doivent toujours respecter le cahier des charges énoncé dans le chapitre 4. Le challenge ici est de concevoir de petites antennes ayant de meilleures performances comparées aux antennes qui ont été étudiées précédemment et qui seront le moins sensible possible aux courants existant sur le câble

coaxial lors de leur mesure. Nous avons passé en revu précédemment certaines méthodes existantes permettant de minimiser ces courants notamment en utilisant un balun. Dans cette partie, nous présenterons brièvement le balun qui sera intégré à nos antennes, ensuite nous détaillerons deux structures de dipôles et terminerons par une synthèse globale.

V.3.1 Description du dipôle méandré

La structure de l'antenne ainsi que ses dimensions sont présentées sur la Figure V-4. L'antenne est imprimée sur un substrat IPD. Elle est connectée au substrat FR4 à l'aide de bumps de diamètre 0,22 mm et de hauteur 0,160 mm. Le ka de cette antenne est égal à 0,20.

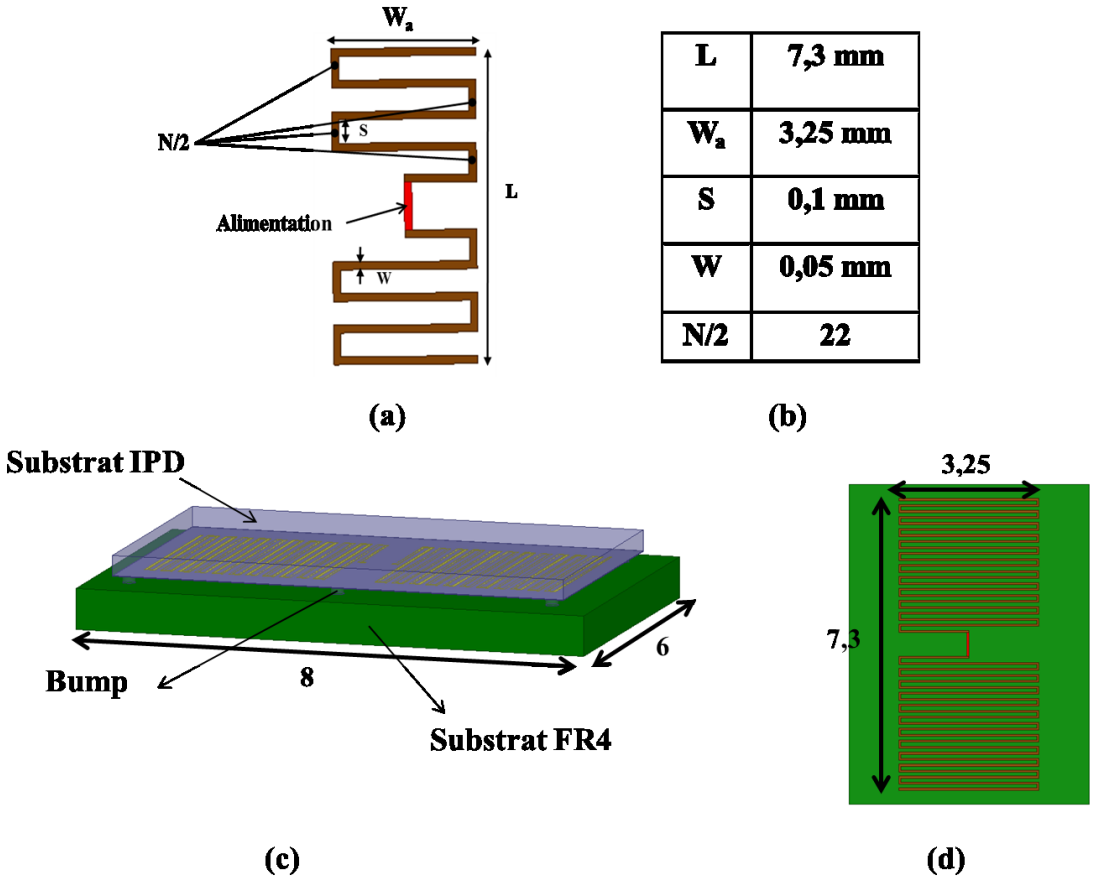


Figure V-4: (a) Description de l'antenne modélisée, (b) Dimensions de l'antenne, (c) vue de profil, (d) vue de face

V.3.2 Performances simulées du dipôle méandré seul

L'impédance d'entrée ainsi que le coefficient de l'antenne simulée sont présentés dans ce paragraphe. Le dipôle a une fréquence de travail égale à 2,43 GHz, un minimum de $|S_{11}|$ de -7,99 dB et une impédance d'entrée réelle de 21,2 Ohms à cette fréquence.

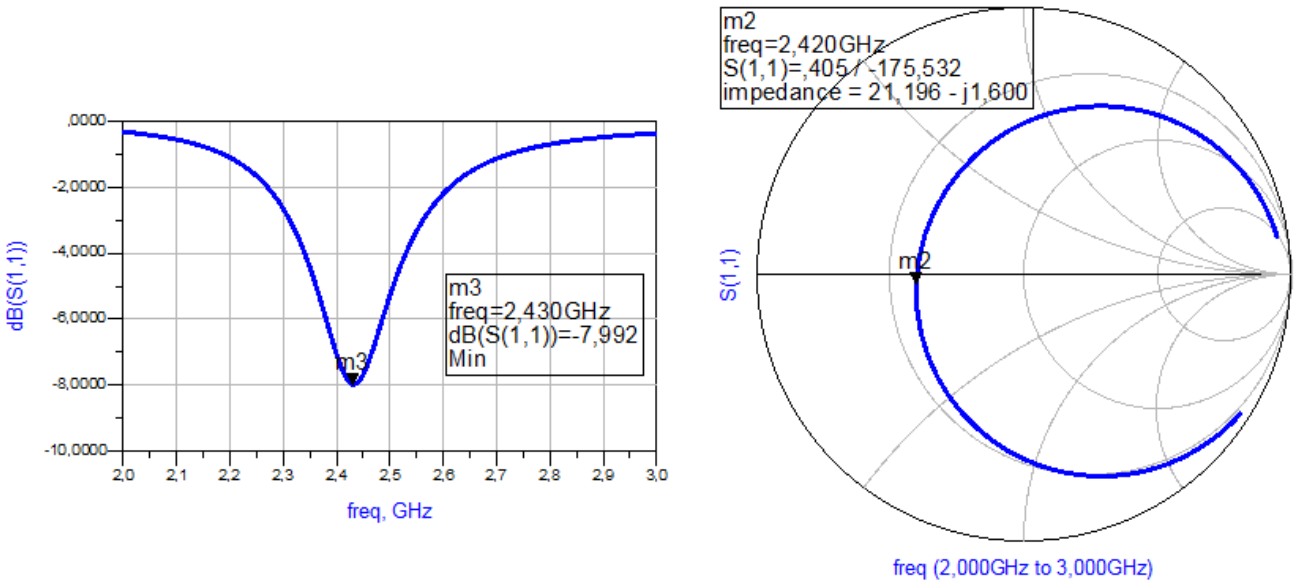


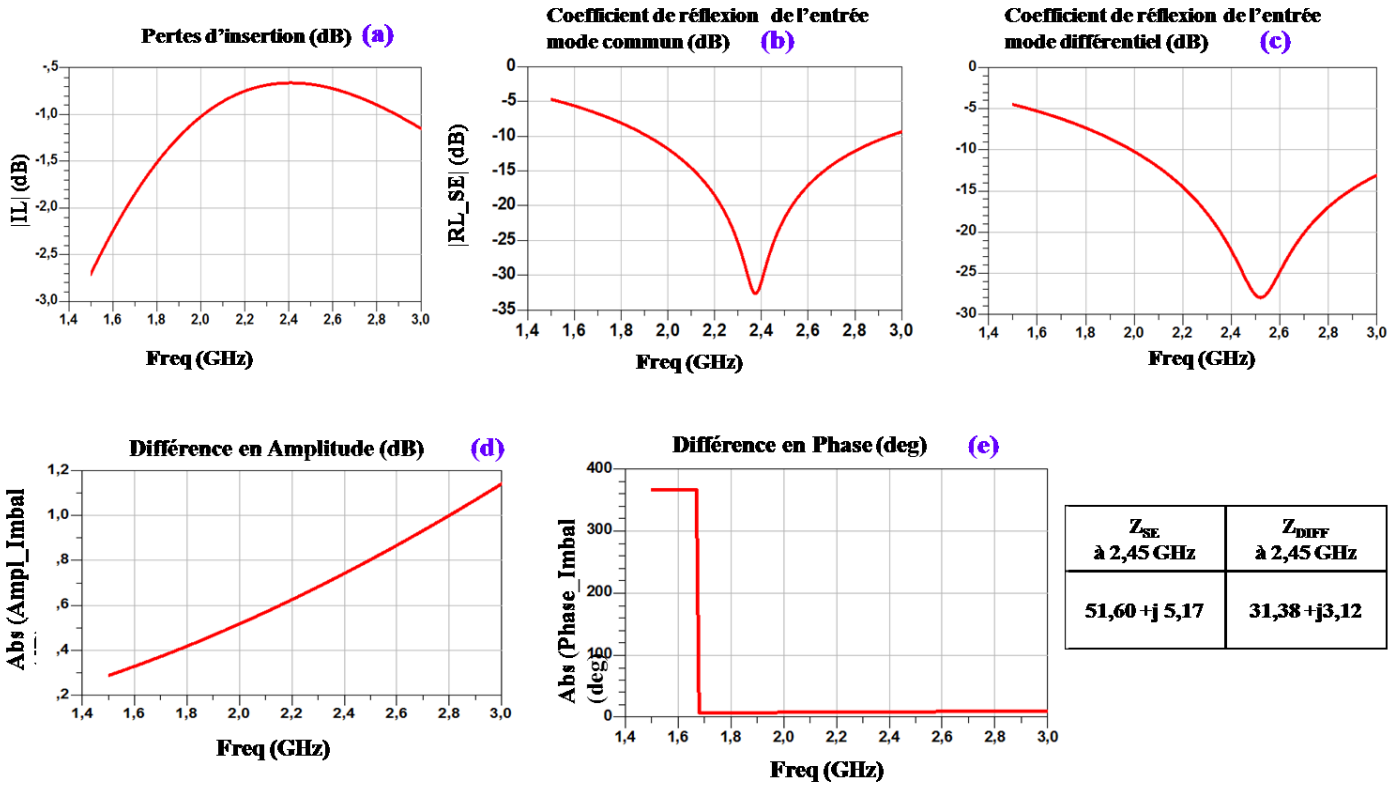
Figure V-5: $|S_{11}|$ et Impédance d'entrée simulés de l'antenne

Cette antenne n'est pas parfaitement adaptée. Pour remédier à ce problème, nous avons essayé de rajouter un stub à l'antenne. Nous avons effectué plusieurs études sur la position, la largeur et la longueur du stub mais les résultats que nous avons obtenus n'ont pas été concluants. Nous avons donc tiré profit de l'utilisation du balun qui permet une transformation d'impédance. Le balun a donc un double avantage car il adapte mieux l'antenne, et nous permet de s'affranchir des courants existant sur le câble lors de la caractérisation de l'antenne.

V.3.3 Performances simulées du dipôle méandré avec un balun intégré

V.3.3.1 Caractéristiques simulés du balun utilisé

Le balun utilisé est un transformateur à changement de mode. Ce balun a été réalisé par la société STMicroelectronics. En effet, à partir de notre cahier des charges, les performances présentées sur la Figure V-6 ont été obtenues. Pour des raisons de confidentialité, nous ne pouvons pas montrer le balun mais nous pouvons brièvement le décrire. Ce balun a deux plots d'entrées pour le mode commun et deux plots de sortie pour le mode différentiel. Sa dimension totale est de 0,45x0,84 mm^2. Comme notre antenne précédente a une impédance d'entrée qui se situe autour des 30 Ohm à 2,45 GHz, le rapport de transformation de ce balun sera de 3/5.



Z_{SE} à 2,45 GHz	Z_{DIFF} à 2,45 GHz
51,60 +j 5,17	31,38 +j3,12

Figure V-6: Performances du balun

Dans la bande [1,5 - 3] GHz, ce balun présente d'assez bonnes performances avec des pertes d'insertion de -0,68 dB à précisément 2,45 GHz (Figure V-6 (a)), un coefficient de réflexion de -25,47 dB sur l'entrée en mode commun (Figure V-6 (b)), et de -25,13 dB sur la sortie en mode différentiel (Figure V-6 (c)). Le déséquilibre en amplitude est de 0,77 dB (Figure V-6 (d)), et de 8,47° en phase.

V.3.3.2 Etude du dipôle avec Balun

V.3.3.2.1 Simulation de l'antenne sans connecteur

Des capacités sont insérées entre les entrées modes différentiels et les entrées modes communs pour améliorer l'adaptation de notre dipôle à notre fréquence de travail. Deux cas de figure ont été étudiés. La première solution consiste à insérer une capacité C_{unb} égale à 3,18 pF entre les entrées de mode commun et la seconde solution consiste à insérer une capacité C_{unb} égale à 3,12 pF entre les entrées mode commun et une capacité C_{diff} égale à 0,298pF entre les sorties en mode différentiel. En premier nous avons effectué des simulations de la structure avec le logiciel de simulation ADS d'Agilent.

La Figure V-7 ci-dessous présente l'antenne avec l'emplacement du balun et la Figure V-8 présente les deux solutions proposées.

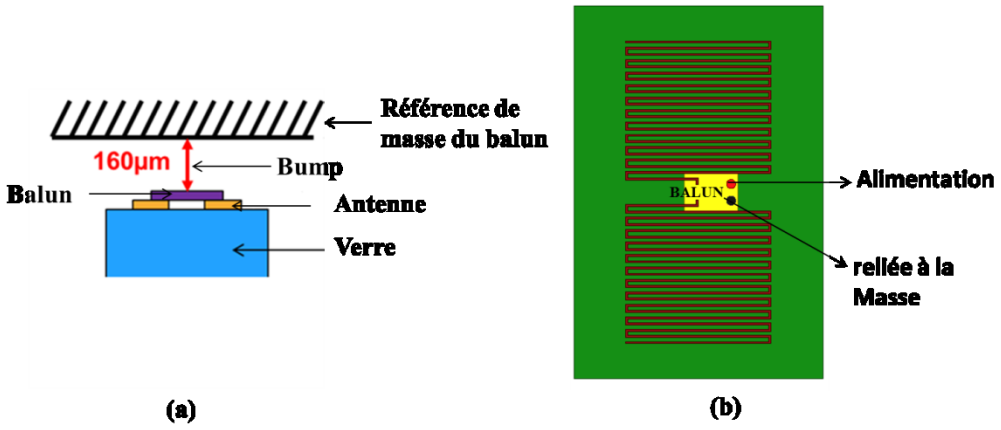


Figure V-7 (a) Vue de coté de l'antenne avec balun, (b) vue de face de l'antenne avec balun

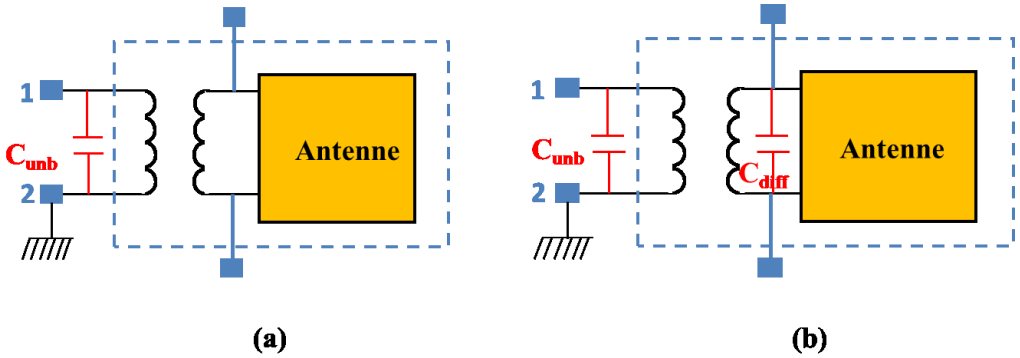


Figure V-8: Position des capacités sur le balun (a) 1ère solution, (b) 2ème solution

En collaboration avec la société STMicroelectronics, nous effectuons des optimisations de notre modèle avec le logiciel ADS. Les résultats du $|S_{11}|$ et de l'impédance de l'antenne avec un balun obtenus sont présentés ci-dessous.

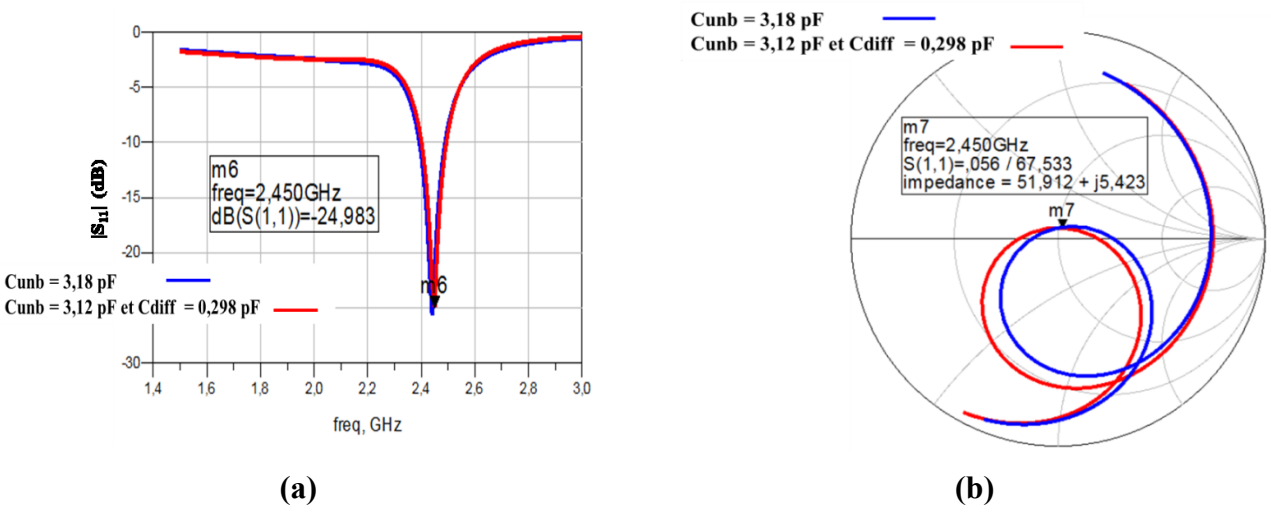
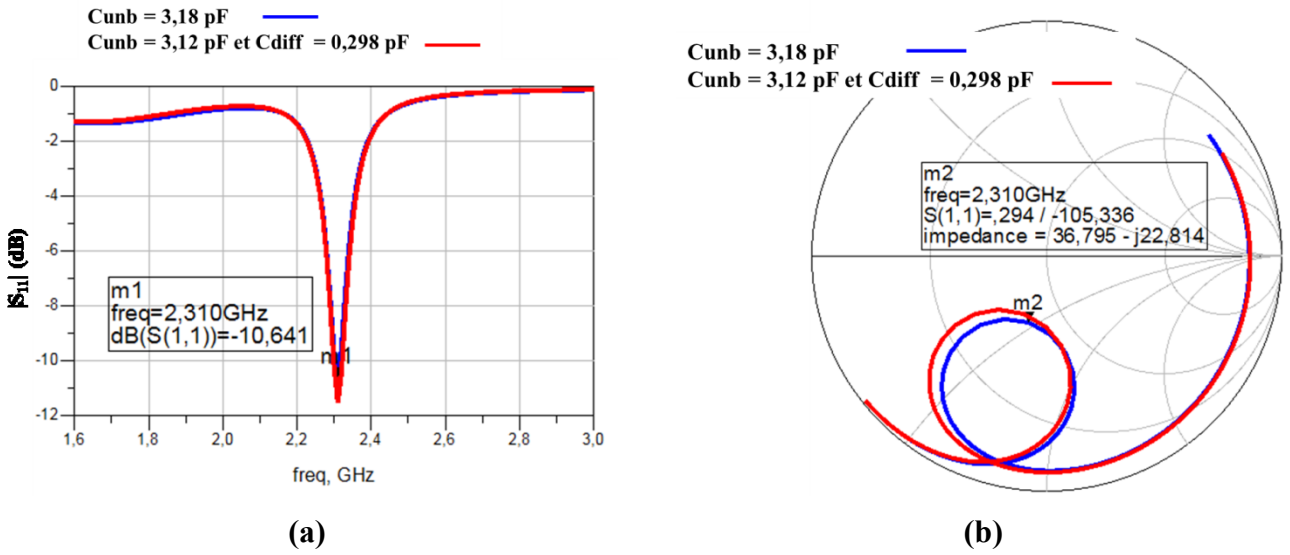


Figure V-9: (a) Comparaison $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée de l'antenne modélisée sous ADS pour les deux solutions d'adaptation par capacité

Pour les deux solutions, l'antenne a un coefficient de réflexion minimum de -24,9 dB pour une fréquence égale à 2,45 GHz, une impédance d'entrée de 51,91 Ohms et une bande passante de 160 MHz à -6 dB et de 100 MHz à -10 dB. Par contre, la modélisation sous ADS ne nous permet pas d'estimer les efficacités et les gains de l'antenne. Nous dessinons alors le modèle complet « antenne + balun » sous HFSS et nous refaisons la simulation de cette antenne pour les deux solutions. Les coefficients de réflexion $|S_{11}|$ et les impédances d'entrée sont présentés ci-dessous (Figure V-10).



(a) (b)

Figure V-10: (a) Comparaison $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée simulés sous HFSS de l'antenne sans connecteur pour les deux solutions d'adaptation par capacité

Pour les deux configurations, les antennes ont un $|S_{11}|$ minimum à 2,31 GHz alors que lorsqu'elles étaient optimisées avec ADS à 2,45 GHz ce qui est une erreur de 5,71%. Cet écart peut être expliqué par la différence de modélisation des capacités avec HFSS et avec ADS. Certains auteurs ont déjà effectué des comparaisons de ce types [Virtanen 2010], [Shanmuganantham 2007],[Mustra 2007]. **Notons que nous n'avons pas pu changer ces valeurs de capacités sous HFSS pour réajuster la bonne fréquence de travail car les antennes étaient déjà en cours de réalisation chez la société STMicroelectronics.**

Les efficacités rayonnées simulées pour les deux solutions ((Cunb égale à 3,18 pF) et (Cunb = 3,12 pF et Cdiff =0,298 pF)) sont de 4,36 % et les gains totaux réalisés simulés sont égaux à -12 dB environ. Les diagrammes de rayonnement obtenus (Figure V-11) sont omnidirectionnels dans les deux cas comme nous nous y attendions.

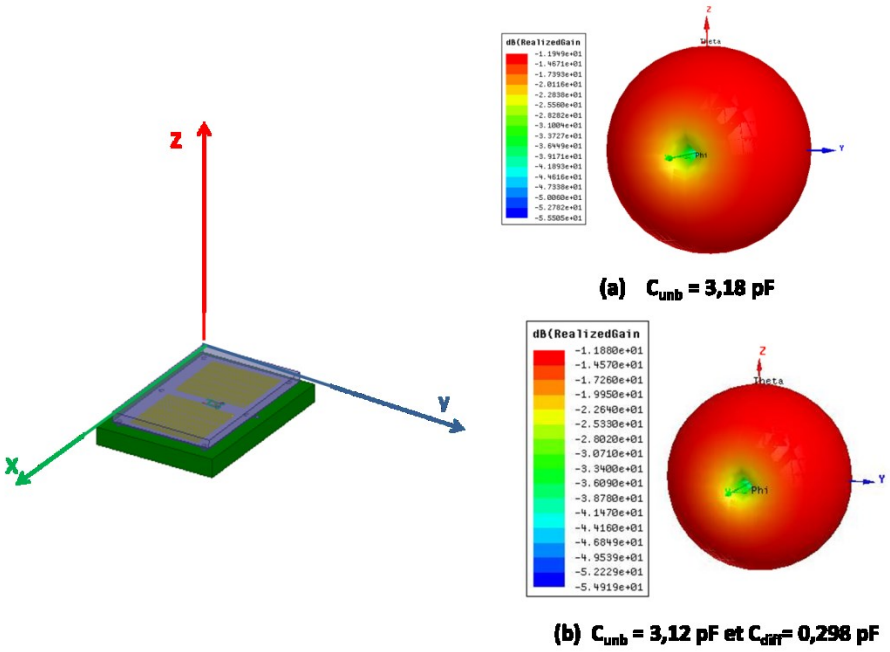


Figure V-11: Diagramme de rayonnement simulé en 3D du dipôle dans les deux cas à F= 2,31 GHz

V.3.3.2.2 Simulation de l'antenne avec connecteur

Par la suite, nous avons choisi de travailler avec la première solution antennaire c'est-à-dire en insérant une seule capacité de 3,18 pF entre les entrées modes communs du balun puisque les performances obtenues des deux solutions sont similaires. L'étude précédente étant effectuée sans connecteur, dans un second temps, nous avons modélisé l'antenne avec le connecteur UFL. Le connecteur UFL a été choisi principalement à cause de sa taille ($3x3mm^2$). La Figure V-12 montre de gauche à droite respectivement les connecteurs SMA (a), MMCX (b) et UFL (c). Le modèle de l'antenne avec le connecteur est présenté sur la Figure V-13.

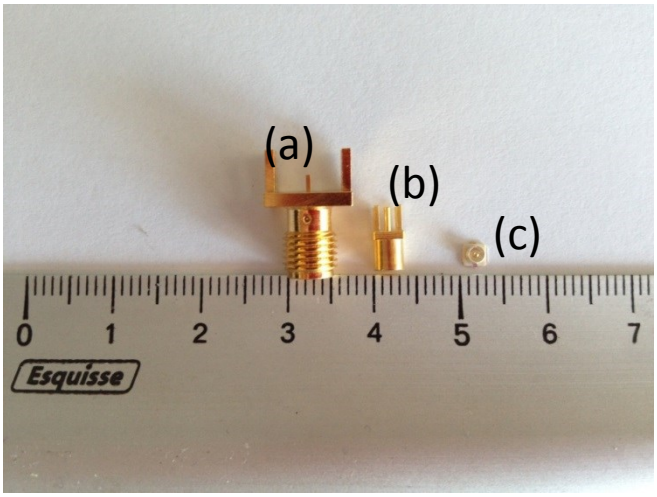


Figure V-12: Connecteurs SMA (a) , MMCX (b) et UFL (c)

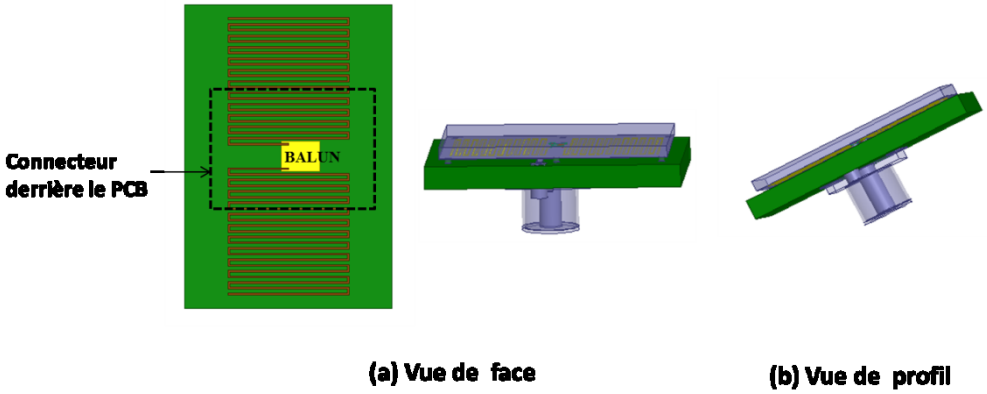


Figure V-13: Modèle du dipôle simulé avec le connecteur UFL

Les résultats de simulation de l'antenne sans connecteur et avec connecteur UFL sont présentés sur la Figure V-14 ci-dessous. Sur la Figure V-14 (a), nous remarquons l'apparition d'un léger minimum du $|S_{11}|$ à F = 1,9 GHz qui peut être expliqué par l'introduction de la capacité. En comparant avec le $|S_{11}|$ de l'antenne sans connecteur, nous constatons que le minimum de $|S_{11}|$ obtenu à 2,31 GHz apparait toujours dans les deux cas. Sur la Figure V-14 (b), nous représentons l'impédance d'entrée des antennes. Nous obtenons un décalage entre les résultats, qui est dû à une différence de phase entre la simulation et la mesure.

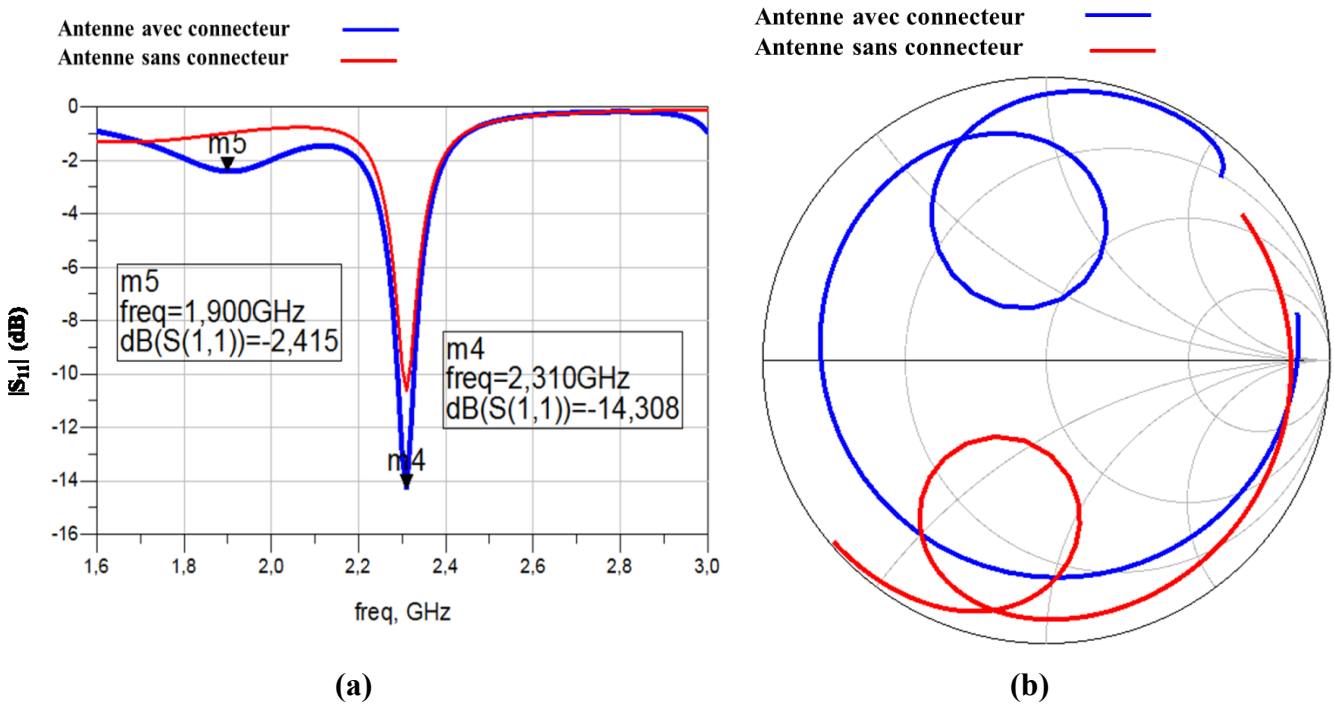


Figure V-14: (a) Comparaison $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée simulés sous HFSS de l'antenne sans et avec connecteur pour C_{unb} = 3,18 pF

Avec le connecteur, l'efficacité totale et l'impédance d'entrée simulées de l'antenne à 2,31 GHz sont respectivement de 3,82 % et de 42,10 Ohms au lieu de 4,36% et de 36,79 Ohms pour l'antenne sans connecteur. Le gain total simulé est aussi de -13,9 dB au lieu de -12 dB. Le diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne est toujours omnidirectionnel et est présenté ci-dessous.

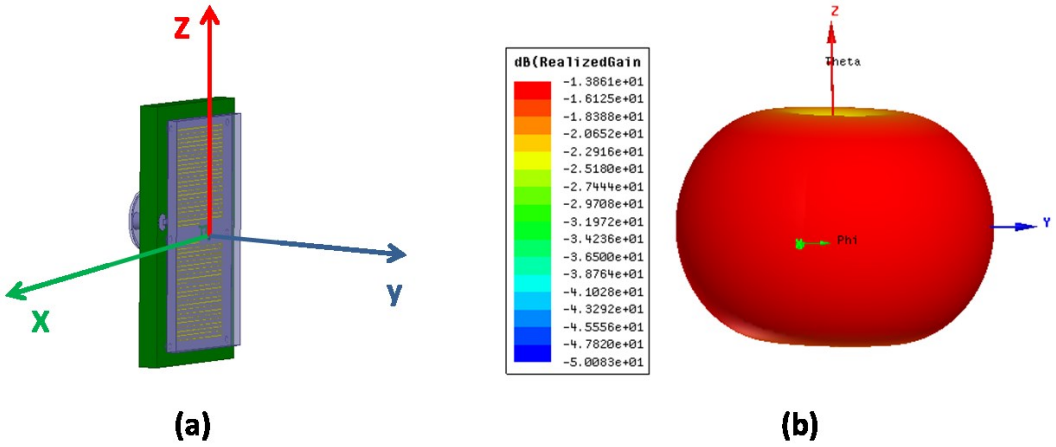


Figure V-15: Position de l'antenne sur le repère et (b) Diagramme en 3D de l'antenne à 2,31 GHz

Dans un second temps, nous simulons le câble coaxial pour avoir une structure plus précise. Nous effectuons une étude paramétrique sur la longueur du câble et la faisons varier entre 10 et 100 mm. Les valeurs prises par le $|S_{11}|$ sont présentées ci-dessous. Dans ce graphe, nous observons toujours le léger minimum autour de 1,9 GHz, et le $|S_{11}|$ minimum principal est également obtenu pour 2,31GHz. Au-delà de 2,7 GHz, un troisième pic fait son apparition et se déplace suivant la longueur du câble. Donc nous pouvons en conclure que ce dernier est certainement dû au courant existant sur le câble. Par contre Les deux premiers pics obtenus à 1,9 GHz et à 2,31 GHz ne varient pas et sont donc propres à l'antenne.

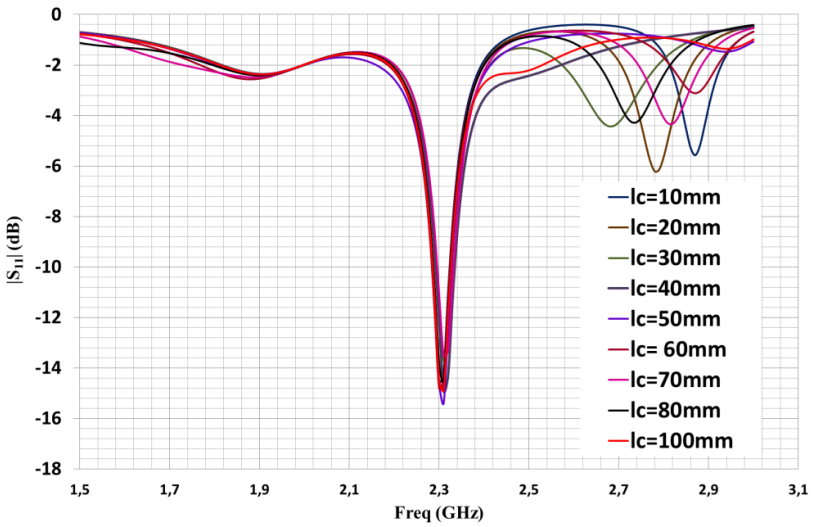
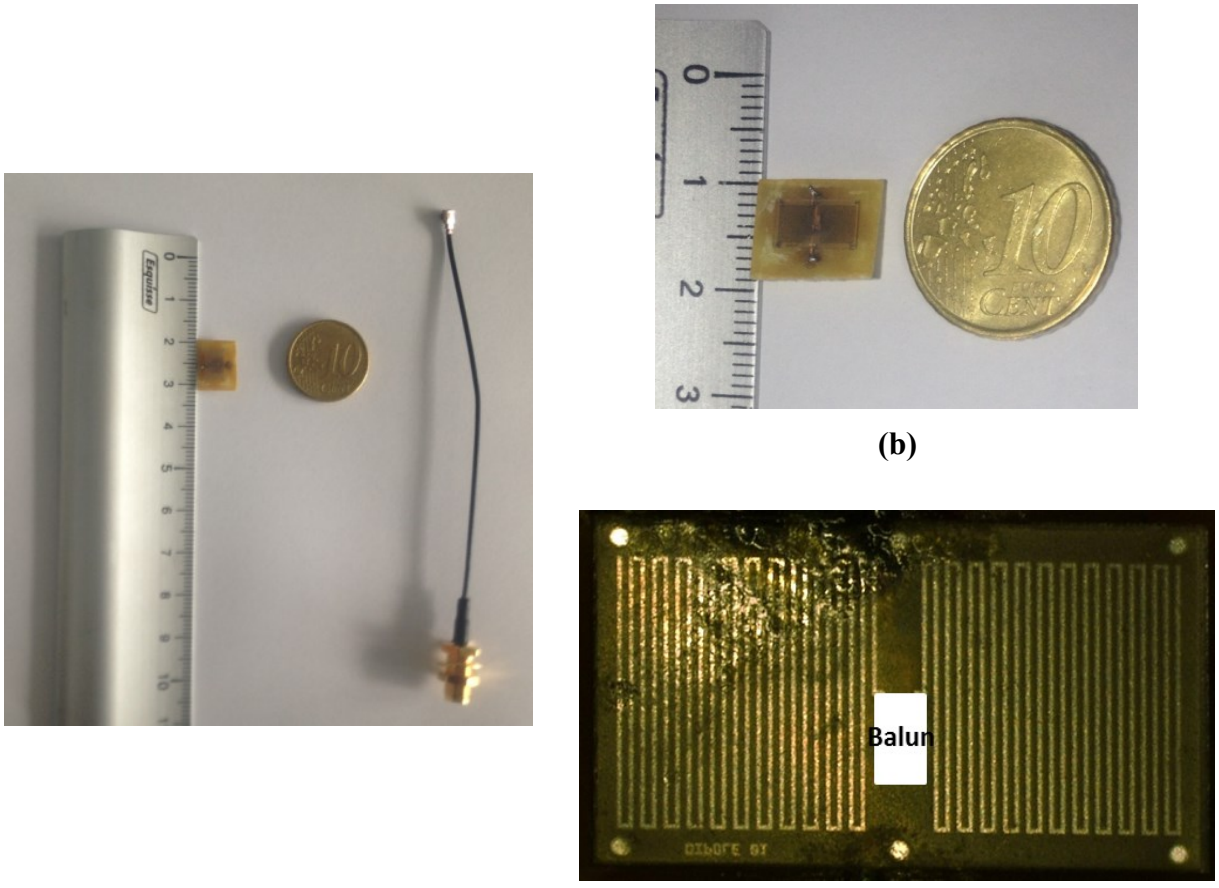


Figure V-16: $|S_{11}|$ de l'antenne simulée en faisant varier la longueur du câble

V.3.3.2.3 Validation expérimentale

Nous allons maintenant essayer de confirmer ces résultats simulés en effectuant des mesures de l'antenne. Notons que les mesures effectuées sont très délicates du fait de la taille de l'antenne. Pour s'assurer des résultats mesurés, trois prototypes ont été réalisés et nous avons obtenu dans les trois cas, les mêmes résultats lors de leur mesure. Pour ces mesures, l'antenne conçue est positionnée sur un substrat un peu plus grand que prévu de dimensions 10x8mm^2 au lieu de 8x6mm^2 pour faciliter la fabrication. Notons que cela n'a pas d'influence sur les résultats. La structure ainsi que le câble utilisé pour les mesures sont présentés ci-dessous.

La Figure V-17 (a) présente l'antenne et le câble et la Figure V-17 (b) présente l'antenne toute seule.



(a) **(b)** **(c)**

Figure V-17: Structure mesurée, (a) Antenne + câble, (b) Antenne seule (c) Zoom sur l'antenne

Coefficient de réflexion et impédance :

Nous allons présenter les résultats du $|S_{11}|$, de l'impédance d'entrée, de l'efficacité et du gain de l'antenne. Les mesures seront comparées avec la simulation de l'antenne ayant une longueur de câble de 80 mm qui est à peu près la longueur de notre câble relié à l'UFL en pratique. Les courbes du $|S_{11}|$ et de l'impédance présentent des différences notamment pour la fréquence pour laquelle nous avons le minimum de $|S_{11}|$ qui est de de 2,15 GHz en mesure et de 2,31 GHz en simulation. Cette différence de 7,35 % peut s'expliquer par la présence des soudures à proximités de l'antenne mais plus certainement de la connexion de l'antenne au câble coaxial. L'impédance mesurée est de 47 Ohms et de 42,10 Ohms en simulation. On remarque expérimentalement que le troisième minimum se déplace lorsque l'on promène le doigt sur le câble, ce qui nous confirme que celle-ci est bien amenée par le câble (Voir Figure V-19). Sur la Figure V-18 (b), nous notons bien la différence de phase introduite par le câble entre la mesure et la simulation.

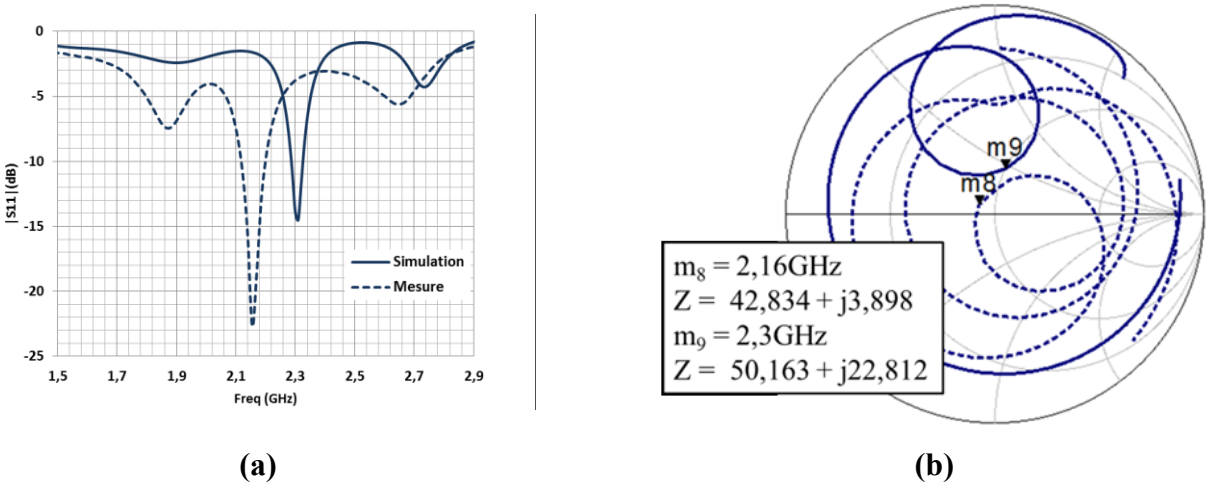


Figure V-18: Comparaison simulation et mesure de l'antenne, (a) $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée

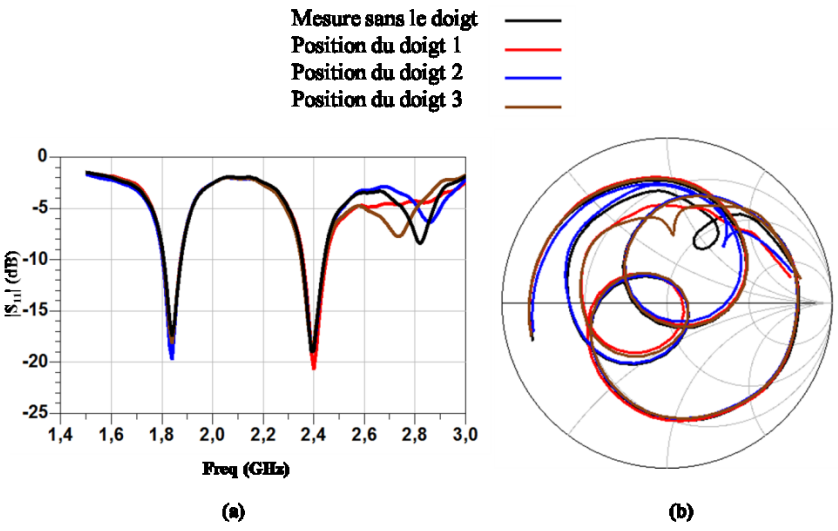


Figure V-19: Comparaison de la mesure de l'antenne en déplaçant le doigt sur le câble (a) |S11| et (b) Impédance d'entrée de l'antenne

Efficacité totale

Les efficacités totales mesurées et simulées sont présentées sur la Figure V-20 ci-dessous.

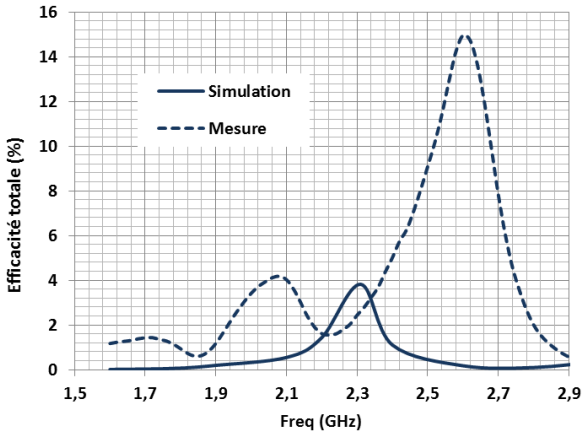


Figure V-20: Comparaison de l'efficacité totale simulée et mesurée de l'antenne

Les résultats obtenus ne sont pas identiques comme nous nous y attendions à cause du décalage de la fréquence de travail. En simulation, nous avons une efficacité maximale totale de 3,82 % pour F égale 2,31 GHz. En mesure, l'efficacité maximale (4,01%) est obtenue pour F égale 2,1 GHz, ce qui est assez proche. Il est intéressant de noter que bien qu'ayant un décalage fréquentiel, les efficacités obtenues sont en très bon accord. Aussi, nous observons bien sur ce graphe l'effet du câble rayonnant qui nous donne une efficacité d'à peu près 15% autour de 2,6 GHz. Ces résultats nous permettent de valider nos simulations

Mesure du champ proche de la structure

Pour bien montrer les parties à forts courants de notre structure, nous avons mesuré et analysé le champ proche E et H de l'antenne alimentée par câble sur un banc de mesure dédié. Ce banc de mesure est présenté en **Annexe**. La Figure V-21 ci-dessous précise les axes du banc de mesure par rapport à l'antenne.

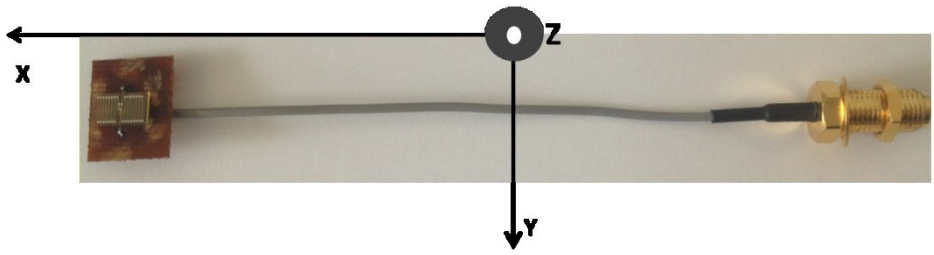


Figure V-21: Positionnement de l'antenne avec le câble par rapport aux axes du banc de mesure

Les résultats obtenus pour les fréquences de 1,9 GHz, 2,15 GHz et de 2,65 GHz sont présentés ci-dessous.

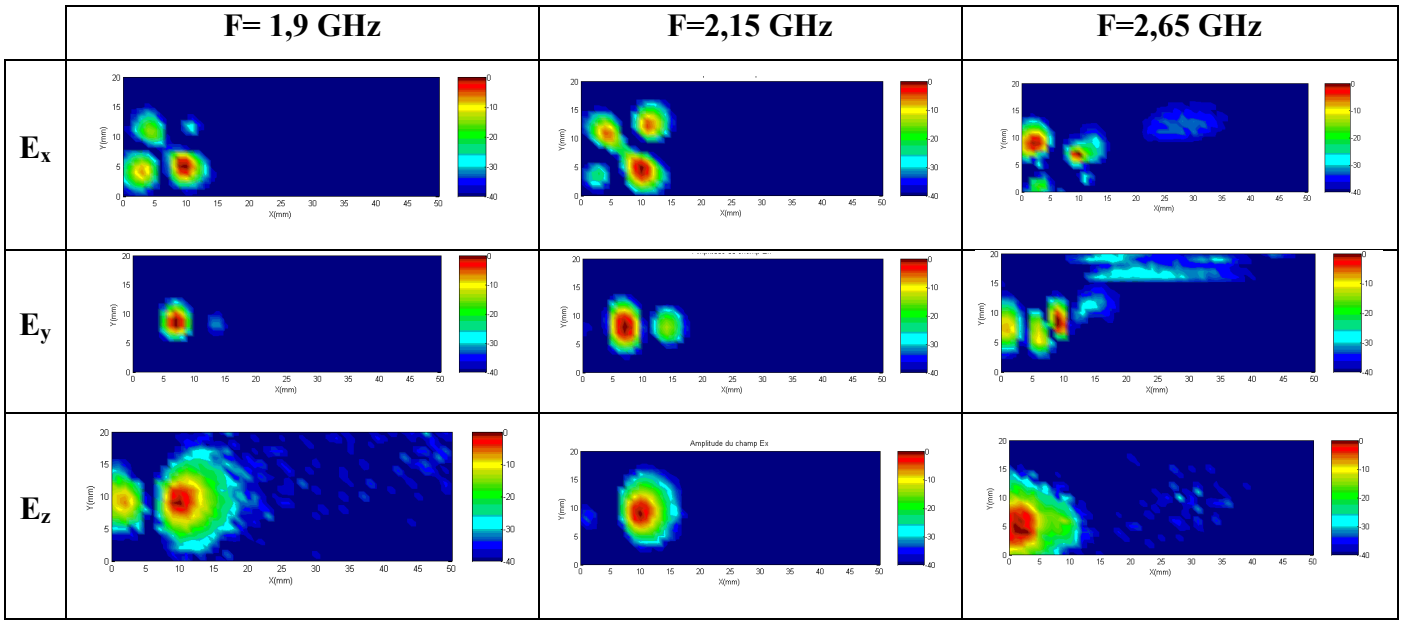


Figure V-22: Mesures des champs E de l'antenne

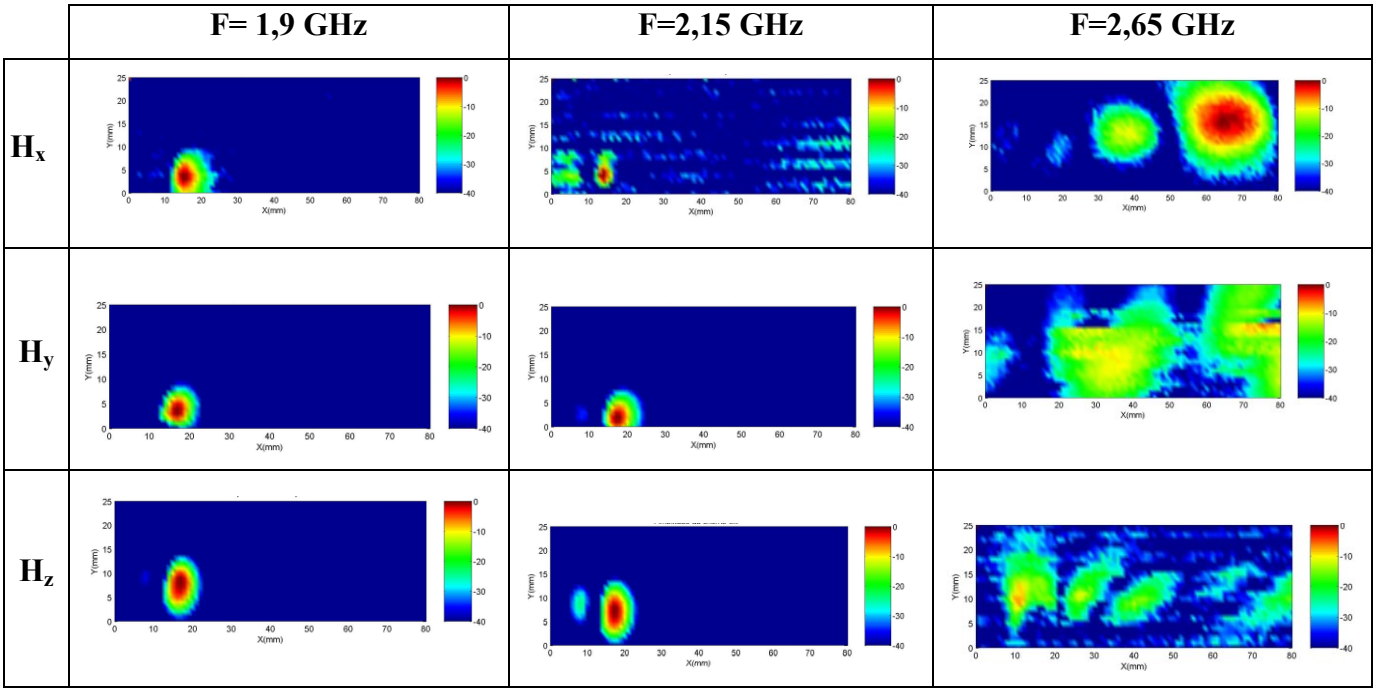


Figure V-23: Mesures des champs H de l'antenne

Ces résultats confirment bien nos affirmations précédentes qui étaient que les pics à 1,9 GHz et à 2,15 GHz sont propres à l'antenne tandis que celui à 2,65 GHz est principalement dû au courant existant sur le câble.

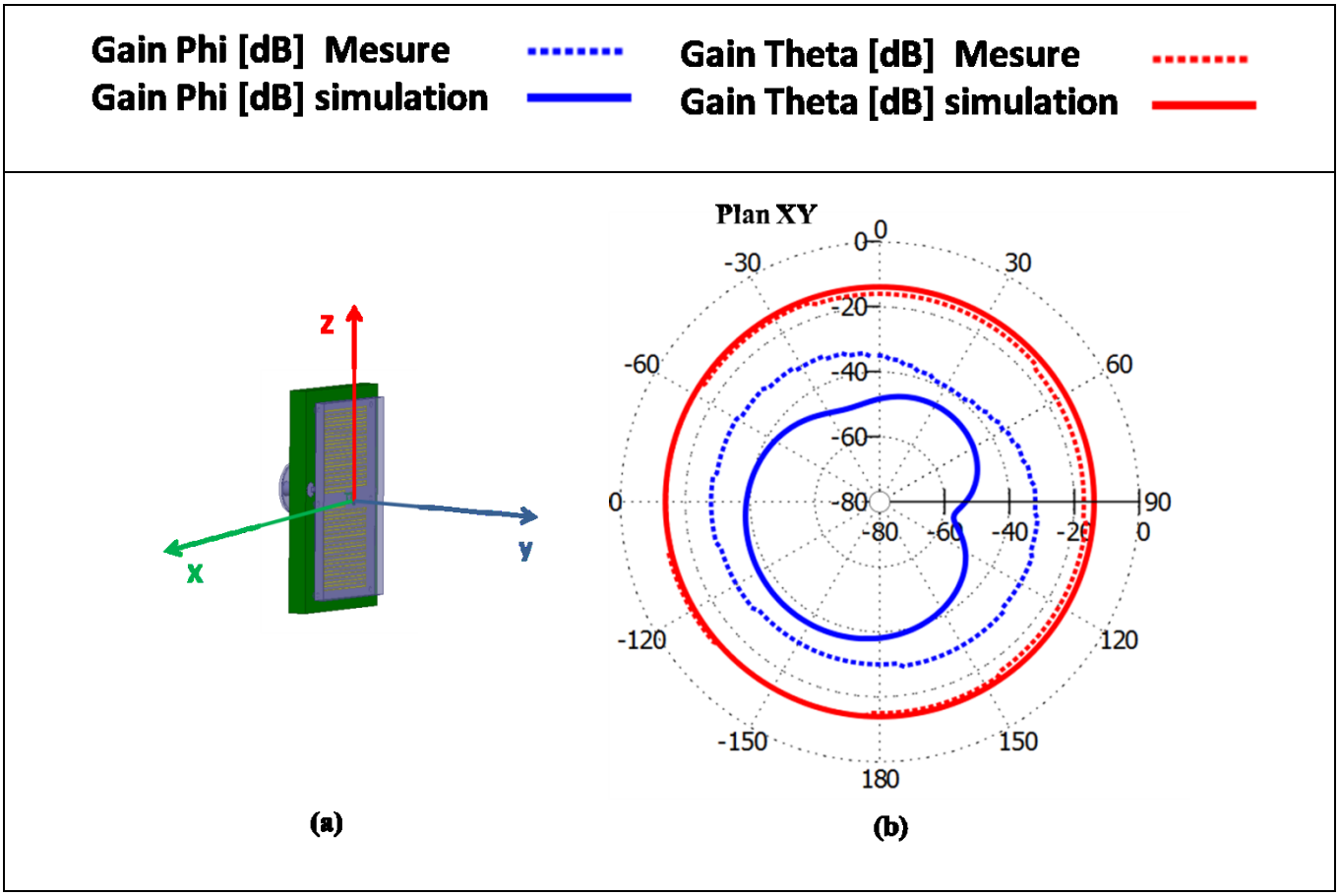
Gain et rayonnement

Nous allons maintenant comparer les gains co-polarisation et cross-polarisation de l'antenne à la fréquence f_0. La position de l'antenne sur le repère est précisée dans la Figure V-24.

Nous constatons de grosses différences entre les gains phi simulés et mesurés pour tous les plans. Cette différence obtenue s'explique par le fait que le gain en phi est très faible (de l'ordre de -40 dB), et donc les mesures sont énormément bruitées.

Lorsque que nous regardons les gains en Theta, dans le plan XZ et YZ, des distorsions assez importantes apparaissent à certains endroits entrainant un écart entre les valeurs obtenues en simulation et en mesure. Ces distorsions peuvent être dues au câble coaxial qui comme nous l'avons montré précédemment, impacte nos mesures. Si nous regardons maintenant le gain Theta dans le plan XY, nous obtenons une assez bonne concordance entre la simulation et la mesure.

Les gains mesurés et simulés dans la direction horizontale du dipôle sont respectivement de -13,9 dB et de -13,8 dB. Dans les autres directions, le gain mesuré est supérieur au gain simulé. Cette différence est surement due au câble qui participe au rayonnement. De façon générale, la forme du diagramme de rayonnement de l'antenne est typiquement celui d'un dipôle. Ces gains très faibles sont typiquement respectables pour des antennes aussi petites [Compston 2008].



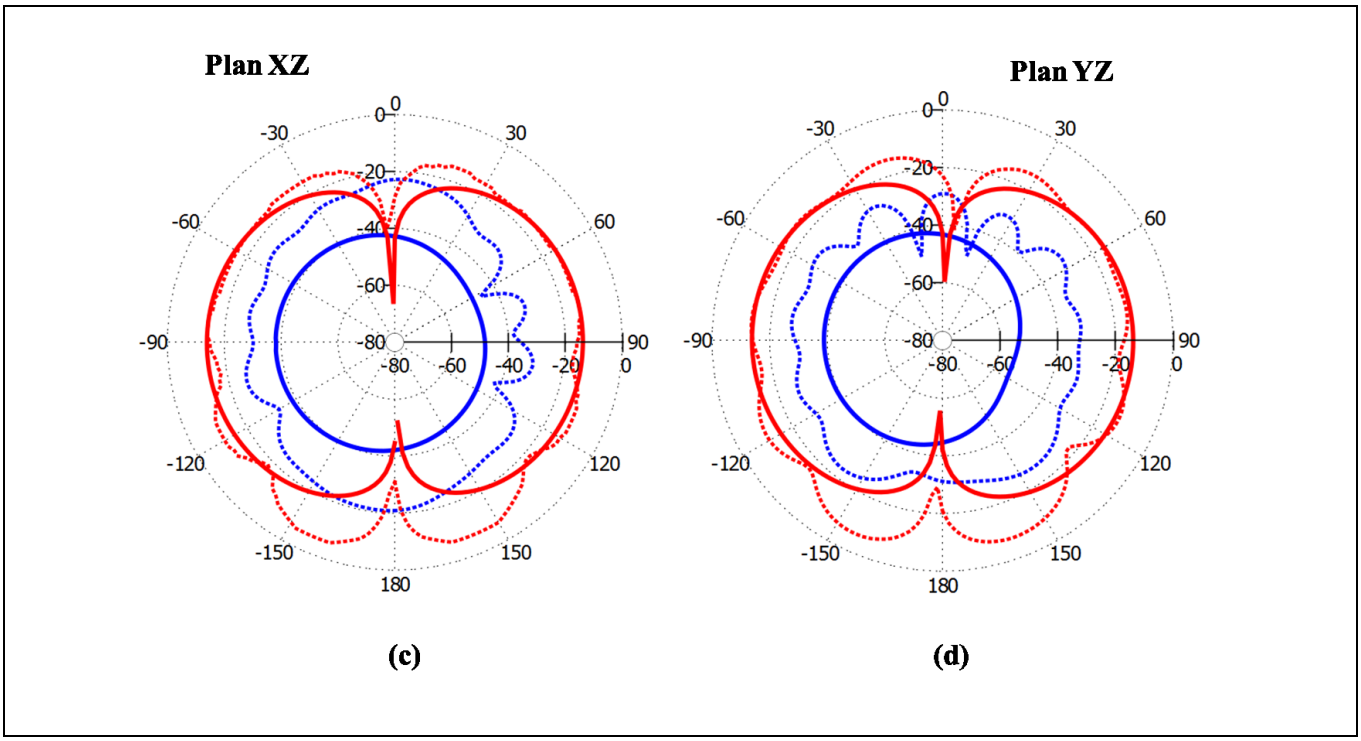


Figure V-24: Comparaison simulation et mesure des Gains en Phi et en Theta de l'antenne à F_0, (a) position de l'antenne par rapport aux axes

L'étude précédente nous a montré que l'intégration du balun à notre antenne nous permet de pouvoir les caractériser au mieux en isolant les courants qui perturbent le champ proche de l'antenne. Nous obtenons quand même un décalage entre les mesures et les simulations. Malgré cela, nous validons expérimentalement les simulations. En plus d'avoir des performances très correctes pour une antenne aussi petite [Best 2010], nous avons aussi démontré la faisabilité de la mesure de ces petites antennes dans le cas de l'utilisation d'un balun intégré.

V.4 Etude d'un dipôle méandré sur substrat IPD et sur PCB

Dans cette partie, une antenne dipôle méandrée simultanément sur un substrat IPD et sur un substrat FR4 devant travailler à 2,45 GHz sera étudiée, toujours dans le but d'améliorer les performances de petites antennes. Les méandres seront reliés par des bump qui ont un diamètre de 240 µm, une hauteur de 160 µm et qui sont au nombre de 30. Les brins situés sur le verre ont une largeur de 50 µm et ceux sur le PCB, une largeur de 150 µm (voir ci-dessous).

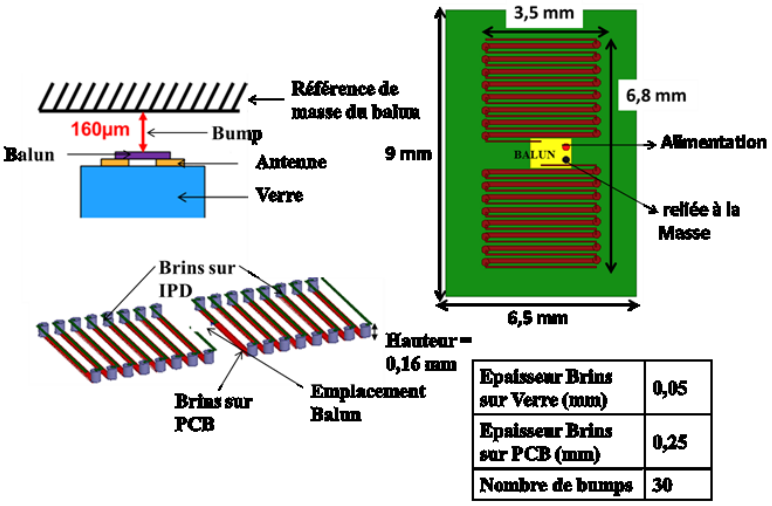


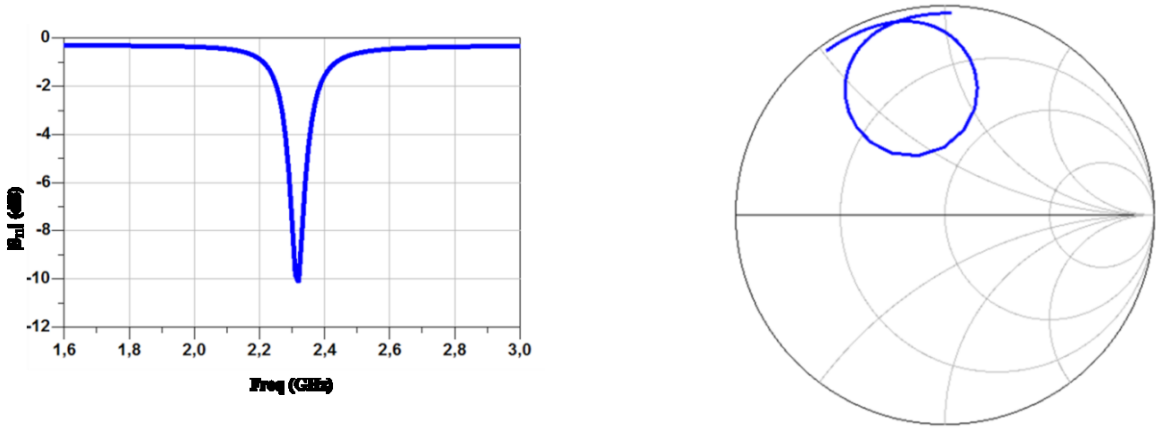
Figure V-25: Descriptif de l'antenne simulée (a) Vue globale, (b) Vue de face de l'antenne avec emplacement balun, (c) Antenne seule

Nous effectuerons principalement les simulations avec le logiciel électromagnétique HFSS. L'étude est réalisée de la même manière que précédemment, en simulant l'antenne sans et avec connecteur, sans et avec capacités. Nous avons aussi étudié l'effet de la longueur du câble sur le coefficient de réflexion.

V.4.1 Performances simulées de l'antenne sans connecteur

V.4.1.1 Coefficient de réflexion de l'antenne sans capacités

Initialement, nous simulons l'antenne et le balun. Les résultats du $|S_{11}|$ et de l'impédance sont présentés ci-dessous.



(a) (b)

Figure V-26: (a) Coefficient de réflexion et (b) Impédance d'entrée de l'antenne simulée avec un balun

Cette antenne a un $|S_{11}|$ minimum de -10,15 dB et une impédance d'entrée égale à 118,5 Ohms à 2,32 GHz.

V.4.1.2 Performances de l'antenne simulée avec une capacité

Pour l'adapter à 2,45 GHz, nous insérons une capacité de 2,5 pF entre les entrées modes différentiels de l'antenne.

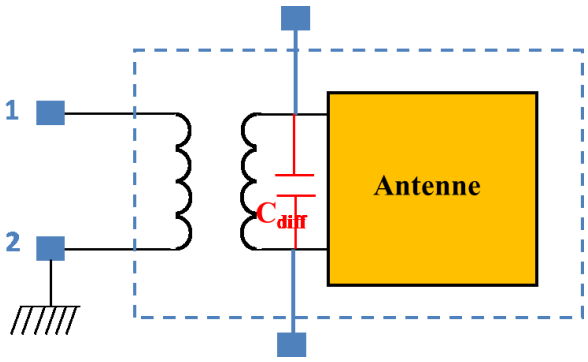
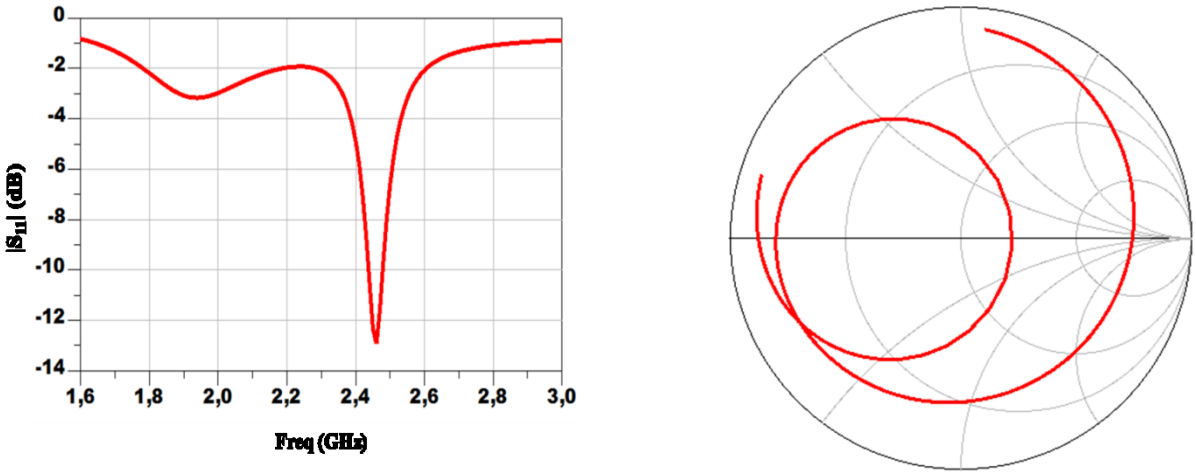


Figure V-27 : Antenne + balun avec emplacement de la capacité

Le coefficient de réflexion ainsi que l'impédance de l'antenne sont présentés ci-dessous (Figure V-28). Le minimum de $|S_{11}|$ est obtenu pour une fréquence F égale à 2,45 GHz. De plus, nous observons l'apparition d'un autre pic autour de 1,9 GHz lorsque nous insérons la capacité, comme pour l'antenne précédente. La bande passante obtenue en simulation autour de 2,45 GHz est de 90 MHz (de 2,41 GHz à 2,51 GHz) à -6 dB, et de 40 MHz (de 2,44 GHz à 2,48 GHz) à -10 dB. L'impédance d'entrée et l'efficacité totale obtenues pour cette antenne sont respectivement de 78,5 Ohms et de 6,50 %. Le diagramme de rayonnement obtenu est typiquement celui d'un dipôle avec un gain maximal réalisé simulé de -10,21 dB. Il est donné sur la Figure V-29 (b).



(a) **(b)**

Figure V-28: (a) Coefficient de réflexion et (b) Impédance d'entrée de l'antenne simulée avec une capacité

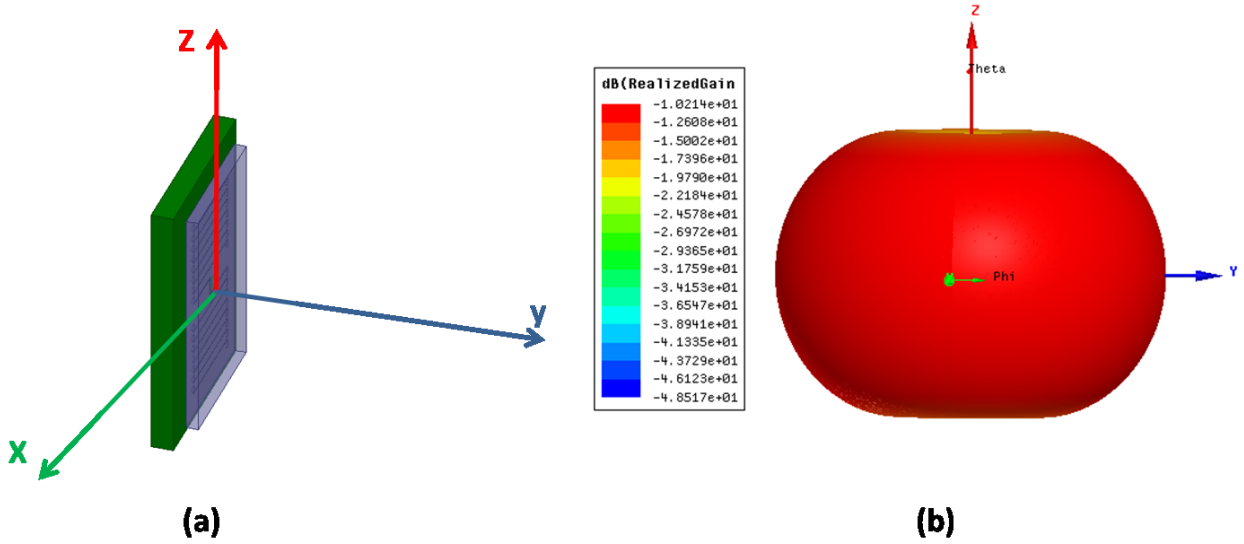


Figure V-29: (a) position de l'antenne par rapport aux axes et (b) diagramme de rayonnement en 3D à 2,45 GHz

V.4.1.3 Simulation de l'antenne avec un connecteur

Pour une caractérisation précise, nous re-simulons notre antenne avec le connecteur UFL montré précédemment sur la Figure V-12. Le modèle simulé est le suivant :

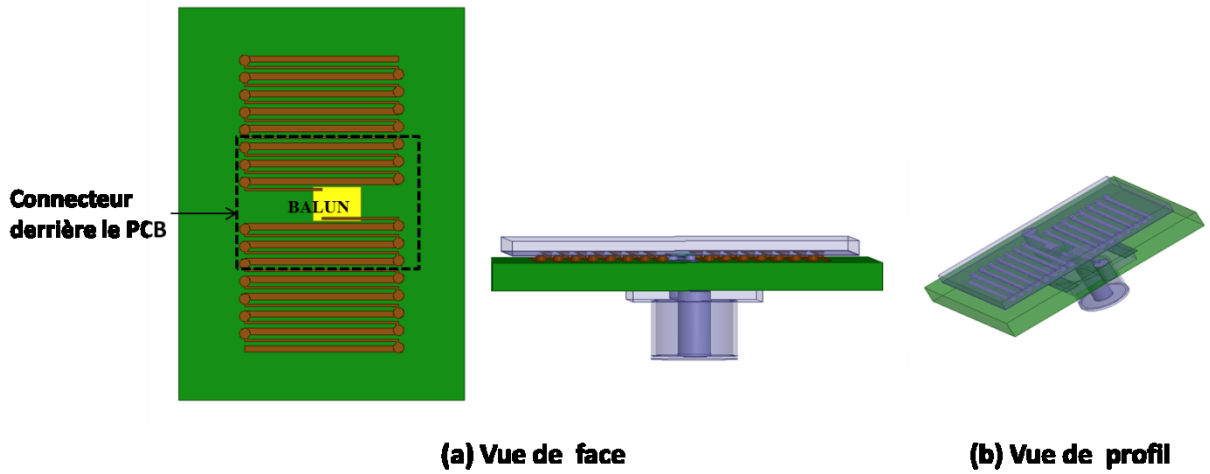


Figure V-30: Dipôle avec connecteur UFL

Nous présentons ci-dessous les résultats du coefficient de réflexion, de l'impédance d'entrée (Figure V-31) et du gain (Figure V-32). Nous constatons que le minimum de $|S_{11}|$ à 1,9 GHz est passé de -3 dB à -8 dB tandis que le minimum de $|S_{11}|$ à 2,45 GHz de -13 dB à -9 dB. Il est cependant intéressant de noter que les deux pics sont toujours obtenus aux mêmes fréquences, donc l'ajout du connecteur ne modifie pas la fréquence de travail de l'antenne. Le gain maximal simulé à 2,45 GHz est égal à -11,47 dB au lieu de -10,21 dB pour l'antenne simulée sans le connecteur, l'efficacité totale quant à elle est

égale à 4,84 % au lieu de 6,50 % et l'impédance d'entrée de 65 Ohms au lieu de 78,5 Ohms. Le diagramme de rayonnement en 3D reste omnidirectionnel dans le plan xOy.

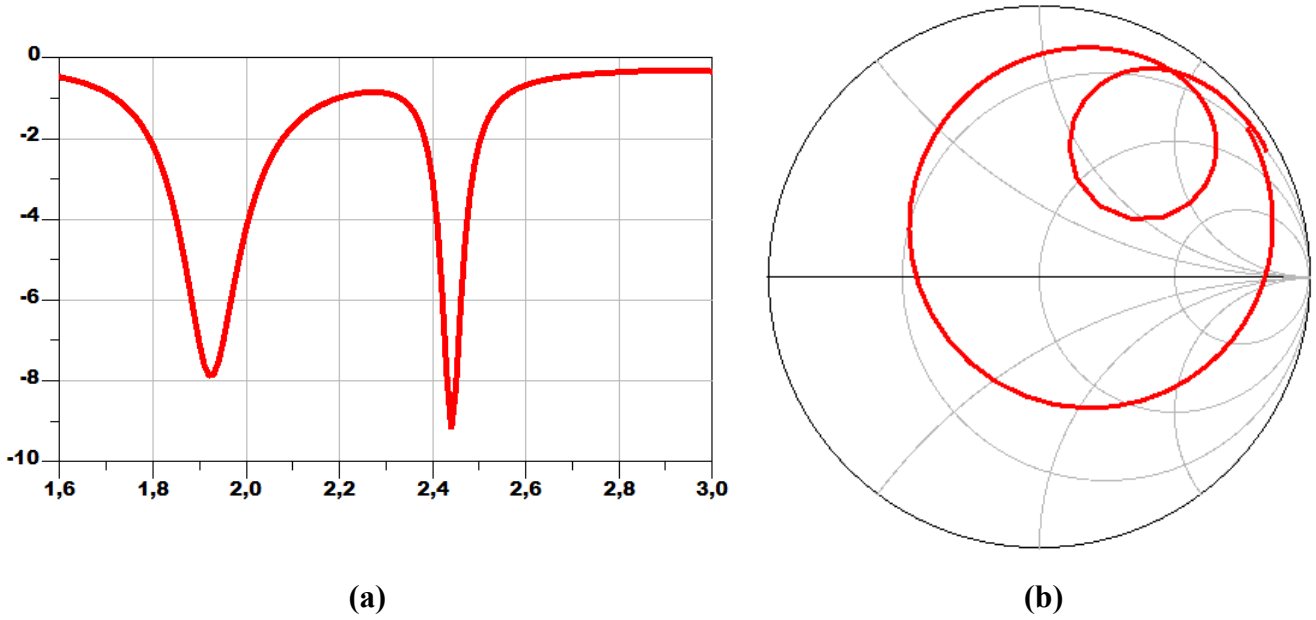


Figure V-31: (a) Coefficient de réflexion et (b) Impédance d'entrée de l'antenne simulée avec un connecteur

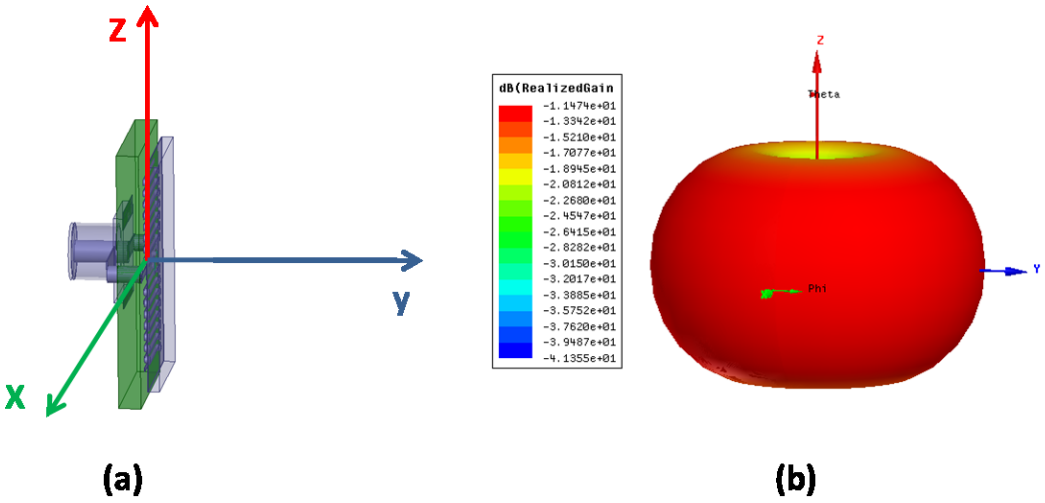


Figure V-32: (a) position de l'antenne par rapport aux axes et (b) diagramme de rayonnement en 3D à 2,45 GHz de l'antenne avec connecteur

Par la suite, nous intégrons le câble coaxial dans le modèle de simulation et nous faisons une étude paramétrique sur sa longueur en le faisant varier entre 10 et 100 mm. Nous constatons l'apparition d'un troisième pic au-delà de 2,6 GHz. La position de ce troisième pic varie en fonction de la longueur

du câble, donc nous en concluons qu'elle est introduite par le câble. Notons que les pics obtenus à 1,9 GHz et à 2,45 GHz ne varie quasiment pas, donc ils sont propres à l'antenne.

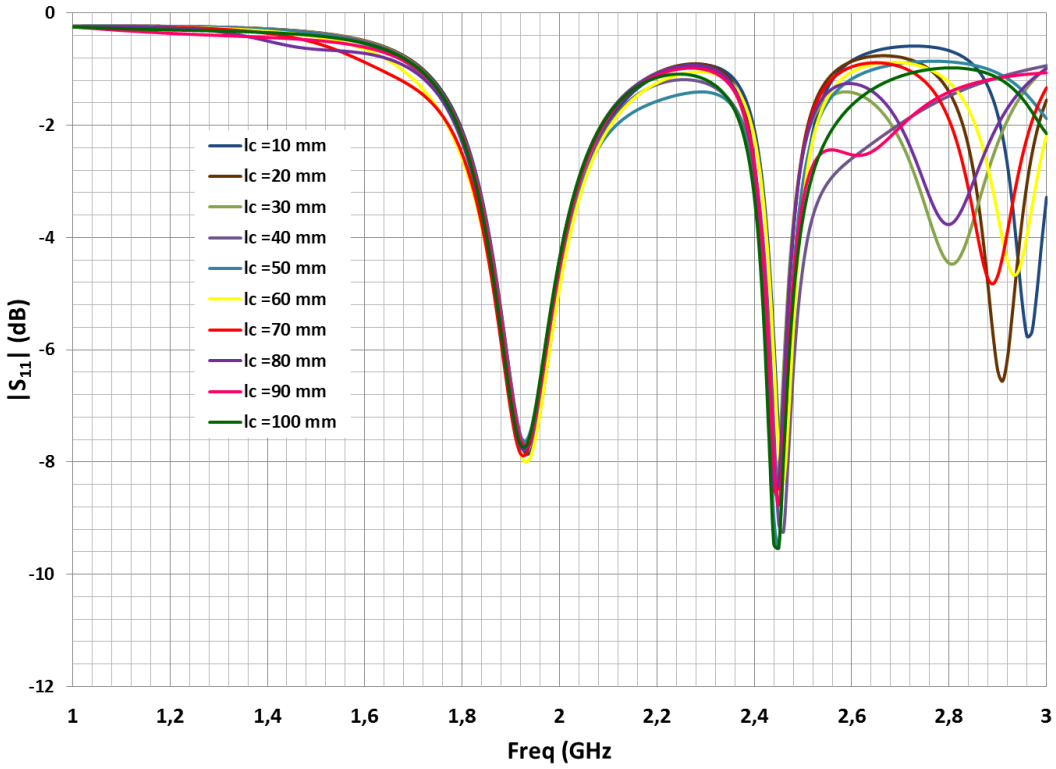
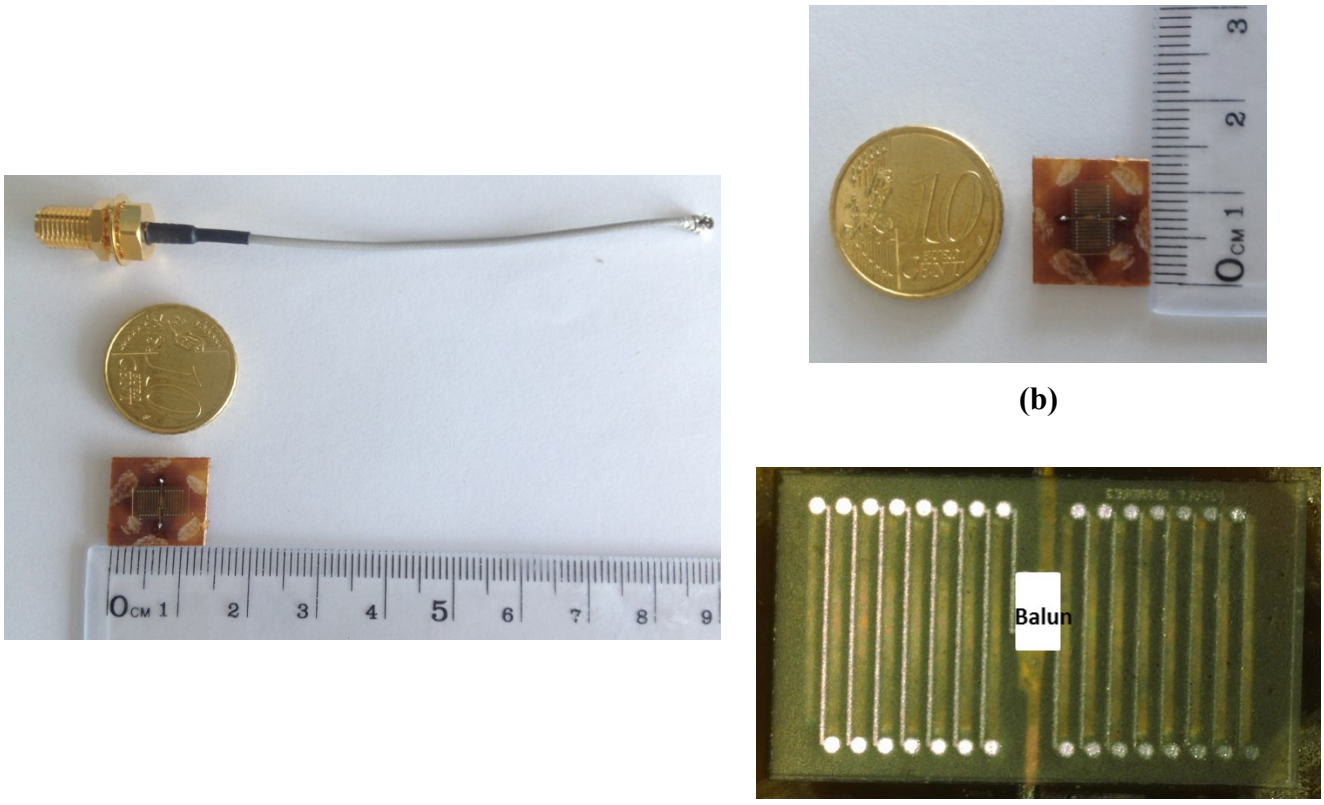


Figure V-33: $|S_{11}|$ de l'antenne simulée en faisant varier la longueur du câble

V.4.2 Validation expérimentale

Comme pour le cas précédent, les mesures de l'antenne sont très délicates du fait de la taille. Donc nous réalisons notre antenne sur un substrat de dimensions 12x12 mm^2 au lieu de 8x6mm^2. La structure réalisée est présentée ci –dessous.

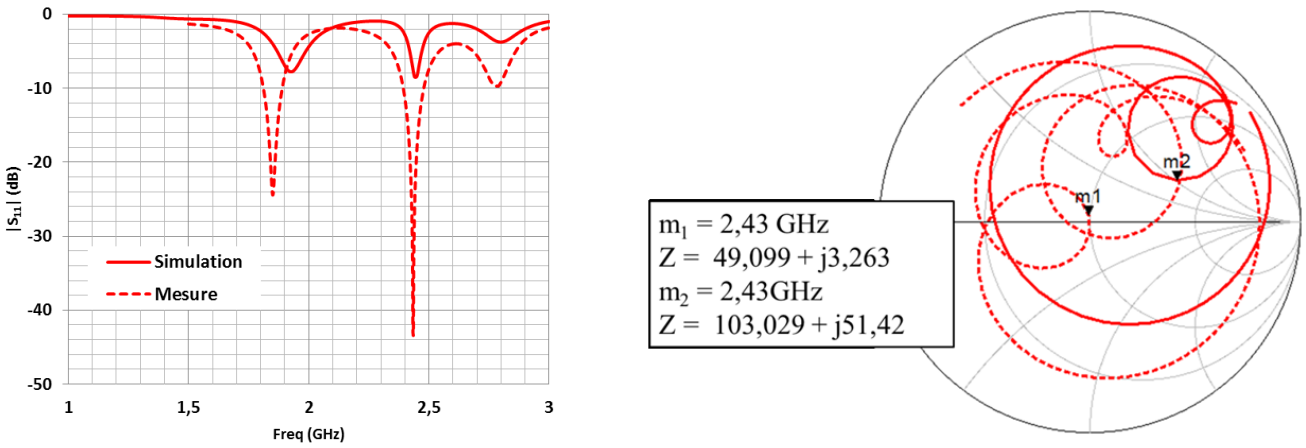


(a) (b) (c)

Figure V-34: Photographie de l'antenne réalisée et du câble (a), de l'antenne (b) , (c) zoom sur l'antenne

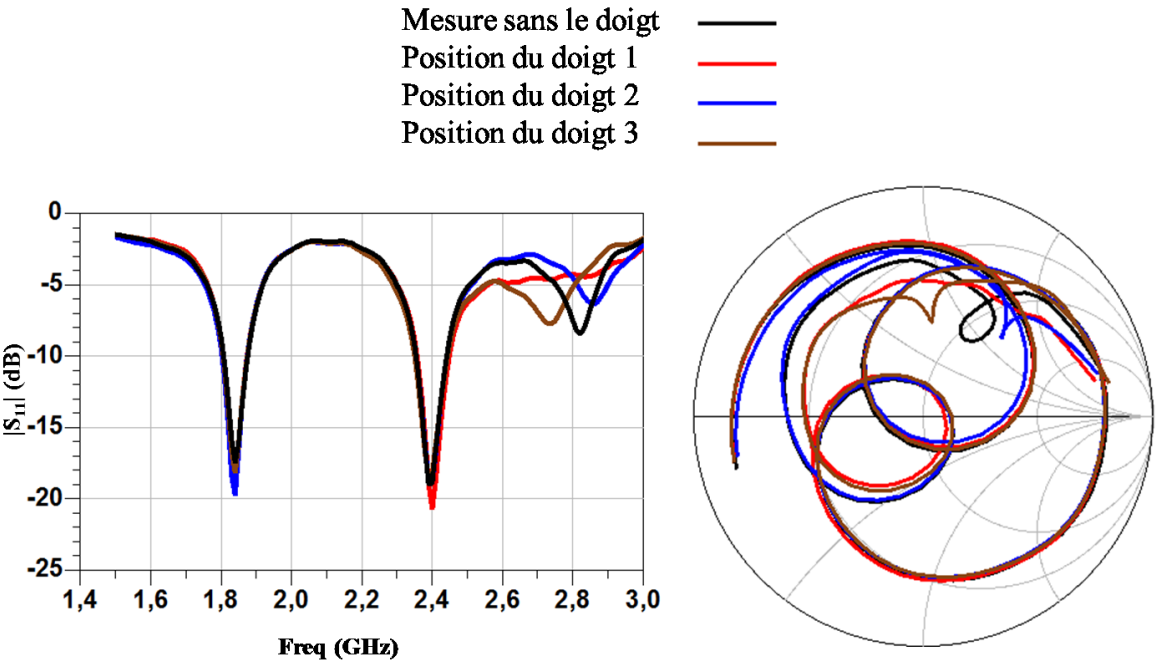
Coefficient de réflexion

Nous présentons ici, les résultats du $|S_{11}|$ et de l'impédance d'entrée de l'antenne simulée et mesurée avec un câble d'environ 80 mm de long. Sur la Figure V-35 (a), bien que nous ayons de petits écarts pour le minimum de $|S_{11}|$, nous observons quand même une assez bonne concordance fréquentielle entre la mesure et la simulation. En effet, la fréquence de travail en simulation est de 2,45 GHz pour un minimum de $|S_{11}|$ de -8,5 dB et en mesure, elle est de 2,44 GHz avec un $|S_{11}|$ de -42,4 dB. Un petit écart est observé pour le premier pic qui est de 1,9 GHz en simulation avec un $|S_{11}|$ de – 8 dB et de 1,85 GHz en mesure avec $|S_{11}|$ de -23,4 dB. L'impédance d'entrée mesurée de l'antenne est de 49,5 Ohms. Le pic du au câble est obtenu autour de 2,77 GHz dans les deux cas. Comme pour l'antenne étudiée précédemment (section V-3), nous représentons, sur la Figure V-36, le $|S_{11}|$ et l'impédance d'entrée mesurés de l'antenne dans le cas où nous bougeons notre doigt sur le câble pour bien montrer que le troisième pic est dû au câble Sur la Figure V-35 (b), nous avons bien les trois boucles et le déphasage entre la mesure et la simulation pour l'impédance d'entrée.



(a) **(b)**

Figure V-35: (a) $|S_{11}|$ et (b) impédance d'entrée du dipôle



(a) **(b)**

Figure V-36: Comparaison de la mesure de l'antenne en déplaçant le doigt sur le câble (a) |S11| et (b) Impédance d'entrée de l'antenne

Efficacité totale

En comparant la mesure et la simulation de l'efficacité totale de cette antenne sur la Figure V-37 nous obtenons un décalage entre les valeurs maximales. En effet, en mesure, nous avons principalement deux pics : nous avons une efficacité mesurée de 5,62%, à F égale à 2,31 GHz, et de 15 % à F égale à 2,7 GHz. Or en simulation, nous obtenons une efficacité maximale de 4,84% à F égale à 2,45 GHz. Comme nous l'avons affirmé précédemment, le fait que l'antenne soit connectée au câble coaxial est sûrement la cause du décalage fréquentiel. Il est intéressant de noter que nous observons bien l'effet du câble en mesure sur ce graphe qui nous donne une grande valeur pour l'efficacité à 2,7 GHz.

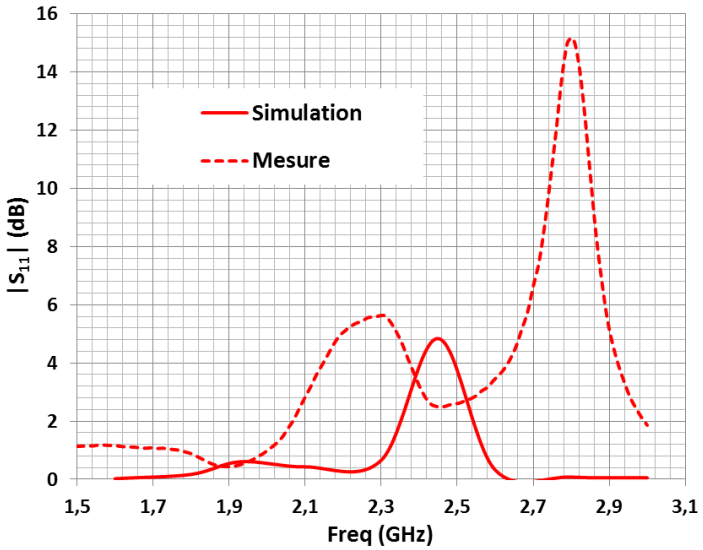
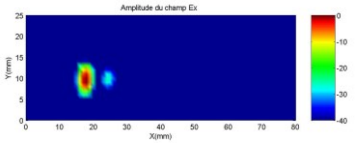
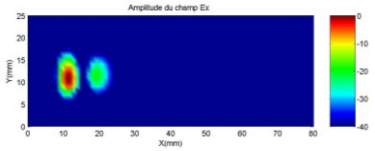
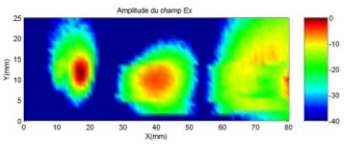
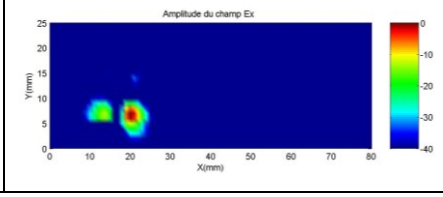
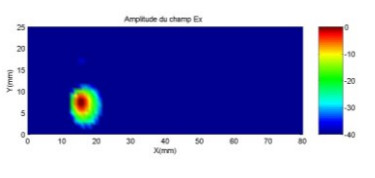
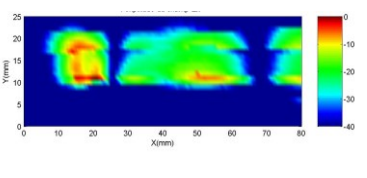


Figure V-37: Comparaison de l'efficacité totale simulée et mesurée de l'antenne

Mesure du champ proche

La mesure du champ proche de ce dipôle nous montre les courants existants sur le câble à 2,8 GHz.

	F= 1,85 GHz	F=2,4 GHz	F=2,8 GHz
E_x			
E_y			

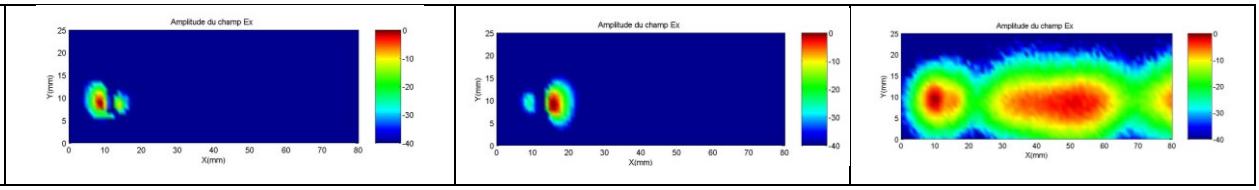
E_z			

Figure V-38: Champs proches E mesurés du dipôle

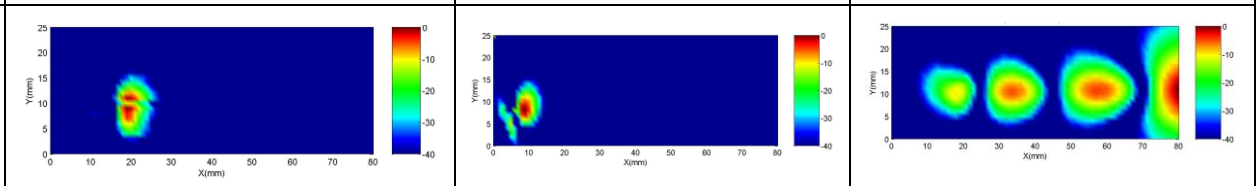
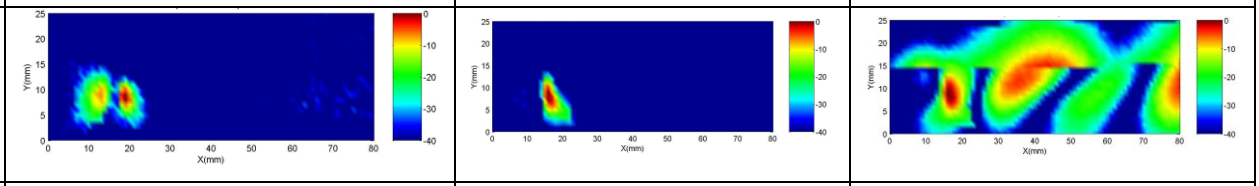
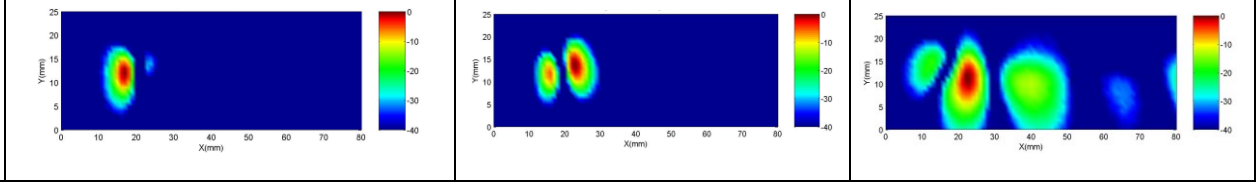
	F= 1,85 GHz	F=2,4 GHz	F=2,8 GHz
H_x			
H_y			
H_z			

Figure V-39: Champs proches H mesurés du dipôle

Gain et rayonnement

Nous allons maintenant comparer les gains en Theta et en Phi de l'antenne à la fréquence f_0 correspondant au minimum de $|S_{11}|$. La position de l'antenne sur le repère est précisée dans la Figure V-40 (a).

Comme pour l'antenne précédente, de grosses différences sont obtenues pour les gains phi mesurés et simulés et ceux, pour tous les plans. Nous expliquons cela par les faibles valeurs des gains phi, qui font que nos mesures sont énormément bruitées. Concernant le gain en Theta, dans le plan XZ et YZ, nous avons d'importantes distorsions qui apparaissent. Les gains mesurés sont supérieurs aux gains simulés à certains endroits. Ces distorsions proviennent surement du câble coaxial qui contribue aux mesures. Dans le plan XY, nous avons une assez bonne concordance entre la mesure et la simulation. Les gains simulé et mesuré de notre antenne sont respectivement de -11,6 dB et de -11,8 dB. La forme des diagrammes est bien conforme à celui d'un dipôle.

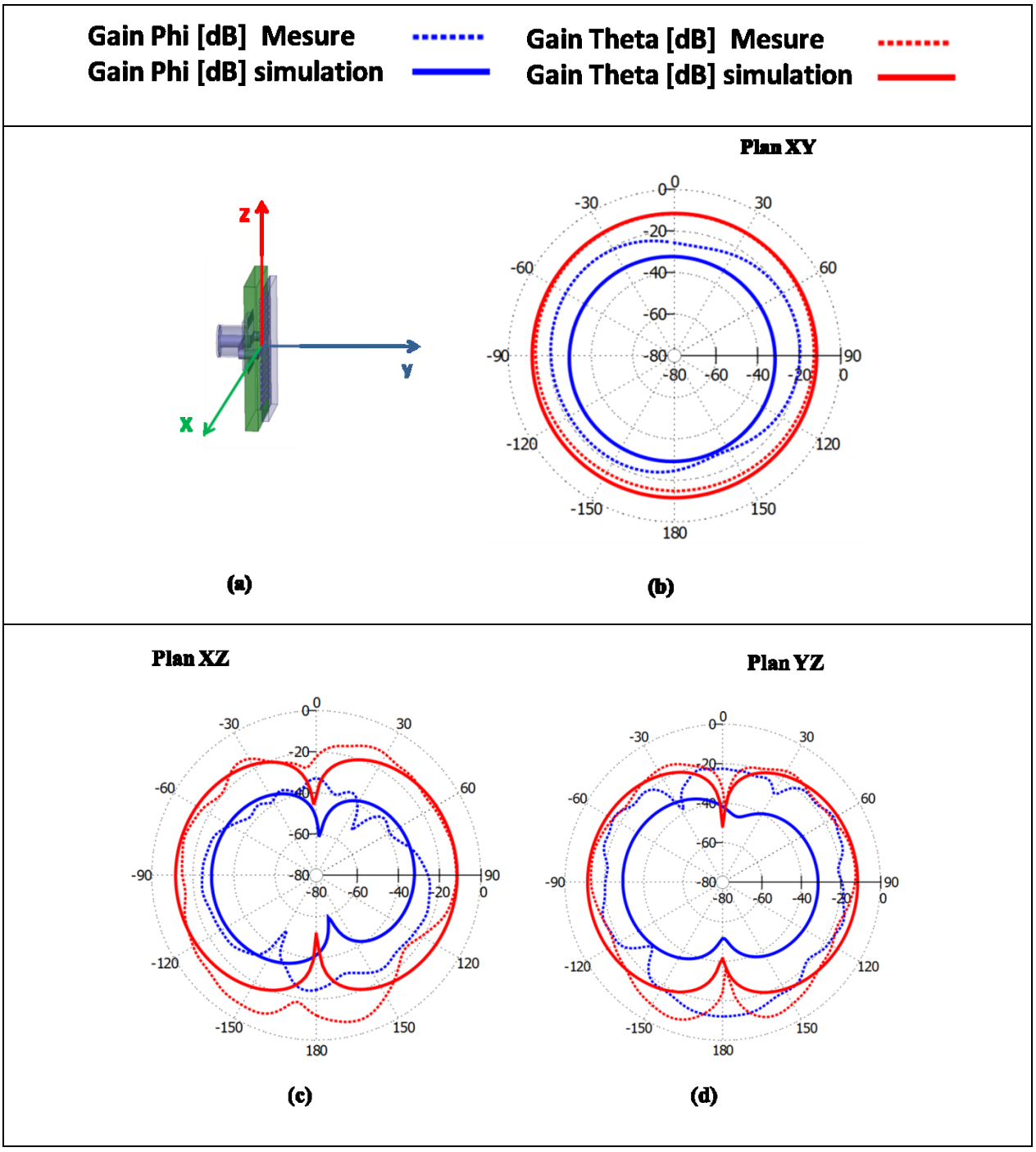


Figure V-40: Comparaison simulation et mesure des Gains en Phi et en Theta de l'antenne, (a) position de l'antenne par rapport aux axes

V.5 Synthèse comparative des deux dipôles

Nous avons précédemment étudié deux antennes dipôles. Comme nous nous y attendons, le dipôle méandré à la fois sur l'IPD et sur un PCB présente de meilleures performances en termes d'efficacités comparées à celui méandré uniquement sur l'IPD. En effet, en espaçant les méandres, nous introduisons moins de pertes capacitives. Ci-dessous nous présentons un tableau récapitulatif des résultats obtenus. Notons que ces performances sont relativement bonnes pour des antennes de cette taille [Sharaiha 2007]

	Dipôle sur IPD		**Dipôle sur IPD et sur PCB**	
	Simulation	**Mesure**	**Simulation**	**Mesure**
Freq (GHz)	2,31	2,15	2,45	2,44
$\|S_{11}\|_{min}$ (dB)	-10,64	-27,65	-9,19	-43,36
Z (Ohm)	42,10	47	65	49,5
BP(MHz) à – 6dB	60	150	40	148,5
η_{tot} (%)	3,82	4,01 à 2,1 GHz	4,84	5,62 à 2,31 GHz
Gain (dB) (Plan XY)	-13,8	-13,9 à 2,1 GHz	-11,5	-11,8 à 2,31 GHz

Tableau V.1: Comparaison des performances des deux dipôles

V.6 Simulation des dipôles dans le conduit auditif

Après avoir étudié les antennes précédentes en espace libre, nous allons maintenant regarder leur comportement dans un modèle simplifié d'une partie de la tête humaine. Nos dipôles sont enfouis dans le conduit auditif et n'ont pas de contact avec la peau. L'espacement entre l'antenne et la peau est de 1,2 mm sur les côtés et d'environ 3 mm en hauteur. Les deux antennes seront étudiées dans deux orientations horizontales différentes. L'orientation verticale n'a pas pu être étudiée puisque la longueur des antennes est la hauteur du conduit. Les impédances d'entrée ainsi que le rayonnement de ces antennes introduits horizontalement dans le conduit auditif seront surement modifiés [Andersen 1972].

Nous rappelons dans le Tableau IV-2 ci-dessous, les différentes propriétés électriques de ces tissus obtenues pour une fréquence égale à 2,45 GHz. [Calcul des propriétes dielectriques_NIREMF], [Gabriel 1996], [Hao 2005].

	Peau	**Cartilage**	**Graisse**	**Os**
Epaisseur (mm)	1	4	34	30
Permittivité relative ε_r	38,01	38,77	5,28	18,54
Conductivité σ (S/m)	44,25	52,63	8,55	0,80
Tan de perte tanδ	0,0226	0,0190	0,1170	0,3184

Tableau V.2: Caractéristiques des tissus à 2,45 GHz

V.6.1 Etude du dipôle méandré sur le verre dans le conduit auditif

Les orientations de l'antenne étudiées sont présentées sur la Figure V-41 ci-dessous. Nous simulons le $|S_{11}|$ ainsi que le diagramme de rayonnement en 3D.

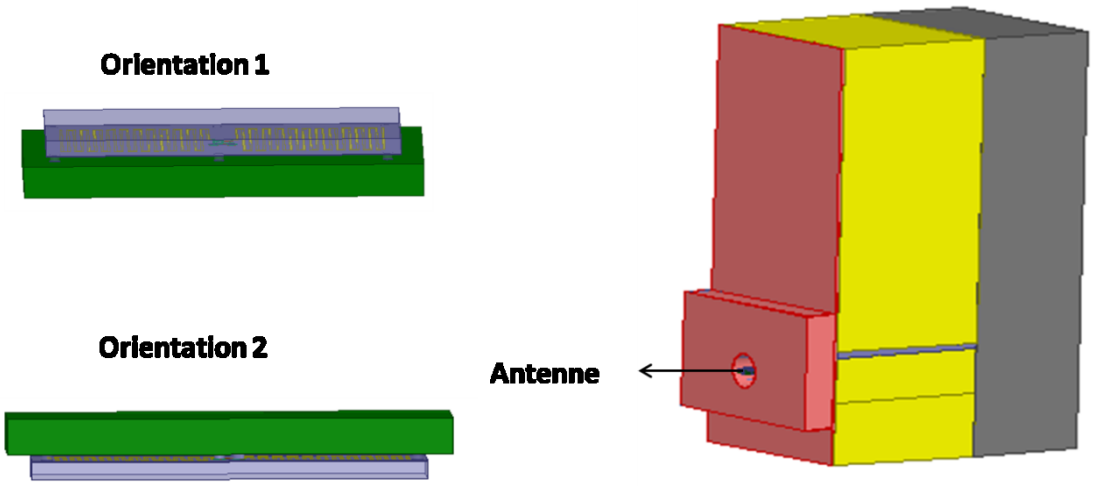
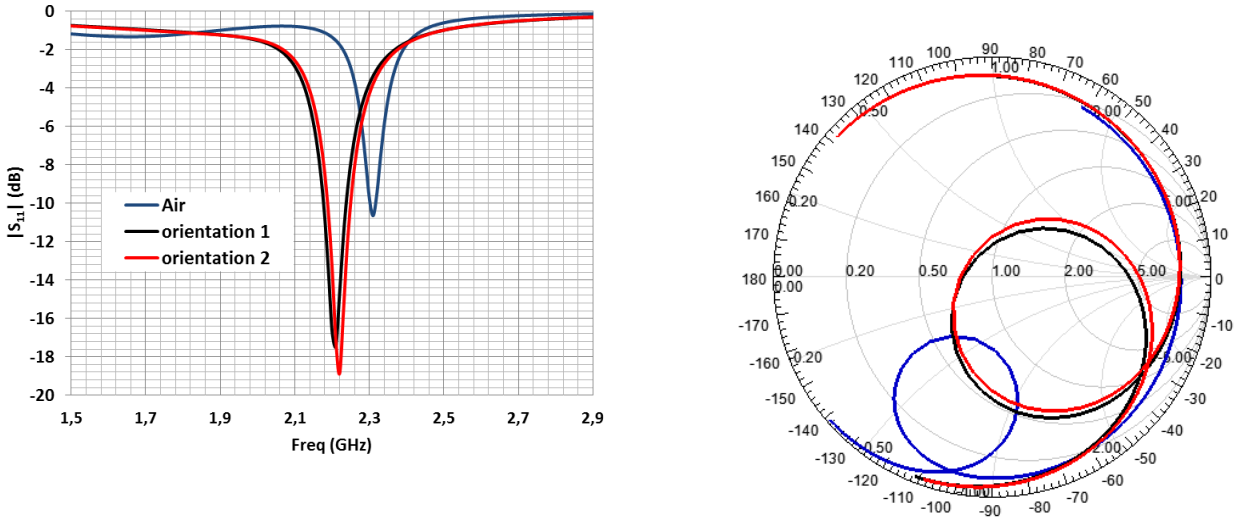


Figure V-41: Orientation de l'antenne dans le conduit auditif

V.6.1.1 Coefficient de réflexion et impédance d'entrée de l'antenne

Nous comparons les $|S_{11}|$ et les impédances d'entrée de l'antenne insérée dans le conduit auditif et de l'antenne dans l'espace libre.

Lorsque l'antenne est placée dans le conduit, les résultats sont quasiment identiques dans les deux orientations. Nous obtenons un décalage fréquentiel lors de la simulation de l'antenne dans le conduit auditif. En effet, nous passons de 2,31 GHz à 2,2 GHz, de plus nous avons une meilleure adaptation qui est d'environ -17 dB qui traduit un effet additionnel de pertes. L'impédance d'entrée de l'antenne dans l'oreille orientée des deux façons à 2,2 GHz est égale à 37,25 Ohms.



(a) (b)

Figure V-42: (a) $|S_{11}|$ et (b) Impédance de l'antenne pour l'antenne dans l'air et pour le dipole sur du verre orientée de deux façons

V.6.1.2 Diagrammes de rayonnement

Nous présenterons les deux diagrammes de rayonnement obtenus pour les deux orientations du dipôle sur les Figure V-43 et Figure V-44. Les diagrammes de rayonnement obtenus dans le cas où les antennes sont orientées différemment sont quasiment les mêmes. Contrairement au rayonnement omnidirectionnel obtenu dans l'air, ces diagrammes sont directifs, donc le rayonnement est plus important dans certaines directions que d'autres. En effet, les tissus humains absorbent une partie de la puissance, ce qui entraine ces distorsions [Krupka 1968]. Toutefois, le rayonnement de cette antenne pourra nous permettra d'établir une communication avec un implant positionné dans la tempe d'un utilisateur qui est la finalité de notre application. Le gain obtenu dans les deux cas ainsi que l'efficacité totale pour une fréquence égale à 2,2 GHz sont respectivement égaux à -11,87 dB et 2,37 % au lieu de -12 dB et de 4,36 % à F égale à 2,31 GHz dans l'air.

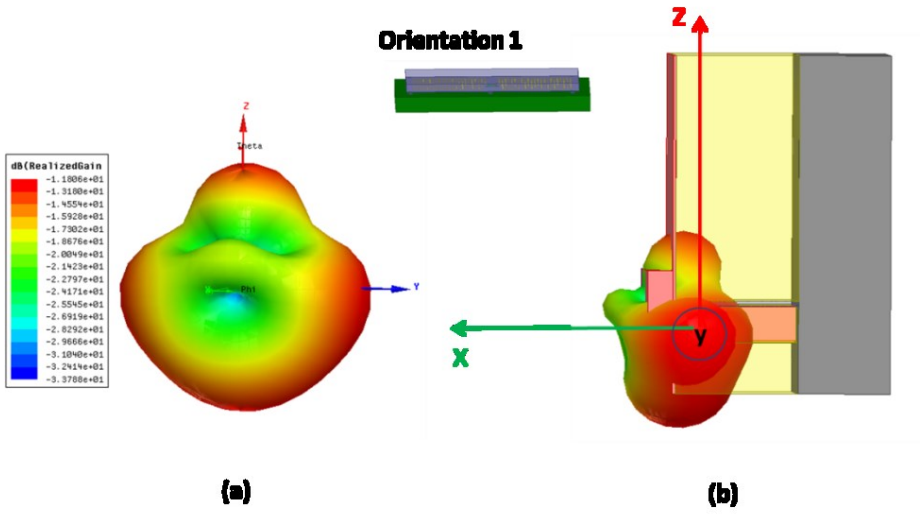


Figure V-43: (a) Gain du dipôle dans le conduit auditif en 3D seul et (b) Gain en 3D de du dipôle sur verre dans le conduit auditif de l'orientation1

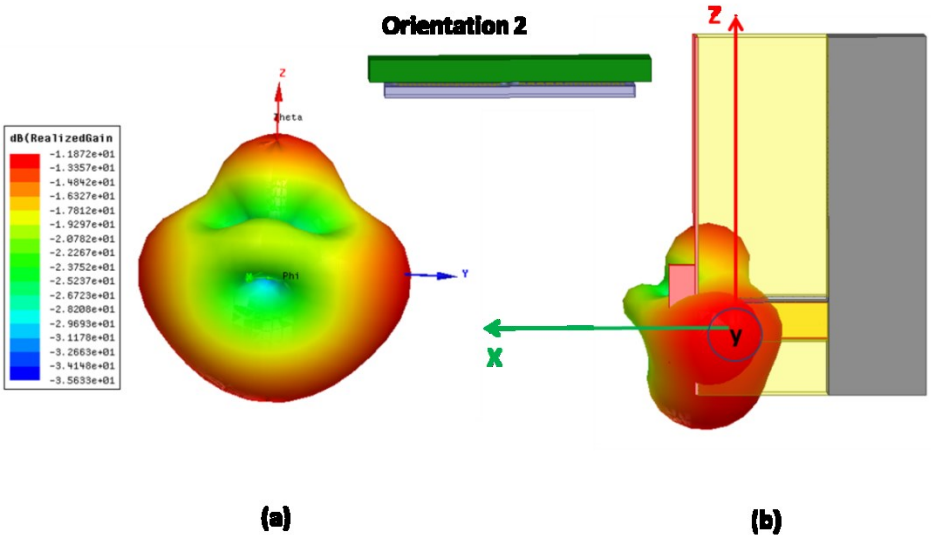


Figure V-44: (a) Gain du dipôle dans le conduit auditif en 3D seul et (b) Gain en 3D du dipôle sur verre dans le conduit auditif de l'orientation 2

V.6.2 Etude du dipôle méandré à la fois sur le PCB et sur le verre dans le conduit auditif

L'étude sera effectuée de la même manière que précédemment. L'antenne sera insérée dans le conduit auditif et sera orientée de deux façons différentes. Nous comparerons les $|S_{11}|$, les impédances d'entrée et les diagrammes de rayonnement. Les deux orientations sont présentées ci-dessous.

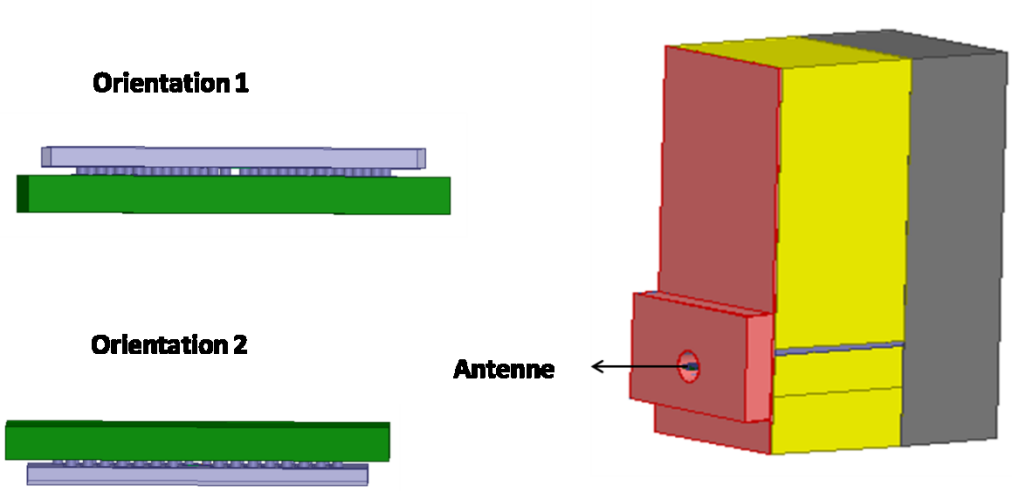


Figure V-45: Orientation du dipôle méandré sur PCB et sur verre dans le conduit auditif

V.6.2.1 Coefficient de réflexion et impédance de l'antenne

Pour le coefficient de réflexion, la fréquence de travail passe de 2,45 GHz avec un $|S_{11}|$ de -13 dB dans l'air à 2,38 GHz dans l'oreille avec un minimum de $|S_{11}|$ de -9,37 dB. Donc nous perdons en adaptation. L'impédance d'entrée de l'antenne dans le conduit est égale à 100 Ohms. Les mêmes résultats sont obtenus pour les deux orientations de l'antenne.

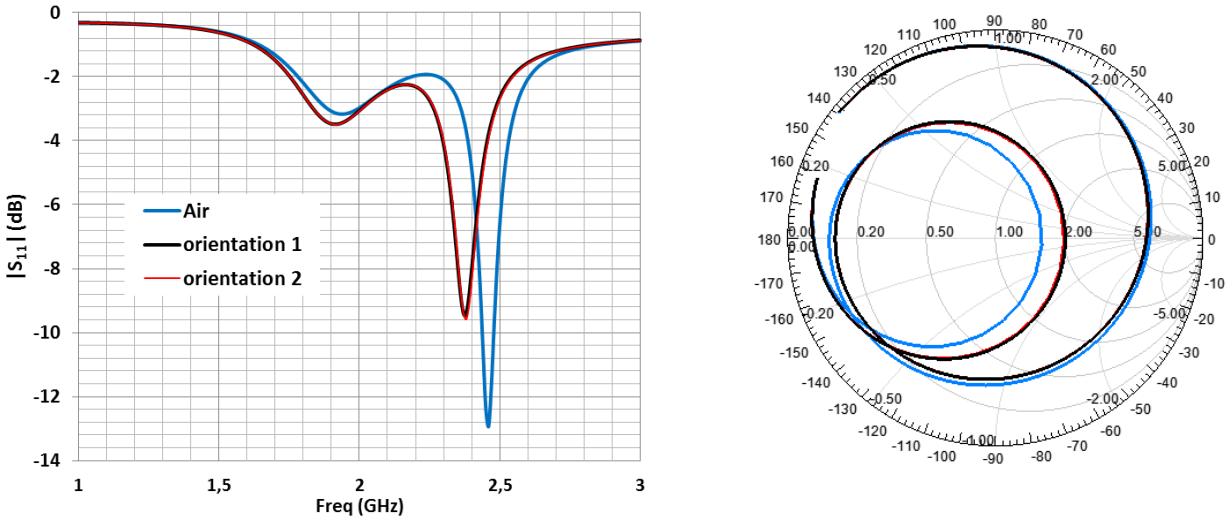


Figure V-46: (a) |S11| et (b) Impédance de l'antenne pour l'antenne du dipôle dans l'air et dans le conduit orientée de deux façons

V.6.2.2 Diagrammes de rayonnement

Puisque les résultats obtenus pour les deux orientations sont les mêmes, nous ne présenterons sur la Figure V-47 que les résultats du dipôle dans l'orientation 1. Dans le conduit, le gain maximal est de –9,3 dB et l'efficacité totale de 2,94 % alors que dans l'air ils étaient respectivement de -10,24 dB et de 6,44%. Le diagramme de rayonnement présente quelques distorsions à certains endroits dus à l'absorption de puissance par les tissus humains mais pourra permettre d'établir une communication avec l'implant.

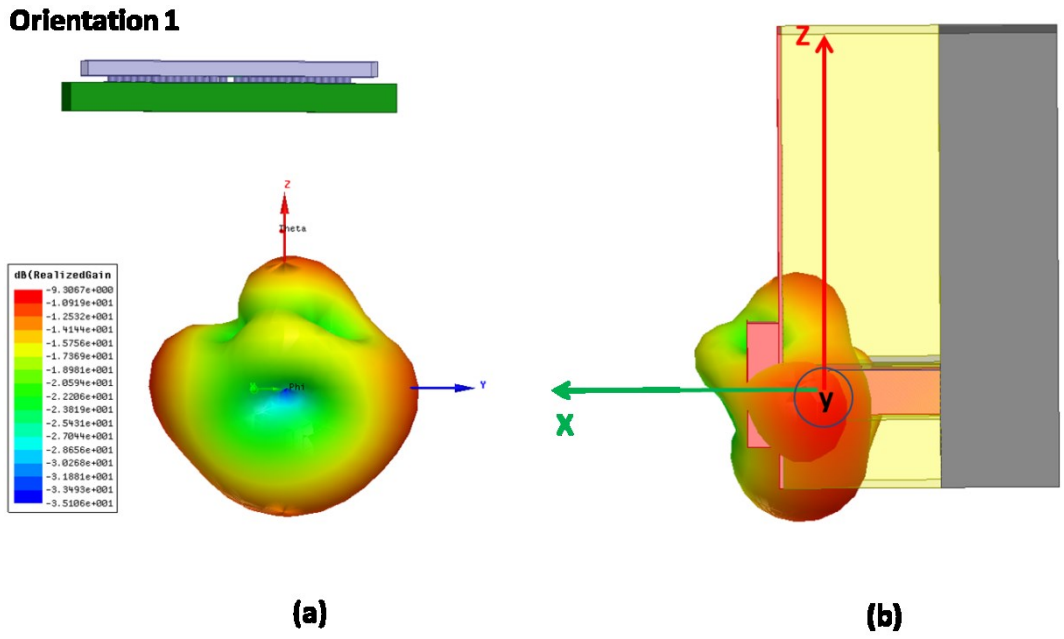


Figure V-47: (a) Gain du dipôle dans le conduit en 3D seul et (b) Gain en 3D du dipôle sur PCB et sur verre dans le conduit de l'orientation 1

V.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié deux antennes dipôles. Les simulations ont été effectuées avec les logiciels HFSS et ADS. La première antenne est imprimée sur IPD tandis que la deuxième est à la fois réalisée sur un PCB et sur de l'IPD. Ces antennes doivent être intégrées dans une capsule pour une partie externe d'implant auditif et doivent travailler dans la bande ISM 2,4 -2,48 GHz.

En premier lieu, nous avons étudié le dipôle sur l'IPD. Nous avons présenté les caractéristiques du balun intégré à notre antenne qui a été modélisé par STMicroelectronics. Ce balun qui est un transformateur de mode 3/5 a pour objectif principal de nous permettre de s'affranchir des effets du courant existant sur le câble coaxial qui comme nous l'avons précisé dans nos précédentes études, perturbent la caractérisation des très petites antennes. De grosses différences ont été notées sur les résultats obtenus dans les deux cas et nous en avons conclu que celles-ci sont surement dues à la différence des méthodes utilisées pour les deux logiciels. En effet, les antennes ont d'abord été

modélisées avec HFSS, et ensuite pour les adapter à notre fréquence de travail, avec ADS, nous avons rajouté des capacités. Par la suite, nous avons continué notre étude avec HFSS qui nous permettait de quantifier le gain et l'efficacité totale. Nous avons aussi montré en simulation l'effet du câble coaxial sur le dipôle. Pour ce dipôle, nous avons obtenu d'assez bonnes performances qui ont été validées expérimentalement.

Dans un second temps, toujours dans le but d'améliorer les performances, nous avons étudié une autre antenne dipôle dont ses brins sont méandrés à la fois sur un PCB et sur l'IPD, permettant ainsi d'espacer les méandres. Nous avons aussi intégré le même balun à cette antenne. L'étude de cette antenne a été principalement effectuée sous HFSS. Et nous avons ainsi obtenu de meilleures performances comparées à la première antenne.

Pour terminer, nous avons inséré ces deux antennes dans le conduit auditif d'un modèle équivalent d'une partie de la tête humaine, sans pour autant qu'elles soient en contact avec la peau. En fonction de leur orientation, nous avons étudié leurs comportements. Nous avons constaté qu'un décalage de notre fréquence de travail est observé dans tous les cas ainsi qu'une dégradation de l'efficacité totale et une déformation du diagramme de rayonnement, ce qui est normal à cause de l'absorption de puissance par les tissus humains. Leurs performances restent toutefois acceptables [Schantz 2005], [Merli 2011].

Conclusion Générale et Perspectives

Les travaux de recherches présentés dans ce mémoire sont axés sur les limites fondamentales des antennes miniatures notamment leur facteur de qualité. Dans un premier temps nous avons passé en revue les différentes approches théoriques qui ont été développées ces dernières années. Ensuite, nous avons calculé à partir de la formule de Best les facteurs de qualités de dipôles et de monopoles électriquement petits à partir de leur impédance d'entrée que nous avons ensuite comparés au facteur de qualité limite de Gustafsson. Dans un second temps, nos études ont été orientées dans un domaine plus applicatif qui est la conception d'antennes pour implants cochléaires.

Le premier chapitre a permis de rappeler la définition d'une antenne électriquement petite ainsi que ses principales caractéristiques. Ensuite nous avons introduit la principale problématique de miniaturisation des antennes qui consiste en la réduction de ses performances lorsque la taille de l'antenne diminue. Nous avons alors détaillé les impacts de cette miniaturisation sur les performances des antennes et du compromis qui existe entre la bande passante, l'efficacité et le volume occupé par l'antenne.

Ce chapitre a permis d'une part de rappeler l'importance de la minimisation du facteur de qualité par rapport aux performances des antennes miniatures en revenant sur les théories qui ont été développées au cours des dernières décennies. Harold Wheeler a été le premier à mener des travaux sur les limites de la miniaturisation des antennes qui ont abouti à une expression reliant le facteur de qualité et la taille d'une antenne. Par la suite, Chu a enrichi ces travaux en développant une expression du facteur de qualité minimum d'une antenne contenue dans une sphère, mais la théorie de Chu s'est révélée être trop théorique. Ainsi, Colin et Rothschild, Hansen, McLean et plus récemment Gustafsson ont poursuivi ces travaux pour trouver des expressions rendant ces limites plus réalistes c'est-à-dire pouvant être appliquée à des cas pratiques. Dernièrement, Best et Yaghjian ont, quant à eux, déterminé une expression générale permettant d'obtenir le facteur de qualité des antennes à partir de leur impédance d'entrée et ont pu déterminer une relation reliant leur bande passante et leur ROS (Rapport d'Onde Stationnaire).

Par la suite, dans la deuxième partie du chapitre, nous avons effectué un état de l'art des différentes techniques existantes pour miniaturiser les antennes filaires et imprimées. Les principales techniques présentées dans cette partie sont la miniaturisation par modification de la géométrie ou par modification du substrat.

Bien que toutes les questions sur les limites des antennes miniatures n'aient pas encore été totalement résolues, nous avons pu à partir de ce chapitre avoir une meilleure compréhension de leur fonctionnement et nous connaissons certaines techniques adéquates pour la miniaturisation d'antennes.

Ainsi comme nous l'avons expliqué dans le chapitre 2, le facteur de qualité est un paramètre essentiel dans la miniaturisation des antennes. Dans le troisième chapitre, nous avons procédé en tout premier lieu à une étude approfondie des facteurs de qualité de monopoles et dipôles miniaturisés par repliement de leurs brins. Pour avoir une idée plus précise de la sphère exacte qui englobe l'antenne à considérer lors du calcul du Q pour une antenne possédant un plan de masse fini, nous avons fait varier les dimensions de ce plan de masse et nous avons comparé leurs bandes passantes, leurs impédances ainsi que leurs facteurs de qualité. Nous en avons déduit qu'à partir d'une certaine taille du plan de

masse, ces paramètres ne variaient plus. Ensuite, nous avons établi que le facteur de qualité d'un dipôle et d'un monopole ayant un plan de masse infini était les mêmes, ce qui nous permettait pour la suite de ne travailler qu'avec des antennes dipôles. Après avoir démontré que les facteurs de qualité d'antennes adaptées au générateur ou non, calculés à partir de leur impédance d'entrée sont les mêmes, nous avons montré qu'il existait une taille optimale pour laquelle le facteur de qualité minimum est obtenu pour des antennes planaires sans substrat. Dans les deux derniers chapitres, des antennes monopoles et dipôles sur substrat IPD, miniaturisés par repliement, opérant dans la bande ISM pour des implants auditifs ont été étudiés. En prenant en compte les limites fondamentales des antennes miniatures, notre objectif était de concevoir de petites antennes tout en essayant de maximiser leurs performances dans les limites de Chu. Dans un premier temps, une étude comparative d'un monopole, alimenté successivement par une ligne guide d'onde coplanaire et par une ligne micro-ruban a été effectuée. Les résultats simulés en termes de bande passante, d'efficacité et de facteur de qualité sont sensiblement les mêmes dans les deux cas et le facteur de qualité minimum est obtenu à la fréquence de travail de l'antenne.

Toutefois, des problèmes de caractérisation sont apparus. En effet, comme ces antennes ont de très petits plans de masse et une alimentation déséquilibrée, les courants qui débordent sur la tresse extérieure du câble perturbent leur rayonnement. Ainsi, la validation de cette antenne n'a pu être effectuée qu'en la réalisant sur un PCB et sur un plan de masse ayant des dimensions suffisamment grandes pour ne plus être affectée par les courants sur ce câble. Les performances obtenues pour ce monopole étaient conformes aux limites de Chu. Par la suite, toujours dans le même but, deux configurations d'antennes dipôles avec des baluns intégrés ont été conçues, étudiées. Contrairement aux monopoles, ces antennes ont pu facilement être caractérisées et de très bons résultats ont été obtenus. Enfin, nous avons démontré la faisabilité en termes de performances de cette antenne dans son environnement qu'est le conduit auditif de l'oreille.

En perspective, un autre axe de recherche pourrait consister à explorer les différentes méthodes de maillage existant pour s'affranchir des problèmes de simulation des structures trop petites et d'optimiser le temps de calcul dans le but d'approfondir l'étude du facteur de qualité d'antennes avec pertes et d'étendre ces recherches à d'autres structures d'antennes électriquement petites. Des études comparatives des différentes méthodes numériques pourront aussi être effectuées pour voir si cela impacte le facteur de qualité ou non. Une méthode numérique générale de calcul du facteur de qualité utilisant la méthode des différences finies (FDTD) pourra être appliquée à nos antennes. Par la suite, nous pourrons regarder le comportement du facteur de qualité par rapport au type de substrat utilisé pour les antennes imprimées ou la manière d'alimenter une antenne. L'influence de la polarisation de l'antenne sur le facteur de qualité pourra aussi être investiguée.

Ces études pourront être étendues à d'autres types d'antennes, de formes arbitraires ou fractales, et effectuer une comparaison du facteur de qualité des différentes antennes. Ces études pourront être élargies aux antennes bi-résonantes. Une comparaison entre facteur de qualité de Chu, de Gustafsson et de Best pourra être effectuée. Nous pourrions essayer d'établir un moyen à partir de la mesure des champs proches des antennes, à déterminer les énergies stockées dans ce champ, à calculer le Q en

utilisant l'expression directe qui le relie à ces énergies. De plus, des validations expérimentales pourront être effectuées pour confirmer nos résultats.

Un second axe serait de compléter l'étude des antennes pour implant auditif et d'intégrer le module complet contenant une batterie, un microphone, un circuit intégré afin d'étudier leurs effets sur le comportement de l'antenne. L'étude de la transmission entre deux antennes positionnées de part et d'autre de la tête dans les deux oreilles serait aussi intéressante ainsi que la validation expérimentale dans un liquide fantôme. On peut élargir cette étude pour d'autres applications médicales comme les antennes pour pacemaker, ou celles des capsules pour diabétiques implantées. Nous pourrons envisager d'utiliser des circuits d'adaptation intégrés composés de plusieurs cellules de type L ou Pi pour essayer d'améliorer les performances des antennes et de chercher une méthode permettant de minimiser ces circuits. L'étude de l'aspect théorique de cette méthode sera aussi effectuée pour connaitre notamment les limites qu'on peut obtenir pour de telles antennes et aussi notamment comment sera modifié le facteur de qualité de l'antenne. L'intégration de l'antenne dans un boitier notamment en utilisant la technologie « System in Package » pourra être investiguer pour optimiser la réduction de l'encombrement. Pour finir, d'autres techniques de caractérisation des petites antennes utilisant la fibre optique pourront être explorées.

Tables des Figures

Figure I-1: Sphère de Wheeler entourant une antenne électriquement petite 14
Figure I-2: Représentation de l'impédance de l'antenne 15
Figure I-3: Exemple du $|S_{11}|$ d'une antenne en dB en fonction de la fréquence et de la bande passante à -10 dB 17
Figure I-4: Illustration des puissances dans une antenne 18
Figure I-5: Différentes zones de rayonnement d'une antenne 19
Figure II-1 : Circuits RLC en série (a) et en parallèle (b) 28
Figure II-2: Représentation par Wheeler [Wheeler 1947] d'une ESA. (a) Capacité. (b) Inductance 29
Figure II-3: Circuit équivalent pour N modes sphériques 30
Figure II-4: Circuit équivalent pour le mode sphérique TM_{01} 32
Figure II-5: Valeurs de γ_1^{norm} pour plusieurs géométries d'ESA [Gustafsson 2007] 34
Figure II-6: Comparaison du Q minimum en fonction de ka 38
Figure II-7: (a) Antenne dipôle, (b) Diagramme de rayonnement en 3D, (c) Antenne + diagramme de rayonnement 39
Figure II-8: Monopole quart d'onde (λ /4) sur un plan de masse infini et son image 40
Figure II-9 : Dipôles droit et méandré 40
Figure II-10: Antenne IFA repliée (chargement capacitif) 41
Figure II-11: Monopoles à géométries fractales de Koch [Baliarda 2000] 41
Figure II-12: (a) Exemple d'une antenne spirale, (b) antenne hélicoïdale de Best [Best 2011] en 3D.. 42
Figure II-13: Exemple d'antennes imprimées, (a) Patch et (b) Dipôle 43
Figure II-14: (a) Antenne simple, (b) Antenne méandrée vue avant, (b) Antenne méandrée vue arrière 43
Figure II-15: Représentation vectorielle du champ E au mode fondamental 44
Figure II-16: Géométrie d'une antenne PIFA 45
Figure II-17: Antenne PIFA avec fente non débouchante (a) et fente débouchante (b) 46
Figure III-1: Antenne monopole sur un plan de masse de dimensions λ/4 53
Figure III-2: $|S_{11}|$ des monopoles en fonction de la fréquence 54
Figure III-3: Q_z en fonction de la fréquence pour différentes tailles du plan de masse 55
Figure III-4: (a) Antenne monopole sur un plan de masse infini et (b) antenne dipôle 56
Figure III-5: (a) Coefficient de réflexion et (b) Impédance d'entrée 56
Figure III-6: Q_z du dipôle et du monopole 57
Figure III-7: Modèle de l'antenne monopole (a) et son coefficient de réflexion (b) 58
Figure III-8: (a) Modèle de l'antenne monopole avec un court-circuit et (b) son coefficient de réflexion 58
Figure III-9: (a) $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée du monopole de rapport l/d= 12 simulé (rouge) et mesuré (bleu) de l'antenne non adaptée (pointillés) et de l'antenne adaptée (trait plein) 59
Figure III-10: Q_z des antennes de rapport l/d=12 simulé (rouge) et mesuré (bleu) dans le cas de l'antenne non adaptée (pointillés) et de l'antenne adaptée (trait plein) 60
Figure III-11: (a) $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée du monopole de rapport l/d= 8 simulé (rouge) et mesuré (bleu) de l'antenne non adaptée (pointillés) et de l'antenne adaptée (trait plein) 60

Table des Figures

Figure III-12: Q_z des antennes de rapport l/d=8 simulé (rouge) et mesuré (bleu) dans le cas de l'antenne non adaptée (pointillés) et de l'antenne adaptée (trait plein) 61
Figure III-13: (a) $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée du monopole de rapport l/d= 4 simulé (rouge) et mesuré (bleu) de l'antenne non adaptée (pointillés) et de l'antenne adaptée (trait plein) par un stub 61
Figure III-14: Qz des antennes de rapport l/d=4 simulé (rouge) et mesuré (bleu) dans le cas de l'antenne non adaptée (pointillés) et de l'antenne adaptée (trait plein) 62
Figure III-15: (a) $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée du monopole de rapport l/d= 2 simulé (rouge) et mesuré (bleu) de l'antenne non adaptée (pointillés) et de l'antenne adaptée (trait plein) par un stub 62
Figure III-16: Q_z des antennes de rapport l/d=2 simulé (rouge) et mesuré (bleu) dans le cas de l'antenne non adaptée (pointillés) et de l'antenne adaptée (trait plein) 63
Figure III-17: Q_z de toutes les antennes mesurées et simulées en fonction du rapport l/d (simulés en rouge et mesurés en bleu) 64
Figure III-18: Exemples d'antennes dipôles méandrés simulés 65
Figure III-19: Q_z (en bleu) et Q_{gust} (en rouge) en fonction de l/d des antennes sans pertes et sans substrat 67
Figure III-20: Q_z (en bleu) et Q_{gust_ε} (en rouge) en fonction de l/d des antennes sans pertes sur un substrat de permittivité $\varepsilon_r = 4{,}4$et de $\tan\delta = 0$ 68
Figure III-21: Q_z (en rouge) et Q_{gust_ε} (en noir), des antennes sur un PCB de $\tan\delta = 0$et Q_z_δ (en bleu), $Q_{gust_\varepsilon\delta}$ (en vert) des antennes sur un PCB de $\tan\delta = 0{,}02$ en fonction de l/d 69
Figure III-22: Q_z (en bleu) et Q_{gust} (en rouge) en fonction de l/d des antennes avec pertes sans substrat 71
Figure III-23: Qz (en rouge) et Qgust_ε (en noir), des antennes sans PCB et Qz_δ (en bleu), Qgust_εδ (en vert) des antennes sur un PCB en fonction de l/d 72
Figure IV-1: Structure de l'antenne dipôle placée dans la capsule (a) vue de devant (b) vue de derrière [Alrawashdeh 2013] 77
Figure IV-2: (a) $|S_{11}|$ et (b) Diagramme de rayonnement en 3D simulés de l'antenne dans le corps humain [Alrawashdeh 2013] 77
Figure IV-3 (a) Monopole fil-plaque et (b) diagramme de rayonnement de l'antenne intégrée dans le conduit auditif [Huitema 2012] 78
Figure IV-4: Exemple d'un empilement pour une technologie multicouche 78
Figure IV-5: Schéma de principe du module de l'implant [Vaiarello 2011] 79
Figure IV-6: Vue schématique de l'intégration de l'antenne sur la technologie IPD 80
Figure IV-7: Configuration de l'antenne simulée 80
Figure IV-8: Monopole alimenté en CPW : (a) vue de profil et (b) vue de dessus 81
Figure IV-9: Monopole alimenté par une ligne micro-ruban : (a) vue de profil et (b) vue de dessus 82
Figure IV-10: (a) Coefficient de réflexion et (b) Impédance d'entré simulés de l'antenne alimentée par ligne micro-ruban et de l'antenne alimentée par CPW 83
Figure IV-11: Q_z de l'antenne micro-ruban et de l'antenne alimentée par cpw 83
Figure IV-12: Comparaison du Q_z des deux antennes avec la limite de Gustafsson Q_{gust} 84
Figure IV-13: Diagrammes de Rayonnements simulés en 3D de l'antenne alimentée par micro-ruban (a) et de l'antenne alimentée par cpw (b) 84

Table des Figures

Figure IV-14: Efficacités totales simulées de l'antenne alimentée par ligne microruban et de l'antenne alimentée par CPW 85
Figure IV-15: Photographie de l'antenne alimentée par micro-ruban 86
Figure IV-16: $|S_{11}|$ mesuré et simulé de l'antenne alimentée par ligne micro-ruban, de l'antenne alimentée par CPW 86
Figure IV-17: Efficacités mesurées et simulée de l'antenne alimentée par ligne micro-ruban de l'antenne alimentée par CPW 87
Figure IV-18: (a) Connecteur SMA et (b) Connecteur MMCX 88
Figure IV-19: Antenne modélisée avec un connecteur MMCX 89
Figure IV-20: (a) $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée de l'antenne avec connecteur en fonction de la fréquence (pour différentes longueurs Lc) 90
Figure IV-21: Courants surfaciques sur l'antenne et le câble pour différentes longueurs du câble Lc 91
Figure IV-22: Antenne monopole sur un plan de masse variable Lc 92
Figure IV-23:(a) Fréquence de travail et (b) $|S_{11}|$ de l'antenne pour plusieurs tailles de plan de masse pm 93
Figure IV-24: Courants surfaciques sur les différentes tailles de plan de masse 94
Figure IV-25: Antenne monopole sur un grand support sans connecteur (a) et avec connecteur (b) 95
Figure IV-26: (a) $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée de l'antenne sur un grand support avec connecteur et sans connecteur en fonction de la fréquence 96
Figure IV-27: prototype simulé (a) et réalisé (b) 96
Figure IV-28: (a) $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée simulés et mesurés de l'antenne alimentée par micro-ruban sur un PCB de dimensions 40x18mm^2 97
Figure IV-29: Facteur de qualité Q_z simulé et mesuré de l'antenne alimentée par micro-ruban sur un PCB de dimensions 40x18mm^2 98
Figure IV-30: Efficacité totale simulée et mesurée de l'antenne alimentée par micro-ruban sur un PCB de dimensions 40x18mm^2 98
Figure IV-31: Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne alimentée par micro-ruban sur un PCB de dimensions 40x18mm^2 99
Figure IV-32: Les différentes couches de tissus du conduit auditif 100
Figure IV-33: Modèle simplifié du conduit auditif (a): vue de face et (b) vue de coté 101
Figure IV-34: Antenne monopole dans le conduit auditif (a) vue de côté (b) vue de face 102
Figure IV-35: Orientation de l'antenne dans le conduit auditif 102
Figure IV-36: (a) $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée de l'antenne dans l'air et dans le conduit auditif 103
Figure IV-37: (a) Gain en 3D seul de l'antenne dans le conduit auditif et (b) Gain en 3D de l'antenne + oreille 103
Figure V-1: (a) Exemples d'antenne dipôle alimentée avec un câble coaxial et un Choke RF, (b) câble coaxial avec une Ferrite, (c) Ferrite ou Choke RF 108
Figure V-2: Exemple d'un balun bazooka [Balanis 2012] 108
Figure V-3: Exemple d'un transformateur à changement de mode [Laporte 2010] 109
Figure V-4: (a) Description de l'antenne modélisée, (b) Dimensions de l'antenne, (c) vue de profil, (d) vue de face 110
Figure V-5: $|S_{11}|$ et Impédance d'entrée simulés de l'antenne 111

Table des Figures

Figure V-6: Performances du balun 112
Figure V-7 (a) Vue de coté de l'antenne avec balun, (b) vue de face de l'antenne avec balun 113
Figure V-8: Position des capacités sur le balun (a) 1ère solution, (b) 2ème solution 113
Figure V-9: (a) Comparaison $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée de l'antenne modélisée sous ADS pour les deux solutions d'adaptation par capacité 113
Figure V-10: (a) Comparaison $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée simulés sous HFSS de l'antenne sans connecteur pour les deux solutions d'adaptation par capacité 114
Figure V-11: Diagramme de rayonnement simulé en 3D du dipôle dans les deux cas à F= 2,31 GHz 115
Figure V-12: Connecteurs SMA (a) , MMCX (b) et UFL (c) 115
Figure V-13: Modèle du dipôle simulé avec le connecteur UFL 116
Figure V-14: (a) Comparaison $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée simulés sous HFSS de l'antenne sans et avec connecteur pour C_{unb} = 3,18 pF 116
Figure V-15: Position de l'antenne sur le repère et (b) Diagramme en 3D de l'antenne à 2,31 GHz ... 117
Figure V-16: $|S_{11}|$ de l'antenne simulée en faisant varier la longueur du câble 117
Figure V-17: Structure mesurée, (a) Antenne + câble, (b) Antenne seule (c) Zoom sur l'antenne 118
Figure V-18: Comparaison simulation et mesure de l'antenne, (a) $|S_{11}|$ et (b) Impédance d'entrée 119
Figure V-19: Comparaison de la mesure de l'antenne en déplaçant le doigt sur le câble (a) |S11| et (b) Impédance d'entrée de l'antenne 119
Figure V-20: Comparaison de l'efficacité totale simulée et mesurée de l'antenne 120
Figure V-21: Positionnement de l'antenne avec le câble par rapport aux axes du banc de mesure 120
Figure V-22: Mesures des champs E de l'antenne 121
Figure V-23: Mesures des champs H de l'antenne 121
Figure V-24: Comparaison simulation et mesure des Gains en Phi et en Theta de l'antenne à F_0, (a) position de l'antenne par rapport aux axes 123
Figure V-25: Descriptif de l'antenne simulée (a) Vue globale, (b) Vue de face de l'antenne avec emplacement balun, (c) Antenne seule 124
Figure V-26: (a) Coefficient de réflexion et (b) Impédance d'entrée de l'antenne simulée avec un balun 124
Figure V-27 : Antenne + balun avec emplacement de la capacité 125
Figure V-28: (a) Coefficient de réflexion et (b) Impédance d'entrée de l'antenne simulée avec une capacité 125
Figure V-29: (a) position de l'antenne par rapport aux axes et (b) diagramme de rayonnement en 3D à 2,45 GHz 126
Figure V-30: Dipôle avec connecteur UFL 126
Figure V-31: (a) Coefficient de réflexion et (b) Impédance d'entrée de l'antenne simulée avec un connecteur 127
Figure V-32: (a) position de l'antenne par rapport aux axes et (b) diagramme de rayonnement en 3D à 2,45 GHz de l'antenne avec connecteur 127
Figure V-33: $|S_{11}|$ de l'antenne simulée en faisant varier la longueur du câble 128
Figure V-34: Photographie de l'antenne réalisée et du câble (a), de l'antenne (b) , (c) zoom sur l'antenne 129
Figure V-35: (a) $|S_{11}|$ et (b) impédance d'entrée du dipôle 130

Table des Figures

Figure V-36: Comparaison de la mesure de l'antenne en déplaçant le doigt sur le câble (a) |S11| et (b) Impédance d'entrée de l'antenne 130
Figure V-37: Comparaison de l'efficacité totale simulée et mesurée de l'antenne 131
Figure V-38: Champs proches E mesurés du dipôle 132
Figure V-39: Champs proches H mesurés du dipôle 132
Figure V-40: Comparaison simulation et mesure des Gains en Phi et en Theta de l'antenne, (a) position de l'antenne par rapport aux axes 133
Figure V-41: Orientation de l'antenne dans le conduit auditif 135
Figure V-42: (a) $|S_{11}|$ et (b) Impédance de l'antenne pour l'antenne dans l'air et pour le dipole sur du verre orientée de deux façons 136
Figure V-43: (a) Gain du dipôle dans le conduit auditif en 3D seul et (b) Gain en 3D de du dipôle sur verre dans le conduit auditif de l'orientation1 137
Figure V-44: (a) Gain du dipôle dans le conduit auditif en 3D seul et (b) Gain en 3D du dipôle sur verre dans le conduit auditif de l'orientation 2 137
Figure V-45: Orientation du dipôle méandré sur PCB et sur verre dans le conduit auditif 138
Figure V-46: (a) |S11| et (b) Impédance de l'antenne pour l'antenne du dipôle dans l'air et dans le conduit orientée de deux façons 138
Figure V-47: (a) Gain du dipôle dans le conduit en 3D seul et (b) Gain en 3D du dipôle sur PCB et sur verre dans le conduit de l'orientation 1 139

ANNEXES

Annexe 1 : Paramètres essentiels d'un balun

Nous présentons ici les quatre paramètres essentiels au balun (transformateur de mode) de la société STMicroelectronics [Laporte 2010]. Ces paramètres sont mesurés en chargeant les différents accès avec des impédances normalisées de 50 Ohms et sont souvent données pour une bande fréquence autour de la fréquence centrale F_0

Un premier paramètre concerne les **pertes d'insertion différentielles** (insertion loss (IL)) correspondant à l'atténuation en transmission entre la borne de mode commun et les deux bornes différentielles. On considère généralement ce paramètre comme bon si les pertes sont inférieures à 1 dB.

Un deuxième paramètre est la **différence d'amplitude** d'une voie par rapport à l'autre (amplitude imbalance) qui correspond à la différence entre les pertes d'insertion d'une voie par rapport aux pertes d'insertion sur l'autre. Dans un transformateur idéal, c'est-à-dire parfaitement équilibré et, sans pertes d'insertion, le signal se divise en deux pour les deux ports différentiels et on obtient donc sur chaque voie -3 dB par rapport au signal de mode commun. La différence d'amplitude est alors nulle. On considère que le paramètre de différence d'amplitude est bon s'il est compris entre -0,5 dB et 0,5 dB. Ce paramètre de différence d'amplitude est particulièrement important dans la mesure où le signal est généralement exploité côté mode différentiel par différence des signaux afin d'annuler les perturbations éventuelles. Mais l'inconvénient de ce paramètre pour notre balun, est que la bande de fréquence dans laquelle il est acceptable est très réduite.

Un troisième paramètre important est la **différence de phase** (phase imbalance) qui mesure l'écart entre la différence de phase des deux accès différentiels par rapport aux 180 degrés souhaités dans le cas idéal. On considère que la différence de phase est bonne si elle est comprise entre 180° ±5°.

Un quatrième paramètre important est la **perte en réflexion** (matching) qui correspond à l'adaptation d'impédance sur les accès de mode commun et de mode différentiel. Ce dernier paramètre est évalué en fonction des circuits connectés à chaque extrémité du transformateur et est considéré comme acceptable s'il est inférieur à -15 dB.

Pour représenter ces différents paramètres dans la bande de fréquence de travail, nous avons utilisé le logiciel ADS d'Agilent. Deux modèles ont été représentés pour extraire ces paramètres à partir des résultats du Balun que nous a transmis la société STMicroelectronics

Les schémas équivalents ci-dessous [Bockelman 1995] permettent d'obtenir les paramètres. A partir de la Figure A1-1(a), les pertes en réflexion des accès mode commun et mode différentiel ainsi que la perte d'insertion sont obtenus. Les différences d'amplitude et de phase des accès mode différentiels sont déduites de la Figure A1-1(b).

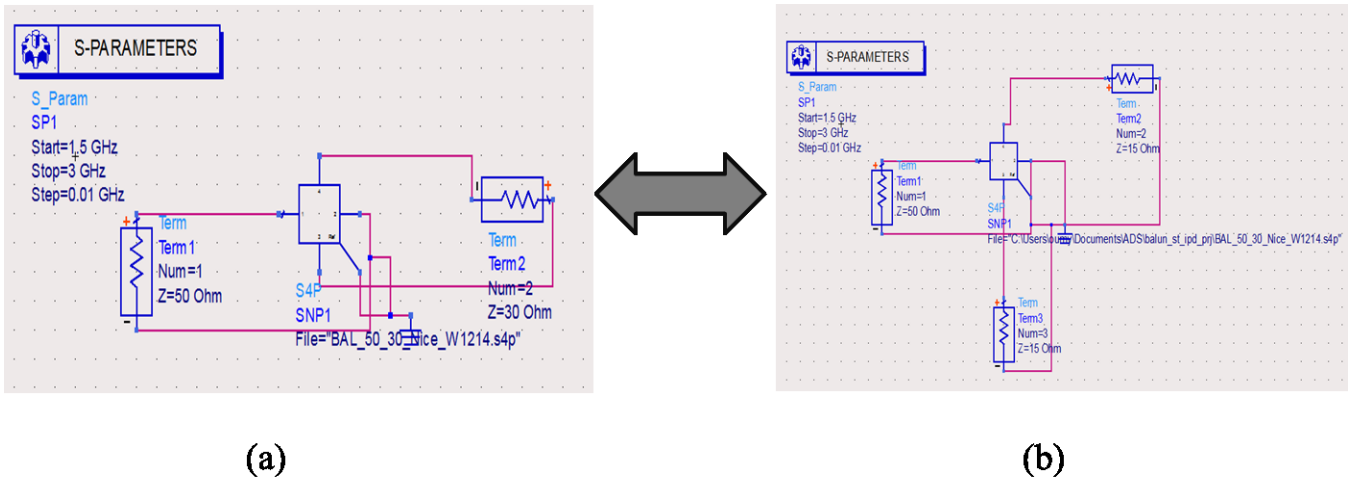


Figure A1-1: Modèle simulé sous ADS à partir des résultats du Balun pour extraire les paramètres

Bibliographie

[Bockelman 1995]D. E. Bockelman et W. R. Eisenstadt, “Combined differential and common-mode scattering parameters: Theory and simulation”, *Microw. Theory Tech. IEEE Trans.*, vol. 43, n° 7, p. 1530–1539, 1995.

[Laporte 2010]C. Laporte et H. Ezzeddine, “Trim of a balun”, EP220487707-juill-2010.

Annexe 2 : Description du banc de mesure en champs proches

Pour mieux comprendre les phénomènes de propagation et de rayonnement de ces très petites antennes, nous avons mesuré le champ électromagnétique proche de nos antennes. Pour ce faire, nous avons utilisé un banc de mesure planaire qui est à notre disposition dans notre laboratoire. Ce banc de mesure est composé des éléments suivants :

- un générateur hyperfréquence avec entrée ALC de 250 kHz jusqu'à 20GHz avec amplificateur de puissance
- un mesureur de puissance avec 2 sondes (relié au récepteur homodyne)
- un générateur de signal BF
- un amplificateur de puissance
- une matrice de commutation
- une interface USB vers IEEE 488 (GP-IB)
- un amplificateur à détection synchrone
- des platines de déplacement XY ayant une précision de l'ordre de 1 à 5 µm
- un récepteur homodyne comprenant coupleurs directifs une sonde de champ
- Un logiciel de pilotage automatique : type Basic HP

La Figure A-1 ci-dessous présente une photographie de notre banc de test.

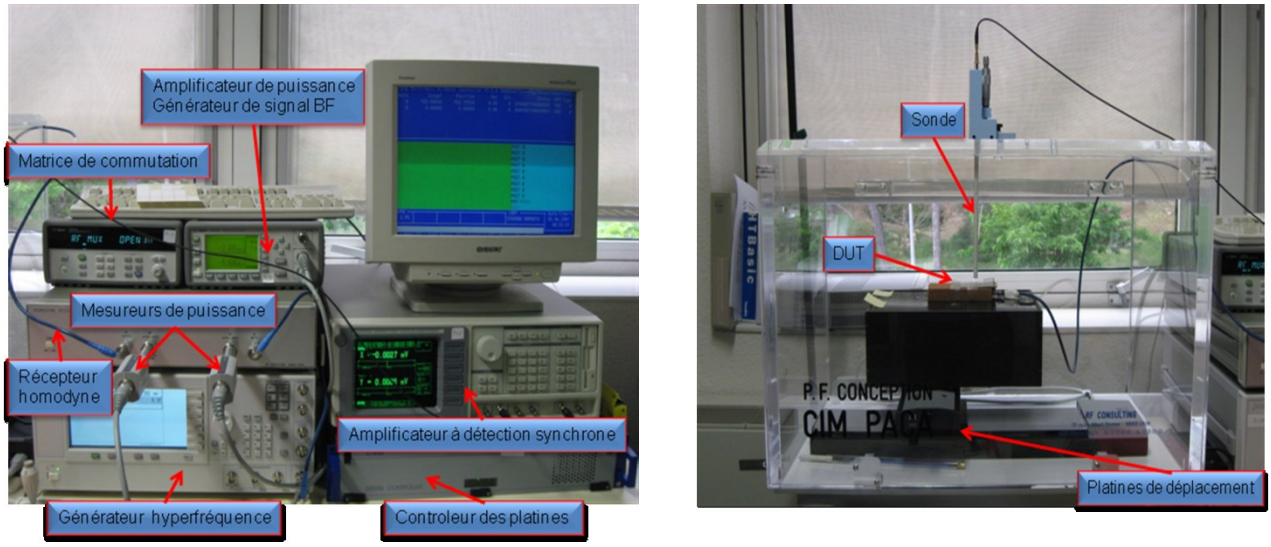


Figure A2-1: Photographie du banc de mesure

Le fonctionnement de ce banc peur s'expliquer comme suit :

Un générateur hyperfréquence a sa phase verrouillée par un compteur à verrouillage de phase. Sa sortie est ensuite amplifiée pour alimenter les multiplieurs du récepteur homodyne. Ce signal est ensuite

délivré à l'antenne ou le circuit sous test (DUT) qui est surmonté d'une sonde réglable en hauteur. La sonde est modulée à 10kHz par un générateur de signal Basse Fréquence qui alimente aussi l'entrée de référence de l'amplificateur de puissance. Un coupeur directionnel activé par une commande sélectionne les sorties du récepteur homodyne pour les entrer sur l'amplificateur de puissance. L'ensemble du processus est contrôlé par ordinateur. Pour la mesure, l'antenne ou le circuit à tester, est déplacé sous la sonde sur la zone désirée et on mesure séparément les signaux de sortie à 0° et 90° du récepteur homodyne pour chaque point. Le champ mesuré est ensuite tracé à l'écran en niveau de couleur.

Pour mesurer les champs, nous disposons de deux types de sondes de mesure. Une sonde électrique constituée d'un dipôle et une sonde magnétique constitué d'une boucle [Titz 2007]

La sonde électrique

Elle est composée d'un dipôle qui récupère le champ électrique. Le dipôle, dont un brin est connecté à l'âme centrale du câble coaxial et l'autre brin est soudé au blindage extérieur, permet de capter Ex ou Ey selon qu'il est positionné parallèlement à l'axe x ou y. Pour le champ suivant z, on utilise un monopôle qui est constitué d'un tronçon court de câble coaxial semi-rigide [Labuisssiere-Dorgan 2007].

La diode est connectée entre le conducteur intérieur et le conducteur extérieur du coaxial. Le conducteur extérieur du coaxial est recouvert d'absorbants Haute Fréquence. Pour le monopole, c'est le même principe que pour un dipôle mais avec un placement de la diode différent.

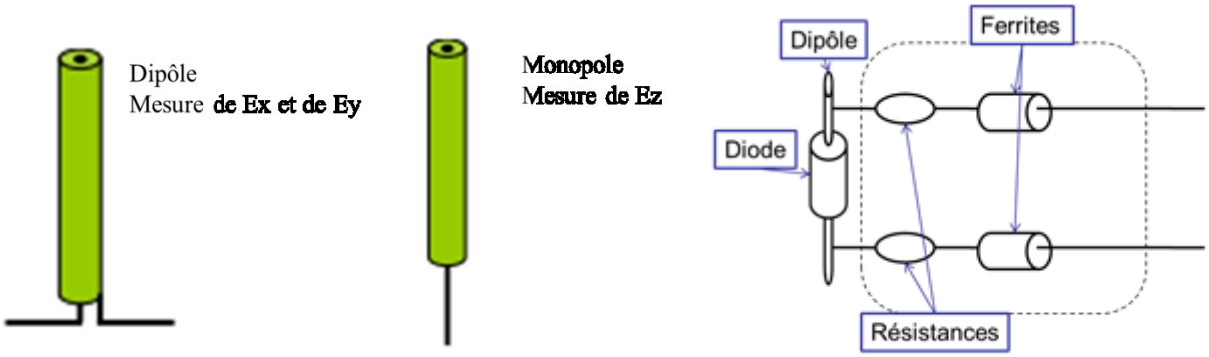


Figure A2-2: Sonde de mesure du champ magnétique H

La sonde magnétique

Elle est composée d'une boucle au travers de laquelle passe le champ magnétique, ce qui génère par son flux une force électromagnétique induite.

La boucle doit avoir une dimension (circonférence) inférieure à λ/10. Les résistances, la diode, le condensateur et les ferrites sont là pour empêcher toute résonnance et bloquer les Hautes Fréquences. Le condensateur doit être choisi tel que la résonnance du circuit avec la boucle se trouve dans la bande de fréquence qui nous intéresse. Les résistances font une centaine d'ohms pour ramener 50 Ω en parallèle.

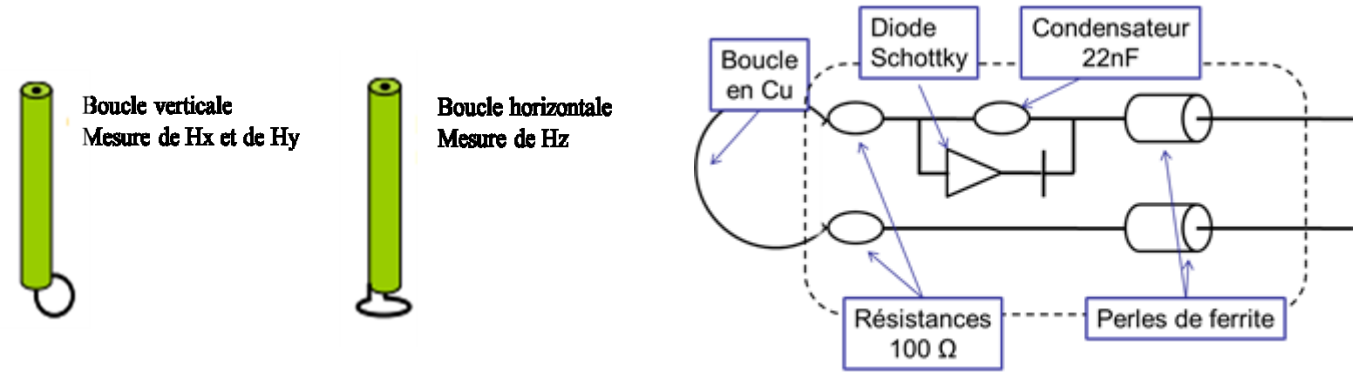


Figure A2-3: Sonde de mesure du champ magnétique H

Bibliographie

[Labusssiere-Dorgan 2007]C. Labusssiere-Dorgan, "Le rayonnement électromagnétique des circuits intégrés: Technique de caractérisation et méthodes de modélisation", Thèse de doctorat de l'université de Toulouse, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2007.

[Titz 2007]D. Titz, "Etude d'un banc de mesure en champ proche". Rapport de Stage de Master, 2007.

Annexes

Bibliographie

[Abdouni 2010]W. Abdouni, D. Souriou, A.-C. Tarot, A. Sharaiha, J.-L. Mattei, A. Chevalier, et P. Queffelec, “Matériaux magnéto-diélectriques à base de nanoferrites pour la miniaturisation d'antennes imprimées ”, in *Actes de la Conférence*, Brest, France, 2010, p. P.11.

[Alrawashdeh 2013]Rula Alrawashdeh, H. Yi, C. Ping, et L. Eng, “A New Small Conformal Antenna for Capsule Endoscopy”, in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 Proceedings of the seventh European Conference on*, Gothenburg, Suède, 2013, p. 1‑4.

[Andersen 1972]J. B. Andersen et P. Balling, “Admittance and radiation efficiency of the human body in the resonance region”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 60, n° 7, p. 900–901, 1972.

[Audet 2006] J. Audet, “Baluns Et Ferrites”. 2006.

[Azaro 2005]R. Azaro, G. Boato, M. Donelli, G. Franceschini, A. Martini, et A. Massa, “Design of miniaturised ISM-band fractal antenna”, *Electronics Letters*, vol. 41, n° 14, p. 785‑786, July.

[Balanis 1982]C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design/Constantine A. Balanis*. J. Wiley, New York, 1982.

[Balanis 2012]C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*. Wiley-Interscience, 2012.

[Baliarda 2000]C. P. Baliarda, J. Romeu, et A. Cardama, “The Koch monopole: A small fractal antenna”, *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 48, n° 11, p. 1773–1781, 2000.

[Best 2011]S. R. Best, “State-of-the-art in the design of electrically small antennas”, in *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, April, p. 2729‑2732.

[Best 2010]S. R. Best et D. L. Hanna, “A Performance Comparison of Fundamental Small-Antenna Designs”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 52, n° 1, p. 47‑70, Feb 2010.

[Best 2009]S. R. Best, “Optimization of the bandwidth of electrically small planar antennas”, in *Antenna Applications Symposium, Allerton Park, Monticello, IL*, 2009.

[Best 2007]H. R. Stuart, S. R. Best, et A. D. Yaghjian, “Limitations in relating quality factor to bandwidth in a double resonance small antenna”, *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 6, p. 460–463, 2007.

[Best 2005]S. R. Best, “A discussion on the quality factor of impedance matched electrically small wire antennas”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, n° 1, p. 502‑508, Jan 2005.

[Best 2002]S. R. Best et J. D. Morrow, “The effectiveness of space-filling fractal geometry in lowering resonant frequency”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 1, n° 1, p. 112‑115, 2002.

[Bonnet 2006]B. Bonnet, “Etude et réalisation de filtres et d’antennes intégrés pour applications radiofréquences et micro-ondes”, Thèse de Doctorat, 2006.

[Burke 2000]R. C. Hansen et M. Burke, “Antennas with magneto-dielectrics”, *Microwave and optical technology letters*, vol. 26, n° 2, p. 75–78, 2000.

[Calcul des propiérés diélectriques_NIMREF] “Dielectric Properties of Body Tissues: Home page”. Disponible sur: http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/

[Canneva 2011]F. Canneva, F. Ferrero, A. Chevalier, J.-M. Ribero, R. Staraj, J. L. Mattei, et P. Queffelec, “Miniature reconfigurable antenna with magneto dielectric substrate for DVB-H band”, in *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2011, p. 2289‑2292.

[Calvez 2010]C. Calvez, C. Person, J.-P. Coupez, F. Gallée, H. Ezzeddine, A. Cathelin, et D. Belot, “New millimeter wave packaged antenna array on IPD technology”, in *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), 2010 Topical Meeting on*, 2010, p. 96–99.

[Carver 1981] K. Carver et J. Mink, "Microstrip antenna technology", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 29, n° 1, p. 2–24, 1981.

[Chebihi 2006]A. Chebihi, "Conceptions d'antennes pour solutions RF SiP", Université de Nice Sophia Antipolis, Rapport de Master, 2006.

[Cho 2012]C. Cho, H. Choo, N.-W. Kang, et J.-S. Kang, "Advanced Wheeler cap method for measuring the antenna efficiency", in *2012 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, 2012, p. 995‑998.

[Chu 1948] L. J. Chu, "Physical Limitations of Omni-Directional Antennas", *Journal of applied physics*, vol. 19, n° 12, p. 1163–1175, 1948.

[Collin 1964] R. Collin et S. Rothschild, "Evaluation of antenna Q", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 12, n° 1, p. 23–27, 1964

[Collins 2005]B. S. Collins et S. A. Saario, "The use of baluns for measurements on antennas mounted on small groundplanes", in *Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, 2005. IWAT 2005. IEEE International Workshop on*, 2005, p. 266–269.

[Compston 2008]A. J. Compston, J. D. Fluhler, et H. G. Schantz, "A fundamental limit on antenna gain for electrically small antennas", in *Sarnoff Symposium, IEEE*, 2008, p. 1–5

[Diallo 2007] A. Diallo, "Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO", Thèse de Doctorat, Université de Nice Sophia-Antipolis, 2007.

[F6AIX 2012]F6AIX, "Baluns & symétriseurs". mai-2012.

[Fukasawi 2005]T. Fukasawa, K. S. M. Ohtsuka, et S. Makino, "Accurate and effective measurement method for small antenna using fiber-optics", *Proc. International Union of Radio Science (URSI)*, 2005.

[Gabriel 1996]C. Gabriel, "Compilation of the Dielectric Properties of Body Tissues at RFand Microwave Frequencies.", DTIC Document, 1996.

[Garg 2001]R. Garg, *Microstrip antenna design handbook*. Artech house publishers, 2001.

[Geyi 2003]W. Geyi, "Physical limitations of antenna", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 51, n° 8, p. 2116–2123, 2003.

[Gianvittorio 2002]J. P. Gianvittorio et Y. Rahmat-Samii, "Fractal antennas: A novel antenna miniaturization technique, and applications", *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 44, n° 1, p. 20–36, 2002.

[Grynczel 2007]L. GRYNCZEL, "Development of measurement system for small antennas", Royal Institute of Technology, Stockholm, Master of Science Thesis, mars 2007.

[Gustafsson 2007]M. Gustafsson, C. Sohl, et G. Kristensson, "Physical limitations on antennas of arbitrary shape", *Proceedings of the Royal Society A:Mathematical, Physical and Engineering Science*, vol. 463, n° 2086, p. 2589–2607, 2007.

[Gustafsson 2009]M. Gustafsson, C. Sohl, et G. Kristensson, "Illustrations of new physical bounds on linearly polarized antennas", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 57, n° 5, p. 1319–1327, 2009.

[Hall 2000]S. H. Hall, G. W. Hall, et J. A. McCall, *High-speed digital system design: a handbook of interconnect theory and design practices*. Citeseer, 2000.

[Hansen 1981] R. C. Hansen, «"Fundamental limitations in antennas", *Proceedings of the IEEE*, vol. 69, n° 2, p. 170–182, 1981.

[Hao 2005] Y. Hao, A. Alomainy, P. S. Hall, Y. I. Nechayev, C. G. Parini, et C. C. Constantinou, "Antennas and propagation for body centric wireless communications", in *IEEE/ACES International Conference on Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics,* , 2005, p. 586‑589.

[Harrington 1960]R. F. Harrington, "Effect of antenna size on gain, bandwidth, and efficiency", *J. Res. Nat. Bur. Stand*, vol. 64, n° 1, p. 1–12, 1960.

[Huang 1983]J. Huang, "The finite ground plane effect on the microstrip antenna radiation patterns", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 31, n° 4, p. 649‑653, 1983.

[Huang 2001]Y. Huang, R. M. Narayanan, et G. R. Kadambi, "On Wheeler's method for efficiency measurement of small antennas", in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001*, vol. 3, p. 346‑349 vol.3.

[Huitema 2012]L. Huitema, S. Sufyar, C. Delaveaud, et R. D'Errico, "Miniature antenna effect on the ear-to-ear radio channel characteristics", in *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2012, p. 3402‑3406.

[Huitema 2013]L. Huitema, C. Delaveaud, et R. D'Errico, "Miniature Antenna for Micro SD Card", in *Antennas and Propagation (EuCAP), Proceedings of the seventh European Conference on*, 2013, p. 1‑5.

[Huynh 2003] M.-C. Huynh et W. Stutzman, "Ground plane effects on planar inverted-F antenna (PIFA) performance", in *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings*, 2003, vol. 150, p. 209–213.

[Hwang 1995]Y. Hwang, Y. P. Zhang, G. X. Zheng, et T. K. C. Lo, "Planar inverted F antenna loaded with high permittivity material", *Electronics Letters*, vol. 31, n° 20, p. 1710–1712, 1995.

[Icheln 2004]C. Icheln, J. Krogerus, et P. Vainikainen, "Use of balun chokes in small-antenna radiation measurements", *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 53, n° 2, p. 498–506, 2004.

[Ikonen 2006]P. M. T. Ikonen, K. N. Rozanov, A. V. Osipov, P. Alitalo, et S. A. Tretyakov, "Magnetodielectric substrates in antenna miniaturization: Potential and limitations", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 54, n° 11, p. 3391–3399, 2006.

[Ito 2009]K. Ito, W. Xia, M. Takahashi, et K. Saito, "An implanted cavity slot antenna for medical communication systems", in *3rd European Conference on Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009*, 2009, p. 718‑721.

[Izdebski 2009]P. M. Izdebski, H. Rajagopalan, et Y. Rahmat-Samii, "Conformal Ingestible Capsule Antenna: A Novel Chandelier Meandered Design", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, n° 4, p. 900‑909, 2009.

[Jeangeorges 2011]M. Jeangeorges, "Conception d'antennes miniatures intégrées pour solutions RF SiP", Thèse de Doctorat, Université de Nice Sophia-Antipolis, 2010.

[Kadri 2011]S. E. Kadri, "Contribution à l'étude d'antennes miniatures reconfigurables en fréquence par association d'éléments actifs", Thèse de Doctorat, Université de Grenoble, 2011.

[Krupka 1968]Z. Krupka, "The effect of the human body on radiation properties of small-sized communication systems", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 16, n° 2, p. 154‑163, 1968.

[Lantéri 2010]J. Lantéri, L. Dussopt, R. Pilard, D. Gloria, S. D. Yamamoto, A. Cathelin, et H. Hezzeddine, "60 GHz antennas in HTCC and glass technology", in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on*, 2010, p. 1–4.

[Laporte 2010]C. Laporte et H. Ezzeddine, "Trim of a balun", EP220487707-juill-2010.

[Luxey 2007]C. Luxey, R. Staraj, G. Kossiavas, et A. Papiernik, "Antennes imprimées: Techniques et domaines d'applications", *Techniques de l'ingénieur. Electronique*, vol. 5, n° E3311, 2007.

[Liu 2011]L. Liu, Y. F. Weng, S. W. Cheung, T. I. Yuk, et L. J. Foged, "Modeling of cable for measurements of small monopole antennas", in *Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2011 Loughborough*, 2011, p. 1‑4.

[Massey 2003]P. J. Massey et K. R. Boyle, "Controlling the effects of feed cable in small antenna measurements", in *Antennas and Propagation, 2003. (ICAP 2003). Twelfth International Conference on (Conf. Publ. No. 491)*, 2003, vol. 2, p. 561‑564 vol.2.

[McLean 1996]J. S. McLean, "A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 44, n° 5, p. 672, 1996.

[Merli 2011]F. Merli, L. Bolomey, J. Zurcher, G. Corradini, E. Meurville, et A. K. Skriverviky, "Design, Realization and Measurements of a Miniature Antenna for Implantable Wireless Communication Systems", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, n° 10, p. 3544‑3555, 2011.

[MMCX] « Connecteur MMCX ».

[Moon 2001]S. Moon, "Folded meander line and multilayered dielectric chip antenna for surface mount", in *Microwave Conference, 2001. APMC 2001. 2001 Asia-Pacific*, 2001, vol. 2, p. 472 ‑ 475 vol.2.

[Mustra 2007]M. Mustra, B. Rapinac, et D. Bonefacic, "Comparison of EM solvers on a circularly polarized patch antenna", in *Applied Electromagnetics and Communications, ICECom 2007. 19th International Conference on*, 2007, p. 1–4.

[Nassar 2011]I. T. Nassar et T. M. Weller, "The ground plane effect of a small meandered line antenna", in *Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2011 IEEE 12th Annual*, 2011, p. 1–5.

[Niamen 2010]M. A. C. Niamien, "Antennes miniatures VHF/UHF à base de matériaux magnéto-diélectriques théorie, conception et expérimentation", Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, 2010.

[Picon 2009]O. Picon, L. Cirio, C. Ripoll, G. Baudoin, J. F. Bercher, et M. Villegas, *Les antennes-Théorie, conception et applications: Théorie, conception et applications*. Dunod, 2009.

[Pigeon 2011]M. Pigeon, "Etude et réalisation d'antennes ultra-compactes à base de métamatériaux– Application à une antenne GNSS miniature", Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2012.

[Rahmat-Samii 2004] J. Kim et Y. Rahmat-Samii, "Implanted antennas inside a human body: simulations, designs, and characterizations", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, n° 8, p. 1934‑1943, 2004.

[Ramli 2011]N. H. Ramli, E. N. Ahyat, M. R. Kamarudin, et N. A. Samsuri, "Design an implantable antenna at 2.45GHz for wireless implantable body area network (WiBAN) applications", in *RF and Microwave Conference (RFM), 2011 IEEE International*, 2011, p. 329‑332.

[Rhodes 1976]D. R. Rhodes, "Observable stored energies of electromagnetic systems", *Journal of the Franklin Institute*, vol. 302, n° 3, p. 225–237, 1976.

[Schantz 2005]H. G. Schantz, "Near field propagation law a novel fundamental limit to antenna gain versus size", in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005, vol. 3A, p. 237‑240 vol. 3A

[Schneider 1969]M. V. Schneider, "Microstrip lines for microwave integrated circuits", *Bell Syst. Tech. J*, vol. 48, n° 5, p. 1421–1444, 1969.

[Shanmuganantham 2007]T. Shanmuganantham, S. Raghavan, et D. Sriram Kumar, "Comparison of numerical techniques for rectangular microstrip patch antenna", in *Applied Electromagnetics Conference, . AEMC 2007. IEEE*, 2007, p. 1–4.

[Sharaiha 2007]A. Sharaiha, "Antenna Miniaturization and evaluation of their performances", présenté à 19ème Colloque International Optique Hertzienne et Diélectrique, Valence, 2007.

[Skrivervik 2001]A. K. Skrivervik, J.-F. Zurcher, O. Staub, et J. R. Mosig, “PCS antenna design: The challenge of miniaturization”, *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 43, n° 4, p. 12–27, 2001.

[Skrivervik 2013]A. K. Skrivervik, “Implantables antennas : The challenge of Efficicency”, in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 Proceedings of the seventh European Conference on*, 2013, p. 1‑5.

[Soontornpipit 2004]P. Soontornpipit, C. M. Furse, et Y. C. Chung, “Design of implantable microstrip antenna for communication with medical implants”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, n° 8, p. 1944‑1951, 2004.

[Thiele 2003]G. A. Thiele, P. L. Detweiler, et R. P. Penno, “On the lower bound of the radiation Q for electrically small antennas”, *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.51, no.6, pp.1263,1269, June 2003.

[Tokuda 1992]M. TOKUDA et N. KUWABARA, “Recent progress in fiber optic antennas for EMC measurement”, *IEICE Transactions on communications*, vol. 75, n° 3, p. 107– 114, 1992.

[Vaiarello 2011]Y. Vaiarello, Y. Leduc, N. Veau, et G. Jacquemod, “Low power RF ADC based on voltage to time conversion”, in *Proc. Forum SAME (Sophia Antipolis Microelectronics)*, Sophia Antipolis, France, 2011, p. University Booth, Session 1, Demo 1.

[Vidal 2012]N. Vidal, S. Curto, J. M. Lopez-Villegas, J. Sieiro, et F. M. Ramos, “Detuning study of implantable antennas inside the human body”, *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 124, p. 265–283, 2012.

[Virtanen 2010]J. Virtanen, L. Ukkonen, A. Z. Elsherbeni, V. Demir, et L. Sydänheimo, “Comparison of different electromagnetic solvers for modeling of inkjet printed RFID humidity sensor”, in *2010 ACES Conference The 26th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics, Tampere, Finland, April 25th-29th, 2010*.

[Vollakis 2005]J. L. Volakis, *Antenna engineering handbook*. Books24x7. com, 2005.
Transactions on, vol. 51, n° 6, p. 1263–1269, 2003.

[Volakis 2010]J. Volakis, C. C. Chen, et K. Fujimoto, *Small antennas: miniaturization techniques & applications*. McGraw-Hill Professional, 2010.

[Wheeler 1947] H. A. Wheeler, “Fundamental limitations of small antennas”, *Proceedings of the IRE*, vol. 35, n° 12, p. 1479–1484, 1947.

[Weller 2011]I. T. Nassar et T. M. Weller, “An electrically small meandered line antenna with truncated ground plane”, in *Radio and Wireless Symposium (RWS), IEEE*, 2011, p. 94–97.

[Wong 1998]K. L. Wong et K. P. Yang, “Modified planar inverted F antenna”, *Electronics letters*, vol. 34, n° 1, p. 7–8, 1998.

[Yaghjian 2005] A. D. Yaghjian et S. R. Best, “Impedance, bandwidth, and Q of antennas”, *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 53, n° 4, p. 1298–1324, 2005.

Mathematical, Physical and Engineering Science, vol. 463, n° 2086, p. 2589–2607, 2007.

[Yakaniev 2011]B. Yanakiev, J. O. Nielsen, M. Christensen, et G. Frolund Pedersen, “Small Device For Short-Range Antenna Measurements Using Optics”, *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 53, n° 6, p. 148–152, 2011.

[Yang 1999]R. Yang, K.-P. Ma, Y. Qian, et T. Itoh, “A uniplanar compact photonic-bandgap (UC-PBG) structure and its applications for microwave circuit”, *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 47, n° 8, p. 1509–1514, 1999

[Yun 2010]S. Yun, K. Kim, et S. Nam, “Outer-Wall Loop Antenna for Ultrawideband Capsule Endoscope System”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 9, p. 1135‑1138, 2010.

[Zingg 2000]R. Zingg, *Printed Dipole Antenna*. University of Colorado at Boulder, 2000.

Bibliographie

Publications

Conférence international

Vaiarello, Y.; Diop, O.; Veau N.; Tatinian W.; Jacquemod G.; "Channel Modelling for Cochlear Implant Application", SAME Forum, Sophia Antipolis, France, 2010

Diop, O.; Ferrero, F.; Diallo, A.; Jacquemod, G.; Laporte, C.; Ezzeddine, H.; Luxey, C.; "*IPD technology for co-integration of balun and miniature antennas at 2.4 GHz* ", Sophia Antipolis Micro-Electronics Conference SAME 2012, 2-3 Octobre 2012, Sophia Antipolis, France .

Diop, O.; Bouqlila, H.; Diallo, A.; Brachat, P.; Luxey, C., "Quality factor study of planar antennas," *Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2011 Loughborough*, 14-15 Nov. 2011

Diop, O.; Ferrero, F.; Diallo, A.; Jacquemod, G.; Laporte, C.; Ezzeddine, H.; Luxey, C., "Planar antennas on Integrated Passive Device technology for biomedical applications", *Antenna Technology (iWAT), 2012 IEEE International Workshop on* , 5-7 March 2012

Papier invité dans une conférence internationale

Jacquemod, G. ; Jausseran, D. ; Diop, O. ;Vaiarello, Y. ; El Amraoui, A. , Ferrero, F. ; Tatinian, W.; Diallo, A. ; Leduc, Y. ; Veau, N.; Laporte, C.; Ezzeddine, H.; Luxey, C.; "Low-Power Wireless Microphone Transceiver based on Analog to Time Conversion for Cochlear Implant Application" *International Conference on Small Sciences (ICSS)*, Orlando, USA, 2012

Conférence nationale

Diop O. ; Bouqlila H. ; Diallo A. ; Brachat P. ; Luxey C. "*Etude et optimisation du facteur de qualité d'antennes planaires* ", 17ème Journées Nationales Microondes- 18-19-20 Mai 2011, Brest, France.

Résumé

Actuellement, les objets communicants sans fils occupent une place prépondérante dans notre vie de tous les jours. Pour faciliter leur utilisation, ces objets sont de plus en plus petits et ils nécessitent donc de très petites antennes pour échanger des informations. Cette miniaturisation d'antennes implique forcément une détérioration de leurs performances. La conception d'antennes électriquement petites nécessite donc une très bonne compréhension théorique des mécanismes électromagnétiques mis en jeu notamment quelles limites précises peut-on atteindre pour une antenne étant circonscrive dans un volume donné. Un des paramètres essentiels d'une antenne électriquement petite est son facteur de qualité intrinsèque : il est inversement proportionnel à sa bande passante en impédance. Ainsi, maximiser la bande passante en impédance d'une antenne consiste à minimiser son facteur de qualité. De nombreux travaux ont été développés au cours des dernières décennies pour déterminer les limites possibles pour des antennes électriquement petites. Ces limites théoriques font toujours débat aujourd'hui car il est extrêmement difficile de s'en approcher.

C'est dans ce cadre que s'inscrit le premier axe de recherche de la thèse : étudier le facteur de qualité d'antennes dipôles et monopoles, avec ou sans plan de masse, de différentes tailles et sous diverses configurations afin de déterminer s'il existe des dimensions optimales permettant de s'approcher des limites fondamentales concernant le facteur de qualité.

Le second axe de recherche a consisté à étudier des antennes miniatures, fonctionnant à 2,45 GHz pour des implants biomédicaux. Plusieurs configurations d'antennes sont ainsi explorées. Ces antennes sont imprimées sur de nouveaux types de substrat pour avoir une meilleure résolution de trace métallique favorisant une réduction de l'encombrement, et notamment une intégration facilitant ainsi les éventuelles interconnexions avec les frontaux RF. Le challenge consiste à maximiser les performances de ces antennes pour s'approcher des limites fondamentales théoriques. Les résultats présentés sont appuyés par des modélisations et simulations électromagnétiques en premier lieu. Cependant, plusieurs prototypes ont aussi été réalisés permettant de valider les résultats obtenus.

Mots clefs : Antenne, miniaturisation, Facteur de qualité, Limite de Gustafsson, Integrated Passive Devices, Symétriseur.

Abstract

Currently, wireless devices play an important role in everyday life. For ease-of-use, these devices are becoming smaller and therefore require very small antennas to wirelessly exchange data. However, the size reduction of these antennas necessarily implies a degradation of their performance. Consequently, the design of electrically small antennas requires a very good theoretical understanding of the electromagnetic phenomenon that takes place, especially in terms of accurate performance that can be expected for an antenna with given dimensions. An important parameter of an electrically small antenna is its intrinsic quality factor since it is inversely proportional to its impedance bandwidth. Indeed, maximizing the matching bandwidth of an antenna consists in minimizing its quality factor. Facing this problem, in recent decades, many researches have been developed to determine the possible limits of the quality factor of electrically small antennas. However, these limits are still discussed today since they are extremely difficult to reach. The first research axis of this thesis is to study the quality factor of dipole and monopole antennas, with or without ground plane, having various sizes and configurations to determine whether optimal dimensions exist to approach the fundamental quality factor limits. The second part of the thesis studies miniature antennas for biomedical implants operating at 2.45 GHz. Several antenna configurations are explored. These antennas are printed on a specific microelectronic substrate to ensure a better resolution in terms of metallic traces in order to reduce the size and allow easier integration to facilitate interconnections with RF front-end. The challenge consists in maximizing the performance of these antennas to tangent their fundamental limits. The presented results are supported by means of electromagnetic models and simulations on one hand. Also, several prototypes are fabricated to validate these results on the other hand.

Keywords: Antenna, Miniaturization, quality factor, Gustafsson Limit, Integrated Passive Devices, Balun.